



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Σχεδίαση Ευφών Κεραιών για Ευρυζωνικές Εφαρμογές σε Ψηφιακά Συστήματα Ευρυεκπομπής

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Στυλιανός Χ. Παναγιώτου

Αθήνα, Οκτώβριος 2008



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Σχεδίαση Ευφών Κεραιών για Ευρυζωνικές Εφαρμογές σε Ψηφιακά Συστήματα Ευρυεκπομπής

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Στυλιανός Χ. Παναγιώτου

Συμβουλευτική Επιτροπή: Χρήστος Καψάλης
Παναγιώτης Κωττής
Φίλιππος Κωνσταντίνου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την / /2008.

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Π. Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Φ. Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γ. Φικιώρης
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σ. Κωτσόπουλος
Καθηγητής Παν. Πατρών

.....
Ι. Κανελλόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Δ. -Θ. Κακλαμάνη
Αν. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....
Στυλιανός Χ. Παναγιώτου

Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Στυλιανός Χ. Παναγιώτου, 2008.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

*Στην οικογένειά μου και
σε όσους επιλέγουν τη δύσκολη οδό*

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής αποτελεί η μελέτη, σχεδίαση και αξιοποίηση σε ψηφιακά συστήματα ευρυεκπομπής ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (Switched Parasitic Arrays, SPAs). Πρόκειται για έναν τύπο ευφών κεραιών (Smart Antennas), οι οποίες εντάσσονται στην επιμέρους κατηγορία των κεραιών στρεφόμενου λοβού (Switched Beam, SB). Η διατριβή εξειδικεύεται στη σχεδίαση ευφών κεραιοσυστημάτων που διευκολύνουν τη λήψη σήματος επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Πιο συγκεκριμένα, λαμβάνεται υπόψη το πρότυπο DVB-T που χρησιμοποιείται στον ευρωπαϊκό χώρο και επομένως δίνεται περισσότερη έμφαση στην ανάπτυξη ευφών κεραιοδιατάξεων μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης που λειτουργούν στις ζώνες συχνοτήτων του DVB-T (και κυρίως στην UHF ζώνη) και ικανοποιούν κατά βέλτιστο τρόπο τις συνθήκες λήψης (σταθερή, φορητή και κινητή λήψη) που ορίζονται από το εν λόγω πρότυπο.

Αρχικά περιγράφονται τα κύρια χαρακτηριστικά του DVB-T. Ακολούθως παρουσιάζονται τα είδη και οι αρχές λειτουργίας των ευφών κεραιών, καθώς και τα πλεονεκτήματα που συνεπάγεται η ενσωμάτωση τους σε ένα σύστημα ψηφιακής τηλεόρασης. Στη συνέχεια αναπτύσσονται οι διατάξεις SPAs διπόλων που μελετώνται στην παρούσα διατριβή και τονίζεται η σημασία της ηλεκτρονικής στροφής του διαγράμματος ακτινοβολίας. Σχεδιάζονται διάφορες διατάξεις από ευφείς κεραιές μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων που προορίζονται για εφαρμογές λήψης σήματος ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης. Δίνεται έμφαση σε δομές που περιλαμβάνουν δύο ενεργά (γειτονικά) περιφερειακά στοιχεία με τα υπόλοιπα βραχυκυκλωμένα, σε δομές που αποτελούνται από ένα κεντρικό σταθερό ενεργό στοιχείο που περιστοιχίζεται από ανοιχτοκυκλωμένα ή βραχυκυκλωμένα στοιχεία και στην κεραία ESPAR, όπου ένα σταθερό ενεργό στοιχείο περιστοιχίζεται από έναν δακτύλιο παθητικών στοιχείων φορτωμένων με μεταβλητά φανταστικά φορτία. Ακόμη παρατίθενται στοιχεία από τη θεωρία της μεθόδου των ροπών, η οποία χρησιμοποιείται για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των SPAs.

Η σχεδίαση των SPAs πραγματοποιείται με τη βοήθεια της στοχαστικής τεχνικής αναζήτησης και βελτιστοποίησης των γενετικών αλγορίθμων (Genetic Algorithms, GAs), η οποία συνίσταται για την επίλυση πολυπαραμετρικών προβλημάτων. Ικανοποιούνται διάφορες σχεδιαστικές απαιτήσεις που αφορούν στη μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας, την τιμή του κέρδους και την αντίσταση εισόδου. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την ευελιξία και αποτελεσματικότητα των προτεινόμενων διαδικασιών σχεδίασης.

Επιπλέον γίνεται αναφορά στην κατασκευή και πειραματική μέτρηση πρωτοτύπων των προτεινόμενων ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων για μια κατάσταση μεταγωγής και σε μια περίπτωση το πρωτότυπο μιας προτεινόμενης κεραιάς αποτιμάται σε ένα ρεαλιστικό σενάριο λειτουργίας χρησιμοποιώντας συγκριτικά αποτελέσματα μετρήσεων από μια πιστοποιημένη ευρυζωνική κεραία αναφοράς.

Λέξεις Κλειδιά: Σχεδίαση Ευφών Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων, Γενετικοί Αλγόριθμοι, Ψηφιακή Επίγεια Τηλεόραση, Διάγραμμα Ακτινοβολίας, Λειτουργικό Εύρος Ζώνης, UHF.

ABSTRACT

The subject of the present thesis is the study, design and deployment in digital broadcasting systems of smart switched arrays consisting of active and parasitic elements (Switched Parasitic Arrays, SPAs). These are types of smart antennas, which belong to the sub-category of switched beam (SB) antennas. The dissertation focuses on the design of smart antenna systems that facilitate the reception of digital terrestrial television signal. More specifically, the DVB –T standard that is used across Europe is taken into consideration and more attention is paid to the development of smart switched parasitic arrays with extended operational bandwidth that operate at DVB-T frequency zones (especially at UHF Band) and satisfy the reception conditions (fixed, portable and mobile reception) determined by the above mentioned standard in an optimum manner.

Initially the major characteristics of DVB-T are described. In the following, the kinds and operation principles of smart antennas are presented, together with the advantages offered by their incorporation in a digital terrestrial television system. Furthermore, dipole SPAs studied in the present thesis are developed and the importance of electronic steering of the radiation pattern is stressed. Emphasis is laid on structures that include two active (adjacent) peripheral elements with the remaining elements being short-circuited, structures that consist of a central active element surrounded by open-circuited or short-circuited elements and the ESPAR antenna, where a central active element is encircled by a ring of passive elements loaded with variable reactive loads. Moreover, elements from the theory of method of moments (MoM) are provided, as this method is used for the electromagnetic analysis of SPAs.

The design of SPAs is made feasible with the aid of the stochastic search and optimization technique of genetic algorithms (GAs), which is recommended for the resolution of multi-parametric problems. Various design requirements are satisfied, concerning the shape of the radiation pattern, the gain value and the input impedance. The results prove the efficiency of the proposed design procedures.

In addition, reference is made to the construction and experimental measurement of prototypes of the proposed switched parasitic arrays for a single switching state and in one case the prototype of a proposed array is evaluated in a realistic operational scenario utilizing comparison measurements results from an authenticated reference broadband antenna.

Keywords: Design of Switched Parasitic Arrays, Genetic Algorithms, Digital Terrestrial Television, Radiation Pattern, Operational Bandwidth, UHF.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διατριβή εξειδικεύεται στη σχεδίαση ευφών κεραιοσυστημάτων που διευκολύνουν τη λήψη σήματος επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Πιο συγκεκριμένα, λαμβάνεται υπόψη το πρότυπο DVB-T που χρησιμοποιείται στον ευρωπαϊκό χώρο και επομένως δίνεται περισσότερη έμφαση στην ανάπτυξη ευφών κεραιοδιατάξεων που λειτουργούν στις ζώνες συχνοτήτων του DVB-T (και κυρίως στην UHF μπάντα) και ικανοποιούν κατά βέλτιστο τρόπο τις συνθήκες λήψης (σταθερή, φορητή και κινητή λήψη) που ορίζονται από το εν λόγω πρότυπο.

Το πρώτο κεφάλαιο είναι αφιερωμένο σε μια περιεκτική επισκόπηση του DVB-T προτύπου επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης, δίνοντας βάρος σε θέματα κάλυψης. Επιπλέον, στόχος του κεφαλαίου αυτού είναι να καταστεί εύληπτη η αναγκαιότητα εισαγωγής ευφών κεραιοσυστημάτων στον τομέα της ψηφιακής τηλεόρασης, κάτι βέβαια που θα διαφανεί ιδιαίτερα και στα κεφάλαια που αναπτύσσονται διεξοδικά τα προτεινόμενα κεραιοσυστήματα και αναφέρεται ξεχωριστά για το καθένα από αυτά η συμβολή τους στη βελτίωση των συνθηκών λήψης για τις οποίες προορίζονται. Οι προτεινόμενες ευφείς κεραιές που παρουσιάζονται στα επόμενα κεφάλαια αυτής της διατριβής μπορούν φυσικά να βρουν πεδίο εφαρμογής και σε άλλα επίγεια ψηφιακά συστήματα ευρυεκπομπής, αφού πρώτα γίνουν οι απαραίτητες ρυθμίσεις στο φυσικό τους μέγεθος, ώστε να είναι δυνατή η λειτουργία τους στις συχνοτικές ζώνες που καταλαμβάνουν τα διάφορα άλλα ψηφιακά συστήματα ευρυεκπομπής.

Στο πρώτο μισό του δεύτερου κεφαλαίου εισάγεται η έννοια των ευφών κεραιών και παρατίθενται στοιχεία που αφορούν στην ιστορική τους εξέλιξη. Ακόμη παρουσιάζονται αναλυτικά τα είδη, οι αρχές λειτουργίας και οι σημαντικότεροι αλγόριθμοι μορφοποίησης του διαγράμματος ακτινοβολίας τους, ενώ αναπτύσσονται και τα βασικά πλεονεκτήματα που προκύπτουν από την ενσωμάτωσή τους στα σύγχρονα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Στο υπόλοιπο μισό τμήμα του κεφαλαίου περιγράφονται οι αρχές λειτουργίας των ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων. Εξηγείται η σημασία του ηλεκτρονικού ελέγχου του διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω της εναλλαγής μεταξύ των ενεργών και παρασιτικών στοιχείων στο κύκλωμα τροφοδότησης. Επιπλέον γίνεται παράθεση στοιχείων από την πρόσφατη βιβλιογραφία, όπου καταγράφονται παραδείγματα ποικίλων εκδοχών συμμετρικών ευφών στοιχειοκεραιών ενεργών, παρασιτικών βραχυκυκλωμένων και ανοικτοκυκλωμένων στοιχείων. Τέλος, γίνεται νύξη στους λόγους που συντείνουν στη χρησιμοποίηση ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων για εφαρμογές επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης.

Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφονται οι αρχές και οι μηχανισμοί λειτουργίας της τεχνικής των γενετικών αλγορίθμων. Αναφέρονται τα κύρια πλεονεκτήματά τους έναντι άλλων παραδοσιακών μεθόδων βελτιστοποίησης και εξηγείται η χρησιμότητά τους στην αντιμετώπιση σύνθετων ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων. Πιο συγκεκριμένα, καθίσταται σαφής μέσω βιβλιογραφικών αναφορών η ευελιξία της μεθόδου και οι ποικίλες εφαρμογές της στην επίλυση πολυπαραμετρικών προβλημάτων. Έτσι, προβάλλεται ως ιδανική επιλογή για τη σύνθεση ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων. Ακόμα, παρουσιάζεται η μέθοδος των ροπών, η οποία χρησιμοποιείται για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των προτεινόμενων κεραιών αυτής της διατριβής. Το κεφάλαιο αυτό καταλήγει με την παρουσίαση μερικών κεραιοσυστημάτων (π.χ κεραιά PIFA, κεραιά PIFA-Parasitic) που σχεδιάστηκαν με τη βοήθεια των γενετικών

αλγορίθμων και της μεθόδου των ροπών, τα οποία εντάσσονται στα ευρύτερα πλαίσια αυτής της διατριβής.

Από το τέταρτο κεφάλαιο αρχίζει η παράθεση αριθμητικών αποτελεσμάτων, τα οποία αναδεικνύουν τις δυνατότητες γενετικής σχεδίασης συμμετρικών ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων. Ικανοποιούνται διάφορες σχεδιαστικές απαιτήσεις, άλλες ταυτόχρονα και άλλες σε διαφορετικές περιπτώσεις: αυτές είναι η κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου με ένα προκαθορισμένο αριθμό διαγραμμάτων ακτινοβολίας συγκεκριμένης μορφής, η επίτευξη επιθυμητών τιμών κέρδους και αποδεκτών τιμών αντίστασης εισόδου. Οι λύσεις που προκύπτουν επιβεβαιώνουν την ευελιξία και αποτελεσματικότητα των προτεινόμενων διαδικασιών σχεδίασης, οι οποίες εφαρμόζονται σε διάφορες εκδοχές των υπό μελέτη δομών. Αναλυτικότερα, στην Παράγραφο 4.1 αναπτύσσεται μια ευρυζωνική κυκλική SPA που προορίζεται για χρήση σε εφαρμογές σταθερής λήψης και φορητής λήψης σε εσωτερικούς χώρους σήματος DVB-T στην IV UHF συχνοτική ζώνη. Παρουσιάζονται αποτελέσματα και θεωρήσεις υλοποίησης για την κεραία, ενώ παρατίθενται μετρήσεις για μια μεμονωμένη κατάσταση μεταγωγής. Στην Παράγραφο 4.2 εξετάζεται μια ευρυζωνική κυκλική SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από επίπεδη τετραγωνική αγωγή βάση, κατάλληλη για DVB-T εφαρμογές. Έπειτα η προαναφερθείσα κεραία τοποθετείται πάνω σε περίβλημα και εξετάζεται η επίδοση της νέας διάταξης. Στην Παράγραφο 4.3 μελετάται μια SPA που προορίζεται για DVB-T συστήματα σταθερής, φορητής ή κινητής (σε κινούμενα οχήματα, τρένα, λεωφορεία) λήψης. Επιπλέον, ένα πρωτότυπο της προτεινόμενης SPA υλοποιείται για μια συγκεκριμένη κατάσταση μεταγωγής και οι ιδιότητες του μετρώνται σε ανηχοϊκό θάλαμο. Επιπροσθέτως, η απόδοση της προτεινόμενης κεραίας εκτιμάται σε ένα πραγματικό σενάριο λήψης τηλεοπτικού σήματος. Τέλος, η παράγραφος 4.4 πραγματεύεται μια ευφή στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων τοποθετημένων στο οριζόντιο επίπεδο για DVB-T εφαρμογές.

Στο κεφάλαιο 5, η τεχνική σχεδίασης ευρυζωνικής SPA που προτάθηκε στο κεφάλαιο 4 χρησιμοποιείται τώρα για να υποδείξει μια προτεινόμενη διαδικασία για τη σχεδίαση ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής μόνο παρασιτικών στοιχείων για DVB-T εφαρμογές στην V-UHF μπάντα. Οι προτεινόμενες δομές περιλαμβάνουν τώρα ένα μοναδικό σταθερό ενεργό στοιχείο. Παρουσιάζονται ακόμα αποτελέσματα μετρήσεων για τις προτεινόμενες διατάξεις, καταδεικνύοντας άριστη συμφωνία μεταξύ των αποτελεσμάτων της υλοποίησης και των αριθμητικών αποτελεσμάτων.

Το Κεφάλαιο 6 είναι αφιερωμένο σε μια προσπάθεια εφαρμογής των ESPAR κεραιών (Electronically Steerable Passive Array Radiator Antennas) σε συχνότητες μέσα στη UHF ζώνη, ώστε να καταστεί εφικτή η χρησιμοποίηση των κεραιών αυτών σε συστήματα λήψης τηλεοπτικού σήματος και κατά επέκταση σε συστήματα λήψης DVB-T σήματος.

Η εκπόνηση της διατριβής πραγματοποιήθηκε στο Εργαστήριο Ασυρμάτου και Επικοινωνίας Μεγάλων Αποστάσεων της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Ε.Μ.Π. Η εκπόνηση διήρκεσε πέντε χρόνια, αρχής γενομένης από τον Νοέμβριο του 2003. Η εκπόνηση της διατριβής χρηματοδοτήθηκε από το πρόγραμμα ΠΕΝΕΔ 2003 με συμμετοχή 75% του Ευρωπαϊκού Κοινωνικού Ταμείου της Ευρωπαϊκής Κοινότητας και 25% του Υπουργείου Ανάπτυξης - Γενικής Γραμματείας Έρευνας και Τεχνολογίας σε συνδυασμό με την ιδιωτική εταιρεία CYMA A.E. στα πλαίσια του μέτρου 8.3 «Επιχειρησιακό Πρόγραμμα Ανταγωνιστικότητα» του Γ' Κοινοτικού Πλαισίου Στήριξης. Η διατριβή εντάσσεται στο έργο 03 ΕΔ196 «Ανάλυση των Γενικών Λειτουργικών Απαιτήσεων για την

Εισαγωγή Συστήματος Ψηφιακής Επίγειας Τηλεόρασης Στον Ελλαδικό Χώρο» που πραγματοποιείται στα πλαίσια του ΠΕΝΕΔ 2003.

Ολοκληρώνοντας, πρωτίστως οφείλω τις ευχαριστίες μου στους γονείς μου Χρήστο και Εύη, στους οποίους οφείλω τα πάντα αφού οφείλω την ζωή μου. Μάλιστα, με τον πατέρα μου συνεργαστήκαμε στην κατασκευή των βασικότερων κεραιών που αναλύονται σε αυτή τη διατριβή. Η βοήθεια του σε αυτό το κομμάτι ήταν ανεκτίμητη. Ευχαριστώ επίσης την αδελφή μου Σοφία για την αγάπη και την στήριξή της. Θα ήθελα να εκφράσω τις βαθύτατες ευχαριστίες μου στον καθηγητή μου κ. Χρήστο Καψάλη, για το παράδειγμά του και για την υπομονή του, την στήριξή του, τις πολύτιμες συμβουλές του, την ανεκτίμητη πολύπλευρη επιστημονική καθοδήγηση και πατρική συμπαράσταση καθ' όλη την διάρκεια της διατριβής. Θα ήθελα ακόμη να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου κ. Παναγιώτη Κωττή για την καθοδήγηση και την ηθική υποστήριξή του. Θα ήθελα ακόμη να ευχαριστήσω τον κ. Χρήστο Τσόκα, ηλεκτρονικό και τεχνικό υπεύθυνο του Εργαστηρίου Ασυρμάτου και Επικοινωνίας Μεγάλων Αποστάσεων, για την άριστη συνεργασία και επικοινωνία που είχαμε καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διατριβής. Θα ήθελα να εκφράσω τις ειλικρινείς μου ευχαριστίες στους συναδέλφους οι οποίοι με βοήθησαν όλα αυτά τα χρόνια με τον έναν ή τον άλλο τρόπο για την ολοκλήρωση της διατριβής. Ιδιαίτερης μνείας χρήζει ο φίλος και συνάδελφος Σ. Μυτιληναίος για την βοήθειά του στις μετρήσεις των προτεινόμενων κεραιών, οι οποίες συνιστούν σημαντικό κομμάτι της διατριβής. Η παρότρυνση και οι συμβουλές του Στέλιου ήταν πολύ σημαντικός παράγοντας ώθησης καθ' όλη την διάρκεια της διατριβής. Ξεχωριστά θα ήθελα να αναφέρω τον εξαιρετο φίλο, συνάδελφο και συνεργάτη Θ. Δημούσιο. Με το Θέμη διατηρούμε άριστη συνεργασία όλα αυτά τα χρόνια. Ευχαριστώ επίσης τη φίλη και συνάδελφο Χ. Τσιτούρη για τη βοήθεια που μου προσέφερε. Ευχαριστώ ακόμη τους συναδέλφους και πρωτίστως φίλους Π. Βαρλάμο, για την σημαντική του βοήθεια κατά τα πρώτα δύσκολα βήματα του διδακτορικού, Ν. Κουβελιώτη για την άριστη ερευνητική συνεργασία, Π. Παπακανέλλο, Ι. Χαιρετάκη, Ε. Νάνου και Β. Τσιαφάκη. Οι διατριβές της Έλενας και του Βασίλη εντάσσονται στο ίδιο έργο με τη δική μου, οπότε και η συνεργασία μας ήταν κάτι παραπάνω από εποικοδομητική.

Τέλος, ευχαριστώ το Θεό και τον Άγ. Κοσμά τον Αιτωλό που με αξίωσαν να περατώσω τις μακρόχρονες σπουδές μου.

Στυλιανός Χ. Παναγιώτου
Αθήνα, Οκτώβριος 2008

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	7
ABSTRACT.....	9
ΠΡΟΛΟΓΟΣ	11
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	28
ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΨΗΦΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΥΡΥΕΚΠΟΜΠΗΣ.....	28
1.1 ΕΠΙΓΕΙΑ ΨΗΦΙΑΚΗ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗ	28
1.1.1 Πρότυπα Ψηφιακής Τηλεόρασης.....	29
1.1.2 Το πρότυπο DVB-T	30
1.1.3 Τρόποι Λειτουργίας του DVB-T	31
1.1.4 Επιλογή Σχήματος Διαμόρφωσης και Ρυθμού Κωδικοποίησης.....	34
1.1.5 Επιλογή Διαστήματος Φύλαξης και Αριθμού Φερόντων	35
1.1.6 Επιλογή μεταξύ Ιεραρχικού και Μη-Ιεραρχικού Τρόπου Μετάδοσης.....	36
1.1.7 Κάλυψη και Ελάχιστες Τιμές Πεδίου για το DVB-T	37
1.1.8 Αντιπροσωπευτικές Διαμορφώσεις Δικτύων (Reference Planning Configurations, RPCs)	42
1.1.9 MFNs	44
1.1.10 SFNs.....	45
1.2 ΨΗΦΙΑΚΗ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗ ΚΑΙ ΕΥΦΥΕΙΣ ΚΕΡΑΙΕΣ	46
1.3 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 1 ^{ου} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	48
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	49
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΥΦΥΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ.....	49
2.1 ΒΑΣΙΚΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΕΥΦΥΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ	50
2.1.1 Ταξινόμηση ευφών κεραιών	50
2.1.2 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των Ευφών Κεραιών.....	51
2.1.3 Μορφοποίηση του Διαγράμματος Ακτινοβολίας	53
2.1.4 Δίκτυα Διαμόρφωσης Σταθερών Δεσμών Ακτινοβολίας (Fixed Beamforming Networks)	55
2.1.5 Διαχωρισμός Σημάτων στο Χώρο με Διαμορφωτές Δεσμών (Spatial Filtering with Beamformers).....	57
2.1.6 Συστήματα Στρεφόμενης Δέσμης (Switched Beam Systems).....	58
2.1.7 Συστήματα Πολλαπλών Σταθερών Δεσμών Ακτινοβολίας (Multiple Fixed Beam Systems).....	60
2.1.8 Συστήματα Προσαρμοστικών Κεραιών (Adaptive Arrays Systems)	60
2.1.9 Ευρυζωνικές Ευφυείς Κεραίες (Wideband Smart Antennas) – Επεξεργασία σήματος το πεδίο του χωροχρόνου	66
2.1.10 Διαμόρφωση Δέσμης στη Μετάδοση (Transmission Beamforming).....	68
2.1.11 Νέες Τάσεις στις Ευφυείς Κεραίες	69
2.2 ΕΥΦΥΕΙΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ (SWITHED PARASITIC ARRAYS, SPAs).....	70
2.2.1 Απλά Παραδείγματα από SPAs	71
2.2.2 Πολύπλοκες Δομές για SPAs.....	75
2.2.3 SASPA 4 στοιχείων και FASPA 5 στοιχείων.....	83
2.3 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 2 ^{ου} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	89
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	93
ΟΙ ΓΕΝΕΤΙΚΟΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΣΤΟΝ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΣΜΟ, Η ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΡΟΠΩΝ ΚΑΙ Ο ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΟΣ ΚΩΔΙΚΑΣ.....	93
3.1 ΟΙ ΓΕΝΕΤΙΚΟΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ	93

3.1.1 Κωδικοποίηση παραμέτρων βελτιστοποίησης του γενετικού αλγόριθμου	95
3.1.2 Δομικά Τμήματα - Σχήματα	96
3.1.3 Διαδικασία ενός απλού GA	96
3.1.4 Στρατηγικές Επιλογής (Selection) των GAs	97
3.1.5 Σχήματα Ζευγαρώματος (Mating Schemes)	99
3.1.6 Γενετικοί Τελεστές Διασταύρωσης (Crossover)	99
3.1.7 Γενετικοί Τελεστές Μετάλλαξης (Mutation)	102
3.1.8 Ελιτισμός	102
3.1.9 Αρχικοποίηση και Τερματισμός του GA	102
3.1.10 Επιλογή παραμέτρων GA με στόχο τη βελτιστοποίηση της απόδοσης του	103
3.1.11 Ένα βήμα προς βήμα παράδειγμα γενετικού αλγόριθμου	103
3.1.12 Σχεδίαση Κεραιών με τη χρήση Γενετικών Αλγορίθμων	109
3.2 Η ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΡΟΠΩΝ ΚΑΙ Ο ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΟΣ ΚΩΔΙΚΑΣ	113
3.2.1 Η Μέθοδος των Ροπών	113
3.2.2 Ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας και το πρόγραμμα SuperNec	118
3.3 ΓΕΝΕΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕ ΤΗ ΒΟΗΘΕΙΑ ΤΗΣ MoM ΚΑΙ ΤΟΥ SNEC	119
3.3.1 Βελτιστοποίηση μιας Επίπεδης Κεραίας ανεστραμμένου F (Planar Inverted F Antenna, PIFA)	120
3.3.2 PIFA με πρόσθετο παρασιτικό στοιχείο (PIFA with addition of a parasitic element, PIFA-Parasitic)	124
3.3.3 Συνεπτυγμένη κεραία στρεφόμενης δέσμης για ISM και WLAN εφαρμογές στα 2.4 GHz	128
3.3.4 Κυκλική ευφυής κεραία μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων με ένα σταθερό ενεργό στοιχείο για WiFi και WLAN εφαρμογές στα 2.4 GHz	134
3.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 3 ^{ου} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	139
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	144
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗΣ	144
4.1 ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗ, ΚΑΤΑΚΟΡΥΦΑ ΠΟΛΩΜΕΝΗ, ΚΥΚΛΙΚΗ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΦΟΡΗΤΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ DVB-T ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥ ΧΩΡΟΥ ΣΤΗΝ IV UHF ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΖΩΝΗ	144
4.1.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης της Κυκλικής SPA για την IV UHF μπάντα	146
4.1.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα της Κυκλικής SPA για την IV UHF μπάντα	148
4.1.3 Αποτελέσματα Μετρήσεων της Κυκλικής SPA για την IV UHF μπάντα	150
4.1.4 Σύγκριση με Κυκλική SPA με ένα ενεργό στοιχείο	153
4.2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΥΚΛΙΚΗΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΗ ΑΓΩΓΙΜΗ ΒΑΣΗ ΚΑΙ ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΒΑΣΗ ΜΕ ΠΕΡΙΒΛΗΜΑ	155
4.2.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης της Κυκλικής SPA πάνω από επίπεδη αγώγιμη βάση	156
4.2.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα για την Κυκλική SPA πάνω από επίπεδη αγώγιμη βάση	157

4.2.3 Κυκλική SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από επίπεδη αγώγιμη βάση με περίβλημα	159
4.3 ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗ, ΚΥΚΛΙΚΗ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΦΟΡΗΤΕΣ ΚΑΙ ΚΙΝΗΤΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ DVB-T ΣΤΗΝ V UHF ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΖΩΝΗ	161
4.3.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης της Κυκλικής SPA για την V UHF μπάντα.....	161
4.3.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα της Κυκλικής SPA για την V UHF μπάντα .	164
4.3.3 Αποτελέσματα Μετρήσεων της Κυκλικής SPA για την V UHF μπάντα .	167
4.3.4 Αξιολόγηση της προτεινόμενης SPA στην V UHF μπάντα	170
4.4 ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΠΟΘΕΤΗΜΕΝΩΝ ΣΤΟ ΟΡΙΖΟΝΤΙΟ ΕΠΙΠΕΔΟ ΓΙΑ ΦΟΡΗΤΕΣ ΚΑΙ ΚΙΝΗΤΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ DVB-T ΣΤΗΝ V UHF ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΖΩΝΗ	172
4.4.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης της SPA με τα οριζόντια στοιχεία για την V UHF μπάντα.....	172
4.4.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα για την SPA με τα οριζόντια στοιχεία για την V UHF μπάντα.....	174
4.5 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 4ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	178
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	179
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΜΕ ΣΤΑΘΕΡΗ ΘΕΣΗ ΤΟΥ ΜΟΝΑΔΙΚΟΥ ΕΝΕΡΓΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ ΓΙΑ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗΣ	179
5.1 ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΕΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΕΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΣΤΑΘΕΡΕΣ ΚΑΙ ΦΟΡΗΤΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΛΗΨΗΣ ΣΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΣΤΗΝ V UHF ΖΩΝΗ	179
5.1.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης των Κυκλικών στοιχειοκεραιών FASPA για την V UHF μπάντα	180
5.1.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα των Κυκλικών στοιχειοκεραιών FASPA για την V UHF μπάντα	183
5.1.3 Αποτελέσματα Μετρήσεων των Κυκλικών στοιχειοκεραιών FASPA για την V UHF μπάντα	190
5.2 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 5 ^{ου} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	196
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	197
ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ESPAR (ELECTRONICALLY STEERABLE PASSIVE ARRAY RADIATOR ANTENNA) ΓΙΑ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗΣ.....	197
6.1 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΕΡΑΙΑΣ ESPAR ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΤΕΛΕΙΟ ΕΔΑΦΟΣ, ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΗ ΑΓΩΓΙΜΗ ΒΑΣΗ ΚΑΙ ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΒΑΣΗ ΜΕ ΠΕΡΙΒΛΗΜΑ	200
6.1.1 Διαδικασία Υλοποίησης της ESPAR κεραίας πάνω από τέλειο έδαφος..	201
6.1.2 Η ESPAR κεραία υπεράνω αγώγιμου πλέγματος.....	204
6.1.3 Η ESPAR κεραία υπεράνω αγώγιμου πλέγματος με περίβλημα.....	206
6.2 ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΜΙΑΣ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ ESPAR ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΛΥΨΗ ΤΗΣ V UHF ΖΩΝΗΣ	207
6.2.1 Διαδικασία Υλοποίησης της ESPAR κεραίας για την V UHF Ζώνη.....	208
6.2.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα της ESPAR κεραίας για την V UHF Ζώνη ..	212
6.3 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 6 ^{ου} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	218
ΕΠΙΛΟΓΟΣ	220
ΓΕΝΙΚΑ.....	220

ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ-ΣΗΜΕΙΑ ΟΠΟΥ ΠΡΟΑΓΕΤΑΙ Η ΕΠΙΣΤΗΜΗ	221
ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ.....	224

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1: Μπλοκ διαγραμμα ενός διαμορφωτή DVB-T.....	31
Σχήμα 2.1: Είδη ευφών κεραιών	50
Σχήμα 2.2: Προσαρμοστική γραμμική στοιχειοκεραία	54
Σχήμα 2.3: 4x4 Πίνακας Butler.	56
Σχήμα 2.4: Υβριδικός Διαιρέτης.	56
Σχήμα 2.5: Διαγράμματα ακτινοβολίας ενός 4x4 Butler Matrix Beamformer	57
Σχήμα 2.6: Αρχιτεκτονική συστήματος στρεφόμενης δέσμης	59
Σχήμα 2.7: Scalloping	59
Σχήμα 2.8: Προσαρμοστική στοιχειοκεραία με επιθυμητό σήμα και παρεμβολείς	60
Σχήμα 2.9: MMSE προσαρμοστικό σύστημα	63
Σχήμα 2.10: Ευφύης κεραία ευρεία ζώνης	66
Σχήμα 2.11: Δέκτης RAKE τριών βαθμίδων	67
Σχήμα 2.12: Διαγράμματα ακτινοβολίας δέκτη RAKE τριών βαθμίδων για τη λήψη τεσσάρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών (SOI-1,2,3,4) και την απόρριψη παρεμβολής	67
Σχήμα 2.13: Ένα σύστημα διαμόρφωσης δέσμης για την κάτω ζεύξη, ικανό να παράγει Κ ταυτόχρονες δέσμες	68
Σχήμα 2.14: SASPA δύο στοιχείων σε διαφορετικές διατάξεις	72
Σχήμα 2.15: Κανονικοποιημένο διάγραμμα ισχύος ακτινοβολίας στο Η επίπεδο της SASPA. “_” $t=0.1\lambda$, “_ _” $t=0.25\lambda$, “_ .” $t=0.4\lambda$	73
Σχήμα 2.16: Κύκλωμα ελέγχου του διαγράμματος ακτινοβολίας της SASPA	73
Σχήμα 2.17: Σχηματική αναπαράσταση της FASPA τριών στοιχείων	74
Σχήμα 2.18: Σύγκριση κανονικοποιημένων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της “_ _ _”FASPA τριών στοιχείων και της “_ _ _” SASPA δύο στοιχείων	75
Σχήμα 2.19: Μεταβολή του S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για τη SASPA δύο στοιχείων και τη FASPA τριών στοιχείων	75
Σχήμα 2.20: Κεραιοδιάταξη του [48] για ανίχνευση κατεύθυνσης σήματος	76
Σχήμα 2.21: Μεταβολή του S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για τη συστοιχία του [48]	76
Σχήμα 2.22: Οι δύο λοβοί της συστοιχίας του [48] για το οριζόντιο επίπεδο	77
Σχήμα 2.23: Συστοιχία διπόλων ελεγχόμενη από φανταστικά φορτία σχεδιασμένη από τον Harrington	77
Σχήμα 2.24: Μεταβολή του S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για τη συστοιχία του Harrington για καταστάσεις των φανταστικών φορτίων παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.3	78
Σχήμα 2.25: Διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο της κεραίας του Harrington στα 295 MHz	78

Σχήμα 2.26: SPA 17 στοιχείων που παρέχει σάρωση και σε θ και σε ϕ διευθύνσεις (κεραία του Milne [52, 53])	79
Σχήμα 2.27: α) Διάγραμμα ακτινοβολίας στο H επίπεδο της κεραίας του Milne [52, 53] στα 300 MHz. “_” Κατεύθυνση 1, “_ _” Κατεύθυνση 2, “_ .” Κατεύθυνση 3. β) Διάγραμμα ακτινοβολίας στο E επίπεδο της κεραίας του Milne [52, 53] στα 300 MHz. “_” Κατεύθυνση 1, “_ _” Κατεύθυνση 2, “_ .” Κατεύθυνση 3	80
Σχήμα 2.28: Κυκλική κεραία των [47, 54] με ένα ή δύο ενεργά στοιχεία	81
Σχήμα 2.29: Μεταβολή του S ₁₁ της κεραίας του Σχήματος 2.28 για δύο τιμές της κατεύθυνσης μέγιστης ακτινοβολίας : $\phi_{max}=30^\circ$ και $\phi_{max}=60^\circ$	82
Σχήμα 2.30: Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο της κεραίας του Σχήματος 2.28 σε δύο περιπτώσεις : “_” $\phi_{max}=30^\circ$ και “_ _” $\phi_{max}=60^\circ$	82
Σχήμα 2.31: SASPA τεσσάρων στοιχείων	83
Σχήμα 2.32: Μεταβολή του S ₁₁ για τη SASPA τεσσάρων στοιχείων	84
Σχήμα 2.33: Διάγραμμα ακτινοβολίας της SASPA τεσσάρων στοιχείων στο E επίπεδο για ένα συνδυασμό διακοπών : “_” 1.35 GHz, “_ _” 1.4 GHz και “_ .” 1.45 GHz	84
Σχήμα 2.34: Διάγραμμα ακτινοβολίας της SASPA τεσσάρων στοιχείων στο H επίπεδο και $\theta_{max}=52^\circ$ για ένα συνδυασμό διακοπών : “_” 1.35 GHz, “_ _” 1.4 GHz και “_ .” 1.45 GHz	85
Σχήμα 2.35: Διαγράμματα ακτινοβολίας της SASPA τεσσάρων στοιχείων στο H επίπεδο και $\theta_{max}=52^\circ$ για όλες τις πιθανές καταστάσεις μεταγωγής στα 1.4 GHz	85
Σχήμα 2.36: FASPA πέντε στοιχείων	86
Σχήμα 2.37: Μεταβολή του S ₁₁ για τη FASPA πέντε στοιχείων	86
Σχήμα 2.38: Διάγραμμα ακτινοβολίας της FASPA πέντε στοιχείων στο H επίπεδο στα 1.9 GHz.....	87
Σχήμα 3.1: Ένας κύκλος βασικού γενετικού αλγόριθμου.	97
Σχήμα 3.2: Σχηματική αναπαράσταση της μεθόδου της ρουλέτας.	98
Σχήμα 3.3: Σχηματική αναπαράσταση της μεθόδου τουρνουά.	99
Σχήμα 3.4: Διασταύρωση και Μετάλλαξη.	100
Σχήμα 3.5: Η ελάχιστη τιμή της AF _{th} συναρτήσσει του NT	105
Σχήμα 3.6: Βήματα αλγορίθμου (α)	105
Σχήμα 3.7: Βήματα αλγορίθμου (β)	106
Σχήμα 3.8: Βήματα αλγορίθμου (γ)	107
Σχήμα 3.9: Βήματα αλγορίθμου (δ)	107
Σχήμα 3.10: Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (200 γενεές/τρέξιμο)	108
Σχήμα 3.11: Διάγραμμα του μέσου όρου της AF _{th} συναρτήσσει των αριθμών των γενιών ..	108
Σχήμα 3.12: Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (50 γενεές/τρέξιμο)	109
Σχήμα 3.13: Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (500 γενεές/τρέξιμο)	109

Σχήμα 3.14: Τοπολογία της τροποποιημένης κεραίας Yagi-Uda	111
Σχήμα 3.15: Ισοδύναμη ρευματική κατανομή κατά μήκος του κεντρικού άξονα του αγωγού.....	114
Σχήμα 3.16: Μοντελοποίηση διέγερσης κυλινδρικού διπόλου	115
Σχήμα 3.17: Είδη συναρτήσεων βάσης: α) σταθερή, β) γραμμική, γ) ημιτονοειδής.....	116
Σχήμα 3.18: Δομή της PIFA.....	120
Σχήμα 3.19: Υλοποίηση της PIFA στο SNEC.	121
Σχήμα 3.20: Μεταβολή του VSWR στη συχνοτική μπάντα των 900 MHz.....	122
Σχήμα 3.21: Διαγράμματα ακτινοβολίας της PIFA στα επίπεδα xy, xz και yz στα 900 MHz.....	123
Σχήμα 3.22: Δομή της PIFA-Parasitic.	124
Σχήμα 3.23: Υλοποίηση της PIFA-Parasitic στο SNEC.	124
Σχήμα 3.24: Μεταβολή του VSWR στη συχνοτική μπάντα των 1800 MHz.....	125
Σχήμα 3.25: Διαγράμματα ακτινοβολίας της PIFA-Parasitic στα επίπεδα xy, xz και yz στα 1800 MHz.	126
Σχήμα 3.26: Αναπαράσταση της απλής PIFA στο SNEC.	127
Σχήμα 3.27: Μεταβολή του VSWR για την απλή PIFA και την PIFA-Parasitic στη συχνοτική μπάντα των 1800 MHz.	127
Σχήμα 3.28: Διαγράμματα κέρδους στα επίπεδα xy, xz και yz στα 1800 MHz. Οι συνεχείς γραμμές αντιστοιχούν στα αποτελέσματα για την PIFA-Parasitic και οι διακεκομμένες γραμμές αντιστοιχούν στα αποτελέσματα για την απλή PIFA.	128
Σχήμα 3.29: Κάτοψη της προτεινόμενης κεραιοδομής του [82].	129
Σχήμα 3.30: Υλοποίηση της προτεινόμενης κεραιοδομής του [82] στο SNEC.....	130
Σχήμα 3.31: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας του [82] στα επίπεδα xy, xz και yz...132	
Σχήμα 3.32: Πεδιακές συνιστώσες του ηλεκτρικού πεδίου στα επίπεδα xy, xz και yz.....132	
Σχήμα 3.33: Μεταβολή του VSWR της κεραίας του [82].	133
Σχήμα 3.34: Μεταβολή του κέρδους της κεραίας του[82].	133
Σχήμα 3.35: Η προτεινόμενη κεραία του [84] με α) 5 στοιχεία β) 7 στοιχεία.....134	
Σχήμα 3.36: Διαγράμματα της κεραίας του [84] α) 5 στοιχεία β) 7 στοιχεία.137	
Σχήμα 4.1: SPA πέντε στοιχείων που περιλαμβάνει δύο ενεργά στοιχεία.....145	
Σχήμα 4.2: Υλοποίηση της προτεινόμενης διάταξης στο SNEC.....146	
Σχήμα 4.3: Μεταβολή του S11 της υπό εξέταση κεραίας.....149	
Σχήμα 4.4: Διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 470 MHz β) 530 MHz γ) 580 MHz.....149	
Σχήμα 4.5: Πρωτότυπο της προτεινόμενης κεραίας στον ανηχοϊκό θάλαμο.....150	
Σχήμα 4.6: Μετρούμενος S11 σε κάθε ενεργό στοιχείο.....151	

Σχήμα 4.7: Μετρηθέντα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 470 MHz β) 530 MHz γ) 580 MHz.....	151
Σχήμα 4.8: Αποτελέσματα προσομοίωσης και μετρήσεων για τον S_{11}	152
Σχήμα 4.9: Μετρηθέντα και προσομοιωμένα διαγράμματα ακτινοβολίας στα α) 470 MHz β) 500 MHz γ) 530 MHz δ) 580 MHz.....	153
Σχήμα 4.10: Υλοποίηση της ανάλογης SPA με ένα ενεργό στοιχείο στο SNEC.....	154
Σχήμα 4.11: Μεταβολή του S_{11} της κυκλικής SPA με ένα ενεργό στοιχείο.....	154
Σχήμα 4.12: Διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για τις διατάξεις με το μοναδικό ενεργό στοιχείο στα α) 470 MHz β) 530 MHz γ) 580 MHz.....	155
Σχήμα 4.13: Υλοποίηση της μονοπολικής κυκλικής SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από τετραγωνικό αγωγίμο πλέγμα στο SNEC.....	156
Σχήμα 4.14: Μεταβολή του VSWR της μονοπολικής SPA πάνω από επίπεδη βάση και της μονοπολικής SPA πάνω από επίπεδη βάση με περίβλημα.....	157
Σχήμα 4.15: Διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz. Οι συνεχείς γραμμές αναπαριστούν τα αποτελέσματα για την κεραία πάνω από επίπεδη βάση, ενώ οι διακεκομμένες γραμμές τα αποτελέσματα για την κεραία πάνω από επίπεδη βάση με περίβλημα.....	158
Σχήμα 4.16: Διαγράμματα ακτινοβολίας στο επίπεδο ανύψωσης στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz. Οι συνεχείς γραμμές αναπαριστούν τα αποτελέσματα για την κεραία πάνω από επίπεδη βάση, ενώ οι διακεκομμένες γραμμές τα αποτελέσματα για την κεραία πάνω από επίπεδη βάση με περίβλημα.....	159
Σχήμα 4.17: Υλοποίηση της μονοπολικής κυκλικής SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από τετραγωνικό αγωγίμο πλέγμα με αγωγίμο περίβλημα (skirt) στο SNEC.....	160
Σχήμα 4.18: Κάτοψη της κυκλικής SPA του [16] με δύο ενεργά στοιχεία.....	162
Σχήμα 4.19: Υλοποίηση της προτεινόμενης διάταξης στο SNEC [16].....	162
Σχήμα 4.20: Μεταβολή του VSWR της υπό εξέταση κεραίας.....	165
Σχήμα 4.21: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας του [16] για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz.....	166
Σχήμα 4.22: Πρωτότυπο της προτεινόμενης κεραίας στον ανηχοϊκό θάλαμο.....	167
Σχήμα 4.23: Μετρούμενος VSWR της υπό εξέταση κεραίας.....	168
Σχήμα 4.24: Μετρηθέντα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz.....	168
Σχήμα 4.25: Αποτελέσματα προσομοίωσης και μετρήσεων για τον VSWR.....	169
Σχήμα 4.26: Μετρηθέντα και προσομοιωμένα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz.....	170
Σχήμα 4.27: Λαμβανόμενο επίπεδο σήματος για τις δύο κεραίες υπό εξέταση.....	171
Σχήμα 4.28: Κάτοψη της προτεινόμενης κεραιοδομής.....	172

Σχήμα 4.29: Υλοποίηση της προτεινόμενης κεραιοδομής στο SNEC.....	173
Σχήμα 4.30: Διαγράμματα ακτινοβολίας της προτεινόμενης κεραίας στο επίπεδο xy.....	174
Σχήμα 4.31: Διαγράμματα ακτινοβολίας της προτεινόμενης κεραίας στο επίπεδο xz.....	175
Σχήμα 4.32: Διαγράμματα ακτινοβολίας της προτεινόμενης κεραίας στο επίπεδο yz.....	175
Σχήμα 4.33: Μεταβολή του VSWR της υπό εξέταση κεραίας.....	176
Σχήμα 4.34: Πεδιακές συνιστώσες στα επίπεδα xy, xz και yz.....	177
Σχήμα 5.1: Αναπαράσταση στο SNEC της αρχιτεκτονικής των προτεινόμενων συστημάτων.....	181
Σχήμα 5.2: Διακύμανση του VSWR της πρώτης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το SNEC.....	185
Σχήμα 5.3: Διακύμανση του VSWR της δεύτερης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το SNEC.....	185
Σχήμα 5.4: Διαγράμματα ακτινοβολίας της πρώτης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 580 MHz β) 650 MHz γ) 710 MHz υπολογισμένα από το SNEC.....	186
Σχήμα 5.5: Διαγράμματα ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz υπολογισμένα από το SNEC.....	186
Σχήμα 5.6: Διακύμανση του VSWR της πρώτης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το HFSS.....	187
Σχήμα 5.7: Διακύμανση του VSWR της δεύτερης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το HFSS.....	187
Σχήμα 5.8: Διαγράμματα ακτινοβολίας της πρώτης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 580 MHz β) 650 MHz γ) 710 MHz υπολογισμένα από το HFSS.....	188
Σχήμα 5.9: Διαγράμματα ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz υπολογισμένα από το HFSS.....	188
Σχήμα 5.10: Διακύμανση του VSWR της πρώτης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το SNEC και από το HFSS.....	188
Σχήμα 5.11: Διακύμανση του VSWR της δεύτερης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το SNEC και το HFSS.....	189
Σχήμα 5.12: Διαγράμματα ακτινοβολίας της πρώτης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα 580 MHz, 650 MHz και 710 MHz υπολογισμένα από το SNEC και το HFSS.....	189
Σχήμα 5.13: Διαγράμματα ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα 720 MHz, 790 MHz και 860 MHz υπολογισμένα από το SNEC και το HFSS.....	190
Σχήμα 5.14: Πρωτότυπο της πρώτης προτεινόμενης στοιχειοκεραίας μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων για τα 582 MHz-710 MHz στον ανηχοϊκό θάλαμο.....	191
Σχήμα 5.15: Πρωτότυπο της δεύτερης προτεινόμενης στοιχειοκεραίας μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων για τα 710 MHz-862 MHz στον ανηχοϊκό θάλαμο.....	191

Σχήμα 5.16: Μετρηθέντα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο της πρώτης κεραίας στα 580 MHz, 650 MHz και 710 MHz.....	192
Σχήμα 5.17: Μετρηθέντα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο της δεύτερης κεραίας στα 720 MHz, 790 MHz και 860 MHz.....	192
Σχήμα 5.18: Μετρούμενος VSWR της πρώτης κεραίας.	193
Σχήμα 5.19: Μετρούμενος VSWR της δεύτερης κεραίας.	193
Σχήμα 5.20: Μετρηθέντα και προσομοιωμένα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο της πρώτης κεραίας στα 580 MHz, 650 MHz και 710 MHz.....	194
Σχήμα 5.21: Μετρηθέντα και προσομοιωμένα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο της δεύτερης κεραίας στα 720 MHz, 790 MHz και 860 MHz.....	194
Σχήμα 5.22: Μετρούμενος και προσομοιωμένος VSWR της πρώτης κεραίας.....	195
Σχήμα 5.23: Μετρούμενος και προσομοιωμένος VSWR της δεύτερης κεραίας.....	195
Σχήμα 6.1: ESPAR επτά στοιχείων [2].....	198
Σχήμα 6.2: Διάταξη μιας ESPAR 5 στοιχείων πάνω από επίπεδη βάση.....	200
Σχήμα 6.3: Υλοποίηση μιας κεραίας ESPAR πέντε στοιχείων πάνω από τέλειο έδαφος.....	201
Σχήμα 6.4: Μεταβολή του VSWR στα 695 MHz-755 MHz.....	203
Σχήμα 6.5: Διαγράμματα ακτινοβολίας στα α)715 MHz β)705MHz γ)725 MHz δ)745 MHz.....	204
Σχήμα 6.6: Υλοποίηση μιας κεραίας ESPAR πέντε στοιχείων πάνω από αγώγιμο πλέγμα.....	205
Σχήμα 6.7: Γωνία ανύψωσης της μέγιστης κατευθυντικότητας (xz επίπεδο).....	205
Σχήμα 6.8: Υλοποίηση μιας κεραίας ESPAR πέντε στοιχείων πάνω από αγώγιμο πλέγμα με περίβλημα.	206
Σχήμα 6.9: Διαγράμματα μακρινού πεδίου για τη διάταξη με το περίβλημα α)οριζόντιο διάγραμμα β)κατακόρυφο διάγραμμα.	207
Σχήμα 6.10: Υλοποίηση μιας ESPAR κεραίας 7 στοιχείων στο SNEC.....	208
Σχήμα 6.11: Διαγράμματα ακτινοβολίας της ESPAR κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 602 MHz β) 650 MHz γ) 742 MHz δ) 822 MHz υπολογισμένα από το SNEC.....	213
Σχήμα 6.12: Διαγράμματα ακτινοβολίας της ESPAR κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 602 MHz β) 650 MHz γ) 742 MHz δ) 822 MHz υπολογισμένα από το HFSS.....	214
Σχήμα 6.13: Διαγράμματα ακτινοβολίας της ESPAR κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 602 MHz β) 650 MHz γ) 742 MHz δ) 822 MHz υπολογισμένα από το SNEC και το HFSS.....	214
Σχήμα 6.14: Μεταβολή του VSWR στο V UHF διάστημα υπολογισμένα από το SNEC α) κανάλια 35-40 β) κανάλια 41-50 γ) κανάλια 51-60 δ) κανάλια 61-69.....	215
Σχήμα 6.15: Διαγράμματα ακτινοβολίας της ESPAR κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 620 MHz β) 690 MHz γ) 770 MHz δ) 840 MHz υπολογισμένα από το SNEC...	216

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1.1 Αριθμητικές τιμές των OFDM παραμέτρων για τον 8k και τον 2k τρόπο μετάδοσης για κανάλια εύρους ζώνης 8 MHz.....	32
Πίνακας 1.2 Προκαθορισμένες τιμές για τα διαστήματα φύλαξης.....	32
Πίνακας 1.3 Χρήσιμοι ρυθμοί μετάδοσης στο πρότυπο DVB-T (σε Mbits/s)	34
Πίνακας 1.4 Κέρδη κεραιών στις μπάντες III, IV και V.	38
Πίνακας 1.5 Απώλειες τροφοδότησης στις μπάντες III, IV και V.	38
Πίνακας 1.6 Απώλεια ύψους στις μπάντες III, IV και V	39
Πίνακας 1.7 Απώλειες λόγω κτιρίων στις μπάντες III, IV και V	39
Πίνακας 1.8 Κέρδη κεραιών για φορητή λήψη.	40
Πίνακας 1.9 C/N τιμές για όλες τις υλοποιήσεις του DVB-T για σταθερή (FX), φορητή σε εξωτερικούς χώρους (PO), φορητή σε εσωτερικούς χώρους (PI) και κινητή (MO) λήψη	40
Πίνακας 1.10 Παράγοντας διόρθωσης για εξωτερικές τοποθεσίες	40
Πίνακας 1.11 Παράγοντας διόρθωσης για εσωτερικές τοποθεσίες	40
Πίνακας 1.12 E_{med} τιμές για όλες τις υλοποιήσεις του DVB-T για σταθερή (FX), φορητή σε εξωτερικούς χώρους (PO), φορητή σε εσωτερικούς χώρους (PI) και κινητή (MO) λήψη για δύο συχνότητες αναφοράς	43
Πίνακας 1.13 RPCs για το DVB-T	43
Πίνακας 2.1 Φάσεις στα στοιχεία ενός 4x4 Butler Matrix	56
Πίνακας 2.2 Θέσεις δεσμών ενός 4x4 Butler Matrix	56
Πίνακας 2.3 Τιμές φορτίων στα παρασιτικά στοιχεία που απαιτούνται για την παραγωγή δέσμης ακτινοβολίας της κεραίας του Harrington στη δοσμένη κατεύθυνση	78
Πίνακας 2.4 Θέσεις λοβού και κατάσταση διακοπτών για τρεις κατευθύνσεις δέσμης της κεραίας 17 στοιχείων του Milne	80
Πίνακας 2.5 Συνδυασμοί που απαιτούνται για την παραγωγή 12 δεσμών της κυκλικής κεραίας των [47, 54] με ένα ή δύο ενεργά στοιχεία.	81
Πίνακας 2.6 Καταστάσεις Μεταγωγής της SASPA τεσσάρων στοιχείων που απαιτούνται για τη δημιουργία τεσσάρων συμμετρικών δεσμών.	83
Πίνακας 2.7 Καταστάσεις Μεταγωγής της FASPA πέντε στοιχείων που απαιτούνται για τη δημιουργία τεσσάρων συμμετρικών δεσμών.	86
Πίνακας 3.1 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την PIFA.....	121
Πίνακας 3.2 Κέρδη σε κάθε συχνότητα υπό εξέταση.	123
Πίνακας 3.3 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την PIFA-Parasitic.	125
Πίνακας 3.4 Παράμετροι για την απλή PIFA.	127

Πίνακας 3.5 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την κεραία του [82].....	130
Πίνακας 3.6 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την κεραία του [84].....	136
Πίνακας 3.7 Σύγκριση αποτελεσμάτων του SNEC και του HFSS.....	137
Πίνακας 4.1 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την κεραία του [10].....	148
Πίνακας 4.2 Χαρακτηριστικά των μετρούμενων και προσομοιωμένων διαγραμμάτων για την κυκλική SPA 5 στοιχείων με δύο ενεργά στοιχεία του [10].	152
Πίνακας 4.3 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου μονοπολικής κυκλικής SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από τετραγωνικό αγωγίμο πλέγμα.	157
Πίνακας 4.4 Σύγκριση των διαγραμμάτων στο οριζόντιο επίπεδο των δύο υπό εξέταση κεραιοδιατάξεων.	160
Πίνακας 4.5 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την κεραία του [16].....	165
Πίνακας 4.6 Χαρακτηριστικά των μετρούμενων και προσομοιωμένων διαγραμμάτων για την κυκλική SPA 7 στοιχείων με δύο ενεργά στοιχεία του [16].....	169
Πίνακας 4.7 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την εξεταζόμενη κεραία.	173
Πίνακας 4.8 Χαρακτηριστικά των διαγραμμάτων ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για το κεραιοστιγμιότυπο του Σχήματος 4.29.....	176
Πίνακας 5.1 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την πρώτη κεραία που λειτουργεί στο διάστημα [582 MHz, 710 MHz]	184
Πίνακας 5.2 Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για τη δεύτερη κεραία που λειτουργεί στο διάστημα [710 MHz, 862 MHz]	184
Πίνακας 5.3 Χαρακτηριστικά των προσομοιωθέντων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της πρώτης κεραίας που προορίζεται για το διάστημα [582 MHz, 710 MHz].	189
Πίνακας 5.4 Χαρακτηριστικά των προσομοιωθέντων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας που προορίζεται για το διάστημα [710 MHz, 862 MHz].	190
Πίνακας 5.5 Χαρακτηριστικά των μετρηθέντων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της πρώτης κεραίας που προορίζεται για το διάστημα [582MHz, 710 MHz].	192
Πίνακας 5.6 Χαρακτηριστικά των μετρηθέντων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας που προορίζεται για το διάστημα [710MHz, 862 MHz].	193
Πίνακας 6.1 Παράμετροι που συμμετέχουν στο γενετικό αλγόριθμο για την ESPAR πέντε στοιχείων πάνω από τέλειο και άπειρο έδαφος.	202
Πίνακας 6.2 Οριζόντιο κέρδος στις 0° της ESPAR πέντε στοιχείων υπεράνω τέλειου εδάφους και αγωγίμου πλέγματος.....	206

Πίνακας 6.3 Παράμετροι και αποτελέσματα της γενετικής διαδικασίας βελτιστοποίησης της ESPAR κεραίας επτά στοιχείων στα 602 MHz.	211
Πίνακας 6.4 Παράμετροι και αποτελέσματα της γενετικής διαδικασίας βελτιστοποίησης της ESPAR κεραίας επτά στοιχείων στα 650 MHz.	211
Πίνακας 6.5 Παράμετροι και αποτελέσματα της γενετικής διαδικασίας βελτιστοποίησης της ESPAR κεραίας επτά στοιχείων στα 742 MHz.	211
Πίνακας 6.6 Παράμετροι και αποτελέσματα της γενετικής διαδικασίας βελτιστοποίησης της ESPAR κεραίας επτά στοιχείων στα 822 MHz.	212
Πίνακας 6.7 Σύγκριση αποτελεσμάτων της κεραίας του [31].	215
Πίνακας 6.8 Πληροφορίες για τα διαγράμματα που παρέχει το SNEC.	216

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΨΗΦΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΥΡΥΕΚΠΟΜΠΗΣ

Οι κυριότερες υπηρεσίες που προσφέρονται από τα σύγχρονα ασύρματα ψηφιακά συστήματα ευρυεκπομπής είναι δύο : ψηφιακή τηλεόραση και ψηφιακό ραδιόφωνο. Για κάθε μία από αυτές τις υπηρεσίες έχουν αναπτυχθεί διάφορα πρότυπα σε παγκόσμιο επίπεδο και κάθε χώρα ή ομάδα χωρών επιλέγει το πρότυπο εκείνο το οποίο αρμόζει περισσότερο στο τηλεπικοινωνιακό προφίλ και τις ιδιαιτερότητες της. Κάθε χώρα ή ομάδα χωρών έχει συγκεκριμένα χαρακτηριστικά και ανάγκες και η επιλογή κάποιου προτύπου εξαρτάται από το βαθμό που αυτό μπορεί να καλύψει τις ιδιαίτερες απαιτήσεις της χώρας (ή της ομάδας χωρών), καθώς και από παράγοντες όπως το γεωγραφικό ανάγλυφο. Ακόμα, η επιλογή κάποιου προτύπου βασίζεται στο πόσο καλά αυτό διαχειρίζεται στοιχεία, όπως τις απαιτήσεις κάλυψης, το φάσμα συχνοτήτων, τη δομή των δικτύων, τις συνθήκες λήψης, τον τύπο υπηρεσίας που απαιτείται καθώς και το κόστος που αφορά τους τελικούς χρήστες της υπηρεσίας. Υπάρχουν δύο γενικοί τρόποι διάδοσης των ψηφιακών σημάτων ευρυεκπομπής προς το κοινό : μέσω του επίγειου διαύλου (terrestrial) και μέσω δορυφόρου (satellite).

Η παρούσα διατριβή εξειδικεύεται στη σχεδίαση ευφών κεραιοσυστημάτων που διευκολύνουν τη λήψη σήματος επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Πιο συγκεκριμένα, λαμβάνεται υπόψη το πρότυπο DVB-T που χρησιμοποιείται στον ευρωπαϊκό χώρο και επομένως δίνεται περισσότερη έμφαση στην ανάπτυξη ευφών κεραιοδιατάξεων που λειτουργούν στις ζώνες συχνοτήτων του DVB-T (και κυρίως στην UHF μπάντα) και ικανοποιούν κατά βέλτιστο τρόπο τις συνθήκες λήψης (σταθερή, φορητή και κινητή λήψη) που ορίζονται από το εν λόγω πρότυπο. Για αυτό και το κεφάλαιο αυτό είναι αφιερωμένο σε μια περιεκτική επισκόπηση του DVB-T προτύπου επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης, δίνοντας βάρος σε θέματα κάλυψης. Επιπλέον, στόχος του κεφαλαίου αυτού είναι να καταστεί εύληπτη η αναγκαιότητα εισαγωγής ευφών κεραιοσυστημάτων στον τομέα της ψηφιακής τηλεόρασης, κάτι βέβαια που θα διαφανεί ιδιαίτερα και στα κεφάλαια που αναπτύσσονται διεξοδικά τα προτεινόμενα κεραιοσυστήματα και αναφέρεται ξεχωριστά για το καθένα από αυτά η συμβολή τους στη βελτίωση των συνθηκών λήψης για τις οποίες προορίζονται. Οι προτεινόμενες ευφείς κεραίες που παρουσιάζονται στα επόμενα κεφάλαια αυτής της διατριβής μπορούν φυσικά να βρουν πεδίο εφαρμογής και σε άλλα επίγεια ψηφιακά συστήματα ευρυεκπομπής, αφού πρώτα γίνουν οι απαραίτητες ρυθμίσεις στο φυσικό τους μέγεθος, ώστε να είναι δυνατή η λειτουργία τους στις συχνοτικές ζώνες που καταλαμβάνουν τα διάφορα άλλα ψηφιακά συστήματα ευρυεκπομπής.

1.1 ΕΠΙΓΕΙΑ ΨΗΦΙΑΚΗ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗ

Μέχρι πριν από λίγα χρόνια, τα τηλεοπτικά σήματα ήταν αποκλειστικά και μόνο αναλογικά. Η μετάδοσή τους γίνονταν μέσω αναλογικών εκπομπών ευρείας ζώνης και προϋπέθετε ότι η μορφή των σημάτων παρέμενε αναλλοίωτη κατά τη διάρκεια της μετάδοσης. Κατά την αναλογική μετάδοση των τηλεοπτικών σημάτων η ποιότητα των εκπεμπόμενων προγραμμάτων υποβαθμίζεται, γεγονός που οφείλεται σε πολλούς παράγοντες. Οι παράγοντες αυτοί συνίστανται στην ύπαρξη θορύβου στο κανάλι μετάδοσης, στις παρεμβολές που δημιουργούνται (από τρίτους) ή ακόμα και στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες του μεταδιδόμενου σήματος. Οι τελευταίες αποτελούν συνηθισμένο φαινόμενο στις αστικές περιοχές και οφείλονται στις ανακλάσεις που

προκαλούν κτίρια ή κινούμενα αντικείμενα, μεταξύ πομπού και δέκτη. Αποτέλεσμα των ανακλάσεων αυτών είναι η λήψη ενός απευθείας σήματος από τον πομπό στο δέκτη αλλά και ανακλώμενων εκδοχών του μεταδιδόμενου σήματος από την κεραία του δέκτη, οι οποίες προκαλούν τη δημιουργία ειδώλων στην εικόνα του χρήστη και υποβαθμίζουν την ποιότητα της. Το βασικότερο όμως μειονέκτημα της αναλογικής μεθόδου εκπομπής είναι ότι απαιτεί μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων και, δεδομένου ότι υπάρχει προκαθορισμένο εύρος συχνοτήτων για το κάθε κανάλι των συμβατικών συστημάτων έγχρωμης τηλεόρασης (PAL, SECAM και NTSC) που δεν πρέπει να ξεπερνά τα 7 έως 8 MHz, η ευκρίνεια της εικόνας περιορίζεται σημαντικά.

Η ανάγκη λοιπόν για παροχή ποιοτικών τηλεοπτικών υπηρεσιών σε συνδυασμό με την ανάγκη για εξοικονόμηση εύρους ζώνης οδηγεί στην αντικατάσταση της υπάρχουσας αναλογικής τηλεόρασης από την αποδοτικότερη ψηφιακή, η προτυποποίηση της οποίας σε παγκόσμιο επίπεδο κατέστη δυνατή μόλις πρόσφατα. Η ψηφιακή μετάδοση χαρακτηρίζεται από άριστη ποιότητα ήχου και απόλυτη ευκρίνεια εικόνας. Αυτό συμβαίνει, διότι αυτού του είδους η μετάδοση αντιμετωπίζει επιτυχώς τον θόρυβο, τυχούσες παρεμβολές και πολυδιαδρομικές μεταδόσεις, λόγω της χρήσης μηχανισμών και τεχνικών διόρθωσης σφαλμάτων στα ψηφιακά σήματα της πληροφορίας. Σημαντικό χαρακτηριστικό της ψηφιακής μετάδοσης είναι οι αποδοτικές τεχνικές συμπίεσης τις οποίες χρησιμοποιεί. Η συμπίεση στον τομέα της μετάδοσης αποσκοπεί στη μετάδοση μόνο της ωφέλιμης πληροφορίας που απαιτείται για την παρουσίαση εικόνας και ήχου, αυξάνοντας τη δυνατότητα του καναλιού να μεταδώσει επιπλέον υπηρεσίες. Ως εκ τούτου επιτυγχάνεται εξοικονόμηση χωρητικότητας στο κανάλι, επιτρέποντας την αύξηση του αριθμού των τηλεοπτικών προγραμμάτων και υπηρεσιών που μπορούν να μεταδοθούν στην ίδια φασματική περιοχή που θα απαιτούσε ένα αναλογικό τηλεοπτικό πρόγραμμα. Άλλο ένα πλεονέκτημα της ψηφιακής τηλεόρασης είναι ο μειωμένος λόγος σήματος προς θόρυβο που απαιτείται σε σύγκριση με την αναλογική τηλεόραση. Αυτό επιτρέπει τη μείωση της εκπεμπόμενης ισχύος χωρίς να επιφέρει κάποιο κόστος στην ποιότητα εικόνας και ήχου και συντελεί στην οικονομία του φάσματος συχνοτήτων, αφού η ίδια συχνότητα μπορεί πλέον να επαναχρησιμοποιηθεί σε μικρότερη απόσταση. Ακόμα, η ψηφιακή τηλεόραση δύναται να προσφέρει προηγμένες υπηρεσίες στο χρήστη, όπως τηλεοπτική βιντεογραφία, ηλεκτρονικό οδηγό προγραμμάτων καθώς και διαδραστικές εφαρμογές, όπου ο χρήστης, μέσω ενός καναλιού επιστροφής (reverse channel), στέλνει τις αιτήσεις του στον φορέα ευρυεκπομπής, διαμορφώνοντας το περιεχόμενο του προγράμματος που λαμβάνει και ζητώντας υπηρεσίες σύμφωνα με τις επιθυμίες του.

1.1.1 Πρότυπα Ψηφιακής Τηλεόρασης

Τρία πρότυπα ψηφιακής τηλεόρασης ελέγχονται σε παγκόσμιο επίπεδο από την International Telecommunications Union (ITU). Και τα τρία πρότυπα έχουν υιοθετήσει το παγκοσμίως αποδεκτό πρότυπο MPEG-2 για την επιτέλεση των διαδικασιών συμπίεσης ήχου, κινούμενης εικόνας και της πολυπλεξίας. Τα πρότυπα αυτά ονομαστικά είναι τα εξής :

- Digital Video Broadcasting (DVB). Το DVB είναι το πρότυπο που χρησιμοποιείται στην Ευρωπαϊκή Ένωση, στη Ρωσία, στην Ανατολική Ευρώπη, στην Ινδία, στη Σιγκαπούρη και στην Αυστραλία. Το DVB αντιμετωπίζει ικανοποιητικά τα φαινόμενα πολυδιαδρομικών μεταδόσεων, ενώ η χρήση του θεωρείται ιδιαίτερα αποτελεσματική στα Single Frequency Networks (SFNs, δίκτυα συγχρονισμένων σταθμών οι οποίοι μοιράζονται το ίδιο κανάλι ραδιοσυχνοτήτων και εκπέμπουν

πανομοιότυπα σήματα) καθώς και στην υποστήριξη κινητής λήψης (mobile reception). Παράλληλα είναι ιδιαίτερα ευέλικτο, υποστηρίζοντας ρυθμούς μετάδοσης που κυμαίνονται από 4.98 Mbit/sec μέχρι και 31.67 Mbit/sec, ανάλογα με τις ανάγκες της παρεχόμενης υπηρεσίας.

- Advanced Television Systems Committee (ATSC). Το ATSC είναι το πρότυπο που χρησιμοποιείται στην Αμερική. Υποστηρίζει ρυθμό μετάδοσης της τάξης των 19.3Mbps, έχει συγκρίσιμη απόδοση με το πρότυπο DVB στην παρεμβολή της ψηφιακής με την αναλογική τηλεόραση. Επίσης, είναι πιο ανθεκτικό στον θόρυβο που δημιουργείται από ηλεκτρικές συσκευές και λιγότερο στις πολυδιαδρομικές μεταδόσεις. Η χρήση του ATSC είναι πιο αποδοτική στα Multi Frequency Networks (MFNs, δίκτυα από σταθμούς οι οποίοι χρησιμοποιούν διαφορετικά κανάλια ραδιοσυχνοτήτων) καθώς και στην παροχή HDTV υπηρεσίας (HDTV, τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας).
- Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB). Το ISDB χρησιμοποιείται στην Ιαπωνία. Αποτελεί έναν υβριδικό συνδυασμό του DVB και του ATSC. Υποστηρίζει τεχνικές διαμόρφωσης παρόμοιες με το DVB, ενώ πολλά χαρακτηριστικά του, όπως η υποστήριξη HDTV, συμβαδίζουν με το ATSC.

1.1.2 Το πρότυπο DVB-T

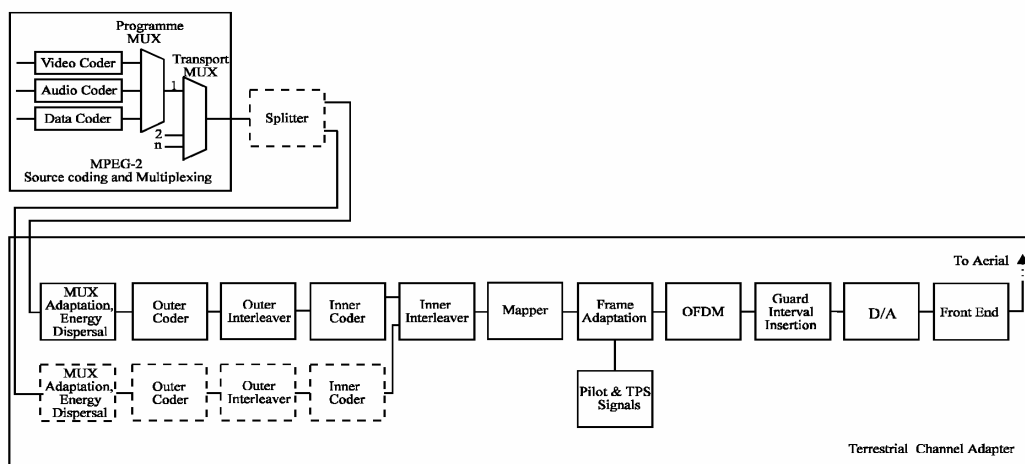
Το επίγειο σύστημα DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) βασίζεται στην ψηφιακή μετάδοση υψηλών ταχυτήτων πάνω από επίγειο κανάλι, χρησιμοποιώντας διαμόρφωση πολλαπλών φέροντων στο σχήμα της πολυπλεξίας με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (OFDM -Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Το σχήμα OFDM του DVB-T χρησιμοποιεί έναν μεγάλο αριθμό φερόντων (6817 ή 1705), κάθε ένα από τα οποία διαμορφώνεται κατά QPSK, 16-QAM ή 64-QAM. Έτσι η πληροφορία απλώνεται ομοιόμορφα στο φάσμα και, σε συνδυασμό με την κωδικοποίηση και τη διασπορά δύο στρωμάτων, το σήμα αποκτά μεγάλη ευρωστία ακόμη και σε περιβάλλοντα με ισχυρές διαλείψεις και φαινόμενα πολυδιαδρομικών μεταδόσεων.

Το πρότυπο DVB-T [1] ορίζει τις προδιαγραφές για την επίγεια μετάδοση ψηφιακού τηλεοπτικού σήματος. Καθώς το DVB-T ορίζει από μόνο του ένα σύστημα εκπομπής ευρείας κάλυψης (broadcasting) χωρίς αμφιδρομότητα και δεδομένου ότι η μορφή του σήματος βασικής ζώνης και ο αλγόριθμος συμπίεσης περιγράφονται στην προδιαγραφή MPEG-2 [2], το πρότυπο DVB-T περιορίζεται στην περιγραφή των λειτουργιών του διαμορφωτή OFDM. Αυτός δέχεται από τον πολυπλέκτη το MPEG-2 Transport Stream με πολυπλεγμένες τις υπηρεσίες ήχου, εικόνας και δεδομένων υπό μορφή σήματος βασικής ζώνης και παράγει το προς μετάδοση RF σήμα. Το τελευταίο έχει εύρος 8 MHz και είναι κεντραρισμένο σε ένα από τα κανάλια 21 – 69 της μπάντας UHF, όπως ακριβώς γίνεται και με ένα αναλογικό τηλεοπτικό κανάλι.

Το μπλοκ διάγραμμα που φαίνεται στην επόμενη σελίδα δείχνει τις βασικές λειτουργίες που εφαρμόζονται σε ένα MPEG-2 Transport Stream ώστε αυτό να μετατραπεί από σήμα βασικής ζώνης στο προς μετάδοση RF σήμα. Οι μονάδες που σημειώνονται με διακεκομμένες γραμμές αφορούν την επιλογή της ιεραρχικής διαμόρφωσης (hierarchical modulation) όπου το σήμα βασικής ζώνης προϋπάρχει διαιρεμένο σε δύο ρεύματα μεταφοράς (transport streams) : ένα υψηλής προτεραιότητας (high priority) και ένα χαμηλής προτεραιότητας (low priority). Τα δύο σήματα διαμορφώνονται ταυτόχρονα σε ένα ιεραρχικό QAM σχήμα. Επομένως

ένας δέκτης με κακές συνθήκες λήψης λαμβάνει μόνο το ρεύμα μεταφοράς υψηλής προτεραιότητας, ενώ ένας με καλύτερες συνθήκες λαμβάνει και τα δύο. Αναλυτικότερα, τα στάδια από τα οποία περνά ένα σήμα βασικής ζώνης για να μετατραπεί σε RF σήμα είναι τα ακόλουθα :

- Προσαρμογή MPEG-2 πακέτων και τυχαιοποίηση για να κατανοηθεί η ενέργεια.
- Εξωτερική κωδικοποίηση (προστασία πακέτων έναντι λαθών με τον κώδικα Reed-Solomon).
- Εξωτερική συνελκτική διασπορά (convolutional interleaving).
- Εσωτερική κωδικοποίηση με διάτρητο συνελκτικό κώδικα (punctured convolutional code).
- Εσωτερική διασπορά (inner interleaving) στον χρόνο και στη συχνότητα.
- Αντιστοίχιση και διαμόρφωση των φερόντων.
- Πολυπλεξία κατά OFDM με αντίστροφο ταχύ μετασχηματισμό Fourier (IFFT) και διαμόρφωση του φέροντος IF.
- Άνω μετατροπή (up conversion) στην τελική RF συχνότητα. (Η τελευταία λειτουργία δεν υποστηρίζεται από όλους τους διαμορφωτές, οπότε απαιτείται ένα εξωτερικό module για την άνω μετατροπή της συχνότητας).



Σχήμα 1.1: Μπλοκ διαγραμμα ενός διαμορφωτή DVB-T [1, σελ. 10].

1.1.3 Τρόποι Λειτουργίας του DVB-T

Το μεταδιδόμενο σήμα οργανώνεται σε πλαίσια. Κάθε πλαίσιο αποτελείται από 68 OFDM σύμβολα. Κάθε σύμβολο αποτελείται από 6817 φέροντα στον $8k$ τρόπο και 1705 φέροντα στον $2k$ τρόπο μετάδοσης και μεταδίδεται μέσα σε διάρκεια T_S . Αυτή η διάρκεια αποτελείται από δύο μέρη: ένα χρήσιμο μέρος με διάρκεια T_U και ένα διάστημα φύλαξης (guard interval) με διάρκεια Δ . Το διάστημα φύλαξης είναι μια κυκλική επανάληψη του ωφέλιμου κομματιού και τοποθετείται στην αρχή κάθε συμβόλου [1]. Οι αριθμητικές τιμές των OFDM παραμέτρων για τον $8k$ και τον $2k$ τρόπο μετάδοσης δίνονται στον Πίνακα 1.1.

Για να αποφευχθούν οι παρεμβολές από τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες ή από σήματα γειτονικών εκπομπών στην περίπτωση των SFN δικτύων εισάγεται το διάστημα φύλαξης μεταξύ των OFDM συμβόλων. Το διάστημα αυτό, που ουσιαστικά σημαίνει ότι τα σύμβολα δεν μεταδίδονται συνεχόμενα, αλλά μεσολαβεί κάποιος χρόνος ανάμεσα τους, προηγείται κάθε συμβόλου OFDM. Η ηχώ από το προηγούμενο σύμβολο θα πρέπει να φτάνει μέσα στο διάστημα φύλαξης, αλλιώς

προκαλεί παρεμβολή στο σύμβολο που ακολουθεί και αυξάνεται ο ρυθμός σφαλμάτων (BER). Για αυτό το λόγο το απαιτούμενο μήκος του διαστήματος φύλαξης εξαρτάται από την εκάστοτε εφαρμογή που πρέπει να καλυφθεί. Για τα SFN δίκτυα, η απόσταση ανάμεσα στους δυο πιο απομακρυσμένους πομπούς καθορίζει το απαραίτητο μήκος του διαστήματος αυτού. Προσομοιώσεις έχουν δείξει ότι για συστήματα SFN είναι απαραίτητο ένα διάστημα φύλαξης τουλάχιστον 200μs. Ένα μεγάλο διάστημα φύλαξης αντιμετωπίζει καλά και τις ηχώ που καταφθάνουν αργότερα στο δέκτη. Αν όμως αυξηθεί το διάστημα φύλαξης χωρίς να αυξηθεί παράλληλα και η διάρκεια του συμβόλου, θα μειωθεί η χωρητικότητα του καναλιού και ο χρήσιμος ρυθμός μετάδοσης. Αν αυξηθεί και η διάρκεια του συμβόλου, τότε η χωρητικότητα του καναλιού δεν θα επηρεαστεί αλλά θα γίνει πιο δύσκολη η επεξεργασία του σήματος λόγω του μεγαλύτερου αριθμού φερόντων που θα περιέχει το καινούριο σύμβολο. Ο Πίνακας 1.2 συνοψίζει τα πιθανά μήκη του διαστήματος φύλαξης που προορίζονται για το DVB-T [1, 3], ανάλογα με το επιλεγθέν FFT μήκος.

Πίνακας 1.1

Αριθμητικές τιμές των OFDM παραμέτρων για τον 8k και τον 2k τρόπο μετάδοσης για κανάλια εύρους ζώνης 8 MHz.

Παράμετρος	8k mode	2k mode
Αριθμός φερόντων	6817	1705
Τιμή φέροντος αριθμού K_{min}	0	0
Τιμή φέροντος αριθμού K_{max}	6816	1704
Διάρκεια T_U	896 μs	224 μs
Απόσταση γειτονικών φερόντων ($1/T_U$)	1116 Hz	4464 Hz
Απόσταση μεταξύ K_{min} και K_{max} φερόντων	7.61 MHz	7.61 MHz

Πίνακας 1.2

Προκαθορισμένες τιμές για τα διαστήματα φύλαξης.

Αναλογία προς το μήκος του ωφέλιμου διαστήματος	Μήκος του διαστήματος φύλαξης	
	8k mode	2k mode
1/4	224 μs	56 μs
1/8	112 μs	28 μs
1/16	56 μs	14 μs
1/32	28 μs	7 μs

Μια βασική απαίτηση του συστήματος είναι το εύρος ζώνης να ταιριάζει σε ένα κανάλι 8 MHz. Από αυτή την απαίτηση βγαίνει ο αριθμός των πιθανών φερόντων,

6817 για κάθε σύμβολο OFDM για τον 8k τύπο (από αυτά τα 6048 είναι χρήσιμα για πληροφορία, τα υπόλοιπα χρησιμοποιούνται για συγχρονισμό και σηματοδότηση) και 1705 για το 2k OFDM (τα 1512 είναι χρήσιμα για πληροφορία). Τα σύμβολα αυτά μπορούν να υπολογιστούν με τη βοήθεια του IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) αλγορίθμου και μετά εισάγονται εικονικά φέροντα για να γίνει ο συνολικός αριθμός δύναμη του δύο, ώστε να μπορεί ύστερα να χρησιμοποιηθεί ο ταχύτερος αλγόριθμος IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). Από τη μεριά του δέκτη, η ανάκτηση των σημάτων γίνεται χρησιμοποιώντας τους αντίστοιχους 8k-FFT ή 2k-FFT αλγορίθμους.

Για να προσαρμοστεί η προστασία από λάθη στις πραγματικές συνθήκες μετάδοσης, υπάρχει επιλογή ανάμεσα σε 5 ρυθμούς κωδικοποίησης [1, 3]. Οι ρυθμοί αυτοί είναι : 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8. Ο ρυθμός 1/2 έχει το μεγαλύτερο πλεόνασμα, αλλά παρέχει τη μεγαλύτερη ασφάλεια μετάδοσης. Έτσι μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε κανάλια που χαρακτηρίζονται από υψηλό επίπεδο παρεμβολών. Από την άλλη ο ρυθμός 7/8 έχει μικρό πλεόνασμα, αλλά παρέχει μικρή ασφάλεια και είναι κατάλληλος μόνο για κανάλια με χαμηλά επίπεδα παρεμβολών.

Όπως προαναφέρθηκε, κάθε φέρον διαμορφώνεται από ένα σύμβολο διαμόρφωσης. Τα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται είναι τα QPSK, 16-QAM και 64-QAM με 2, 4 ή 6 bits ανά σύμβολο διαμόρφωσης αντίστοιχα. Στα διαγράμματα αστερισμών των παραπάνω σχημάτων διαμόρφωσης δύο γειτονικά σημεία διαφέρουν μόνο κατά 1 bit.

Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό του συστήματος είναι η ιεραρχική διαμόρφωση. Ενώ η ποιότητα του ήχου και του βίντεο μειώνεται σταδιακά στην αναλογική τηλεόραση, οι τεχνικές ψηφιακής μετάδοσης διατηρούν την ποιότητα λήψης σε ένα συγκεκριμένο επίπεδο και ξαφνικά το σήμα καταστρέφεται τελείως καθώς οι συνθήκες μετάδοσης χειροτερεύουν σιγά σιγά. Για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα τα δεδομένα που πρόκειται να μεταδοθούν χωρίζονται σε δυο μέρη. Το πρώτο μέρος παρέχει τη βασική υπηρεσία τηλεόρασης με ένα σχετικά μικρό ρυθμό μετάδοσης και υψηλή προστασία από λάθη. Το δεύτερο μέρος (διακεκομμένη γραμμή του Σχήματος 1.1) θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για επιπρόσθετες υπηρεσίες με υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και μικρότερη προστασία από λάθη. Γενικά υπάρχουν δύο πιθανές χρήσεις του δεύτερου μέρους. Η μια είναι να μεταδίδονται επιπρόσθετα προγράμματα και η άλλη ο υψηλός ρυθμός να χρησιμοποιείται για αύξηση της ποιότητας της βασικής υπηρεσίας. Το επίπεδο προστασίας μπορεί να προσαρμοστεί διαλέγοντας διαφορετικούς ρυθμούς κωδικοποίησης του συνελκτικού κωδικοποιητή, ενώ και τα δυο ρεύματα δεδομένων διαμορφώνονται ταυτόχρονα. Κάθε φέρον διαμορφώνεται από δύο σύμβολα δεδομένων με διαφορετική προστασία από λάθη το καθένα. Το σύμβολο με την υψηλότερη προστασία διαμορφώνεται χρησιμοποιώντας την πιο ελαστική μέθοδο διαμόρφωσης και περιέχει την πληροφορία για το τεταρτημόριο του σημείου αστερισμού στο διάγραμμα αστερισμών. Το άλλο σύμβολο παρέχει την πληροφορία για τη θέση του σημείου αστερισμού μέσα στο τεταρτημόριο. Το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η ξεχωριστή επεργασία σήματος κάθε ρεύματος δεδομένων.

Συνοψίζοντας, οι ακόλουθοι παράμετροι μπορούν να επιλεγθούν σε ένα DVB-T σύστημα :

- ρυθμός κωδικοποίησης εσωτερικής προστασίας λαθών (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)
- διαμόρφωση φέροντος (QPSK, 16-QAM, 64-QAM)
- μήκος διαστήματος φύλαξης (1/4, 1/8, 1/16, 1/32)
- ιεραρχική ή μη ιεραρχική διαμόρφωση

- αριθμός φερόντων (6817 (8k-FFT), 1705 (2k-FFT))

Ο χρήσιμος ρυθμός δεδομένων εξαρτάται από την κωδικοποίηση. Πλεόνασμα εισάγεται από την εσωτερική κωδικοποίηση (ανάλογα με το ρυθμό κωδικοποίησης) και την εξωτερική κωδικοποίηση (204 bytes αντί 188 bytes). Ο καθαρός ρυθμός δεδομένων εξαρτάται από το ρυθμό κωδικοποίησης της εσωτερικής προστασίας λαθών, τη μέθοδο διαμόρφωσης φέροντος και το επιλεχθέν διάστημα φύλαξης και υπολογίζεται από την παρακάτω φόρμουλα :

$$R_U = R_S \cdot b \cdot CR_I \cdot CR_S \cdot (T_U / T_S) \quad (1.1)$$

όπου R_U ο χρήσιμος ρυθμός δεδομένων, R_S ο ρυθμός συμβόλων (6,75 Msymbols/s), b ο αριθμός των bits ανά φέρον, CR_I ο ρυθμός εσωτερικής κωδικοποίησης, CR_S ο ρυθμός κωδικοποίησης κατά Reed Solomon (188/204), T_U η διάρκεια του ωφέλιμου τμήματος του συμβόλου και T_S η συνολική διάρκεια του συμβόλου.

Πίνακας 1.3
Χρήσιμοι ρυθμοί μετάδοσης στο πρότυπο DVB-T (σε Mbits/s) [3, σελ. 16].

Modulation	Bits per sub-carrier	Inner code rate	Guard interval			
			1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	2	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	2	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	2	5/6	8,29	9,22	9,76	10,05
	2	7/8	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	4	1/2	9,95	11,06	11,71	12,06
	4	2/3	13,27	14,75	15,61	16,09
	4	3/4	14,93	16,59	17,56	18,10
	4	5/6	16,59	18,43	19,52	20,11
	4	7/8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	6	1/2	14,93	16,59	17,56	18,10
	6	2/3	19,91	22,12	23,42	24,13
	6	3/4	22,39	24,88	26,35	27,14
	6	5/6	24,88	27,65	29,27	30,16
	6	7/8	26,13	29,03	30,74	31,67

Παρατηρώντας τον Πίνακα 1.3 προκύπτει το συμπέρασμα ότι ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται με υψηλότερους ρυθμούς κωδικοποίησης της εσωτερικής προστασίας λαθών, μικρότερα διαστήματα φύλαξης και μεγαλύτερα στάδια διαμόρφωσης φέροντος. Αυτό σημαίνει ότι ένας υψηλός ρυθμός μετάδοσης μπορεί να επιτευχθεί μόνο μειώνοντας την προστασία από λάθη. Έτσι ο μικρότερος δυνατός ρυθμός (4,98 Mbit/s) αντιστοιχεί στην καλύτερα προστατευμένη μετάδοση (διάστημα φύλαξης 1/4, ρυθμός εσωτερικής κωδικοποίησης 1/2, διαμόρφωση QPSK), ενώ ο μεγαλύτερος (31,67Mbit/s) έχει τη μικρότερη προστασία από λάθη (διάστημα φύλαξης 1/32, ρυθμός εσωτερικής κωδικοποίησης 7/8, διαμόρφωση 64-QAM). Πρακτικά, χρειάζεται ένας συμβιβασμός ανάμεσα στο χρήσιμο ρυθμό μετάδοσης και στην προστασία από λάθη για κάθε εφαρμογή.

1.1.4 Επιλογή Σχήματος Διαμόρφωσης και Ρυθμού Κωδικοποίησης

Τα τρία διαθέσιμα σχήματα διαμόρφωσης μπορούν να συνδυαστούν με πέντε ρυθμούς κωδικοποίησης. Η επίδοση λοιπόν ενός τρόπου μετάδοσης εξαρτάται από τη συνδυασμένη επίδραση του ρυθμού κωδικοποίησης και του σχήματος διαμόρφωσης και από αυτή την άποψη δεν μπορεί η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης να εξεταστεί ξεχωριστά από την επιλογή του ρυθμού κωδικοποίησης.

Συγκριτικά με τη διαμόρφωση QPSK για δεδομένο ρυθμό κωδικοποίησης, η χωρητικότητα δεδομένων για 16-QAM διπλασιάζεται και για 64-QAM τριπλασιάζεται, ενώ ο αντίστοιχος λόγος σήματος προς θόρυβο για καλή λήψη είναι αντίστοιχα της τάξης των 6 dB και 12 dB υψηλότερος (βλ. Πίνακα 1.9). Περισσότερος λόγος για το λόγο σήματος προς θόρυβο (C/N) για καλή λήψη θα γίνει σε επόμενη παράγραφο.

Ομοίως, αυξάνεται η χωρητικότητα δεδομένων και ο απαιτούμενος λόγος σήματος προς θόρυβο αυξάνοντας το ρυθμό κωδικοποίησης. Προσομοιώσεις ενός Ricean καναλιού δείχνουν ότι ο ρυθμός 7/8 απαιτεί 6 dB μεγαλύτερο λόγο C/N σε σχέση με το ρυθμό 1/2 (βλ. Πίνακα 1.9), για ένα δεδομένο σχήμα διαμόρφωσης, ενώ η χωρητικότητα δεδομένων αυξάνεται κατά 7/4.

Ο απαιτούμενος λόγος C/N στο δέκτη έχει άμεση επίδραση στην τιμή της ERP (Effective Radiated Power) του πομπού, η οποία θα πρέπει να αυξάνεται αντίστοιχα, μολονότι για δεδομένη κάλυψη σε μερικές περιπτώσεις υπόκειται σε περιορισμούς εξαιτίας πιθανής παρεμβολής σε ήδη υπάρχουσες αναλογικές υπηρεσίες.

Η λήψη σε φορητούς ή κινητούς δέκτες είναι μια προφανής περίπτωση όπου οι πολυδιαδρομικές μεταδόσεις και οι παρεμβολές την περιορίζουν. Ακόμα και για λήψη με σταθερές κεραιές τοποθετημένες στις ταράτσες των σπιτιών, η περιοχή κάλυψης για αυτούς τους εκπομπούς DVB-T που μοιράζονται συχνοτικές ζώνες με δίκτυα αναλογικής τηλεόρασης μπορεί να μειωθεί από τις παρεμβολές από τους εκπομπούς αναλογικής τηλεόρασης. Ακόμα και εκεί που χρησιμοποιούνται τεχνικές SFN, υπάρχει παρεμβολή από καθυστερημένα σήματα γειτονικών εκπομπών. Αφού η αντοχή στην παρεμβολή και στη λήψη από πολλαπλά μονοπάτια σχετίζεται εντονότερα με το ρυθμό κωδικοποίησης παρά με το σχήμα διαμόρφωσης, είναι γενικά προτιμότερο να διαλέγεται ένας τρόπος μετάδοσης με χαμηλό ρυθμό κωδικοποίησης.

1.1.5 Επιλογή Διαστήματος Φύλαξης και Αριθμού Φερόντων

Όπως προειπώθηκε, η επίγεια τηλεοπτική μετάδοση στις ζώνες VHF/UHF χαρακτηρίζεται από την εξασθένιση και την πολυδιαδρομική διάδοση, λόγω της παρουσίας εμποδίων και ανακλάσεων στο περιβάλλον ραδιοδιάδοσης. Επομένως, το σήμα στον δέκτη χαρακτηρίζεται από την παρουσία μίας κύριας συνιστώσας σήματος και πολλών ηχώ, με διαφορετικό πλάτος και καθυστέρηση (κανάλι Ricean). Στη περίπτωση της φορητής λήψης, η κύρια συνιστώσα του σήματος μπορεί να απουσιάζει (κανάλι Rayleigh). Η καθυστέρηση από αυτές τις «φυσικές ηχώ» περιορίζεται συνήθως σε 20 έως 30 μsec που αντιστοιχούν σε διαφορετική πορεία διάδοσης από περίπου 6 έως 9 χλμ. Η παρουσία πομπών SFN παράγει ένα σημαντικά πολυπλοκότερο περιβάλλον διάδοσης πολλαπλών διαδρομών, που εισάγει τις "τεχνητές ηχώ" υψηλού πλάτους και μεγάλης καθυστέρησης. Αυτές οι τεχνητές ηχώ συνυπάρχουν με τις φυσικές ηχώ. Οι τιμές των χρόνων καθυστέρησης από τις τεχνητές ηχώ εξαρτώνται από την απόσταση μεταξύ των πομπών.

Το μέγιστο μήκος του διαστήματος φύλαξης είναι 224 μs για τον 8k OFDM τρόπο μετάδοσης και 56μs για τον 2k OFDM τρόπο μετάδοσης. Το διάστημα φύλαξης χρησιμοποιείται για να προστατεύει το σήμα από τις φυσικές και τεχνητές (SFN) ηχώ. Το μικρότερο 2k OFDM διάστημα φύλαξης (7μs) είναι συνήθως αρκετό για να προστατεύει το σήμα από τις φυσικές ηχώ, μόνο που σε μερικές περιπτώσεις, όπως είναι περιοχές με βουνά, οι φυσικές ηχώ μπορεί να ξεπερνούν τα 7μs.

Οι κύριες παράμετροι για την επιλογή του μήκους του διαστήματος φύλαξης είναι οι αποστάσεις ανάμεσα στους σταθμούς και το μέγεθος του δικτύου. Η επιλογή του αριθμού των φερόντων εξαρτάται κατά κύριο λόγο από το κατά πόσο το δίκτυο θα αποτελεί ένα είδος δικτύου SFN ή όχι. Αν δεν πρόκειται να περιληφθούν εκπομπή

SFN, τα μήκη των διαστημάτων φύλαξης του $2k$ τρόπου μετάδοσης επαρκούν για την προστασία του συστήματος από τις φυσικές ηχώ. Αν αναμένονται φυσικές ηχώ με μεγάλες καθυστερήσεις, τότε ένας υψηλότερος ρυθμός δεδομένων μπορεί να επιτευχθεί με τον $8k$ τρόπο μετάδοσης.

Υπάρχουν τέσσερα βασικά είδη SFNs :

1. SFN μεγάλης περιοχής (με εκπομπούς μεγάλης ισχύος τοποθετημένους σε μεγάλες αποστάσεις αναμεταξύ τους).
2. τοπικά SFN (με λίγους εκπομπούς μεγάλης ισχύος τοποθετημένους σε μεγάλες αποστάσεις αναμεταξύ τους).
3. δίκτυα πολλών συχνοτήτων (MFNs) με ένα SFN τοπικής εμβέλειας γύρω από κάθε εκπομπό ξεχωριστής συχνότητας.
4. δίκτυα SFN με εκπομπούς μικρής ισχύος που γεμίζουν τα κενά (SFN Gap Fillers) σε ένα δίκτυο πολλών συχνοτήτων (MFN).

Ο $8k$ τρόπος μετάδοσης μπορεί να εφαρμοστεί σε όλες τις παραπάνω περιπτώσεις. Ο $2k$ τρόπος μετάδοσης μπορεί να εφαρμοστεί στην τέταρτη περίπτωση και σε περιπτώσεις πυκνών MFN/SFNs αν ο διαχωρισμός των εκπομπών είναι αρκετά μικρός (τέσσερις φορές μικρότερος από το διαχωρισμό των εκπομπών στην αντίστοιχη $8k$ περίπτωση). Η μεγαλύτερη πιθανή απόσταση μεταξύ των εκπομπών δεν εξαρτάται μόνο από το απόλυτο μήκος του διαστήματος φύλαξης, αλλά και από άλλους παράγοντες, όπως το μήκος του ωφέλιμου διαστήματος συμβόλου (σημαντικά καλύτερη κάλυψη με τον $8k$ από ότι με τον $2k$ τρόπο μετάδοσης για το ίδιο απόλυτο μήκος του διαστήματος φύλαξης), το σχήμα διαμόρφωσης, το ρυθμό κωδικοποίησης και τις υλοποιήσεις του δέκτη.

Για ένα δεδομένο μήκος του διαστήματος φύλαξης ο $8k$ τρόπος μετάδοσης προσφέρει μεγαλύτερο χρήσιμο ρυθμό μετάδοσης. Η επιλογή ανάμεσα στους δυο τρόπους μετάδοσης εξαρτάται από την ανάγκη για SFN λειτουργία μέσα στο συνολικό δίκτυο καθώς και από τη διαθεσιμότητα και το κόστος των δεκτών. Οι αποκωδικοποιητές (μόνο για) $2k$ OFDM δεν μπορούν να λάβουν μεταδόσεις $8k$ OFDM ενώ οι αποκωδικοποιητές $8k$ OFDM μπορούν να λάβουν και από τις δύο μεταδόσεις.

1.1.6 Επιλογή μεταξύ Ιεραρχικού και Μη-Ιεραρχικού Τρόπου Μετάδοσης

Οι προδιαγραφές της επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης παρέχουν την δυνατότητα επιλογής μεταξύ ιεραρχικού και μη ιεραρχικού τρόπου εκπομπής [1, 3].

Στον μη ιεραρχικό τρόπο εκπομπής το σύστημα ορίζεται μόνο από τα τμήματα που ενώνει η συνεχής γραμμή του Σχήματος 1.1. Όλα τα MPEG πακέτα υφίστανται την ίδια διαδικασία κωδικοποίησης για να τοποθετηθούν ύστερα στην κατάλληλη θέση στο διάγραμμα αστερισμού. Αυτό σημαίνει ότι όλα τα πακέτα μετάδοσης MPEG αντιμετωπίζονται το ίδιο από τον διαμορφωτή και έτσι είναι εξίσου ενισχυμένα. Οι εφαρμογές του μη ιεραρχικού τρόπου μετάδοσης μπορούν γενικά να διακριθούν σε ένα ή πολλαπλά προγράμματα εκπομπής. Η μία απλή εκπομπή προγράμματος είναι κατάλληλη σε περιπτώσεις που ο αστερισμός της εκπομπής απαιτεί όλο το εύρος ζώνης για το μεταδιδόμενο πρόγραμμα για επίτευξη υψηλής ποιότητας ή για κάλυψη μεγάλης περιοχής. Στα πολλαπλά προγράμματα εκπομπής η χωρητικότητα του καναλιού μοιράζεται σε περισσότερα από ένα προγράμματα, π.χ. ένας πολυπλέκτης με τέσσερα διαφορετικά προγράμματα.

Ο ιεραρχικός τρόπος εκπομπής (διακεκομμένες γραμμές του Σχήματος 1.1) επιτρέπει την δυνατότητα εκπομπής μίας πολλαπλής υπηρεσίας σε δύο ανεξάρτητα κανάλια τα οποία κατά συνέπεια μπορούν να προστατευτούν διαφορετικά προκειμένου να επιτευχθεί το βέλτιστο ταίριασμα ανάλογα με τις απαιτήσεις

καναλιών ή κάλυψης. Η εκπομπή με ιεραρχικό τρόπο δημιουργεί δύο τελείως διαφορετικά MPEG ρεύματα, ένα χαμηλού ρυθμού και ένα υψηλού ρυθμού.

1.1.7 Κάλυψη και Ελάχιστες Τιμές Πεδίου για το DVB-T

Οι καλύψεις υπηρεσιών ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης χαρακτηρίζονται από ραγδαία μετάβαση από μια κατάσταση σχεδόν τέλειας λήψης σε μια κατάσταση αδυναμίας λήψης και έτσι καθίσταται κρίσιμος ο καθορισμός ποιων περιοχών θα καλυφθούν και ποιων όχι. Επίσης πρέπει να σημειωθεί ότι η κάλυψη σε μια δεδομένη κατάσταση μπορεί να βελτιωθεί χρησιμοποιώντας μια καλύτερη θέση για την κεραία λήψης, μια περισσότερο κατευθυντική κεραία ή έναν ενισχυτή κεραίας χαμηλού θορύβου (στην περίπτωση λήψης από σταθερή κεραία στην ταράτσα του σπιτιού) [4].

Επομένως, η περιοχή κάλυψης ενός σταθμού ευρυεκπομπής, ή μιας ομάδας σταθμών ευρυεκπομπής στην περίπτωση μιας τοπολογίας SFN, ορίζεται ως η περιοχή μέσα στην οποία η επιθυμητή ένταση πεδίου είναι ίση ή ξεπερνά τη χρήσιμη ένταση πεδίου (usable field strength), η οποία ορίζεται για συγκεκριμένες συνθήκες λήψης και για ένα προβλεπόμενο ποσοστό των καλυπτόμενων τοποθεσιών λήψης. Ως χρήσιμη ένταση πεδίου ορίζεται η ελάχιστη τιμή της έντασης του πεδίου που είναι απαραίτητη για να επιτραπεί η επιθυμητή ποιότητα λήψης, κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες λήψης, παρουσία φυσικού θορύβου, θορύβου που προκαλείται από ανθρώπινη δραστηριότητα και παρεμβολών, είτε σε μια πραγματική κατάσταση είτε όπως καθορίζεται από ένα πλάνο συχνοτήτων. Ως ελάχιστη χρήσιμη ένταση πεδίου ή ελάχιστη τιμή πεδίου που πρέπει να προστατευθεί ορίζεται η ελάχιστη τιμή της έντασης του πεδίου που είναι απαραίτητη για να επιτραπεί η επιθυμητή ποιότητα λήψης, κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες λήψης, παρουσία φυσικού θορύβου και θορύβου που προκαλείται από ανθρώπινη δραστηριότητα, αλλά απουσία παρεμβολών από άλλους εκπομπούς. Ο όρος ελάχιστη χρήσιμη ένταση πεδίου αντιστοιχεί στην ελάχιστη μέση ισοδύναμη τιμή πεδίου (minimum median field strength, E_{med}), που χρησιμοποιείται από έναν μόνο εκπομπό. Η τελευταία, μια τιμή για το 50% των τοποθεσιών και το 50% του χρόνου σε μια απόσταση 10 m πάνω από το επίπεδο του εδάφους, αποτελεί μια τιμή σχεδιασμού και στα παρακάτω θα παρουσιαστεί η φόρμουλα υπολογισμού της [5].

Ορίζοντας την περιοχή κάλυψης για κάθε συνθήκη λήψης, ακολουθείται μια προσέγγιση τριών επιπέδων [5] :

- Τοποθεσία Λήψης (Receiving Location). Πρόκειται ουσιαστικά για τη «μονάδα» μέτρησης μιας περιοχής λήψης και είναι μια περιοχή 0.5m x 0.5m, όπου με τη μετακίνηση μέσα σε αυτήν την περιοχή, εξασφαλίζεται η βέλτιστη δυνατή ποιότητα λήψης . Η περιοχή αυτή θεωρείται ότι καλύπτεται αν η στάθμη του επιθυμητού σήματος είναι αρκετά υψηλή ώστε να ξεπερνά το θόρυβο και τις παρεμβολές για ένα δεδομένο ποσοστό του χρόνου.
- Μικρή Περιοχή Κάλυψης (Small Coverage Area). Το δεύτερο αυτό επίπεδο είναι περιοχή 100m x 100m. Σε αυτή την μικρή περιοχή υποδεικνύεται το ποσοστό των καλυπτόμενων τοποθεσιών. Η κάλυψη της περιοχής αυτής χαρακτηρίζεται «επαρκής» (acceptable) αν καλύπτεται το 70% της έκτασής της και «καλή» (good) αν καλύπτεται το 95% της έκτασής της .
- Περιοχή Κάλυψης (Coverage Area). Πρόκειται για το σύνολο των μεμονωμένων μικρών περιοχών μέσα στις οποίες ένα δεδομένο ποσοστό κάλυψης (από 70% ως 99%) επιτυγχάνεται.

Οι συνθήκες λήψης είναι οι ακόλουθες [4, 5] :

- Σταθερή λήψη (fixed reception). Η σταθερή λήψη ορίζεται ως η λήψη με μια κατευθυντική κεραία που βρίσκεται στο επίπεδο της ταράτσας. Στον υπολογισμό της ισοδύναμης τιμής πεδίου που απαιτείται για σταθερή λήψη θεωρείται ότι η κεραία βρίσκεται σε ύψος 10.
- Φορητή λήψη (portable reception). Η φορητή λήψη χωρίζεται σε λήψη κλάσης A και σε κλάσης B. Η κλάση A σημαίνει λήψη σε εξωτερικούς χώρους όπου ο φορητός δέκτης με την προσαρμοσμένη σε αυτόν κεραία βρίσκεται σε ύψος όχι λιγότερο από 1.5. Η κλάση B σημαίνει λήψη σε εσωτερικούς χώρους, στο επίπεδο ισόγειου με ένα παράθυρο σε έναν εξωτερικό τοίχο, όπου ο φορητός δέκτης με την προσαρμοσμένη σε αυτόν κεραία βρίσκεται σε ύψος όχι λιγότερο από 1.5. Η κλάση B άφορα κυρίως αστικές περιοχές και είναι η πιο πιθανή, ενώ για τη λήψη σε δωμάτια πάνω από το ισόγειο (συμπεριλαμβάνεται και αυτή στην κλάση B), που αναμένεται να είναι πιο εύκολη, εφαρμόζονται κατάλληλοι συντελεστές διόρθωσης. Και στις δύο κλάσεις υποτίθεται ότι κατά τη διάρκεια της λήψης, τόσο ο δέκτης όσο και ογκώδη αντικείμενα που βρίσκονται κοντά του δεν μετακινούνται και η κεραία του φορητού δέκτη μπορεί να μετακινηθεί μέχρι 0.5 m προς κάθε κατεύθυνση ώστε να βελτιστοποιηθεί η λήψη .
- Κινητή λήψη (mobile reception). Ορίζεται ως η λήψη από ένα δέκτη σε κίνηση με την κεραία τοποθετημένη σε ύψος όχι λιγότερο από 1.5 m (π.χ δέκτης σε αυτοκίνητο).

Οι ζώνες συχνοτήτων για υλοποίηση του DVB-T είναι οι 174 MHz- 230 MHz (Band III), 470 MHz - 582 MHz (Band IV) και 582 MHz -862 MHz (Band V).

Στο σημείο αυτό θα ακολουθήσει ο υπολογισμός για την ελάχιστη μέση ισοδύναμη τιμή πεδίου. Το ύψος αναφοράς για μια κεραία λήψης που θεωρείται αντιπροσωπευτικό για τον υπολογισμό της έντασης του πεδίου για σταθερή λήψη είναι 10 m πάνω από το επίπεδο του εδάφους. Τα κέρδη των κεραιών και οι απώλειες τροφοδότησης δίνονται στους δύο επόμενους πίνακες για κάποιες συχνοτήτες αναφοράς [4, 5].

Πίνακας 1.4
Κέρδη κεραιών στις μπάντες III, IV και V.

Συχνότητα	200 MHz	500 MHz	800 MHz
Κέρδος κεραίας (dBd)	7	10	12

Πίνακας 1.5
Απώλειες τροφοδότησης στις μπάντες III, IV και V.

Συχνότητα	200 MHz	500 MHz	800 MHz
Απώλειες τροφοδότησης (dB)	2	3	5

Για τη σταθερή λήψη χρησιμοποιείται μια πιθανότητα τοποθεσιών (location probability, ποσοστό κάλυψης) 95%.

Για τη φορητή λήψη (είτε σε εξωτερικούς είτε σε εσωτερικούς χώρους) χρησιμοποιείται μια κεραία που βρίσκεται 1.5 m πάνω από το έδαφος. Το ίδιο ισχύει και για την κινητή λήψη. Αφού όμως όλοι οι υπολογισμοί έντασης πεδίου αναφέρονται για κεραιές που βρίσκονται 10 m πάνω από το έδαφος, είναι απαραίτητη η εισαγωγή ενός διορθωτικού παράγοντα απώλειας ύψους για τον υπολογισμό της ελάχιστης μέσης ισοδύναμης τιμής πεδίου.

Πίνακας 1.6
Απώλεια ύψους στις μπάντες III, IV και V [5, σελ. 162].

Συχνότητα	200 MHz	500 MHz	800 MHz
Απώλεια ύψους (dB)	12	16	18

Οι απώλειες λόγω κτιρίων με τις αντίστοιχες τυπικές αποκλίσεις φαίνονται στον επόμενο πίνακα.

Πίνακας 1.7
Απώλειες λόγω κτιρίων στις μπάντες III, IV και V [5, σελ. 162].

	Απώλειες λόγω κτιρίων (dB)	Τυπική απόκλιση (dB)
VHF	9	3
UHF	8	5.5

Για τη φορητή λήψη εφαρμόζεται μια ομοιοκατευθυντική κεραία με κέρδη που παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα [4, 5] :

Πίνακας 1.8
Κέρδη κεραιών για φορητή λήψη.

Band	Κέρδος κεραίας (dBd)
Band III (VHF)	-2
Band IV (UHF)	0
Band V (VHF)	0

Για την κινητή λήψη, ισχύουν όσα παρουσιάστηκαν στην περίπτωση της φορητής λήψης.

Για να υπολογιστεί η απαιτούμενη ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στην περιοχή της λήψης, είναι απαραίτητη η γνώση του σηματοθορυβικού λόγου που απαιτείται στο δέκτη. Στον Πίνακα 1.9 παρουσιάζονται οι σηματοθορυβικοί λόγοι (C/N) που απαιτούνται για κάθε μη-ιεραρχική υλοποίηση του DVB-T (ανάλογα με το ρυθμό κωδικοποίησης και το σχήμα διαμόρφωσης) και για κάθε συνθήκη λήψης (σταθερή, φορητή ή κινητή λήψη). Οι τιμές για το κανάλι Rice χρησιμοποιούνται για την περίπτωση της σταθερής λήψης, ενώ οι τιμές για το κανάλι Rayleigh χρησιμοποιούνται στις περιπτώσεις της φορητής και κινητής λήψης.

Για τους διαφορετικούς τρόπους λήψης, οι εντάσεις του ηλεκτρικού πεδίου που απαιτούνται για να παρέχεται η επιθυμητή πιθανότητα τοποθεσιών για λήψη του επιθυμητού σήματος μπορούν βέλτιστα να συγκριθούν χρησιμοποιώντας ένα ύψος αναφοράς 10 m για την κεραία λήψης, πιθανότητα τοποθεσιών 50% και ποσοστό χρόνου 50%. Οι εντάσεις πεδίου που αντιστοιχούν σε αυτές τις συνθήκες αναφέρονται ως ελάχιστες μέσες ισοδύναμες τιμές πεδίου (E_{med}) ή ελάχιστες χρήσιμες εντάσεις πεδίου και αντιστοιχούν στο ελάχιστο επίπεδο σήματος που απαιτείται για να ξεπεραστεί ο φυσικός και ανθρώπινος προέλευσης θόρυβος (χωρίς να συνυπολογίζονται οι παρεμβολές από άλλους εκπομπούς).

Επειδή η E_{med} εξ ορισμού αναφέρεται για 50% πιθανότητα τοποθεσιών, χρειάζεται ένας παράγοντας διόρθωσης όταν ζητείται ένα διαφορετικό (και φυσικά μεγαλύτερο) ποσοστό κάλυψης. Ο παράγοντας διόρθωσης τοποθεσιών δίνεται από τη σχέση

$$C_l = \mu \cdot \sigma \{dB\} \quad (1.2)$$

όπου μ είναι ένας παράγοντας κατανομής και ισούται με 0.52 για 70% των τοποθεσιών, 1.64 για 95% των τοποθεσιών και 2.33 για 99% των τοποθεσιών και σ είναι η τυπική απόκλιση της μεταβολής του σήματος ανάλογα με την τοποθεσία

(λαμβάνεται υπόψη log-normal κατανομή του λαμβανόμενου σήματος). Ο παράγοντας διόρθωσης τοποθεσιών για μεταβολές μακροκλίμακας σε εξωτερικούς και εσωτερικούς χώρους δίνεται στους Πίνακες 1.10 και 1.11.

Πίνακας 1.9

C/N τιμές για όλες τις υλοποιήσεις του DVB-T για σταθερή (FX), φορητή σε εξωτερικούς χώρους (PO), φορητή σε εσωτερικούς χώρους (PI) και κινητή (MO) λήψη [5, σελ. 184].

System variants	Modulation	Code rate	Gauss	Rice	Rayleigh		
					FX	PO	PI
A1, D1	QPSK	1/2	4.9	5.9	8.1	8.1	11.1
A2, D2	QPSK	2/3	6.8	7.9	10.2	10.2	13.2
A3, D3	QPSK	3/4	7.9	9.1	11.5	11.5	14.5
A5, D5	QPSK	5/6	9.0	10.3	12.8	12.8	15.8
A7, D7	QPSK	7/8	9.9	11.3	13.9	13.9	16.9
B1, E1	16-QAM	1/2	10.6	11.6	13.8	13.8	16.8
B2, E2	16-QAM	2/3	13.0	14.1	16.4	16.4	19.4
B3, E3	16-QAM	3/4	14.5	15.7	18.1	18.1	21.1
B5, E5	16-QAM	5/6	15.6	16.9	19.4	19.4	22.4
B7, E7	16-QAM	7/8	16.1	17.5	20.1	20.1	23.1
C1, F1	64-QAM	1/2	16.2	17.2	19.4	19.4	22.4
C2, F2	64-QAM	2/3	18.4	19.5	21.8	21.8	24.8
C3, F3	64-QAM	3/4	20.0	21.2	23.6	23.6	26.6
C5, F5	64-QAM	5/6	21.4	22.7	25.2	25.2	28.2
C7, F7	64-QAM	7/8	22.3	23.7	26.3	26.3	29.3

Πίνακας 1.10

Παράγοντας διόρθωσης για εξωτερικές τοποθεσίες [5, σελ. 167]

Ποσοστό κάλυψης (πιθανότητα τοποθεσιών)	Παράγοντας διόρθωσης τοποθεσιών (VHF και UHF) (dB)
99%	13
95%	9
70%	3

Πίνακας 1.11

Παράγοντας διόρθωσης για εσωτερικές τοποθεσίες [5, σελ. 167].

Ποσοστό κάλυψης (πιθανότητα τοποθεσιών)	Παράγοντας διόρθωσης τοποθεσιών (VHF) (dB)	Παράγοντας διόρθωσης τοποθεσιών (UHF) (dB)
95%	10	13
70%	3	4

Για τον υπολογισμό της E_{med} χρησιμοποιούνται οι παρακάτω εξισώσεις :

$$P_n = F + 10 \log_{10} (k T_0 B) \quad (1.3)$$

$$P_{s \min} = C/N + P_n \quad (1.4)$$

$$A_a = G_D + 10 \log_{10} (1.64\lambda^2/4\pi) \quad (1.5)$$

$$\varphi_{\min} = P_{s \min} - A_a + L_f \quad \text{για σταθερή λήψη} \quad (1.6)$$

$$\varphi_{\min} = P_{s \min} - A_a \quad \text{για φορητή/κινητή} \quad (1.7)$$

λήψη

$$E_{min} = \varphi_{min} + 120 + 10 \log_{10} (120\pi) = \varphi_{min} + 145.8 \quad (1.8)$$

$$\varphi_{med} = \varphi_{min} + P_{mmn} + C_l \quad \text{για σταθερή λήψη} \quad (1.9)$$

$$\varphi_{med} = \varphi_{min} + P_{mmn} + C_l + L_h \quad \begin{array}{l} \text{για φορητή λήψη σε} \\ \text{εξωτερικούς χώρους} \end{array} \quad (1.10)$$

$$\varphi_{med} = \varphi_{min} + P_{mmn} + C_l + L_h + L_b \quad \begin{array}{l} \text{για φορητή λήψη σε} \\ \text{εσωτερικούς χώρους} \end{array} \quad (1.11)$$

$$E_{med} = \varphi_{med} + 120 + 10 \log_{10} (120\pi) = \varphi_{med} + 145.8 \quad (1.12)$$

όπου:

- A_a : η ενεργός επιφάνεια της κεραίας (dBm^2)
- C/N : ο σηματοθορυβικός λόγος που απαιτείται από το σύστημα (dB)
- C_l : ο παράγοντας διόρθωσης τοποθεσιών (dB)
- E_{med} : η ελάχιστη μέση τιμή έντασης πεδίου, τιμή σχεδιασμού ($\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$)
- E_{min} : η ελάχιστη ένταση πεδίου στο σημείο λήψης ($\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$)
- G_D : το κέρδος της κεραίας σε σχέση με το δίπολο $\lambda/2$ (dBd)
- L_b : οι απώλειες κτιρίων (dB)
- L_f : οι απώλειες τροφοδότησης (dB)
- L_h : η απώλεια ύψους (μεταξύ 10 m και 1.5 m από το έδαφος) (dB)
- P_{mmn} : ο ανθρώπινης προέλευσης θόρυβος (dB) (Τυπική τιμή 0 dB)
- φ_{min} : η ελάχιστη πυκνότητα ισχύος στο σημείο λήψης ($\text{dB}(\text{W}/\text{m}^2)$)
- φ_{med} : η ελάχιστη μέση πυκνότητα ισχύος στο σημείο λήψης, τιμή σχεδιασμού ($\text{dB}(\text{W}/\text{m}^2)$)
- λ : το μήκος κύματος (m)
- P_n : η ισχύς θορύβου στο δέκτη (dBW)
- F : ο αριθμός θορύβου δέκτη (dB) (Τυπική τιμή 7 dB)
- k : η σταθερά Boltzmann ($k = 1.38 \times 10^{-23}$) J/K
- T_0 : η απόλυτη θερμοκρασία ($T_0 = 290$ K)
- B : εύρος ζώνης θορύβου (7.61×10^6 Hz για 8 MHz κανάλι)
- $P_{s min}$: η ελάχιστη ισχύς εισόδου του σήματος στο δέκτη (dBW).

Στον Πίνακα 1.12 παρουσιάζονται οι E_{med} τιμές για όλα τα συστήματα DVB-T και όλες τις συνθήκες λήψης για δύο συχνότητες αναφοράς, στα 200 MHz και στα 500 MHz. Για άλλες συχνότητες εφαρμόζεται ο ακόλουθος κανόνας παρεμβολής

$$E_{med}(f) = E_{med}(f_r) + C_{orr} \quad (1.13)$$

όπου f η υπό εξέταση συχνότητα και f_r η συχνότητα αναφοράς που βρίσκεται στη σχετική συχνοτική ζώνη. Για τη σταθερή λήψη ισχύει $C_{orr} = 20 \log_{10}(f/f_r)$, ενώ για τη φορητή και την κινητή λήψη $C_{orr} = 30 \log_{10}(f/f_r)$.

Πίνακας 1.12

E_{med} τιμές για όλες τις υλοποιήσεις του DVB-T για σταθερή (FX), φορητή σε εξωτερικούς χώρους (PO), φορητή σε εσωτερικούς χώρους (PI) και κινητή (MO) λήψη για δύο συχνότητες αναφοράς [5, σελ. 185].

System variants	Modulation	Code rate	MHz	FX	PO	PI	MO
A1, D1	QPSK	1/2	200.0	34.90	56.10	66.10	59.10
A2, D2	QPSK	2/3	200.0	36.90	58.20	68.20	61.20
A3, D3	QPSK	3/4	200.0	38.10	59.50	69.50	62.50
A5, D5	QPSK	5/6	200.0	39.30	60.80	70.80	63.80
A7, D7	QPSK	7/8	200.0	40.30	61.90	71.90	64.90
B1, E1	16-QAM	1/2	200.0	40.60	61.80	71.80	64.80
B2, E2	16-QAM	2/3	200.0	43.10	64.40	74.40	67.40
B3, E3	16-QAM	3/4	200.0	44.70	66.10	76.10	69.10
B5, E5	16-QAM	5/6	200.0	45.90	67.40	77.40	70.40
B7, E7	16-QAM	7/8	200.0	46.50	68.10	78.10	71.10
C1, F1	64-QAM	1/2	200.0	46.20	67.40	77.40	70.40
C2, F2	64-QAM	2/3	200.0	48.50	69.80	79.80	72.80
C3, F3	64-QAM	3/4	200.0	50.20	71.60	81.60	74.60
C5, F5	64-QAM	5/6	200.0	51.70	73.20	83.20	76.20
C7, F7	64-QAM	7/8	200.0	52.70	74.30	84.30	77.30
A1, D1	QPSK	1/2	500.0	38.90	64.10	76.10	67.10
A2, D2	QPSK	2/3	500.0	40.90	66.20	78.20	69.20
A3, D3	QPSK	3/4	500.0	42.10	67.50	79.50	70.50
A5, D5	QPSK	5/6	500.0	43.30	68.80	80.80	71.80
A7, D7	QPSK	7/8	500.0	44.30	69.90	81.90	72.90
B1, E1	16-QAM	1/2	500.0	44.60	69.80	81.80	72.80
B2, E2	16-QAM	2/3	500.0	47.10	72.40	84.40	75.40
B3, E3	16-QAM	3/4	500.0	48.70	74.10	86.10	77.10
B5, E5	16-QAM	5/6	500.0	49.90	75.40	87.40	78.40
B7, E7	16-QAM	7/8	500.0	50.50	76.10	88.10	79.10
C1, F1	64-QAM	1/2	500.0	50.20	75.40	87.40	78.40
C2, F2	64-QAM	2/3	500.0	52.50	77.80	89.80	80.80
C3, F3	64-QAM	3/4	500.0	54.20	79.60	91.60	82.60
C5, F5	64-QAM	5/6	500.0	55.70	81.20	93.20	84.20
C7, F7	64-QAM	7/8	500.0	56.70	82.30	94.30	85.30

1.1.8 Αντιπροσωπευτικές Διαμορφώσεις Δικτύων (Reference Planning Configurations, RPCs)

Το DVB-T προσφέρει μια τεράστια ποικιλία επιλογών υπηρεσιών ευρυεκπομπής για υλοποίηση. Χιλιάδες διαμορφώσεις δικτύων μπορούν να προκύψουν συνδυάζοντας διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης, ρυθμούς κωδικοποίησης, διαστήματα φύλαξης, συνθήκες λήψης, επιθυμητά ποσοστά κάλυψης, προσεγγίσεις δικτύων κ.τ.λ. Όμως, ένας μεγάλος αριθμός από αυτούς τους θεωρητικά δυνατούς συνδυασμούς έχει ελάχιστο νόημα από οικονομικής και τεχνολογικής πλευράς. Επιπλέον, από τη σκοπιά της ανάλυσης συμβατότητας, που είναι και ο κυριότερος παράγοντας κατά τη διαμόρφωση ενός πλάνου συχνοτήτων, ένας μεγάλος αριθμός

από ρεαλιστικά και ουσιώδη σχέδια υλοποίησης αντιμετωπίζονται σαν ισοδύναμα, αφού διαφέρουν ελάχιστα με όρους θεμάτων συμβατότητας [4- 6].

Για λόγους σχεδιασμού συχνοτικού πλάνου, μια μείωση σε έναν μικρό αριθμό από τις επονομαζόμενες αντιπροσωπευτικές διαμορφώσεις δικτύων (Reference Planning Configurations, RPCs) είναι δυνατή, όπου αυτές να μην δε μπορούν να αντιμετωπιστούν επακριβώς σαν «πραγματικές» εφαρμογές δικτύων, αλλά είναι ιδιαίτερα χρήσιμες για την ανάλυση συμβατότητας [4- 6].

Μια ομαδοποίηση των RPCs γίνεται με βάση τον τρόπο λήψης και τη συχνοτική ζώνη [4- 6]. Οι τρόποι λήψης κατηγοριοποιούνται ως εξής :

- Σταθερή λήψη
- Φορητή λήψη σε εξωτερικούς χώρους, κινητή λήψη και φορητή λήψη σε εσωτερικούς χώρους με λιγότερη ποιότητα κάλυψης
- Υψηλότερης ποιότητας κάλυψης φορητή λήψη σε εσωτερικούς χώρους.

Σχετικά με τις συχνοτικές ζώνες χρησιμοποιούνται δύο συχνότητες αναφοράς :

- 200 MHz
- 650 MHz

Οι αντιπροσωπευτικές διαμορφώσεις δικτύων συνοψίζονται στον επόμενο πίνακα.

Πίνακας 1.13
RPCs για το DVB-T [5, σελ. 203].

RPC	RPC 1	RPC 2	RPC 3
Ποσοστό κάλυψης αναφοράς	95%	95%	95%
C/N (dB) αναφοράς	21	19	17
$(E_{med})_{ref}$ (dB(μV/m)) στα 200 MHz αναφοράς	50	67	76
$(E_{med})_{ref}$ (dB(μV/m)) στα 650 MHz αναφοράς	56	78	88
$(E_{med})_{ref}$: ελάχιστη μέση ισοδύναμη ένταση πεδίου RPC 1: RPC για σταθερή λήψη από κεραία σε ταράτσα σπιτιού RPC 2: RPC για φορητή λήψη σε εξωτερικούς χώρους ή για χαμηλότερης ποιότητας κάλυψης φορητή λήψη σε εσωτερικούς ή για κινητή λήψη RPC 3: RPC για υψηλότερης ποιότητας κάλυψης φορητή λήψη σε εσωτερικούς χώρους.			

Για οποιοσδήποτε άλλες συχνότητες εφαρμόζεται κατά τα γνωστά η σχέση (1.13). Για τη σταθερή λήψη ισχύει $C_{orr} = 20 \log_{10} (f/f_r)$, ενώ για τη φορητή και την κινητή λήψη $C_{orr} = 30 \log_{10} (f/f_r)$.

Οι παράμετροι αναφοράς στον Πίνακα 1.13 δε συνδέονται με κάποια πραγματική υλοποίηση δικτύου DVB-T, αλλά αντιπροσωπεύουν έναν μεγάλο αριθμό από πραγματικές υλοποιήσεις. Για παράδειγμα, μια DVB-T service για κινητή λήψη θα μπορούσε να χρησιμοποιήσει σαν πραγματικές παραμέτρους ένα ποσοστό κάλυψης 99% και ένα σύστημα με C/N of 14 dB. Μολαταύτα, αυτή η υπηρεσία θα αναπρασταθεί ως RPC 2 με ποσοστό κάλυψης 95% και με έναν C/N αναφοράς 19 dB χωρίς να περιορίζονται οι πιθανότητες για υλοποίηση της «πραγματικής» υπηρεσίας για κινητή λήψη DVB-T.

Τυπικά, μια χωρητικότητα δεδομένων από 20-27 Mbit/s συνδέεται με την RPC 1, μια χωρητικότητα δεδομένων από 8-24 Mbit/s με την RPC 2 και μια χωρητικότητα δεδομένων από 13-16 Mbit/s με την RPC 3. Παρόλα αυτά, πρέπει να τονιστεί ότι υπάρχει μια αντιστάθμιση μεταξύ της κάλυψης και της χωρητικότητας δεδομένων [5, 6].

1.1.9 MFNs

Ο συμβατικός σχεδιασμός DVB-T δικτύων περιλαμβάνει εκπομπές με ανεξάρτητα τηλεοπτικά προγράμματα και ατομικές ραδιοσυχνότητες. Για αυτό χρησιμοποιείται και όρος Δίκτυα Πολλαπλών Συχνοτήτων (Multi Frequency Networks, MFNs). Το αν ένας αριθμός εκπομπών ανήκει σε ένα συγκεκριμένο δίκτυο αποτελεί διοικητικό και όχι τεχνολογικό ζήτημα. Για να καλυφθούν μεγάλες περιοχές με ένα DVB-T σήμα χρειάζεται ένας συγκεκριμένος αριθμός συχνοτικών διαύλων. Ο αριθμός των καναλιών εξαρτάται από την ευρωστία της μετάδοσης και τον αντικειμενικό στόχο του σχεδιασμού (πλήρης κάλυψη μιας περιοχής ή κάλυψη περιοχών υψηλής πληθυσμιακής πυκνότητας μόνο).

Το πλεονέκτημα των MFNs είναι ότι ένα μεγάλο μέρος της ήδη υπάρχουσας υποδομής αναλογικών δικτύων μπορεί να επαναχρησιμοποιηθεί. Το γεγονός αυτό έχει προφανείς θετικές οικονομικές επιπτώσεις στους παροχείς τηλεοπτικών υπηρεσιών και στους τελικούς χρήστες. Το μόνο κόστος που συνεπάγεται στους τελικούς χρήστες είναι η αγορά ενός αποκωδικοποιητή σήματος ψηφιακής τηλεόρασης, καθώς θα επαναχρησιμοποιήσουν την ίδια κεραία λήψης και τροφοδοσία. Μάλιστα, κατά τη διάρκεια της μετάβασης από την αναλογική στην ψηφιακή τηλεόραση και της συνύπαρξης αναλογικών και ψηφιακών υπηρεσιών, κυρίως κατά την έναρξη εισαγωγής των ψηφιακών υπηρεσιών, η χρήση λύσεων MFNs επιτρέπει την προσθήκη εκπομπών DVB-T χωρίς ουσιαστικό αντίκτυπο στις ήδη υπάρχουσες υπηρεσίες.

Οι πομποί MFN δεν είναι υποχρεωμένοι να υπακούν σε κανόνες ταυτόχρονων μεταδόσεων. Επομένως δεν είναι απαραίτητος κανένας συγχρονισμός μεταξύ τους. Η εγκατάσταση τοπικών ή περιφερειακών υπηρεσιών είναι εύκολη με τη χρήση MFN έναντι του SFN. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ένα SFN δίκτυο δεν είναι δυνατό να παρέχει μία πρόσθετη υπηρεσία για μόνο ένα τμήμα της κοινής περιοχής εξυπηρέτησης. Ωστόσο, για περιφερειακές υπηρεσίες μπορεί να χρησιμοποιηθεί και SFN, καθώς μπορεί να γίνει χρήση μόνο ορισμένων πομπών.

Λόγω του επίγειου τρόπου μετάδοσης, η λαμβανόμενη ισχύς σε μια δεδομένη απόσταση από τον πομπό ποικίλλει σημαντικά ανάλογα με τη θέση και με το χρόνο σε μικρότερο βαθμό. Καθώς η ψηφιακή μετάδοση δεν υποβαθμίζεται καθώς η ισχύς του σήματος μειώνεται, αλλά ξαφνικά χάνεται το σήμα, απαιτείται μία αύξηση της ισχύος στους πομπούς για να αντισταθμίσει αυτές τις μεταβολές, ειδικά στα όρια της περιοχής παροχής υπηρεσιών. Οι πιθανές τιμές για την αύξηση της ισχύος σε αυτήν την περίπτωση είναι μεγέθους από 10 dB έως 20 dB. Αν όμως επιτυγχάνεται κάλυψη όλης της περιοχής επικαλύπτοντας περιοχές εξυπηρέτησης παρακείμενων πομπών, οι διακυμάνσεις λόγω θέσης της ισχύος σήματος από διαφορετικούς πομπούς δε συσχετίζονται σε μεγάλο βαθμό, έτσι ώστε όλα τα σήματα δε θα υποφέρουν από την ίδια εξασθένιση σε μια δεδομένη θέση στη περιοχή επικάλυψης. Συνεπώς ο δέκτης μπορεί να επιλέξει το ισχυρότερο σήμα και τότε η αύξηση ισχύος δεν απαιτείται να είναι τόσο υψηλή.

1.1.10 SFNs

Σε ένα δίκτυο SFN, όλοι οι εκπομποί διαμορφώνονται συγχρόνως με το ίδιο σήμα και εκπέμπουν στο ίδιο συχνοτικό κανάλι. Εξαιτίας του πολλαπλών φερόντων συστήματος μετάδοσης OFDM, σήματα που καταφθάνουν στην κεραία λήψης από διάφορους εκπομπούς μπορούν να συνεισφέρουν εποικοδομητικά στο συνολικό λαμβανόμενο σήμα.

Παρόλα αυτά, ο περιορισμός της SFN τεχνικής είναι η αποκαλούμενη αυτο-παρεμβολή του δικτύου. Αν σήματα από μακρινούς εκπομπούς καθυστερούν περισσότερο από όσο επιτρέπεται από το διάστημα φύλαξης, τότε συμπεριφέρονται περισσότερο σαν παρεμβολές παρά σαν επιθυμητά σήματα. Η ισχύς τέτοιων σημάτων εξαρτάται από τις συνθήκες ραδιοδιάδοσης, οι οποίες μεταβάλλονται με το χρόνο. Η αυτο-παρεμβολή ενός SFN για έναν δεδομένο διαχωρισμό εκπομπών μπορεί να περιοριστεί επιλέγοντας ένα μεγάλο διάστημα φύλαξης. Πρέπει να σημειωθεί ότι ο αντίκτυπος καθυστερημένων σημάτων εκτός του διαστήματος φύλαξης μπορεί να εξαρτηθεί και από το σχεδιασμό του δέκτη. Σαν εμπειρικό κανόνα, για να περιοριστεί η αυτο-παρεμβολή σε μια αποδεκτή τιμή, το διάστημα φύλαξης πρέπει να είναι τέτοιο ώστε να επιτρέπει τη διάδοση ενός σήματος για την απόσταση μεταξύ δύο εκπομπών του δικτύου.

Για να διατηρηθεί ο πλεονασμός λόγω του διαστήματος φύλαξης σε μια λογική χαμηλή τιμή (25%), το ωφέλιμο διάστημα συμβόλου πρέπει να είναι μεγάλο για ένα δεδομένο διαχωρισμό εκπομπών. Για αυτό προτιμάται και ο 8k τρόπος μετάδοσης. Από την άλλη πλευρά, ένα μικρότερο διάστημα φύλαξης θα οδηγούσε σε μεγαλύτερο αριθμό εκπομπών.

Η αποδοτικότητα φάσματος θεωρείται ως σημαντικό πλεονέκτημα της χρήσης SFN σε σύγκριση με την MFN προσέγγιση. Με τον σχεδιασμό δικτύων SFN, μεγάλες περιοχές μπορούν να εξυπηρετηθούν με έναν πολυπλέκτη σε μια κοινή κεντρική ραδιοσυχνότητα. Τα οποιαδήποτε κενά που προκύπτουν στη περιοχή κάλυψης καλύπτονται εύκολα με την προσθήκη ενός νέου πομπού χωρίς την ανάγκη για επιπρόσθετες συχνότητες.

Η τεχνική SFN είναι αποδοτική και όσο αφορά τη χρησιμοποίηση ισχύος. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί λαμβάνοντας υπόψη λαμβάνοντας υπόψη τις ισχυρές τοπικές μεταβολές της πεδιακής ισχύος οποιουδήποτε εκπομπού. Σε συμβατικά σχεδιασμένα δίκτυα και ειδικότερα σε περιπτώσεις μεμονωμένων εκπομπών, μια κοινή μέθοδος για την επίτευξη μεγάλου ποσοστού κάλυψης είναι η σημαντική αύξηση της ισχύος εκπομπής. Όμως με ομοιοκατευθυντική λήψη στα SFNs, όπου το επιθυμητό σήμα αποτελείται από διάφορες συνιστώσες από διαφορετικούς εκπομπούς, οι μεταβολές των οποίων μπορούν να θεωρηθούν ασυσχέτιστες, διαλείψεις στην πεδιακή ισχύ από έναν εκπομπό, μπορούν να συμπληρωθούν από άλλον. Έτσι το τελικό σήμα παρουσιάζει μικρότερες διακυμάνσεις. Ακολουθώντας τα δίκτυα SFN μπορούν να χρησιμοποιήσουν εκπομπούς χαμηλότερης ισχύος, ενώ και η πεδιακή κατανομή είναι περισσότερο ομοιογενής σε σύγκριση με τα MFN δίκτυα. Η παραπάνω ιδιότητα των SFNs έχει ιδιαίτερη σημασία στη φορητή λήψη. Τα τυπικά δίκτυα προσφέρουν ένα αντίστοιχο όφελος μόνο εάν ο δέκτης είναι συντονισμένος στη συχνότητα του ισχυρότερου σήματος μετά από κάθε αλλαγή της θέσης. Η προσέγγιση SFN φαίνεται να είναι ο πιο κατάλληλος τρόπος που θα παρέχει ικανοποιητική κάλυψη σε ευρεία περιοχή όταν προβλέπεται ο φορητός τρόπος λήψης.

Το τίμημα που πληρώνεται για την αποδοτικότητα φάσματος και ισχύος είναι η σύγχρονη λειτουργία όλων των εκπομπών σε ένα δίκτυο. Πρέπει όλα τα σχετικά σήματα μετάδοσης να είναι συγχρονισμένα ως προς τη συχνότητα, το χρόνο και τα bits. Έτσι εξασφαλίζεται ότι κάθε σήμα που εκπέμπεται από οποιοδήποτε πομπό του

ίδιου δικτύου δεν παρεμβάλλει, αλλά συμβάλλει θετικά στο συνολικό επιθυμητό σήμα.

- Συγχρονισμός συχνότητας. Το OFDM σήμα αποτελείται από πολλά παράλληλα φέροντα και κάθε φέρον από αυτά πρέπει να εκπέμπεται από την ίδια RF συχνότητα από όλους τους εκπομπούς του δικτύου. Η αναγκαία ακρίβεια για αυτό εξαρτάται από την απόσταση δύο γειτονικών φερόντων Δf . Εάν το f_k δηλώνει την ιδανική RF θέση του k -οστού φερόντος, τότε κάθε πομπός πρέπει να μεταδίδει το k -οστό στη συχνότητα $f_k \pm (\Delta f/1000)$ –τιμή ανοχής που επιβεβαιώνεται από μετρήσεις πεδίου.
- Συγχρονισμός χρόνου. Τα OFDM συστήματα έχουν σχεδιαστεί έτσι ώστε να αξιοποιούν τις ηχώ εφόσον αυτές εισέρχονται μέσα στο διάστημα φύλαξης. Αυτή η προϋπόθεση απαιτεί το χρονικό συγχρονισμό των διάφορων πομπών, καθώς το ίδιο σύμβολο πρέπει να εκπεμφθεί την ίδια χρονική στιγμή από διαφορετικές θέσεις, όποια και αν είναι η χρονική καθυστέρηση που εισάγεται από το δίκτυο. Η αναγκαία ακρίβεια δεν είναι πολύ μεγάλη λόγω της εγγενούς ανοχής που εισάγεται από τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης ΔT . Εντούτοις, μιας και το διάστημα φύλαξης χρησιμοποιείται για την εξάπλωση του χρόνου καθυστέρησης στον επίγειο δίαυλο και όχι για να αναπληρώνει τον ανακριβή χρονικό συγχρονισμό του δικτύου, μια ακρίβεια ± 1 μ s αποτελεί μία καλή βάση. Όταν οι ηχώ υπερβαίνουν τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, μειώνεται δραματικά η απόδοση του συστήματος. Εν πρώτοις, παραβιάζεται η αρχή της ορθογωνικότητας λόγω διασυμβολικής παρεμβολής. Αυτό καταλήγει σε αύξηση του ρυθμού λαθών, που είναι σφοδρότερη για υψηλότερο ρυθμό δεδομένων. Επιπλέον, η εκτίμηση καναλιού δεν μπορεί να αποτιμήσει τις ηχώ που είναι μεγαλύτερες από το ένα τέταρτο της ωφέλιμης διάρκειας του συμβόλου. Σαν επακόλουθο της διαχείρισης των ηχώ σε έναν OFDM δέκτη, η πραγματική περιοχή κάλυψης που παράγεται από ένα σύνολο πομπών SFN εξαρτάται κυρίως από την απόδοση του υποσυστήματος χρονικού συγχρονισμού. Μια σκόπιμη χρονική αντιστάθμιση σε ένα συγκεκριμένο κόμβο του δικτύου μπορεί σε μερικές περιπτώσεις να οδηγήσει σε μια καλύτερη ρύθμιση της περιοχής κάλυψης ή σε μια ομαλοποίηση του διαθέσιμου σηματοθορυβικού λόγου C/N .
- Συγχρονισμός σε επίπεδο bit. Η ταυτόχρονη εκπομπή του ίδιου συμβόλου απαιτεί όλα τα φέροντα να είναι πανομοιότυπα διαμορφωμένα. Συνεπώς, τα ίδια bits πρέπει να διαμορφώνουν το ίδιο k -οστό φέρον. Η ανοχή σε αυτόν τον κανόνα είναι μηδενική.

1.2 ΨΗΦΙΑΚΗ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗ ΚΑΙ ΕΥΦΥΕΙΣ ΚΕΡΑΙΕΣ

Στον τομέα της επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης, η τεχνολογία ευφυών κεραιών αποτελεί την πιο πρόσφατη εξέλιξη που υπόσχεται όχι μόνο βελτίωση στη λήψη, αλλά και απαλλάσει τον τελικό χρήστη από την υποχρέωση να σκοπεύσει την κεραία λήψης. Αυτό το τελευταίο είναι πολύ σημαντικό καθώς οι παρεμβολές που δέχεται μια ψηφιακή μετάδοση δυσκολεύουν το χρήστη να στοχεύσει την κεραία στη βέλτιστη κατεύθυνση. Η τοποθεσία της κεραίας λήψης για αναλογικά τηλεοπτικά σήματα μπορεί εύκολα να βελτιστοποιηθεί για μέγιστη ποιότητα ελαχιστοποιώντας τις ηχώ και τα είδωλα στη λαμβανόμενη τηλεοπτική εικόνα. Ο τηλεθεατής μπορεί εύκολα να συντονιστεί στα αναλογικά κανάλια χρησιμοποιώντας απλά την άμεση ανάδραση που είναι διαθέσιμη από την οθόνη του. Από την άλλη πλευρά, ένα

ψηφιακό σήμα χαρακτηρίζεται από εξαιρετικής ποιότητας ήχο και εικόνα, ακόμα και στο όριο της ελάχιστης απαιτούμενης λήψης, αλλά έστω και μια μικρή μια μείωση του σήματος κάτω από αυτό το όριο οδηγεί σε πλήρη απώλεια του προγράμματος. Η κατεύθυνση της κεραίας πρέπει να ρυθμιστεί βάσει παραμέτρων που απορρέουν από το ψηφιακό σήμα, πράγμα όχι τόσο απλό όπως στην αναλογική περίπτωση. Τα συστήματα ευφών κεραιών ενισχύουν τη λήψη εκτιμώντας την ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος και προσαρμόζουν τις παραμέτρους της κεραίας έτσι ώστε να μεγιστοποιηθεί η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος. Η εκτίμηση της ποιότητας του σήματος λήψης βασίζεται σε ένα συνδυασμό διάφορων μετρικών της ποιότητας σήματος (π.χ. σηματοθορυβικός λόγος, μέγεθος πολυδιαδρομικής παρεμβολής, στάθμη σήματος). Με βάση αυτές τις μετρικές, ένας αλγόριθμος ελέγχει τη γωνιακή διεύθυνση του κύριου λοβού του κεραιοσυστήματος όπου ο κύριος λοβός μπορεί να στραφεί ηλεκτρονικά (ή εναλλακτικά, ένας μηδενισμός στο διάγραμμα ακτινοβολίας μπορεί να στραφεί ηλεκτρονικά). Ο αλγόριθμος στρέφει τον κύριο λοβό με σκοπό να επιτευχθεί η καλύτερη δυνατή λήψη ή καταλληλότερα να μεγιστοποιηθούν οι παραπάνω μετρικές ποιότητας του σήματος λήψης.

Λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός πως το πρότυπο DVB-T υποστηρίζει φορητή (σε εξωτερικούς και εσωτερικούς χώρους) και κινητή λήψη, κρίνεται σκόπιμη η χρησιμοποίηση νέων ευφών κεραιοσυστημάτων με εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης, καθώς οι συμβατικές κεραίες εσωτερικών ή εξωτερικών χώρων που χρησιμοποιούνται στην αναλογική τηλεόραση για φορητές και κινητές εφαρμογές παρουσιάζουν αποδεδειγμένα φτωχή επίδοση, χαμηλή κατευθυντικότητα, περιορισμένο εύρος ζώνης συχνοτήτων και αδυναμία καταστολής θορύβου και παρεμβολών. Περισσότεροι πειστικοί λόγοι για την αναγκαιότητα χρησιμοποίησης ευφών κεραιών σε εφαρμογές ψηφιακής τηλεόρασης παρουσιάζονται στα [7- 9].

1.3 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 1^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] ETSI EN 300 744 V1.4.1: “Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television”, January 2001.
- [2] ISO/IEC 13818: “Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information – Parts 1 (Systems), 2 (Video) and 3 (Audio).
- [3] ETSI TR 101 190 V1.2.1: “Technical Report Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for DVB terrestrial services; Transmission aspects”, July 2004.
- [4] FINAL ACTS of the Regional Radiocommunication Conference for planning of the digital terrestrial broadcasting service in parts of Regions 1 and 3, in the frequency bands 174-230 MHz and 470-862 MHz (RRC-04), 2004.
- [5] FINAL ACTS of the Regional Radiocommunication Conference for planning of the digital terrestrial broadcasting service in parts of Regions 1 and 3, in the frequency bands 174-230 MHz and 470-862 MHz (RRC-06), 2006.
- [6] ECC REPORT 49 “Technical Criteria of Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) and Terrestrial – Digital Audio Broadcasting (T-DAB) Allotment Planning”, Copenhagen, April 2004.
- [7] O. Bendov, “Smart, Active, and Concealable Antenna Array for Portable Television Reception”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 50, No. 1, pp. 71-75, March 2004.
- [8] A. Youtz, D. Koeger, S. Reichgott and J. Zygmanski, “An EIA/CEA-909 Compatible Smart Antenna System for Digital Terrestrial Broadcasting Applications”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 51, No. 4, pp. 423-430, December 2005.
- [9] C. Plapous, J. Cheng, E. Taillefer, M. Hashiguchi and T. Ohira, “Interference Cancellation in OFDM Receiver with Adaptive ESPAR Antenna”, *IEIC Technical Report*, Vol. 102, No. 282, pp. 15-20, 2002.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΥΦΥΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

Την τελευταία δεκαετία έχει σημειωθεί σημαντική ανάπτυξη των συστημάτων ευφυών κεραιών (Smart Antennas, SAs), με στόχο την κάλυψη των ραγδαία αυξανόμενων αναγκών ζήτησης τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών. Τα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών νέας γενιάς (κυψελωτά δίκτυα 3^{ης} και 4^{ης} γενιάς, τοπικά δίκτυα, ολοκληρωμένα δίκτυα) απαιτούν υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, με ευρύτερη κάλυψη, για έναν αυξανόμενο αριθμό χρηστών. Η χρήση του ραδιοφάσματος επεκτείνεται προς υψηλότερες φέρουσες συχνότητες, όπου είναι μεν διαθέσιμο μεγαλύτερο εύρος ζώνης αλλά η εξασθένηση διάδοσης είναι μεγαλύτερη. Η αύξηση της ισχύος εκπομπής μπορεί να χρησιμοποιηθεί έμμεσα για την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης (μέσω της παρεπόμενης καταστολής των παρεμβολών, της πολυδιαδρομικής διάδοσης, του λόγου σήματος προς θόρυβο κλπ.), αλλά είναι οικονομικά ασύμφορη, ενώ προσκρούει στην νομοθεσία περί ασφάλειας πληθυσμού. Η αδυναμία των παραδοσιακών τεχνολογικών συστημάτων να ανταποκριθούν σε τέτοιου είδους απαιτήσεις, καθώς και σε υψηλές ταχύτητες δεδομένων σε χαμηλό κόστος και στην αυξημένη κινητικότητα των χρηστών με τη χρήση φορητού μέσου οδήγησε στην ανάπτυξη των συστημάτων ευφυών κεραιών.

Η τεχνολογία ευφυών κεραιών αποδεδειγμένα προσφέρει τη δυνατότητα υψηλότερης χωρητικότητας στα ασύρματα δίκτυα, μειώνοντας αποτελεσματικά τις πολλαπλές διαδρομές και τη διασυμβολική παρεμβολή, χωρίς να είναι απαραίτητοι περισσότεροι φασματικοί ή ενεργειακοί πόροι. Αυτό επιτυγχάνεται με τη συγκέντρωση της ακτινοβολίας στην επιθυμητή μόνο κατεύθυνση, και την προσαρμογή της στις μεταβαλλόμενες συνθήκες του περιβάλλοντος και της ζήτησης. Οι ευφυείς κεραίες (smart antennas) οφείλουν λοιπόν την ονομασία τους στον ευφυή τρόπο δυναμικού προσανατολισμού του κύριου λοβού ακτινοβολίας, μεταβάλλοντας το σχήμα και την κατεύθυνση του διαγράμματος ακτινοβολίας ανάλογα με τη θέση του χρήστη.

Στην περίπτωση ενός συστήματος ευρυεκπομπής ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης (DVB-T), μια ευφυής κεραία θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί από την πλευρά του δέκτη. Σε μια τέτοια περίπτωση ο δέκτης θα μπορούσε να ρυθμίσει το διάγραμμα λήψης του έτσι ώστε να επιλέξει να εξυπηρετηθεί από το σημείο εκπομπής του δικτύου εκείνο που του προσφέρει καλύτερη ποιότητα υπηρεσίας, να μειώσει τις παρεμβολές που πιθανόν να προέρχονται από άλλα σημεία εκπομπής και να περιορίσει τις αρνητικές συνέπειες της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Στην περίπτωση μάλιστα φορητού ή κινητού δέκτη (portable ή mobile DVB-T) μια ευφυής κεραία εξασφαλίζει την αδιάκοπη ποιοτική λήψη ανεξαρτήτως της θέσης του χρήστη, καθώς τώρα ο δέκτης δύναται να προσαρμόζει δυναμικά το διάγραμμα λήψης του ώστε αυτό πάντα να στοχεύει προς το κατάλληλο σημείο εκπομπής.

Στο πρώτο μισό αυτού του κεφαλαίου παρουσιάζονται κάποια βασικά θέματα της τεχνολογίας ευφυών κεραιών και γίνεται κάποια νύξη στις σύγχρονες τάσεις που εμφανίζονται στον κλάδο αυτό. Στο δεύτερο μισό του κεφαλαίου περιγράφεται αναλυτικά μια ιδιαίτερη κατηγορία ευφυών κεραιών, οι ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, καθώς τέτοια κεραιοσυστήματα σχεδιάζονται στα επόμενα κεφάλαια αυτής της διατριβής ειδικά για εφαρμογές ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης.

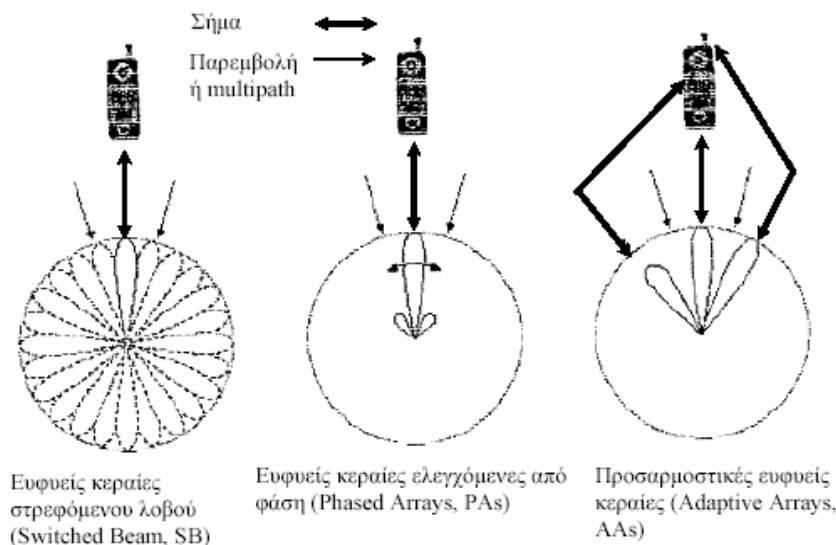
2.1 ΒΑΣΙΚΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΕΥΦΥΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

Στην ουσία, οι ευφυείς κεραιές είναι στοιχειοκεραίες με ηλεκτρονικά προσαρμοζόμενα και ελεγχόμενα χαρακτηριστικά. Τα ακτινοβολούντα στοιχεία δεν διαθέτουν ευφυΐα, αλλά η ψηφιακή επεξεργασία του σήματος καθιστά το σύστημα ευφύες. Ο ορισμός αυτός είναι πολύ ευρύς και περιλαμβάνει τόσο την μορφοποίηση του διαγράμματος-λοβού ακτινοβολίας (beamforming) όσο και τις περιπτώσεις διαφορισιμότητας κεραιάς (antenna diversity) ή τα συστήματα MIMO. Ένας πιο στενός ορισμός για τις έξυπνες κεραιές περιλαμβάνει μόνο τις κεραιές μορφοποίησης διαγράμματος ακτινοβολίας, και είναι ο ορισμός που χρησιμοποιείται στην παρούσα εργασία.

Οι ευφυείς κεραιές μορφοποίησης διαγράμματος ακτινοβολίας αποτελούνται από ένα σύνολο ακτινοβολητών, με τα σήματα τους να συνδυάζονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να σχηματίζουν ένα κινούμενο ή μετατρέψιμο επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας [1]. Εν γένει, οι κεραιές αυτές αποτελούνται από στοιχεία τοποθετημένα σε κοντινές θέσεις μεταξύ τους, σε αποστάσεις της τάξης του μισού μήκους κύματος. Αντίθετα, τα στοιχεία των κεραιών που χρησιμοποιούνται για διαφορισιμότητα ή συστήματα MIMO είναι τοποθετημένα σε πιο μακρινές αποστάσεις μεταξύ τους, αφού απαιτείται ασυσχέτιστη λήψη [2].

2.1.1 Ταξινόμηση ευφύων κεραιών

Οι ευφυείς κεραιές διακρίνονται σε τρεις κύριες κατηγορίες (επίπεδα), που σχετίζονται με τον τρόπο υλοποίησής τους (Σχήμα 2.1). Τα επίπεδα αυτά, επειδή είναι αντιπροσωπευτικά της απόδοσης μιας ευφύους κεραιάς σε σχέση με τις συμβατικές διατάξεις, χαρακτηρίζονται ως επίπεδα ευφυΐας (intelligence) [3] και παρουσιάζονται στο επόμενο σχήμα.



Σχήμα 2.1: Είδη ευφύων κεραιών [3].

Η πρώτη κατηγορία είναι οι κεραιές στρεφόμενου λοβού (Switched Lobe, SL) ή στρεφόμενης δέσμης ακτινοβολίας (Switched Beam, SB), που είναι και το χαμηλότερο επίπεδο. Πρόκειται για έξυπνες κεραιές που παρέχουν έναν πεπερασμένο αριθμό από προκαθορισμένες μορφές του διαγράμματος ακτινοβολίας. Ο λοβός που

επιλέγεται κάθε φορά είναι εκείνος που εξασφαλίζει την υψηλότερη στάθμη του προσπίπτοντος σήματος. Συγκεκριμένα, εντοπίζεται η μέγιστη στάθμη λήψης ενός σήματος που αντιστοιχεί σε ένα χρήστη, επιλέγεται και χρησιμοποιείται ο λοβός εκείνος που εξυπηρετεί βέλτιστα τη ζεύξη με αυτό το χρήστη. Καθώς αυτός ο χρήστης μπορεί να μετακινείται από μία περιοχή σε μια άλλη, η κεραία εγκαταλείπει τον παλαιό λοβό και χρησιμοποιεί κάποιον άλλο (από το πλήθος των προκαθορισμένων λοβών που διαθέτει), ο οποίος μετά τη μετακίνηση προσφέρει καλύτερη ποιότητα επικοινωνίας. Η μεταγωγή από τον ένα λοβό στον άλλο γίνεται απλά αλλάζοντας τις διεγέρσεις των στοιχείων που αποτελούν τη στοιχειοκεραία, γεγονός που καθιστά χαμηλή την πολυπλοκότητα ενός τέτοιου συστήματος. Το βασικό μειονέκτημα αυτών των συστημάτων εμφανίζεται όταν ένα σήμα παρεμβολής προσπίπτει από διεύθυνση κοντινή με τη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας του λοβού που χρησιμοποιείται τη δεδομένη στιγμή. Τότε, ενισχύεται σημαντικά το ανεπιθύμητο σήμα και καθίσταται δύσκολος ο διαχωρισμός του από το επιθυμητό σήμα. Επιπλέον, λόγω της χρησιμοποίησης ενός προκαθορισμένου διαγράμματος ακτινοβολίας, δεν είναι εφικτή η καταστολή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών του λαμβανομένου σήματος που καταφθάνουν από γωνίες άφιξης πλησίον της κύριας συνιστώσας.

Η δεύτερη κατηγορία είναι οι ευφυείς κεραίες ελεγχόμενες από φάση (Phased Arrays, PAs). Στο επίπεδο αυτό μορφοποιείται ψηφιακά ο λοβός ακτινοβολίας και δημιουργείται ένα διαρκώς κινούμενο διάγραμμα, που κάθε φορά στρέφεται στην κατεύθυνση του ισχυρότερου σήματος. Αυτό επιτυγχάνεται με τη διαρκή μεταβολή των φάσεων των βαρών (weights) των στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Σε αντίθεση με τις έξυπνες κεραίες στρεφόμενου λοβού, εδώ ο αριθμός των διαγραμμάτων δεν είναι προκαθορισμένος. Και πάλι το κριτήριο για την επιλογή ενός διαγράμματος είναι η αύξηση της ισχύος του σήματος. Τα μειονεκτήματα των Phased Arrays είναι η αδυναμία τους να καταστείλουν τις παρεμβολές και να αντιμετωπίσουν το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης.

Η τρίτη κατηγορία είναι η προσαρμοστική έξυπνη κεραία (Adaptive Array, AA). Η δέσμη ακτινοβολίας διαμορφώνεται ψηφιακά, με τον κύριο λοβό να παράγεται στην κατεύθυνση της ισχυρότερης συνιστώσας του επιθυμητού σήματος, με πλευρικούς λοβούς στις κατευθύνσεις των πολυδιαδρομικών συνιστωσών του κύριου σήματος και με μηδενισμούς στις κατευθύνσεις των παρεμβαλλόντων σημάτων. Αυτό επιτυγχάνεται με τη διαρκή βελτιστοποίηση των πλατών και των φάσεων των βαρών των στοιχείων της στοιχειοκεραίας [4]. Η τεχνική αυτή μεγιστοποιεί το λόγο του σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR). Η προσαρμοστική έξυπνη κεραία προσαρμόζεται δυναμικά στις απαιτήσεις του ραδιοδίαυλου και μπορεί να διαχωρίσει το επιθυμητό σήμα (Signal of Interest, SOI) από τα ανεπιθύμητα σήματα (Signals of Non-Interest, SNOI). Το ουσιαστικότερο μειονέκτημα αυτού του κεραιοσυστήματος είναι το κόστος υλοποίησης και λειτουργίας του, εξαιτίας του αλγορίθμου ψηφιακής επεξεργασίας [5]. Επιπλέον, οι λοβοί των προσαρμοστικών κεραίων είναι αρκετά στενοί ώστε να σημαδεύουν με το μέγιστό τους απευθείας το χρήστη. Αυτό είναι πολύ επιθυμητό αλλά εισάγει και κάποια δυσκολία ταχέως κινούμενων χρηστών προκαλώντας κάποιες απώλειες στην επαφή του κινητού τερματικού με το σταθμό βάσης.

2.1.2 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των Ευφρών Κεραίων

Η χρησιμοποίηση ευφρών κεραίων σε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνιών συντελεί στην αύξηση της χωρητικότητας του δικτύου. Αυτό αντιστοιχεί είτε σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης για τους υπάρχοντες χρήστες, είτε σε

περισσότερους χρήστες για τους ίδιους ρυθμούς μετάδοσης. Μέσω της επιλεκτικής ενίσχυσης επιθυμητών σημάτων και απόρριψης των παρεμβολών, επιτυγχάνεται η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης χωρίς να απαιτείται αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος. Οι ευφείς επιτρέπουν στο χρήστη και στο σταθμό βάσης να επικοινωνούν στην ίδια εμβέλεια με τα συμβατικά συστήματα, αλλά με χαμηλότερη ισχύ εκπομπής. Αυτό δίνει τη δυνατότητα στα FDMA και TDMA συστήματα να μειώσουν τις αποστάσεις επαναχρησιμοποίησης και ως εκ τούτου να μπορούν να υποστηρίξουν περισσότερους συνδρομητές. Όσον αφορά στα CDMA συστήματα, η μείωση της ισχύος εκπομπής από πλευράς των χρηστών μειώνει σημαντικά την παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (Multiple Access Interference, MAI), αυξάνοντας και πάλι τον αριθμό των χρηστών μέσα σε μια κυψέλη. Επίσης, στα συστήματα CDMA οι ευφείς κεραιές μπορούν να βοηθήσουν στην αντιμετώπιση του φαινομένου near-far που προκύπτει όταν ένας χρήστης είναι πολύ κοντά στον σταθμό βάσης σε σχέση τους υπόλοιπους [1]. Ένα άλλο ουσιαστικό όφελος από τη χρησιμοποίηση ευφών κεραιών είναι η ικανότητα διαχωρισμού των σημάτων στο χώρο, με αποτέλεσμα περισσότεροι του ενός χρήστες να εξυπηρετούνται στην ίδια κυψέλη στον ίδιο συχνοτικό δίαυλο και ή στην ίδια χρονοσχισμή (Space Division Multiple Access, SDMA). Αυτή η τεχνική διαχειρίζεται βέλτιστα τους διαθέσιμους φασματικούς πόρους (συχνότητα, χρόνο) [1].

Ένα θέμα που συχνά προκύπτει στα νέας γενιάς τηλεπικοινωνιακά δίκτυα, είναι όταν σποραδικά κάποιοι χρήστες απαιτούν πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης (π.χ. μεταφορά video), ενώ οι υπόλοιποι χρήστες χρειάζονται χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Σε αυτήν την περίπτωση οι ευφείς κεραιές μπορεί να χρησιμοποιηθούν για βελτιστοποίηση της εξισορρόπησης του φορτίου ζήτησης (load balancing), κατευθύνοντας το διάγραμμα ακτινοβολίας προς τους χρήστες με υψηλές απαιτήσεις ρυθμού μετάδοσης. Με αυτόν τον τρόπο και δεν επηρεάζεται η μέση χωρητικότητα του δικτύου και βελτιώνεται το επίπεδο της παρεχόμενης υπηρεσίας και η ποιότητα της υπηρεσίας (Quality of Service – QoS).

Μια άλλη ιδιότητα των ευφών κεραιών είναι η αυξημένη ικανότητα τους για ραδιοκάλυψη, αφού προσφέρουν μεγαλύτερο κέρδος στις επιθυμητές κατευθύνσεις. Έτσι μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε αγροτικές και αραιοκατοικημένες περιοχές με στόχο την γεωγραφική επέκταση των κυψελών, όπου για οικονομικούς λόγους απαιτείται ένα πιο αραιό δίκτυο, χωρίς αύξηση της μεταδιδόμενης ισχύος, αλλά με την αντίστοιχη μείωση της χωρητικότητας [5]. Εναλλακτικά, η αυξημένη κατευθυντικότητα των SAs μπορεί να μεταφραστεί σε περιορισμένη κατανάλωση ισχύος από τον κινητό σταθμό, και επομένως στην επιμήκυνση της διάρκειας ζωής της μπαταρίας του [5].

Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα των ευφών κεραιών είναι η δυνατότητα καταστολής των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Αυτές είναι καθυστερημένες εκδοχές του κύριου σήματος που καταφθάνουν στο δέκτη από διαφορετικές γωνίες άφιξης με διαφορετικά πλάτη και φάσεις. Η υπέρθεση τους στο δέκτη οδηγεί συνήθως σε βαθιές διακυμάνσεις (διαλείψεις) του τελικού λαμβανομένου σήματος. Οι ευφείς κεραιές μπορούν να τροποποιούν το διάγραμμα με τέτοιο τρόπο ώστε να δημιουργούνται μέγιστο κύριο λοβού στην επιθυμητή κατεύθυνση και μηδενισμοί σε άλλες, ώστε να απορρίπτονται οι ανεπιθύμητες συνιστώσες σκέδασης [4]. Έτσι, καθίσταται εφικτή η εξομάλυνση των διαλείψεων μικρής κλίμακας, με ορατές ευεργετικές συνέπειες στις διακυμάνσεις της ισχύος, την διασυμβολική παρεμβολή, τις επιλεκτικές διαλείψεις, την διασπορά του φάσματος Doppler κλπ [4].

Τέλος, οι ευφείς κεραιές προτείνονται στην ανίχνευση της γωνίας άφιξης του σήματος (Direction of Arrival – DoA) [1]. Η εύρεση της γωνίας άφιξης μπορεί να

χρησιμοποιηθεί είτε για την βέλτιστη μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας είτε για τον εντοπισμό της ασύρματης συσκευής [1]. Η πληροφορία για την θέση της ασύρματης συσκευής εφαρμόζεται σε διάφορες υπηρεσίες, όπως ο εντοπισμός των κλήσεων έκτακτης ανάγκης, ο εντοπισμός κλεμμένων τερματικών, οχημάτων και η κοστολόγηση με βάση την περιοχή πραγματοποίησης μιας κλήσης.

Στα μειονεκτήματα τώρα των ευφών κεραιών συγκαταλέγονται το αυξημένο κόστος ανάπτυξης και χρήσης λόγω των ακριβών ισχυρών επεξεργαστών σήματος στο κύκλωμα υποστήριξης τους (ειδικότερα στις AAs), η πολυπλοκότητα στην επεξεργασία του σήματος που αυξάνει το υπολογιστικό φορτίο (computational load) και το αυξημένο φυσικό μέγεθος τους. Για να έχει μια ευφής κεραία λογικό κέρδος, χρειάζεται μια στοιχειοκεραία με αρκετά στοιχεία. Για τα εξωτερικά περιβάλλοντα χρησιμοποιούνται συστοιχίες που αποτελούνται από έξι ως δέκα στοιχεία. Η απαραίτητη απόσταση των στοιχείων είναι της τάξης του μισού μήκους κύματος, οπότε προκύπτει ένα θέμα διαθεσιμότητας χώρου. Η πολυπλοκότητα μάλιστα της ευφούς κεραίας είναι μια μεγάλη πρόκληση καθώς οι πιο προηγμένες υλοποιήσεις περιλαμβάνουν ταυτόχρονη μεγιστοποίηση του χρήσιμου σήματος και μηδενισμό των πηγών παρεμβολής. Επιπροσθέτως η μορφοποίηση διαγράμματος πρέπει να επιτελείται για κάθε χρήστη που επικοινωνεί μέσω του σταθμού βάσης. Ακόμα και με τις πανίσχυρες μονάδες επεξεργασίας σήματος που είναι διαθέσιμες σήμερα, η πραγματοποίηση αυτού σε πραγματικό χρόνο είναι μια μεγάλη πρόκληση. Τέλος, σημαντικό θέμα αποτελεί η ενσωμάτωση των αλγορίθμων και των νέων δυνατοτήτων των ευφών κεραιών στα πρότυπα τηλεπικοινωνιών.

2.1.3 Μορφοποίηση του Διαγράμματος Ακτινοβολίας

Οι κεραίες ελεγχόμενες από φάση και οι προσαρμοστικές κεραίες έχουν σαν βασική ιδιότητα της λειτουργίας τους όπως αναφέρθηκε προηγουμένως την ψηφιακή μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας. Αποτελούνται από στοιχεία χαμηλού κέρδους, τα οποία συνδέονται και σχηματίζουν ένα δίκτυο που επεξεργάζεται κατάλληλα τα εκπεμπόμενα ή τα λαμβανόμενα σήματα. Στο σχήμα που ακολουθεί απεικονίζεται ένας δέκτης γραμμικής στοιχειοκεραίας M ισαπεχόντων στοιχείων και επεξηγούνται οι γεωμετρικοί συμβολισμοί που θα χρησιμοποιηθούν παρακάτω. Ας υποθεθεί ότι προσπίπτει στη διάταξη ένα επίπεδο κύμα από την κατεύθυνση (θ, φ) . Έστω $s(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα βασικής ζώνης του σήματος. Κάθε κλάδος της διάταξης έχει έναν συντελεστή βάρους w_m , που εν γένει μεταβάλλεται και κατά πλάτος και κατά φάση. Το σήμα που λαμβάνει κάθε στοιχείο m της στοιχειοκεραίας είναι :

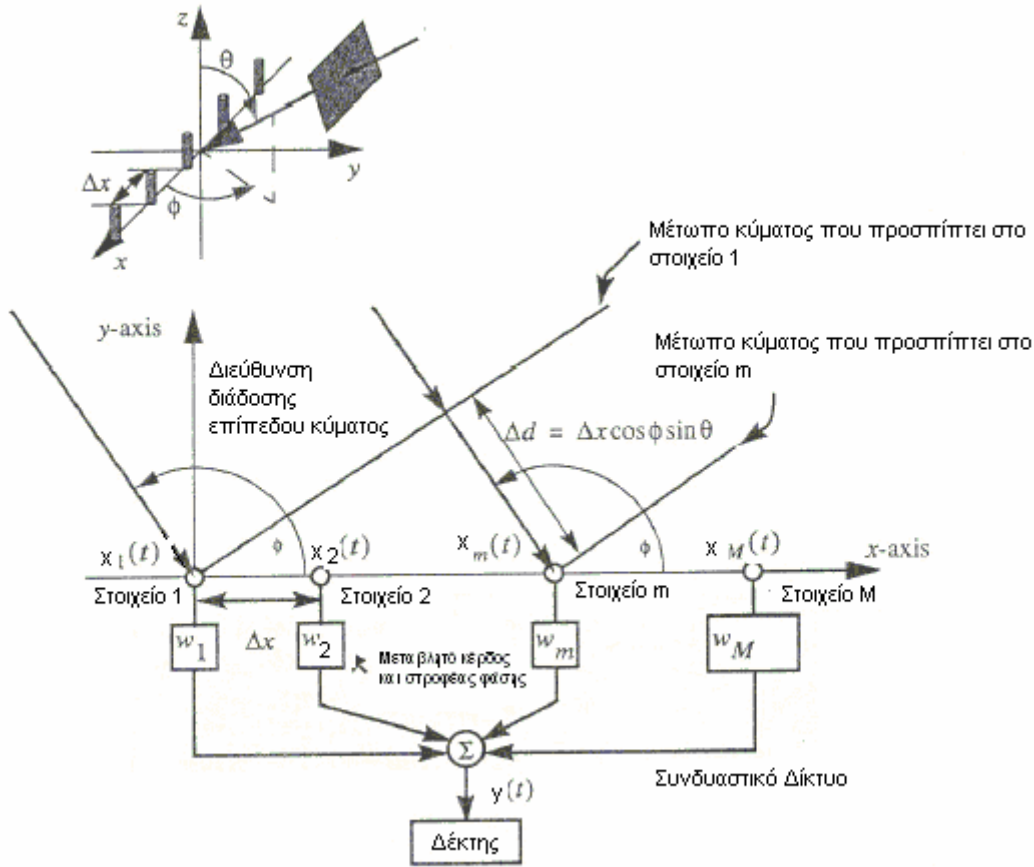
$$x_m(t) = A s(t) e^{-j\beta(m-1)\Delta x \cos \varphi \sin \theta} \quad (2.1)$$

όπου A είναι μια τυχαία σταθερά κέρδους και β ο κυματαριθμός. Το σήμα στην έξοδο του αθροιστή είναι

$$y(t) = \sum_{m=1}^M w_m x_m(t) = A s(t) \sum_{m=1}^M w_m e^{-j\beta(m-1)\Delta x \cos \varphi \sin \theta} = A s(t) f(\theta, \varphi) \quad (2.2)$$

Ο όρος $f(\theta, \varphi)$ ονομάζεται παράγοντας διάταξης. Προσαρμόζοντας τα σελ των βαρών καθίσταται εφικτή η στροφή του μέγιστου του κυρίου λοβού του παράγοντα διάταξης προς οποιαδήποτε επιθυμητή κατεύθυνση. Αν λόγω χάρη η ζητούμενη κατεύθυνση ήταν $(90^\circ, \varphi_0)$, η κατάλληλη τιμή για τα βάρη είναι :

$$w_m = e^{j\beta(m-1)\Delta x \cos\phi_0} \quad (2.3)$$



Σχήμα 2.2: Προσαρμοστική γραμμική στοιχειοκεραία [1, σελ. 85].

Μέχρι τώρα έχει υιοθετηθεί η υπόθεση ότι τα στοιχεία που απαρτίζουν τη στοιχειοκεραία είναι ομοιοκατευθυντικά (omnidirectional) και ότι δεν υπάρχει αμοιβαία αλληλεπίδραση (coupling) μεταξύ τους. Αν κάθε στοιχείο έχει ένα διάγραμμα πεδίου $g_a(\theta, \phi)$, τότε το συνολικό διάγραμμα πεδίου της διάταξης δίνεται από τον τύπο :

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) g_a(\theta, \phi) \quad (2.4)$$

Επιπλέον, όταν χρησιμοποιούνται διατάξεις στοιχειοκεραιών, είναι πολύ χρήσιμη η αναπαράσταση των μεγεθών σε διανύσματα. Το διάνυσμα των βαρών ορίζεται ως

$$w = [w_1 \dots w_M]^H, \quad (2.5)$$

όπου το σύμβολο H δηλώνει τον αναστροφосуζυγή πίνακα. Τα σήματα που επάγονται σε κάθε στοιχείο ομαδοποιούνται στο διάνυσμα δεδομένων

$$x = [x_1(t) \dots x_M(t)]^T \quad (2.6)$$

Τότε η έξοδος του αθροιστή εκφράζεται ως

$$y(t) = w^H x(t) \quad (2.7)$$

Ο παράγοντας διάταξης ισούται με :

$$f(\theta, \phi) = w^H a(\theta, \phi), \quad (2.8)$$

όπου το διάνυσμα $a(\theta, \varphi)$ ονομάζεται το steering vector στην κατεύθυνση (θ, φ) . Το διάνυσμα αυτό περιγράφει τη φάση του σήματος σε κάθε στοιχείο σχετικά με τη φάση του σήματος στο στοιχείο αναφοράς (το στοιχείο 1). Ένα σετ από steering vectors υπολογισμένο για όλες τις τιμές των (θ, φ) ονομάζεται array manifold [1].

2.1.4 Δίκτυα Διαμόρφωσης Σταθερών Δεσμών Ακτινοβολίας (Fixed Beamforming Networks)

Ας υποθεθεί πως μια γραμμική στοιχειοκεραία συνδέεται με μια πηγή σήματος (ή έναν δέκτη). Όπως προειπώθηκε, το αποτέλεσμα θα είναι ένας κύριος λοβός σε μια συγκεκριμένη γωνία και μηδενισμοί στις υπόλοιπες διευθύνσεις. Επομένως, για να παραχθούν πολλαπλές δέσμες ακτινοβολίας, χρειάζεται να συνδεθεί η κεραιοδιάταξη σε πολλαπλές πηγές σήματος (ή πολλαπλούς δέκτες αντίστοιχα). Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του διαμορφωτή δέσμης (beamformer), που απεικονίζεται στο σχήμα που ακολουθεί. Σε έναν $M \times M$ διαμορφωτή δέσμης, M θύρες εισόδου συνδέονται σε M κεραίες και M θύρες εξόδου συνδέονται στις πηγές σήματος (ή στους δέκτες). Η παρουσία ενός σήματος σε κάθε πύλη εξόδου θα επάγει μια διαφορά φάσης μεταξύ γειτονικών στοιχείων της στοιχειοκεραίας και επομένως των γειτονικών πυλών εισόδου, καταλήγοντας έτσι σε ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με κύριο λοβό και μηδενισμούς κατά μήκος συγκεκριμένων διευθύνσεων.

Όταν τώρα, διαφορετικά σήματα εφαρμοστούν σε όλες τις θύρες εξόδου, τα αντίστοιχα διαγράμματα ακτινοβολίας θα παραχθούν, η υπέρθεση των οποίων καταλήγει σε πολλαπλές ταυτόχρονες δέσμες ακτινοβολίας σε διαφορετικές διευθύνσεις [6]. Όταν το μέγιστο ενός διαγράμματος εμφανίζεται σε θέση μηδενισμών των υπόλοιπων διαγραμμάτων, ο διαμορφωτής δεσμών ακτινοβολίας ονομάζεται ορθογωνικός. Σημειώνεται ότι ένας $M \times M$ beamformer παράγει M δέσμες. Σε ένας συμμετρικό beamformer παράγονται $M/2$ δέσμες σε κάθε πλευρά του μετώπου της διάταξης, ενώ σε έναν ασύμμετρο παράγονται μια μετωπική δέσμη, $M/2-1$ δέσμες στη μια πλευρά του μετώπου της διάταξης και $M/2$ στην άλλη. Η διαφορά φάσης μεταξύ των γειτονικών στοιχείων είναι

$$\beta_b = (b\pi/M)(2 - 1/|b|), \text{ όπου } b = -M/2, \dots, 1, \dots, M/2 \quad (2.9)$$

για συμμετρικό beamformer και

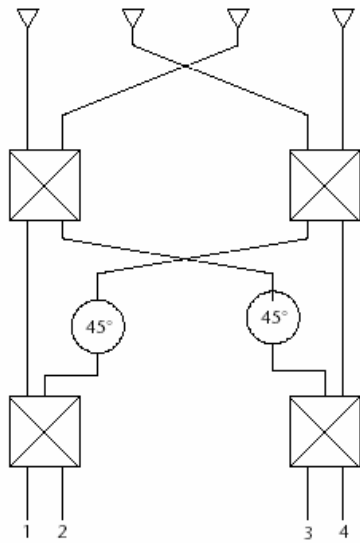
$$\beta_b = (2b\pi/M), \text{ όπου } |b| \leq M/2 \quad (2.10)$$

για ασύμμετρο beamformer. Αν επιπλέον υποθεθεί ότι οι κεραίες απέχουν $\lambda/2$ μεταξύ τους, τότε η γωνία από τον άξονα της συστοιχίας προς την οποία δείχνει η b -οστή δέσμη είναι:

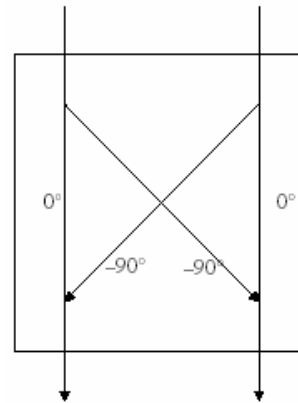
$$\theta_b = \cos^{-1}\left(\frac{\beta_b}{\pi}\right) \quad (2.11)$$

Ο Πίνακας Butler είναι το πιο διαδεδομένο δίκτυο διαμόρφωσης σταθερών δεσμών, το οποίο σε συμβατική μορφή, είναι ικανό να παράγει M δέσμες, όπου M είναι μια ακέραια δύναμη του 2. Χρησιμοποιεί παθητικούς υβριδικούς διαιρέτες ισχύος και σταθερούς στροφείς φάσης για να πετύχει τις επιθυμητές προοδευτικές ολισθήσεις φάσεως μεταξύ των γειτονικών στοιχείων της διάταξης που είναι απαραίτητες για τη δημιουργία ταυτόχρονων πολλαπλών δεσμών ακτινοβολίας [7- 9]. Στο Σχήμα 2.3 παρουσιάζεται ένα τέτοιο σύστημα που παράγει 4 ορθογωνικές δέσμες. Οι διαιρέτες ισχύος έχουν εξόδους ίσες σε ισχύ, αλλά με διαφορά φάσης 90° , όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4. Έτσι, από το Σχήμα 2.3 διαπιστώνεται πως αν σε κάθε

θύρα εξόδου εφαρμοστεί ένα σήμα e^{j0° , οι φάσεις στα στοιχεία είναι αυτές που δίνονται στον Πίνακα 2.1.



Σχήμα 2.3: 4x4 Πίνακας Butler.



Σχήμα 2.4: Υβριδικός Διαιρέτης.

Πίνακας 2.1
Φάσεις στα στοιχεία ενός 4x4 Butler Matrix [6, σελ. 108]

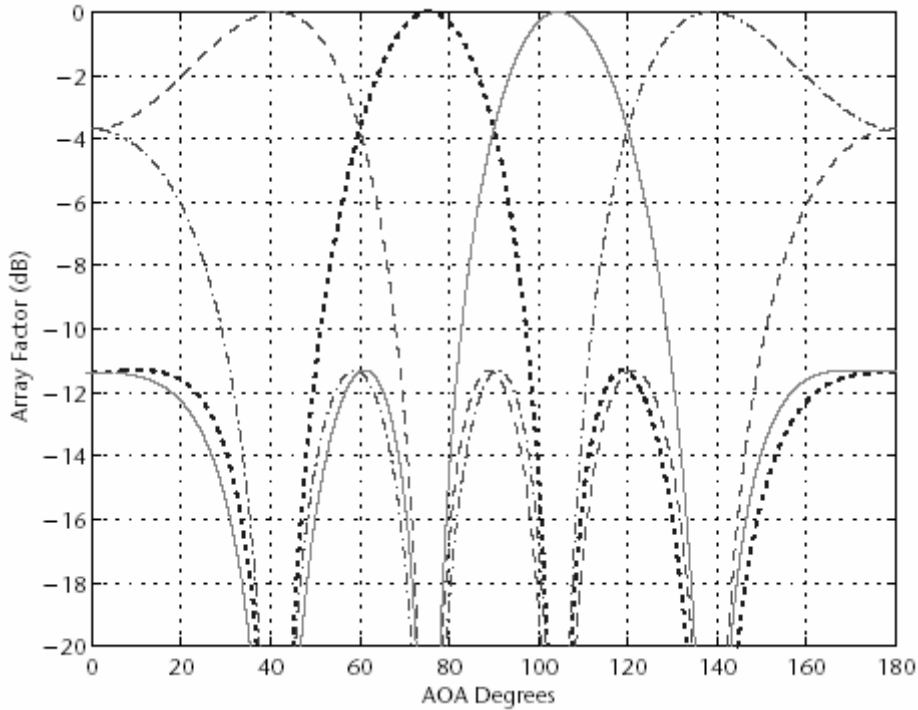
Input Port				
Output Port	A ₁	A ₂	A ₃	A ₄
P ₁	0°	-45°	-90°	-135°
P ₂	-90°	45°	-180°	-45°
P ₃	-45°	-180°	45°	-90°
P ₄	-135°	-90°	-45°	0°

Για έναν συμμετρικό διαμορφωτή δεσμών, οι θέσεις των δεσμών και οι αντίστοιχες φάσεις των στοιχείων δίνονται από τον κάτωθι πίνακα.

Πίνακας 2.2
Θέσεις δεσμών ενός 4x4 Butler Matrix [6, σελ. 108]

Beam Index b	Phase Shift β_b	Beam Location θ_b
-2	-135°	138.6°
-1	-45°	104.5°
1	45°	75.6°
2	135°	41.4°

Στο Σχήμα 2.5 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας αυτού του συστήματος.



Σχήμα 2.5: Διαγράμματα ακτινοβολίας ενός 4x4 Butler Matrix Beamformer [6, σελ. 109].

Σε έναν ορθογωνικό διαμορφωτή δεσμών, η θέση μεγίστου για μια δέσμη συμπίπτει με θέσεις μηδενισμού για τις υπόλοιπες δέσμες. Στο παράδειγμα που αναπτύχθηκε προηγουμένως, αν τροφοδοτείται μόνο η θύρα 1 και οι υπόλοιπες είναι τερματισμένες, θα διαμορφωθεί ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με το μέγιστο του κυρίου λοβού να βρίσκεται σε γωνία 104.5° και με μηδενισμούς στις γωνίες 41.4° , 75.6° και 138.6° . Ομοίως τώρα αν το σύστημα λειτουργούσε ως δέκτης και προσέπιπτε επίπεδο κύμα από γωνία 104.5° , τότε σήμα θα εμφανιζόταν μόνο στη θύρα 1. Ακόμα και αν όλα τα σήματα μεταφέρονταν από τις θύρες εισόδου στις θύρες εξόδου, το σήμα που προέρχεται από το επίπεδο κύμα που προσπίπτει σε έναν λοβό εμφανίζεται μόνο στην αντίστοιχη θύρα εξόδου.

2.1.5 Διαχωρισμός Σημάτων στο Χώρο με Διαμορφωτές Δεσμών (Spatial Filtering with Beamformers)

Ας υποθεθεί πως υπάρχουν τέσσερις πηγές σήματος στο χώρο, $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$ και $s_4(t)$, τοποθετημένες κατά μήκος των διευθύνσεων των κυρίων λοβών ενός 4x4 διαμορφωτή δεσμών και L παρεμβάλλουσες πηγές $I_l(t)$ σε τυχαίες γωνίες θ_l . Έστω G_i οι συναρτήσεις μεταφοράς μεταξύ των σημάτων των πηγών που βρίσκονται στα μέγιστα των κύριων λοβών και των αντίστοιχων θυρών εξόδου και G_{li} η συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ της παρεμβάλλουσας πηγής l και της θύρας εξόδου i . Ας υποθεθεί ακόμα ότι όλα τα σήματα είναι ασυσχέτιστα. Το σήμα που προκύπτει στη θύρα εξόδου i θα είναι :

$$y_i(t) = s_i(t)G_i + \sum_{l=1}^L I_l(t)G_{li}(\theta_l) \quad (2.12)$$

Και επειδή τα σήματα είναι ασυσχέτιστα, η αντίστοιχη ισχύς εκφράζεται ως :

$$|y_i(t)|^2 = |s_i(t)|^2 |G_i|^2 + \sum_{l=1}^L |I_l(t)|^2 |G_{li}(g_l)|^2 \quad (2.13)$$

Ας υποθεθεί τώρα ότι υπάρχουν L σήματα σε τυχαίες γωνίες που αναπαρίστανται από το διάνυσμα $s(t) = [s_1(t) \dots s_L(t)]^T$. Έστω ότι υπάρχει ένας $M \times M$ διαμορφωτής δεσμών, οπότε τα σήματα που επάγονται στα M στοιχεία της κεραίας δηλώνονται από το διάνυσμα $x(t) = [x_1(t) \dots x_M(t)]^T$. Τα σήματα από τις θύρες εισόδου θα μεταφερθούν στις θύρες εξόδου τροποποιημένα από τις συναρτήσεις μεταφοράς μεταξύ των θυρών εισόδου και εξόδου. Έστω T ο πίνακας που εκφράζει τις συναρτήσεις μεταφοράς :

$$T = [w_1 \dots w_M]^H \quad (2.14)$$

Όταν τα βάρη ή οι συναρτήσεις είναι σταθερές ποσότητες, η περίπτωση αυτή αναφέρεται ως διαμόρφωση σταθερών δεσμών ακτινοβολίας (fixed beamforming). Η έξοδος του συστήματος είναι [6, 9]

$$y(t) = T^H x(t) \quad (2.15)$$

Αφού τα σήματα από τις κεραίες μεταφέρονται στις θύρες εξόδου, ένα σχήμα πρέπει να αναπτυχθεί για την εξαγωγή του επιθυμητού σήματος και την αντιμετώπιση των παρεμβολών (περιορισμός των παρεμβαλλόντων σημάτων ή ακόμα και καταστολή αυτών). Με αυτό το είδος διαμόρφωσης σταθερών δεσμών ακτινοβολίας, υπάρχουν δύο γενικές προσεγγίσεις που μπορούν να χρησιμοποιηθούν: τα συστήματα στρεφόμενης δέσμης (switched beam systems) και τα συστήματα πολλαπλών σταθερών δεσμών ακτινοβολίας (multiple fixed beam systems).

2.1.6 Συστήματα Στρεφόμενης Δέσμης (Switched Beam Systems)

Σε μία τέτοια προσέγγιση, η κάλυψη του τομέα μιας κυψέλης επιτυγχάνεται από πολλαπλά προκαθορισμένα σταθερά διαγράμματα δέσμης με το μέγιστο του διαγράμματος στο κέντρο της δέσμης [1, 6]. Όταν ένας κινητός χρήστης βρίσκεται στην εγγύτητα μιας δέσμης, τα σήματα στις θύρες εξόδου δίνονται από την (2.12). Αυτό διευκολύνει το σύστημα στρεφόμενης δέσμης να συλλέγει το σήμα από τη θύρα εξόδου εκείνη που αντιστοιχεί στη δέσμη [10, 11]. Καθώς ο χρήστης μετακινείται κατά τη διάρκεια της κλήσης και πλησιάζει σε περιοχή άλλης δέσμης, το σύστημα παρακολουθεί τη στάθμη του σήματος και πράττει μεταγωγή σε άλλες θύρες εξόδου σύμφωνα με τις ανάλογες απαιτήσεις. Η αρχιτεκτονική αυτού του συστήματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.6.

Τα πλεονεκτήματα αυτού του συστήματος [6] είναι :

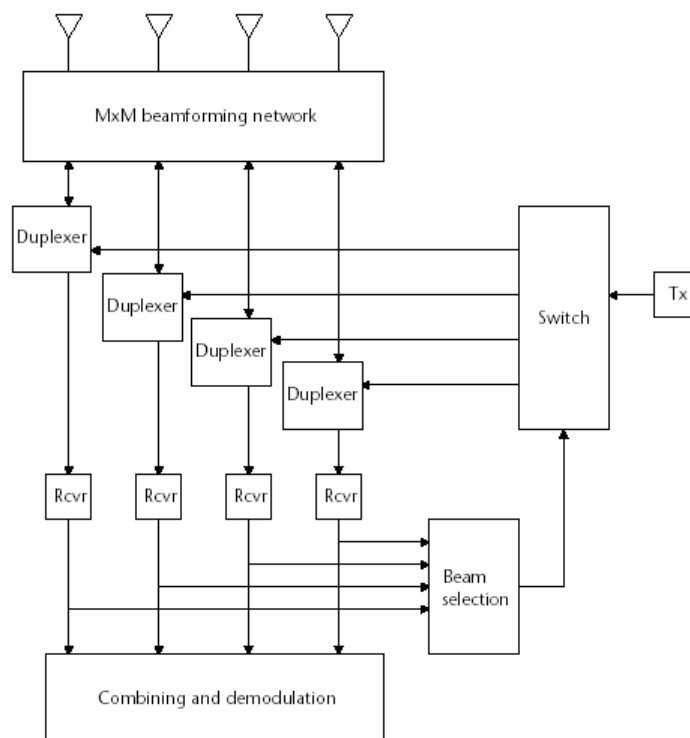
- Χαμηλή πολυπλοκότητα και μικρό κόστος. Αφού τα συστήματα αυτά απαιτούν ένα μόνο δίκτυο σταθερών δεσμών, RF διακόπτες και απλή λογική ελέγχου, η υλοποίησή τους είναι εύκολη και φτηνή.
- Μέτρια αλληλεπίδραση με τους δέκτες του σταθμού βάσης. Στην πράξη, ένα τέτοιο σύστημα μπορεί εύκολα να αντικαταστήσει τις συμβατικές κεραίες τομέα κυψέλης χωρίς να απαιτούνται σημαντικές τροποποιήσεις στη διεπαφή της κεραίας με το περιβάλλον ή στους αλγορίθμους βασικής ζώνης που εφαρμόζονται στο δέκτη.
- Εξάπλωση της κάλυψης λόγω του αυξημένου κέρδους της κεραιοδιάταξης.

Τα μειονεκτήματα αυτού του συστήματος [6] είναι :

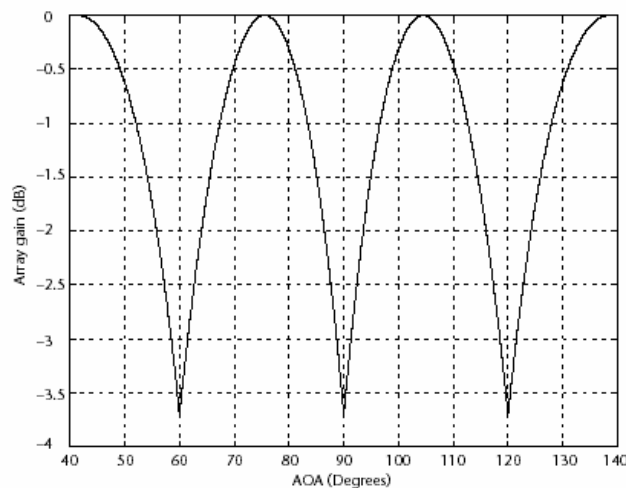
- Αδυναμία αντιμετώπισης των παρεμβαλλόντων σημάτων και των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που καταφθάνουν από γωνία πολύ κοντά σε

εκείνη του επιθυμητού σήματος. Σε αυτήν την περίπτωση, τα σήματα αυτά εμφανίζονται στην ίδια θύρα εξόδου με το επιθυμητό σήμα και καθίσταται πολύ δύσκολος ο διαχωρισμός τους.

- Από το Σχήμα 2.5 βλέπουμε την πτώση του κέρδους καθώς ο κινούμενος χρήστης απομακρύνεται από το μέγιστο ενός λοβού και φτάνει στο σημείο τομής δύο λοβών κατά 3.9 dB (scalloping). Για λόγους ευκρίνειας παρατίθεται το Σχήμα 2.7. Η στάθμη του σήματος διακυμαίνεται κατά αυτήν την τιμή καθώς ο χρήστης κινείται μεταξύ των περιοχών κάλυψης από διαφορετικές δέσμες.
- Έλλειψη διαφορισιμότητας (diversity). Καθώς το σύστημα επιλέγει το επιθυμητό σήμα από μια θύρα εξόδου, δεν μπορεί να το συνδυάσει με πολυδιαδρομικές συνιστώσες που προσπίπτουν σε άλλες δέσμες, οι οποίες με τη σειρά τους αντιστοιχούν σε άλλες θύρες εξόδου.



Σχήμα 2.6: Αρχιτεκτονική συστήματος στρεφόμενης δέσμης [6, σελ. 112].



Σχήμα 2.7: Scalloping [6, σελ. 114].

2.1.7 Συστήματα Πολλαπλών Σταθερών Δεσμών Ακτινοβολίας (Multiple Fixed Beam Systems)

Στα συστήματα πολλαπλών σταθερών δεσμών ακτινοβολίας, αντί να επιλέγεται το σήμα από μια συγκεκριμένη θύρα, συνδυάζονται τα σήματα από όλες τις θύρες, αξιοποιώντας τη διαφορισιμότητα μονοπατιού (path diversity). Αυτή η προσέγγιση μπορεί να επιτύχει καλύτερη επίδοση αφού ενισχύει την ανίχνευση λαμβανομένου σήματος στην άνω ζεύξη κάνοντας χρήση των σημάτων από όλα τα διαθέσιμα μονοπάτια στις δέσμες ακολουθούμενα μετά από μια τεχνική διαφορισιμότητας-συνδυαστικότητας. Στην κάτω ζεύξη, η δέσμη που λαμβάνει την περισσότερη ισχύ μπορεί να χρησιμοποιηθεί για μετάδοση προς τον επιθυμητό κινητό χρήστη.

2.1.8 Συστήματα Προσαρμοστικών Κεραιών (Adaptive Arrays Systems)

Αυξάνοντας τη πολυπλοκότητα της επεξεργασίας του σήματος, είναι δυνατό να επιτύχουμε μεγαλύτερες βελτιώσεις στην απόδοση από αυτές που μπορούν να αποκτηθούν χρησιμοποιώντας συστήματα στρεφόμενης δέσμης. Στο σημείο αυτό θα ακολουθήσει μια γενική περιγραφή των συστημάτων προσαρμοστικών κεραιών και των κυριότερων τεχνικών διαμόρφωσης δέσμης ακτινοβολίας που χρησιμοποιούνται σε αυτά, κατά κύριο λόγο όπως αυτά αναπτύσσονται στο [12].

Το Σχήμα 2.8 παρουσιάζει μια τυπική προσαρμοστική στοιχειοκεραία. Ένα επιθυμητό σήμα καταφθάνει από τη γωνία θ_0 , ενώ N παρεμβάλλοντα σήματα από τις γωνίες $\theta_1 \dots \theta_N$. Το σήμα και τα παρεμβάλλοντα σήματα λαμβάνονται από μια στοιχειοκεραία M στοιχείων με M πιθανούς συντελεστές βάρους. Κάθε λαμβανόμενο σήμα στο στοιχείο m περιλαμβάνει και θόρυβο Gauss. Ο χρόνος αναπαρίσται με την k -οστή χρονική δειγματοληψία. Η έξοδος του συστήματος είναι

$$y(k) = \overline{w}^H x(k) \quad (2.16)$$

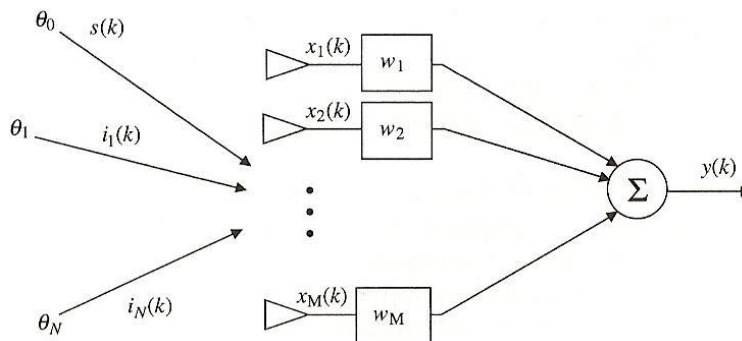
όπου

$$\overline{x}(k) = \overline{a}_0 s(k) + [\overline{a}_1 \dots \overline{a}_N] \cdot [i_1(k) \dots i_N(k)]^T + \overline{n}(k) = \overline{x}_s(k) + \overline{x}_i(k) + \overline{n}(k) \quad (2.17)$$

με $w = [w_1 \dots w_M]^H$ το διάνυσμα των βαρών, $\overline{x}_s(k)$ το διάνυσμα του επιθυμητού σήματος, $\overline{x}_i(k)$ το διάνυσμα των παρεμβαλλόντων σημάτων, $\overline{n}(k)$ ο μηδενικής μέσης τιμής θόρυβος Gauss σε κάθε κανάλι και \overline{a}_i το steering vector για την θ_i διεύθυνση άφιξης. Η σχέση (2.16) ξαναγράφεται ως

$$y(k) = \overline{w}^H \cdot [\overline{x}_s(k) + \overline{u}(k)] \quad (2.18)$$

όπου $\overline{u}(k) = \overline{x}_i(k) + \overline{n}(k)$ το συνολικό ανεπιθύμητο σήμα.



Σχήμα 2.8: Προσαρμοστική στοιχειοκεραία με επιθυμητό σήμα και παρεμβολείς [12, σελ. 215].

Υποτίθεται αρχικά ότι όλα τα εισερχόμενα σήματα είναι στενής ζώνης και ότι ο αριθμός τους $N+1 \leq M$. Είναι κατανοητό ότι τα αφικνούμενα σήματα είναι χρονομεταβλητά και οι υπολογισμοί βασίζονται μέχρι το k -οστό χρονοστιγμιότυπο του εισερχομένου σήματος. Προφανώς, αν οι εκπομποί κινούνται, μεταβάλλονται οι αντίστοιχες γωνίες άφιξης και επομένως ο πίνακας των steering vectors αλλάζει με το χρόνο. Σε αυτό το σημείο υποθέτουμε πως οι εκπομποί δεν αλλάζουν θέση και έτσι μπορεί να παραλειφθεί στις σχέσεις (2.16)- (2.18) η εξάρτηση από το χρόνο.

Η μέση ισχύς στην έξοδο είναι [12]

$$P = E \left[\left| \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}} \right|^2 \right] = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{xx} \cdot \bar{\mathbf{w}} \quad (2.19)$$

όπου $\bar{\mathbf{R}}_{xx} = E \left[\bar{\mathbf{x}} \cdot \bar{\mathbf{x}}^H \right]$ ο πίνακας συσχέτισης όλων των σημάτων. Η ισχύς στην έξοδο για το επιθυμητό σήμα είναι

$$\sigma_s^2 = E \left[\left| \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}_s \right|^2 \right] = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}} \quad (2.20)$$

όπου $\bar{\mathbf{R}}_{ss} = E \left[\bar{\mathbf{x}}_s \cdot \bar{\mathbf{x}}_s^H \right]$ πίνακας συσχέτισης του επιθυμητού σήματος. Η ισχύς για τα ανεπιθύμητα σήματα είναι

$$\sigma_u^2 = E \left[\left| \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \mathbf{u} \right|^2 \right] = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{uu} \cdot \bar{\mathbf{w}} \quad (2.21)$$

Μπορεί να αποδειχθεί ότι [12]

$$\bar{\mathbf{R}}_{xx} = \bar{\mathbf{R}}_{ss} + \bar{\mathbf{R}}_{uu} \quad (2.22)$$

και

$$\bar{\mathbf{R}}_{uu} = \bar{\mathbf{R}}_{ii} + \bar{\mathbf{R}}_{nn} \quad (2.23)$$

όπου $\bar{\mathbf{R}}_{ii}$ ο πίνακας συσχέτισης για τους παρεμβολείς και $\bar{\mathbf{R}}_{nn}$ ο πίνακας συσχέτισης για το θόρυβο.

Ανάλογα με τις εκάστοτε απαιτήσεις, διαμορφώνεται κατάλληλα το διάνυσμα βαρών και προκύπτει το βέλτιστο διάγραμμα λήψης. Οι δημοφιλέστερες μέθοδοι που εφαρμόζονται εκτεταμένα στα επικοινωνιακά συστήματα είναι [12] :

- Τοποθέτηση μηδενικών στις κατευθύνσεις των παρεμβολέων (Null Steering Beamforming). Αυτό επιτυγχάνεται επιλέγοντας έτσι το διάνυσμα βαρών ώστε μια δέσμη με μοναδιαίο κέρδος να δημιουργηθεί προς την κατεύθυνση άφιξης του επιθυμητού σήματος, ενώ μηδενισμοί δημιουργούνται στις κατευθύνσεις άφιξης των ανεπιθύμητων σημάτων. Έστω ότι υπάρχουν $M-1$ παρεμβολείς. Το κατάλληλο διάνυσμα βαρών προκύπτει

$$\bar{\mathbf{w}}^H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \dots 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{a}}_0 & \bar{\mathbf{a}}_1 \dots \bar{\mathbf{a}}_{M-1} \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.24)$$

όπου $\bar{\mathbf{a}}_0$ το steering vector που συνδέεται με το επιθυμητό σήμα και $\bar{\mathbf{a}}_1 \dots \bar{\mathbf{a}}_{M-1}$ τα steering vectors που συνδεούνται με τους παρεμβολείς. Ένα μειονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι απαιτείται η γνώση των διευθύνσεων άφιξης όλων των ανεπιθύμητων σημάτων. Επιπλέον, δε καταλήγει πάντα στο μέγιστο σηματοθορυβικό λόγο στην έξοδο. Αυτή η μέθοδος προϋποθέτει πως ο πίνακας των steering vectors είναι ένας $M \times M$ αντιστρέψιμος πίνακας. Στην περίπτωση που ο αριθμός των

παρεμβολέων είναι μικρότερος από $M-1$, μια εκτίμηση των βαρών δίνεται από το [13]. Όμως, αυτή η τροποποίηση απαιτεί και την εισαγωγή θορύβου στο σύστημα, για να εξασφαλιστεί η αντιστροφή πίνακα. Τα βάρη είναι

$$\bar{\mathbf{w}}^H = \bar{\mathbf{u}}_1^T \cdot \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I})^{(-1)} \quad (2.25)$$

όπου \mathbf{A} ο πίνακας των steering vectors και $\bar{\mathbf{u}}_1^T$ το καρτεσιανό διάνυσμα βάσης του οποίου το μήκος είναι ίσο με το συνολικό αριθμό των πηγών.

- Μεγιστοποίηση του λόγου σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (Maximum Signal-to-Interference and Noise Ratio). Ο λόγος αυτός προκύπτει διαιρώντας κατά μέλη τις σχέσεις (2.20) και (2.21)

$$SINR = \frac{\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}}}{\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{uu} \cdot \bar{\mathbf{w}}} \quad (2.26)$$

Ο μέγιστος $SINR$ ισοδυναμεί με τη μεγαλύτερη ιδιοτιμή του πίνακα $\bar{\mathbf{R}}_{uu}^{-1} \cdot \bar{\mathbf{R}}_{ss}$. Το ιδιοδιάνυσμα που συνδέεται με αυτήν την ιδιοτιμή είναι και το βέλτιστο διάνυσμα βαρών.

- Μέγιστη Πιθανοφάνεια (Maximum Likelihood, ML). Η μέθοδος αυτή βασίζεται στην υπόθεση ότι υπάρχει ένα άγνωστο επιθυμητό σήμα με γνωστή διεύθυνση άφιξης ($\bar{\mathbf{a}}_0$ το αντίστοιχο steering vector) και ότι το ανεπιθύμητο σήμα \bar{n} ακολουθεί κατανομή Gauss με μηδενική μέση τιμή. Ο σκοπός της μεθόδου είναι να καθορίσει μια συνάρτηση πιθανοφάνειας που θα μπορεί να δώσει μια εκτίμηση του επιθυμητού σήματος. Το διάνυσμα των βαρών προκύπτει

$$\bar{\mathbf{w}} = \frac{\bar{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \bar{\mathbf{a}}_0}{\bar{\mathbf{a}}_0^H \bar{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \bar{\mathbf{a}}_0} \quad (2.27)$$

- Ελαχιστοποίηση της Διασποράς. (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR). Ο όρος *distortionless* (χωρίς παραμόρφωση) εννοεί ότι το επιθυμητό σήμα παραμένει απαραμόρφωτο μετά την εφαρμογή των βαρών. Ο στόχος αυτής της μεθόδου είναι να ελαχιστοποιήσει τη διασπορά του θορύβου εξόδου. Υποτίθεται πως το επιθυμητό σήμα και τα ανεπιθύμητα σήματα έχουν μηδενική μέση τιμή. Η έξοδος του συστήματος είναι

$$y = \bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{a}}_0 s + \bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{u}} \quad (2.28)$$

Επίσης υπάρχει και ο περιορισμός ότι

$$\bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{a}}_0 = 1 \quad (2.29)$$

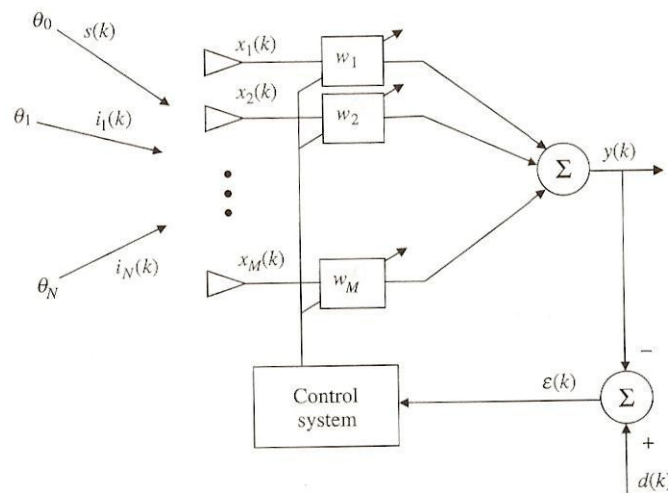
Για να ελαχιστοποιηθεί η διασπορά του y , προκύπτει μετά από πράξεις ότι το κατάλληλο διάνυσμα βαρών είναι το

$$\bar{\mathbf{w}} = \frac{\bar{\mathbf{R}}_{uu}^{-1} \bar{\mathbf{a}}_0}{\bar{\mathbf{a}}_0^H \bar{\mathbf{R}}_{uu}^{-1} \bar{\mathbf{a}}_0} \quad (2.30)$$

Ένα πλεονέκτημα της μεθόδου είναι ότι δεν απαιτεί καμία γνώση για τις διευθύνσεις άφιξης των παρεμβαλλόντων σημάτων, παρά μόνο για αυτές των επιθυμητών σημάτων. Πρέπει να σημειωθεί ότι η MVDR λύση είναι όμοια στη μορφή με την ML. Η μόνη διαφορά είναι ότι η ML προσέγγιση απαιτεί από όλα τα ανεπιθύμητα σήματα που συνδυάζονται να έχουν μηδενική μέση τιμή και να ακολουθούν κατανομή Gauss. Όμως, με την MVDR προσέγγιση,

το ανεπιθύμητο σήμα μπορεί να περιλαμβάνει παρεμβολές που καταφθάνουν από ανεπιθύμητες γωνίες όπως και θόρυβο. Επομένως, η MVDR λύση είναι πιο γενικευμένη στην εφαρμογή της.

- Ελαχιστοποίηση Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (Minimum Mean-Square Error, MMSE). Μια εναλλακτική μέθοδος για τη βελτιστοποίηση των βαρών βρίσκεται ελαχιστοποιώντας το μέσο τετραγωνικό σφάλμα. Το Σχήμα 2.8 πρέπει να τροποποιηθεί με τέτοιο τρόπο ώστε να ελαχιστοποιεί το σφάλμα ενώ επαναλαμβάνονται τα βάρη. Η τροποποιημένη προσαρμοστική κεραιοδιάταξη φαίνεται στο Σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.9: MMSE προσαρμοστικό σύστημα [12, σελ. 218].

Το σήμα d είναι το σήμα αναφοράς. Κατά προτίμηση είναι πανομοιότυπο ή υψηλά συσχετισμένο με το επιθυμητό σήμα και ασυσχέτιστο με τα ανεπιθύμητα σήματα. Το σφάλμα ε είναι το σήμα που δίνεται από τη σχέση

$$\varepsilon = d - \bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{x}} \quad (2.31)$$

Με απλή άλγεβρα προκύπτει ότι το μέσο τετραγωνικό σφάλμα είναι

$$E[|\varepsilon|^2] = E[|d|^2] - 2\bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{r}} + \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{uu} \cdot \bar{\mathbf{w}} \quad (2.32)$$

όπου $\bar{\mathbf{r}} = E[\mathbf{d}^* \cdot \bar{\mathbf{x}}]$, το διάνυσμα συσχέτισης. Το διάνυσμα βαρών που ελαχιστοποιεί την (2.32) είναι το

$$\bar{\mathbf{w}} = \bar{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{r}} \quad (2.33)$$

Το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι απαιτείται γνώση του επιθυμητού σήματος ή ενός υψηλά συσχετισμένου αντιγράφου του για να χρησιμοποιηθεί ως σήμα αναφοράς.

Μέχρι τώρα υποτέθηκε πως τα σήματα καταφθάνουν από σταθερές γωνίες άφιξης. Αν όμως αυτές αλλάζουν, είναι απαραίτητα να βρεθούν τεχνικές βελτιστοποίησης που θα βρίσκουν τη βέλτιστη λύση σε πραγματικό χρόνο και θα προσαρμόζονται στη χρονικά μεταβαλλόμενη φύση του ραδιοδιαύλου. Οι τεχνικές αυτές επιτρέπουν κάθε χρονική στιγμή τον επανυπολογισμό των βαρών. Οι κυριότερες τεχνικές είναι [1, 6, 12] :

- Ελάχιστα Μέσα Τετράγωνα (Least Mean Squares, LMS). Πρόκειται για μια μέθοδο όμοια με την προαναφερθείσα MMSE, μόνο που τώρα υπάρχει

εξάρτηση από τη χρονική στιγμή k και επομένως ισχύουν οι σχέσεις (2.31) – (2.33) με την προσθήκη της χρονικής εξάρτησης. Η σχέση (2.33) προϋποθέτει ότι γνωρίζουμε τα στατιστικά στοιχεία των σημάτων. Εν γένει όμως δεν είναι γνωστά τα στατιστικά χαρακτηριστικά των σημάτων και επομένως οι στιγμιαίες εκτιμήσεις για τον \bar{R}_{xx} και το \bar{r} είναι

$$\hat{R}_{xx}(k) \approx \bar{x}(k)\bar{x}^H(k) \quad (2.34)$$

$$\hat{r}(k) \approx \hat{d}^*(k)\bar{x}(k) \quad (2.35)$$

Τα συνεχώς επαναπροσδιοριζόμενα βάρη δίνονται από τον επαναληπτικό αλγόριθμο

$$\bar{w}(k+1) = \bar{w}(k) - \mu [\hat{R}_{xx}(k)\bar{w}(k) - \hat{r}(k)] = \bar{w}(k) + \mu \mathcal{E}^*(k)\bar{x}(k) \quad (2.36)$$

όπου μ είναι η παράμετρος βήματος που καθορίζει τη σύγκλιση. Κύριο μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι απαιτούνται αρκετές επαναλήψεις του αλγορίθμου μέχρι να προκύψει ικανοποιητική σύγκλιση.

- Αντιστροφή Πίνακα Δειγμάτων (Sample Matrix Inversion, SMI). Ο πίνακας δειγμάτων είναι μια εκτίμηση χρονικού μέσου όρου του πίνακα συσχέτισης χρησιμοποιώντας K χρονικά δείγματα. Αν η τυχαία διαδικασία είναι εργοδική στη συσχέτιση, η εκτίμηση χρονικού μέσου όρου θα ισοδυναμεί με τον πραγματικό πίνακα συσχέτισης. Άρα, οι εκτιμήσεις για τον \bar{R}_{xx} και το \bar{r} είναι

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \bar{x}(i)\bar{x}^H(i) \quad (2.37)$$

$$\hat{r}(k) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{d}^*(k)\bar{x}(k) \quad (2.38)$$

Αφού χρησιμοποιούμε ένα μπλοκ δεδομένων μήκους K , τα βάρη θα αναπροσαρμόζονται ανά μπλοκ. Έστω ο πίνακας $\bar{X}_K(k)$ το k -οστό μπλοκ των διανυσμάτων \bar{x} περιέχει δεδομένα για K στιγμιότυπα. Άρα

$$\bar{X}_K(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(1+kK) & \mathbf{x}_1(2+kK) & \dots & \mathbf{x}_1(K+kK) \\ \mathbf{x}_2(1+kK) & \mathbf{x}_2(2+kK) & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{x}_M(1+kK) & & \dots & \mathbf{x}_1(K+kK) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Το επιθυμητό διάνυσμα σήματος αναφοράς ορίζεται ως

$$\bar{d}(k) = [d(1+kK) \quad d(2+kK) \quad \dots \quad d(K+kK)]^T \quad (2.40)$$

Η εκτίμηση για τον πίνακα συσχέτισης προκύπτει τώρα

$$\hat{R}_{xx}(k) = \frac{1}{K} \bar{X}_K(k) \bar{X}_K(k)^H \quad (2.41)$$

ενώ το διάνυσμα συσχέτισης είναι

$$\hat{r}(k) = \frac{1}{K} \bar{X}_K(k) \bar{d}^*(k) \quad (2.42)$$

Με εφαρμογή των (2.41) και (2.42) στη (2.33) προκύπτει το βέλτιστο διάνυσμα βαρών που εφαρμόζεται για το k -οστό μπλοκ. Το πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι ο αριθμός των στιγμιότυπων K είναι μικρότερος από

το χρόνο που απαιτείται για τη σύγκλιση του αλγορίθμου LMS. Ένα σημαντικό μειονέκτημα είναι ότι αυξάνεται το υπολογιστικό φορτίο, καθώς απαιτείται ο υπολογισμός αντίστροφου μεγάλου μεγέθους πίνακα.

- Αναδρομικά Ελάχιστα Τετράγωνα (Recursive Least Squares, RLS). Αυτή η μέθοδος, που αποτελεί μια παραλλαγή της LMS, εκκινεί με μια εκτίμηση του αντίστροφου πίνακα συσχέτισης

$$\hat{R}_{xx}^{-1}(0) = \frac{1}{\delta} I \quad (2.43)$$

όπου δ μια μικρή θετική σταθερά.

Τα βάρη ενημερώνονται χρησιμοποιώντας τον αναδρομικό αλγόριθμο

$$\bar{w}(k) = \bar{w}(k-1) + \hat{R}_{xx}^{-1}(k) \bar{x}(k) \mathcal{E}^*, \quad (2.44)$$

ενώ η ενημέρωση για τον αντίστροφο του πίνακα συσχέτισης είναι

$$\hat{R}_{xx}^{-1}(k) = \frac{1}{a} \left(\hat{R}_{xx}^{-1}(k-1) - \frac{\hat{R}_{xx}^{-1}(k-1) \bar{x}(k) \bar{x}^H(k) \hat{R}_{xx}^{-1}(k-1)}{a + \bar{x}^H(k) \hat{R}_{xx}^{-1}(k-1) \bar{x}(k)} \right) \quad (2.45)$$

όπου a είναι ένας παράγοντας εξασθένησης μνήμης μεταξύ 0 και 1, που η χρήση του δηλώνει ότι δίνεται περισσότερη έμφαση στα πιο πρόσφατα δεδομένα. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου έναντι της SMI είναι ότι λόγω της αναδρομικής σχέσης (2.45) δεν απαιτείται η αντιστροφή ενός μεγάλου πίνακα συσχέτισης, καθώς μπορεί να προκύψει απευθείας από προηγούμενες τιμές. Επιπλέον, η RLS μέθοδος συγκλίνει γρηγορότερα από την LMS.

- Αλγόριθμος Σταθερής Περιβάλλουσας (Constant Modulus Algorithm, CMA). Οι τρεις προηγούμενοι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι βασίζονται στην ελαχιστοποίηση του σφάλματος ανάμεσα σε ένα σήμα αναφοράς και της εξόδου της στοιχειοκεραίας. Το σήμα αναφοράς είναι συνήθως μια συμβολοακουλουθία εκπαίδευσης (training sequence) που χρησιμοποιείται για να εκπαιδεύσει την προσαρμοστική στοιχειοκεραία. Υπάρχουν όμως και άλλες τεχνικές που δε χρειάζονται σήμα αναφοράς, οι γνωστές ως blind adaptive techniques, που προσπαθούν να ανακατασκευάσουν μια γνωστή ιδιότητα στο λαμβανόμενο σήμα. Μια τέτοια προσέγγιση είναι η CM. Μερικές σύγχρονες τεχνικές διαμόρφωσης όπως η FM, η PSK, η FSK και η QAM παράγουν σήματα με σταθερό πλάτος. Υποθέτοντας ότι τα μεταδιδόμενα σήματα έχουν σταθερή περιβάλλουσα, θα πρέπει και η έξοδος της στοιχειοκεραίας να έχει σταθερή περιβάλλουσα. Κάτι τέτοιο όμως λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης δεν ισχύει. Ο CMA λοιπόν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να αποκαταστήσει την έξοδο της στοιχειοκεραίας με μια σταθερή περιβάλλουσα. Μια συνάρτηση κόστους, που μετρά τη διακύμανση του πλάτους, ελαχιστοποιείται για να προσαρμόσει το διάνυσμα των βαρών. Επειδή τα συστήματα CDMA χρησιμοποιούν έλεγχο της ισχύος, η ισχύς για κάθε χρήστη προσαρμόζεται για να ικανοποιηθούν τα κριτήρια ποιότητας της εκάστοτε υπηρεσίας, ο αλγόριθμος αυτός δεν είναι κατάλληλος για σήματα CDMA. Η συνάρτηση κόστους είναι

$$J(k) = E \left[\left| |y(k)|^p - |a|^p \right|^q \right] \quad (2.46)$$

όπου a είναι το επιθυμητό πλάτος του σήματος εξόδου και οι εκθέτες p , q παίρνουν τιμές 1 ή 2. Ανάλογα με τις τιμές των εκθετών, προκύπτουν

αλγόριθμοι με διαφορετική σύγκλιση και πολυπλοκότητα. Υπάρχουν αρκετά μειονεκτήματα σε αυτή την προσέγγιση, όπως ότι ο αλγόριθμος αυτός λαμβάνει το σήμα με την ισχυρότερη περιβάλλουσα, το οποίο όμως μπορεί να είναι και παρεμβολέας. Ένα άλλο θέμα είναι η αργή σύγκλιση του. Για την περίπτωση όπου $p=1, q=2$, γνωστή και σαν μορφή 1-2, προκύπτει με επιθυμητό πλάτος $a=1$

$$\bar{w}(k+1) = \bar{w}(k) - \mu \bar{x}(k) \varepsilon^*(k) \quad (2.47)$$

όπου μ είναι η βηματική παράμετρος και

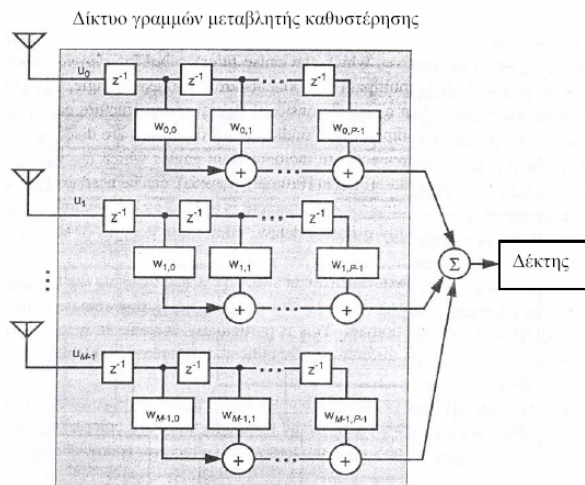
$$\varepsilon(k) = 2 \left(y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \right) \quad (2.48)$$

Συνδυασμοί του αλγορίθμου αυτού και της μεθόδου των Ελαχίστων Τετραγώνων (Least Squares, LS) αποτελούν ο στατικός LS-CMA και ο δυναμικός LS-CMA [1, 12].

Περισσότερες πληροφορίες σχετικά τις προαναφερθείσες τεχνικές διαμόρφωσης δέσμης ακτινοβολίας αλλά και για άλλες (π.χ conjugate gradient method), εκτός από τα [1, 6, 12], μπορούν να αναζητηθούν στα [14, 15].

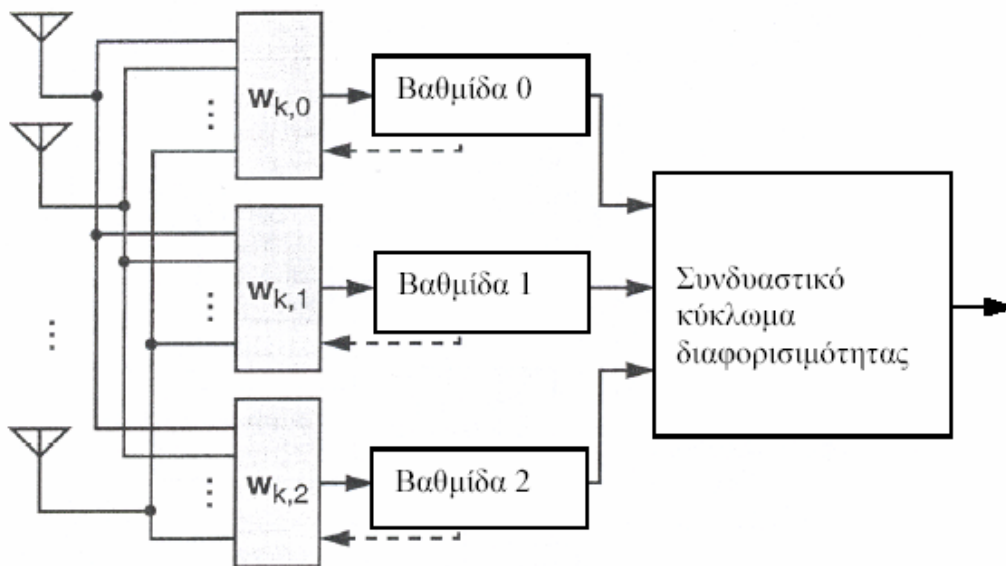
2.1.9 Ευρυζωνικές Ευφυείς Κεραίες (Wideband Smart Antennas) – Επεξεργασία σήματος το πεδίο του χωροχρόνου

Η επεξεργασία στο πεδίο του χωροχρόνου (space-time processing) προσθέτει χρονική διαφορισμότητα (diversity) και μείωση της ομοδιαυλικής παρεμβολής σε συστήματα ευρείας ζώνης. Το πλέον χαρακτηριστικό παράδειγμα space-time δεκτών είναι οι έξυπνες κεραίες ευρείας ζώνης (wideband smart antennas). Γενικά, οι προσαρμοστικές κεραίες ευρείας ζώνης αποσκοπούν στην επίτευξη σταθερής απόκρισης της στοιχειοκεραίας σε όλο το εύρος συχνοτήτων (ισοστάθμιση ή equalization). Σε αντίθεση με τα συστήματα στενής ζώνης, στα συστήματα ευρείας ζώνης οι συχνοτικές συνιστώσες υφίστανται διαφορετική ολίσθηση φάσης, για την ίδια απόσταση διάδοσης του λαμβανόμενου σήματος, λόγω του διαφορετικού μήκους κύματος που αντιστοιχεί σε αυτές. Κατά συνέπεια, κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας συνδέεται με γραμμή μεταβλητής καθυστέρησης (tapped-delay-line), με αποτέλεσμα το εκάστοτε στοιχείο να έχει απόκριση φάσης μεταβλητή με τη συχνότητα [1] (Σχήμα 2.10).

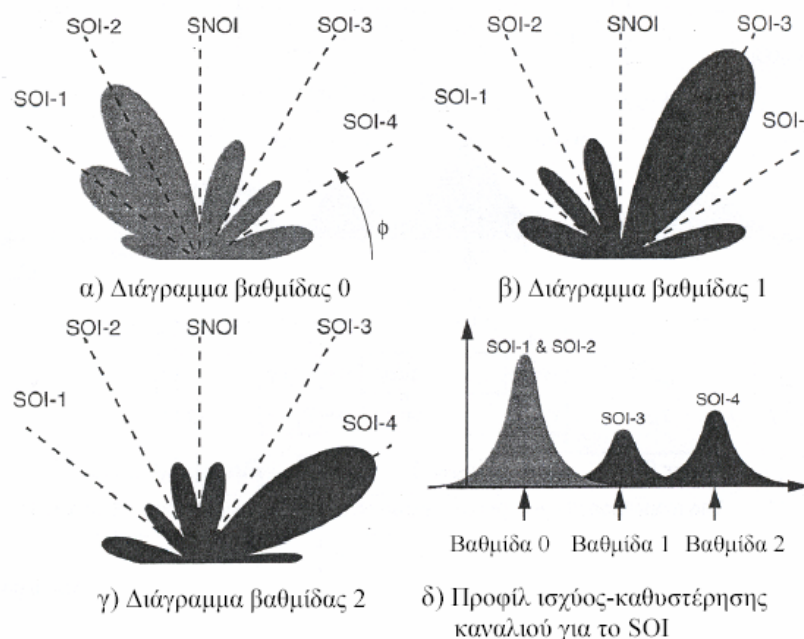


Σχήμα 2.10: Ευφυής κεραία ευρεία ζώνης [1, σελ. 101].

Μια σημαντική ειδική περίπτωση της wideband array είναι ο δέκτης RAKE, που χρησιμοποιείται σε WCDMA συστήματα (Σχήμα 2.11). Πρόκειται για μια προσαρμοστική κεραία ευρείας ζώνης, με κάποια από τα πλεονεκτήματα που αυτή συνεπάγεται, αλλά και πολυπλοκότητα που προσεγγίζει στοιχειοκεραία στενής ζώνης [1]. Σε αυτή τη δομή, κάθε βαθμίδα (RAKE finger) χρησιμοποιεί την προσαρμοστική κεραία (και επομένως κάθε βαθμίδα RAKE χρησιμοποιεί διαφορετικό δάνυσμα βαρών και κατά συνέπεια διαφορετικό διάγραμμα ακτινοβολίας) για να λάβει πολυδιαδρομικές συνιστώσες με πολύ μικρές καθυστερήσεις μεταξύ τους (χρονικά συσχετισμένες) και ταυτόχρονα να απορρίψει ασυσχέτιστες (αργότερα αφικνούμενες) συνιστώσες. Οι έξοδοι από κάθε βαθμίδα αθροίζονται μέσω ενός συνδυαστικού κυκλώματος διαφορισιμότητας.



Σχήμα 2.11: Δέκτης RAKE τριών βαθμίδων [1, σελ. 120].



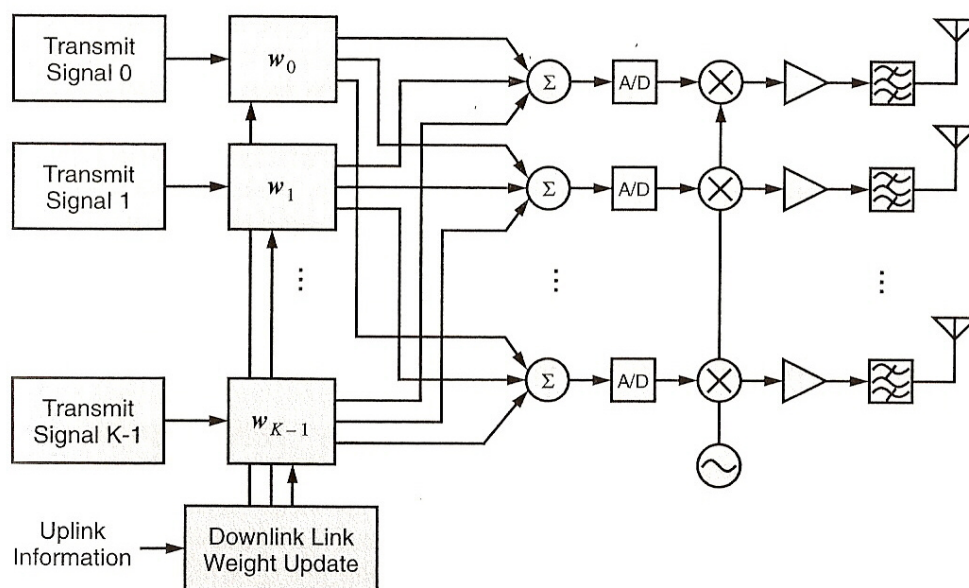
Σχήμα 2.12: Διαγράμματα ακτινοβολίας δέκτη RAKE τριών βαθμίδων για τη λήψη τεσσάρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών (SOI-1,2,3,4) και την απόρριψη παρεμβολής [1, σελ. 122].

Τα διαγράμματα που χρησιμοποιούνται από κάθε βαθμίδα απεικονίζονται στο Σχήμα 2.12. Η χωρική απόκριση για κάθε βαθμίδα του δέκτη προσαρμόζεται ώστε να μεγιστοποιείται ο λόγος SINR για αυτή τη βαθμίδα. Σε αυτό το παράδειγμα, οι δύο πρώτες ισχυρές πολυδιαδρομικές συνιστώσες, SOI-1 και SOI-2 καταφθάνουν με χρονικές καθυστερήσεις πολύ κοντινές. Η βαθμίδα 0, η οποία συγχρονίζεται με αυτά τα σήματα, σχηματίζει ένα διάγραμμα που λαμβάνει στην ίδια φάση τα δύο σήματα και παρουσιάζει μηδενισμούς στις κατευθύνσεις των ασυσχέτιστων συνιστωσών. Η βαθμίδα 1 συγχρονίζεται με την καθυστέρηση που σχετίζεται με το σήμα SOI-3. Επομένως, το διάγραμμα για αυτή τη βαθμίδα μεγιστοποιεί την ισχύ στην κατεύθυνση του SOI-3, ενώ μηδενίζει τις παρεμβολές από τις άλλες συνιστώσες και την παρεμβάλλουσα πηγή SNOI. Τέλος, η βαθμίδα 2 συλλέγει ισχύ από τη συνιστώσα SOI-4 και απορρίπτει όλα τα ασυσχέιστα με αυτή σήματα. Οι έξοδοι από όλες τις βαθμίδες συνδυάζονται έπειτα με τη βοήθεια τεχνικών διαφορισιμότητας.

2.1.10 Διαμόρφωση Δέσμης στη Μετάδοση (Transmission Beamforming)

Μία προσέγγιση για να βελτιωθεί η επίδοση της κάτω ζεύξης είναι η επεξεργασία σήματος στο πεδίο του χώρου από την πλευρά του κινητού τερματικού. Κάτι τέτοιο όμως δε λαμβάνει χώρα σε εκτεταμένο βαθμό εξαιτίας του περιορισμένου χώρου, της περιορισμένης επεξεργασιακής ισχύος και της δυναμικής φύσης του περιβάλλοντος κοντά σε κινητά τερματικά.

Σε συστήματα κινητών επικοινωνιών, η ποιότητα του σήματος στο συνδρομητή μπορεί να βελτιωθεί αλλάζοντας τον τρόπο με τον οποίο μεταδίδεται το σήμα από το σταθμό βάσης. Στη διαμόρφωση δέσμης λοιπόν για την κάτω ζεύξη, ο αντικειμενικός στόχος είναι η δημιουργία ενός διαγράμματος ακτινοβολίας που παρέχει ικανοποιητική ποιότητα σήματος στον επιθυμητό συνδρομητή, ενώ μηδενίζει την παρεμβολή που μεταδίδεται σε άλλες διευθύνσεις. Ένα πολυσηματικό σύστημα διαμόρφωσης δέσμης για την κάτω ζεύξη απεικονίζεται στο ακόλουθο σχήμα, όπου κάθε μεταδιδόμενο σήμα έχει το δικό του διάνυσμα βαρών [1].



Σχήμα 2.13: Ένα σύστημα διαμόρφωσης δέσμης για την κάτω ζεύξη, ικανό να παράγει K ταυτόχρονες δέσμες [1, σελ. 112].

Αρκετά θέματα περιπλέκουν τη διαμόρφωση δέσμης για την κάτω ζεύξη. Ο αντίκτυπος της πολυδιαδρομικής διάδοσης είναι ιδιαίτερα σημαντικός. Στην καλύτερη περίπτωση, όταν το κανάλι μεταξύ του συνδρομητή και του σταθμού βάσης είναι απολύτως γνωστό, είναι επιθυμητή η επίτευξη χωρικής διαφορισμότητας, μεταδίδοντας κατά μήκος πολλαπλών μονοπατιών στο συνδρομητή και καταπιέζοντας την ισχύ που μεταδίδεται σε διευθύνσεις που δε φτάνουν τον χρήστη. Όμως, η τέλεια γνώση του καναλιού ποτέ δεν είναι διαθέσιμη. Αν ο σκοπός είναι να επιλεγεί μία μόνο διεύθυνση για μετάδοση, τότε πρέπει να επιλεγεί το βέλτιστο μονοπάτι. Αν ο χρήστης κινείται και οι απώλειες κατά μήκος ενός μονοπατιού αυξάνουν, τότε ο σταθμός βάσης πρέπει να ανιχνεύσει και να ανακατευθύνει την ισχύ σε ένα νέο μονοπάτι.

Η απλούστερη λύση είναι η μετάδοση να γίνει με το ίδιο διάγραμμα δέσμης που χρησιμοποιήθηκε από την έξυπνη κεραία δέκτη στην άνω ζεύξη. Αυτή η προσέγγιση έχει τη μεγαλύτερη δυναμική στα TDD συστήματα, όπου και η άνω και η κάτω ζεύξη μοιράζονται το ίδιο συχνοτικό κανάλι. Σε αυτά τα συστήματα, τα βάρη που καθορίστηκαν στην άνω ζεύξη μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μετάδοση ενός σήματος πίσω σε έναν συγκεκριμένο χρήστη, δεδομένου ότι ο ραδιοδιάυλος παραμένει στάσιμος.

Στα FDD συστήματα, η άνω και η κάτω ζεύξη χρησιμοποιούν διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων. Από τη σχέση (2.8) προκύπτει πως ο παράγοντας διάταξης εξαρτάται από τη συχνότητα. Επομένως, αν τα ίδια βάρη που χρησιμοποιήθηκαν για τη λήψη χρησιμοποιηθούν και στην εκπομπή, θα προκύψει διαφορετικό διάγραμμα ακτινοβολίας και ως εκ τούτου απαιτείται κατάλληλη τροποποίηση αυτών.

Μια άλλη μέθοδος για downlink beamforming, που μπορεί να εφαρμοστεί και σε FDD και σε TDD συστήματα, είναι η χρησιμοποίηση τεχνικών εύρεσης της διεύθυνσης άφιξης του σήματος (direction of arrival) για την άνω ζεύξη και η δημιουργία ενός κύριου λοβού με μέγιστο σε αυτή τη διεύθυνση για την κάτω ζεύξη.

2.1.11 Νέες Τάσεις στις Ευφυείς Κεραίες

Οι ευφυείς κεραίες είναι ένας κλάδος των κεραιών και των τηλεπικοινωνιών γενικότερα που συνεχώς εξελίσσεται. Μερικές σύγχρονες τάσεις αλλά και πρακτικά θέματα που αφορούν στην υλοποίηση και λειτουργία ευφών κεραιοδιατάξεων σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα παρουσιάζονται στα [16- 43]. Ενδεικτικά, στα [16- 18] σχεδιάζονται Πίνακες Butler για WLAN [16, 17] και UMTS [18] εφαρμογές. Στο [22] τίθενται βασικά ερωτήματα-προβλήματα που σχετίζονται με τη σχεδίαση ενός συστήματος ευφών κεραιών, όπως π.χ. ποιο είναι το κριτήριο με βάση το οποίο θα προσδιοριστεί το διάνυσμα των βαρών, πόσα bits θα χρησιμοποιηθούν για την ψηφιακή επεξεργασία των σημάτων, ποιο στοιχείο της διάταξης θα είναι το στοιχείο αναφοράς κ.λ.π. Στο [24] προτείνεται ένας νέος αλγόριθμος, που ελέγχοντας τις φάσεις των στοιχείων, δημιουργεί διαγράμματα με πολλαπλά μέγιστα στις κατευθύνσεις των επιθυμητών σημάτων και μηδενισμούς στις κατευθύνσεις των ανεπιθύμητων σημάτων. Στο [25] παρουσιάζεται μια γραμμική προσαρμοστική κεραία 8 στοιχείων που λειτουργεί στα 2.4 GHz. Ένας τοπικός γενετικός αλγόριθμος που ελέγχει τα πλάτη και τις φάσεις των στοιχείων μιας γραμμικής προσαρμοστικής κεραίας μεγιστοποιεί το λόγο του σήματος προς παρεμβολή στο [26]. Ακόμα, πειραματικά αποτελέσματα δείχνουν ότι διάφορα σενάρια ανάπτυξης ευφών κεραιών αυξάνουν την επίδοση ενός συστήματος UMTS τόσο στην άνω όσο και στην κάτω ζεύξη [30]. Εκτός από τη γραμμική στοιχειοκεραία, υπάρχουν και διαφορετικές τοπολογίες ευφών κεραιών, όπως κυκλική, τετραγωνική, εξαγωνική

κ.ά.[33-40]. Στο [35] δοκιμάζεται η ικανότητα μιας κυκλικής στοιχειοκεραίας στην εκτίμηση της διεύθυνσης άφιξης των εισερχομένων σημάτων καθώς και στην διαμόρφωση επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας. Διατάξεις επίπεδων κυκλικών και τετραγωνικών στοιχειοκεραιών προτείνονται στο [36] για προσαρμοστική διαμόρφωση δέσμης ακτινοβολίας. Στο [37] συγκρίνονται τοπολογίες κυκλικών και εξαγωνικών προσαρμοστικών στοιχειοκεραιών, όπου τα πλάτη και οι φάσεις των στοιχείων ρυθμίζονται από έναν PSO (Particle Swarm Optimization) αλγόριθμο. Παρόμοια μελέτη γίνεται και στο [39], με τη διαφορά τώρα ότι τα πλάτη και οι φάσεις των στοιχείων καθορίζονται από την LMS μέθοδο. Τέλος, στα [41-43] προτείνονται νέες ευφυείς κεραίες ευρείας ζώνης.

2.2 ΕΥΦΥΕΙΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ (SWITCHED PARASITIC ARRAYS, SPAs)

Το είδος των ευφύων κεραιών που αναπτύσσεται στην παρούσα διατριβή επιτυγχάνει την ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω της εναλλαγής μεταξύ των ενεργών και παρασιτικών στοιχείων στο κύκλωμα τροφοδότησης. Πρόκειται για ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, που ουσιαστικά αποτελούν μια υποκατηγορία των ευφύων κεραιών στρεφόμενης δέσμης ακτινοβολίας (SB), τα χαρακτηριστικά των οποίων περιγράφηκαν εκτενώς στο προηγούμενο υποκεφάλαιο.

Σε γενικές γραμμές μια έξυπνη κεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (Switched Parasitic Array, SPA) αποτελείται από στοιχεία, στο κύκλωμα τροφοδότησης των οποίων συνδέεται ένας RF διακόπτης και μια δίοδος p-i-n. Όταν η δίοδος είναι ορθά πολωμένη, το αντίστοιχο στοιχείο βραχυκυκλώνεται και λειτουργεί ως ανακλαστήρας, ασχέτως από την κατάσταση του RF διακόπτη. Όταν η δίοδος δεν άγει και ο RF διακόπτης είναι ανοικτός, το στοιχείο καθίσταται ανοιχτοκυκλωμένο και παύει να λειτουργεί σαν ανακλαστήρας. Όταν η δίοδος είναι σε αποκοπή και ο RF διακόπτης είναι κλειστός, μόνο τότε επιτρέπεται η διέλευση του υψίσυχνου ρεύματος μέσω του RF διακόπτη και το στοιχείο είναι πλέον ενεργό. Με αυτόν τον τρόπο δημιουργείται μια διάταξη μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων. Η στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας επιτυγχάνεται με κατάλληλη επιλογή του ποια θα είναι τα παρασιτικά και ποια τα ενεργά στοιχεία. Τα παρασιτικά στοιχεία διαρρέονται από ρεύματα που επάγονται λόγω της τροφοδότησης των ενεργών στοιχείων. Επομένως, κάθε διαφορετικός συνδυασμός τροφοδότησης μεταβάλλει τα ρεύματα στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας και κατά συνέπεια οδηγεί σε διαφορετικό διάγραμμα ακτινοβολίας [44].

Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα μελετηθούν διατάξεις όπου κάθε φορά ένα στοιχείο θα είναι ενεργό (ή το πολύ δύο στοιχεία θα είναι ενεργά) και επομένως προβλήματα που σχετίζονται με πολλαπλά ενεργά στοιχεία, όπως υψηλό κόστος, απώλεια ισχύος από τη χρήση των διαιρετών ισχύος και των στροφέων φάσεως και ακτινοβολία από γραμμές μεταφοράς είτε περιορίζονται είτε εξαλείφονται. Με ένα ενεργό στοιχείο, μόνο μια κύρια κατεύθυνση δέσμης είναι εφικτή ανά πάσα στιγμή. Αν το σύστημα έξυπνης κεραίας πρέπει να χρησιμοποιηθεί σε περισσότερες από μία διευθύνσεις ταυτόχρονα, τότε ο αριθμός των ενεργών στοιχείων πρέπει να είναι τουλάχιστον ίσος με τον αριθμό των ταυτόχρονων δεσμών.

Επιπλέον, σε αυτό το υποκεφάλαιο λαμβάνεται υπόψη το εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου της κεραίας, καθώς είναι επιθυμητή η λειτουργία της σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων. Άλλωστε, ο κύριος στόχος της διατριβής, όπως θα διαφανεί και στα

επόμενα κεφάλαια, είναι η σχεδίαση ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης που μπορούν να χρησιμοποιηθούν στη λήψη σήματος ψηφιακής τηλεόρασης DVB-T/OFDM. Ακόμα, σημαντική παράμετρος είναι η μείωση του μεγέθους της κεραιοδιάταξης, καθώς κάτι τέτοιο συνεπάγεται μείωση του κόστους κατασκευής και συντήρησης, αλλά και διευκόλυνση της φορητής ή/και κινητής λήψης, κάτι που θα προσλάβει ιδιαίτερη σημασία στην περίπτωση που το κεραιοσύστημα προορίζεται για εφαρμογές σε portable ή/και mobile DVB-T.

Πολλοί είναι οι λόγοι που συντείνουν στη χρησιμοποίηση ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων για εφαρμογές επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Καταρχάς, ο χρήστης διαθέτει πλέον τη δυνατότητα να επιλέξει από έναν αριθμό προκαθορισμένων διαγραμμάτων λήψης εκείνο που κάθε φορά θα προσφέρει την καλύτερη ποιότητα λαμβανομένου σήματος. Αυτό γίνεται εφικτό με ένα αλγόριθμο που ανά τακτά χρονικά διαστήματα ή κάθε φορά που ζητείται ένα νέο συχνοτικό κανάλι σαρώνει όλα τα διαθέσιμα διαγράμματα λήψης και επιλέγει αυτό που προσφέρει καλύτερη ποιότητα σήματος. (Η ποιότητα σήματος μπορεί να προσδιοριστεί με ποικίλους τρόπους. Συνήθως αναφέρεται σε στάθμη σήματος ή σηματοθορυβικό λόγο). Δεδομένου επίσης ότι πρόκειται για ένα σύστημα ευρυεκπομπής, όπου ο πομπός τηλεοπτικού σήματος εκπέμπει, αν όχι με ομοιοκατευθυντικό, με διάγραμμα μεγάλου εύρους δέσμης, αρκεί στον τελικό χρήστη μια κεραία μεταγωγής λοβού για ικανοποιητική λήψη αλλά και για την αντιμετώπιση προβλημάτων παρεμβολών μεταξύ διαφορετικών πομπών ή πολυδιαδρομικής διάδοσης. Ακόμα, η απλότητα αυτών των κεραιοσυστημάτων (μη πολύπλοκη επεξεργασία σήματος, αναλογική μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας, μεταγωγή της κεραίας στο επιθυμητό διάγραμμα με απλό κύκλωμα διακοπών) τα καθιστά πολύ ελκυστικά για εφαρμογές που αφορούν τον τελικό χρήστη ενός συστήματος DVB-T.

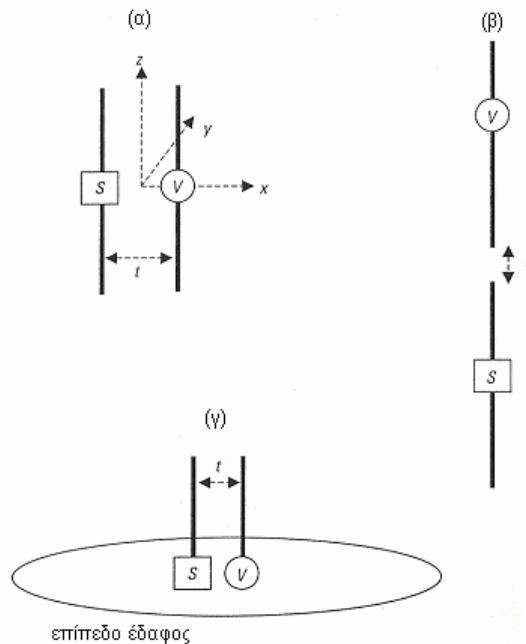
Για να προκύψουν λύσεις που εκτός από τις σταθερές (fixed) εφαρμογές DVB-T, π.χ κεραιοσυστήματα σε τάρτσες κτιρίων, θα εξυπηρετούν και τις φορητές (portable), π.χ. κεραιοσυστήματα σε εσωτερικούς χώρους, βεράντες και τις κινητές (mobile) π.χ κεραιοσυστήματα σε κινούμενα τρένα, λεωφορεία, προτείνεται στη συνέχεια αυτής της διατριβής η κυκλική τοπολογία που εξασφαλίζει εξοικονόμηση χώρου. Η κυκλική διάταξη παρουσιάζει και μια σειρά πλεονεκτήματα τα οποία βαραίνουν αποφασιστικά σε πρακτικές εφαρμογές. Όλα τα διαγράμματα μιας κυκλικής κεραίας μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων προκύπτουν με απλή αντιμετάθεση των ενεργών ή παρασιτικών στοιχείων, λόγω κυλινδρικής συμμετρίας. Εκτός των άλλων η κυκλική στοιχειοκεραία επιτρέπει και ευκολότερη κατασκευή.

Περισσότερος λόγος για την αξιοποίηση των ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων σε θέματα συστημάτων ευρυεκπομπής και ιδιαίτερα ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης θα γίνει στα Κεφάλαια 4 και 5. Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν κάποια βασικά παραδείγματα τέτοιων κεραιοσυστημάτων για να κατανοηθούν ο τρόπος λειτουργίας τους και τα πλεονεκτήματα που αποφέρει η εκμετάλλευσή τους.

2.2.1 Απλά Παραδείγματα από SPAs

Στο σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζεται η πιο απλή περίπτωση SPA, που αποτελείται από ένα τροφοδοτούμενο και ένα παρασιτικό δίπολο [44, 45]. Το ενεργό στοιχείο τροφοδοτείται από τάση V και το παρασιτικό έχει το διακόπτη S . Τα χαρακτηριστικά της κατευθυντικότητας της στοιχειοκεραίας μπορούν να ελεγχθούν

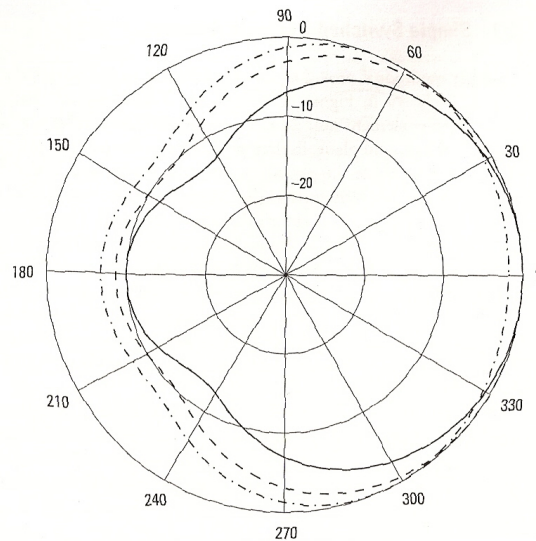
με την ενεργοποίηση του διακόπτη S . Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, το στοιχείο συντονίζεται στην ίδια συχνότητα όπως το ενεργό αν έχουν το ίδιο μήκος. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, το στοιχείο δε συντονίζεται. Αυτή είναι και η βασική λειτουργία αυτών των συστημάτων. Ένα dc ηλεκτρονικό σήμα ελέγχει την κατάσταση του διακόπτη και κατά προέκταση τα χαρακτηριστικά της κατευθυντικότητας της κεραίας. Αν είναι εφικτή η εναλλαγή της θέσης του ενεργού στοιχείου μεταξύ των δύο στοιχείων, η κεραία ονομάζεται στοιχειοκεραία μεταγωγής και ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (Switched Active Switched Parasitic Antenna, SASPA) [46].



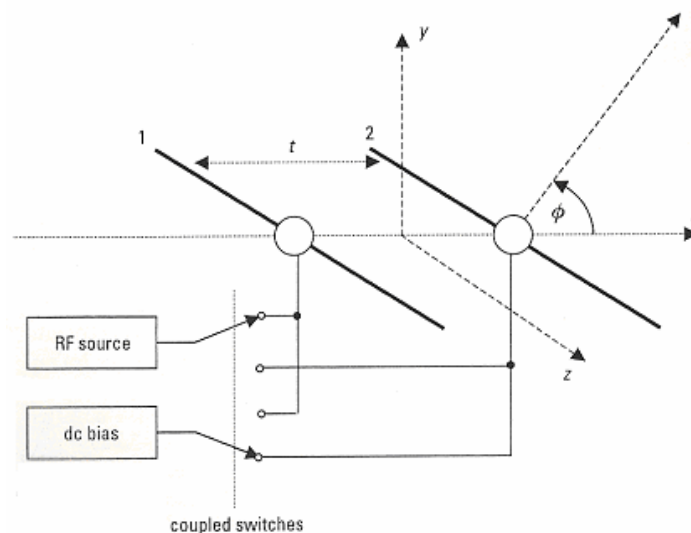
Σχήμα 2.14: SASPA δύο στοιχείων σε διαφορετικές διατάξεις [44, σελ. 53].

Για λόγους απλότητας, υποτίθεται ότι τα δίπολα είναι παράλληλα στον z άξονα. Και τα δύο έχουν μήκος $\lambda_o/2$, πολύ μικρή ακτίνα και είναι τοποθετημένα όπως στο Σχήμα 2.14 α). Όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός, το διάγραμμα ακτινοβολίας στο H επίπεδο βρίσκεται στο επίπεδο xy και εξαρτάται από τη γωνία φ . Στο Σχήμα 2.15 παρουσιάζεται το παραπάνω διάγραμμα ακτινοβολίας για διάφορες τιμές της απόστασης t μεταξύ των δύο στοιχείων. Σε κάθε περίπτωση, το στοιχείο στα δεξιά είναι το ενεργό και αυτό στα αριστερά το βραχυκυκλωμένο παρασιτικό που δρα σαν ανακλαστήρας. Η κατεύθυνση μεγίστου είναι $\varphi = 0^\circ$. Αν το αριστερό στοιχείο ήταν το ενεργό και το δεξιά το βραχυκυκλωμένο παρασιτικό, τότε $\varphi = 180^\circ$ και το διάγραμμα του Σχήματος 2.15 θα στρεφόταν κατά 180° . Η αντιστροφή επιτυγχάνεται με τη χρησιμοποίηση ενός RF διακόπτη που αλλάζει την πηγή από το ένα στοιχείο στο άλλο και βραχυκυκλώνοντας το άλλο στοιχείο ώστε να λειτουργεί σαν ανακλαστήρας. Το κύκλωμα που ελέγχει την κατευθυντικότητα παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.16. Κάθε δίπολο έχει ένα διακόπτη στο κέντρο του. Όταν η πηγή RF εφρμόζεται σε ένα στοιχείο, ο διακόπτης στο κέντρο είναι ανοιχτός και ο διακόπτης στο κέντρο του άλλου στοιχείου είναι κλειστός. Με μια απλή γραμμή ελέγχου του διακόπτη RF και των δύο dc διακοπών τοποθετημένων στο κέντρο κάθε στοιχείου, η

κατεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας μπορεί να αντιστραφεί ηλεκτρονικά. Λόγω συμμετρίας, η εμπέδηση εισόδου είναι ίδια και για τις δύο περιπτώσεις.



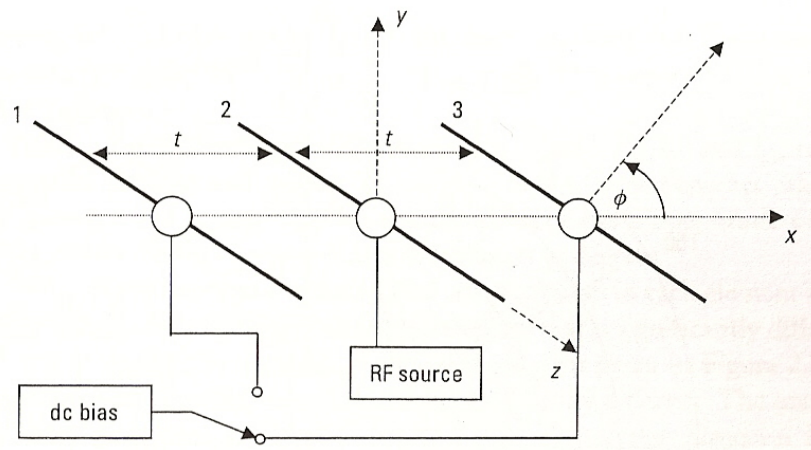
Σχήμα 2.15: Κανονικοποιημένο διάγραμμα ισχύος ακτινοβολίας στο H επίπεδο της SASPA. “—” $t=0.1\lambda_0$, “- - -” $t=0.25\lambda_0$, “- . -” $t=0.4\lambda_0$ [44, σελ. 55].



Σχήμα 2.16: Κύκλωμα ελέγχου του διαγράμματος ακτινοβολίας της SASPA [44, σελ. 56].

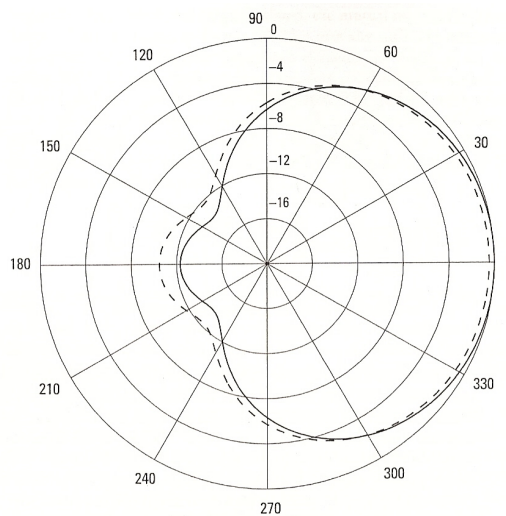
Μία κεραία μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων με σταθερή τη θέση του ενεργού στοιχείου (Fixed Active Switched Parasitic Antenna, FASPA) είναι η εναλλακτική εκδοχή της SASPA. Σε αυτήν την περίπτωση, η πηγή RF είναι συνδεδεμένη σε ένα σταθερό ενεργό στοιχείο και με τη χρήση dc διακοπών αλλάζει η κατάσταση των παρασιτικών στοιχείων που περιβάλλουν το ενεργό. Η απλούστερη υλοποίηση αυτής της τεχνικής είναι μια στοιχειοκεραία τριών στοιχείων, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.17. Το κεντρικό στοιχείο, το στοιχείο 2 είναι πάντα ενεργό και όταν ο διακόπτης στο στοιχείο 1 είναι κλειστός, ο διακόπτης στο στοιχείο 3 είναι ανοιχτός και επομένως η κατεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας είναι $\varphi_{\max} = 0^\circ$. Αν αλλάξει η κατάσταση στους διακόπτες, τότε $\varphi_{\max} = 180^\circ$. Δεδομένης της συμμετρίας της διάταξης, η αντίσταση εισόδου της FASPA είναι ίδια και για τις δύο καταστάσεις των dc διακοπών [44]. Αν υποθεθεί πως το ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο δε διαρρέεται

καθόλου από ρεύμα, τα χαρακτηριστικά της κεραίας είναι ίδια με της SASPA δύο στοιχείων. Αν ο διακόπτης στο κέντρο ενός παρασιτικού στοιχείου μήκους $\lambda_o/2$ και μικρής ακτίνας είναι κλειστός, το στοιχείο βρίσκεται κοντά στο συντονισμό και επάγεται μεγάλη ποσότητα ρεύματος. Τότε το διάγραμμα ακτινοβολίας και η αντίσταση εισόδου επηρεάζονται σημαντικά από το παρασιτικό στοιχείο. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, το στοιχείο δε βρίσκεται κοντά στο συντονισμό και επάγεται ελάχιστη ποσότητα ρεύματος, οπότε και το στοιχείο δε μεταβάλλει την επίδοση της στοιχειοκεραίας.



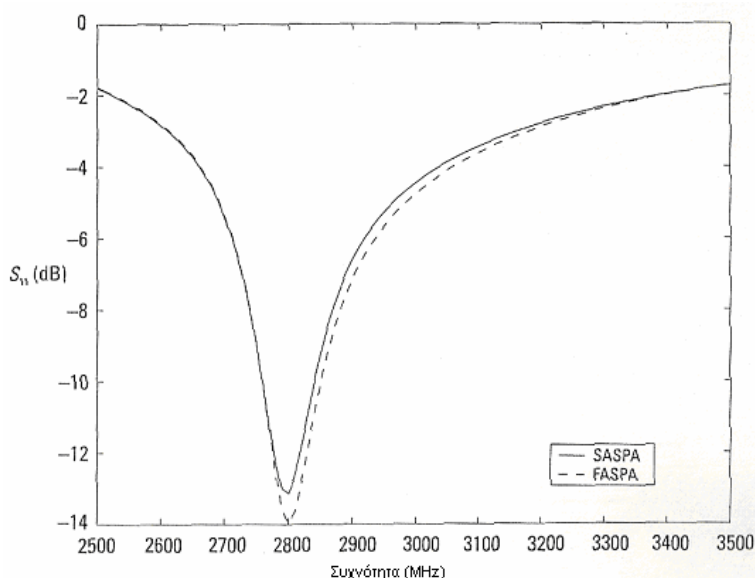
Σχήμα 2.17: Σχηματική αναπαράσταση της FASPA τριών στοιχείων [44, σελ. 57].

Στο επόμενο σχήμα συγκρίνονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας στο H επίπεδο για τη SASPA και τη FASPA. Τα δίπολα έχουν μήκος 0.05m, ακτίνα σύρματος 0.001m και η μεταξύ τους απόσταση είναι $t = 0.02m$. Το κενό στο ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο είναι 0.001m και η εφαρμοζόμενη συχνότητα 3 GHz. Το αποτέλεσμα της παρουσίας του ανοιχτοκυκλωμένου στοιχείου είναι μια αύξηση του κέρδους για τη FASPA τριών στοιχείων (0.5 dB) και ένας λόγος front-to-back 6.3 dB, συγκρινόμενος με την τιμή των 5.2 dB για την περίπτωση της SASPA δύο στοιχείων [44].



Σχήμα 2.18: Σύγκριση κανονικοποιημένων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της “___” FASPA τριών στοιχείων και της “- - -” SASPA δύο στοιχείων [44, σελ. 58].

Η επίδραση της παρουσίας του ανοιχτοκυκλωμένου παρασιτικού στοιχείου στην εμπέδηση εισόδου του τροφοδοτούμενου στοιχείου είναι αρκετά περιορισμένη. Στο σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζεται η μεταβολή του S_{11} . Ο διαχωρισμός των διπόλων είναι $t = 0.2 \lambda_o$. Υπάρχει μια μικρή ολίσθηση όσο αφορά τη συχνότητα συντονισμού και το λειτουργικό εύρος ζώνης -10 dB είναι περίπου 80 MHz για τη SASPA και περίπου 90 MHz για τη FASPA. Οι υπολογισμοί των διαγραμμάτων και του S_{11} έχουν γίνει με τη χρήση του Αριθμητικού Ηλεκτρομαγνητικού Κώδικα (NEC). Ειδική αναφορά στο NEC θα γίνει στο επόμενο κεφάλαιο.



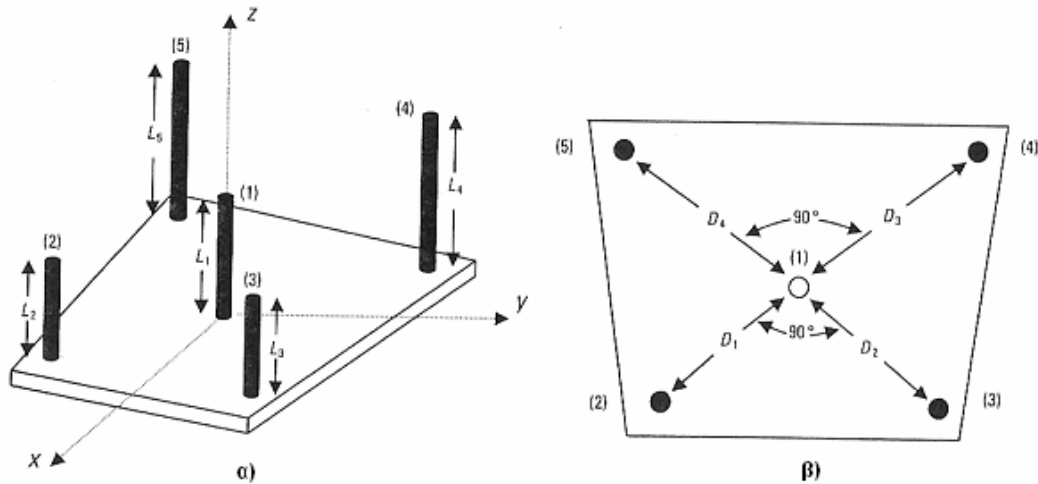
Σχήμα 2.19: Μεταβολή του S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για τη SASPA δύο στοιχείων και τη FASPA τριών στοιχείων [44, σελ. 59].

Και τα δύο παραδείγματα που αναπτύχθηκαν αφορούσαν γραμμικές στοιχειοκεραίες. Διατάξεις SASPA και FASPA μπορούν να χρησιμοποιηθούν εφαρμόζοντας ακτινική συμμετρία. Για παράδειγμα, ένα ενεργό μονόπολο περικυκλωμένο από παρασιτικά μονόπολα που μετάγονται μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να σαρώσει το αζιμούθιο κατά 360° [46, 47]. Αν διατηρείται η συμμετρία στη σχεδίαση και στην τοπολογία των διακοπών, η αντίσταση εισόδου της κεραίας είναι ανεξάρτητη των θέσεων των διακοπών και ανεξάρτητη από τη διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας.

2.2.2 Πολύπλοκες Δομές για SPAs

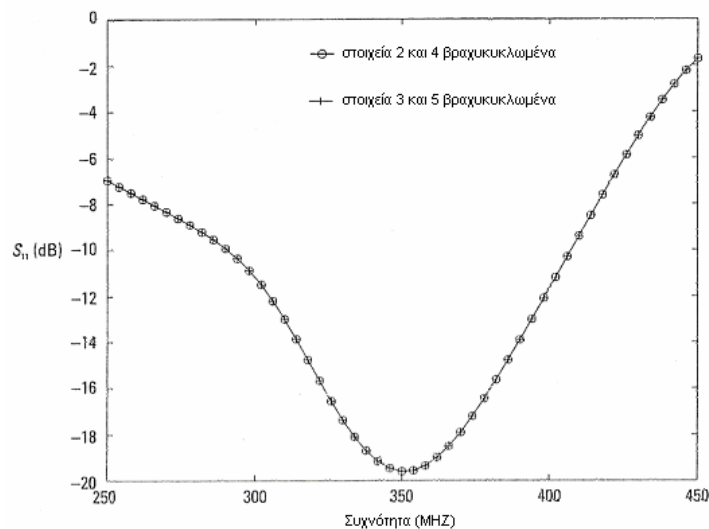
Στο [48] παρουσιάζεται μια δομή που αποτελείται από μονόπολα πάνω από έδαφος και χρησιμοποιείται για την ανίχνευση της διεύθυνσης των σημάτων που προσπίπτουν σε αυτή. Η συστοιχία παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.20. Το κεντρικό στοιχείο που είναι και το ενεργό, το στοιχείο 1, περιστοιχίζεται από τέσσερα παρασιτικά στοιχεία, τα στοιχεία 2, 3, 4 και 5. Κάθε στοιχείο συνδέεται στο επίπεδο έδαφος μέσω ημιαγωγικού διακόπτη. Τα στοιχεία 2 και 3 είναι ελαφρώς βραχύτερα από το ενεργό στοιχείο, ενώ τα στοιχεία 4 και 5 έχουν λίγο μεγαλύτερο μήκος. Η διάταξη παράγει δύο επικαλυπτόμενους λοβούς για ανίχνευση της διεύθυνσης άφιξης σήματος. Βραχυκυκλώνοντας τα στοιχεία 2 και 4 στο έδαφος και ανοιχτοκυκλώνοντας τα 3 και 5, δημιουργείται ο ένας λοβός. Σε αυτήν την περίπτωση

το στοιχείο 2 λειτουργεί ως κατευθυντήρας και το στοιχείο 4 ως ανακλαστήρας. Ομοίως, βραχυκυκλώνοντας τα στοιχεία 3 και 5 στο έδαφος και ανοιχτοκυκλώνοντας τα 2 και 4, προκύπτει ο δεύτερος λοβός με μέγιστο που απέχει 100° από το μέγιστο του πρώτου λοβού. Οι διαστάσεις είναι $L_1=201.17 \text{ mm}$, $L_2=L_3=157.48 \text{ mm}$, $L_4=L_5=223.52 \text{ mm}$, $D_1=D_2=88.9 \text{ mm}$ και $D_3=D_4=120.65 \text{ mm}$.

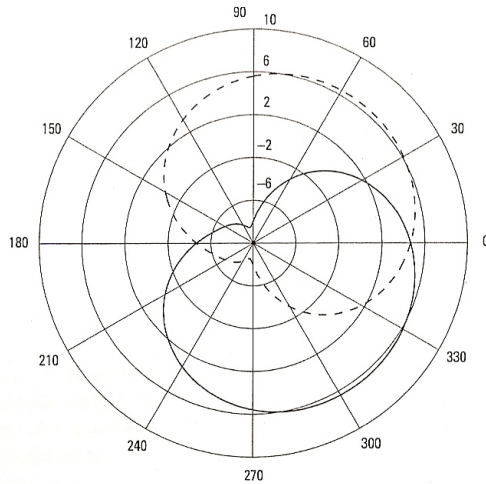


Σχήμα 2.20: Κεραιοδιάταξη του [48] για ανίχνευση κατεύθυνσης σήματος [44, σελ. 129].

Η κεραία μοντελοποιήθηκε με ένα άπειρο επίπεδο έδαφος και διάμετρο σύρματος για τα μονόπολα 6.35 mm. Η μεταβολή του S_{11} και το διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο παρουσιάζονται στα Σχήματα 2.21 και 2.22 αντίστοιχα. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας υπολογίστηκαν στην κεντρική συχνότητα 350 MHz. Η κεραία εμφανίζει ένα μέγιστο στην κατεύθυνση $\varphi_{\max} = 54^\circ$ ή $\varphi_{\max} = 304^\circ$, με μέγιστο κέρδος 6.45 dB, λόγο front-to-back 14.3 dB, εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος 134° και ένα λειτουργικό εύρος ζώνης -10 dB 116 MHz, που μεταφράζεται σε ποσοστό 33%, αν θεωρηθεί η συχνότητα των 350 MHz ως κεντρική.



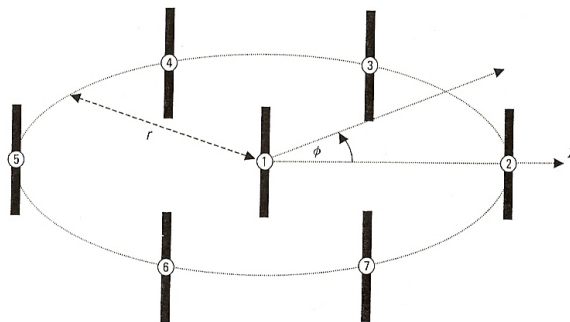
Σχήμα 2.21: Μεταβολή του S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για τη συστοιχία του [48] [44, σελ. 130].



Σχήμα 2.22: Οι δύο λοβοί της συστοιχίας του [48] για το οριζόντιο επίπεδο [44, σελ. 130].

Μία εκδοχή ηλεκτρονικά στρεφόμενης κεραίας Yagi-Uda εξετάζεται στο [49]. Η μονοπολική στοιχειοκεραία κατασκευάζεται πάνω σε επίπεδο έδαφος με το κεντρικό ενεργό στοιχείο να περιβάλλεται από δακτυλίους παρασιτικών στοιχείων. Τα μήκη των παρασιτικών στοιχείων κυμαίνονται, οπότε όταν βραχυκυκλώνονται στο έδαφος, άλλα συμπεριφέρονται σαν ανακλαστήρες και άλλα σαν κατευθυντήρες. Διαμορφώνεται τελικά ένας ανακλαστήρας παραβολικού σχήματος από έναν αριθμό βραχυκυκλωμένων στοιχείων πίσω από το ενεργό στοιχείο.

Οι τεχνικές που προβλήθηκαν ως τώρα ελέγχουν τα παρασιτικά στοιχεία μέσω της χρήσης δύο καταστάσεων διακόπτη, βραχυκύκλωμα και ανοιχτοκύκλωμα. Στα [50, 51] ερευνάται η πιθανότητα χρησιμοποίησης περισσότερων καταστάσεων μεταγωγής και αναπτύσσεται μια δομή που ελέγχεται από φανταστικά φορτία (Σχήμα 2.23). Οι γεωμετρικές διαστάσεις της κεραίας και οι τιμές των φανταστικών φορτίων που απαιτούνται για την εξαγωγή ενός αριθμού διαγραμμάτων ακτινοβολίας καθορίζονται από το αποτέλεσμα μιας αριθμητικής μεθόδου βελτιστοποίησης. Η συστοιχία αποτελείται από ένα ενεργό δίπολο (το δίπολο 1) και έξι παρασιτικά τοποθετημένα κυκλικά γύρω από το ενεργό στοιχείο. Τα στοιχεία έχουν μήκος $\lambda_o/2$, η ακτίνα του κύκλου που προσδιορίζει τη θέση των παρασιτικών στοιχείων είναι $r = 0.2387 \lambda_o$ και η ακτίνα σύρματος για κάθε στοιχείο είναι $0.001 \lambda_o$.



Σχήμα 2.23: Συστοιχία διπόλων ελεγχόμενη από φανταστικά φορτία σχεδιασμένη από τον Harrington [44, σελ. 131].

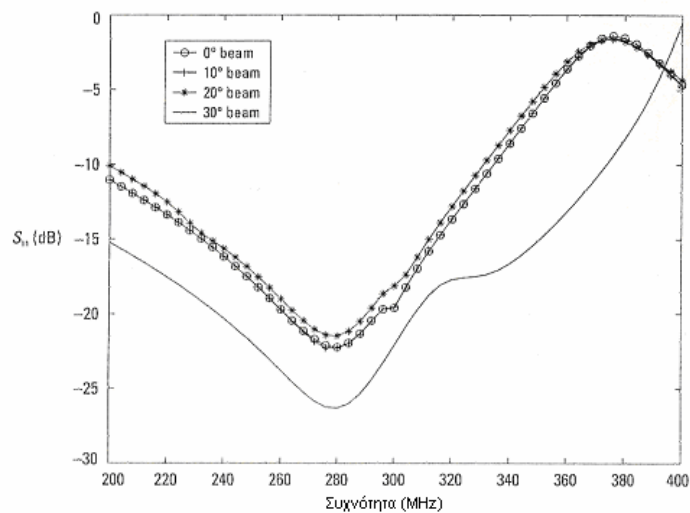
Ο Πίνακας 2.3 δίνει τις τιμές των φανταστικών φορτίων που απαιτούνται ανάλογα με την κατεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας που επιδιώκεται. Η μεταβολή του S_{11} και

τα ενδεχόμενα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο παρουσιάζονται στα Σχήματα 2.24 και 2.25 αντίστοιχα. Η κεραία σχεδιάστηκε για λειτουργία στα 300 MHz, αν και τα διαγράμματα υπολογίστηκαν στη συχνότητα των 295 MHz.

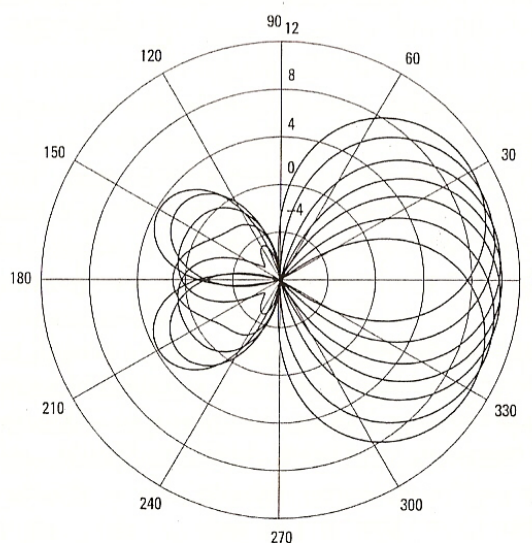
Πίνακας 2.3

Τιμές φορτίων στα παρασιτικά στοιχεία που απαιτούνται για την παραγωγή δέσμης ακτινοβολίας της κεραίας του Harrington στη δοσμένη κατεύθυνση [44, σελ.133].

Κατεύθυνση μεγίστου Φ_{max}	Τιμές Φανταστικών Φορτίων ($j \cdot \Omega$)					
	Στοιχείο 2	Στοιχείο 3	Στοιχείο 4	Στοιχείο 5	Στοιχείο 6	Στοιχείο 7
-30°	-57.4	-401.0	1.7	1.7	-398.1	-57.4
-20°	-64.7	-134.1	-4.1	9.7	180.0	-71.0
-10°	-64.3	-105.6	-1.0	11.4	34.8	-85.2
0°	-63.6	-94.6	9.0	10.8	9.0	-94.6
10°	-64.3	-85.2	34.8	11.4	-1.0	-105.6
20°	-64.7	-71.0	180.0	9.7	-4.1	-134.1
30°	-57.4	-57.4	-398.1	1.7	1.7	-401.0



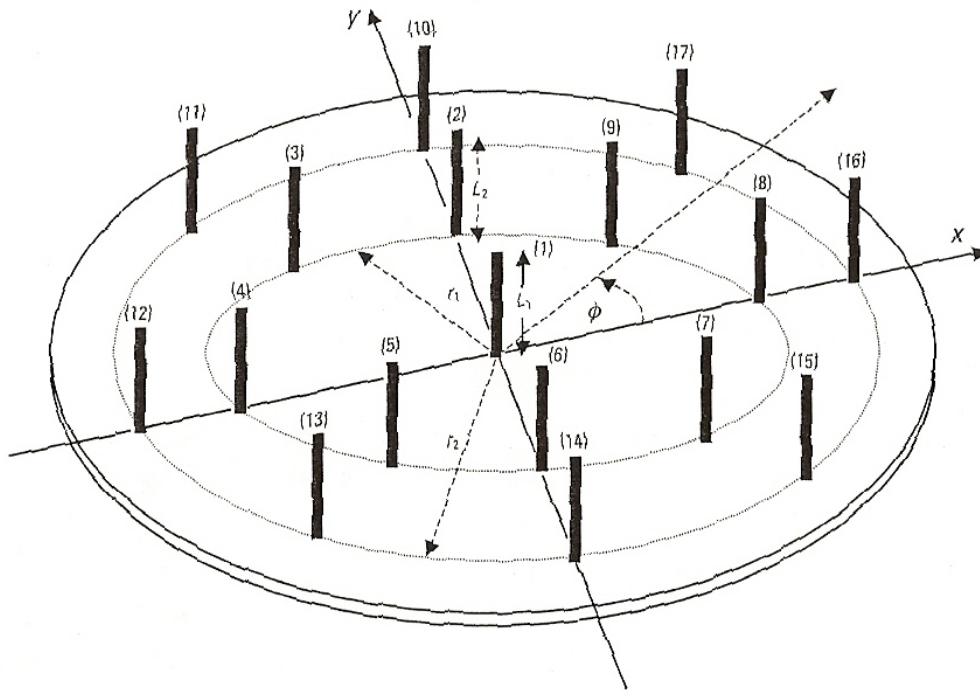
Σχήμα 2.24: Μεταβολή του S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για τη συστοιχία του Harrington για καταστάσεις των φανταστικών φορτίων παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.3 [44, σελ. 132].



Σχήμα 2.25: Διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο της κεραίας του Harrington στα 295 MHz [44, σελ. 132].

Το Σχήμα 2.25 παρουσιάζει επτά από τις πιθανές δέσμες που μπορούν να παραχθούν από τις 22 διαφορετικές τιμές των φορτίων που δίνονται στον Πίνακα 2.3. Οι επτά δέσμες σαρώνουν το αζιμούθιο κατά 60° . Λόγω συμμετρίας της διάταξης, μπορεί να σαρωθεί όλο το αζιμούθιο εναλλάσσοντας κυκλικά τις τιμές των φορτίων στην κεραία. Το κέρδος κυμαίνεται από 10.39 μέχρι 10.51 dB με λόγους front-to-back από 6.6 μέχρι 27 dB. Το εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος αυτών των λοβών είναι 60° και σχετικά με την αντίσταση εισόδου, ο S_{11} έχει τιμή κάτω των -10 dB για 130 MHz, που μεταφράζεται σε λειτουργικό εύρος ζώνης 47%. Στη σύγχρονη βιβλιογραφία η κεραία αυτή που σχεδίασε ο Harrington ονομάζεται ESPAR (Electrically Steerable Passive Array Radiator) και είναι ένα είδος έξυπνης κεραίας που μελετάται εκτεταμένα τα τελευταία χρόνια. Περισσότερος λόγος για την κεραία ESPAR θα γίνει σε επόμενο κεφάλαιο.

Στα [52, 53] παρουσιάζεται μια SPA ικανή για παραγωγή στρεφόμενης δέσμης και στο κατακόρυφο αλλά και στο οριζόντιο επίπεδο. Η απλή αυτή δομή αποτελείται από ένα ενεργό μονόπολο που περιβάλλεται από δύο ομόκεντρους δακτυλίους παρασιτικών στοιχείων. Η στοιχειοκεραία παράγει 16 δέσμες στο αζιμούθιο που απέχουν μεταξύ τους 22.5° για το επίπεδο $\theta = 90^\circ$ και 8 δέσμες στο αζιμούθιο που απέχουν 45° στο επίπεδο $\theta = 45^\circ$ (με άπειρο επίπεδο εδάφους). Συνολικά υπάρχουν 16 παρασιτικά στοιχεία, 8 σε κάθε δακτύλιο. Τα παρασιτικά στοιχεία συνδέονται στο έδαφος μέσω διόδων p-i-n. Όταν η δίοδος άγει, το παρασιτικό στοιχείο συμπεριφέρεται σαν ανακλαστήρας, αλλιώς είναι σαν να μην υπάρχει στη διάταξη. Ένα σχηματικό διάγραμμα της συστοιχίας αυτής με τα 17 στοιχεία δίδεται παρακάτω. Το σκεπτικό αυτό επεκτείνεται και σε μεγαλύτερες διατάξεις που αποφέρουν μεγαλύτερο κέρδος [53].



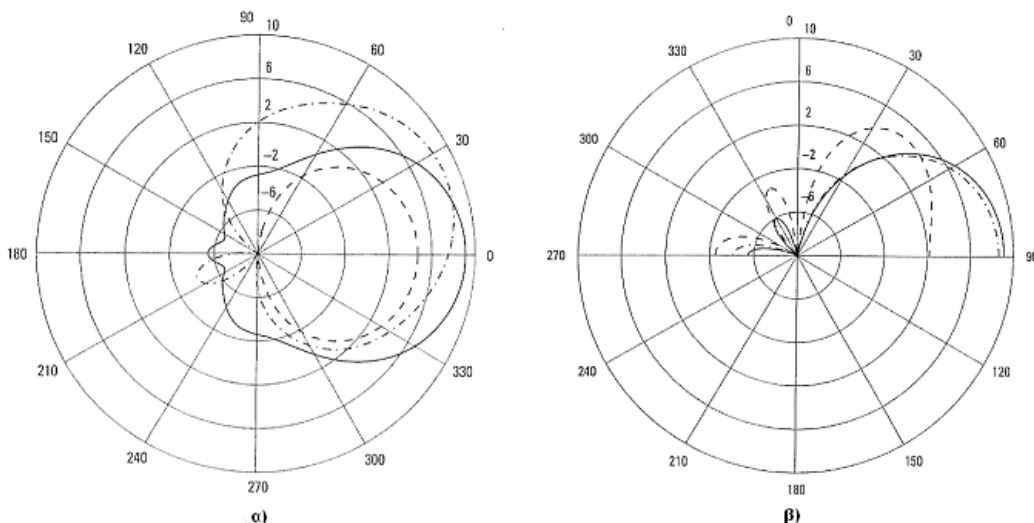
Σχήμα 2.26: SPA 17 στοιχείων που παρέχει σάρωση και σε θ και σε ϕ διευθύνσεις (κεραία του Milne [52, 53]) [44, σελ. 134].

Υπάρχουν 24 πιθανές κατευθύνσεις για τον κύριο λοβό. Ισχύει $L_1 = 0.25 \lambda_o$ και $L_2 = 0.24 \lambda_o$. Η ακτίνα του πρώτου δακτυλίου είναι $r_1 = 0.33 \lambda_o$ και του δεύτερου $r_2 = 0.5 \lambda_o$. Η προσομοίωση της κεραίας έγινε με ακτίνα σύρματος $0.005 \lambda_o$ για κάθε στοιχείο και με την παραδοχή ότι αυτή βρίσκεται πάνω από άπειρο έδαφος. Το κεντρικό στοιχείο (το στοιχείο 1) είναι το ενεργό. Όλα τα παρασιτικά στοιχεία που παρατίθενται στον Πίνακα 2.4 είναι βραχυκυκλωμένα, ενώ τα υπόλοιπα είναι ανοιχτοκυκλωμένα. Τρεις διαφορετικές κατευθύνσεις κύριου λοβού παρουσιάζονται με σκοπό την ανάλυση της επίδοσης της κεραίας.

Πίνακας 2.4
Θέσεις λοβού και κατάσταση διακοπών για τρεις κατευθύνσεις δέσμης της κεραίας 17 στοιχείων του Milne [52, 53].

	Κατεύθυνση	Βραχυκυκλωμένα Στοιχεία	Εύρος Δέσμης Ημίσειας Ισχύος	Εύρος Ζώνης
Κατεύθυνση 1	$\theta=90^\circ, \varphi=0^\circ$	4, 10, 11, 12, 13, 14	66°	196 MHz (74%)
Κατεύθυνση 2	$\theta=45^\circ, \varphi=0^\circ$	10, 11, 12, 13, 14, 15, 17	84°	188 MHz (72%)
Κατεύθυνση 3	$\theta=90^\circ, \varphi=22.5^\circ$	4, 5, 10, 11, 12, 13, 14, 15	79°	208 MHz (79%)

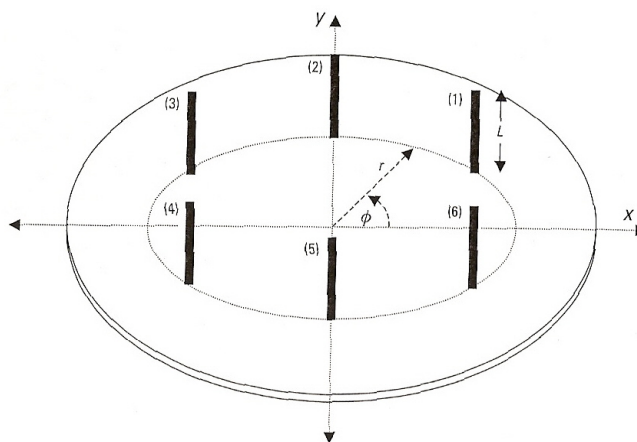
Η κεραία σχεδιάστηκε για λειτουργία στα 300 MHz. Όπως προκύπτει και από το επόμενο σχήμα, το κέρδος για την κατεύθυνση 1 είναι 9.12 dB με λόγο front-to back 14.6 dB, το κέρδος για την κατεύθυνση 2 είναι 4.67 dB και το κέρδος για την κατεύθυνση 3 είναι 8.62 dB με λόγο front-to back 12.7 dB.



Σχήμα 2.27: α) Διάγραμμα ακτινοβολίας στο H επίπεδο της κεραίας του Milne [52, 53] στα 300 MHz. “_” Κατεύθυνση 1, “_ _” Κατεύθυνση 2, “_ .” Κατεύθυνση 3. β) Διάγραμμα ακτινοβολίας στο E επίπεδο της κεραίας του Milne [52, 53] στα 300 MHz. “_” Κατεύθυνση 1, “_ _” Κατεύθυνση 2, “_ .” Κατεύθυνση 3 [44, σελ. 134].

Τα E και H διαγράμματα ακτινοβολίας για $\varphi = n45^\circ$, ($n=1,2,\dots,8$) είναι ίδια για οποιαδήποτε ανύψωση δέσμης. Τα διαγράμματα για $\varphi = 22.5^\circ + m45^\circ$, ($m=0,1,\dots,7$) είναι μεταξύ τους όμοια, αλλά διαφορετικά από αυτά στις γωνίες $n45^\circ$.

Πρόσφατη έρευνα διενεργείται και για SPAs όπου υπάρχουν περισσότερα από ένα ενεργά στοιχεία [47, 54]. Εδώ πραγματεύονται κυκλικές κεραίες με δύο ενεργά στοιχεία και τα υπόλοιπα βραχυκυκλωμένα στο έδαφος. Η δέσμη στρέφεται εναλλάσσοντας τη θέση των ενεργών και των παρασιτικών στοιχείων. Για μια διάταξη με δύο γειτονικά ενεργά στοιχεία, μια στοιχειοκεραία αποτελούμενη από n στοιχεία, μπορεί να παράγει το πολύ n διαφορετικές δέσμες. Αν όμως χρησιμοποιηθεί μια τεχνική όπου άλλοτε υπάρχει ένα ενεργό στοιχείο και άλλοτε δύο γειτονικά ενεργά, μπορούν να παραχθούν $2n$ δέσμες. Μια τέτοια περίπτωση παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα.



Σχήμα 2.28: Κυκλική κεραία των [47, 54] με ένα ή δύο ενεργά στοιχεία [44, σελ. 134].

Η κεραία αυτή υποτίθεται πως βρίσκεται πάνω από άπειρο έδαφος. Τα μονόπολα έχουν μήκος $L = 0.25 \lambda_0$, η ακτίνα της διάταξης είναι $r = 0.25 \lambda_0$ και η ακτίνα σύρματος των μονοπόλων είναι $0.0125 \lambda_0$. Ο Πίνακας 2.5 δείχνει τους δυνατούς συνδυασμούς για την παραγωγή 12 δεσμών, συμπεριλαμβανομένων αυτών με ένα και δύο ενεργά στοιχεία.

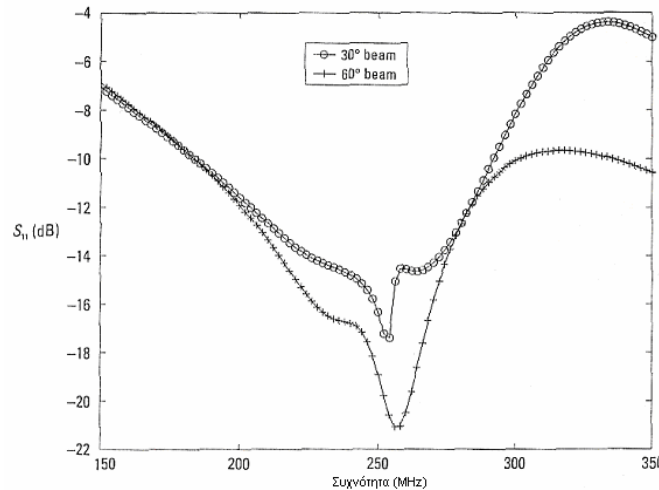
Πίνακας 2.5

Συνδυασμοί που απαιτούνται για την παραγωγή 12 δεσμών της κυκλικής κεραίας των [47, 54] με ένα ή δύο ενεργά στοιχεία.

φ_{\max}	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°	210°	240°	270°	300°	330°
Ενεργ. Στοιχ.	1,6	1	1,2	2	2,3	3	3,4	4	4,5	5	5,6	6
Βραχ. Στοιχ	2,3,4,5	2,3,4,5,6	3,4,5,6	1,3,4,5,6	1,4,5,6	1,2,4,5,6	1,2,5,6	1,2,3,5,6	1,2,3,6	1,2,3,4,6	1,2,3,4	1,2,3,4,5

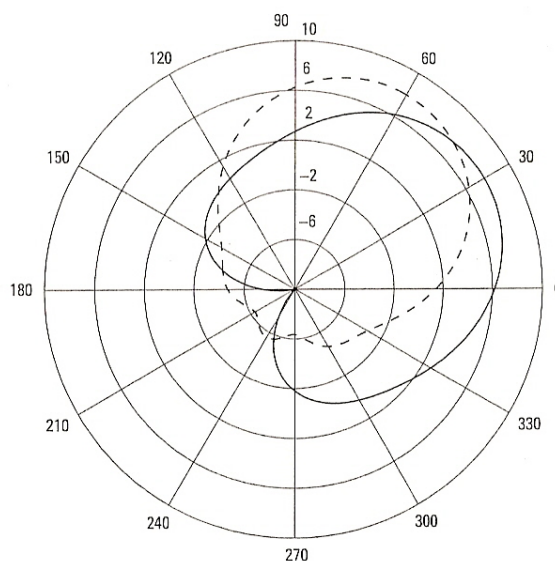
Τα Σχήματα 2.29 και 2.30 δείχνουν τη μεταβολή του S_{11} και το διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για δύο τοποθεσίες μεγίστου. Όταν μόνο ένα στοιχείο είναι ενεργό (π.χ στην περίπτωση όπου $\varphi_{\max} = 30^\circ$), το κέρδος είναι 7.71 dB

με λόγο front-to back 18.4 dB και εύρος ημίσειας ισχύος ακτινοβολίας 86° . Το εύρος ζώνης αναφορικά με την αντίσταση εισόδου αντιστοιχεί σε ποσοστό 76%. Όταν δύο στοιχεία είναι ενεργά (π.χ στην περίπτωση όπου $\varphi_{\max} = 60^\circ$), το κέρδος είναι 8 dB με λόγο front-to back 13.6 dB και εύρος ημίσειας ισχύος ακτινοβολίας 78° . Το εύρος ζώνης αναφορικά με την αντίσταση εισόδου αντιστοιχεί σε ποσοστό 78%.



Σχήμα 2.29: Μεταβολή του S_{11} της κεραίας του Σχήματος 2.28 για δύο τιμές της κατεύθυνσης μέγιστης ακτινοβολίας : $\varphi_{\max}=30^\circ$ και $\varphi_{\max}=60^\circ$ [44, σελ. 136].

Το Σχήμα 2.30 δείχνει μόνο δύο διαγράμματα ακτινοβολίας. Τα υπόλοιπα προκύπτουν όμοια με περιστροφή κατά μια κατάλληλα επιλεγμένη γωνία. Για παράδειγμα, ισχύει $\varphi_{\max} = 30^\circ$, όταν το στοιχείο 1 είναι ενεργό και τα άλλα βραχυκυκλωμένα στο έδαφος. Όμοια διαγράμματα προκύπτουν όταν $\varphi_{\max} = 90^\circ, 150^\circ, 210^\circ, 270^\circ$ και 330° . Το διάγραμμα $\varphi_{\max} = 60^\circ$ παράγεται όταν τα στοιχεία 1 και 2 είναι ενεργά και τα υπόλοιπα συνδεδεμένα με το έδαφος. Όμοια διαγράμματα προκύπτουν όταν $\varphi_{\max} = 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ και 360° .

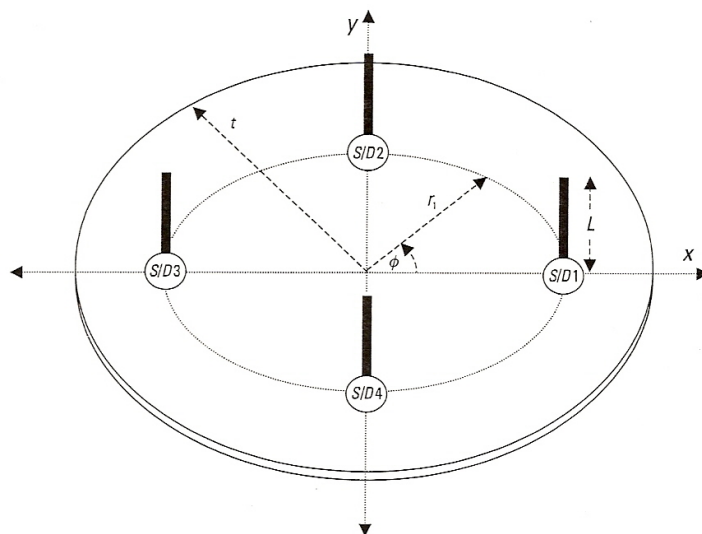


Σχήμα 2.30: Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο της κεραίας του Σχήματος 2.28 σε δύο περιπτώσεις : “—” $\varphi_{\max}=30^\circ$ και “- - -” $\varphi_{\max}=60^\circ$ [44, σελ. 137].

2.2.3 SASPA 4 στοιχείων και FASPA 5 στοιχείων

Στην παράγραφο 2.2.1 παρουσιάστηκαν οι δομές της SASPA δύο στοιχείων και FASPA τριών στοιχείων. Οι κεραιές αυτές είναι ιδανικές για εφαρμογή σε κινητά τερματικά λόγω της ιδιότητας τους να κατευθύνουν τον κύριο λοβό ακτινοβολίας μακριά από τον κινούμενο χρήστη. Οι κεραιές που θα παρουσιαστούν στη συνέχεια έχουν μελετηθεί στη βιβλιογραφία [44, 46, 55-58] και προσφέρουν ποιοτικότερη κάλυψη και καλύτερα χαρακτηριστικά όσο αφορά τη στροφή δέσμης.

Μία SASPA τεσσάρων μονοπόλων με διαστάσεις $L = 0.2367 \lambda_o$, $r_1 = 0.239 \lambda_o$ και $t = 1.025 \lambda_o$ απεικονίζεται στο Σχήμα 2.31. Η θέση τροφοδοσίας κάθε στοιχείου σημειώνεται με ένα αναγνωριστικό, S/Dn (n είναι ο αριθμός του στοιχείου) που επισημαίνει ότι κάθε στοιχείο μπορεί να είναι πηγή ή παρασιτικό υπό τον έλεγχο διόδου. Μόνο ένα στοιχείο είναι ενεργό. Η στροφή του διάγραμματος ακτινοβολίας επιτυγχάνεται μεταβάλλοντας τη θέση του ενεργού στοιχείου χρησιμοποιώντας έναν διακόπτη RF. Ο Πίνακας 2.6 παραθέτει τις δυνατές καταστάσεις μεταγωγής που απαιτούνται για την παραγωγή τεσσάρων όμοιων διαγραμμάτων που απέχουν 90° μεταξύ τους στο αζιμούθιο. Η κεραιά λειτουργεί στα 1.5 GHz και η ακτίνα σύρματος των μονοπόλων είναι $0.0059 \lambda_o$. Το Σχήμα 2.32 παρουσιάζει τη μεταβολή του S_{11} , από όπου προκύπτει πως για ποσοστό 30%, ο S_{11} είναι κάτω από τα -10 dB.

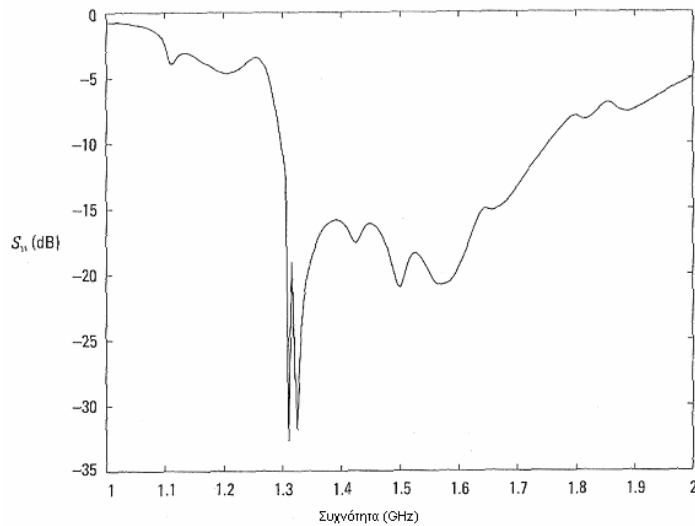


Σχήμα 2.31: SASPA τεσσάρων στοιχείων [44, σελ. 145].

Πίνακας 2.6

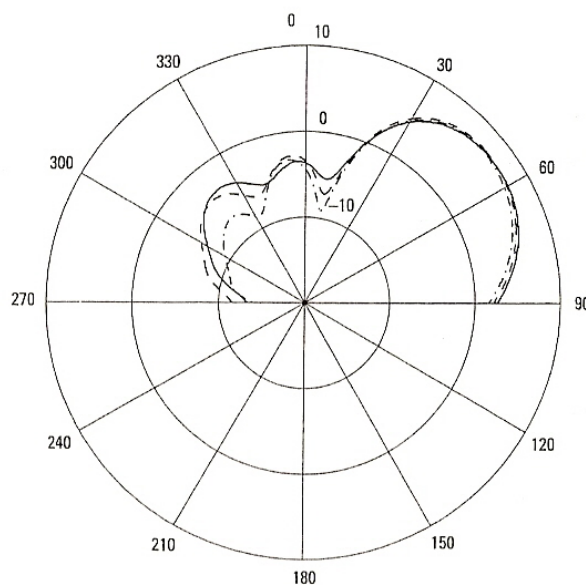
Καταστάσεις Μεταγωγής της SASPA τεσσάρων στοιχείων που απαιτούνται για τη δημιουργία τεσσάρων συμμετρικών δεσμών.

Κατεύθυνση Δέσμης	Κατάσταση RF διακόπτη				Κατάσταση Διόδου			
	S1	S2	S3	S4	D1	D2	D3	D4
Φ_{max}								
0°	κλειστός	ανοικτός	ανοικτός	ανοικτός	ανοικτή	κλειστή	κλειστή	κλειστή
90°	ανοικτός	κλειστός	ανοικτός	ανοικτός	κλειστή	ανοικτή	κλειστή	κλειστή
180°	ανοικτός	ανοικτός	κλειστός	ανοικτός	κλειστή	κλειστή	ανοικτή	κλειστή
270°	ανοικτός	ανοικτός	ανοικτός	κλειστός	κλειστή	κλειστή	κλειστή	ανοικτή

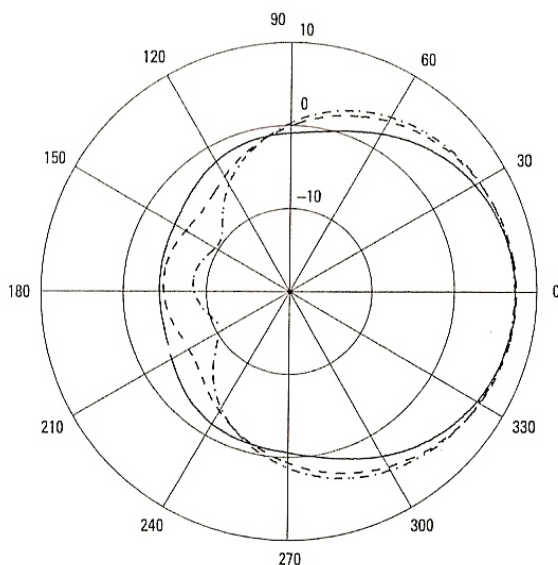


Σχήμα 2.32: Μεταβολή του S_{11} για τη SASPA τεσσάρων στοιχείων [44, σελ. 146].

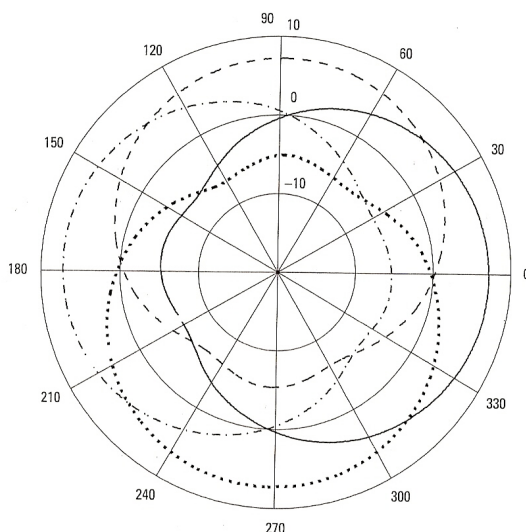
Για όλες τις συχνότητες η διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας εμφανίζεται για $\theta_{\max} = 52^\circ$ με εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος 90° στα 1.35 GHz και 120° στα 1.45 GHz σχετικά με το διάγραμμα συναρτήσεως της γωνίας φ . Ο λόγος front-to-back για $\theta_{\max} = 52^\circ$ είναι 12.6 dB στα 1.35 GHz και 15 dB στα 1.45 GHz. Το διάγραμμα ακτινοβολίας στο H επίπεδο μετρήθηκε για $\theta_{\max} = 52^\circ$. Το μετρούμενο κέρδος είναι περίπου 7.5 dB. Στο Σχήμα 2.33 παρουσιάζεται το διάγραμμα ακτινοβολίας συναρτήσεως της γωνίας ανύψωσης. Στο Σχήμα 2.34 παρουσιάζεται το διάγραμμα ακτινοβολίας συναρτήσεως της γωνίας φ υπολογισμένο στην διεύθυνση $\theta_{\max} = 52^\circ$. Τέλος, παρουσιάζονται τα διαγράμματα στο επίπεδο $\theta_{\max} = 52^\circ$ για όλες τις πιθανές καταστάσεις μεταγωγής. Από αυτό το σχήμα εξάγεται το συμπέρασμα πως είναι εφικτή μια πλήρης κάλυψη 360° στο αζιμούθιο μέσα σε ένα εύρος 2 dB από το μέγιστο κέρδος στα 1.45 GHz και 3 dB στα 1.35 GHz.



Σχήμα 2.33: Διάγραμμα ακτινοβολίας της SASPA τεσσάρων στοιχείων στο E επίπεδο για ένα συνδυασμό διακοπών : “—” 1.35 GHz, “- - -” 1.4 GHz και “- . -” 1.45 GHz [44, σελ. 147].

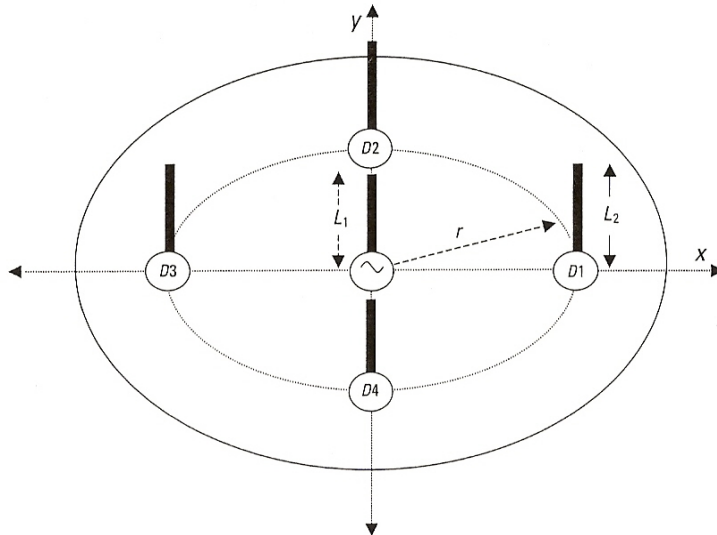


Σχήμα 2.34: Διάγραμμα ακτινοβολίας της SASPA τεσσάρων στοιχείων στο H επίπεδο και $\theta_{max}=52^\circ$ για ένα συνδυασμό διακοπών : “—” 1.35 GHz, “- - -” 1.4 GHz και “_ . _” 1.45 GHz [44, σελ. 147].



Σχήμα 2.35: Διαγράμματα ακτινοβολίας της SASPA τεσσάρων στοιχείων στο H επίπεδο και $\theta_{max}=52^\circ$ για όλες τις πιθανές καταστάσεις μεταγωγής στα 1.4 GHz [44, σελ. 149].

Μία συστοιχία FASPA 5 μονοπόλων πάνω από άπειρο έδαφος σχεδιασμένη για λειτουργία στην περιοχή συχνοτήτων 2 GHz απεικονίζεται στο ακόλουθο σχήμα. Το κεντρικό στοιχείο έχει μήκος $L_1 = 0.224 \lambda_o$ και τα παρασιτικά $L_2 = 0.2672 \lambda_o$. Η ακτίνα του δακτυλίου είναι $r = 0.25 \lambda_o$. Η ακτίνα σύρματος κάθε στοιχείου είναι $0.0059 \lambda_o$. Με κατάλληλη επιλογή του τερματισμού των παρασιτικών στοιχείων διαμορφώνεται μια κατευθυντική δέσμη, η οποία στρέφεται με εναλλαγή των τερματισμών των παρασιτικών στοιχείων γύρω από το δακτύλιο. Η θέση μεταγωγής καθενός από τα τέσσερα παρασιτικά στοιχεία σημειώνεται με ένα αναγνωριστικό, Dn (n είναι ο αριθμός του στοιχείου) που επισημαίνει ότι το στοιχείο είναι παρασιτικό υπό τον έλεγχο διόδου. Ο Πίνακας 2.7 παραθέτει τις δυνατές καταστάσεις μεταγωγής που απαιτούνται για την παραγωγή τεσσάρων όμοιων διαγραμμάτων που απέχουν 90° μεταξύ τους στο αζιμούθιο.



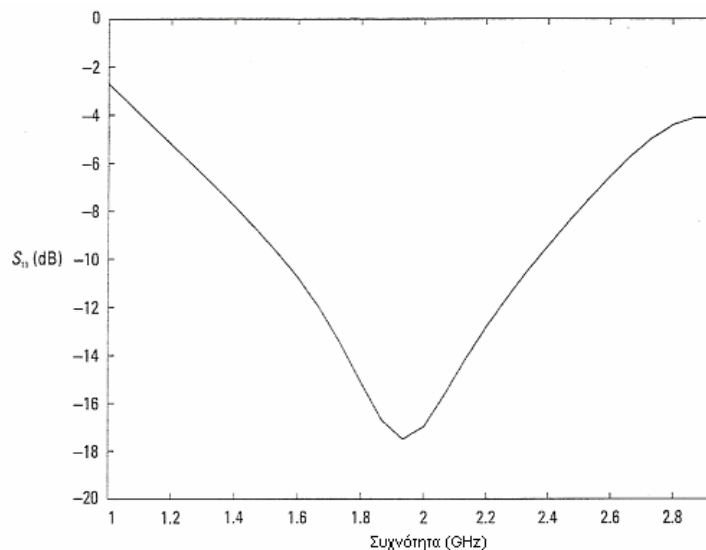
Σχήμα 2.36: FASPA πέντε στοιχείων [44, σελ. 150].

Πίνακας 2.7

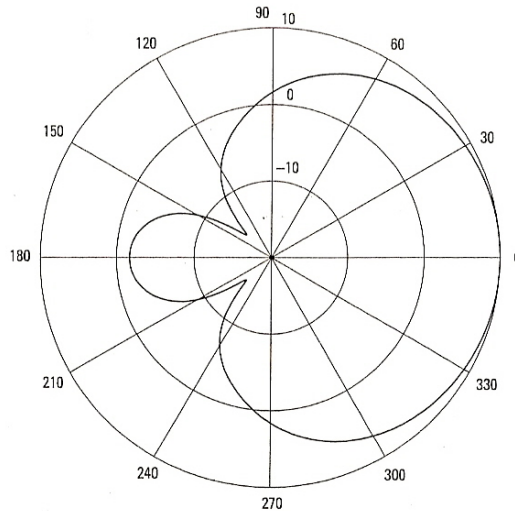
Καταστάσεις Μεταγωγής της FASPA πέντε στοιχείων που απαιτούνται για τη δημιουργία τεσσάρων συμμετρικών δεσμών.

Κατεύθυνση Δέσμης	Κατάσταση Διόδου			
	D1	D2	D3	D4
Φ_{max}				
0°	ανοικτή	κλειστή	κλειστή	κλειστή
90°	κλειστή	ανοικτή	κλειστή	κλειστή
180°	κλειστή	κλειστή	ανοικτή	κλειστή
270°	κλειστή	κλειστή	κλειστή	ανοικτή

Η μεταβολή του S_{11} συναρτήσει της συχνότητας παρουσιάζεται στο σχήμα που έπεται και το λειτουργικό εύρος ζώνης αντιστοιχεί σε ποσοστό 43%. Στο Σχήμα 2.38 αναπαρίσταται γραφικά το διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για μια συγκεκριμένη κατάσταση των διόδων. Το κέρδος είναι 10 dB, ο λόγος front-to-back 11.7 dB και το εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος 120° .



Σχήμα 2.37: Μεταβολή του S_{11} για τη FASPA πέντε στοιχείων [44, σελ. 151].



Σχήμα 2.38: Διάγραμμα ακτινοβολίας της FASPA πέντε στοιχείων στο H επίπεδο στα 1.9 GHz [44, σελ. 151].

Υπάρχουν κάποιοι κανόνες που διευκολύνουν τη σχεδίαση μιας κεραίας FASPA με ένα κεντρικό στοιχείο και ένα μονό δακτύλιο παρασιτικών στοιχείων πάνω από έδαφος. Η κεντρική συχνότητα και το λειτουργικό εύρος ζώνης καθορίζονται χρησιμοποιώντας παρασιτικά στοιχεία ελαφρώς μεγαλύτερα από $0.25\lambda_0$ και έπειτα περιορίζοντας το μήκος του κεντρικού στοιχείου κάτω από $0.25\lambda_0$. Ο λόγος front-to-back και το κέρδος ρυθμίζονται πρωτίστως από τον αριθμό των παρασιτικών στοιχείων και την ακτίνα της διάταξης. Σημαντική κατευθυντικότητα επιτυγχάνεται όταν $r < 0.5 \lambda_0$. Ο αριθμός των παρασιτικών στοιχείων που είναι ανοιχτοκυκλωμένα πρέπει να επιλεγεί έτσι ώστε η γωνία από το τροφοδοτούμενο μονόπολο να είναι μεγαλύτερη από 60° . Υψηλότερο κέρδος και έλεγχος δέσμης στο θ επίπεδο μπορούν να επιτευχθούν αν στη διάταξη προστεθούν επιπλέον δακτύλιοι παρασιτικών στοιχείων.

Περισσότερο εξειδικευμένες διατάξεις ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων για συγκεκριμένες εφαρμογές μπορούν να αναζητηθούν στα [59- 66]. Αναλυτικότερα, στο [59] παρουσιάζεται μια κυκλική SPA δύο ενεργών (και έξι συνολικών) στοιχείων. Μια SPA ενός ενεργού στοιχείου και δύο δακτυλίων παρασιτικών στοιχείων (τα στοιχεία του εσωτερικού δακτυλίου διαθέτουν κατάλληλα χωρητικά φορτία) σχεδιάζεται στο [60] με στόχο ένα ηλεκτρονικά ελεγχόμενο κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας και ικανοποιητική αντίσταση εισόδου. Στο [61] παρουσιάζονται διάφορες SPAs με ένα σταθερό ενεργό στοιχείο και εναλλασσόμενα βραχυκυκλωμένα ή ανοιχτοκυκλωμένα στοιχεία για την επίτευξη γωνιακής διαφορισιμότητας. Παρόμοια μελέτη διενεργείται και στο [62]. Μια SPA διπλής ζώνης προτείνεται στο [63], με σταθερό ενεργό, τέσσερα παρασιτικά και ένα ανοιχτό στοιχείο, όλα κατάλληλα φορτωμένα για αύξηση του εύρους ζώνης. Η στροφή του διαγράμματος επιτυγχάνεται με κυκλική εναλλαγή του ανοιχτού στοιχείου, ενώ η κεραία βελτιστοποιείται για συγκεκριμένες απαιτήσεις κέρδους και αντίστασης εισόδου. Στο [64] αναπτύσσεται μέθοδος εκτίμησης της γωνίας άφιξης σήματος βασισμένη στον αλγόριθμο MUSIC και στην κεραία ESPAR, η οποία αποτελείται από ένα ενεργό στοιχείο που περικλείεται από παθητικά στοιχεία με μεταβλητά φανταστικά φορτία. Στο [65] προτείνεται η εφαρμογή γνωστών μεθόδων εύρεσης γωνίας άφιξης σε SPAs με ένα σταθερό ενεργό και εναλλασσόμενα βραχυκυκλωμένα ή ανοιχτοκυκλωμένα στοιχεία, ενώ οι ίδιες κεραίες

χρησιμοποιούνται και στο [66], όπου μετράται η χωρητικότητα και ο ρυθμός λαθών συστήματος MIMO.

Στην παρούσα διατριβή μελετώνται διάφορες κυκλικές διατάξεις από ευφείς κεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων που προορίζονται για εφαρμογές λήψης σήματος ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης. Δίνεται έμφαση σε δομές που περιλαμβάνουν δύο ενεργά (γειτονικά) περιφερειακά στοιχεία με τα υπόλοιπα βραχυκυκλωμένα, σε δομές που αποτελούνται από ένα κεντρικό σταθερό ενεργό στοιχείο που περιστοιχίζεται από ανοιχτοκυκλωμένα ή βραχυκυκλωμένα στοιχεία και στην κεραία ESPAR, όπου ένα σταθερό ενεργό στοιχείο περιστοιχίζεται από έναν δακτύλιο παθητικών στοιχείων φορτωμένων με μεταβλητά φανταστικά φορτία. Η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των προτεινόμενων στοιχειοκεραιών γίνεται με τη Μέθοδο των Ροπών, η οποία επεξηγείται στο επόμενο κεφάλαιο, ενώ δίνεται βάρος στη βέλτιστη σχεδίαση των προτεινόμενων κεραιοδιατάξεων με την αρωγή της τεχνικής των Γενετικών Αλγορίθμων (βλ. επίσης Κεφάλαιο 3), όπου στόχος της σχεδίασης, όπως διαφαίνεται από ορισμένες πρωτότυπες και εύχρηστες αντικειμενικές συναρτήσεις, είναι η σύνθεση διαγραμμάτων ακτινοβολίας με επιθυμητές ιδιότητες και η προσαρμογή των ενεργών στοιχείων σε διαστήματα συχνοτήτων που αφορούν το DVB-T σύστημα.

2.3 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications*, Prentice Hall, New Jersey, 1999.
- [2] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press.
- [3] A. Jacobsen, "Smart antennas for dummies," *R&D Report*, April 2001.
- [4] M. Chryssomallis, "Smart antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 3, pp. 129-136, June 2000.
- [5] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, and A. S. Spanias, "Smart-antenna systems for mobile communication networks Part 1: overview and antenna design," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 44, No. 3, pp. 145-154, June 2002
- [6] A. E. Zooghyby, *Smart Antenna Engineering*, Artech House, 2005.
- [7] Shelton, J., K Kelleher, "Multiple Beams from Linear Arrays," *IRE Transcriptions on Antennas and Propogation*, Vol. 9, Issue 12, 1961, pp. 154–161.
- [8] Foster, H. E., R. E. Hiatt, "Buttler Network Extension to any number of antenna ports," *IEEE Transaction Antennas and Propogation*, Vol. 18, Issue 6, pp. 818–820.
- [9] M. A. Halim, *Adaptive Array Measurements in Communications*, Artech House, 2001.
- [10] Dong, L., M. A. Ingram, "Beam Selection Algorithm based on PTR metric and its Synchronization Performance," *Radio and Wireless Conference*, pp. 115–118, August 2003.
- [11] Matumoto T., S. Nishioka, D. J. Hodder, "Beam Selection Performance Analysis of a Switched Multi-beam Antenna System in Mobile Communications Environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 46, Issue 1, pp. 10–20, 1997.
- [12] F. Gross, *Smart Antennas for Wireless Communications*, McGraw-Hill, New York, 2005.
- [13] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications, Part II: beam-forming and direction-of-arrival considerations," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 85, No. 8, pp. 1195-1245, August 1997.
- [14] H. Van Trees, *Optimum Array Processing, Part IV of Dtection, Estimation and Modulation Theory*, Wiley Interscience, New York, 2002.
- [15] L. C. Godara, *Smart Antennas*, CRC Press, Boca Ratton, FL, 2004.
- [16] S. K. A. Rahim and P. Gardner, "Dual Butler Matrix Active Antenna System", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, No. 12, pp. 3004-3007, December 2007.
- [17] S .Z. Ibrahim, M. K. A. Rahim, T. Masri, M. N. A. Karim and M. Z. A. AbdulAziz, "Multibeam Antenna Array with Butler Matrix for WLAN Applications", *Proceedings of the Second European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
- [18] T. N. Kaifas and J. N. Sahalos, "A 4x4 Butler Matrix Optimized for UMTS Applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, No. 3, pp. 585-588, March 2007.
- [19] A. Coraiola and B. Sturani, "Using a Pair of Phased Antennas to Improve UHF Reception|Transmission in Tunnels", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 5, pp. 40-47, October 2000.
- [20] M. H. Bataineh and J. I. Ababneh, "Synthesis of Aperiodic Linear Phased Antenna Arrays Using Particle Swarm Optimization", *Electromagnetics*, Vol. 26, Issue 7, pp. 531-541, October 2006.
- [21] Y. Chen, S. Yang and Z. Nie, "Synthesis of Uniform Amplitude Thinned Linear Phased Arrays Using the Differential Evolution Algorithm", *Electromagnetics*, Vol. 27, Issue 5, pp. 287-297, June 2007.
- [22] H. J. Im, S. Choi, B. Choi, H. Kim and J. Choi1, "A Survey of Essential Problems in the Design of Smart Antenna System", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 33, No. 1, pp. 31-34, April 2002.
- [23] V. Kalinichev, "Analysis of Beam-Steering and Directive Characteristics of Adaptive Antenna Arrays for Mobile Communications", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 43, No. 3, pp. 145-152, June 2001.

- [24] M. Mouhamadou, P. Vaudon and M. Rammal, "Smart Antenna Array Patterns Synthesis: Null Steering and Multi-User Beamforming by Phase Control", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 60, pp. 95-106, 2006.
- [25] R. Azaro, L. Ioriatti, M. Martinelli, M. Benedetti and A. Massa, "An Experimental Realization of a Fully Adaptive Smart Antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 50, No. 6, pp. 1715-1716, June 2008.
- [26] H. C. Hsu, "Optimizing Beam Pattern of Adaptive Linear Phase array Antenna Using Local Genetic Algorithm", *Proceedings of the Antennas and Propagation Society International Symposium (2005)*, pp. 315-318, 2005.
- [27] Y. J. Gu, Z. G. Shi, K. S. Chen and Y. Li, "Robust Adaptive Beamforming for Steering Vector Uncertainties based on Equivalent Doas Method", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 79, pp. 277-290, 2008.
- [28] D.I. Abu-Al-Nadi, T.H. Ismail and M.J. Mismar, "Interference Suppression by Element Position Control of Phased Arrays using LM Algorithm", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 60, Issue 2, pp. 151-158, February 2006.
- [29] A. Akdagli and K. Guney, "Shaped-Beam Pattern Synthesis of Equally and Unequally Spaced Linear Antenna Arrays Using a Modified Tabu Search Algorithm", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 36, No. 1, pp. 16-20, January 2003.
- [30] P. Monogioudis, K. Conner, D. Das, Sr. Gollamudi, J. A. C. Lee, A. L. Moustakas, S. Nagaraj, A. M. Rao, R. A. Soni and Y. Yuan, "Intelligent Antenna Solutions for UMTS: Algorithms and Simulation Results", *IEEE Communications Magazine*, pp. 28-39, October 2004.
- [31] P. Ngamjanyaporn, M. Krairiksh and M. Bialkowski, "Combating Interference in an Indoor Wireless-Communication System Using a Phased-Array Antenna with Switched-Beam Elements", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 45, No. 5, pp. 411-415, June 2005.
- [32] J. A. Hejres, A. Peng, Member and Jamal Hijres, "Fast Method for Sidelobe Nulling in a Partially Adaptive Linear Array Using the Elements Positions", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 6, pp. 332-335, 2007.
- [33] S. K. Sanyal, Q. M. Alfred and T. Chakravarty, "A Novel Beam-Switching Algorithm For Programmable Phased Array Antenna", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 60, pp. 187-196, 2006.
- [34] T. Su and H. Ling, "Array Beamforming in the Presence of a Mounting Tower Using Genetic Algorithms", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 6, pp. 2011-2019, June 2005.
- [35] P. Ioannides and C. A. Balanis, "Uniform Circular Arrays for Smart Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 47, No. 4, pp. 192-206, August 2005.
- [36] P. Ioannides and C. A. Balanis, "Uniform Circular and Rectangular Arrays for Adaptive Beamforming Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 4, pp. 351-354, 2005.
- [37] K. R. Mahmoud, M. El-Adawy, S. M. M. Ibrahim, R. Bansal, K. R. Mahmoud and S. H. Zainud-Deen, "A Comparison Between Circular and Hexagonal Array Geometries For Smart Antenna Systems Using Particle Swarm Optimization Algorithm", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 72, pp. 75-90, 2007.
- [38] S. Wu and J. Zhang, "Research of Array Geometry for Smart Antenna", *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation (ISAPE 2003)*, pp. 294-298, 2003.
- [39] F. Gozasht, G. R. Dadashzadeh and S. Nikmehr, "A Comprehensive Performance Study of Circular and Hexagonal Array Geometries in the LMS Algorithm for Smart Antenna Applications", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 68, pp. 281-296, 2007.
- [40] S. Savov, V. Vasileva and M. Doneva, "Novel Smart Antenna based on Half-Wavelength Dipoles", *Proceedings of the Second European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
- [41] M. E. Bialkowski and M. Uthansakul, "A Wideband Array Antenna with Beam-Steering Capability Using Real Valued Weights", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48, No. 2, pp. 287-291, February 2006.

- [42] S. S. Jeon, Y. Wang, Y. Qian and T. Itoh, Fellow, "A Novel Smart Antenna System Implementation for Broad-Band Wireless Communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No. 5, pp. 600-606, May 2002.
- [43] V. V. Mani and R. Bose, "Smart Antenna Design for Beamforming of UWB Signals in Gaussian Noise", *Proceedings of the International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA 2008)*, pp. 311-316, 2008.
- [44] D. V. Thiel and S. Smith, *Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications*, Artech House, Boston, USA, 2002.
- [45] D. V. Thiel, S. G. O'Keefe, and J. W. Lu, "Electronic beam steering in wire and patch antenna systems using switched parasitic elements," *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, Baltimore, MD, Vol. 1, pp. 534-537, 1996.
- [46] S. L. Preston and D. V. Thiel, "A Multibeam Antenna Using Switched Parasitic and Switched Active Elements for Space-Division-Multiple Access Applications," *IEICE Trans. Electronics*, Vol. E82-C, pp. 1202-1210, July 1999.
- [47] A. Sibille, C. Roblin, and G. Poncelet, "Circular switched monopole arrays for beam steering wireless communications," *Electronics Letters*, Vol. 33, No. 7, pp. 551-552, March 1997.
- [48] S. H. Black and R. B. Formeister, Direction Finder System, U.S. Patent No. 3725938, April 3, 1973.
- [49] M. Gueguen, Electronically Step-by-Step Rotated Directive Radiation Beam Antenna, U.S. Patent No. 3846799, November 5, 1974.
- [50] R. F. Harrington, "Reactively Controlled Antenna Arrays," *IEEE APS International Symposium Digest*, Amherst, MA, pp. 62-65, 1976.
- [51] R. F. Harrington, "Reactively Controlled Directive Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 26, No. 3, pp. 390-395, May 1978.
- [52] R. Milne, "A Small Adaptive Array Antenna for Mobile Communications," *IEEE APS International Symposium Digest*, pp. 797-800, 1985.
- [53] R. Milne, Adaptive Array Antenna, U.S. Patent No. 4700197, October 13, 1987.
- [54] A. Sibille, C. Roblin, and G. Poncelet, "Beam Steering Circular Arrays for WLANs at 5 and 17 GHz," *NICE-International Symposium Antennas*, pp. 354-357, 1998.
- [55] S. L. Preston and D. V. Thiel, "Direction finding using a switched parasitic antenna array," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society URSI Radio Science Meeting*, Montreal, Canada, Vol. 2, pp. 1024-1027, July 1997.
- [56] S. L. Preston, D. V. Thiel, T. A. Smith, S. G. O'Keefe, and J. W. Lu, "Basestation tracking in mobile communications using a switched parasitic antenna array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 6, pp. 841-844, June 1998.
- [57] S. L. Preston, J. W. Lu and D. V. Thiel, "Systematic Approach to the Design of Directional Antennas Using Genetic Algorithm Optimisation Techniques," *Asia Pasific Microwave Conference Proceedings*, pp.531-534, Yokohama, Japan, 1998.
- [58] S. L. Preston and D. V. Thiel, "Size Reduction of Switched Parasitic Directional Antennas Using Genetic Algorithm Optimisation Techniques," *Asia Pasific Microwave Conference Proceedings*, pp.1401-1404, Yokohama, Japan, 1998.
- [59] A. Chelouah, A. Sibille, P. Rosson and J. P. Couvy, "Angular diversity based on beam switching of circular arrays for HIPERLAN terminals," *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 5, pp. 387-388, March 2000.
- [60] H. Scott and V. F. Fusco, "360° electronically controlled beam scan array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 1, pp. 333-335, January 2004.
- [61] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 2, pp. 399-405, February 1999.
- [62] N. L. Scott, M. O. Leonard-Taylor and R. G. Vaughan, "Diversity gain from a single-port adaptive antenna using switched parasitic elements illustrated with a wire and monopole prototype," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 6, pp. 1066-1070, June 1999.

- [63] R. Schlub, D. V. Thiel, J. W. Lu and S. G. O' Keefe, "Dual-band six-element switched parasitic array for smart antenna cellular communications systems," *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 16, pp. 1342-1343, August 2000.
- [64] C. Plapous, J. Cheng, E. Taillefer, A. Hirata and T. Ohira, "Reactance domain MUSIC algorithm for electronically steerable parasitic array radiator," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 12, pp. 3257-3264, December 2004.
- [65] T. Svantesson and M. Wennstrom, "High-resolution direction finding using a switched parasitic antenna," *Proceedings of the 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing 2001*, Singapore, pp. 508-511, August 2001.
- [66] M. Wennstrom and T. Svantesson, "An antenna solution for MIMO channels: the switched parasitic antenna," *Proceedings of the 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) 2001*, San Diego, USA, Vol. 1, pp. 159-163, September 2001.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΟΙ ΓΕΝΕΤΙΚΟΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΣΤΟΝ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΣΜΟ, Η ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΡΟΠΩΝ ΚΑΙ Ο ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΟΣ ΚΩΔΙΚΑΣ

Η σχεδίαση των προτεινόμενων ευφών στοιχειοκεραιών αυτής της διατριβής πραγματοποιείται με τη βοήθεια της στοχαστικής τεχνικής αναζήτησης και βελτιστοποίησης των Γενετικών Αλγορίθμων (Genetic Algorithms, GAs), η οποία ενδείκνυται στην επίλυση σύνθετων πολυπαραμετρικών προβλημάτων. Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται μια συνοπτική παρουσίαση των ιδιοτήτων και των πλεονεκτημάτων της μεθόδου αυτής, προσδίδοντας φυσικά περισσότερη έμφαση σε εφαρμογές της μεθόδου αυτής σε προβλήματα ηλεκτρομαγνητικής φύσεως, και ιδιαίτερα στη σύνθεση και σχεδίαση κεραιών.

Για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των προτεινόμενων ευφών στοιχειοκεραιών που θα παρουσιαστούν στα επόμενα κεφάλαια της διατριβής επιλέχθηκε η Μέθοδος των Ροπών, (Method of Moments, Mom). Πιο συγκεκριμένα, η σύνθεση και η ανάλυση των κεραιών γίνεται με τη βοήθεια του λογισμικού πακέτου προσομοίωσης SuperNec v.2.4 (SNEC). Θεμέλιος λίθος αυτού του προγράμματος είναι ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας (Numerical Electromagnetics Code, NEC), ο οποίος χρησιμοποιεί τη Μέθοδο των Ροπών για την επίλυση ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων. Έτσι κρίνεται σκόπιμο να ακολουθήσει σε αυτό το κεφάλαιο και μια επισκόπηση της μεθόδου των Ροπών και του προγράμματος SNEC.

3.1 ΟΙ ΓΕΝΕΤΙΚΟΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ

Οι Γενετικοί Αλγόριθμοι (Genetic Algorithms, GAs) είναι μέθοδοι αναζήτησης της βέλτιστης λύσης που βασίζονται στις αρχές της φυσικής επιλογής και εξέλιξης. Αναπτύχθηκαν από τον J. Holland [1], αρχικά για τη μελέτη του φαινομένου της φυσικής προσαρμογής και στην συνέχεια για την επίλυση προβλημάτων βελτιστοποίησης, χωρίς όμως απαραίτητα τη χρήση παραγώγων της συνάρτησης κόστους ή συμπεριφοράς. Η ουσία των γενετικών αλγορίθμων βρίσκεται στον ανταγωνισμό μεταξύ των ατόμων του πληθυσμού και όχι στην συνεργασία αυτών. Ουσιαστικά μιμούνται την διαδικασία της φυσικής επιλογής, σύμφωνα με την οποία επιβιώνει τελικά ο ισχυρότερος (καταλληλότερος). Τα άτομα τα οποία έχουν επιδείξει καλύτερη ικανότητα προσαρμογής στο περιβάλλον έχουν μεγαλύτερη πιθανότητα να επιζήσουν για μεγαλύτερο χρονικό διάστημα και να ζευγαρώσουν αποδίδοντας περισσότερους και πιο εύρωστους απογόνους. Η διαδικασία της φυσικής εξέλιξης έχει ως αποτέλεσμα την επικράτηση ατόμων με χαρακτηριστικά τα οποία τους επιτρέπουν την βέλτιστη προσαρμογή και τελικά την επιβίωση. Το γεγονός αυτό καθιστά τους γενετικούς αλγόριθμους αποτελεσματικούς στην επίλυση σύνθετων, συνδυαστικών και αλληλοεξαρτώμενων προβλημάτων βελτιστοποίησης.

Στην Βιολογία, η γενετική ταυτότητα του ατόμου εμπεριέχεται στις αλυσίδες DNA, τα λεγόμενα χρωμοσώματα. Αντίστοιχα στους GAs το σύνολο των παραμέτρων κάθε λύσης κωδικοποιείται σε αλληλουχίες αριθμών ή γενικότερα

χαρακτήρων που επίσης καλούνται χρωμοσώματα. Το κάθε χρωμόσωμα αποτελεί και ένα άτομο του συνολικού πληθυσμού. Το χρωμόσωμα απαρτίζεται από τα γονίδια (genes) τα οποία είναι λειτουργικά τμήματα της αλυσίδας DNA και περιγράφουν αυτοτελώς ένα γνώρισμα. Οι δυνατές τιμές κάθε γνωρίσματος ονομάζονται αλληλόμορφες τιμές (alleles). Κάθε γονίδιο είναι τοποθετημένο σε συγκεκριμένη θέση στο χρωμόσωμα. Έτσι και στους γενετικούς αλγόριθμους μία ακολουθία γονιδίων αποτελεί ένα χρωμόσωμα. Ένα συγκεκριμένο χρωμόσωμα (μοναδικό) μπορεί να αποκωδικοποιηθεί σ' ένα σύνολο παραμέτρων που αναπαριστούν μία πιθανή λύση του προβλήματος. Τα χρωμοσώματα μπορούν να κωδικοποιηθούν σαν σειρές πραγματικών αριθμών, δυαδικών αριθμών, συμβόλων του αλφάβητου ή και σαν συνδυασμοί των παραπάνω.

Οι βασικές αρχές των γενετικών αλγορίθμων και εφαρμογές τους σε συστήματα υπολογιστών παρουσιάστηκαν από τους Holland [1] και De Jong [2] το 1975 και περιγράφηκαν διεξοδικά από τον Goldberg [3]. Ο γενετικός αλγόριθμος εκκινεί διαμορφώνοντας, συνήθως με τυχαίο τρόπο, έναν αρχικό πληθυσμό χρωμοσωμάτων. Η επίδοση κάθε ατόμου εκτιμάται μέσω της αντικειμενικής συνάρτησης (objective function) ή της συνάρτησης καταλληλότητας (fitness function), η οποία καθορίζει το στόχο στο εκάστοτε πρόβλημα βελτιστοποίησης. Μια υψηλή τιμή στην αντικειμενική συνάρτηση συνεπάγεται ένα καλό χρωμόσωμα. Αφού έχουν δημιουργηθεί τα αρχικά χρωμοσώματα, μια στοχαστική στρατηγική επιλογής (selection strategy) καθορίζει ποια χρωμοσώματα θα λάβουν μέρος στη διαδικασία της εξέλιξης. Πιο συγκεκριμένα, τα άτομα αυτά υποβάλλονται σε μετασχηματισμούς μέσω στοχαστικών, γενετικών τελεστών για να δημιουργήσουν απογόνους, σύμφωνα με τη λογική της επικράτησης του ισχυρότερου. Τα χρωμοσώματα αυτά ζευγαρώνουν μεταξύ τους (σύμφωνα με τεχνικές που θα εξηγηθούν αναλυτικά παρακάτω) με σκοπό τη γέννηση απογόνου (offspring) στον οποίο υπάρχει γενετικό υλικό και από τους δύο γονείς – χρωμοσώματα. Οι δύο τύποι γενετικών τελεστών είναι η διασταύρωση (crossover), κατά την οποία κατασκευάζονται νέα άτομα συνδυάζοντας γενετικό υλικό από προϋπάρχοντα άτομα και η μετάλλαξη (mutation), δηλαδή η τροποποίηση γενετικού υλικού για τη σύνθεση νέων ατόμων. Το νέο σετ χρωμοσωμάτων που παράγεται από αυτή τη διαδικασία ζευγαρώματος σχηματίζει την επόμενη γενιά (generation) χρωμοσωμάτων, αν και δεν αποκλείεται να σωθούν χρωμοσώματα από την προηγούμενη γενιά και να εισαχθούν στην επόμενη. Έπειτα υπολογίζεται η επίδοση των ατόμων του νέου πληθυσμού. Σε κάθε γενιά διατηρείται σταθερό το πλήθος των χρωμοσωμάτων. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται για αρκετές γενιές, έως ότου ικανοποιηθεί κάποιο κριτήριο τερματισμού [3-8].

Ένας γενετικός αλγόριθμος έχει σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των παραδοσιακών τεχνικών βελτιστοποίησης, όπως:

- η ευκολία εφαρμογής του σε οποιοδήποτε πρόβλημα
- η καθολική έρευνα που διεξάγει στο χώρο λύσεων
- η μη απαίτηση a priori γνώσης του προβλήματος βελτιστοποίησης
- η μη εξάρτηση του από τις αρχικές συνθήκες αναζήτησης
- βελτιστοποιεί με συνεχείς ή διακριτές παραμέτρους
- δεν απαιτεί πληροφορία για παράγωγο της συνάρτησης κόστους
- ταυτόχρονα κάνει αναζήτηση σε μεγάλο εύρος από το χώρο λύσεων
- δουλεύει καλά με μεγάλο αριθμό μεταβλητών
- μπορεί να τρέξει παράλληλα σε πολλούς υπολογιστές
- βελτιστοποιεί μεταβλητές με αρκετά περίπλοκες επιφάνειες κόστους
- παρέχει μια λίστα βέλτιστων παραμέτρων, όχι απλά μια μεμονωμένη λύση

- μπορεί να κωδικοποιεί τις παραμέτρους και η βελτιστοποίηση να γίνεται με κωδικοποιημένες παραμέτρους
- δουλεύει με αριθμητικά δεδομένα, με πειραματικά δεδομένα ή αναλυτικές συναρτήσεις [8].

Για αυτούς τους λόγους οι γενετικοί αλγόριθμοι έχουν καταστεί ένα εξαιρετικά δημοφιλές εργαλείο βελτιστοποίησης. Υπολογιστικές μοντελοποιήσεις τους έχουν εφαρμοστεί σε διάφορα προβλήματα σε ένα ευρύ φάσμα επιστημών, όπως για παράδειγμα στην αεροναυπηγική, στην επιχειρησιακή έρευνα, στις κοινωνικές επιστήμες και στην κβαντική φυσική [2, 9-11]. Στον ηλεκτρομαγνητισμό έχουν εφαρμοστεί στην σχεδίαση και την βελτιστοποίηση των γεωμετρικών χαρακτηριστικών κεραιών και στοιχειοκεραιών [12-45], σε προβλήματα ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας [46-47], σε προβλήματα πολυκριτηριακής βελτιστοποίησης (multiobjective optimization) κεραιοδιατάξεων [48-51], αλλά και σε προβλήματα βελτιστοποίησης χρησιμοποιώντας υπολογιστικές μεθόδους [52-60]. Στην συνέχεια θα αναλυθούν οι κυριότερες ιδιότητες των GAs, οι μηχανισμοί υλοποίησης τους και οι παράμετροι που πρέπει να ρυθμιστούν για την επίτευξη της επιθυμητής λύσης [8, 52].

3.1.1 Κωδικοποίηση παραμέτρων βελτιστοποίησης του γενετικού αλγόριθμου

Κάθε παράμετρος του προβλήματος βελτιστοποίησης στο οποίο εφαρμόζεται ένας γενετικός αλγόριθμος κωδικοποιείται και λαμβάνει τη μορφή γονιδίου εντός του χρωμοσώματος και έτσι δύναται ο GA να εξελίσσεται με τρόπο που δεν εξαρτάται άμεσα από το χώρο λύσεων. Παράλληλα, θα πρέπει να τονισθεί ότι η εκτίμηση της καταλληλότητας των λύσεων συνεπάγεται την αποκωδικοποίηση των χρωμοσωμάτων και τον υπολογισμό της αντικειμενικής συνάρτησης με τις αποκωδικοποιημένες παραμέτρους. Κάθε γονίδιο μπορεί να αποτελείται από μια αλληλουχία συμβόλων ενός συγκεκριμένου αλφαβήτου. Το αλφάβητο μπορεί να περιέχει δυαδικά ψηφία, ακέραιους αριθμούς, αριθμούς κινητής υποδιαστολής ή σύμβολα (A, B, C, D). Ανάλογα με την περίπτωση, για κάποιες παραμέτρους μπορεί να χρησιμοποιούνται διαφορετικά σχήματα κωδικοποίησης, διαμορφώνοντας ως εκ τούτου χρωμοσώματα με μεικτές αναπαραστάσεις. Ο τρόπος αναπαράστασης επηρεάζει εν γένει την ταχύτητα σύγκλισης του αλγορίθμου και καθορίζει το είδος των γενετικών τελεστών που δύναται να εφαρμοστούν.

Για την επίτευξη ικανοποιητικών αποτελεσμάτων, έχει αποδειχθεί ότι η κωδικοποίηση πρέπει να έχει κάποιας μορφής αντιστοιχία με το πρόβλημα προς επίλυση [3, 8]. Επίσης θα πρέπει γενικά να χρησιμοποιείται το μικρότερο δυνατό αλφάβητο που επιτρέπει η φυσική έκφραση του προβλήματος [3]. Συνήθως επιλέγεται δυαδική κωδικοποίηση [1], ακόμα και όταν αυτή δεν φαίνεται να έχει άμεση σχέση με το πρόβλημα, καθώς διέπεται από απλούς γενετικούς τελεστές οι οποίοι μπορούν να ρυθμιστούν με αποτελεσματικότητα και με ευχέρεια για την διεξαγωγή αποδοτικής βελτιστοποίησης [52]. Από την άλλη μεριά, αναπαραστάσεις με αλφάβητο πραγματικών αριθμών (real coding) έχουν αποδειχτεί εξαιρετικά χρήσιμες σε προβλήματα που περιέχουν συνεχή (μη κβαντισμένα) μεγέθη. Ουσιαστικά παρέχουν ακριβέστερη απεικόνιση του χώρου λύσεων, διευκολύνοντας την στοχαστική αναζήτηση και επιταχύνοντας την σύγκλιση του αλγορίθμου. Σε κάθε περίπτωση όμως η πραγματική κωδικοποίηση αυξάνει την δυσκολία υλοποίησης των σχετικών γενετικών τελεστών, η αποδοτική ρύθμιση των οποίων ενδέχεται να απαιτεί σημαντική προσπάθεια από τον σχεδιαστή.

3.1.2 Δομικά Τμήματα - Σχήματα

Ο βασικός μηχανισμός της γενετικής έρευνας σύμφωνα με τον Holland [1] είναι η εξερεύνηση και κατόπιν η αναπαραγωγή αλληλουχιών από σύμβολα τα οποία βελτιώνουν την καταλληλότητά (fitness) των χρωμοσωμάτων εφόσον αποτελούν μέρος τους. Οι αλληλουχίες συμβόλων καλούνται δομικά τμήματα (building blocks), ενώ το συμβολικό μέσο για την ακριβή ταξινόμηση ομοιοτήτων μεταξύ συμβολοσειρών ονομάζεται σχήμα (schema). Διατυπώνεται ωσαύτως η Υπόθεση των δομικών τμημάτων (building block Hypothesis) η οποία προτείνει ότι οι πιο κατάλληλες λύσεις (σχήματα υψηλής τάξης) προκύπτουν από την σύνθεση βασικών δομικών τμημάτων (σχήματα χαμηλής τάξης). Ο GA θα πρέπει να έχει την δυνατότητα να αναγνωρίζει, να ελέγχει και να ενσωματώνει στην εξελικτική διαδικασία τα σχήματα με σκοπό την βελτίωση της επίδοσής του από γενιά σε γενιά. Η αποτελεσματικότητα του GA σε προβλήματα με μη γραμμικό πεδίο έρευνας οφείλεται στον τρόπο με τον οποίο επεξεργάζεται παράλληλα τα δομικά τμήματα. Η ιδιότητα αυτή του «εγγενούς παραλληλισμού» (implicit parallelism) [1] θεωρείται εξαιρετικά σημαντική, καθώς ο GA ουσιαστικά υπολογίζει την μέση τιμή της συνάρτησης καταλληλότητας για ένα πολύ μεγαλύτερο πλήθος σχημάτων με το ίδιο υπολογιστικό κόστος. Με αυτόν τον τρόπο ο GA δειγματοληπτεί αποδοτικά μεγαλύτερο τμήμα του χώρου λύσεων, αποφεύγοντας την παγίδευση σε τοπικά βέλτιστα.

3.1.3 Διαδικασία ενός απλού GA

Η διαδικασία ενός απλού γενετικού αλγόριθμου αποτελείται από τις ακόλουθες φάσεις [8]:

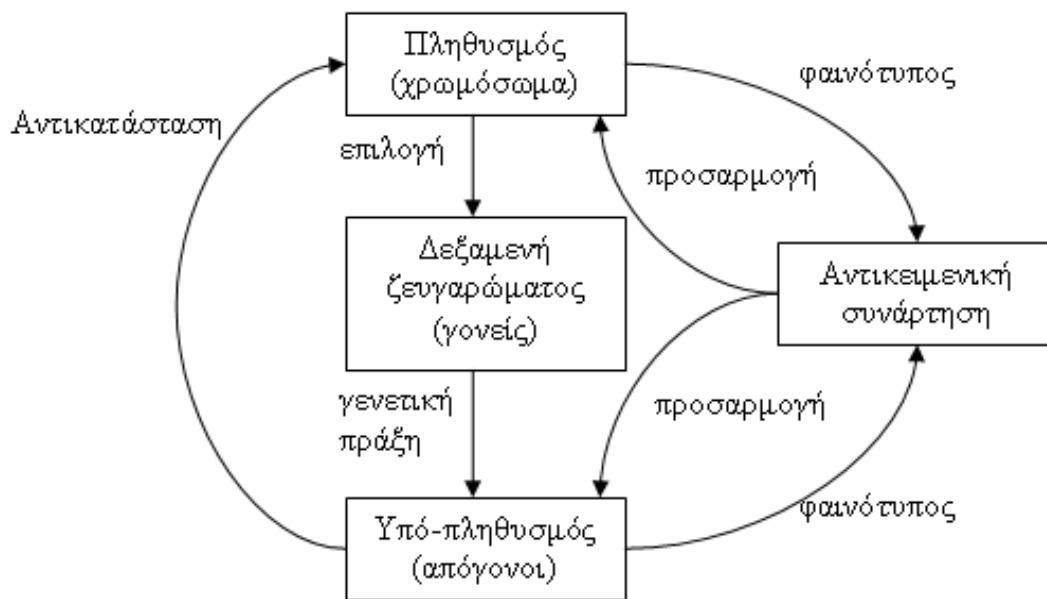
1. Δημιουργία ενός αρχικού πληθυσμού
2. Υπολογισμός της καταλληλότητας κάθε μέλους του πληθυσμού
3. Ενεργοποίηση της φυσικής επιλογής
4. Επιλογή μελών του πληθυσμού για ζευγάρωμα
5. Γέννηση απογόνων από τη διασταύρωση γονέων
6. Μετάλλαξη επιλεγμένων μελών του πληθυσμού
7. Τερματισμός ή επιστροφή στη φάση 2.

Συνήθως, ο αρχικός πληθυσμός δημιουργείται με τυχαίο τρόπο.

Η διαμόρφωση της αντικειμενικής συνάρτησης είναι ένα εξαιρετικά σημαντικό βήμα στη βελτιστοποίηση. Η αντικειμενική συνάρτηση είναι η κινητήρια δύναμη του γενετικού αλγορίθμου. Χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της ποιότητας ή της επίδοσης (fitness) των ατόμων στον πληθυσμό και αποτελεί το μοναδικό σύνδεσμο ανάμεσα στο φυσικό πρόβλημα που τίθεται σε βελτιστοποίηση και το γενετικό αλγόριθμο. Η αντικειμενική συνάρτηση συνοψίζει τις απαιτήσεις που πρέπει να ικανοποιούνται για την επίλυση του προβλήματος. Με άλλα λόγια, εκφράζει το κατά πόσο μια λύση προσεγγίζει τον επιθυμητό στόχο ή καθορίζει την απόσταση που τη χωρίζει από αυτόν. Η αντικειμενική συνάρτηση συνήθως λαμβάνει θετικές τιμές, αν όμως αναφέρεται σε πρόβλημα ελαχιστοποίησης μπορεί να λάβει και αρνητικές τιμές, οπότε αναφέρεται κυρίως ως συνάρτηση κόστους. Στην τελευταία περίπτωση, απαιτείται προσεκτική επιλογή των μηχανισμών του γενετικού αλγορίθμου. Αφού η αντικειμενική συνάρτηση πρέπει να κληθεί πολλές φορές για την εκτίμηση της καταλληλότητας των μελών του πληθυσμού, υπάρχει συνήθως ένας συμβιβασμός μεταξύ της υπολογιστικής ακρίβειας και του χρόνου εκτίμησης. Για να μειωθεί ο χρόνος σύγκλισης, μόνο οι σχετικές με την καταλληλότητα μεταβλητές πρέπει να συμπεριληφθούν. Ο χρόνος που θα αναλωθεί για την προσεκτική διαμόρφωση της αντικειμενικής συνάρτησης θα αποφέρει αργότερα στη διαδικασία αξιοπρόσεκτα

οφέλη. Συχνά, η αντικειμενική συνάρτηση ικανοποιεί περισσότερους από έναν στόχους. Αυτός ο τύπος προβλήματος ονομάζεται πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση.

Από την διασταύρωση επιλέγονται τα ζευγάρια από τα οποία παράγονται δυο απόγονοι, οι οποίοι προστίθενται στον πληθυσμό της νέας γενεάς. Ένα μικρό ποσοστό μεταλλάσσεται. Ο καινούριος πληθυσμός παίρνει την θέση του προηγούμενου και η διαδικασία επαναλαμβάνεται. Κατώτατο όριο για τον τερματισμό της διαδικασίας εκφράζει το fitness-threshold, κατώφλι καταλληλότητας. Αξιολογείται η τελική φάση και αν χρειαστεί επαναλαμβάνουμε την διαδικασία αλλιώς τερματίζεται δίνοντας την βέλτιστη δυνατή λύση. Στο σχήμα που ακολουθεί αναπαρίσταται σχηματικά ένας κύκλος του βασικού γενετικού αλγόριθμου.



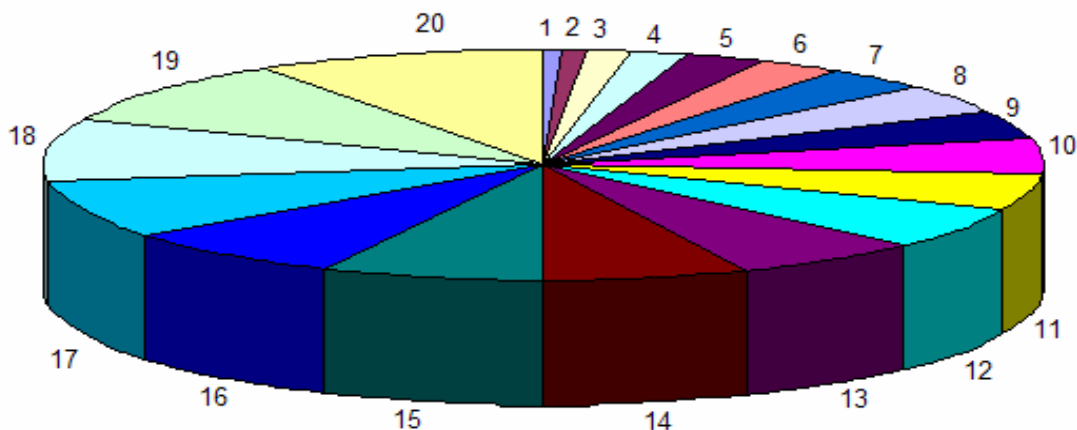
Σχήμα 3.1: Ένας κύκλος βασικού γενετικού αλγόριθμου.

3.1.4 Στρατηγικές Επιλογής (Selection) των GAs

Οι στρατηγικές επιλογής καθορίζουν ποια χρωμοσώματα θα συμμετάσχουν στη διαδικασία της εξέλιξης και στο σχηματισμό των απογόνων. Η επιλογή οφείλει να λαμβάνει υπόψη την καταλληλότητα κάθε ατόμου εισάγοντας με αυτόν τον τρόπο την επίδραση της συνάρτησης καταλληλότητας στην διαδικασία βελτιστοποίησης. Από την επιλογή δε θα πρέπει να αποκλείονται εκ προοιμίου άτομα που χαρακτηρίζονται από μικρές τιμές στην αντικειμενική συνάρτηση, διότι αυτή η τακτική μπορεί να οδηγήσει σε απόρριψη χρήσιμης πληροφορίας και τελικά σε πρόωρη σύγκλιση σε τοπικό και όχι στο ολικό βέλτιστο. Οι κυριότερες στρατηγικές στοχαστικής επιλογής στους GAs είναι οι εξής:

- Η πιο δημοφιλής τεχνική επιλογής είναι η λεγόμενη διαδικασία της ρουλέτας. Η πιθανότητα ενός χρωμοσώματος να επιλεγεί είναι ανάλογη της τιμής της καταλληλότητας του συγκρινόμενη με τη συνολική καταλληλότητα του τρέχοντος πληθυσμού. Ένα χρωμόσωμα με υψηλή τιμή στην αντικειμενική συνάρτηση έχει περισσότερες πιθανότητες να επιλεγεί από ότι ένα με χαμηλή τιμή καταλληλότητας. Η μέθοδος αυτή αναφέρεται ακόμα ως ρόδα ρουλέτας που περιέχει όλα τα χρωμοσώματα, στην οποία τα χρωμοσώματα που έχουν μια καλύτερη ικανότητα καταλαμβάνουν μια μεγαλύτερη περιοχή επιφάνειας

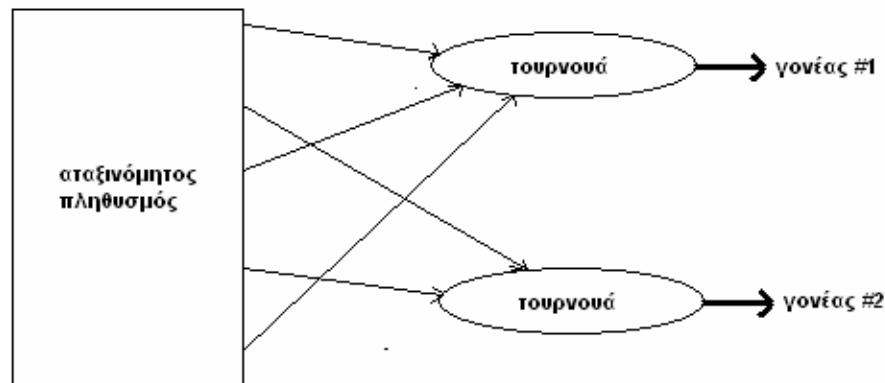
της ρόδας με αποτέλεσμα να αποκτούν μια μεγαλύτερη πιθανότητα για να επιλεγούν. Υπάρχουν όμως κάποια προβλήματα που σχετίζονται με αυτή την προσέγγιση: Αρχικά, η ρόδα ρουλέτας πρέπει να υπολογίζεται εκ νέου σε κάθε γενιά. Ακόμα, αν ο ρυθμός μετάλλαξης είναι χαμηλός, τότε στις τελευταίες γενεές όλα τα χρωμοσώματα θα έχουν περίπου την ίδια πιθανότητα επιλογής. Τέλος, οι καταλληλότητες πρέπει να κανονικοποιούνται ώστε να προκύψουν οι πιθανότητες [3-8, 52].



Σχήμα 3.2: Σχηματική αναπαράσταση της μεθόδου της ρουλέτας.

- Άλλη μέθοδος είναι η αποδεκάτιση πληθυσμού (population decimation). Σε αυτήν την στρατηγική τα χρωμοσώματα ταξινομούνται σύμφωνα με τις τιμές της καταλληλότητάς τους, από την υψηλότερη στη χαμηλότερη [3, 52]. Αυτή η στρατηγική συνιστάται σε πολλές περιπτώσεις, καθώς οδηγεί σε κανονική σύγκλιση και παράγει καλύτερες λύσεις από τις υπόλοιπες στρατηγικές [7]. Επιλέγεται μία ελάχιστη τιμή καταλληλότητας για τον εναπομείναντα πληθυσμό. Τα άτομα με μικρότερη καταλληλότητα από την τιμή αυτή απορρίπτονται. Στη συνέχεια ακολουθεί η διαδικασία αναπαραγωγής μέχρι τη συμπλήρωση μιας νέας γενιάς. Πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου επιλογής είναι η απλότητά της. Το μόνο που κάνει είναι να καθορίσει ποια από τα άτομα του παρόντος πληθυσμού είναι αρκετά κατάλληλα ώστε να αντιπροσωπευθούν στην επόμενη γενιά και στη συνέχεια κατά ένα τυχαίο τρόπο σχηματίζει ζεύγη ατόμων τα οποία επιβιώνουν από την αποδεκάτιση. Κύριο και αρκετά σημαντικό μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι από τη στιγμή που ένα άτομο απορριφθεί από τον πληθυσμό, ένα αρκετά πιθανόν ένα αποκλειστικό χαρακτηριστικό του να χαθεί δια παντός από τις επόμενες γενιές. Αυτή η απώλεια είναι φυσικό επόμενο σε όλους τους αποτελεσματικούς και πετυχημένους γενετικούς αλγόριθμους μόνο που σε αυτή τη μέθοδο συμβαίνει πολύ πριν ο γενετικός αλγόριθμος αντιληφθεί την πιθανή σπουδαιότητα ενός αποκλειστικού χρωμοσώματος.
- Στην επονομαζόμενη μέθοδο τουρνουά (tournament selection) σχηματίζονται δύο μικρές ομάδες χρωμοσωμάτων από τη δεξαμενή ζευγαρώματος. Το χρωμοσώμα με την υψηλότερη καταλληλότητα από κάθε ομάδα γίνεται γονέας. Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται μέχρι να συμπληρωθεί ο απαιτούμενος πληθυσμός. Η στρατηγική αυτή δουλεύει καλά με το κατώφλι καταλληλότητας, επειδή ο πληθυσμός δε χρειάζεται ποτέ ταξινόμηση, πράγμα σπουδαίο, καθώς η ταχύτητα ταξινόμησης προκύπτει ως θέμα μόνο σε μεγάλου μεγέθους πληθυσμούς [8]. Η μέθοδος επιλογής τουρνουά αποτελεί

μία από τις πλέον αποδοτικές στοχαστικές μεθόδους επιλογής, υστερεί όμως σε σχέση με τη μέθοδο της αποδεκάτισης πληθυσμού [7].



Σχήμα 3.3: Σχηματική αναπαράσταση της μεθόδου τουρνουά.

- Η επιλογή με την μέθοδο κατάταξης (ranking selection) πραγματοποιείται τοποθετώντας τα άτομα σε φθίνουσα σειρά σύμφωνα με την αντίστοιχη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης. Κατόπιν αποδίδονται σε αυτά πιθανότητες επιλογής χρησιμοποιώντας μία γραμμική ή μη γραμμική κατανομή. Η μέθοδος αυτή μπορεί να εφαρμοστεί σε περιπτώσεις κατά τις οποίες η αντικειμενική συνάρτηση λαμβάνει αρνητικές τιμές [3].

3.1.5 Σχήματα Ζευγαρώματος (Mating Schemes)

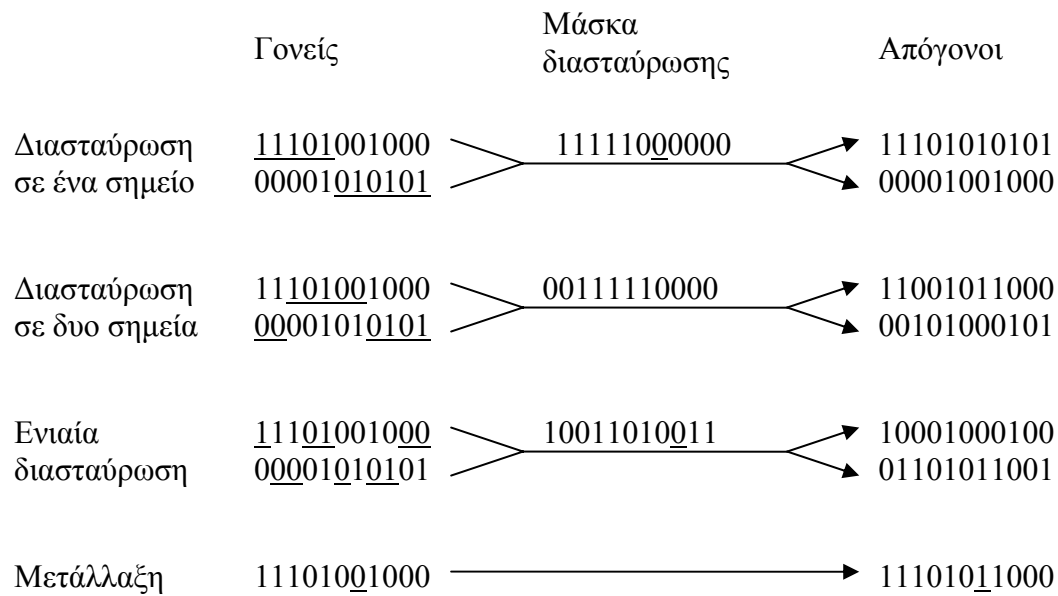
Ενώ οι μέθοδοι επιλογής ασχολούνται με ποια χρωμοσώματα θα συμπεριληφθούν στη διαδικασία της εξέλιξης (δηλαδή ποιοι είναι οι γονείς), τα σχήματα ζευγαρώματος καθορίζουν ποιο ακριβώς θα είναι οι δύο γονείς που θα ζευγαρώσουν μεταξύ τους. Τα γνωστότερα σχήματα είναι τα ακόλουθα :

- Best Mates-Worst. Όπως υποδηλώνει και η ονομασία τα χρωμοσώματα με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας ζευγαρώνουν με αυτά που έχουν τις χαμηλότερες τιμές καταλληλότητας.
- Adjacent Fitness Pairing. Τα δύο άτομα που βρίσκονται υψηλότερα στην κατάταξη με βάση την καταλληλότητα ζευγαρώνουν μεταξύ τους, τα επόμενα δύο πάλι μεταξύ τους κ.ο.κ. Αυτό είναι και το ενδεικνυόμενο σχήμα [7].
- Emperor Selective mating. Το πρώτο άτομο με βάση την κατάταξη φθίνουσας καταλληλότητας ζευγαρώνει με το δεύτερο, το τέταρτο κ.λ.π, ενώ το τρίτο, το πέμπτο κ.λ.π παραμένουν αμετάβλητα.

3.1.6 Γενετικοί Τελεστές Διασταύρωσης (Crossover)

Οι μηχανισμοί επιλογής ασχολούνται με το ποια υπάρχοντα άτομα θα συμμετάσχουν στη διαδικασία της εξέλιξης, αλλά δε δημιουργούν νέα. Η διερεύνηση όμως σε έναν επαρκή χώρο λύσεων προϋποθέτει τη χρήση διαδικασιών σύνθεσης και ανάμιξης γενετικού υλικού. Με τη διασταύρωση επιδιώκεται ανταλλαγή γενετικής πληροφορίας μεταξύ των γονέων με σκοπό τη δημιουργία απογόνων με καλύτερα χαρακτηριστικά [3, 52]. Κατασκευάζονται λοιπόν δυο απόγονοι συνδυάζοντας επιλεγμένα στοιχεία από τους δυο γονείς. Αντιγράφοντας ένα γονίδιο από μια συγκεκριμένη θέση ενός γονέα, το γονίδιο αυτό θα υπάρχει στον απόγονο στην ίδια αυτή θέση. Ο τελεστής της διασταύρωσης εφαρμόζεται στους γονείς με πιθανότητα p_c , η οποία πρέπει να επιλεγθεί κατάλληλα από τον σχεδιαστή. Τυπικές τιμές της p_c είναι μεταξύ 0.6 και 0.8 [3, 52].

Συνήθως εφαρμόζεται η διασταύρωση n-σημείων (n-point crossover). Επιλέγονται λοιπόν τυχαία n σημεία στα χρωμοσώματα των γονέων και κατόπιν ενώνονται οι υποακολουθίες που βρίσκονται ανάμεσα στα σημεία αυτά με αμοιβαία ανταλλαγή γενετικού υλικού. Κυρίως πραγματοποιείται διασταύρωση ενός ή δύο σημείων ($n=1$ ή $n=2$). Στο Σχήμα 3.4 παρατηρούμε στην πρώτη περίπτωση την διασταύρωση σε ένα σημείο. Οι απόγονοι ανταλλάζουν τα χαρακτηριστικά των γονιών τους από ένα σημείο και πέρα. Από το επιλεγθέν σημείο διασταύρωσης, ο πρώτος απόγονος παίρνει το πρώτο μέρος από τον ένα και το δεύτερο μέρος από τον άλλο γονιό και αντίθετα ο δεύτερος. Στην δεύτερη περίπτωση έχουμε την διασταύρωση σε δύο σημεία. Έτσι τα γονίδια των γονιών είναι χωρισμένα τώρα σε τρία μέρη. Αντικαθιστούμε για τον ένα απόγονο την μέση του πρώτου γονιού στο μέσο του δεύτερου γονιού και για τον άλλο απόγονο, αντικαθιστούμε τη μέση του δεύτερου γονιού στον πρώτο. Στην περίπτωση της ενιαίας διασταύρωσης συνδυάζονται διάφορα μέρη του ενός γονέα με τα αντίστοιχα αντίθετα του άλλου, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4: Διασταύρωση και Μετάλλαξη.

Τα προηγούμενα παραδείγματα αφορούσαν δυαδικά χρωμοσώματα. Υπάρχει η δυνατότητα χρήσης μάσκας διασταύρωσης για μη δυαδικά (συνεχών μεταβλητών) χρωμοσώματα [8]. Αυτή η προσέγγιση αναμειγνύει τιμές μεταβλητών ανάμεσα στους γονείς για τη δημιουργία απογόνων. Περισσότερο κοινές προσεγγίσεις συνδυάζουν τιμές μεταβλητών από τους γονείς. Μια προσέγγιση είναι να αποδοθούν συντελεστές βαρύτητας στους γονείς και μετά να προστεθούν για τη δημιουργία απογόνων:

$$\begin{aligned} offspring1 &= \beta mother + (1 - \beta) father \\ offspring2 &= (1 - \beta) mother + \beta father \end{aligned} \quad (3.1)$$

όπου $0 \leq \beta \leq 1$. Όταν $\beta = 0.5$, το αποτέλεσμα είναι ο μέσος όρος των μεταβλητών των δύο γονέων. Αυτή η διαδικασία γραμμικού συνδυασμού γίνεται για όλα τα γονίδια στο δεξιό ή αριστερό μέρος κάποιου σημείου διασταύρωσης, ή μπορεί να εφαρμοστεί σε κάθε γονίδιο. Τα γονίδια μπορούν να αναμειχθούν χρησιμοποιώντας το ίδιο β ή επιλέγοντας διαφορετικές τιμές για κάθε μεταβλητή-γονίδιο. Αυτές οι μέθοδοι ανάμειξης δημιουργούν τιμές μεταβλητών που δεν υπερβαίνουν τα όρια όπως ήδη εκπροσωπούνται στον πληθυσμό.

Η γραμμική διασταύρωση δημιουργεί απογόνους των οποίων οι τιμές των μεταβλητών υπερβαίνουν τα όρια των αντιστοίχων στους γονείς με το να βρίσκει τρεις νέες τιμές που δίνονται από τη σχέση:

$$\begin{aligned} offspring1 &= 0.5 * mother + 0.5 * father \\ offspring2 &= 1.5 * mother - 0.5 * father \\ offspring3 &= -1.5 * mother + 0.5 * father \end{aligned} \quad (3.2)$$

Μόνο δύο από τους τρεις απογόνους γίνονται αποδεκτοί. Οποιαδήποτε τιμή εκτός των περιορισμών απορρίπτεται. Η ευριστική διασταύρωση είναι μια διακύμανση όπου κάποιος τυχαίος αριθμός $0 \leq \beta \leq 1$ επιλέγεται και οι μεταβλητές των απογόνων καθορίζονται από τη σχέση

$$offspring = \pm \beta * (mother - father) + mother \quad (3.3)$$

Ένα άλλο ενδεχόμενο είναι η εύρεση διαφορετικής τιμής β για κάθε μεταβλητή-γονίδιο. Αυτή η μέθοδος επιτρέπει τη γέννηση απογόνων που ξεπερνούν τις τιμές των γονεϊκών μεταβλητών. Αν αυτό συμβεί, ο απόγονος απορρίπτεται και ο αλγόριθμος δοκιμάζει νέα τιμή β .

Η συνεχής διασταύρωση απλού σημείου μιμείται τη διασταύρωση σε ένα σημείο των δυαδικών GAs. Ξεκινά επιλέγοντας τυχαία μια μεταβλητή σαν το σημείο διασταύρωσης μέσα στα χρωμοσώματα-γονείς. Έστω q το τυχαία επιλεγμένο σημείο διασταύρωσης και έστω

$$\begin{aligned} mother &= [m_1 m_2 \dots m_q \dots m_{n \text{ var}}] \\ father &= [f_1 f_2 \dots f_q \dots f_{n \text{ var}}] \end{aligned} \quad (3.4)$$

Οι επιλεγμένες μεταβλητές συνδυάζονται για να δώσουν νέες μεταβλητές που θα εμφανίζονται στους απογόνους

$$\begin{aligned} b_q &= m_q - \beta [m_q - f_q] \\ g_q &= f_q + \beta [m_q - f_q] \end{aligned} \quad (3.5)$$

όπου β επίσης μια τυχαία μεταβλητή μεταξύ 0 και 1. Το τελικό βήμα είναι η ολοκλήρωση της διασταύρωσης με το υπόλοιπο χρωμόσωμα όπως πριν:

$$\begin{aligned} offspring1 &= [m_1 m_2 \dots b_q \dots f_{n \text{ var}}] \\ offspring2 &= [f_1 f_2 \dots g_q \dots m_{n \text{ var}}] \end{aligned} \quad (3.6)$$

Για να γίνει κατανοητός ο μηχανισμός της διασταύρωσης συνεχών μεταβλητών, έστω ότι έχουμε τους εξής γονείς: $mother=[1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6]$ και $father=[3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 1 \ 2]$. Η διασταύρωση με έναν τυχαίο συντελεστή βαρύτητας, έστω $\beta=0.78642$, όπως στη σχέση (3.1) θα δώσει $chrom3=[1.4272 \ 2 \ 2.5728 \ 3.1457 \ 4.1457 \ 5.1457]$ και $chrom4=[2.5728 \ 2 \ 1.4272 \ 0.85433 \ 1.8543 \ 2.8543]$. Στη συνέχεια ένας τυχαίος συντελεστής βαρύτητας, έστω $\beta=[0.30415 \ 0.79177 \ 0.22736 \ 0.24999 \ 0.61258 \ 0.61086]$, εφαρμόζεται για κάθε μεταβλητή στο χρωμόσωμα. Τότε η σχέση (3.1) δίνει $chrom3=[2.3917 \ 2 \ 1.4547 \ 0.99997 \ 3.4503 \ 4.4434]$ και $chrom4=[1.6083 \ 2 \ 2.5453 \ 3 \ 2.5497 \ 3.5566]$. Η γραμμική διασταύρωση σύμφωνα με τη σχέση (3.2) καταλήγει σε $chrom3=[2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 3 \ 4]$, $chrom4=[0 \ 2 \ 4 \ 6 \ 7 \ 8]$ και $chrom5=[4 \ 2 \ 0 \ -2 \ -1 \ 0]$. Η ευριστική διασταύρωση για $\beta=0.78642$ παράγει σύμφωνα με τη σχέση (3.3) $chrom3=[2.5728 \ 2 \ 1.4272 \ 0.85432 \ 1.8543 \ 2.8543]$ και $chrom4=[-0.57284 \ 2 \ 4.5728 \ 7.1457 \ 8.1457 \ 9.1457]$. Η συνεχής διασταύρωση σε ένα σημείο για $q=5$ και

$\beta=0.78642$ παράγει σύμφωνα με τη (3.5) $\text{chrom3}=[1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 1.8543 \ 2]$ και $\text{chrom4}=[3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 4.1457 \ 6]$.

3.1.7 Γενετικοί Τελεστές Μετάλλαξης (Mutation)

Η μετάλλαξη μεταβάλλει ένα ή περισσότερα γονίδια ενός ατόμου με πιθανότητα p_m , ώστε να προκύψει ένα νέο άτομο. Στο Σχήμα 3.4 γίνεται αλλαγή ενός μόνο γονιδίου. Η p_m επιλέγεται σχετικά μικρή (συνιστώμενη τιμή 0.15 [7]) καθώς όταν πλησιάζει την μονάδα ο GA εκφυλίζεται ουσιαστικά σε τυχαία αναζήτηση. Το νόημα της μετάλλαξης είναι ότι όταν αλλάζει ένα μικρό τμήμα του πληθυσμού με τυχαίο τρόπο μπορεί ο γενετικός αλγόριθμος να ερευνήσει αποδοτικά σε μία νέα, άγνωστη περιοχή λύσεων. Στην περίπτωση που στο γενετικό αλγόριθμο χρησιμοποιείται δυαδική απεικόνιση, η μετάλλαξη είναι δυαδική (binary mutation) και αντιστρέφει ένα ή περισσότερα bits σε κάθε άτομο με πιθανότητα p_m . Σε πραγματικές απεικονίσεις εφαρμόζονται οι ακόλουθες τεχνικές μετάλλαξης [3] :

- Η ομοιόμορφη (uniform mutation), στην οποία ένα γονίδιο του χρωμοσώματος επιλέγεται τυχαία και τίθεται ίσο με έναν ομοιόμορφα κατανομημένο τυχαίο αριθμό εντός προκαθορισμένων ορίων.
- Η ανομοιόμορφη (non-uniform mutation), όπου ένα γονίδιο επιλέγεται τυχαία και τίθεται ίσο με ένα μη-ομοιόμορφα κατανομημένο τυχαίο αριθμό εντός των προκαθορισμένων ορίων.
- Η πολλαπλά ανομοιόμορφη (multi-non-uniform mutation), όπου η ανομοιόμορφη μετάλλαξη εφαρμόζεται σε κάθε γονίδιο του χρωμοσώματος.
- Τέλος η συνοριακή (boundary mutation), όπου ένα γονίδιο του χρωμοσώματος επιλέγεται τυχαία και τίθεται ίσο με το κατώτατο ή το ανώτατο φράγμα του.

3.1.8 Ελιτισμός

Έχει αποδειχτεί ότι η είναι εφικτή η εύρεση της βέλτιστης λύσης μετά από άπειρες επαναλήψεις του αλγορίθμου όταν σε κάθε νέα γενιά υπεισέρχεται το άτομο με την καλύτερη καταλληλότητα της προηγούμενης γενιάς [52]. Η στρατηγική αυτή καλείται ελιτισμός (elitism). Στην πράξη έχει παρατηρηθεί ότι η υιοθέτηση του ελιτισμού βελτιώνει την απόδοση του GA. Γενικότερα, είναι δυνατό να προστατεύεται μία ομάδα ατόμων υψηλής καταλληλότητας. Το πλήθος όμως των ατόμων που προστατεύονται πρέπει να επιλεγεί προσεκτικά, γιατί αν είναι πολύ μικρό άτομα με εξαιρετική επίδοση δε θα λάβουν μέρος ως έχουν στη διαδικασία της εξέλιξης, ενώ από την άλλη πλευρά αν είναι αρκετά μεγάλο λιγότευει ο αριθμός των ατόμων στα οποία εφαρμόζονται η μετάλλαξη και η διασταύρωση και έτσι φθίνει η απόδοση του αλγορίθμου.

3.1.9 Αρχικοποίηση και Τερματισμός του GA

Όσον αφορά την αρχικοποίηση του γενετικού αλγορίθμου, η πρώτη γενιά διαμορφώνεται συνήθως με τυχαίο τρόπο. Πολλές φορές μπορεί να υπάρχουν στην πρώτη γενιά άτομα τα οποία αποτελούν λύση ενός παραπλήσιου προβλήματος.

Σχετικά με το πως μπορεί να τερματιστεί ένας γενετικός αλγόριθμος, ο πιο συνηθισμένος τρόπος είναι να τερματιστεί όταν έχει εκτελεστεί ένα συγκεκριμένο προκαθορισμένο πλήθος επαναλήψεων-γενιών. Επειδή όμως ο αλγόριθμος είναι στοχαστικός δεν είναι εξασφαλισμένη έτσι η σύγκλιση στο ολικό βέλτιστο, ενώ υπάρχει και η αντίθετη περίπτωση να έχει συγκλίνει ο αλγόριθμος και να συνεχίζεται άσκοπα η αναζήτηση. Για αυτούς τους λόγους επιλέγονται και άλλα κριτήρια τερματισμού. Συνήθως, ο GA τερματίζεται όταν η συνάρτηση καταλληλότητας των

ατόμων υπερβεί ένα προκαθορισμένο κατώφλι ή όταν μια βέλτιστη λύση δεν έχει αλλάξει μετά από ένα ορισμένο αριθμό επαναλήψεων.

3.1.10 Επιλογή παραμέτρων GA με στόχο τη βελτιστοποίηση της απόδοσης του

Οι γενετικοί αλγόριθμοι εφαρμόζονται κυρίως σε προβλήματα αναζήτησης βελτίστου, όπου υπάρχουν αρκετά τοπικά ελάχιστα (μέγιστα). Ο στόχος τους είναι η εύρεση του καθολικού βελτίστου. Οι κάτωθι ιδιότητες των γενετικών αλγορίθμων συμβάλλουν σε αυτήν την προσπάθεια :

- Αναζήτηση από ένα πληθυσμό λύσεων και όχι μόνο από μία.
- Χρήση τυχαίων, στοχαστικών τελεστών και όχι καθορισμένων.
- Χρήση πληροφορίας για την προσαρμογή και όχι παραγώγους ή άλλη βοηθητική πληροφορία.

Δεν είναι σίγουρο ότι η λύση που θα δώσει τελικά ο γενετικός αλγόριθμος είναι και η βέλτιστη. Σε προβλήματα όμως ηλεκτρομαγνητικής φύσεως και ειδικότερα σε θέματα σχεδίασης και ανάπτυξης κεραιών οι κάτωθι κανόνες [3-8, 52], που δεν είναι δεσμευτικοί, συνήθως συντείνουν στην εύρεση της ολικά βέλτιστης λύσης, αν βέβαια και αυτή υπάρχει.

- Η επιλογή της κατάλληλης κωδικοποίησης εξαρτάται από το υπό εξέταση πρόβλημα. Ακόμα, γονίδια που σχετίζονται μεταξύ τους θα πρέπει να βρίσκονται σε γειτονικές θέσεις μέσα στο χρωμόσωμα. Τυπικό παράδειγμα αποτελεί η κωδικοποίηση μιγαδικών αριθμών, στην οποία χρησιμοποιούνται δύο γονίδια για την περιγραφή του μέτρου και της φάσης αντίστοιχα. Τα γονίδια αυτά πρέπει να βρίσκονται σε διαδοχικές θέσεις εντός του χρωμοσώματος.
- Το μέγεθος του πληθυσμού αποτελεί κρίσιμο παράγοντα. Το πλήθος των γενιών καθορίζει αν όντως θα επιτευχθεί σύγκλιση και το πλήθος των χρωμοσωμάτων το πόσο καλή θα είναι η λύση στην περίπτωση της σύγκλισης. Όσο μεγαλύτερος είναι ο πληθυσμός τόσο μεγαλύτερο ποσοστό του χώρου λύσεων ερευνάται και τόσο περισσότερα σχήματα αντιπροσωπεύονται. Από την άλλη μεριά αυξάνεται το υπολογιστικό κόστος κατά την εκτέλεση του GA.
- Σημαντική παράμετρος για την εκτέλεση του GA είναι η πιθανότητα διασταύρωσης p_c η οποία μπορεί να λάβει τιμές μεταξύ 0.5 και 0.9. Οι υψηλότερες τιμές εξασφαλίζουν πιο γρήγορη αναζήτηση του χώρου λύσεων. Τιμές μεταξύ 0.7 και 0.8 αποδεικνύονται αποδοτικές στα περισσότερα προβλήματα [5].
- Η πιθανότητα μετάλλαξης p_m επιλέγεται πάντα σχετικά μικρή, συνήθως 0.15. Τιμές της p_m μεγαλύτερες από 0.15 δίνουν την δυνατότητα στον GA να ξεφύγει από τα τοπικά βέλτιστα, αλλά μπορεί να οδηγήσουν στην απομάκρυνση ατόμων με εξαιρετικές επιδόσεις που βρίσκονται κοντά στο ολικό βέλτιστο, καθυστερώντας ή αποτρέποντας τη σύγκλιση [7].
- Ενθαρρύνεται η χρησιμοποίηση τεχνικών ελιτισμού.

3.1.11 Ένα βήμα προς βήμα παράδειγμα γενετικού αλγορίθμου

Στην παράγραφο αυτή θα εξεταστεί αναλυτικά ένας γενετικός αλγόριθμος που ως στόχο έχει την ελαχιστοποίηση της στάθμης των πλευρικών λοβών μιας γραμμικής «εκλεπτυσμένης» στοιχειοκεραίας (thinned array) ισοτροπικών στοιχείων [8]. Η «εκλέπτυνση» σημαίνει ότι κάποια στοιχεία δε τροφοδοτούνται με σκοπό τη μείωση των πλευρικών λοβών. Ένα στοιχείο που είναι 'on' συνδέεται με το κύκλωμα

τροφοδοσίας. Ένα στοιχείο που είναι ‘off’ συνδέεται με ένα φορτίο τερματισμού. Η διαδικασία αυτή είναι απλούστερη από τη γενικότερη περίπτωση της ανομοιομορφης τοποθέτησης των στοιχείων. Η «εκλέπτυνση» έχει 2^N πιθανούς συνδυασμούς, όπου N ο αριθμός των κεραιοστοιχείων. Αν η στοιχειοκεραία είναι συμμετρική, τότε οι πιθανοί συνδυασμοί μειώνονται αισθητά.

Μια τέτοια στοιχειοκεραία έχει διακριτές παραμέτρους. Ένα bit αντιπροσωπεύει την κατάσταση κάθε στοιχείου σαν ‘on’=1 ή ‘off’=0. Στο υπό εξέταση παράδειγμα υπάρχει μια συμμετρική ως προς το φυσικό της κέντρο στοιχειοκεραία με N_T στοιχεία, όπου N_T άρτιος φυσικός αριθμός. Τα κεντρικά και τα ακριανά στοιχεία είναι πάντα ενεργά. Τα κεντρικά στοιχεία υποτίθενται ενεργά γιατί οι διατάξεις μείωσης του πλάτους των πλευρικών λοβών έχουν ένα μέγιστο στο κέντρο. Τα ακριανά στοιχεία υποτίθενται ενεργά για να κρατηθεί σταθερό το γωνιακό εύρος του κύριου λοβού, πράγμα πολύ σημαντικό όταν στόχος είναι η μείωση της μέγιστης στάθμης πλευρικών λοβών. Επομένως κάθε χρωμόσωμα είναι ένα $1 \times N_{cbits}$ διάνυσμα που αποτελείται από 0 και 1, όπου $N_{cbits} = (N_T - 4) / 2$. Η συνάρτηση κόστους στο εν λόγω πρόβλημα είναι το σχετικό διάγραμμα μακρινού πεδίου στοιχειοκεραίας σημειακών πηγών. Η έξοδος της που ελαχιστοποιείται είναι η μέγιστη στάθμη πλευρικού λοβού. Οι παράμετροι που επηρεάζουν το αποτέλεσμα της συνάρτησης κόστους είναι το αν ένα κεραιοστοιχείο είναι ενεργό ή όχι. Η συνάρτηση κόστους επιστρέφει το υψηλότερο επίπεδο πλευρικού λοβού της συστοιχίας [8]

$$AF_{th} = 20 \log_{10} \left(\max \left\{ \frac{w \cos \Psi}{N_{active}} \right\} \right), \quad u > \frac{1}{d N_T} \quad (3.7)$$

όπου $w = [1 \text{ chromosome } 1]$

$d = 0.5\lambda$, η απόσταση των στοιχείων

$N_T = 4 + 2N_{cbits}$ το πλήθος των στοιχείων

N_{cbits} ο αριθμός των bits σε ένα χρωμόσωμα

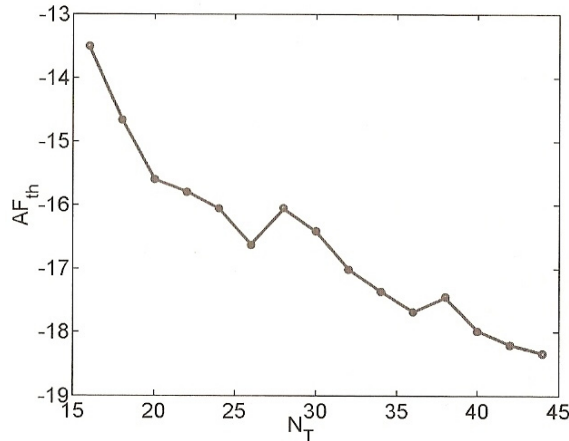
N_{active} ο αριθμός των ενεργών στοιχείων

$\Psi = [0.5kdu \ 1.5kdu \ \dots \ (N_T/2 - 0.5)kdu]$

$u = \cos(\varphi)$, όπου η γωνία φ μετριέται από τον άξονα της στοιχειοκεραίας μέχρι το σημείο παρατήρησης.

Ανιχνεύονται λοιπόν όλες οι γωνίες φ όπου σχηματίζονται πλευρικοί λοβοί (τοπικά μέγιστα) και η συνάρτηση κόστους επιστρέφει το ύψος του μεγαλύτερου πλευρικού λοβού. Βρίσκοντας την ελάχιστη τιμή της συνάρτησης κόστους, προκύπτει η διάταξη που εμφανίζει όσο περισσότερο γίνεται περιορισμένους πλευρικούς λοβούς. Αφού η στοιχειοκεραία είναι συμμετρική ως προς το φυσικό κέντρο της, ένα συνημίτονο χρησιμοποιείται στον παράγοντα διάταξης αντί ενός μιγαδικού εκθέτη. Διαιρώντας με τον αριθμό των ενεργών στοιχείων ο παράγοντας διάταξης κανονικοποιείται στο μέγιστο του. Επιβάλλοντας στα ακριανά στοιχεία να είναι ενεργά, στοιχειοθετείται ένας καλά ορισμένος κύριος λοβός για όλα τα χρωμοσώματα. Επομένως, η περιοχή των πλευρικών λοβών ξεκινά στον πρώτο μηδενισμό δίπλα στην κύρια δέσμη. Μια καλή εκτίμηση της θέσης του πρώτου μηδενισμού είναι $u = 1 / (d N_T)$.

Μια εξαντλητική έρευνα για όλα τα πιθανά χρωμοσώματα απαιτεί $2^{N_{cbits}}$ υπολογισμούς της συνάρτησης κόστους. Αυτή η προσέγγιση μειώνει κατακόρυφα τον υπολογιστικό χρόνο. Ένα γράφημα της ελάχιστης τιμής της συνάρτησης κόστους συναρτήσει του N_T παρουσιάζεται στο παραπάνω σχήμα. Όσο αυξάνει το πλήθος των στοιχείων, μειώνονται οι στάθμες των πλευρικών λοβών. Ο υπολογιστικός χρόνος σχεδόν διπλασιάζεται κάθε φορά που το N_T αυξάνει κατά 2.



Σχήμα 3.5: Η ελάχιστη τιμή της AF_{th} συναρτήσει του N_T [8, σελ.55].

Ένας δυαδικός αλγόριθμος για $N_T=52$ έχει αρχικό πληθυσμό που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Ο πληθυσμός μετά ταξινομείται. Κανένα από τα χρωμοσώματα δεν είναι καλύτερο από μια ομοιόμορφη στοιχειοκεραία. Για τη διαδικασία της επιλογής, απορρίπτονται τα 4 χειρότερα χρωμοσώματα. Η γενιά συμπληρώνεται με την επιλογή τουρνουά. Δύο ανταγωνιστές επιλέγονται τυχαία. Το χρωμόσωμα με το χαμηλότερο κόστος γίνεται η μητέρα. Άλλα δυο χρωμοσώματα επιλέγονται τυχαία και το χρωμόσωμα με το χαμηλότερο κόστος γίνεται ο πατέρας, κ.ο.κ.

Αρχικός πληθυσμός

Chromosome	AF_{th}
100111001110000111010000	-9.071
101101000110110000011001	-7.267
010101101010011101010101	-7.252
100111001111011111101101	-10.722
010010111010000101101000	-8.374
010101010010100100100011	-9.557
1001010111100010000111	-8.167
101001000011101001010000	-5.734

Πληθυσμός μετά από ταξινόμηση

Chromosome	AF_{th}
100111001111011111101101	-10.722
010101010010100100100011	-9.557
100111001110000111010000	-9.071
010010111010000101101000	-8.374
100101010111100010000111	-8.167
101101000110110000011001	-7.267
010101101010011101010101	-7.252
101001000011101001010000	-5.734

Οι γονείς για τη γενιά 1 βρίσκονται με επιλογή τουρνουά

Ανταγωνιστές	Νικητές	Γονείς
4,1	1	100111001111011111101101
2,1	1	100111001111011111101101
1,1	1	100111001111011111101101
1,4	1	100111001111011111101101

Σχήμα 3.6: Βήματα αλγορίθμου (α) [8, σελ.56].

Στη συνέχεια παράγονται τυχαίες μάσκες διασταύρωσης που εφαρμόζονται στους γονείς για τη γέννηση απογόνων. Σε αυτήν την περίπτωση, αφού όλοι οι γονείς είναι το χρωμόσωμα 1, οι απόγονοι είναι και αυτοί το χρωμόσωμα 1. Καμιά βελτίωση δεν προέκυψε από αυτές τις διασταυρώσεις. Ένα ποσοστό μετάλλαξης 5% καταλήγει σε 9 τυχαίες αλλαγές bits στον πληθυσμό εκτός του καλύτερου χρωμοσώματος, λόγω ελιτισμού. Όλα αυτά παρουσιάζονται στο επόμενο σχήμα. Δύο από τα μεταλλαγμένα χρωμοσώματα έχουν καλύτερη καταλληλότητα από το καλύτερο του αρχικού πληθυσμού. Στο τέλος της πρώτης γενιάς (αρχή της δεύτερης) ταξινομείται ο πληθυσμός.

Ομοιόμορφη διασταύρωση για δημιουργία απογόνων στη γενιά 1

Μάσκες διασταύρωσης	Απόγονοι	AF _{th}
001110100110000110010010	100111001111011111101101	-10.722
110001011001111001101101	100111001111011111101101	-10.722
011010100011001110110101	100111001111011111101101	-10.722
100101011100110001001010	100111001111011111101101	-10.722

Πληθυσμός της γενιάς 1 μετά από μετάλλαξη (έντονα bits)

Chromosome	AF _{th}
100111001111011111101101	-10.722
010101010011100100100011	-9.6814
110111001100000111000000	-8.1671
010010111010000101101000	-8.374
100111011111011111101101	-11.378
100111001111011111101100	-10.857
100111001111011111101101	-10.722
1001011011111111101101	-9.7262

Πληθυσμός μετά από ταξινόμηση γενιά 1

Chromosome	AF _{th}
100111011111011111101101	-11.378
100111001111011111101100	-10.857
100111001111011111101101	-10.722
100111001111011111101101	-10.722
100101101111111111101101	-9.726
010101010011100100100011	-9.681
010010111010000101101000	-8.374
110111001100000111000000	-8.167

Σχήμα 3.7: Βήματα αλγορίθμου (β) [8, σελ. 57].

Η γενιά 2 θα ξεκινήσει με ένα νέο τουρνουά. Αυτή τη φορά υπάρχει κάποια διαφοροποίηση στους γονείς. Οι νέες μάσκες και το ζευγάρι δημιουργούν 4 νέους απογόνους. Παρόλο που οι απόγονοι δεν είναι ίδιοι, είναι απλώς αντίγραφα ήδη υπάρχοντων γονέων. Κατά συνέπεια, η μετάλλαξη θα δώσει στον πληθυσμό την απαραίτητη διαφοροποίηση. Γίνεται πάλι η ταξινόμηση του πληθυσμού και διαπιστώνεται ότι μετά από δύο γενεές το μέγιστο επίπεδο πλευρικού λοβού έχει μειωθεί κατά 2 dB. Μέχρι τώρα, η μετάλλαξη παρέχει τη διαφοριστικότητα, ενώ η διασταύρωση καταλήγει σε αναπαραγωγή μόνο κάποιων καλών χρωμοσωμάτων. Μια ομοιόμορφη στοιχειοκεραία εξακολουθεί να έχει χαμηλότερους πλευρικούς λοβούς σε αυτό το σημείο.

Οι γονείς για τη γενιά 2 από την επιλογή τουρνουά

Ανταγωνιστές	Νικητές	Γονείς
3,3	3	10011100111101111101101
3,1	1	10011101111101111101101
1,1	1	10011101111101111101101
3,2	2	10011100111101111101100

Ομοιόμορφη διασταύρωση για δημιουργία απογόνων στη γενιά 2

Μάσκες διασταύρωσης	Απόγονοι	AF _{th}
000101111011011000001111	10011100111101111101101	-10.722
111010000100100111110000	10011101111101111101101	-11.378
011011000101111001100101	10011100111101111101101	-10.722
100100111010000110011010	10011101111101111101100	-11.378

Πληθυσμός της γενιάς 2 μετά από μετάλλαξη (έντονα bits)

Chromosome	AF _{th}
10011101111101111101101	-11.378
100111001111010111101100	-12.12
10011101111101111101101	-11.378
100111001111011101101101	-11.679
10011000111101111101101	-9.567
100111111111001111001101	-12.987
100111001111011111001101	-11.962
10011001111101111101100	-10.138

Πληθυσμός μετά από ταξινόμηση γενιά 2

Chromosome	AF _{th}
100111111111001111001101	-12.987
100111001111010111101100	-12.12
100111001111011111001101	-11.962
100111001111011101101101	-11.679
100111011111011111101101	-11.378
100111011111011111101101	-11.378
10011001111101111101100	-10.138
100110001111011111101101	-9.567

Σχήμα 3.8: Βήματα αλγορίθμου (γ) [8, σελ. 58].

Ο GA συνεχίζει αυτή τη διαδικασία. Στη γενιά 31 βρίσκει τη βέλτιστη λύση. Αν υποθεθεί ότι επτά διαφορετικά χρωμοσώματα μεταλλάσσονται σε κάθε γενεά (το μέγιστο δυνατό), τότε ο αριθμός των εκτιμήσεων της συνάρτησης κόστους σε αυτό το παράδειγμα είναι $8+31 \times 7=225$.

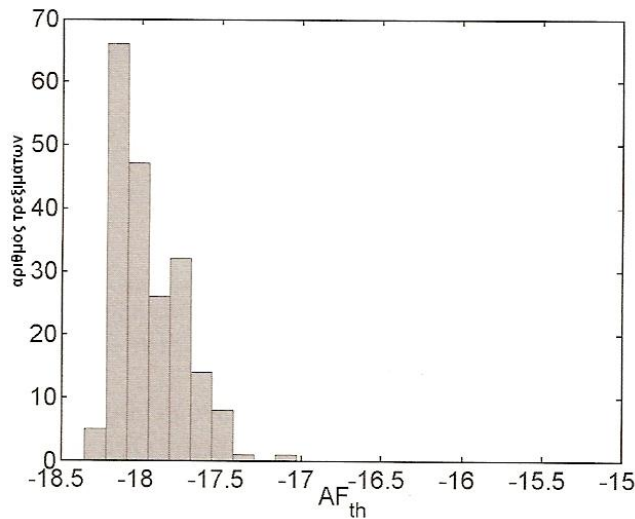
Τελικός πληθυσμός μετά τη γενιά 31

Chromosome	AF _{th}
11111111111101111001110	-18.35
111111111011110111001111	-16.652
11111111011101111001110	-16.087
11111111011101111001110	-16.087
11111111011100111001111	-15.556
11111111011111111001111	-15.118
111011111011101111001111	-14.231
11111111001101111001101	-13.664

Σχήμα 3.9: Βήματα αλγορίθμου (δ) [8, σελ. 59].

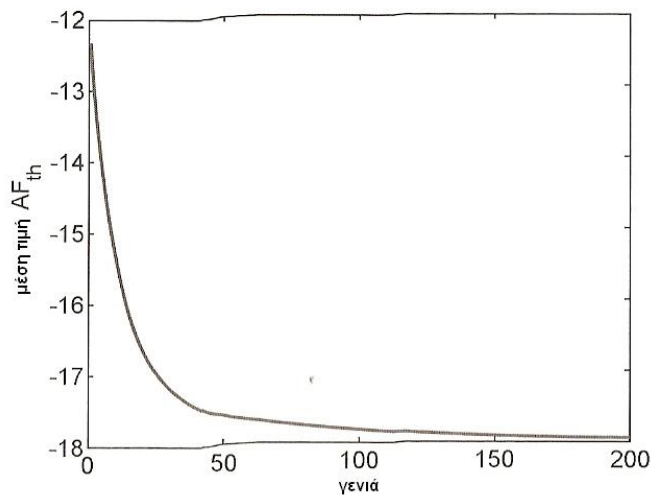
Ο GA δεν λειτουργεί πάντα το ίδιο καλά. Οι τυχαίες μεταβλητές παράγουν διαφορετικά αποτελέσματα σε κάθε ανεξάρτητο τρέξιμο του αλγορίθμου. Για να

δειχθεί η ποικίλη απόδοση του αλγορίθμου, έγιναν 200 ανεξάρτητα τρεξίματα και αναλύθηκαν τα αποτελέσματα [8]. Το Σχήμα 3.10 είναι ένα γράφημα των ανεξάρτητων τρεξιμάτων που διατήρησαν μια δεδομένη βέλτιστη τιμή για την AF_{th} . Για παραπάνω από τον μισό χρόνο, ο αλγόριθμος βρήκε μια «εκλεπτυσμένη» διάταξη που είχε ένα βέλτιστο αποτέλεσμα με το σχετικό ύψος του κορυφαίου πλευρικού λοβού κάτω από -18 dB.



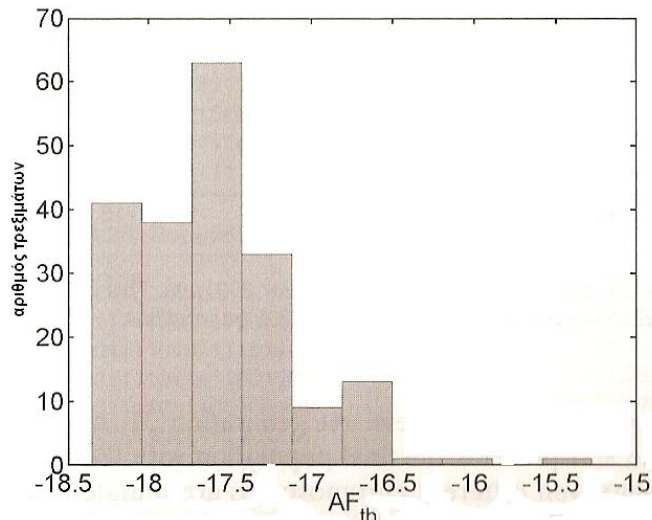
Σχήμα 3.10: Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (200 γενεές/τρεξίμο) [8, σελ. 59].

Το Σχήμα 3.11 είναι ένα γράφημα του μέσου όρου του καλύτερου αποτελέσματος για 200 ανεξάρτητα τρεξίματα σε κάθε γενιά. Στο μέσο όρο, ο GA ξεκινά γρήγορα και μετά επιβραδύνει.



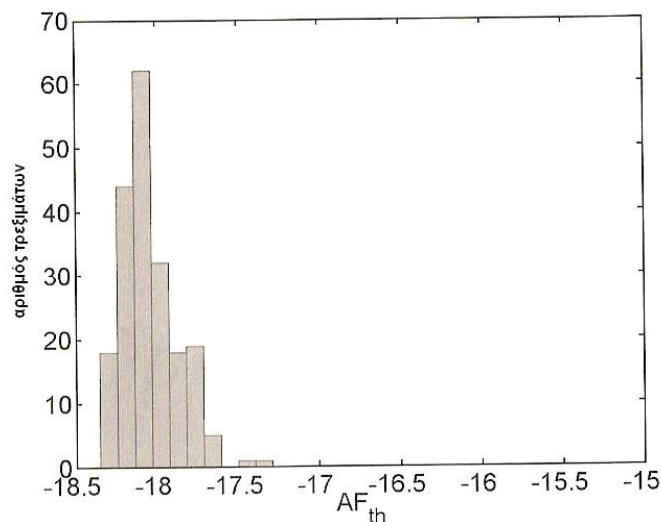
Σχήμα 3.11: Διάγραμμα του μέσου όρου της AF_{th} συναρτήσει των αριθμών των γενιών [8, σελ. 60].

Περιορίζοντας το μέγιστο αριθμό των γενιών σε 50, μειώνεται σημαντικά η επίδοση του αλγορίθμου, όπως φαίνεται και στο ακόλουθο σχήμα. Ένας πρώιμος τερματισμός του αλγορίθμου μπορεί να αρνηθεί τη ζητούμενη λύση.



Σχήμα 3.12: Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (50 γενεές/τρέξιμο) [8, σελ. 60].

Το Σχήμα 3.13 παρουσιάζει μια μικρή βελτίωση όταν ο αριθμός των γενεών αυξάνει σε 500. Συγκεκριμένα, υπάρχουν στο Σχήμα 3.12 περίπου 20 λύσεις που είναι χειρότερες από τη χειρότερη λύση του Σχήματος 3.13.



Σχήμα 3.13: Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (500 γενεές/τρέξιμο) [8, σελ. 61].

3.1.12 Σχεδίαση Κεραιών με τη χρήση Γενετικών Αλγορίθμων

Στον ηλεκτρομαγνητισμό έχουν εφαρμοστεί ευρέως οι γενετικοί αλγόριθμοι στη σχεδίαση και τη βελτιστοποίηση των γεωμετρικών χαρακτηριστικών κεραιών και στοιχειοκεραιών [12-45]. Όταν σχεδιάζεται μια κεραία ή κεραιοδιάταξη με τη μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων, τα ζητούμενα μπορεί να είναι η σύνθεση ενός επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας, η ελαχιστοποίηση της στάθμης των πλευρικών λοβών του διαγράμματος ακτινοβολίας, η σύνθεση διαγράμματος με πολλαπλούς λοβούς ακτινοβολίας ώστε σε κάποιες κατευθύνσεις να εμφανίζεται μέγιστη ακτινοβολή και σε κάποιες άλλες ελάχιστη, η επίτευξη συντονισμού σε κάποια μεμονωμένη συχνότητα ή σε ένα εύρος ζώνης συχνοτήτων καθώς και οποιοσδήποτε συνδυασμός από τα παραπάνω. Οι σχεδιαστικές παράμετροι μπορεί να είναι οι θέσεις των στοιχείων κάποιας κεραιοδομής, τα μεγέθη τους, οι ρευματικές διεγέρσεις κ.λ.π.

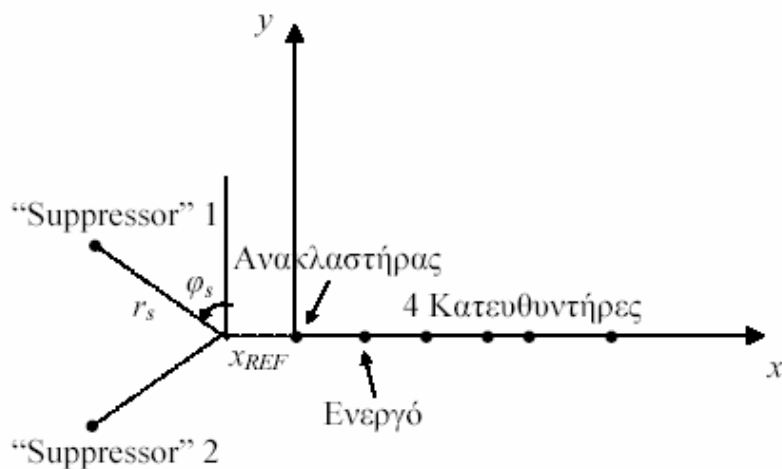
Στο [12] σχεδιάζεται μια τυπωμένη κεραία διπλής ζώνης, η οποία προκύπτει με τη χρήση ενός γενετικού αλγόριθμου που μεταβάλλει τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της. Μια μέθοδος για τον περιορισμό των πλευρικών λοβών μιας επίπεδης τετραγωνικής στοιχειοκεραίας παρουσιάζεται στο [13], η οποία βασίζεται στη χρήση ενός γενετικού αλγόριθμου που τροποποιεί τους συντελεστές βάρους σε κάθε στοιχείο. Στο [15] προτείνεται ένας γενετικός αλγόριθμος πραγματικής κωδικοποίησης με υψηλό ποσοστό μετάλλαξης (30%) για την ελαχιστοποίηση της ηλεκτρομαγνητικής αλληλεπίδρασης (coupling) μεταξύ δύο VHF-UHF κεραιών που τοποθετούνται πάνω στην άτρακτο ενός πολεμικού αεροσκάφους. Η τεχνική των γενετικών αλγορίθμων χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό ενός βέλτιστου σετ συντελεστών βάρους τροφοδοσίας και μιας βέλτιστης τοποθέτησης των στοιχείων μιας ανομοιόμορφης κυκλικής στοιχειοκεραίας [16], όπου σκοπός είναι η εξαγωγή ενός διαγράμματος ακτινοβολίας με τη μεγαλύτερη δυνατή μείωση της στάθμης του υψηλότερου πλευρικού λοβού, υπό τον περιορισμό ενός σταθερού εύρους δέσμης. Μια συμπαγής γενετική κεραία που αποτελείται από ένα σετ αγωγών οι οποίοι συνδέονται σε σειρά και είναι φορτωμένοι με κατάλληλο φορτίο σχεδιάζεται στο [27]. Το σχήμα της κεραίας, οι θέσεις και οι τιμές των φορτίων βελτιστοποιούνται χρησιμοποιώντας ένα γενετικό αλγόριθμο πραγματικής απεικόνισης. Στο [29] παρουσιάζεται μια κυκλική ευφυής κεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών λογαριθμικών περιοδικών διπολικών κεραιών. Η όλη διάταξη υπόκειται σε μια διαδικασία βελτιστοποίησης με σκοπό την επίτευξη σημαντικής κατευθυντικότητας και λειτουργικού εύρους ζώνης στη μπάνα των 3.1 GHz-10 GHz με τη βοήθεια ενός γενετικού αλγόριθμου. Η στροφή της δέσμης καθίσταται εφικτή επιλέγοντας κάθε φορά ποια λογαριθμική περιοδική διπολική κεραία συνδέεται με την πηγή σήματος. Επιπλέον, μέθοδοι σχεδίασης κεραιών ευρείας ζώνης με τη χρήση των γενετικών αλγορίθμων αναλύονται στο [36]. Περαιτέρω, ένας γενετικός αλγόριθμος βελτιστοποιεί μια διάταξη κάθετων διπόλων υπεράνω επίπεδης γης στο [37]. Στο [38] εισάγεται μια νέα μεθοδολογία για τη βελτιστοποίηση της τοπολογίας και των μεταβλητών μιας γραμμικής στοιχειοκεραίας. Αυτή η προσέγγιση συνδυάζει μια «γλώσσα των κεραιών», η οποία καθορίζει πως θα κατασκευαστούν οι κεραίες, με έναν γενετικό αλγόριθμο που θα δημιουργεί νέες σχεδιάσεις μέσα στο πλαίσιο αυτής της γλώσσας. Οι γραμματικοί κανόνες αυτής της γλώσσας είναι ευέλικτοι και μπορούν να κυμανθούν οπουδήποτε από πολύ ακαθόριστοι μέχρι πολύ συγκεκριμένοι. Η μέθοδος επιδεικνύεται λαμβάνοντας υπόψη κάποια ενδιαφέροντα σχεδιαστικά παραδείγματα όπου η «γλώσσα» ήταν περιορισμένη στις γνωστές τοπολογίες των λογαριθμικών περιοδικών κεραιών και των κεραιών Yagi-Uda, που ήταν γνωστό εκ των προτέρων ότι λειτουργούν καλά. Σαν αποτέλεσμα, ο γενετικός αλγόριθμος ανέπτυξε κάποιες υβριδικές σχεδιάσεις με καλύτερη επίδοση που αποτελούνται από έναν συγκερασμό των παραδοσιακών λογαριθμικών περιοδικών κεραιών και κεραιών Yagi-Uda. Η νέα αυτή οικογένεια κεραιών ονομάζονται Yagi-log κεραίες. Μια τεχνική που συνδυάζει τη μέθοδο Schelkunoff με έναν γενετικό αλγόριθμο για τη σύνθεση γραμμικών στοιχειοκεραιών με μιγαδικούς συντελεστές τροφοδοσίας και τυχαία διαγράμματα ακτινοβολίας αναφέρεται στο [39]. Μια τεχνική σύνθεσης διαγράμματος ακτινοβολίας για μια MxN επίπεδη στοιχειοκεραία προτείνεται επίσης στο [39], όπου ένας γενετικός αλγόριθμος χρησιμοποιείται για να καθορίσει το βέλτιστο πλάτος και τη βέλτιστη φάση διέγερσης του κάθε στοιχείου στη διάταξη. Ακόμα, στο [40] περιγράφεται η σχεδίαση κεραίας σύρματος ευρείας ζώνης, φορτωμένης σε διάφορα σημεία με παράλληλα κυκλώματα πηνίου και αντίστασης, σε συνδυασμό με κατάλληλα προσαρμοστικά δίκτυα.

Ενδεικτικά, στο [51] παρουσιάζεται ένα πολυκριτηριακό πρόβλημα βελτιστοποίησης. Παρουσιάζονται η σχεδίαση μιας κλασικής κεραιάς Yagi-Uda και η σχεδίαση μιας τροποποιημένης κεραιάς Yagi-Uda με επιπλέον παρασιτικά στοιχεία στην περιοχή του ενεργού στοιχείου, που δρουν σαν ανακλαστήρες. Διάφορες αντικειμενικές συναρτήσεις που συνδυάζουν απαιτήσεις για την κατευθυντικότητα, το front-to-back ratio και την αντίσταση εισόδου εξετάζονται. Κάθε τέτοια απαίτηση εισάγεται στην αντικειμενική συνάρτηση και έχει δικό της συντελεστή βαρύτητας. Παρουσιάζονται λοιπόν ενδιαφέρουσες συγκρίσεις με διαφορετικούς συντελεστές βάρους για ποικίλες δομές κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda με συχνότητα λειτουργίας στα 2.4 GHz, ενώ οι βέλτιστες λύσεις μελετώνται όσον αφορά στο εύρος ζώνης που επιτυγχάνουν.

Αναλυτικότερα, η τροποποιημένη στοιχειοκεραία Yagi-Uda, με δύο επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία στην περιοχή του ενεργού στοιχείου, απεικονίζεται στο Σχήμα 3.14 [51]. Τα δύο αυτά στοιχεία αποκαλούνται «καταστολείς» (“suppressors”), αφού λειτουργούν ως επιπλέον ανακλαστήρες καταστέλλοντας την ακτινοβολία στην οπίσθια κατεύθυνση. Η διάταξη που θα μελετηθεί στη συνέχεια στηρίζεται σε μια στοιχειοκεραία Yagi-Uda με 6 γραμμικά δίπολα παράλληλα στον άξονα z. Πιο συγκεκριμένα, ένα απλό δίπολο τροφοδοτούμενο από πηγή τάσης περιστοιχίζεται από έναν ανακλαστήρα και 4 κατευθυντήρες. Οι «καταστολείς» είναι όμοιοι μεταξύ τους, με ίδιο μήκος και ακτίνα. Η ακτίνα σύρματος είναι κοινή για όλα τα στοιχεία στη διάταξη. Όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα, οι θέσεις των “suppressors” καθορίζονται από μια ακτινική απόσταση r_s , μια γωνία φ_s που μετράται από τον άξονα y και μια απόσταση αναφοράς x_{ref} στον άξονα x. Οι “suppressors” είναι συμμετρικά τοποθετημένοι ως προς τον άξονα x.

Για τη σχεδίαση κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda, χρησιμοποιήθηκε δυαδικός γενετικός αλγόριθμος. Όσον αφορά στην κλασική Yagi, κάθε χρωμόσωμα παριστάνει πιθανές τιμές για τα μήκη των στοιχείων και τις μεταξύ τους αποστάσεις. Από την άλλη πλευρά, για τη Yagi με τους δύο «καταστολείς», ακολουθούνται δύο διαφορετικές διαδικασίες βελτιστοποίησης:

- η πρώτη λειτουργεί τόσο πάνω στις παραμέτρους της κλασικής δομής Yagi όσο και σε εκείνες των “suppressors”, ενώ
- η δεύτερη και γρηγορότερη εκδοχή χρησιμοποιεί ως βάση μια προηγουμένως σχεδιασθείσα δομή Yagi-Uda και περιορίζεται στην αναζήτηση μόνο των βέλτιστων παραμέτρων των δύο επιπρόσθετων παρασιτικών στοιχείων.



Σχήμα 3.14: Τοπολογία της τροποποιημένης κεραιάς Yagi-Uda [51].

Κάθε γενετικός περιλαμβάνει 250 γενιές με 60 χρωμοσώματα ανά γενιά. Η επιλογή γίνεται με τη διαδικασία της αποδεκάτισης πληθυσμού (population decimation), ενώ για το ζευγάρι χρησιμοποιείται η συνένωση χρωμοσωμάτων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Ακόμη, επιλέγεται διασταύρωση ενός σημείου με διαίρεση των ατόμων σε επίπεδο γονιδίου και δυαδική μετάλλαξη με πιθανότητα αλλαγής ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα ίση με $p_m = 0.15$.

Χρησιμοποιούνται τρεις διαφορετικές αντικειμενικές συναρτήσεις ανάλογα με τις απαιτήσεις της κάθε σχεδίασης. Αναλυτικότερα,

- 1) όταν στόχος είναι η μεγιστοποίηση του κέρδους, η αντικειμενική συνάρτηση έχει τη μορφή

$$of = \left(\frac{G}{G_{des}} \right)^2, \quad (3.8)$$

όπου G και G_{des} η τιμή της προσομοίωσης και η ζητούμενη τιμή για το κέρδος της κεραίας αντίστοιχα.

- 2) όταν στόχος είναι η μεγιστοποίηση του κέρδους και η ελαχιστοποίηση της στάθμης των πλευρικών λοβών, η αντικειμενική συνάρτηση έχει τη μορφή

$$of = W_G G(dBi) - W_B B(dBi), \quad (3.9)$$

όπου G το κέρδος, B η μέγιστη στάθμη των πλευρικών λοβών και W_G και W_B κατάλληλα επιλεγμένοι συντελεστές βαρύτητας.

- 3) όταν στόχος είναι η μεγιστοποίηση του κέρδους, η ελαχιστοποίηση της στάθμης των πλευρικών λοβών και η προσαρμογή του ενεργού στοιχείου σε μια γραμμή τροφοδοσίας χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω , η αντικειμενική συνάρτηση έχει τη μορφή

$$of = W_G G(dBi) - W_B B(dBi) - W_R (R_{in}(\Omega) - 50) - W_x (X_{in}(\Omega)), \quad (3.10)$$

όπου G το κέρδος, B η μέγιστη στάθμη των πλευρικών λοβών, R_{in} το πραγματικό μέρος της αντίστασης εισόδου, X_{in} το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου και W_G , W_B , W_R και W_x κατάλληλα επιλεγμένοι συντελεστές βαρύτητας.

Τέλος, ειδική αναφορά χρήζει η εργασία [61], όπου αναπτύσσεται ένας κατάλληλα προσαρμοσμένος γενετικός αλγόριθμος πραγματικής απεικόνισης, ο οποίος μεταβάλλει δυναμικά τις παραμέτρους των μηχανισμών του (διασταύρωση και μετάλλαξη) κατά τη διάρκεια της βελτιστοποίησης. Έτσι επιταχύνεται η σύγκλιση και η ανάγκη για εκ νέου καθορισμό των παραμέτρων (που γενικά γίνεται με επαναλαμβανόμενα τρεξίματα του κώδικα με διαφορετικές επιλογές παραμέτρων) μειώνεται σημαντικά. Η αποδοτικότητα της μεθόδου αποδεικνύεται μέσα από την εφαρμογή της σε ευφυείς προσαρμοστικές στοιχειοκεραίες όπου το ύψος των πλευρικών λοβών καθορίζεται με βέλτιστη επιλογή των πλατών και/ή των φάσεων των βάρων των στοιχείων.

Το πλούσιο αυτό υλικό συνιστά το καλύτερο υπόβαθρο για τη χρησιμοποίηση της μεθόδου των γενετικών αλγορίθμων στη σχεδίαση ευφών στοιχειοκεραίων και ιδιαίτερος ευρυζωνικών ευφών στοιχειοκεραίων μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών διπόλων, η οποία θα παρουσιαστεί εκτενώς στα επόμενα κεφάλαια της διατριβής.

3.2 Η ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΡΟΠΩΝ ΚΑΙ Ο ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΟΣ ΚΩΔΙΚΑΣ

Οι ευφυείς κεραιές ουσιαστικά δεν είναι άλλο παρά στοιχειοκεραίες με ηλεκτρονικά προσαρμοζόμενα και ελεγχόμενα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας. Για την ανάλυση και τον υπολογισμό των ηλεκτρομαγνητικών χαρακτηριστικών των ευφών κεραιών (πεδίο, διάγραμμα ακτινοβολίας, αντίσταση εισόδου κλπ.) είναι απαραίτητη η χρήση αριθμητικών μεθόδων επίλυσης, όπως η μέθοδος των βοηθητικών πηγών (Method of Auxiliary Sources – MAS), η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων (Finite Elements Method – FEM) κ.λ.π. Από τις πιο διαδεδομένες μεθόδους για την ανάλυση κεραιών, τον υπολογισμό των ρευματικών κατανομών, του πεδίου και του διαγράμματος ακτινοβολίας, είναι η μέθοδος των ροπών (Method of Moments – MoM), η οποία χρησιμοποιείται στην παρούσα διατριβή και μια συνοπτική παρουσίαση της ακολουθεί στη συνέχεια. Ουσιαστικά, η ανάλυση των προτεινόμενων κεραιών αυτής της διατριβής γίνεται με τη βοήθεια του λογισμικού πακέτου προσομοίωσης SuperNec v.2.4 (SNEC). Θεμέλιος λίθος αυτού του προγράμματος είναι ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας (NEC), ο οποίος χρησιμοποιεί τη Μέθοδο των Ροπών (MoM) για την επίλυση ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων. Έτσι κρίνεται αναγκαία σε αυτό το σημείο μια επισκόπηση της μεθόδου των Ροπών και του προγράμματος SNEC.

3.2.1 Η Μέθοδος των Ροπών

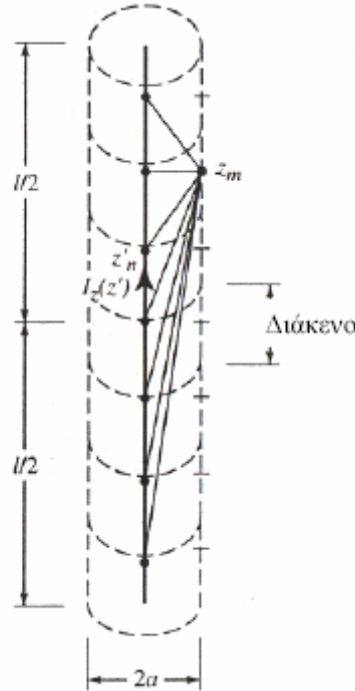
Κατά τον υπολογισμό άγνωστων ρευματικών κατανομών στην επιφάνεια κεραιών προκύπτουν ολοκληρωτικές ή ολοκληρωδιαφορικές εξισώσεις οι οποίες μπορούν να επιλυθούν με την μέθοδο MoM. Η μέθοδος MoM είναι γενική, με την έννοια ότι δεν περιορίζεται μόνο σε γραμμικές κεραιές, ενώ η ρευματική κατανομή κατά μήκος της κεραιάς υπολογίζεται κατά την εφαρμογή της μεθόδου. Επίσης, η μέθοδος MoM μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό της ίδιας και αμοιβαίας αντίστασης. Η ακρίβεια και η ταχύτητα εκτέλεσης της MoM εξαρτάται από την επιλογή των κατάλληλων ολοκληρωτικών εξισώσεων, των συναρτήσεων βάσης κ.α. Οι ολοκληρωτικές εξισώσεις διακρίνονται σε ηλεκτρικού πεδίου (Electric Field Integral Equations – EFIE) και μαγνητικού πεδίου (Magnetic Field Integral Equation – MFIE). Η μέθοδος των ροπών χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό άγνωστων ρευματικών κατανομών σε μικροταινιακά μικροκυματικά κυκλώματα, τυπωμένες και επίπεδες κεραιές, δίπολα και γραμμικές κεραιές [62, 63].

Ειδικότερα στην περίπτωση διπόλων θεωρείται ότι το ρεύμα στα άκρα της κεραιάς μηδενίζεται, δηλαδή $I(l/2) = I(-l/2) = 0$. Στην συνέχεια υπολογίζεται το ηλεκτρικό (ή μαγνητικό) πεδίο συναρτήσει της άγνωστης ρευματικής κατανομής και εφαρμόζεται η οριακή συνθήκη για το ηλεκτρικό πεδίο κατά μήκος της κεραιάς. Στην περίπτωση ιδανικού αγωγού (άπειρης αγωγιμότητας) η οριακή συνθήκη προβλέπει ότι στο σημείο τροφοδότησης του διπόλου το εφαπτομενικό ηλεκτρικό πεδίο έχει σταθερό πλάτος ενώ πάνω στην επιφάνεια του αγωγού μηδενίζεται.

Δύο δημοφιλείς EFIEs είναι η ολοκληρωδιαφορική εξίσωση του Pocklington και η ολοκληρωτική εξίσωση του Hallen. Η εξίσωση του Pocklington προκύπτει από την επιβολή της οριακής συνθήκης για το μηδενισμό του συνολικού εφαπτομενικού πεδίου στην επιφάνεια ενός τέλει αγωγού. Ύστερα από εκτεταμένη ανάλυση και υποθέτοντας πολύ λεπτό αγωγό ($a \ll \lambda$), καταλήγει κανείς στην ακόλουθη εξίσωση [62, 63]:

$$\left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) \int_{-l/2}^{l/2} \frac{e^{-jkR}}{4\pi \cdot r} I_z(z') dz' = -j\omega\varepsilon E_z^i(\rho = \alpha) \quad (3.11)$$

όπου $I_z(z')$ η ισοδύναμη νηματοειδής ρευματική κατανομή κατά μήκος του κεντρικού άξονα του αγωγού, E_z^i το προσπίπτον ηλεκτρικό πεδίο, α η ακτίνα και l το μήκος του αγωγού, και $R = \sqrt{a^2 + (z - z')^2}$. Το σημείο z είναι σημείο παρατήρησης επί της επιφάνειας του αγωγού και το σημείο z' είναι σημείο ολοκλήρωσης επί του κεντρικού άξονα του αγωγού (Σχήμα 3.15).



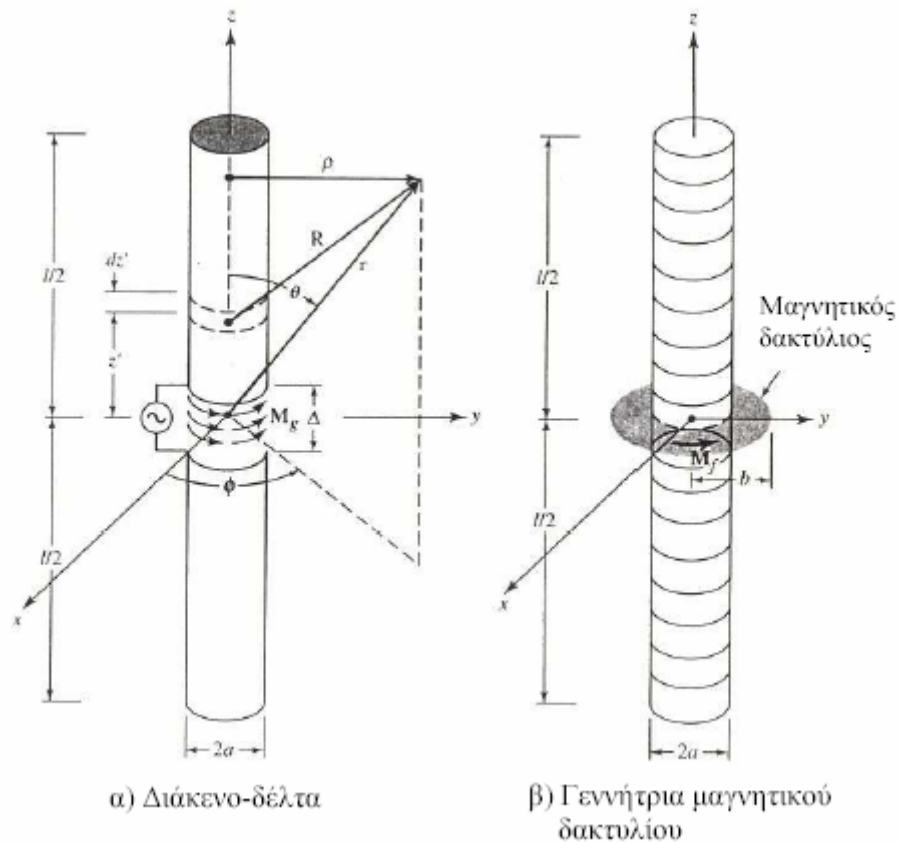
Σχήμα 3.15: Ισοδύναμη ρευματική κατανομή κατά μήκος του κεντρικού άξονα του αγωγού [62].

Με ανάλογη διαδικασία και επιβολή των οριακών συνθηκών για τέλειο λεπτό αγωγό (μηδενισμός του συνολικού εφαπτομενικού πεδίου στην επιφάνεια), προκύπτει και η εξίσωση του Hallén. Στην περίπτωση αυτή επιλύεται διαφορική εξίσωση δεύτερης τάξης με άγνωστη συνάρτηση το διανυσματικό δυναμικό A_z , το οποίο θεωρείται άρτια συνάρτηση του z λόγω της συμμετρίας της πυκνότητας ρεύματος. Χρησιμοποιώντας τη σχέση ορισμού του A_z , καταλήγει κανείς στην ακόλουθη εξίσωση [62]:

$$\int_{-l/2}^{l/2} \frac{e^{-jkR}}{4\pi \cdot R} I_z(z') dz' = -j\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \left[B \cos(kz) + (V_i/2) \sin(k|z|) \right] \quad (3.12)$$

όπου ε η διηλεκτρική σταθερά και μ η μαγνητική διαπερατότητα, V_i η τάση τροφοδότησης, και B σταθερά η οποία προκύπτει από την οριακή συνθήκη μηδενισμού του ρεύματος στα άκρα του αγωγού.

Υπάρχουν δύο τρόποι διέγερσης ενός αγωγού σύρματος: η διέγερση με εφαρμογή τάσης σε διάκενο (delta-gap excitation) και η διέγερση με εφαρμογή ρεύματος ισοδύναμου μαγνητικού δακτυλίου (equivalent magnetic ring current ή magnetic frill generator).



Σχήμα 3.16: Μοντελοποίηση διέγερσης κυλινδρικού δίπολου [62].

- *Διάκενο-δέλτα*. Πρόκειται για την απλούστερη και πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη μορφή διέγερσης. Σύμφωνα με αυτήν, η τάση διέγερσης υποτίθεται ίση με μια σταθερή τιμή V_i στο σημείο τροφοδότησης και μηδέν οπουδήποτε αλλού. Επομένως, το προσπίπτον ηλεκτρικό πεδίο $E_z^i \left(\rho = a, 0 \leq \phi \leq 2\pi -l/2 \leq z \leq +l/2 \right)$ είναι επίσης σταθερό (ίσο με V_i/Δ , όπου Δ είναι το εύρος του διάκενου) κατά μήκος του διάκενου και μηδέν οπουδήποτε αλλού [62]. Για τη μοντελοποίηση διάκενου δέλτα, το διάκενο τροφοδότησης εύρους Δ αντικαθίσταται από ισοδύναμη μαγνητική πυκνότητα ρεύματος ίση με

$$M_g = \hat{\phi} \frac{V_i}{\Delta}, \quad -\frac{\Delta}{2} \leq z' \leq \frac{\Delta}{2} \quad (3.13)$$

- *Γεννήτρια μαγνητικού δακτυλίου*. Στην περίπτωση αυτή το διάκενο τροφοδότησης αντικαθίσταται από μαγνητική πυκνότητα ρεύματος, η οποία υφίσταται επί της περιφέρειας δακτυλίου με εσωτερική ακτίνα ίση με την ακτίνα του αγωγού a και εξωτερική ακτίνα b . Εφόσον το δίπολο τροφοδοτείται από γραμμή μεταφοράς, η εξωτερική ακτίνα υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την έκφραση της χαρακτηριστικής αντίστασης της γραμμής. Η ισοδύναμη μαγνητική πυκνότητα ρεύματος για το δακτυλιοειδές άνοιγμα είναι [62]

$$M_f = -\hat{\phi} \frac{V_i}{\rho' \ln(b/a)}, \quad a \leq \rho' \leq b \quad (3.14)$$

Τα πεδία που παράγονται από τη μαγνητική πυκνότητα της (3.14) επί της επιφάνειας του αγωγού μπορούν να προσεγγιστούν από εκείνα κατά μήκος του κεντρικού άξονα [62]:

$$E_z^i(\rho=0, -l/2 \leq z \leq l/2) = -\frac{V_i}{2 \ln(b/a)} \left(\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} \right) \quad (3.15)$$

όπου $R_1 = \sqrt{z^2 + a^2}$ και $R_2 = \sqrt{z^2 + b^2}$.

Η τροφοδότηση του magnetic frill generator είναι πιο ακριβής από το μοντέλο του διάκενου δέλτα. Βρίσκει εφαρμογή στην εξίσωση του Rocklington, ενώ η εξίσωση του Hallén συνήθως περιορίζεται στη χρήση διάκενου δέλτα [62].

Οι (3.11) και (3.12) αποτελούν εξισώσεις γραμμικού τελεστή (linear-operator equations). Μπορούν λοιπόν να γραφούν στη μορφή [62, 63]

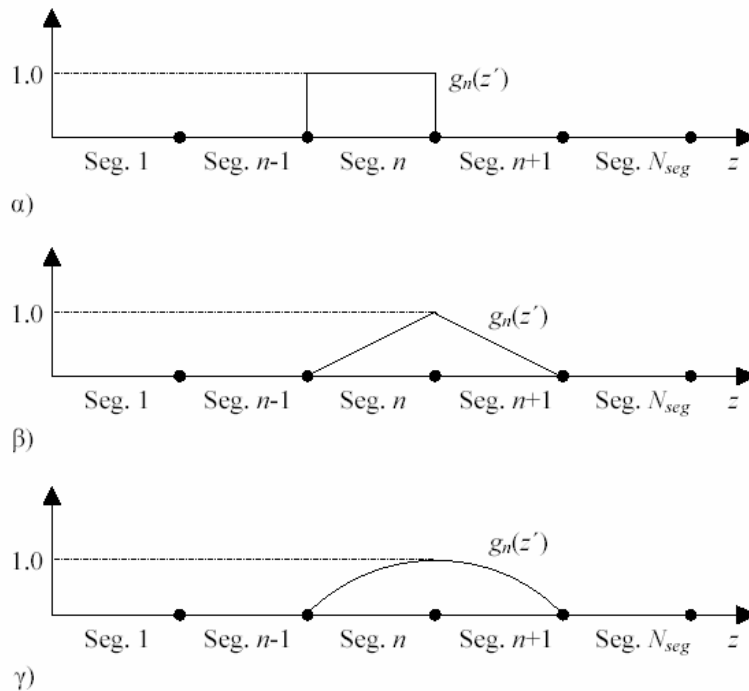
$$F[g] = e \quad (3.16)$$

όπου $F[.]$ είναι γραμμικός τελεστής ($F[a_1g_1 + a_2g_2] = a_1F[g_1] + a_2F[g_2]$), g η άγνωστη ρευματική κατανομή και e η γνωστή διέγερση. Στην προκειμένη περίπτωση ο τελεστής $F[.]$ είναι ολοκλήρωμα (Hallén), ή ολοκλήρωμα και διαφόριση (Rocklington).

Για την επίλυση της (3.16), η μέθοδος των ροπών προβλέπει τη διαίρεση του αγωγού σε N_{seg} μη επικαλυπτόμενα τμήματα (segments) και την ανάλυση της g σε ένα άθροισμα N_{seg} γνωστών συναρτήσεων g_n , που καλούνται συναρτήσεις βάσης (basis ή expansion functions) [62]:

$$g(z') = \sum_{n=1}^{N_{seg}} a_n g_n(z'). \quad (3.17)$$

όπου a_n άγνωστοι σταθεροί συντελεστές. Οι πιο συνηθισμένες συναρτήσεις βάσης (Σχήμα 3.17) είναι οι σταθερές (piecewise constant), οι γραμμικές (piecewise linear), και οι ημιτονοειδείς (piecewise sinusoid) [62, 63].



Σχήμα 3.17: Είδη συναρτήσεων βάσης: α) σταθερή, β) γραμμική, γ) ημιτονοειδής.

Αντικαθιστώντας τη (3.17) στη (3.16) έχουμε:

$$\sum_{n=1}^{N_{seg}} a_n F(\mathbf{g}_n) = \mathbf{e}. \quad (3.18)$$

Για τον υπολογισμό των αγνώστων α_n , απαιτούνται N_{seg} γραμμικά ανεξάρτητες εξισώσεις. Για το σκοπό αυτό, εφαρμόζεται η (3.18) σε N_{seg} διαφορετικά σημεία στην επιφάνεια του αγωγού (point-matching ή collocation). Έτσι, προκύπτει το ακόλουθο $N_{seg} \times N_{seg}$ σύστημα εξισώσεων:

$$\sum_{n=1}^{N_{seg}} a_n F(\mathbf{g}_n) = \mathbf{e}_m \quad , \quad m = 1, 2, \dots, N_{seg} \quad (3.19)$$

Σε μορφή πινάκων, η (3.19) γράφεται ως εξής:

$$[G_{mn}] \cdot [I_n] = [E_m] \quad (3.20)$$

όπου $G_{mn} = F(\mathbf{g}_n)$, $I_n = \alpha_n$, $E_m = \mathbf{e}_m$.

Οι άγνωστοι συντελεστές α_n μπορούν να υπολογιστούν επιλύοντας τη (3.20) με τεχνικές αντιστροφής πινάκων:

$$[I_n] = [G_{mn}]^{-1} [E_m] \quad (3.21)$$

Για βελτίωση της λύσης των (3.18), (3.19), ή (3.20) μπορεί στη (3.16) να ληφθεί το ακόλουθο εσωτερικό γινόμενο [62]

$$\langle \mathbf{w}_m, F(\mathbf{g}) \rangle = \langle \mathbf{w}_m, \mathbf{e} \rangle \quad (3.22)$$

όπου $\{\mathbf{w}_m\}$ είναι ένα σετ συναρτήσεων βάρους (weighting functions). Ένα τυπικό, αλλά όχι μοναδικό, εσωτερικό γινόμενο είναι το εξής [62]:

$$\langle \mathbf{w}, \mathbf{g} \rangle = \iint_s \mathbf{w}^* \cdot \mathbf{g} ds \quad (3.23)$$

Η τροποποίηση αυτή αναγκάζει την οριακή συνθήκη μηδενισμού του συνολικού εφαπτομενικού πεδίου να ικανοποιείται κατά μέσο όρο σε όλη την επιφάνεια του αγωγού και όχι μόνο στα matching points. Συνδυάζοντας (3.18) και (3.22), καταλήγει κανείς σε μια εξίσωση της μορφής

$$\sum_{n=1}^{N_{seg}} a_n \langle \mathbf{w}_m, F(\mathbf{g}_n) \rangle = \langle \mathbf{w}_m, \mathbf{e} \rangle, \quad m = 1, 2, \dots, N_{seg} \quad (3.24)$$

Σε μορφή πινάκων ισχύει η (3.20), μόνο που $G_{mn} = \langle \mathbf{w}_m, F(\mathbf{g}_n) \rangle$ και $E_m = \langle \mathbf{w}_m, \mathbf{e} \rangle$.

Όσον αφορά στην επιλογή των συναρτήσεων βάρους, όταν $\mathbf{w}_n = \mathbf{g}_n$ πρόκειται για τη μέθοδο του Galerkin. Τυπικές συναρτήσεις βάρους είναι οι συναρτήσεις δέλτα [62]:

$$[\mathbf{w}_m] = [\delta(\mathbf{z} - \mathbf{z}_m)], \quad m = 1, 2, \dots, N_{seg}, \quad \mathbf{z}_m \text{ matching points} \quad (3.25)$$

Για περισσότερες πληροφορίες πάνω στη μέθοδο των ροπών ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στην εργασία του Harrington [64].

3.2.2 Ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας και το πρόγραμμα SuperNec

Η προσαρμογή της MoM στη σχεδίαση των ευφών κεραιών που πραγματεύεται αυτή η διατριβή κατέστη δυνατή μέσω του προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης κεραιών SuperNEC v.2.4 (Super Numerical Electromagnetics Code SNEC). Το SuperNEC είναι ένα πρόγραμμα προσομοίωσης κεραιών και επίλυσης ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων. Το πρόγραμμα επιτρέπει την προσομοίωση και την εκτίμηση της ηλεκτρομαγνητικής επίδοσης απλών κεραιών, καθώς και κεραιών που βρίσκονται τοποθετημένες πάνω σε πολύπλοκες κατασκευές, σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Το σημείο εκκίνησης, για το πρόγραμμα προσομοίωσης SuperNEC, αποτέλεσε ο πολύ γνωστός αριθμητικός ηλεκτρομαγνητικός κώδικας (Numerical Electromagnetic Code) NEC 2, ο οποίος αναπτύχθηκε από το αμερικάνικο ναυτικό σε συνεργασία με τα εργαστήρια Lawrence Livermore, το 1982.

Το 1987 ο Derek Nitch δημιούργησε μια παράλληλη έκδοση του NEC2, χρησιμοποιώντας τη γλώσσα FORTRAN. Ο κώδικας που προέκυψε με τον τρόπο αυτό ήταν πολύ δύσκολο να διαμορφωθεί και ο Derek Nitch ξανασχεδίασε το πρόγραμμα ξεκινώντας από την θεμελιώδη θεωρία χρησιμοποιώντας αρχές του αντικειμενοστραφούς προγραμματισμού. Το νέο πρόγραμμα, το οποίο ήταν γραμμένο σε C++, ήταν πιο γρήγορο, χρησιμοποιούσε πιο δυναμικές δομές δεδομένων και το σημαντικότερο, ήταν πολύ πιο εύκολο να επεκταθεί και να διαφοροποιηθεί. Το νέο πρόγραμμα ήταν διαμορφωμένο έτσι ώστε να εκτελείται παράλληλα σε διαφορετικούς υπολογιστές που είναι συνδεδεμένοι σε τοπικό δίκτυο. Μια μέθοδος λύσης για υψίσυχνα προβλήματα, η γεωμετρική μέθοδος της περίθλασης (Uniform geometrical Theory of Diffraction, UTD), προστέθηκε στην ήδη υπάρχουσα μέθοδο των ροπών (Method of Moments, MOM) που χρησιμοποιούσαν οι πρώτες εκδόσεις του Super NEC, δημιουργώντας με τον τρόπο αυτό ένα υβριδικό μοντέλο. Επίσης, προστέθηκαν μερικοί νέοι αλγόριθμοι για γρήγορες λύσεις των ολοκληρωτικών εξισώσεων.

Μια καινοτομία στο SuperNEC είναι και το γραφικό περιβάλλον που βασίζεται στο Matlab, τόσο για τα αρχεία εισόδου όσο και για τα αρχεία εξόδου. Το γεγονός αυτό έκανε το πρόγραμμα πολύ πιο εύχρηστο σε σχέση με την προηγούμενη έκδοση του NEC2.

Το NEC2 εκτελούσε τις προσομοιώσεις χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των ροπών (Method of Moments, MOM). Με τη μέθοδο αυτή γίνεται διακριτοποίηση του προβλήματος χρησιμοποιώντας μικρά αγωγίμα τμήματα (wire segments), συχνά στην μορφή δικτυώματος, όταν μοντελοποιούνται επιφάνειες. Προκειμένου η παραπάνω μέθοδος να παρέχει σωστά αποτελέσματα πρέπει τα μικρά αγωγίμα τμήματα να έχουν μέγεθος περίπου ίσο με το 1/10 του μήκους κύματος. Ο χρόνος επίλυσης του προβλήματος στον υπολογιστή είναι ανάλογος του N^3 , ενώ η μνήμη που απαιτείται είναι ανάλογη του N^2 , όπου N είναι ο αριθμός των αγνώστων [65-66].

Η γεωμετρική θεωρία της περίθλασης (UTD) είναι μια ηλεκτρομαγνητική μέθοδος που αφορά υψηλές συχνότητες. Η μέθοδος UTD συμπλήρωσε την μέθοδο των ροπών, έτσι ώστε τα υψηλής συχνότητας προβλήματα να μπορούν να επιλύονται με τη μέθοδο UTD, ενώ τα χαμηλότερης συχνότητας προβλήματα επιλύονται με την μέθοδο των ροπών.

Στην προσπάθεια να γεφυρωθεί το χάσμα ανάμεσα στο ηλεκτρικό μέγεθος των προβλημάτων που επιλύονται μόνο με την μέθοδο των ροπών και σε αυτά που επιλύονται με τη μέθοδο UTD, δημιουργήθηκε ένα νέο υβριδικό μοντέλο που αποτελείται και από τις δύο αυτές μεθόδους. Ο νέος αυτός υβριδικός κώδικας μπορεί να αναλύσει προβλήματα, στα οποία μικρά αγωγίμα τμήματα, διηλεκτρικές πλάκες, κύλινδροι, σφαίρες κτλ. μπορούν να συνυπάρχουν στο ίδιο πρόβλημα. Συνδυάζοντας

τις δύο μεθόδους, έχει αυξηθεί το εύρος των συχνοτήτων στο οποίο μπορούν να επιλυθούν διάφορα προβλήματα [65, 66].

Το πρόγραμμα έχει μετατραπεί έτσι ώστε να μπορεί να εκτελείται παράλληλα σε διαφορετικούς υπολογιστές, συνδεδεμένους σε τοπικό δίκτυο με την βοήθεια του πακέτου PVM (Parallel Virtual Machine). Το όφελος από αυτή την προσαρμογή του προγράμματος είναι πολύ σημαντικό, γιατί διαφορετικοί υπολογιστές μπορούν να συνδεθούν για να λύσουν μεγάλα ηλεκτρομαγνητικά προβλήματα.

Το SNEC λοιπόν αποτελεί έναν υβριδικό συνδυασμό της MoM και της ομοιόμορφης θεωρίας περίθλασης (UTD). Οι βασικές δομικές μονάδες της MoM στο SNEC είναι τα στοιχειώδη τμήματα αγωγών (wire segments). Σε αυτά στηρίζεται η κατασκευή κεραιών σύρματος (wire antennas) διαφόρων τύπων και μορφών, καθώς και η δημιουργία αγωγίμων επιφανειών. Η διέγερση των κεραιών στο SNEC πραγματοποιείται με την εφαρμογή κατάλληλης πηγής τάσης ή πηγής ρεύματος. Η μοντελοποίηση της ηλεκτρομαγνητικής απόκρισης μιας δομής στο SNEC απαιτεί την επίλυση της εξίσωσης του Rocklington. Το πρόγραμμα χρησιμοποιεί τις συναρτήσεις δέλτα του Dirac σαν συναρτήσεις βάρους και διαφορετικές όσον αφορά στην ανάπτυξη της κατανομής του ρεύματος. Το ρεύμα σε κάθε στοιχειώδες αγωγίμο τμήμα στο SNEC δίνεται στην ακόλουθη μορφή:

$$I_i(z) = a_i + \beta_i \sin(z - z_i) + \gamma_i \cos(z - z_i) \quad (3.26)$$

Οι τρεις συντελεστές a_i , β_i και γ_i σχετίζονται με την συνέχεια του ρεύματος από το ένα στοιχειώδες αγωγίμο τμήμα στο επόμενο, καθώς και με τις συνθήκες στα άκρα του αγωγού. Η εξίσωση (3.26) χρησιμοποιεί τρεις αγνώστους γεγονός το οποίο δείχνει ότι χρησιμοποιώντας πιο ακριβείς συναρτήσεις βάσης, η επίλυση γίνεται πιο πολύπλοκη αλλά με πιο γρήγορη σύγκλιση. Η εξίσωση πινάκων (3.20) επιλύεται στο SNEC με τη μέθοδο του Gauss [67]. Αφού υπολογιστεί η ρευματική κατανομή, στη συνέχεια υπολογίζεται το πεδίο που ακτινοβολεί η κεραία στο χώρο. Η προσέγγιση αυτή του μακρινού πεδίου είναι έγκυρη όταν το σημείο παρατήρησης του πεδίου βρίσκεται σε αρκετά μεγάλη απόσταση από τη ρευματική κατανομή συγκρινόμενη με το μήκος κύματος και τις διαστάσεις της ρευματικής κατανομής. Όσο για τις δομικές μονάδες της UTD που είναι διαθέσιμες στον κώδικα, αυτές περιλαμβάνουν πολυεπίπεδες διηλεκτρικές πλάκες και ελλειπτικούς κυλίνδρους. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης είναι αξιόπιστα όταν οι διαστάσεις των παραπάνω δομών, οι οποίες μπορεί να παριστάνουν διηλεκτρικούς σκεδαστές (π.χ., τοίχους), είναι πολύ μεγαλύτερες από το μήκος κύματος. Γενικά στο SNEC χρησιμοποιείται η MoM για την εξαγωγή των βασικών χαρακτηριστικών των κεραιών (ρευματική κατανομή, ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο, διάγραμμα ακτινοβολίας, αντίσταση εισόδου). Σε περιπτώσεις όμως που στην υπό εξέταση δομή συμμετέχουν και στοιχειώδεις μονάδες της UTD, επιστρατεύεται ο υβριδικός χαρακτήρας του SNEC για την ολοκληρωμένη ανάλυση που απαιτείται [65, 66]. Για την ανάλυση των κεραιοσυστημάτων αυτής της διατριβής, το πρόγραμμα χρησιμοποιεί μόνο το μοντέλο της MoM που διαθέτει, καθώς αυτά υλοποιούνται από γραμμικά τμήματα αγωγού (wire segments).

3.3 ΓΕΝΕΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕ ΤΗ ΒΟΗΘΕΙΑ ΤΗΣ MoM ΚΑΙ ΤΟΥ SNEC

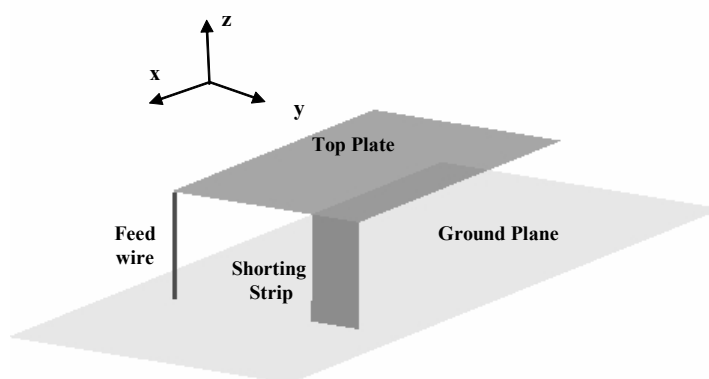
Πολλά προβλήματα σύνθεσης κεραιών επιλύονται σε συνδυασμό με τη μέθοδο MoM και την τεχνική των Γενετικών Αλγορίθμων [24-27, 29, 33, 51, 54]. Ο βασικός λόγος για τη χρήση αυτού του συνδυασμού είναι η εγκυρότητα και η ακρίβεια των αποτελεσμάτων που προσφέρει η MoM στην ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των

κεραιών (υπολογισμός ακτινοβολούμενου πεδίου, αντίστασης εισόδου, κλπ) και η δυνατότητα των γενετικών αλγορίθμων για καθολική εξερεύνηση του χώρου δυνατών λύσεων. Συνήθως σε τέτοια προβλήματα όπου αναζητείται η βέλτιστη σχεδίαση μιας κεραιοδομής, κάθε άτομο του πληθυσμού στο γενετικό αλγόριθμο είναι μια κεραία που αντιπροσωπεύει μια πιθανή λύση και οι ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες της αναλύονται και παρουσιάζονται με τη βοήθεια της MoM. Με την εφαρμογή των μηχανισμών του γενετικού αλγόριθμου, θα προκύψει η τελική και προτεινόμενη κεραία, η οποία θα ικανοποιεί κατά τον καλύτερο τρόπο τις απαιτήσεις σχεδίασης. Σε αυτό το σημείο θα παρουσιαστούν κάποια κεραιοσυστήματα που σχεδιάστηκαν με τη βοήθεια των γενετικών αλγορίθμων και του λογισμικού πακέτου προσομοίωσης SNEC, τα οποία εντάσσονται στα ευρύτερα πλαίσια αυτής της διατριβής.

3.3.1 Βελτιστοποίηση μιας Επίπεδης Κεραίας ανεστραμμένου F (Planar Inverted F Antenna, PIFA)

Με την ολοένα αυξανόμενη απαίτηση σε κινητές επικοινωνίες ευρείας ζώνης, αποδίδεται περισσότερη προσοχή στο σχεδιασμό των νέων τερματικών. Τα παρόντα κινητά τερματικά αναμένονται να παρουσιάζουν αυξημένο λειτουργικό εύρος ζώνης και να διατηρούν συγχρόνως ένα χαμηλό γεωμετρικό προφίλ. Κατά τη διάρκεια των τελευταίων ετών ένα νέο κεραιοσύστημα για τερματικά, η επίπεδη κεραία ανεστραμμένου F (Planar Inverted F Antenna, PIFA) έχει εμφανιστεί σαν ο κατάλληλος αντικαταστάτης των μονοπολικών και ελικοειδών κεραιών που κατασκευάστηκαν τα προηγούμενα χρόνια από τη βιομηχανία.

Η γεωμετρία της PIFA απεικονίζεται στο Σχήμα 3.18. Η διάταξη αποτελείται από μια αγωγίμη ορθογώνια πλάκα (top plate) τοποθετημένη πάνω από επίπεδη βάση περιορισμένου μεγέθους (ground plane). Μεταξύ τους υπάρχει ένα τροφοδοτούμενο σύρμα (feed wire) και μια ορθογώνια κατασκευή (shorting strip) που βραχυκυκλώνει το κάτω με το πάνω μέρος της όλης διάταξης. Η επίδοση της κεραίας ρυθμίζεται αλλάζοντας τις διαστάσεις κάθε στοιχείου [68], το μέγεθος και το περίγραμμα της άνω αγωγίμης πλάκας [69- 73], καθώς και το μέγεθος της επίπεδης βάσης. Αλλάζοντας τις διαστάσεις της πάνω πλάκας, το ύψος πάνω από την επίπεδη βάση και το μέγεθος της ίδιας της βάσης, παρατηρείται μια μεταβολή στη συχνότητα συντονισμού και στο εύρος ζώνης [68].

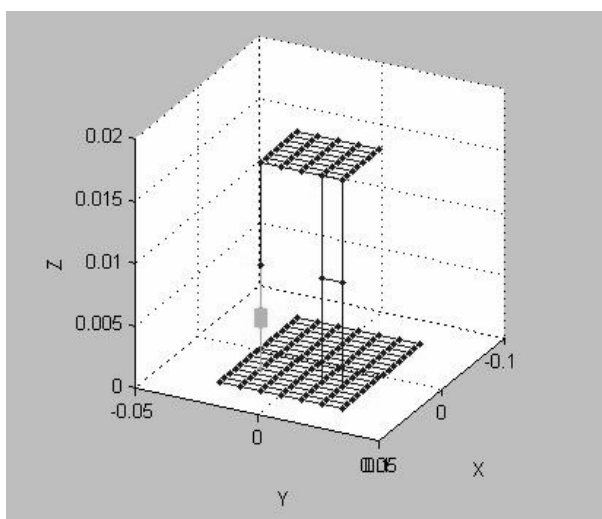


Σχήμα 3.18: Δομή της PIFA.

Σε αυτό το σημείο λαμβάνει χώρα μια βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών της PIFA αναφορικά με τις διαστάσεις της άνω αγωγίμης πλάκας, της αγωγίμης επίπεδης βάσης και της επιφάνειας βραχυκύκλωσης με τη χρησιμοποίηση της τεχνικής των γενετικών αλγορίθμων, λαμβάνοντας υπόψη την απαίτηση για ένα εκτεταμένο

λειτουργικό εύρος ζώνης. Οι διαστάσεις της προτεινόμενης διάταξης εξαρτώνται μόνο από το μήκος κύματος στη συχνότητα υπό εξέταση και ως εκ τούτου οι ηλεκτρικές διαστάσεις διατηρούνται σταθερές. Η κεραία που αναπτύσσεται σε αυτήν την παράγραφο περιγράφεται αναλυτικά στο [74].

Η προσομοίωση και ο σχεδιασμός της προαναφερθείσας κεραίας γίνονται με τη βοήθεια του λογισμικού πακέτου SNEC, όπου τα συστατικά στοιχεία της MoM που είναι διαθέσιμα στον κώδικα είναι τα τμήματα αγωγού (wire segments). Ως εκ τούτου, η PIFA αποτελείται από τρία πλέγματα αγωγών σύρματος (που αναπαριστούν την άνω πλάκα, την επίπεδη βάση και την επιφάνεια βραχυκύκλωσης αντίστοιχα) και έναν τροφοδοτούμενο αγωγό σύρματος, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.19. Η τελική δομή στο SNEC υλοποιείται με τέτοιο τρόπο ώστε οι τιμές εισόδου που καθορίζει ο χρήστης για τις διαστάσεις της διάταξης να δίνονται συναρτήσει των αριθμών των τμημάτων αγωγού. Δεδομένου λοιπόν του ότι το μήκος τμήματος (segment length, *seglen*) είναι κλάσμα του μήκους κύματος λ , το ηλεκτρικό μέγεθος της PIFA είναι σταθερό. Το σκεπτικό αυτό προέκυψε από την αναγκαιότητα σχεδίασης της PIFA σύμφωνα με τους περιορισμούς που θέτει το SNEC.



Σχήμα 3.19: Υλοποίηση της PIFA στο SNEC.

Για να βρεθεί η βέλτιστη διάταξη σχετικά με το λειτουργικό εύρος ζώνης, χρησιμοποιείται η τεχνική των Γενετικών Αλγορίθμων. Στην εν λόγω διαδικασία βελτιστοποίησης, ο γενετικός αλγόριθμος που χρησιμοποιείται είναι ενσωματωμένος στο SNEC [65, 66]. Στον Πίνακα 3.1 παρουσιάζονται οι παράμετροι που συμμετέχουν στο γενετικό αλγόριθμο και τα διαστήματα μεταβολής τους.

Πίνακας 3.1

Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την PIFA.

Παράμετρος	Διάστημα Μεταβολής	Αποτέλεσμα Γενετικού Αλγορίθμου
Μήκος άνω πλάκας	$2seglen - 10seglen$	$7seglen$
Πλάτος άνω πλάκας	$3seglen - 10seglen$	$4seglen$
Μήκος βάσης	$2seglen - 20seglen$	$15seglen$
Πλάτος βάσης	$3seglen - 20seglen$	$6seglen$
Ύψος αγωγού	$1seglen - 3seglen$	$2seglen$
Πλάτος επιφάνειας βραχυκύκλωσης	$1seglen - 9seglen$	$1seglen$

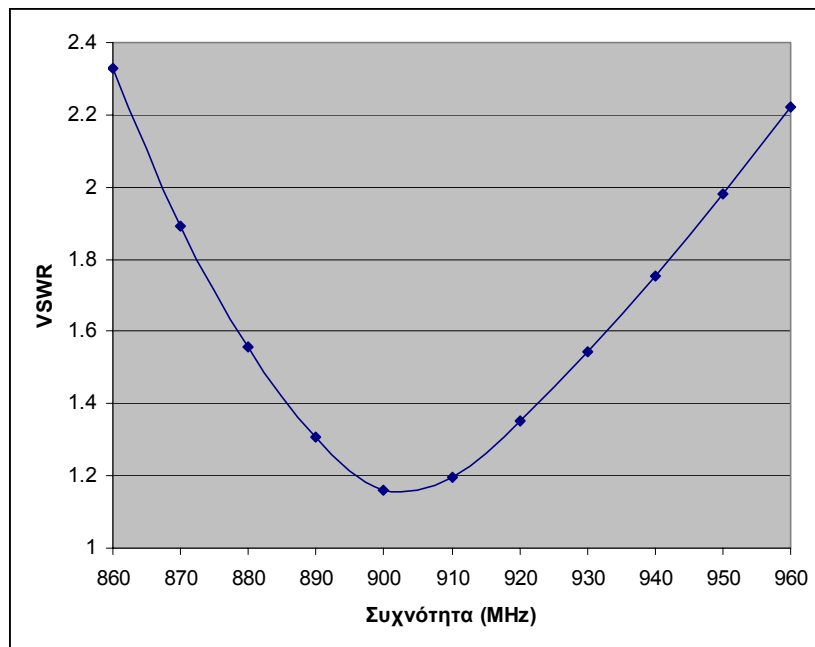
Η αντικειμενική συνάρτηση που χρησιμοποιείται με σκοπό τη βελτιστοποίηση της αντίστασης εισόδου είναι :

$$of = \left(\frac{VSWR_{DES}}{VSWR} \right)^2 \quad (3.27)$$

όπου $VSWR_{DES}$ και $VSWR$ είναι ο επιθυμητός λόγος στάσιμου κύματος και ο υπολογισθείς αντίστοιχα. Η απαίτηση που τίθεται είναι $VSWR_{DES} = 1$. Για τον υπολογισμό του VSWR λαμβάνεται υπόψη τιμή χαρακτηριστικής αντίστασης 50 Ω. Απαιτείται τέλειος συντονισμός σε μια συχνότητα ώστε να προκύψει επαρκές εύρος ζώνης εκατέρωθεν αυτής. Ο συνολικός πληθυσμός αποτελείται από 250 γενιές και κάθε γενιά περιλαμβάνει 60 χρωμοσώματα. Η στρατηγική επιλογής που χρησιμοποιείται είναι η αποδεκάτιση πληθυσμού, ενώ το σχήμα ζευγαρώματος είναι η συνένωση ατόμων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Το σημείο της διασταύρωσης επιλέγεται τυχαία και κάθε χρωμόσωμα χωρίζεται σε επίπεδο γονιδίων. Η πιθανότητα μετάλλαξης είναι ίση με 0.15 [7, 66]. Η όλη διαδικασία της βελτιστοποίησης λαμβάνει χώρα στα 900 MHz.

Όπως προειπώθηκε, οι διαστάσεις της κεραίας δίνονται σε αριθμό segments. Κάθε segment έχει μήκος $seglen = 0.025 \cdot \lambda$, για λόγους σύγκλισης του αλγορίθμου. Η ακτίνα κάθε segment είναι ίση με 0.004λ. Τα τελικά αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.1. Η τιμή του VSWR στα 900 MHz είναι 1.1613.

Η κανονική λειτουργία της PIFA σχετικά με το επιθυμητό εύρος ζώνης υποτίθεται ότι επιτυγχάνεται σε συχνότητες όπου ο λόγος στάσιμου κύματος VSWR κάτω από 2 ($S_{11} < -10 \text{ dB}$). Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται η μεταβολή του VSWR στη συχνοτική μπάνα των 900 MHz.

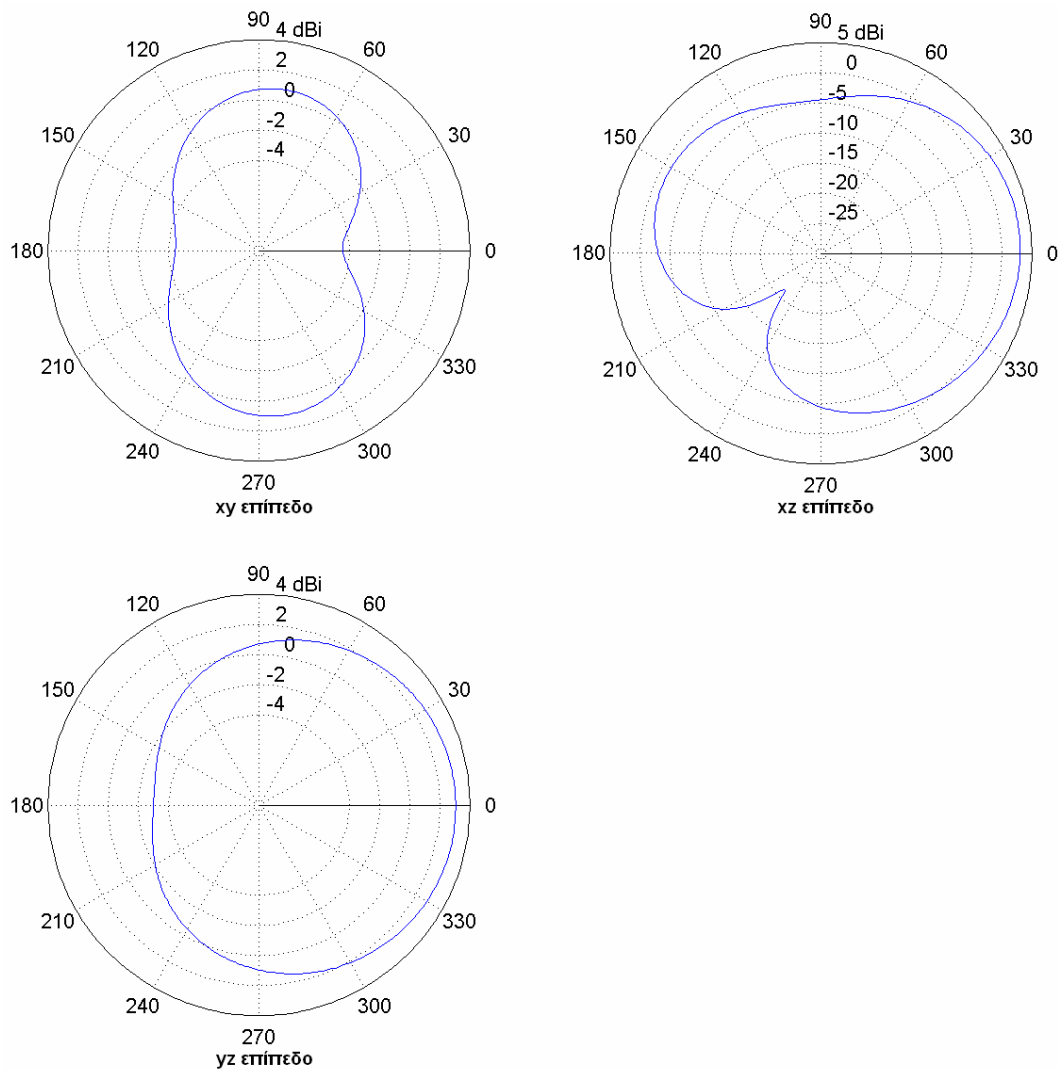


Σχήμα 3.20: Μεταβολή του VSWR στη συχνοτική μπάνα των 900 MHz.

Από το προηγούμενο γράφημα, η PIFA εμφανίζεται να λειτουργεί άκρως ικανοποιητικά στη συχνότητα των 900 MHz, ενώ παράλληλα επιδεικνύει ένα

εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης. Η τιμή αυτή είναι 82.5 MHz και αντιστοιχεί σε ποσοστό 9.1%.

Τα διαγράμματα μακρινού πεδίου της PIFA στα 900 MHz απεικονίζονται στο Σχήμα 3.21. Το μέγιστο κέρδος υπολογίζεται στις κατευθύνσεις ($\varphi = 0^\circ, \theta = 0^\circ$) και ($\varphi = 90^\circ, \theta = 0^\circ$). Η τιμή του (3.1 dBi) είναι κατάλληλη για κινητές επικοινωνίες. Στον Πίνακα 3.2 παρατίθενται οι τιμές των κερδών για τις συχνότητες που εμπεριέχονται στο προαναφερθέν λειτουργικό εύρος ζώνης, οι οποίες επιβεβαιώνουν την ποιότητα της προτεινόμενης διάταξης.



Σχήμα 3.21: Διαγράμματα ακτινοβολίας της PIFA στα επίπεδα xy, xz και yz στα 900 MHz.

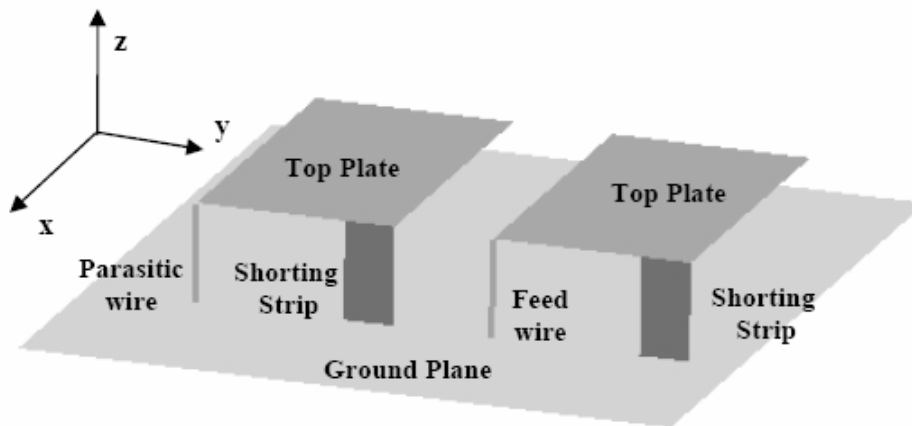
Πίνακας 3.2

Κέρδη σε κάθε συχνότητα υπό εξέταση.

Συχνότητα (MHz)	Μέγιστο κέρδος
870	2.81
880	2.91
890	3.01
900	3.10
910	3.19
920	3.27
930	3.35
940	3.43
950	3.50

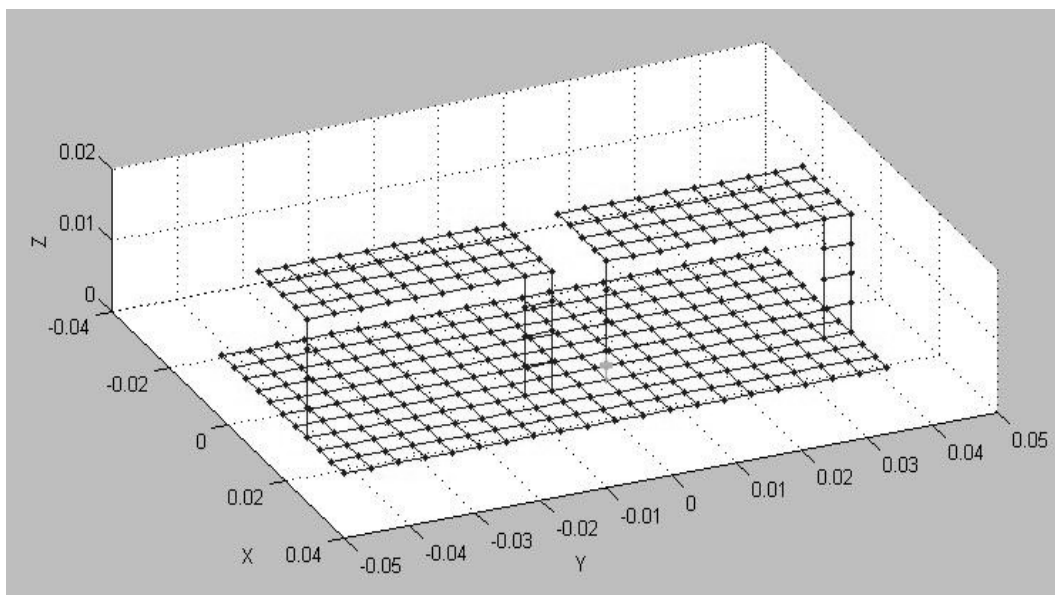
3.3.2 PIFA με πρόσθετο παρασιτικό στοιχείο (PIFA with addition of a parasitic element, PIFA-Parasitic)

Η προσθήκη ενός παρασιτικού στοιχείου στη διάταξη που παρουσιάστηκε προηγουμένως συντελεί στη βελτίωση του λειτουργικού εύρους ζώνης [68]. Σε αυτό το σημείο, μελετάται η επέκταση της PIFA ώστε να περιέχει και ένα παρασιτικό στοιχείο [75]. Η διάταξη φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα. Το παρασιτικό στοιχείο αποτελείται από μια αγωγίμη πλάκα που συνδέεται στην επίπεδη βάση με έναν παρασιτικό αγωγό και μια επιφάνεια βραχυκύκλωσης. Είναι δηλαδή όμοιο γεωμετρικά με το ενεργό. Μεταβάλλοντας τις διαστάσεις της επίπεδης βάσης, των άνω πλακών, των αγωγών, των επιφανειών βραχυκύκλωσης καθώς και την απόσταση μεταξύ ενεργού και παρασιτικού στοιχείου, προκύπτει η διάταξη με το ικανοποιητικότερο εύρος ζώνης. Η διαδικασία βελτιστοποίησης είναι ακριβώς ίδια με αυτήν που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο, με τη διαφορά ότι τώρα η υπό εξέταση συχνότητα είναι αυτή των 1800 MHz.



Σχήμα 3.22: Δομή της PIFA-Parasitic.

Όσο αφορά την υλοποίηση στο SNEC, πάλι οι διαστάσεις της διάταξης να δίνονται συναρτήσει των αριθμών των τμημάτων αγωγού (segments). Δεδομένου λοιπόν του ότι το μήκος τμήματος (segment length, *seglen*) είναι κλάσμα του μήκους κύματος λ , το ηλεκτρικό μέγεθος της PIFA-Parasitic είναι σταθερό.



Σχήμα 3.23: Υλοποίηση της PIFA-Parasitic στο SNEC.

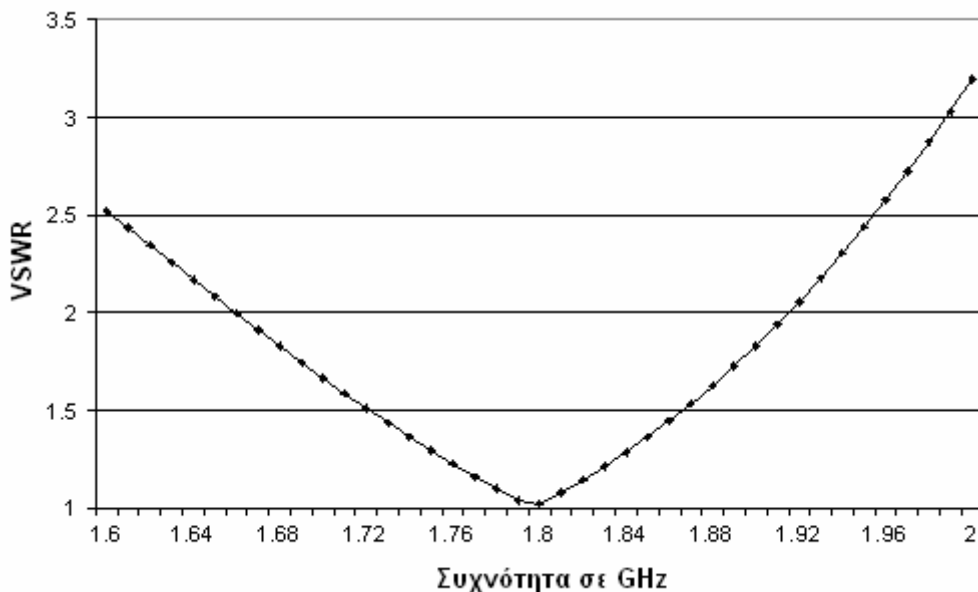
Στον Πίνακα 3.3 παρουσιάζονται οι παράμετροι που συμμετέχουν στο γενετικό αλγόριθμο και τα διαστήματα μεταβολής τους. Τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά του γενετικού αλγόριθμου (αντικειμενική συνάρτηση, μέγεθος πληθυσμού κ.λ.π) είναι τα ίδια με της παραγράφου 3.3.1.

Πίνακας 3.3

Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την PIFA-Parasitic.

Παράμετρος	Διάστημα Μεταβολής	Αποτέλεσμα Γενετικού Αλγορίθμου
Μήκος άνω πλακών	2seglen – 10seglen	4seglen
Πλάτος άνω πλακών	3seglen – 10seglen	9seglen
Μήκος βάσης	2seglen – 20seglen	10seglen
Πλάτος βάσης	7seglen – 40seglen	20seglen
Ύψος αγωγών	1seglen – 5seglen	4seglen
Πλάτος επιφανειών βραχυκύκλωσης	1seglen – 9seglen	1seglen
Απόσταση ενεργού και παρασιτικού στοιχείου	1seglen – 10seglen	2seglen

Και στην περίπτωση της PIFA-Parasitic ισχύει $seglen = 0.025 \cdot \lambda$. Η κανονική λειτουργία της PIFA-Parasitic σχετικά με το επιθυμητό εύρος ζώνης υποτίθεται ότι επιτυγχάνεται σε συχνότητες όπου ο λόγος στάσιμου κύματος VSWR κάτω από 2. Για τον υπολογισμό του VSWR λαμβάνεται υπόψη τιμή χαρακτηριστικής αντίστασης 50 Ω. Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται η μεταβολή του VSWR στη συχνοτική μπάνα των 1800 MHz.



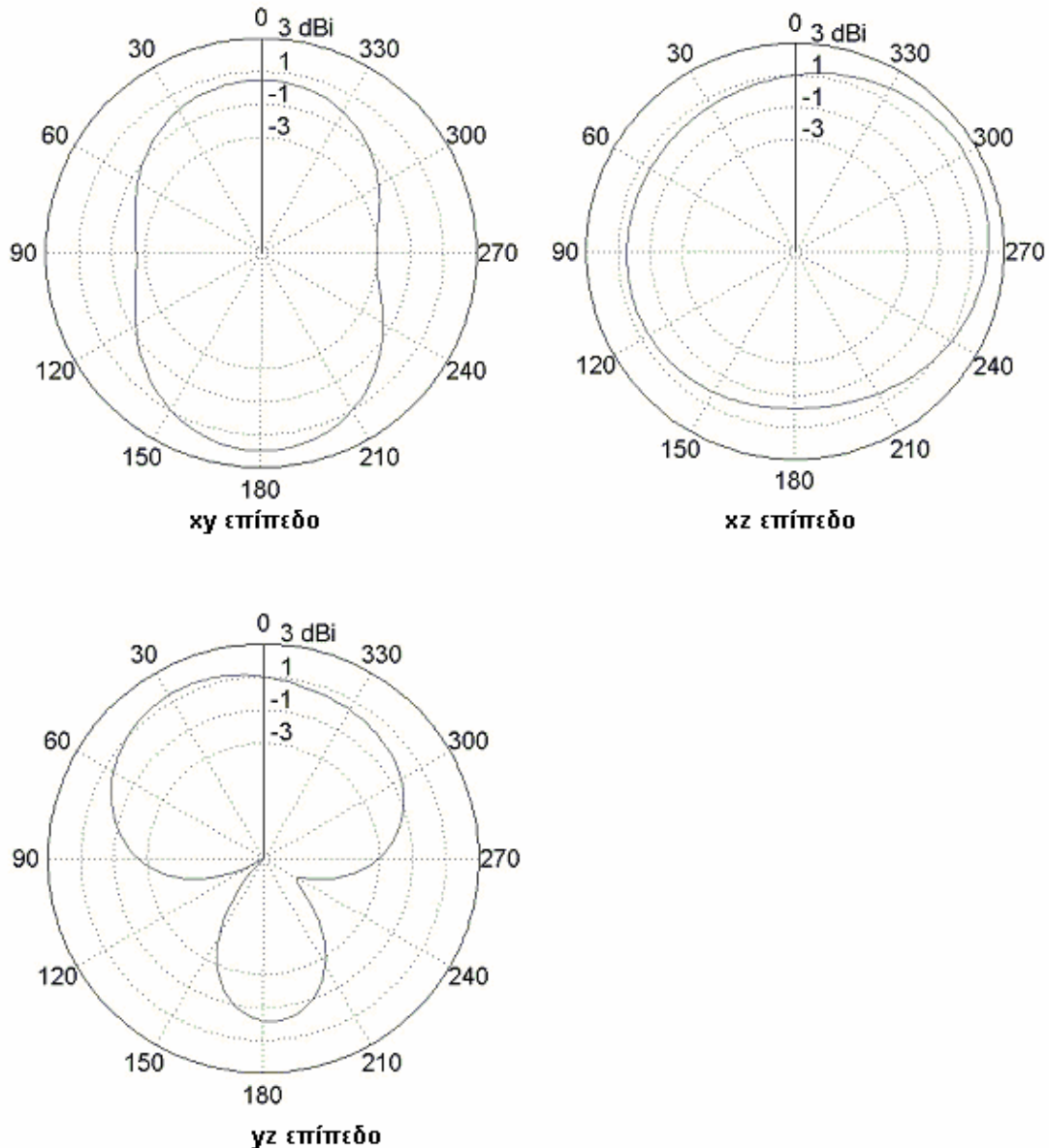
Σχήμα 3.24: Μεταβολή του VSWR στη συχνοτική μπάνα των 1800 MHz.

Όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα, η συγκεκριμένη διάταξη εμφανίζει τέλει συντονισμό στη συχνότητα των 1800 MHz ($VSWR = 1.02$) και ένα ικανοποιητικό εύρος ζώνης 260 MHz που αντιστοιχεί σε ποσοστό 14.44%.

Τα διαγράμματα ακτινοβολίας στα 1800 MHz σχεδιάζονται στο Σχήμα 3.25. Στο xy επίπεδο το μεγαλύτερο κέρδος υπολογίζεται όταν ($\varphi = 180^\circ, \theta = 90^\circ$) και είναι 2 dBi. Στο xz επίπεδο το μεγαλύτερο κέρδος υπολογίζεται όταν ($\varphi = 0^\circ, \theta = 290^\circ$) και

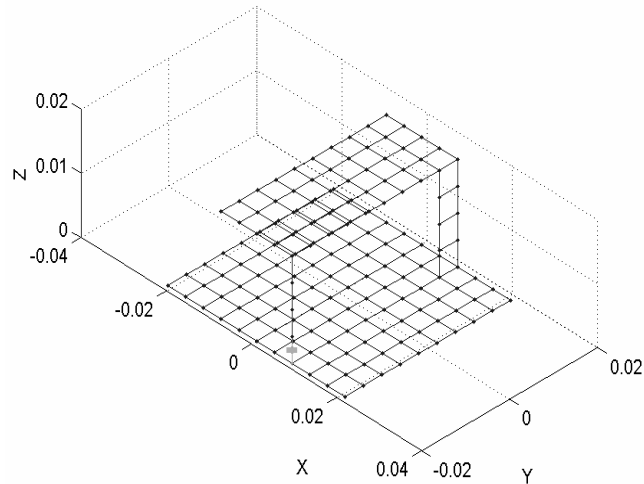
είναι 2.2 dBi, ενώ στο yz επίπεδο το μεγαλύτερο κέρδος υπολογίζεται όταν ($\varphi = 90^\circ, \theta = 28^\circ$) και είναι 1.44 dBi. Στο επίπεδο $\varphi = 0^\circ$ το διάγραμμα είναι περίπου ομοιοκατευθυντικό, ενώ το διάγραμμα για $\varphi = 90^\circ$ έχει δύο πιθανούς μηδενισμούς. Το τελευταίο είναι αναμενόμενο εξαιτίας της ύπαρξης των δύο επιφανειών βραχυκύκλωσης και στις δύο πλευρές μεταξύ της αρχής των αξόνων.

Υπενθυμίζεται ότι το ηλεκτρικό μέγεθος της προτεινόμενης PIFA-Parasitic είναι σταθερό, αφού οι διαστάσεις της εκφράζονται συναρτήσει του μήκους κύματος. Επομένως, υπάρχει η φόρμουλα για να κατασκευαστεί τέτοιου είδους κεραία και σε άλλες συχνότητες, όπως στα 900 MHz ή στα 2.4 GHz.



Σχήμα 3.25: Διαγράμματα ακτινοβολίας της PIFA-Parasitic στα επίπεδα xy, xz και yz στα 1800 MHz.

Τέλος στο [75] συγκρίνεται η επίδοση αυτής της PIFA-Parasitic με αυτήν της αντίστοιχης απλής PIFA, η οποία και απεικονίζεται στο επόμενο σχήμα. Ο Πίνακας 3.4 περιλαμβάνει τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της απλής PIFA, επίσης εκφρασμένα σε αριθμό segments.

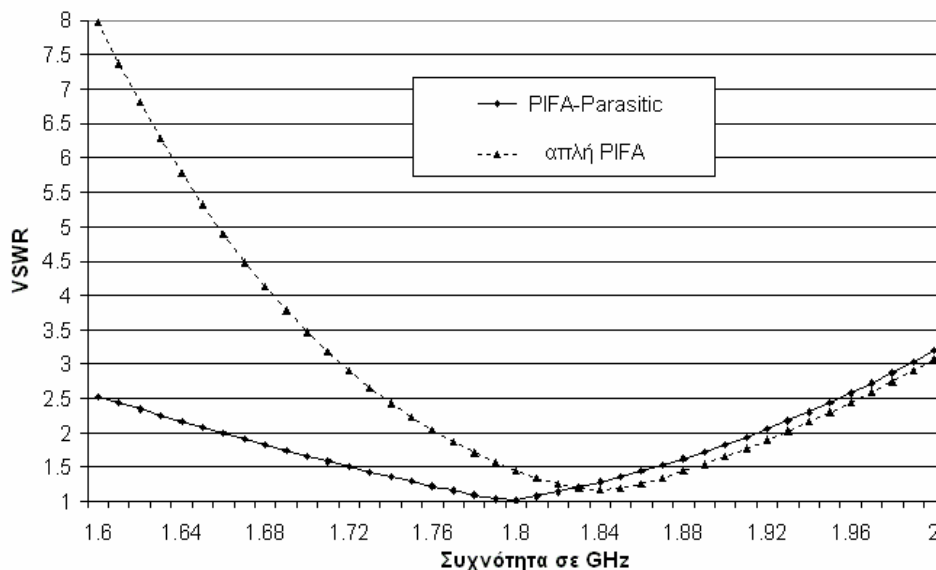


Σχήμα 3.26: Αναπαράσταση της απλής PIFA στο SNEC.

Πίνακας 3.4
Παράμετροι για την απλή PIFA.

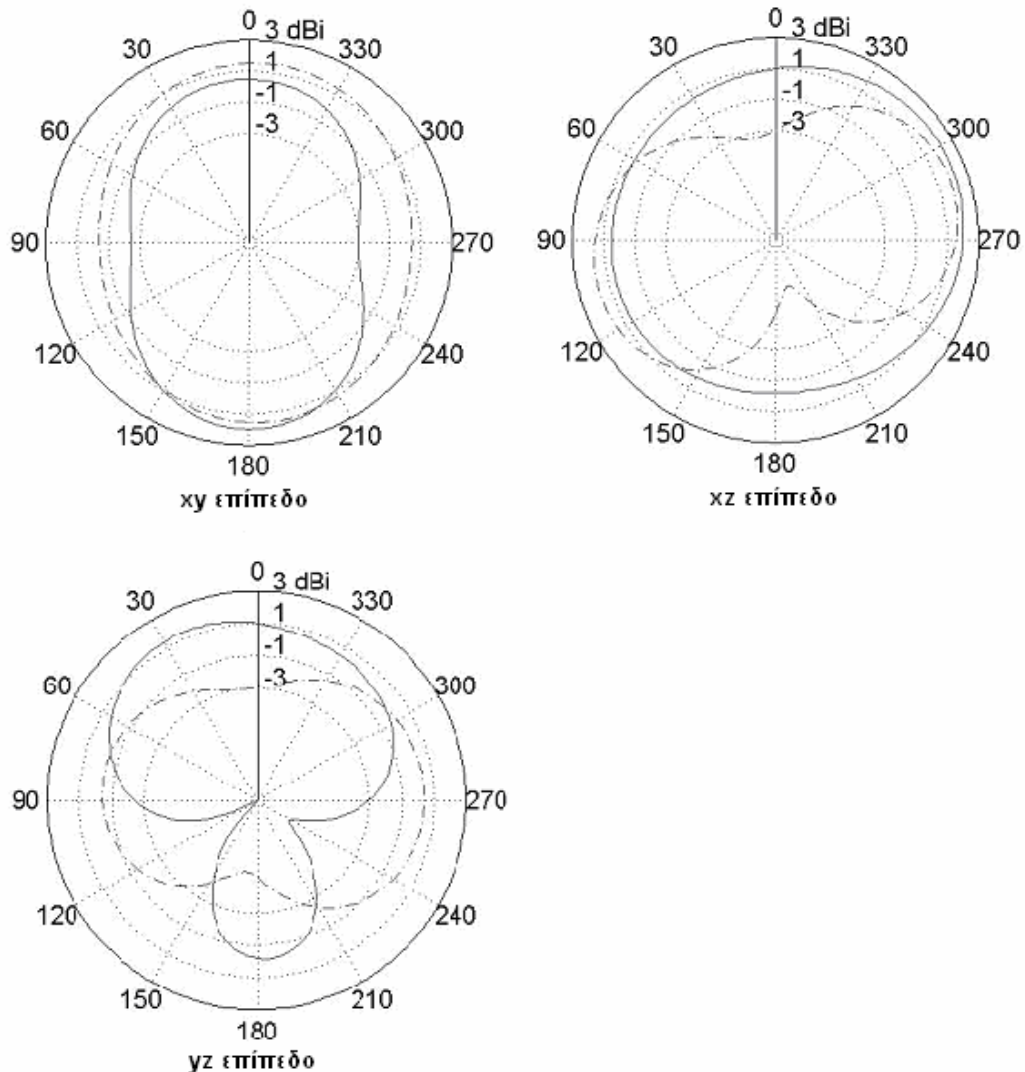
Παράμετρος	Τιμή
Μήκος άνω πλάκας	4seglen
Πλάτος άνω πλάκας	9seglen
Μήκος βάσης	10seglen
Πλάτος βάσης	9seglen
Ύψος αγωγού	4seglen
Πλάτος επιφάνειας βραχυκύκλωσης	1seglen

Στο Σχήμα 3.27 παρουσιάζεται η επίδοση των δύο κεραιοσυστημάτων αναφορικά με το λειτουργικό εύρος ζώνης. Η απλή PIFA παρουσιάζει ένα εύρος ζώνης 130 MHz που αντιστοιχεί σε ποσοστό 7.22%. Είναι λοιπόν προφανές πως η προσθήκη ενός όμοιου παρασιτικού στοιχείου στη δομή της PIFA σχεδόν διπλασιάζει το λειτουργικό εύρος ζώνης.



Σχήμα 3.27: Μεταβολή του VSWR για την απλή PIFA και την PIFA-Parasitic στη συχνοτική μπάντα των 1800 MHz.

Στο Σχήμα 3.28 παρουσιάζονται τα διαγράμματα κέρδους μακρινού πεδίου για τα δύο υπό εξέταση κεραιουσυστήματα. Υπενθυμίζεται ότι η συγκεκριμένη διάταξη της απλής PIFA δεν προκύπτει ως αποτέλεσμα κάποιας διαδικασίας βελτιστοποίησης σχετικά με το εύρος ζώνης ή την κατευθυντικότητα. Η σύγκριση γίνεται μόνο για να δοθεί έμφαση στο ρόλο του επιπρόσθετου παρασιτικού στοιχείου και στην επίδραση του στην απόδοση μιας τέτοιας κεραίας.



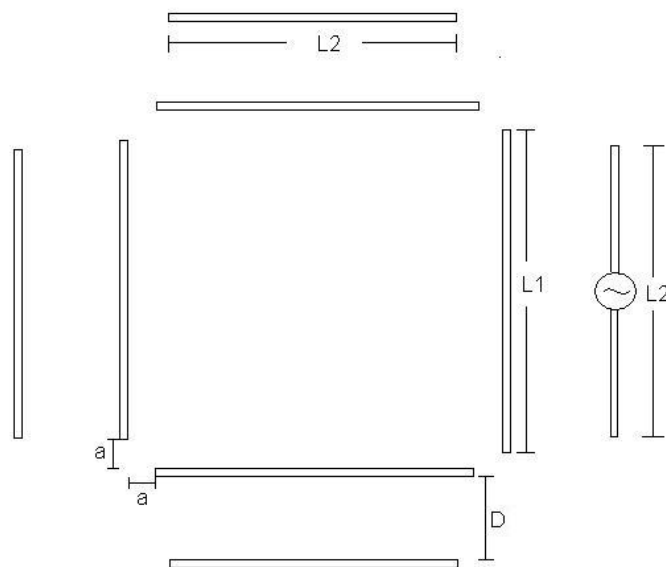
Σχήμα 3.28: Διαγράμματα κέρδους στα επίπεδα xy, xz και yz στα 1800 MHz. Οι συνεχείς γραμμές αντιστοιχούν στα αποτελέσματα για την PIFA-Parasitic και οι διακεκομμένες γραμμές αντιστοιχούν στα αποτελέσματα για την απλή PIFA.

3.3.3 Συνεπτυγμένη κεραία στρεφόμενης δέσμης για ISM και WLAN εφαρμογές στα 2.4 GHz

Οι κεραίες που χρησιμοποιούνται στις κινητές τηλεπικοινωνίες, και ειδικότερα στα συστήματα που λειτουργούν στα 2.4 GHz, πρέπει να είναι όσο περισσότερο κατευθυντικές γίνεται για να καλύψουν την επιθυμητή περιοχή όταν λειτουργούν σαν εκπομπή και ικανές να καταπιέζουν τις ανεπιθύμητες παρεμβολές όταν λειτουργούν σαν δέκτες. Επομένως, η σχεδίαση και υλοποίηση κεραιών ικανών να διαμορφώνουν συγκεκριμένα διαγράμματα ακτινοβολίας είναι θέματα σημαντικά. Οι ευφυείς κεραίες έχουν χρησιμοποιηθεί πρόσφατα για να αντιμετωπίσουν την αυξανόμενη

ζήτηση για ενισχυμένη κάλυψη και βελτιωμένη χωρητικότητα αναφορικά με τη λειτουργία στα 2.4 GHz. Στο [76] μια ομοιόμορφη κυκλική προσαρμοζόμενη στοιχειοκεραία σχεδιάζεται για να λειτουργεί στη συχνοτική ζώνη των 2.4 GHz ISM (Industrial, Scientific, Medical). Μια ευφυής κεραία ελεγχόμενη από φάση για WLAN εφαρμογές υλοποιείται στο [77]. Στο [78] παρουσιάζεται μια επίπεδη διπολική συστοιχία που παρέχει τέσσερα διαγράμματα-τομείς στο οριζόντιο επίπεδο. Μια διζωνική ESPAR κεραία που λειτουργεί στα 2.4 GHz/5.2 GHz αναπτύσσεται στο [79]. Στο [80] εξετάζονται δύο έξυπνες τυπωμένες κεραίες για εφαρμογές σε εσωτερικό περιβάλλον ραδιοδιάδοσης. Μια πολλαπλών λοβών ευφυής κεραία μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων για ad-hoc ασύρματες εφαρμογές προτείνεται στο [81].

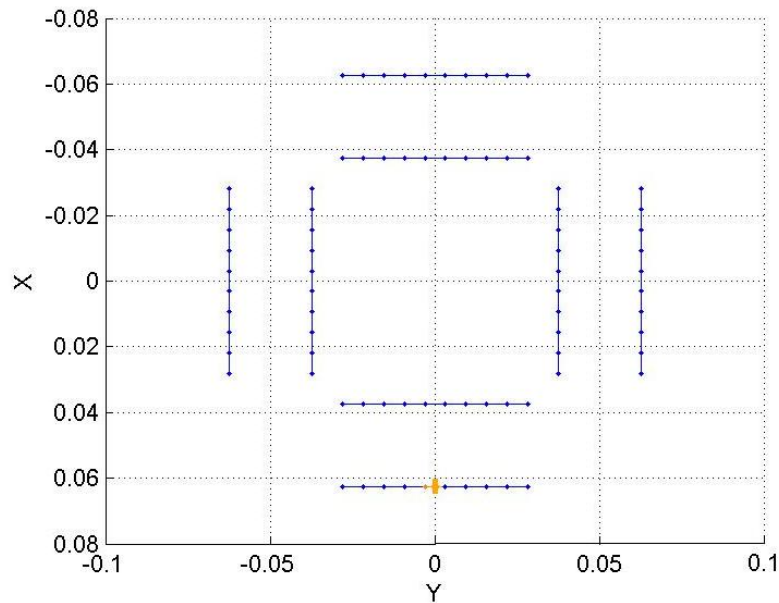
Σε αυτήν την παράγραφο περιγράφεται η κεραιοδιάταξη που πραγματεύεται το [82]. Πρόκειται για μια ευφυή στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με περιορισμένο μέγεθος που προορίζεται για εφαρμογές τύπου ISM και WLAN στα 2.4 GHz. Τα πλεονεκτήματα της είναι η σημαντική κατευθυντικότητα που διαθέτει, η ικανοποιητική αντίσταση εισόδου που εμφανίζει και η δυνατότητα στροφής του κύριου λοβού ακτινοβολίας που προσφέρει. Αποτελείται από 8 δίπολα τοποθετημένα στο οριζόντιο επίπεδο, τα οποία σχηματίζουν δύο ομόκεντρα τετράγωνα. Το εσωτερικό τετράγωνο αποτελείται από τέσσερα βραχυκυκλωμένα στοιχεία που συμπεριφέρονται σαν ανακλαστήρες. Στην εξωτερική τετραγωνική διάταξη, σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή, μόνο ένα στοιχείο παραμένει ενεργό και τα υπόλοιπα είναι βραχυκυκλωμένα (Σχήμα 3.29). Η γωνία μεγίστου του κυρίου λοβού συνδέεται με τη θέση του ενεργού στοιχείου. Μεταθέτοντας το ενεργό στοιχείο κατά μήκος του εξωτερικού τετραγώνου, προκύπτουν τέσσερα διαγράμματα ακτινοβολίας που καλύπτουν το οριζόντιο επίπεδο κατ'εναλλαγήν. Εξαιτίας της τοποθέτησης των στοιχείων, η στοιχειοκεραία είναι ικανή για τη μετάδοση/λήψη οριζόντια πολωμένων σημάτων. Σε ένα υποθετικό σενάριο λειτουργίας, η στοιχειοκεραία ανιχνεύει (σαρώνει) τα τέσσερα διαθέσιμα κατευθυντικά διαγράμματα και επιλέγει αυτό που αντιστοιχεί στη μέγιστη ισχύ εξόδου.



Σχήμα 3.29: Κάτοψη της προτεινόμενης κεραιοδομής του [82].

Η υλοποίηση της διάταξης στο SNEC παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα, όπου όλα τα στοιχεία είναι τοποθετημένα στο xy επίπεδο. Ανά πάσα χρονική στιγμή, μόνο

σε ένα στοιχείο της εξωτερικής τετραγωνικής διάταξης συνδέεται η πηγή τάσης, ενώ τα υπόλοιπα στοιχεία θεωρούνται βραχυκυκλωμένα. Σχετικά με το οριζόντιο επίπεδο, η μέγιστη κατευθυντικότητα εμφανίζεται προς τη μεριά του ενεργού στοιχείου. Άρα με βάση το Σχήμα 3.30, σε λειτουργία στρεφόμενης δέσμης, η προτεινόμενη στοιχειοκεραία καλύπτει το οριζόντιο επίπεδο με τέσσερα, εναλλασσόμενα και συμμετρικά διαγράμματα που στοχεύουν προς τις 0° , 90° , 180° , και 270° αντίστοιχα και τα οποία προκύπτουν από κυκλική αντιμετάθεση του ενεργού στοιχείου κατά μήκος της περιμέτρου του εξωτερικού τετραγώνου.



Σχήμα 3.30: Υλοποίηση της προτεινόμενης κεραιοδομής του [82] στο SNEC.

Για να βρεθεί μια βέλτιστη διάταξη που θα εμφανίζει ικανοποιητική αντίσταση εισόδου στα 2.4 GHz και μέγιστη κατευθυντικότητα (στην κατεύθυνση $(\varphi = 0^\circ, \theta = 90^\circ)$ σύμφωνα με το στιγμιότυπο του Σχήματος 3.30) χρησιμοποιείται ο πρότυπος γενετικός αλγόριθμος που είναι ενσωματωμένος στο SNEC. Οι παράμετροι βελτιστοποίησης (βλ. Σχήμα 3.29) αποτελούνται από το μήκος των διπόλων του εσωτερικού τετραγώνου ($L1$), το μήκος των διπόλων του εξωτερικού τετραγώνου ($L2$) και την απόσταση των δύο τετραγωνικών σχηματισμών (D). Η απόσταση a διατηρείται σταθερή ίση με 9.375 mm και η ακτίνα κάθε στοιχείου είναι 1 mm. Στον Πίνακα 3.5 παρουσιάζονται οι παράμετροι που συμμετέχουν στο γενετικό αλγόριθμο και τα διαστήματα μεταβολής τους.

Πίνακας 3.5
Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την κεραία του [82].

Παράμετρος	Εύρος Μεταβολής	Βήμα Μεταβολής	Αποτέλεσμα Γενετικού Αλγορίθμου
Μήκος εσωτερικών διπόλων ($L1$)	6.25 mm : 193.75 mm	6.25 mm	56.25 mm
Μήκος εξωτερικών διπόλων ($L2$)	6.25 mm : 131.25 mm	6.25 mm	56.25 mm
Απόσταση τετραγώνων (D)	6.25 mm : 31.25 mm	6.25 mm	25 mm

Ο συνολικός πληθυσμός περιλαμβάνει 250 γενιές με 60 χρωμοσώματα ανά γενιά. Η επιλογή γίνεται με τη διαδικασία της αποδεκάτισης πληθυσμού (population decimation), ενώ για το ζευγάρι χρησιμοποιείται η συνένωση χρωμοσωμάτων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Ακόμη, επιλέγεται διασταύρωση ενός σημείου με διαίρεση των ατόμων σε επίπεδο γονιδίου και δυαδική μετάλλαξη με πιθανότητα αλλαγής ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα ίση με $p_m = 0.15$ [7, 66]. Η ζητούμενη τιμή για το λόγο στάσιμου κύματος είναι 1 (λαμβάνεται υπόψη χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω) και για το κέρδος είναι 8 dBi. Η αντικειμενική συνάρτηση of που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του κέρδους και του VSWR δίνεται από την (3.28). Η συνάρτηση βρίσκεται στο SNEC, όπου ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να καθορίσει τις απαιτούμενες τιμές για το VSWR και το εμπρόσθιο κέρδος.

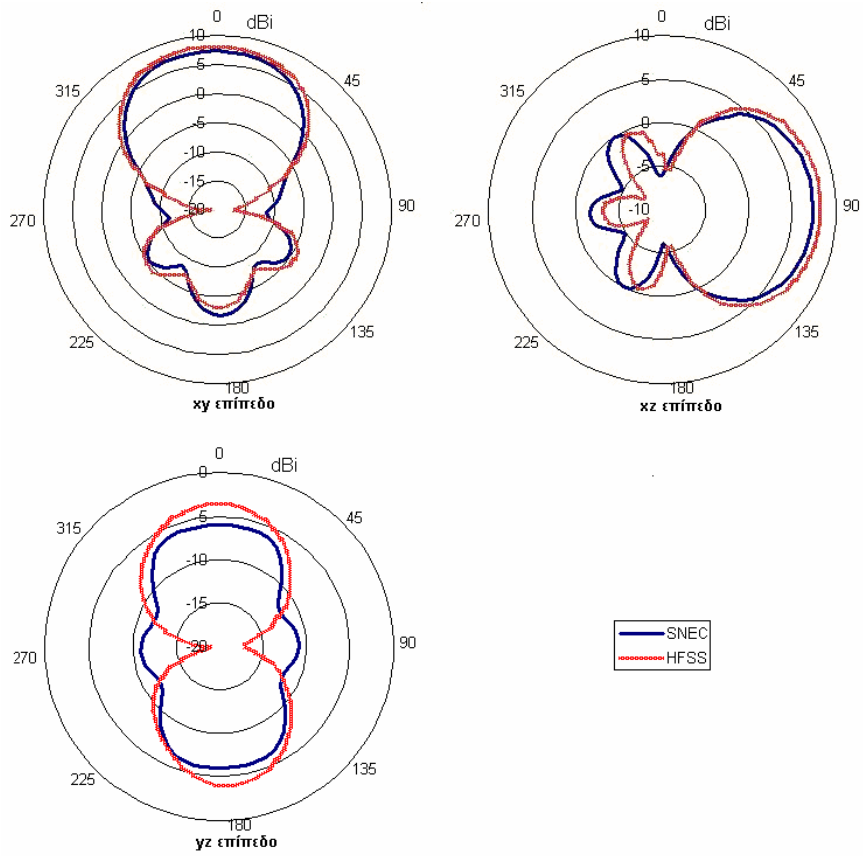
$$of = \left(\frac{Gain}{8} \right)^2 + \left(\frac{1}{VSWR} \right)^2 \quad (3.28)$$

Τα τελικά αποτελέσματα του αλγορίθμου συμπεριλαμβάνονται στον Πίνακα 3.5. Η προκύπτουσα κεραία καταλαμβάνει μια περιοχή με μέγεθος $\lambda * \lambda$, όπου λ το μήκος κύματος στα 2.4 GHz. Αυτό κρίνεται σημαντικό αν ληφθεί υπόψη το γεγονός πως στα συμβατικά συστήματα ευφών κεραιών ο διαχωρισμός των στοιχείων είναι τουλάχιστον το μισό του μήκους κύματος, προκαλώντας έτσι ένα θέμα διαθεσιμότητας χώρου. Επομένως, η τελική διάταξη είναι κατάλληλη για φορητές και κινητές εφαρμογές στα 2.4 GHz. Όπως προαναφέρθηκε, η σχεδίαση και η διαδικασία βελτιστοποίησης της προτεινόμενης κεραίας γίνονται με τη βοήθεια του πακέτου SNEC. Για να διαπιστωθεί η εγκυρότητα των αποτελεσμάτων, η προκύπτουσα κεραία προσομοιώνεται και με το λογισμικό HFSS, το οποίο επιλύει ηλεκτρομαγνητικά προβλήματα με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων. Τα διαγράμματα κατευθυντικότητας της προτεινόμενης κεραίας για το στιγμιότυπο του Σχήματος 3.30 σχεδιάζονται στο Σχήμα 3.31.

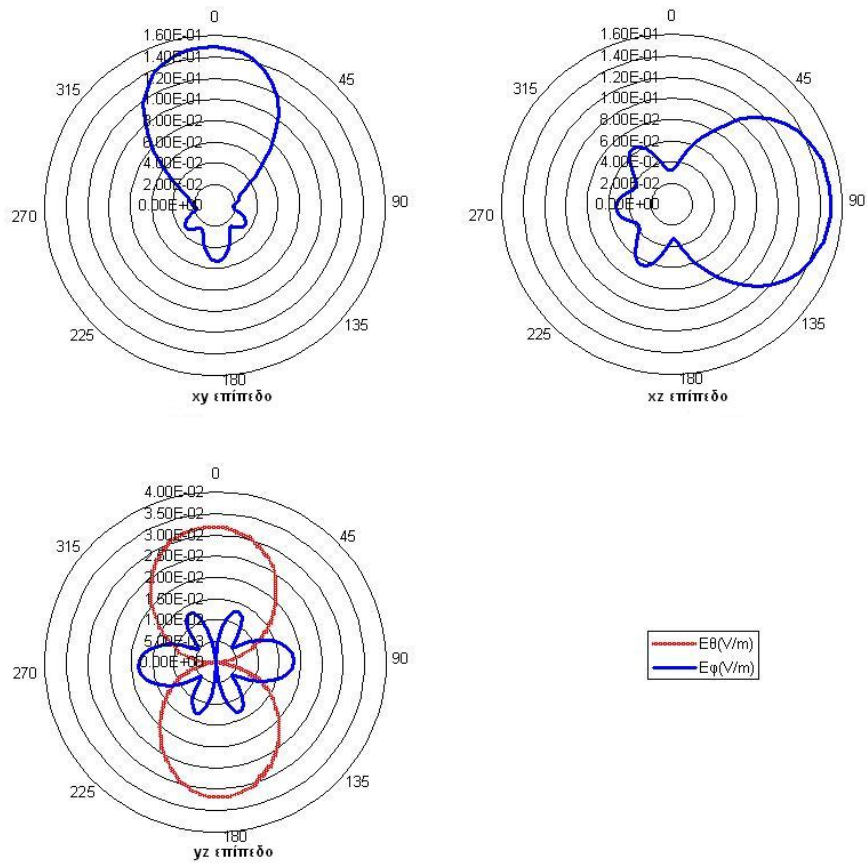
Όπως συνάγεται από το Σχήμα 3.31, τα διαγράμματα του SNEC συμπίπτουν με αυτά του HFSS σε μεγάλο βαθμό. Το μέγιστο κατευθυντικό κέρδος υπολογίζεται στην κατεύθυνση ($\varphi = 0^\circ, \theta = 90^\circ$). Η τιμή του στο SNEC είναι 7.32 dBi, ενώ στο HFSS είναι 8.17 dBi. Σχετικά με τα διαγράμματα στο οριζόντιο επίπεδο, που ενδιαφέρουν κατά πρώτιστο λόγο, το διάγραμμα που υπολογίζεται από το SNEC εμφανίζει ένα εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος 70° και λόγο front-to-back 9 dB, ενώ οι αντίστοιχες τιμές του γραφήματος που υπολογίζεται από το HFSS είναι 72° και 11.24 dB.

Επιπλέον, η αντίσταση εισόδου που υπολογίζει το SNEC είναι $50.06 + j*33.19$, ενώ η αντίσταση εισόδου που υπολογίζει το HFSS είναι $50.32 + j*41.15$. Αυτά τα αποτελέσματα αντιστοιχούν σε τιμές VSWR 1.92 και 2.22 αντίστοιχα, όταν λαμβάνεται υπόψη μια χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω .

Όπως επίσης προειπώθηκε, η κεραία αυτή ενδείκνυται στη μετάδοση/λήψη οριζόντια πολωμένων σημάτων, αφού αποτελείται από γραμμικά στοιχεία που είναι παράλληλα στο xy επίπεδο. Παρ'όλα αυτά, εκτός από την αναμενόμενη συνιστώσα E_ϕ του ηλεκτρικού πεδίου, υπάρχει σε ένα βαθμό και η E_θ . Αυτό είναι φυσιολογικό, καθώς επάγονται ανομοιόμορφα ρεύματα (μη σταθερού πλάτους) στη διάταξη του εσωτερικού τετραγώνου [83]. Στο Σχήμα 3.32 σχεδιάζονται από κοινού οι συνιστώσες του ηλεκτρικού πεδίου στα 2.4 GHz, πάντα για το κεραιοστιγμιότυπο του Σχήματος 3.30, όπως υπολογίζονται από το SNEC σε μια ακτινική απόσταση 10 m.

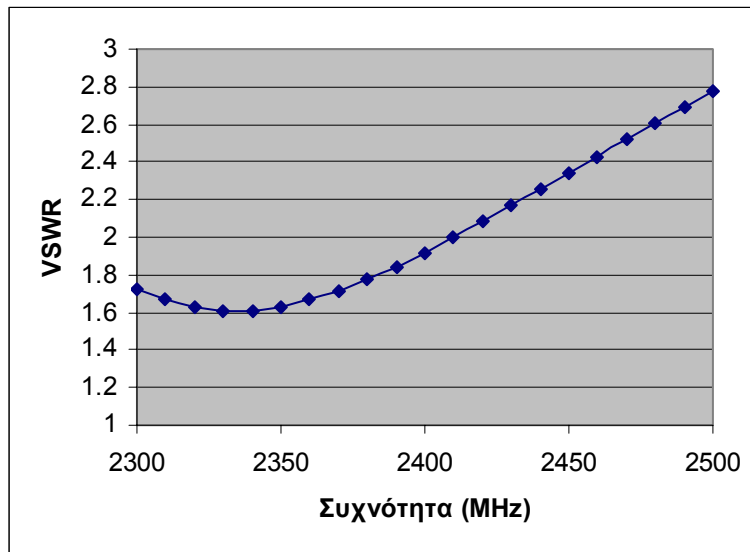


Σχήμα 3.31: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας του [82] στα επίπεδα xy, xz και yz.



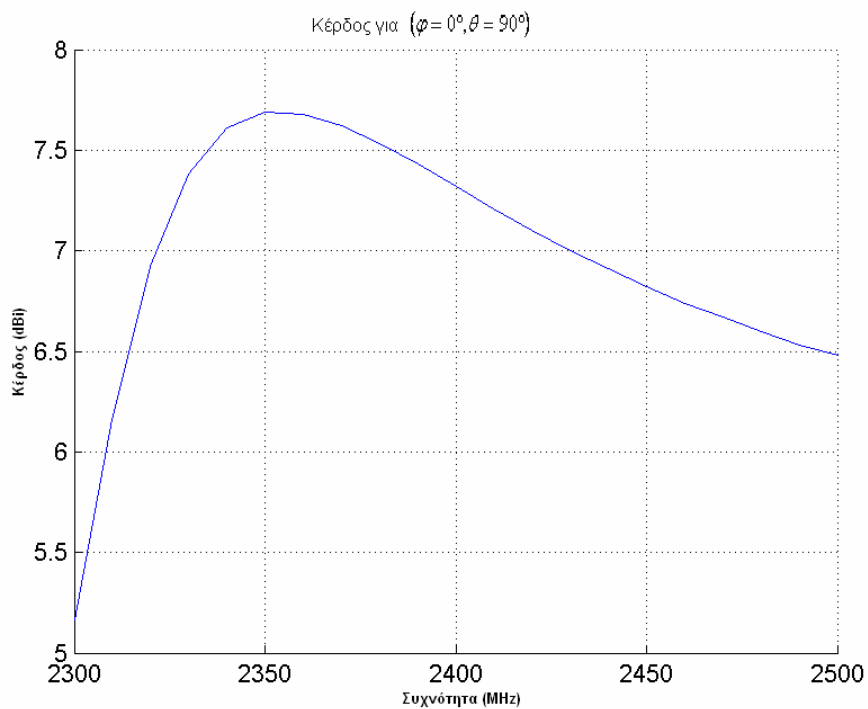
Σχήμα 3.32: Πεδιακές συνιστώσες του ηλεκτρικού πεδίου στα επίπεδα xy, xz και yz.

Στο Σχήμα 3.33 σχεδιάζεται η μεταβολή του VSWR στη συχνοτική ζώνη 2300 MHz-2500 MHz όπως υπολογίζεται από το SNEC. Όπως καθίσταται προφανές, η προτεινόμενη κεραία έχει επαρκές λειτουργικό εύρος ζώνης.



Σχήμα 3.33: Μεταβολή του VSWR της κεραίας του [82].

Η διακύμανση του εμπρόσθιου κατευθυντικού κέρδους υπολογισμένη επίσης από το SNEC για το στιγμιότυπο της στοιχειοκεραίας που φαίνεται στο Σχήμα 3.30 απεικονίζεται στο επόμενο σχήμα. Το μέγιστο κέρδος εμφανίζεται συνεπώς στην κατεύθυνση ($\varphi = 0^\circ, \theta = 90^\circ$). Προκύπτει ότι η κεραία επιδεικνύει σημαντική κατευθυντικότητα σε όλη τη συχνοτική ζώνη 2300 MHz-2500 MHz.

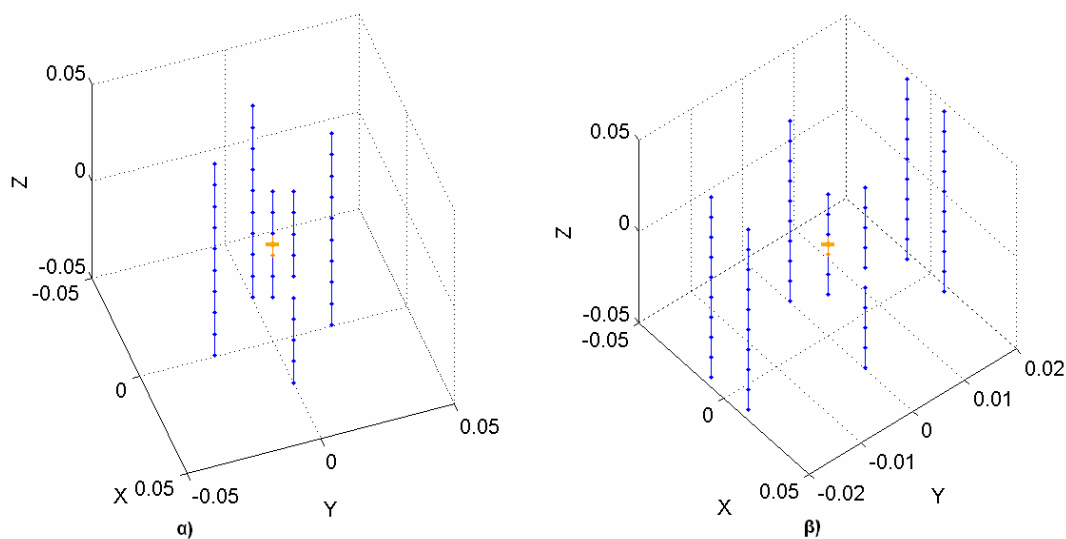


Σχήμα 3.34: Μεταβολή του κέρδους της κεραίας του [82].

3.3.4 Κυκλική ευφυής κεραία μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων με ένα σταθερό ενεργό στοιχείο για WiFi και WLAN εφαρμογές στα 2.4 GHz

Στο [84] προτείνεται μια απλή ευφυής στοιχειοκεραία μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων (FASPA) για λειτουργία στα 2.4 GHz. Ο σκοπός της σχεδίασης είναι η δημιουργία ενός κατευθυντικού διαγράμματος ακτινοβολίας προς μια προκαθορισμένη διεύθυνση και η επίτευξη συντονισμού στα 2.4 GHz. Αναλύονται μια δομή με 5 και μια με 7 στοιχεία. Το μοναδικό ενεργό στοιχείο της κεραίας τοποθετείται στο κέντρο της διάταξης, ενώ τα παρασιτικά στοιχεία σχηματίζουν έναν κύκλο γύρω από αυτό. Κάθε χρονική στιγμή μόνο ένα στοιχείο είναι ανοιχτοκυκλωμένο, κι επομένως η κατεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας ευθυγραμμίζεται με τη θέση του. Αυτό συνεπάγεται πως τα υπόλοιπα παρασιτικά στοιχεία, που είναι βραχυκλωμένα, συμπεριφέρονται σαν ανακλαστήρες. Η στροφή της ακτινοβολούμενης δέσμης διενεργείται με κυκλική αντιμετάθεση του ανοιχτοκυκλωμένου στοιχείου.

Η υπό εξέταση κεραία αναλύεται με το λογισμικό πακέτο προσομοίωσης SNEC και η βελτιστοποίηση της απόδοσης της γίνεται με τη χρήση του γενετικού αλγορίθμου που υπάρχει στο παραπάνω πρόγραμμα, μόνο που δε χρησιμοποιείται μια ήδη υπάρχουσα αντικειμενική συνάρτηση, αλλά δημιουργείται μια καινούρια που είναι πιο απαιτητική. Στο κεντρικό στοιχείο συνδέεται μια πηγή τάσης, ενώ το ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο παριστάνεται με ένα κενό στο κέντρο του (Σχήμα 3.35).



Σχήμα 3.35: Η προτεινόμενη κεραία του [84] με α) 5 στοιχεία β) 7 στοιχεία.

Όσο αφορά την κεραία των πέντε στοιχείων, ο σκοπός της σχεδίασης είναι η εξεύρεση μιας διάταξης όπου η μέγιστη κατευθυντικότητα είναι προς μια συγκεκριμένη κατεύθυνση (προς το ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο), το εύρος δέσμης 3-dB είναι 90° , το σχετικό ύψος των πλευρικών λοβών είναι κάτω από -6 dB και επιτυγχάνεται συντονισμός στο συχνοτικό σημείο 2.4 GHz. Οι προηγούμενες απαιτήσεις για το διάγραμμα αφορούν το οριζόντιο επίπεδο. Η προκύπτουσα δομή έχει ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με τον κύριο λοβό να στοχεύει σε προκαθορισμένη κατεύθυνση (στις 0°). Αν εναλλάσσεται η θέση του ανοιχτοκυκλωμένου στοιχείου κατά μήκος της περιφέρειας της διάταξης, είναι εφικτή η στρέψη του διαγράμματος ακτινοβολίας κατά 90° , 180° ή 270° . Ως εκ τούτου, η προτεινόμενη κεραία είναι μια κεραία στρεφόμενης δέσμης που μπορεί να προσφέρει τέσσερα εναλλακτικά

κατευθυντικά διαγράμματα. Σχετικά με την κεραία των επτά στοιχείων, η μόνη διαφορά είναι ότι εδώ απαιτούνται έξι διαγράμματα με εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος 60° . Εξαιτίας της περιορισμένης δράσης του ανοιχτοκυκλωμένου στοιχείου σαν κατευθυντήρα, είναι πολύ δύσκολο να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις για τα διαγράμματα που τέθηκαν παραπάνω. Οι προαναφερθείσες προδιαγραφές για το διάγραμμα και το συντονισμό θα επιτευχθούν μεταβάλλοντας το μήκος του ενεργού στοιχείου, το μήκος των παρασιτικών στοιχείων και την απόσταση του ενεργού από τα παρασιτικά στοιχεία, χρησιμοποιώντας έναν γενετικό αλγόριθμο (βλ. Πίνακα 3.6). Σε αυτό το σημείο επεξηγείται η αντικειμενική συνάρτηση που φτιάχνεται ειδικά για να αντιμετωπίσει τις απαιτήσεις σχεδίασης. Ένα σετ από 360 σημεία χρησιμοποιείται για να διαμορφώσει το διάγραμμα ακτινοβολίας. Έστω $U(\phi)$ η ένταση της ακτινοβολίας (καθορισμένη με ένα γωνιακό βήμα 1°) και U_{\max} η μέγιστη τιμή της έντασης ακτινοβολίας. Στην περίπτωση της κεραίας των 5 στοιχείων, η αντικειμενική συνάρτηση σχηματίζεται ως εξής:
Μέσα στον κύριο λοβό, που σχηματίζεται από 89 σημεία, το σχετικό σφάλμα είναι:

$$e_1 = \frac{1}{89} \sum_{\phi=-44^\circ}^{44^\circ} \left[\left(\frac{\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2 u \left(0.5 - \frac{U(\phi)}{U_{\max}} \right) \right], \quad (3.29)$$

όπου $u(x)$ είναι η βηματική συνάρτηση ορισμένη σαν:

$$u(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}. \quad (3.30)$$

Στα ακραία σημεία του κύριου λοβού, το επιθυμητό ύψος είναι 3 dB κάτω από το μέγιστο κέρδος. Επομένως ο σχετικός όρος σφάλματος είναι:

$$e_2 = \frac{1}{2} \sum_{\phi=\pm 45^\circ} \left(\frac{\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2 \quad (3.31)$$

Έξω από τον κύριο λοβό, όπου υπάρχουν 269 σημεία, η σχετική στάθμη των πλευρικών λοβών δεν πρέπει να ξεπερνά τα -6 dB. Συνεπώς, ο όρος σφάλματος είναι:

$$e_3 = \frac{1}{269} \sum_{\phi=46^\circ}^{314^\circ} \left[\left(\frac{\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.25}{0.25} \right)^2 u \left(\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.25 \right) \right] \quad (3.32)$$

Για να επιτευχθεί συγχρόνως συντονισμός σε μια γραμμή τροφοδοσίας χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω στα 2.4 GHz, ένας επιπρόσθετος όρος σφάλματος υπολογίζεται ως:

$$e_4 = abs \left(\frac{R_{in} - 50}{50} \right)^2 + abs \left(\frac{X_{in}}{50} \right)^2, \quad (3.33)$$

όπου R_{in} και X_{in} αντιπροσωπεύουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της εμπέδησης εισόδου αντίστοιχα.

Έπειτα, το αθροιστικό σφάλμα προκύπτει αθροίζοντας τους προαναφερθέντες όρους σφάλματος:

$$err = \sum_{i=1}^4 e_i. \quad (3.34)$$

Αφού βρεθεί το συνολικό σφάλμα, η αντικειμενική συνάρτηση προκύπτει από

$$OF = \frac{1}{1 + \sqrt{err}}. \quad (3.35)$$

Σχετικά με την κεραία των επτά στοιχείων, η διαδικασία βελτιστοποίησης είναι παρόμοια. Οι μόνες διαφορές που εμφανίζονται εξηγούνται παρακάτω:

Ο κύριος λοβός σχηματίζεται τώρα από 59 σημεία. Συνεπώς,

$$e_1 = \frac{1}{59} \sum_{\phi=-29^\circ}^{29^\circ} \left[\left(\frac{\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2 u \left(0.5 - \frac{U(\phi)}{U_{\max}} \right) \right], \quad (3.36)$$

Τα άκρα του κύριου λοβού εμφανίζονται τώρα σε νέες θέσεις. Άρα,

$$e_2 = \frac{1}{2} \sum_{\phi=\pm 30^\circ} \left(\frac{\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2 \quad (3.37)$$

Εξωτερικά του κύριου λοβού, υπάρχουν τώρα 299 σημεία. Ο όρος σφάλματος γράφεται

$$e_3 = \frac{1}{299} \sum_{\phi=31^\circ}^{329^\circ} \left[\left(\frac{\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.25}{0.25} \right)^2 u \left(\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.25 \right) \right] \quad (3.38)$$

Στον Πίνακα 3.6 παρουσιάζονται οι παράμετροι που συμμετέχουν στο γενετικό αλγόριθμο και τα διαστήματα μεταβολής τους.

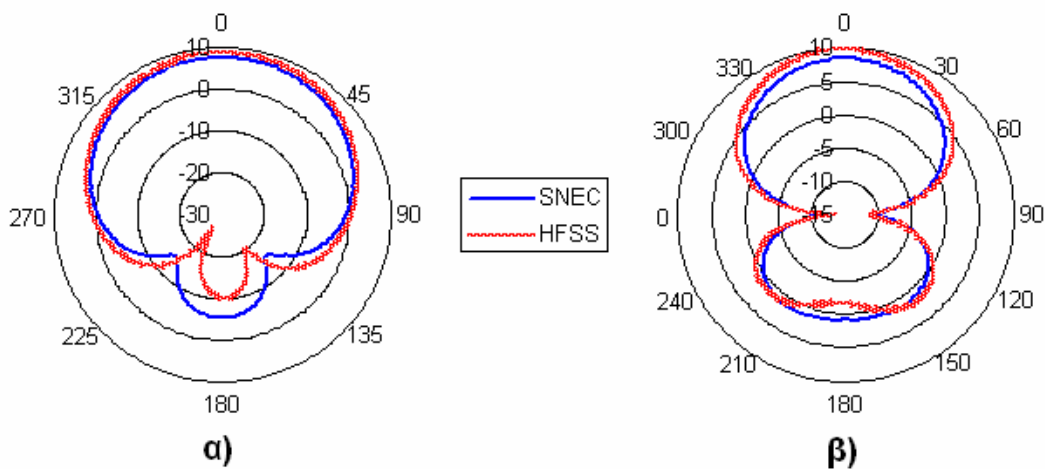
Πίνακας 3.6

Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την κεραία του [84].

Παράμετρος	Εύρος Μεταβολής	Βήμα Μεταβολής	Αποτέλεσμα Γενετικού Αλγορίθμου για την κεραία των 5 στοιχείων	Αποτέλεσμα Γενετικού Αλγορίθμου για την κεραία των 7 στοιχείων
Μήκος ενεργού στοιχείου	32.8125 mm : 164.0625 mm	10.9375 mm	54.6875 mm	54.6875 mm
Μήκος περιφερειακών στοιχείων	32.8125 mm : 164.0625 mm	10.9375 mm	98.4375 mm	98.4375 mm
Απόσταση ενεργού και παρασιτικών στοιχείων	10.9375 mm : 109.375 mm	10.9375 mm	21.875 mm	21.875 mm

Ο συνολικός πληθυσμός περιλαμβάνει 250 γενιές με 60 χρωμοσώματα ανά γενιά. Η επιλογή γίνεται με τη διαδικασία της αποδεκάτισης πληθυσμού (population decimation), ενώ για το ζευγάρισμα χρησιμοποιείται η συνένωση χρωμοσωμάτων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Ακόμη, επιλέγεται διασταύρωση ενός σημείου με διαίρεση των ατόμων σε επίπεδο γονιδίου και δυαδική μετάλλαξη με πιθανότητα αλλαγής ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα ίση με $p_m = 0.15$ [7, 66].

Τα τελικά αποτελέσματα του αλγορίθμου συμπεριλαμβάνονται στον Πίνακα 3.6. Όπως προαναφέρθηκε, η σχεδίαση και η διαδικασία βελτιστοποίησης της προτεινόμενης κεραιάς γίνονται με τη βοήθεια του πακέτου SNEC. Για να διαπιστωθεί η εγκυρότητα των αποτελεσμάτων, οι προκύπτουσες κεραιές προσομοιώνονται και με το λογισμικό HFSS, το οποίο επιλύει ηλεκτρομαγνητικά προβλήματα με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων. Τα διαγράμματα κατευθυντικότητας των προτεινόμενων κεραιών για τα στιγμιότυπα του Σχήματος 3.35 σχεδιάζονται στο Σχήμα 3.36.



Σχήμα 3.36: Διαγράμματα της κεραιάς του [84] α) 5 στοιχεία β) 7 στοιχεία.

Από το Σχήμα 3.36 είναι φανερό πως τα διαγράμματα ικανοποιούν αρκετά τις προδιαγραφές της σχεδίασης. Επιπλέον, τα διαγράμματα του SNEC συμπίπτουν με αυτά του HFSS σε μεγάλο βαθμό. Περισσότερες πληροφορίες παρατίθενται στον Πίνακα 3.7. Διαφοροποιήσεις ανάμεσα στις επιθυμητές προδιαγραφές και στα αποτελέσματα της προσομοίωσης εμφανίζονται σχετικά με το εύρος δέσμης. Οι προκύπτουσες διατάξεις παρουσιάζουν αξιοσημείωτα μεγάλο εύρος δέσμης. Όμως κάτι τέτοιο είναι αναμενόμενο, αφού το ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο έχει περιορισμένη συνεισφορά σαν κατευθυντήρας και η γωνιακή απόσταση των γειτονικών ανακλαστήρων εκατέρωθεν αυτού είναι αρκετά μεγάλη.

Πίνακας 3.7
Σύγκριση αποτελεσμάτων του SNEC και του HFSS.

2.4 GHz	SNEC	HFSS	SNEC	HFSS
	αποτελέσματα	αποτελέσματα	αποτελέσματα	αποτελέσματα
	<i>κεραία 5 στοιχείων</i>		<i>κεραία 7 στοιχείων</i>	
Μέγιστο Κέρδος (dBi)	7.7	8.8	8.3	9.71
Λόγος Front-to-Back (dB)	12.9	18.8	7.55	11.48
Εύρος Δέσμης 3-dB	114°	112°	85°	85°
VSWR	1.19	1.59	1.46	1.58

Συμπερασματικά, το κεραιοσύστημα που εξετάζεται σε αυτήν την παράγραφο παρουσιάζει ορισμένα σημαντικά πλεονεκτήματα. Ένα από αυτά είναι το περιορισμένο μέγεθος που καταλαμβάνει. Ακόμα, η χρησιμοποίηση του σε ένα WiFi ή WLAN σύστημα θα βελτιώσει την κάλυψη και τη συνολική χωρητικότητα, λόγω της σημαντικής κατευθυντικότητας του, της δυνατότητας διενέργειας λειτουργίας στρεφόμενης δέσμης και συνεπώς της δυνατότητας καταστολής παρεμβαλλόντων σημάτων. Στην προσπάθεια περιορισμού των παρεμβολών συμβάλλει και ο αυξημένος λόγος front-to-back και γενικότερα η χαμηλή στάθμη κατευθυντικότητας οπουδήποτε εκτός κύριου λοβού.

Κλείνοντας το υποκεφάλαιο αυτό, μπορεί να ειπωθεί πως εδώ γίνεται μια παράθεση κάποιων κεραιοσυστημάτων που μελετήθηκαν με τη βοήθεια της τεχνικής των γενετικών αλγορίθμων και της μεθόδου των ροπών κατά τη διάρκεια υλοποίησης της παρούσας διατριβής. Το γεγονός ότι τα συστήματα αυτά σχεδιάστηκαν και παρουσιάστηκαν για συχνοτικές ζώνες διαφορετικές από π.χ. αυτές που χρησιμοποιούνται στο ψηφιακό σύστημα ευρυεκπομπής DVB-T δε σημαίνει πως δε μπορούν να συνεισφέρουν θετικά σε εφαρμογές τύπου αναλογικής ή ψηφιακής τηλεόρασης. Μάλιστα, στα επόμενα, μια παραλλαγή της κεραίας της παραγράφου 3.3.4, προορίζεται για εφαρμογές αναλογικής και ψηφιακής τηλεόρασης. Στα κεφάλαια λοιπόν που ακολουθούν, γίνεται μια αναλυτική μελέτη συστημάτων ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με ευρυζωνικές ιδιότητες που προορίζονται για εφαρμογές ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης, τα οποία αποτελούν και την πεμπτουσία αυτής της διατριβής.

3.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] J. H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. MIT Press, 1975.
- [2] K. A. De Jong, *An Analysis of the Behavior of a Class of Genetic Adaptive Systems*. PhD Thesis, University of Michigan Press, Ann Arbor, 1975.
- [3] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in search, optimization and machine learning*. Addison-Wesley, Reading, MA, 1989.
- [4] R. L. Haupt, "An introduction to Genetic Algorithms for electromagnetics", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 37, No. 2, pp. 7-15, 1995.
- [5] J.M. Johnson and Y. Rahmat-Samii, "Genetic algorithms in engineering electromagnetics", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 39, No. 4, pp. 7-25, 1997.
- [6] J.M. Johnson and Y. Rahmat-Samii, "Genetic Algorithm Optimization and its Application to Antenna Design", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, Vol.1, pp326-329, Jun 1994.
- [7] Orchard, B., "Optimising Algorithms for Antenna Design", MSc Dissertation, University of the Witwatersrand, 2002.
- [8] R. L. Haupt and D. H. Werner, *Genetic Algorithms in Electromagnetics*, John Wiley and Sons, New Jersey, 2007.
- [9] A. Oyama, S. Obayashi and T. Nakamura, "Real-coded adaptive range genetic algorithm applied to transonic wing optimization", *Applied Soft Computing*, Vol. 1, pp. 179-187, 2001.
- [10] D. F. Jones, S. K. Mirrazavi and M. Tamiz, "Multi-objective meta-heuristics: An overview of the current state-of-the-art", *European Journal of Operational Research*, Vol. 137, No. 1, pp. 1-9, 2002.
- [11] R. Saha, P. Chaudhury and S. P. Bhattacharyya, "Direct solution of Schrödinger equation by genetic algorithm: test cases", *Physics Letters A*, Vol. 291, No. 6, pp. 397-406, 2001.
- [12] H. T. Chou, Y. C. Hou and W. J. Liao, "A Dual Band Patch Antenna Design for WLAN and DSRC Applications Based on a Genetic Algorithm Optimization", *Electromagnetics*, Vol. 27, Issue 5, pp. 253-262, 2007.
- [13] D. Tonn and R. Bansal, "Reduction of Sidelobe Levels in Interrupted Phased Array Antennas by Means of a Genetic Algorithm", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 17, Issue 2, pp. 134-141, March 2007.
- [14] M. A. Panduro, "Design of Coherently Radiating Structures in a Linear Array Geometry using Genetic Algorithms", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 61, Issue 8, pp. 515-520, September 2007.
- [15] M. E. Aydemir, T. Gunel and F. Ustuner, "Genetic Approach to the Minimization of the Coupling between Aircraft Antennas", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 60, Issue 4, pp. 299-305, April 2006.
- [16] M. A. Panduro, A. L. Mendez, R. Dominquez and G. Romero, "Design of Non-Uniform Circular Antenna Arrays for Side Lobe Reduction using the Method of Genetic Algorithms", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 60, Issue 10, pp. 713-717, November 2006.
- [17] C. H. Chan, S. H. Yeung, W. S. Chan and K. F. Man, "Genetic Algorithm Optimized Printed UWB Sickle-Shape Dipolar Antenna with Stable Radiation Pattern", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, No. 11, pp. 2695-2697, November 2007.
- [18] A. Recioui and A. Azrar, "Use of Genetic Algorithms Linear and Planar Antenna Array Synthesis based on Schelkunoff Method", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, No. 7, pp. 1619-1623, July 2007.
- [19] S. Baskar, A. Alphones, and P. N. Suganthan, "Genetic-Algorithm-Based Design of a Reconfigurable Antenna Array with Discrete Phase Shifters", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 45, No. 6, pp. 461-465, June 2005.

- [20] F. Bilotti, F. Castellana and L. Vegni, "Multi-Frequency Patch Antenna Design via the Method of Moment and Genetic Algorithm", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 35, No. 3, pp. 184-186, November 2002.
- [21] R. Perez and J. Basterrechea, "Antenna Far-Field Pattern Reconstruction using Equivalent Currents and Genetic Algorithms", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 42, No. 1, pp. 21-25, July 2004.
- [22] S. M. Meriah, E. Cambiaggio, F. T. Bendimerad, R. Staraj, J. P. Damiano and L. Brochier, "Design of a Thinned Microstrip Antenna Reflectarray using a Genetic Algorithm", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 46, No. 6, pp. 559-562, September 2005.
- [23] S. S. Pattnaik, B. Khuntia, D. C. Panda, D. K. Neog and S. Devi, "Calculation of Optimized Parameters of Rectangular Microstrip Patch Antenna using Genetic Algorithm", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 37, No. 6, pp. 431-433, June 2003.
- [24] X. Chen, K. Huang, and X. B. Xu, "Automated Design of a Three-Dimensional Fishbone Antenna using Parallel Genetic Algorithm and NEC", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 4, pp. 425-428, 2005.
- [25] D. Arnaud-Cormos, R. Loison and R. Gillard, "Fast Multistructure Method of Moments Combined with a Genetic Algorithm (MSMoM/GA) for Efficient Optimization of Printed Antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 6, pp. 172-174, 2007.
- [26] T. Xiang, K. F. Man, K. M. Luk and C. H. Chan, "Design of Multiband Miniature Handset Antenna by MoM and HGA", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, pp. 179-182, 2006.
- [27] E. E. Altshuler and D. S. Linden, "An Ultrawide-Band Impedance-Loaded Genetic Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 11, pp. 3147-3150, November 2004.
- [28] R. L. Haupt, "Calibration of Cylindrical Reflector Antennas with Linear Phased Array Feeds", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 2, pp. 593-596, February 2008.
- [29] C. I. Tsitouri, S. C. Panagiotou, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "A Circular Switched Parasitic Array of Log-Periodic Antennas with Enhanced Directivity and Beam Steering Capability for Ultra Wideband Communications Applications", *Proceedings of the Loughborough Antennas and Propagation Conference, 2008, (LAPC 2008)*, pp. 281-284, Loughborough, March 2008.
- [30] G. G. Chavka and N. Litwinczuk, "Design of Wire Antennas with using of Genetic Algorithms", *Proceedings of the International Conference on Antenna Theory and Techniques*, pp. 220-222, Sevastopol, September 2007.
- [31] H. Hang, Q. Weicheng and F. Shuo, "Optimizing the Architecture of Planar Phased Array by Improved Genetic Algorithm", *Proceedings of the IEEE 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 676-679, 2007.
- [32] A. Rolland, R. Sauleau and M. Drissi, "Full Wave Synthesis of Integrated Lens Antennas using FDTD and Genetic Algorithms", *Proceedings of the Second European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
- [33] M. Kisangiri and A. A. Kucharski, "GA/MoM Optimization of Pifa Antennas with Meandering Slits", *Proceedings of the Second European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
- [34] Y. Ravinder and V. M. Pandharipande, "Genetic Algorithm Assisted Dual Diversity Smart Antenna with Triple-COLD Array for QPSK Communication System", *Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 2007, (ICEAA 2007)*, pp. 723-726, Torino, September 2007.
- [35] J. Chung, R. Abd-Alhameed and P. Excell, "Design of Wire Bow-Tie Antenna for Near Field Imaging using Genetic Algorithms", *Proceedings of the Loughborough Antennas and Propagation Conference, 2008, (LAPC 2008)*, pp. 317-320, Loughborough, March 2008.
- [36] Z. Altman, R. Mittra and A. Boag, "New designs of ultra wide-band communication antennas using a genetic algorithm", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 10, pp. 1494-1501, 1997.

- [37] P.L. Werner, Z. Altman, R. Mittra, D.H. Werner and A.J. Ferraro, "Optimization of stacked vertical dipoles above a ground plane using the genetic algorithm", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 13, No. 1, pp. 51-66, 1999.
- [38] E.A. Jones and W.T. Joines, "Genetic design of linear antenna arrays", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 3, pp. 92-100, 2000.
- [39] D. Marcano and F. Duran, "Synthesis of antenna arrays using genetic algorithms", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 3, pp. 12-20, 2000.
- [40] S.D. Rogers, C.M. Butler and A.Q. Martin, "Realization of a genetic-algorithm-optimized wire antenna with 5 : 1 bandwidth", *Radio Science*, Vol. 36, No. 6, pp. 1315-1325, 2001.
- [41] S.L. Avila, W.P. Carpes and J.A. Vasconcelos, "Optimization of an offset reflector antenna using genetic algorithms", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 40, No. 2, pp. 1256-1259, 2004.
- [42] Y.C. Ji, Q.Z. Liu, X.L. He and H. Zhang, "Optimal designs of ultra wide-band communication antennas", *Chinese Journal of Electronics*, Vol. 13, No. 4, pp. 728-731, 2004.
- [43] M. Donelli, S. Caorsi, F. De Natale, D. Franceschini and A. Massa, "A versatile enhanced genetic algorithm for planar array design", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 18, No. 11, pp. 1533-1548, 2004.
- [44] P. K. Varlamos, C. N. Capsalis, "Electronic Beam Steering Using Switched Parasitic Smart Antenna Arrays", *Progress in Electromagnetics Research*, Vol., 36, pp. 101-119, 2002.
- [45] P. K. Varlamos, C. N. Capsalis, "Design of a Six-Sector Switched Parasitic Planar Array Using the Method of Genetic Algorithms", *Wireless Personal Communications Journal*, Vol. 26, No. 1, August 2003.
- [46] M.H. Oktem and B. Saka, "Design of multilayered cylindrical shields using a genetic algorithm", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 43, No. 2, pp. 170-176, 2001.
- [47] L. Dawson, J. Clegg, S.J. Porter, J.F. Dawson and M.J. Alexander, "The use of genetic algorithms to maximize the performance of a partially lined screened room", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 44, No. 1, pp. 233-242, 2002.
- [48] S. A. Mitilneos, I. I. Heretakis, N. Chatziathanasiou, S. C. A. Thomopoulos and C. N. Capsalis, "Multiobjective Antenna Array Design Using the Method of Genetic Algorithms", *WSEAS Transactions on Communications*, Vol. 4, No. 8, pp. 739-744, 2005.
- [49] M. A. Panduro, D. H. Covarrubias, C. A. Brizuela and F.R. Marante, "A Multi-Objective Approach in the Linear Antenna Array Design", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 59, Issue 4, pp. 205-212, June 2005.
- [50] P. Yazdanbakhsh and K. Solbach, "Performance Optimization of Monopole Four Square Array Antenna using the Method of Genetic Algorithms", *Proceedings of the Second European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
- [51] P. K. Varlamos, P. J. Papakanellos, S. C. Panagiotou and C. N. Capsalis, "Multi-objective Genetic Optimization of Yagi-Uda Arrays with Additional Parasitic Elements", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 47, No.4, pp. 92-97, August 2005.
- [52] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, John Wiley and Sons, New York, 1999.
- [53] D. S. Weile and E. Michielssen, "Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: A review", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 3, pp. 343-353, 1997.
- [54] J. M. Johnson and Y. Rahmat-Samii, "Genetic algorithms and method of moments (GA/MOM) for the design of integrated antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 10, pp. 1606-1614, 1999.
- [55] T. Su and H. Ling, "Determining the equivalent impedance boundary condition for corrugated coatings based on the genetic algorithm", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 3, pp. 374-382, 2000.
- [56] Z. F. Li, Y. E. Erdemli, J. L. Volakis and P. Y. Papalambros, "Design optimization of conformal antennas by integrating stochastic algorithms with the hybrid finite-element

- method”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No. 5, pp. 676-684, 2002.
- [57] D. Erni, D. Wiesmann, M. Spuhler, S. Hunziker, E. Moreno, B. Oswald, J. Frohlich and C. Hafner, “Application of evolutionary optimization algorithms in computational optics”, *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, Vol. 15, No. 2, pp. 43-60, 2000.
- [58] E. Moreno, D. Erni, C. Hafner, R. E. Kunz and R. Vahldieck, “Modeling and optimization of non-periodic grating couplers”, *Optical and Quantum Electronics*, Vol. 34, No. 11, pp. 1051-1069, 2002.
- [59] W. Chien and C. Chiu, “Using NU-SSGA to reduce the searching time in inverse problem of a buried metallic object”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 10, pp. 3128-3134, 2005.
- [60] S. M. Cui, A. Mohan and D. S. Weile, “Pareto optimal design of absorbers using a parallel elitist nondominate sorting genetic algorithm and the finite element-boundary integral method”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 6, pp. 2099-2107, 2005.
- [61] D. W. Boeringer, D. H. Werner, and D. W. Machuga, “A simultaneous parameter adaptation scheme for genetic algorithms with application to phased array synthesis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 1, pp. 356-371, January 2005.
- [62] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley and Sons, 2nd Edition, 1997, ch. 8, App. III.
- [63] J. Krauss, *Κεραίες*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2^η Έκδοση, 1998.
- [64] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, MacMillan, New York, 1968.
- [65] A. Fourie and D. Nitch, “SuperNEC: antenna and indoor-propagation simulation program,” *IEEE Antennas and Propagat. Mag.*, vol. 42, no. 3, pp. 31-48, June 2000.
- [66] SuperNec v. 2.4 Reference Manuals.
- [67] A. Ralston, *A First Course in Numerical Analysis*, McGraw-Hill, New York, 1965.
- [68] K. L. Virga and Y. Rahmat – Samii, “Low – Profile Enhanced – Bandwidth PIFA Antennas for Wireless Communications Packaging,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no 10, pp.1879 – 1888, Oct. 1997.
- [69] Y. B. Kwon, J. I. Moon and S. O. Park, “An Internal Triple – Band Planar Inverted – F Antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 2, pp. 341 – 344, 2003.
- [70] Z. D. Liu, P.S. Hall and D. Wake, “Dual – Frequency Planar Inverted – F Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, no. 10, pp. 1451 – 1458, Oct. 1997.
- [71] D. Qi, B. Li and H. Liu, “Compact Triple – Band Planar Inverted – F Antenna for Mobile Handsets,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 41, no 6, pp. 483 – 486, June 2004.
- [72] P. Salonen, M. Keskilamni and M. Kivikoski, “New Slot Configurations for Dual – Band Planar Inverted – F Antenna,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 28, no 5, pp. 293 – 298, Mar. 2001.
- [73] M. F. Abedin and M. Ali, “Modifying the Ground Plane and Its Effect on Planar Inverted – F Antennas (PIFAs) for Mobile Phone Handsets,” *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 2, pp. 226 – 229, 2003.
- [74] N. K. Kouveliotis, S. C. Panagiotou, P. K. Varlamos, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, “Optimizing a PIFA using a Genetic Algorithms Approach,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications.*, vol. 22, pp. 453 – 461, 2008.
- [75] S. C. Panagiotou, N. K. Kouveliotis, T. D. Dimousios, P. K. Varlamos, S. A. Mitilineos and C. N. Capsalis, “A Pifa – Parasitic Optimization Utilizing the Genetic Algorithms Technique ”, *Proceedings of the First European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2006)*, Nice, November 2006.
- [76] S. A. Mitilineos, and C. N. Capsalis, “A New, Low-Cost, Switched Beam and Fully Adaptive Antenna Array for 2.4 GHz ISM Applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 9, pp. 2502-2508, September 2007.
- [77] C. T. P. Song, A. Mak, B. Wong, D. George, and R. D. Murch, “Compact Low Cost Dual Polarized Adaptive Planar Phased Array for WLAN,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 8, pp. 2406-2416, August 2005.

- [78] N. Li, W. Chen, and Z. Feng, "A Switched Sector Beam Planar Antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, pp. 230-233.
- [79] O. Shibata, and T. Furuhi, "Dual-band ESPAR antenna for wireless LAN applications," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, pp. 605-608.
- [80] M. Shi, J. Lu, and D. J. Ireland, "Smart Patch Antenna for Indoor Mobile Wireless Computing," *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference*, 2005.
- [81] J. C. Ke, C. W. Link, and S. J. Chung, "Implementation of a Multi-Beam Switched Parasitic Antenna for wireless applications," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 3368-3371.
- [82] S. C. Panagiotou, C. I. Tsitouri, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "A New, Compact, Low Cost Switched Beam Array for ISM and WLAN Applications at 2.4 GHz", *Proceedings of the Fourth International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC)*, Athens, July 2008.
- [83] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Wiley, ch. 5.
- [84] S. C. Panagiotou, C. I. Tsitouri, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "A Simple Switched Parasitic Array with a Fixed Active Element for Wifi and Wlan Applications at 2.4 GHz", *Proceedings of the Loughborough Antennas and Propagation Conference, 2008, (LAPC 2008)*, pp. 257-260, Loughborough, March 2008.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗΣ

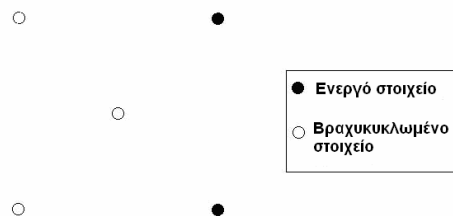
Σε αυτό το κεφάλαιο σχεδιάζονται κυκλικές στοιχειοκεραίες μεταγωγής λοβού όπου στη διάταξη δύο γειτονικά περιφερειακά στοιχεία είναι ενεργά και τα υπόλοιπα είναι παρασιτικά βραχυκυκλωμένα. Η κυκλική τοπολογία σε SPAs έχει μελετηθεί ενδελεχώς στη βιβλιογραφία [1-9] και επιλέγεται η χρήση της και στη διατριβή αυτή διότι οι κυκλικές SPAs έχουν συμμετρικά διαγράμματα ακτινοβολίας, ενώ παράλληλα η αντίσταση εισόδου διατηρείται σταθερή ανεξάρτητα από την εκάστοτε γωνία σκόπευσης του κύριου λοβού. Ο λόγος που στα περισσότερα παραδείγματα αυτού του κεφαλαίου προτιμάται μια διάταξη με δύο γειτονικά στοιχεία ενεργά αντί για ένα μόνο είναι ότι με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η διαμόρφωση ενός κατευθυντικότερου διαγράμματος ακτινοβολίας με σημαντικά μικρότερο (και κατά συνέπεια λειτουργικότερο) εύρος δέσμης και προσαρμογή σε ένα μεγαλύτερο εύρος ζώνης συχνοτήτων, θέματα πολύ σημαντικά για εφαρμογές λήψης τηλεοπτικού σήματος. Η μεταγωγή από λοβό σε λοβό καθίσταται δυνατή με κυκλική αντιμετάθεση του ζεύγους των ενεργών στοιχείων στην περιφέρεια της διάταξης.

Πιο συγκεκριμένα, στην παράγραφο 4.1 αναπτύσσεται μια νέα, ευρυζωνική, κατακόρυφα πολωμένη κυκλική ευφυής στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με την αρωγή μιας προτεινόμενης προσέγγισης γενετικού αλγορίθμου. Η στοιχειοκεραία αποτελείται από ένα κεντρικό σταθερό παρασιτικό στοιχείο και τέσσερα περιφερειακά στοιχεία. Σε μια δεδομένη χρονική στιγμή, μόνο δυο γειτονικά στοιχεία είναι ενεργά, ενώ καθένα από τα υπόλοιπα δύο είναι βραχυκυκλωμένο. Επιλέγοντας κατάλληλα τα ενεργά και βραχυκυκλωμένα στοιχεία, διαμορφώνεται ένα σύνολο από τέσσερα διαγράμματα ακτινοβολίας, τα οποία κατ'εναλλαγήν καλύπτουν το οριζόντιο επίπεδο. Παρουσιάζονται αποτελέσματα και θεωρήσεις υλοποίησης για την κεραία, ενώ παρατίθενται μετρήσεις για μια μεμονωμένη κατάσταση μεταγωγής. Στην παράγραφο 4.2 μια μονοπολική στοιχειοκεραία πάνω από τετραγωνικό συρμάτινο αγωγίμο πλέγμα βελτιστοποιείται με σκοπό τη διαμόρφωση ενός επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας και την επίτευξη εύρους ζώνης αντίστασης εισόδου στην V UHF συχνοτική ζώνη. Η προκύπτουσα δομή συγκρίνεται με την ίδια μονοπολική κεραία τοποθετημένη πάνω από αγωγίμο πλέγμα με αγωγίμο περίβλημα («ποδιά»). Στην παράγραφο 4.3 προτείνεται μια κεραία για DVB-T εφαρμογές στην V UHF συχνοτική ζώνη. Παρατίθενται επίσης και αποτελέσματα μετρήσεων που αντιστοιχούν σε μια δεδομένη τοποθέτηση διακοπών, ενώ ακολουθούν και αποτελέσματα προσομοίωσης της λειτουργίας στρεφόμενου λοβού της συστοιχίας χρησιμοποιώντας τα μετρηθέντα διαγράμματα ακτινοβολίας. Τέλος, η παράγραφος 4.4 πραγματεύεται μια ευφυή στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων τοποθετημένων στο οριζόντιο επίπεδο για DVB-T εφαρμογές σε τμήμα της V UHF συχνοτική ζώνης, με τη διαφορά ότι αυτή περιλαμβάνει ένα μόνο ενεργό στοιχείο.

4.1 ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗ, ΚΑΤΑΚΟΡΥΦΑ ΠΟΛΩΜΕΝΗ, ΚΥΚΛΙΚΗ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ

ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΦΟΡΗΤΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ DVB-T ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥ ΧΩΡΟΥ ΣΤΗΝ IV UHF ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΖΩΝΗ

Στο σημείο αυτό παρουσιάζεται μια ευρυζωνική κυκλική SPA που προορίζεται για χρήση σε εφαρμογές σταθερής λήψης και φορητής λήψης σε εσωτερικούς χώρους σήματος DVB-T [10]. Η κεραία αποτελείται από πέντε δίπολα. Ένα σταθερό παρασιτικό στοιχείο είναι τοποθετημένο στο κέντρο της διάταξης, ενώ τα υπόλοιπα τέσσερα στοιχεία σχηματίζουν έναν κύκλο γύρω από αυτό. Τα τέσσερα περιφερειακά στοιχεία προσφέρουν τη δυνατότητα μεταγωγής σε τέσσερα διαγράμματα ακτινοβολίας, ενώ το πέμπτο στοιχείο συντελεί στην επίτευξη στενότερου εύρους δέσμης και ευρύτερης προσαρμογής της αντίστασης εισόδου. Όπως σκιαγραφείται και στο Σχήμα 4.1, κάθε χρονική στιγμή, δύο γειτονικά περιφερειακά στοιχεία τροφοδοτούνται από ίδιες εκδοχές κατά πλάτος, φάση και συχνότητα του ίδιου σήματος πηγής, ενώ τα υπόλοιπα παρασιτικά είναι βραχυκυκλωμένα. Η κατεύθυνση του κύριου λοβού στρέφεται αλλάζοντας τη θέση των ενεργών και των παρασιτικών στοιχείων κατά μήκος της περιφέρειας της διάταξης. Ο σκοπός της σχεδίασης είναι η παραγωγή τεσσάρων κατευθυντικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας που θα καλύπτουν το οριζόντιο επίπεδο με τους κύριους λοβούς να κατευθύνονται στις 0° , 90° , 180° και 270° αντίστοιχα. Επιπλέον, εύρη δέσμης ημίσειας ισχύος 90° και σχετικές στάθμες πλευρικών λοβών μικρότερες από -10 dB με επαρκές εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου στη μάντα συχνοτήτων IV UHF (470 MHz - 582 MHz) απαιτούνται. Εξαιτίας της συμμετρίας, μόνο το διάγραμμα που στοχεύει στις 0° χρειάζεται να βελτιστοποιηθεί. Το διάγραμμα αυτό αντιστοιχεί σε μια συγκεκριμένη κατάσταση των διακοπών και των διόδων. Τα υπόλοιπα είναι πανομοιότυπα και προκύπτουν όταν περιστραφούν κατά μια κατάλληλη γωνία.



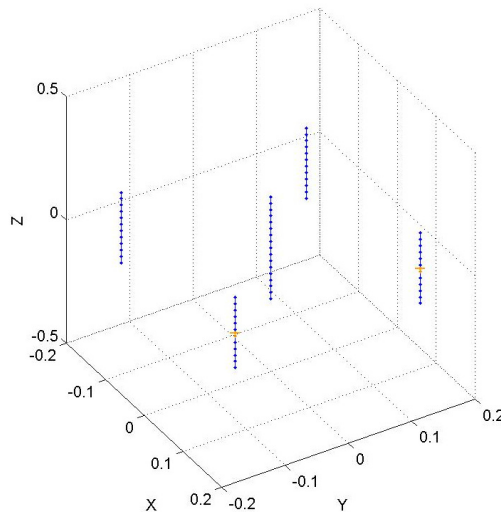
Σχήμα 4.1: SPA πέντε στοιχείων που περιλαμβάνει δύο ενεργά στοιχεία.

Η προτεινόμενη κεραία μπορεί να αποτελέσει μια κεραία στρεφόμενης δέσμης ακτινοβολίας σε ένα σύστημα λήψης σήματος DVB-T, όπου οι έξοδοι κάθε λοβού μετρούνται περιοδικά και τελικά, επιλέγεται ο λοβός που δίνει σήμα εξόδου με τη μεγαλύτερη ισχύ. Η κεραία μεταπίπτει σε νέο λοβό αν το σήμα της πηγής κινείται από τον ένα λοβό στον άλλο ώστε να διατηρηθεί υψηλή η ποιότητα του λαμβανομένου σήματος. Αν η κεραία χρησιμοποιηθεί σε μια περιοχή εξυπηρέτησης που καλύπτεται από ένα SFN δίκτυο, έχει τη δυνατότητα να επιλέξει τον εκπομπό εκείνο που θα αντιστοιχεί σε μέγιστη λαμβανομένη ένταση πεδίου. Με αυτό τον τρόπο, αποκλείονται εκ προοιμίου προβλήματα στο δέκτη που οφείλονται σε αστοχίες συγχρονισμού των εκπομπών. Αν η κεραία χρησιμοποιηθεί σε μια MFN περιοχή εξυπηρέτησης, έχει τη δυνατότητα να επιλέξει τον εκπομπό εκείνο που χρησιμοποιεί συχνοτικούς διαύλους εκεί όπου βελτιστοποιείται η απόδοση λήψης της. Επιπροσθέτως, στις περιπτώσεις όπου διαφορετικοί πάροχοι χρησιμοποιούν διαφορετικά σημεία εκπομπής, η κατεύθυνση του κύριου λοβού προσαρμόζεται προς τον πομπό που μεταδίδει το επιθυμητό τηλεοπτικό πρόγραμμα. Ακόμα, το κέρδος ισχύος που επιτυγχάνεται για ένα μεγάλο διάστημα συχνοτήτων είναι κατά πολύ

σημαντικότερο από αυτό ενός διπολικού ομοιοκατευθυντικού δέκτη. Το γεγονός αυτό διευκολύνει τη λήψη σε περιοχές ανεπαρκούς έντασης πεδίου.

4.1.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης της Κυκλικής SPA για την IV UHF μπάντα

Η προσομοίωση και ο σχεδιασμός της υπό εξέταση κεραίας [10] γίνονται με τη βοήθεια του λογισμικού πακέτου SNEC [11]. Στο Σχήμα 4.2 φαίνεται η υλοποίηση της στο SNEC. Για να βρεθεί η κεραία με τις επιθυμητές ιδιότητες, εφαρμόζεται η τεχνική των γενετικών αλγορίθμων και μάλιστα η εκδοχή που είναι ενσωματωμένη στο SNEC. Ο γενετικός αλγόριθμος που χρησιμοποιείται στο συγκεκριμένο πρόβλημα είναι δυαδικού τύπου. Ο συνολικός πληθυσμός αποτελείται από 250 γενιές και κάθε γενιά περιλαμβάνει 60 χρωμοσώματα. Στο σχηματισμό κάθε επόμενης γενιάς συμμετέχουν τα δέκα χρωμοσώματα της προηγούμενης με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας (ελιτισμός). Η στρατηγική επιλογής που χρησιμοποιείται είναι η αποδεκάτιση πληθυσμού, ενώ το σχήμα ζευγαρώματος είναι η συνένωση ατόμων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Το σημείο της διασταύρωσης επιλέγεται τυχαία και κάθε χρωμόσωμα χωρίζεται σε επίπεδο γονιδίων. Η πιθανότητα μετάλλαξης είναι ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα ίση με 0.15 [12].



Σχήμα 4.2: Υλοποίηση της προτεινόμενης διάταξης στο SNEC.

Μεταβάλλοντας το μήκος του κεντρικού στοιχείου, το μήκος των περιφερειακών στοιχείων και την ακτίνα της συνολικής διάταξης, προκύπτει η δομή με την ικανοποιητική αντίσταση εισόδου και το επιθυμητό αζιμουθιακό διάγραμμα σε όλη τη ζώνη συχνοτήτων 470 MHz-582 MHz (IV UHF Band). Όπως σημειώθηκε προηγουμένως, ο σκοπός της παρούσας σχεδίασης είναι η δημιουργία ενός διαγράμματος ακτινοβολίας με δεδομένες ιδιότητες (μέγιστο κέρδος στις 0° , εύρος ημίσειας ισχύος 90° και σχετικές στάθμες πλευρικών λοβών κάτω από -10 dB) και παράλληλα η διατήρηση ενός λειτουργικού εύρους ζώνης στη μπάντα IV UHF. Τα υπόλοιπα διαγράμματα θα είναι όμοια και προκύπτουν με κυκλική αντιμετάθεση μεταξύ των γειτονικών περιφερειακών ενεργών στοιχείων.

Ένα σετ από 360 σημεία χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό του διαγράμματος ακτινοβολίας. Έστω $D(\phi)$ η κατευθυντικότητα (ορισμένη με γωνιακό βήμα 1°) και D_{\max} η μέγιστη κατευθυντικότητα. Τότε, η αντικειμενική συνάρτηση διαμορφώνεται

ως εξής: Αρχικά, τα σχετικά τετραγωνικά σφάλματα αθροίζονται με τον ακόλουθο τρόπο:

- Μέσα στον κύριο λοβό, που σχηματίζεται λαμβάνοντας υπόψη 89 σημεία, ο όρος σφάλματος είναι

$$e_1 = \frac{1}{89} \sum_{\phi=-44^\circ}^{44^\circ} \left[\left(\frac{\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2 u \left(0.5 - \frac{D(\phi)}{D_{\max}} \right) \right], \quad (4.1)$$

όπου $u(x)$ είναι η βηματική συνάρτηση

$$u(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}. \quad (4.2)$$

- Στα άκρα του κύριου λοβού η επιθυμητή στάθμη είναι 3 dB κάτω από το μέγιστο κέρδος, συνεπώς ο αντίστοιχος όρος σφάλματος είναι

$$e_2 = \frac{1}{2} \sum_{\phi=\pm 45^\circ} \left(\frac{\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2. \quad (4.3)$$

- Έξω από τον κύριο λοβό, που σχηματίζεται από 269 σημεία, η σχετική στάθμη πλευρικού λοβού δεν πρέπει να ξεπερνά τα -10 dB. Επομένως, ο σχετικός όρος σφάλματος εκφράζεται

$$e_3 = \frac{1}{269} \sum_{\phi=46^\circ}^{314^\circ} \left[\left(\frac{\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.1}{0.1} \right)^2 u \left(\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.1 \right) \right]. \quad (4.4)$$

- Για να επιτευχθεί ταυτόχρονα προσαρμογή προς μια γραμμή μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης 75 Ω σε κάθε σημείο τροφοδότησης, ένας επιπλέον όρος σφάλματος υπολογίζεται σαν

$$e_4 = \text{abs} \left(\frac{R_{in} - 75}{75} \right)^2 + \text{abs} \left(\frac{X_{in}}{75} \right)^2, \quad (4.5)$$

όπου R_{in} και X_{in} αντιπροσωπεύουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου αντίστοιχα.

Έπειτα, το συγκεντρωτικό σφάλμα προκύπτει από την άθροιση όλων των όρων σφάλματος αφού πολλαπλασιαστεί ο καθένας με έναν συντελεστή βαρύτητας w_i ($i=1,2,3,4$).

Δεδομένου ότι ο σκοπός της σχεδίασης είναι η επίτευξη των επιθυμητών ιδιοτήτων για ένα εύρος ζώνης συχνοτήτων, η διαδικασία που περιγράφηκε

επαναλαμβάνεται για έναν αριθμό P διακριτών συχνοτήτων που κείτονται στο επιθυμητό διάστημα και επομένως το συνολικό σφάλμα υπολογίζεται σαν

$$err = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^4 w_i e_i(f_p), \quad (4.6)$$

όπου

$$f_p = f_L + (p-1) \frac{f_U - f_L}{P-1} \quad (4.7)$$

είναι ομοιόμορφα κατενεμημένα συχνοτικά σημεία στο διάστημα $[f_L, f_U]$ και $e_i(f_p)$ είναι το i -στό σχετικό σφάλμα που αναφέρεται στο συχνοτικό σημείο f_p .

Αφού βρεθεί το συνολικό σφάλμα, η αντικειμενική συνάρτηση προκύπτει

$$OF = \frac{1}{1 + \sqrt{err}}. \quad (4.8)$$

Κατά τη διάρκεια της συγκεκριμένης σχεδίασης, 12 συχνότητες συμπεριλήφθηκαν στην όλη διαδικασία, ομοιόμορφα κατανεμημένες στο διάστημα [470 MHz, 580 MHz], ώστε να διασφαλιστεί ότι η τελική διάταξη εμφανίζει ευρυζωνικά χαρακτηριστικά αναφορικά με το διάγραμμα ακτινοβολίας και την αντίσταση εισόδου.

Έστω λ_o το μήκος κύματος στα 580 MHz. Στον Πίνακα 4.1, φαίνεται το εύρος μεταβολής κάθε παραμέτρου που συμμετέχει στη διαδικασία βελτιστοποίησης. Η ακτίνα αγωγών κάθε στοιχείου είναι $0.008\lambda_o$. Αφού οι χωρικές παράμετροι δίνονται συναρτήσει του λ_o , οι ηλεκτρικές διαστάσεις της κεραίας παραμένουν σταθερές και τα δεδομένα που προκύπτουν είναι κατάλληλα για εφαρμογή και σε άλλες συχνότητες.

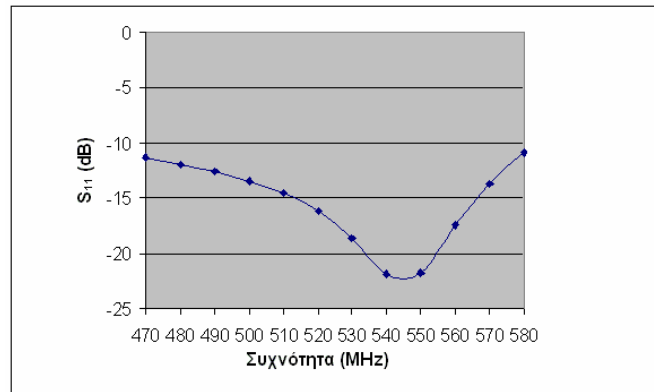
Πίνακας 4.1
Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την κεραία του [10].

Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α	Αποτελέσματα σε φυσικές διαστάσεις
Μήκος κεντρικού στοιχείου	$0.05\lambda_o : 2.05\lambda_o$	$0.05\lambda_o$	$0.8\lambda_o$	41.38 cm
Μήκος περιφερειακών στοιχείων	$0.05\lambda_o : 2.05\lambda_o$	$0.05\lambda_o$	$0.55\lambda_o$	28.45 cm
Απόσταση κεντρικού και περιφερειακών στοιχείων	$0.05\lambda_o : 0.5\lambda_o$	$0.05\lambda_o$	$0.4\lambda_o$	20.69 cm

4.1.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα της Κυκλικής SPA για την IV UHF μπάντα

Για να βρεθεί η τελική διάταξη που θα ικανοποιεί τις απαιτήσεις που αναλύθηκαν προηγουμένως, πολλά τρεξίματα του γενετικού αλγορίθμου έλαβαν χώρα για διαφορετικές τιμές των συντελεστών βαρύτητας που ενσωματώνονται στην αντικειμενική συνάρτηση. Τα καλύτερα αποτελέσματα προέκυψαν για $w_1 = w_2 = w_3 = 2.75$ και $w_4 = 1$. Λόγω κυλινδρικής συμμετρίας, τα δύο ενεργά στοιχεία παρουσιάζουν όμοια αντίσταση εισόδου. Τα τελικά αποτελέσματα

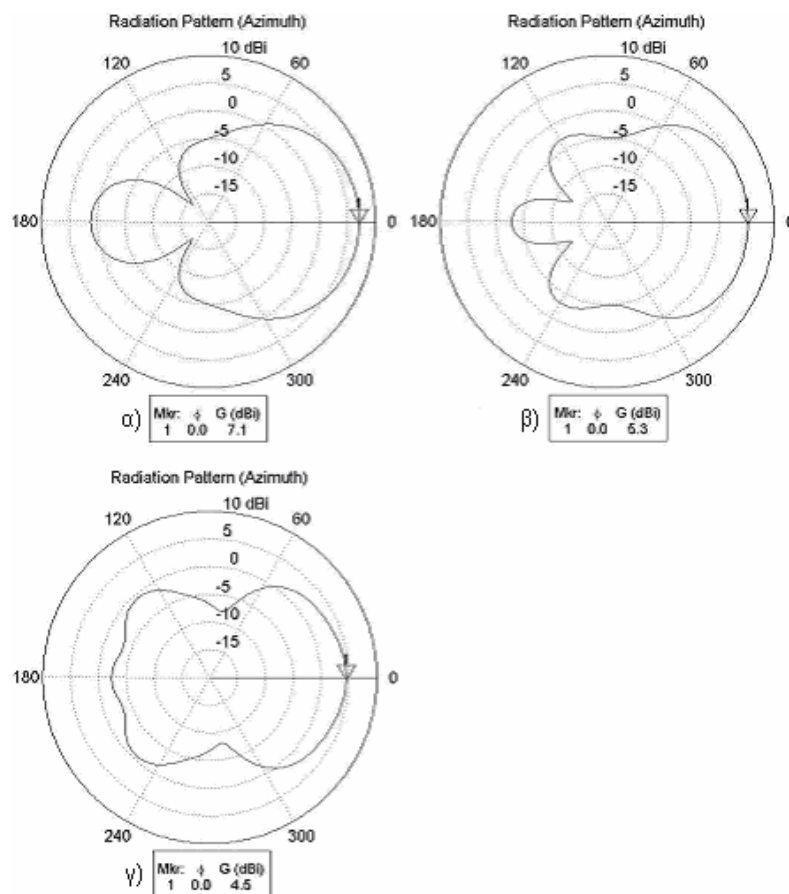
παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.1. Επιπλέον, στο Σχήμα 4.3 σχεδιάζεται ο συντελεστής ανάκλασης σε κάθε σημείο τροφοδότησης.



Σχήμα 4.3: Μεταβολή του S_{11} της υπό εξέταση κεραίας.

Το εύρος ζώνης καθορίζεται από το διάστημα συχνοτήτων όπου ο συντελεστής ανάκλασης σε κάθε σημείο τροφοδοσίας δεν υπερβαίνει τα -10 dB. Προφανώς η εξεταζόμενη κεραία εμφανίζει ένα λειτουργικό εύρος ζώνης έκτασης 112 MHz, που αντιστοιχεί σε ένα ποσοστό πάνω από 21.3%, αν τα 526 MHz θεωρηθούν ως η κεντρική συχνότητα του IV UHF διαστήματος.

Τα διαγράμματα μακρινού πεδίου στο οριζόντιο επίπεδο μαζί με τα μέγιστα κέρδη για αυτή τη διάταξη στα 470 MHz, 530 MHz και 580 MHz παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.4, όπως υπολογίζονται από το SNEC.



Σχήμα 4.4: Διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 470 MHz β) 530 MHz γ) 580 MHz.

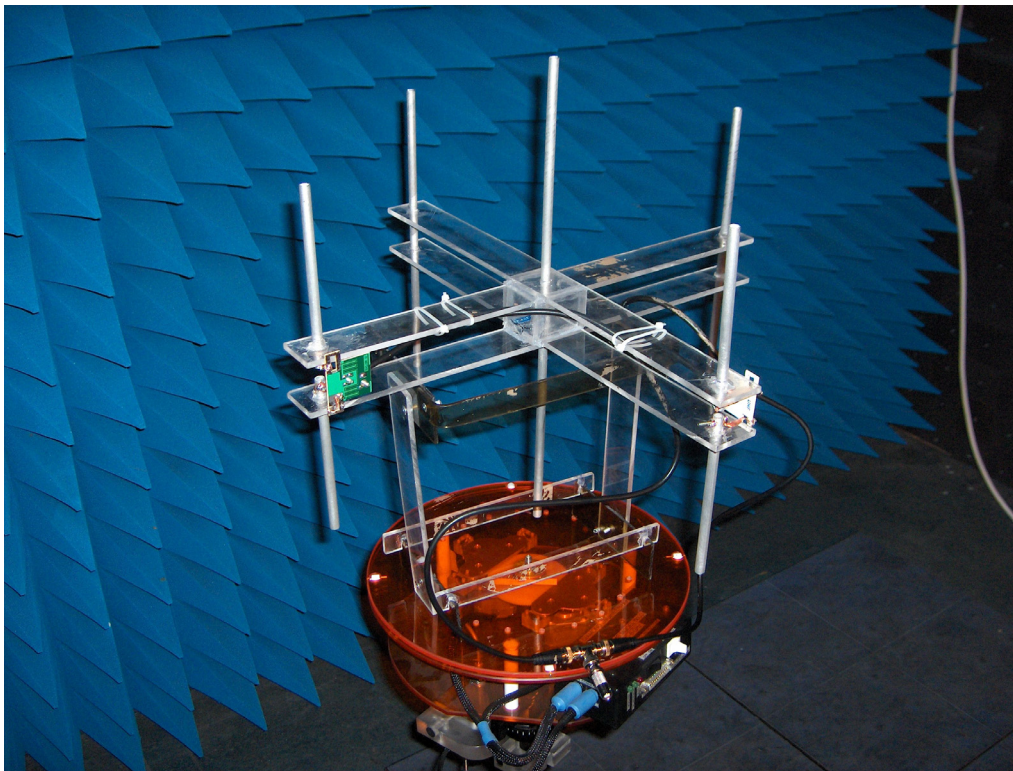
Το σχήμα του διαγράμματος ικανοποιεί τις προδιαγραφές μέσα στο εύρος συχνοτήτων 470 MHz-580 MHz, ενώ το εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος κυμαίνεται μεταξύ 84°-96°.

Τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης δείχνουν ότι το προτεινόμενο κεραιοσύστημα εμφανίζει ευρυζωνικές ιδιότητες σε σχέση τα αζιμουθιακά διαγράμματα ακτινοβολίας και το εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου σε ένα διάστημα συχνοτήτων πάνω από 112 MHz, που αντιστοιχεί σε ένα ποσοστό πάνω από 21.3% αν τα 526 MHz θεωρηθούν ως η κεντρική συχνότητα.

Μολονότι το φυσικό μέγεθος της διάταξης μπορεί να μοιάζει σημαντικό, η τιμή $0.4 \lambda_0$ για την ακτίνα της στοιχειοκεραίας είναι λογική αναλογίζοντας σχετικές εφαρμογές κυκλικών SPAs στη βιβλιογραφία. Στο [13], προτείνεται ότι η ακτινική απόσταση δεν πρέπει να υπερβαίνει το 0.5λ , όπου λ το μήκος κύματος λειτουργίας, για να προκύπτει ουσιαστική κατευθυντικότητα. Επιπλέον στο [9], όπου μελετώνται διατάξεις με δύο ομόκεντρους δακτυλίους, υπάρχουν περιπτώσεις όπου η ακτίνα του εσωτερικού δακτυλίου είναι πάνω από 0.5λ .

4.1.3 Αποτελέσματα Μετρήσεων της Κυκλικής SPA για την IV UHF μπάντα

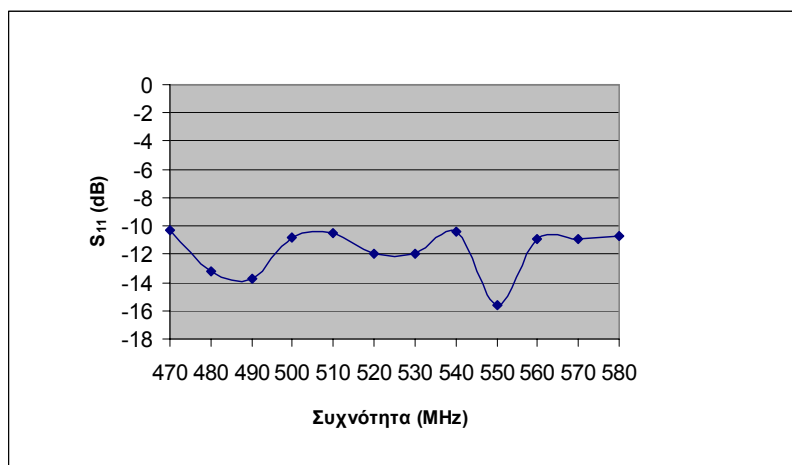
Ένα πρωτότυπο της προτεινόμενης διάταξης που αντιστοιχεί σε μια μόνο συγκεκριμένη κατάσταση μεταγωγής κατασκευάστηκε και μετρήθηκε στον ανηχοϊκό θάλαμο της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου. Η υλοποιημένη κεραία φαίνεται στο Σχήμα 4.5, ενώ οι φυσικές διαστάσεις της περιλαμβάνονται στον Πίνακα 4.1. Η ακτίνα κάθε στοιχείου είναι 4.1 mm. Το μήκος του κεντρικού στοιχείου είναι 41.38 cm, το μήκος των περιφερειακών στοιχείων είναι 28.45 cm και η ακτίνα της διάταξης είναι 20.69 cm. Μια υποδομή υποστήριξης από κοινό υλικό plexiglass σταθεροποιεί τις θέσεις των στοιχείων. Η όλη δομή είναι ιδιαίτερα ελαφριά (300 gr.) και έτσι θεωρείται κατάλληλη για εφαρμογές σταθερής και φορητής σε εσωτερικούς χώρους λήψη.



Σχήμα 4.5: Πρωτότυπο της προτεινόμενης κεραίας στον ανηχοϊκό θάλαμο.

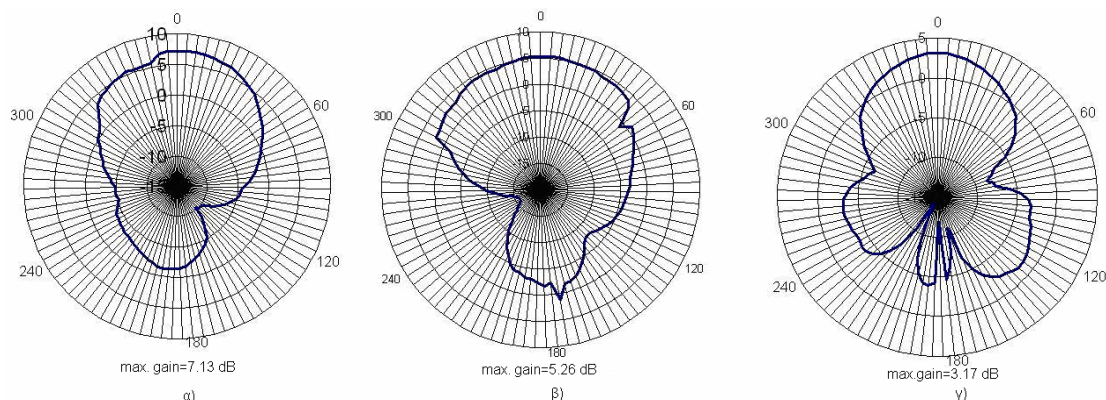
Για τη διαδικασία των μετρήσεων στον ανηχοϊκό θάλαμο, η υπό εξέταση κεραία χρησιμοποιήθηκε σαν πομπός, ενώ η διπολική κεραία EM-6927 από την Electro-Metrics χρησιμοποιήθηκε σαν δέκτης. Το μήκος του διπόλου ρυθμίστηκε έτσι ώστε να έχει ένα κέρδος περίπου ίσο με 1.6 dB σε όλη τη ζώνη IV UHF. Τα ενεργά στοιχεία διεγείρονται από διαδοχικούς τόνους από 470 MHz ως 580 MHz με συχνοτικό βήμα 10 MHz και μια ισχύ εξόδου 10 dBm, που παράγονται από έναν αναλυτή δικτύου Hewlett-Packard 8714C. Ο ίδιος αναλυτής δικτύου χρησιμοποιείται για την μέτρηση της στάθμης του σήματος που λαμβάνει το δίπολο EM-6927. Για να προσεγγιστεί υψηλή ακρίβεια στις μετρήσεις των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, χρησιμοποιήθηκε το σύστημα περιστρεφόμενης τράπεζας DAMS-5000 για την περιστροφή της κεραίας εκπομπού (Σχήμα 4.5).

Ο μετρούμενος συντεστής ανάκλασης στην είσοδο κάθε ενεργού στοιχείου σχεδιάζεται στο Σχήμα 4.6. Η τιμή του είναι κάτω από -10 dB στο διάστημα [470 MHz, 580 MHz], γεγονός που αποδεικνύει την ομοιότητα με τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα.



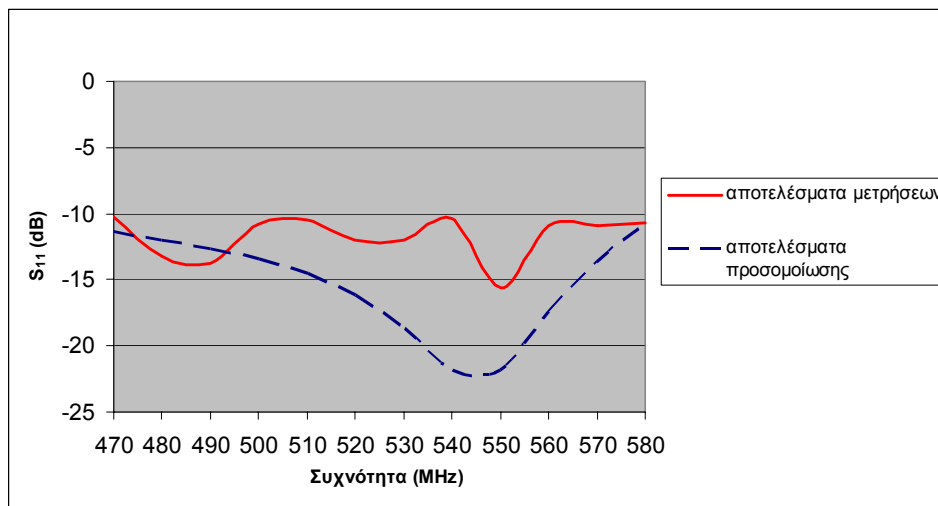
Σχήμα 4.6: Μετρούμενος S_{11} σε κάθε ενεργό στοιχείο.

Επιπλέον τα μετρούμενα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο μαζί με τις αντίστοιχες τιμές του μέγιστου κέρδους παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.7. Από τα Σχήματα 4.4 και 4.7, συνάγεται ότι τα μετρηθέντα και τα προσομοιωμένα διαγράμματα ταιριάζουν σε μεγάλο βαθμό.



Σχήμα 4.7: Μετρηθέντα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 470 MHz β) 530 MHz γ) 580 MHz.

Μια σύγκριση μεταξύ του μετρούμενου και του προσομοιωθέντος S_{11} παρέχεται στο Σχήμα 4.8. Παρόλο που οι τιμές της προσομοίωσης είναι αρκετά χαμηλότερες από τις μετρούμενες, η ουσία είναι ότι ο μετρούμενος S_{11} διατηρείται κάτω από -10 dB για κάθε συχνοτικό σημείο.



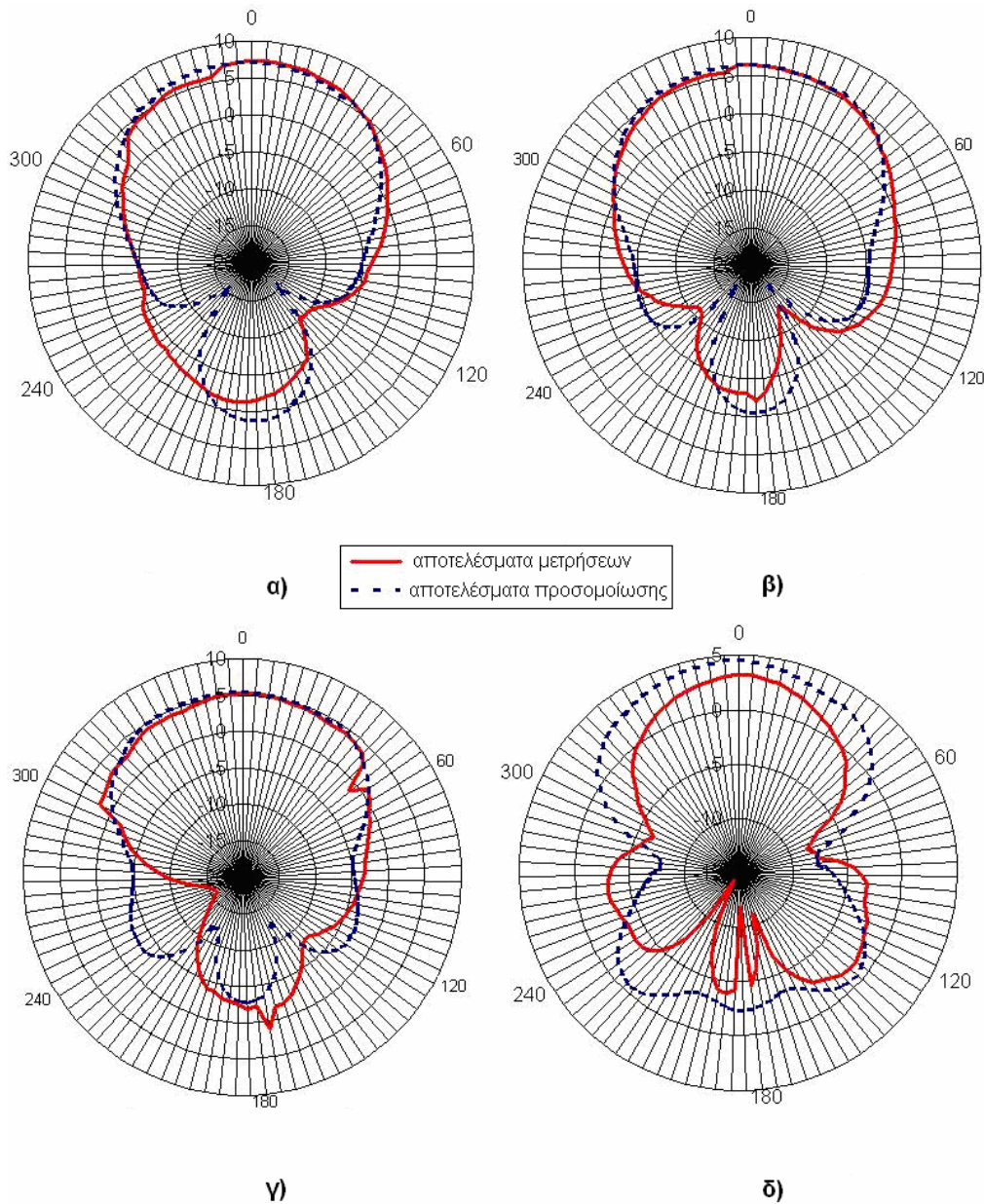
Σχήμα 4.8: Αποτελέσματα προσομοίωσης και μετρήσεων για τον S_{11} .

Μια ενδελεχής σύγκριση μεταξύ των μετρούμενων και των προσομοιωθέντων διαγραμμάτων ακτινοβολίας παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.9. Από τα 470 MHz έως τα 530 MHz, το μετρούμενο διάγραμμα συμπίπτει με αυτό της προσομοίωσης σε μεγάλο βαθμό. Ειδικά στα 500 MHz τα διαγράμματα είναι σχεδόν πανομοιότυπα. Στα 580 MHz η ομοιότητα στη μορφή διατηρείται, αν και υπάρχουν κάποιες μικρές διαφορές στο κέρδος και στο εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος. Ακόμα, το μετρούμενο διάγραμμα εμφανίζει βαθύτερους μηδενισμούς στις μεγαλύτερες συχνότητες. Γενικά, εξάγεται το συμπέρασμα πως οι δύο κατηγορίες διαγραμμάτων ταιριάζουν μεταξύ τους σε μεγάλο βαθμό. Περισσότερες πληροφορίες παρέχονται στον Πίνακα 4.2.

Πίνακας 4.2: Χαρακτηριστικά των μετρούμενων και προσομοιωμένων διαγραμμάτων για τη κυκλική SPA 5 στοιχείων με δύο ενεργά στοιχεία του [10].

Συχνότητα (MHz)	Προσομοιωθέντα Διαγράμματα			Μετρηθέντα Διαγράμματα		
	Μέγιστο κέρδος (dB)	Λόγος Front-to-Back (dB)	Εύρος ημίσειας ισχύος	Μέγιστο κέρδος (dB)	Λόγος Front-to-Back (dB)	Εύρος ημίσειας ισχύος
470	7.1	6	84°	7.13	8.64	82°
500	6.4	6.94	96°	6.38	8.47	90°
530	5.3	8.1	96°	5.26	7.1	96°
580	4.5	7.55	96°	3.17	7.48	80°

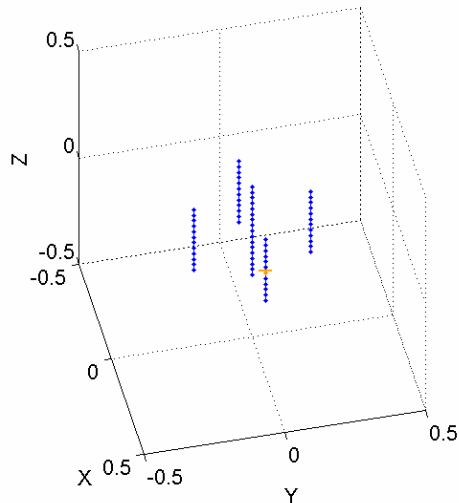
Από τον Πίνακα 4.2 προκύπτει πως η προτεινόμενη στοιχειοκεραία υπερτερεί ενός διπόλου χαμηλού κέρδους σε περιοχές ανεπαρκούς έντασης πεδίου εξαιτίας του σημαντικού κατευθυντικού κέρδους των [3.17 dB, 7.13 dB] που εμφανίζει στο διάστημα IV UHF. Το χαρακτηριστικό αυτό μπορεί να αποδειχθεί χρήσιμο ειδικότερα σε περιπτώσεις όπου οι πάροχοι δεν επιτρέπεται να αυξήσουν την εκπεμπόμενη ισχύ για να βελτιώσουν την κάλυψη τους εξαιτίας της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας ή διεθνών κανονισμών συντονισμού συχνοτήτων. Σε αυτά τα σενάρια, η προτεινόμενη κεραία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την υπέρβαση αυτών των περιορισμών.



Σχήμα 4.9: Μετρηθέντα και προσομοιωμένα διαγράμματα ακτινοβολίας στα α) 470 MHz β) 500 MHz γ) 530 MHz δ) 580 MHz.

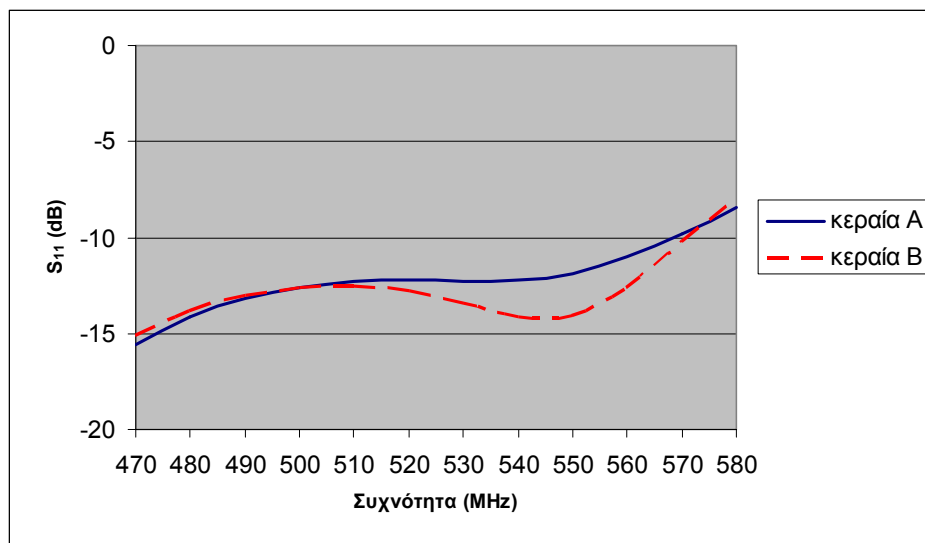
4.1.4 Σύγκριση με Κυκλική SPA με ένα ενεργό στοιχείο

Στην ενότητα αυτή γίνεται σύγκριση της προτεινόμενης στοιχειοκεραίας που παρουσιάστηκε στα προηγούμενα σημεία αυτού του υποκεφαλαίου με δύο στοιχειοκεραίες που περιέχουν μόνο ένα ενεργό στοιχείο με το SNEC. Η πρώτη (κεραία A) έχει ίδιες χωρικές διαστάσεις, ακριβώς όπως παρατίθενται στον Πίνακα 4.1. Η δεύτερη (κεραία B) προκύπτει από έναν γενετικό αλγόριθμο ακριβώς όμοιο με αυτόν που περιγράφεται στην παράγραφο 4.1.1. Το αποτέλεσμα του αλγόριθμου δίνει μια κεραία που η μοναδική διαφορά είναι ότι το μήκος του κεντρικού στοιχείου προκύπτει $1.35\lambda_0$. Ο λόγος που γίνεται αυτή η σύγκριση είναι για να καταδειχθεί πόσο υπέρτερη είναι η επίδοση της στοιχειοκεραίας με τα δύο γειτονικά ενεργά στοιχεία. Η υλοποίηση της ανάλογης κυκλικής στοιχειοκεραίας με ένα ενεργό στοιχείο στο SNEC φαίνεται στο επόμενο σχήμα.



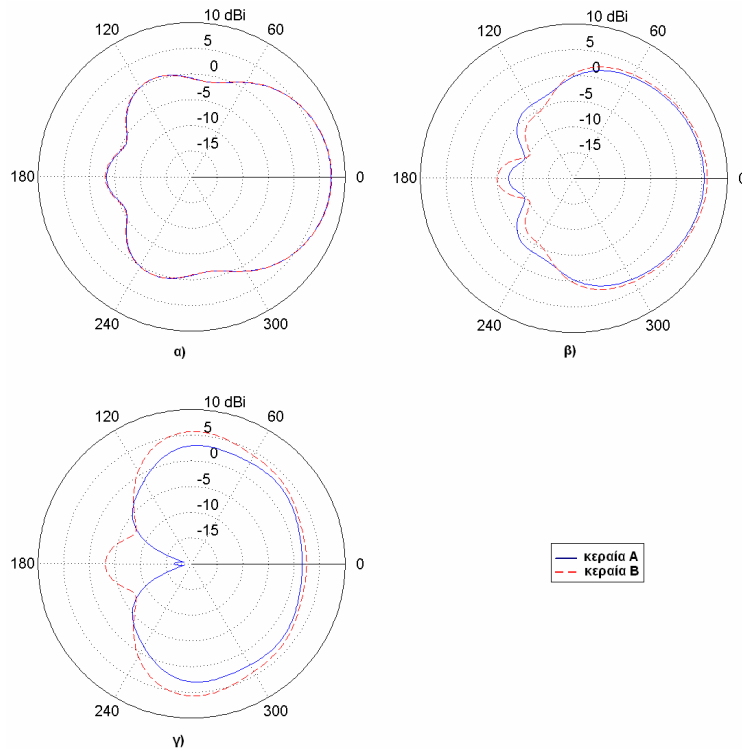
Σχήμα 4.10: Υλοποίηση της ανάλογης SPA με ένα ενεργό στοιχείο στο SNEC.

Στο επόμενο σχήμα σχεδιάζεται η μεταβολή του συντελεστή ανάκλασης για τις δύο κεραίες με το ένα ενεργό στοιχείο, όπως αυτή υπολογίζεται από το SNEC. Συμπεραίνεται, σε σύγκριση με το Σχήμα 4.3, πως η κεραία με τα δύο ενεργά στοιχεία επιτυγχάνει αισθητά καλύτερη προσαρμογή στο κάθε τροφοδοτούμενο στοιχείο και από την κεραία A και από την κεραία B, χωρίς αυτό να σημαίνει πως οι κεραίες A και B δεν επιδεικνύουν ένα αξιόλογο λειτουργικό εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου στο IV UHF συχνοτικό διάστημα.



Σχήμα 4.11: Μεταβολή του S_{11} της κυκλικής SPA με ένα ενεργό στοιχείο.

Στο Σχήμα 4.12 σχεδιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο των δύο εκδοχών για την κυκλική SPA με το μοναδικό ενεργό στοιχείο. Λαμβάνοντας υπόψη το Σχήμα 4.4, η ανωτερότητα της προτεινόμενης διάταξης με τα δύο ενεργά στοιχεία είναι κάτι παραπάνω από προφανές. Οι κεραίες A και B εμφανίζουν ένα εύρος δέσμης 3-dB πάνω από 120° από τη συχνότητα των 530 MHz και πάνω, το οποίο παύει να είναι λειτουργικό. Μάλιστα, στις υψηλότερες συχνότητες του IV UHF διαστήματος, το μέγιστο κέρδος παύει να εμφανίζεται στην κατεύθυνση ($\varphi = 0^\circ, \theta = 90^\circ$)!



Σχήμα 4.12: Διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για τις διατάξεις με το μοναδικό ενεργό στοιχείο στα α) 470 MHz β) 530 MHz γ) 580 MHz.

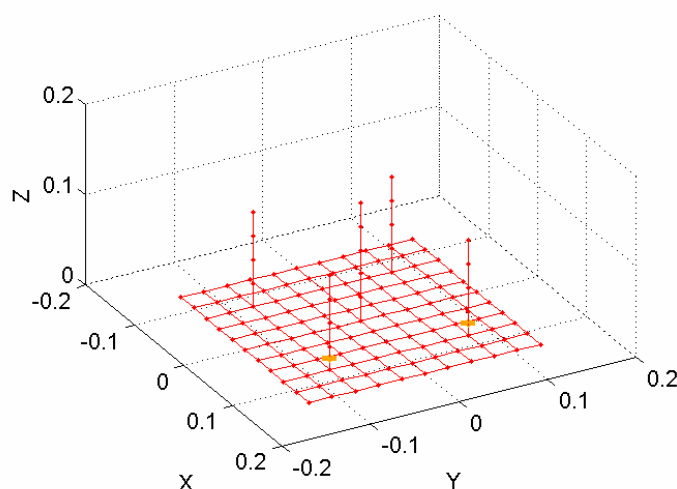
4.2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΥΚΛΙΚΗΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΗ ΑΓΩΓΙΜΗ ΒΑΣΗ ΚΑΙ ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΒΑΣΗ ΜΕ ΠΕΡΙΒΛΗΜΑ

Αρχικά σε αυτή την παράγραφο εξετάζεται μια ευρυζωνική κυκλική SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από επίπεδη τετραγωνική αγωγίμη βάση, κατάλληλη για DVB-T εφαρμογές, η οποία προτείνεται στο [14]. Η υπό εξέταση στοιχειοκεραία αποτελείται από πέντε μονόπολα. Ένα σταθερό παρασιτικό στοιχείο είναι τοποθετημένο στο κέντρο της διάταξης, ενώ τα υπόλοιπα τέσσερα στοιχεία σχηματίζουν έναν κύκλο γύρω από αυτό. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.13, δύο γειτονικά περιφερειακά στοιχεία τροφοδοτούνται από ίσες σε πλάτος και φάσεις εκδοχές του σήματος πηγής, ενώ τα παρασιτικά υπόλοιπα στοιχεία είναι βραχυκυκλωμένα με τη βάση και λειτουργούν ως ανακλαστήρες. Η κατεύθυνση του κύριου λοβού στρέφεται εναλλάσσοντας τη θέση των ενεργών και των παρασιτικών στοιχείων κατά μήκος της περιφέρειας της διάταξης. Η διάταξη σχεδιάζεται και προσομοιώνεται με το λογισμικό πακέτο SNEC και η επίδοση της βελτιστοποιείται χρησιμοποιώντας την προσέγγιση γενετικών αλγορίθμων που είναι ενσωματωμένη στο SNEC. Ο σκοπός της σχεδίασης είναι η εξασφάλιση μιας διάταξης ικανής να παράγει τέσσερα κατευθυντικά διαγράμματα ακτινοβολίας, τα οποία θα καλύπτουν εναλλάξ το οριζόντιο επίπεδο με τους κύριους λοβούς να προσανατολίζονται στις 0° , 90° , 180° και 270° . Επιπλέον, εύρη δέσμης ημίσειας ισχύος 90° , σχετικές στάθμες πλευρικών λοβών κάτω από -6 dB και ικανοποιητικό εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου στο διάστημα [720 MHz -860 MHz] απαιτούνται. Λόγω συμμετρίας, αρκεί η σύνθεση του διαγράμματος που θα στοχεύει στις 0° . Στις παραμέτρους βελτιστοποίησης περιλαμβάνονται το μήκος του κεντρικού στοιχείου, το μήκος των περιφερειακών στοιχείων, η ακτίνα της στοιχειοκεραίας και το μέγεθος της βάσης.

Εξαιτίας του πεπερασμένου της επίπεδης βάσης, το μέγιστο οριζόντιο κέρδος είναι χαμηλότερο από το μέγιστο κέρδος [15]. Επομένως, η προαναφερθείσα μονοπολική κεραία τοποθετείται πάνω σε περίβλημα και εξετάζεται η επίδοση της νέας διάταξης, κάνοντας προσπάθεια να διατηρηθεί το μέγιστο κέρδος σε μια γωνία ανύψωσης 90° [14]. Με άλλα λόγια, το ζήτημα είναι να καταπιεστεί η ανύψωση του κύριου λοβού χωρίς αυτό να έχει σημαντική επίδραση σε άλλα χαρακτηριστικά της κεραίας, όπως π.χ. ο συντελεστής ανάκλασης.

4.2.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης της Κυκλικής SPA πάνω από επίπεδη αγωγήμη βάση

Η υλοποίηση της κυκλικής μονοπολικής SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από επίπεδη αγωγήμη βάση παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.13. Η επίπεδη αγωγήμη βάση σχεδιάζεται σαν ένα τετραγωνικό αγωγήμη πλέγμα. Τα δύο ενεργά στοιχεία διεγείρονται από δύο όμοιες πηγές τάσης κατά πλάτος, φάση και συχνότητα.



Σχήμα 4.13: Υλοποίηση της μονοπολικής κυκλικής SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από τετραγωνικό αγωγήμη πλέγμα στο SNEC.

Ο γενετικός αλγόριθμος που υιοθετείται για την εξεύρεση βέλτιστης διάταξης αναφορικά με το οριζόντιο επίπεδο και την προσαρμογή της αντίστασης εισόδου στο άνω μισό της V UHF ζώνης είναι όμοιος με αυτόν που περιγράφεται στην παράγραφο 4.1.1, με τη διαφορά ότι μιας και ζητούνται πλευρικοί λοβοί με σχετική στάθμη κάτω από -6 dB, ο σχετικός όρος σφάλματος τροποποιείται ως

$$e_3 = \frac{1}{269} \sum_{\phi=46^\circ}^{314^\circ} \left[\left(\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.25 \right)^2 u \left(\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.25 \right) \right]. \quad (4.9)$$

Ακόμα, στις σχέσεις 4.7 και 4.8 συμμετέχουν τώρα 15 συχνοτικά σημεία ομοιόμορφα κατανομημένα στο διάστημα [720 MHz, 860 MHz], διασφαλίζοντας έτσι τις ευρυζωνικές ιδιότητες της τελικής διάταξης.

Έστω λ_o το μήκος κύματος στα 860 MHz. Στον Πίνακα 4.3, φαίνεται το εύρος μεταβολής κάθε παραμέτρου που συμμετέχει στη διαδικασία βελτιστοποίησης. Η ακτίνα αγωγών κάθε στοιχείου είναι $0.011942\lambda_o$. Το πάχος του τετραγωνικού συρμάτινου πλέγματος είναι $0.023884\lambda_o$.

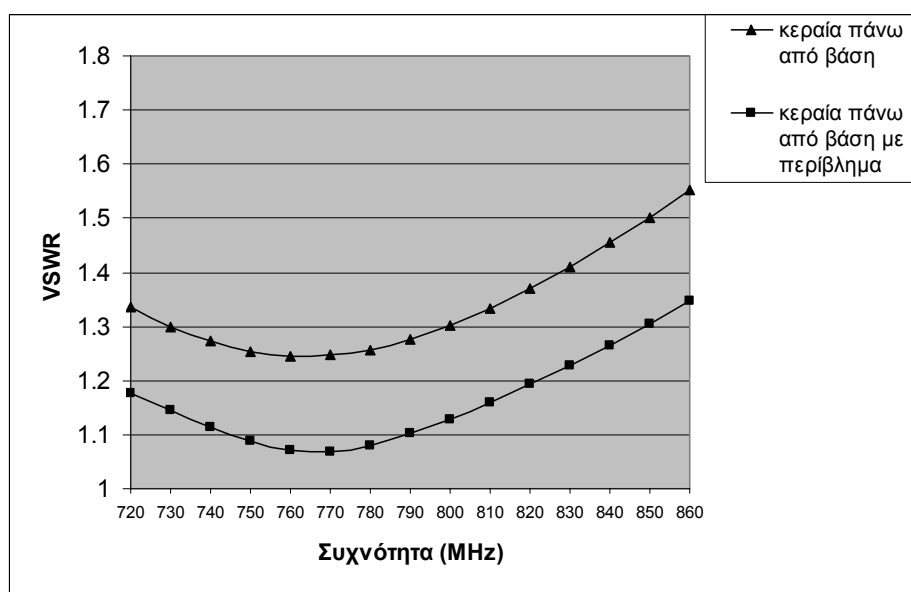
Πίνακας 4.3

Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου μονοπολικής κυκλικής SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από τετραγωνικό αγωγίμο πλέγμα.

Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α	Αποτελέσματα σε φυσικές διαστάσεις
Μήκος κεντρικού στοιχείου	$0.075\lambda_0 : 1.125\lambda_0$	$0.075\lambda_0$	$0.375\lambda_0$	13.08 cm
Μήκος περιφερειακών στοιχείων	$0.075\lambda_0 : 1.125\lambda_0$	$0.075\lambda_0$	$0.3\lambda_0$	10.47 cm
Απόσταση κεντρικού και περιφερειακών στοιχείων	$0.1061\lambda_0 : 0.53\lambda_0$	$0.1061\lambda_0$	$0.3182\lambda_0$	11.10 cm
Μήκος πλέγματος	$0.15\lambda_0 : 1.35\lambda_0$	$0.075\lambda_0$	$0.75\lambda_0$	26.16 cm

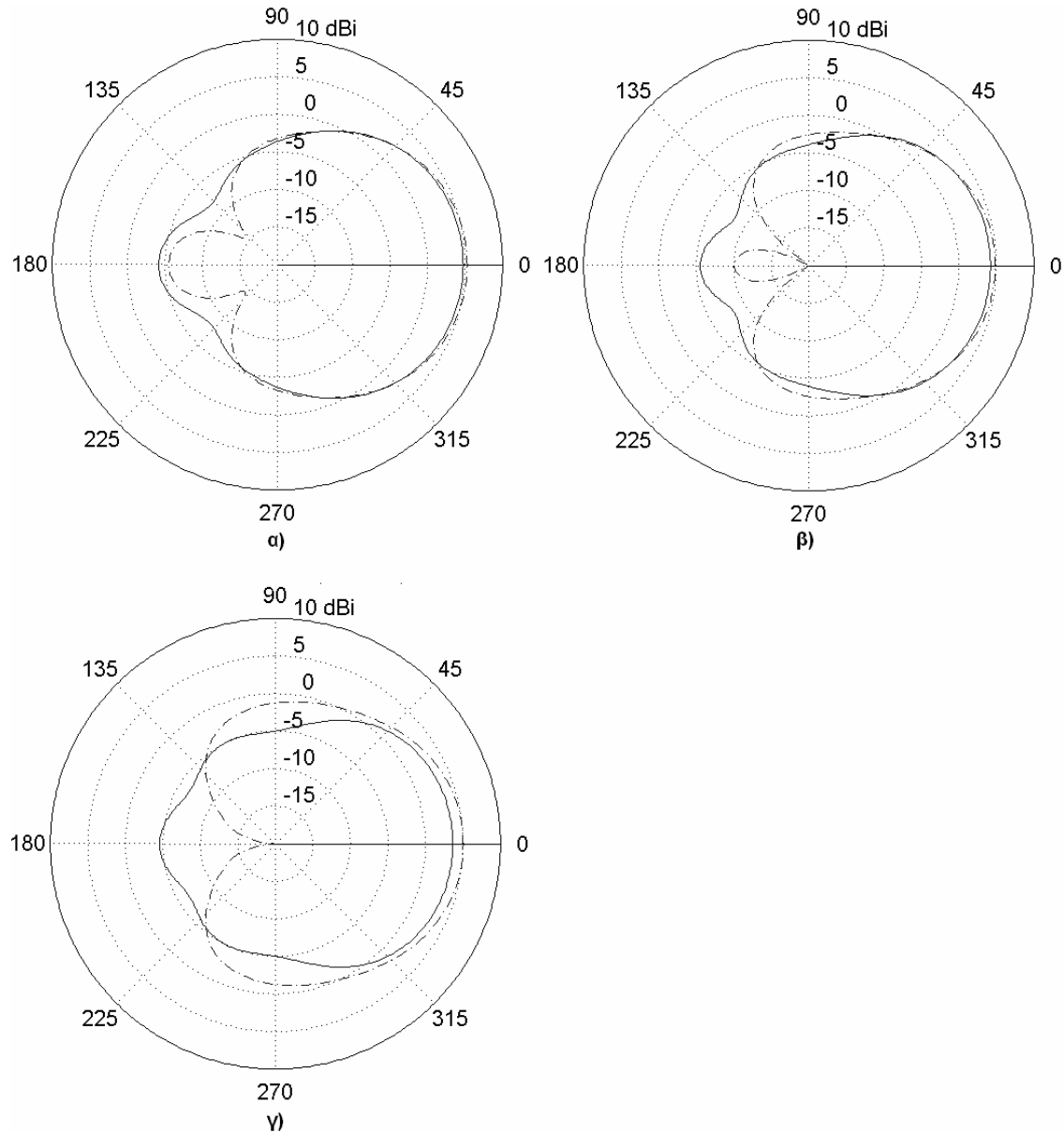
4.2.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα για την Κυκλική SPA πάνω από επίπεδη αγωγή με βάση

Για να βρεθεί η τελική διάταξη που θα ικανοποιεί τις απαιτήσεις που αναλύθηκαν προηγουμένως, πολλά τρεξίματα του γενετικού αλγορίθμου έλαβαν χώρα για διαφορετικές τιμές των συντελεστών βαρύτητας που ενσωματώνονται στην αντικειμενική συνάρτηση. Τα καλύτερα αποτελέσματα προέκυψαν για $w_1 = w_2 = w_3 = w_4 = 1$. Λόγω κυλινδρικής συμμετρίας, τα δύο ενεργά στοιχεία παρουσιάζουν όμοια αντίσταση εισόδου. Τα τελικά αποτελέσματα παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.3. Το επιθυμητό εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου καθορίζεται από το διάστημα συχνοτήτων όπου ο συντελεστής ανάκλασης σε κάθε σημείο τροφοδότησης είναι μικρότερος από -10 dB, αντιστοιχώντας σε τιμές $VSWR$ μικρότερες από 2, όταν λαμβάνεται υπόψη μια χαρακτηριστική αντίσταση 75Ω . Στο Σχήμα 4.14 σχεδιάζεται η μεταβολή του $VSWR$ στο εξεταζόμενο διάστημα.



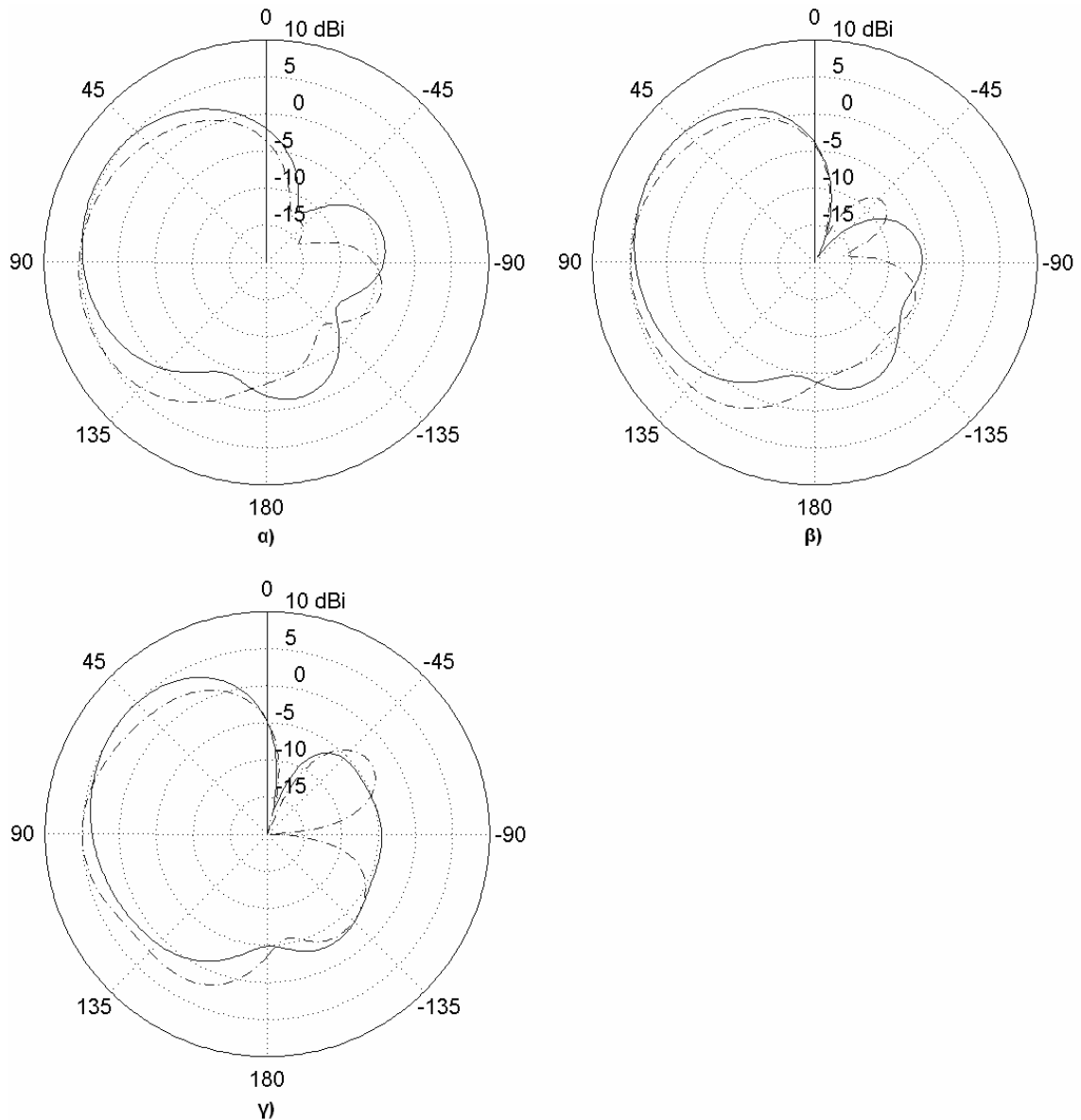
Σχήμα 4.14: Μεταβολή του $VSWR$ της μονοπολικής SPA πάνω από επίπεδη βάση και της μονοπολικής SPA πάνω από επίπεδη βάση με περίβλημα.

Τα διαγράμματα κέρδους ακτινοβολίας για αυτή τη διάταξη στα 720 MHz, 790 MHz και 860 MHz εμφανίζονται στο Σχήμα 4.15. Η μορφή του διαγράμματος στο οριζόντιο επίπεδο ικανοποιεί τις απαιτήσεις σχεδίασης. Αναλυτικότερες λεπτομέρειες (κατευθυντικό κέρδος, 3-dB εύρος δέσμης και λόγος front-to-back) δίνονται στον Πίνακα 4.4.



Σχήμα 4.15: Διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz. Οι συνεχείς γραμμές αναπαριστούν τα αποτελέσματα για την κεραία πάνω από επίπεδη βάση, ενώ οι διακεκομμένες γραμμές τα αποτελέσματα για την κεραία πάνω από επίπεδη βάση με περίβλημα.

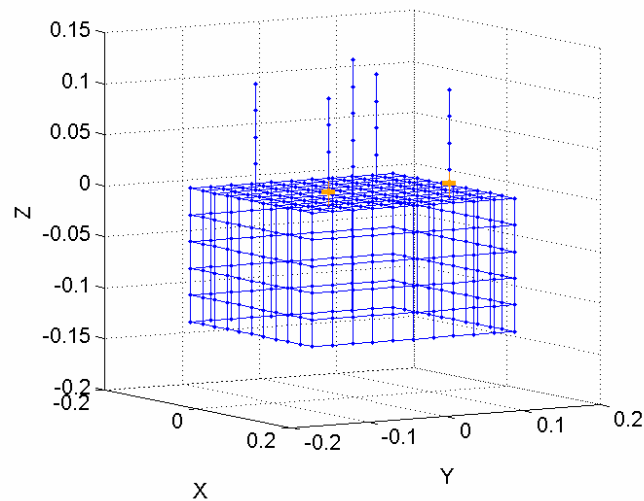
Λόγω των πεπερασμένων διαστάσεων της αγωγίμης βάσης, είναι αναμενόμενο το ότι το μέγιστο κέρδος στο οριζόντιο επίπεδο δεν ταυτίζεται με το ολικό μέγιστο κέρδος. Κάτι τέτοιο θα συνέβαινε στην περίπτωση που η μονοπολική συστοιχία βρισκόταν πάνω από άπειρο, τελείως αγωγίμο έδαφος. Αυτή η παρατήρηση επιβεβαιώνεται από το Σχήμα 4.16, όπου επιδεικνύονται τα διαγράμματα μακρινού πεδίου στο επίπεδο ανύψωσης (επίπεδο xz όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.13) για τη διάταξη στα 720 MHz, 790 MHz και 860 MHz.



Σχήμα 4.16: Διαγράμματα ακτινοβολίας στο επίπεδο ανύψωσης στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz. Οι συνεχείς γραμμές αναπαριστούν τα αποτελέσματα για την κεραία πάνω από επίπεδη βάση, ενώ οι διακεκομμένες γραμμές τα αποτελέσματα για την κεραία πάνω από επίπεδη βάση με περίβλημα.

4.2.3 Κυκλική SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από επίπεδη αγωγίμη βάση με περίβλημα

Η γωνία ανύψωσης και το οριζόντιο κέρδος μπορούν να διορθωθούν χρησιμοποιώντας ένα αγωγίμο περίβλημα (skirt). Η ίδια μονοπολική κεραία τοποθετείται στην ίδια βάση με περίβλημα τώρα, το οποίο έχει το ίδιο πάχος με το πλέγμα. Η υλοποίηση της νέας διάταξης στο SNEC παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.17. Αρκετές δοκιμές για διαφορετικές τιμές του ύψους του περιβλήματος έλαβαν χώρα ώστε να προκύψει μια δομή όπου η μέγιστη κατευθυντικότητα και η μέγιστη κατευθυντικότητα στο οριζόντιο επίπεδο για το διάστημα συχνοτήτων 720 MHz-860 MHz αποτελούν ταυτόσημες έννοιες. Τα καλύτερα αποτελέσματα προκύπτουν για τιμή του ύψους του skirt ίση με $0.375\lambda_0$, δηλαδή 13.08 cm.



Σχήμα 4.17: Υλοποίηση της μονοπολικής κυκλικής SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από τετραγωνικό αγωγίμο πλέγμα με αγωγίμο περίβλημα (skirt) στο SNEC.

Τα διαγράμματα στο οριζόντιο επίπεδο και στο επίπεδο ανύψωσης για τη νέα διάταξη παρουσιάζονται στα Σχήματα 4.15 και 4.16. Από το Σχήμα 4.16, καθίσταται φανερό πως το μέγιστο κέρδος διατηρείται σε μια γωνία ανύψωσης 90° . Συνεπώς, η μέγιστη κατευθυντικότητα συμπίπτει με το μέγιστο οριζόντιο κέρδος. Από το Σχήμα 4.14 διαπιστώνεται ότι η διάταξη με το περίβλημα εμφανίζει ελαφρώς χαμηλότερες τιμές για το $VSWR$. Επιπροσθέτως, από το Σχήμα 4.15 συμπεραίνεται πως η χρησιμοποίηση του skirt βελτιώνει και τα χαρακτηριστικά του αζιμουθιακού διαγράμματος ακτινοβολίας. Το εμπρόσθιο κέρδος και ο λόγος front-to-back αυξάνονται, ενώ και το εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος είναι εγγύτερα στις 90° , η οποία είναι η επιθυμητή τιμή που τίθεται στη διαδικασία βελτιστοποίησης της παραγράφου 4.2.1. Μια αναλυτική σύγκριση των διαγραμμάτων στο οριζόντιο επίπεδο των δύο υπό εξέταση κεραιοδιατάξεων παρέχεται στον επόμενο πίνακα.

Πίνακας 4.4

Σύγκριση των διαγραμμάτων στο οριζόντιο επίπεδο των δύο υπό εξέταση κεραιοδιατάξεων.

Συχνότητα (MHz)	Κυκλική SPA πάνω από επίπεδη αγωγίμη βάση			Κυκλική SPA πάνω από επίπεδη αγωγίμη βάση με αγωγίμο περίβλημα (skirt)		
	Μέγιστο κέρδος (dB)	Λόγος Front-to-Back (dB)	Εύρος ημίσειας ισχύος	Μέγιστο κέρδος (dB)	Λόγος Front-to-Back (dB)	Εύρος ημίσειας ισχύος
720	4.8	9	98°	5.3	10.8	90°
790	4.2	9.6	100°	4.9	14.9	86°
860	3.6	8.2	98°	5	25	88°

Και τα δύο υπό εξέταση κεραιοσυστήματα, λόγω των ευρυζωνικών τους ιδιοτήτων και του σχετικά περιορισμένου χώρου που καταλαμβάνουν, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε φορητές και κινητές (π.χ. λεωφορεία, τρένα) εφαρμογές DVB-T σαν ευφυείς κεραίες μεταγωγής λοβού, όπου επιλέγεται ανά τακτά χρονικά διαστήματα ο λοβός εκείνος από τους τέσσερις προκαθορισμένους λοβούς που αντιστοιχεί σε υψηλότερη στάθμη λαμβανόμενου σήματος, διασφαλίζοντας με αυτόν

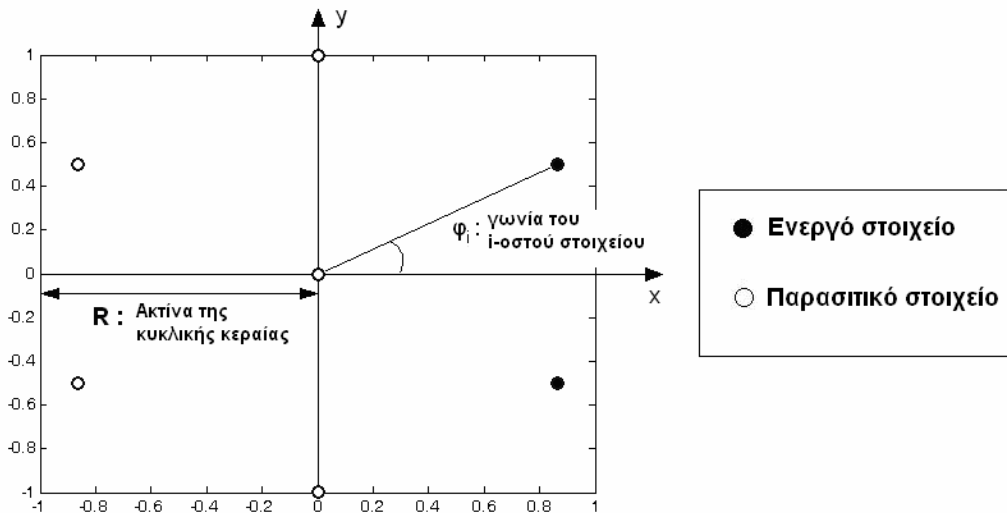
τον τρόπο την ποιοτική λειτουργία των κεραιοσυστημάτων σε ένα περιβάλλον διαλείψεων.

4.3 ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗ, ΚΥΚΛΙΚΗ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΦΟΡΗΤΕΣ ΚΑΙ ΚΙΝΗΤΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ DVB-T ΣΤΗΝ V UHF ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΖΩΝΗ

Σε αυτή την παράγραφο μελετάται μια ευρυζωνική, κυκλικής τοπολογίας, ευφυής στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, η οποία διαθέτει δύο ενεργά στοιχεία και προορίζεται για DVB-T συστήματα σταθερής, φορητής ή κινητής (σε κινούμενα οχήματα, τρένα, λεωφορεία) λήψης. Η συγκεκριμένη κεραιοδιάταξη συστήνεται στο [16]. Επιπλέον, ένα πρωτότυπο της προτεινόμενης SPA υλοποιείται για μια συγκεκριμένη κατάσταση μεταγωγής και οι ιδιότητες του μετρώνται σε ανηχοϊκό θάλαμο. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων έρχονται σε πλήρη συμφωνία με τα αριθμητικά αποτελέσματα της προσομοίωσης. Επιπροσθέτως, το πρωτότυπο της προτεινόμενης κεραιάς αποτιμάται χρησιμοποιώντας συγκριτικά αποτελέσματα μετρήσεων από μια πιστοποιημένη ευρυζωνική κεραιά αναφοράς. Με αυτόν τον τρόπο καταδεικνύεται η καταλληλότητα της προτεινόμενης ευφυούς στοιχειοκεραίας για βελτιωμένη λήψη τηλεοπτικού σήματος [16].

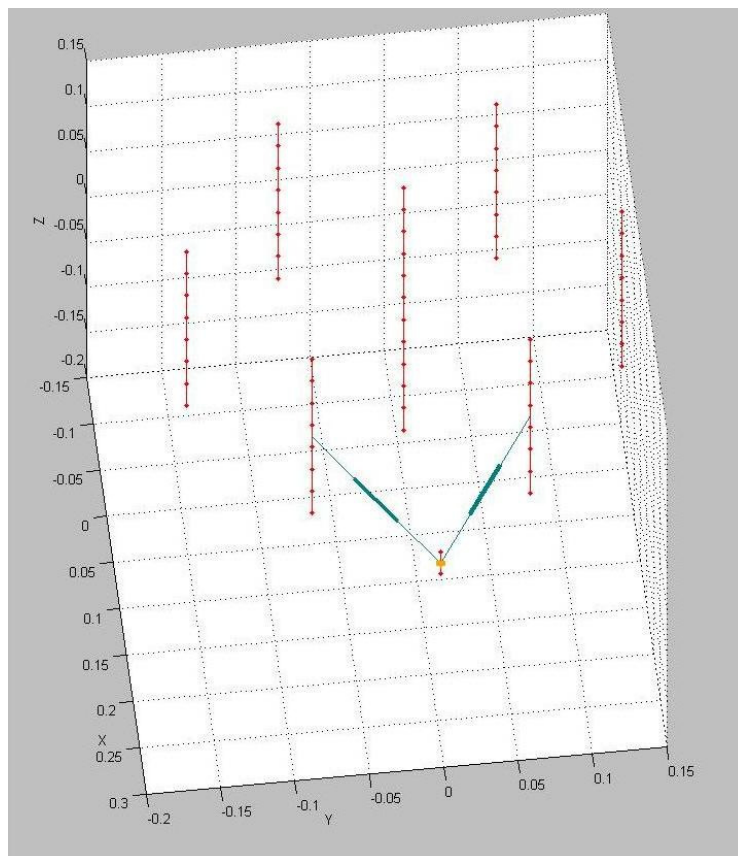
4.3.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης της Κυκλικής SPA για την V UHF μπάντα

Η υπό εξέταση στοιχειοκεραία αποτελείται από επτά διπολικά στοιχεία: ένα σταθερό παρασιτικό στοιχείο τοποθετείται στο κέντρο της διάταξης και τα υπόλοιπα έξι σχηματίζουν ένα κύκλο γύρω από αυτό. Η κάτοψη της υποδεικνυόμενης κεραιάς απεικονίζεται στο Σχήμα 4.18. Η παρουσία των έξι περιφερειακών στοιχείων εξυπηρετεί στην εξαγωγή έξι εναλλασσομένων διαγραμμάτων ακτινοβολίας, ενώ το κεντρικό παρασιτικό στοιχείο συμβάλλει στην περαιτέρω αύξηση της απόδοσης της SPA αναφορικά με το εύρος δέσμης του κύριου λοβού, την εξουδετέρωση των πλευρικών λοβών, την αντίσταση εισόδου και το λειτουργικό εύρος ζώνης. Σε μια οποιαδήποτε χρονική σχισμή (στιγμή), δύο παρακείμενα περιφερειακά στοιχεία συνδέονται στην ίδια RF πηγή μέσω όμοιων γραμμών μεταφοράς με τιμή χαρακτηριστικής αντίστασης 75Ω , καθώς τα υπόλοιπα στοιχεία του κύκλου διατηρούνται βραχυκυκλωμένα. Η κατεύθυνση της γωνίας σκόπευσης του κύριου λοβού ρυθμίζεται τροφοδοτώντας το κατάλληλο ζευγάρι ενεργών στοιχείων από τα συνολικά έξι διαθέσιμα στοιχεία. Οι απαιτήσεις της σχεδίασης περιλαμβάνουν τη διαθεσιμότητα έξι κατευθυντικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας, που θα καλύπτουν συμμετρικά το οριζόντιο επίπεδο σε διαστήματα των 60° , ξεκινώντας από την κατεύθυνση προς τις 0° . Κάθε διάγραμμα πρέπει να έχει εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος ίσο με 60° , και σχετικές στάθμες πλευρικών λοβών χαμηλότερες από -6 dB. Συμπληρωματικά, πρέπει να διασφαλιστεί η προσαρμογή της αντίστασης εισόδου σε ένα συγκεκριμένο διάστημα συχνοτήτων. Αναλυτικότερα, το λειτουργικό εύρος ζώνης της κεραιάς προβλέπεται βάσει σχεδίασης να καλύπτει το άνω ήμισυ της V UHF ζώνης (δηλαδή, 710-862 MHz, ή αλλιώς τα συχνοτικά UHF κανάλια 51-69). Και εδώ όπως και σε άλλα σημεία αυτής της διατριβής, το κατώφλι για την προσαρμογή της αντίστασης εισόδου καθορίζεται να αντιστοιχεί σε μια τιμή $VSWR$ ίση ή μικρότερη από 2. Ακόμα, μόνο η σύνθεση ενός διαγράμματος ακτινοβολίας απαιτείται, καθώς τα υπόλοιπα πέντε προκύπτουν ύστερα από αντιμετάθεση των ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, λόγω συμμετρίας.



Σχήμα 4.18: Κάτοψη της κυκλικής SPA του [16] με δύο ενεργά στοιχεία.

Και σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιείται το λογισμικό πακέτο ηλεκτρομαγνητικών υπολογισμών SNEC για την προσομοίωση του διαγράμματος ακτινοβολίας και αντίστασης εισόδου της προτεινόμενης στοιχειοκεραίας. Η αναπαράσταση στο SNEC μιας κυκλικής SPA επτά διπόλων με δύο παρακείμενα περιφερειακά στοιχεία ενεργά, με ένα βραχυκυκλωμένο παρασιτικό κεντρικό στοιχείο και τέσσερα περιφερειακά στοιχεία βραχυκυκλωμένα απεικονίζεται στο σχήμα που ακολουθεί. Τα ενεργά στοιχεία διεγείρονται διαμέσου δύο πανομοιότυπων γραμμών μεταφοράς από μια πηγή τάσης, η οποία είναι τοποθετημένη σε ένα τμήμα αγωγού (segment) εκτός της συνολικής διάταξης για λόγους συμβατότητας του λογισμικού.



Σχήμα 4.19: Υλοποίηση της προτεινόμενης διάταξης στο SNEC [16].

Σε ένα πραγματικό λειτουργικό σενάριο της υποδεικνυόμενης SPA, λαμβάνεται μια απόφαση για το σε ποιον λοβό θα γίνει πρόσβαση με στόχο να βελτιστοποιηθεί η λαμβανόμενη ισχύς σήματος, ο σηματοθορυβικός λόγος (Signal to Noise Ratio, SNR) κ.λ.π. Ένα κύκλωμα ελέγχου ευφούς κεραιάς θα σαρώνει όλα τα διαθέσιμα διαγράμματα ακτινοβολίας και θα επιλέγει αυτό που επιδίδει μέγιστη ισχύ σήματος. Μετά από ένα προκαθορισμένο χρονικό παράθυρο, η διαδικασία σάρωσης δεσμών επαναλαμβάνεται από την αρχή, και ένα νέο διάγραμμα επιλέγεται, ενώ η προτεινόμενη διαδικασία επιλογής λοβού επαναλαμβάνεται επ'άπειρον. Με αυτόν τον τρόπο, εξασφαλίζεται ότι το διάγραμμα λήψης που μεταφέρει τη μέγιστη λαμβανόμενη ισχύ συνδέεται στην έξοδο της κεραιάς.

Η μέθοδος των γενετικών αλγορίθμων εφαρμόζεται για τη βελτιστοποίηση των παραμέτρων της εξεταζόμενης SPA. Οι παράμετροι βελτιστοποίησης απαρτίζονται από το μήκος του κεντρικού στοιχείου, το μήκος των περιφερειακών στοιχείων, την απόσταση μεταξύ του κεντρικού και των περιφερειακών στοιχείων (ακτίνα της κυκλικής διάταξης), καθώς και από το μήκος των γραμμών μεταφοράς που τροφοδοτούν τα ενεργά στοιχεία. Το μέγεθος του πληθυσμού κάθε γενιάς επιλέγεται να είναι 60 και ο γενετικός αλγόριθμος εξελίσσεται για 250 γενιές. Στο σχηματισμό κάθε επόμενης γενιάς συμμετέχουν τα δέκα χρωμοσώματα της προηγούμενης με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας (στρατηγική ελιτισμού). Η στρατηγική επιλογής που χρησιμοποιείται είναι η αποδεκάτιση πληθυσμού, ενώ το σχήμα ζευγαρώματος είναι η συνένωση ατόμων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Το σημείο της διασταύρωσης επιλέγεται τυχαία και κάθε χρωμόσωμα χωρίζεται σε επίπεδο γονιδίων. Η πιθανότητα μετάλλαξης είναι ίση με 0.15 [12].

Η αντικειμενική συνάρτηση που χρησιμοποιείται σχηματίζεται έτσι ώστε να ικανοποιήσει τα απαιτητικά κριτήρια της εν λόγω σχεδίασης. Όπως έχει ήδη επισημανθεί, μόνο το διάγραμμα που θα στοχεύει στις 0° χρειάζεται να βελτιστοποιηθεί, λόγω συμμετρίας. Έστω $U(\phi)$ η ένταση ακτινοβολίας (προσδιορισμένη με γωνιακό βήμα 1°) και U_{\max} η μέγιστη ένταση ακτινοβολίας. Τότε, η αντικειμενική συνάρτηση που χρησιμοποιείται στο [16], η οποία είναι συγκρίσιμη με αυτήν που περιγράφεται στο [10] και την παράγραφο 4.1.1, διαμορφώνεται κατά τα ακόλουθα :

- Μέσα στον κύριο λοβό, που σχηματίζεται λαμβάνοντας υπόψη 59 σημεία, ο όρος σφάλματος είναι

$$e_1 = \frac{1}{59} \sum_{\phi=-29^\circ}^{29^\circ} \left[\left(\frac{U(\phi) - 0.5}{U_{\max} / 0.5} \right)^2 u \left(0.5 - \frac{U(\phi)}{U_{\max}} \right) \right]. \quad (4.10)$$

- Στα άκρα του κύριου λοβού η επιθυμητή στάθμη είναι 3 dB κάτω από το μέγιστο κέρδος, συνεπώς ο αντίστοιχος όρος σφάλματος είναι

$$e_2 = \frac{1}{2} \sum_{\phi=\pm 30^\circ} \left(\frac{U(\phi) - 0.5}{U_{\max} / 0.5} \right)^2. \quad (4.11)$$

- Έξω από τον κύριο λοβό, που σχηματίζεται από 299 σημεία, η σχετική στάθμη πλευρικού λοβού δεν πρέπει να ξεπερνά τα -6 dB. Επομένως, ο σχετικός όρος σφάλματος εκφράζεται

$$e_3 = \frac{1}{299} \sum_{\phi=31^\circ}^{329^\circ} \left[\left(\frac{U(\phi) - 0.25}{\frac{U_{\max}}{0.25}} \right)^2 u \left(\frac{U(\phi) - 0.25}{U_{\max}} \right) \right]. \quad (4.12)$$

- Για να επιτευχθεί ταυτόχρονα προσαρμογή προς μια γραμμή μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης 75 Ω στο σημείο τροφοδότησης της διάταξης σε ένα συχνοτικό σημείο, ένας επιπλέον όρος σφάλματος υπολογίζεται σαν

$$e_4 = \text{abs} \left(\frac{R_{in} - 75}{75} \right)^2 + \text{abs} \left(\frac{X_{in}}{75} \right)^2, \quad (4.13)$$

όπου R_{in} και X_{in} αντιπροσωπεύουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου αντίστοιχα.

Έπειτα, το συγκεντρωτικό σφάλμα προκύπτει αθροίζοντας τους προαναφερθέντες όρους σφάλματος αφού έχει προηγηθεί η εισαγωγή κατάλληλων συντελεστών βαρύτητας w_i ($i=1, 2, 3, 4$).

Η διαδικασία διεκπεραιώνεται για N διακριτά συχνοτικά σημεία που βρίσκονται στο επιθυμητό διάστημα συχνοτήτων με σκοπό την επίτευξη ευρυζωνικών ιδιοτήτων για την προτεινόμενη SPA. Το συνολικό συγκεντρωτικό σφάλμα υπολογίζεται από τη

$$\text{err} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^4 w_i e_i(f_n), \quad (4.14)$$

όπου

$$f_n = f_L + (n-1) \frac{f_H - f_L}{N-1} \quad (4.15)$$

είναι συχνοτικά σημεία ομοιόμορφα κατανεμημένα στο διάστημα $[f_L, f_H]$ και

$e_i(f_n)$ το i -οστό σχετικό σφάλμα που αναφέρεται στο συχνοτικό σημείο f_n .

Τελικά, η αντικειμενική συνάρτηση δίνεται από τη σχέση

$$OF = -\text{err}. \quad (4.16)$$

4.3.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα της Κυκλικής SPA για την V UHF μπάντα

Για την αποκόμιση της διάταξης που θα ικανοποιούσε κατά τον καλύτερο τρόπο τις συγκεκριμένες προϋποθέσεις σχεδίασης, αρκετές εκτελέσεις του γενετικού

αλγορίθμου έλαβαν χώρα για διαφορετικές τιμές των συντελεστών βαρύτητας w_i .

Μετά από ενδελεχή μελέτη, τα καλύτερα αποτελέσματα προκύπτουν για

$w_1 = w_2 = w_3 = 3$ και $w_4 = 1$. Η διαδικασία βελτιστοποίησης διενεργήθηκε για το

διάστημα [710 MHz, 860MHz] και συμπεριέλαβε 16 ομοιόμορφα κατανεμημένα

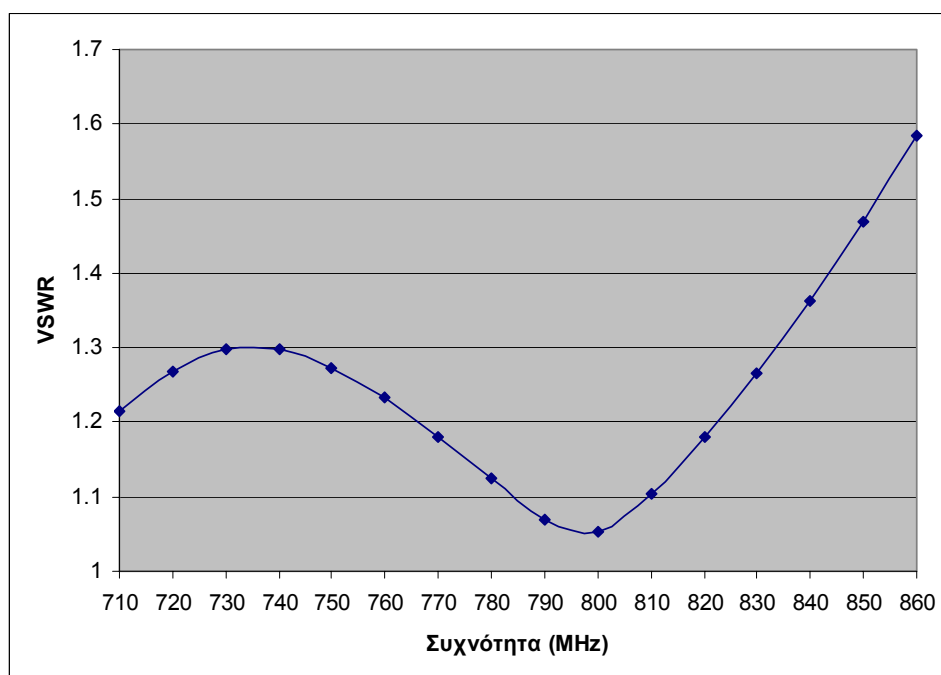
σημεία. Έστω λ_o το μήκος κύματος στα 860 MHz. Στον Πίνακα 4.5 συνοψίζονται το

εύρος μεταβολής κάθε παραμέτρου που συμμετέχει στη διαδικασία βελτιστοποίησης,

καθώς και τα αποτελέσματα του αλγορίθμου. Η ακτίνα αγωγών κάθε στοιχείου είναι $0.011\lambda_0$. Πρέπει να σχολιασθεί πως μιας και οι χωρικές παράμετροι εκφράζονται με όρους μήκους κύματος, οι ηλεκτρικές διαστάσεις της κεραίας παραμένουν σταθερές και επομένως τα αποτελέσματα μπορούν κάλλιστα να εφαρμοστούν και σε άλλα συχνοτικά διαστήματα.

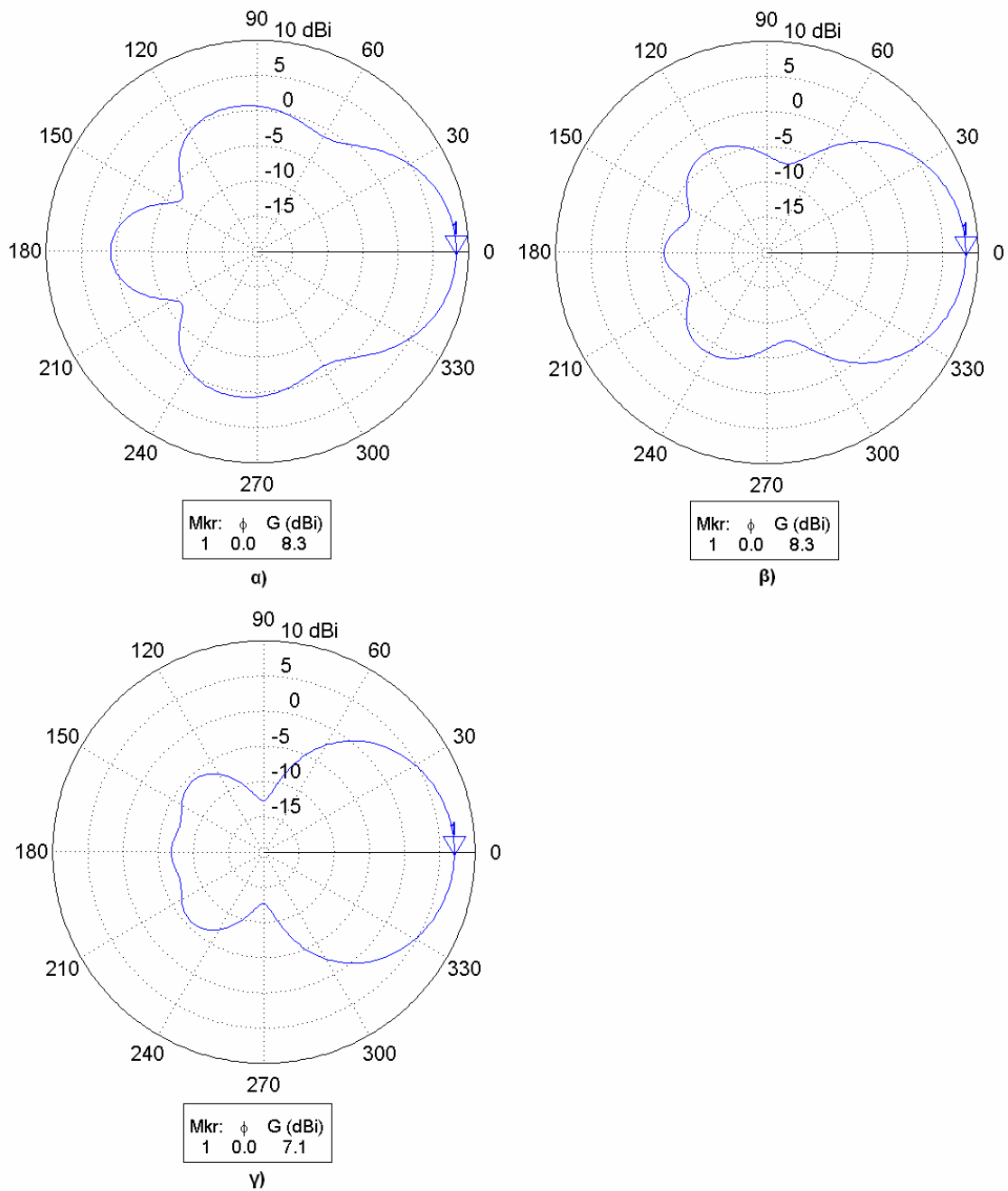
Πίνακας 4.5
Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την κεραία του [16].

Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α	Αποτελέσματα σε φυσικές διαστάσεις
Μήκος κεντρικού στοιχείου	$0.07\lambda_0 : 2.80\lambda_0$	$0.07\lambda_0$	$0.77\lambda_0$	26.86 cm
Μήκος περιφερειακών στοιχείων	$0.07\lambda_0 : 2.80\lambda_0$	$0.07\lambda_0$	$0.49\lambda_0$	17.09 cm
Απόσταση κεντρικού και περιφερειακών στοιχείων	$0.07\lambda_0 : 0.70\lambda_0$	$0.07\lambda_0$	$0.42\lambda_0$	14.65 cm
Μήκος γραμμών μεταφοράς	$0.07\lambda_0 : 1.05\lambda_0$	$0.07\lambda_0$	$0.49\lambda_0$	17.09 cm



Σχήμα 4.20: Μεταβολή του VSWR της υπό εξέταση κεραίας.

Το Σχήμα 4.20 αποτελεί το γράφημα της μεταβολής του $VSWR$ υποθέτοντας μια γραμμή τροφοδοσίας με χαρακτηριστική αντίσταση 75Ω . Το εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου κρίνεται ιδιαίτερα ικανοποιητικό μέσα στο διάστημα μεταξύ των UHF καναλιών 51 και 69. Συμπερασματικά, το λειτουργικό εύρος ζώνης υπερβαίνει τα 150 MHz, αντιστοιχώντας σε ένα εύρος ζώνης μεγαλύτερο από 19.1%, στην περίπτωση όπου τα 786 MHz θεωρηθούν σαν την κεντρική συχνότητα. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας μακρινού πεδίου μαζί με τις μέγιστες τιμές κέρδους στα 720 MHz, 790 MHz και 860 απεικονίζονται στο Σχήμα 4.21.

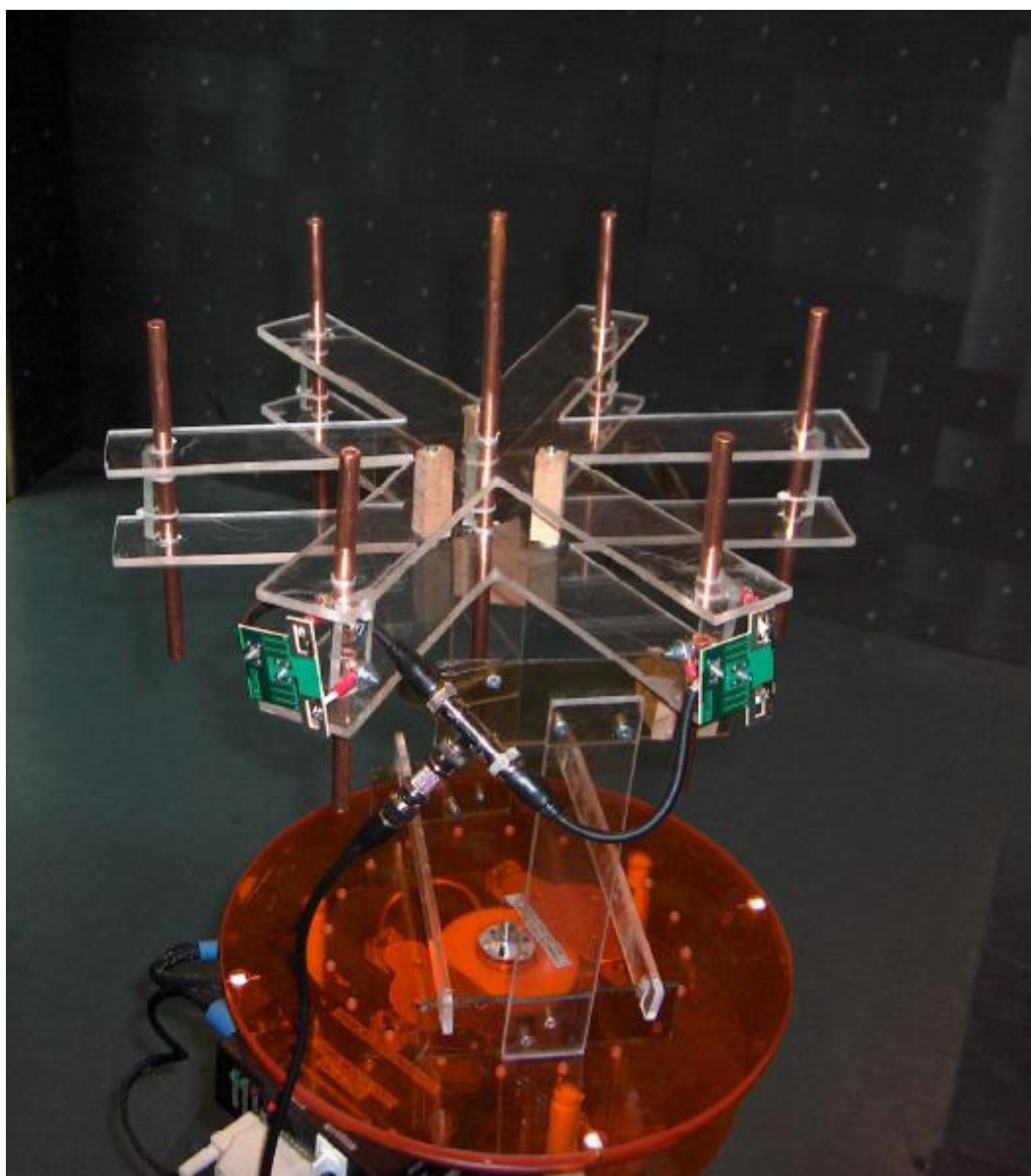


Σχήμα 4.21: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας του [16] για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz.

Από το προηγούμενο σχήμα συνάγεται πως τα προκύπτοντα διαγράμματα ακτινοβολίας συμμορφώνονται στις επιθυμητές απαιτήσεις σχεδίασης σε εξαπλωμένο βαθμό. Το εύρος δέσμης 3-dB εκτείνεται μεταξύ 56° - 68° , ενώ οι σχετικές στάθμες πλευρικών λοβών κυμαίνονται αρκετά χαμηλότερα από -6 dB. Η τελική διάταξη διακρίνεται για το αυξημένο εμπρόσθιο κέρδος που κυμαίνεται στο διάστημα τιμών [7.1 dB, 8.3 dB], γεγονός που διευκολύνει τη λήψη σε περιοχές που χαρακτηρίζονται από ανεπαρκή πυκνότητα πεδίου. Το επιτευχθέν λειτουργικό εύρος ζώνης αναφορικά με την αντίσταση εισόδου, το κατευθυντικό κέρδος και το διάγραμμα ακτινοβολίας ξεπερνά τα 150 MHz, αντιστοιχώντας σε ένα εύρος ζώνης μεγαλύτερο από 19.1%, στην περίπτωση όπου τα 786 MHz θεωρηθούν σαν την κεντρική συχνότητα.

4.3.3 Αποτελέσματα Μετρήσεων της Κυκλικής SPA για την V UHF μπάντα

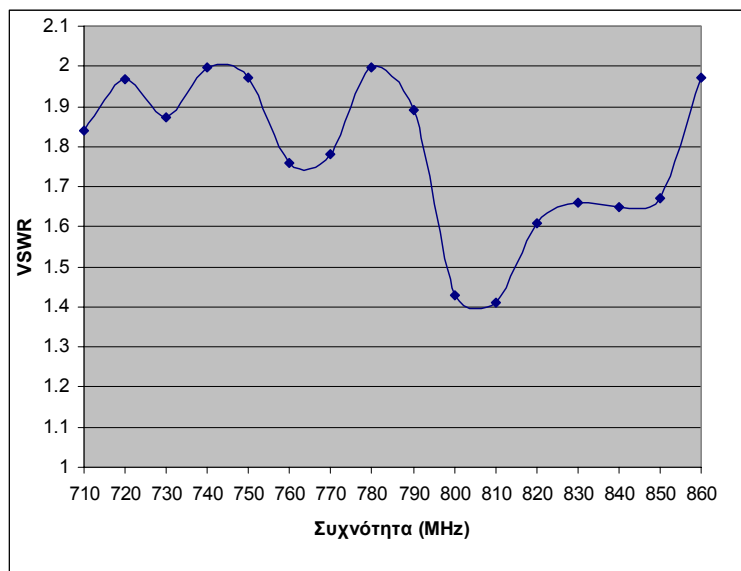
Για να επαληθευτούν οι ιδιότητες λήψης της προτεινόμενης κεραίας, ένα πρωτότυπο για μια μοναδική θέση μεταγωγής που αναπαριστάει ένα κεραιοστιγμιότυπο από τα έξι που μπορεί να προσφέρει η εν λόγω SPA κατασκευάστηκε και μετρήθηκε μέσα στον ανηχοϊκό θάλαμο της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου. Η υλοποιημένη κεραία παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.22, ενώ οι φυσικές της παράμετροι περιλαμβάνονται στην τελευταία στήλη του Πίνακα 4.5. Η ακτίνα αγωγού κάθε στοιχείου είναι 3.9 mm. Το μήκος του κεντρικού στοιχείου είναι 26.86 cm, το μήκος των περιφερειακών στοιχείων είναι 17.09 cm, η ακτίνα της κεραίας είναι 14.65 cm και το μήκος των γραμμών μεταφοράς που συνδέουν τα δύο ενεργά στοιχεία με το καλώδιο τροφοδοσίας είναι 17.09 cm. Το υλικό των στοιχείων είναι χαλκός και μια κατασκευή υποστήριξης από plexiglass σταθεροποιεί την όλη κεραιοσύνθεση. Η υλοποιημένη διάταξη διακρίνεται για το περιορισμένο γεωμετρικό προφίλ και το χαμηλό βάρος ((350 gr.), που την καθιστούν πρόσφορη για σταθερές, φορητές και κινητές εφαρμογές DVB-T.



Σχήμα 4.22: Πρωτότυπο της προτεινόμενης κεραίας στον ανηχοϊκό θάλαμο.

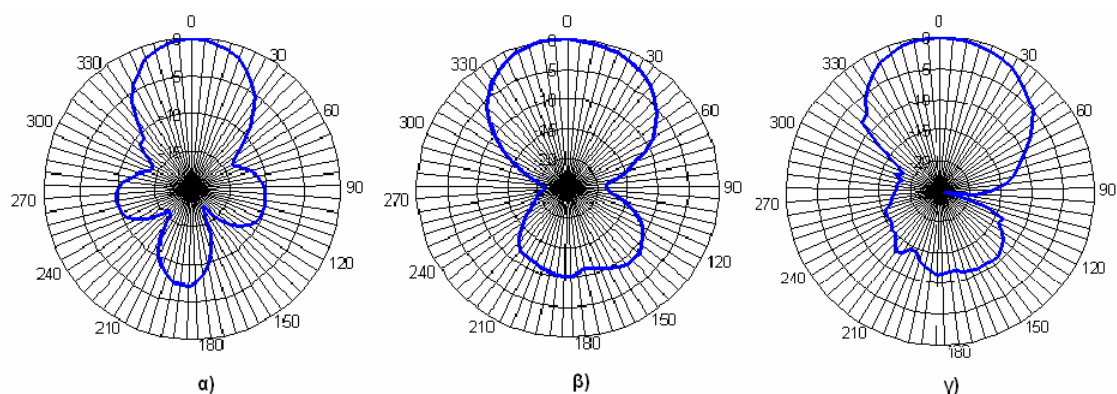
Για τη διαδικασία των μετρήσεων στον ανηχοϊκό θάλαμο, η υπό εξέταση κεραία χρησιμοποιήθηκε σαν δέκτης, ενώ η δικωνική –λογαριθμική περιοδοική κεραία EM-6917C-1 από την Electro-Metrics χρησιμοποιήθηκε σαν πομπός. Η κεραία εκπομπής διεγείρεται από διαδοχικούς ημιτονοειδείς τόνους από 710 MHz ως 860 MHz με συχνοτικό βήμα 10 MHz και μια ισχύ εξόδου 10 dBm , που παράγονται από έναν αναλυτή δικτύου Hewlett-Packard 8714C. Ο ίδιος αναλυτής δικτύου χρησιμοποιείται για την μέτρηση της στάθμης του σήματος που λαμβάνει η υλοποιημένη κεραία. Για να προσεγγιστεί υψηλή ακρίβεια στις μετρήσεις των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, χρησιμοποιήθηκε το σύστημα περιστρεφόμενης τράπεζας DAMS-5000 για την περιστροφή της κεραίας δέκτη (Σχήμα 4.22).

Ο μετρούμενος λόγος στάσιμου κύματος σε καλώδιο τροφοδοσίας με χαρακτηριστική αντίσταση 75 Ω που τροφοδοτεί το σημείο που ενώνονται οι δύο γραμμές μεταφοράς που συνδέονται με τα ενεργά στοιχεία σχεδιάζεται στο επόμενο σχήμα. Η τιμή του είναι κάτω από 2 στο διάστημα [710 MHz, 860 MHz], γεγονός που αποδεικνύει την ομοιότητα με τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα.



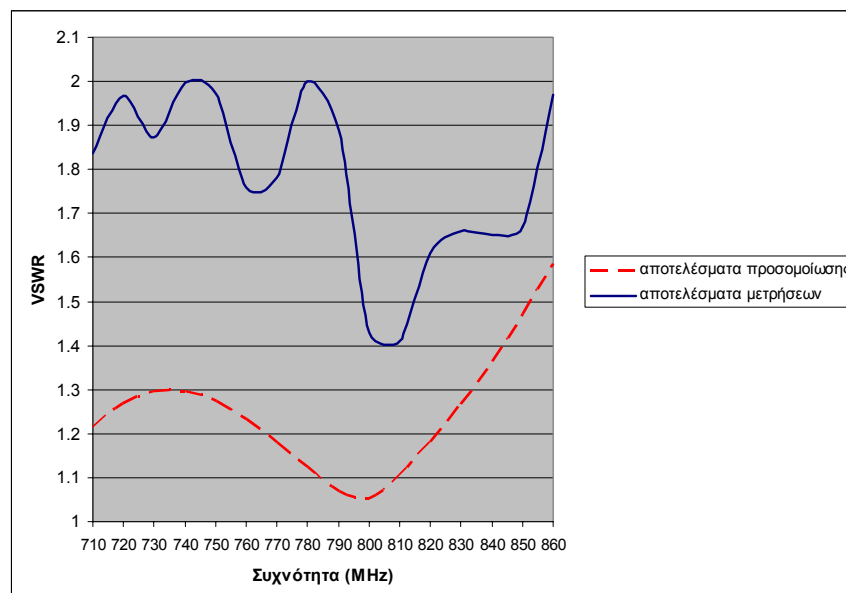
Σχήμα 4.23: Μετρούμενος VSWR της υπό εξέταση κεραίας.

Επιπλέον τα μετρούμενα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο εκτίθενται στο Σχήμα 4.24.



Σχήμα 4.24: Μετρηθέντα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz.

Μια σύγκριση μεταξύ του μετρούμενου και του προσομοιωθέντος λόγου στάσιμου κύματος παρέχεται στο σχήμα που ακολουθεί. Παρόλο που οι τιμές της προσομοίωσης είναι αρκετά χαμηλότερες από τις μετρούμενες, η ουσία είναι ότι ο μετρούμενος λόγος στάσιμου κύματος διατηρείται κάτω από 2 για κάθε συχνοτικό σημείο. Αυτή η διαφορά μπορεί και να οφείλεται πως στο SNEC το σημείο τροφοδοσίας (που εν προκειμένω είναι το σημείο τομής των δύο γραμμών μεταφοράς) προσομοιώνεται με ένα αγώγιμο τμήμα (segment).

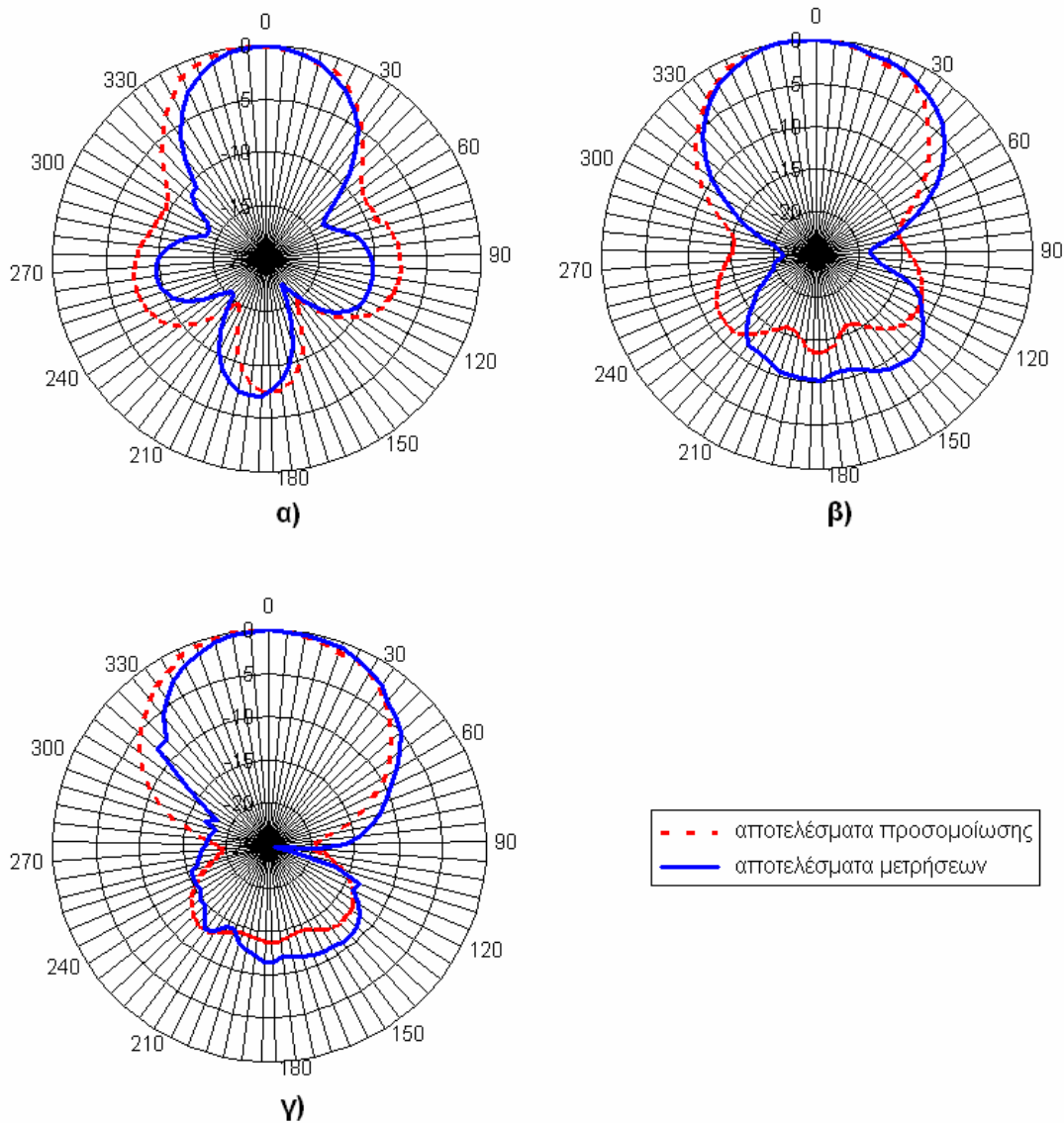


Σχήμα 4.25: Αποτελέσματα προσομοίωσης και μετρήσεων για τον VSWR.

Τα κανονικοποιημένα μετρηθέντα και προσομοιωθέντα διαγράμματα ακτινοβολίας περικλείονται από κοινού στο Σχήμα 4.26. Στα 720 MHz το μετρούμενο διάγραμμα συμπίπτει με το προσομοιωμένο σε εκτεταμένο βαθμό. Στα 790 MHz η ομοιότητα στη μορφή διατηρείται, με την εξαίρεση ότι το μετρούμενο διάγραμμα εμφανίζει ελαφρώς υψηλότερο οπίσθιο λοβό. Στα 860 MHz τα διαγράμματα είναι σχεδόν απaráλλακτα. Σε όλες τις περιπτώσεις, τα μετρηθέντα διαγράμματα εμφανίζουν βαθύτερους μηδενισμούς. Εν γένει μπορεί να διατυπωθεί ότι τα μετρούμενα διαγράμματα ταιριάζουν καλά με τα αντίστοιχα της προσομοίωσης. Οι μικρές αποκλίσεις μπορεί να απορρέουν από κάποιες μη ιδανικές συνθήκες, όπως σκέδαση στην περιστρεφόμενη τράπεζα, τα καλώδια και τη βάση από plexiglass, όπως και από μη προβλέψιμη αλληλεπίδραση (coupling) μεταξύ των στοιχείων. Αναλυτικότερες λεπτομέρειες παρέχονται στον Πίνακα 4.6

Πίνακας 4.6: Χαρακτηριστικά των μετρούμενων και προσομοιωμένων διαγραμμάτων για την κυκλική SPA 7 στοιχείων με δύο ενεργά στοιχεία του [16].

Συχνότητα (MHz)	Προσομοιωθέντα Διαγράμματα			Μετρηθέντα Διαγράμματα		
	Εύρος Δέσμης ημίσειας ισχύος	Λόγος Front-to-Back (dB)	Μέγιστη σχετική στάθμη πλευρικών λοβών	Εύρος Δέσμης ημίσειας ισχύος	Λόγος Front-to-Back (dB)	Μέγιστη σχετική στάθμη πλευρικών λοβών
720	56°	7.47	-7.50	54°	7.56	-9.59
790	63°	13.61	-11.71	68°	10.28	-8.74
860	68°	13.89	-12.79	65°	11.53	-10.94

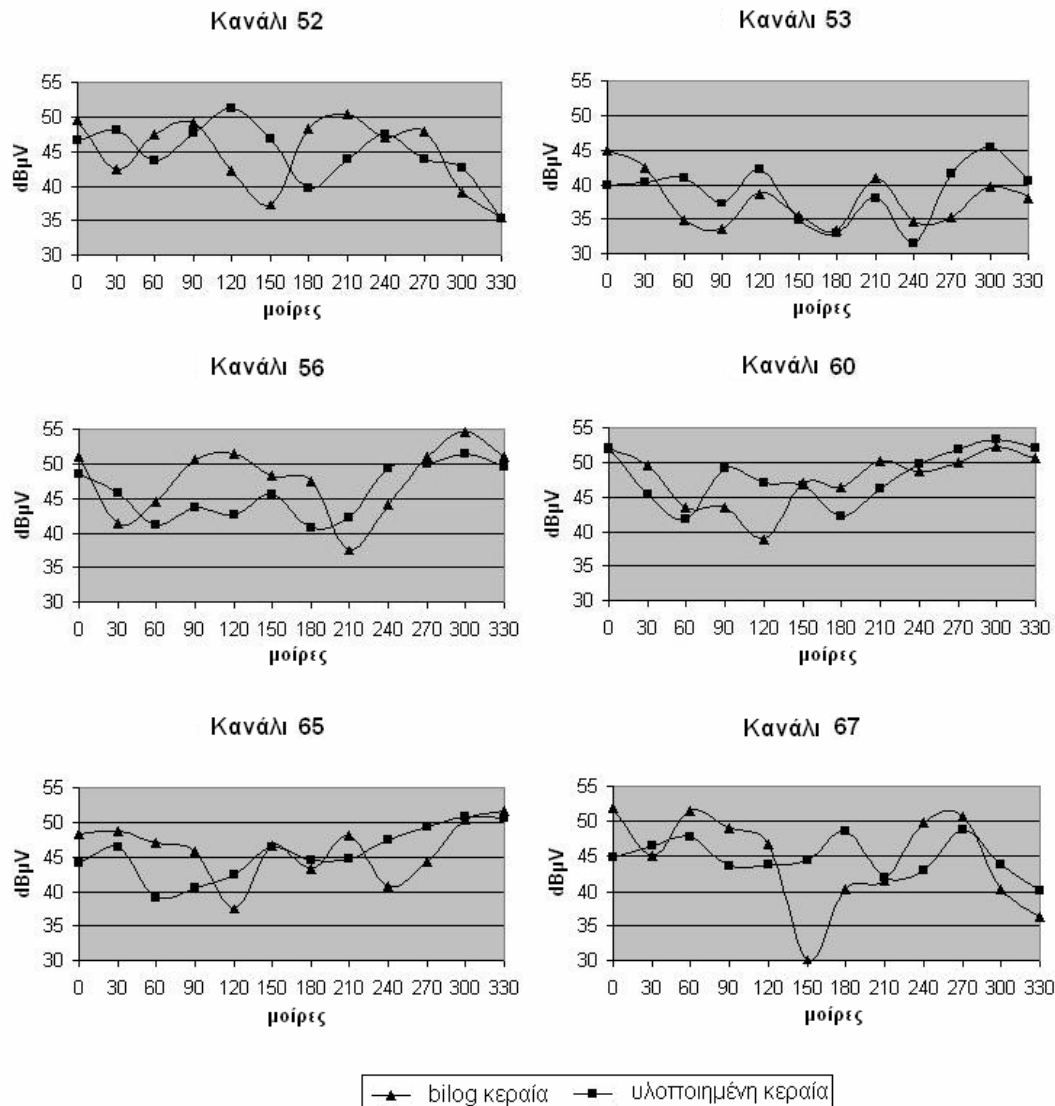


Σχήμα 4.26: Μετρηθέντα και προσομοιωμένα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz.

4.3.4 Αξιολόγηση της προτεινόμενης SPA στην V UHF μπάντα

Για να αξιολογηθεί η προτεινόμενη SPA σε ρεαλιστικά σενάρια λήψης τηλεοπτικού σήματος, δύο σεντ μετρήσεων λαμβανόμενης ισχύς τηλεοπτικού σήματος συλλέχθηκαν μέσα στον κύριο γραφειακό χώρο του Εργαστηρίου Κεραίων του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου. Στο πρώτο σεντ δοκιμών, η πιστοποιημένη CBL6141A bilog κεραία της Schaffner-Chase EMC Limited χρησιμοποιήθηκε σαν κεραία δέκτης, ενώ το κατασκευασμένο πρωτότυπο της συνιστώμενης κεραίας χρησιμοποιήθηκε στο δεύτερο σεντ δοκιμών. Ο ραδιοδιάυλος χαρακτηρίζεται από έντονη ακαταστασία (clutter) λόγω των επίπλων και του εξοπλισμού (σταθμοί εργασίας, βιβλιοθήκη, επιφάνειες από γυαλί, προσωπικοί υπολογιστές, κ.λ.π.). Και στις δύο περιπτώσεις, οι κεραίες λήψης περιστρέφονται με ένα γωνιακό βήμα 30°. Για κάθε γωνιακή θέση του δέκτη ανιχνεύεται η λαμβανομένη τάση (σε dBμV) από κάθε αναλογικό τηλεοπτικό κανάλι μέσα στη συντοκική ζώνη 710 MHz-862 MHz, με την αρωγή του οργάνου εξερεύνησης τηλεοπτικού σήματος TV EXPLORER III/III+ από την Promax. Το όργανο αυτό έχει την ικανότητα να ταυτοποιεί το σήμα υπό δοκιμή

και αναγνωρίζει αν είναι αναλογικό ή ψηφιακό. Αποτελέσματα για έξι τυχαία αναλογικά τηλεοπτικά κανάλια παρατίθενται στο Σχήμα 4.27.

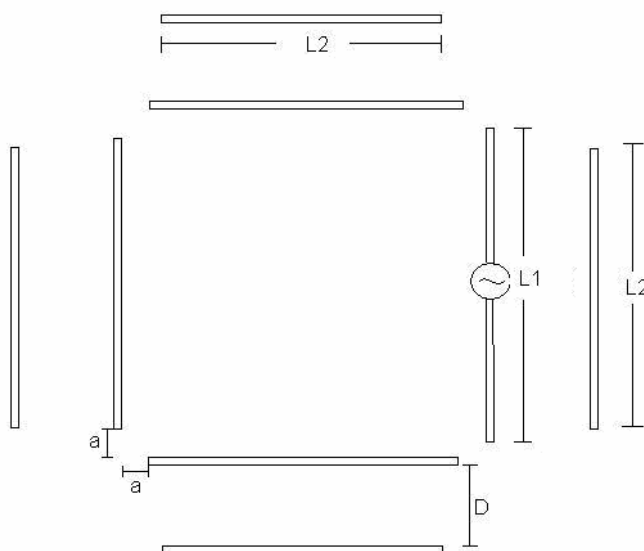


Σχήμα 4.27: Λαμβανόμενο επίπεδο σήματος για τις δύο κεραίες υπό εξέταση.

Τα αποτελέσματα των μετρήσεων επιβεβαιώνουν τη χρησιμότητα της προτεινόμενης στοιχειοκεραίας σε πραγματικές συνθήκες λήψης DVB-T σήματος, αφού η απόδοση της είναι συγκρίσιμη με αυτή της πιστοποιημένης CBL6141A bilog κεραίας από την Schaffner-Chase EMC Limited, η οποία έχει ένα τυπικό κέρδος που ξεπερνά τα 6 dB. Ακόμα περισσότερο, σε μερικές περιπτώσεις το υλοποιημένο πρωτότυπο σημειώνει καλύτερες επιδόσεις από την bilog κεραία αναφοράς, παρόλο που το μέγεθος του είναι σημαντικά μικρότερο. Από το Σχήμα 4.27 καθίσταται προφανές ότι η κατεύθυνση άφιξης του ισχυρότερου σήματος διαφέρει από κανάλι σε κανάλι. Με μια συμβατική κατευθυντική κεραία, όπως την προαναφερθείσα bilog κεραία, είναι απαραίτητη η μηχανική περιστροφή ανά κανάλι για να διασφαλιστεί ότι διατηρείται η μέγιστη ισχύς του λαμβανομένου σήματος. Αυτός ο περιορισμός εξαλείφεται μετérχοντας μια SPA, σαν την προτεινόμενη, η οποία μπορεί να επιτελεί τη μετάβαση μεταξύ διαδοχικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας με ηλεκτρονικά μέσα.

4.4 ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΠΟΘΕΤΗΜΕΝΩΝ ΣΤΟ ΟΡΙΖΟΝΤΙΟ ΕΠΙΠΕΔΟ ΓΙΑ ΦΟΡΗΤΕΣ ΚΑΙ ΚΙΝΗΤΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ DVB-T ΣΤΗΝ V UHF ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΖΩΝΗ

Σε αυτήν την παράγραφο περιγράφεται μια ευφυής στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με περιορισμένο μέγεθος που προορίζεται για εφαρμογές τύπου DVB-T στα 582 MHz-710 MHz (δηλαδή στα UHF κανάλια 35-50). Τα πλεονεκτήματα της είναι η κατευθυντικότητα που διαθέτει, η ικανοποιητική αντίσταση εισόδου που εμφανίζει και η δυνατότητα στροφής του κύριου λοβού ακτινοβολίας που προσφέρει. Αποτελείται από 8 δίπολα τοποθετημένα στο οριζόντιο επίπεδο, τα οποία σχηματίζουν δύο ομόκεντρα τετράγωνα. Το εξωτερικό τετράγωνο αποτελείται από τέσσερα βραχυκυκλωμένα στοιχεία που συμπεριφέρονται σαν κατευθυντήρες. Στην εσωτερική τετραγωνική διάταξη, σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή, μόνο ένα στοιχείο παραμένει ενεργό και τα υπόλοιπα είναι βραχυκυκλωμένα (Σχήμα 4.28). Η γωνία μεγίστου του κύριου λοβού συνδέεται με τη θέση του ενεργού στοιχείου. Μεταθέτοντας το ενεργό στοιχείο κατά μήκος του εσωτερικού τετραγώνου, προκύπτουν τέσσερα διαγράμματα ακτινοβολίας που καλύπτουν το οριζόντιο επίπεδο κατ'εναλλαγήν. Εξαιτίας της τοποθέτησης των στοιχείων, η στοιχειοκεραία είναι ικανή για τη μετάδοση/λήψη οριζόντια πολωμένων σημάτων. Σε ένα υποθετικό σενάριο λειτουργίας, η στοιχειοκεραία ανιχνεύει (σαρώνει) τα τέσσερα διαθέσιμα κατευθυντικά διαγράμματα και επιλέγει αυτό που αντιστοιχεί στη μέγιστη ισχύ εξόδου.

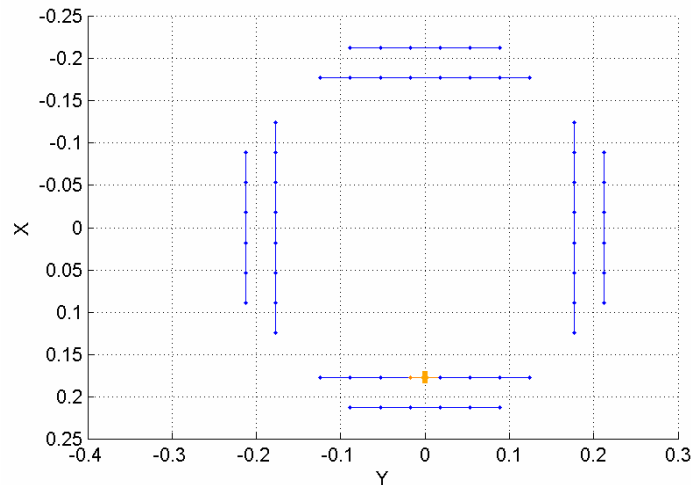


Σχήμα 4.28: Κάτοψη της προτεινόμενης κεραιοδομής.

4.4.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης της SPA με τα οριζόντια στοιχεία για την V UHF μπάντα

Η υλοποίηση της διάταξης στο SNEC παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα, όπου όλα τα στοιχεία είναι τοποθετημένα στο xy επίπεδο. Ανά πάσα χρονική στιγμή, μόνο σε ένα στοιχείο της εσωτερικής τετραγωνικής διάταξης συνδέεται η πηγή τάσης, ενώ τα υπόλοιπα στοιχεία θεωρούνται βραχυκυκλωμένα. Σχετικά με το οριζόντιο επίπεδο, η μέγιστη κατευθυντικότητα εμφανίζεται προς τη μεριά του ενεργού στοιχείου. Άρα

με βάση το Σχήμα 4.29, σε λειτουργία στρεφόμενης δέσμης, η προτεινόμενη στοιχειοκεραία καλύπτει το οριζόντιο επίπεδο με τέσσερα, εναλλασσόμενα και συμμετρικά διαγράμματα που στοχεύουν προς τις 0° , 90° , 180° , και 270° αντίστοιχα και τα οποία προκύπτουν από κυκλική αντιμετάθεση του ενεργού στοιχείου κατά μήκος της περιμέτρου του εσωτερικού τετραγώνου.



Σχήμα 4.29: Υλοποίηση της προτεινόμενης κεραιοδομής στο SNEC.

Για να βρεθεί μια βέλτιστη διάταξη που θα εμφανίζει ικανοποιητική αντίσταση εισόδου και μέγιστη κατευθυντικότητα (στην κατεύθυνση ($\varphi = 0^\circ, \theta = 90^\circ$) σύμφωνα με το στιγμιότυπο του Σχήματος 4.29) για όλη τη συχνοτική ζώνη 580 MHz- 710 MHz χρησιμοποιείται ο πρότυπος γενετικός αλγόριθμος που είναι ενσωματωμένος στο SNEC. Οι παράμετροι βελτιστοποίησης (βλ. Σχήμα 4.28) αποτελούνται από το μήκος των διπόλων του εσωτερικού τετραγώνου ($L1$), το μήκος των διπόλων του εξωτερικού τετραγώνου ($L2$) και την απόσταση των δύο τετραγωνικών σχηματισμών (D). Η απόσταση a διατηρείται σταθερή ίση με 5.31 cm και η ακτίνα κάθε στοιχείου είναι 5.63 mm. Στον Πίνακα 4.7 παρουσιάζονται οι παράμετροι που συμμετέχουν στο γενετικό αλγόριθμο και τα διαστήματα μεταβολής τους.

Πίνακας 4.7

Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την εξεταζόμενη κεραία.

Παράμετρος	Εύρος Μεταβολής	Βήμα Μεταβολής	Αποτέλεσμα Γενετικού Αλγορίθμου
Μήκος εσωτερικών διπόλων ($L1$)	3.54 cm : 95.58 cm	3.54 cm	24.78 cm
Μήκος εξωτερικών διπόλων ($L2$)	3.54 cm : 74.34 cm	3.54 cm	17.7 cm
Απόσταση τετραγώνων (D)	3.54 cm : 17.7 cm	3.54 cm	3.54 cm

Ο συνολικός πληθυσμός περιλαμβάνει 250 γενιές με 60 χρωμοσώματα ανά γενιά. Στο σχηματισμό κάθε επόμενης γενιάς συμμετέχουν τα δέκα χρωμοσώματα της προηγούμενης με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας (στρατηγική ελιτισμού). Η επιλογή γίνεται με τη διαδικασία της αποδεκάτισης πληθυσμού (population decimation), ενώ για το ζευγάρισμα χρησιμοποιείται η συνένωση χρωμοσωμάτων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Ακόμη, επιλέγεται διασταύρωση ενός σημείου με διαίρεση των ατόμων σε επίπεδο γονιδίου και δυαδική μετάλλαξη με

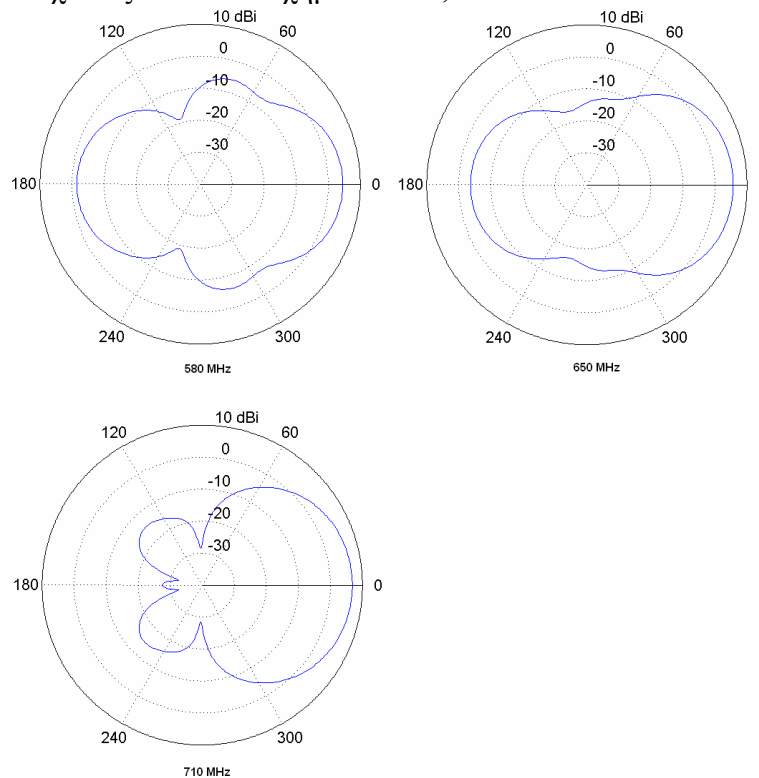
πιθανότητα αλλαγής ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα ίση με $p_m = 0.15$ [11, 12]. Η ζητούμενη τιμή για το λόγο στάσιμου κύματος είναι 1 (λαμβάνεται υπόψη χαρακτηριστική αντίσταση 75Ω) και για το κέρδος είναι 6 dBi. Η αντικειμενική συνάρτηση of που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του κέρδους και του VSWR δίνεται από την (4.17). Η συνάρτηση βρίσκεται στο SNEC, όπου ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να καθορίσει τις απαιτούμενες τιμές για το VSWR και το εμπρόσθιο κέρδος :

$$of = \sum_{f_n} \left(\frac{Gain(f_n)}{6} \right)^2 + \left(\frac{1}{VSWR(f_n)} \right)^2, \quad (4.17)$$

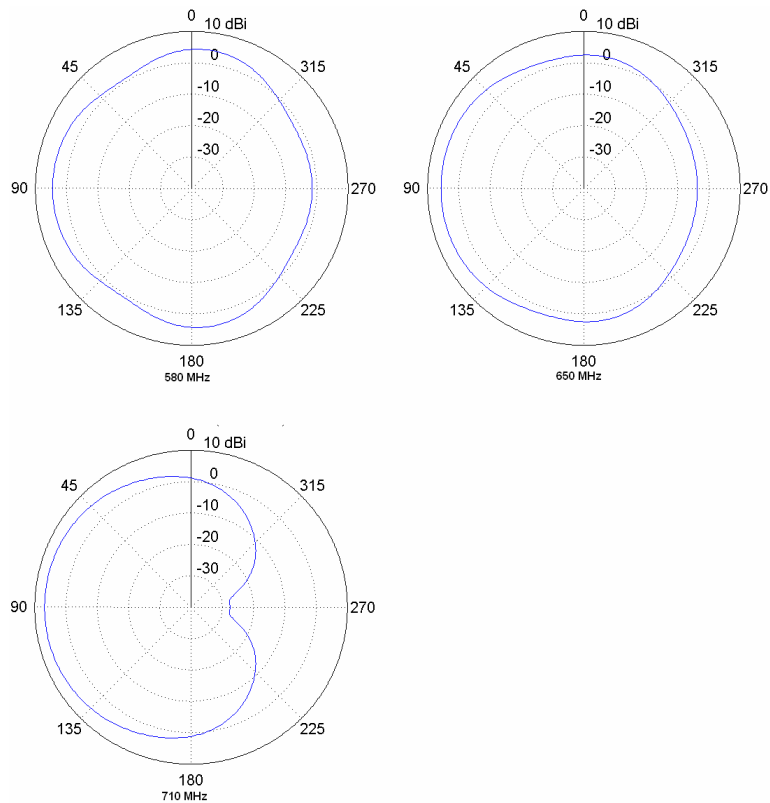
όπου f_n είναι 14 συχνοτικά σημεία ομοιόμορφα κατανεμημένα στο διάστημα [580 MHz, 710 MHz] με βήμα 10 MHz και $Gain(f_n)$ και $VSWR(f_n)$ το εμπρόσθιο κέρδος και ο λόγος στάσιμων κυμάτων που αναφέρονται στο συχνοτικό σημείο f_n .

4.4.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα για την SPA με τα οριζόντια στοιχεία για την V UHF μπάντα

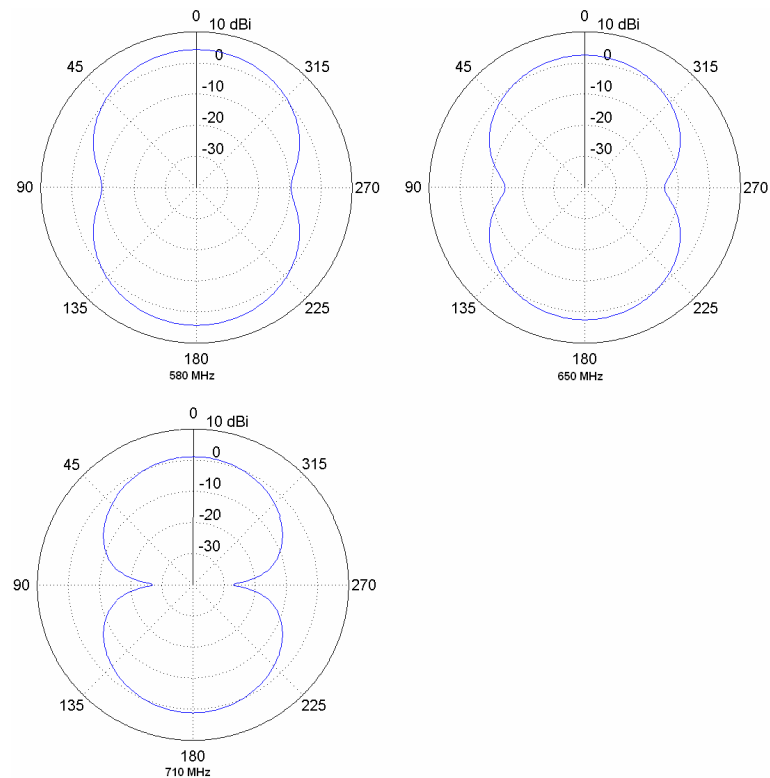
Τα τελικά αποτελέσματα του αλγορίθμου συμπεριλαμβάνονται στον Πίνακα 4.7. Η προκύπτουσα κεραία καταλαμβάνει μια περιοχή με μέγεθος $1.0056\lambda * 1.0056\lambda$, όπου λ το μήκος κύματος στα 710 MHz. Επομένως, η τελική διάταξη είναι κατάλληλη για φορητές και κινητές εφαρμογές DVB-T στα UHF κανάλια 35-50. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας της προτεινόμενης κεραίας για το στιγμιότυπο του Σχήματος 4.29 σχεδιάζονται στα Σχήματα 4.30, 4.31 και 4.32.



Σχήμα 4.30: Διαγράμματα ακτινοβολίας της προτεινόμενης κεραίας στο επίπεδο xy.



Σχήμα 4.31: Διαγράμματα ακτινοβολίας της προτεινόμενης κεραίας στο επίπεδο xz.



Σχήμα 4.32: Διαγράμματα ακτινοβολίας της προτεινόμενης κεραίας στο επίπεδο yz.

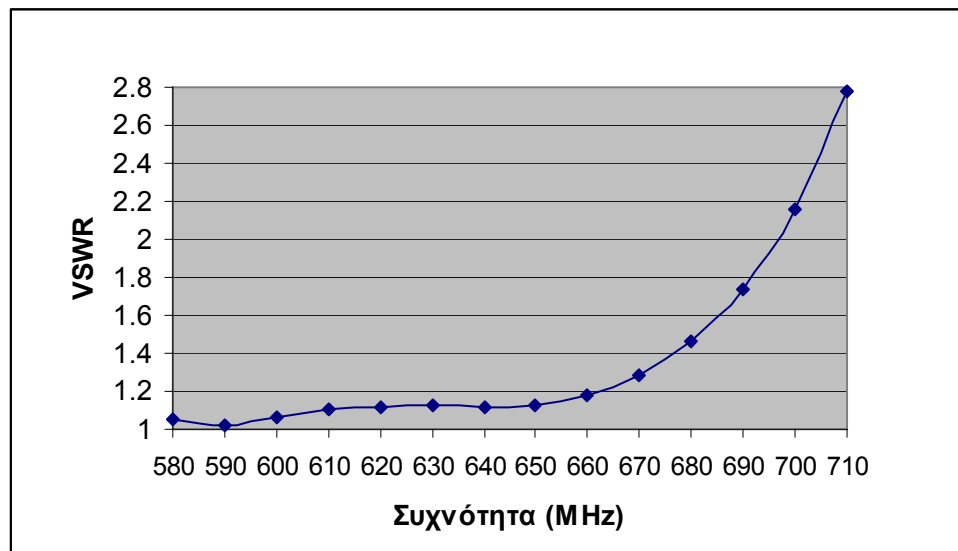
Σύμφωνα με τα προηγούμενα γραφήματα, το μέγιστο κατευθυντικό κέρδος υπολογίζεται στην κατεύθυνση ($\varphi = 0^\circ, \theta = 90^\circ$). Σχετικά με τα διαγράμματα στο

οριζόντιο επίπεδο, που ενδιαφέρουν κατά πρώτιστο λόγο, περισσότερες πληροφορίες περιέχονται στον ακόλουθο πίνακα.

Πίνακας 4.8
Χαρακτηριστικά των διαγραμμάτων ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για το κεραιοστιγμιότυπο του Σχήματος 4.29

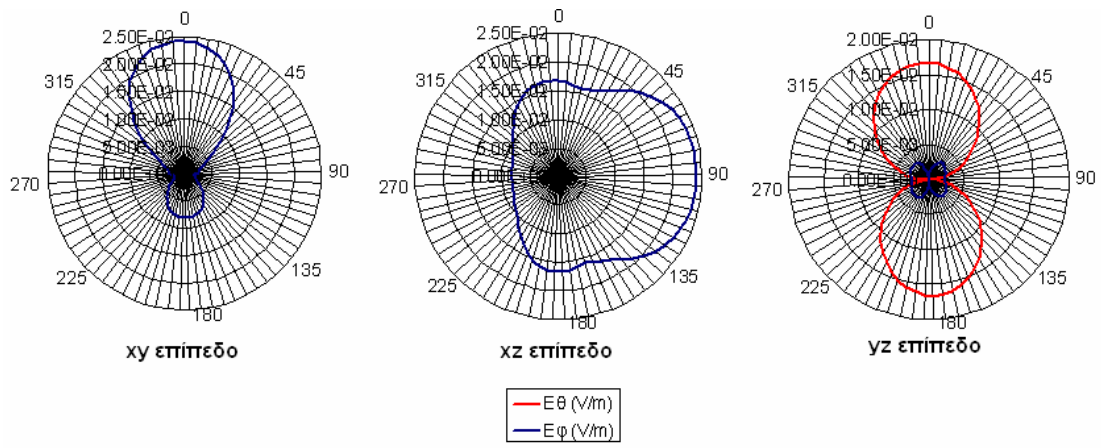
Συχνότητα (MHz)	Προσομοιωθέντα Διαγράμματα		
	Μέγιστο κέρδος (dB)	Λόγος Front-to-Back (dB)	Εύρος Δέσμης ημίσειας ισχύος
580	4.5	6	53°
650	5.7	9.4	63°
710	6.8	34.8	64°

Στο Σχήμα 4.33 σχεδιάζεται η μεταβολή του VSWR για χαρακτηριστική αντίσταση 75 Ω στη συχνοτική ζώνη 580MHz-710 MHz όπως υπολογίζεται από το SNEC. Όπως καθίσταται προφανές, η προτεινόμενη κεραία έχει επαρκές λειτουργικό εύρος ζώνης.



Σχήμα 4.33: Μεταβολή του VSWR της υπό εξέταση κεραίας.

Όπως επίσης προειπώθηκε, η κεραία αυτή ενδείκνυται στη μετάδοση/λήψη οριζόντια πολωμένων σημάτων, αφού αποτελείται από γραμμικά στοιχεία που είναι παράλληλα στο xy επίπεδο. Παρ'όλα αυτά, εκτός από την αναμενόμενη συνιστώσα E_ϕ του ηλεκτρικού πεδίου, υπάρχει σε ένα βαθμό και η E_θ . Αυτό είναι φυσιολογικό, καθώς επάγονται ανομοιομορφα ρεύματα (μη σταθερού πλάτους) στις διατάξεις των τετραγώνων. Ανάλογη συμπεριφορά παρουσιάζει και η κεραία που αναπτύχθηκε στην Παράγραφο 3.3.3 του προηγούμενου κεφαλαίου. Στο Σχήμα 4.34 σχεδιάζονται από κοινού οι συνιστώσες του μακρινού ηλεκτρικού πεδίου στα 650 MHz, πάντα για το κεραιοστιγμιότυπο του Σχήματος 4.29, όπως υπολογίζονται από το SNEC σε μια ακτινική απόσταση 50 m.



Σχήμα 4.34: Πεδιακές συνιστώσες στα επίπεδα xy, xz και yz.

4.5 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 4ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] A. Chelouah, A. Sibille, P. Rosson, and J. P. Couvy, "Angular diversity based on beam switching of circular arrays for HIPERLAN terminals," *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 5, pp. 387-388, March 2000.
- [2] S. L. Preston, D. V. Thiel, T. A. Smith, S. G. O' Keefe, and J. W. Lu, "Basestation tracking in mobile communications using a switched parasitic antenna array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 6, pp. 841-844, June 1998.
- [3] H. Scott and V. F. Fusco, "360° electronically controlled beam scan array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 1, pp. 333-335, January 2004.
- [4] R. Schlub and D. V. Thiel, "Switched Parasitic Antenna on a Finite Ground Plane With Conductive Sleeve," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 5, pp. 1343-1347, May 2004.
- [5] M. D. Migliore, D. Pinchera, F. Schettino, "A Simple and Robust Adaptive Parasitic Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 10, pp. 3262-3272, October 2005.
- [6] A. Sibille, C. Roblin, and G. Poncelet, "Circular switched monopole arrays for beam steering wireless communications," *Electronics Letters*, Vol. 33, No. 7, pp. 551-552, March 1997.
- [7] A. Sibille, C. Roblin, and G. Poncelet, "Beam steering circular monopole arrays for wireless applications," in *Proceedings of the Tenth International Conference on Antennas and Propagation*, Vol. 1, pp. 358-361, April 1997.
- [8] A. Kalis, and M. J. Carras, "A Sectorized Phased Array for DBF Applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 6, pp. 1932-1936, November 2005.
- [9] P. K. Varlamos, P. J. Papakanellos, and C. N. Capsalis, "Design of circular switched parasitic dipole arrays using a genetic algorithm," *International Journal of Wireless Information Networks*, Vol. 11, No. 4, pp. 201-206, October 2004.
- [10] S. C. Panagiotou, S. A. Mitilineos, T. D. Dimousios, and C. N. Capsalis, "A Broadband, Vertically Polarized, Circular Switched Parasitic Array for Indoor Portable DVB-T Applications at the IV UHF Band" *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 53, no. 2, pp. 547-552, June 2007.
- [11] Poynting Software (Pty) Ltd., SuperNec v. 2.4 Reference Manuals.
- [12] B. Orchard, *Optimizing Algorithms for Antenna Design*. MSc Dissertation, University of the Witwatersrand, 2002.
- [13] D. V. Thiel and S. Smith, *Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications*, Artech House, Boston, USA, 2002.
- [14] S. C. Panagiotou, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "Analysis and Design of a Broadband Circular Switched Parasitic Array above finite plate and finite plate with skirt", *Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 2007, (ICEAA 2007)*, pp. 727-730, Torino, September 2007.
- [15] H. Kawakami and T. Ohira, "Electrically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 2, pp. 43-50, April 2005.
- [16] S. C. Panagiotou, S. A. Mitilineos, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "A Broadband, Circular Switched Parasitic Array for Portable and Vehicular Mobile DVB-T Applications at the V UHF Band", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 50, No. 7, pp. 1727-1732, July 2008.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΜΕ ΣΤΑΘΕΡΗ ΘΕΣΗ ΤΟΥ ΜΟΝΑΔΙΚΟΥ ΕΝΕΡΓΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ ΓΙΑ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗΣ

Στο προηγούμενο κεφάλαιο μελετήθηκαν διατάξεις όπου, εκτός από το κεντρικό παρασιτικό στοιχείο, κάθε στοιχείο μπορούσε να περιέλθει σε δύο πιθανές καταστάσεις : ή θα ήταν ενεργό είτε θα ήταν παρασιτικό βραχυκυκλωμένο. Οι ευφυείς στοιχειοκεραίες που παρουσιάστηκαν αποτελούσαν στοιχειοκεραίες μεταγωγής και ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, δηλαδή ενέπιπταν στην κατηγορία κεραιών SASPA ανακαλώντας την ορολογία του Κεφαλαίου 2. Σε αυτό το κεφάλαιο σχεδιάζονται κυκλικές στοιχειοκεραίες μεταγωγής λοβού οι οποίες συγκαταλέγονται στην κατηγορία κεραιών FASPA. Δηλαδή, η θέση του ενεργού στοιχείου είναι πάντα αμετάβλητη και τα υπόλοιπα στοιχεία είναι παρασιτικά. Κάθε παρασιτικό στοιχείο μπορεί να μεταπέσει σε δύο καταστάσεις, ανάλογα με το αν άγει ή όχι η δίοδος που είναι συνδεδεμένη σε αυτό : ή θα είναι βραχυκυκλωμένο ή θα είναι ανοιχτοκυκλωμένο.

Πιο συγκεκριμένα, σχεδιάζονται ευρυζωνικές κυκλικές στοιχειοκεραίες μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων για σταθερές και φορητές DVB-T εφαρμογές δέκτη στην V UHF συχνοτική ζώνη [1]. Δύο SPAs παρουσιάζονται, αποτελούμενες από ένα ενεργό κεντρικό στοιχείο και έναν ομοιόμορφο δακτύλιο από πέντε παρασιτικά στοιχεία. Σε μια οποιαδήποτε χρονική στιγμή, μόνο ένα παρασιτικό στοιχείο είναι ανοιχτοκυκλωμένο, ενώ τα υπόλοιπα είναι βραχυκυκλωμένα. Επιλέγοντας κατάλληλα το ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο, η στοιχειοκεραία είναι σε θέση να επιλέγει μεταξύ πέντε οριζόντιων διαγραμμάτων ακτινοβολίας, τα οποία καλύπτουν το οριζόντιο επίπεδο με ομοιόμορφο τρόπο, επιτυγχάνοντας με αυτό τον τρόπο αποτελεσματική στροφή της ακτινοβολούμενης δέσμης με σκοπό την ενίσχυση και τη μείωση του λαμβανόμενου σήματος και του ρυθμού λαθών αντίστοιχα. Παρουσιάζονται ακόμα αποτελέσματα μετρήσεων και για τις δύο κεραιές για μια μεμονωμένη κατάσταση μεταγωγής, καταδεικνύοντας άριστη συμφωνία μεταξύ των αποτελεσμάτων της υλοποίησης και των αριθμητικών αποτελεσμάτων.

5.1 ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΕΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΕΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΣΤΑΘΕΡΕΣ ΚΑΙ ΦΟΡΗΤΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΛΗΨΗΣ ΣΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΣΤΗΝ V UHF ΖΩΝΗ

Η κεραία FASPA έχει πρόσφατα προταθεί σαν μια ελκυστική εναλλακτική λύση αντί των πλήρως προσαρμοστικών κεραιών, κυρίως για λόγους κόστους, αναφορικά με την καταστολή των παρεμβολών και τον μετριασμό της επίδρασης της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Σε μια τέτοια συστοιχία, η πηγή σήματος συνδέεται μόνιμα σε ένα σταθερό στοιχείο, ενώ τα παρακείμενα παρασιτικά στοιχεία, που η λειτουργία τους ελέγχεται από p.i.n διόδους, είναι είτε βραχυκυκλωμένα ή ανοιχτοκυκλωμένα. Το διάγραμμα ακτινοβολίας καθοδηγείται μετέρχοντας όλους τους πιθανούς συνδυασμούς ανοιχτοκυκλωμένων και βραχυκυκλωμένων στοιχείων [2].

Αρκετά ερευνητικά αποτελέσματα από SPAs αυτού του είδους εμπεριέχονται στη βιβλιογραφία. Μια κεραία Yagi-Uda πέντε στοιχείων παρουσιάζεται στο [3], όπου το κεντρικό patch τροφοδοτείται και τα υπόλοιπα συμπεριφέρονται ως ανακλαστήρες ή κατευθυντήρες ανάλογα με τη θέση στην οποία έχει περιέλθει η αντίστοιχη δίοδος που τα ελέγχει. Μια SPA με ένα σταθερό ενεργό στοιχείο και δύο ομόκεντρους δακτυλίους από παρασιτικά στοιχεία, η οποία επιτυγχάνει στροφή δέσμης και στο οριζόντιο επίπεδο και στο επίπεδο ανύψωσης, σκιαγραφείται στο [4]. Διάφοροι σχηματισμοί από SPAs που παρέχουν γωνιακή διαφορισμότητα, όπου η πηγή σήματος συνδέεται μόνιμα σε ένα ενεργό στοιχείο και κάθε περιβάλλον στοιχείο είναι είτε ανοιχτοκυκλωμένο είτε βραχυκυκλωμένο, προτείνονται στο [5]. Μια SPA διπλής ζώνης περιγράφεται στο [6], όπου η γωνία σκόπευσης του κύριου λοβού σχετίζεται με τη θέση των ανοιχτοκυκλωμένων στοιχείων. Ακόμα, μια επίπεδη SPA αποτελούμενη από εξαγωνικά τυπωμένα στοιχεία παρατίθεται στο [7]. Στροφή ακτινοβολούμενης δέσμης διενεργείται στο [8], χρησιμοποιώντας ένα κεντρικό ενεργό στοιχείο και δύο ομόκεντρους δακτυλίους από παρασιτικά στοιχεία, με έναν τρόπο παρόμοιο με αυτόν του [4]. Η περίπτωση μιας μονοπολικής στοιχειοκεραίας μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων τοποθετημένης πάνω από πεπερασμένο έδαφος καλυπτόμενο από αγωγίμο περίβλημα εξετάζεται στο [9], ενώ μια κεραία με ένα κεντρικό στοιχείο και ομόκεντρους δακτυλίους παρασιτικών στοιχείων στο [10] εμφανίζει ιδιότητες στρεφόμενου λοβού και καταστολής παρεμβολών.

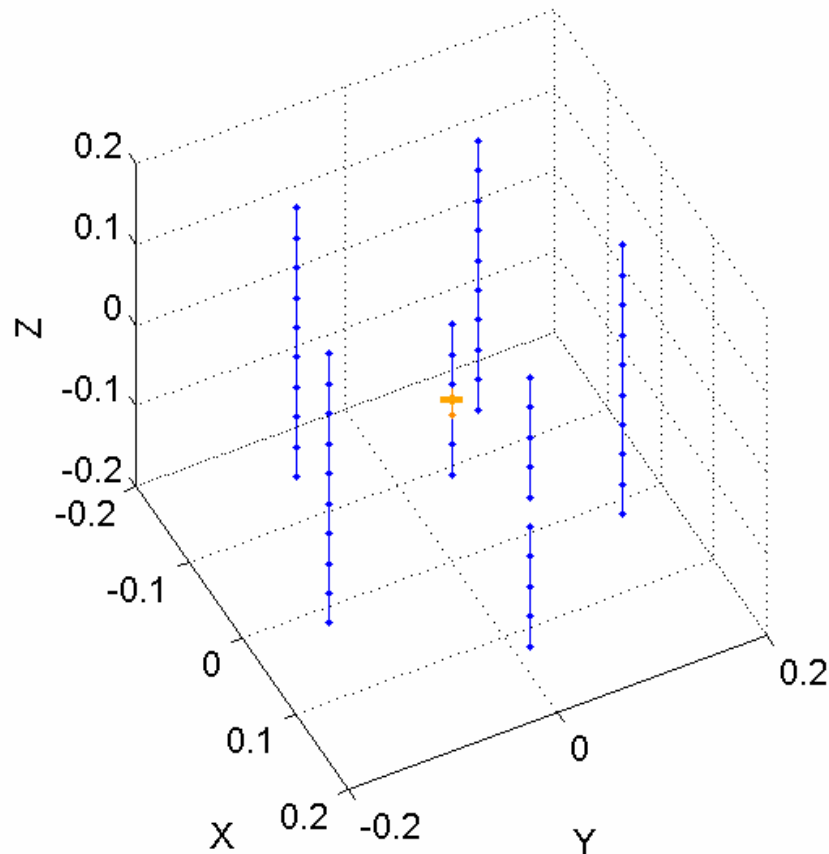
Σε αυτήν την παράγραφο, η τεχνική σχεδίασης ευρυζωνικής SPA που προτάθηκε στην Παράγραφο 4.1 χρησιμοποιείται τώρα για να υποδείξει μια προτεινόμενη διαδικασία για τη σχεδίαση ευρυζωνικών κυκλικών FASPAs για DVB-T εφαρμογές στην V-UHF μπάντα. Η προτεινόμενη κεραιοτοπολογία απαρτίζεται από ένα ενεργό στοιχείο στο κέντρο της διάταξης, ενώ πέντε παρασιτικά τοποθετούνται ομοιόμορφα σε έναν κύκλο που περιστοιχίζει το ενεργό στοιχείο. Σε μια δεδομένη χρονική σχισμή, μόνο ένα παρασιτικό στοιχείο είναι ανοιχτοκυκλωμένο, ενώ τα υπόλοιπα παραμένουν βραχυκυκλωμένα, παρέχοντας έτσι μια συγκεκριμένη κατεύθυνση κύριου λοβού. Η περιστροφή της δέσμης ακτινοβολίας επιτελείται επιλέγοντας και αντιμεταθέτοντας κατάλληλα το ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο. Σε ένα υποθετικό σενάριο λειτουργίας, ένα σύστημα ελέγχου ευφυούς κεραίας θα σαρώνει όλα τα διαθέσιμα διαγράμματα λήψης και θα επιλέγει εκείνο που θα αποδίδει μεγαλύτερη ισχύ εξόδου. Επαναλαμβάνοντας τη διαδικασία σάρωσης δεσμών ανά τακτά προκαθορισμένα χρονικά διαστήματα, ή οποτεδήποτε επιλέγεται ένα νέο τηλεοπτικό κανάλι, θα εξασφαλιστεί ότι η στοιχειοκεραία λειτουργεί κατά μία σχεδόν βέλτιστη μέθοδο.

Σε αυτό το πλαίσιο, παρουσιάζονται οι δύο FASPAs που σχεδιάζονται και υλοποιούνται στο [1]. Η πρώτη προορίζεται για λειτουργία στο συχνοτικό διάστημα 582 MHz-710 MHz (UHF κανάλια 35-50), ενώ η δεύτερη προορίζεται για λειτουργία στο συχνοτικό διάστημα 710 MHz-862 MHz (UHF κανάλια 51-69). Ένα πρωτότυπο για κάθε προτεινόμενη διάταξη που αντιστοιχεί σε μια συγκεκριμένη θέση μεταγωγής κατασκευάζεται και οι ιδιότητες του, που μετρώνται στον ανηχοϊκό θάλαμο, βρίσκονται σε συνάφεια με τα αριθμητικά αποτελέσματα.

5.1.1 Διαδικασία Σχεδίασης και Βελτιστοποίησης των Κυκλικών στοιχειοκεραίων FASPA για την V UHF μπάντα

Η ανάλυση των υποδεικνυόμενων στοιχειοκεραίων διενεργείται με τη βοήθεια του υπολογιστικού πακέτου προσομοίωσης SNEC, ενώ η βελτιστοποίηση τους καθίσταται εφικτή με την αξιοποίηση της τεχνικής των γενετικών αλγορίθμων [11].

Οι υπό εξέταση κεραίες αποτελούνται και οι δυο από έξι γραμμικά στοιχεία : το ενεργό δίπολο τοποθετείται στο κέντρο της διάταξης, ενώ τα εναπομείναντα πέντε παρασιτικά στοιχεία διαμορφώνουν ένα κύκλο γύρω από αυτό. Τα βραχυκυκλωμένα στοιχεία δρουν σαν ανακλαστήρες, ενώ το ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο δρα σαν κατευθυντήρας. Μια αναπαράσταση βασισμένη στο SNEC της αρχιτεκτονικής των προτεινόμενων κεραιών, για μια μοναδική κατάσταση μεταγωγής, απεικονίζεται στο Σχήμα 5.1. Το ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο αναπαρίσταται με ένα κενό στο κέντρο του.



Σχήμα 5.1: Αναπαράσταση στο SNEC της αρχιτεκτονικής των προτεινόμενων συστημάτων.

Τα πέντε περιφερειακά στοιχεία αποσκοπούν στην απόσπαση πέντε κατ'εναλλαγήν διαγραμμάτων ακτινοβολίας, που θα πρέπει να καλύπτουν το οριζόντιο επίπεδο με συμμετρικό τρόπο. Σε μια οποιαδήποτε χρονική στιγμή, μόνο ένα περιφερειακό στοιχείο είναι ανοιχτοκυκλωμένο, προκαλώντας τη γωνία σκόπευσης του κύριου λοβού να συμπίπτει με τη γωνιακή θέση του εν λόγω στοιχείου. Λόγω των περιορισμένων κατευθυντικών ιδιοτήτων ενός ανοιχτοκυκλωμένου στοιχείου, όπως και των μεγάλων γωνιακών αποστάσεων ανάμεσα στους βραχυκυκλωμένους ανακλαστήρες, αναμένεται ότι το διάγραμμα που θα προκύψει θα εμφανίζει αυξημένο εύρος δέσμης. Ως εκ τούτου, η σάρωση του οριζώντιου επιπέδου θα διεξάγεται με επικαλυπτόμενες δέσμες [9].

Ο σκοπός της παρούσας δουλειάς είναι η αποκόμιση μιας διάταξης όπου η κατεύθυνση της μέγιστης κατευθυντικότητας ευθυγραμμίζεται με το ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο, το εύρος δέσμης 3-dB περιορίζεται σε μια τιμή 90° , η σχετική στάθμη πλευρικού λοβού κυμαίνεται κάτω από -6 dB και επαρκές λειτουργικό εύρος ζώνης διατηρείται. Επιπλέον, μόνο η σύνθεση ενός διαγράμματος ακτινοβολίας είναι αναγκαία, αφού τα υπόλοιπα προκύπτουν ύστερα από κυκλική

αντιμετάθεση του ανοιχτοκυκλωμένου στοιχείου, λόγω κυλινδρικής συμμετρίας. Δύο υλοποιήσεις της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής αναπτύσσονται : η πρώτη αφορά το συχνοτικό διάστημα 582 MHz-710 MHz, ενώ η δεύτερη αφορά το συχνοτικό διάστημα 710 MHz-862 MHz.

Επιπλέον, η μέθοδος των γενετικών αλγορίθμων εφαρμόζεται με σκοπό να βελτιστοποιήσει τις παραμέτρους των στοιχειοκεραιών [12]. Οι μεταβλητές βελτιστοποίησης απαρτίζονται από το μήκος του κεντρικού στοιχείου, το μήκος των περιφερειακών στοιχείων και την απόσταση μεταξύ του ενεργού και των παρασιτικών στοιχείων (ακτίνα της διάταξης). Ο γενετικός αλγόριθμος που χρησιμοποιείται στο συγκεκριμένο πρόβλημα είναι δυαδικού τύπου. Ο συνολικός πληθυσμός αποτελείται από 250 γενιές και κάθε γενιά περιλαμβάνει 60 χρωμοσώματα. Στο σχηματισμό κάθε επόμενης γενιάς συμμετέχουν τα δέκα χρωμοσώματα της προηγούμενης με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας (ελιτισμός). Η στρατηγική επιλογής που χρησιμοποιείται είναι η αποδεκάτιση πληθυσμού, ενώ το σχήμα ζευγαρώματος είναι η συνένωση ατόμων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Το σημείο της διασταύρωσης επιλέγεται τυχαία και κάθε χρωμόσωμα χωρίζεται σε επίπεδο γονιδίων. Η πιθανότητα μετάλλαξης είναι ίση με 0.15 [11, 13].

Η αντικειμενική συνάρτηση που χρησιμοποιείται εφεξής είναι ειδικά διαμορφωμένη ώστε να ικανοποιεί τους απαιτητικούς περιορισμούς που θέτει η συγκεκριμένη σχεδίαση. Όπως τονίστηκε προηγουμένως, μόνο το διάγραμμα που σκοπεύει στην κατεύθυνση των 0° χρειάζεται να βελτιστοποιηθεί, λόγω συμμετρίας. Ένα σετ από 360 σημεία χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό του διαγράμματος ακτινοβολίας. Έστω $U(\phi)$ η ένταση της ακτινοβολίας (ορισμένη με γωνιακό βήμα 1°) και U_{\max} η μέγιστη ένταση ακτινοβολίας. Τότε, η αντικειμενική συνάρτηση καθορίζεται από την ακόλουθη διαδικασία :

- Μέσα στον κύριο λοβό, που σχηματίζεται λαμβάνοντας υπόψη 89 σημεία, ο όρος σφάλματος είναι

$$e_1 = \frac{1}{89} \sum_{\phi=-44^\circ}^{44^\circ} \left[\left(\frac{\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2 u \left(0.5 - \frac{U(\phi)}{U_{\max}} \right) \right], \quad (5.1)$$

όπου $u(x)$ είναι η βηματική συνάρτηση

$$u(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}. \quad (5.2)$$

- Στα άκρα του κύριου λοβού η επιθυμητή στάθμη είναι 3 dB κάτω από το μέγιστο κέρδος, συνεπώς ο αντίστοιχος όρος σφάλματος είναι

$$e_2 = \frac{1}{2} \sum_{\phi=\pm 45^\circ} \left(\frac{\frac{U(\phi)}{U_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2. \quad (5.3)$$

- Έξω από τον κύριο λοβό, που σχηματίζεται από 269 σημεία, η σχετική στάθμη πλευρικού λοβού δεν πρέπει να ξεπερνά τα -6 dB. Επομένως, ο σχετικός όρος σφάλματος εκφράζεται

$$e_3 = \frac{1}{269} \sum_{\phi=46^\circ}^{314^\circ} \left[\left(\frac{U(\phi) - 0.25}{U_{\max} - 0.25} \right)^2 u \left(\frac{U(\phi) - 0.25}{U_{\max}} \right) \right]. \quad (5.4)$$

- Για να επιτευχθεί ταυτόχρονα προσαρμογή προς μια γραμμή μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης 75 Ω στο σημείο τροφοδοσίας, ένας επιπλέον όρος σφάλματος υπολογίζεται σαν

$$e_4 = abs \left(\frac{R_{in} - 75}{75} \right)^2 + abs \left(\frac{X_{in}}{75} \right)^2, \quad (5.5)$$

όπου R_{in} και X_{in} αντιπροσωπεύουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου αντίστοιχα.

Έπειτα, το συγκεντρωτικό σφάλμα προκύπτει από την άθροιση όλων των όρων σφάλματος.

Η διαδικασία διεκπεραιώνεται για N διακριτά συχνοτικά σημεία που βρίσκονται στο επιθυμητό διάστημα συχνοτήτων με σκοπό την επίτευξη ευρυζωνικών ιδιοτήτων για την προτεινόμενη FASPA. Το συνολικό συγκεντρωτικό σφάλμα υπολογίζεται από τη

$$err = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^4 e_i(f_n), \quad (5.6)$$

όπου

$$f_n = f_L + (n-1) \frac{f_H - f_L}{N-1} \quad (5.7)$$

είναι συχνοτικά σημεία ομοιόμορφα κατανεμημένα στο διάστημα $[f_L, f_H]$ και $e_i(f_n)$ το i -οστό σχετικό σφάλμα που αναφέρεται στο συχνοτικό σημείο f_n .

Τελικά, η αντικειμενική συνάρτηση δίνεται από τη σχέση

$$OF = \frac{1}{1 + \sqrt{err}}. \quad (5.8)$$

Όπως θα καταδειχθεί στα επόμενα, εφαρμόζοντας τον προτεινόμενο γενετικό αλγόριθμο με τη συγκεκριμένη αντικειμενική συνάρτηση, είναι εφικτή η σχεδίαση και η υλοποίηση δύο στοιχειοκεραιών που θα χαρακτηρίζονται από τις προκαθορισμένες ευρυζωνικές ιδιότητες.

5.1.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα των Κυκλικών στοιχειοκεραιών FASPA για την V UHF μπάντα

Για την πρώτη κεραία, που αντιστοιχεί στο [582 MHz, 710 MHz] συχνοτικό διάστημα, τέθηκε ότι $f_L = 580$ MHz, $f_H = 710$ MHz και $N = 14$. Έστω λ_1 το μήκος κύματος στα 710 MHz. Η ακτίνα αγωγού κάθε στοιχείου είναι ίση με $0.014 \cdot \lambda_1$, ενώ το μήκος του κενού στο ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο είναι $0.0875 \cdot \lambda_1$. Για τη

δεύτερη κεραία, που αντιστοιχεί στο [710 MHz, 862 MHz] συχνοτικό διάστημα, οι αντίστοιχες τιμές ήταν $f_L = 710$ MHz, $f_H = 860$ MHz και $N=16$. Έστω λ_2 το μήκος κύματος στα 860 MHz. Η ακτίνα αγωγού κάθε στοιχείου είναι $0.014 \cdot \lambda_2$, ενώ το διάκενο στο ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο έχει μήκος $0.0875 \cdot \lambda_2$. Στους Πίνακες 5.1 και 5.2 συνοψίζεται το εύρος διακύμανσης κάθε παραμέτρου που συμμετέχει στη διαδικασία βελτιστοποίησης των δύο κεραιών αντίστοιχα. Τα τελικά αποτελέσματα της γενετικής διαδικασίας για κάθε κεραία περιλαμβάνονται επίσης στους Πίνακες 5.1 και 5.2.

Πίνακας 5.1

Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για την πρώτη κεραία που λειτουργεί στο διάστημα [582 MHz, 710 MHz] [1].

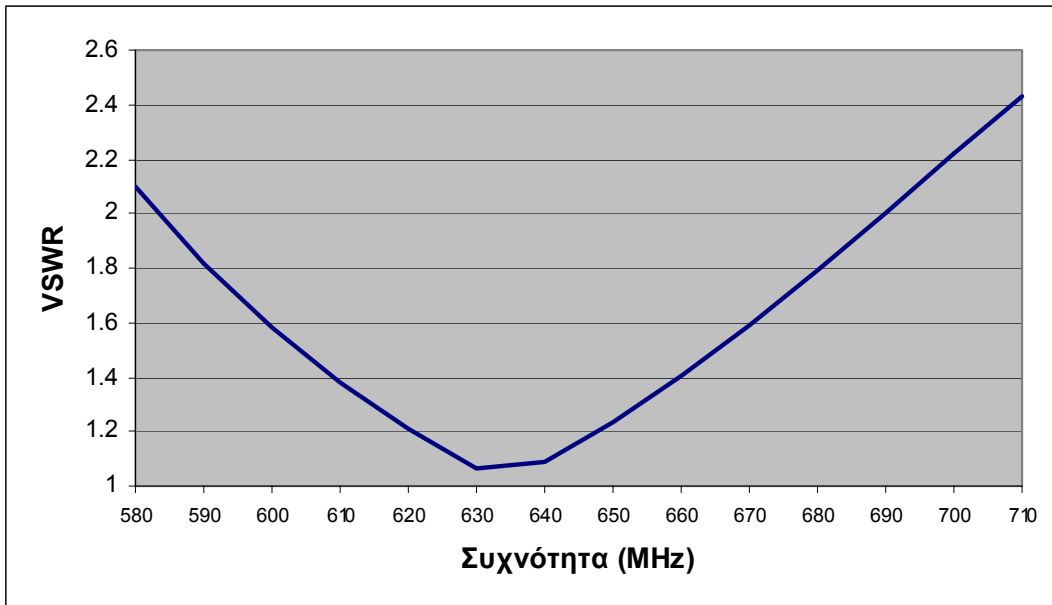
Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α	Αποτελέσματα σε φυσικές διαστάσεις
Μήκος κεντρικού στοιχείου	$0.0875\lambda_1 :$ $1.3125\lambda_1$	$0.0875\lambda_1$	$0.4375\lambda_1$	18.49 cm
Μήκος περιφερειακών στοιχείων	$0.2625\lambda_1 :$ $1.3125\lambda_1$	$0.0875\lambda_1$	$0.7875\lambda_1$	33.27 cm
Απόσταση ενεργού και παρασιτικών στοιχείων	$0.0875\lambda_1 :$ $0.875\lambda_1$	$0.0875\lambda_1$	$0.35\lambda_1$	14.79 cm

Πίνακας 5.2

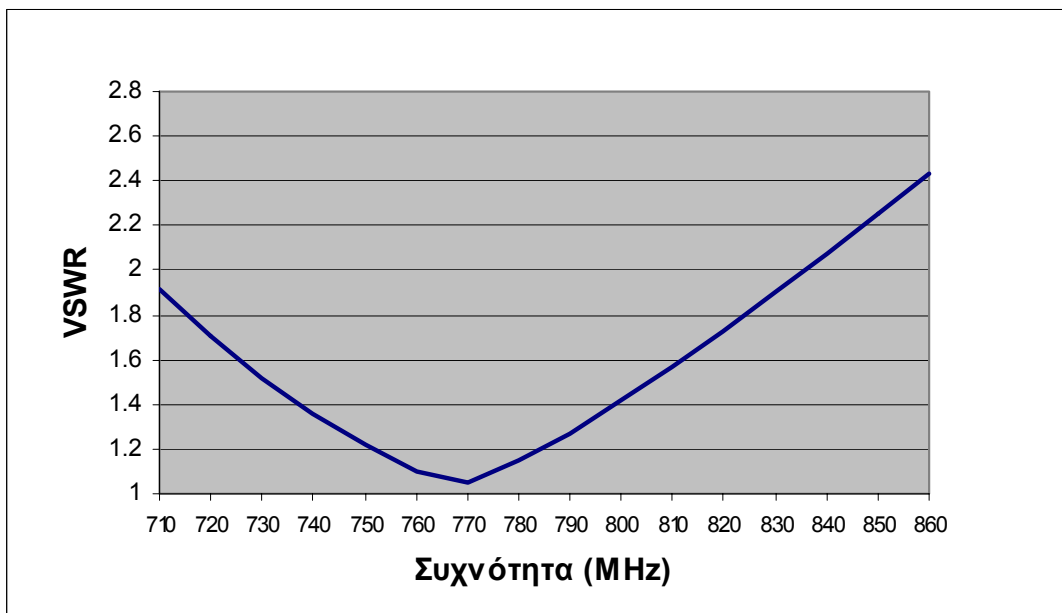
Παράμετροι και αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για τη δεύτερη κεραία που λειτουργεί στο διάστημα [710 MHz, 862 MHz] [1].

Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α	Αποτελέσματα σε φυσικές διαστάσεις
Μήκος κεντρικού στοιχείου	$0.0875\lambda_2 :$ $1.3125\lambda_2$	$0.0875\lambda_2$	$0.4375\lambda_2$	15.26 cm
Μήκος περιφερειακών στοιχείων	$0.2625\lambda_2 :$ $1.3125\lambda_2$	$0.0875\lambda_2$	$0.7875\lambda_2$	27.47 cm
Απόσταση ενεργού και παρασιτικών στοιχείων	$0.0875\lambda_2 :$ $0.875\lambda_2$	$0.0875\lambda_2$	$0.35\lambda_2$	12.21 cm

Όπως δηλώθηκε προηγουμένως, ο σχεδιασμός και βελτιστοποίηση των προτεινόμενων στοιχειοκεραιών μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων διεξάγονται με τη βοήθεια του SNEC πακέτου ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης. Στα επόμενα δύο σχήματα, παρουσιάζεται η διακύμανση του $VSWR$ για τις δύο δομές, λαμβάνοντας υπόψη μια χαρακτηριστική αντίστασης της γραμμής τροφοδοσίας ίση με 75Ω . Καθίσταται προφανές ότι το εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου για κάθε προτεινόμενη κεραία είναι κάτι παραπάνω από ικανοποιητικό.

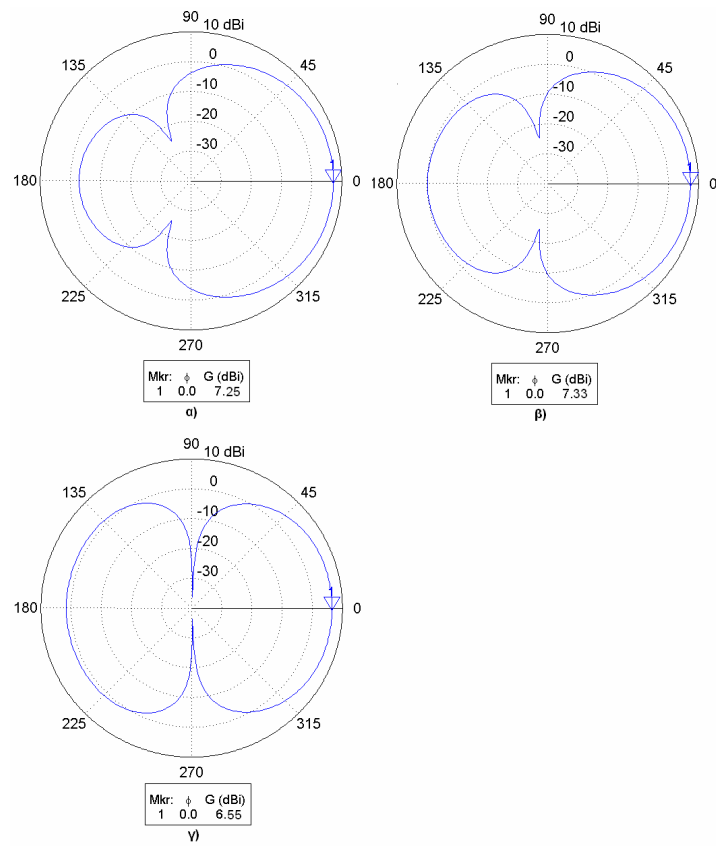


Σχήμα 5.2: Διακύμανση του VSWR της πρώτης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το SNEC.

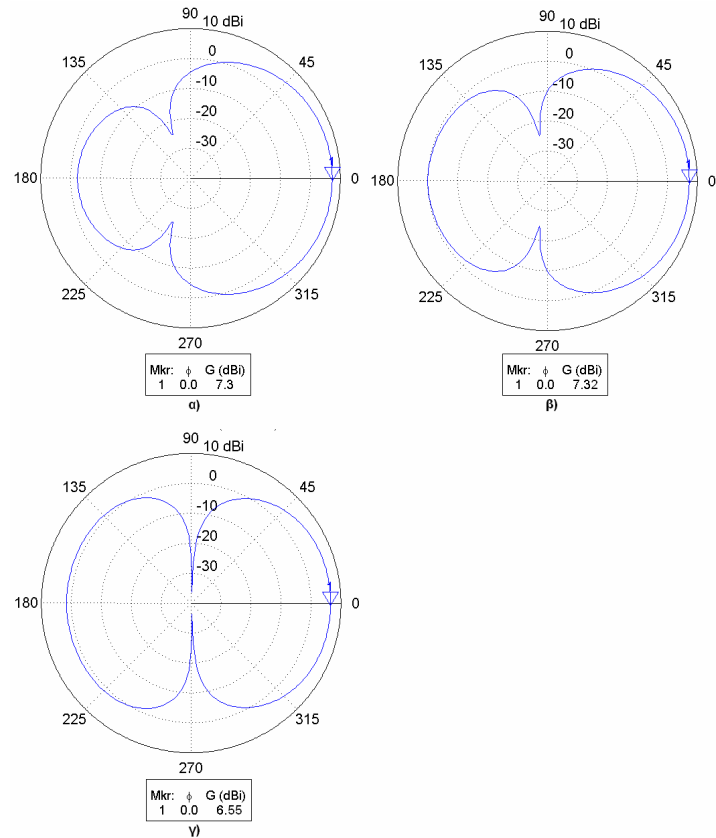


Σχήμα 5.3: Διακύμανση του VSWR της δεύτερης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το SNEC.

Στα επόμενα δύο σχήματα απεικονίζονται τα οριζόντια διαγράμματα ακτινοβολίας μακρινού πεδίου για κάθε κεραία σε διάφορα συχνοτικά σημεία. Παρατίθενται επίσης και οι μέγιστες τιμές των κατευθυντικών κερδών. Για την πρώτη κεραιοδιάταξη επιλέγονται τα 580 MHz, τα 650 MHz και τα 710 MHz. Για τη δεύτερη κεραιοδιάταξη επιλέγονται τα 720 MHz, τα 790 MHz και τα 860 MHz. Μελετώντας τα διαγράμματα, προκύπτει ότι αυτά συμμορφώνονται στις απαιτήσεις της σχεδίασης που καθορίστηκαν στην προηγούμενη ενότητα σε έναν εκτεταμένο βαθμό. Και οι δυο κεραίες παρουσιάζουν αυξημένο εμπρόσθιο κέρδος, οι πλευρικοί λοβοί έχουν σχετικό ύψος κάτω από -6 dB και το εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος και για τα δύο κεραιοσυστήματα κυμαίνεται περίπου από 94° έως 105°.

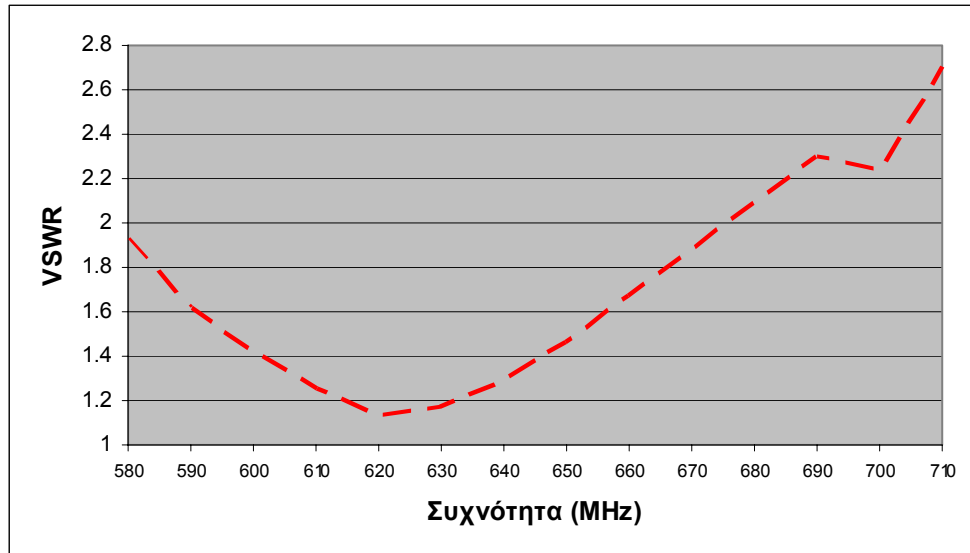


Σχήμα 5.4: Διαγράμματα ακτινοβολίας της πρώτης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 580 MHz β) 650 MHz γ) 710 MHz υπολογισμένα από το SNEC.

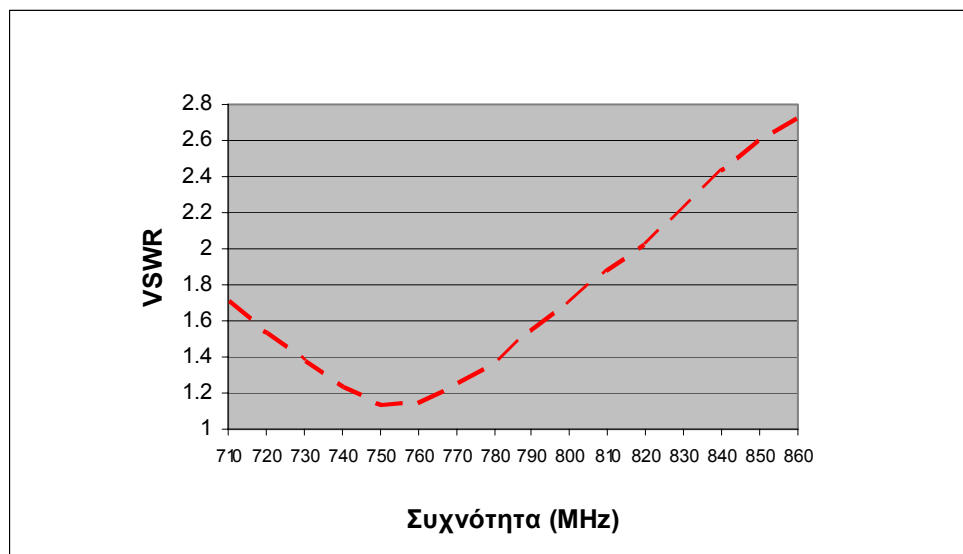


Σχήμα 5.5: Διαγράμματα ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz υπολογισμένα από το SNEC.

Για να επαληθευτεί η εγκυρότητα των αποτελεσμάτων, οι προκύπτουσες κεραίες προσομοιώνονται και με το υπολογιστικό πρόγραμμα HFSS, που βασίζεται στη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων. Στα δύο επόμενα σχήματα παρουσιάζεται η διακύμανση του *VSWR* για τις δύο δομές, όπως υπολογίζεται από το HFSS.

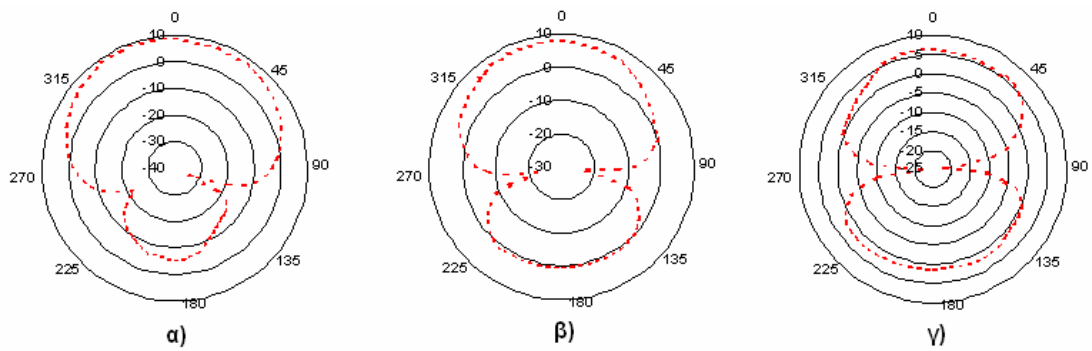


Σχήμα 5.6: Διακύμανση του *VSWR* της πρώτης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το HFSS.

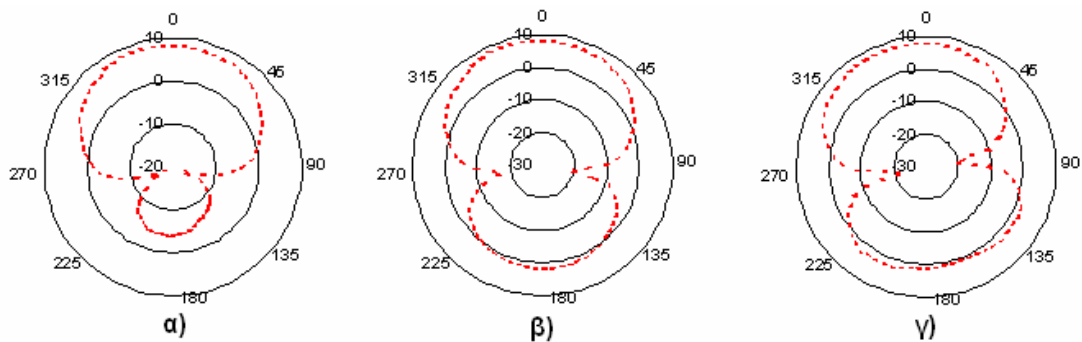


Σχήμα 5.7: Διακύμανση του *VSWR* της δεύτερης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το HFSS.

Στα ακόλουθα δύο σχήματα απεικονίζονται τα οριζόντια διαγράμματα ακτινοβολίας μακρινού πεδίου για κάθε κεραία όπως υπολογίζονται από το HFSS λογισμικό. Μελετώντας τα διαγράμματα, προκύπτει ότι αυτά ικανοποιούν τους σχεδιαστικούς περιορισμούς της προηγούμενης παραγράφου. Το λογισμικό υπολογίζει και για τις δύο κεραίες αυξημένο εμπρόσθιο κέρδος, οπίσθιους λοβούς με σχετικό ύψος της τάξης των -6 dB και το εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος να κυμαίνεται περίπου από 93° έως 107°.

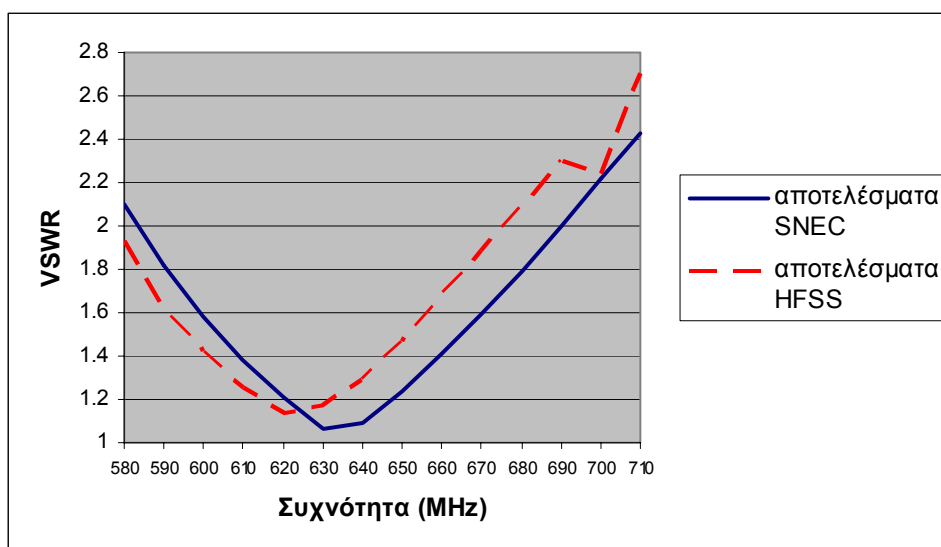


Σχήμα 5.8: Διαγράμματα ακτινοβολίας της πρώτης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 580 MHz β) 650 MHz γ) 710 MHz υπολογισμένα από το HFSS.

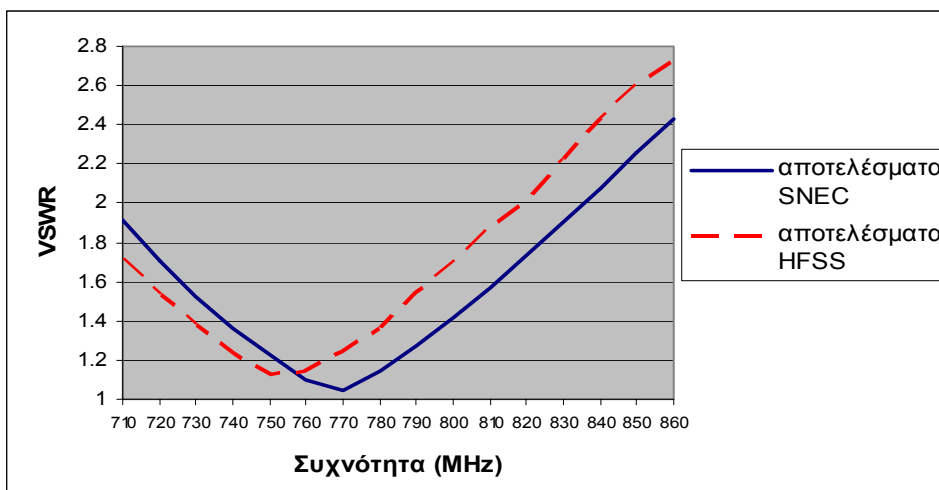


Σχήμα 5.9: Διαγράμματα ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 720 MHz β) 790 MHz γ) 860 MHz υπολογισμένα από το HFSS.

Για να καταδειχθεί η ομοιότητα μεταξύ των αποτελεσμάτων που δίνει το SNEC και το HFSS, εκτίθεται στα δύο επόμενα σχήματα η μεταβολή του λόγου στάσιμου κύματος συναρτήσει της συχνότητας υπολογισμένη και από τα δύο λογισμικά πακέτα.

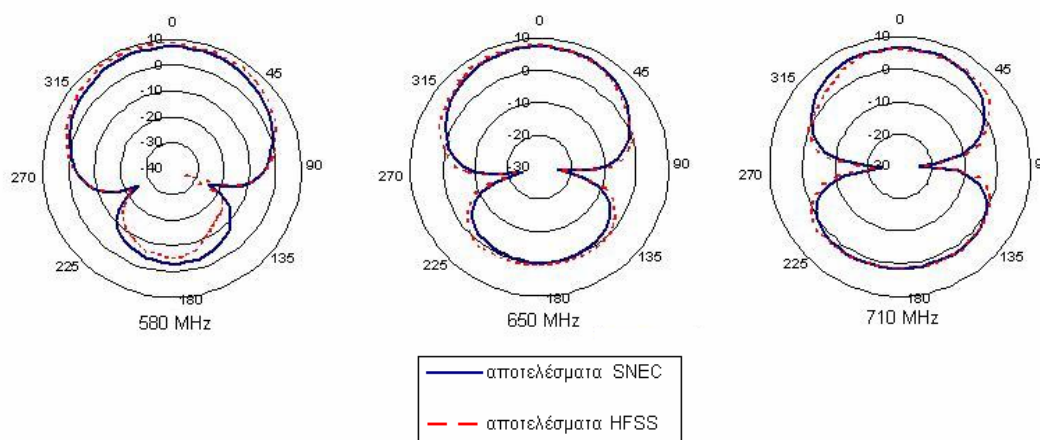


Σχήμα 5.10: Διακύμανση του VSWR της πρώτης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το SNEC και από το HFSS.



Σχήμα 5.11: Διακύμανση του VSWR της δεύτερης προτεινόμενης κεραίας υπολογισμένη από το SNEC και το HFSS.

Στα δύο επόμενα σχήματα σχεδιάζονται από κοινού τα διαγράμματα κατευθυντικού κέρδους στο οριζόντιο επίπεδο όπως προκύπτουν και από τα δύο προγράμματα. Διαπιστώνεται πως η μορφή των διαγραμμάτων που απορρέουν από το SNEC ταυτίζεται σε μεγάλο βαθμό με την αντίστοιχη των HFSS διαγραμμάτων. Περισσότερες πληροφορίες, όπως παρέχονται από τα δύο λογισμικά προγράμματα προσομοίωσης, για τα χαρακτηριστικά των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των δύο κεραίων στο οριζόντιο πίνακα κομίζονται στους Πίνακες 5.3 και 5.4 αντίστοιχα.

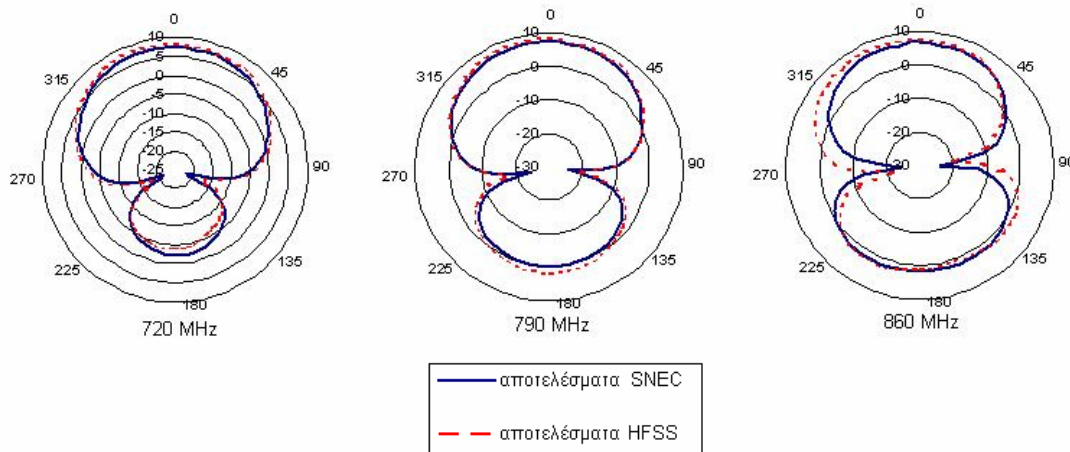


Σχήμα 5.12: Διαγράμματα ακτινοβολίας της πρώτης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα 580 MHz, 650 MHz και 710 MHz υπολογισμένα από το SNEC και το HFSS.

Πίνακας 5.3

Χαρακτηριστικά των προσομοιωθέντων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της πρώτης κεραίας που προορίζεται για το διάστημα [582 MHz, 710 MHz].

Συχνότητα (MHz)	SNEC Διαγράμματα			HFSS Διαγράμματα		
	Μέγιστο κέρδος (dB)	Λόγος Front-to-Back (dB)	Εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος	Μέγιστο κέρδος (dB)	Λόγος Front-to-Back (dB)	Εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος
580	7.25	10.14	105°	8.47	13.58	107°
650	7.33	7.55	98°	7.67	7.09	95°
710	6.55	5	94°	6.17	4.76	93°



Σχήμα 5.13: Διαγράμματα ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα 720 MHz, 790 MHz και 860 MHz υπολογισμένα από το SNEC και το HFSS.

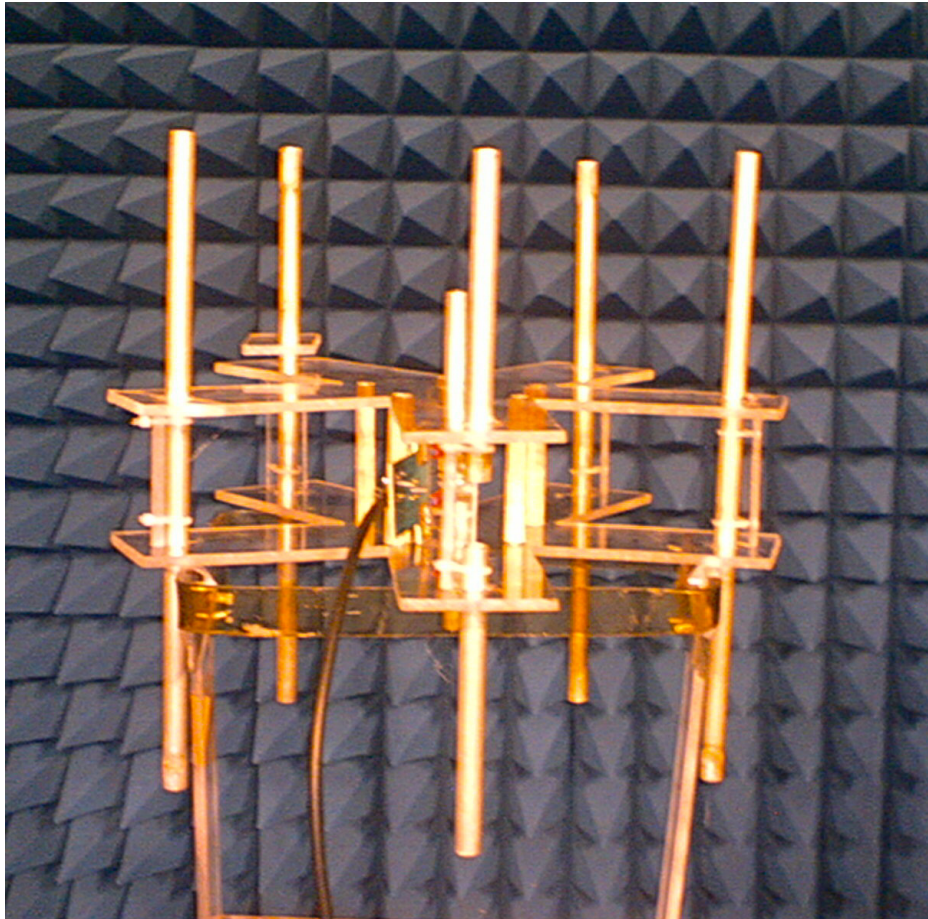
Πίνακας 5.4

Χαρακτηριστικά των προσομοιωθέντων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας που προορίζεται για το διάστημα [710 MHz, 862 MHz].

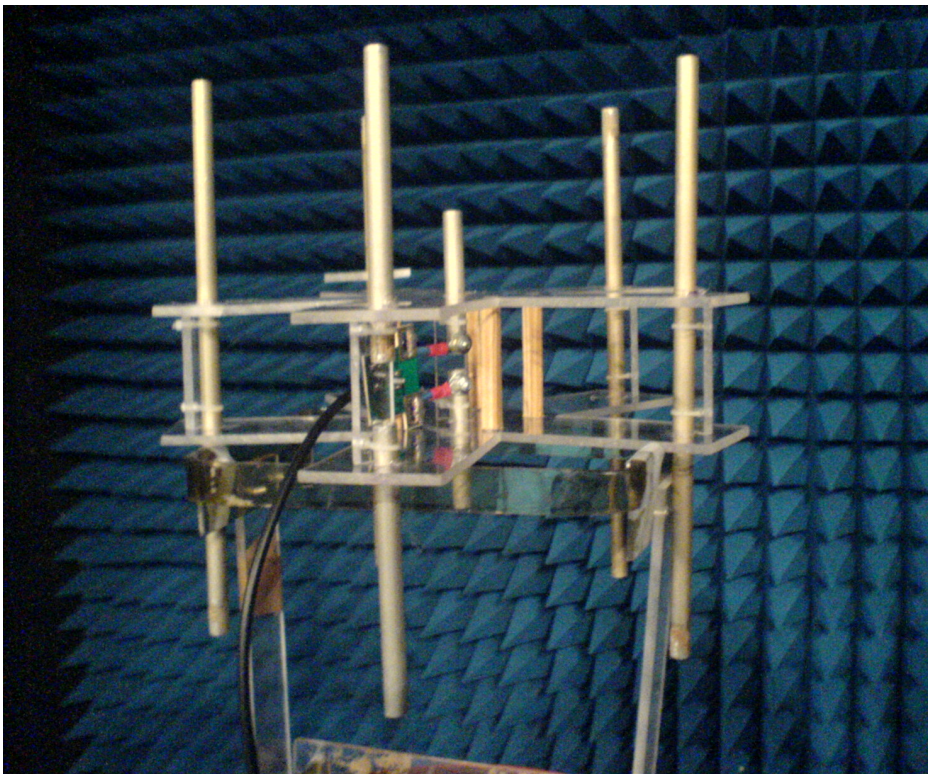
Συχνότητα (MHz)	SNEC Διαγράμματα			HFSS Διαγράμματα		
	Μέγιστο κέρδος (dB)	Λόγος Front-to-Back (dB)	Εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος	Μέγιστο κέρδος (dB)	Λόγος Front-to-Back (dB)	Εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος
720	7.3	9.56	104°	8.18	12.21	105°
790	7.32	7.36	98°	8.06	6.14	98°
860	6.55	5	94°	7.61	6.51	99°

5.1.3 Αποτελέσματα Μετρήσεων των Κυκλικών στοιχειοκεραίων FASPA για την V UHF μπάντα

Για να επαληθευτούν οι ιδιότητες που εμφανίζουν στη λήψη οι προτεινόμενες κεραίες, δύο ξεχωριστά πρωτότυπα που αντιστοιχούν σε ένα από τα πέντε συνολικά κεραιοστιγμιότυπα (καταστάσεις μεταγωγής) που δύνανται να προσφέρουν τα υπό μελέτη κεραιοσυστήματα μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων υλοποιήθηκαν και μετρήθηκαν μέσα στον ανηχοϊκό θάλαμο της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου. Οι κατασκευασμένες κεραίες εκθέτονται στα Σχήματα 5.14 και 5.15, ενώ οι χωρικές τους παράμετροι επεξηγούνται στις τελευταίες στήλες των Πινάκων 5.1 και 5.2. Για την κατασκευή της πρώτης κεραίας (582 MHz-710 MHz), χρησιμοποιήθηκαν στοιχεία που το υλικό τους είναι φτηνός χαλκός. Η ακτίνα αγωγού κάθε στοιχείου είναι 5.9 mm, και το μήκος του διακένου στο ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο είναι 3.70 cm. Σχετικά με τη δεύτερη κεραία (710 MHz-862 MHz), τα στοιχεία αποτελούνται από φτηνό αλουμίνιο, η ακτίνα αγωγού κάθε στοιχείου είναι 4.9 mm και το μήκος του διακένου στο ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο είναι 3.05 cm. Μια γερή και σταθερή υποδομή υποστήριξης φτιαγμένη από υλικό plexiglass χρησιμοποιείται για να διατηρεί σταθερές τις τοποθετήσεις των στοιχείων και στις δύο περιπτώσεις. Οι υλοποιημένες διατάξεις διαθέτουν χαμηλό βάρος (~350 gr.) και περιορισμένη οριζόντια έκταση (σημειωτέον, 14.79 cm η ακτίνα της πρώτης και 12.21 cm η ακτίνα της δεύτερης) και επομένως είναι κατάλληλες για σταθερές και φορητές (εσωτερικών και εξωτερικών χώρων) εφαρμογές λήψης DVB-T σήματος.



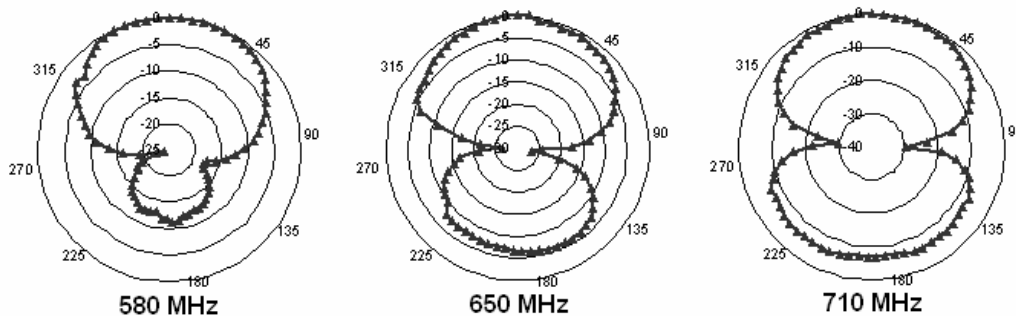
Σχήμα 5.14: Πρωτότυπο της πρώτης προτεινόμενης στοιχειοκεραίας μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων για τα 582 MHz-710 MHz στον ανηχοϊκό θάλαμο.



Σχήμα 5.15: Πρωτότυπο της δεύτερης προτεινόμενης στοιχειοκεραίας μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων για τα 710 MHz-862 MHz στον ανηχοϊκό θάλαμο.

Δύο σετ μετρήσεων διαγραμμάτων ακτινοβολίας λαμβάνονται, ένα για κάθε υλοποιημένο πρωτότυπο. Οι κατασκευασμένες κεραιές χρησιμοποιούνται σαν δέκτες, ενώ η πιστοποιημένη CBL6141A bilog κεραιά από την Schaffner-Chase EMC Limited χρησιμοποιείται σαν πομπός. Για την πρώτη διαδικασία μέτρησης, ένας διανυσματικός αναλυτής δικτύου Hewlett-Packard 8714C χρησιμοποιείται για την παραγωγή διαδοχικών ημιτονοειδών τόνων μέσα στο [580MHz, 710MHz], ενώ για τη διαδικασία μέτρησης της δεύτερης κεραιάς το αντίστοιχο διάστημα είναι [710MHz, 860MHz]. Και στις δύο περιπτώσεις χρησιμοποιείται ένα βήμα μεταξύ των φερόντων ίσο με 10MHz. Επιπλέον, η θύρα λήψης του ίδιου διανυσματικού αναλυτή δικτύου χρησιμοποιείται για να μετρήσει τη στάθμη του σήματος στην έξοδο της κάθε κεραιάς δέκτη. Ακόμα, μια περιστρεφόμενη τράπεζα του τύπου DAMS-5000 από το σύστημα μετρήσεων κεραιών Diamond χρησιμοποιείται για την περιστροφή της κεραιάς δέκτη για να αποκομιστούν ακριβέστερα αποτελέσματα.

Τα μετρηθέντα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο των δύο κεραιών παρουσιάζονται στα Σχήματα 5.16 και 5.17 αντίστοιχα. Περισσότερες πληροφορίες για τα μετρηθέντα διαγράμματα μπορούν να αναζητηθούν στους Πίνακες 5.5 και 5.6.

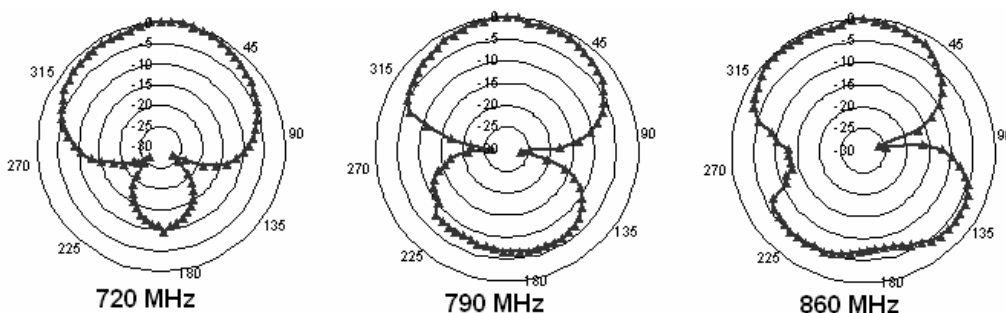


Σχήμα 5.16: Μετρηθέντα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο της πρώτης κεραιάς στα 580 MHz, 650 MHz και 710 MHz.

Πίνακας 5.5

Χαρακτηριστικά των μετρηθέντων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της πρώτης κεραιάς που προορίζεται για το διάστημα [582MHz, 710 MHz].

Συχνότητα (MHz)	Μετρηθέντα Διαγράμματα της πρώτης κεραιάς	
	Λόγος Front-to-Back	Εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος
580	11.33	107°
650	6.63	95°
710	6.96	93°



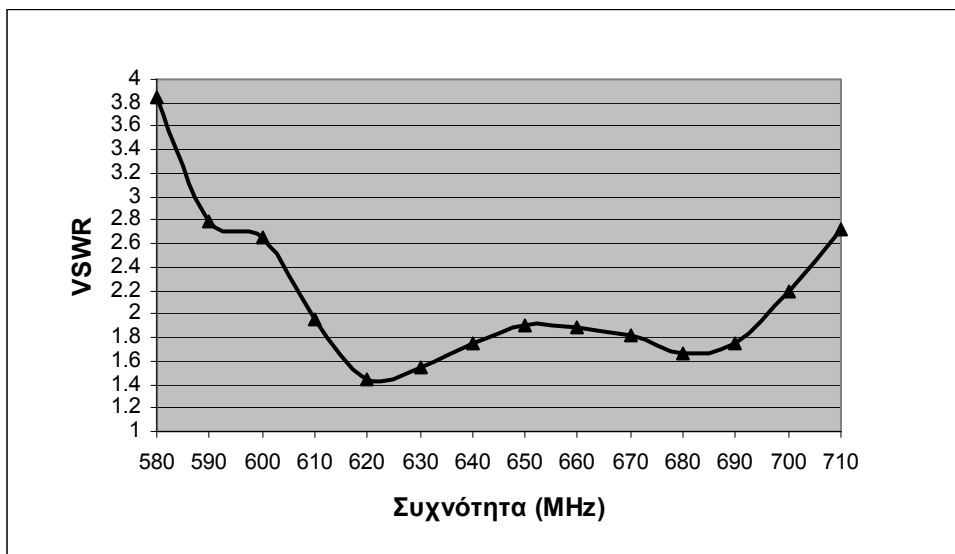
Σχήμα 5.17: Μετρηθέντα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο της δεύτερης κεραιάς στα 720 MHz, 790 MHz και 860 MHz.

Πίνακας 5.6

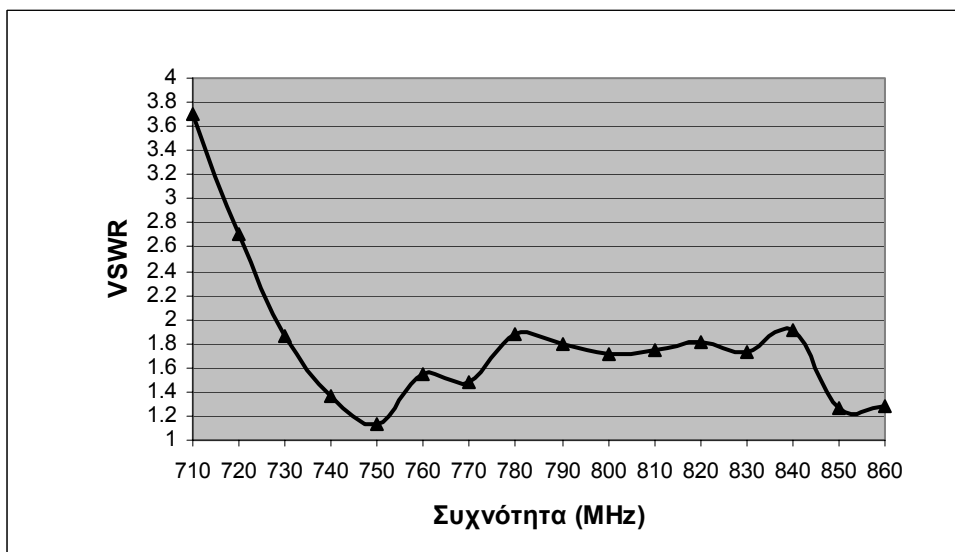
Χαρακτηριστικά των μετρηθέντων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της δεύτερης κεραίας που προορίζεται για το διάστημα [710MHz, 862 MHz].

Συχνότητα (MHz)	Μετρηθέντα Διαγράμματα της δεύτερης κεραίας	
	Λόγος Front-to-Back	Εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος
720	10	105°
790	6.63	97°
860	7.33	98°

Η μεταβολή του *VSWR* για τις δύο κεραίες σχεδιάζεται στα δύο επόμενα σχήματα, όπου λαμβάνεται υπόψη μια γραμμή τροφοδοσίας με χαρακτηριστική αντίσταση 75 Ω. Το αξιοπρόσεκτο είναι ότι η τιμή του διατηρείται κάτω από 2 σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων, αντιστοιχώντας έτσι σε συντελεστή ανάκλασης μικρότερο από -10 dB.

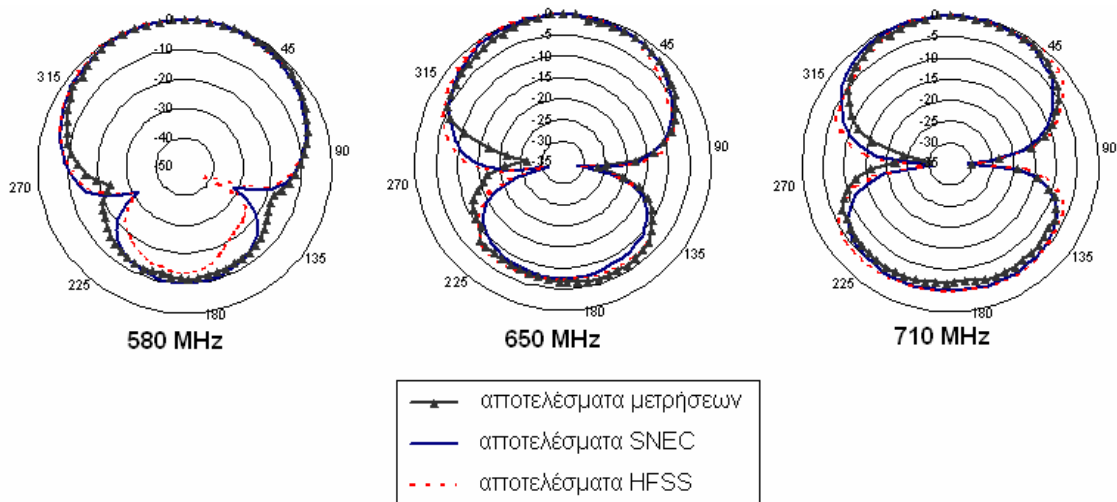


Σχήμα 5.18: Μετρούμενος VSWR της πρώτης κεραίας.

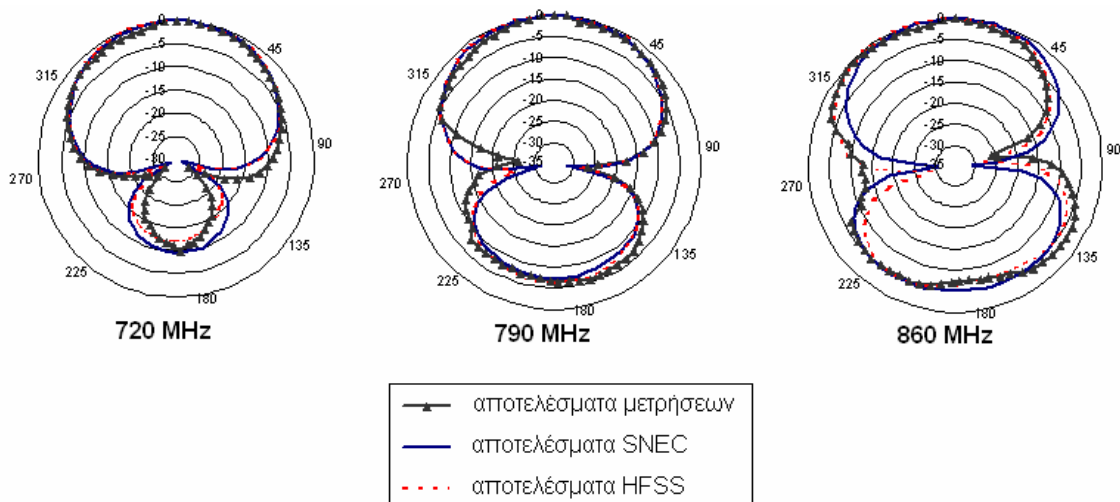


Σχήμα 5.19: Μετρούμενος VSWR της δεύτερης κεραίας.

Τα κανονικοποιημένα προσομοιωμένα και μετρηθέντα διαγράμματα ακτινοβολίας των δύο κεραιών παρουσιάζονται από κοινού στα δύο ακόλουθα σχήματα. Από αυτά συμπεραίνεται πως τα προσομοιωμένα και μετρηθέντα διαγράμματα συμπίπτουν μεταξύ τους σε πολύ μεγάλη έκταση και για όλα τα συχνοτικά σημεία. Το αξιοσημείωτο είναι ότι το λειτουργικό εύρος δέσμης διατηρείται και στις δύο κεραιές. Επιπροσθέτως, στα 710 MHz και 860 MHz οι υλοποιημένες διατάξεις επιδεικνύουν προσαυξημένους λόγους front-to back. Όμως, σε μερικές περιπτώσεις τα μετρηθέντα διαγράμματα δείχνουν διαφορετικό επίπεδο πλευρικών λοβών σε σύγκριση με αυτά της προσομοίωσης. Αυτές οι μικρές αποκλίσεις μπορεί να απορρέουν από κάποιες μη ιδανικές συνθήκες, όπως σκέδαση στην περιστρεφόμενη τράπεζα, τα καλώδια και τη βάση από plexiglass, όπως και από μη προβλέψιμη αλληλεπίδραση (coupling) μεταξύ των στοιχείων.



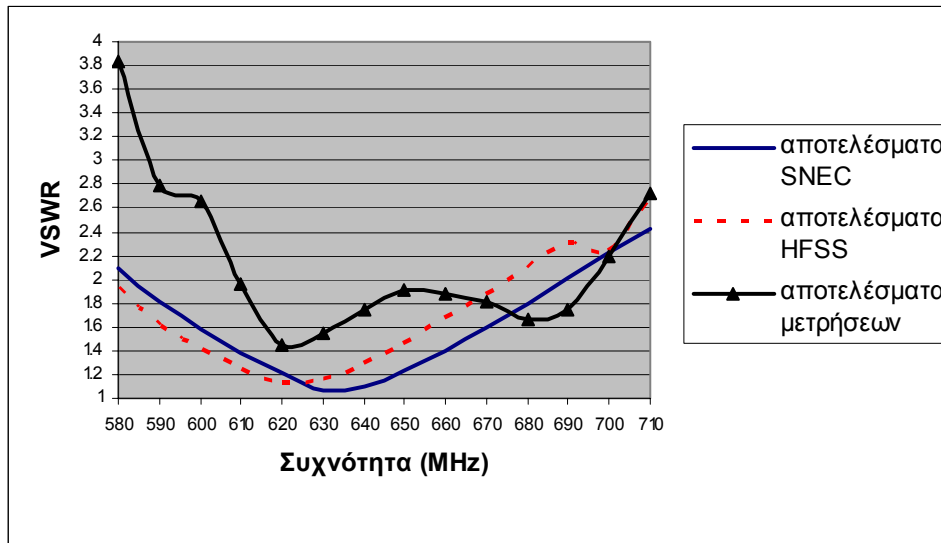
Σχήμα 5.20: Μετρηθέντα και προσομοιωμένα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο της πρώτης κεραιάς στα 580 MHz, 650 MHz και 710 MHz.



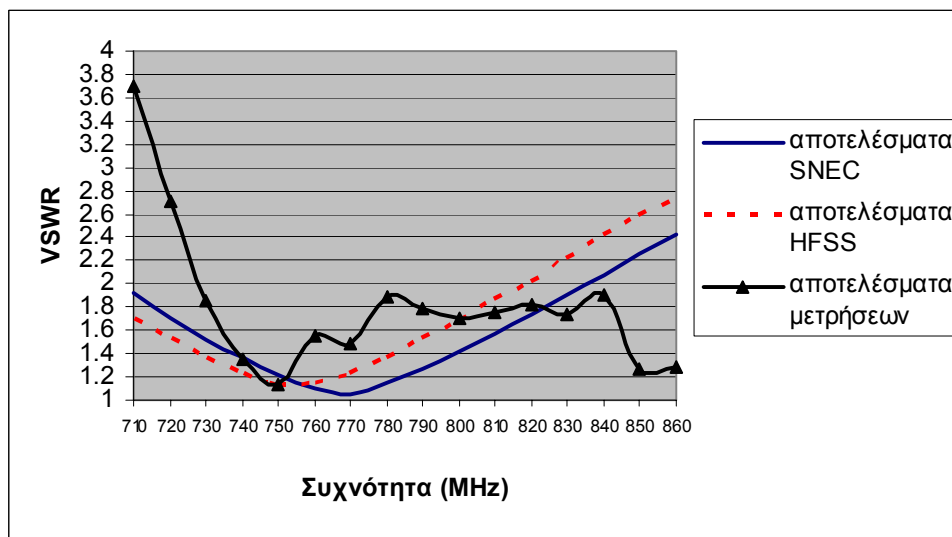
Σχήμα 5.21: Μετρηθέντα και προσομοιωμένα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο της δεύτερης κεραιάς στα 720 MHz, 790 MHz και 860 MHz.

Στα δύο επόμενα σχήματα παρουσιάζονται μαζί οι τιμές των μετρήσεων και των προσομοιώσεων του λόγου στάσιμου κύματος για κάθε κεραιά. Στα ανώτερα

συχνοτικά σημεία μάλιστα οι μετρήσεις δίνουν σημαντικά χαμηλότερο λόγο στάσιμου κύματος.



Σχήμα 5.22: Μετρούμενος και προσομοιωμένος VSWR της πρώτης κεραίας.



Σχήμα 5.23: Μετρούμενος και προσομοιωμένος VSWR της δεύτερης κεραίας.

Συμπερασματικά, μπορεί να ειπωθεί πως οι δύο προτεινόμενες FASPA είναι ευρυζωνικές και από κοινού καλύπτουν εξαιρετικά τη V UHF συχνοτική ζώνη Λόγω των χαρακτηριστικών τους και του περιορισμένου γεωμετρικού προφίλ που εμφανίζουν, μπορούν κάλλιστα να αξιοποιηθούν σε σταθερές και φορητές εφαρμογές DVB-T. Η χρησιμότητα τους έγκειται στο γεγονός ότι προσφέρουν τη δυνατότητα επιλογής του λοβού εκείνου που μεταφέρει τη μέγιστη ισχύ εξόδου, καθιστώντας εφικτή την αντιμετώπιση ενός περιβάλλοντος διαλείψεων που εξαρτάται από το χρόνο ή από το κανάλι. Επίσης, εμφανίζουν κατευθυντικές ιδιότητες, ακριβώς όπως μια συμβατική κατευθυντική κεραία, με το ισχυρό όμως πλεονέκτημα της δυνατότητας μετάβασης από λοβό σε λοβό.

5.2 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 5^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] S. C. Panagiotou, T. D. Dimousios, S. A. Mitilineos and C. N. Capsalis “Broadband Switched Parasitic Arrays for Portable DVB-T Receiver Applications at the V UHF Band”, υπό έκδοση στο *IEEE Antennas and Propagation Magazine*.
- [2] D. V. Thiel and S. Smith, *Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications*, Artech House, Boston, USA, 2002.
- [3] S. L. Preston, D. V. Thiel, J.W. Lu, S. G. O’keefe, and T. S. Bird, “Electronic beam steering using switched parasitic patch elements,” *Electronics Letters.*, vol. 33, no. 1, pp. 7–8, Janury 1997.
- [4] R. Milne, “A Small Adaptive Array Antenna for Mobile Communications,” *IEEE APS International Symposium Digest*, pp. 797-800, 1985.
- [5] R. Vaughan, “Switched Parasitic Elements for Antenna Diversity”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 2, pp. 399-405, February 1999.
- [6] R. Schlub, D. V. Thiel, J. W. Lu, and S. G. O’ Keefe, “Dual-band six-element switched parasitic array for smart antenna cellular communications systems,” *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 16, pp. 1342-1343, August 2000.
- [7] W. H. Chen, J. W. Sun, X. Wang, Z. H. Feng, F. L. Chen, Y. Furuya, and A. Kuramoto, “A Novel Planar Switched Parasitic Array Antenna With Steered Conical Pattern,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 6, pp. 1883–1887, June 2007.
- [8] H. Scott and V. F. Fusco, “360° electronically controlled beam scan array,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 1, pp. 333-335, January 2004.
- [9] R. Schlub and D. V. Thiel, “Switched Parasitic Antenna on a Finite Ground Plane With Conductive Sleeve,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 5, pp. 1343-1347, May 2004.
- [10] M. D. Migliore, D. Pinchera, F. Schettino, “A Simple and Robust Adaptive Parasitic Antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 10, pp. 3262-3272, October 2005.
- [11] SuperNec v. 2.4 Reference Manuals.
- [12] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*. John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- [13] B. Orchard, *Optimizing Algorithms for Antenna Design*. MSc Dissertation, University of the Witwatersrand, 2002.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

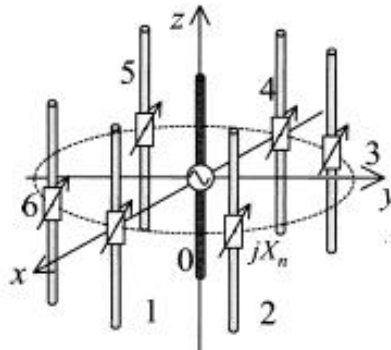
ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ESPAR (ELECTRONICALLY STEERABLE PASSIVE ARRAY RADIATOR ANTENNA) ΓΙΑ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗΣ

Ένα νέο είδος ευφυούς κεραίας που ερευνάται αναλυτικά τα τελευταία χρόνια είναι η Electronically Steerable Passive Array Radiator Antenna (ESPAR) [1-3]. Μια ενδεικτική αναφορά για αυτού του είδους την κεραία έγινε ήδη στο Κεφάλαιο 2. Σημειώνεται ότι ο όρος παρασιτικό στοιχείο (parasitic element) χρησιμοποιείται για να περιγράψει ένα βραχυκυκλωμένο ή ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο, ενώ ο όρος παθητικό (passive element) για να περιγράψει ένα στοιχείο το οποίο δεν είναι συνδεδεμένο με ενεργά κυκλώματα λήψης. Παρόμοια, γίνεται και μια διάκριση μεταξύ των κεραίων ESPAR και των κεραίων SPA (Switched Parasitic Arrays). Οι μεν πρώτες, πέραν κάποιων ενεργών στοιχείων (συνήθως ενός), αποτελούνται από παθητικά στοιχεία τερματισμένα σε κάποιο φορτίο, ενώ οι δεύτερες αποτελούνται από παρασιτικά βραχυκυκλωμένα ή ανοιχτοκυκλωμένα στοιχεία. Επίσης, οι ESPAR κεραίες έχουν περιορισμένες δυνατότητες προσαρμογής του διαγράμματος ακτινοβολίας τους, ενώ οι SPA είναι αποκλειστικά κεραίες μεταγωγής λοβού. Βέβαια, οι όροι αυτοί αρκετά συχνά χρησιμοποιούνται αδιακρίτως και πολλές φορές οι κεραίες ESPAR αντιμετωπίζονται σαν SPAs.

Οι προσαρμοστικές ευφυείς κεραίες θεωρούνται ιδιαίτερα σημαντικές, αφού έχει αποδειχθεί η ευεργετική τους επίδραση στην επίδοση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Οι κεραίες ESPAR αποτελούν μια σχετικά νέα υποκατηγορία προσαρμοστικών κεραίων. Θεωρούνται μια αρκετά ελκυστική εναλλακτική επιλογή ευφυούς κεραίας, χάρη στον μειωμένο όγκο τους και στο χαμηλότερο κόστος κατασκευής και συντήρησης από ότι οι πλήρως προσαρμοστικές κεραίες. Η μορφοποίηση λοβού (beamforming) στις ESPAR κεραίες επιτυγχάνεται μεταβάλλοντας την φανταστική αντίσταση τερματισμού παθητικών στοιχείων, τα οποία είναι ηλεκτρομαγνητικά συζευγμένα με – το συνήθως - ένα ενεργό στοιχείο [4]. Συγκρινόμενες με τις πλήρως προσαρμοστικές κεραίες, οι οποίες απαιτούν έναν πλήρη πομποδέκτη RF για κάθε ενεργό στοιχείο, είναι φανερό η διαφορά στο κόστος και τη δυσκολία υλοποίησης.

Μια ESPAR κεραία αποτελείται είτε από δίπολα στον ελεύθερο χώρο [2-3] είτε από μονόπολα πάνω από επίπεδο έδαφος [5- 7]. Στο Σχήμα 6.1 απεικονίζεται μια ESPAR κεραία αποτελούμενη από επτά στοιχεία. Το μοναδικό ενεργό στοιχείο βρίσκεται στο κέντρο της διάταξης. Τα παθητικά στοιχεία σχηματίζουν έναν κύκλο γύρω από το ενεργό και τερματίζονται με φανταστικά φορτία. Σε αντιδιαστολή με τα συμβατικά συστήματα έξυπνων κεραίων, κάθε παθητικό στοιχείο αλληλεπιδρά ηλεκτρομαγνητικά με το ενεργό και τα υπόλοιπα παθητικά [1-2]. Αλλάζοντας το φανταστικό φορτίο κάθε στοιχείου, μεταβάλλεται το ηλεκτρικό του μήκος και επομένως αυτό μπορεί να συμπεριφέρεται σαν ανακλαστήρας ή κατευθυντήρας. Με αυτόν τον τρόπο, διαμορφώνεται και ελέγχεται το διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο. Στο [8] παρουσιάζεται ένας γρήγορος αλγόριθμος διαμόρφωσης δέσμης που βασίζεται στη ρύθμιση των φανταστικών φορτίων στα παθητικά στοιχεία. Στα [1], [3, 5- 8] προτείνονται διάφοροι τρόποι υλοποίησης για τα φορτία, όπως η χρήση σταθερών φορτίων, η χρησιμοποίηση διόδων που ελέγχονται από τάση dc ή εναλλακτικά η χρησιμοποίηση ανοιχτοκυκλωμένων και βραχυκυκλωμένων γραμμών

μεταφοράς. Στο [9] αναλύονται διάφορες τοπολογίες της ESPAR κεραίας με βάση αριθμητικές υπολογιστικές μεθόδους, ενώ στα [10- 11] δίνεται έμφαση στα διαγράμματα ακτινοβολίας αυτής της συγκεκριμένης κεραίας.



Σχήμα 6.1: ESPAR επτά στοιχείων [2].

Οι ιδιότητες μορφοποίησης λοβού και προσαρμοζόμενης λειτουργίας των κεραιών ESPAR έχουν πρόσφατα αποτελέσει αντικείμενο εκτεταμένης μελέτης. Στο [12] προτείνεται μια μέθοδος steepest gradient για τον έλεγχο των φορτίων τερματισμού μιας ESPAR κεραίας. Ο προσαρμοζόμενος έλεγχος μιας ESPAR είναι ιδιαίτερα δύσκολος, αφού α) τα σήματα στους ακροδέκτες των παθητικών στοιχείων δεν είναι παρατηρήσιμα, β) ο συντελεστής ρεύματος κάθε στοιχείου δεν είναι ανεξάρτητος από των υπολοίπων και γ) η έξοδος του ενεργού στοιχείου είναι μη γραμμική συνάρτηση των αντιστάσεων τερματισμού των παθητικών. Στο [12] γίνεται χρήση ενός σήματος-πλότου (pilot signal) και μιας τεχνικής βασισμένης στον συντελεστή συσχέτισης του σήματος-πλότου και του σήματος εξόδου της ESPAR, προκειμένου να πραγματοποιηθεί ο προσαρμοστικός έλεγχος της κεραίας. Αντίθετα, στο [13] αντιμετωπίζεται το ίδιο ζήτημα με στοχαστικό τρόπο και με χρήση του MSE (Mean Square Error) μεταξύ του επιθυμητού και του λαμβανόμενου σήματος. Στο [8] χρησιμοποιείται επίσης μια στοχαστική προσέγγιση, αλλά με μια συνάρτηση λάθους που περιλαμβάνει τον συντελεστή συσχέτισης των δύο σημάτων. Η δυνατότητα χωρο-χρονικής επεξεργασίας σημάτων (space-time filtering), για τον προσαρμοστικό έλεγχο της ESPAR κεραίας σε εφαρμογές TDMA και CDMA παρουσιάζεται στο [14]. Η μέθοδος βασίζεται στην χρήση καθυστερημένων εκδοχών του σήματος εξόδου του ενεργού στοιχείου για την αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής (επεξεργασία στο πεδίο του χρόνου), καθώς και στην μορφοποίηση λοβού για την αντιμετώπιση της ενδοκαναλικής παρεμβολής λόγω της παρουσίας πολλών χρηστών (επεξεργασία στο πεδίο του χώρου). Στο [15] το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας κεραίας ESPAR που αποτελείται από μονοπολικά στοιχεία διαμορφώνεται ρυθμίζοντας κατάλληλα τους πυκνωτές μεταβλητής χωρητικότητας με τους οποίους τερματίζονται τα παθητικά στοιχεία. Στο [16] παρουσιάζεται μια μέθοδος μορφοποίησης λοβού μιας μονοπολικής κεραίας ESPAR πάνω από επίπεδη βάση με περίβλημα βασισμένη στην τεχνική των γενετικών αλγορίθμων. Μια κεραία ESPAR τριπλής ζώνης συχνότητας λειτουργίας περιγράφεται στο [17], όπου η μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας και η αντίσταση εισόδου σε κάθε συχνότητα λειτουργίας προκύπτουν από έναν γενετικό αλγόριθμο ο οποίος ρυθμίζει τα μεταβλητά φορτία τα οποία συνδέονται με τα παθητικά στοιχεία.

Οι κεραίες ESPAR έχουν προταθεί επίσης για την υλοποίηση τεχνικών εκτίμησης της γωνίας άφιξης εισερχόμενου σήματος (Direction of Arrival, DoA). Μια

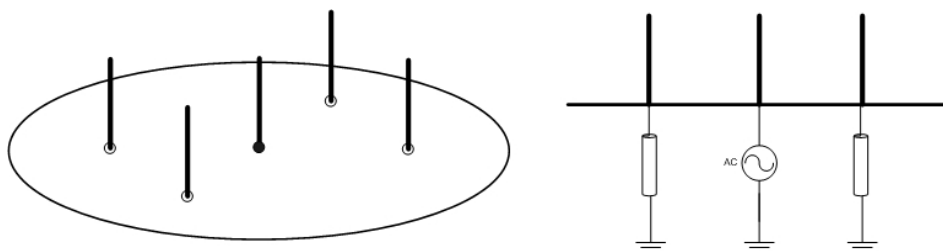
τροποποίηση της μεθόδου MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) αναπτύσσεται στο [18]. Η μέθοδος αυτή αντικαθιστά τα σήματα από διαφορετικά στοιχεία με το σήμα του μοναδικού ενεργού στοιχείου, για διαφορετικές τιμές των φανταστικών αντιστάσεων τερματισμού των παθητικών στοιχείων, προκειμένου να κατασκευαστεί ο πίνακας συσχετίσεων ο οποίος είναι απαραίτητος για την μέθοδο MUSIC. Για τον ίδιο σκοπό, προτείνεται στο [19] η χρήση της συσχέτισης της ισχύος εξόδου μιας ESPAR κεραίας. Τέλος, πρακτικές όψεις της εκτίμησης DoA με ESPAR κεραίες, όπως στην περίπτωση ελέγχου κατεύθυνσης δορυφόρου, ή ενός ρομποτικού συστήματος κίνησης και επιστροφής στην βάση του κ.α. εξετάζονται στο [20].

Στα πλαίσια της βιβλιογραφίας η σχεδίαση των κεραίων ESPAR πραγματοποιείται με αριθμητικές τεχνικές. Στο [5] αναλύεται η επίδραση ενός μεταλλικού κυλινδρικού τοιχώματος (skirt), τοποθετημένου περιμετρικά του επιπέδου γείωσης μιας ESPAR κεραίας αποτελούμενης από μονόπολα, με στόχο την βελτίωση των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας της κεραίας στο οριζόντιο επίπεδο. Στο [6] παρουσιάζεται μια μέθοδος βασισμένη σε γενετικούς αλγορίθμους και την μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, προκειμένου να σχεδιαστεί μια κεραία ESPAR. Στο [7] χρησιμοποιείται η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων προκειμένου να μειωθεί το μέγεθος μιας κεραίας ESPAR. Η τεχνική βασίζεται στον εγκλωβισμό της κεραίας μέσα σε μια διηλεκτρική ράβδο, με κατάλληλα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά και μέγεθος, οπότε ο όγκος της κεραίας μειώνεται κατά 80%, ενώ η επιφάνεια των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων κατά 50%. Στο [21] προτείνεται μια τεχνική τύπου modal expansion, η οποία συγκρίνεται με μια διαδεδομένη τεχνική πεπερασμένων στοιχείων. Στο [22] χρησιμοποιείται ένας συνδυασμός της μεθόδου των ροπών και της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων. Η ιδιαιτερότητα της συγκεκριμένης σχεδίασης έγκειται στην τοποθέτηση των φανταστικών αντιστάσεων τερματισμού μέσα στην κοιλότητα των συνδέσμων SMA των παθητικών στοιχείων. Επίσης, στο [23] παρουσιάζεται μια κεραία ESPAR διπλής ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας, η οποία όμως ουσιαστικά αποτελείται από δύο κεραίες τοποθετημένες στον ίδιο χώρο, ενώ στο [24] προτιμάται η χρησιμοποίηση ομάδων πυκνωτών σταθερής χωρητικότητας αντί για μεταβλητούς πυκνωτές ελεγχόμενους από τάση (varactors).

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται μια προσπάθεια εφαρμογής των ESPAR κεραίων σε συχνότητες μέσα στη UHF ζώνη, ώστε να καταστεί εφικτή η χρησιμοποίηση των κεραίων αυτών σε συστήματα λήψης τηλεοπτικού σήματος και κατά επέκταση σε συστήματα λήψης DVB-T σήματος. Στην Παράγραφο 6.1 αναπτύσσεται μια κεραία ESPAR που αποτελείται από πέντε μονόπολα πάνω από άπειρο και τελείως αγώγιμο έδαφος. Ο σκοπός της σχεδίασης είναι η εξαγωγή μιας κατευθυντικής δέσμης προς μια προκαθορισμένη κατεύθυνση και η προσαρμογή της αντίστασης εισόδου. Κατόπιν, η προκύπτουσα μονοπολική στοιχειοκεραία τοποθετείται πάνω από μια επίπεδη αγώγιμη μεταλλική βάση γείωσης, που μοντελοποιείται σαν αγώγιμο πλέγμα, παρατηρώντας μια μεταβολή στη μέγιστη κατευθυντικότητα. Τέλος, η μονοπολική κεραία τοποθετείται πάνω από μια βάση με αγώγιμο μεταλλικό τοίχωμα, που και αυτό μοντελοποιείται σαν πλέγμα, και γίνονται οι σχετικές συγκρίσεις σχετικά με τη μέγιστη κατευθυντικότητα. Στην Παράγραφο 6.2 παρουσιάζεται μια διπολική κεραία ESPAR επτά στοιχείων, η οποία καταλαμβάνει σχετικά περιορισμένο χώρο. Τερματίζοντας τα παθητικά στοιχεία με τέσσερα διαφορετικά σετ φανταστικών φορτίων είναι δυνατή η εκ περιτροπής ποιοτική εξυπηρέτηση όλης της V UHF συχνοτικής ζώνης. Δηλαδή, κάθε σετ φορτίων εξειδικεύεται για ένα μόνο τμήμα της V UHF μπάντας.

6.1 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΕΡΑΙΑΣ ESPAR ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΤΕΛΕΙΟ ΕΔΑΦΟΣ, ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΗ ΑΓΩΓΙΜΗ ΒΑΣΗ ΚΑΙ ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΒΑΣΗ ΜΕ ΠΕΡΙΒΛΗΜΑ

Στο Σχήμα 6.2 απεικονίζεται μια ESPAR κεραία αποτελούμενη από πέντε μονόπολα πάνω από επίπεδη βάση. Το μοναδικό ενεργό στοιχείο βρίσκεται στο κέντρο της διάταξης. Τα παθητικά στοιχεία σχηματίζουν έναν κύκλο γύρω από το ενεργό και συνδέονται με φανταστικά φορτία. Σε αντιδιαστολή με τα συμβατικά συστήματα έξυπνων κεραιών, κάθε παθητικό στοιχείο αλληλεπιδρά ηλεκτρομαγνητικά με το ενεργό και τα υπόλοιπα παθητικά. Αλλάζοντας το φανταστικό φορτίο κάθε στοιχείου, μεταβάλλεται το ηλεκτρικό του μήκος και επομένως αυτό μπορεί να συμπεριφέρεται σαν ανακλαστήρας ή κατευθυντήρας. Με αυτόν τον τρόπο, διαμορφώνεται και ελέγχεται το διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο.



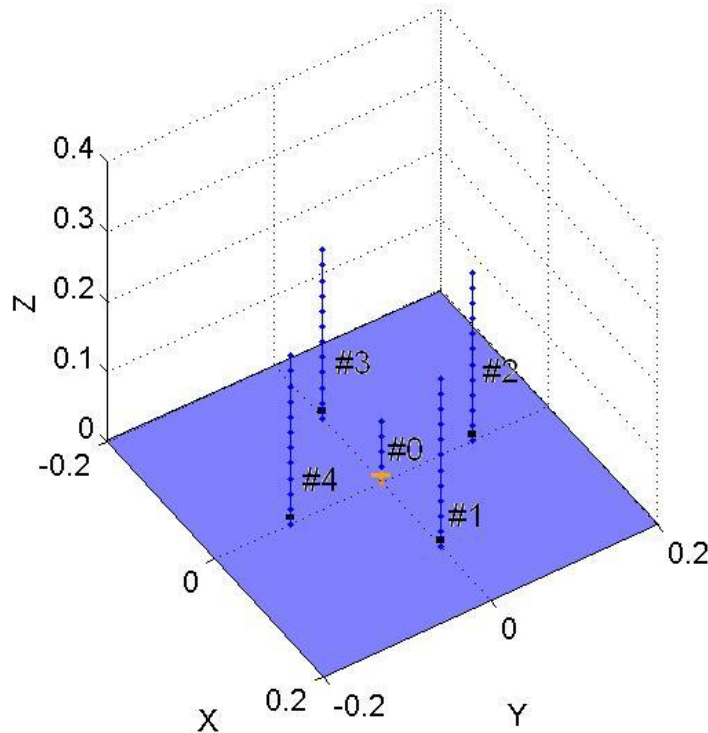
Σχήμα 6.2: Διάταξη μιας ESPAR 5 στοιχείων πάνω από επίπεδη βάση.

Αρχικά, σχεδιάζεται μια κεραία ESPAR που αποτελείται από μονόπολα υπεράνω τέλειου, άπειρου και πλήρως αγωγίμου εδάφους με τη βοήθεια των γενετικών αλγορίθμων. Ο σκοπός της σχεδίασης είναι η εύρεση μιας δομής όπου η μέγιστη κατευθυντικότητα βρίσκεται σε προκαθορισμένη διεύθυνση, το εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος είναι 90° , η σχετική στάθμη πλευρικών λοβών είναι -10 dB και επιτυγχάνεται προσαρμογή σε μια συχνότητα. Οι προηγούμενες απαιτήσεις για το διάγραμμα ακτινοβολίας αφορούν το οριζόντιο επίπεδο. Η προκύπτουσα διάταξη, που θα ισοδυναμεί με μια ESPAR κεραία αποτελούμενη από δίπολα στον ελεύθερο χώρο, θα έχει ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με το μέγιστο λοβό να δείχνει σε συγκεκριμένη κατεύθυνση (στις 0°). Εναλλάσσοντας τα φορτία ανάμεσα στα παθητικά στοιχεία με κυκλικό τρόπο, επιτυγχάνεται η στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας κατά 90° , 180° ή 270° , εξαιτίας της συμμετρίας που παρουσιάζει η κυκλική αυτή στοιχειοκεραία. Έτσι, αυτή η έξυπνη κεραία έχει τη δυνατότητα να προσφέρει τέσσερα διαγράμματα ακτινοβολίας με τους κύριους λοβούς προσανατολισμένους σε όλες τις πιθανές διευθύνσεις κατά διαστήματα 90° από 0° ως 360° .

Επιπλέον, η μονοπολική στοιχειοκεραία που απορρέει από τη διαδικασία της βελτιστοποίησης τοποθετείται πάνω από τετραγωνικό αγωγίμο πλέγμα περιορισμένων διαστάσεων, οπότε και διαπιστώνεται ότι το κέρδος στην οριζόντια διεύθυνση είναι μικρότερο από πριν και μάλιστα δε συμπίπτει με το μέγιστο κέρδος. Το μέγιστο κέρδος δηλαδή εμφανίζεται σε μια γωνία ανύψωσης διαφορετική από 90° . Η κατάσταση διορθώνεται χρησιμοποιώντας ένα αγωγίμο περίβλημα κάτω και γύρω από το προηγούμενο πλέγμα. Η συγκεκριμένη κεραία ESPAR πάνω από τέλειο έδαφος, πάνω από επίπεδο μεταλλικό πλέγμα και πάνω από αγωγίμο πλέγμα καλυμμένο με αγωγίμο περίβλημα περιγράφεται διεξοδικά στο [25].

6.1.1 Διαδικασία Υλοποίησης της ESPAR κεραίας πάνω από τέλειο έδαφος

Η υλοποίηση της προτεινόμενης κεραίας ESPAR απεικονίζεται στο επόμενο σχήμα. Μεταβάλλοντας το μήκος του ενεργού στοιχείου, το μήκος των παθητικών στοιχείων, το φορτίο σε κάθε παθητικό στοιχείο και την ακτίνα της συνολικής διάταξης, προκύπτει η δομή με την ικανοποιητική αντίσταση εισόδου στη συχνότητα λειτουργίας και το επιθυμητό αζιμουθιακό διάγραμμα σε αυτή τη συχνότητα. Η προσομοίωση και ο σχεδιασμός της προαναφερθείσας κεραίας γίνονται με τη βοήθεια του λογισμικού πακέτου ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης SNEC [26, 27]. Για να βρεθεί η κεραία με τις επιθυμητές ιδιότητες, εφαρμόστηκε η τεχνική των Γενετικών Αλγορίθμων και μάλιστα η εκδοχή που είναι ενσωματωμένη στο SNEC.



Σχήμα 6.3: Υλοποίηση μιας κεραίας ESPAR πέντε στοιχείων πάνω από τέλειο έδαφος.

Ο σκοπός της σχεδίασης στο [25] είναι η επίτευξη ενός διαγράμματος ακτινοβολίας με το μέγιστο κέρδος στις 0° , με εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος 90° και σχετική στάθμη πλευρικών λοβών ίση με -10 dB, ενώ παράλληλα ζητείται και ικανοποιητική αντίσταση εισόδου σε μια συχνότητα. Τα εναπομείναντα τρία διαγράμματα, τα οποία θα έχουν το ίδιο σχήμα με τη μόνη διαφορά ότι οι κύριοι λοβοί προσανατολίζονται στις 90° , 180° και 270° αντίστοιχα, προκύπτουν με κυκλική αντιμετάθεση των φορτίων στα παθητικά στοιχεία κατά την αντίστροφη φορά των δεικτών του ρολογιού δεδομένης της συμμετρίας της ESPAR κεραίας. Η αντικειμενική συνάρτηση διαμορφώνεται ως εξής :

- Ένα σετ από 360 σημεία χρησιμοποιείται για να καθορίσει το επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας. Κάθε σημείο $U_{DES}(\phi)$ παριστάνει την επιθυμητή κανονικοποιημένη τιμή του διαγράμματος ακτινοβολίας στη γωνιακή θέση ϕ . Το $U_{DES}(\phi)$ σχηματίζεται με γωνιακό βήμα μιας 1° και το $U(\phi)$ είναι το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας που υπολογίζεται από το λογισμικό. Συνεπώς, ο πρώτος σχετικός όρος σφάλματος υπολογίζεται ως :

$$e_1 = \frac{1}{360} \sum_{\phi=0^{\circ}}^{359^{\circ}} \left(\frac{U_{DES}(\phi) - U(\phi)}{U_{DES}(\phi)} \right)^2. \quad (6.1)$$

- Για να επιτευχθεί ταυτόχρονα προσαρμογή προς μια γραμμή μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης 50 Ω στο σημείο τροφοδοσίας, ένας επιπλέον όρος σφάλματος υπολογίζεται σαν

$$e_2 = \text{abs} \left(\frac{R_{in} - 50}{50} \right)^2 + \text{abs} \left(\frac{X_{in}}{50} \right)^2, \quad (6.2)$$

όπου R_{in} και X_{in} αντιπροσωπεύουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου αντίστοιχα.

Το συνολικό σφάλμα δίνεται από την πρόσθεση των προηγούμενων όρων αφού πολλαπλασιαστεί ο καθένας τους με έναν κατάλληλα επιλεγμένο συντελεστή βαρύτητας :

$$err = w_1 e_1 + w_2 e_2 \quad (6.3)$$

Μετά τον υπολογισμό του συνολικού σφάλματος, η αντικειμενική συνάρτηση δίνεται από τη σχέση

$$OF = \frac{1}{1 + \sqrt{err}}. \quad (6.4)$$

Η συχνότητα της προσομοίωσης τίθεται 715 MHz, που είναι περίπου η κεντρική συχνότητα του UHF καναλιού 51. Η συχνότητα αυτή επιλέγεται ώστε να καταστεί σαφές πως η κεραία μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν δέκτης τηλεοπτικού σήματος. Αν ο σχεδιαστής ενδιαφέρεται για άλλη εφαρμογή, άλλη τιμή για τη συχνότητα πρέπει να επιλεγεί. Έστω λ το μήκος κύματος στα 715 MHz. Στον Πίνακα 6.1 παρουσιάζεται το εύρος μεταβολής κάθε παραμέτρου που συμμετέχει στο γενετικό αλγόριθμο. Αφού οι χωρικές παράμετροι εκφράζονται συναρτήσει μόνο ως προς το λ , οι ηλεκτρικές διαστάσεις της συνολικής διάταξης παραμένουν σταθερές. Η ακτίνα κάθε αγωγού είναι 0.0083 λ .

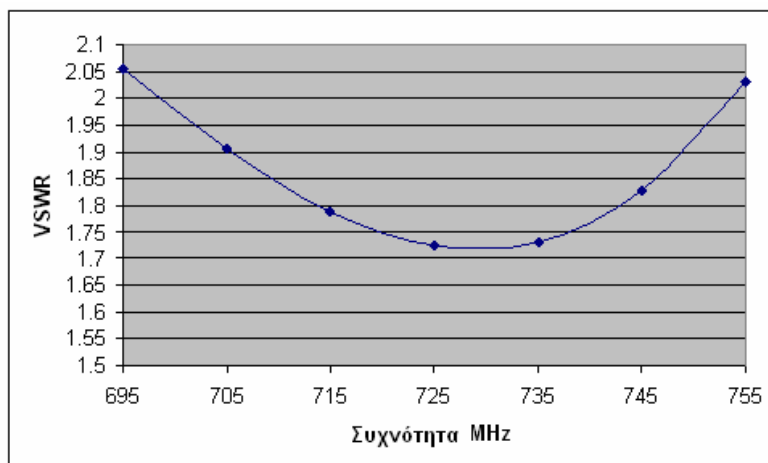
Πίνακας 6.1

Παράμετροι που συμμετέχουν στο γενετικό αλγόριθμο για την ESPAR πέντε στοιχείων πάνω από τέλειο και άπειρο έδαφος.

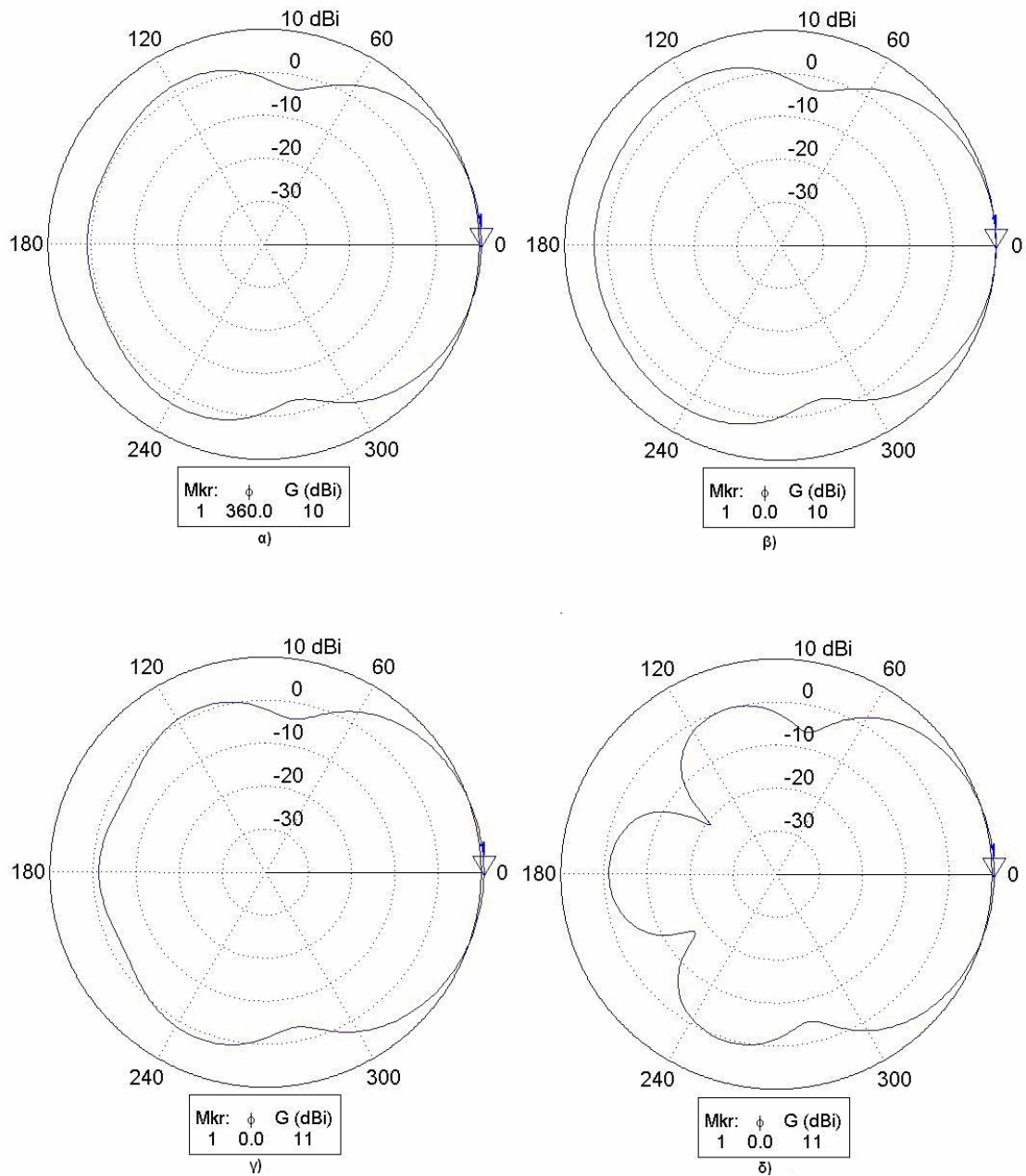
Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α
Μήκος κεντρικού στοιχείου	0.0521 λ : 1.042 λ	0.0521 λ	0.2084 λ
Μήκος περιφερειακών στοιχείων	0.0521 λ : 1.042 λ	0.0521 λ	0.5731 λ
Απόσταση μεταξύ ενεργού και παθητικών στοιχείων	0.0521 λ : 0.521 λ	0.0521 λ	0.2605 λ
Φορτίο στο πρώτο παθητικό στοιχείο	-j*300 Ω : +j*300 Ω	j*0.01 Ω	j*150 Ω
Φορτίο στο δεύτερο παθητικό στοιχείο	-j*300 Ω : +j*300 Ω	j*0.01 Ω	-j*102.84 Ω
Φορτίο στο τρίτο παθητικό στοιχείο	-j*300 Ω : +j*300 Ω	j*0.01 Ω	j*266.9 Ω
Φορτίο στο τέταρτο παθητικό στοιχείο	-j*300 Ω : +j*300 Ω	j*0.01 Ω	-j*150.96 Ω

Ο γενετικός αλγόριθμος που χρησιμοποιείται στο συγκεκριμένο πρόβλημα είναι δυαδικού τύπου. Ο συνολικός πληθυσμός αποτελείται από 250 γενιές και κάθε γενιά περιλαμβάνει 60 χρωμοσώματα. Στο σχηματισμό κάθε επόμενης γενιάς συμμετέχουν τα δέκα χρωμοσώματα της προηγούμενης με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας (ελιτισμός). Η στρατηγική επιλογής που χρησιμοποιείται είναι η αποδεκάτιση πληθυσμού, ενώ το σχήμα ζευγαρώματος είναι η συνένωση ατόμων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Το σημείο της διασταύρωσης επιλέγεται τυχαία και κάθε χρωμόσωμα χωρίζεται σε επίπεδο γονιδίων. Η πιθανότητα μετάλλαξης είναι ίση με 0.15 [26, 28].

Έγιναν αρκετές εκτελέσεις του γενετικού αλγορίθμου για διαφορετικές τιμές των συντελεστών βαρύτητας που ενσωματώνονται στην αντικειμενική συνάρτηση. Τα καλύτερα αποτελέσματα προέκυψαν για $w_1=4.75$ και $w_2=1$. Τα τελικά αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου για κάθε παράμετρο παρουσιάζονται επίσης στον Πίνακα 6.1. Η κανονική λειτουργία της ESPAR αναφορικά με το επιθυμητό εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου θεωρείται ότι επιτυγχάνεται στις συχνότητες όπου ο συντελεστής ανάκλασης στο σημείο τροφοδότησης είναι κάτω - 10 dB, τα οποία αντιστοιχούν σε μέγιστη τιμή λόγου στάσιμου κύματος 2. Η ESPAR κεραία λειτουργεί ικανοποιητικά στα 715 MHz. Η τιμή του *VSWR* είναι 1.7873 σε αυτό το σημείο. Το οριζόντιο διάγραμμα ακτινοβολίας σε αυτή τη συχνότητα ικανοποιεί σε μεγάλο βαθμό τις απαιτήσεις για μέγιστο κέρδος στις 0°, εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος 90° και σχετική στάθμη πλευρικών λοβών -10 dB, όπως μπορεί να διαπιστωθεί από το Σχήμα 6.5. Οι προαναφερθείσες ιδιότητες διατηρούνται επίσης και σε άλλες συχνότητες. Στο Σχήμα 6.4 σχεδιάζεται η μεταβολή του *VSWR* για τη ζώνη συχνοτήτων 695MHz-755MHz και συμπεραίνεται ότι η υπό εξέταση κεραία εμφανίζει ένα λειτουργικό εύρος ζώνης περίπου 60 MHz. Στο Σχήμα 6.5 παρουσιάζονται τα διαγράμματα μακρινού πεδίου για αρκετές συχνότητες μέσα στη συχνοτική ζώνη 695MHz-755MHz. Το σχήμα του διαγράμματος ακτινοβολίας παραμένει σχεδόν σταθερό και όμοιο με το επιθυμητό στις συχνότητες όπου η τιμή του *VSWR* είναι κάτω από 2. Μπορεί λοιπόν να διατυπωθεί πως η προκύπτουσα κεραία εμφανίζει ένα λειτουργικό εύρος ζώνης αναφορικά και με την αντίσταση εισόδου και το διάγραμμα ακτινοβολίας μεγέθους περίπου 60 MHz, που αντιστοιχεί σε ποσοστό 8.28%, αν θεωρηθούν τα 725 MHz σαν κεντρική συχνότητα. Το ποσοστό αυτό έρχεται σε συμφωνία με το αντίστοιχο 8.4 % της ESPAR πάνω από βάση με κυλινδρικό τοίχωμα του [29].



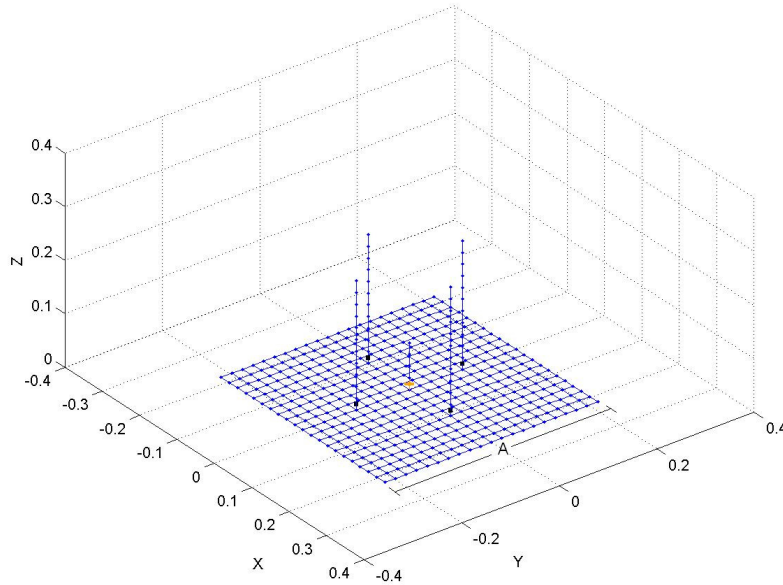
Σχήμα 6.4: Μεταβολή του VSWR στα 695 MHz-755 MHz.



Σχήμα 6.5: Διαγράμματα ακτινοβολίας στα α)715 MHz β)705MHz γ)725 MHz δ)745 MHz.

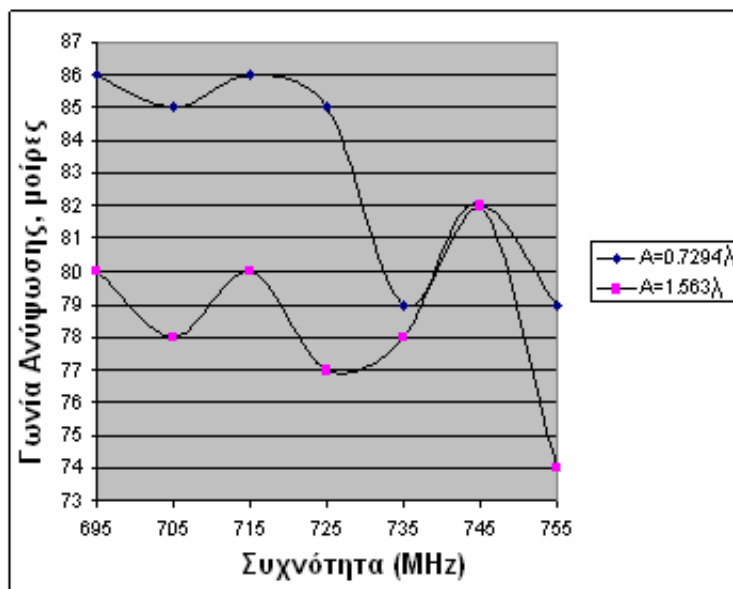
6.1.2 Η ESPAR κεραία υπεράνω αγωγίμου πλέγματος

Επειδή σε πρακτικές εφαρμογές δεν μπορεί να προσεγγιστεί η κατάσταση τέλειου εδάφους, μπορεί εναλλακτικά η κεραία ESPAR να τοποθετηθεί πάνω από μια επίπεδη βάση υψηλής αγωγιμότητας, της οποίας οι διαστάσεις είναι αρκετά μεγαλύτερες από το άνοιγμα της κεραίας. Η μονοπολική κεραία που περιγράφηκε προηγουμένως τοποθετείται πάνω από ένα πεπερασμένο τετραγωνικό πλέγμα με πάχος 0.0166λ . Όπως είναι αναμενόμενο, το οριζόντιο κέρδος είναι πολύ χαμηλότερο από την αντίστοιχη τιμή με το άπειρο τέλειο έδαφος. Ακόμη, η μέγιστη κατευθυντικότητα δε συμπίπτει με το μέγιστο κέρδος στο οριζόντιο επίπεδο. Η μέγιστη κατευθυντικότητα εμφανίζεται σε μια γωνία ανύψωσης διαφορετική από 90° [5]. Η υλοποίηση αυτής της διάταξης στο SNEC φαίνεται στο Σχήμα 6.6.



Σχήμα 6.6: Υλοποίηση μιας κεραίας ESPAR πέντε στοιχείων πάνω από αγώγιμο πλέγμα.

Στο Σχήμα 6.7, σχεδιάζεται η γωνία ανύψωσης της μέγιστης κατευθυντικότητας στη ζώνη 695MHz-755MHz για δύο τυχαίες τιμές των διαστάσεων του πλέγματος. Σημειώνεται ότι το λ εξακολουθεί να είναι το μήκος κύματος στα 715 MHz. Στη μεγαλύτερη διάταξη εμφανίζεται γωνία ανύψωσης αρκετά διαφορετική από τη μικρή διάταξη. Μια πιθανή εξήγηση είναι ότι όσο μεγαλώνει το πλέγμα, αυξάνεται η μέγιστη κατευθυντικότητα και η διαφορά της από το οριζόντιο κέρδος, ενώ για πλέγμα μικρότερου μεγέθους, η μέγιστη κατευθυντικότητα και το μέγιστο οριζόντιο κέρδος σημειώνουν παραπλήσιες τιμές.



Σχήμα 6.7: Γωνία ανύψωσης της μέγιστης κατευθυντικότητας (xz επίπεδο).

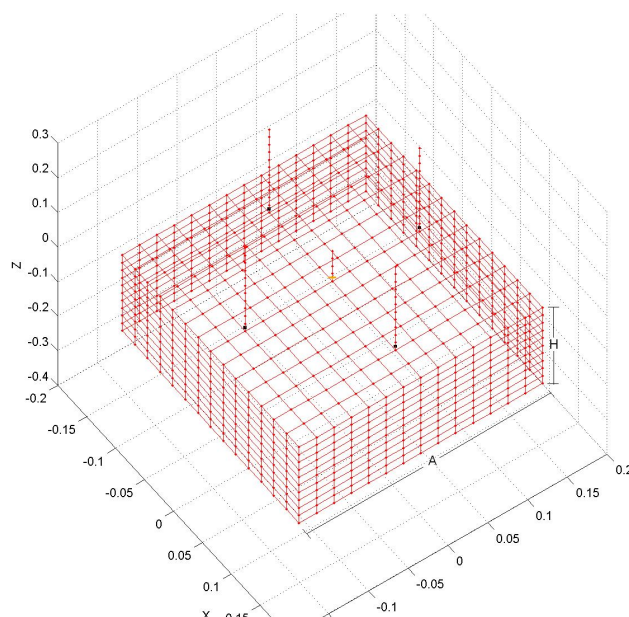
Στον Πίνακα 6.2 παρουσιάζεται το κέρδος στο οριζόντιο επίπεδο προς την κατεύθυνση των 0° της ESPAR πέντε στοιχείων στην περίπτωση του τέλει εδάφους και στις δύο προηγούμενες περιπτώσεις του αγώγιμου πλέγματος. Η μείωση του είναι αισθητή σε σχέση με την περίπτωση του τέλει εδάφους.

Πίνακας 6.2
Οριζόντιο κέρδος στις 0° της ESPAR πέντε στοιχείων υπεράνω τέλειου εδάφους και αγωγίμου πλέγματος

Συχνότητα (MHz)	Οριζόντιο κέρδος στις 0° στην περίπτωση τέλειου εδάφους (dB)	Οριζόντιο κέρδος στις 0° στην περίπτωση αγωγίμου πλέγματος (dB) A=0.7294λ	Οριζόντιο κέρδος στις 0° στην περίπτωση αγωγίμου πλέγματος (dB) A=1.563λ	Οριζόντιο κέρδος στις 0° στην περίπτωση αγωγίμου πλέγματος με το περίβλημα (dB) A=0.7294λ H=1.563λ
705	10	3	3.4	3.8
715	10	3.7	3.8	4.4
725	11	4.1	4.1	5
745	11	4.4	4.3	5.1

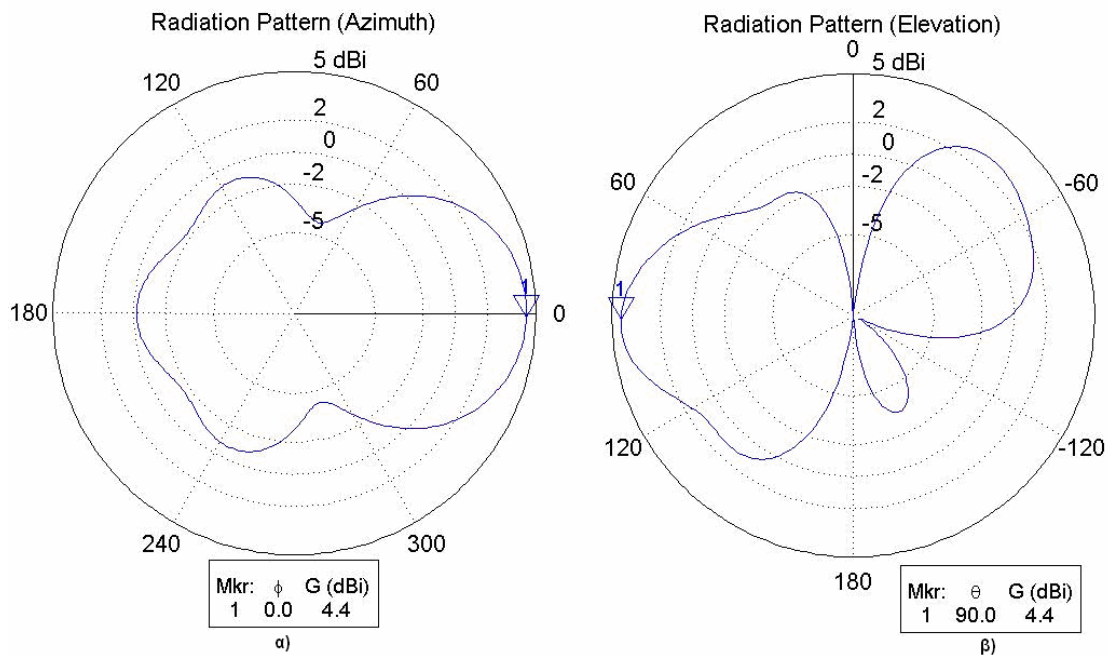
6.1.3 Η ESPAR κεραία υπεράνω αγωγίμου πλέγματος με περίβλημα

Η γωνία ανύψωσης και το οριζόντιο κέρδος μπορούν να βελτιωθούν μέσω της χρησιμοποίησης αγωγίμου περιβλήματος. Η ίδια μονοπολική κεραία τοποθετείται υπεράνω πλέγματος που περικλείεται γύρω και κάτω από ένα περίβλημα με πάχος πάλι 0.0166λ (Σχήμα 6.8). Παρόμοια μελέτη πραγματοποιείται στο [5] για μια ESPAR κεραία και στην Παράγραφο 4.2 και στο [30] για μια SPA. Διάφορες δοκιμές για διαφορετικές τιμές των A και H έλαβαν χώρα για να προκύψει μια διάταξη όπου η μέγιστη κατευθυντικότητα ταυτίζεται με το μέγιστο οριζόντιο κέρδος για τις συχνότητες 695MHz-755MHz. Τα καλύτερα αποτελέσματα προέκυψαν για $A=0.7294\lambda$ και $H=1.563\lambda$ [25]. Αν το ζήτημα ήταν να κρατηθεί η μέγιστη κατευθυντικότητα όμοια με το μέγιστο οριζόντιο κέρδος σε ένα συχνοτικό σημείο, η όλη διάταξη θα ήταν πιο συμπαγής. Εδώ, παρόλο που το μέγεθος δε μπορεί να αγνοηθεί, λαμβάνονται βέλτιστα αποτελέσματα για πολλές συχνότητες. Αφού οι χωρικές διαστάσεις εκφράζονται ως προς λ , η διάταξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μεγαλύτερες συχνότητες (π.χ 2.4 GHz), όπου το φυσικό μέγεθος είναι μικρότερο.



Σχήμα 6.8: Υλοποίηση μιας κεραίας ESPAR πέντε στοιχείων πάνω από αγωγίμο πλέγμα με περίβλημα.

Στην τελευταία στήλη του Πίνακα 6.2, παρουσιάζονται τα μέγιστα κέρδη για τη διάταξη με το περίβλημα (skirt). Συγκριτικά με τις δύο περιπτώσεις με το αγώγιμο πλέγμα, τα οριζόντια κέρδη έχουν βελτιωθεί σημαντικά. Για τη διάταξη με το περίβλημα ο VSWR είναι κάτω από 2 στη ζώνη συχνοτήτων 695 MHz-755 MHz. Στο Σχήμα 6.8 σχεδιάζονται το οριζόντιο διάγραμμα (επίπεδο xy) και το κατακόρυφο διάγραμμα (επίπεδο xz) για τη διάταξη με τη βάση και το περίβλημα στα 715 MHz, όπως υπολογίζονται από το SNEC, όπου διαπιστώνεται πως το μέγιστο κέρδος ακτινοβολίας ταυτίζεται με το μέγιστο κέρδος ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο, ή αλλιώς πως η γωνία ανύψωσης όπου παρατηρείται η μέγιστη κατευθυντικότητα είναι 90° .



Σχήμα 6.9: Διαγράμματα μακρινού πεδίου για τη διάταξη με το περίβλημα α)οριζόντιο διάγραμμα β)κατακόρυφο διάγραμμα.

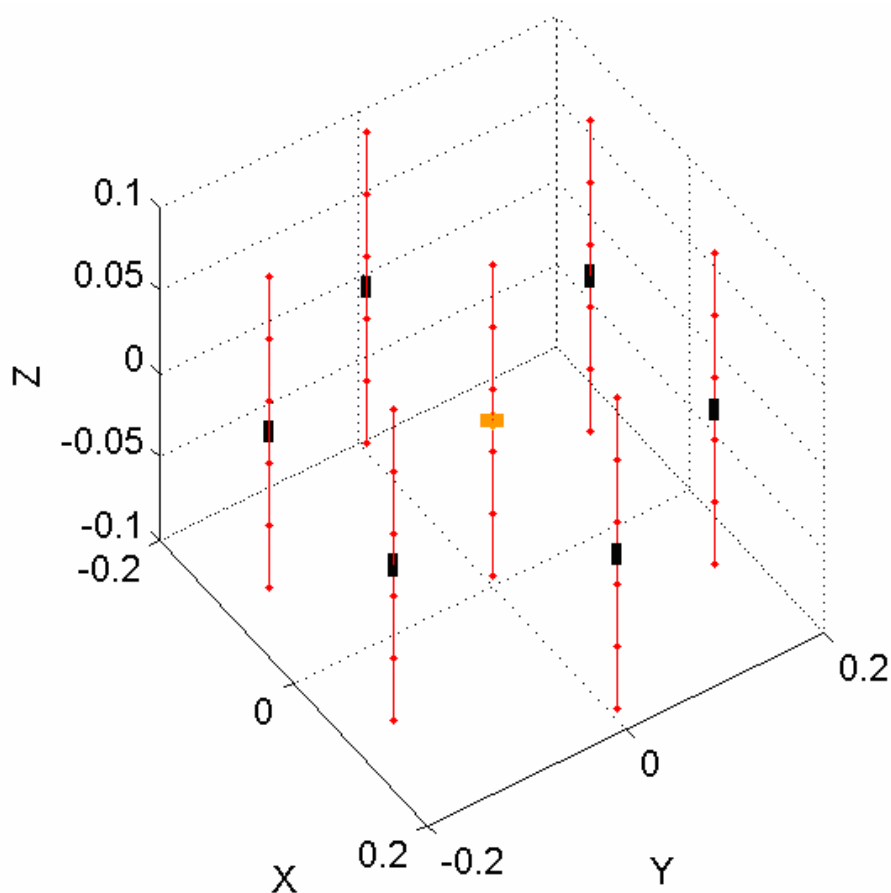
6.2 ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΜΙΑΣ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ ESPAR ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΛΥΨΗ ΤΗΣ V UHF ΖΩΝΗΣ

Σε αυτήν την παράγραφο παρουσιάζεται μια μέθοδος διαμόρφωσης δέσμης χρησιμοποιώντας μια κεραία ESPAR επτά διπολικών στοιχείων, επιτυγχάνοντας παράλληλα ικανοποιητικό εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου. Η υπό εξέταση κεραία αναπτύσσεται στο [31]. Ο σκοπός της σχεδίασης είναι η αποκόμιση έξι κατευθυντικών διαγραμμάτων με τους κύριους λοβούς τους προσανατολισμένους προς όλες τις δυνατές κατευθύνσεις ανά διαστήματα των 60° από 0° ως 360° , τα οποία θα καλύπτουν κατ'εναλλαγήν το οριζόντιο επίπεδο. Επιπλέον, εύρη δέσμης ημίσειας ισχύος μεγέθους 60° και σχετικές στάθμες πλευρικών λοβών όχι πάνω από -6 dB και αρκετό εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου στην V UHF ζώνη απαιτούνται, καθιστώντας τη σχεδίαση πολύ απαιτητική. Για την ικανοποίηση των περιορισμών που τίθενται για τα διαγράμματα ακτινοβολίας, αρκεί η σύνθεση του διαγράμματος με το μέγιστο του προς τις 0° και όλες τις προαναφερθείσες ιδιότητες. Τα υπόλοιπα πέντε διαγράμματα εξάγονται αντιμεταθέτοντας τα φορτία στα παθητικά στοιχεία με κυκλικό τρόπο, λόγω κυλινδρικής συμμετρίας.

Η περιγραφόμενη διαδικασία σχεδίασης επιτελείται με τη χρήση της τεχνικής των γενετικών αλγορίθμων. Το μήκος του κεντρικού στοιχείου, το μήκος των παθητικών στοιχείων και η φανταστική εμπέδηση του κάθε παθητικού στοιχείου, καθώς και η απόσταση μεταξύ του ενεργού και των παθητικών στοιχείων μεταβάλλονται, ώστε να ανακύψει η βέλτιστη κεραιοδιάταξη. Χρησιμοποιείται πάλι το λογισμικό πακέτο ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης SNEC. Έπειτα, η προκύπτουσα κεραία προσομοιώνεται και με το λογισμικό πρόγραμμα HFSS, για να πιστοποιηθεί η εγκυρότητα των αποτελεσμάτων.

6.2.1 Διαδικασία Υλοποίησης της ESPAR κεραίας για την V UHF Ζώνη

Η υλοποίηση της προτεινόμενης κεραίας ESPAR στο SNEC απεικονίζεται στο επόμενο σχήμα. Η προτεινόμενη διάταξη αποτελείται από δίπολα στον ελεύθερο χώρο και για λόγους συμβατότητας με το λογισμικό τα φορτία τερματισμού των παθητικών στοιχείων τοποθετούνται στο κέντρο τους.



Σχήμα 6.10: Υλοποίηση μιας ESPAR κεραίας 7 στοιχείων στο SNEC.

Όπως προειπώθηκε, ο στόχος της συγκεκριμένης σχεδίασης είναι η προσκόμιση ενός διαγράμματος ακτινοβολίας με το μέγιστο κέρδος προς τις 0° , με ένα 3-dB εύρος δέσμης ίσο με 60° και σχετικούς πλευρικούς λοβούς χαμηλότερους από -6 dB, με την παράλληλη διατήρηση ενός λειτουργικού εύρους ζώνης σε όλη τη V UHF ζώνη. Τα υπόλοιπα πέντε διαγράμματα, τα οποία θα έχουν το ίδιο σχήμα με τη μοναδική διαφορά ότι οι κύριοι λοβοί θα σκοπεύουν προς τις 60° , 120° , 180° , 240° και 300° αντίστοιχα, ανακύπτουν όταν οι φανταστικές εμπειδήσεις (επαγωγικές ή χωρητικές αντιστάσεις) των παθητικών στοιχείων εναλλάσσονται με φορά αντίθετη των δεικτών του ρολογιού.

Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις της σχεδίασης, απαιτούνται περισσότερες από μία ομάδες (σετ) φορτίων. Στη συγκεκριμένη διαδικασία σχεδίασης γίνεται χρήση τεσσάρων ομάδων φορτίων φανταστικής εμπέδησης για βέλτιστη απόδοση της κεραίας. Η πρώτη κατάσταση φόρτωσης αφορά το συχνοτικό διάστημα 582 MHz-630 MHz (δηλαδή τα UHF κανάλια 35-40), η δεύτερη το συχνοτικό διάστημα 630 MHz-710 MHz (δηλαδή τα UHF κανάλια 41-50), η τρίτη το συχνοτικό διάστημα 710 MHz-790 MHz (δηλαδή τα UHF κανάλια 51-60) και η τέταρτη το συχνοτικό διάστημα 790 MHz-862 MHz (δηλαδή τα UHF κανάλια 61-69). Είναι βέβαια προφανές ότι οι φυσικές διαστάσεις της κεραίας παραμένουν σταθερές σε όλη την V UHF μπάντα.

Για την εύρεση της βέλτιστης δομής σχετικά με το εύρος ζώνης αντίστασης εισόδου και το προαναφερθέν διάγραμμα ακτινοβολίας χρησιμοποιείται και πάλι η εκδοχή των γενετικών αλγορίθμων που περιλαμβάνονται στο SNEC. Συνολικά, διενεργούνται τέσσερις διαδικασίες βελτιστοποίησης. Η πρώτη διεκπεραιώνεται στα 602 MHz. Μεταβάλλοντας το μήκος του κεντρικού στοιχείου, το μήκος των παθητικών στοιχείων, τη φανταστική εμπέδηση κάθε παθητικού στοιχείου και την ακτίνα της διάταξης, εξάγεται η δομή με ικανοποιητική αντίσταση εισόδου και το επιθυμητό διάγραμμα στο οριζόντιο επίπεδο στο εν λόγω συχνοτικό σημείο, η οποία θα εξυπηρετεί το συχνοτικό διάστημα 582 MHz-630 MHz. Η δεύτερη διαδικασία βελτιστοποίησης εκτελείται στα 650 MHz. Σε αυτήν την περίπτωση, οι παράμετροι του γενετικού αλγορίθμου αποτελούνται μόνο από τα φορτία των παθητικών στοιχείων. Προφανώς, χρησιμοποιούνται οι φυσικές διαστάσεις της κεραίας που απορρέουν από την προηγούμενη διαδικασία βελτιστοποίησης. Η προκύπτουσα δομή καλύπτει το συχνοτικό διάστημα 630 MHz-710 MHz. Ομοίως, η τρίτη διαδικασία βελτιστοποίησης διεκπεραιώνεται στα 742 MHz. Μόνο οι τιμές των φορτίων των παθητικών στοιχείων συμμετέχουν στο γενετικό αλγόριθμο. Η προκύπτουσα δομή αντιστοιχεί στο συχνοτικό διάστημα 710 MHz-790 MHz. Τέλος, η τέταρτη διαδικασία βελτιστοποίησης λαμβάνει χώρα στα 822 MHz. Και πάλι οι παράμετροι του γενετικού αλγορίθμου περιλαμβάνουν μόνο τα φορτία των παθητικών στοιχείων και η προκύπτουσα διάταξη εξυπηρετεί το συχνοτικό διάστημα 790 MHz-862 MHz.

Το μέγεθος του πληθυσμού κάθε γενιάς επιλέγεται να είναι 60 και κάθε γενετικός αλγόριθμος εξελίσσεται για 250 γενιές. Στο σχηματισμό κάθε επόμενης γενιάς συμμετέχουν τα δέκα χρωμοσώματα της προηγούμενης με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας (στρατηγική ελιτισμού). Η στρατηγική επιλογής που χρησιμοποιείται είναι η αποδεκάτιση πληθυσμού, ενώ το σχήμα ζευγαρώματος είναι η συνένωση ατόμων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Το σημείο της διασταύρωσης επιλέγεται τυχαία και κάθε χρωμόσωμα χωρίζεται σε επίπεδο γονιδίων. Η πιθανότητα μετάλλαξης είναι ίση με 0.15 [26, 28].

Η αντικειμενική συνάρτηση που χρησιμοποιείται και στους τέσσερις αλγορίθμους σχηματίζεται έτσι ώστε να ικανοποιήσει τα απαιτητικά κριτήρια της εν λόγω σχεδίασης. Όπως έχει ήδη επισημανθεί, μόνο το διάγραμμα που θα στοχεύει στις 0° χρειάζεται να βελτιστοποιηθεί, λόγω συμμετρίας. Έστω $D(\phi)$ η κατευθυντικότητα στο οριζόντιο επίπεδο (προσδιορισμένη με γωνιακό βήμα 1°) και D_{\max} η μέγιστη κατευθυντικότητα. Τότε, η αντικειμενική συνάρτηση διαμορφώνεται κατά τα ακόλουθα :

- Μέσα στον κύριο λοβό, που σχηματίζεται λαμβάνοντας υπόψη 59 σημεία, ο όρος σφάλματος είναι

$$e_1 = \frac{1}{59} \sum_{\phi=-29^\circ}^{29^\circ} \left[\left(\frac{\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2 u \left(0.5 - \frac{D(\phi)}{D_{\max}} \right) \right]. \quad (6.5)$$

όπου $u(x)$ είναι η βηματική συνάρτηση

$$u(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}. \quad (6.6)$$

- Στα άκρα του κύριου λοβού η επιθυμητή στάθμη είναι 3 dB κάτω από το μέγιστο κέρδος, συνεπώς ο αντίστοιχος όρος σφάλματος είναι

$$e_2 = \frac{1}{2} \sum_{\phi=\pm 30^\circ} \left(\frac{\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.5}{0.5} \right)^2. \quad (6.7)$$

- Έξω από τον κύριο λοβό, που σχηματίζεται από 299 σημεία, η σχετική στάθμη πλευρικού λοβού δεν πρέπει να ξεπερνά τα -6 dB. Επομένως, ο σχετικός όρος σφάλματος εκφράζεται

$$e_3 = \frac{1}{299} \sum_{\phi=31^\circ}^{329^\circ} \left[\left(\frac{\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.25}{0.25} \right)^2 u \left(\frac{D(\phi)}{D_{\max}} - 0.25 \right) \right]. \quad (6.8)$$

- Για να επιτευχθεί ταυτόχρονα προσαρμογή προς μια γραμμή μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης 75 Ω στο σημείο τροφοδότησης σε ένα συχνοτικό σημείο, ένας επιπλέον όρος σφάλματος υπολογίζεται σαν

$$e_4 = \text{abs} \left(\frac{R_{in} - 75}{75} \right)^2 + \text{abs} \left(\frac{X_{in}}{75} \right)^2, \quad (6.9)$$

όπου R_{in} και X_{in} αντιπροσωπεύουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου αντίστοιχα.

Έπειτα, το συγκεντρωτικό σφάλμα προκύπτει αθροίζοντας τους προαναφερθέντες όρους σφάλματος αφού έχει προηγηθεί η εισαγωγή κατάλληλων συντελεστών βαρύτητας w_i ($i=1, 2, 3, 4$).

$$err = \sum_{i=1}^4 w_i e_i. \quad (6.10)$$

Τελικά, η αντικειμενική συνάρτηση δίνεται από τη σχέση

$$OF = \frac{1}{1 + \sqrt{err}}. \quad (6.11)$$

Στους Πίνακες 6.3, 6.4, 6.5 και 6.6 υποδεικνύεται το εύρος της διακύμανσης των παραμέτρων που συμμετέχουν σε κάθε διαδικασία βελτιστοποίησης για την ESPAR κεραία των επτά στοιχείων αντίστοιχα.

Πίνακας 6.3
Παράμετροι και αποτελέσματα της γενετικής διαδικασίας βελτιστοποίησης της ESPAR κεραίας
επτά στοιχείων στα 602 MHz.

Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α
Μήκος κεντρικού στοιχείου	3.738 cm : 63.546 cm	3.738 cm	18.69 cm
Μήκος περιφερειακών στοιχείων	3.738 cm : 63.546 cm	3.738 cm	18.69 cm
Απόσταση μεταξύ ενεργού και παθητικών στοιχείων	3.738 cm : 22.428 cm	3.738 cm	18.69 cm
Φορτίο στο πρώτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*15.3 \Omega$
Φορτίο στο δεύτερο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$-j*123.3 \Omega$
Φορτίο στο τρίτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*78.2 \Omega$
Φορτίο στο τέταρτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*102.8 \Omega$
Φορτίο στο πέμπτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*89.9 \Omega$
Φορτίο στο έκτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$-j*193.2 \Omega$

Πίνακας 6.4
Παράμετροι και αποτελέσματα της γενετικής διαδικασίας βελτιστοποίησης της ESPAR κεραίας
επτά στοιχείων στα 650 MHz.

Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α
Φορτίο στο πρώτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$-j*246.3 \Omega$
Φορτίο στο δεύτερο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*181.8 \Omega$
Φορτίο στο τρίτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*6.9 \Omega$
Φορτίο στο τέταρτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	0 Ω
Φορτίο στο πέμπτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*14.9 \Omega$
Φορτίο στο έκτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*186.5 \Omega$

Πίνακας 6.5
Παράμετροι και αποτελέσματα της γενετικής διαδικασίας βελτιστοποίησης της ESPAR κεραίας
επτά στοιχείων στα 742 MHz.

Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α
------------	-----------------	----------------	-----------------

Φορτίο στο πρώτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*248.7 \Omega$
Φορτίο στο δεύτερο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*187.4 \Omega$
Φορτίο στο τρίτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*17.2 \Omega$
Φορτίο στο τέταρτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*250 \Omega$
Φορτίο στο πέμπτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*7.5 \Omega$
Φορτίο στο έκτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*250 \Omega$

Πίνακας 6.6

Παράμετροι και αποτελέσματα της γενετικής διαδικασίας βελτιστοποίησης της ESPAR κεραίας επτά στοιχείων στα 822 MHz.

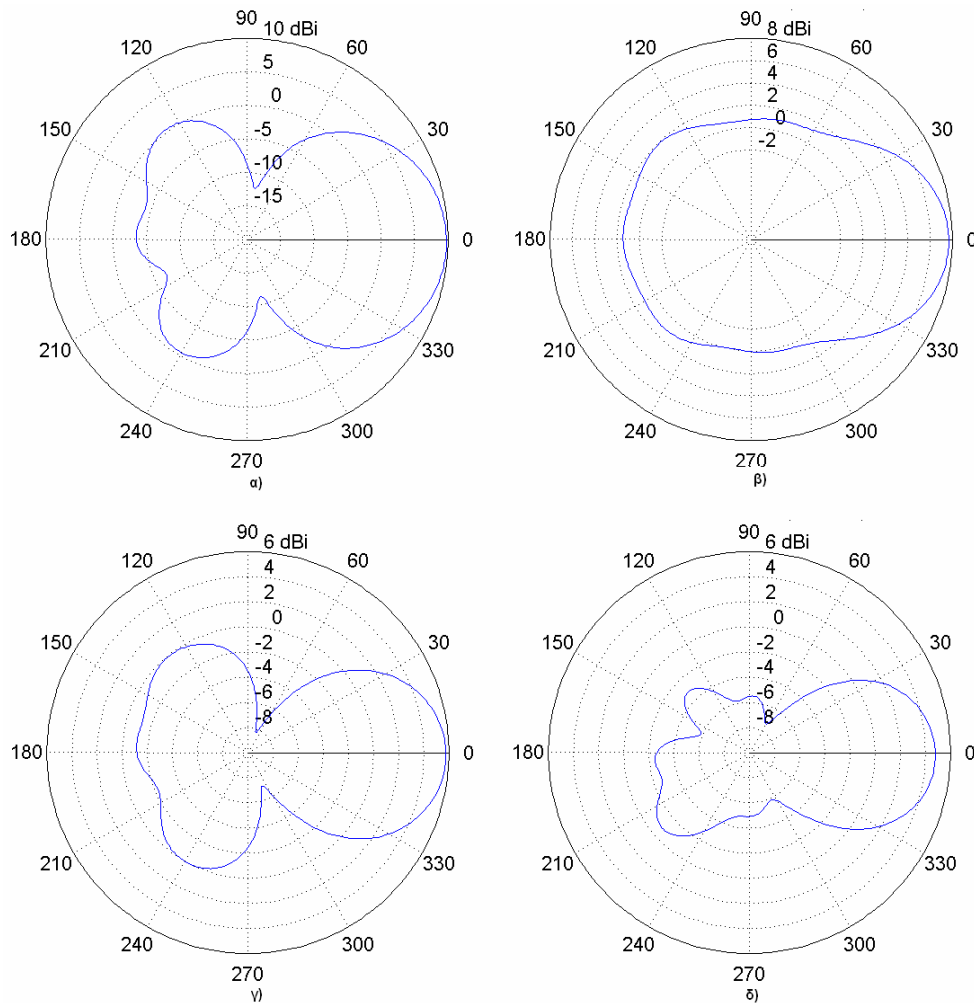
Παράμετρος	Εύρος μεταβολής	Βήμα μεταβολής	Αποτέλεσμα Γ. Α
Φορτίο στο πρώτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*235.6 \Omega$
Φορτίο στο δεύτερο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*171.7 \Omega$
Φορτίο στο τρίτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$-j*31.2 \Omega$
Φορτίο στο τέταρτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*58.6 \Omega$
Φορτίο στο πέμπτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*1.6 \Omega$
Φορτίο στο έκτο παθητικό στοιχείο	$-j*250 \Omega : +j*250 \Omega$	$j*0.1 \Omega$	$+j*109.1 \Omega$

6.2.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα της ESPAR κεραίας για την V UHF Ζώνη

Για να εμφανιστεί η διάταξη που θα ικανοποιεί τους περιορισμούς που αναλύθηκαν στα παραπάνω, έλαβαν χώρα αρκετές εκτελέσεις του γενετικού αλγόριθμου για κάθε διαδικασία βελτιστοποίησης. Σε κάθε εκτέλεση, δοκιμάστηκαν διαφορετικές τιμές για τους συντελεστές βαρύτητας που υπάρχουν στη σχέση (6.10). Τα καλύτερα αποτελέσματα για τη διαδικασία βελτιστοποίησης στα 602 MHz προκύπτουν όταν χρησιμοποιείται η αντικειμενική συνάρτηση με $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = 1$. Τα τελικά αποτελέσματα του αλγορίθμου περιλαμβάνονται στον Πίνακα 6.3. Τα καλύτερα αποτελέσματα για τη διαδικασία βελτιστοποίησης στα 650 MHz προκύπτουν όταν χρησιμοποιείται η αντικειμενική συνάρτηση με $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = 1.5$ και $\omega_4 = 1$. Τα τελικά αποτελέσματα του αλγορίθμου περιλαμβάνονται στον Πίνακα 6.4. Τα καλύτερα αποτελέσματα για τη διαδικασία βελτιστοποίησης στα 742 MHz προκύπτουν όταν χρησιμοποιείται η αντικειμενική

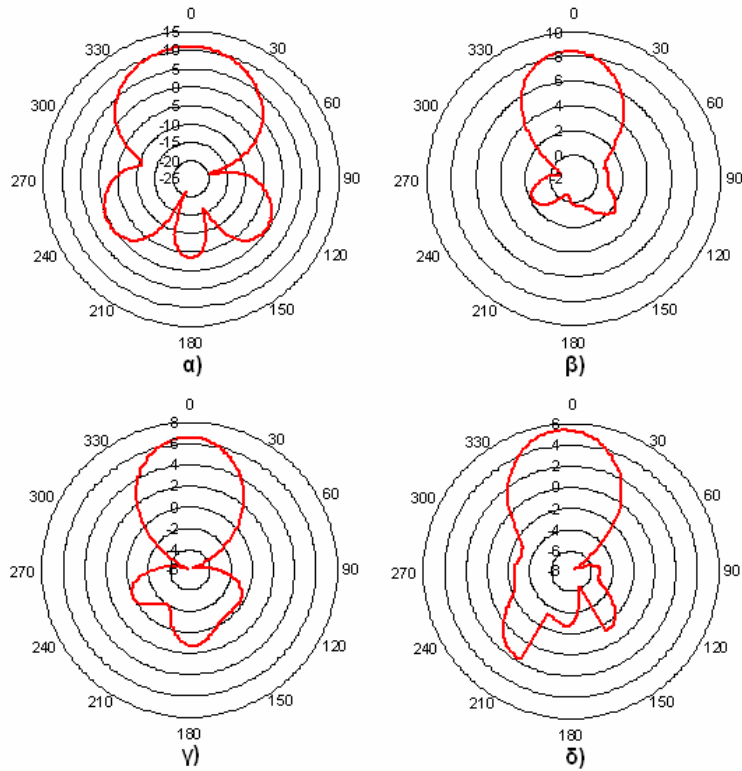
συνάρτηση με $w_1 = w_2 = w_3 = 3$ και $w_4 = 1$. Τα τελικά αποτελέσματα του αλγορίθμου περιλαμβάνονται στον Πίνακα 6.5. Τα καλύτερα αποτελέσματα για τη διαδικασία βελτιστοποίησης στα 822 MHz προκύπτουν όταν χρησιμοποιείται η αντικειμενική συνάρτηση με $w_1 = w_2 = w_3 = 2$ και $w_4 = 1$. Τα τελικά αποτελέσματα του αλγορίθμου περιλαμβάνονται στον Πίνακα 6.6. Οι φυσικές διαστάσεις της κεραίας περιγράφονται στον Πίνακα 6.3.

Στο επόμενο σχήμα απεικονίζονται τα οριζόντια διαγράμματα ακτινοβολίας μακρινού πεδίου για την υπό εξέταση κεραία στα 602 MHz, 650 MHz, 742 MHz και 822 MHz, όπως εξάγονται από τις γενετικές διαδικασίες βελτιστοποίησης που διενεργεί το SNEC. Σημειώνεται για λόγους εμπέδωσης πως σε κάθε συχνότητα εφαρμόζεται στα παθητικά στοιχεία διαφορετικός συνδυασμός φορτίων.

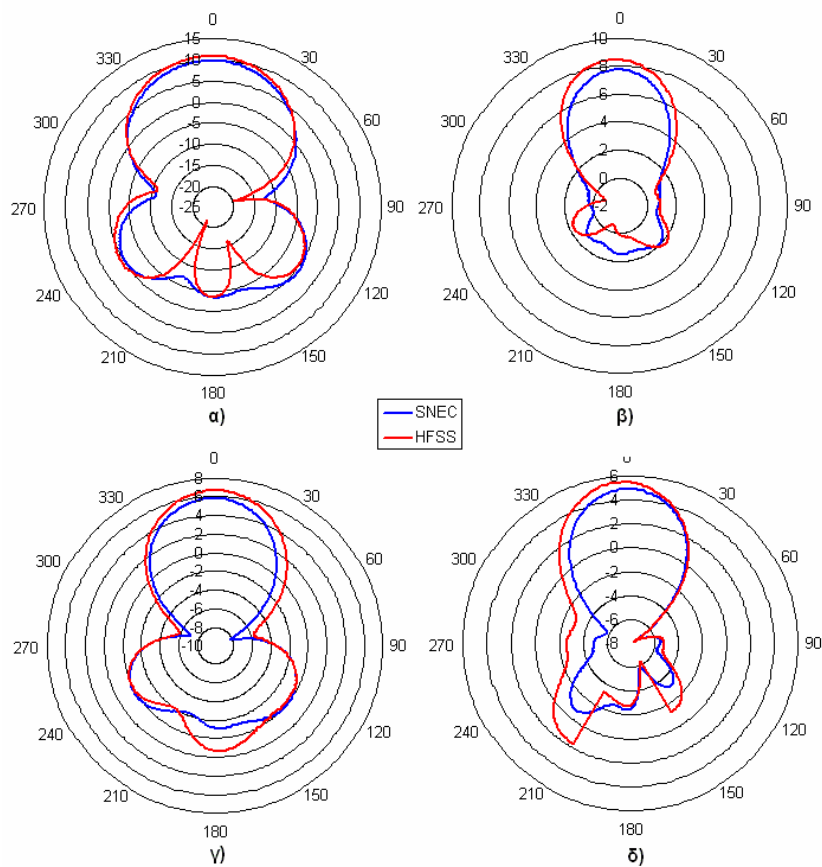


Σχήμα 6.11: Διαγράμματα ακτινοβολίας της ESPAR κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 602 MHz β) 650 MHz γ) 742 MHz δ) 822 MHz υπολογισμένα από το SNEC.

Για να επαληθευτεί η εγκυρότητα των αποτελεσμάτων, οι προκύπτουσες κεραίες προσομοιώνονται και με το υπολογιστικό πρόγραμμα HFSS. Στο ακόλουθο σχήμα απεικονίζονται τα οριζόντια διαγράμματα ακτινοβολίας μακρινού πεδίου για κάθε συνδυασμό φορτίων όπως υπολογίζονται από το HFSS λογισμικό. Για να καταδειχθεί η ομοιότητα των αποτελεσμάτων, στο μεθεπόμενο σχήμα σχεδιάζονται από κοινού τα διαγράμματα κατευθυντικού κέρδους στο οριζόντιο επίπεδο όπως προκύπτουν και από τα δύο προγράμματα.



Σχήμα 6.12: Διαγράμματα ακτινοβολίας της ESPAR κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 602 MHz β) 650 MHz γ) 742 MHz δ) 822 MHz υπολογισμένα από το HFSS.



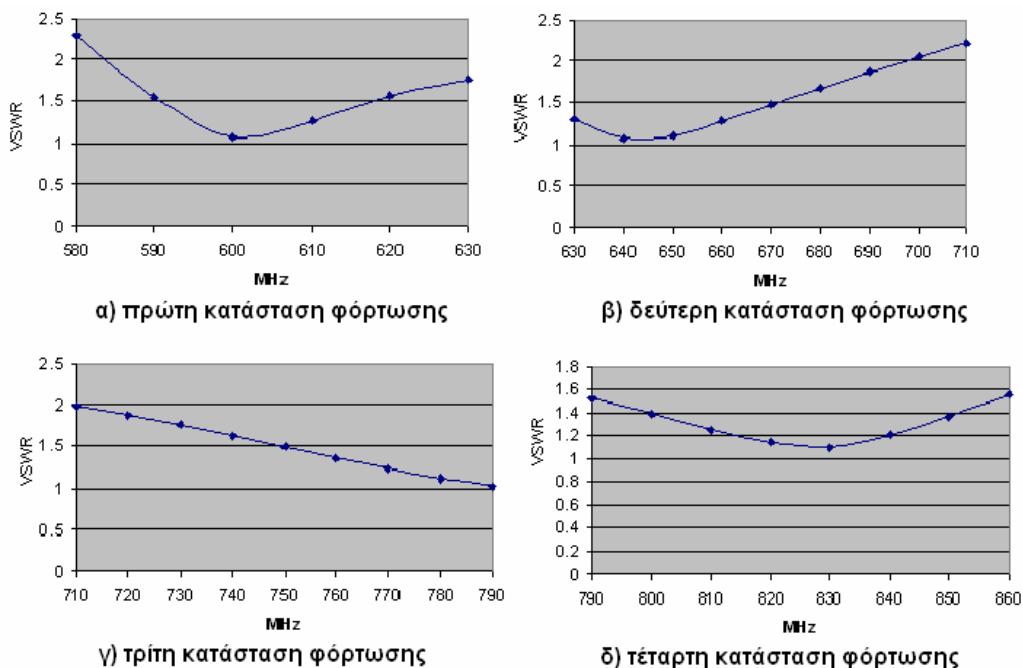
Σχήμα 6.13: Διαγράμματα ακτινοβολίας της ESPAR κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 602 MHz β) 650 MHz γ) 742 MHz δ) 822 MHz υπολογισμένα από το SNEC και το HFSS.

Όπως συνάγεται από το Σχήμα 6.13, η μορφή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας ικανοποιεί τις επιθυμητές προδιαγραφές. Επιπλέον, τα διαγράμματα του SNEC ταιριάζουν σε μεγάλο βαθμό με αυτά του HFSS. Έπειτα, η κανονική λειτουργία της κεραίας ESPAR σύμφωνα με τις απαιτήσεις για το λειτουργικό εύρος ζώνης υποτίθεται ότι επιτυγχάνεται στις συχνότητες όπου η τιμή του συντελεστή ανάκλασης είναι κάτω από -10 dB, αντιστοιχώντας σε έναν μέγιστο $VSWR$ ίσο με 2, λαμβανομένης υπόψη μιας χαρακτηριστικής αντίστασης 75Ω . Μια λεπτομερής σύγκριση των αποτελεσμάτων που δίνουν τα δύο λογισμικά πακέτα παρέχεται στον επόμενο πίνακα.

Πίνακας 6.7
Σύγκριση αποτελεσμάτων της κεραίας του [31].

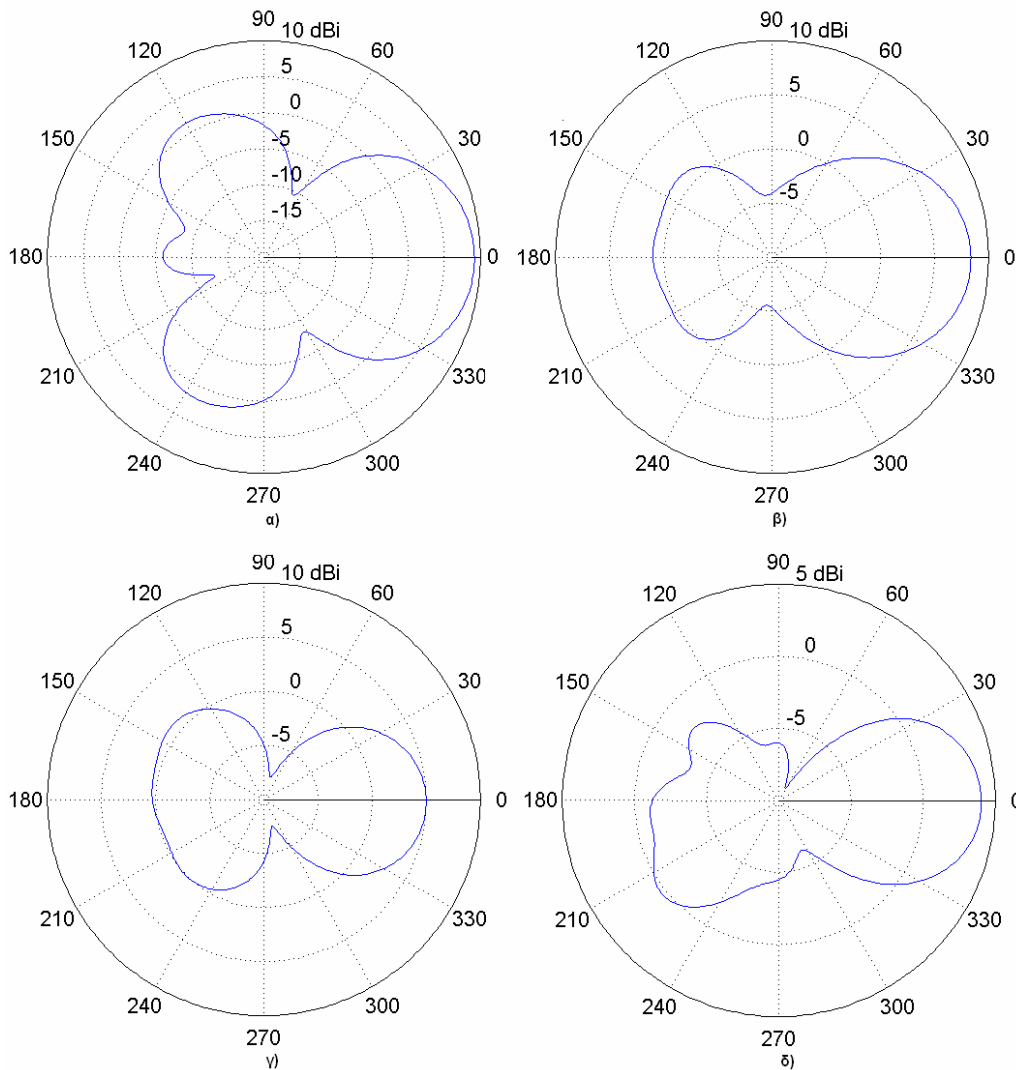
	Συχνότητα (MHz)			
	602	650	742	822
Αποτελέσματα SNEC				
Μέγιστο Κέρδος (dBi)	9.76	7.68	5.75	4.80
Λόγος Front-to-Back(dB)	13.23	6.21	6.92	7.41
3-dB εύρος δέσμης	58°	67°	60°	58°
VSWR	1.01	1.10	1.60	1.12
Αποτελέσματα HFSS				
Μέγιστο Κέρδος (dBi)	10.82	8.38	6.57	5.37
Λόγος Front-to-Back(dB)	14.44	8.28	5.32	8.28
3-dB εύρος δέσμης	57°	67°	61°	59°
VSWR	1.29	1.38	1.22	1.30

Εξαιτίας της εκμετάλλευσης τεσσάρων καταστάσεων φόρτωσης των παθητικών στοιχείων, η προτεινόμενη ESPAR κεραία εμφανίζει τιμές $VSWR$ κάτω από 2 για όλη σχεδόν το V UHF διάστημα. Το Σχήμα 6.14 εκθέτει τη μεταβολή του $VSWR$ όπως υπολογίζεται από το SNEC για τις συχνοτικές ζώνες που περιγράφηκαν προηγουμένως, με καθεμιά από αυτές να αντιπροσωπεύει μια συγκεκριμένη κατάσταση φόρτωσης.



Σχήμα 6.14: Μεταβολή του $VSWR$ στο V UHF διάστημα υπολογισμένη από το SNEC α) κανάλια 35-40 β) κανάλια 41-50 γ) κανάλια 51-60 δ) κανάλια 61-69.

Για να διαπιστωθεί πως το σχήμα των διαγραμμάτων ακτινοβολίας ικανοποιεί τις προδιαγραφές που ορίστηκαν στη διαδικασία βελτιστοποίησης για ολόκληρο το V UHF διάστημα, εξετάζονται τώρα τα διαγράμματα ακτινοβολίας σε τέσσερα αυθαίρετα συχνοτικά σημεία. Κάθε τέτοιο συχνοτικό σημείο αφορά μια διαφορετική κατάσταση φόρτωσης. Στο επόμενο σχήμα τα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο υπολογισμένα από το SNEC στα 620 MHz, 690 MHz, 770 MHz και 840 MHz παρατίθενται. Περισσότερες λεπτομέρειες για τα χαρακτηριστικά τους περιέχονται στον Πίνακα 6.8.



Σχήμα 6.15: Διαγράμματα ακτινοβολίας της ESPAR κεραίας για το οριζόντιο επίπεδο στα α) 620 MHz β) 690 MHz γ) 770 MHz δ) 840 MHz υπολογισμένα από το SNEC.

Πίνακας 6.8

Πληροφορίες για τα διαγράμματα που παρέχει το SNEC.

Συχνότητα (MHz)	SNEC Διαγράμματα Ακτινοβολίας		
	Μέγιστο κέρδος (dBi)	Λόγος front-to-back (dB)	3-dB εύρος δέσμης
620	9.19	15.21	53°
690	8.38	7.38	65°
770	5	4.7	65°
840	4.04	5.28	60°

Συμπερασματικά, η κεραία που αναπτύσσεται στο [31] και σε αυτήν την παράγραφο μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μια κεραία στρεφόμενης δέσμης για λήψη DVB-T σήματος στο V UHF διάστημα, λόγω των ευρυζωνικών ιδιοτήτων που κατέχει. Ακόμα, λόγω της σχετικά περιορισμένης έκτασης που καταλαμβάνει, το συγκεκριμένο κεραιοσύστημα μπορεί να υλοποιηθεί σαν φορητός δέκτης ή κινητός δέκτης σε κινούμενα οχήματα στην περίπτωση του κινητού DVB-T. Σε ένα περιβάλλον που χαρακτηρίζεται από διαλείψεις ο χρήστης έχει τη διευκόλυνση να επιλέξει μεταξύ των έξι προκαθορισμένων λοβών αυτόν που παρέχει τη μεγαλύτερη ισχύ εξόδου.

6.3 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 6^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] T. Ohira and K. Iigusa, "Electronically Steerable Parasitic Array Radiator Antenna", *Electronics and Communications in Japan, Part2*, vol. 87, no. 10, pp. 25-45, 2004.
- [2] A. Akiyama, K. Gyoda, T. Ohira and M. Ando, "Numerical Simulations on Beam and/or Null Forming Performance of ESPAR Antennas", *Electronics and Communications in Japan, Part1*, vol.86, no. 12, pp. 1-11, 2003.
- [3] Y. Nakane and Y. Kuwahara, "Basic Studies on Aperture for Adaptive Antenna with Switched Loads of Parasitic Elements", *Electronics and Communications in Japan, Part1*, vol. 88, no. 9, pp. 19-26, 2005.
- [4] T. Ohira and K. Gyoda, "Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming", *Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, pp. 101-104, May 2000.
- [5] H. Kawakami and T. Ohira, "Electrically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 2, pp. 43-50, April 2005.
- [6] R. Schlub, J. Lu and T. Ohira, "Seven-Element Ground Skirt Monopole ESPAR Antenna Design From a Genetic Algorithm and the Finite Element Method", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 11, pp. 3033-3039, November 2003.
- [7] J. Lu, D. Ireland and R. Schlub, "Dielectric Embedded ESPAR (DE-ESPAR) Antenna Array for Wireless Communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 8, pp. 2437-2443, August 2005.
- [8] C. Sun, A. Hirata, T. Ohira and N. C. Karmakar, "Fast Beamforming of Electronically Steerable Parasitic Array Radiator Antennas: Theory and Experiment", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 7, pp. 1819-1832, July 2004.
- [9] J. Lu, D. Ireland and R. Schlub, "Development of ESPAR Antenna Array using Numerical Modelling Techniques", *3rd International Conference on Computational Electromagnetics and Its Applications Proceedings*, pp. 182-185, November 2004.
- [10] K. Gyoda and T. Ohira, "Design of Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 922-925, July 2000.
- [11] C. Sun, N. C. Karmakar and T. Ohira, "Experimental Studies of Radiation Pattern of Electronically Steerable Passive Array Radiator Smart Antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 884-887, June 2003.
- [12] J. Cheng, Y. Kamiya, and T. Ohira, "Adaptive beamforming of ESPAR antenna using sequential perturbation", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 1, pp. 133-136, May 2001.
- [13] B. Shishkov and T. Ohira, "Adaptive beamforming of ESPAR antenna based on stochastic approximation theory", *Proceedings of the 2001 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*, Vol. 2, pp. 597-600, December 2001.
- [14] K. Yang and T. Ohira, "Realization of space-time adaptive filtering by employing electronically steerable passive array radiator antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 7, pp. 1476-1485, July 2003.
- [15] B. Schaer, K. Rambabu, J. Bornemann and R. Vahldieck, "Design of Reactive Parasitic Elements in Electronic Beam Steering Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 6, pp. 1998-2003, June 2005.
- [16] T. D. Dimousios, S. C. Panagiotou and C. N. Capsalis, "Design and Optimization of an Electrically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antenna for Maximum Directionality at 2.4GHz with the Aid of Genetic Algorithms", *Proceedings of the Fifth IASTED International Conference on Communications Systems and Networks (CSN 2006)*, Palma de Mallorca, August 2006.
- [17] T. D. Dimousios, C. I. Tsitouri, S. C. Panagiotou and C. N. Capsalis, "Design and Optimization of a Multipurpose Tri-Band Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antenna with Steerable-Beam-Pattern for Maximum Directionality at the Frequencies of 1.8, 1.9 and 2.4 GHz with the aid of Genetic Algorithms", *Proceedings of the*

Loughborough Antennas and Propagation Conference, 2008, (LAPC 2008), pp. 253-256, Loughborough, March 2008.

[18] C. Plapous, J. Cheng, E. Taillefer, A. Hirata and T. Ohira, "Reactance domain MUSIC algorithm for electronically steerable parasitic array radiator", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 12, pp. 3257-3264, December 2004.

[19] E. Taillefer, A. Hirata and T. Ohira, "Direction-of-Arrival estimation using radiation power pattern with an ESPAR antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 2, pp. 678-684, February 2005.

[20] J. Cheng and T. Ohira, "ESPAR antenna signal processing for DOA estimation", appears in *Advances in Direction of Arrival Estimation*, by Sathish Chandran, pp. 395-418, Artech House, Norwood, MA, 2006.

[21] X. Wang and Z. Shen, "Modal expansion analysis of electrically steerable passive array radiators (ESPAR)", *IEEE 2005 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 4B, pp. 27-30, July 2005.

[22] J. Lu, D. Ireland and R. Schlub, "Development of ESPAR antenna array using numerical modeling techniques", *Proceedings of the 3rd International Conference on Computational Electromagnetics and its Applications*, pp. 182-185, November 2004.

[23] O. Shibata and T. Furuhi, "Dual-band ESPAR antenna for wireless LAN applications", *IEEE 2005 Antennas and Propagation Society International Society Symposium*, Vol. 2B, pp. 605-608, July 2005.

[24] H. Kato and Y. Kuwahara, "Novel ESPAR antenna", *2005 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 4B, pp. 23-26, July 2005.

[25] S. C. Panagiotou, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "Analysis and Design of an ESPAR Antenna Above Perfect Ground, Wire Grid Plate and Wire Grid Plate with Skirt", *Proceedings of the Fifth IASTED International Conference on Communications Systems and Networks (CSN 2006)*, pp. 32-37, Palma de Mallorca, August 2006.

[26] SuperNec v. 2.4 MOM Reference Manuals.

[27] A. Fourie and D. Nitch, "SuperNEC: antenna and indoor-propagation simulation program," *IEEE Antennas and Propagat. Mag.*, vol. 42, no. 3, pp. 31-48, June 2000.

[28] B. Orchard, *Optimizing Algorithms for Antenna Design*. MSc Dissertation, University of the Witwatersrand, 2002.

[29] R. Schlub, J. Lu and T. Ohira, "Frequency Characteristics of the ESPAR Antenna", *Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific*, Vol. 2, pp. 697-700, December 2001.

[30] S. C. Panagiotou, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "Analysis and Design of a Broadband Circular Switched Parasitic Array above finite plate and finite plate with skirt", *Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 2007, (ICEAA 2007)*, pp. 727-730, Torino, September 2007.

[31] S. C. Panagiotou, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "Development of a Broadband ESPAR Antenna Utilizing the Genetic Algorithms Technique", *Proceedings of the Second European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.

ΕΠΙΛΟΓΟΣ

ΓΕΝΙΚΑ

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, αντικείμενο της παρούσας διατριβής είναι η μελέτη και σχεδίαση ευφών στοιχειοκεραίων. Οι ευφείς στοιχειοκεραίες αποτελούν μια πολύ σημαντική παράμετρο των σύγχρονων ασυρμάτων συστημάτων επικοινωνιών. Στα κυριότερα πλεονεκτήματά τους συγκαταλέγονται τα εξής:

- Αύξηση της χωρητικότητας (περισσότεροι χρήστες ή μεγαλύτεροι ρυθμοί μετάδοσης).
- Βελτίωση της ποιότητας υπηρεσίας.
- Αντιμετώπιση προβλημάτων που σχετίζονται με τη ραδιοδιάδοση (π.χ. πολυδιαδρομική διάδοση, παρεμβολές).
- Ανίχνευση παραμέτρων του καναλιού (π.χ. γωνίες άφιξης).
- Ποικίλα οικονομικά οφέλη για το σχεδιασμό των ασυρμάτων δικτύων (π.χ. λιγότεροι σταθμοί βάσης, περιορισμός εκπεμπόμενης ισχύος).

Η κύρια συμβολή της διατριβής αυτής είναι η χρησιμοποίηση ευφών κεραιών σε συστήματα ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης και κατ'επέκταση σε ψηφιακά συστήματα ευρυεκπομπής. Τα συστήματα ευφών κεραιών που αναλύονται στην εν λόγω διατριβή ενισχύουν τη λήψη εκτιμώντας την ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος και προσαρμόζουν τις παραμέτρους της κεραίας έτσι ώστε να μεγιστοποιηθεί η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος. Λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός πως το πρότυπο DVB-T που εξετάζεται στη διατριβή υποστηρίζει φορητή (σε εξωτερικούς και εσωτερικούς χώρους) και κινητή λήψη, κρίνεται σκόπιμη η χρησιμοποίηση των προτεινόμενων κεραιοσυστημάτων τα οποία διαθέτουν εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης, καθώς οι συμβατικές κεραίες εσωτερικών ή εξωτερικών χώρων που χρησιμοποιούνται στην αναλογική τηλεόραση για φορητές και κινητές εφαρμογές παρουσιάζουν αποδεδειγμένα φτωχή επίδοση, χαμηλή κατευθυντικότητα, περιορισμένο εύρος ζώνης συχνοτήτων και αδυναμία καταστολής θορύβου και παρεμβολών.

Το είδος των ευφών κεραιών που αναπτύσσεται στην παρούσα διατριβή επιτυγχάνει την ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω της εναλλαγής μεταξύ των ενεργών και παρασιτικών στοιχείων στο κύκλωμα τροφοδότησης. Πρόκειται για ευφείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, που ουσιαστικά αποτελούν μια υποκατηγορία των ευφών κεραιών στρεφόμενης δέσμης ακτινοβολίας. Μελετώνται διατάξεις όπου κάθε φορά ένα στοιχείο ή το πολύ δύο στοιχεία θα είναι ενεργά και επομένως προβλήματα που σχετίζονται με πολλαπλά ενεργά στοιχεία, όπως υψηλό κόστος, απώλεια ισχύος από τη χρήση των διαιρετών ισχύος και των στροφών φάσεως και ακτινοβολία από γραμμές μεταφοράς είτε περιορίζονται είτε εξαλείφονται. Δίνεται έμφαση στη σχεδίαση ευφών στοιχειοκεραίων μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης για να μπορούν να χρησιμοποιηθούν στη λήψη σήματος ψηφιακής τηλεόρασης DVB-T/OFDM. Ακόμα, ένας σημαντικός στόχος είναι η μείωση του μεγέθους της εκάστοτε κεραιοδιάταξης, καθώς κάτι τέτοιο συνεπάγεται μείωση του κόστους κατασκευής και συντήρησης, αλλά και διευκόλυνση της φορητής ή/και κινητής λήψης. Η κυκλική τοπολογία, που εξασφαλίζει εξοικονόμηση χώρου, εξετάζεται κατά κύριο λόγο στη διατριβή και έτσι προκύπτουν λύσεις που εκτός από τις σταθερές (fixed) εφαρμογές DVB-T, π.χ. κεραιοσυστήματα σε ταράτσες κτιρίων, θα εξυπηρετούν και τις φορητές (portable),

κεραιοσυστήματα σε εσωτερικούς χώρους, βεράντες και τις κινητές (mobile) π.χ. κεραιοσυστήματα σε κινούμενα τρένα, λεωφορεία. Η κυκλική διάταξη παρουσιάζει και μια σειρά πλεονεκτήματα τα οποία βαραίνουν αποφασιστικά σε πρακτικές εφαρμογές. Όλα τα διαγράμματα μιας κυκλικής κεραίας μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων προκύπτουν με απλή αντιμετάθεση των ενεργών ή παρασιτικών στοιχείων, λόγω κυλινδρικής συμμετρίας. Εκτός των άλλων η κυκλική στοιχειοκεραία επιτρέπει και ευκολότερη κατασκευή. Συμπερασματικά, μπορεί να ειπωθεί πως με την εφαρμογή των προτεινόμενων ευφών κεραιοσυστημάτων ο χρήστης διαθέτει πλέον τη δυνατότητα να επιλέξει από έναν αριθμό προκαθορισμένων διαγραμμάτων λήψης εκείνο που κάθε φορά θα προσφέρει την καλύτερη ποιότητα λαμβανομένου σήματος. Αυτό γίνεται εφικτό με ένα αλγόριθμο που ανά τακτά χρονικά διαστήματα ή κάθε φορά που ζητείται ένα νέο συχνοτικό κανάλι σαρώνει όλα τα διαθέσιμα διαγράμματα λήψης και επιλέγει αυτό που προσφέρει καλύτερη ποιότητα σήματος. Δεδομένου επίσης ότι η ψηφιακή επίγεια τηλεόραση αποτελεί ένα σύστημα ευρυεκπομπής, όπου ο πομπός τηλεοπτικού σήματος εκπέμπει, αν όχι με ομοιοκατευθυντικό, με διάγραμμα μεγάλου εύρους δέσμης, αρκεί στον τελικό χρήστη μια κεραία μεταγωγής λοβού για ικανοποιητική λήψη αλλά και για την αντιμετώπιση προβλημάτων παρεμβολών μεταξύ διαφορετικών πομπών ή πολυδιαδρομικής διάδοσης. Ακόμα, η απλότητα αυτών των κεραιοσυστημάτων (μη πολύπλοκη επεξεργασία σήματος, αναλογική μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας, μεταγωγή της κεραίας στο επιθυμητό διάγραμμα με απλό κύκλωμα διακοπών) τα καθιστά πολύ ελκυστικά για εφαρμογές που αφορούν τον τελικό χρήστη ενός συστήματος DVB-T.

Η σχεδίαση ευφών στοιχειοκεραίων μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων καθίσταται εφικτή με τη στοχαστική μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων. Προτείνονται συμμετρικές διατάξεις, με σκοπό την ικανοποίηση συγκεκριμένων σχεδιαστικών απαιτήσεων. Αναπτύσσονται πρωτότυπες και ευέλικτες αντικειμενικές συναρτήσεις, που συνοψίζουν και συνδυάζουν τους στόχους κάθε διαδικασίας σχεδίασης: επίτευξη διαγραμμάτων ακτινοβολίας με επιθυμητές ιδιότητες, προσαρμογή ενεργών στοιχείων, ικανοποιητικές τιμές κέρδους. Ενδιαφέρον επίσης παρουσιάζει η υλοποίηση και πειραματική μέτρηση μερικών προτεινόμενων κεραιοσυστημάτων, όπου καταδεικνύεται άριστη συμφωνία μεταξύ των αποτελεσμάτων της υλοποίησης και των αριθμητικών αποτελεσμάτων, καθώς και η εκτίμηση απόδοσης μιας προτεινόμενης κεραίας σε ένα πραγματικό σενάριο λήψης τηλεοπτικού σήματος.

ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ-ΣΗΜΕΙΑ ΟΠΟΥ ΠΡΟΑΓΕΤΑΙ Η ΕΠΙΣΤΗΜΗ

Εκτός από τις ευφείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων που προορίζονται για DVB-T εφαρμογές, σχεδιάζονται κάποια κεραιοσυστήματα με τη βοήθεια των γενετικών αλγορίθμων και του λογισμικού πακέτου προσομοίωσης SNEC, τα οποία εντάσσονται στα ευρύτερα πλαίσια αυτής της διατριβής. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται το πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC (υβριδικός συνδυασμός MoM-UTD) και ο ενσωματωμένος σε αυτό δυαδικός γενετικός αλγόριθμος. Κάθε γενετικός περιλαμβάνει γενιές των 250 ατόμων (60 γενιές). Χρησιμοποιείται επιλογή με τη διαδικασία αποδεκατισμού του πληθυσμού, ενώ για το ζευγάρι προτιμάται η συνένωση χρωμοσωμάτων με γειτονικές τιμές επίδοσης. Επιλέγεται διασταύρωση ενός σημείου με διαίρεση των ατόμων σε επίπεδο γονιδίου και δυαδική μετάλλαξη με πιθανότητα αλλαγής ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα 0.15 (βέλτιστη στρατηγική για το γενετικό του SNEC). Αναλυτικότερα :

- Λαμβάνει χώρα μια βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών της κεραίας PIFA αναφορικά με τις διαστάσεις της άνω αγωγίμης πλάκας, της αγωγίμης επίπεδης βάσης και της επιφάνειας βραχυκύκλωσης με τη χρησιμοποίηση της τεχνικής των γενετικών αλγορίθμων, λαμβάνοντας υπόψη την απαίτηση για ένα εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης. Οι διαστάσεις της προτεινόμενης διάταξης εξαρτώνται μόνο από το μήκος κύματος στη συχνότητα υπό εξέταση και ως εκ τούτου οι ηλεκτρικές διαστάσεις διατηρούνται σταθερές. Η προτεινόμενη PIFA εμφανίζεται να λειτουργεί άκρως ικανοποιητικά στη συχνότητα των 900 MHz, ενώ παράλληλα επιδεικνύει ένα εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης της τάξης του 9.1% (Παράγραφος 3.3.1).
- Μελετάται η επέκταση της PIFA ώστε να περιέχει και ένα παρασιτικό στοιχείο. Η διάταξη ονομάζεται PIFA-Parasitic. Το παρασιτικό στοιχείο αποτελείται από μια αγωγίμη πλάκα που συνδέεται στην επίπεδη βάση με έναν παρασιτικό αγωγό και μια επιφάνεια βραχυκύκλωσης. Είναι δηλαδή όμοιο γεωμετρικά με το ενεργό. Μεταβάλλοντας τις διαστάσεις της επίπεδης βάσης, των άνω πλακών, των αγωγών, των επιφανειών βραχυκύκλωσης καθώς και την απόσταση μεταξύ ενεργού και παρασιτικού στοιχείου, προκύπτει η διάταξη με το ικανοποιητικότερο εύρος ζώνης. Η προτεινόμενη PIFA-Parasitic εμφανίζεται να λειτουργεί άκρως ικανοποιητικά στη συχνότητα των 1800 MHz, ενώ παράλληλα επιδεικνύει ένα εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης της τάξης του 14.44% (Παράγραφος 3.3.2).
- Εξετάζεται μια ευφυής στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με περιορισμένο μέγεθος που προορίζεται για εφαρμογές τύπου ISM και WLAN στα 2.4 GHz. Τα πλεονεκτήματα της είναι η σημαντική κατευθυντικότητα που διαθέτει, η ικανοποιητική αντίσταση εισόδου που εμφανίζει και η δυνατότητα στροφής του κύριου λοβού ακτινοβολίας που προσφέρει. Αποτελείται από 8 δίπολα τοποθετημένα στο οριζόντιο επίπεδο, τα οποία σχηματίζουν δύο ομόκεντρα τετράγωνα. Το εσωτερικό τετράγωνο αποτελείται από τέσσερα βραχυκυκλωμένα στοιχεία που συμπεριφέρονται σαν ανακλαστήρες. Στην εξωτερική τετραγωνική διάταξη, σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή, μόνο ένα στοιχείο παραμένει ενεργό και τα υπόλοιπα είναι βραχυκυκλωμένα. Η γωνία μεγίστου του κυρίου λοβού συνδέεται με τη θέση του ενεργού στοιχείου. Μεταθέτοντας το ενεργό στοιχείο κατά μήκος του εξωτερικού τετραγώνου, προκύπτουν τέσσερα διαγράμματα ακτινοβολίας που καλύπτουν το οριζόντιο επίπεδο κατ'εναλλαγήν (Παράγραφος 3.3.3).
- Ακόμα σχεδιάζεται μια απλή ευφυής στοιχειοκεραία μεταγωγής παρασιτικών στοιχείων (FASPA) για λειτουργία στα 2.4 GHz. Ο σκοπός της σχεδίασης είναι η δημιουργία ενός κατευθυντικού διαγράμματος ακτινοβολίας προς μια προκαθορισμένη διεύθυνση και η επίτευξη συντονισμού στα 2.4 GHz. Αναλύονται μια δομή με 5 και μια με 7 στοιχεία. Ένα τέτοιο κεραιοσύστημα παρουσιάζει ορισμένα σημαντικά πλεονεκτήματα. Ένα από αυτά είναι το περιορισμένο μέγεθος που καταλαμβάνει. Ακόμα, η χρησιμοποίηση του σε ένα WiFi ή WLAN σύστημα θα βελτιώσει την κάλυψη και τη συνολική χωρητικότητα, λόγω της σημαντικής κατευθυντικότητας του, της δυνατότητας διενέργειας λειτουργίας στρεφόμενης δέσμης και συνεπώς της δυνατότητας καταστολής παρεμβαλλόντων σημάτων. Στην προσπάθεια περιορισμού

των παρεμβολών συμβάλλει και ο αυξημένος λόγος front-to-back και γενικότερα η χαμηλή στάθμη κατευθυντικότητας οπουδήποτε εκτός κύριου λοβού (Παράγραφος 3.3.4).

Η σχεδίαση ευφών στοιχειοκεραίων μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων κυκλικής τοπολογίας για DVB-T εφαρμογές καθίσταται εφικτή με τη στοχαστική μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων. Η ηλεκτρομαγνητική τους ανάλυση γίνεται με τη μέθοδο των ροπών. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται το πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC (υβριδικός συνδυασμός MoM-UTD) και ο ενσωματωμένος σε αυτό δυαδικός γενετικός αλγόριθμος. Κάθε γενετικός περιλαμβάνει γενιές των 250 ατόμων (60 γενιές). Στο σχηματισμό κάθε επόμενης γενιάς συμμετέχουν τα δέκα χρωμοσώματα της προηγούμενης με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας (ελιτισμός). Χρησιμοποιείται επιλογή με τη διαδικασία αποδεκατισμού του πληθυσμού, ενώ για το ζευγάρι προτιμάται η συνένωση χρωμοσωμάτων με γειτονικές τιμές επίδοσης. Επιλέγεται διασταύρωση ενός σημείου με διαίρεση των ατόμων σε επίπεδο γονιδίου και δυαδική μετάλλαξη με πιθανότητα αλλαγής ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα 0.15 (βέλτιστη στρατηγική για το γενετικό του SNEC). Οι απαιτήσεις της σχεδίασης περιλαμβάνουν την κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου με συγκεκριμένο αριθμό διαγραμμάτων ακτινοβολίας, σε συνδυασμό ή μη με επίτευξη επιθυμητών τιμών κέρδους ή προσαρμογή της αντίστασης εισόδου. Κάθε διάγραμμα ακτινοβολίας πρέπει να διαθέτει καθορισμένο εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού (90° ή 60°) και καταπιεσμένους πλευρικούς λοβούς (σχετική στάθμη <-6 dB ή <-10 dB).

- Αρχικά σχεδιάζεται μια ευρυζωνική κυκλική στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων κατάλληλη για εφαρμογές στρεφόμενης δέσμης στο συχνοτικό διάστημα 470 MHz-582 MHz. Εκτός από τις εφαρμογές σταθερής λήψης, η εν λόγω κεραία μπορεί να ενσωματωθεί σε έναν φορητό δέκτη εσωτερικών χώρων. Παρουσιάζονται και πειραματικά αποτελέσματα υλοποίησης για την κεραία αυτή, τα οποία έρχονται σε συμφωνία με τα αριθμητικά αποτελέσματα της διαδικασίας βελτιστοποίησης (Παράγραφος 4.1).
- Εξετάζεται μια ευρυζωνική κυκλική SPA με δύο ενεργά στοιχεία πάνω από επίπεδη τετραγωνική αγωγή βάση, κατάλληλη για DVB-T εφαρμογές στο συχνοτικό διάστημα 720 MHz- 860 MHz. Εξαιτίας του πεπερασμένου της επίπεδης βάσης, το μέγιστο οριζόντιο κέρδος είναι χαμηλότερο από το μέγιστο κέρδος. Επομένως, η προαναφερθείσα μονοπολική κεραία τοποθετείται πάνω σε περίβλημα και εξετάζεται η επίδοση της νέας διάταξης, κάνοντας προσπάθεια να διατηρηθεί το μέγιστο κέρδος σε μια γωνία ανύψωσης 90°. Το αποτέλεσμα είναι η καταπίεση της ανύψωσης του κύριου λοβού και η βελτίωση κάποιων άλλων χαρακτηριστικών της κεραίας, όπως η κατευθυντικότητα, το εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος και η αντίσταση εισόδου σε κάθε ενεργό στοιχείο (Παράγραφος 4.2).
- Μια ευρυζωνική κυκλική SPA επτά στοιχείων, η οποία διαθέτει έξι κατευθυντικούς λοβούς, σχεδιάζεται για τα UHF κανάλια 51-69. Η προτεινόμενη κεραία, λόγω των ευρυζωνικών χαρακτηριστικών της και του περιορισμένου γεωμετρικού προφίλ της, μπορεί να εφαρμοστεί σε σταθερή, φορητή και κινητή λήψη τηλεοπτικού σήματος. Ένα υλοποιημένο κεραιοστιγμιότυπο για μια κατάσταση μεταγωγής μετρήεται σε ανηχοϊκό θάλαμο. Επιπλέον, άλλα αποτελέσματα μετρήσεων σε πραγματικό περιβάλλον λήψης τηλεοπτικού σήματος καταδεικνύουν μια

ελαφρά ανωτερότητα της προτεινόμενης SPA έναντι μιας κατευθυντικής κεραίας αναφοράς, ενώ παράλληλα προσφέρεται ενισχυμένη λήψη λόγω των δυνατοτήτων λειτουργίας στρεφόμενου λοβού (Παράγραφος 4.3).

- Ακόμα περιγράφεται μια ευφυής στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με περιορισμένο μέγεθος που προορίζεται για εφαρμογές τύπου DVB-T στα 582 MHz-710 MHz (δηλαδή στα UHF κανάλια 35-50). Τα πλεονεκτήματα της είναι η κατευθυντικότητα που διαθέτει, η ικανοποιητική αντίσταση εισόδου που εμφανίζει και η δυνατότητα στροφής του κύριου λοβού ακτινοβολίας που προσφέρει. Αποτελείται από 8 δίπολα τοποθετημένα στο οριζόντιο επίπεδο, τα οποία σχηματίζουν δύο ομόκεντρα τετράγωνα (Παράγραφος 4.4).
- Παρουσιάζεται επίσης η σχεδίαση και υλοποίηση δύο κεραίων μεταγωγής μόνο παρασιτικών στοιχείων που περιλαμβάνουν ένα σταθερό στοιχείο ενεργό. Οι κεραίες αποτελούνται από έξι στοιχεία και προσφέρουν πέντε συμμετρικά διαγράμματα ακτινοβολίας. Και οι δύο κεραίες είναι ευρυζωνικές και καλύπτουν εκ περιτροπής όλη την V UHF συχνοτική ζώνη (Παράγραφος 5.1).
- Τέλος, παρουσιάζεται μια διπολική κεραία ESPAR επτά στοιχείων, η οποία καταλαμβάνει σχετικά περιορισμένο χώρο. Τερματίζοντας τα παθητικά στοιχεία με τέσσερα διαφορετικά σετ φανταστικών φορτίων είναι δυνατή η εκ περιτροπής ποιοτική εξυπηρέτηση όλης της V UHF συχνοτικής ζώνης. Η προτεινόμενη κεραία ESPAR μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μια κεραία στρεφόμενης δέσμης για λήψη DVB-T σήματος στο V UHF διάστημα, λόγω των ευρυζωνικών ιδιοτήτων που κατέχει. Ακόμα, λόγω της σχετικά περιορισμένης έκτασης που καταλαμβάνει, το συγκεκριμένο κεραιοσύστημα μπορεί να υλοποιηθεί σαν φορητός δέκτης ή κινητός δέκτης σε κινούμενα οχήματα στην περίπτωση του κινητού DVB-T. Σε ένα περιβάλλον που χαρακτηρίζεται από διαλείψεις ο χρήστης έχει τη διευκόλυνση να επιλέξει μεταξύ των έξι προκαθορισμένων λοβών αυτών που παρέχει τη μεγαλύτερη ισχύ εξόδου (Παράγραφος 6.2).

ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ

- Ενδιαφέρον παρουσιάζει η εφαρμογή των προτεινόμενων SPAs και η εξέταση της επίδοσης τους σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων, όπως στην περιοχή των 2.4 GHz ή στο διάστημα 3.1 GHz-10GHz των UWB (Ultra-WideBand) επικοινωνιών.
- Σε όλη την έκταση της διατριβής μελετώνται SPAs αποτελούμενες από δίπολα. Παρόμοια διαδικασία γενετικής σχεδίασης είναι δυνατό να προκύψει αν αντικατασταθεί το δίπολο με άλλου τύπου κεραία. Χαρακτηριστικό παράδειγμα κεραίας, η οποία έχει προταθεί τα τελευταία χρόνια για επίτευξη μεγάλου εύρους ζώνης, είναι η PIFA (planar inverted F antenna). Η PIFA αποτελείται από μια μεταλλική επιφάνεια (top plate) υπεράνω ενός τέλεια αγωγίμου επιπέδου γης πεπερασμένων διαστάσεων (ground plane), με το οποίο συνδέεται μέσω βραχυκυκλώματος (shorting strip) και σύρματος τροφοδότησης (feed wire). Η παρασιτική PIFA προκύπτει με αντικατάσταση του σύρματος τροφοδότησης με βραχυκύκλωμα. Είναι λοιπόν προφανές ότι η γενετική σχεδίαση ευφών στοιχειοκεραίων μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών PIFAs παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον και μπορεί να αποφέρει διατάξεις ευρείας ζώνης με πλήθος εφαρμογών.

- Οι διαδικασίες σχεδίασης ευρυζωνικών κεραιοσυστημάτων που παρουσιάζονται στη διατριβή μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την ανάπτυξη κεραιών και ευφών κεραιών λήψης περιορισμένου γεωμετρικού προφίλ σε εφαρμογές του DVB-H προτύπου.
- Διατάξεις στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων και ESPAR κεραιών μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την καταστολή παρεμβολών που προέρχονται από εκπομπή άλλων ψηφιακών υπηρεσιών (ψηφιακό μέρισμα) εντός της UHF ζώνης, τοποθετώντας στο διάγραμμα τους ένα μηδενισμό στην κατεύθυνση από την οποία καταφθάνει το παρεμβάλον σήμα.
- Ενδιαφέρον παρουσιάζει η σχεδίαση μιας ευφούς κεραιάς όπου θα προσφέρεται η δυνατότητα επιλογής τοποθέτησης μηδενισμών στο διάγραμμα της ανάλογα με τις απαιτήσεις του χρήστη.
- Μπορούν να προκύψουν ευφείς κεραιοδιατάξεις όπου ελέγχονται δυναμικά οι θέσεις μεγίστων και μηδενισμών του διαγράμματος ακτινοβολίας ανάλογα με τις εκάστοτε συνθήκες λήψης τηλεοπτικού και όχι μόνο σήματος. Η ESPAR κεραία, η οποία αποτελεί απλή υποπερίπτωση των πλήρως προσαρμοστικών κεραιών, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για το σκοπό αυτό.