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

Σχεδίαση και Εφαρμογές Ευφυών Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων με Χρήση Γενετικών Αλγορίθμων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Παντελής Κ. Βαρλάμος

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005

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

Σχεδίαση και Εφαρμογές Ευφυών Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων με Χρήση Γενετικών Αλγορίθμων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Παντελής Κ. Βαρλάμος

Συμβουλευτική Επιτροπή: Χρήστος Ν. Καψάλης
Παναγιώτης Γ. Κωττής
Δήμητρα-Θεοδώρα Ι. Κακλαμάνη

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 14/12/2005.

.....	.....	.....
Χ. Καψάλης	Π. Κωττής	Δ. -Θ. Κακλαμάνη
Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Αν. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.
.....	.....	.....
Φ. Κωνσταντίνου	Ι. Κανελλόπουλος	Γ. Φικιώρης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Λέκτορας Ε.Μ.Π.
	.....	
	Σ. Κωτσόπουλος	
	Αν. Καθηγητής Παν. Πατρών	

.....

Παντελής Κ. Βαρλάμος

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

Copyright © Παντελής Κ. Βαρλάμος, 2005.
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 πίστεψαν σε μένα

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής αποτελεί η μελέτη, σχεδίαση και αξιοποίηση σε ποικίλες ασύρματες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (Switched Parasitic Arrays, SPAs). Πρόκειται για έναν τύπο ευφυών κεραιών (Smart Antennas), οι οποίες εντάσσονται στην επιμέρους κατηγορία των κεραιών στρεφόμενου λοβού (Switched Beam, SB). Η εκτεταμένη έρευνα στην περιοχή των ευφυών κεραιών πηγάζει από την επιτακτική ανάγκη για ταυτόχρονη υποστήριξη πλήθους υπηρεσιών υψηλού ρυθμού μετάδοσης και βελτιωμένης ποιότητας, σε συνδυασμό με την απαίτηση για αυξημένη χωρητικότητα χρηστών, στα συστήματα ασυρμάτων και κινητών επικοινωνιών.

Αρχικά περιγράφονται η εξέλιξη και τα κύρια χαρακτηριστικά των ασυρμάτων συστημάτων και ορισμένες βασικές έννοιες που αφορούν στη διάδοση στο ραδιοδίαυλο. Ακολούθως παρουσιάζονται τα είδη, οι αρχές λειτουργίας και τα πλεονεκτήματα που συνεπάγεται η ενσωμάτωση των ευφυών κεραιών στα σύγχρονα συστήματα ασυρμάτων και κινητών επικοινωνιών. Στη συνέχεια αναπτύσσονται οι διατάξεις SPAs διπόλων που μελετώνται στην παρούσα διατριβή και τονίζεται η σημασία της ηλεκτρονικής στροφής του διαγράμματος ακτινοβολίας, μέσω RF διακοπτών και της εισαγωγής ψηφιακής λέξης στο κύκλωμα τροφοδότησης. Ακόμη παρατίθενται στοιχεία από τη θεωρία της μεθόδου επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και της μεθόδου των ροπών, οι οποίες χρησιμοποιούνται για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των SPAs.

Η σχεδίαση 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. Παρουσιάζεται η γενετική σχεδίαση γραμμικών, μη-γραμμικών, μη-συμμετρικών και συμμετρικών SPAs, ενώ 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 μιας απλής ευφυούς στοιχειοκεραίας μεταγωγής με ηλεκτρονικά στρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας, που αποτελείται από ενεργά και ανοικτοκυκλωμένα στοιχεία.

Οι γενετικά σχεδιασθείσες SPAs χρησιμοποιούνται σε ποικίλες εφαρμογές, όπου αναδεικνύονται τα πλεονεκτήματα και η λειτουργικότητά τους. Έτσι αναπτύσσεται μια μέθοδος εκτίμησης των γωνιών άφιξης και των σχετικών ισχύων των δύο κυριότερων σημάτων σε ένα περιβάλλον διάδοσης ευρείας ζώνης. Η μέθοδος στηρίζεται στην τεχνική των γενετικών αλγορίθμων και είναι κατάλληλη για εφαρμογές χαμηλής κινητικότητας. Επίσης εφαρμόζεται ο αλγόριθμος εύρεσης γωνιών άφιξης MUSIC σε SPAs και προκύπτει μια ενδιαφέρουσα παραλλαγή του. Επιπλέον εκτιμάται μέσω προσομοίωσης η επίδοση διαφορικής λήψης μιας κυκλικής SPA σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου. Τέλος μελετάται, τόσο μέσω προσομοίωσης όσο και μέσω πειραματικών μετρήσεων, η κατανομή διαλείψεων μικρής κλίμακας σε παρόμοια περιβάλλοντα.

Λέξεις Κλειδιά: Σχεδίαση Ευφυών Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων, Γενετικοί Αλγόριθμοι, Εκτίμηση Γωνίας Άφιξης, Διαφορική Λήψη, Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας.

ABSTRACT

The subject of the present thesis is the study, design and deployment in various wireless telecommunications applications of smart switched arrays consisting of active and parasitic elements (Switched Parasitic Arrays, SPAs). This is a type of smart antennas, which belong to the sub-category of switched beam (SB) antennas. Extensive research in the area of smart antennas stems from the necessity for simultaneous support of many high-rate and improved quality services, in conjunction with the demand for increased user capacity, in wireless and mobile communications systems.

At first, the evolution and main characteristics of wireless systems are described, as well as the basic concepts concerning propagation in the radio-channel. In the following, the kinds and operation principles of smart antennas are presented, together with the advantages offered by their incorporation in modern wireless and mobile communications systems. Furthermore, dipole SPAs studied in the present thesis are developed and the importance of electronic steering of the radiation pattern, through RF switches and the insertion of a digital word in the feeding circuit, is stressed. Moreover, elements from the theory of the induced electro-motive force (emf) method and the method of moments (MoM) are provided, as these methods are 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. The genetic design of linear, non-linear, non-symmetric and symmetric SPAs is presented, while 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 a simple smart switched array with electronically steerable radiation pattern, consisting of active and open-circuited elements.

The genetically designed SPAs are used in various applications, where their advantages and functionality are demonstrated. Hence, a method is developed for the estimation of the angles-of-arrival and relative power levels of the two dominant signals in a wideband environment. The method is based on the technique of genetic algorithms and is suitable for low-mobility applications. Moreover, the angle-of-arrival estimation algorithm MUSIC is applied to SPAs and an interesting variation occurs. In addition, the diversity performance of a circular SPA is estimated through simulation in an indoor environment. Finally, the distribution of small-scale fading in similar environments is studied, through simulation and experimental measurements.

Keywords: Design of Switched Parasitic Arrays, Genetic Algorithms, Angle-of-Arrival Estimation, Diversity Receiver, Small-Scale Fading.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Οι ασύρματες και κινητές επικοινωνίες αποτελούν τη βάση και τον πυρήνα της Κοινωνίας των Πληροφοριών του 21ου αιώνα. Η επιτακτική ανάγκη για ταυτόχρονη υποστήριξη πλήθους υπηρεσιών υψηλού ρυθμού μετάδοσης και βελτιωμένης ποιότητας, σε συνδυασμό με την απαίτηση για αυξημένη χωρητικότητα χρηστών, λειτουργούν ως οδηγός για τις επιστημονικές αναζητήσεις διαφόρων ερευνητών σε όλο τον κόσμο.

Ένας από τους πλέον δημοφιλείς κλάδους της Επιστήμης των Τηλεπικοινωνιών, με εξαιρετικές προοπτικές όσον αφορά στην επίτευξη των στόχων που προαναφέρθηκαν, είναι οι ευφυείς κεραίες. Η αδυναμία των παραδοσιακών συστημάτων κεραιών να ανταποκριθούν σε μετάδοση δεδομένων κινητών χρηστών με υψηλές ταχύτητες και χαμηλό κόστος συνέτεινε στη ραγδαία εξάπλωση της τεχνολογίας των ευφυών κεραιών.

Στην παρούσα διατριβή μελετάται ένας από τους απλούστερους, όσον αφορά στην υλοποίηση, και πλέον υποσχόμενους, από πλευράς εφαρμογών και δυνατοτήτων εξέλιξης, τύπους ευφυών κεραιών. Πρόκειται για τις ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (Switched Parasitic Arrays, SPAs), οι οποίες εντάσσονται στην επιμέρους κατηγορία των κεραιών στρεφόμενου λοβού (Switched Beam, SB). Η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση αυτού του τύπου ευφυών στοιχειοκεραιών, που αποτελούνται από κεραίες σύρματος, γίνεται με δύο διαφορετικούς τρόπους: με τη μέθοδο της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και τη μέθοδο των ροπών. Η βέλτιστη σχεδίασή τους καθίσταται εφικτή με τη στοχαστική τεχνική αναζήτησης των γενετικών αλγορίθμων (Genetic Algorithms, GAs), η οποία γνωρίζει μεγάλη άνθηση την τελευταία δεκαετία. Οι γενετικά σχεδιασθείσες ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων χρησιμοποιούνται στη συνέχεια σε ποικίλες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές.

Όλα τα παραπάνω αναπτύσσονται εκτενώς στα κεφάλαια της παρούσας διατριβής, το περιεχόμενο των οποίων παρουσιάζεται συνοπτικά στις επόμενες παραγράφους.

Στο πρώτο (εισαγωγικό) κεφάλαιο περιγράφεται η εξέλιξη των συστημάτων ασυρμάτων και κινητών επικοινωνιών, καθώς επίσης και ορισμένες βασικές έννοιες που αφορούν στους τύπους διαύλων επικοινωνίας και στις τεχνικές πολλαπλής ραδιοπρόσβασης. Αναφέρονται τα κύρια χαρακτηριστικά και οι μηχανισμοί διάδοσης στο ραδιοδίαυλο, ενώ αναλύεται η μορφή του λαμβανόμενου σήματος στενής και ευρείας ζώνης και τα είδη διαλείψεων που αυτό υφίσταται, λόγω του φαινομένου της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Ακολούθως, εισάγεται η έννοια των ευφυών κεραιών και παρατίθενται στοιχεία που αφορούν στην ιστορική τους εξέλιξη. Ακόμη παρουσιάζονται αναλυτικά τα είδη, οι αρχές λειτουργίας και οι σημαντικότεροι αλγόριθμοι ψηφιακής μορφοποίησης του διαγράμματος ακτινοβολίας τους, ενώ αναπτύσσονται και τα βασικά πλεονεκτήματα που προκύπτουν από την ενσωμάτωσή τους στα σύγχρονα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Τέλος γίνεται αναφορά στα συστήματα πολλαπλών εισόδων και πολλαπλών εξόδων (Multiple Input Multiple Output, MIMO) και στη δυνατότητα που παρέχουν για επίτευξη εξαιρετικά μεγάλων ρυθμών μετάδοσης.

Στο δεύτερο κεφάλαιο περιγράφονται οι αρχές λειτουργίας των ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων. Εξηγείται η

σημασία του ηλεκτρονικού ελέγχου του διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω της χρήσης RF διακοπτών και της εισαγωγής ψηφιακής λέξης στο κύκλωμα τροφοδότησης. Επιπλέον γίνεται παράθεση στοιχείων από την πρόσφατη βιβλιογραφία, όπου καταγράφονται παραδείγματα ποικίλων εκδοχών συμμετρικών ευφυών στοιχειοκεραιών ενεργών, παρασιτικών και ανοικτοκυκλωμένων στοιχείων. Τονίζεται η διαφορετικότητα και η αυξημένη λειτουργικότητα των στοιχειοκεραιών που αναπτύσσονται στην παρούσα διατριβή και παρουσιάζονται δύο ευέλικτες μέθοδοι για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυσή τους: η μέθοδος της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και η μέθοδος των ροπών.

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 ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων.

Στο τέταρτο κεφάλαιο αρχίζει η παράθεση αριθμητικών αποτελεσμάτων, τα οποία αναδεικνύουν τις δυνατότητες γενετικής σχεδίασης γραμμικών, μη-γραμμικών, μη-συμμετρικών και συμμετρικών ευφυών 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 στοιχειοκεραίες αναλύονται και με τις δύο μεθόδους που περιγράφηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο. Οι λύσεις που προκύπτουν επιβεβαιώνουν την ευελιξία και αποτελεσματικότητα των προτεινόμενων διαδικασιών σχεδίασης, οι οποίες εφαρμόζονται σε διάφορες εκδοχές των υπό μελέτη δομών. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η κατασκευή και πειραματική μέτρηση μιας απλής ευφυούς στοιχειοκεραίας μεταγωγής με ηλεκτρονικά στρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας, που αποτελείται από ενεργά και ανοικτοκυκλωμένα στοιχεία.

Στο πέμπτο κεφάλαιο της διατριβής εξετάζονται ποικίλες εφαρμογές ορισμένων από τις γενετικά σχεδιασθείσες ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων του τέταρτου κεφαλαίου, με στόχο να αναδειχθούν τα πλεονεκτήματα που τις συνοδεύουν. Στο πλαίσιο αυτό αναπτύσσεται μια μέθοδος εύρεσης των κατευθύνσεων άφιξης και των σχετικών μέσων ισχύων των δύο κυριότερων σημάτων σε ένα περιβάλλον διάδοσης ευρείας ζώνης. Η μέθοδος στηρίζεται στην τεχνική των γενετικών αλγορίθμων και απευθύνεται σε εφαρμογές χαμηλής κινητικότητας. Επίσης, εφαρμόζεται ο αλγόριθμος εύρεσης των γωνιών άφιξης MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) σε ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων και προκύπτει μια ενδιαφέρουσα παραλλαγή του. Επιπλέον εκτιμάται μέσω προσομοίωσης η επίδοση διαφορικής λήψης μιας απλής, γενετικά σχεδιασθείσας, ευφυούς κυκλικής στοιχειοκεραίας μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου. Τέλος μελετάται τόσο μέσω προσομοίωσης όσο και μέσω πειραματικών μετρήσεων η διαδικασία ασύρματης διάδοσης σε παρόμοια περιβάλλοντα, συμπεριλαμβανομένης και της κατανομής των διαλείψεων μικρής κλίμακας (small-scale fading). Η μελέτη αυτή μπορεί να

αποδειχθεί ιδιαίτερα χρήσιμη για την εκτίμηση της επίδοσης συστημάτων διαφορικής λήψης, τα οποία χρησιμοποιούν διατάξεις ευφυών στοιχειοκεραιών.

Βάσει όλων όσων αναφέρθηκαν προηγουμένως, υπάρχει η ελπίδα ότι η παρούσα διατριβή συνιστά έστω και ένα μικρό εξελικτικό βήμα στον τομέα των ευφυών κεραιών, όσον αφορά κυρίως στη θεωρητική μελέτη, τη σχεδίαση, και κάποιες ενδιαφέρουσες εφαρμογές τους.

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 τεσσεράμισι χρόνια, αρχής γενομένης από τον Ιανουάριο του 2001. Τα προγράμματα που χρησιμοποιήθηκαν υλοποιήθηκαν κυρίως στο πακέτο λογισμικού MATLAB, ενώ αρκετές προσομοιώσεις κεραιών και εσωτερικών χώρων έγιναν με τη χρήση του προγράμματος SuperNEC (SNEC). Πρόκειται για έναν υβριδικό συνδυασμό της μεθόδου των ροπών και της ομοιόμορφης θεωρίας περίθλασης. Για την επεξεργασία αριθμητικών δεδομένων και τη δημιουργία γραφημάτων χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα επεξεργασίας λογιστικών φύλλων (spreadsheet) Microsoft® Excel 2000, ενώ η συγγραφή της διατριβής έγινε με το πρόγραμμα επεξεργασίας κειμένου Microsoft® Word 2000.

Ολοκληρώνοντας, θα ήθελα να εκφράσω τις βαθύτατες ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα Καθηγητή μου κ. Χρήστο Καψάλη, για την πολύτιμη βοήθεια και καθοδήγηση που μου παρείχε τόσο σε επιστημονικό όσο και σε προσωπικό επίπεδο. 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. Ευχαριστώ ακόμη τους συναδέλφους μου στο Εργαστήριο Ασυρμάτου και Επικοινωνίας Μεγάλων Αποστάσεων, για την ανθρώπινη επικοινωνία και συνεργασία μας. Ειδικότερα αξίζει αναφορά στους Π. Παπακανέλλο, Ι. Χαιρετάκη, Σ. Μυτιληναίο, Σ. Παναγιώτου, Α. Σωτηρίου και Ν. Κουβελιώτη. Επίσης, ευχαριστώ το «Ευγενίδειο Ίδρυμα», του οποίου έτυχα υπότροφος το Ακαδημαϊκό Έτος 2001-2002, και το «Ίδρυμα Μποδοσάκη», του οποίου ήμουν υπότροφος τα Ακαδημαϊκά Έτη 2003-2004, 2004-2005, για την οικονομική και ηθική στήριξη που μου προσέφεραν κατά τη διάρκεια εκπόνησης της διατριβής. Τέλος θα ήθελα να εκφράσω τη βαθιά ευγνωμοσύνη μου προς την οικογένειά μου και προς όλους όσοι μου συμπαραστάθηκαν για να φέρω εις πέρας την παρούσα διατριβή.

Π. Κ. Βαρλάμος
Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005

ΠΕΡΙΛΗΨΗ **7**

ABSTRACT **9**

ΠΡΟΛΟΓΟΣ **11**

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ **15**

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ **21**

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ **27**

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ **31**

1.1 ΓΕΝΙΚΑ **31**

1.2 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ **32**

1.2.1 Τύποι Διαύλων Επικοινωνίας 32

1.2.2 Πρόσβαση στο Δίαυλο 33

1.2.2.α Τεχνικές Πολλαπλής Πρόσβασης 33

1.2.2.β Τεχνικές Τυχαίας Πρόσβασης 34

1.3 ΕΞΕΛΙΞΗ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ **34**

1.3.1 Ψηφιακά Κυψελωτά Συστήματα 34

1.3.1.α Κυψελωτά Συστήματα $2^{ης}$ Γενιάς 35

1.3.1.β Κυψελωτά Συστήματα $3^{ης}$ Γενιάς 35

1.3.2 Συστήματα Ασύρματης Τηλεφωνίας 35

1.3.3 Συστήματα Τηλεειδοποίησης 36

1.3.4 Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα Επικοινωνιών (WLANs) 36

1.3.5 Ασύρματα Προσωπικά Δίκτυα Επικοινωνιών (WPANs) 36

1.3.6 Επαγγελματικά Δίκτυα Κινητών Επικοινωνιών (PMRs) 36

1.4 ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΡΑΔΙΟΜΕΤΑΔΟΣΗΣ **36**

1.4.1 Είδη Διαλείψεων 37

1.4.2 Πολυδιαδρομική Διάδοση για Σήματα Στενής και Ευρείας Ζώνης 40

1.4.2.α Σήματα Στενής Ζώνης 41

1.4.2.β Σήματα Ευρείας Ζώνης 41

1.4.3 Μοντελοποίηση Ραδιοδιαύλου 42

1.5 ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΕΥΦΥΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ **42**

1.5.1 Είδη Ευφυών Κεραιών 43

1.5.2 Πλεονεκτήματα των Ευφυών Κεραιών 46

1.5.3 Δομές και Αλγόριθμοι Ευφυών Κεραιών για την Ψηφιακή Μορφοποίηση του Διαγράμματος Ακτινοβολίας 48

1.5.3.α Δέκτες και Αλγόριθμοι SA με Επεξεργασία στο Πεδίο του Χώρου 49

1.5.3.β Δέκτες και Αλγόριθμοι SA με Επεξεργασία στο Πεδίο του Χώρο-Χρόνου 51

1.6 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ MIMO (MULTIPLE INPUT - MULTIPLE OUTPUT) **54**

1.6.1 Χωρητικότητα των Συστημάτων MIMO 56

1.7 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ **58**

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ **61**

2.1 ΕΥΦΥΕΙΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΕΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ **61**

2.2 ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΠΑΓΟΜΕΝΗΣ ΗΛΕΚΤΡΕΓΕΡΤΙΚΗΣ ΔΥΝΑΜΗΣ **63**

2.2.1 Ιδία και Αμοιβαία Αντίσταση Διπόλων 64

2.2.2 Διάγραμμα Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας Όμοιων Διπόλων 66

2.3 ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΡΟΠΩΝ **66**

2.3.1 Μοντελοποίηση Πηγών 68

2.3.2 Βασικές Αρχές της Μεθόδου των Ροπών 69

2.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ **71**

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3. ΓΕΝΕΤΙΚΟΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ **73**

3.1 ΓΕΝΙΚΑ **73**

3.1.1 Γενετικοί Αλγόριθμοι και Παραδοσιακές Μέθοδοι Βελτιστοποίησης 73

3.2 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ – ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΤΩΝ ΓΕΝΕΤΙΚΩΝ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ **75**

3.2.1 Τρόποι Αναπαράστασης των Ατόμων στον Πληθυσμό 77

3.2.2 Αντικειμενική Συνάρτηση του Γενετικού Αλγορίθμου 77
3.2.3 Μηχανισμοί του Γενετικού Αλγορίθμου 78
3.2.3.α Στρατηγικές Επιλογής 78
3.2.3.β Ο Τελεστής της Διασταύρωσης 81
3.2.3.γ Ο Τελεστής της Μετάλλαξης 82
3.2.4 Διαδικασία Αρχικοποίησης και Μηχανισμοί Τερματισμού του Γενετικού Αλγορίθμου 83
3.2.5 Μερικά Χρήσιμα Στοιχεία για την Επιλογή των Παραμέτρων του Γενετικού Αλγορίθμου 83
3.3 ΓΕΝΕΤΙΚΟΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΚΑΙ ΣΥΝΘΕΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ **84**
3.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ **87**
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΤΩΝ ΓΕΝΕΤΙΚΩΝ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ **89**
4.1 ΓΕΝΙΚΑ **89**
4.2 ΓΕΝΕΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ – ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΕΠΑΓΟΜΕΝΗΣ ΗΛΕΚΤΡΕΓΕΡΤΙΚΗΣ ΔΥΝΑΜΗΣ **89**
4.2.1 Γενετική Σχεδίαση Ευφυών Γραμμικών Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής 90
4.2.1.α Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου 90
4.2.1.β Αριθμητικά Αποτελέσματα 91
4.2.2 Γενετική Σχεδίαση Ευφυών Επίπεδων Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής 98
4.2.2.α Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου 99
4.2.2.β Αριθμητικά Αποτελέσματα 101
4.2.3 Προσαρμογή Ευφυών Επίπεδων Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής με τη Χρήση Επιπρόσθετων Παρασιτικών Στοιχείων και τη Μέθοδο των Γενετικών Αλγορίθμων 110
4.2.3.α Απλή Ευφυής Επίπεδη Στοιχειοκεραία Τεσσάρων Στοιχείων 111
4.2.3.β Προσαρμογή με την Προσθήκη Παρασιτικών Στοιχείων 113

4.2.4 Γενετική Σχεδίαση Ευφυών Επίπεδων Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής Παρουσία Δύο Κάθετων Τέλεια Αγώγιμων Πλακών 118

4.2.4.α Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου 120

4.2.4.β Αριθμητικά Αποτελέσματα 123

4.2.4.γ Περιγραφή Γενετικού Αλγορίθμου Απεικόνισης Πραγματικών Αριθμών για τη Σχεδίαση Στοιχειοκεραιών Αυξημένου Κέρδους 127

***4.3 ΓΕΝΕΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ – ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΤΩΝ ΡΟΠΩΝ ΚΑΙ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ SUPERNEC* 132**

4.3.1 Σύγκριση SNEC και Μεθόδου Επαγόμενης Ηλεκτρεγερτικής Δύναμης 132

4.3.2 Γενετική Σχεδίαση Ευφυών Κυκλικών Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής 136

4.3.2.α Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου 137

4.3.2.β Αριθμητικά Αποτελέσματα 139

4.3.2.γ Εύρος Ζώνης Κυκλικών Στοιχειοκεραιών και Διατάξεων Δύο Δακτυλίων 145

4.3.3 Γενετική Σχεδίαση Απλών και Τροποποιημένων Στοιχειοκεραιών Yagi-Uda με τη Χρήση Επιπρόσθετων Παρασιτικών Στοιχείων 147

4.3.3.α Περιγραφή Τροποποιημένης Yagi-Uda με Επιπρόσθετα Παρασιτικά Στοιχεία 149

4.3.3.β Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου 149

4.3.3.γ Αριθμητικά Αποτελέσματα 150

4.3.3.δ Εύρος Ζώνης Κλασικών και Τροποποιημένων Στοιχειοκεραιών Yagi-Uda 157

***4.4 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΕΥΦΥΟΥΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ* 159**

4.4.1 Περιγραφή και Θεωρητική Ανάλυση Ευφυούς Στοιχειοκεραίας 159

4.4.2 Περιγραφή Κυκλώματος Ελέγχου Ευφυούς Στοιχειοκεραίας 160

4.4.2.α Ευφυές Κύκλωμα 160

4.4.2.β RF Διακόπτης 162

4.4.3 Πειραματικός Προσδιορισμός Διαγραμμάτων Ακτινοβολίας 164

4.5 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ **166**

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ **169**

5.1 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΓΩΝΙΑΣ ΑΦΙΞΗΣ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ – ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΕΠΑΓΟΜΕΝΗΣ ΗΛΕΚΤΡΕΓΕΡΤΙΚΗΣ ΔΥΝΑΜΗΣ **169**

5.1.1 Ευφυείς Επίπεδες Στοιχειοκεραίες Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων με Μη-Συμμετρικά ή Συμμετρικά Διαγράμματα Ακτινοβολίας 171

5.1.2 Μέθοδος Εκτίμησης Γωνίας Άφιξης με την Τεχνική των Γενετικών Αλγορίθμων σε Περιβάλλον Διάδοσης Ευρείας Ζώνης 173

5.1.2.α Περιγραφή της Μεθόδου 174

5.1.2.β Αριθμητικά Αποτελέσματα – Ανάλυση Επίδοσης Μεθόδου 176

5.1.3 Μέθοδος Εκτίμησης Γωνίας Άφιξης με τη Χρήση Τροποποιημένου Αλγορίθμου MUSIC 180

5.1.3.α Περιγραφή της Μεθόδου 180

5.1.3.β Αριθμητικά Αποτελέσματα – Ανάλυση Επίδοσης Μεθόδου 182

5.2 ΜΕΛΕΤΗ ΓΩΝΙΑΚΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΗΤΑΣ ΣΕ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥΣ ΧΩΡΟΥΣ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ – ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ SUPERNEC **187**

5.2.1 Μοντέλο Προσομοίωσης Συστήματος Γωνιακής Διαφορισιμότητας σε Περιβάλλον Εσωτερικού Χώρου με τη Χρήση Ευφυούς Κυκλικής Στοιχειοκεραίας Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων 189

5.2.1.α Κατηγορίες Συστημάτων Διαφορικής Λήψης 189

5.2.1.β Περιγραφή Μοντέλου Προσομοίωσης 190

5.2.2 Μελέτη Επίδοσης Συστήματος Γωνιακής Διαφορισιμότητας σε Περιβάλλον Εσωτερικού Χώρου με τη Χρήση Ευφυούς Κυκλικής Στοιχειοκεραίας Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων 192

5.2.2.α Διαδικασία Υπολογισμού Ρυθμού Λαθών 194

5.2.2.β Αριθμητικά Αποτελέσματα 194

5.3 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ ΜΙΚΡΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ ΣΕ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥΣ ΧΩΡΟΥΣ – ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ SUPERNEC **199**

5.3.1 Μελέτη Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας σε Εσωτερικούς Χώρους μέσω Πειραματικών Μετρήσεων 201

5.3.1.α Περιγραφή Διάταξης Πειραματικών Μετρήσεων 201

5.3.1.β Επεξεργασία και Στατιστική Αξιολόγηση Πειραματικών Δεδομένων 202

5.3.2 Μελέτη Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας σε Εσωτερικούς Χώρους μέσω Προσομοίωσης με το SNEC 205

5.3.2.α Περιγραφή Μοντέλου Προσομοίωσης 205

5.3.2.β Επεξεργασία και Στατιστική Αξιολόγηση Δεδομένων Προσομοίωσης 207

5.3.3 Σύγκριση Κατανομών Rayleigh και New 209

5.3.4 Μελέτη Χρονικών Διαλείψεων σε Εσωτερικούς Χώρους μέσω Προσομοίωσης με το SNEC 210

5.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ **212**

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΩΝ ΜΟΝΤΕΛΩΝ **215**

Α.1 ΕΝΑ ΚΑΙΝΟΥΡΙΟ ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ **215**

Α.2 Η ΚΑΤΑΝΟΜΗ RAYLEIGH **216**

Α.3 ΚΑΤΑΝΟΜΕΣ ΔΥΟ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ **216**

Α.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ **217**

ΕΠΙΛΟΓΟΣ **219**

ΓΕΝΙΚΑ **219**

ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ – ΣΗΜΕΙΑ ΠΟΥ ΠΡΟΑΓΕΤΑΙ Η ΕΠΙΣΤΗΜΗ **219**

ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ **227**

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1. Περιβάλλον διάδοσης (πηγή: [12, Σελ. 52]) 37
Σχήμα 1.2. Υπέρθεση διαλείψεων (πηγή: [12, Σελ. 59]) 38
Σχήμα 1.3. Τα είδη των ευφυών κεραιών (πηγή: [15]) 44
Σχήμα 1.4. Σύγκριση SB και AA παρουσία ενός SOI και δύο SNOIs (πηγή: [19]) 45
Σχήμα 1.5. Λήψη επιπέδου κύματος από γραμμική στοιχειοκεραία M ισαπεχόντων στοιχείων στο x-άξονα (πηγή: [20, Σελ. 85]) 46
Σχήμα 1.6. Στοιχειοκεραία ευρείας ζώνης (πηγή: [20, Σελ. 101]) 52
Σχήμα 1.7. Δέκτης RAKE τριών βαθμίδων. Κάθε βαθμίδα χρησιμοποιεί διαφορετικό διάγραμμα ακτινοβολίας της AA (πηγή: [20, Σελ. 120]) 53
Σχήμα 1.8. Διαγράμματα ακτινοβολίας δέκτη RAKE τριών βαθμίδων για τη λήψη τεσσάρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών (SOI-1,2,3,4) και την απόρριψη παρεμβολής (SNOI) (πηγή: [20, Σελ. 122]) 53
Σχήμα 1.9. Διαχωρισμός χρηστών σε σύστημα MIMO ως προς το χρόνο, τη συχνότητα, και το χώρο κύματος-πεδίου (πηγή: [26, Σελ. 11-12]) 54
Σχήμα 1.10. Γεωμετρία περιβάλλοντος διάδοσης συστήματος MIMO (πηγή: [28]) 55
Σχήμα 1.11. Διάγραμμα V-BLAST (πηγή: [31]) 56

Σχήμα 2.1. Παράλληλα δίπολα με μήκη l_1, l_2 που βρίσκονται σε απόσταση d 65
Σχήμα 2.2. Ισοδύναμη ρευματική κατανομή κατά μήκος του κεντρικού άξονα του αγωγού (πηγή: [18, Σελ. 390]) 67
Σχήμα 2.3. Μοντελοποίηση διέγερσης κυλινδρικού διπόλου (πηγή: [18, Σελ. 393]) 68
Σχήμα 2.4. Είδη συναρτήσεων βάσης: α) σταθερή, β) γραμμική, γ) ημιτονοειδής 70

Σχήμα 3.1. Διάγραμμα ροής ενός απλού γενετικού αλγορίθμου 76
Σχήμα 3.2. Επιλογή με τη διαδικασία ρουλέτας 79
Σχήμα 3.3. Η λειτουργία του τελεστή της διασταύρωσης 81
Σχήμα 3.4. Η λειτουργία του τελεστή της μετάλλαξης μεταβάλλει με τυχαίο τρόπο στοιχεία του χρωμοσώματος 82

Σχήμα 4.1. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 9.53^o$
και ψηφιακή λέξη 0110001111 94
Σχήμα 4.2. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 31.64^o$
και ψηφιακή λέξη 0101101011 94
Σχήμα 4.3. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 51.72^o$
και ψηφιακή λέξη 1001100011 95

Σχήμα 4.4. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 68.74^o$
και ψηφιακή λέξη 0100011000 95
Σχήμα 4.5. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 88.13^o$
και ψηφιακή λέξη 0010101100 96
Σχήμα 4.6. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 109.56^o$
και ψηφιακή λέξη 0011001000 96
Σχήμα 4.7. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 129.04^o$
και ψηφιακή λέξη 1000101000 97
Σχήμα 4.8. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 150.78^o$
και ψηφιακή λέξη 1010001100 97
Σχήμα 4.9. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 168.67^o$
και ψηφιακή λέξη 1101011101 98
Σχήμα 4.10. Επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας ($N_{RP} = 6$) 99
Σχήμα 4.11. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 28.75^o$ και ψηφιακή λέξη 110010 102
Σχήμα 4.12. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 87.78^o$ και ψηφιακή λέξη 001000 103
Σχήμα 4.13. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 159.97^o$ και ψηφιακή λέξη 100110 103
Σχήμα 4.14. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 215.20^o$ και ψηφιακή λέξη 100101 104
Σχήμα 4.15. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 274.12^o$ και ψηφιακή λέξη 010001 104
Σχήμα 4.16. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 337.85^o$ και ψηφιακή λέξη 011000 105
Σχήμα 4.17. Κάτοψη γεωμετρίας της βέλτιστης ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο 105
Σχήμα 4.18. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 31.10^o$
και ψηφιακή λέξη 0110010 107
Σχήμα 4.19. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 89.18^o$
και ψηφιακή λέξη 0000011 107

Σχήμα 4.20. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 148.12^o$
και ψηφιακή λέξη 0000001 108
Σχήμα 4.21. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 211.98^o$
και ψηφιακή λέξη 0101100 108
Σχήμα 4.22. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 276.42^o$
και ψηφιακή λέξη 1100000 109
Σχήμα 4.23. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 332.43^o$
και ψηφιακή λέξη 1010000 109
Σχήμα 4.24. Κάτοψη γεωμετρίας απλής διάταξης 4 στοιχείων (ένα ενεργό και τρία παρασιτικά, σύμβολα 'o') και τριών σύνθετων διατάξεων 8, 12 και 16 στοιχείων (επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία, σύμβολα '×') για την προσαρμογή του ενεργού στοιχείου της αρχικής ευφυούς στοιχειοκεραίας 4 στοιχείων 111
Σχήμα 4.25. Διαγράμματα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης συμμετρικής στοιχειοκεραίας 4 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο 113
Σχήμα 4.26. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 8 στοιχείων (4 επιπρόσθετα παρασιτικά) στο πρώτο τεταρτημόριο του οριζοντίου επιπέδου για ψηφιακή λέξη 00010000 115
Σχήμα 4.27. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 12 στοιχείων (8 επιπρόσθετα παρασιτικά) στο πρώτο τεταρτημόριο του οριζοντίου επιπέδου για ψηφιακή λέξη 000100000000 117
Σχήμα 4.28. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 16 στοιχείων (12 επιπρόσθετα παρασιτικά) στο πρώτο τεταρτημόριο του οριζοντίου επιπέδου για ψηφιακή λέξη 0001000000000000 118
Σχήμα 4.29. Κάτοψη γεωμετρίας διπόλου παράλληλου προς σύστημα δύο κάθετων, τέλεια αγώγιμων πλακών και ισοδύναμα ρεύματα των ειδώλων 119
Σχήμα 4.30. Επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας παρουσία δύο ανακλαστήρων στον πρώτο τομέα του πρώτου τεταρτημορίου 121
Σχήμα 4.31. Επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας παρουσία δύο ανακλαστήρων στο πρώτο τεταρτημόριο 121
Σχήμα 4.32. Κάτοψη γεωμετρίας στο οριζόντιο επίπεδο της βέλτιστης ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων 123
Σχήμα 4.33. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων με $\phi_{\max} = 19.44^o$
και ψηφιακή λέξη 010010 124
Σχήμα 4.34. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων με $\phi_{\max} = 43.35^o$
και ψηφιακή λέξη 101000 125
Σχήμα 4.35. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων με $\phi_{\max} = 71.56^o$

και ψηφιακή λέξη 000011 125
Σχήμα 4.36. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων με $\phi_{\max} = 64.59^o$ και ψηφιακή λέξη 010001 126
Σχήμα 4.37. Κάτοψη γεωμετρίας στο οριζόντιο επίπεδο της βέλτιστης ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης 128
Σχήμα 4.38. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με $\phi_{\max} = 17.77^o$ και ψηφιακή λέξη 100000 129
Σχήμα 4.39. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με $\phi_{\max} = 44.68^o$ και ψηφιακή λέξη 001000 130
Σχήμα 4.40. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με $\phi_{\max} = 63.92^o$ και ψηφιακή λέξη 110101 130
Σχήμα 4.41. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με $\phi_{\max} = 28.30^o$ και ψηφιακή λέξη 010100 131
Σχήμα 4.42. Γεωμετρία ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο SNEC ($f = 2.4\,\text{GHz}$) για την ψηφιακή λέξη 0110010 133
Σχήμα 4.43. Διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με τη μέθοδο επαγόμενης ΗΕΔ και το πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC 135
Σχήμα 4.44. Κάτοψη γεωμετρίας α) μιας απλής κυκλικής διάταξης και β, γ) δύο υλοποιήσεων διάταξης δύο δακτυλίων ($M = 8$) 137
Σχήμα 4.45. Διάγραμμα ακτινοβολίας κυκλικής στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων 141
Σχήμα 4.46. Διαγράμματα ακτινοβολίας διατάξεων δύο δακτυλίων α) 6×2_comm και β) 6×2_diff 141
Σχήμα 4.47. Διάγραμμα ακτινοβολίας κυκλικής στοιχειοκεραίας 8 στοιχείων 142
Σχήμα 4.48. Διαγράμματα ακτινοβολίας διατάξεων δύο δακτυλίων α) 8×2_comm και β) 8×2_diff 142
Σχήμα 4.49. Διάγραμμα ακτινοβολίας κυκλικής στοιχειοκεραίας 12 στοιχείων 143
Σχήμα 4.50. Διαγράμματα ακτινοβολίας διατάξεων δύο δακτυλίων α) 12×2_comm και β) 12×2_diff 143
Σχήμα 4.51. Γεωμετρία ευφυούς επίπεδης κυκλικής στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο SNEC ($f = 1.8\,\text{GHz}$) 144
Σχήμα 4.52. Γεωμετρία ευφυούς επίπεδης κυκλικής διάταξης δύο δακτυλίων 8×2_diff στο SNEC ($f = 1.8\,\text{GHz}$) 144
Σχήμα 4.53. Γεωμετρία ευφυούς επίπεδης κυκλικής διάταξης δύο δακτυλίων 12×2_comm στο SNEC ($f = 1.8\,\text{GHz}$) 145
Σχήμα 4.54. Τιμές $VSWR$ ως συνάρτηση της συχνότητας για απλές κυκλικές

στοιχειοκεραίες και διατάξεις δύο δακτυλίων με
α) 6, β) 8, και γ) 12 στοιχεία ανά δακτύλιο 146
Σχήμα 4.55. Γεωμετρία της τροποποιημένης στοιχειοκεραίας Yagi-Uda 149
Σχήμα 4.56. Διαγράμματα ακτινοβολίας γενετικά βελτιστοποιημένων στοιχειοκεραιών ως προς κέρδος α) κλασική Yagi-Uda και
β) τροποποιημένη Yagi-Uda 3 153
Σχήμα 4.57. Διαγράμματα ακτινοβολίας γενετικά βελτιστοποιημένων στοιχειοκεραιών α) κλασική Yagi-Uda 2 και β) τροποποιημένη Yagi-Uda 4 154
Σχήμα 4.58. Διαγράμματα ακτινοβολίας γενετικά βελτιστοποιημένων στοιχειοκεραιών α) κλασική Yagi-Uda 13 και β) τροποποιημένη Yagi-Uda 9 156
Σχήμα 4.59. Γεωμετρία γενετικά σχεδιασθείσας κλασικής Yagi-Uda 13 στο SNEC ($f = 2.4\,\text{GHz}$) 156
Σχήμα 4.60. Γεωμετρία γενετικά σχεδιασθείσας τροποποιημένης Yagi-Uda 9 στο SNEC ($f = 2.4\,\text{GHz}$) 157
Σχήμα 4.61. α) Κέρδος, β) λόγος Front-to-Back, και γ) $VSWR$ ως συνάρτηση της συχνότητας για τις γενετικά σχεδιασθείσες κλασική Yagi-Uda 13 και τροποποιημένη Yagi-Uda 9 158
Σχήμα 4.62. Διάταξη ευφυούς στοιχειοκεραίας και κυκλώματος ελέγχου 159
Σχήμα 4.63. Θεωρητικό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς στοιχειοκεραίας για την κατάσταση Α 160
Σχήμα 4.64. Διάγραμμα δομικών μονάδων του ευφυούς κυκλώματος (πηγή: [43, Σελ. 14]) 161
Σχήμα 4.65. Εσωτερική όψη του ευφυούς κυκλώματος (πηγή: [43, Σελ. 19]) 161
Σχήμα 4.66. Διάγραμμα ολοκληρωμένου MSWT στο κέντρο της ηλεκτρονικής πλακέτας του RF διακόπτη (πηγή: [43, Σελ. 21]) 162
Σχήμα 4.67. Εσωτερική άνω όψη μεταλλικού κουτιού που περιέχει δύο RF διακόπτες (πηγή: [43, Σελ. 39]) 163
Σχήμα 4.68. Εσωτερική κάτω όψη ηλεκτρονικής πλακέτας ενός απλού RF διακόπτη (πηγή: [43, Σελ. 39]) 164
Σχήμα 4.69. Πειραματικό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς στοιχειοκεραίας α) για την κατάσταση Α, β) για την κατάσταση Β (πηγή: [43, Σελ. 46-47]) 165
Σχήμα 5.1. Κάτοψη γεωμετρίας ευφυούς επίπεδης μη-συμμετρικής στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο 171
Σχήμα 5.2. Κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης μη-συμμετρικής στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο 172
Σχήμα 5.3. Κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας ευφυούς κυκλικά συμμετρικής στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο 173
Σχήμα 5.4. Λήψη των δύο ισχυρότερων σημάτων με γωνίες άφιξης σε διαφορετικούς λοβούς 174
Σχήμα 5.5. Ποσοστό επιτυχίας τροποποιημένου MUSIC ως συνάρτηση του N_S, για δύο τύπους SPAs και ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης 183
Σχήμα 5.6. Ποσοστό επιτυχίας τροποποιημένου MUSIC ως συνάρτηση του N_S, για τρεις τύπους SPCAs και ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης 184
Σχήμα 5.7. Ποσοστό επιτυχίας τροποποιημένου MUSIC ως συνάρτηση του N_S,

για την SPCA 8 στοιχείων και δύο κατανομές γωνιών άφιξης GBSBEM 185

Σχήμα 5.8. Τιμές σ_{ang} ως συνάρτηση του N_S για 100 δοκιμές MC ($p_{corr} = 1$), τρεις τύπους SPCAs, $s_n = -10\text{dB}$ και α) $\Delta\phi = 30^o$, β) $\Delta\phi = 80^o$, γ) $\Delta\phi = 140^o$ 186

Σχήμα 5.9. Τιμές *rmse* ως συνάρτηση του $\Delta\phi$ για 100 δοκιμές MC ($p_{corr} = 1$), δύο τύπους SPCAs, $s_n = -20\text{dB}$, $N_S = 1000$, $\phi_1 = 30^o$ και $\phi_2 = \phi_1 + \Delta\phi$ 187

Σχήμα 5.10. Απλό περιβάλλον εσωτερικού χώρου με συνθήκες NLOS 190

Σχήμα 5.11. Περιβάλλον εσωτερικού χώρου με συνθήκες NLOS στο SNEC ($f = 1.8\,\text{GHz}$): α) εξωτερική όψη, β) κάτοψη 191

Σχήμα 5.12. Σύγκριση μεταξύ του συστήματος διαφορικής λήψης και της κατευθυντικής κεραίας SPCA5 ως προς τις διαλείψεις μικρής κλίμακας 196

Σχήμα 5.13. Σύγκριση μεταξύ του συστήματος διαφορικής λήψης και της ομοιοκατευθυντικής κεραίας DipC ως προς τις διαλείψεις μικρής κλίμακας 197

Σχήμα 5.14. Σύγκριση μεταξύ του συστήματος διαφορικής λήψης και των κατευθυντικών κεραιών SPCA3, SPCA5 ως προς το μέσο BER συναρτήσει του E_b/N_0 198

Σχήμα 5.15. Σύγκριση μεταξύ του συστήματος διαφορικής λήψης και των ομοιοκατευθυντικών κεραιών DipC, Dip3, Dip5 ως προς το μέσο BER συναρτήσει του E_b/N_0 198

Σχήμα 5.16. Σχηματικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης 202

Σχήμα 5.17. Σύγκριση μεταξύ της εμπειρικής πειραματικής και των θεωρητικών cdfs για ένα σετ δειγμάτων της $1^{ης}$ τοπολογίας των μετρήσεων (χωρικές διαλείψεις μικρής κλίμακας, $f = 1.8\,\text{GHz}$) 205

Σχήμα 5.18. Απλό NLOS περιβάλλον εσωτερικού χώρου (Χώρος 1) 206

Σχήμα 5.19. Σύνθετο NLOS περιβάλλον εσωτερικού χώρου (Χώρος 2) 206

Σχήμα 5.20. Σύγκριση μεταξύ της εμπειρικής (από προσομοίωση με το SNEC) και των θεωρητικών cdfs για ένα σετ δειγμάτων της τοπολογίας Β στο Χώρο 2 (χωρικές διαλείψεις μικρής κλίμακας, $f = 1.8\,\text{GHz}$) 209

Σχήμα 5.21. Σύγκριση μεταξύ των pdfs της κατανομής New (για $N = 1, 2$) και της κατανομής Rayleigh 209

Σχήμα 5.22. Μελέτη χρονικών διαλείψεων περιβάλλουσας στο Χώρο 1, με πομπό και δέκτη ακίνητους και πέντε βιολογικούς σκεδαστές να εκτελούν συνεχή κίνηση στην περίμετρο τετραγώνου 211

Σχήμα 5.23. Σύγκριση μεταξύ της εμπειρικής (από προσομοίωση με το SNEC) και των θεωρητικών cdfs για ένα σετ 60 δειγμάτων της τοπολογίας του σχήματος 5.22 (χρονικές διαλείψεις περιβάλλουσας, $f = 1.8\,\text{GHz}$) 212

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 3.1. Παράδειγμα για τη λειτουργία του σχήματος της ρουλέτας 80

Πίνακας 4.1. Αποστάσεις και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή γραμμική στοιχειοκεραία 9 στοιχείων 92

Πίνακας 4.2. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή γραμμική στοιχειοκεραία 9 στοιχείων 92

Πίνακας 4.3. Αποστάσεις και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή γραμμική στοιχειοκεραία 10 στοιχείων 93

Πίνακας 4.4. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή γραμμική στοιχειοκεραία 10 στοιχείων 93

Πίνακας 4.5. Συντελεστές επίδοσης διαγραμμάτων ακτινοβολίας για ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες 6 και 7 στοιχείων 101

Πίνακας 4.6. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων 102

Πίνακας 4.7. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων 102

Πίνακας 4.8. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 7 στοιχείων 106

Πίνακας 4.9. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 7 στοιχείων 106

Πίνακας 4.10. Μέσο εύρος 3dB του κυρίου λοβού και μέσο επίπεδο πλευρικών λοβών για ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες 6 και 7 στοιχείων 106

Πίνακας 4.11. Συντεταγμένες για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 4 στοιχείων 112

Πίνακας 4.12. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 4 στοιχείων 112

Πίνακας 4.13. Τιμές αντίστασης εισόδου και αντικειμενικής συνάρτησης για τις ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες 4, 8, 12 και 16 στοιχείων 115

Πίνακας 4.14. Συντεταγμένες για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 8 στοιχείων, με 4 επιπρόσθετα παρασιτικά (5-8) 115

Πίνακας 4.15. Συντεταγμένες για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 12 στοιχείων, με 8 επιπρόσθετα παρασιτικά (5-12) 116

Πίνακας 4.16. Συντεταγμένες για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 16 στοιχείων, με 12 επιπρόσθετα παρασιτικά (5-16) 117

Πίνακας 4.17. Συντελεστές επίδοσης διαγραμμάτων ακτινοβολίας και τιμές κέρδους για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων 123

Πίνακας 4.18. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων 124

Πίνακας 4.19. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων 124

Πίνακας 4.20. Συντελεστές επίδοσης διαγραμμάτων ακτινοβολίας και τιμές κέρδους για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης 128

Πίνακας 4.21. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης 129

Πίνακας 4.22. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης 129

Πίνακας 4.23. Χαρακτηριστικά ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων κατόπιν προσομοίωσης με το SNEC 133

Πίνακας 4.24. Χαρακτηριστικά ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων κατόπιν ανάλυσης με τη μέθοδο επαγόμενης ΗΕΔ 134

Πίνακας 4.25. Μέσες τιμές εύρους 3dB κυρίου λοβού, ύψους πλευρικών λοβών και κέρδους για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 7 στοιχείων με τη μέθοδο επαγόμενης ΗΕΔ και το πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC 134

Πίνακας 4.26. Τιμές αντίστασης εισόδου για τις ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες 4, 8, 12 και 16 στοιχείων (ένα ενεργό) με τη μέθοδο επαγόμενης ΗΕΔ και το πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC 134

Πίνακας 4.27. Μήκη στοιχείων και ακτίνες δακτυλίων για τις γενετικά βελτιστοποιημένες κυκλικές στοιχειοκεραίες και διατάξεις δύο δακτυλίων ($M = 6, 8, 12$) 139

Πίνακας 4.28. Χαρακτηριστικά διαγραμμάτων ακτινοβολίας και τιμές αντίστασης εισόδου για τις γενετικά βελτιστοποιημένες κυκλικές στοιχειοκεραίες και διατάξεις δύο δακτυλίων ($M = 6, 8, 12$) 140

Πίνακας 4.29. Μέσες τιμές χαρακτηριστικών μεγεθών διαγράμματος ακτινοβολίας ανά κατηγορία κυκλικής στοιχειοκεραίας 140

Πίνακας 4.30. Μέσο εύρος ζώνης αποδεκτών διαγραμμάτων ακτινοβολίας και τιμών $VSWR < 1.5$ ανά κατηγορία κυκλικής στοιχειοκεραίας 147

Πίνακας 4.31. Χαρακτηριστικά διαγράμματος ακτινοβολίας και αντίσταση εισόδου κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda γενετικά βελτιστοποιημένων σύμφωνα με την (4.32), σε σύγκριση με τις διατάξεις που περιέχονται στο [29] 151

Πίνακας 4.32. Γεωμετρικά χαρακτηριστικά γενετικά βελτιστοποιημένων κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda 152

Πίνακας 4.33. Χαρακτηριστικά διαγράμματος ακτινοβολίας και αντίσταση εισόδου κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda γενετικά βελτιστοποιημένων σύμφωνα με την (4.33) 154

Πίνακας 4.34. Χαρακτηριστικά διαγράμματος ακτινοβολίας και αντίσταση εισόδου κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda γενετικά βελτιστοποιημένων σύμφωνα με την (4.34) 155

Πίνακας 4.35. Εύρος ζώνης τιμών $VSWR$ για τις γενετικά σχεδιασθείσες κλασική Yagi-Uda 13 και τροποποιημένη Yagi-Uda 9 157

Πίνακας 5.1. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη μη-συμμετρική στοιχειοκεραία 7 στοιχείων 171

Πίνακας 5.2. Ανάλυση επίδοσης μεθόδου για δύο τύπους SPAs και ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης 177

Πίνακας 5.3. Ανάλυση επίδοσης μεθόδου για τη μη-συμμετρική SPA 7 στοιχείων και τρεις διαφορετικές κατανομές γωνιών άφιξης 178

Πίνακας 5.4. Ανάλυση επίδοσης μεθόδου για τέσσερις τύπους SPCAs, ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης και $s_r = -50\text{dB}$ 179

Πίνακας 5.5. Ανάλυση επίδοσης μεθόδου για την κυκλικά συμμετρική SPCA 6 στοιχείων, ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης και γενετικούς αλγορίθμους δυαδικής και πραγματικής απεικόνισης 180

Πίνακας 5.6. Ανάλυση επίδοσης τροποποιημένου MUSIC για δύο τύπους SPAs, ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης και $N_S = 2000$ 183

Πίνακας 5.7. Ανάλυση επίδοσης τροποποιημένου MUSIC για τρεις τύπους SPCAs N_{RP} στοιχείων, ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης και $N_S = 2000$ 184

Πίνακας 5.8. Ανάλυση επίδοσης τροποποιημένου MUSIC για την SPCA 8 στοιχείων, τρεις κατανομές γωνιών άφιξης και $N_S = 2000$ 185

Πίνακας 5.9. Ηλεκτρικές ιδιότητες σκεδαστών σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου με συνθήκες NLOS ($f = 1.8\,\text{GHz}$) 190

Πίνακας 5.10. Γεωμετρικά χαρακτηριστικά, στοιχεία διαγράμματος ακτινοβολίας και αντίσταση εισόδου SPCA 6 στοιχείων ($f = 1.8\,\text{GHz}$) 192

Πίνακας 5.11. Σύγκριση μεταξύ συστήματος διαφορικής λήψης, 6 κατευθυντικών και τριών ομοιοκατευθυντικών κεραιών, σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου με συνθήκες NLOS ($f = 1.8\,\text{GHz}$) 195

Πίνακας 5.12. Τυπικά αποτελέσματα ελέγχων MSE για την α) 1^{η}, β) 2^{η} και γ) 3^{η} τοπολογία πειραματικών μετρήσεων (χωρικές διαλείψεις μικρής κλίμακας, $f = 1.8\,\text{GHz}$) 204

Πίνακας 5.13. Τυπικά αποτελέσματα ελέγχων MSE για τις τοπολογίες προσομοίωσης με το SNEC α) A (Χώρος 1), β) B και γ) C (Χώρος 2) (χωρικές διαλείψεις μικρής κλίμακας, $f = 1.8\,\text{GHz}$) 208

Πίνακας 5.14. Τυπικά αποτελέσματα ελέγχων MSE για την τοπολογία προσομοίωσης με το SNEC του σχήματος 5.22 (χρονικές διαλείψεις περιβάλλουσας, $f = 1.8\,\text{GHz}$) 212

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΓΕΝΙΚΑ

Ένα μεγάλο μέρος των νέων τεχνολογιών, οι οποίες αναμένεται να διαδραματίσουν σημαντικό ρόλο στην Κοινωνία των Πληροφοριών του 21ου αιώνα, αφορά στις ασύρματες επικοινωνίες. Το όραμα και η μελλοντική εξέλιξη των ασυρμάτων δικτύων επικοινωνιών προβλέπει την υποστήριξη πολλαπλών υπηρεσιών υψηλού ρυθμού μετάδοσης και υψηλής ποιότητας μεταξύ κινητών τερματικών συσκευών. Ο όρος ασύρματες επικοινωνίες αναλύεται σε τρεις κατηγορίες:

- *Εφαρμογές*. Πρόκειται για τη μετάδοση φωνής, τη μεταφορά γραπτών μηνυμάτων, την πρόσβαση και αναζήτηση στο Διαδίκτυο, τη μεταφορά αρχείων μεταξύ υπολογιστών, την τηλεειδοποίηση χρηστών (paging), την τηλεδιάσκεψη (video-conference), κ.ά.
- *Συστήματα*. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν τα κλασικά κυψελωτά συστήματα επικοινωνιών (π.χ., GSM, UMTS, IS-54, IS-95), τα συστήματα ασύρματης τηλεφωνίας (π.χ., DECT, PHS), τα συστήματα τηλεειδοποίησης (π.χ., HERMES), τα επαγγελματικά δίκτυα κινητών επικοινωνιών (PMRs), με χαρακτηριστικό παράδειγμα προδιαγραφής το TETRA, τα συστήματα ευρείας μετάδοσης ψηφιακού ήχου (DAB) και video (DVB), τα ασύρματα τοπικά δίκτυα υπολογιστών (WLANs), τα συστήματα σταθερής ραδιοπρόσβασης (π.χ., LMDS, MMDS), τα συστήματα ασύρματης δικτύωσης μικρών αποστάσεων (π.χ., Bluetooth), καθώς και τα δορυφορικά συστήματα κινητών επικοινωνιών (π.χ., Globalstar, S-UMTS).
- *Περιοχές Κάλυψης*. Πρόκειται για τους χώρους που εξυπηρετούνται από τα ανωτέρω συστήματα και οι οποίοι διακρίνονται σε εσωτερικούς και εξωτερικούς, με τους τελευταίους να εκτείνονται από μια μικρή περιοχή μέχρι και σε ολόκληρη τη γη.

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό των ασυρμάτων επικοινωνιών αποτελεί ο κατακερματισμός που παρατηρείται στη βιομηχανία και που οφείλεται στη διαφορετικότητα των ασυρμάτων εφαρμογών. Στην κατεύθυνση εξάλειψης αυτού του φαινομένου, η Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU) ξεκίνησε τη δημιουργία μιας ομοσπονδίας συστημάτων επικοινωνιών, που θα παρέχουν ασύρματη πρόσβαση στην παγκόσμια τηλεπικοινωνιακή υποδομή και θα καλύπτουν τις ανάγκες των χρηστών. Οι βασικοί στόχοι αυτού του πλαισίου προδιαγραφών (International Mobile Telecommunications-2000, IMT-2000) είναι οι εξής:

- Ομοιότητα στη σχεδίαση συστημάτων και δυνατότητα περιαγωγής σε παγκόσμια κλίμακα.
- Συμβατότητα με ήδη υπάρχοντα συστήματα και αυξημένη ευελιξία στην ενσωμάτωση νέων υπηρεσιών.
- Συμβατότητα υπηρεσιών.
- Παροχή υπηρεσιών υψηλής ποιότητας και πρόσβασης υψηλής ταχύτητας, με υποστήριξη ευρυζωνικών εφαρμογών.
- Ανεκτό κόστος υπηρεσιών και μικρό μέγεθος τερματικών για παγκόσμια χρήση.

1.2 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Τα δύο βασικά δομικά στοιχεία ενός συστήματος κινητών επικοινωνιών είναι ο κινητός σταθμός (MS) και ο σταθμός βάσης (BTS). Οι σταθμοί βάσης είναι οι σταθεροί σταθμοί του δικτύου που χρησιμοποιούνται για τη ραδιοεπικοινωνία με τους κινητούς σταθμούς. Η ανάγκη για παροχή υψηλής ποιότητας υπηρεσιών σε πολλούς χρήστες ταυτόχρονα, με δεδομένο το περιορισμένο διαθέσιμο εύρος ζώνης συχνοτήτων, οδήγησε στην εισαγωγή των κυψελωτών συστημάτων. Η βασική ιδέα των συστημάτων αυτών είναι η μείωση της εκπεμπόμενης ισχύος από τους σταθμούς βάσης, ώστε να περιοριστεί η ραδιοκάλυψη σε μια μικρή γεωγραφική περιοχή, που καλείται κυψέλη. Με τον τρόπο αυτό καθίσταται δυνατή η επαναχρησιμοποίηση των ραδιοδιαύλων κάθε BTS από άλλο BTS που βρίσκεται σε κάποια απόσταση.

Στα σύγχρονα κυψελωτά συστήματα υπάρχουν διάφορα είδη κυψελών, η επικάλυψη των οποίων είναι απαραίτητη για την καλύτερη δυνατή λειτουργία των δικτύων. Πιο συγκεκριμένα:

- Οι *μακροκυψέλες* (macrocells), με ακτίνα της τάξης μερικών δεκάδων χιλιομέτρων. Προορίζονται κυρίως για παροχή υπηρεσιών στενής ζώνης σε αγροτικές ή ημιαστικές περιοχές. Οι BTSs των μακροκυψελών τοποθετούνται σε υψηλούς πύργους με καλή ορατότητα της περιοχής κάλυψης.
- Οι *μικροκυψέλες* (microcells), με ακτίνα μέχρι 1km. Προκύπτουν λόγω της μείωσης της ισχύος εκπομπής από τους BTSs, για την αύξηση της χωρητικότητας μέσω της επαναχρησιμοποίησης ραδιοδιαύλων. Οι BTSs των μικροκυψελών τοποθετούνται πάνω από τις στέγες των κτιρίων και προορίζονται για παροχή υπηρεσιών στενής ζώνης. Συνδυασμός μικροκυψελών και μακροκυψελών (π.χ., στο GSM) οδηγεί στη δημιουργία συστημάτων υψηλής βαθμίδας ιεράρχησης (High Tier Systems), για την υποστήριξη ακόμη και χρηστών που κινούνται με υψηλές ταχύτητες.
- Οι *πικοκυψέλες* (picocells), με ακτίνα περίπου 100m. Χρησιμοποιούνται ιδιαίτερα σε εσωτερικούς χώρους, αλλά και σε περιοχές υψηλής πυκνότητας τηλεπικοινωνιακής κίνησης (hot-spots). Οι BTSs των πικοκυψελών τοποθετούνται στο επίπεδο των προς κάλυψη δρόμων (σε ύψη έως 4m) ή σε διαδρόμους και ανελκυστήρες, αν πρόκειται για εσωτερικούς χώρους. Συνδυασμός πικοκυψελών και μικροκυψελών (π.χ., στο DECT) οδηγεί στη δημιουργία συστημάτων χαμηλής βαθμίδας ιεράρχησης (Low Tier Systems), για την κάλυψη μικρών περιοχών με πεζούς χρήστες.
- Οι *μεγακυψέλες* (megacells), οι οποίες προέκυψαν από την ανάπτυξη των δορυφορικών συστημάτων κινητών επικοινωνιών και καλύπτουν μεγάλες γεωγραφικές περιοχές.

1.2.1 Τύποι Διαύλων Επικοινωνίας

Τα ασύρματα συστήματα χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες ανάλογα με τον τύπο του διαύλου επικοινωνίας [1]:

- Τα *simplex*, με επικοινωνία μόνο στη μία κατεύθυνση (π.χ., συστήματα τηλεειδοποίησης).
- Τα *half-duplex*, με αμφίδρομη αλλά όχι ταυτόχρονη επικοινωνία (π.χ., ραδιοσυστήματα οργανισμών κοινής ωφέλειας).
- Τα *full-duplex*, με ταυτόχρονη αμφίδρομη μετάδοση μεταξύ χρηστών και σταθμών βάσης. Η κατεύθυνση από τον BTS προς τον MS καλείται ευθεία

(forward) ή κάτω-ζεύξη (downlink), ενώ από τον MS προς τον BTS καλείται αντίστροφη (reverse) ή άνω-ζεύξη (uplink). Οι δύο δίαυλοι είτε χρησιμοποιούν διαφορετική συχνότητα για το uplink και το downlink (Frequency Division Duplex, FDD), είτε χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα αλλά διαφορετικές χρονοσχισμές (Time Division Duplex, TDD).

Στα FDD συστήματα είναι απαραίτητη η χρήση διπλέκτη, λόγω της ύπαρξης μιας κεραίας για εκπομπή και λήψη, καθώς και αρκετή απόσταση μεταξύ των δύο διαύλων επικοινωνίας, για την επαρκή απομόνωση μεταξύ εκπομπής και λήψης.

Στα TDD συστήματα είναι απαραίτητος ο ακριβής συγχρονισμός. Η υλοποίησή τους είναι εφικτή μόνο με ψηφιακές τεχνικές και απαιτεί τη χρήση χρονικών διαστημάτων φύλαξης (guard times) μεταξύ των χρονοσχισμών σε ένα χρονοπλαίσιο.

1.2.2 Πρόσβαση στο Δίαυλο

Η ανάπτυξη αποδοτικών τεχνικών κατανομής του περιορισμένου διαθέσιμου φάσματος των ασυρμάτων συστημάτων επικοινωνιών είναι απαραίτητη για την υποστήριξη ετερογενών εφαρμογών. Η κατανομή του εύρους ζώνης με την απόδοση αποκλειστικών διαύλων καλείται πολλαπλή πρόσβαση και ενδείκνυται για εφαρμογές που απαιτούν συνεχή μετάδοση (π.χ., φωνή, video). Αντίθετα, η κατανομή του εύρους ζώνης για χρήστες με μετάδοση σε ριπές (π.χ., data) γίνεται με τυχαία απόδοση διαύλου, η οποία δεν εξασφαλίζει πρόσβαση στο ασύρματο μέσο και καλείται τυχαία πρόσβαση.

1.2.2.α Τεχνικές Πολλαπλής Πρόσβασης

Οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης αποδίδουν αποκλειστικούς διαύλους σε πολλούς χρήστες με διαίρεση του εύρους ζώνης. Η διαίρεση μπορεί να είναι [1]:

- *Συχνότητας* (Frequency Division Multiple Access, FDMA). Το ολικό εύρος ζώνης χωρίζεται σε ορθογωνικούς διαύλους, μη επικαλυπτόμενους στη συχνότητα, ενώ προβλέπονται συχνοτικά διαστήματα φύλαξης μεταξύ των διαύλων που αποδίδονται σε διαφορετικούς χρήστες. Συνήθως συνδυάζεται με TDD τεχνική, επιτρέποντας τη χρήση τεχνικών διαφορισιμότητας (diversity techniques) στον BTS και για τις δύο ζεύξεις, λόγω ομοιότητας διαύλων. Έτσι, μεταφέρεται η πολυπλοκότητα της επεξεργασίας του σήματος από τον MS στον BTS.
- *Χρόνου* (Time Division Multiple Access, TDMA). Ο χρόνος χωρίζεται σε μη επικαλυπτόμενες χρονοσχισμές, που αποδίδονται σε διαφορετικούς χρήστες. Είναι απαραίτητος ο συγχρονισμός μεταξύ των χρηστών, ενώ ο ρυθμός μετάδοσης, σε σχέση με την FDMA, είναι πολλαπλάσιος κατά έναν παράγοντα ίσο με τον αριθμό των χρηστών που μοιράζονται τον ίδιο συχνοτικό δίαυλο (π.χ., 8 στο GSM). Λόγω της μικρής διάρκειας συμβόλου, η TDMA είναι ευάλωτη σε διασυμβολική παρεμβολή.
- *Κώδικα* (Code Division Multiple Access, CDMA). Ο χρόνος και το εύρος ζώνης χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα από διαφορετικούς χρήστες που διαμορφώνονται από ορθογωνικούς ή ημι-ορθογωνικούς κώδικες. Η χρήση των ημι-ορθογωνικών κωδίκων εξασφαλίζει επαρκή αριθμό κωδίκων σε δεδομένο εύρος ζώνης, εισάγει όμως παρεμβολή μεταξύ των χρηστών, λόγω αδυναμίας τέλειου διαχωρισμού τους.

- *Χώρου* (Space Division Multiple Access, SDMA). Με τη χρήση ευφυών προσαρμοστικών κεραιών επιτυγχάνεται ο χωρικός διαχωρισμός των χρηστών από τους BTSs. Έτσι, είναι δυνατή η χρήση των ίδιων πόρων του συστήματος για χωρικά διασκορπισμένους χρήστες. Σε κάθε περιοχή που εξυπηρετείται από έναν κύριο λοβό εφαρμόζονται τεχνικές FDMA, TDMA ή CDMA.

1.2.2.β Τεχνικές Τυχαίας Πρόσβασης

Οι τεχνικές τυχαίας πρόσβασης βασίζονται στη μετάδοση δεδομένων σε πακέτα και χρησιμοποιούνται στα ασύρματα δίκτυα δεδομένων, όπου οι χρήστες μεταδίδουν σε ριπές. Τα πρωτόκολλα τυχαίας πρόσβασης ανήκουν σε δύο κατηγορίες [2]:

- *ALOHA* (απλό ή slotted), όπου βασική ιδέα είναι η αποστολή δεδομένων από κάθε χρήστη στο δίαυλο όταν αυτά είναι διαθέσιμα, με μεγάλη την πιθανότητα συγκρούσεων. Το slotted ALOHA μειώνει την πιθανότητα συγκρούσεων, διότι δεν υφίστανται μερικώς επικαλυπτόμενα πακέτα.
- *Reservation* ή demand-assignment, όπου οι δίαυλοι αποδίδονται στους χρήστες κατ' απαίτηση.

Τέλος, η τεχνική PRMA (Packet Reservation Multiple Access) συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των δύο προαναφερθέντων πρωτοκόλλων και είναι ιδιαίτερα αποδοτική σε τηλεπικοινωνιακή κίνηση που οφείλεται σε εφαρμογές πολυμέσων (ανάμεικτες υπηρεσίες φωνής και δεδομένων).

1.3 ΕΞΕΛΙΞΗ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Τα πρώτα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών χρησιμοποιήθηκαν από αστυνομικά τμήματα στις Η.Π.Α. τη δεκαετία του '30 για λόγους δημόσιας ασφάλειας. Η ανάγκη για εξυπηρέτηση περισσότερων χρηστών οδήγησε στη δεκαετία του '60 την AT&T Bell Labs να αναπτύξει τη φιλοσοφία των κυψελωτών συστημάτων. Όμως, λόγω έλλειψης της τεχνολογίας που θα υποστήριζε αυτά τα συστήματα, το πρώτο παγκοσμίως κυψελωτό σύστημα (NTT) λειτούργησε στην Ιαπωνία το 1979. Ακολούθησαν η Ευρώπη (NMT450, NMT900) το 1981 και η Αμερική (AMPS) το 1983. Τα κυψελωτά συστήματα 1^{ης} Γενιάς χαρακτηρίζονταν από αναλογική διαμόρφωση FM και τεχνική FDD.

1.3.1 Ψηφιακά Κυψελωτά Συστήματα

Σύντομα, με την εμφάνιση της ψηφιακής τεχνολογίας, προέκυψαν ποικίλα και σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι της αναλογικής:

- Αυξημένη ανοσία στο θόρυβο και χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος.
- Χρησιμοποίηση φασματικά αποδοτικών τεχνικών διαμόρφωσης και μετάδοσης, εισαγωγή νέων τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης (TDMA, CDMA, SDMA) και duplexing (TDD).
- Βελτίωση ποιότητας υπηρεσίας με τη χρήση κωδίκων διόρθωσης σφαλμάτων.
- Δυνατότητα εφαρμογής τεχνικών κρυπτογράφησης.
- Ευελιξία στην ανάπτυξη και επέκταση δικτύων.
- Δυνατότητα εφαρμογής διαφορετικών επιπέδων ποιότητας υπηρεσίας (π.χ., φωνή και δεδομένα).

- Εύκολη υλοποίηση με μικροηλεκτρονικά κυκλώματα χαμηλού κόστους και δυνατότητα ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος.

Έτσι, η δεκαετία του ’90 χαρακτηρίστηκε από τα ψηφιακά κυψελωτά συστήματα 2ης Γενιάς [3], ενώ η ανάγκη για παροχή υπηρεσιών με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης οδήγησε στη σχεδίαση των συστημάτων 3ης Γενιάς, τα οποία είναι πλέον διαθέσιμα προς χρήση.

1.3.1.α Κυψελωτά Συστήματα 2ης Γενιάς

Κύριος εκπρόσωπος της 2ης Γενιάς είναι το GSM (900/1800, Global System for Mobile), το οποίο λειτουργεί στην Ευρώπη από το 1992. Χρησιμοποιεί διαμόρφωση GMSK και αποτελεί συνδυασμό TDMA και FDMA τεχνικής με FDD duplexing. Επιτυγχάνει τελικό ρυθμό μετάδοσης 270.8 kbps, υποστηρίζοντας υπηρεσίες φωνής (13 kbps) και δεδομένων (μέχρι 9.6 kbps).

Άλλα συστήματα 2ης Γενιάς είναι τα IS-54 και IS-136 με τεχνική TDMA και το IS-95 με τεχνική CDMA, τα οποία αναπτύχθηκαν στις Η.Π.Α., καθώς και το PDC στην Ιαπωνία.

1.3.1.β Κυψελωτά Συστήματα 3ης Γενιάς

Τα κύρια πλεονεκτήματά τους συνοψίζονται στα εξής:

- Υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης (μέχρι και 2 Mbps).
- Μεταβαλλόμενος ρυθμός μετάδοσης και πολυπλεξία υπηρεσιών με διαφορετικές απαιτήσεις ως προς την ποιότητα και την καθυστέρηση (π.χ., φωνή, video, πακέτα δεδομένων) στην ίδια σύνδεση.
- Υποστήριξη ασύμμετρης τηλεπικοινωνιακής κίνησης στην ευθεία και την αντίστροφη ζεύξη (π.χ., web browsing).
- Μεγάλη φασματική απόδοση.
- Συνύπαρξη FDD και TDD συστημάτων.

Οι ραδιοεπαφές που έχουν αναπτυχθεί για τα συστήματα 3ης Γενιάς (και καλούνται IMT-2000 από την ITU) είναι το WCDMA για το UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) [4], το cdma2000 [5] και το EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) [6]. Οι συχνότητες που έχουν αποδοθεί στην Ευρώπη είναι 2 × 60 MHz (1920-1980 MHz uplink, 2110-2170 MHz downlink) για WCDMA FDD συστήματα και 25 MHz (1900-1920 MHz & 2020-2025 MHz) για TDD συστήματα.

1.3.2 Συστήματα Ασύρματης Τηλεφωνίας

Πρόκειται για full-duplex συστήματα, που χρησιμοποιούν μια ραδιοεπαφή για την επικοινωνία κινητής τερματικής συσκευής με έναν BTS, ο οποίος συνδέεται σε μια αποκλειστική τηλεφωνική γραμμή με συγκεκριμένο αριθμό τηλεφώνου του PSTN (Public Switched Telephone Network). Είναι σχεδιασμένα να παρέχουν ραδιοκάλυψη σε μικρές αποστάσεις. Κύριος εκπρόσωπός τους είναι το DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) [7, 8], με διαμόρφωση GMSK στα 1900 MHz, τεχνική TDMA/TDD και τελικό ρυθμό μετάδοσης 1.152 Mbps. Με την ανάπτυξη κυψελωτών δικτύων 3ης Γενιάς, αναμένεται να προκύψουν τερματικές συσκευές διπλού τρόπου λειτουργίας (DECT-UMTS).

1.3.3 Συστήματα Τηλεειδοποίησης

Τα συστήματα τηλεειδοποίησης παρέχουν simplex υπηρεσίες δεδομένων σε κινητούς χρήστες, σε μεγάλες γεωγραφικές περιοχές κάλυψης (συνήθως ενημερώνουν το συνδρομητή να καλέσει ένα συγκεκριμένο τηλέφωνο). Στην Ευρώπη λειτουργεί το σύστημα HERMES, που παρέχει εκπομπή μέχρι και 6.4 kbps.

1.3.4 Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα Επικοινωνιών (WLANs)

Τα WLANs (Wireless Local Area Networks) παρέχουν υπηρεσίες δεδομένων υψηλού ρυθμού μετάδοσης σε μια μικρή περιοχή, με κινητικότητα των χρηστών. Λειτουργούν χωρίς άδεια στην ISM (Industrial Scientific & Medical) ζώνη συχνοτήτων (2.4 GHz, 5.2 GHz, 17 GHz). Χρησιμοποιούν τεχνικές διασποράς φάσματος και εκπέμπουν περιορισμένη ισχύ ανά μονάδα εύρους ζώνης για την αποφυγή παρεμβολών σε παρόμοια συστήματα. Γνωστές προδιαγραφές για τα WLANs είναι η IEEE 802.11 (στα 2.4 GHz με ρυθμούς μετάδοσης 1-2 Mbps) [9], η IEEE 802.11b (στα 2.4 GHz με ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 11 Mbps), η IEEE 802.11a (στα 5.2 GHz με ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 54 Mbps), και η οικογένεια των HIPERLAN (HIgh PErformance Radio LAN) προδιαγραφών [10]. Αυτές δημιουργήθηκαν από τον ETSI (European Telecommunications Standards Institute) και υποστηρίζουν ρυθμούς μετάδοσης από 23.5 Mbps μέχρι και 155 Mbps.

1.3.5 Ασύρματα Προσωπικά Δίκτυα Επικοινωνιών (WPANs)

Τα WPANs (Wireless Personal Area Networks) περιλαμβάνουν ασύρματα δίκτυα φορητών υπολογιστών, κινητών υπολογιστικών μονάδων (PDAs, Personal Digital Assistants), περιφερειακών, κυψελωτών τηλεφώνων και άλλων ηλεκτρονικών συσκευών, που βρίσκονται σε μικρές αποστάσεις μεταξύ τους. Χαρακτηριστική προδιαγραφή αποτελεί το Bluetooth (για ασύρματη σύνδεση συσκευών σε ακτίνα 10m), το οποίο λειτουργεί στα 2.4 GHz και υποστηρίζει ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων 700 kbps καθώς και μέχρι τρεις τηλεφωνικές συνδέσεις των 64 kbps.

1.3.6 Επαγγελματικά Δίκτυα Κινητών Επικοινωνιών (PMRs)

Τα PMRs (Professional Mobile Radio) είναι σχεδιασμένα να προσφέρουν υπηρεσίες σε οργανισμούς κοινής ωφέλειας, για την κάλυψη των αναγκών επικοινωνίας απομακρυσμένων και διάσπαρτων κινητών μονάδων με τα κέντρα επιχειρήσεων. Κλασικό παράδειγμα αποτελεί το TETRA (TErrestrial Trunked RAdio) [11], με διαμόρφωση π/4-DQPSK, τεχνική TDMA/FDD, και τελικό ρυθμό μετάδοσης 28.8 kbps. Παρέχει αυξημένες δυνατότητες κρυπτογράφησης και ασφάλειας δεδομένων, ενώ λειτουργεί στα 380-470 MHz.

1.4 ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΡΑΔΙΟΜΕΤΑΔΟΣΗΣ

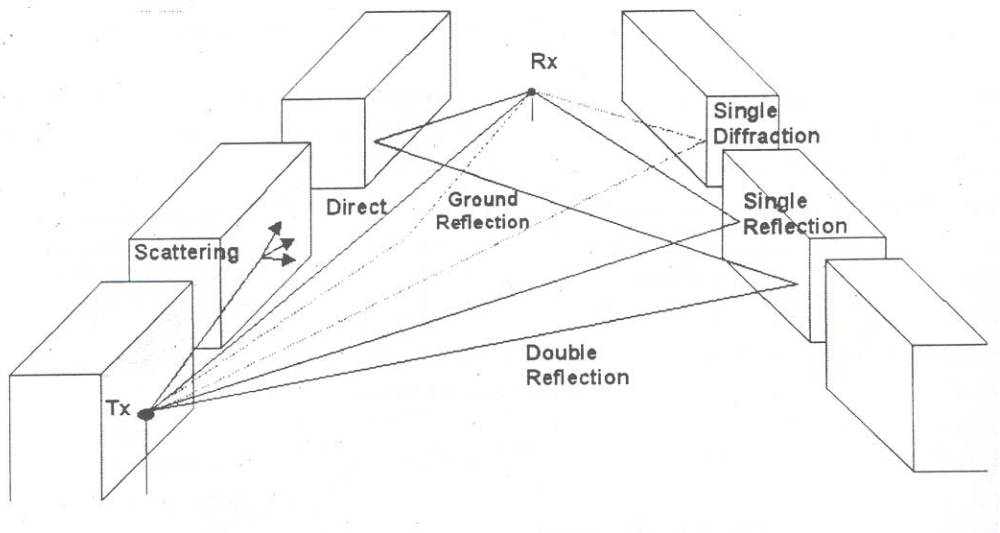
Ο ραδιοδίαυλος αποτελεί ένα μέσο διάδοσης που μπορεί να εξασφαλίσει αξιόπιστη επικοινωνία με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Τα σημαντικότερα προβλήματα που αντιμετωπίζει μια ασύρματη ζεύξη είναι ο θόρυβος, οι

παρεμβολές, η παρεμπόδιση από ανθρώπινες και φυσικές κατασκευές και η πολυδιαδρομική διάδοση (multipath propagation). Η χρονική μεταβολή των παραπάνω φαινομένων λόγω της κινητικότητας των χρηστών των συστημάτων κινητών επικοινωνιών αποτελεί έναν επιπλέον παράγοντα που επιδεινώνει την ποιότητα επικοινωνίας μεταξύ BTS και MS.

Τα ασύρματα συστήματα χρησιμοποιούν τις ζώνες συχνοτήτων VHF (30 MHz – 300 MHz), UHF (300 MHz – 3 GHz) και SHF (3 GHz – 30 GHz). Στις συχνότητες αυτές, εκτός από την απευθείας συνιστώσα μεταξύ πομπού και δέκτη, υπάρχουν τρεις βασικοί μηχανισμοί διάδοσης (σχήμα 1.1) [1]:

- *Ανάκλαση* (Reflection), που συμβαίνει όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε μια λεία επιφάνεια με διαστάσεις πολύ μεγαλύτερες από το μήκος κύματος λ.
- *Περίθλαση* (Diffraction), που συμβαίνει όταν ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη παρεμβάλλεται εμπόδιο με διαστάσεις μεγαλύτερες του λ, το οποίο προκαλεί την εμφάνιση δευτερευόντων κυμάτων πίσω από αυτό (αρχή του Huygens). Αποκαλείται και σκίαση, γιατί καθιστά εφικτή την επικοινωνία πομπού και δέκτη ακόμη και όταν το απευθείας μονοπάτι «σκιάζεται» από ένα αδιαπέραστο εμπόδιο.
- *Σκέδαση* (Scattering), που συμβαίνει όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε μια μεγάλη τραχιά επιφάνεια ή σε επιφάνεια με διαστάσεις μικρότερες ή της τάξης του λ, με αποτέλεσμα η ενέργεια να διασκορπίζεται σε όλες τις κατευθύνσεις.

Η συνύπαρξη των παραπάνω φαινομένων οδηγεί στην άφιξη στο δέκτη ενός αριθμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών, οι οποίες έχουν διαφορετικά πλάτη και φάσεις και αθροίζονται προσθετικά ή αφαιρετικά, με συνέπεια στη δεύτερη περίπτωση βαθιές διαλείψεις στο λαμβανόμενο σήμα.



Σχήμα 1.1. Περιβάλλον διάδοσης (πηγή: [12, Σελ. 52])

1.4.1 Είδη Διαλείψεων

Οι διαλείψεις (fading) διαιρούνται σε δύο βασικές κατηγορίες: μεγάλης κλίμακας (large-scale fading ή log-normal fading), γνωστές και ως σκίαση, και μικρής κλίμακας (small-scale fading) (σχήμα 1.2).

Σχήμα 1.2. Υπέρθεση διαλείψεων (πηγή: [12, Σελ. 59])

Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας εμπεριέχουν τις απώλειες διάδοσης (path loss), δηλαδή τη μείωση της λαμβανόμενης ισχύος (εξασθένιση) με την απόσταση, και τη σκίαση, δηλαδή την τυχαία μεταβολή της εξασθένισης για δεδομένη απόσταση. Εκφράζουν τη μέση εξασθένιση λόγω της κίνησης σε μεγάλες περιοχές, ενώ περιγράφονται από τη λογαριθμο-κανονική κατανομή (log-normal distribution). Πιο συγκεκριμένα, ο λογάριθμος της λαμβανόμενης ισχύος σε δεδομένη απόσταση ακολουθεί την κανονική κατανομή, με μέση τιμή τη μέση λαμβανόμενη ισχύ για την ίδια απόσταση και τυπική απόκλιση (σε dB) που εκφράζει τη σκίαση [1].

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας περιγράφουν τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος (πλάτους και φάσης) για μικρές μετατοπίσεις του MS, της τάξης του λ. Οφείλονται στη χρονική διασπορά του σήματος λόγω multipath και στη χρονική μεταβολή του ραδιοδιαύλου, λόγω μετατόπισης του MS και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση. Σε μερικές περιπτώσεις, ανάλογα και με το περιβάλλον διάδοσης, η λαμβανόμενη ισχύς μπορεί να υφίσταται αυξομειώσεις έως 20-30dB για μεταβολές στην απόσταση ίσες με $\lambda/2$.

Η περιβάλλουσα (envelope) του λαμβανόμενου σήματος σε συνθήκες διαλείψεων μικρής κλίμακας ακολουθεί κατανομή που επηρεάζεται από την ύπαρξη ή όχι απευθείας συνιστώσας. Στην περίπτωση που αυτή υφίσταται (συνθήκες Line-Of-Sight, LOS) ισχύει η κατανομή Rice, ενώ σε αντίθετη περίπτωση (Non-Line-Of-Sight, NLOS) ισχύει η κατανομή Rayleigh [1]. Βέβαια, έχουν προταθεί και άλλες κατανομές, η εγκυρότητα των οποίων εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης [13].

Δύο σημαντικοί παράγοντες που χαρακτηρίζουν το ραδιοδίαυλο και καθορίζουν το είδος των διαλείψεων μικρής κλίμακας είναι η χρονική εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης (delay spread) και η ολίσθηση Doppler (Doppler shift).

- *Εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης*. Η φυσική εξήγηση του delay spread έγκειται στο γεγονός ότι οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που φτάνουν στο δέκτη έχουν

διανύσει διαφορετικές διαδρομές, άρα έχουν υποστεί διαφορετική εξασθένιση και χαρακτηρίζονται από διαφορετικούς χρόνους άφιξης. Ένα καλύτερο μέτρο για τη χρονική εξάπλωση που προκαλεί το κανάλι αποτελεί η ενεργός τιμή της χρονικής εξάπλωσης χρονοκαθυστέρησης (rms delay spread). Αυτή εκφράζεται ως εξής:

$$\tau_{rms} = \sqrt{E\{\tau^2\} - (E\{\tau\})^2} \tag{1.1}$$

όπου

$$E\{\tau^n\} = \frac{\sum_{i=1}^{L} \tau_i^n \beta_i^2}{\sum_{i=1}^{L} \beta_i^2} \tag{1.2}$$

και β_i, τ_i είναι το πλάτος και η καθυστέρηση της $i^{\text{ης}}$ συνιστώσας, αντίστοιχα [14]. Οι τιμές που λαμβάνει το τ_{rms} είναι μεγαλύτερες στις μακροκυψέλες από ότι στις μικροκυψέλες και πικοκυψέλες, λόγω της αυξημένης έκτασης ραδιοκάλυψης.

Η ανάγκη για περιγραφή του φυσικού φαινομένου της χρονικής εξάπλωσης χρονοκαθυστέρησης στο πεδίο της συχνότητας οδήγησε στον ορισμό του εύρους ζώνης συνοχής (coherence bandwidth). Πρόκειται για μια περιοχή συχνοτήτων B_c για την οποία η συνάρτηση μεταφοράς του ραδιοδιαύλου θεωρείται σταθερού πλάτους και γραμμικής φάσης. Έτσι, δύο φασματικές συνιστώσες που απέχουν λιγότερο από B_c είναι ισχυρά συσχετισμένες. Για συντελεστή συσχέτισης μεγαλύτερο ή ίσο του 0.5, ισχύει [1]:

$$B_c = \frac{1}{5\tau_{rms}} \tag{1.3}$$

Αν το εύρος ζώνης μετάδοσης B_s ενός σήματος είναι μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής ($B_s < B_c$), το σήμα υφίσταται επίπεδες διαλείψεις (flat fading). Σε αντίθετη περίπτωση ($B_s > B_c$), υπάρχουν φασματικές συνιστώσες που επηρεάζονται με διαφορετικό τρόπο από το κανάλι, με αποτέλεσμα διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading) και παραμόρφωση του λαμβανόμενου σήματος [1].

Επιστρέφοντας στο πεδίο της χρονικής εξάπλωσης χρονοκαθυστέρησης, η ύπαρξη διαλείψεων επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα ισοδυναμεί με διασυμβολική παρεμβολή (Inter Symbol Interference, ISI), λόγω άφιξης πολυδιαδρομικών συνιστωσών με μεγάλη καθυστέρηση ως προς την πρώτη άφιξη. Ένας εμπειρικός κανόνας για την εκτίμηση του είδους των διαλείψεων με βάση το τ_{rms} είναι ο εξής:

$$\tau_{rms} < 0.1T_s \text{, επίπεδες διαλείψεις} \tag{1.4α}$$

$$\tau_{rms} > 0.7T_s \text{, επιλεκτικές διαλείψεις} \tag{1.4β}$$

όπου T_s είναι η διάρκεια συμβόλου [15]. Είναι προφανές ότι η ISI θέτει ένα άνω όριο στο ρυθμό μετάδοσης, αφού για να αποφευχθεί απαιτεί τη χρήση μεγάλης διάρκειας συμβόλου.

- *Ολίσθηση Doppler*. Πρόκειται για τη φυσική συνέπεια της κίνησης του MS, η οποία οδηγεί στην εξάπλωση του λαμβανόμενου σήματος στη συχνότητα. Η διαφορά δρόμων μεταξύ δύο διαφορετικών θέσεων του κινητού μεταφράζεται σε διαφορά φάσης και ολίσθηση συχνότητας του σήματος λήψης, που ισούται με

$$f_d = \frac{v}{\lambda}\cos\theta \tag{1.5}$$

όπου v η ταχύτητα του MS και θ η γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης κίνησης του MS και της κατεύθυνσης του σήματος. Η εξάπλωση Doppler είναι συνήθως μεγαλύτερη στις μακροκυψέλες, αφού εξυπηρετούν τόσο πεζούς όσο και ταχέως κινούμενα οχήματα.

Μεταπηδώντας από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου, η αντίστοιχη προς την εξάπλωση Doppler έννοια είναι ο χρόνος συνοχής (coherence time) C_T και χρησιμοποιείται για να χαρακτηρίζει το χρονικό διάστημα στο οποίο η κρουστική απόκριση του διαύλου παραμένει ουσιαστικά αμετάβλητη. Ο χρόνος συνοχής είναι αντίστροφα ανάλογος προς τη μέγιστη ολίσθηση Doppler $f_D = v/\lambda$ [1]:

$$C_T = \frac{1}{f_D} \tag{1.6}$$

Σήμα με διάρκεια συμβόλου μικρότερη από το χρόνο συνοχής ($T_s < C_T$) υφίσταται αργές διαλείψεις (slow fading), αφού το κανάλι συμπεριφέρεται με παρόμοιο τρόπο κατά τη διάρκεια μετάδοσης ενός συμβόλου. Σε αντίθετη περίπτωση ($T_s > C_T$), ο δίαυλος μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια του σήματος βασικής ζώνης προκαλώντας παραμόρφωση στο λαμβανόμενο σήμα, το οποίο υποφέρει από γρήγορες διαλείψεις (fast fading) [1]. Είναι προφανές ότι για την αποφυγή του fast fading απαιτείται μικρή διάρκεια συμβόλου, συνεπώς τίθεται ένα κάτω όριο στο ρυθμό μετάδοσης.

1.4.2 Πολυδιαδρομική Διάδοση για Σήματα Στενής και Ευρείας Ζώνης

Σε ένα περιβάλλον όπου επικρατούν συνθήκες μετάδοσης πολλαπλών δρόμων, το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από το άθροισμα πολλών διαφορετικών σημάτων που φτάνουν στο δέκτη ακολουθώντας διαφορετικές διαδρομές. Έστω ότι το μεταδιδόμενο ζωνοπερατό σήμα έχει τη μορφή

$$s(t) = \mathrm{Re}[\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}] \tag{1.7}$$

όπου $\tilde{s}(t)$ είναι η μιγαδική περιβάλλουσα του μεταδιδόμενου σήματος και f_c η φέρουσα συχνότητα. Το λαμβανόμενο ζωνοπερατό σήμα, υποθέτοντας την ύπαρξη L διαφορετικών μονοπατιών (paths), θα ισούται με

$$r(t) = \mathrm{Re}\left[\sum_{i=1}^{L} \beta_i e^{j2\pi[(f_c + f_{d,i})(t-\tau_i)]}\tilde{s}(t-\tau_i)\right] \tag{1.8}$$

όπου β_i, τ_i και $f_{d,i}$ είναι το πλάτος, η καθυστέρηση και η ολίσθηση Doppler της $i^{\text{ης}}$ συνιστώσας, αντίστοιχα [16].

Παρόμοια με τη σχέση (1.7), το λαμβανόμενο ζωνοπερατό σήμα $r(t)$ έχει τη μορφή

$$r(t) = \mathrm{Re}[\tilde{r}(t)e^{j2\pi f_c t}] \tag{1.9}$$

όπου $\tilde{r}(t)$ είναι η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος που ισούται με

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^{L} \beta_i e^{j\phi_i(t)}\tilde{s}(t-\tau_i) \tag{1.10}$$

και

$$\phi_i(t) = 2\pi[f_{d,i}t - (f_c + f_{d,i})\tau_i] \tag{1.11}$$

είναι η φάση της $i^{\text{ης}}$ συνιστώσας [16].

Είναι γνωστό ότι [17]

$$\tilde{r}(t) = \tilde{h}(t) \otimes \tilde{s}(t) \tag{1.12}$$

όπου με $\otimes$ συμβολίζεται η συνέλιξη και $\tilde{h}(t)$ είναι η μιγαδική βαθυπερατή κρουστική απόκριση του διαύλου. Επομένως, συνδυάζοντας τις (1.10) και (1.12), προκύπτει [16]:

$$\tilde{h}(t,\tau) = \sum_{i=1}^{L} \beta_i e^{j\phi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i) \tag{1.13}$$

1.4.2.α Σήματα Στενής Ζώνης

Για την ανάλυση της μετάδοσης σημάτων στενής ζώνης (narrowband signals), σε ένα κανάλι με κρουστική απόκριση που εκφράζεται από τη σχέση (1.13), είναι απαραίτητη η μετάδοση του ιδεατού σήματος στενής ζώνης, δηλαδή ενός συνημιτόνου.

Έστω ότι ένα απλό συνημίτονο με πλάτος A_0 εκπέμπεται στο κανάλι. Τότε στην (1.7) $\tilde{s}(t) = A_0$ και αντικαθιστώντας στην (1.10), η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος θα ισούται με

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^{L} A_0 \beta_i e^{j\phi_i(t)} \tag{1.14}$$

Η συνολική λαμβανόμενη ισχύς προκύπτει ως εξής:

$$P_r = \left| \sum_{i=1}^{L} A_0 \beta_i e^{j\phi_i(t)} \right|^2 \tag{1.15}$$

Επομένως, η λαμβανόμενη ισχύς στην περίπτωση narrowband σήματος ισούται με το τετράγωνο του πλάτους του διανυσματικού αθροίσματος όλων των μονοπατιών [14].

1.4.2.β Σήματα Ευρείας Ζώνης

Για την ανάλυση της μετάδοσης σημάτων ευρείας ζώνης (wideband signals), είναι απαραίτητη η μετάδοση του ιδεατού σήματος ευρείας ζώνης, δηλαδή ενός κρουστικού παλμού $\delta(t)$, ο οποίος χαρακτηρίζεται από άπειρο φάσμα.

Έστω ότι ένας κρουστικός παλμός $\delta(t)$ εκπέμπεται στο κανάλι. Στην περίπτωση αυτή, το λαμβανόμενο σήμα θα ισούται με το άθροισμα L παλμών, με διαφορετικά πλάτη και φάσεις. Συνεπώς, η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος θα δίνεται από τη σχέση

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^{L} \beta_i e^{j\phi_i(t)} \delta(t - \tau_i) \tag{1.16}$$

Για ιδεατή επικοινωνία ευρείας ζώνης, τα μονοπάτια θεωρούνται απομονωμένα και ανεξάρτητα μεταξύ τους, κι επομένως οι διαφορές φάσης των αφιχθέντων μονοπατιών δεν επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά του πλάτους του καναλιού. Με άλλα λόγια, παλμοί οι οποίοι φτάνουν στο δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές δεν αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Η συνολική λαμβανόμενη ισχύς σε αυτή την περίπτωση είναι

$$P_r = \sum_{i=1}^{L} \beta_i^2 \tag{1.17}$$

δηλαδή η ισχύς του λαμβανόμενου wideband σήματος ισούται με το άθροισμα των τετραγώνων των πλατών των διαφορετικών μονοπατιών. Αυτό σημαίνει ότι η κανονικοποιημένη συνολική ισχύς για ένα σήμα ευρείας ζώνης είναι μεγαλύτερη ή ίση, σε σχέση με αυτήν ενός σήματος στενής ζώνης. Η προσέγγιση της (1.17) είναι έγκυρη όταν οι χρησιμοποιούμενοι παλμοί είναι μικρής διάρκειας [14].

1.4.3 Μοντελοποίηση Ραδιοδιαύλου

Η ανάγκη για την κατανόηση του φαινομένου της διάδοσης στο ραδιοδίαυλο αλλά και για την εξαγωγή κανόνων που δίνουν την εξάρτηση των μεταβολών του σήματος από ένα πλήθος παραμέτρων (συχνότητα, περιβάλλον, τύπος κεραιών, κίνηση και ταχύτητα των δεκτών, εύρος ζώνης μετάδοσης) οδήγησαν στην ανάπτυξη ποιοτικών και ποσοτικών μοντέλων, που διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες [12]:

- *Εμπειρικά*. Αποτελούν προσαρμογές σε δεδομένα μετρήσεων, ενώ δεν παρέχουν καμία ένδειξη για τη φυσική της διαδικασίας διάδοσης. Περιγράφουν τις στατιστικές κατανομές των διαλείψεων με βάση παραμέτρους των πειραματικών μετρήσεων και δίνουν την εξασθένιση του σήματος σε διάφορους τύπους περιβάλλοντος.
- *Στατιστικά*. Στηρίζονται σε παραδοχές που απλοποιούν τις συνθήκες διάδοσης και υιοθετούν συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας που χρησιμοποιούνται στη διάδοση ραδιοκυμάτων (π.χ., log-normal, Rice, Rayleigh).
- *Αναλυτικά*. Χρησιμοποιούν γεωμετρικά χαρακτηριστικά του καναλιού και την ηλεκτρομαγνητική θεωρία για τη ντετερμινιστική εκτίμηση του λαμβανόμενου σήματος. Χαρακτηριστικά παραδείγματα αποτελούν η μέθοδος του ray-tracing, βασισμένη στη Γεωμετρική Οπτική (Geometrical Optics, GO), η μέθοδος Πεπερασμένων Διαφορών στο Πεδίο του Χρόνου (Finite Difference Time Domain, FDTD), και η Ομοιόμορφη Θεωρία Περίθλασης (Uniform Theory of Diffraction, UTD).

1.5 ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΕΥΦΥΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Η ραγδαία αύξηση των απαιτήσεων για ασύρματη πρόσβαση δεδομένων με όσο το δυνατόν μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης και η ανάγκη για βελτίωση της χωρητικότητας (capacity) των ασυρμάτων συστημάτων επικοινωνιών συνέτειναν στην εμφάνιση και ταχύτατη ανάπτυξη της τεχνολογίας των ευφυών κεραιών (Smart Antennas, SAs). Ο κύριος λόγος που οδήγησε σε αυτό το γεγονός ήταν η αδυναμία των παραδοσιακών τεχνολογικών συστημάτων να ανταποκριθούν σε τέτοιου είδους απαιτήσεις, όπως υψηλές ταχύτητες δεδομένων σε χαμηλό κόστος και αυξημένη κινητικότητα των χρηστών με τη χρήση φορητού μέσου. Πριν καταστεί αναγκαία η εισαγωγή των SAs στην κατεύθυνση της αύξησης της χωρητικότητας των ήδη υπαρχόντων κυψελωτών συστημάτων, είχαν ήδη εφαρμοστεί δύο τεχνικές με τη χρήση συμβατικών κεραιών: η διάσπαση (cell splitting) και ο χωρισμός κυψελών σε τομείς (cell sectoring) [1, 18].

Η διάσπαση των κυψελών στηρίζεται στην υποδιαίρεση μιας κυψέλης με αυξημένη τηλεπικοινωνιακή κίνηση σε μικροκυψέλες, κάθε μία από τις οποίες

εξυπηρετείται από το δικό της BTS, με χαμηλότερο ύψος και περιορισμένη ισχύ εκπομπής. Η βελτίωση της χωρητικότητας επιτυγχάνεται με τη μείωση της ακτίνας κυψέλης, σε συνδυασμό με την αύξηση της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (frequency reuse), λόγω δυνατότητας διάθεσης του ίδιου διαύλου σε περισσότερες κυψέλες. Κύρια μειονεκτήματα του cell splitting είναι το κόστος εγκατάστασης επιπρόσθετων BTSs και οι συχνές διαπομπές (handoffs) που προκύπτουν (η διαδικασία μεταφοράς επικοινωνίας σε άλλο BTS όταν ο MS εισέρχεται σε νέα κυψέλη).

Ο χωρισμός κυψελών σε τομείς συνίσταται στην αντικατάσταση της ομοιοκατευθυντικής κεραίας στον BTS με αρκετές κατευθυντικές κεραίες (συνήθως μια κυψέλη διαιρείται σε τρεις τομείς των 120^{o}). Η βελτίωση της χωρητικότητας επιτυγχάνεται με τη διατήρηση της ίδιας ακτίνας κυψέλης, σε συνδυασμό με την αύξηση της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας, λόγω μείωσης της ομοδιαυλικής παρεμβολής (Co-Channel Interference, CCI) με τη χρήση κατευθυντικών κεραιών. Κύριο μειονέκτημα του cell sectoring είναι το κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας επιπρόσθετων κεραιών στον BTS.

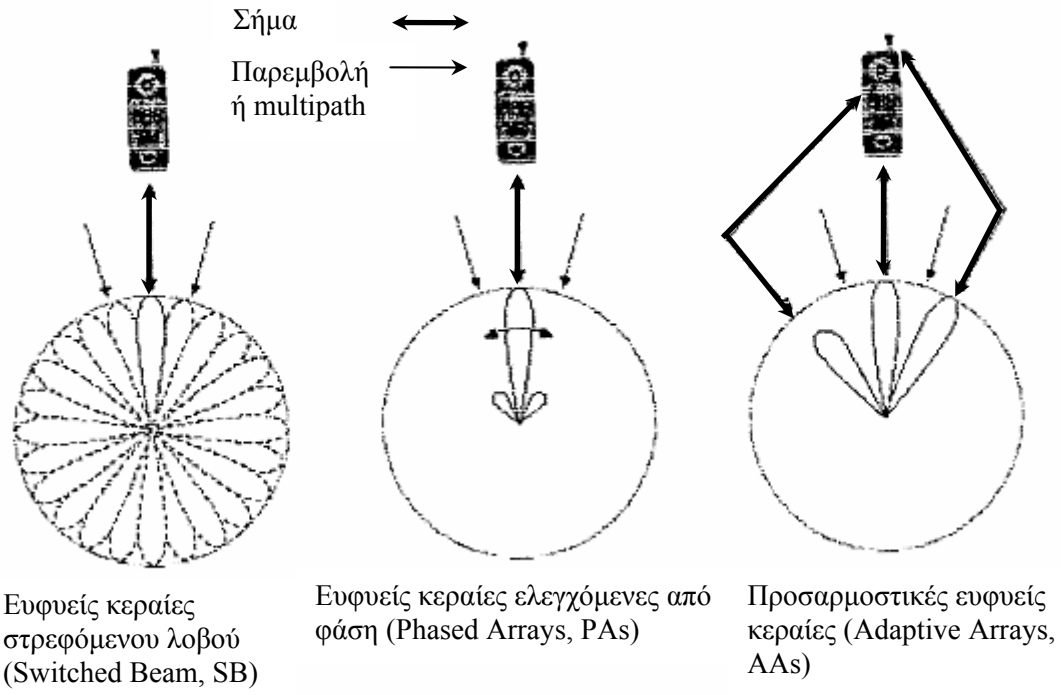
Παρά τα προαναφερθέντα πλεονεκτήματά του, το cell sectoring δεν προσέφερε την απαιτούμενη λύση στο καυτό ζήτημα της αυξημένης ανάγκης για χωρητικότητα. Έτσι, οι σχεδιαστές δικτύων κατέφυγαν στο δυναμικό χωρισμό κυψελών σε τομείς και οδηγήθηκαν στην ανάπτυξη συστημάτων ευφυών κεραιών.

Οι SAs οφείλουν 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 κινητού χρήστη. Έκαναν την εμφάνισή τους, σε εμβρυϊκή έστω μορφή, στα αμυντικά συστήματα του $2^{ου}$ Παγκοσμίου Πολέμου, όμως η έρευνα στην κατεύθυνση ενσωμάτωσής τους στα κυψελωτά συστήματα ξεκίνησε στα μέσα της δεκαετίας του ’80. Καθοριστικό ρόλο στην ανάπτυξη των συστημάτων SAs διαδραμάτισε η άνθηση της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (Integrated Circuits, ICs) και η εξέλιξη των χαμηλού κόστους ψηφιακών επεξεργαστών σήματος (Digital Signal Processors, DSPs). Οι τελευταίοι, σε συνδυασμό με την ανάπτυξη αλγορίθμων ψηφιακής επεξεργασίας, οδήγησαν στην εμπορική πλέον χρήση των SAs από τα μέσα της δεκαετίας του ’90 [18, 19].

Διάφορες εταιρίες (Nortel, Metawave, ArrayComm) εισήγαγαν την τεχνολογία των SAs σε ασύρματα συστήματα επικοινωνιών από το 1995, ενώ το πρόγραμμα TSUNAMI της European Advanced Communications Technologies and Services (ACTS) αντιμετώπισε τη δυνατότητα ενσωμάτωσής τους σε συστήματα $3^{ης}$ Γενιάς. Παραδείγματα εμπορικών προϊόντων αποτελούν μια SA τεσσάρων λοβών σε BTS του GSM, κατασκευασμένη από τη Nortel, μια προσαρμοστική SA σε BTS του IS-136, κατασκευασμένη από την Ericsson, κ.ά. [19].

1.5.1 Είδη Ευφυών Κεραιών

Οι ευφυείς κεραίες είναι στοιχειοκεραίες, δηλαδή διατάξεις ομοίων ακτινοβολητών που έχουν τον ίδιο προσανατολισμό και ακτινοβολούν ή λαμβάνουν ταυτοχρόνως. Διακρίνονται σε τρεις κύριες κατηγορίες (επίπεδα), που σχετίζονται με τον τρόπο υλοποίησής τους (σχήμα 1.3). Τα επίπεδα αυτά, επειδή είναι αντιπροσωπευτικά της απόδοσης μιας ευφυούς κεραίας σε σχέση με τις συμβατικές διατάξεις, χαρακτηρίζονται ως επίπεδα ευφυΐας (intelligence) [15].

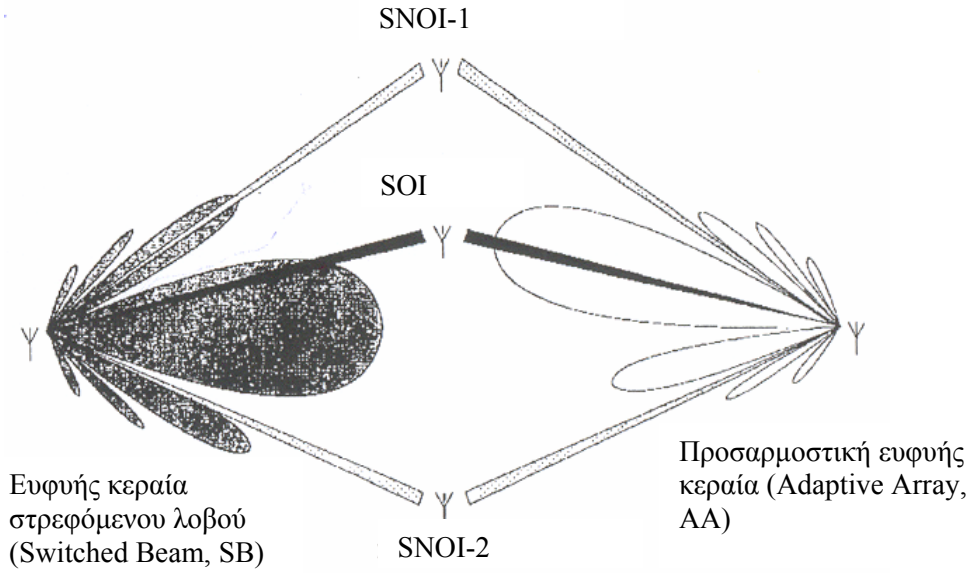


Σχήμα 1.3. Τα είδη των ευφυών κεραιών (πηγή: [15])

Το πρώτο από αυτά είναι οι κεραίες στρεφόμενου λοβού (Switched Lobe, SL) ή στρεφόμενης ακτινοβολίας (Switched Beam, SB), που είναι και το χαμηλότερο επίπεδο. Πρόκειται για SAs που παρέχουν ένα σύνολο από προκαθορισμένες μορφές του διαγράμματος ακτινοβολίας. Είναι προφανώς μια επέκταση του cell sectoring, με κάθε τομέα (macrosector) να υποδιαιρείται σε μικρότερους τομείς (microsectors). Ο λοβός που επιλέγεται κάθε φορά είναι εκείνος που εξασφαλίζει το υψηλότερο επίπεδο ισχύος, καθώς ο MS κινείται μέσα στα όρια του macrosector. Έτσι λοιπόν, η υψηλή κατευθυντικότητα που εμφανίζει αυτού του τύπου η ευφυής κεραία αποτελεί το κύριο πλεονέκτημά της, συγκρινόμενη με κάποια συμβατική. Πιο συγκεκριμένα, τα συστήματα SB αυξάνουν την έκταση ραδιοκάλυψης ενός BTS από 20% έως 200%, σε σχέση με τη συμβατική υποδιαίρεση σε τομείς [19]. Η μειωμένη πολυπλοκότητά τους σε συνδυασμό με το χαμηλό κόστος υλοποίησης, λόγω της τεχνολογικής απλότητας που διέπει τη λειτουργία τους, καθιστούν τα συστήματα SB ιδιαίτερα δημοφιλή. Ο βασικός περιορισμός των συστημάτων SB αφορά στην πιθανότητα μεγαλύτερης ενίσχυσης ενός σήματος παρεμβολής (Signal Not Of Interest, SNOI) σε σύγκριση με το επιθυμητό σήμα (Signal Of Interest, SOI), αν το πρώτο προσπίπτει στο μέσο του κυρίου λοβού της SB και το δεύτερο σε κατεύθυνση χαμηλότερου κέρδους. Επομένως, η αδυναμία διαχωρισμού μεταξύ του επιθυμητού σήματος και της παρεμβολής αποτελεί το κύριο μειονέκτημα των συστημάτων SB, τα οποία δύνανται να παρακολουθούν μόνο τις μεταβολές στην κατεύθυνση και το επίπεδο ισχύος του SOI [19]. Αυτός είναι και ο λόγος που λειτουργούν καλύτερα σε συνθήκες που χαρακτηρίζονται από χαμηλά επίπεδα παρεμβολής. Επίσης, η ύπαρξη ενός προκαθορισμένου διαγράμματος ακτινοβολίας αποτρέπει τη δυνατότητα αντιμετώπισης πολυδιαδρομικών συνιστωσών με γωνίες άφιξης

πλησίον της πρώτης συνιστώσας. Ακόμη, τα συστήματα SB αδυνατούν να εκμεταλλευτούν τη διαφορική λήψη δρόμου, αφού δεν μπορούν να συνδυάσουν κατάλληλα τις χρονικά συσχετισμένες αφίξεις πολυδιαδρομικών συνιστωσών [20].

Το όνομα του δεύτερου επιπέδου είναι αντιπροσωπευτικό του τρόπου λειτουργίας των SAs που χαρακτηρίζει (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 [20]. Με αυτόν τον τρόπο εμφανίζεται ένας άπειρος αριθμός δυνατών κατευθύνσεων του διαγράμματος ακτινοβολίας, με κριτήριο βελτιστοποίησης την αύξηση της ισχύος του σήματος. Οι PAs προσφέρουν επίπεδα πολυπλοκότητας παρόμοια με τα συστήματα SB, όμως η υλοποίηση μιας συνεχώς μεταβαλλόμενης PA σε περιβάλλον πολλαπλών χρηστών είναι πιο δύσκολη διαδικασία, συγκρινόμενη με ένα σύστημα SB. Φυσικά ούτε οι PAs είναι σε θέση να μηδενίσουν ανεπιθύμητα σήματα ανεξάρτητα από την κατεύθυνση του επιθυμητού σήματος, καθώς και να συνδυάσουν αθροιστικά χρονικά συσχετισμένα μονοπάτια [20].

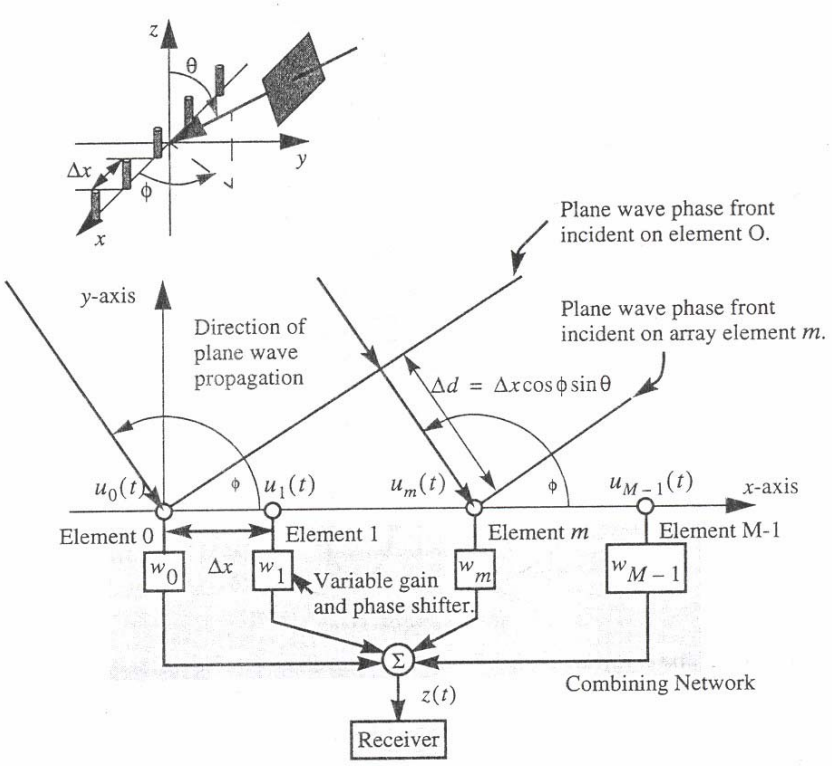


Σχήμα 1.4. Σύγκριση SB και AA παρουσία ενός SOI και δύο SNOIs (πηγή: [19])

Το τρίτο και πιο υψηλό επίπεδο ευφυΐας είναι η προσαρμοστική SA (Adaptive Array, AA). Όπως και για την PA, το διάγραμμα ακτινοβολίας διαμορφώνεται ψηφιακά, με τον κύριο λοβό να δημιουργείται στην κατεύθυνση του πιο ισχυρού σήματος. Επιπρόσθετα, δημιουργούνται δευτερεύοντες λοβοί στις κατευθύνσεις των συσχετισμένων σημάτων που οφείλονται στο φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών, καθώς και μηδενικά στις κατευθύνσεις των παρεμβολών. Αυτό επιτυγχάνεται με τη διαρκή βελτιστοποίηση των πλατών και των φάσεων των βαρών των στοιχείων της στοιχειοκεραίας [15]. Συνέπεια των παραπάνω είναι η μεγιστοποίηση του λόγου σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR). Επομένως, η AA έχει τη δυνατότητα να παρακολουθεί διαρκώς το RF περιβάλλον και να προσαρμόζεται δυναμικά σε αυτό. Με αυτό τον τρόπο διαχωρίζει το SOI από τα SNOIs και τους επιτρέπει να πλησιάσουν οσοδήποτε κοντά στο χώρο,

αντίθετα με το σύστημα SB, διατηρώντας ικανοποιητικό SINR, ακόμη και παρουσία υψηλών επιπέδων παρεμβολής [19] (σχήμα 1.4). Το κύριο μειονέκτημα της ΑΑ έγκειται στην πολυπλοκότητα του αλγορίθμου ψηφιακής επεξεργασίας, που συντελεί στην αύξηση του κόστους λειτουργίας της [18].

Έχει ήδη αναφερθεί ότι η λειτουργία των PAs και των AAs στηρίζεται στην ψηφιακή μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας. Αποτελούνται από κεραίες χαμηλού κέρδους, οι οποίες συνδέονται σε δίκτυο που συνδυάζει κατάλληλα τα προερχόμενα από (ή εισερχόμενα σε) αυτές σήματα. Στο σχήμα που ακολουθεί, εμφανίζεται δέκτης γραμμικής στοιχειοκεραίας M ισαπεχόντων στοιχείων (σχήμα 1.5). Καθένα από αυτά λαμβάνει σήμα $u_m(t)$, που αντιπροσωπεύει την ολισθημένη κατά φάση λαμβανόμενη μιγαδική περιβάλλουσα βασικής ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος. Η έξοδος του αθροιστή περιλαμβάνει το συνδυασμό των $u_m(t)$, πολλαπλασιασμένων με βάρη w_m, εν γένει μεταβλητού πλάτους $|w_m|$ και φάσης $\arg(w_m)$ [20]. Περισσότερα για το θέμα της ψηφιακής μορφοποίησης του διαγράμματος ακτινοβολίας θα αναφερθούν σε επόμενη παράγραφο.



Σχήμα 1.5. Λήψη επιπέδου κύματος από γραμμική στοιχειοκεραία M ισαπεχόντων στοιχείων στο x-άξονα (πηγή: [20, Σελ. 85])

1.5.2 Πλεονεκτήματα των Ευφυών Κεραιών

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι ευφυείς κεραίες χρησιμοποιούνται στα σύγχρονα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών για την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης και για τη βελτίωση της χωρητικότητας των συστημάτων αυτών. Οι SAs επιτρέπουν στο χρήστη και το BTS να λειτουργούν στην ίδια εμβέλεια με τα συμβατικά συστήματα, αλλά με χαμηλότερη ισχύ εκπομπής. Αυτό δίνει τη

δυνατότητα στα FDMA και TDMA συστήματα να επαναχρησιμοποιούν τους ίδιους συχνοτικούς διαύλους πιο συχνά, εφόσον ο λόγος σήματος προς παρεμβολή είναι σαφώς υψηλότερος [20]. Ειδικότερα στα συστήματα TDMA, οι AAs είναι οι πλέον κατάλληλες, λόγω της ικανότητάς τους να εκμηδενίζουν τις κυριότερες παρεμβολές με μικρό αριθμό στοιχείων. Πιο συγκεκριμένα, μια AA με M στοιχεία αντιμετωπίζει με επιτυχία $M-1$ SNOIs και προσφέρει βελτίωση της χωρητικότητας κατά M φορές. Αυτό συμβαίνει κυρίως στο uplink, όπου και τα επίπεδα παρεμβολής είναι υψηλότερα [15, 19]. Όσον αφορά στα CDMA συστήματα, η μείωση της ισχύος εκπομπής από πλευράς των χρηστών περιορίζει την παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (Multiple Access Interference, MAI), αυξάνοντας τον αριθμό συνδρομητών που μπορούν να υποστηριχθούν ταυτόχρονα σε κάθε κυψέλη [20]. Λόγω της χαμηλότερης πολυπλοκότητας των SB κεραιών, αυτές προτιμώνται σε CDMA συστήματα, όπου οι AAs αδυνατούν να αντιμετωπίσουν το μεγάλο πλήθος παρεμβολών που υπερβαίνει τον αριθμό των στοιχείων τους [19].

Ένα σημαντικό προσόν των SAs αποτελεί η ικανότητά τους να διαχωρίζουν τα σήματα στο χώρο, με αποτέλεσμα περισσότεροι του ενός χρήστες να λειτουργούν στην ίδια κυψέλη και στην ίδια συχνότητα ή χρονοσχισμή (SDMA). Αυτή η προσέγγιση οδηγεί σε αύξηση της χωρητικότητας, αλλά και σε φασματικά αποδοτικότερα συστήματα επικοινωνιών [20]. Καθοριστική είναι επίσης η συμβολή των SAs στη μείωση του ρυθμού λαθών (Bit Error Rate, BER) μιας ζεύξης ή της πιθανότητας να τεθεί αυτή εκτός λειτουργίας. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην καταπίεση της ομοδιαυλικής παρεμβολής αλλά και στην ύπαρξη περισσότερων διαθέσιμων διαύλων επικοινωνίας [19].

Ένα ακόμη πλεονέκτημα των SAs έγκειται στην επέκταση της εμβέλειας έναντι των συμβατικών συστημάτων, αφού προσφέρουν μεγαλύτερο κέρδος στις επιθυμητές κατευθύνσεις. Άμεση συνέπεια του τελευταίου είναι ο περιορισμός του κόστους εγκατάστασης ενός ασύρματου συστήματος, με ελάττωση των BTSs οι οποίοι πλέον μπορούν να τοποθετηθούν σε μεγαλύτερες αποστάσεις μεταξύ τους. Αυτό βρίσκει εφαρμογή κυρίως σε αγροτικές και αραιοκατοικημένες περιοχές, όπου πρωταρχική σημασία έχει η ραδιοκάλυψη και όχι η χωρητικότητα [18]. Εναλλακτικά, η αυξημένη κατευθυντικότητα των SAs μπορεί να μεταφραστεί σε λιγότερη κατανάλωση ισχύος από τον MS, άρα και σε επιμήκυνση της διάρκειας ζωής της μπαταρίας του [18].

Θα πρέπει σε αυτό το σημείο να τονιστεί ότι οι SAs παρέχουν σταθερότητα στο σύστημα και μειωμένη ευαισθησία σε μη ιδανικές συμπεριφορές. Πιο συγκεκριμένα, σε περιπτώσεις που εφαρμόζεται η τεχνική CDMA (κάτι που συμβαίνει κατά κόρον στην 3^{η} Γενιά), είναι απαραίτητος ο έλεγχος ισχύος (Power Control, PC) εκπομπής από διαφορετικούς χρήστες, ώστε να εξασφαλίζονται παρόμοια επίπεδα λαμβανόμενης ισχύος για όλα τα σήματα στον BTS. Η παραπάνω προϋπόθεση είναι αναγκαία διότι, εξαιτίας της χρήσης ημι-ορθογωνικών κωδίκων, εισάγεται παρεμβολή μεταξύ των χρηστών. Οι SAs συμβάλλουν στην απομόνωση των σημάτων από ανεξάρτητους MSs στο uplink, περιορίζοντας τις απαιτήσεις για PC ή καταπολεμώντας τις συνέπειες του ατελούς PC (imperfect PC) [20]. Επίσης, τα CDMA συστήματα είναι ευαίσθητα στη γεωγραφική κατανομή των χρηστών. Οι SAs επαναπροσανατολίζουν τα διαγράμματα ραδιοκάλυψης, για να αντιμετωπίσουν τα λεγόμενα hot-spots, περιοχές με προσωρινά υψηλές πυκνότητες συνδρομητών [20].

Ένα ακόμη θετικό στοιχείο που προκύπτει από τη χρησιμοποίηση SAs είναι η μείωση των αρνητικών συνεπειών της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Η

πολυδιαδρομική διάδοση έχει ως αποτέλεσμα την άφιξη στην κεραία του απευθείας σήματος αλλά και ενός αριθμού καθυστερημένων εκδοχών του, από ανάκλαση, περίθλαση ή σκέδαση σε αντικείμενα του χώρου διάδοσης. Τα σήματα αυτά έχουν διαφορετικά πλάτη και φάσεις και αθροίζονται προσθετικά ή αφαιρετικά, με συνέπεια στη δεύτερη περίπτωση βαθιές διαλείψεις στο λαμβανόμενο σήμα. Το κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας που παρέχουν οι ευφυείς κεραίες δημιουργεί λοβούς σε συγκεκριμένες κατευθύνσεις και τοποθετεί μηδενισμούς σε κάποιες άλλες, συμβάλλοντας στην απόρριψη καθυστερημένων αφίξεων [19]. Τούτο οδηγεί σε αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, ο οποίος περιορίζεται λόγω του delay spread και της ISI, που αυτό συνεπάγεται. Χαρακτηριστική αντιμετώπιση του multipath σε WCDMA συστήματα είναι η χρήση ενός δέκτη RAKE, ώστε να είναι εφικτή η αθροιστική λήψη του απευθείας σήματος καθώς και μερικών χρονικά συσχετισμένων αλλά και ασυσχέτιστων καθυστερημένων εκδοχών του [15]. Τα παραπάνω αφορούν στη συμπεριφορά της SA ως δέκτης. Ως πομπός, κατευθύνει την ακτινοβολούμενη ισχύ στην επιθυμητή διεύθυνση, μειώνοντας τις ανακλάσεις και το delay spread [19].

Πολύ σημαντικό πλεονέκτημα των SAs αποτελεί η ασφάλεια τηλεπικοινωνιών, η οποία είναι απαραίτητο αγαθό για μια κοινωνία που εξαρτάται ολοένα και περισσότερο από την ασύρματη μετάδοση προσωπικών πληροφοριών. Οι ευφυείς κεραίες καθιστούν εξαιρετικά δύσκολη την υποκλοπή μιας σύνδεσης, μια και ο ανεπιθύμητος «εισβολέας» πρέπει να βρίσκεται στην ίδια κατεύθυνση με το χρήστη, σε σχέση με τον BTS, για να επιτύχει το σκοπό του [18].

Τέλος, η χρήση των SAs επιτρέπει την ανάπτυξη αλγορίθμων εύρεσης της γωνίας άφιξης (Angle-of-Arrival, AoA) των λαμβανόμενων σημάτων. Τέτοιοι αλγόριθμοι χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό των θέσεων των κινητών χρηστών, καθώς κινούνται στα όρια μιας κυψέλης ή μεταξύ γειτονικών κυψελών. Επιπλέον, συστήματα ευφυών κεραιών ικανά να διαχωρίζουν σήματα από πολλαπλές πηγές είναι δυνατόν να βελτιώσουν την επίδοση συστημάτων GPS (Global Positioning Systems) [21].

Ως εδώ αναφέρθηκαν μια σειρά από πλεονεκτήματα των ευφυών κεραιών. Είναι αδύνατο όμως να αποφευχθούν και κάποια μειονεκτήματα που σχετίζονται με τον τρόπο λειτουργίας τους. Πιο εμφανές είναι η ιδιαίτερη πολυπλοκότητα των BTSs, που συνήθως εφοδιάζονται με SAs, σε συνδυασμό με την ανάγκη για αύξηση του μεγέθους τους, ώστε να επιτυγχάνονται ικανοποιητικά κέρδη των SAs. Το αυξημένο κόστος που οφείλεται στην ύπαρξη ισχυρών ψηφιακών επεξεργαστών σήματος στο κύκλωμα υποστήριξης των SAs αντισταθμίζεται από τα μακροπρόθεσμα οικονομικά αλλά και λοιπά οφέλη που πηγάζουν από την ευρεία χρησιμοποίησή τους [18].

1.5.3 Δομές και Αλγόριθμοι Ευφυών Κεραιών για την Ψηφιακή Μορφοποίηση του Διαγράμματος Ακτινοβολίας

Στη βιβλιογραφία υπάρχουν διάφορες δομές και αλγόριθμοι που αφορούν στην ψηφιακή μορφοποίηση (beamforming) του διαγράμματος ακτινοβολίας των SAs και προτείνονται για εφαρμογές σε σύγχρονα κυψελωτά συστήματα.

Οι δέκτες που είναι εφοδιασμένοι με SAs μπορούν να διαιρεθούν σε δύο κύριες κατηγορίες [22]:

- *SAs με Επεξεργασία στο Πεδίο του Χώρου (Spatial Domain – Only)*. Οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται λειτουργούν με επεξεργασία μόνο στο πεδίο του χώρου για τη μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας.

- *SAs με Επεξεργασία στο Πεδίο του Χώρο-Χρόνου (Spatial Temporal Domain, ST)*. Οι αλγόριθμοι των ST-SAs λειτουργούν με επεξεργασία στα πεδία του χώρου και του χρόνου, προσθέτοντας τα πλεονεκτήματα της χρονικής διαφορισιμότητας (temporal diversity).

Πολλοί από τους αλγορίθμους που προαναφέρθηκαν περιλαμβάνουν στη δομή τους διαδικασίες βελτιστοποίησης, οι πιο δημοφιλείς από τις οποίες αφορούν σε [22]:

1. Μεγιστοποίηση του SINR.
2. Ικανοποίηση κριτηρίων που βασίζονται σε συναρτήσεις τετραγωνικού νόμου, όπως η ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Minimum Mean Square Error, MMSE), η ελαχιστοποίηση της διασποράς (Minimum Variance, MV) και οι μέθοδοι μέγιστης πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood, ML).

1.5.3.α Δέκτες και Αλγόριθμοι SA με Επεξεργασία στο Πεδίο του Χώρου

Η επεξεργασία στο πεδίο του χώρου είναι ένας αποτελεσματικός τρόπος μείωσης της CCI σε συστήματα στενής ζώνης και της MAI σε CDMA συστήματα. Υπάρχουν τρία είδη ψηφιακών μορφοποιητών του διαγράμματος ακτινοβολίας (beamformers, BFs), ανάλογα με τον τύπο της πληροφορίας που χρησιμοποιούν:

1) Κατεύθυνση άφιξης (DoA) του λαμβανόμενου σήματος (Direction of Arrival-Based BFs, DOBs). Σε αυτό τον τύπο BF, το γωνιακό εύρος των λαμβανόμενων σημάτων υποτίθεται σχετικά μικρό. Υφίστανται τρία είδη βέλτιστων DOBs: BFs που στηρίζονται στη μεγιστοποίηση του SINR, στη μέθοδο ML και στο κριτήριο MMSE. Ακόμη, αξίζει να αναφερθεί και η κατηγορία των BFs που είναι ανεξάρτητοι από τα δεδομένα που λαμβάνει η SA (data-independent BFs). Οι τελευταίοι δημιουργούν έναν κύριο λοβό στην κατεύθυνση του SOI και/ή εισάγουν μηδενισμούς στις κατευθύνσεις των SNOIs. Η απλούστερη μορφή είναι ο συμβατικός BF (Conventional BF, CBF), ο οποίος υποθέτει ότι το επιθυμητό σήμα δε συνοδεύεται από πολυδιαδρομικές συνιστώσες και σήματα παρεμβολής [22].

Η επίδοση ενός συστήματος DOB είναι άμεση συνάρτηση του πλήθους των σημάτων (πρέπει να είναι λιγότερα από τον αριθμό των στοιχείων της στοιχειοκεραίας), της γωνιακής τους κατανομής και της παρουσίας συσχετισμένων πολυδιαδρομικών συνιστωσών, η οποία προκαλεί ακόμη και απόρριψη του επιθυμητού σήματος [22].

Πολύ σημαντικό ρόλο σε κάθε DOB διαδραματίζει η εκτίμηση των DoAs των λαμβανόμενων σημάτων. Η γνώση της DoA στο uplink μπορεί να μεταφραστεί σε επιλεγείσα κατεύθυνση μετάδοσης στο downlink σε FDD συστήματα, επειδή οι γωνιακές παράμετροι παραμένουν σχετικά αμετάβλητες [23].

Οι μέθοδοι εκτίμησης της DoA διαιρούνται κυρίως σε τρεις γενικές κατηγορίες. Αυτές περιλαμβάνουν τις τεχνικές συμβατικού beamforming (γνωστές και ως spectral estimation techniques), τις μεθόδους που αξιοποιούν τον υποχώρο θορύβου ή τα ιδιοδιανύσματα του πίνακα δεδομένων εισόδου (subspace based ή eigenstructure methods), και τις μεθόδους ML. Αναλυτική περιγραφή των παραπάνω περιέχεται στο Κεφάλαιο 9 του [20], ενώ πολύ ενδιαφέροντα στοιχεία παραθέτει και το [24].

Οι τεχνικές του συμβατικού beamforming βασίζονται στην ιδέα του beamforming και της ηλεκτρονικής στροφής του διαγράμματος ακτινοβολίας. Υπολογίζεται η ισχύς εξόδου για όλες τις πιθανές DoAs, που καλείται χωρικό φάσμα (spatial spectrum), και καθορίζονται τα τοπικά μέγιστα. Οι κορυφές του χωρικού φάσματος παρέχουν τις κατευθύνσεις των εισερχόμενων σημάτων. Οι

συμβατικές μέθοδοι είναι απλές στη σύλληψη και υπολογιστικά εύκολα υλοποιήσιμες, αλλά απαιτούν μεγάλο αριθμό στοιχείων για να εξασφαλίσουν υψηλή διακριτική ικανότητα (resolution). Επιπλέον, απαιτούν καλό καλιμπράρισμα της στοιχειοκεραίας. Τυπικά παραδείγματα αυτής της κατηγορίας αποτελούν η μέθοδος καθυστέρησης και άθροισης (delay-and-sum method ή κλασικός BF), η μέθοδος ελάχιστης διασποράς (Capon's minimum variance method ή minimum variance distortionless response BF, MVDR-BF), και η μέθοδος γραμμικής πρόβλεψης (linear prediction method). Ο MVDR-BF υπερέχει έναντι της μεθόδου delay-and-sum, αλλά αποτυγχάνει παρουσία σημάτων ισχυρά συσχετισμένων με το SOI [20]. Όσον αφορά στη μέθοδο γραμμικής πρόβλεψης, εξασφαλίζει καλές επιδόσεις ακόμη και σε περιβάλλοντα σχετικά χαμηλού σηματοθορυβικού λόγου και σε περιπτώσεις όπου τα εισερχόμενα σήματα είναι περίπου της ίδιας ισχύος [24].

Οι μέθοδοι που αξιοποιούν τον υποχώρο θορύβου επιτυγχάνουν υψηλή διακριτική ικανότητα, είναι υπό-βέλτιστες (sub-optimal), αλλά παρουσιάζουν και υπολογιστική ευελιξία. Στηρίζονται στην αξιοποίηση των ιδιοτιμών και ιδιοδιανυσμάτων του πίνακα δεδομένων εισόδου. Οι δύο βασικοί αλγόριθμοι σε αυτήν την κατηγορία είναι ο MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) και οι τροποποιημένες εκδοχές του και ο ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [20]. Ο MUSIC είναι ένας αλγόριθμος εκτίμησης των παραμέτρων των σημάτων, ο οποίος παρέχει πληροφορίες για τον αριθμό των εισερχόμενων σημάτων, τη DoA και την ισχύ του καθενός από αυτά, καθώς και τις ετεροσυσχετίσεις μεταξύ τους [25]. Παρά την υψηλή του διακριτική ικανότητα, απαιτεί ακριβές καλιμπράρισμα της στοιχειοκεραίας. Τα κύρια μειονεκτήματα του κλασικού MUSIC είναι η αδυναμία του να λειτουργήσει σε συνθήκες υψηλής συσχέτισης των προσπιπτόντων σημάτων και το γεγονός ότι μπορεί να επιλύσει λιγότερα σήματα από τον αριθμό των στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Από την άλλη πλευρά, ο ESPRIT περιορίζει τον υπολογιστικό φόρτο και τις απαιτήσεις καλιμπραρίσματος του MUSIC [20].

Οι μέθοδοι μέγιστης πιθανοφάνειας είναι βέλτιστες αλλά υπολογιστικά πολύ απαιτητικές τεχνικές. Είναι ανώτερες από άλλες μεθόδους όταν ο αριθμός των δειγμάτων είναι μικρός ή τα σήματα είναι συσχετισμένα, και κυρίως σε συνθήκες χαμηλού σηματοθορυβικού λόγου. Στηρίζονται στη μεγιστοποίηση του λογαρίθμου της συνάρτησης πιθανοφάνειας (συνάρτηση log-likelihood), δηλαδή της από κοινού συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας των δειγμάτων εισόδου για δεδομένες DoAs. Η μεγιστοποίηση της συνάρτησης log-likelihood, η οποία θεωρείται συνάρτηση των DoAs, είναι ένα μη-γραμμικό, πολυδιάστατο πρόβλημα. Πολλά ευέλικτα επαναληπτικά σχήματα έχουν προταθεί με στόχο τη μείωση της πολυπλοκότητας και του υπολογιστικού φόρτου του προβλήματος μεγιστοποίησης, όπως αλγόριθμοι βασισμένοι στην εκτιμώμενη παράγωγο της συνάρτησης (gradient descent algorithms), η μέθοδος Newton-Raphson, ο αλγόριθμος εναλλασσόμενης προβολής (alternating projection algorithm) κ.ά.[24].

2) Σήμα αναφοράς (Temporal Reference-Based BFs, TRBs). Αυτή η μέθοδος ψηφιακής μορφοποίησης είναι υπολογιστικά αποτελεσματική, σε βάρος όμως του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Δεν απαιτεί τη γνώση χωρικής πληροφορίας, όπως η γωνία άφιξης ή η απόκριση της στοιχειοκεραίας. Σε αντίθεση με την ανάγκη για καλιμπράρισμα της SA που συνοδεύει τους DOBs, στους TRBs είναι απαραίτητη η επίτευξη ακριβούς συγχρονισμού. Οι TRBs χρησιμοποιούν προσαρμοστικούς αλγορίθμους, όπως ο LMS (Least Mean Squares) και ο RLS (Recursive Least Squares) και ένα σήμα αναφοράς (Training Signal, TS). Το τελευταίο, αν και

καταλαμβάνει φασματικούς πόρους χωρίς τη μετάδοση πραγματικής πληροφορίας, αποτελεί μια ακολουθία συμβόλων γνωστή σε πομπό και δέκτη. Η σύγκριση μεταξύ της απόκρισης της SA στο TS και της εξόδου του BF παρέχει τη δυνατότητα προσαρμογής των βαρών για βελτιστοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας. Το σήμα αναφοράς μπορεί να αποτελείται από ένα a priori γνωστό σήμα, πολυπλεγμένο στη συχνότητα ή στο χρόνο με ένα χρήσιμο σήμα ή κάποιο σήμα προερχόμενο από τα ληφθέντα σύμβολα. Η χρήση TSs απαιτεί προηγουμένως ανάκτηση φέροντος και σήματος, διαδικασία που δυσχεραίνεται παρουσία CCI [22].

Ο TRB έχει τη δυνατότητα επιτυχημένης αντιμετώπισης της παρεμβολής, βέλτιστου συνδυασμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών για την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου, ενώ παρουσιάζει σταθερότητα σε περιβάλλοντα όπου τα χαρακτηριστικά του καναλιού μεταβάλλονται διαρκώς. Βασικό του μειονέκτημα σε FDD συστήματα αποτελεί η αδυναμία του να παρέχει διάνυσμα βαρών για μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας στο downlink από την πληροφορία που λαμβάνει ο δέκτης στο uplink [22].

3) Χρονική και/ή φασματική ιδιότητα του λαμβανόμενου σήματος (Signal-Structure-Based BFs, SSBFs). Στην περίπτωση αυτή αξιοποιείται ιδιότητα του λαμβανόμενου σήματος για την ψηφιακή μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας. Παρέχεται σταθερότητα σε διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης, συχνά όμως αντιμετωπίζονται προβλήματα σύγκλισης [22].

Ο TRB και ο SSBF είναι στατιστικά βέλτιστοι BFs (statistically optimum BFs), εφόσον το διάγραμμα ακτινοβολίας τους προσαρμόζεται ώστε να ελαχιστοποιήσει μια αντικειμενική συνάρτηση, η οποία σχετίζεται με την ποιότητα του σήματος. Με άλλα λόγια, το διάγραμμα ακτινοβολίας παράγεται βάσει των δεδομένων που λαμβάνει η SA.

1.5.3.β Δέκτες και Αλγόριθμοι SA με Επεξεργασία στο Πεδίο του Χώρο-Χρόνου

Η επεξεργασία στο πεδίο του χώρο-χρόνου (ST processing) προσθέτει χρονική διαφορισιμότητα και μείωση της ISI σε συστήματα ευρείας ζώνης. Οι ST αλγόριθμοι συνδυάζουν εποικοδομητικά τις δυνατότητες των αλγορίθμων με επεξεργασία στο πεδίο του χώρου (καταπίεση της CCI) και επιπλέον εισάγουν χρονική διαφορισιμότητα.

Υφίστανται δύο τύποι ST τεχνικών βελτιστοποίησης που χρησιμοποιούν σήματα αναφοράς (non-blind techniques) [22]:

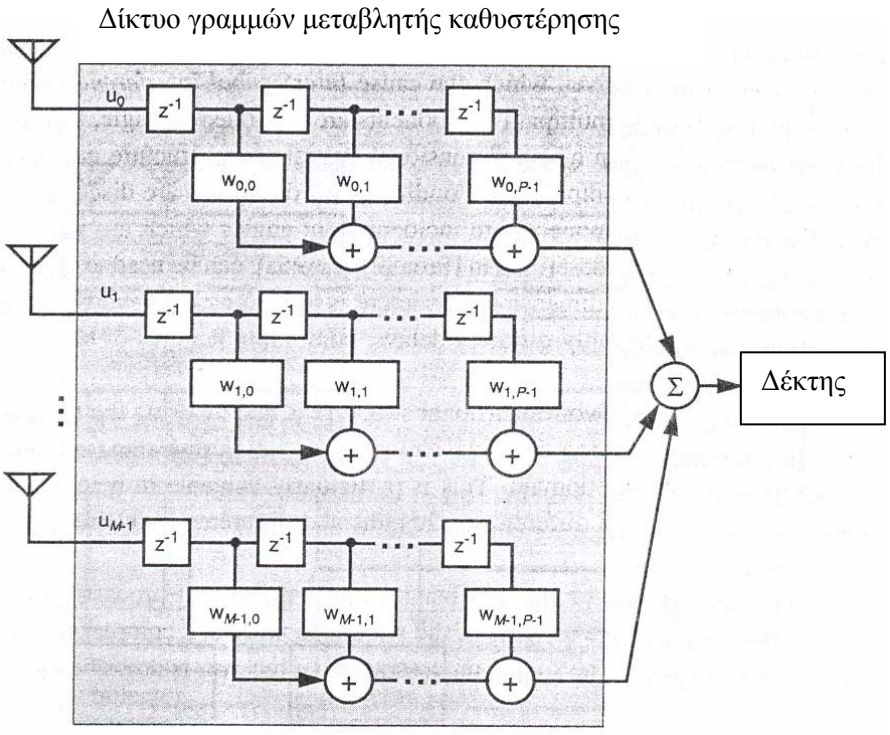
1) Μέθοδοι μέγιστης πιθανοφάνειας (ST – Maximum Likelihood Sequence Estimation, ST-MLSE). Αντιμετωπίζουν με επιτυχία μη-γραμμικές διαμορφώσεις και μεγάλες τιμές delay spread, όχι όμως και μεγάλες τιμές εξάπλωσης Doppler.

2) Μέθοδοι ST-MMSE. Καταπιέζουν αποτελεσματικά τη CCI και η επίδοσή τους είναι επαρκής για την καταπολέμηση της ISI. Υπερέχουν έναντι των μεθόδων ST-MLSE όσον αφορά στην αντιμετώπιση της εξάπλωσης Doppler, όμως οι μέθοδοι μέγιστης πιθανοφάνειας, δεδομένης της ύπαρξης μιας τέλειας εκτίμησης του καναλιού και παρουσία ισχυρής ISI, είναι θεωρητικά ανώτερες. Παρόλα αυτά, η υλοποίηση της μεθόδου ST-MLSE είναι πρακτικά πιο δυσχερής, ειδικά όταν το κανάλι μεταβάλλεται με το χρόνο.

Παράλληλα με τις non-blind ST τεχνικές βελτιστοποίησης, υφίστανται και εκείνες που δε χρησιμοποιούν TSs (blind techniques) [22]. Αυτές βασίζονται σε χωρικές και χρονικές ιδιότητες του σήματος. Τέτοιες είναι η CM (constant modulus) περιβάλλουσα διαμορφωμένων κατά φάση σημάτων ή κάποια ιδιότητα

του πεπερασμένου αλφαβήτου (finite alphabet property) ψηφιακά διαμορφωμένων σημάτων.

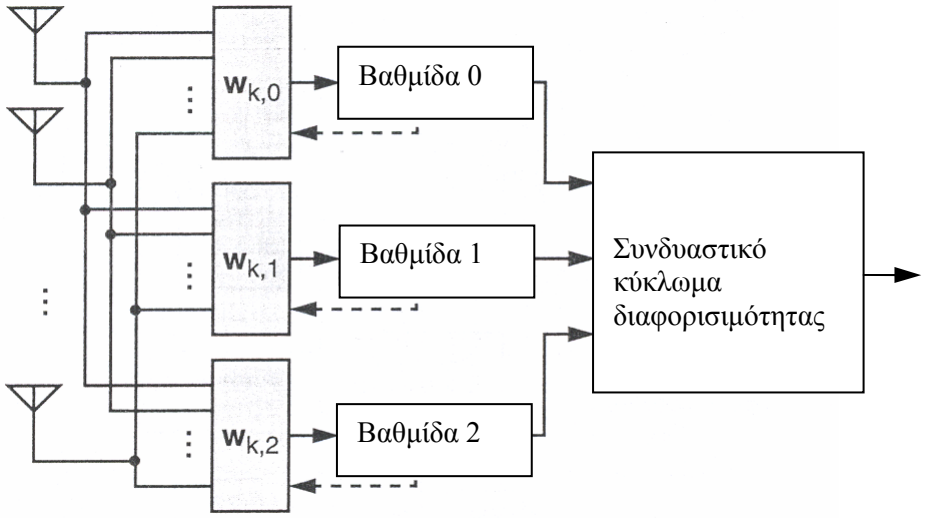
Το πλέον χαρακτηριστικό παράδειγμα ST δεκτών είναι οι στοιχειοκεραίες ευρείας ζώνης (wideband arrays). Γενικά, οι AAs ευρείας ζώνης αποσκοπούν στην επίτευξη σταθερής απόκρισης της στοιχειοκεραίας σε όλο το εύρος συχνοτήτων (ισοστάθμιση ή equalization). Σε αντίθεση με τα συστήματα στενής ζώνης (π.χ., σχήμα 1.5), 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. Για το λόγο αυτό, κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας συνδέεται με γραμμή μεταβλητής καθυστέρησης (tapped-delay-line, TDL), με αποτέλεσμα το εκάστοτε στοιχείο να έχει απόκριση φάσης μεταβλητή με τη συχνότητα [20] (σχήμα 1.6).



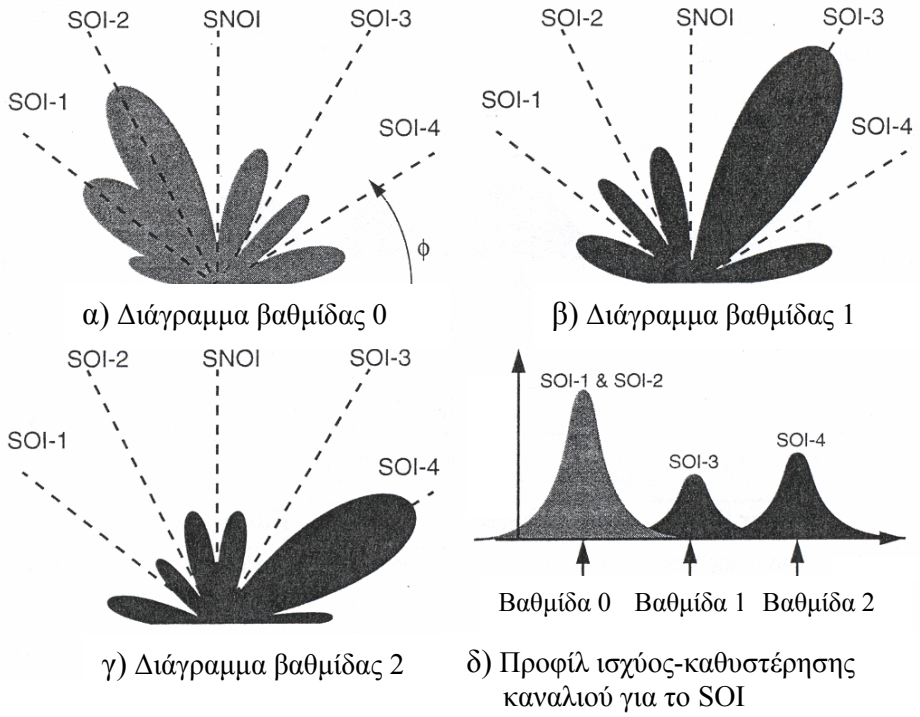
Σχήμα 1.6. Στοιχειοκεραία ευρείας ζώνης (πηγή: [20, Σελ. 101])

Μια σημαντική ειδική περίπτωση της wideband array είναι ο δέκτης RAKE, που χρησιμοποιείται σε WCDMA συστήματα (σχήμα 1.7). Πρόκειται για μια προσαρμοστική στοιχειοκεραία ευρείας ζώνης, με κάποια από τα πλεονεκτήματα που αυτή συνεπάγεται, αλλά και πολυπλοκότητα που προσεγγίζει στοιχειοκεραία στενής ζώνης [20]. Σε αυτή τη δομή, κάθε βαθμίδα (RAKE finger) χρησιμοποιεί την AA για να λάβει πολυδιαδρομικές συνιστώσες με πολύ μικρές καθυστερήσεις μεταξύ τους (χρονικά συσχετισμένες) και ταυτόχρονα να απορρίψει ασυσχέτιστες (αργότερα αφικνούμενες) συνιστώσες. Έτσι λοιπόν, ο δέκτης RAKE του σχήματος 1.7 έχει τη δυνατότητα να συγχρονίσει τη βαθμίδα 0 με τα χρονικά συσχετισμένα SOI-1, SOI-2, απορρίπτοντας το SNOI και τα χρονικά ασυσχέτιστα SOI-3, SOI-4. Τα δύο τελευταία λαμβάνονται με συγχρονισμό των βαθμίδων 1 και 2, αντίστοιχα (σχήμα 1.8). Η βελτιστοποίηση της λήψης των ανωτέρω συνιστωσών καθίσταται εφικτή με κατάλληλη επιλογή των βαρών $w_{k,m}$ ($m = 0, 1, 2$). Τελικά, όλες οι

καθυστερημένες συνιστώσες αθροίζονται σε συμφωνία φάσης στο συνδυαστικό κύκλωμα διαφορισιμότητας (diversity combiner) (σχήμα 1.7).



Σχήμα 1.7. Δέκτης RAKE τριών βαθμίδων. Κάθε βαθμίδα χρησιμοποιεί διαφορετικό διάγραμμα ακτινοβολίας της ΑΑ (πηγή: [20, Σελ. 120])



α) Διάγραμμα βαθμίδας 0

β) Διάγραμμα βαθμίδας 1

γ) Διάγραμμα βαθμίδας 2

δ) Προφίλ ισχύος-καθυστέρησης καναλιού για το SOI

Σχήμα 1.8. Διαγράμματα ακτινοβολίας δέκτη RAKE τριών βαθμίδων για τη λήψη τεσσάρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών (SOI-1,2,3,4) και την απόρριψη παρεμβολής (SNOI) (πηγή: [20, Σελ. 122])

1.6 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ MIMO (MULTIPLE INPUT - MULTIPLE OUTPUT)

Στις παραγράφους που προηγήθηκαν έγινε εκτενής αναφορά στην πολυδιαδρομική διάδοση και στις αρνητικές της συνέπειες για τη χωρητικότητα και την αξιοπιστία των ασυρμάτων συστημάτων επικοινωνιών. Υπάρχει όμως και η άλλη όψη του νομίσματος: η χρησιμοποίηση στοιχειοκεραιών τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη, σε συνδυασμό με την κατάλληλη αξιοποίηση των πολλαπλών διαδρομών που προκύπτουν στο ασύρματο κανάλι λόγω ανάκλασης, περίθλασης και σκέδασης, μπορεί να συμβάλλει στην επίτευξη εξαιρετικά μεγάλων ρυθμών μετάδοσης. Πώς όμως είναι εφικτό κάτι τέτοιο;

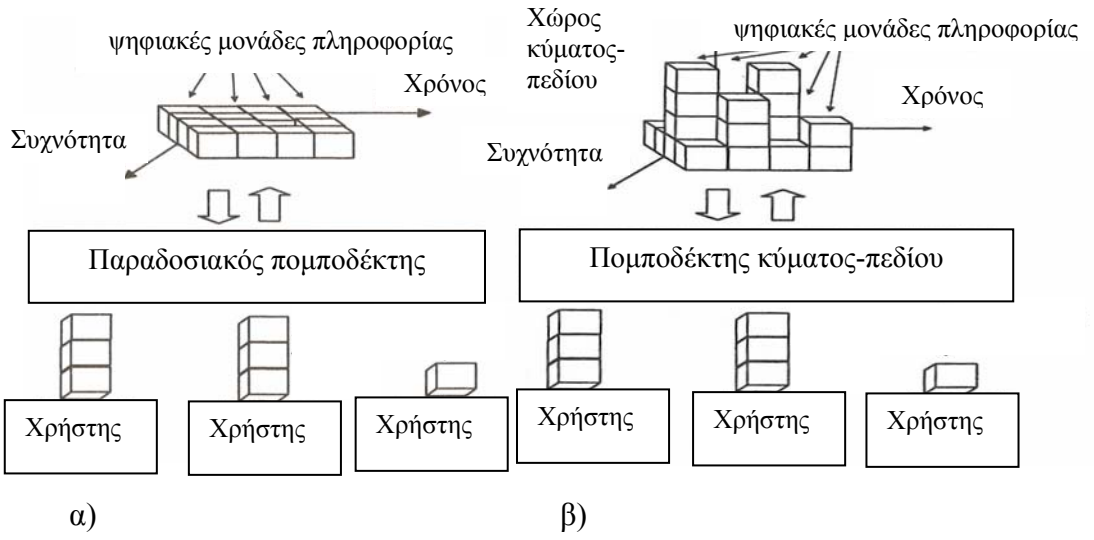
Είναι γνωστό ότι στα παραδοσιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα μια αύξηση στο ρυθμό μετάδοσης μπορεί να επιτευχθεί είτε με την αύξηση του χρησιμοποιούμενου εύρους ζώνης B_s είτε με τη χρήση μεγαλύτερου λόγου ισχύος σήματος προς ισχύ θορύβου, SNR, σε περιβάλλον λευκού θορύβου Gauss. Πράγματι, σύμφωνα με το θεώρημα του Shannon, για εύρος ζώνης B_s και λόγο σήματος προς θόρυβο SNR, είναι αδύνατον να μεταδοθεί πληροφορία με αξιόπιστο τρόπο πάνω από ένα όριο που δίνεται από τον τύπο [26]

$$C = B_s \log_2(1 + SNR) \tag{1.18}$$

Έχει αποδειχθεί ότι η χρήση πολλαπλών κεραιών στον πομπό (M_T) και το δέκτη (M_R) είναι δυνατόν να οδηγήσει σε γραμμική αύξηση του ρυθμού μετάδοσης, ανάλογη με το ελάχιστο του αριθμού των κεραιών M_T, M_R, για δεδομένο SNR [26-28]:

$$C = MB_s \log_2(1 + SNR) \tag{1.19}$$

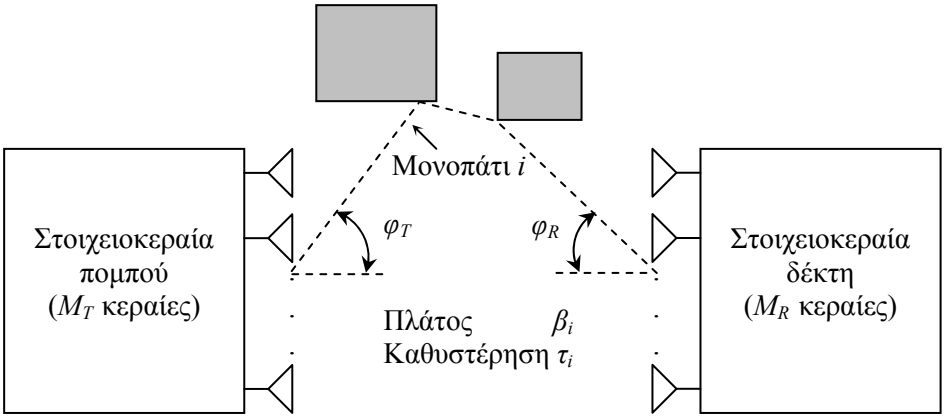
όπου $M = \min(M_T, M_R)$. Τα συστήματα που χρησιμοποιούνται για το σκοπό αυτό είναι γνωστά ως MIMO (Multiple Input – Multiple Output).



Σχήμα 1.9. Διαχωρισμός χρηστών σε σύστημα MIMO ως προς το χρόνο, τη συχνότητα, και το χώρο κύματος-πεδίου (πηγή: [26, Σελ. 11-12])

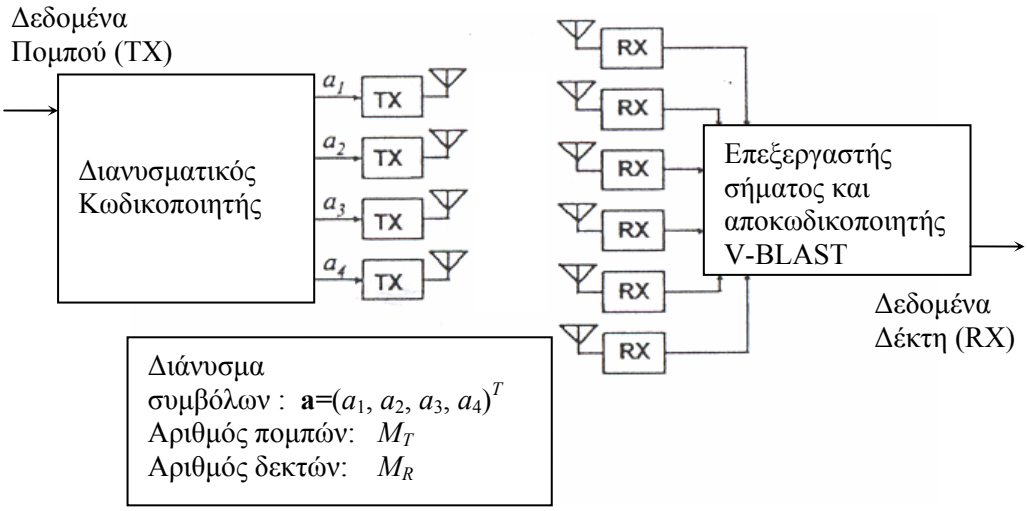
Στην πραγματικότητα, αυτό που συμβαίνει με τη χρήση της τεχνολογίας MIMO είναι ότι προστίθεται ακόμη μια διάσταση στο χώρο σήματος. Στα

παραδοσιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα, ο χώρος σήματος αποτελείται από τη διάσταση του χρόνου και τη διάσταση της συχνότητας. Κάθε σήμα μπορεί να αναλυθεί ως ένα άθροισμα σημείων στον παραπάνω χώρο, τα οποία ορίζονται από τις συντεταγμένες τους στο χρόνο και τη συχνότητα. Σε κάθε σημείο που καθορίζεται από μια χρονική στιγμή και μια συχνότητα μπορεί να ορίζεται μόνο ένα και μοναδικό σήμα, το οποίο χρησιμοποιείται για τη μετάδοση ψηφιακών μονάδων πληροφορίας (digital information units) (σχήμα 1.9α). Η προσθήκη μιας τρίτης διάστασης στο χώρο σήματος, που στο εξής θα αναφέρεται ως χώρος κύματος-πεδίου (wavefield space), καθιστά εφικτό το διαχωρισμό σημάτων ορισμένων στην ίδια χρονική στιγμή και συχνότητα. Ο χώρος κύματος-πεδίου περιλαμβάνει ουσιαστικά όλους τους διαθέσιμους διαύλους $h(t,\tau,\mathbf{r},\mathbf{r}')$, καθένας εκ των οποίων αποτελεί τη μετρήσιμη απόκριση στη χωρική θέση $\mathbf{r}'$ και με καθυστέρηση τ μιας διέγερσης γεννημένης στο χρόνο t και τη χωρική θέση $\mathbf{r}$. Η κατάλληλη δειγματοληψία του χώρου κύματος-πεδίου με τη χρήση πολλαπλών κεραιών στον πομπό και το δέκτη οδηγεί στη δημιουργία μιας σύνδεσης πολλαπλών ζεύξεων. Ο διαχωρισμός των παράλληλων ρευμάτων πληροφορίας εξασφαλίζεται διότι το καθένα καταλαμβάνει διαφορετική θέση στο χώρο κύματος-πεδίου, όπως φαίνεται από το σχήμα 1.9β [26].



Σχήμα 1.10. Γεωμετρία περιβάλλοντος διάδοσης συστήματος MIMO (πηγή: [28])

Επιστρέφοντας στην (1.19), το εντυπωσιακό αποτέλεσμα που παρουσιάζει οφείλεται στην εκμετάλλευση του multipath για τη δημιουργία παράλληλων καναλιών που λειτουργούν ταυτόχρονα και στην ίδια συχνότητα (σχήμα 1.10). Για να ισχύει η (1.19), πρέπει ο αριθμός L των μονοπατιών να υπερβαίνει τον αριθμό των στοιχείων κάθε στοιχειοκεραίας [28, 29]. Σε αντίθετη περίπτωση, όσο και να αυξηθεί το πλήθος των κεραιών σε πομπό και δέκτη, υφίσταται κίνδυνος κορεσμού για τη χωρητικότητα του συστήματος MIMO. Αυτό συμβαίνει γιατί ο μέγιστος αριθμός των πολλαπλών δρόμων θέτει ένα άνω όριο στην πληθώρα των διαθέσιμων καναλιών για παράλληλη μετάδοση.



Σχήμα 1.11. Διάγραμμα V-BLAST (πηγή: [31])

Μια ενδιαφέρουσα προσέγγιση, που βασίζεται στην παραπάνω θεμελιώδη ιδέα, αποτελεί μια τάξη πολυεπίπεδων αρχιτεκτονικών στο χώρο και το χρόνο, η οποία ονομάστηκε BLAST (Bell Laboratories Layered Space Time) [30-35]. Στην τεχνολογία αυτή, πολλαπλές ροές δεδομένων εκπέμπονται ταυτόχρονα από μεμονωμένες κεραίες εντός της ίδιας στοιχειοκεραίας. Η ύπαρξη αρκετά «πλούσιου» multipath, και ενός δέκτη ικανού να διαχωρίσει και να αποκωδικοποιήσει τους παράλληλους συρμούς δεδομένων με τη χρήση στοιχειοκεραίας και ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, οδηγεί σε μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης με το ίδιο διαθέσιμο φάσμα (σχήμα 1.11). Καθοριστικό ρόλο στο BLAST διαδραματίζει η διατήρηση σταθερής εκπεμπόμενης ισχύος, ανεξάρτητα από τον αριθμό των κεραιών στον πομπό, γεγονός που εξασφαλίζει χαμηλά επίπεδα παρεμβολών. Επομένως το BLAST αποτελεί μια εξελιγμένη μορφή SDMA, με το περιβάλλον διάδοσης να βοηθά στο διαχωρισμό των μεμονωμένων κεραιών του πομπού, κάτι που σε διαφορετική περίπτωση θα απαιτούσε την ύπαρξη εξαιρετικά λεπτού λοβού στο διάγραμμα ακτινοβολίας του δέκτη [35].

Αξίζει στο σημείο αυτό να υπογραμμιστεί ότι σε πρόσφατες προσομοιώσεις συστημάτων MIMO, η εκτιμώμενη χωρητικότητα εξαρτάται από το επιλεγμένο μοντέλο του καναλιού ραδιοδιάδοσης [29]. Για την εξασφάλιση ρεαλιστικής περιγραφής του ραδιοδιαύλου, έχει δοθεί μεγάλη βαρύτητα στην εκτίμηση των παραμέτρων του, όπως είναι οι γωνίες αναχώρησης και άφιξης, τα μιγαδικά πλάτη και οι καθυστερήσεις των μεμονωμένων συνιστωσών [29, 36-41].

1.6.1 Χωρητικότητα των Συστημάτων MIMO

Έστω ένα σύστημα MIMO με M_T κεραίες στον πομπό και M_R κεραίες στο δέκτη και κανάλι που χαρακτηρίζεται από επίπεδες διαλείψεις. Αν το κανάλι είναι γνωστό στο δέκτη, μέσω αποστολής και λήψης δοκιμαστικών ακολουθιών (training sequences), ο ρυθμός αξιόπιστης μετάδοσης δεδομένων δίνεται από τον τύπο [42]

$$C = B_s \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_0} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \tag{1.20}$$

όπου B_s το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης, E_s η συνολική διαθέσιμη στον πομπό μέση ενέργεια ανά περίοδο συμβόλου, και N_0 η φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου. Ο εκθέτης $[\ ]^H$ συμβολίζει τον ανάστροφο συζυγή ενός πίνακα, $\mathbf{I}_{M_R}$ είναι ο μοναδιαίος $M_R \times M_R$ πίνακας και $\det(\ )$ είναι η ορίζουσα ενός πίνακα. Ο $M_R \times M_T$ πίνακας $\mathbf{H}$ έχει ως εισόδους $h_{mr,mt}$ τα μιγαδικά κέρδη των διαύλων που δημιουργούνται ανάμεσα στον πομπό mt και το δέκτη mr. Θεωρώντας rH την τάξη του $\mathbf{H}$ και λ_i ($i = 1,2,...,rH$) τις θετικές ιδιοτιμές του $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, η (1.20) παίρνει τη μορφή

$$C = B_s \sum_{i=1}^{rH} \log_2\left(1 + \frac{E_s}{M_T N_0} \lambda_i \right) \tag{1.21}$$

Η (1.21) εκφράζει τη χωρητικότητα ενός συστήματος MIMO ως το άθροισμα των χωρητικοτήτων rH το πλήθος SISO (Single Input – Single Output) καναλιών, καθένα από τα οποία διαθέτει κέρδος ισχύος λ_i και ισχύ μετάδοσης E_s / M_T.

Με δεδομένη τη συνολική μεταφορά ισχύος στο δίαυλο, δηλαδή $\sum_{i=1}^{rH} \lambda_i = \zeta$, η μεγιστοποίηση της χωρητικότητας προϋποθέτει την ύπαρξη ορθογώνιου πίνακα $\mathbf{H}$ ($\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{H}^H\mathbf{H} = (\zeta / M)\mathbf{I}_M$), όπου $M = M_T = M_R$. Στην περίπτωση αυτή, η (1.20) δίνει [42]:

$$C = B_s M \log_2\left(1 + \frac{\zeta E_s}{N_0 M^2} \right) \tag{1.22}$$

Η (1.22) παρουσιάζει ένα πρώτο μέτρο της γραμμικής εξάρτησης του C με τον αριθμό των κεραιών σε πομπό και δέκτη.

Συνεχίζοντας στην υπόθεση ενός συστήματος MIMO με $M = M_T = M_R$, εξαιρετικά ενδιαφέρουσα είναι η προσέγγιση του λεγόμενου «χωρικά λευκού» τυχαίου καναλιού (spatially white random channel). Πρόκειται για ένα μη-ντετερμινιστικό δίαυλο $\mathbf{H}_w$, του οποίου τα στοιχεία $h_{mr,mt}$ είναι ανεξάρτητες και ταυτόσημα κατανεμημένες (Independent and Identically Distributed, IID) μιγαδικές μεταβλητές, που ακολουθούν την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία διασπορά. Επομένως ισχύει $E\left\{ \left| h_{mr,mt} \right|^2 \right\} = 1$ ($E\{\ \}$ το σύμβολο της μέσης τιμής). Χρησιμοποιώντας το νόμο των μεγάλων αριθμών, προκύπτει:

$$\frac{1}{M} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H \to \mathbf{I}_M , \qquad M \to \infty \tag{1.23}$$

Η (1.20), μέσω της (1.23), καταλήγει στην (1.24) [42]:

$$C \to B_s M \log_2\left(1 + \frac{E_s}{N_0} \right) \tag{1.24}$$

Άρα η χωρητικότητα του IID καναλιού γίνεται ντετερμινιστική, ασυμπτωτικά ως προς M, και αυξάνει γραμμικά με τον αριθμό των κεραιών για δεδομένο λόγο σήματος προς θόρυβο.

Επιστρέφοντας στην (1.20), η ισχύς της προϋποθέτει ότι το κανάλι είναι άγνωστο στον πομπό, επομένως δεν υφίσταται προτιμητέα κατεύθυνση μετάδοσης

και τα σήματα από τις μεμονωμένες κεραίες M_T του πομπού είναι ανεξάρτητα και της ίδιας ισχύος. Σε αντίθετη περίπτωση, η (1.20) μεταβάλλεται για να συμπεριλάβει κατάλληλη γραμμική επεξεργασία τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη [42].

Τα ελκυστικά αποτελέσματα των (1.19), (1.22) και (1.24) έχουν συμβάλλει στην έντονη ερευνητική δραστηριότητα στον τομέα των συστημάτων MIMO [43-45].

1.7 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice Hall, New Jersey, 1996, ch. 2, 3, 4, 8.

[2] Μ. Ε. Θεολόγου, *Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών*, Ε.Μ.Π., Μάρτιος 1999.

[3] D. J. Goodman, "Second generation wireless information networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, pp. 366-374, May 1991.

[4] H. Holma and A. Toskala, Eds., *WCDMA for UMTS*, John Wiley and Sons Ltd., UK, 2000.

[5] D. N. Knisely, S. Kumar, S. Laha, and S. Nanda, "Evolution of wireless data services: IS-95 to cdma2000," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 36, No. 10, pp. 140-149, October 1998.

[6] P. Schramm et al., "Radio interface performance of EDGE, a proposal for enhanced data rates in existing digital cellular systems," in *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 1064-1068, May 1998.

[7] A. F. Molisch, H. Novak, and E. Bonek, "The DECT radio link," *Telektronikk*, Vol. 94, No. 2, pp. 45-53, 1998.

[8] J. Lovsletten, "DECT as a part of personal communication," *Telektronikk*, Vol. 94, No. 2, pp. 40-44, 1998.

[9] B. P. Crow, I. Widjaja, L. G. Kim, and P. T. Sakai, "IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 35, No. 9, pp. 116-126, September 1997.

[10] K-J. Jamshid, P. Schramm, U. Wachsmann, and F. Wenger, "Structure and performance of the HIPERLAN/2 physical layer," in *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 5, pp. 2667-2671, September 1999.

[11] ETSI, *Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Voice plus Data (V+D); ETS 300 392-1 to 6*, European Telecommunications Standards Institute, 1996.

[12] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, *Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών*, Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, Ε.Μ.Π., Μάρτιος 2001.

[13] T. K. Sarkar, Z. Ji, K. Kim, A. Medouri, and M. Salazar-Palma, "A survey of various propagation models for mobile communication," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 45, No. 3, pp. 51-82, June 2003.

[14] K. Pahlavan and A. Levesque, *Wireless Information Networks*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995, pp. 42-56.

[15] A. Jacobsen, "Smart antennas for dummies," *R&D Report*, April 2001.

[16] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*, 2nd Ed., Kluwer Academic Publishers, Boston, 2001, ch. 2.

[17] S. Haykin, *Communication Systems*, 4th Ed., McMaster University, 2001.

[18] 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.
[19] M. Chryssomallis, "Smart antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 3, pp. 129-136, June 2000.
[20] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications*, Prentice Hall, New Jersey, 1999, ch. 3, 4, 9.
[21] A. H. El Zooghby, C. G. Christodoulou, and M. Georgiopoulos, "A neural network-based smart antenna for multiple source tracking," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 5, pp. 768-775, May 2000.
[22] A. O. Boukalov and S. G. Häggman, "System aspects of smart-antenna technology in cellular wireless communications – an overview," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 6, pp. 919-929, June 2000.
[23] A-J. Van der Veen, M. C. Vanderveen, and A. Paulraj, "Joint angle and delay estimation using shift-invariance techniques," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 46, No. 2, pp. 405-418, February 1998.
[24] 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.
[25] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-34, No. 3, pp. 276-280, March 1986.
[26] Massimiliano "Max" Martone, *Multiantenna Digital Radio Transmission*, Artech House, Boston, USA, 2002, ch. 1.
[27] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, Vol. 6, No. 3, pp. 311-335, March 1998.
[28] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communication," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, No. 3, pp. 357-366, March 1998.
[29] M. Steinbauer, A. F. Molisch, and E. Bonek, "The double-directional radio channel," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 43, No. 4, pp. 51-63, August 2001.
[30] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Laboratories Technical Journal*, Vol. 1, No. 2, pp. 41-59, autumn 1996.
[31] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proceedings of the URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE 98)*, pp. 295-300, September 1998.
[32] G. D. Golden et al., "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 1, pp. 14-16, January 1999.
[33] D. Chizhik et al., "Effect of antenna separation on the capacity of BLAST in correlated channels," *IEEE Communications Letters*, Vol. 4, No. 11, pp. 337-339, November 2000.
[34] F. R. Farrokhi et al., "Link-optimal space-time processing with multiple transmit and receive antennas," *IEEE Communications Letters*, Vol. 5, No. 3, pp. 85-87, March 2001.

[35] A. Lozano, F. R. Farrokhi, and R. A. Valenzuela, “Lifting the limits on high-speed wireless data access using antenna arrays,” *IEEE Communications Magazine*, Vol. 39, No. 9, pp. 156-162, September 2001.
[36] M. Steinbauer, D. Hampicke, G. Sommerkorn, A. Schneider, A. F. Molisch, R. Thomä, and E. Bonek, “Array measurement of the double-directional mobile radio channel,” in *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Tokyo, Japan, Vol. 3, pp. 1656-1662, May 2000.
[37] J. Fuhl, J-P. Rossi, and E. Bonek, “High-resolution 3-D direction-of-arrival determination for urban mobile radio,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 4, pp. 672-682, April 1997.
[38] A. Kuchar, J-P. Rossi, and E. Bonek, “Directional macro-cell channel characterization from urban measurements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 2, pp. 137-146, February 2000.
[39] B. H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K. Ingeman Pedersen, “Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 17, No. 3, pp. 434-450, March 1999.
[40] Y. L. C. de Jong and M. H. A. J. Herben, “High-resolution angle-of-arrival measurement of the mobile radio channel,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 11, pp. 1677-1687, November 1999.
[41] R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport, and J. H. Reed, “Overview of spatial channel models for antenna array communication systems,” *IEEE Personal Communications Magazine*, Vol. 5, No. 1, pp. 10-22, February 1998.
[42] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003, ch. 3, 4.
[43] M. Wennström and T. Svantesson, “An antenna solution for MIMO channels: the switched parasitic antenna,” in *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.
[44] C. Waldschmidt, T. Fügen, and W. Wiesbeck, “Spiral and dipole antennas for indoor MIMO-systems,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 1, pp. 176-178, 2002.
[45] H. Shin and J. H. Lee, “On the capacity of MIMO wireless channels,” *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E87-B, No. 3, pp. 671-677, March 2004.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

2.1 ΕΥΦΥΕΙΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΕΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

Το είδος των ευφυών κεραιών που αναπτύσσεται στην παρούσα διατριβή επιτυγχάνει την ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας με την εισαγωγή κατάλληλης ψηφιακής λέξης στο κύκλωμα τροφοδότησης. Πρόκειται για ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, που αποτελούν ένα είδος ευφυών κεραιών SB, τα βασικά χαρακτηριστικά των οποίων αναπτύχθηκαν εκτενώς στην παράγραφο 1.5.

Μια ευφυής στοιχειοκεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (Switched Parasitic Array, SPA) αποτελείται από έναν αριθμό διπολικών κεραιών, στο κύκλωμα τροφοδότησης καθεμιάς εκ των οποίων συνδέεται RF διακόπτης και κύκλωμα p-i-n διόδου. Όταν η δίοδος είναι ορθά πολωμένη, το αντίστοιχο στοιχείο βραχυκυκλώνεται και λειτουργεί ως ανακλαστήρας, ενώ όταν είναι σε αποκοπή, επιτρέπεται η διέλευση του υψίσυχνου σήματος μέσω του RF διακόπτη και το στοιχείο τροφοδοτείται με τάση κατάλληλου πλάτους και φάσης [1-3]. Με αυτό τον τρόπο προκύπτει μια διάταξη μεταγωγής ενεργών (τροφοδοτούμενων) και παρασιτικών (βραχυκυκλωμένων) στοιχείων. Τα παρασιτικά στοιχεία διαρρέονται από ρεύματα που επάγονται λόγω της τροφοδότησης των ενεργών στοιχείων.

Σε μια ευφυή στοιχειοκεραία που αποτελείται από M στοιχεία, υπάρχουν $2^M - 1$ δυνατοί συνδυασμοί τροφοδότησης (ψηφιακές λέξεις), ανάλογα με το εάν κάθε στοιχείο επιλέγεται να είναι ενεργό ή παρασιτικό (εκτός της περίπτωσης M παρασιτικών στοιχείων). Οι μονάδες και τα μηδενικά στην ψηφιακή λέξη, το μήκος της οποίας ισούται με το πλήθος των στοιχείων, αφορούν στην κατάσταση καθενός από αυτά (το bit 1 αντιστοιχεί σε ενεργό και το bit 0 αντιστοιχεί σε παρασιτικό στοιχείο). Κάθε διαφορετικός συνδυασμός τροφοδότησης μεταβάλλει τα ρεύματα στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας, άρα οδηγεί και σε διαφορετικό διάγραμμα ακτινοβολίας. Υπάρχουν λοιπόν $2^M - 1$ διαθέσιμα διαγράμματα ακτινοβολίας, το πλήθος των οποίων αυξάνει εκθετικά με τον αριθμό των στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Ανάλογα με τις απαιτήσεις της σχεδίασης, επιλέγονται τα μήκη, οι θέσεις και οι φάσεις τροφοδότησης των στοιχείων, ώστε ένας αριθμός διαγραμμάτων N_{RP} (μεταξύ των συνολικά $2^M - 1$) να αποκτήσουν την επιθυμητή μορφή. Ο αριθμός αυτός αποτελεί το πλήθος των προκαθορισμένων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της SB τεχνολογίας. Η αλληλεπίδραση μεταξύ της SPA, κυκλώματος ελέγχου και Η/Υ εξασφαλίζει την εισαγωγή της κατάλληλης ψηφιακής λέξης για την ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας. Η ταχύτητα εναλλαγής μεταξύ διαδοχικών λοβών εξαρτάται από τις δυνατότητες των RF διακοπτών και των p-i-n διόδων που χρησιμοποιούνται.

Η παλαιότερη μορφή απλής στοιχειοκεραίας ενός ενεργού και πλήθους παρασιτικών στοιχείων, και βάση των μεταγενέστερων SPAs, είναι η γνωστή κατευθυντική στοιχειοκεραία Yagi-Uda [4]. Με αφετηρία την κλασική δομή Yagi-

Uda, διάφοροι τύποι συμμετρικών ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων έχουν αποτελέσει αντικείμενο μελέτης στο παρελθόν.

Στο [5] διερευνάται η δυνατότητα μεταβολής στην κατεύθυνση του κυρίου λοβού με τη χρήση κυκλικής SPA ενός ενεργού στοιχείου, το οποίο καθορίζει την κατεύθυνση ακτινοβολίας. Στα [6-7] παρουσιάζονται κυκλικές SPAs δύο ενεργών (και έξι συνολικά) στοιχείων για εφαρμογή σε WLANs. Στο [7] διερευνάται και η πιθανή βελτίωση της κρουστικής απόκρισης του διαύλου και του ρυθμού λαθών με τη χρήση της SPA μόνο στο δέκτη ή και στον πομπό. Μια κυκλική στοιχειοκεραία μεταγωγής ενός ενεργού στοιχείου και δύο δακτυλίων παρασιτικών στοιχείων (τα στοιχεία του εσωτερικού δακτυλίου διαθέτουν κατάλληλα χωρητικά φορτία) σχεδιάζεται στο [8] με στόχο ένα ηλεκτρονικά ελεγχόμενο κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας και ικανοποιητική αντίσταση εισόδου. Η σχεδίαση πραγματοποιείται χωρίς τη χρησιμοποίηση κάποιας μεθόδου βελτιστοποίησης.

Στο [9] παρουσιάζονται SPAs με ένα σταθερό ενεργό και εναλλασσόμενα βραχυκυκλωμένα ή ανοικτοκυκλωμένα στοιχεία, για την επίτευξη γωνιακής διαφορισιμότητας (angular diversity). Παρόμοια μελέτη περιλαμβάνεται και στο [10], με τη στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας να καθίσταται εφικτή μεταβάλλοντας την κατάσταση των υπολοίπων τεσσάρων στοιχείων (πλην του σταθερού ενεργού). Προτείνονται τρεις καταστάσεις για καθένα από αυτά: βραχυκυκλωμένο, βραχυκυκλωμένο μεγαλύτερου μήκους και ανοικτοκυκλωμένο. Συνολικά προκύπτουν 81 (3^4) συνδυασμοί για τα παρασιτικά στοιχεία. Απλές διατάξεις δύο στοιχείων (ενεργό-παρασιτικό ή ενεργό-ανοικτό και εναλλαγή μεταξύ ενεργού-παρασιτικού) παρουσιάζονται στο [2]. Μια dual-band SPA προτείνεται στο [11], με σταθερό ενεργό, τέσσερα παρασιτικά και ένα ανοικτό στοιχείο, όλα κατάλληλα φορτωμένα για αύξηση του εύρους ζώνης. Η στροφή του διαγράμματος επιτυγχάνεται με κυκλική εναλλαγή του ανοικτού στοιχείου, ενώ η κεραία έχει βελτιστοποιηθεί για συγκεκριμένες απαιτήσεις κέρδους και αντίστασης εισόδου.

Στα [3, 12] παρουσιάζονται απλές μέθοδοι εύρεσης της γωνίας άφιξης ενός ή δύο σημάτων με τη χρήση SPA τεσσάρων στοιχείων. Στο [13] αναπτύσσεται μέθοδος εκτίμησης της γωνίας άφιξης βασισμένη στο MUSIC και στην κεραία ESPAR (Electronically Steerable Parasitic Array Radiator), η οποία διαθέτει ένα ενεργό στοιχείο και δακτύλιο παρασιτικών στοιχείων με μεταβλητά φανταστικά φορτία. Στο [14] προτείνεται η εφαρμογή κλασικών αλγορίθμων εύρεσης γωνίας άφιξης σε SPAs με ένα σταθερό ενεργό και εναλλασσόμενα βραχυκυκλωμένα ή ανοικτοκυκλωμένα στοιχεία, ενώ οι ίδιες SPAs χρησιμοποιούνται και στο [15], όπου μελετάται η χωρητικότητα και ο ρυθμός λαθών συστήματος MIMO. Τέλος στο [16] παρουσιάζονται διάφορες δομές μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με πολλαπλούς στρεφόμενους λοβούς, για εφαρμογές SDMA.

Στην παρούσα διατριβή μελετώνται ποικίλες υλοποιήσεις μη-συμμετρικών και συμμετρικών, γραμμικών και μη-γραμμικών διατάξεων ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων. Το ενδιαφέρον εστιάζεται στις μη-συμμετρικές διατάξεις, οι οποίες αποτελούν υβριδικό συνδυασμό SPAs και PAs, όπου οι θέσεις και οι φάσεις τροφοδότησης των στοιχείων καθορίζουν την τοπολογία της στοιχειοκεραίας. Η στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας επιτυγχάνεται με την εισαγωγή κατάλληλων ψηφιακών λέξεων στο κύκλωμα τροφοδότησης (κάθε στοιχείο μπορεί να επιλέγεται ενεργό ή παρασιτικό). Πολύ σημαντική είναι η εκθετική αύξηση των διαθέσιμων συνδυασμών τροφοδότησης με το πλήθος των στοιχείων. Ακόμη, η έλλειψη συμμετρίας και η ύπαρξη περισσότερων βαθμών ελευθερίας στη διάταξη προσφέρει την απαιτούμενη

ευελιξία για την επίτευξη ποικίλων διαγραμμάτων ακτινοβολίας, με διαφορετικές προδιαγραφές και χαρακτηριστικά. Όσο για τις συμμετρικές διατάξεις ενός ενεργού στοιχείου, αυτές μελετώνται υπό το πρίσμα της προσθήκης παρασιτικών στοιχείων σε διάφορους σχηματισμούς για βελτίωση των ιδιοτήτων τους.

Πέρα από τις προτεινόμενες τοπολογίες, στην παρούσα διατριβή δίνεται βάρος στη βέλτιστη σχεδίαση SPAs με τη μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων, η οποία θα αναπτυχθεί στο επόμενο κεφάλαιο. Στόχος της σχεδίασης, όπως διαφαίνεται μέσα από ορισμένες πρωτότυπες και ευέλικτες αντικειμενικές συναρτήσεις, είναι η παροχή διαγραμμάτων ακτινοβολίας με επιθυμητές ιδιότητες και συγκεκριμένα κέρδη, η προσαρμογή των ενεργών στοιχείων και συνδυασμοί των παραπάνω.

Στο τελευταίο στάδιο της διατριβής, προηγουμένως σχεδιασθείσες μη-συμμετρικές και συμμετρικές SPAs αξιοποιούνται για την ανάπτυξη ενός αλγορίθμου εύρεσης της γωνίας άφιξης δύο σημάτων ευρείας ζώνης, καθώς και για την τροποποίηση του κλασικού αλγορίθμου MUSIC. Ακόμη, κυκλικές SPAs χρησιμοποιούνται στην κατεύθυνση επίτευξης γωνιακής διαφορισιμότητας σε περιβάλλοντα πολυδιαδρομικής διάδοσης εσωτερικών χώρων.

Η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των SPAs στην παρούσα διατριβή καθίσταται εφικτή με δύο διαφορετικές μεθόδους: τη μέθοδο της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης (επαγόμενης ΗΕΔ) και τη μέθοδο των ροπών.

2.2 ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΠΑΓΟΜΕΝΗΣ ΗΛΕΚΤΡΕΓΕΡΤΙΚΗΣ ΔΥΝΑΜΗΣ

Η μέθοδος επαγόμενης ΗΕΔ (induced electromotive force method, emf) είναι μια κλασική μέθοδος υπολογισμού της ιδίας και της αμοιβαίας αντίστασης διπόλων. Περιορίζεται σε γραμμικές κεραίες, παράλληλες μεταξύ τους, συγγραμμικές ή με υψομετρική διαφορά. Αν και αντιμετωπίζει μια μικρή δυσκολία στην ακριβή μοντελοποίηση της ακτίνας των αγωγών και του διάκενου στο σημείο τροφοδότησης, εξασφαλίζει λύσεις κλειστής μορφής, που παρέχουν πολύ καλά δεδομένα σχεδίασης. Η μέθοδος επαγόμενης ΗΕΔ υποθέτει ημιτονοειδείς ρευματικές κατανομές επί των διπόλων, δεδομένου ότι αυτά είναι λεπτοί κεντρικά τροφοδοτούμενοι αγωγοί:

$$I(z) = I_{\max} \sin\left[k\left(\frac{l}{2} - |z| \right) \right] \tag{2.1}$$

όπου $I_{\max}$ η μέγιστη τιμή του ρεύματος επί ενός διπόλου μήκους l, παράλληλου προς τον άξονα z, και $k = 2\pi/\lambda$, λ το μήκος κύματος.

Στην περίπτωση στοιχειοκεραίας που αποτελείται από M λεπτά κεντρικά τροφοδοτούμενα στοιχεία, η κατανομή του ρεύματος επί των στοιχείων υποτίθεται κατά προσέγγιση ημιτονοειδής. Για τον πλήρη προσδιορισμό της ρευματικής κατανομής $I_m(z)$ ($m = 1,...,M$), απαιτείται μόνο η γνώση του αντίστοιχου ρεύματος στο σημείο τροφοδότησης, που συμβολίζεται με I_b ($b = 1,...,M$). Η τάση V_m στο σημείο τροφοδότησης ισούται με το άθροισμα των τάσεων που επάγονται στο στοιχείο *m* εξαιτίας των ρευματικών κατανομών στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας. Επομένως ισχύει [17]:

$$V_m = \sum_{b=1}^{M} V_{mb} = \sum_{b=1}^{M} Z_{mb} I_b \qquad (m = 1,...,M) \tag{2.2}$$

όπου

Z_{mb} η αμοιβαία αντίσταση μεταξύ των στοιχείων *m*, *b*

Z_{mm} η ιδία αντίσταση του στοιχείου m

Εναλλακτικά η (2.2) μπορεί να εκφραστεί σε μορφή πινάκων ως εξής:

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} \tag{2.3}$$

όπου $\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1 & \dots & V_M \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 & \dots & I_M \end{bmatrix}^T$

και $$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1M} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2M} \\ . & . & & . \\ . & . & & . \\ Z_{M1} & Z_{M2} & \dots & Z_{MM} \end{bmatrix}$$

ο πίνακας εμπέδησης που περιέχει τις ίδιες και αμοιβαίες αντιστάσεις των στοιχείων της στοιχειοκεραίας (ο εκθέτης $[\ ]^T$ συμβολίζει τον ανάστροφο πίνακα).

2.2.1 Ιδία και Αμοιβαία Αντίσταση Διπόλων

Η ιδία αντίσταση (self impedance), που αναφέρεται στο ρεύμα βάσης I_b ενός διπόλου μήκους l, δίνεται από τη σχέση [18]

$$Z_s = -\frac{1}{I_b^2} \int_{-l/2}^{l/2} E_z(\rho = a, z) I(z) dz \tag{2.4}$$

όπου E_z το εφαπτομενικό ηλεκτρικό πεδίο κατά μήκος της επιφάνειας του διπόλου και a η ακτίνα του διπόλου.

Αντικαθιστώντας στη (2.4) τις εκφράσεις για το πεδίο E_z και το ρεύμα $I(z)$, προκύπτει:

$$Z_s = \left(\frac{j30}{\sin^2(kl/2)} \right) \int_{-l/2}^{l/2} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2\cos(kl/2) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \sin\left[k\left(\frac{l}{2} - |z| \right) \right] dz \tag{2.5}$$

όπου

$$R_1 = \sqrt{a^2 + \left(\frac{l}{2} - z \right)^2} \tag{2.6}$$

$$R_2 = \sqrt{a^2 + \left(\frac{l}{2} + z \right)^2} \tag{2.7}$$

$$r = \sqrt{a^2 + z^2} \tag{2.8}$$

και $j^2 = -1$.

Το ολοκλήρωμα της (2.5) είναι δυνατόν να υπολογιστεί αριθμητικά με τη βοήθεια των συναρτήσεων ολοκληρωτικού ημιτόνου $S_i(x)$ και συνημιτόνου $C_i(x)$ [18]. Έτσι, και για την περίπτωση λεπτών διπόλων $(a << \lambda)$, ισχύει [18]:

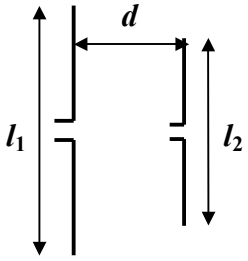
$$R_s = \mathrm{Re}(Z_s) = \left(\frac{30}{\sin^2(kl/2)} \right) \left\{ \begin{array}{l} \sin(kl)\left[S_i(2kl) - 2S_i(kl) \right] - \\ \cos(kl)\left[2C_i(kl) - C_i(2kl) - 0.577 - \ln\left(\frac{kl}{2} \right) \right] + \\ 1.154 + 2\ln(kl) - 2C_i(kl) \end{array} \right\} \tag{2.9}$$

$$X_s = \mathrm{Im}(Z_s) = \left(\frac{30}{\sin^2(kl/2)}\right)\left\{\begin{array}{l}\sin(kl)\left[0.577 + \ln\left(\frac{2ka^2}{l}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)\right] \\ +\cos(kl)[2S_i(kl) - S_i(2kl)] + 2S_i(kl)\end{array}\right\} \quad (2.10)$$

Η αμοιβαία αντίσταση (mutual impedance) μεταξύ δύο παραλλήλων διπόλων (σχήμα 2.1) με μήκη l_1, l_2 που βρίσκονται σε απόσταση d (ως προς το ρεύμα βάσης I_1 του πρώτου διπόλου) προκύπτει από τη σχέση [18]

$$Z_m = Z_{21} = \frac{V_{21}}{I_1} = -\frac{1}{I_1 I_2}\int_{-l_2/2}^{l_2/2} E_{z21}(z) I_2(z) dz \quad (2.11)$$

όπου V_{21} η επαγόμενη τάση στο δεύτερο δίπολο λόγω του ρεύματος που διαρρέει το πρώτο, E_{z21} η κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου στην επιφάνεια του δεύτερου διπόλου που προκαλείται από την ακτινοβολία του πρώτου, και $I_2(z)$ η ρευματική κατανομή επί του δεύτερου διπόλου.



Σχήμα 2.1. Παράλληλα δίπολα με μήκη l_1, l_2 που βρίσκονται σε απόσταση d

Αντικαθιστώντας στη (2.11) τις εκφράσεις για το πεδίο E_{z21} και το ρεύμα $I_2(z)$, προκύπτει [18]:

$$Z_m = \frac{j30}{\sin(kl_1/2)\sin(kl_2/2)}\int_{-l_2/2}^{l_2/2} \sin\left[k\left(\frac{l_2}{2} - |z|\right)\right]\left[\begin{array}{l}\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - \\ 2\cos(kl_1/2)\frac{e^{-jkr}}{r}\end{array}\right] dz \quad (2.12)$$

όπου

$$R_1 = \sqrt{d^2 + \left(\frac{l_1}{2} - z\right)^2} \quad (2.13)$$

$$R_2 = \sqrt{d^2 + \left(\frac{l_1}{2} + z\right)^2} \quad (2.14)$$

$$r = \sqrt{d^2 + z^2} \quad (2.15)$$

Για την ειδική περίπτωση που τα δίπολα έχουν το ίδιο μήκος $l = \lambda/2$ ισχύει [18]:

$$R_m = \mathrm{Re}(Z_m) = (30/\sin^2(kl/2))[2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] \quad (2.16)$$

$$X_m = \mathrm{Im}(Z_m) = -(30/\sin^2(kl/2))[2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)] \quad (2.17)$$

όπου

$$u_0 = kd \quad (2.18)$$

$$u_1 = k\left(\sqrt{d^2 + l^2} + l\right) \tag{2.19}$$

$$u_2 = k\left(\sqrt{d^2 + l^2} - l\right) \tag{2.20}$$

2.2.2 Διάγραμμα Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας Όμοιων Διπόλων

Το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας στοιχειοκεραίας M όμοιων, συμμετρικά τροφοδοτούμενων διπόλων μήκους l, παράλληλων προς τον άξονα z, με τα κέντρα τους επί του επιπέδου $x-y$, εκφράζεται από την παρακάτω σχέση:

$$U(\theta,\phi) = U_0(\theta)\left|S(\theta,\phi)\right|^2 \tag{2.21}$$

Στη (2.21) περιέχεται ο παράγοντας διάταξης $S(\theta,\phi)$ της στοιχειοκεραίας, για τον οποίο ισχύει [17]:

$$S(\theta,\phi) = \sum_{m=1}^{M} c_m \exp\left(jkr_m \sin\theta \cos(\phi - \phi_m)\right) \tag{2.22}$$

όπου

$c_m = I_m / I_1$ οι σχετικοί ρευματικοί συντελεστές

I_m το ρεύμα βάσης του στοιχείου *m*

I_1 το ρεύμα βάσης του στοιχείου 1 (στοιχείο αναφοράς)

$r_m = \sqrt{x_m^2 + y_m^2}$, (x_m, y_m) οι συντεταγμένες του στοιχείου *m* επί του επιπέδου $x-y$

$\phi_m = \arg(x_m + jy_m)$, η αζιμουθιακή γωνία του στοιχείου *m*

Ο παράγοντας $U_0(\theta)$ αποτελεί το διάγραμμα ακτινοβολίας του στοιχείου αναφοράς:

$$U_0(\theta) = \frac{15\left|I_1\right|^2}{\pi}\left(\frac{\cos\left(k\frac{l}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(k\frac{l}{2}\right)}{\sin\theta}\right)^2 \tag{2.23}$$

Ειδικότερα για το οριζόντιο επίπεδο $(\theta = 90^o)$, η (2.21) μέσω των (2.22), (2.23) δίνει:

$$U(\phi) = \frac{15\left|I_1\right|^2}{\pi}\left(1 - \cos\left(k\frac{l}{2}\right)\right)^2 \cdot \left|S(\theta = 90^o, \phi)\right|^2 \tag{2.24}$$

Τέλος, το κέρδος ισχύος μιας στοιχειοκεραίας M όμοιων διπόλων μήκους l στο οριζόντιο επίπεδο ισούται με

$$G(\phi) = 4\pi\frac{U(\phi)}{W_{in}} \tag{2.25}$$

όπου

$$W_{in} = \sum_{m=1}^{M}\left(\left|I_m\right|/\sqrt{2}\right)^2 \mathrm{Re}\left(\frac{V_m}{I_m}\right) \tag{2.26}$$

η ισχύς εισόδου της στοιχειοκεραίας (V_m η τάση τροφοδότησης του στοιχείου *m*).

2.3 ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΡΟΠΩΝ

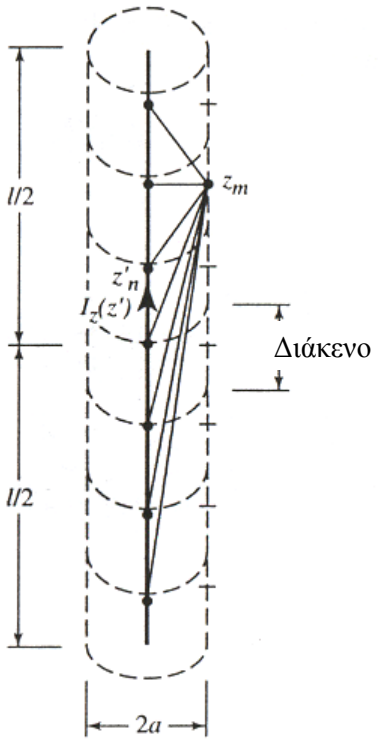
Η μέθοδος των ροπών (Method of Moments, MoM) χρησιμοποιείται για την αριθμητική επίλυση ολοκληρωτικών εξισώσεων (integral equations), με στόχο τον

υπολογισμό μιας άγνωστης ρευματικής κατανομής. Οι ολοκληρωτικές εξισώσεις διακρίνονται σε ηλεκτρικού πεδίου (Electric Field Integral Equation – EFIE), και μαγνητικού πεδίου (Magnetic Field Integral Equation – MFIE). Για προβλήματα ακτινοβολίας, ειδικότερα κεραιών σύρματος (wire antennas), δύο δημοφιλείς EFIEs είναι η ολοκληρωδιαφορική εξίσωση του Pocklington και η ολοκληρωτική εξίσωση του Hallén.

Η εξίσωση του Pocklington προκύπτει από την επιβολή της οριακής συνθήκης για το μηδενισμό του συνολικού εφαπτομενικού πεδίου στην επιφάνεια ενός τέλειου αγωγού. Ύστερα από εκτεταμένη ανάλυση και υποθέτοντας πολύ λεπτό αγωγό ($a << \lambda$), καταλήγει κανείς στην ακόλουθη εξίσωση [18]:

$$\int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') \left[\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) G(z,z') \right] dz' = -j\omega\varepsilon E_z^i(\rho = a) \qquad (2.27)$$

όπου $I_z(z')$ η ισοδύναμη νηματοειδής ρευματική κατανομή κατά μήκος του κεντρικού άξονα του αγωγού, E_z^i το προσπίπτον ηλεκτρικό πεδίο, a η ακτίνα και l το μήκος του αγωγού, και $G(z,z') = \dfrac{e^{-jkR}}{4\pi R}$, $R = \sqrt{a^2 + (z-z')^2}$. 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 2.2).



Σχήμα 2.2. Ισοδύναμη ρευματική κατανομή κατά μήκος του κεντρικού άξονα του αγωγού (πηγή: [18, Σελ. 390])

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

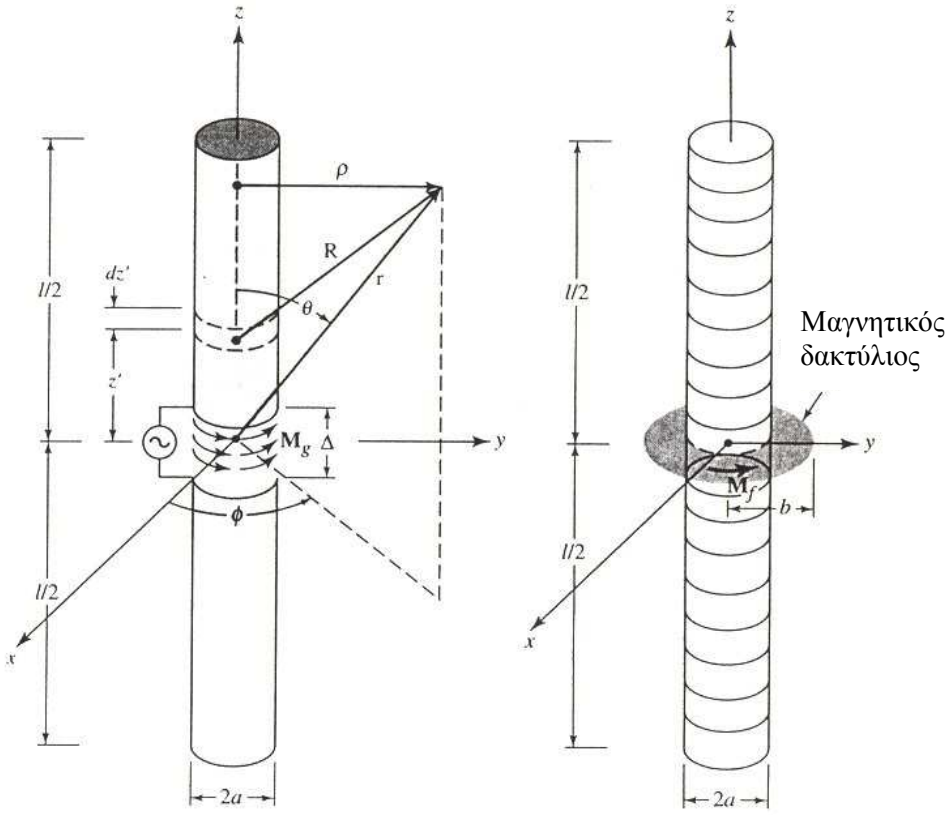
οποίο θεωρείται άρτια συνάρτηση του z λόγω της συμμετρίας της πυκνότητας ρεύματος. Χρησιμοποιώντας τη σχέση ορισμού του A_z, καταλήγει κανείς στην ακόλουθη εξίσωση [18]:

$$\int_{-l/2}^{l/2} I_z(z')\frac{e^{-jkR}}{4\pi R}dz' = -j\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}\left[B\cos(kz)+(V_i/2)\sin(k|z|)\right] \qquad (2.28)$$

όπου ε η διηλεκτρική σταθερά, μ η μαγνητική διαπερατότητα, V_i η τάση τροφοδότησης του σύρματος, και B σταθερά, η τιμή της οποίας προκύπτει από επιβολή της οριακής συνθήκης που απαιτεί μηδενισμό του ρεύματος στα άκρα του αγωγού (εφόσον $a << \lambda$ και $l >> a$).

2.3.1 Μοντελοποίηση Πηγών

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).



α) Διάκενο-δέλτα

β) Γεννήτρια μαγνητικού δακτυλίου

Σχήμα 2.3. Μοντελοποίηση διέγερσης κυλινδρικού διπόλου (πηγή: [18, Σελ. 393])

- *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 $E_z^i\left(\rho = a, 0 \le \phi \le 2\pi, -l/2 \le z \le +l/2\right)$ είναι επίσης σταθερό (ίσο με V_i/Δ, όπου Δ είναι το εύρος του διάκενου) κατά μήκος του διάκενου και μηδέν οπουδήποτε αλλού [18]. Για τη μοντελοποίηση διάκενου δέλτα, το διάκενο τροφοδότησης εύρους Δ αντικαθίσταται από ισοδύναμη μαγνητική πυκνότητα ρεύματος ίση με (σχήμα 2.3α)

$$\mathbf{M}_g = \hat{\boldsymbol{\varphi}} \frac{V_i}{\Delta}, \qquad -\frac{\Delta}{2} \le z' \le \frac{\Delta}{2} \tag{2.29}$$

- *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 (σχήμα 2.3β). 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 [18]

$$\mathbf{M}_f = -\hat{\boldsymbol{\varphi}} \frac{V_i}{\rho' \ln\left(b/a\right)}, \qquad a \le \rho' \le b \tag{2.30}$$

Τα πεδία που παράγονται από τη μαγνητική πυκνότητα της (2.30) επί της επιφάνειας του αγωγού μπορούν να προσεγγιστούν από εκείνα κατά μήκος του κεντρικού άξονα [18]:

$$E_z^i\left(\rho = 0, -l/2 \le z \le +l/2\right) = -\frac{V_i}{2\ln\left(b/a\right)}\left(\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} - \frac{e^{-jkR_2}}{R_2}\right) \tag{2.31}$$

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 Pocklington, ενώ η εξίσωση του Hallén συνήθως περιορίζεται στη χρήση διάκενου δέλτα [18].

2.3.2 Βασικές Αρχές της Μεθόδου των Ροπών

Οι (2.27) και (2.28) αποτελούν εξισώσεις γραμμικού τελεστή (linear-operator equations). Μπορούν λοιπόν να γραφούν στη μορφή [18]

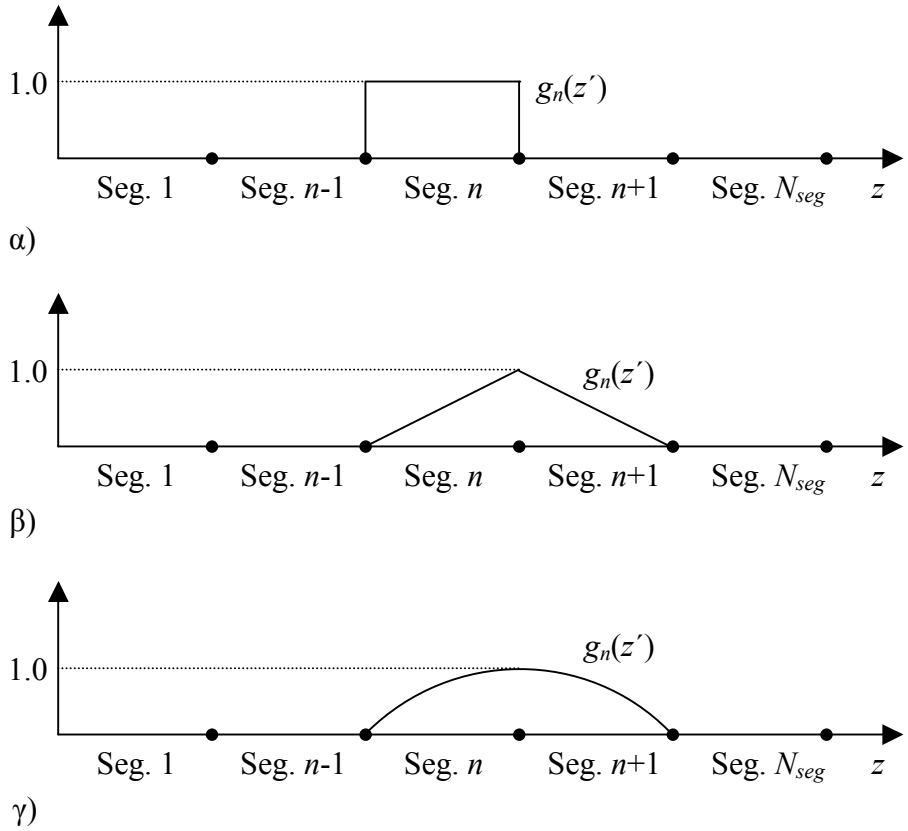
$$F\left(g\right) = e \tag{2.32}$$

όπου g η άγνωστη ρευματική κατανομή, e μια γνωστή διέγερση, και F ένας γνωστός γραμμικός τελεστής (ολοκλήρωμα στην προκειμένη περίπτωση).
Για την επίλυση της (2.32), 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) [18]:

$$g = \sum_{n=1}^{N_{seg}} \alpha_n g_n\left(z'\right) \tag{2.33}$$

όπου α_n άγνωστοι σταθεροί συντελεστές. Οι πιο συνηθισμένες συναρτήσεις βάσης (σχήμα 2.4) είναι οι σταθερές (piecewise constant), οι γραμμικές (piecewise linear), και οι ημιτονοειδείς (piecewise sinusoid) [18].
Αντικαθιστώντας τη (2.33) στη (2.32), έχουμε:

$$\sum_{n=1}^{N_{seg}} \alpha_n F(g_n) = e \tag{2.34}$$



Σχήμα 2.4. Είδη συναρτήσεων βάσης: α) σταθερή, β) γραμμική, γ) ημιτονοειδής

Για τον υπολογισμό των αγνώστων α_n, απαιτούνται N_{seg} γραμμικά ανεξάρτητες εξισώσεις. Για το σκοπό αυτό, εφαρμόζεται η (2.34) σε N_{seg} διαφορετικά σημεία στην επιφάνεια του αγωγού (point-matching ή collocation). Έτσι, προκύπτει το ακόλουθο $N_{seg} \times N_{seg}$ σύστημα εξισώσεων:

$$\sum_{n=1}^{N_{seg}} \alpha_n F(g_n) = e_m \quad , \quad m = 1,2,...,N_{seg} \tag{2.35}$$

Σε μορφή πινάκων, η (2.35) γράφεται ως εξής:

$$[G_{mn}][I_n] = [E_m] \tag{2.36}$$

όπου $G_{mn} = F(g_n)$, $I_n = \alpha_n$, $E_m = e_m$.

Οι άγνωστοι συντελεστές α_n μπορούν να υπολογιστούν επιλύνοντας τη (2.36) με τεχνικές αντιστροφής πινάκων:

$$[I_n] = [G_{mn}]^{-1}[E_m] \tag{2.37}$$

Για βελτίωση της λύσης των (2.35), (2.36), ή (2.37) μπορεί στη (2.32) να ληφθεί το ακόλουθο εσωτερικό γινόμενο [18]

$$\langle w_m, F(g) \rangle = \langle w_m, e \rangle \tag{2.38}$$

όπου $\{w_m\}$ είναι ένα σετ συναρτήσεων βάρους (weighting functions). Ένα τυπικό, αλλά όχι μοναδικό, εσωτερικό γινόμενο είναι το εξής [18]:

$$\langle \mathbf{w}, \mathbf{g} \rangle = \int\int_s \mathbf{w}^* \cdot \mathbf{g} ds \tag{2.39}$$

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 (2.34) και (2.38), καταλήγει κανείς σε μια εξίσωση της μορφής

$$\sum_{n=1}^{N_{seg}} \alpha_n \langle w_m, F(g_n) \rangle = \langle w_m, e \rangle \quad , \quad m = 1,2,...,N_{seg} \tag{2.40}$$

Σε μορφή πινάκων ισχύει η (2.36), μόνο που $G_{mn} = \langle w_m, F(g_n) \rangle$ και $E_m = \langle w_m, e \rangle$.

Όσον αφορά στην επιλογή των συναρτήσεων βάρους, όταν $w_n = g_n$ πρόκειται για τη μέθοδο του Galerkin. Τυπικές συναρτήσεις βάρους είναι οι συναρτήσεις δέλτα [18]:

$$[w_m] = [\delta(z - z_m)], \; m = 1,2,...,N_{seg}, \; z_m \text{ matching points} \tag{2.41}$$

2.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] D. V. Thiel and S. Smith, *Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications*, Artech House, Boston, USA, 2002, ch. 4.

[2] D. V. Thiel, S. G. O' Keefe, and J. W. Lu, "Electronic beam steering in wire and patch antenna systems using switched parasitic elements," in *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society URSI Radio Science Meeting*, Baltimore, MD, Vol. 1, pp. 534-537, July 1996.

[3] S. L. Preston and D. V. Thiel, "Direction finding using a switched parasitic antenna array," in *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society URSI Radio Science Meeting*, Montreal, Canada, Vol. 2, pp. 1024-1027, July 1997.

[4] S. Uda and Y. Mushiake, *Yagi-Uda Antenna*, Maruzen Co., Tokyo, Japan, 1954.

[5] T. L. Simpson and J. D. Tillman, "Parasitic excitation of circular antenna arrays," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 9, No. 3, pp. 263-267, May 1961.

[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. 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.

[8] H. Scott and V. F. Fusco, "360^o electronically controlled beam scan array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 1, pp. 333-335, January 2004.

[9] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 2, pp. 399-405, February 1999.

[10] 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.

[11] 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.

[12] S. L. Preston, D. V. Thiel, T. A. Smith, S. G. O' Keefe, and J. W. Lu, "Base-station 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.
[13] 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.
[14] T. Svantesson and M. Wennström, "High-resolution direction finding using a switched parasitic antenna," in *Proceedings of the 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing 2001*, Singapore, pp. 508-511, August 2001.
[15] M. Wennström and T. Svantesson, "An antenna solution for MIMO channels: the switched parasitic antenna," in *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.
[16] S. Preston, D. Thiel, and J. Lu, "A multibeam antenna using switched parasitic and switched active elements for space-division multiple access applications," *IEICE Transactions on Electronics*, Vol. E82-C, No. 7, pp. 1202-1210, July 1999.
[17] Χ. Καψάλης, Π. Κωττής, *Κεραίες-Ασύρματες Ζεύξεις*, Ε.Μ.Π., Ιούνιος 1999, Κεφ. 4-5.
[18] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley and Sons, 2nd Edition, 1997, ch. 8, App. III.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΓΕΝΕΤΙΚΟΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ

3.1 ΓΕΝΙΚΑ

Οι γενετικοί αλγόριθμοι (Genetic Algorithms, GAs) είναι στοχαστικοί αλγόριθμοι έρευνας, βασισμένοι στους μηχανισμούς της φυσικής επιλογής και εξέλιξης που προβλέπει η θεωρία του Δαρβίνου. Η πορεία της ζωής πάνω στη γη μέχρι σήμερα, ως επακόλουθο της επιβίωσης του ισχυρότερου οργανισμού σε κάθε είδος, αποδεικνύει την αποτελεσματικότητα της διαδικασίας αυτής και τη χρησιμότητα επέκτασής της στην κατεύθυνση της εξέλιξης της έρευνας. Επομένως, οι γενετικοί αλγόριθμοι αξιοποιούν εργαλεία, τα οποία λειτουργούν εποικοδομητικά στη φύση, για την εξεύρεση βέλτιστων απαντήσεων σε σύνθετα μαθηματικά προβλήματα με πολύπλοκους χώρους πιθανών λύσεων.

Ποια ανάγκη όμως οδήγησε στη δημιουργία αλγορίθμων τέτοιας μορφής; Από τη δεκαετία του ’60 υπήρξε ένα αυξημένο ενδιαφέρον στην προσπάθεια ζωντανοί οργανισμοί να αποτελέσουν το πρότυπο για την ανάπτυξη ισχυρών αλγορίθμων επίλυσης προβλημάτων βελτιστοποίησης. Σε αυτές τις τεχνικές αποδόθηκε ο όρος εξελικτικός υπολογισμός (evolutionary computation). Η έννοια των γενετικών αλγορίθμων, ως αντιπροσωπευτική μέθοδος εξελικτικού υπολογισμού, αναπτύχθηκε από το Holland, τους συναδέλφους και τους φοιτητές του στο πανεπιστήμιο του Michigan [1]. Στόχος της έρευνάς τους υπήρξε να απομονώσουν και να εξηγήσουν με μεγάλη ακρίβεια τις προσαρμοστικές διαδικασίες των φυσικών συστημάτων και να σχεδιάσουν τεχνητά συστήματα λογισμικού, τα οποία να διατηρούν τους βασικούς αυτούς μηχανισμούς. Η επέκταση της ιδέας των γενετικών αλγορίθμων στη βελτιστοποίηση συναρτήσεων αποδίδεται στο De Jong [2].

Στην πορεία ανάπτυξης και τελειοποίησης του αντικειμένου αυτού εργάστηκαν και άλλοι επιστήμονες, με αποτέλεσμα οι γενετικοί αλγόριθμοι να κατέχουν περίοπτη θέση μεταξύ των τεχνικών εξελικτικού υπολογισμού. Το κεντρικό θέμα έρευνας πάνω στους γενετικούς αλγόριθμους ήταν η ευρωστία, η ισορροπία δηλαδή μεταξύ ικανότητας και αποδοτικότητας, που είναι απαραίτητη για την επιβίωση σε πολλά και διαφορετικά μεταξύ τους περιβάλλοντα. Και αυτό γιατί η μεγαλύτερη ευρωστία σε ένα σύστημα μειώνει ή ακόμη και ελαχιστοποιεί το κόστος των επανασχεδιάσεων.

3.1.1 Γενετικοί Αλγόριθμοι και Παραδοσιακές Μέθοδοι Βελτιστοποίησης

Στο σημείο αυτό τίθεται ένα καίριο ερώτημα: ποια είναι τα συστατικά εκείνα των γενετικών αλγορίθμων που συνετέλεσαν στην επίτευξη μεγαλύτερης ευρωστίας έναντι άλλων, περισσότερο οικείων, παραδοσιακών μεθόδων βελτιστοποίησης; Η βασική διαφορά μεταξύ τους έγκειται στο ότι οι γενετικοί αλγόριθμοι αποτελούν χαρακτηριστικό παράδειγμα σφαιρικής μεθόδου βελτιστοποίησης (global optimizer), σε αντίθεση με παραδοσιακές τεχνικές (π.χ., gradient descent, quasi-Newton, κ.ά.), οι οποίες είναι τοπικού χαρακτήρα (local techniques) [3].

Ο διαχωρισμός ανάμεσα σε σφαιρικές και τοπικές μεθόδους αναφέρεται στην ισχυρή εξάρτηση των τελευταίων από το σημείο εκκίνησης (ή αρχική υπόθεση), ενώ οι πρώτες λειτουργούν ανεξάρτητα από τις αρχικές συνθήκες του

προβλήματος. Επιπλέον, οι τοπικές τεχνικές είναι ισχυρά συσχετισμένες με το πεδίο των πιθανών λύσεων, γεγονός που τους επιτρέπει να εκμεταλλεύονται χαρακτηριστικά του χώρου αυτού (π.χ., κλίση, γραμμικότητα, συνέχεια) για την ταχεία σύγκλιση σε τοπικά βέλτιστα. Την ίδια στιγμή όμως, η παραπάνω ιδιότητα των τοπικών μεθόδων θέτει περιορισμούς, όπως είναι η διαφορισιμότητα ή η συνέχεια των υπό μελέτη συναρτήσεων. Οι περιορισμοί αυτοί είναι συχνά πολύ δύσκολο να αντιμετωπιστούν στην πράξη. Έτσι, οι αλγόριθμοι τοπικού χαρακτήρα ενδείκνυνται για τη βελτιστοποίηση απλών συναρτήσεων, με κανονική συμπεριφορά και χωρίς κάποια ιδιαιτερότητα [3, 4].

Από την άλλη πλευρά, οι σφαιρικές τεχνικές χαρακτηρίζονται από μεγάλη ευρωστία στο χειρισμό χώρων πιθανών λύσεων με ανώμαλη συμπεριφορά, αφού δεν επηρεάζονται από περιορισμούς όπως αυτοί που προαναφέρθηκαν. Πιο συγκεκριμένα, οι σφαιρικές μέθοδοι διαθέτουν το πλεονέκτημα επιτυχούς αντιμετώπισης συναρτήσεων που δεν κατέχουν επιθυμητές ιδιότητες, όπως η συνέχεια, η διαφορισιμότητα ή η ικανοποίηση των συνθηκών Lipschitz [4]. Διακρίνονται από ευελιξία στο χειρισμό πολυδιάστατων προβλημάτων, με πολλά πιθανά τοπικά βέλτιστα, ενώ μεγάλη είναι η χρησιμότητά τους στην εξερεύνηση σχετικά άγνωστων πεδίων λύσεων, όπου η εμπειρία και η διαίσθηση δεν προσφέρουν σημαντική βοήθεια. Το μειονέκτημα των μεθόδων αυτών έγκειται στην αδυναμία τους να αξιοποιούν τοπικά χαρακτηριστικά του χώρου πιθανών λύσεων κατά τη διάρκεια της διαδικασίας βελτιστοποίησης, με αποτέλεσμα τη σχετικά αργή σύγκλιση στα συνολικά βέλτιστα [3].

Ειδικά στην περίπτωση ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων, οι γενετικοί αλγόριθμοι αποτελούν τη «ναυαρχίδα» μεταξύ των σφαιρικών μεθόδων βελτιστοποίησης. Υπερέχουν έναντι των τεχνικών τυχαίου περιπάτου (random-walk techniques) όσον αφορά στην ταχύτητα σύγκλισης, ενώ χαρακτηρίζονται και από αμεσότερη και απλούστερη υλοποίηση [3]. Η ανωτερότητά τους σε σύγκριση με παραδοσιακές μεθόδους οφείλεται στην ικανότητά τους να επιδίδονται σε μια εξαντλητική αναζήτηση στο χώρο των πιθανών λύσεων, γεγονός που τους καθιστά ιδανικούς για αντιμετώπιση πολυπαραμετρικών ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων. Σε παρόμοιες περιπτώσεις, οι παραδοσιακές τεχνικές συχνά εγκλωβίζονται σε τοπικά βέλτιστα, ανάλογα με την ευστοχία ή αστοχία της αρχικής επιλογής. Άρα, τέτοιες τεχνικές είναι κατάλληλες για προβλήματα με μικρό αριθμό παραμέτρων και περιορισμένο χώρο λύσεων, λόγω της ικανότητάς τους να εξερευνούν μια περιοχή γύρω από την αρχική λύση για τον εντοπισμό του τοπικού βέλτιστου [5, 6].

Συνοπτικά, οι γενετικοί αλγόριθμοι διαφέρουν από τις περισσότερες μεθόδους βελτιστοποίησης στα ακόλουθα τέσσερα σημεία [7]:

- Λειτουργούν με κωδικοποίηση της σειράς των παραμέτρων και όχι με τις ίδιες τις παραμέτρους.
- Ερευνούν μεταξύ ενός πληθυσμού από σημεία (δυνατές λύσεις) και όχι για ένα μόνο σημείο.
- Λαμβάνουν πληροφορίες με την αντικειμενική συνάρτηση που χρησιμοποιούν και όχι από άλλες βοηθητικές γνώσεις (π.χ., κλίση, συνέχεια).
- Υιοθετούν στοχαστικούς μεταβατικούς κανόνες και όχι ντετερμινιστικούς.

Η λειτουργία τους θα αναλυθεί καλύτερα στη συνέχεια και μέσα από τις ιδιότητές τους θα αναδειχθούν πολλά από τα πλεονεκτήματά τους.

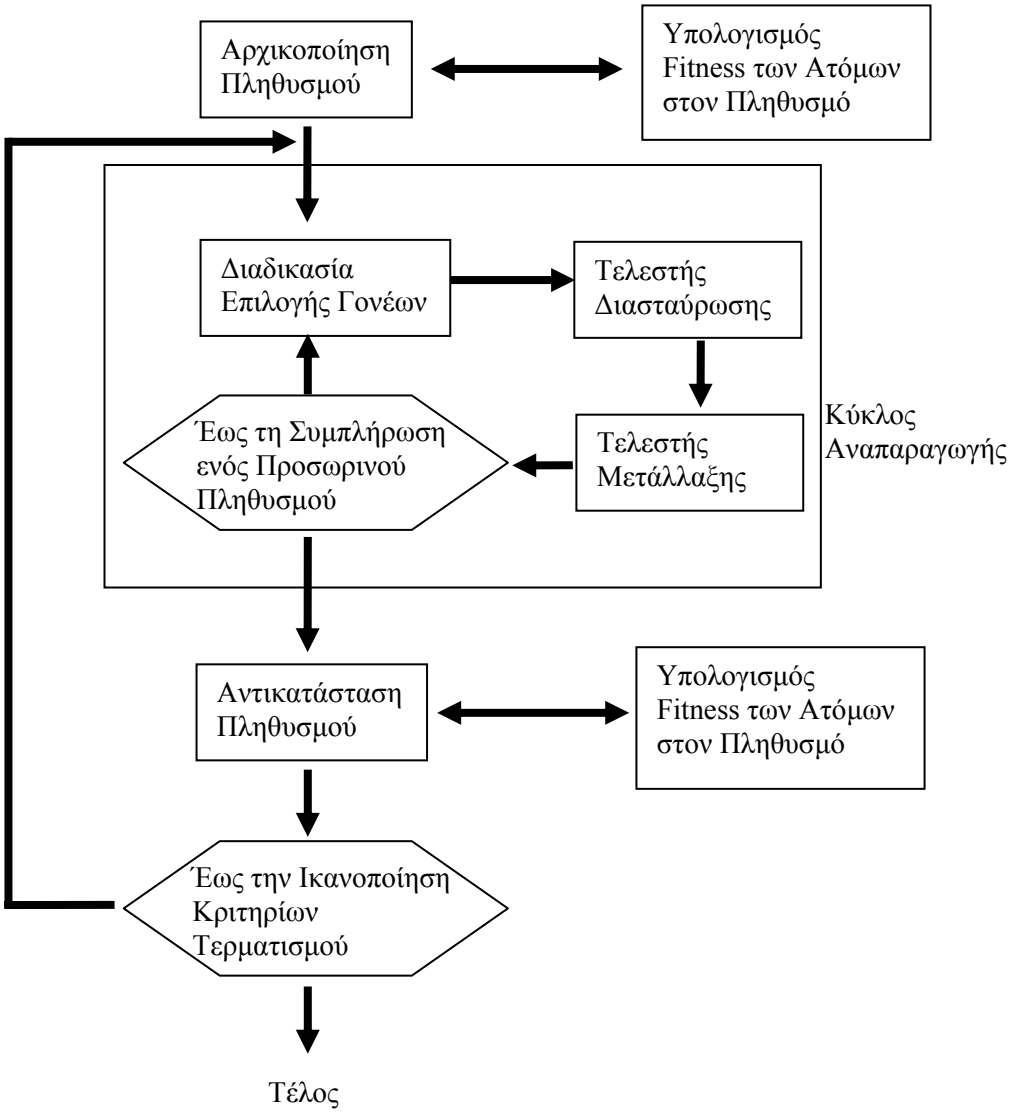
3.2 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ – ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΤΩΝ ΓΕΝΕΤΙΚΩΝ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

Σε γενικές γραμμές, ένας γενετικός αλγόριθμος περιλαμβάνει πέντε βασικά συστατικά στοιχεία, τα οποία είναι:

- Μια γενετική αντιπροσωπευτική παράσταση των λύσεων του προβλήματος.
- Μια μέθοδος δημιουργίας ενός αρχικού πληθυσμού λύσεων.
- Μια συνάρτηση εκτίμησης των λύσεων ανάλογα με την ποιότητά τους.
- Γενετικοί διαχειριστές-τελεστές που διαφοροποιούν τη γενετική σύνθεση των απογόνων.
- Τιμές για τις παραμέτρους του αλγορίθμου.

Περιγράφοντας πιο αναλυτικά τα παραπάνω, ο γενετικός αλγόριθμος διαχειρίζεται έναν αρχικό πληθυσμό (initial population) διακριτών ατόμων (individuals), καθένα από τα οποία αντιπροσωπεύει μια δυνατή λύση για το πρόβλημα που εξετάζεται. Για κάθε άτομο υπάρχει εκτίμηση της επίδοσής του (fitness), μέσω της αντικειμενικής συνάρτησης (objective function ή fitness function). Η αντικειμενική συνάρτηση συνοψίζει τις απαιτήσεις που πρέπει να ικανοποιούνται για την επίλυση του προβλήματος. Μερικά από τα άτομα, συνήθως τα καλύτερα από αυτά, επιλέγονται (selection) και υποβάλλονται σε μετασχηματισμούς μέσω γενετικών μηχανισμών (τελεστών) για να δημιουργήσουν απογόνους σύμφωνα με τη λογική της επιβίωσης του ισχυρότερου. Υπάρχουν δύο τύποι γενετικών μηχανισμών: η διασταύρωση (crossover), που κατασκευάζει νέα άτομα συνδυάζοντας τμήματα από προϋπάρχοντα άτομα, και η μετάλλαξη (mutation), δηλαδή η μερική τροποποίηση γενετικού υλικού για τη σύνθεση νέων καλύτερων ατόμων. Στη συνέχεια δημιουργείται ένας νέος πληθυσμός, με την αντικατάσταση των γονέων από τον προσωρινό πληθυσμό των απογόνων και την εκτίμηση των δυνατοτήτων των τελευταίων. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται για αρκετές γενιές (generations), είτε έως ότου ο αλγόριθμος συγκλίνει στο άτομο που συγκεντρώνει τα καλύτερα χαρακτηριστικά και το οποίο αντιπροσωπεύει τη βέλτιστη λύση για το πρόβλημα είτε μέχρι τη συμπλήρωση ενός προκαθορισμένου αριθμού γενιών [8-10]. Το διάγραμμα ροής ενός απλού γενετικού αλγορίθμου εμφανίζεται στο σχήμα 3.1.

Σε κάθε γενετικό αλγόριθμο συνυπάρχουν δύο τύποι ερευνητικής συμπεριφοράς: η ενδελεχής εξερεύνηση του χώρου που κινείται το πρόβλημα και η ανακάλυψη της βέλτιστης λύσης. Έτσι, ενώ οι γενετικοί τελεστές εκτελούν μια τυχαία έρευνα στο χώρο των πιθανών λύσεων, διαφεύγοντας από τα τοπικά βέλτιστα, οι τελεστές που ασχολούνται με την επιλογή προσδίδουν στην έρευνα τον τοπικό χαρακτήρα που απαιτείται για τον εντοπισμό ενός και μόνο τοπικού βέλτιστου, που συμπίπτει με το συνολικό. Ο γενετικός αλγόριθμος διατηρεί μια ισορροπία μεταξύ των δύο τύπων έρευνας στην πορεία προς την εξεύρεση της βέλτιστης λύσης. Μοιάζουν λοιπόν να υφίστανται δύο χώροι, όπου λειτουργεί και εξελίσσεται ταυτόχρονα και αρμονικά ο αλγόριθμος: ο χώρος των κωδικοποιημένων παραμέτρων και ο χώρος των λύσεων.



Σχήμα 3.1. Διάγραμμα ροής ενός απλού γενετικού αλγορίθμου

Κατά τη διάρκεια της διερεύνησης που πραγματοποιεί ο γενετικός αλγόριθμος στο πεδίο των δυνατών λύσεων κάποιας συνάρτησης χρησιμοποιεί την προσομοιωμένη εξέλιξη, με κλασικό παράδειγμα τη στρατηγική επιβίωσης του πιο ικανού απογόνου. Η επιβίωση βασίζεται στη λειτουργία της αναπαραγωγής (reproduction), σύμφωνα με την οποία τα άτομα αντιγράφονται ανάλογα με τις τιμές της αντικειμενικής συνάρτησης που επεξεργάζεται ο αλγόριθμος και αποτελεί μέτρο της χρησιμότητάς τους. Τις περισσότερες φορές, τα πιο ικανά άτομα από οποιονδήποτε πληθυσμό τείνουν να αναπαράγονται και να επιβιώνουν στην επόμενη γενιά. Τυχαίνει όμως μερικές φορές να επιβιώνουν και άτομα με κατώτερα χαρακτηριστικά, τα οποία μπορεί να περιέχουν γενετικό υλικό ιδιαίτερα χρήσιμο στην εξεύρεση της συνολικής λύσης.

Οι λειτουργίες και οι μηχανισμοί που εφαρμόζει ένας γενετικός αλγόριθμος στα άτομα του πληθυσμού, ώστε να εξερευνά όλες τις περιοχές του χώρου του προβλήματος, είναι η επιλογή, η διασταύρωση και η μεταβολή των χαρακτηριστικών του γένους (μετάλλαξη). Η ανάλυση και κατανόηση των παραπάνω λειτουργιών προϋποθέτει τη γνώση του σχήματος κωδικοποίησης που

χρησιμοποιεί ο αλγόριθμος, για τη μετατροπή των προς βελτιστοποίηση παραμέτρων σε δομικές μονάδες των ατόμων του πληθυσμού.

3.2.1 Τρόποι Αναπαράστασης των Ατόμων στον Πληθυσμό

Για κάθε γενετικό αλγόριθμο, το σχήμα αναπαράστασης των ατόμων στον πληθυσμό καθορίζει τον τρόπο με τον οποίο είναι δομημένο το προς επίλυση πρόβλημα. Πρόκειται για ένα είδος αντιστοίχησης του χώρου των παραμέτρων στο χώρο των ατόμων του πληθυσμού. Μέσω της διαδικασίας αυτής, η λειτουργία του αλγορίθμου καθίσταται ανεξάρτητη, ως ένα σημείο, από τις ίδιες τις μεταβλητές του προβλήματος και επομένως από το χώρο των πιθανών λύσεων. Ο τρόπος αναπαράστασης επηρεάζει την ακρίβεια και την ταχύτητα σύγκλισης του αλγορίθμου, ενώ διαμορφώνει και τον τύπο των γενετικών τελεστών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν.

Κάθε άτομο δημιουργείται από μια σειρά διακριτών στοιχείων ενός συγκεκριμένου αλφαβήτου. Ένα αλφάβητο μπορεί να περιλαμβάνει δυαδικά ψηφία (bits 0, 1), πραγματικούς αριθμούς, ακεραίους, σύμβολα (π.χ., A, B, C, D), πίνακες, κ.τ.λ. Κάθε διακεκριμένη παράμετρος καλείται γονίδιο (gene), το οποίο αποτελείται από ένα ή περισσότερα στοιχεία του χρησιμοποιούμενου αλφαβήτου. Η δομημένη συνύπαρξη των γονιδίων που παριστάνουν τις μεταβλητές του υπό μελέτη προβλήματος ονομάζεται χρωμόσωμα (chromosome) [4, 10].

Στα πρώτα βήματα των γενετικών αλγορίθμων πιο δημοφιλής ήταν η δυαδική απεικόνιση (binary encoding). Πρόκειται για την απλούστερη μορφή αναπαράστασης, ιδανική για προβλήματα διακριτών παραμέτρων, η οποία βασίζεται στο μικρότερο δυνατό αλφάβητο (2 στοιχείων) και συμβάλλει στη δημιουργία πολύ απλών γενετικών τελεστών [3, 7]. Στη συνέχεια, αποδείχθηκε ότι πιο αποτελεσματικές ήταν οι πιο φυσικές απεικονίσεις. Τυπικό παράδειγμα αποτελεί η αναπαράσταση των μεταβλητών σε κάθε άτομο με αριθμούς κινητής υποδιαστολής (floating-point numbers), οι τιμές των οποίων κυμαίνονται ανάμεσα στο ανώτατο και το κατώτατο όριο της εκάστοτε μεταβλητής. Η αναπαράσταση με αλφάβητο πραγματικών αριθμών (real-valued representation) σε προβλήματα συνεχών παραμέτρων προσφέρει σαφέστερη απεικόνιση του χώρου των λύσεων με γονίδια απλά στην κατασκευή, που περιέχουν περιορισμένο αριθμό στοιχείων του αλφαβήτου [11, 12]. Το γεγονός αυτό διευκολύνει την αναζήτηση και συντελεί στην ταχύτερη σύγκλιση του αλγορίθμου. Ταυτόχρονα, εξασφαλίζεται μεγαλύτερη ακρίβεια, η οποία μεταφράζεται σε περισσότερο συνεπή αποτελέσματα στην περίπτωση πολλαπλών επαναλήψεων του ίδιου γενετικού αλγορίθμου [4, 11, 12]. Μειονέκτημα της απεικόνισης με πραγματικούς αριθμούς είναι η μεγαλύτερη δυσκολία υλοποίησης των γενετικών τελεστών σε σχέση με τη δυαδική απεικόνιση και η βελτιστοποίηση των παραμέτρων τους.

3.2.2 Αντικειμενική Συνάρτηση του Γενετικού Αλγορίθμου

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. Στην τελευταία περίπτωση, απαιτείται προσεκτική επιλογή των μηχανισμών του γενετικού αλγορίθμου [3, 4, 10].

3.2.3 Μηχανισμοί του Γενετικού Αλγορίθμου

Έχει ήδη αναφερθεί ότι ένας γενετικός αλγόριθμος εκτελεί εκτεταμένη αναζήτηση στο χώρο λύσεων ενός προβλήματος με τη βοήθεια της επιλογής, της διασταύρωσης και της μετάλλαξης. Στη συνέχεια αναλύονται τα βασικά χαρακτηριστικά των γενετικών μηχανισμών και παρατίθενται οι κυριότεροι εκπρόσωποι καθενός από αυτούς, ανάλογα με το σχήμα κωδικοποίησης που υιοθετείται.

3.2.3.α Στρατηγικές Επιλογής

Ο μηχανισμός της επιλογής (selection) εισάγει την επίδραση της αντικειμενικής συνάρτησης στη διαδικασία βελτιστοποίησης που ακολουθεί ο γενετικός αλγόριθμος. Η επιλογή ενός ατόμου οφείλει να στηρίζεται στην επίδοσή του, εφόσον αυτή αποτελεί μέτρο της ποιότητάς του. Παρόλα αυτά όμως, η αναπαραγωγή μόνο των ισχυρών ατόμων, τα οποία μπορεί να απέχουν από τη βέλτιστη λύση, δεν εξασφαλίζει τη σύγκλιση του αλγορίθμου. Αντίθετα, πρέπει να διατηρείται και μια μικρή έστω πιθανότητα επιλογής λιγότερο ικανών χρωμοσωμάτων, για την προστασία του αλγορίθμου από την πρόωρη απώλεια χρήσιμου γενετικού υλικού που πιθανόν να μεταφέρουν φαινομενικά «κακές» λύσεις του προβλήματος. Σε γενικές γραμμές, ο μηχανισμός της επιλογής συνδέει την ικανότητα ενός ατόμου με τη μέση ικανότητα του πληθυσμού. Οι στρατηγικές επιλογής διακρίνονται σε δύο βασικές κατηγορίες, ανάλογα με τους κανόνες που υιοθετούν για να διαλέγουν τα υποψήφια για αναπαραγωγή άτομα: τις ντετερμινιστικές και τις στοχαστικές [3, 10].

Σκοπός της επιλογής είναι να οδηγήσει τον αλγόριθμο στα πλέον υποσχόμενα άτομα, όσον αφορά στην εύρεση της βέλτιστης λύσης. Τα κυριότερα σχήματα επιλογής που χρησιμοποιούνται σε ένα γενετικό αλγόριθμο είναι [3, 4, 6, 10, 12, 13]:

- Αναπαραγωγή σταθερής κατάστασης (steady-state reproduction).
- Επιλογή με τη διαδικασία αποδεκατισμού πληθυσμού (population decimation).
- Επιλογή με τη διαδικασία ρουλέτας (roulette wheel selection).
- Επιλογή με τη διαδικασία κλιμάκωσης (scaling technique).
- Επιλογή με τη διαδικασία κατάταξης (ranking selection).
- Επιλογή με τη διαδικασία τουρνουά (tournament selection).

Η αναπαραγωγή σταθερής κατάστασης αποτελεί περισσότερο διαδικασία τελικής επιλογής, της οποίας προηγείται ένα σχήμα επιλογής γονέων για ζευγάρωμα και δημιουργία απογόνων. Χαρακτηρίζεται από τη χρήση επικαλυπτόμενων γενιών και τροποποιεί τον απλό γενετικό αλγόριθμο του σχήματος 3.1, αφού προβλέπει τη μερική και όχι συνολική αντικατάσταση των ατόμων κάθε γενιάς από νέα άτομα στην επόμενη γενιά. Αυτό σημαίνει ότι τα καλύτερα χρωμοσώματα του πληθυσμού επιβιώνουν χωρίς να υποστούν μεταβολές, γεγονός που εξασφαλίζει και επιταχύνει τη σύγκλιση του αλγορίθμου σε πολλές περιπτώσεις. Ειδική περίπτωση αποτελεί ο ελιτισμός (elitism), όπου

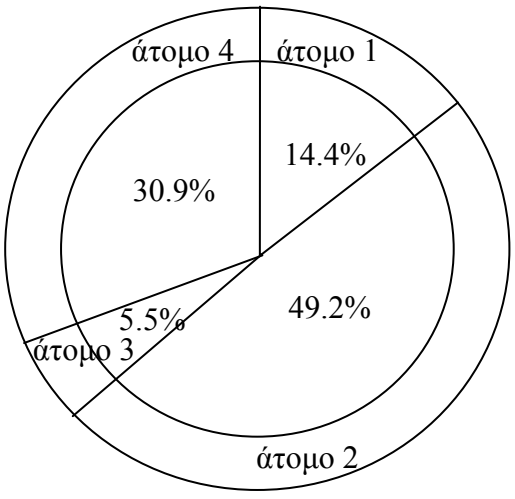
τουλάχιστον ένα αντίγραφο του καλύτερου ατόμου κάθε γενιάς επιλέγεται για την επόμενη. Μειονέκτημα της παραπάνω διαδικασίας είναι ο κίνδυνος εγκλωβισμού σε τοπικά βέλτιστα.

Η απλούστερη ντετερμινιστική στρατηγική επιλογής είναι ο αποδεκατισμός του πληθυσμού. Στηρίζεται στην κατάταξη των χρωμοσωμάτων σε φθίνουσα σειρά βάσει της fitness του καθενός και στην απομάκρυνση από τον πληθυσμό των ατόμων που χαρακτηρίζονται από fitness μικρότερη από μια συγκεκριμένη αυθαίρετη τιμή. Τα εναπομείναντα άτομα χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία νέου πληθυσμού μέσω τυχαίου ζευγαρώματος. Το πλεονέκτημα της διαδικασίας αυτής έγκειται στην απλότητά της, ελλοχεύει όμως ο κίνδυνος πρόωρης απώλειας χρήσιμου γενετικού υλικού, το οποίο μπορεί να περικλείεται σε κάποια φαινομενικά «κακή» λύση.

Η πλέον δημοφιλής στοχαστική στρατηγική είναι η επιλογή με τη διαδικασία ρουλέτας ή όπως αποκαλείται επισήμως η επιλογή ατόμου ανάλογα με την τιμή της επίδοσής του. Σύμφωνα με αυτή, όσο καλύτερη είναι η επίδοση ενός ατόμου, τόσο αυξάνεται η πιθανότητα επιλογής του. Πιο συγκεκριμένα, η πιθανότητα P_i για κάθε χρωμόσωμα ορίζεται από τη σχέση

$$P_i = \frac{f_i}{\sum_{i=1}^{PopSize} f_i} \tag{3.1}$$

όπου f_i η fitness του ατόμου i. Έτσι, μπορεί να δημιουργηθεί ένας τροχός ρουλέτας που να εμφανίζει τις προκαθορισμένες αυτές πιθανότητες. Η διαδικασία επιλογής συνίσταται στην περιστροφή του τροχού τόσες φορές όσα άτομα αποτελούν τον πληθυσμό, και στην επιλογή του αντίστοιχου χρωμοσώματος για το νέο πληθυσμό. Η βασική διαφορά με την επιλογή αποδεκατισμού του πληθυσμού σχετίζεται με την πιθανοτική απομάκρυνση των χειρότερων ατόμων από κάθε γενιά. Με άλλα λόγια, υφίσταται έστω και μια μικρή πιθανότητα επιλογής ακόμη και του λιγότερο ικανού ατόμου, γεγονός που διατηρεί τη γενετική του πληροφορία. Σημαντικότερα μειονεκτήματα της επιλογής με τη διαδικασία ρουλέτας είναι η πιθανότητα πρόωρης σύγκλισης σε λύσεις που απέχουν από τη βέλτιστη και η στασιμότητα του αλγορίθμου, αν κάποια γενιά περιλαμβάνει άτομα με παρόμοιες τιμές fitness.



Σχήμα 3.2. Επιλογή με τη διαδικασία ρουλέτας

Πιο κατανοητά γίνονται τα παραπάνω με βάση το παράδειγμα που ακολουθεί και αφορά στο σχήμα επιλογής με τη μορφή της ρουλέτας που εικονίζεται στο σχήμα 3.2. Πρόκειται για έναν πληθυσμό που αποτελείται από τέσσερα άτομα. Ας υποτεθεί ότι τα άτομα του πληθυσμού διαθέτουν τις τιμές fitness του πίνακα 3.1, οι οποίες προκύπτουν αν υψωθεί στο τετράγωνο ο ακέραιος που αντιστοιχεί στη δυαδική απεικόνιση του αντίστοιχου χρωμοσώματος π.χ., $(01101)_2 \rightarrow 13_{10}$. Το άθροισμα των τιμών fitness ισούται με 1170 και εφαρμόζοντας τη σχέση (3.1) υπολογίζονται τα ποσοστά του πίνακα. Ο τροχός της ρουλέτας που προκύπτει για την αναπαραγωγή της τρέχουσας γενιάς είναι αυτός του σχήματος 3.2. Για να τελεστεί η αναπαραγωγή περιστρέφεται ο τροχός της ρουλέτας, στον οποίο έχουν αποδοθεί συντελεστές βάρους καθορισμένοι από τις επιδόσεις των ατόμων. Από το συγκεκριμένο παράδειγμα φαίνεται ότι το άτομο 1 έχει τιμή fitness ίση με 169, που αντιστοιχεί στο 14.4% της συνολικής. Το ίδιο ποσοστό έχει καταχωρηθεί στο άτομο 1 πάνω στη ρουλέτα και κάθε περιστροφή της καταλήγει στην περιοχή του ατόμου αυτού με πιθανότητα 0.144. Κάθε φορά λοιπόν που απαιτείται η επιλογή γονέων, δύο περιστροφές της ρουλέτας υποδεικνύουν τα υποψήφια άτομα της διαδικασίας αναπαραγωγής.

Πίνακας 3.1. Παράδειγμα για τη λειτουργία του σχήματος της ρουλέτας

Αύξων Αριθμός	**Άτομο**	f_i	$f_i/\Sigma f_i$ **(%)**
1	01101	169	14.4
2	11000	576	49.2
3	01000	64	5.5
4	10011	361	30.9
Σύνολο		1170	100.0

Τα προβλήματα ενδεχόμενης πρόωρης σύγκλισης και στασιμότητας που αντιμετωπίζει η επιλογή με τη διαδικασία ρουλέτας εξαλείφονται με την εισαγωγή των σχημάτων κλιμάκωσης και κατάταξης.

Η κλιμάκωση της αντικειμενικής συνάρτησης εξυπηρετεί διπλό σκοπό: να προλάβει την τάση των ισχυρών χρωμοσωμάτων να κυριαρχήσουν στη διαδικασία και να περιορίσουν τον ανταγωνισμό, και ταυτόχρονα να διατηρήσει τη διαφοροποίηση μεταξύ χρωμοσωμάτων με παρόμοιες ικανότητες σε μεταγενέστερα στάδια του αλγορίθμου.

Με την κατάταξη τα άτομα τοποθετούνται σε φθίνουσα σειρά βάσει της fitness του καθενός και τους αποδίδονται πιθανότητες επιλογής, με άθροισμα τη μονάδα, προερχόμενες από μια δεδομένη κατανομή (π.χ., γραμμική με αρνητική κλίση, αρνητική εκθετική, κανονικοποιημένη γεωμετρική). Η διαδικασία κατάταξης επιτρέπει τη βελτιστοποίηση αντικειμενικών συναρτήσεων με αρνητικές τιμές, όπου δε συνίσταται η επιλογή με τον τροχό της ρουλέτας, αφού οδηγεί στην επικράτηση των λιγότερο ικανών χρωμοσωμάτων.

Τρεις ντετερμινιστικές μέθοδοι επιλογής και ζευγαρώματος, που προϋποθέτουν την κατάταξη των ατόμων σε φθίνουσα σειρά, είναι:

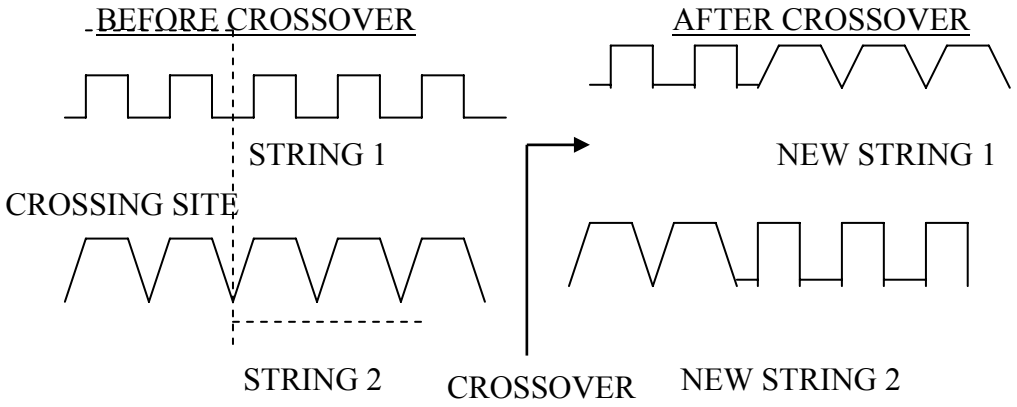
i. Το ζευγάρωμα των καλύτερων με τα χειρότερα χρωμοσώματα του πληθυσμού (Best-Mate-Worst, BMW), όπου και τα λιγότερο ικανά άτομα επιλέγονται για αναπαραγωγή και δημιουργία απογόνων (το καλύτερο διασταυρώνεται με το χειρότερο, το δεύτερο καλύτερο με το δεύτερο χειρότερο, κ.τ.λ.).

ii. Το ζευγάρωμα ατόμων με γειτονική fitness (Adjacent-Fitness-Pairing, AFP), όπου το πρώτο σε κατάταξη ζευγαρώνει με το δεύτερο, το τρίτο με το τέταρτο, κ.τ.λ. Πλεονέκτημα του σχήματος αποτελεί η διατήρηση του γενετικού υλικού, αλλά υπάρχει και ο κίνδυνος της πρόωρης σύγκλισης. Πάντως εξασφαλίζεται η συνένωση δυνατών γονέων, που δημιουργούν ακόμη ισχυρότερους απογόνους.
iii. Το ζευγάρωμα του καλύτερου ατόμου με όλα τα άρτια χρωμοσώματα του πληθυσμού, δηλαδή το δεύτερο, το τέταρτο, το έκτο, κ.τ.λ. (Emperor Selective mating, EMS). Είναι η μοναδική μέθοδος που επιτρέπει στο ικανότερο άτομο να διασταυρώνεται ελεύθερα με διάφορα, ανεξαρτήτως fitness, άτομα του πληθυσμού.

Ένα από τα αποτελεσματικότερα στοχαστικά σχήματα επιλογής είναι η διαδικασία τουρνουά. Σε αυτήν, ένας υπό-πληθυσμός δύο ή περισσοτέρων ατόμων επιλέγεται τυχαία από τον πληθυσμό. Τα άτομα που ανήκουν σε αυτόν διαγωνίζονται βάσει της επίδοσής τους και το ικανότερο κερδίζει το τουρνουά και αυτομάτως επιλέγεται για αναπαραγωγή. Τα υπόλοιπα επανατοποθετούνται στο γενικό πληθυσμό και η όλη διαδικασία επαναλαμβάνεται έως ότου συμπληρωθεί ο νέος πληθυσμός ατόμων. Πρόκειται για μια φυσικά εμπνευσμένη μέθοδο, που διαθέτει τα πλεονεκτήματα των σχημάτων κατάταξης, χωρίς να απαιτεί τη συνολική ανακατάταξη των χρωμοσωμάτων.

3.2.3.β Ο Τελεστής της Διασταύρωσης

Ο τελεστής της διασταύρωσης (crossover) χρησιμοποιείται ως κύριος τελεστής και η απόδοση του γενετικού συστήματος εξαρτάται σημαντικά από αυτόν. Η διασταύρωση καλείται να ανακατατάξει γονίδια εντός των χρωμοσωμάτων, με στόχο την παραγωγή καλύτερων συνδυασμών γονιδίων, άρα και ατόμων ανώτερης ποιότητας. Με τον τρόπο αυτό, η διασταύρωση κατευθύνει τον αλγόριθμο στην εξεύρεση της βέλτιστης λύσης. Η διασταύρωση επιβάλλει, με συγκεκριμένη πιθανότητα p_c, το συνδυασμό και την ανταλλαγή πληροφοριών μεταξύ δύο ατόμων (με καλά ή λιγότερο καλά χαρακτηριστικά) για να παραχθούν δύο απόγονοι. Στόχος είναι η δημιουργία απογόνων με βελτιωμένες ιδιότητες σε σχέση με τους προγόνους τους [3, 10]. Αντιπροσωπευτικό της λειτουργίας της διασταύρωσης είναι το σχήμα 3.3.



Σχήμα 3.3. Η λειτουργία του τελεστή της διασταύρωσης

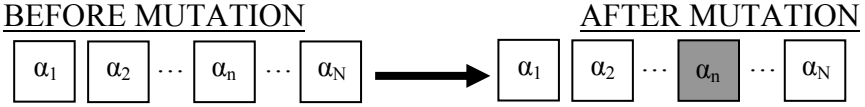
Ανάλογα με το αλφάβητο χρησιμοποιούνται οι αντίστοιχοι τελεστές διασταύρωσης. Η διασταύρωση ενός σημείου (one-point crossover) προϋποθέτει την επιλογή ενός τυχαίου κοινού σημείου στα δύο χρωμοσώματα-γονείς και την αμοιβαία ανταλλαγή των τμημάτων τους δεξιά από το σημείο αυτό (σχήμα 3.3). Η διασταύρωση δύο σημείων (two-point crossover) προϋποθέτει την επιλογή δύο τυχαίων κοινών σημείων στα δύο χρωμοσώματα-γονείς και την αμοιβαία ανταλλαγή των τμημάτων τους μεταξύ των σημείων αυτών. Η ομοιόμορφη διασταύρωση (uniform crossover) επιλέγει ένα προς ένα τα δομικά στοιχεία των απογόνων με ομοιόμορφη κατανομή από τα αντίστοιχα δομικά στοιχεία των προγόνων τους. Οι προαναφερθέντες τύποι διασταύρωσης εφαρμόζονται σε δυαδικές απεικονίσεις, όπου ανταλλάσσονται bits ή συρμοί από bits, αλλά και σε απεικονίσεις πραγματικών αριθμών, όπου συνήθως ανταλλάσσονται ολόκληρα γονίδια [4, 10].

Η αριθμητική διασταύρωση (arithmetic crossover) εκτελεί κάποια αριθμητική πράξη για την παραγωγή απογόνων. Η πράξη αυτή μπορεί να είναι δυαδική μεταξύ bits (AND, OR, κ.τ.λ.) ή κάποιος γραμμικός συνδυασμός των επιμέρους αντιστοίχων γονιδίων για πραγματικές απεικονίσεις [4, 12, 14].

Για αναπαράσταση με πραγματικούς αριθμούς υφίσταται και η επονομαζόμενη ευριστική διασταύρωση (heuristic crossover), όπου παράγεται ένας απόγονος με βελτιωμένες ιδιότητες στη γραμμική προέκταση των δύο γονέων [4, 11]. Τέλος, ενδιαφέρον παρουσιάζει και η λεγόμενη τετραγωνική διασταύρωση (quadratic crossover). Σε αυτήν, μια καμπύλη δευτέρου βαθμού χρησιμοποιείται για να συνδέσει τις τιμές των γονιδίων των γονέων με τις τιμές fitness και αν το βέλτιστο βρίσκεται εντός της επιτρεπόμενης περιοχής, η αντίστοιχη τιμή γονιδίου αποδίδεται στο δημιουργούμενο απόγονο [11].

3.2.3.γ Ο Τελεστής της Μετάλλαξης

Η λειτουργία της μετάλλαξης (mutation) διαδραματίζει δευτερεύοντα ρόλο στο γενετικό αλγόριθμο. Η μετάλλαξη είναι απαραίτητη διότι, παρόλο που η επιλογή και η διασταύρωση εξερευνούν αποτελεσματικά το χώρο των λύσεων και συνδυάζουν ήδη υπάρχουσες ιδέες, μπορεί περιστασιακά να δείξουν υπερβάλλοντα ζήλο και να χάσουν κάποιο δυναμικά χρήσιμο γενετικό υλικό. Επομένως, ο τελεστής της μετάλλαξης παρέχει προστασία έναντι πιθανής απώλειας πληροφορίας, αλλά πραγματοποιείται με πολύ μικρή πιθανότητα p_m, γι' αυτό και καλείται να παίξει δευτερεύοντα ρόλο στον αλγόριθμο. Η μετάλλαξη αφορά στη διαφοροποίηση ενός ή περισσοτέρων δομικών στοιχείων ενός ατόμου, ώστε να παραχθεί ένα νέο άτομο. Μοιάζει με τυχαία περιπλάνηση στα χαρακτηριστικά ενός ατόμου, στα οποία προκαλεί αυθόρμητες και τυχαίες αλλαγές. Συμβάλλει στη συνολική εξερεύνηση της περιοχής των λύσεων, ενώ προστατεύει ταυτόχρονα τον αλγόριθμο από τον εγκλωβισμό σε τοπικά βέλτιστα [10, 12]. Αντιπροσωπευτικό της λειτουργίας της μετάλλαξης είναι το σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4. Η λειτουργία του τελεστή της μετάλλαξης μεταβάλλει με τυχαίο τρόπο στοιχεία του χρωμοσώματος

Για δυαδικές απεικονίσεις, υφίσταται η δυαδική μετάλλαξη (binary mutation), η οποία προβλέπει την αντιστροφή ενός ή περισσοτέρων bits στον πληθυσμό (ένα bit 1 μεταπίπτει σε 0 ή ένα bit 0 μεταπίπτει σε 1) [10].

Οι κυριότεροι τύποι μετάλλαξης για πραγματικές απεικονίσεις αναπτύχθηκαν από το Michalewicz και συνοψίζονται παρακάτω [4, 15]:

i. *Ομοιόμορφη* (uniform mutation), όπου μια μεταβλητή (γονίδιο) του χρωμοσώματος επιλέγεται τυχαία και τίθεται ίση με έναν ομοιόμορφα κατανεμημένο τυχαίο αριθμό εντός των επιτρεπομένων ορίων.
ii. *Ανομοιόμορφη* (non-uniform mutation), όπου μια μεταβλητή επιλέγεται τυχαία και τίθεται ίση με ένα μη-ομοιόμορφα κατανεμημένο τυχαίο αριθμό εντός των επιτρεπομένων ορίων.
iii. *Πολλαπλά ανομοιόμορφη* (multi-non-uniform mutation), όπου η ανομοιόμορφη μετάλλαξη εφαρμόζεται σε κάθε μεταβλητή του χρωμοσώματος.
iv. *Συνοριακή* (boundary mutation), όπου μια μεταβλητή του χρωμοσώματος επιλέγεται τυχαία και τίθεται ίση με το κατώτατο ή το ανώτατο όριό της.

3.2.4 Διαδικασία Αρχικοποίησης και Μηχανισμοί Τερματισμού του Γενετικού Αλγορίθμου

Ο αρχικός πληθυσμός ενός γενετικού αλγορίθμου μπορεί να περιλαμβάνει τυχαίες λύσεις του προς εξέταση προβλήματος. Όμως, σε κάποιες περιπτώσεις, ο κανόνας αυτός εφαρμόζεται μόνο σε ένα τμήμα του πληθυσμού. Το υπόλοιπο είναι δυνατόν να αποτελείται από λύσεις προερχόμενες από άλλες τεχνικές (π.χ., ελαχιστοποίηση μέσου τετραγωνικού σφάλματος) ή από σχετικά ικανοποιητικές λύσεις στις οποίες οδηγείται κανείς μέσω εμπειρικών μεθόδων και βάσει διαίσθησης [4, 12].

Όσον αφορά στον τρόπο τερματισμού ενός γενετικού αλγορίθμου, υφίστανται τρία διαφορετικά κριτήρια:

- Ένας προκαθορισμένος αριθμός γενιών.
- Η σύγκλιση στη βέλτιστη λύση.
- Η έλλειψη βελτίωσης στην ήδη ευρεθείσα καλύτερη λύση για ένα συγκεκριμένο αριθμό γενιών [4, 12].

3.2.5 Μερικά Χρήσιμα Στοιχεία για την Επιλογή των Παραμέτρων του Γενετικού Αλγορίθμου

Στις προηγούμενες παραγράφους αναπτύχθηκαν τα βασικά χαρακτηριστικά ενός γενετικού αλγορίθμου. Λόγω της ύπαρξης πολλών διαφορετικών προβλημάτων βελτιστοποίησης, είναι χρήσιμο στο σημείο αυτό να υπογραμμιστούν κάποια ενδιαφέροντα στοιχεία που επηρεάζουν την αποδοτικότητα και την ταχύτητα σύγκλισης ενός γενετικού αλγορίθμου:

- Στην περίπτωση δυαδικού γενετικού, σημαντικό ρόλο παίζει το πλήθος των bits που αντιπροσωπεύουν κάθε παράμετρο. Περισσότερα bits προσφέρουν μεγαλύτερη ακρίβεια, αλλά επιβραδύνουν τη σύγκλιση [5, 7].
- Το κατάλληλο σχήμα κωδικοποίησης (π.χ., δυαδική, πραγματικών αριθμών) εξαρτάται από τον τύπο του προβλήματος. Η δυαδική απεικόνιση είναι ιδανική για περιπτώσεις διακριτών παραμέτρων, ενώ η απεικόνιση με αλφάβητο πραγματικών αριθμών μοιάζει να λειτουργεί καλύτερα σε προβλήματα συνεχών παραμέτρων. Πάντως, διάφορες πτυχές του ζητήματος παρουσιάζονται πιο αναλυτικά στην παράγραφο 3.2.1.

- Ο αριθμός των χρωμοσωμάτων στον πληθυσμό καθορίζει την ποιότητα δειγματοληψίας του χώρου πιθανών λύσεων και την ταχύτητα σύγκλισης. Μεγάλοι πληθυσμοί (π.χ., 50-100) παρέχουν μεγαλύτερη γενετική διαφορισιμότητα και περισσότερο ακριβή αποτελέσματα, αλλά καθυστερούν τη σύγκλιση [3, 7, 16]. Μικρότερα μεγέθη πληθυσμών (π.χ., 20-30) αποφέρουν πιο γρήγορη εκτέλεση του αλγορίθμου, ειδικότερα σε περιπτώσεις πολύπλοκων αντικειμενικών συναρτήσεων, και ταχύτερη σύγκλιση σε λιγότερο ικανοποιητικές, όσον αφορά στην ακρίβεια, λύσεις [3, 16].
- Η πιθανότητα διασταύρωσης p_c λαμβάνει τιμές μεταξύ 0.5-0.9, με υψηλότερες τιμές να εξασφαλίζουν πιο γρήγορη αναζήτηση του χώρου λύσεων. Τιμές μεταξύ 0.7-0.8 αποδεικνύονται βέλτιστες στα περισσότερα προβλήματα [3].
- Η πιθανότητα μετάλλαξης p_m αποτελεί αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας και διαφωνιών ανάμεσα στους ειδικούς. Χαμηλές τιμές (π.χ., 0.005-0.01) θεωρούνται επαρκείς για σταθερή και συνεχή βελτίωση της μέσης fitness του πληθυσμού, σε βάρος όμως του ρυθμού σύγκλισης [13, 16]. Επιπλέον, μεγαλύτερες τιμές (π.χ., 0.01-0.1) οδηγούν σε ταχύτερη εύρεση μεμονωμένων ικανοποιητικών λύσεων, όμως απειλούν τον αλγόριθμο με πρόωρη σύγκλιση σε τιμές της αντικειμενικής συνάρτησης μακριά από τις επιθυμητές [3, 13]. Εξαιρετικό ενδιαφέρον, σε αντιδιαστολή με τα παραπάνω, παρουσιάζει το [16], όπου υποστηρίζεται ότι υψηλές τιμές της p_m (ακόμη και >0.1) σε συνδυασμό με σχετικά μικρά μεγέθη πληθυσμών εξασφαλίζουν γρήγορη σύγκλιση σε ανώτερης ποιότητας λύσεις.

Από τις παρατηρήσεις που προηγήθηκαν γίνεται αντιληπτό ότι το ζήτημα της εύρεσης των κατάλληλων παραμέτρων του γενετικού αλγορίθμου είναι ιδιαίτερα σύνθετο και, παρά το γεγονός ότι υφίστανται κάποιες γενικές κατευθυντήριες γραμμές, εξαρτάται ισχυρά από το εκάστοτε πρόβλημα βελτιστοποίησης.

3.3 ΓΕΝΕΤΙΚΟΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΚΑΙ ΣΥΝΘΕΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ

Στην αρχή του κεφαλαίου έγινε αναφορά στη δυνατότητα εφαρμογής των γενετικών αλγορίθμων στη βελτιστοποίηση σύνθετων αντικειμενικών συναρτήσεων, που σχετίζονται με την επίλυση δύσκολων ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων. Είναι γεγονός ότι τα ηλεκτρομαγνητικά προβλήματα συνήθως εμπλέκουν ένα μεγάλο αριθμό συνεχών ή διακριτών παραμέτρων, οι οποίες υφίστανται περιορισμούς όσον αφορά στις επιτρεπόμενες τιμές τους. Ο στόχος κάθε απόπειρας βελτιστοποίησης είναι η αναζήτηση και εξεύρεση μιας λύσης που αποτελεί συνολικό μέγιστο ή ελάχιστο. Επιπλέον, το πεδίο των δυνατών λύσεων συχνά περιλαμβάνει μη διαφορίσιμες και/ή ασυνεχείς περιοχές, με αποτέλεσμα να επιβάλλεται η χρησιμοποίηση προσεγγιστικών μοντέλων των υπό μελέτη ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων για τη μείωση του υπολογιστικού κόστους. Τα παραπάνω χαρακτηριστικά θέτουν σε αμφισβήτηση την επάρκεια πολλών παραδοσιακών μεθόδων βελτιστοποίησης και αναδεικνύουν την ανάγκη αξιοποίησης των ελκυστικών ιδιοτήτων των γενετικών αλγορίθμων [3].

Η ικανότητα που διαθέτουν οι γενετικοί αλγόριθμοι να εξερευνούν ενδελεχώς αχανείς και πολύπλοκους χώρους λύσεων, όπου η εμπειρία και η διαίσθηση δεν προσφέρουν την απαραίτητη ευρωστία, τους καθιστά ιδανικούς για την αντιμετώπιση πολυπαραμετρικών ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων. Κλασικό παράδειγμα αποτελεί η σχεδίαση και σύνθεση κεραιών, όπου αντικειμενικός σκοπός είναι ο προσδιορισμός των δομών που ικανοποιούν ένα συνδυασμό

κριτηρίων επίδοσης: κέρδος, επίπεδο πλευρικών λοβών, εύρος κυρίου λοβού, αντίσταση εισόδου. Για τις περισσότερες περιπτώσεις, υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός σχεδιαστικών παραμέτρων που επηρεάζουν την επίδοση της εκάστοτε κεραίας, άρα η εκτίμηση μιας καλής αρχικής λύσης είναι ιδιαίτερα δύσκολη υπόθεση. Το γεγονός αυτό αυξάνει τις πιθανότητες εγκλωβισμού σε τοπικά βέλτιστα γνωστών παραδοσιακών μεθόδων και υπογραμμίζει τη χρησιμότητα των γενετικών αλγορίθμων, οι οποίοι εκτελούν μια συνδυασμένη τοπική και σφαιρική έρευνα για τον εντοπισμό της συνολικά βέλτιστης λύσης [6, 8]. Μια εκτενής περιγραφή των πολυάριθμων εφαρμογών των γενετικών αλγορίθμων σε ηλεκτρομαγνητικά προβλήματα βελτιστοποίησης περιλαμβάνεται στο [17]. Ειδικότερα σε σχέση με τη σχεδίαση κεραιών αλλά και σύνθετων διατάξεων στοιχειοκεραιών, υφίστανται πολλά και ενδιαφέροντα παραδείγματα στην πρόσφατη βιβλιογραφία της τελευταίας δεκαετίας, όπου οι γενετικοί αλγόριθμοι γνώρισαν τη μεγαλύτερη άνθηση.

Σε μια προσπάθεια να συνοψίσει κανείς τις πιο χαρακτηριστικές αναφορές στους γενετικούς αλγορίθμους σε σχέση με σύνθετα ηλεκτρομαγνητικά προβλήματα κεραιών, αξίζει κατ' αρχήν να στρέψει το βλέμμα του στα [3, 5], τα οποία παρουσιάζουν αναλυτικά τις βασικές ιδιότητες της μεθόδου και παραδείγματα εφαρμογών της. Πιο συγκεκριμένα, το [3] παραθέτει περιπτώσεις βελτιστοποίησης ηλεκτρομαγνητικών συναρτήσεων, ενώ το [5] επικεντρώνεται σε παραδείγματα χρησιμοποίησης των γενετικών για ελαχιστοποίηση των πλευρικών λοβών σε διαγράμματα σκέδασης και ακτινοβολίας κεραιών. Επιπλέον, στο [6] περιγράφεται γενετικός αλγόριθμος με δυαδική αναπαράσταση των λύσεων, που προορίζεται για τη σχεδίαση στοιχειοκεραιών Yagi-Uda με μέγιστο κέρδος, χαμηλούς πλευρικούς λοβούς και επιθυμητή αντίσταση εισόδου. Το [7] παρουσιάζει γενετικό δυαδικής απεικόνισης, ο οποίος εντοπίζει ποια στοιχεία πρέπει να τεθούν εκτός τροφοδοσίας σε μια γραμμική ή επίπεδη στοιχειοκεραία για τη μείωση των πλευρικών λοβών της (array thinning). Στο [8] παρατίθενται τέσσερις περιπτώσεις γενετικής σχεδίασης κεραιών σύρματος, ενώ στο [9] περιγράφονται τα κύρια χαρακτηριστικά της επονομαζόμενης γλώσσας των κεραιών ("antenna language"), όπως αυτή χρησιμοποιείται από τους γενετικούς αλγορίθμους για την προσομοίωση της τοπολογίας και των αριθμητικών παραμέτρων μιας γραμμικής στοιχειοκεραίας.

Στα [11, 12, 14] παρουσιάζονται εφαρμογές γενετικών με απεικονίσεις πραγματικών αριθμών σε σύνθετα προβλήματα σχεδίασης κεραιών σύρματος και στοιχειοκεραιών. Περιγράφονται μηχανισμοί διασταύρωσης και μετάλλαξης για την επίτευξη επιθυμητών διαγραμμάτων ακτινοβολίας και αντιστάσεων εισόδου, ενώ στο [14] ο γενετικός αλγόριθμος αποσκοπεί στη βελτιστοποίηση της επίδοσης στοιχειοκεραιών σε ένα μεγάλο εύρος ζώνης.

Στο [13] παρατίθεται ένας ευέλικτος γενετικός αλγόριθμος για τη διόρθωση του διαγράμματος ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας, στην περίπτωση αστοχίας ενός ή περισσοτέρων στοιχείων της, με κατάλληλη τροποποίηση των βαρών στα εναπομείναντα στοιχεία. Μια παρόμοια εφαρμογή παρουσιάζεται και στο [18], όπου αυτή τη φορά ο γενετικός προσπαθεί να εντοπίσει, από δεδομένα του διαγράμματος ακτινοβολίας, ποια στοιχεία της επίπεδης στοιχειοκεραίας έχουν υποστεί βλάβη.

Πολλές είναι επίσης οι περιπτώσεις όπου οι γενετικοί αλγόριθμοι έχουν χρησιμοποιηθεί για τη βελτιστοποίηση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας ευφυών κεραιών ελεγχόμενων από φάση (PAs) και προσαρμοστικών ευφυών κεραιών (AAs). Πιο αναλυτικά, στο [16] περιγράφονται τα μεγέθη πληθυσμών και οι

πιθανότητες μετάλλαξης που οδηγούν σε ελαχιστοποίηση του ύψους των πλευρικών λοβών, με επίδραση του γενετικού στις τιμές πλάτους ή φάσης των βαρών των στοιχειοκεραιών. Στα [19] και [20] οι γενετικοί εισάγουν μηδενισμούς στις κατευθύνσεις παρεμβολών στα διαγράμματα ακτινοβολίας στοιχειοκεραιών, με μικρές τροποποιήσεις των θέσεων των στοιχείων ή των φάσεων των βαρών τους, αντίστοιχα. Στο [21] χρησιμοποιείται γενετικός αλγόριθμος για την επίτευξη επιθυμητού ύψους πλευρικών λοβών και την εισαγωγή μηδενισμών στα διαγράμματα ακτινοβολίας γραμμικών στοιχειοκεραιών, με κατάλληλη επεξεργασία των ριζών του παράγοντα διάταξης. Ακόμη, υλοποιείται συνδυασμός γενετικού και της μεθόδου του simulated annealing για την επίλυση του προβλήματος του array thinning σε επίπεδες στοιχειοκεραίες. Εξάλειψη υψηλών πλευρικών λοβών κατά τη διάρκεια της στροφής του κυρίου λοβού μιας γραμμικής περιοδικής thinned PA επιτυγχάνεται στο [22], μέσω μικρών μεταβολών που εισάγει ο γενετικός στις θέσεις των στοιχείων.

Στο πλαίσιο άλλων σημαντικών εφαρμογών των γενετικών αλγορίθμων, ενδιαφέρον παρουσιάζει μια τεχνική συνδυασμού γενετικού με τη μέθοδο των ροπών για τη σχεδίαση ολοκληρωμένων κεραιών ευρείας ζώνης [23]. Επιπλέον, μια dual-band SPA μονοπόλων προτείνεται στο [24], με σταθερό ενεργό, τέσσερα παρασιτικά και ένα ανοικτοκυκλωμένο στοιχείο, όλα κατάλληλα φορτωμένα με αντιστάσεις και/ή πηνία για αύξηση του εύρους ζώνης. Η στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας επιτυγχάνεται με κυκλική εναλλαγή του ανοικτοκυκλωμένου στοιχείου, ενώ η κεραία έχει βελτιστοποιηθεί γενετικά για συγκεκριμένες απαιτήσεις κέρδους και αντίστασης εισόδου. Ακόμη, στο [25] περιγράφεται η σχεδίαση μονοπόλων ευρείας ζώνης, φορτωμένων σε διάφορα σημεία με παράλληλα κυκλώματα πηνίου και αντίστασης, σε συνδυασμό με κατάλληλα προσαρμοστικά δίκτυα. Στο [26] προτείνεται μια υβριδική προσέγγιση γενετικού για την εκτίμηση της γωνίας άφιξης πολλαπλών πηγών. Πρόκειται για μια τροποποίηση της κλασικής μεθόδου (π.χ., MUSIC), στην περίπτωση που αυτή αποτυγχάνει λόγω μικρών μεταβολών των θέσεων των στοιχείων της στοιχειοκεραίας (από τις ονομαστικές τους τιμές). Επίσης μια νέα τεχνική, το λεγόμενο clustering, αναλύεται στο [27] για την επιτάχυνση της σύγκλισης του γενετικού αλγορίθμου σε προβλήματα σχεδίασης κεραιών σύρματος. Πιο συγκεκριμένα, διακόπτει το γενετικό όταν μεγάλο μέρος του πληθυσμού διαδοχικών γενιών έχει συγκεντρωθεί γύρω από μια περιοχή λύσεων και εφαρμόζει μια τοπική τεχνική βελτιστοποίησης για την ολοκλήρωση της διαδικασίας. Τέλος, ένας κατάλληλα προσαρμοσμένος γενετικός αλγόριθμος πραγματικής απεικόνισης αναπτύσσεται στο [28], ώστε να μεταβάλλει δυναμικά τις παραμέτρους των μηχανισμών του (μετάλλαξη, διασταύρωση) κατά τη διάρκεια της διαδικασίας βελτιστοποίησης. Αυτό επιταχύνει τη σύγκλιση, ενώ η αποδοτικότητα της μεθόδου αποδεικνύεται μέσα από την εφαρμογή της σε AAs, όπου το ύψος των πλευρικών λοβών καθορίζεται με βέλτιστη επιλογή των πλατών και/ή των φάσεων των βαρών των στοιχείων.

Το πλούσιο αυτό υλικό συνιστά το καλύτερο υπόβαθρο για τη χρησιμοποίηση της μεθόδου των γενετικών αλγορίθμων στη σχεδίαση ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών διπόλων, η οποία θα παρουσιαστεί εκτενώς στο επόμενο κεφάλαιο της διατριβής.

3.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] J. H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*, Ann Arbor, The University of Michigan Press, 1975.
[2] K. A. De Jong, *An Analysis of the Behavior of a Class of Genetic Adaptive Systems*, Doctoral Dissertation, University of Michigan, 1975.
[3] J. M. Johnson and Y. Rahmat-Samii, "Genetic algorithms in engineering electromagnetics," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 39, No. 4, pp. 7-21, August 1997.
[4] C. R. Houck, J. A. Joines, and M. G. Kay. A genetic algorithm for function optimization: a Matlab implementation. North Carolina State University. [Online]. Available: http://www.ie.ncsu.edu:80/mirage/GAToolBox/gaot/
[5] R. L. Haupt, "An introduction to genetic algorithms for electromagnetics," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 37, No. 2, pp. 7-15, April 1995.
[6] E. A. Jones and W. T. Joines, "Design of Yagi-Uda antennas using genetic algorithms," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 9, pp. 1386-1392, September 1997.
[7] R. L. Haupt, "Thinned arrays using genetic algorithms," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42, No. 7, pp. 993-999, July 1994.
[8] E. E. Altshuler and D. S. Linden, "Wire-antenna designs using genetic algorithms," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 39, No. 2, pp. 33-43, April 1997.
[9] 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, June 2000.
[10] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., New York, 1989.
[11] D. S. Linden, "Using a real chromosome in a genetic algorithm for wire antenna optimization," in *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 3, pp. 1704-1707, July 1997.
[12] K-K. Yan and Y. Lu, "Sidelobe reduction in array-pattern synthesis using genetic algorithm," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 7, pp. 1117-1122, July 1997.
[13] B-K. Yeo and Y. Lu, "Array failure correction with a genetic algorithm," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 5, pp. 823-828, May 1999.
[14] R. M. Ramos, R. R. Saldanha, R. H. C. Takahashi, and F. J. S. Moreira, "The real-biased multiobjective genetic algorithm and its application to the design of wire antennas," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, No. 3, pp. 1329-1332, May 2003.
[15] Z. Michalewicz, *Genetic Algorithms + Data Structures = Evolution Programs*, AI Series, Springer-Verlag, New York, 1994.
[16] R. L. Haupt and S. E. Haupt, "Optimum population size and mutation rate for a simple real genetic algorithm that optimizes array factors," *ACES Journal*, Vol. 15, No. 2, pp. 94-102, July 2000.
[17] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, John Wiley & Sons, Inc., 1999.
[18] O. M. Bucci, A. Capozzoli, and G. D' Elia, "Diagnosis of array faults from far-field amplitude-only data," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 5, pp. 647-652, May 2000.

[19] A. Tennant, M. M. Dawoud, and A. P. Anderson, "Array pattern nulling by element position perturbations using a genetic algorithm," *Electronics Letters*, Vol. 30, No. 3, pp. 174-176, February 1994.
[20] R. L. Haupt, "Phase-only adaptive nulling with a genetic algorithm," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 6, pp. 1009-1015, June 1997.
[21] F. J. Ares-Pena, J. A. Rodriguez-Gonzalez, E. S. Villanueva-Lopez, and S. R. Rengarajan, "Genetic algorithms in the design and optimization of antenna array patterns," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 3, pp. 506-510, March 1999.
[22] M. G. Bray, D. H. Werner, D. W. Boeringer, and D. W. Machuga, "Optimization of thinned aperiodic linear phased arrays using genetic algorithms to reduce grating lobes during scanning," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No. 12, pp. 1732-1742, December 2002.
[23] 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, October 1999.
[24] 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.
[25] S. D. Rogers, C. M. Butler, and A. Q. Martin, "Design and realization of GA-optimized wire monopole and matching network with 20:1 bandwidth," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 3, pp. 493-502, March 2003.
[26] J. S. Hong, "Genetic approach to bearing estimation with sensor location uncertainties," *Electronics Letters*, Vol. 29, No. 23, pp. 2013-2014, November 1993.
[27] D. S. Linden, "Increasing genetic algorithm efficiency for wire antenna design using clustering," *ACES Journal*, Vol. 15, No. 2, pp. 75-86, July 2000.
[28] 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.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΤΩΝ ΓΕΝΕΤΙΚΩΝ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

4.1 ΓΕΝΙΚΑ

Στα δύο προηγούμενα κεφάλαια της διατριβής αναπτύχθηκαν οι βασικές ιδιότητες και μέθοδοι ανάλυσης των ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (SPAs), καθώς και η τεχνική βελτιστοποίησης των γενετικών αλγορίθμων. Στο παρόν κεφάλαιο θα περιγραφούν τρόποι γενετικής σχεδίασης διαφόρων τύπων SPAs και θα παρουσιαστεί πληθώρα αριθμητικών αποτελεσμάτων για την υποστήριξη των προτεινόμενων διαδικασιών.

Σε μια ευφυή στοιχειοκεραία μεταγωγής M στοιχείων, ενεργών (τροφοδοτούμενων από επιλεγμένη τάση) και παρασιτικών (βραχυκυκλωμένων), υφίστανται $2^M - 1$ δυνατοί συνδυασμοί τροφοδότησης (ψηφιακές λέξεις), ανάλογα με την κατάσταση τροφοδότησης κάθε στοιχείου. Η δυαδική ψηφιακή λέξη έχει μήκος ίσο με το πλήθος των στοιχείων και αντιστοιχεί το bit 1 σε κάθε ενεργό και το bit 0 σε κάθε παρασιτικό στοιχείο. Κάθε διαφορετικός συνδυασμός τροφοδότησης οδηγεί σε ένα από τα $2^M - 1$ διαθέσιμα διαγράμματα ακτινοβολίας. Οι SPAs έχουν τη δυνατότητα να στρέφουν ηλεκτρονικά το διάγραμμα ακτινοβολίας τους, με την εισαγωγή κατάλληλης ψηφιακής λέξης στο κύκλωμα τροφοδότησης.

Η σχεδίαση αποσκοπεί στην εξεύρεση των παραμέτρων της εκάστοτε υπό μελέτη διάταξης, ώστε να προκύπτουν N_{RP} (μεταξύ των συνολικά $2^M - 1$) διαγράμματα ακτινοβολίας με επιθυμητές ιδιότητες. Ο αριθμός αυτός αποτελεί το πλήθος των προκαθορισμένων διαγραμμάτων ακτινοβολίας της SB τεχνολογίας, στην οποία υπάγονται οι SPAs. Πιο συγκεκριμένα, στις επόμενες παραγράφους σχεδιάζονται γραμμικές και επίπεδες, μη-συμμετρικές και συμμετρικές SPAs, με αντικειμενικό σκοπό την επίτευξη N_{RP} προκαθορισμένων διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Καθένα από αυτά βελτιστοποιείται ως προς το εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού και ως προς το μέγιστο επιτρεπόμενο ύψος των πλευρικών αλλά και του οπισθίου λοβού ακτινοβολίας. Παράλληλα, και ανάλογα με την ειδική περίπτωση κάθε σχεδίασης, επιβάλλονται συγκεκριμένες απαιτήσεις όσον αφορά στην αντίσταση εισόδου των τροφοδοτούμενων στοιχείων και το κέρδος ισχύος των N_{RP} διαγραμμάτων ακτινοβολίας.

Οι γραμμικές SPAs αποτελούν την απλούστερη μορφή προβλεπόμενης διάταξης, ενώ οι μη-γραμμικές (επίπεδες) SPAs διαχωρίζονται σε συμμετρικές (με χαρακτηριστικά παραδείγματα την κυκλική και διάφορους τύπους τετραγωνικής) και μη-συμμετρικές διατάξεις.

4.2 ΓΕΝΕΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ – ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΕΠΑΓΟΜΕΝΗΣ ΗΛΕΚΤΡΕΓΕΡΤΙΚΗΣ ΔΥΝΑΜΗΣ

Η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των ευφυών γραμμικών και επίπεδων στοιχειοκεραιών που σχεδιάστηκαν με τη μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων και

παρουσιάζονται στην παρούσα παράγραφο πραγματοποιήθηκε με τη μέθοδο της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης (παράγραφος 2.2).

4.2.1 Γενετική Σχεδίαση Ευφυών Γραμμικών Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής

Στην παράγραφο αυτή αναπτύσσεται η διαδικασία σχεδίασης ευφυών γραμμικών στοιχειοκεραιών μεταγωγής με τη μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων [1]. Οι γραμμικές SPAs αποτελούνται από παράλληλα δίπολα, με τα κέντρα τους επί της ίδιας ευθείας. Οι απαιτήσεις της σχεδίασης περιλαμβάνουν την κάλυψη του άνω μισού του οριζοντίου επιπέδου με $N_{RP} = 9$ διαγράμματα ακτινοβολίας, καθένα από τα οποία πρέπει να διαθέτει εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού (3dB-beamwidth) ίσο με 20^o και μέγιστο σχετικό ύψος πλευρικών λοβών (maximum relative sidelobe level, RSLL) κατώτερο από -3dB.

4.2.1.α Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου

Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 3, οι γενετικοί αλγόριθμοι εκτελούν μια εξαντλητική αναζήτηση στο χώρο των πιθανών λύσεων, με τη βοήθεια των μηχανισμών της επιλογής, της διασταύρωσης και της μετάλλαξης. Η ικανότητά τους αυτή συνιστά την εφαρμογή τους στην αντιμετώπιση πολυπαραμετρικών προβλημάτων, όπως είναι τα προβλήματα σχεδίασης κεραιών. Σε αυτά υφίσταται ένα σύνολο απαιτήσεων που καθορίζουν την επίδοση της κεραίας, όπως είναι το κέρδος, το ύψος πλευρικών λοβών και το εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, χρησιμοποιήθηκε δυαδική αναπαράσταση των χρωμοσωμάτων στον πληθυσμό. Κάθε άτομο απεικόνιζε τις φάσεις των τάσεων τροφοδότησης των στοιχείων της στοιχειοκεραίας και τις μεταξύ τους αποστάσεις. Τα πλάτη των τάσεων τροφοδότησης θεωρήθηκαν ίσα.

Όσον αφορά στους μηχανισμούς του γενετικού αλγορίθμου, έγιναν οι ακόλουθες επιλογές [2]:

- *Επιλογή με τη διαδικασία ρουλέτας* (roulette wheel selection).

Σύμφωνα με αυτή, η πιθανότητα επιλογής ενός ατόμου είναι ανάλογη της επίδοσής του (fitness), όπως αυτή καθορίζεται από την αντικειμενική συνάρτηση. Ενδεικτική είναι η σχέση (3.1), η οποία επαναλαμβάνεται εδώ για ευκολία:

$$P_i = \frac{f_i}{\sum_{i=1}^{PopSize} f_i} \tag{4.1}$$

όπου P_i η πιθανότητα επιλογής και f_i η fitness του ατόμου i.

Επίσης, στη διαδικασία της επιλογής συμπεριλήφθηκε η τεχνική του ελιτισμού.

- *Διασταύρωση ενός σημείου* (simple crossover).

Σύμφωνα με αυτόν τον τύπο διασταύρωσης, γεννάται ένας ομοιόμορφα κατανεμημένος τυχαίος αριθμός r από το 1 έως το m (μήκος χρωμοσώματος), και δύο νέα άτομα δημιουργούνται ως εξής:

$$x_i' = \begin{cases} x_i, & i < r \\ y_i, & i \geq r \end{cases} \tag{4.2α}$$

$$y_i' = \begin{cases} y_i, & i < r \\ x_i, & i \geq r \end{cases} \tag{4.2β}$$

όπου x_i, y_i και x_i', y_i' παριστάνουν τα αντίστοιχα bits στα χρωμοσώματα πριν και μετά τη διασταύρωση, αντίστοιχα. Η πιθανότητα διασταύρωσης επιλέχθηκε ίση με $p_c = 0.8$.

- *Δυαδική μετάλλαξη* (binary mutation).

Η δυαδική μετάλλαξη αντιστρέφει κάθε bit σε κάθε άτομο του πληθυσμού με πιθανότητα p_m (εδώ $p_m = 0.04$), σύμφωνα με την εξίσωση

$$x_i' = \begin{cases} 1 - x_i, & U(0,1) < p_m \\ x_i, & U(0,1) \geq p_m \end{cases} \tag{4.3}$$

Σχετικά με την αντικειμενική συνάρτηση (objective function) του παραπάνω γενετικού [1], η αριθμητική της τιμή θεωρήθηκε ίση με το πλήθος των διαφορετικών κατευθύνσεων μεγίστου ανάμεσα στα $2^M - 1$ διαθέσιμα διαγράμματα ακτινοβολίας. Βασική προϋπόθεση για την αποδοχή ενός διαγράμματος ήταν η κατεύθυνση μεγίστου να λαμβάνει, με μέγιστη απόκλιση της τάξης των $\pm 2^o$, μία από τις 9 επιθυμητές τιμές ανά 20^o μεταξύ 0^o και 180^o (δηλαδή 10^o, 30^o, 50^o, 70^o, 90^o, 110^o, 130^o, 150^o, 170^o). Εξίσου σημαντική ήταν η απαίτηση η μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας να συμφωνεί με τις προδιαγραφές που καθορίστηκαν στην αρχή της παραγράφου 4.2.1, με μικρές διαφορές στο εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού και αυστηρή εφαρμογή του κανόνα για το μέγιστο σχετικό ύψος των πλευρικών λοβών. Στην περίπτωση που περισσότεροι από έναν συνδυασμοί τροφοδότησης ικανοποιούσαν τα παραπάνω κριτήρια, ο σχεδιαστής μπορούσε να επιλέξει μετά το πέρας του γενετικού το καλύτερο από τα καταγεγραμμένα ως αποδεκτά διαγράμματα ακτινοβολίας για μια συγκεκριμένη κατεύθυνση. Για παράδειγμα, ένα χρωμόσωμα του πληθυσμού που απέφερε τουλάχιστον ένα ικανοποιητικό διάγραμμα ακτινοβολίας σε κάθε μία από τις κατευθύνσεις των 10^o, 50^o, 90^o, 130^o και 170^o του οριζοντίου επιπέδου διέθετε τιμή fitness ίση με 5. Ο στόχος του γενετικού και κριτήριο τερματισμού του ήταν η εύρεση ενός ατόμου με τιμή fitness ίση με 9.

4.2.1.β Αριθμητικά Αποτελέσματα

Όλες οι γραμμικές στοιχειοκεραίες που παρουσιάζονται στη συνέχεια αποτελούνται από δίπολα $\lambda/2$, με ακτίνα $a = 0.001\lambda$, όπου λ το μήκος κύματος. Κάθε δίπολο έχει τον άξονά του παράλληλο με τον άξονα z και το σημείο τροφοδότησης στο επίπεδο $x - y$, άρα $z_- = -(\lambda/4)$, $z_+ = +(\lambda/4)$. Σε κάθε στοιχείο της εκάστοτε στοιχειοκεραίας συνδέεται RF διακόπτης και κύκλωμα p-i-n διόδου, ανάλογα με την κατάσταση της οποίας η τάση εισόδου ισούται με $V_m = V \cdot \exp(j \cdot \delta_m)$ ή λαμβάνει μηδενική τιμή (βραχυκυκλωμένο στοιχείο). Για παράδειγμα, η ψηφιακή λέξη "010011101" αναφέρεται σε μια στοιχειοκεραία πέντε ενεργών (2,5,6,7,9) και τεσσάρων βραχυκυκλωμένων στοιχείων (1,3,4,8). Το κανονικοποιημένο διάνυσμα τάσεων $\mathbf{V}$ γι' αυτή τη διάταξη τροφοδότησης (όμοια πλάτη αλλά διαφορετικές φάσεις) είναι το εξής:

$\mathbf{V} = [0 \quad \exp(j \cdot \delta_2) \quad 0 \quad 0 \quad \exp(j \cdot \delta_5) \quad \exp(j \cdot \delta_6) \quad \exp(j \cdot \delta_7) \quad 0 \quad \exp(j \cdot \delta_9)]^T$.

Τα ρεύματα τροφοδότησης υπολογίζονται από τη σχέση (2.3). Έχοντας υπολογίσει τα ρεύματα των διπόλων, το διάγραμμα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο δίνεται από τη (2.24), όπου

$$S\left(\theta = 90^o, \phi\right) = \sum_{m=1}^{M} c_m \exp\left(jkx_m \cos\phi\right) \tag{4.4}$$

υποθέτοντας ότι η στοιχειοκεραία εκτείνεται στον άξονα x.

Για την ικανοποίηση των απαιτήσεων που αναφέρθηκαν στην αρχή της παραγράφου 4.2.1, χρησιμοποιήθηκαν στοιχειοκεραίες με διάφορα πλήθη στοιχείων. Με τη βοήθεια του γενετικού αλγορίθμου που περιγράφηκε νωρίτερα και για πληθυσμό σε κάθε γενιά ίσο με 25 άτομα (συνολικά 50 γενιές), προέκυψε η λύση των 9 στοιχείων που φαίνεται στους πίνακες 4.1, 4.2.

Πίνακας 4.1. Αποστάσεις και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή γραμμική στοιχειοκεραία 9 στοιχείων

Στοιχείο	**Απόσταση (λ)**	**Φάση δ_m (^{o})**
1	-	50.75
2	0.187	119.08
3	0.191	280.49
4	0.277	170.97
5	0.176	230.06
6	0.239	59.16
7	0.125	130.21
8	0.235	173.12
9	0.221	310.67

Πίνακας 4.2. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή γραμμική στοιχειοκεραία 9 στοιχείων

Ψηφιακή λέξη	**φ_{max}(^{o})**	**φ_-(^{o})**	**φ_+(^{o})**	**$\Delta\varphi_{3dB}$(^{o})**	**RSLL (dB)**
010011101	11.99	0	38.48	38.48	-4.87
011011001	30.13	0	49.25	49.25	-3.70
000101001	51.87	32.17	68.09	35.92	-7.67
101110110	70.63	52.86	85.11	32.25	-3.53
000100110	90.17	72.02	107.03	35.01	-6.65
100110011	111.21	97.94	124.34	26.40	-3.45
100010000	131.30	113.47	157.61	44.14	-3.45
111111000	148.35	121.51	180	58.49	-4.02
111000010	169.88	142.33	180	37.67	-5.43

Ο πίνακας 4.1 παρουσιάζει τις αποστάσεις μεταξύ διαδοχικών στοιχείων της γραμμικής στοιχειοκεραίας και τις σταθερές φάσεις τροφοδότησης δ_m. Στον πίνακα 4.2 απεικονίζονται τα βασικά χαρακτηριστικά των 9 καλύτερων διαγραμμάτων ακτινοβολίας, παράλληλα με τους συνδυασμούς τροφοδότησης (ψηφιακές λέξεις) που οδήγησαν σε καθένα από αυτά. Οι κατευθύνσεις μεγίστου εμφανίζουν μια μέγιστη απόκλιση από την επιθυμητή γωνία της τάξης των $\pm 2^o$ (π.χ., 11.99^o αντί για 10^o). Είναι επίσης φανερό ότι τα γωνιακά εύρη μισής ισχύος του κυρίου λοβού προέκυψαν πολύ μεγαλύτερα του αναμενόμενου, με τη μέση τιμή τους στις 39.7^o. Όσο για τα μέγιστα σχετικά ύψη των πλευρικών λοβών,

επιτεύχθηκαν πολύ ικανοποιητικές τιμές (ακόμη και μικρότερες των -7dB), με μέση τιμή στα -4.5dB. Το μέσο κέρδος των 9 διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπως δίνεται από τη μέγιστη τιμή της (2.25), είναι ίσο με 7.25dBi.

Για περαιτέρω βελτίωση των παραπάνω χαρακτηριστικών, επιχειρήθηκε μια αύξηση των στοιχείων της στοιχειοκεραίας από 9 σε 10. Χρησιμοποιώντας τον ίδιο γενετικό αλγόριθμο με προηγουμένως, προέκυψε η λύση που φαίνεται στους πίνακες 4.3, 4.4.

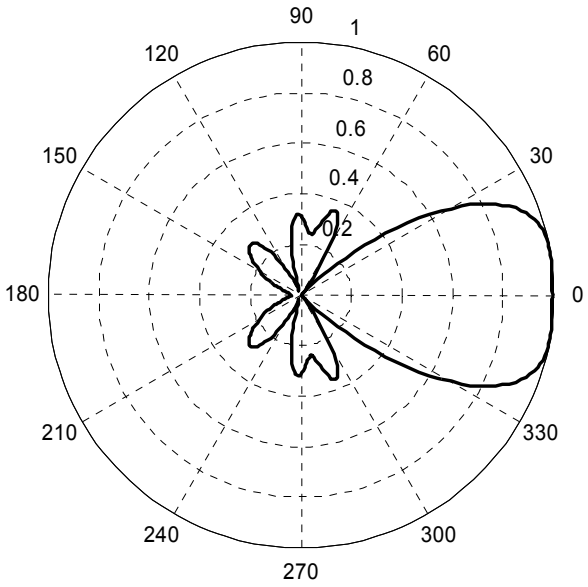
Πίνακας 4.3. Αποστάσεις και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή γραμμική στοιχειοκεραία 10 στοιχείων

Στοιχείο	**Απόσταση (λ)**	**Φάση δ_m (^{o})**
1	-	277.43
2	0.261	89.75
3	0.180	64.40
4	0.212	224.77
5	0.278	78.90
6	0.242	8.96
7	0.107	234.04
8	0.142	43.62
9	0.235	34.74
10	0.246	242.16

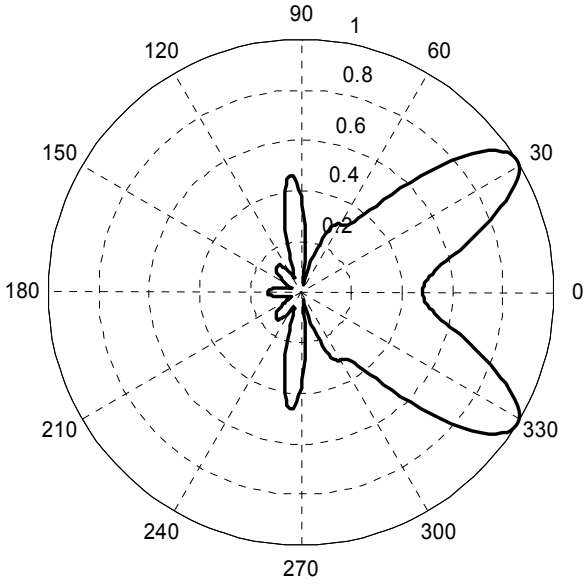
Πίνακας 4.4. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή γραμμική στοιχειοκεραία 10 στοιχείων

Ψηφιακή λέξη	**φ_{max}(^{o})**	**φ_-(^{o})**	**φ_+(^{o})**	**$\Delta\varphi_{3dB}$(^{o})**	**RSLL (dB)**
0110001111	9.53	0	34.23	34.23	-4.43
0101101011	31.64	5.46	47.73	42.27	-3.34
1001100011	51.72	31.12	64.55	33.43	-3.09
0100011000	68.74	53.42	82.81	29.39	-3.90
0010101100	88.13	70.72	105.73	35.01	-10.34
0011001000	109.56	91.92	128.93	37.01	-5.34
1000101000	129.04	113.60	146.75	33.15	-5.48
1010001100	150.78	131.74	180	48.26	-6.35
1101011101	168.67	145.49	180	34.51	-3.50

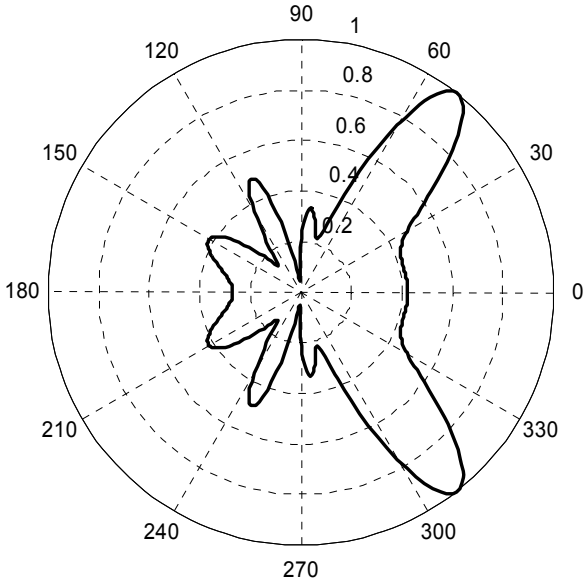
Παρατηρώντας τον πίνακα 4.4, είναι σαφής η μείωση των 3dB-beamwidths (μέση τιμή στις 36.4^o), ενώ και τα μέγιστα σχετικά ύψη των πλευρικών λοβών υπέστησαν περαιτέρω καταπίεση (μέση τιμή από -4.5dB σε -4.7dB). Το μέσο κέρδος των 9 διαγραμμάτων ακτινοβολίας παρέμεινε σχεδόν αναλλοίωτο και προέκυψε ίσο με 7.14dBi (έναντι 7.25dBi για τη στοιχειοκεραία 9 στοιχείων). Όσον αφορά στα 9 διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για τους συνδυασμούς ενεργών και παρασιτικών στοιχείων που περιέχονται στον πίνακα 4.4, αυτά δίνονται από τη (2.24) και απεικονίζονται στα σχήματα 4.1-4.9 (σε κανονικοποιημένη μορφή).



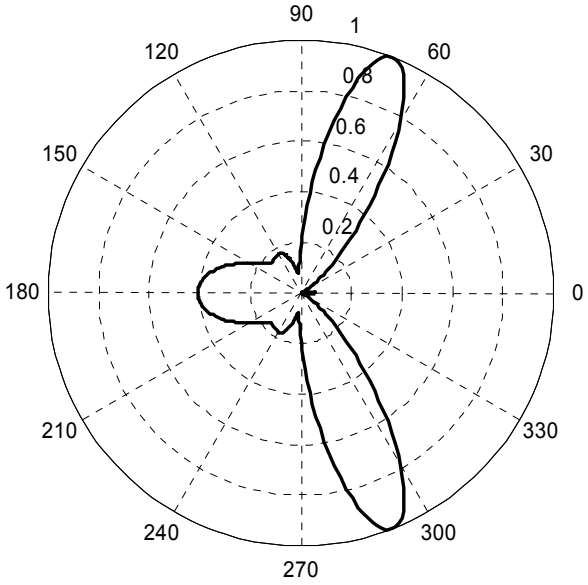
Σχήμα 4.1. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 9.53^{o}$ και ψηφιακή λέξη 0110001111



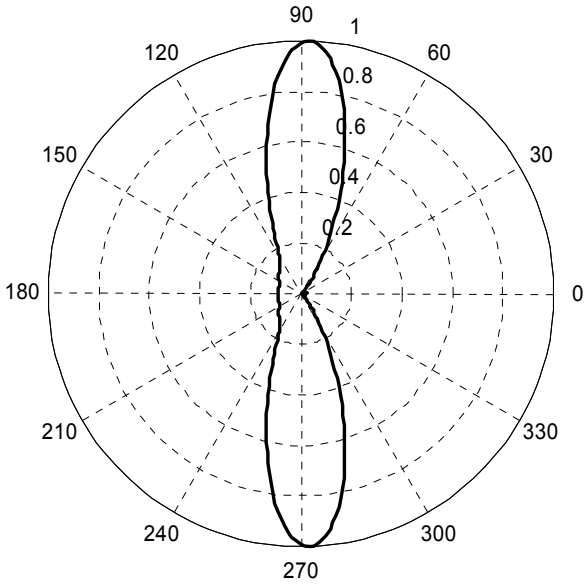
Σχήμα 4.2. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 31.64^{o}$ και ψηφιακή λέξη 0101101011



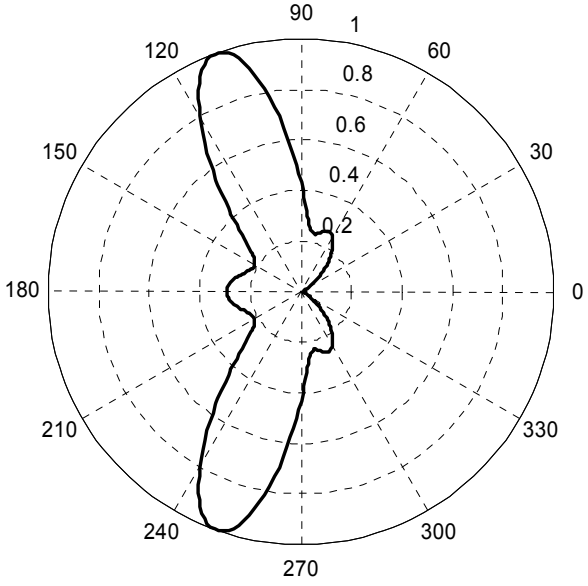
Σχήμα 4.3. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 51.72^{o}$ και ψηφιακή λέξη 1001100011



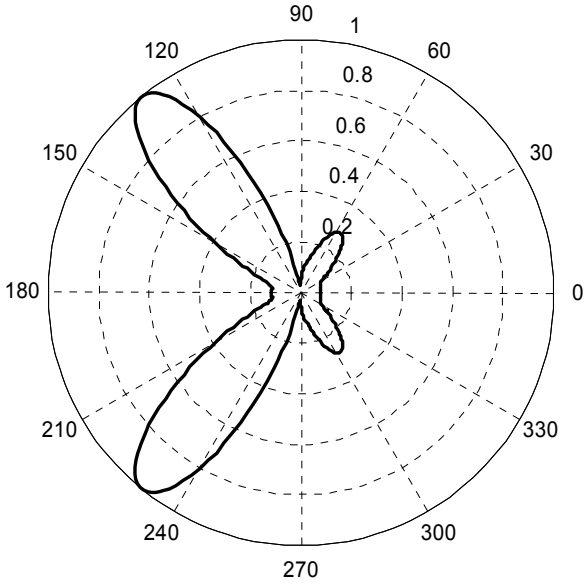
Σχήμα 4.4. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 68.74^{o}$ και ψηφιακή λέξη 0100011000



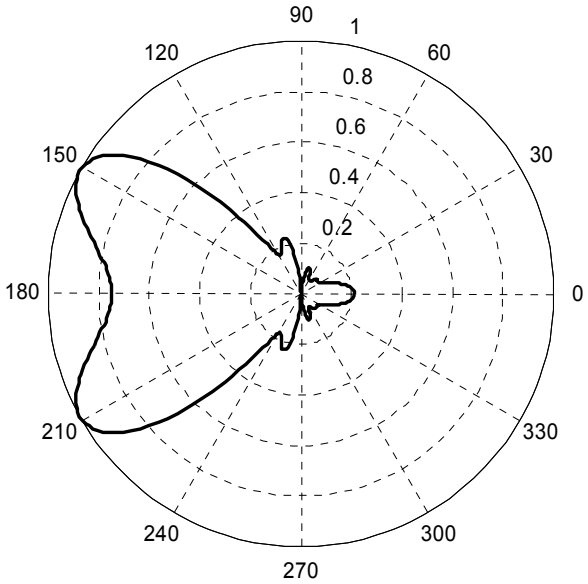
Σχήμα 4.5. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 88.13^{o}$ και ψηφιακή λέξη 0010101100



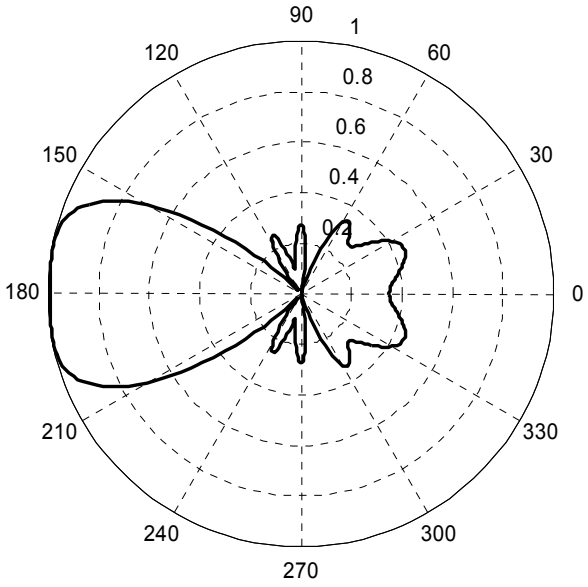
Σχήμα 4.6. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 109.56^{o}$ και ψηφιακή λέξη 0011001000



Σχήμα 4.7. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 129.04^{o}$ και ψηφιακή λέξη 1000101000



Σχήμα 4.8. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 150.78^{o}$ και ψηφιακή λέξη 1010001100



Σχήμα 4.9. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς γραμμικής στοιχειοκεραίας 10 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 168.67^o$ και ψηφιακή λέξη 1101011101

Από τα παραπάνω διαγράμματα φαίνεται ότι τα γωνιακά εύρη μισής ισχύος του κυρίου λοβού που παρουσιάζονται στον πίνακα 4.4 (παρόμοια ανάλυση ισχύει και για τον πίνακα 4.2) ανταποκρίνονται στην πραγματικότητα μόνο για τα σχήματα 4.2-4.7. Ο λόγος που συμβαίνει κάτι τέτοιο είναι ότι για κατευθύνσεις μεγίστου πλησιέστερα στον οριζόντιο άξονα (δηλαδή 10^o, 30^o, 150^o, 170^o), η συμμετρία της γραμμικής στοιχειοκεραίας οδηγεί σε δύο λοβούς εκατέρωθεν αυτού, οι οποίοι δε διαχωρίζονται με σαφή τρόπο. Έτσι, οι δύο συμμετρικοί λοβοί συνιστούν έναν παχύτερο, με αποτέλεσμα η γωνία 3dB πλησίον του οριζόντιου άξονα να προκύπτει κάτω από αυτόν (π.χ., -34.23^o για το σχήμα 4.1). Γι' αυτό σε παρόμοιες περιπτώσεις, ως αντίστοιχο όριο λαμβάνεται η γωνία 0^o για τις κατευθύνσεις μεγίστου 10^o, 30^o και η γωνία 180^o για τις κατευθύνσεις μεγίστου 150^o, 170^o. Εξαίρεση αποτελεί το διάγραμμα του σχήματος 4.2, όπου οι γωνίες 3dB ορίζονται κανονικά ($\phi_- = 5.46^o$ και $\phi_+ = 47.73^o$). Για την εξάλειψη της συμμετρίας, εναλλακτική λύση αποτελεί η τοποθέτηση τέλειου αγώγιμου επιπέδου στο κάτω ημιεπίπεδο και σε κάποια απόσταση από τον άξονα της στοιχειοκεραίας.

4.2.2 Γενετική Σχεδίαση Ευφυών Επίπεδων Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής

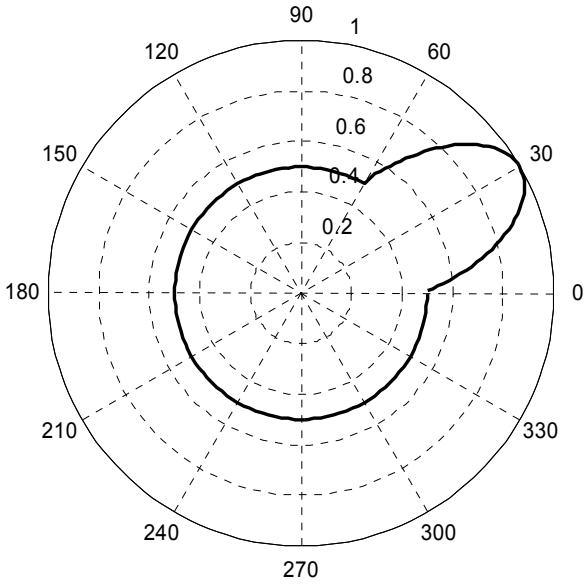
Στην παράγραφο αυτή αναπτύσσεται η διαδικασία σχεδίασης ευφυών επίπεδων στοιχειοκεραιών μεταγωγής με τη μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων [3]. Οι επίπεδες (μη-γραμμικές) SPAs αποτελούνται από παράλληλα δίπολα, με τα κέντρα τους επί ενός επιπέδου. Οι απαιτήσεις της σχεδίασης περιλαμβάνουν την κάλυψη ολόκληρου του οριζοντίου επιπέδου με $N_{RP} = 6$ διαγράμματα ακτινοβολίας, καθένα από τα οποία πρέπει να διαθέτει εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού ίσο με 60^o και μέγιστο σχετικό ύψος πλευρικών λοβών κατώτερο από -3dB.

4.2.2.α Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου

Ο γενετικός αλγόριθμος που χρησιμοποιήθηκε για τη σχεδίαση ευφυών, μη-συμμετρικών, επίπεδων στοιχειοκεραιών είναι ο ίδιος με αυτόν της παραγράφου 4.2.1. Αυτό ισχύει τόσο για τα είδη επιλογής, διασταύρωσης και μετάλλαξης, καθώς και τις αντίστοιχες πιθανότητες, όσο και για το μέγεθος και τον αριθμό γενιών του πληθυσμού. Αυτή τη φορά, τα άτομα του πληθυσμού αποτέλεσαν δυαδικές απεικονίσεις των συντεταγμένων των κέντρων των στοιχείων επί του οριζοντίου επιπέδου και των φάσεων των τάσεων τροφοδότησης. Τα πλάτη των τάσεων τροφοδότησης θεωρήθηκαν και πάλι ίσα. Αντιθέτως, η αντικειμενική συνάρτηση δημιουργήθηκε από την αρχή με τελείως διαφορετική φιλοσοφία.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, σκοπός της σχεδίασης ήταν η κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου με 6 διαγράμματα, με κατευθύνσεις μεγίστου ανά 60^o μεταξύ 0^o και 360^o (δηλαδή 30^o, 90^o, 150^o, 210^o, 270^o, 330^o). Για τον υπολογισμό της επίδοσης ενός χρωμοσώματος, ακολουθήθηκε η παρακάτω διαδικασία [3-4]:

1. Έξι σετ των 160 σημείων το καθένα χρησιμοποιούνται για να καθορίσουν ισάριθμα επιθυμητά διαγράμματα ακτινοβολίας. Κάθε σημείο $\left(U_{DES,i}\left(\phi_p\right),\phi_p\right)$ παριστάνει την τιμή $U_{DES,i}\left(\phi_p\right)$ του $i^{\text{ού}}$ επιθυμητού κανονικοποιημένου διαγράμματος ακτινοβολίας στην αζιμουθιακή γωνία ϕ_p. Από τα 160 συνολικά σημεία, 60 χρησιμοποιούνται για να σχηματίσουν τον κύριο λοβό (γωνιακό βήμα 1^o) και 100 για να σχηματίσουν το υπόλοιπο διάγραμμα στο οριζόντιο επίπεδο (γωνιακό βήμα 3^o). Στο σχήμα 4.10 απεικονίζεται η μορφή του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας, με εύρος 3dB του κυρίου λοβού ίσο με 60^o και σχετικό ύψος πλευρικών λοβών ίσο με -3dB.



Σχήμα 4.10. Επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας ($N_{RP} = 6$)

2. Έξι μέσα σχετικά σφάλματα υπολογίζονται ως εξής:

$$e_{i,dw} = \frac{1}{160}\sum_{p=1}^{160} e_{i,p,dw} \qquad (i=1,2,3,4,5,6) \qquad (4.5)$$

όπου

$$e_{i,p,dw} = \left(\frac{U_{DES,i}(\phi_p) - U_{dw}(\phi_p)}{U_{DES,i}(\phi_p)} \right)^2, \qquad \phi_p \text{ στον κύριο λοβό} \quad (4.6\alpha)$$

$$e_{i,p,dw} = \begin{cases} \left(\dfrac{U_{DES,i}(\phi_p) - U_{dw}(\phi_p)}{U_{DES,i}(\phi_p)} \right)^2 & , U_{dw}(\phi_p) > U_{DES,i}(\phi_p) \\ 0 & , U_{dw}(\phi_p) < U_{DES,i}(\phi_p) \end{cases}, \ \phi_p \text{ αλλού} \quad (4.6\beta)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις, ο όρος $U_{dw}(\phi)$ παριστάνει το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας των (2.22), (2.24), όταν η ψηφιακή λέξη *dw* εισάγεται στο κύκλωμα τροφοδότησης της στοιχειοκεραίας, όπου

$$S(\theta = 90^o, \phi) = \sum_{m=1}^{M} c_m \exp(jkr_m \cos(\phi - \phi_m)) \qquad (4.7)$$

Οι (4.6α), (4.6β) εξασφαλίζουν τη δημιουργία κυρίου λοβού ίδιου με τον επιθυμητό και σχετικών πλευρικών μικρότερων ή ίσων από -3dB (σχήμα 4.10). Για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο εξάλλου, στις γωνίες του διαγράμματος ακτινοβολίας $U_{dw}(\phi)$ που αντιστοιχεί ύψος πλευρικών λοβών χαμηλότερο από -3dB, το σχετικό σφάλμα μεταξύ επιθυμητού και διαθέσιμου διαγράμματος τίθεται ίσο με μηδέν.

3. Οι συντελεστές επίδοσης $f_{i,dw}$ (*i*=1,2,3,4,5,6), για την ψηφιακή λέξη *dw* και το $i^{ο}$ επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας, υπολογίζονται από τη σχέση

$$f_{i,dw} = \frac{1}{1+\sqrt{e_{i,dw}}} \qquad (i=1,2,3,4,5,6) \qquad (4.8)$$

Όλες οι τιμές που ορίζονται από την (4.8) είναι κανονικοποιημένες μεταξύ 0 και 1.

4. Τα βήματα 2 και 3 επαναλαμβάνονται για κάθε ψηφιακή λέξη *dw* ($dw = 1,...,2^M - 1$).

5. Επιλέγεται το μέγιστο $f_{i,dw}$ για κάθε i, ανάμεσα στις $2^M - 1$ διαθέσιμες τιμές (*i*=1,2,3,4,5,6):

$$f_{i,\max} = \max\{f_{i,dw} : dw = 1,...,2^M - 1\} \qquad (i=1,2,3,4,5,6) \qquad (4.9)$$

6. Αφού ολοκληρωθεί η παραπάνω διαδικασία, η τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης καθορίζεται ως εξής:

$$of = \frac{6}{\dfrac{1}{f_{1,\max}} + \dfrac{1}{f_{2,\max}} + \dfrac{1}{f_{3,\max}} + \dfrac{1}{f_{4,\max}} + \dfrac{1}{f_{5,\max}} + \dfrac{1}{f_{6,\max}}} \qquad (4.10)$$

Η έκφραση στην (4.10) είναι κανονικοποιημένη μεταξύ 0 και 1 και αποτελεί τον αρμονικό μέσο των 6 μέγιστων τιμών των συντελεστών επίδοσης. Θεωρείται πιο αποτελεσματική από το άθροισμα $\sum_{i=1}^{6} f_{i,\max}$, καθώς λαμβάνει τις υψηλότερες τιμές της όταν και οι 6 συντελεστές επίδοσης λαμβάνουν τις υψηλότερες τιμές τους.

4.2.2.β Αριθμητικά Αποτελέσματα

Όλες οι επίπεδες στοιχειοκεραίες που παρουσιάζονται στη συνέχεια αποτελούνται από δίπολα $\lambda/2$, με ακτίνα $a = 0.001\lambda$. Κάθε δίπολο έχει τον άξονά του παράλληλο με τον άξονα z και το σημείο τροφοδότησης στο επίπεδο $x-y$, άρα $z_- = -(\lambda/4),\ z_+ = +(\lambda/4)$. Σε κάθε στοιχείο της εκάστοτε στοιχειοκεραίας συνδέεται RF διακόπτης και κύκλωμα p-i-n διόδου, ανάλογα με την κατάσταση της οποίας η τάση εισόδου ισούται με $V_m = V \cdot \exp(j \cdot \delta_m)$ ή λαμβάνει μηδενική τιμή. Για το κανονικοποιημένο διάνυσμα τάσεων **V** ισχύουν όσα αναπτύχθηκαν στην παράγραφο 4.2.1. Τα ρεύματα τροφοδότησης υπολογίζονται από τη (2.3).

Για την ικανοποίηση των απαιτήσεων που αφορούν στην κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου με $N_{RP} = 6$ διαγράμματα ακτινοβολίας, καθένα από τα οποία πρέπει να διαθέτει 3dB-beamwidth ίσο με 60^o και μέγιστο σχετικό ύψος πλευρικών λοβών κατώτερο από -3dB, χρησιμοποιήθηκαν ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες μεταγωγής με διάφορα πλήθη στοιχείων. Με τη βοήθεια του γενετικού αλγορίθμου που περιγράφηκε στην παράγραφο 4.2.2.α, προέκυψε η βέλτιστη λύση των 6 στοιχείων που απεικονίζεται στους πίνακες 4.5-4.7 [3]. Ο πίνακας 4.5 παρουσιάζει τους μέγιστους συντελεστές επίδοσης για κάθε επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας και την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης. Ο πίνακας 4.6 παραθέτει τις συντεταγμένες (x_m, y_m) και τις φάσεις δ_m των τάσεων τροφοδότησης κάθε στοιχείου. Ακόμη, ο πίνακας 4.7 συνοψίζει τα χαρακτηριστικά κάθε διαγράμματος ακτινοβολίας που προέκυψε από τη σχεδίαση και δίνει την ψηφιακή λέξη που οδήγησε σε αυτό.

Πίνακας 4.5. Συντελεστές επίδοσης διαγραμμάτων ακτινοβολίας για ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες 6 και 7 στοιχείων

Πλήθος στοιχείων	$f_{1,\max}$	$f_{2,\max}$	$f_{3,\max}$	$f_{4,\max}$	$f_{5,\max}$	$f_{6,\max}$	*of*
6	0.967	0.960	0.881	0.896	0.963	0.903	0.927
7	0.957	0.935	0.918	0.979	0.901	0.954	0.940

Παρατηρεί κανείς ότι τα χειρότερα διαγράμματα, όσον αφορά στο εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού, είναι το τρίτο, το τέταρτο και το έκτο, με τα δύο πρώτα να διαθέτουν πολύ παχύ λοβό και το τελευταίο λεπτότερο του αναμενόμενου. Αυτό είναι εμφανές και από τις τιμές του πίνακα 4.5. Επιπλέον, το τρίτο διάγραμμα εμφανίζει και τον υψηλότερο πλευρικό λοβό ($\mathrm{RSLL}_3 = -2.18\mathrm{dB}$), γι' αυτό αντιστοιχεί και στη μικρότερη $f_{i,\max}$ ($f_{3,\max} = 0.881$). Μια ακόμη τιμή πλευρικού λοβού είναι άνω των -3dB ($\mathrm{RSLL}_2 = -2.62\mathrm{dB}$), ενώ οι υπόλοιπες είναι μεν αποδεκτές (<-3dB), όχι όμως εξαιρετικές. Όσον αφορά στα 6 διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για τους συνδυασμούς ενεργών και

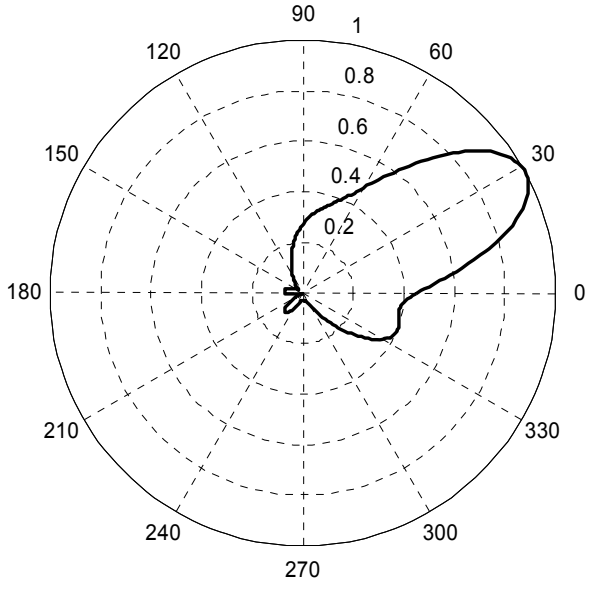
παρασιτικών στοιχείων που περιέχονται στον πίνακα 4.7, αυτά δίνονται από τη (2.24) και απεικονίζονται στα σχήματα 4.11-4.16 (σε κανονικοποιημένη μορφή). Το μέσο κέρδος τους, όπως δίνεται από τη μέγιστη τιμή της (2.25), αγγίζει τα 7.30dBi.

Πίνακας 4.6. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων

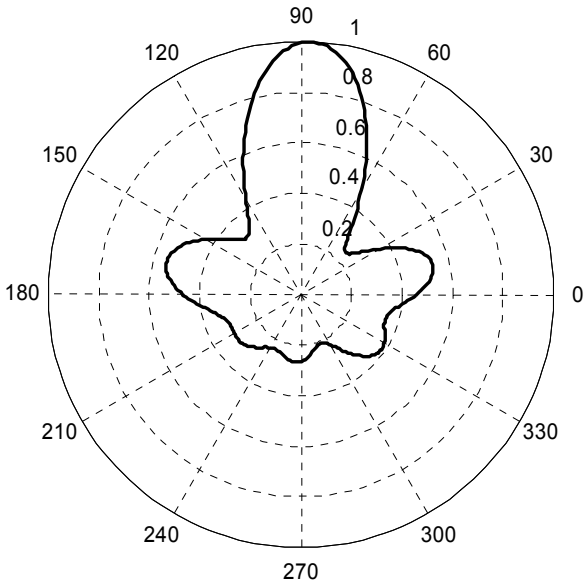
Στοιχείο	Θέση x_m (λ)	Θέση y_m (λ)	Φάση δ_m (^{o})
1	0.635	0.036	298.28
2	0.799	0.246	187.58
3	0.485	0.952	68.85
4	0.171	0.290	88.31
5	0.783	0.264	202.22
6	0.461	0.036	146.72

Πίνακας 4.7. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων

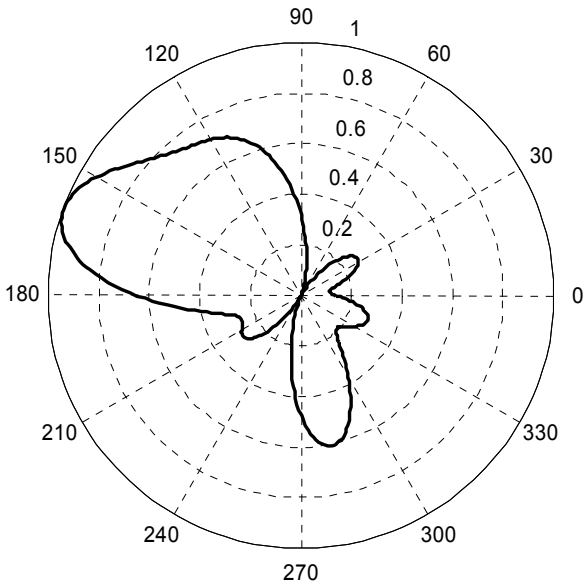
Ψηφιακή λέξη	φ_{max}(^{o})	φ_{-}(^{o})	φ_{+}(^{o})	$\Delta\varphi_{3dB}$(^{o})	RSLL (dB)
110010	28.75	3.01	58.62	55.61	-3.96
001000	87.78	60.79	116.85	56.06	-2.62
100110	159.97	99.03	185.06	86.03	-2.18
100101	215.20	146.58	236.47	89.89	-4.82
010001	274.12	237.77	301.38	63.61	-3.85
011000	337.85	309.36	358.82	49.46	-3.24



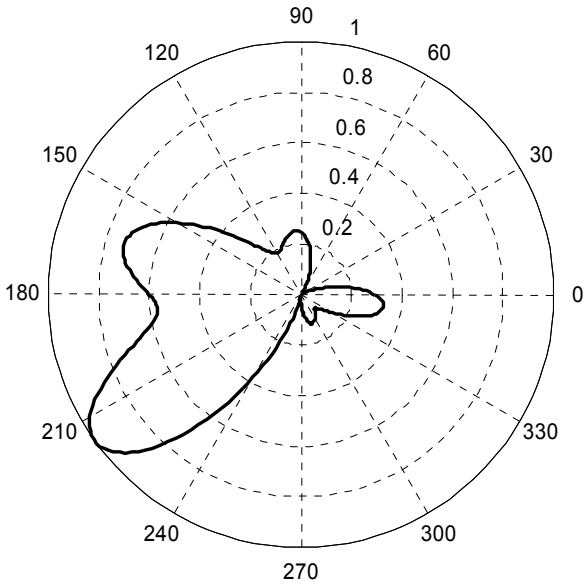
Σχήμα 4.11. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 28.75^o$ και ψηφιακή λέξη 110010



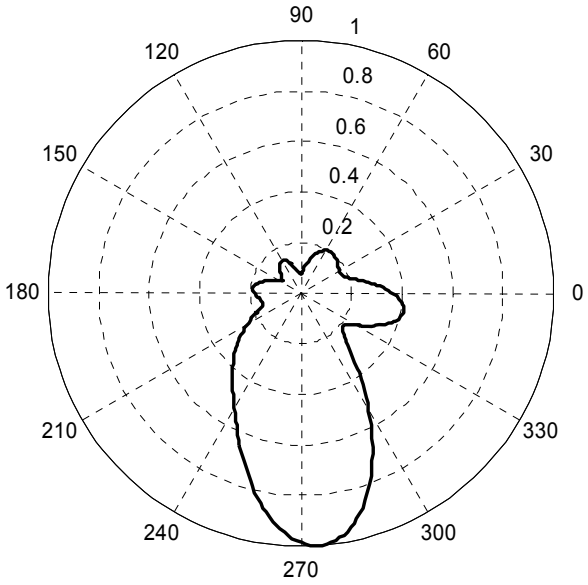
Σχήμα 4.12. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 87.78^{o}$ και ψηφιακή λέξη 001000



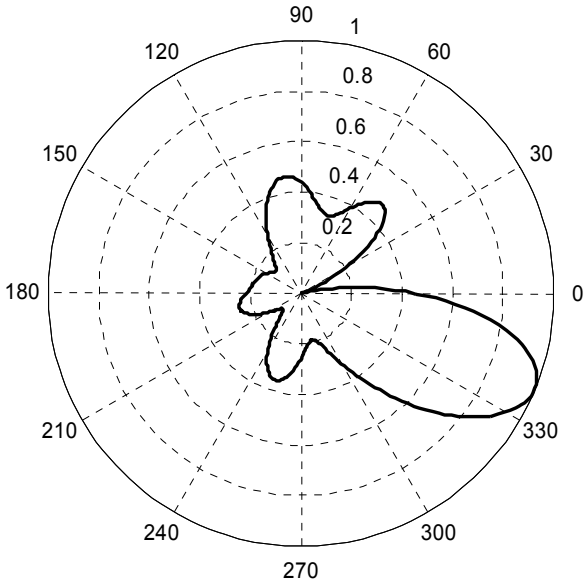
Σχήμα 4.13. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 159.97^{o}$ και ψηφιακή λέξη 100110



Σχήμα 4.14. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 215.20^{o}$ και ψηφιακή λέξη 100101

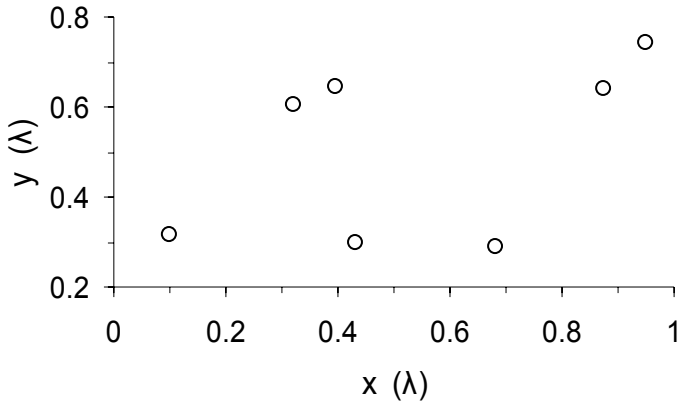


Σχήμα 4.15. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 274.12^{o}$ και ψηφιακή λέξη 010001



Σχήμα 4.16. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 337.85^{o}$ και ψηφιακή λέξη 011000

Αυξάνοντας τον αριθμό των στοιχείων από 6 σε 7 και χρησιμοποιώντας τον ίδιο γενετικό αλγόριθμο βελτιστοποίησης, η σχεδίαση οδήγησε σε νέα βέλτιστη λύση, που περιγράφεται στους πίνακες 4.5, 4.8 και 4.9 [3]. Το σχήμα 4.17 παρουσιάζει την κάτοψη της γεωμετρίας των διπόλων στο επίπεδο $x - y$.



Σχήμα 4.17. Κάτοψη γεωμετρίας της βέλτιστης ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο

Από τον πίνακα 4.5 παρατηρείται βελτίωση της τιμής της αντικειμενικής συνάρτησης που αντιστοιχεί στο άτομο με τις καλύτερες ιδιότητες (από 0.927 σε 0.940). Αυτό ισοδυναμεί με αύξηση της τιμής της χειρότερης (από 0.881 σε 0.901), της καλύτερης (από 0.967 σε 0.979) αλλά και της μέσης $f_{i,\max}$ (από 0.928 σε 0.941).

Με την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 7 στοιχείων, επιτεύχθηκαν πιο χαμηλές τιμές μεγίστου σχετικού ύψους πλευρικών λοβών (μέχρι και <-12dB) και εύρη 3dB του κυρίου λοβού πλησιέστερα στις 60^o, σε σύγκριση με τη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων. Είναι εμφανές από τον πίνακα 4.9 ότι η στοιχειοκεραία 7 στοιχείων εξασφαλίζει στενότερους κύριους λοβούς και χαμηλότερα ύψη πλευρικών λοβών, κάτι που καθίσταται ξεκάθαρο και από τον πίνακα 4.10. Επίσης, το συνολικό γωνιακό εύρος σε ολόκληρο το οριζόντιο επίπεδο που δεν καλύπτεται επαρκώς από ισχύ μεγαλύτερη ή ίση του μισού της μέγιστης κανονικοποιημένης είναι ίσο με 3.24^o για τη στοιχειοκεραία 7 στοιχείων, σε αντίθεση με 15.64^o για τη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων (πίνακας 4.7). Παρατηρεί κανείς ότι τα χειρότερα διαγράμματα της στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων, όσον αφορά στο εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού, είναι το τρίτο και το πέμπτο, αφού διαθέτουν λοβό παχύτερο του αναμενόμενου. Αυτό συνάγεται και από τις τιμές του πίνακα 4.5 ($f_{3,\max} = 0.918$ και $f_{5,\max} = 0.901$). Όλα τα διαγράμματα παρουσιάζουν πλευρικούς λοβούς που ικανοποιούν την προδιαγραφή της σχεδίασης (<-3dB).

Πίνακας 4.8. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 7 στοιχείων

Στοιχείο	Θέση x_m (λ)	Θέση y_m (λ)	Φάση δ_m (^{o})
1	0.683	0.291	24.26
2	0.875	0.640	149.80
3	0.950	0.743	20.47
4	0.433	0.299	272.15
5	0.101	0.317	154.17
6	0.395	0.646	253.12
7	0.323	0.603	327.94

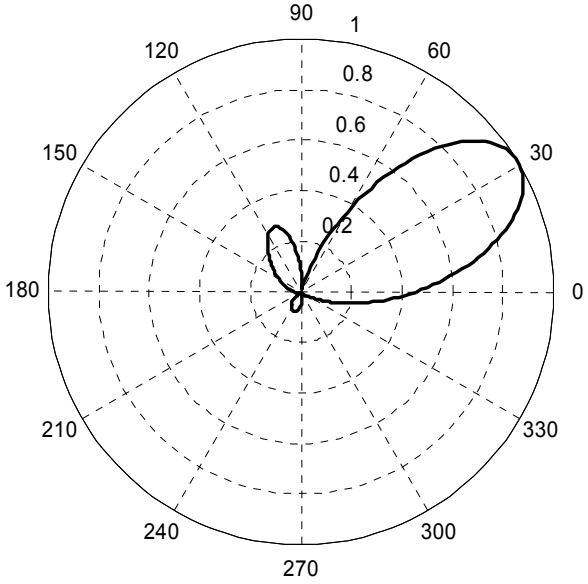
Πίνακας 4.9. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 7 στοιχείων

Ψηφιακή λέξη	φ_{max}(^{o})	φ_-(^{o})	φ_+(^{o})	$\Delta\varphi_{3dB}$(^{o})	RSLL (dB)
0110010	31.10	2.03	55.84	53.81	-5.56
0000011	89.18	54.89	114.85	59.96	-12.41
0000001	148.12	109.00	189.49	80.49	-3.32
0101100	211.98	180.71	239.96	59.25	-3.73
1100000	276.42	240.33	310.88	70.55	-8.94
1010000	332.43	305.29	359.16	53.87	-4.14

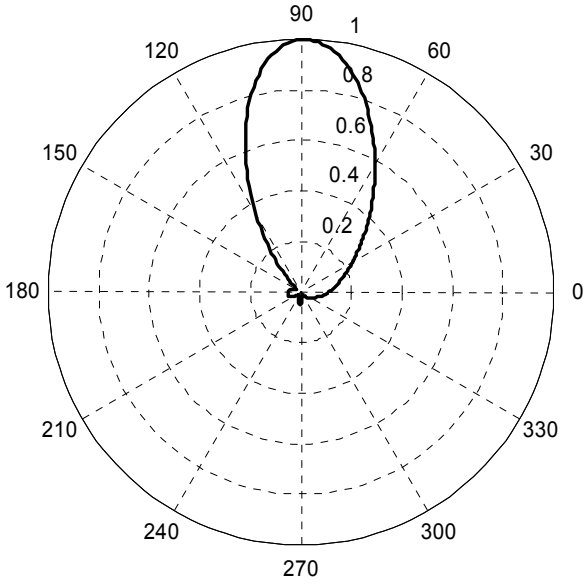
Πίνακας 4.10. Μέσο εύρος 3dB του κυρίου λοβού και μέσο επίπεδο πλευρικών λοβών για ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες 6 και 7 στοιχείων

Πλήθος στοιχείων	Μέσο $\Delta\varphi_{3dB}$(^{o})	Μέσο RSLL (dB)
6	66.78	-3.36
7	62.99	-5.38

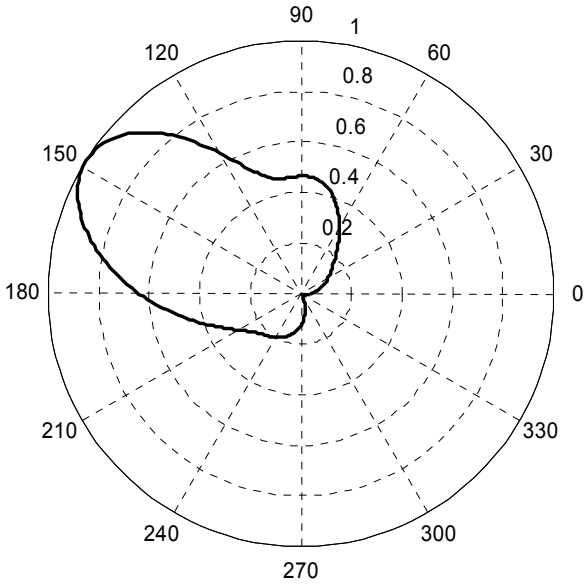
Όσον αφορά στα 6 διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για τους συνδυασμούς ενεργών και παρασιτικών στοιχείων που περιέχονται στον πίνακα 4.9, αυτά δίνονται από τη (2.24) και απεικονίζονται στα σχήματα 4.18-4.23 (σε κανονικοποιημένη μορφή). Το μέσο κέρδος τους είναι ιδιαίτερα αυξημένο, σε σύγκριση με την ευφυή στοιχειοκεραία 6 στοιχείων (7.30dBi), και αγγίζει τα 8.75dBi. Επομένως, με την προσθήκη ενός στοιχείου και την επανάληψη της διαδικασίας βελτιστοποίησης, προέκυψε λύση με ανώτερα χαρακτηριστικά σε όλους τους τομείς που ενδιαφέρουν τη σχεδίαση.



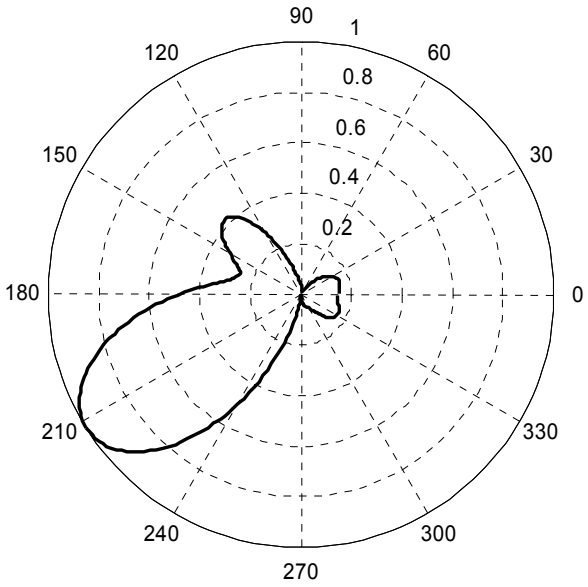
Σχήμα 4.18. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 31.10^{o}$ και ψηφιακή λέξη 0110010



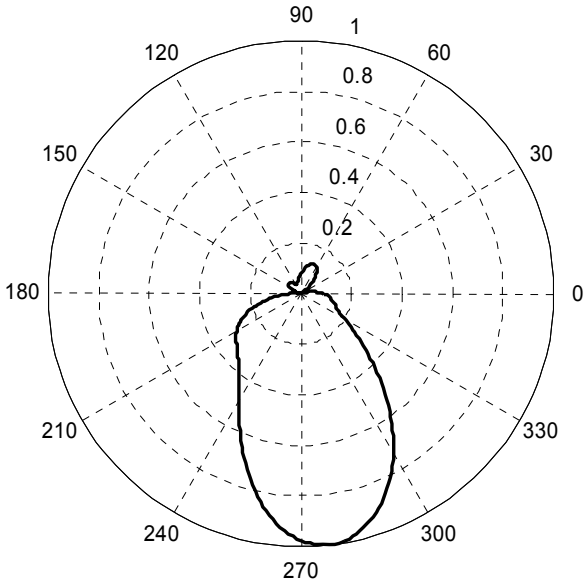
Σχήμα 4.19. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 89.18^{o}$ και ψηφιακή λέξη 0000011



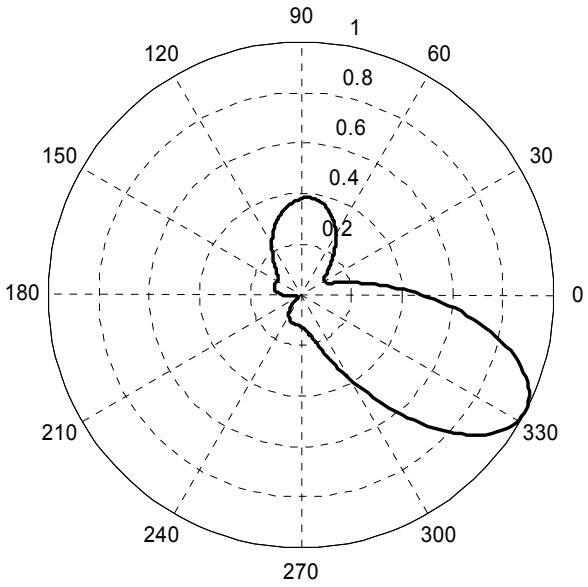
Σχήμα 4.20. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 148.12^{o}$ και ψηφιακή λέξη 0000001



Σχήμα 4.21. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 211.98^{o}$ και ψηφιακή λέξη 0101100



Σχήμα 4.22. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 276.42^{o}$ και ψηφιακή λέξη 1100000



Σχήμα 4.23. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο με $\phi_{\max} = 332.43^{o}$ και ψηφιακή λέξη 1010000

4.2.3 Προσαρμογή Ευφυών Επίπεδων Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής με τη Χρήση Επιπρόσθετων Παρασιτικών Στοιχείων και τη Μέθοδο των Γενετικών Αλγορίθμων

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζεται η σχεδίαση μιας ευφυούς επίπεδης συμμετρικής στοιχειοκεραίας 4 στοιχείων, ενός ενεργού και τριών παρασιτικών, η οποία καλύπτει το οριζόντιο επίπεδο με $N_{RP} = 4$ διαγράμματα ακτινοβολίας. Κάθε διάγραμμα πρέπει να διαθέτει γωνιακό εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού ίσο με 90^o και μέγιστο σχετικό ύψος δευτερευόντων λοβών κατώτερο από -3dB. Η ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας επιτυγχάνεται με κυκλική εναλλαγή της θέσης τροφοδότησης μεταξύ των 4 στοιχείων.

Ένα ζήτημα προς διερεύνηση στην παραπάνω περίπτωση αποτελεί η τιμή της αντίστασης εισόδου στο εκάστοτε τροφοδοτούμενο στοιχείο. Η αντίσταση εισόδου, Z_{in}, ενός διπόλου σε μια ευφυή στοιχειοκεραία δίνεται από τη σχέση

$$Z_{in} = \frac{V_m}{I_m} = R_{in} + jX_{in} \tag{4.11}$$

όπου V_m είναι η τάση τροφοδότησης του στοιχείου m, I_m το αντίστοιχο ρεύμα τροφοδότησης (βάσης), και $R_{in} = \mathrm{Re}(Z_{in}), X_{in} = \mathrm{Im}(Z_{in})$. Στην πράξη, επιδιώκεται η εξασφάλιση ωμικών τιμών για την αντίσταση εισόδου, ώστε να καθίσταται εφικτή η προσαρμογή της προς τη γραμμή μεταφοράς ή τον κυματοδηγό τροφοδότησης που εμφανίζουν ωμική χαρακτηριστική αντίσταση Z_0. Άλλωστε, το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου αντιπροσωπεύει κατανάλωση άεργου ισχύος στην κοντινή περιοχή της κεραίας. Επιπλέον, μεγάλες τιμές του $|X_{in}|$ επιβάλλουν πολύ υψηλή τάση τροφοδότησης για να επιτευχθεί η απαιτούμενη τιμή ισχύος ακτινοβολίας [5]. Η διαδικασία μέσω της οποίας το φανταστικό μέρος της Z_{in} μηδενίζεται σε μια ορισμένη συχνότητα f_0 καλείται συντονισμός της κεραίας. Πρακτικά, αρκεί το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου να μην υπερβαίνει μια προκαθορισμένη μικρή τιμή ε σε ένα εύρος συχνοτήτων, το οποίο ονομάζεται εύρος ζώνης συντονισμού Δf της κεραίας [5]. Επομένως:

$$|X_{in}(f)| \le \varepsilon \text{ για } f_0 - \frac{\Delta f}{2} \le f \le f_0 + \frac{\Delta f}{2} \tag{4.12}$$

Ένα άλλο σημαντικό μέγεθος που καθορίζει την προσαρμογή μιας κεραίας στη γραμμή μεταφοράς είναι ο συντελεστής ανάκλασης ρ_{in} στα άκρα τροφοδότησης, ο οποίος ισούται με

$$\rho_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \tag{4.13}$$

Ο λόγος στασίμων κυμάτων (Voltage Standing Wave Ratio, $VSWR$) συνδέεται με τον ρ_{in} μέσω της σχέσης

$$VSWR = \frac{1 + |\rho_{in}|}{1 - |\rho_{in}|} \tag{4.14}$$

Συνήθως αποδεκτές τιμές του $VSWR$ είναι <1.5 [5].

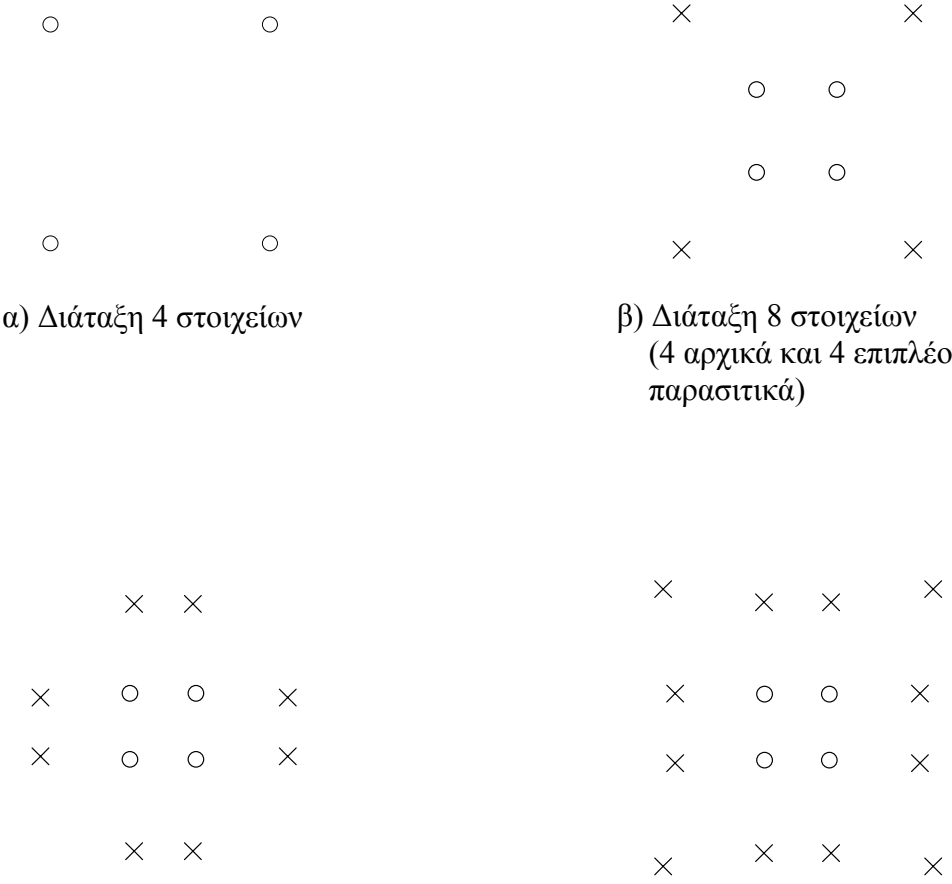
Στην περίπτωση που η αντίσταση εισόδου είναι διαφορετική από τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής, τότε ο συντελεστής ανάκλασης ρ_{in} λαμβάνει μη μηδενικές τιμές, οδηγώντας σε απώλεια ισχύος στην είσοδο της κεραίας. Το πρόβλημα μπορεί να λυθεί με τη χρήση προσαρμοστικών διατάξεων

(όπως το παράλληλο βραχυκυκλωμένο στέλεχος – stub), κάτι που ενδείκνυται για τις ευφυείς γραμμικές και επίπεδες στοιχειοκεραίες μεταγωγής που παρουσιάστηκαν στις παραγράφους 4.2.1 και 4.2.2, αντίστοιχα [1].

Εναλλακτική λύση για την επίτευξη προσαρμογής, η οποία τίθεται σε εφαρμογή στην απλή ευφυή στοιχειοκεραία των 4 στοιχείων που θα περιγραφεί στη συνέχεια, αποτελεί η συμμετρική τοποθέτηση παρασιτικών στοιχείων γύρω από την αρχική διάταξη. Ο ρόλος των στοιχείων αυτών πρέπει να περιορίζεται στην επιβολή επιθυμητής αντίστασης εισόδου στο εκάστοτε ενεργό στοιχείο, διατηρώντας τη συμμετρία της στοιχειοκεραίας και χωρίς να επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό τα χαρακτηριστικά του αρχικού διαγράμματος ακτινοβολίας [6].

4.2.3.α Απλή Ευφυής Επίπεδη Στοιχειοκεραία Τεσσάρων Στοιχείων

Η αρχική ευφυής επίπεδη στοιχειοκεραία αποτελείται από 4 δίπολα $\lambda/2$, παράλληλα με τον άξονα z, με ακτίνα $a = 0.001\lambda$. Η διάταξη των διπόλων στο επίπεδο $x-y$ σχηματίζει τετράγωνο με πλευρά ίση με 0.425λ (σχήμα 4.24α).



α) Διάταξη 4 στοιχείων

β) Διάταξη 8 στοιχείων (4 αρχικά και 4 επιπλέον παρασιτικά)

γ) Διάταξη 12 στοιχείων (4 αρχικά και 8 επιπλέον παρασιτικά)

δ) Διάταξη 16 στοιχείων (4 αρχικά και 12 επιπλέον παρασιτικά)

Σχήμα 4.24. Κάτοψη γεωμετρίας απλής διάταξης 4 στοιχείων (ένα ενεργό και τρία παρασιτικά, σύμβολα 'ο') και τριών σύνθετων διατάξεων 8, 12 και 16 στοιχείων (επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία, σύμβολα '×') για την προσαρμογή του ενεργού στοιχείου της αρχικής ευφυούς στοιχειοκεραίας 4 στοιχείων

Πρόκειται για μια συμμετρική στοιχειοκεραία ενός ενεργού και τριών παρασιτικών στοιχείων, με τάση τροφοδότησης σταθερού πλάτους στο εκάστοτε ενεργό και μηδενική φάση δ_m σε όλα τα στοιχεία. Για τη σχεδίασή της χρησιμοποιήθηκε δυαδικός γενετικός αλγόριθμος, με κάθε άτομο του πληθυσμού να παριστάνει το μήκος της πλευράς του τετραγώνου των διπόλων με κέντρα επί του επιπέδου $x-y$. Οι μηχανισμοί του γενετικού ήσαν παρόμοιοι με αυτούς των παραγράφων 4.2.1, 4.2.2. Όσο για την αντικειμενική συνάρτηση, διατηρήθηκε η φιλοσοφία της παραγράφου 4.2.2.α, με κάποιες τροποποιήσεις. Πιο συγκεκριμένα, υπήρχε ένα επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας (λόγω συμμετρίας τα υπόλοιπα προκύπτουν εναλλάσσοντας το ενεργό στοιχείο), με εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού ίσο με 90^o και μέγιστο σχετικό ύψος δευτερευόντων λοβών κατώτερο από -3dB. Η σχεδίαση διαγραμμάτων ακτινοβολίας συμμετρικών διατάξεων θα αναλυθεί εκτενώς σε επόμενη παράγραφο του τρέχοντος κεφαλαίου.

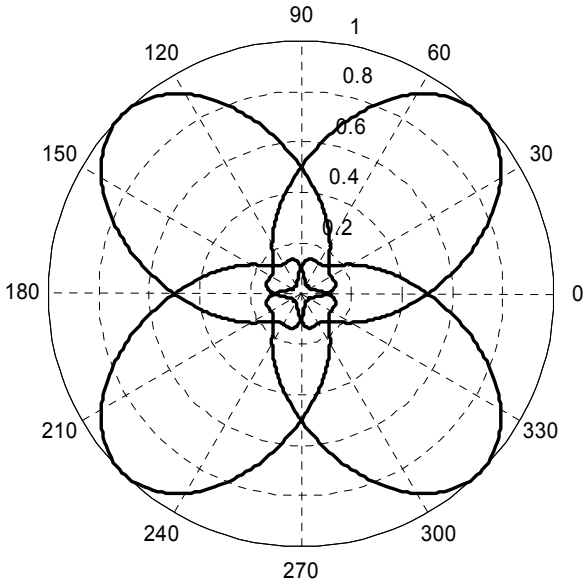
Η διαδικασία βελτιστοποίησης οδήγησε στη λύση των πινάκων 4.11, 4.12 και στα διαγράμματα ακτινοβολίας του σχήματος 4.25. Η ύπαρξη συμμετρίας είναι σαφής και αναμενόμενη και, ενώ περιορίζει τους συνδυασμούς τροφοδότησης της διάταξης (από 2^4-1 σε μόλις 4), επιτρέπει περαιτέρω παρεμβάσεις στην αρχική λύση για βελτίωση της τιμής της αντίστασης εισόδου. Πράγματι, η τελευταία ισούται με $Z_{in}=125.43+32.33j$ $(VSWR=1.84)$ και απέχει πολύ από τη χαρακτηριστική αντίσταση $(Z_0=75\Omega)$ της γραμμής μεταφοράς που τροφοδοτεί το εκάστοτε ενεργό στοιχείο. Η επιλογή της παραπάνω τιμής για τη Z_0 οφείλεται από φυσικής άποψης στην ιδία αντίσταση των διπόλων $\lambda/2$, η οποία έχει πραγματικό μέρος $R_{in}\cong 73\Omega$ και επομένως τείνει με μεγαλύτερη ευκολία σε τιμές πλησιέστερα στα 75Ω.

Πίνακας 4.11. Συντεταγμένες για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 4 στοιχείων

Στοιχείο	Θέση x_m (λ)	Θέση y_m (λ)
1	0	0
2	0	0.425
3	0.425	0
4	0.425	0.425

Πίνακας 4.12. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 4 στοιχείων

Ψηφιακή λέξη	$\varphi_{max}(^o)$	$\varphi_-(^o)$	$\varphi_+(^o)$	$\Delta\varphi_{3dB}(^o)$	RSLL (dB)
0001	45	-0.1	90.1	90.2	-8.48
0100	135	89.9	180.1	90.2	-8.48
1000	225	179.9	270.1	90.2	-8.48
0010	315	269.9	360.1	90.2	-8.48



Σχήμα 4.25. Διαγράμματα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης συμμετρικής στοιχειοκεραίας 4 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο

4.2.3.β Προσαρμογή με την Προσθήκη Παρασιτικών Στοιχείων

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, η αντίσταση εισόδου της ευφυούς επίπεδης συμμετρικής στοιχειοκεραίας 4 στοιχείων διαφέρει από την επιδιωκόμενη τιμή και είναι αναγκαία στο σημείο αυτό η εισαγωγή μιας διαδικασίας προσαρμογής. Για το σκοπό αυτό, ένας αριθμός όμοιων παρασιτικών διπόλων, μήκους $\lambda/2$ και ακτίνας $a = 0.001\lambda$, τοποθετήθηκαν γύρω από την αρχική διάταξη, με τέτοιο τρόπο ώστε να διατηρείται η συμμετρία. Οι άξονές τους ήσαν παράλληλοι με τον άξονα z και τα κέντρα τους επί του επιπέδου $x-y$. Πρέπει να τονιστεί ότι η ύπαρξη συμμετρίας διευκόλυνε κατά πολύ την επιτυχή έκβαση αυτής της προσπάθειας, καθώς περιόρισε σε μόλις μία τη ζητούμενη αντίσταση εισόδου, ενώ στις προηγούμενες μη-συμμετρικές επίπεδες διατάξεις υπήρχαν περισσότερες από μία προς βελτιστοποίηση τιμές Z_{in} για κάθε ψηφιακή λέξη. Γι' αυτό σημειώθηκε ότι σε εκείνες τις περιπτώσεις το πρόβλημα μπορεί να λυθεί με τη χρήση κατάλληλων προσαρμοστικών διατάξεων.

Επιστρέφοντας στην προσθήκη παρασιτικών στοιχείων, είναι απαραίτητο να εξηγηθεί η φιλοσοφία αυτής της διαδικασίας. Τα παρασιτικά στοιχεία δεν τροφοδοτούνται, επομένως δεν εισάγουν επιπλέον προβλήματα μη προσαρμοσμένων αντιστάσεων εισόδου. Ακόμη, επηρεάζουν λιγότερο ισχυρά το διάγραμμα ακτινοβολίας από ότι αντίστοιχο πλήθος ενεργών στοιχείων, προσφέρουν όμως τους επιπρόσθετους βαθμούς ελευθερίας που απαιτούνται για τη ρύθμιση της αντίστασης εισόδου στην επιθυμητή τιμή της. Για όλους τους παραπάνω λόγους, τα στοιχεία αυτά τοποθετήθηκαν συμμετρικά σε σχέση με το αρχικό τετράγωνο και σε περιοχές που να εξασφαλίζουν, κατά το δυνατόν, ικανοποιητικά διαγράμματα ακτινοβολίας. Ο αριθμός των επιπρόσθετων παρασιτικών στοιχείων ελήφθη ίσος με 4, 8 και 12, έως ότου επιτευχθεί

προσαρμογή και αποδεκτά διαγράμματα ακτινοβολίας. Σε κάθε περίπτωση, οι προσεγγιστικές θέσεις των στοιχείων αυτών εντοπίζονταν μετά από δοκιμές, με στόχο τα καλύτερα δυνατά (λιγότερο αλλοιωμένα) διαγράμματα ακτινοβολίας. Οι ακριβείς θέσεις των παρασιτικών στοιχείων επιλέγονταν από γενετικό αλγόριθμο, αποσκοπώντας στην επίτευξη προσαρμογής του ενεργού στοιχείου. Ο γενετικός αλγόριθμος που χρησιμοποιήθηκε διέθετε τα ακόλουθα χαρακτηριστικά [6]:

- Αντικειμενική συνάρτηση:

$$of = -\left|Z_{in} - 75\right| \tag{4.15}$$

όπου Z_{in} είναι η αντίσταση εισόδου του ενεργού στοιχείου. Πρόκειται για μια συνάρτηση ελαχιστοποίησης της απόλυτης τιμής με τη μεγιστοποίηση του αντιθέτου της τιμής αυτής. Έτσι, η (4.15) έχει ως άνω όριο την τιμή 0, την οποία λαμβάνει όταν $Z_{in} = 75\Omega$. Αντίθετα, όσο πιο πολύ απέχει η αντίσταση εισόδου από την επιθυμητή τιμή της, τόσο μικρότερη τιμή αντιστοιχεί στην αντικειμενική συνάρτηση. Για παράδειγμα, η Z_{in} της ευφυούς επίπεδης συμμετρικής στοιχειοκεραίας 4 στοιχείων οδηγεί σε $of = -59.90$.

- Διασταύρωση ενός σημείου ($p_c = 0.8$) και δυαδική μετάλλαξη ($p_m = 0.05$), όπως αυτές περιγράφονται στην παράγραφο 4.2.1.α. Όσον αφορά στο μηχανισμό επιλογής, χρησιμοποιήθηκε κανονικοποιημένη γεωμετρική κατάταξη (normalized geometric ranking), για να επιτρέψει τη χρήση αντικειμενικής συνάρτησης της μορφής (4.15). Πρόκειται για μια συνάρτηση που λαμβάνει αρνητικές τιμές, άρα η επιλογή με τον τροχό της ρουλέτας δεν ενδείκνυται (παράγραφος 3.2.3.α). Σύμφωνα με αυτή τη μέθοδο επιλογής με κατάταξη, ορίζεται πιθανότητα P_i για κάθε άτομο ως εξής [2]:

$$P_i = q'\left(1-q\right)^{r-1} \tag{4.16}$$

όπου P_{size} το μέγεθος του πληθυσμού, $q = 0.08$ η πιθανότητα επιλογής του καλύτερου ατόμου (όταν $P_{size} \to \infty$), r η σειρά κατάταξης του ατόμου ($r = 1$ για το καλύτερο) και

$$q' = \frac{q}{1-\left(1-q\right)^{P_{size}}} \tag{4.17}$$

- Σύνολο 100 γενιών των 30 ατόμων η καθεμιά.

Στην περίπτωση των 4 επιπρόσθετων παρασιτικών στοιχείων, τοποθετήθηκε ένα στοιχείο στην περιοχή καθενός από τα στοιχεία του αρχικού τετραγώνου (σχήμα 4.24β, σύμβολα ‘ο’). Μετά από δοκιμές, τα καλύτερα διαγράμματα ακτινοβολίας με αυτή την ευφυή στοιχειοκεραία των 8 στοιχείων (ένα ενεργό και επτά παρασιτικά) προέκυψαν όταν τα επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία (σχήμα 4.24β, σύμβολα ‘×’) βρίσκονταν κατά προσέγγιση στις προεκτάσεις των διαγωνίων του αρχικού τετραγώνου. Για την εξεύρεση των ακριβών θέσεων των στοιχείων αυτών, με στόχο την επίτευξη ικανοποιητικής αντίστασης εισόδου, χρησιμοποιήθηκε ο γενετικός που περιγράφηκε προηγουμένως, με βέλτιστη τιμή αντικειμενικής $of = -31.79$ και αντίστοιχη $Z_{in} = 102.09 + 16.63j$ (πίνακας 4.13). Οι θέσεις των στοιχείων περιέχονται στον πίνακα 4.14 και το διάγραμμα ακτινοβολίας που καλύπτει το πρώτο τεταρτημόριο και προκύπτει με τροφοδότηση του στοιχείου 4 απεικονίζεται στο σχήμα 4.26 (τα άλλα τρία διαγράμματα είναι συμμετρικά, όπως και στο σχήμα 4.25). Είναι φανερό ότι η βελτίωση της Z_{in} και του αντίστοιχου *VSWR* (<1.5) συνοδεύτηκε με σημαντική επιδείνωση των χαρακτηριστικών του διαγράμματος ακτινοβολίας, το οποίο κατευθύνει μεγάλο

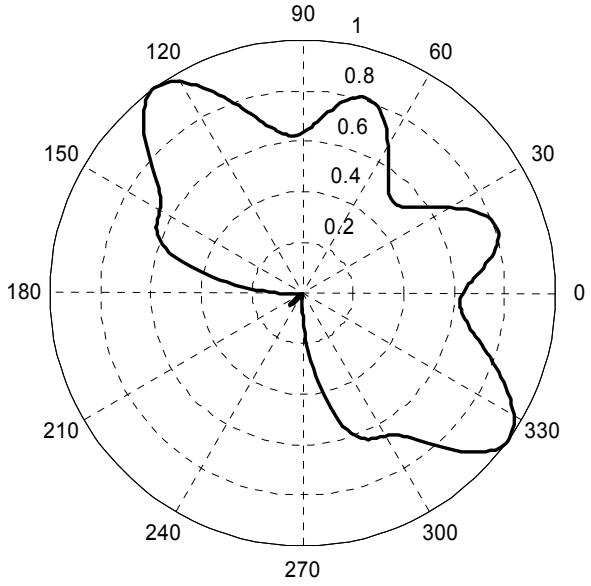
ποσοστό της ακτινοβολούμενης ισχύος στο δεύτερο και τέταρτο τεταρτημόριο. Έτσι, και καθώς το διάγραμμα του σχήματος 4.26 ήταν το καλύτερο δυνατό για τη συγκεκριμένη διάταξη, κρίθηκε απαραίτητη η προσθήκη 4 ακόμη παρασιτικών στοιχείων για τη βελτίωση του διαγράμματος ακτινοβολίας αλλά και της αντίστασης εισόδου [6].

Πίνακας 4.13. Τιμές αντίστασης εισόδου και αντικειμενικής συνάρτησης για τις ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες 4, 8, 12 και 16 στοιχείων

Πλήθος στοιχείων	Z_{in}	***VSWR***	***of***
4	125.43+32.33*j*	1.84	-59.90
8	102.09+16.63*j*	1.44	-31.79
12	75.35-1.77*j*	1.02	-1.80
16	75.09+0.11*j*	1.00	-0.14

Πίνακας 4.14. Συντεταγμένες για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 8 στοιχείων, με 4 επιπρόσθετα παρασιτικά (5-8)

Στοιχείο	**Θέση x_m (λ)**	**Θέση y_m (λ)**
1	0	0
2	0	0.425
3	0.425	0
4	0.425	0.425
5	-0.395	-0.395
6	-0.395	0.820
7	0.820	-0.395
8	0.820	0.820



Σχήμα 4.26. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 8 στοιχείων (4 επιπρόσθετα παρασιτικά) στο πρώτο τεταρτημόριο του οριζοντίου επιπέδου για ψηφιακή λέξη 00010000

Στην περίπτωση των 8 επιπρόσθετων παρασιτικών, τοποθετήθηκαν δύο στοιχεία στην περιοχή καθενός από τα στοιχεία του αρχικού τετραγώνου, και πιο συγκεκριμένα κατά προσέγγιση στις προεκτάσεις των πλευρών του (σχήμα 4.24γ). Αυτές οι περιοχές τιμών αντιστοιχούσαν στα λιγότερο αλλοιωμένα διαγράμματα ακτινοβολίας, σε σχέση πάντα με το σχήμα 4.25. Για την εξεύρεση των βέλτιστων θέσεων των 8 παρασιτικών στοιχείων χρησιμοποιήθηκε ο ίδιος γενετικός με προηγουμένως, με ανώτερη τιμή αντικειμενικής $of = -1.80$ και αντίστοιχη $Z_{in} = 75.35 - 1.77\,j$ (πίνακας 4.13). Η ακριβής λύση περιέχεται στον πίνακα 4.15 και το διάγραμμα ακτινοβολίας που καλύπτει το πρώτο τεταρτημόριο απεικονίζεται στο σχήμα 4.27. Παρόλο που η αντίσταση εισόδου είχε γίνει σχεδόν ίση με τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής ($VSWR = 1.02$), το διάγραμμα ακτινοβολίας εξακολουθούσε να παρουσιάζει βύθισμα στην προβλεπόμενη περιοχή μεγίστου. Για το λόγο αυτό, προστέθηκαν 4 ακόμη παρασιτικά στοιχεία και επαναλήφθηκε η ίδια διαδικασία για την ευφυή στοιχειοκεραία των 16 στοιχείων (με πάντα μόνο ένα ενεργό) [6].

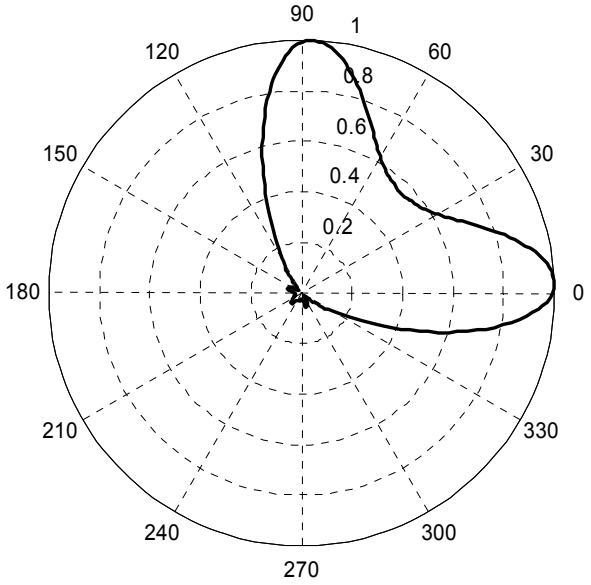
Πίνακας 4.15. Συντεταγμένες για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 12 στοιχείων, με 8 επιπρόσθετα παρασιτικά (5-12)

Στοιχείο	**Θέση x_m (λ)**	**Θέση y_m (λ)**
1	0	0
2	0	0.425
3	0.425	0
4	0.425	0.425
5	-0.584	0.022
6	-0.584	0.403
7	0.022	-0.584
8	0.022	1.009
9	0.403	-0.584
10	0.403	1.009
11	1.009	0.022
12	1.009	0.403

Στο σχήμα 4.24δ απεικονίζεται η διάταξη των 16 διπόλων στο οριζόντιο επίπεδο, οι ακριβείς θέσεις των οποίων παρουσιάζονται στον πίνακα 4.16. Είναι σαφής η συμμετρία της διάταξης, ενώ τα βραχυκυκλωμένα στοιχεία τοποθετήθηκαν ανά τρία στη γειτονιά καθενός από τα στοιχεία που συνιστούσαν την αρχική τετράδα (ένα σε ευθεία παράλληλη με τον x, ένα σε ευθεία παράλληλη με τον y, και ένα στη διαγώνιο). Το διάγραμμα ακτινοβολίας που προέκυψε είναι αρκετά ικανοποιητικό (σχήμα 4.28) και η τιμή της Z_{in} διατηρήθηκε στα επίπεδα των 75Ω, αποδίδοντας την εντυπωσιακή τιμή για το λόγο στασίμων κυμάτων $VSWR \cong 1$.

Συνοψίζοντας τα χαρακτηριστικά της διαδικασίας βελτιστοποίησης που περιγράφηκε στην τρέχουσα παράγραφο, υπογραμμίζεται ότι πρόκειται για έναν υβριδικό συνδυασμό δοκιμών και γενετικού αλγορίθμου. Οι δοκιμές καθορίζουν την περιοχή του επιπέδου που αναμένεται να κινηθούν τα επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία προκαθορισμένου πλήθους, για την ελαχιστοποίηση της απόκλισης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας από τη μορφή του σχήματος 4.25. Εν συνεχεία, ο

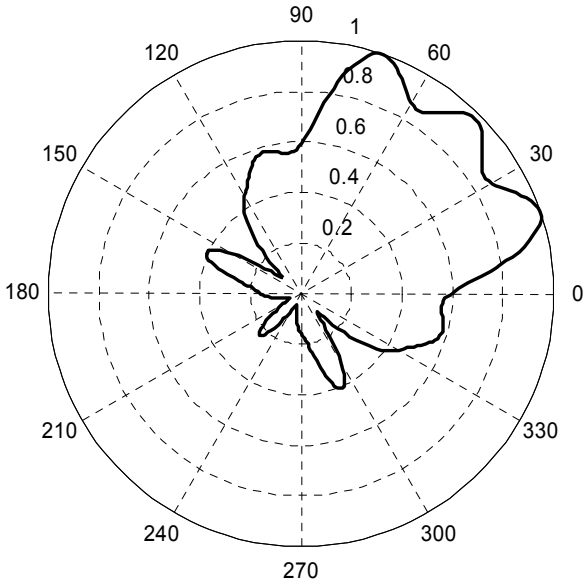
γενετικός αποφασίζει για τις βέλτιστες θέσεις των στοιχείων αυτών, ώστε να επιτευχθεί προσαρμογή της αντίστασης εισόδου στην τιμή των 75Ω. Η διαδικασία αυτή οδήγησε στην προσθήκη 12 παρασιτικών στοιχείων στην αρχική διάταξη ενός ενεργού και τριών βραχυκυκλωμένων στοιχείων. Τελικά, η ευφυής στοιχειοκεραία των 16 στοιχείων διατήρησε τη συμμετρία και μέχρις ενός σημείου τα χαρακτηριστικά των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, ενώ συνετέλεσε και στην επίτευξη προσαρμογής του εκάστοτε ενεργού στοιχείου [6].



Σχήμα 4.27. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 12 στοιχείων (8 επιπρόσθετα παρασιτικά) στο πρώτο τεταρτημόριο του οριζοντίου επιπέδου για ψηφιακή λέξη 000100000000

Πίνακας 4.16. Συντεταγμένες για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 16 στοιχείων, με 12 επιπρόσθετα παρασιτικά (5-16)

Στοιχείο	**Θέση x_m (λ)**	**Θέση y_m (λ)**
1	0	0
2	0	0.425
3	0.425	0
4	0.425	0.425
5	-0.595	-0.011
6	-0.595	0.436
7	-0.011	-0.595
8	-0.011	1.020
9	0.436	-0.595
10	0.436	1.020
11	1.020	-0.011
12	1.020	0.436
13	-0.679	-0.679
14	-0.679	1.104
15	1.104	-0.679
16	1.104	1.104



Σχήμα 4.28. Διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 16 στοιχείων (12 επιπρόσθετα παρασιτικά) στο πρώτο τεταρτημόριο του οριζοντίου επιπέδου για ψηφιακή λέξη 0001000000000000

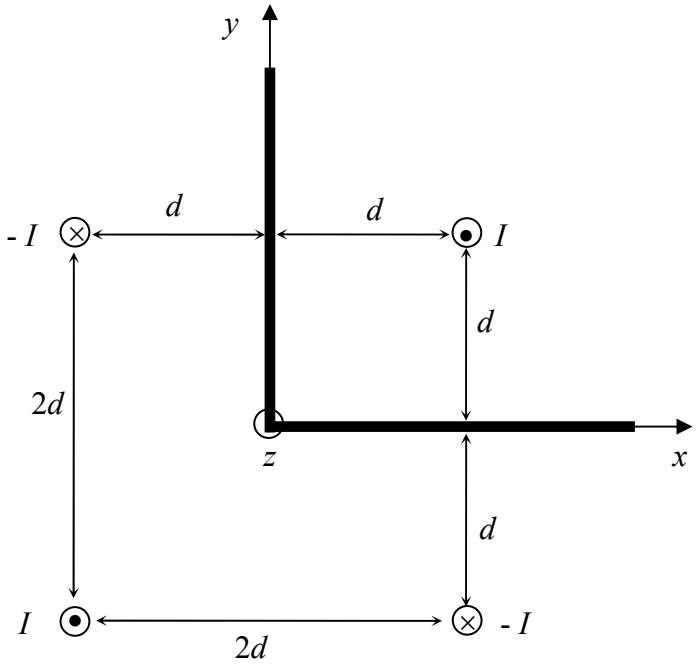
4.2.4 Γενετική Σχεδίαση Ευφυών Επίπεδων Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής Παρουσία Δύο Κάθετων Τέλεια Αγώγιμων Πλακών

Στην παράγραφο 4.2.2 αναπτύχθηκε η διαδικασία σχεδίασης ευφυών, μη-συμμετρικών, επίπεδων στοιχειοκεραιών μεταγωγής με τη μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων. Στόχος της σχεδίασης υπήρξε η κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου με 6 διαγράμματα ακτινοβολίας, καθένα από τα οποία διέθετε εύρος 3dB του κυρίου λοβού ίσο με 60^o και μέγιστο σχετικό ύψος δευτερευόντων λοβών χαμηλότερο από -3dB.

Στην παρούσα παράγραφο τροποποιούνται οι σχεδιαστικές απαιτήσεις. Πιο συγκεκριμένα, εισάγεται η έννοια των τέλεια αγώγιμων ημιάπειρων πλακών, οι οποίες, αν τοποθετηθούν κάθετα μεταξύ τους, περιορίζουν το οριζόντιο επίπεδο σε ένα τεταρτημόριο. Στην προκειμένη περίπτωση, επιλέγεται η χρησιμοποίηση δύο τέτοιων πλακών, με την πρώτη να εκτείνεται στο ημιεπίπεδο $x-z$ και τη δεύτερη στο ημιεπίπεδο $y-z$ (σχήμα 4.29). Οι στοιχειοκεραίες που παρουσιάζονται στη συνέχεια αποτελούνται από δίπολα $\lambda/2$, με ακτίνα $a=0.001\lambda$. Κάθε δίπολο έχει τον άξονά του παράλληλο με τον άξονα z και το σημείο τροφοδότησης στο επίπεδο $x-y$, άρα $z_- = -(\lambda/4)$, $z_+ = +(\lambda/4)$. Όσον αφορά στην τάση τροφοδότησης, ισχύουν τα γνωστά: ανάλογα με την κατάσταση του RF διακόπτη, η τάση εισόδου ισούται με $V_m = V \cdot \exp(j \cdot \delta_m)$ ή λαμβάνει μηδενική τιμή.

Για την ανάλυση των στοιχειοκεραιών που περιγράφονται παραπάνω χρησιμοποιείται η θεωρία των ειδώλων, η οποία ισχύει για τέλεια αγώγιμες πλάκες με άπειρες διαστάσεις [5]. Είναι σαφές ότι σε πρακτικές εφαρμογές είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί κάτι τέτοιο, όμως για τη θεωρητική προσέγγιση των ευφυών στοιχειοκεραιών αυτής της παραγράφου υποτίθεται ότι πληρούνται οι

απαραίτητες προϋποθέσεις. Είναι αυτονόητο ότι τα θεωρητικά αποτελέσματα συμπίπτουν με τα αντίστοιχα πειραματικά όταν η αγωγιμότητα της εκάστοτε πλάκας είναι πολύ μεγάλη, δεν εμφανίζει ασυνέχειες (σε σχέση με το μήκος κύματος λ) και οι διαστάσεις της είναι κατά πολύ μεγαλύτερες του λ.



Σχήμα 4.29. Κάτοψη γεωμετρίας διπόλου παράλληλου προς σύστημα δύο κάθετων, τέλεια αγώγιμων πλακών και ισοδύναμα ρεύματα των ειδώλων

Επιστρέφοντας στο σχήμα 4.29, προκύπτει ότι για κάθε δίπολο παράλληλο με τον άξονα z που διαρρέεται από ρεύμα I, η θεωρία των ειδώλων προβλέπει συνολικά 3 είδωλα. Αυτά είναι συμμετρικά τοποθετημένα ως προς τα δύο αγώγιμα ημιεπίπεδα και με ισοδύναμα ρεύματα που φαίνονται στο σχήμα. Τα 4 δίπολα υποκαθιστούν τις αγώγιμες πλάκες και συνιστούν μια επίπεδη στοιχειοκεραία 4 στοιχείων. Επομένως, κάθε επίπεδη στοιχειοκεραία M διπόλων, τοποθετημένων όπως στο σχήμα 4.29, ισοδυναμεί με στοιχειοκεραία αποτελούμενη από $4M$ στοιχεία, η οποία υφίσταται στο χώρο δίχως την παρουσία των δύο κάθετων αγώγιμων πλακών. Το κανονικοποιημένο διάνυσμα τάσεων $\mathbf{V}'$ της διευρυμένης στοιχειοκεραίας δίνεται από τη σχέση

$$\mathbf{V}' = \left[\mathbf{V}^T \quad -\mathbf{V}^T \quad \mathbf{V}^T \quad -\mathbf{V}^T\right]^T \tag{4.18}$$

Οι υποπίνακες $\mathbf{V}^T$ αφορούν στα ρεύματα του πρώτου και τρίτου τεταρτημορίου, ενώ οι $-\mathbf{V}^T$ σε εκείνα του δεύτερου και τέταρτου τεταρτημορίου. Τα ρεύματα τροφοδότησης υπολογίζονται από τη (2.3), όπου ο πίνακας $\mathbf{Z}$ εκφράζει τις ίδιες και αμοιβαίες αντιστάσεις της στοιχειοκεραίας των $4M$ στοιχείων. Όσο για το διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο, ισχύουν οι (2.24) και (4.7), με τη διαφορά ότι όπου $M \to 4M$ και $0 \le \phi \le \pi/2$.

Μέχρι εδώ αναλύθηκαν τα κύρια χαρακτηριστικά των ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής παρουσία δύο κάθετων τέλεια αγώγιμων επιπέδων. Στη συνέχεια, θα περιγραφούν οι νέοι σχεδιαστικοί ορίζοντες που ανοίγονται για την αξιοποίηση των ιδιοτήτων τους. Στο πλαίσιο αυτό, θα γίνει μια προσπάθεια αντικατάστασης μιας κεραίας σταθμού βάσης δικτύου BWA (Broadband Wireless Access) [7-8],

που καλύπτει το πρώτο τεταρτημόριο με λοβό εύρους 90^o, με μια κεραία του παραπάνω τύπου. Η τελευταία όχι μόνο θα παρέχει ένα διάγραμμα ακτινοβολίας της ίδιας μορφής και του ίδιου κέρδους με την αρχική για λόγους σηματοδοσίας, αλλά και θα διαιρεί το πρώτο τεταρτημόριο σε τρεις τομείς εύρους 30^o ο καθένας, τους οποίους θα καλύπτει με διαγράμματα αυξημένου κέρδους για εξυπηρέτηση της κίνησης. Κατ' αυτόν τον τρόπο θα διατηρείται η ήδη υπάρχουσα ραδιοκάλυψη, με ταυτόχρονη δυνατότητα επιλογής τριών ακόμη λοβών, οι οποίοι θα μεταδίδουν πληροφορία προσφέροντας μεγαλύτερο λόγο σήματος προς θόρυβο στους αντίστοιχους χρήστες. Κάτι τέτοιο ισοδυναμεί είτε με αύξηση της ραδιοκάλυψης στον εν λόγω τομέα για την ίδια ποιότητα υπηρεσίας είτε με βελτίωση της ποιότητας υπηρεσίας για την ίδια περιοχή κάλυψης. Η αύξηση της λαμβανόμενης ισχύος κατά τη διάρκεια της μετάδοσης πληροφορίας μπορεί να αξιοποιηθεί για βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης σε δίκτυα BWA, με τη χρησιμοποίηση κατάλληλου σχήματος διαμόρφωσης (π.χ., 16-QAM ή 64-QAM για πληροφορία και 4-QAM για σηματοδοσία).

Συνοψίζοντας, και με την υπόθεση ότι η αρχική κεραία εμφανίζει κέρδος 11dBi, στόχος της σχεδίασης είναι η επίτευξη ενός διαγράμματος με εύρος 3dB ίσο με 90^o και κέρδος 11dBi και τριών ακόμη διαγραμμάτων με αντίστοιχο εύρος ίσο με 30^o και κέρδος 15dBi το καθένα. Σε όλες τις περιπτώσεις απαιτείται μέγιστο σχετικό ύψος δευτερευόντων λοβών χαμηλότερο από -3dB. Η δυνατότητα ικανοποίησης ιδιαίτερα αυξημένων τιμών κέρδους εξασφαλίζεται σε ένα βαθμό από την ύπαρξη των ανακλαστικών επιπέδων, αφού χωρίς αυτά το μέσο κέρδος των ευφυών επίπεδων στοιχειοκεραιών μεταγωγής 6 και 7 στοιχείων είχε προκύψει ίσο με 7.30dBi και 8.75dBi, αντίστοιχα (παράγραφος 4.2.2.β).

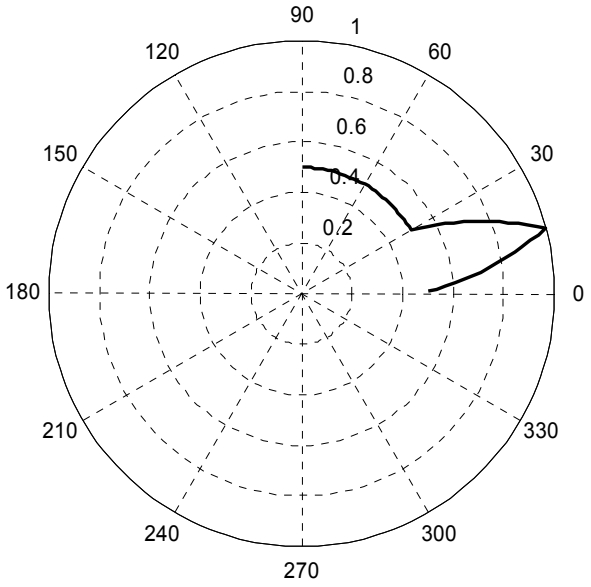
4.2.4.α Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου

Ο γενετικός αλγόριθμος που υλοποιήθηκε για τη σχεδίαση της ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας που περιγράφηκε νωρίτερα είναι ο ίδιος με αυτόν της παραγράφου 4.2.2.α. Επομένως, χρησιμοποιήθηκε επιλογή με τον τροχό της ρουλέτας, διασταύρωση ενός σημείου, $p_c = 0.8$, δυαδική μετάλλαξη, $p_m = 0.04$, καθώς και 100 γενιές των 30 ατόμων η καθεμιά. Τα άτομα του πληθυσμού αποτέλεσαν δυαδικές απεικονίσεις των συντεταγμένων των κέντρων των στοιχείων επί του οριζοντίου επιπέδου και των φάσεων των τάσεων τροφοδότησης. Τα πλάτη των τάσεων τροφοδότησης θεωρήθηκαν ίσα. Για την επιλογή της αντικειμενικής συνάρτησης, τέθηκε ως βάση η φιλοσοφία της παραγράφου 4.2.2.α, με όλες τις απαραίτητες τροποποιήσεις.

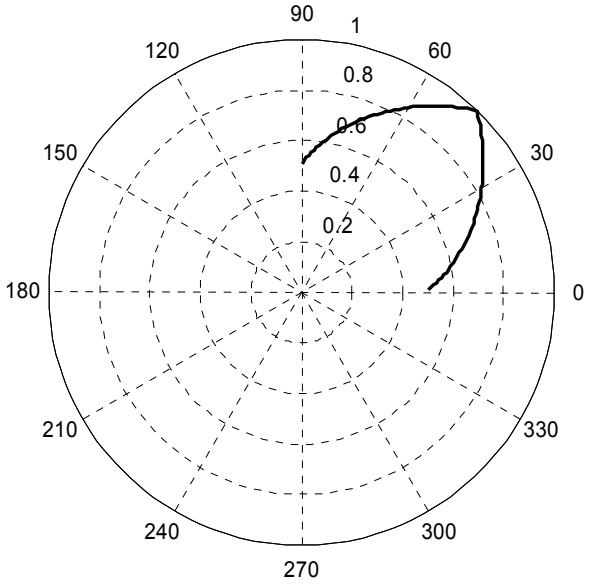
Όπως έχει ήδη αναφερθεί, σκοπός της σχεδίασης ήταν η κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου με 4 διαγράμματα, ένα με εύρος 3dB ίσο με 90^o και κέρδος 11dBi (μέγιστο στις 45^o) και τρία με εύρος 3dB ίσο με 30^o και κέρδος 15dBi το καθένα (μέγιστο στις 15^o, 45^o, 75^o). Για τον υπολογισμό της επίδοσης ενός χρωμοσώματος, ακολουθήθηκε η παρακάτω διαδικασία [4]:

1. Τρία σετ των 60 σημείων χρησιμοποιούνται για να καθορίσουν τα επιθυμητά διαγράμματα ακτινοβολίας που προορίζονται για καθένα από τους τρεις τομείς των 30^o. Ένα τέταρτο σετ 90 σημείων καθορίζει το διάγραμμα ακτινοβολίας που καλύπτει ολόκληρο το τεταρτημόριο. Κάθε σημείο $\left(U_{DES,i}\left(\phi_p\right), \phi_p\right)$ παριστάνει την τιμή $U_{DES,i}\left(\phi_p\right)$ του $i^{\text{ού}}$ επιθυμητού κανονικοποιημένου διαγράμματος ακτινοβολίας στην αζιμουθιακή γωνία ϕ_p. Από τα 60 συνολικά σημεία καθενός από τα τρία πρώτα διαγράμματα, 30 χρησιμοποιούνται για να σχηματίσουν τον

κύριο λοβό (γωνιακό βήμα 1^o) και 30 για να σχηματίσουν το υπόλοιπο διάγραμμα στο οριζόντιο επίπεδο (γωνιακό βήμα 2^o). Αντίθετα, το σύνολο των 90 σημείων του τέταρτου διαγράμματος σχηματίζουν τον κύριο λοβό. Στα σχήματα 4.30 και 4.31 απεικονίζονται οι μορφές του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας, με εύρος 3dB του κυρίου λοβού ίσο με 30^o και 90^o αντίστοιχα, και σχετικό ύψος πλευρικών λοβών ίσο με -3dB.



Σχήμα 4.30. Επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας παρουσία δύο ανακλαστήρων στον πρώτο τομέα του πρώτου τεταρτημορίου



Σχήμα 4.31. Επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας παρουσία δύο ανακλαστήρων στο πρώτο τεταρτημόριο

2. Τέσσερα μέσα σχετικά σφάλματα υπολογίζονται ως εξής:

$$e_{i,dw} = \frac{1}{60}\sum_{p=1}^{60} e_{i,p,dw} \qquad (i=1,2,3) \qquad (4.19)$$

όπου

$$e_{i,p,dw} = \left(\frac{U_{DES,i}(\phi_p) - U_{dw}(\phi_p)}{U_{DES,i}(\phi_p)} \right)^2, \qquad \phi_p \text{ στον κύριο λοβό} \quad (4.20\alpha)$$

$$e_{i,p,dw} = \begin{cases} \left(\dfrac{U_{DES,i}(\phi_p) - U_{dw}(\phi_p)}{U_{DES,i}(\phi_p)} \right)^2 & , U_{dw}(\phi_p) > U_{DES,i}(\phi_p) \\ 0 & , U_{dw}(\phi_p) < U_{DES,i}(\phi_p) \end{cases}, \ \phi_p \text{ αλλού} \qquad (4.20\beta)$$

και

$$e_{i,dw} = \frac{1}{90}\sum_{p=1}^{90} e_{i,p,dw} \qquad (i=4) \qquad (4.21)$$

όπου

$$e_{i,p,dw} = \left(\frac{U_{DES,i}(\phi_p) - U_{dw}(\phi_p)}{U_{DES,i}(\phi_p)} \right)^2, \qquad \phi_p \text{ στον κύριο λοβό} \quad (4.22)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις, ο όρος $U_{dw}(\phi)$ παριστάνει το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας των (2.24), (4.7), όταν η ψηφιακή λέξη dw εισάγεται στο κύκλωμα τροφοδότησης της στοιχειοκεραίας.

3. Οι συντελεστές επίδοσης $f_{i,dw}$ (i=1,2,3,4), για την ψηφιακή λέξη dw και το $i^{ό}$ επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας, υπολογίζονται από τη σχέση

$$f_{i,dw} = \frac{1}{1+\sqrt{e_{i,dw}}} \qquad (i=1,2,3,4) \qquad (4.23)$$

Όλες οι τιμές που ορίζονται από την (4.23) είναι κανονικοποιημένες μεταξύ 0 και 1.

4. Τα βήματα 2 και 3 επαναλαμβάνονται για κάθε ψηφιακή λέξη dw ($dw = 1,...,2^M - 1$).

5. Επιλέγεται το μέγιστο $f_{i,dw}$ για κάθε i, ανάμεσα στις $2^M - 1$ διαθέσιμες τιμές (i=1,2,3,4):

$$f_{i,\max} = \max\left\{ f_{i,dw} : dw = 1,...,2^M - 1 \right\} \qquad (i=1,2,3,4) \qquad (4.24)$$

6. Υπολογίζονται τα κέρδη G_i (i=1,2,3,4) που αντιστοιχούν στις ψηφιακές λέξεις, οι οποίες οδηγούν σε κάθε $f_{i,\max}$.

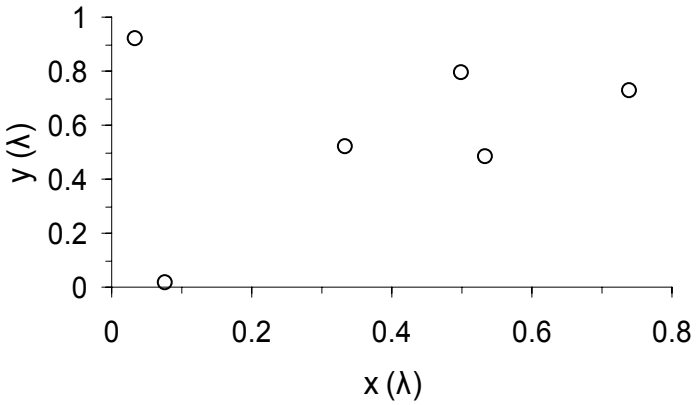
7. Αφού ολοκληρωθεί η παραπάνω διαδικασία, η τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης καθορίζεται ως εξής:

$$of = \frac{6}{\sum_{i=1}^{4} \frac{1}{f_{i,\max}} + \frac{10^{1.5}}{G_{avg}} + \frac{10^{1.1}}{G_4}} \tag{4.25}$$

όπου $G_{avg} = (G_1 + G_2 + G_3)/3$. Οι τιμές των G_i (i=1,2,3,4) στην (4.25) είναι σε μορφή καθαρού αριθμού. Όπως και στην (4.10) χρησιμοποιείται η έκφραση για τον αρμονικό μέσο, αυτή τη φορά όμως αναφέρεται στους τέσσερις συντελεστές επίδοσης, στο μέσο κέρδος των τριών διαγραμμάτων των 30° και στο κέρδος του διαγράμματος των 90°.

4.2.4.β Αριθμητικά Αποτελέσματα

Για την ικανοποίηση των απαιτήσεων που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, χρησιμοποιήθηκαν ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες 6 στοιχείων. Με τη βοήθεια του γενετικού αλγορίθμου προέκυψε η βέλτιστη λύση που απεικονίζεται στους πίνακες 4.17-4.19. Ο πίνακας 4.17 παρουσιάζει τους μέγιστους συντελεστές επίδοσης για κάθε επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας, τις τιμές G_{avg} και G_4 και την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης. Ο πίνακας 4.18 δίνει τις συντεταγμένες (x_m, y_m) και τις φάσεις δ_m των τάσεων τροφοδότησης κάθε στοιχείου. Επίσης, ο πίνακας 4.19 συνοψίζει τα χαρακτηριστικά κάθε διαγράμματος ακτινοβολίας που προέκυψε από τη σχεδίαση, καθώς και την ψηφιακή λέξη που οδήγησε σε αυτό. Το σχήμα 4.32 απεικονίζει την κάτοψη της γεωμετρίας των διπόλων στο επίπεδο $x - y$.



Σχήμα 4.32. Κάτοψη γεωμετρίας στο οριζόντιο επίπεδο της βέλτιστης ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων

Πίνακας 4.17. Συντελεστές επίδοσης διαγραμμάτων ακτινοβολίας και τιμές κέρδους για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων

Πλήθος στοιχείων	$f_{1,\max}$	$f_{2,\max}$	$f_{3,\max}$	$f_{4,\max}$	G_{avg} **(dBi)**	G_4 **(dBi)**	***of***
6	0.758	0.935	0.751	0.707	14.33	10.93	0.820

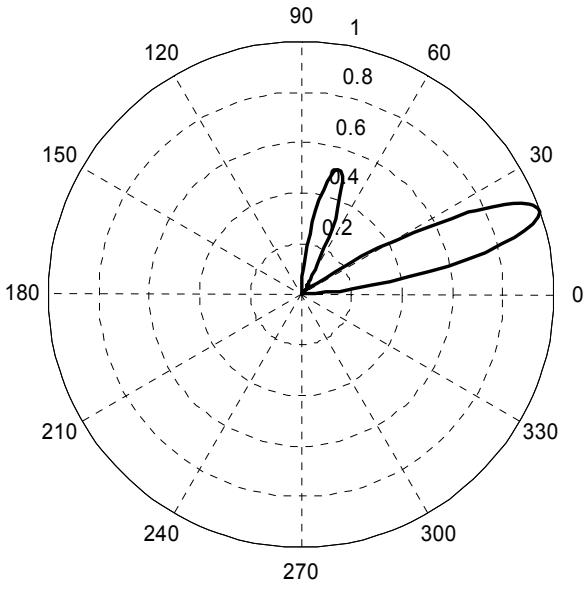
Πίνακας 4.18. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων

Στοιχείο	**Θέση x_m (λ)**	**Θέση y_m (λ)**	**Φάση δ_m (^{o})**
1	0.333	0.517	214.43
2	0.077	0.011	332.81
3	0.036	0.919	22.35
4	0.499	0.792	192.92
5	0.739	0.723	16.45
6	0.535	0.479	256.71

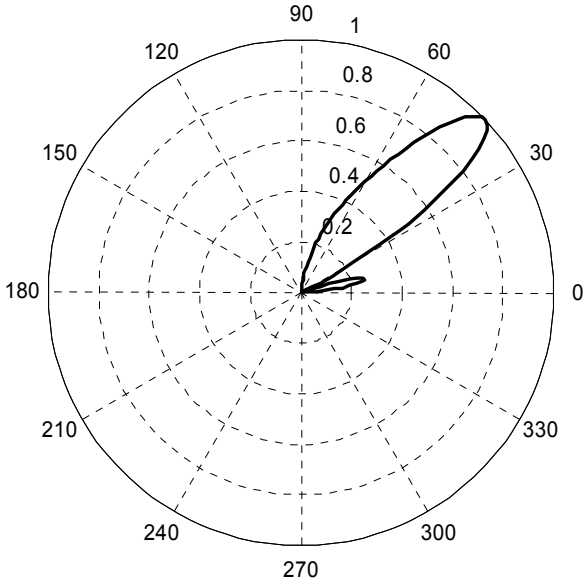
Πίνακας 4.19. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων

Ψηφιακή λέξη	***G* (dBi)**	**φ_{max}(^{o})**	**φ_-(^{o})**	**φ_+(^{o})**	**$\Delta\varphi_{3dB}$(^{o})**	**RSLL (dB)**
010010	14.95	19.44	9.84	29.08	19.24	-2.86
101000	13.99	43.35	32.94	60.32	27.38	-5.94
000011	13.97	71.56	60.84	80.86	20.02	-5.00
010001	10.93	64.59	14.71	78.24	63.53	$-\infty$

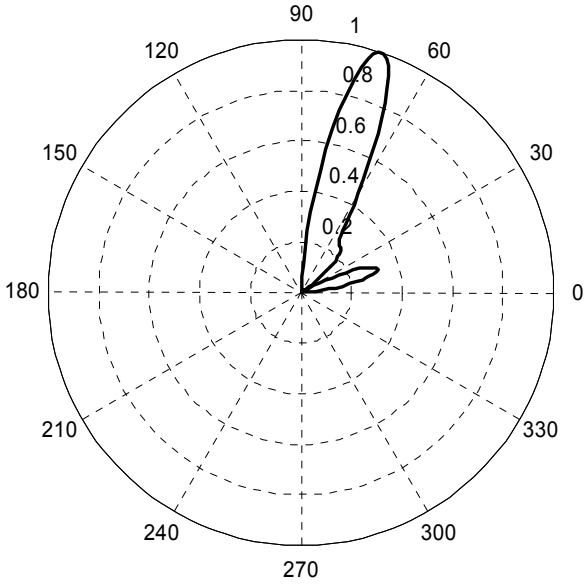
Όσον αφορά στα 4 διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για τους συνδυασμούς ενεργών και παρασιτικών στοιχείων που περιέχονται στον πίνακα 4.19, αυτά δίνονται από τις (2.24), (4.7) και απεικονίζονται στα σχήματα 4.33-4.36 (σε κανονικοποιημένη μορφή).



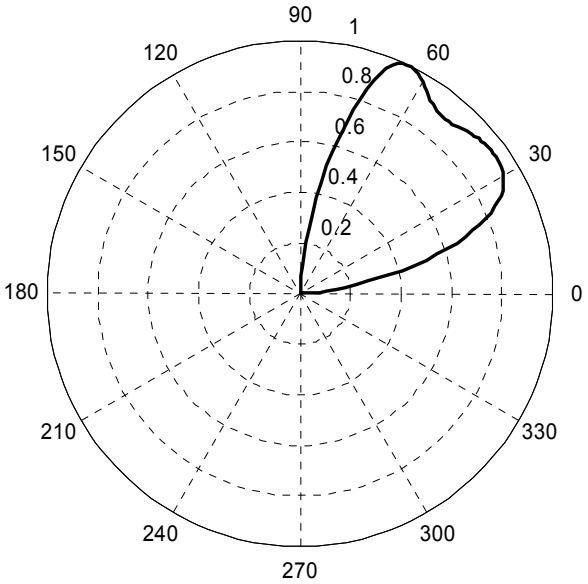
Σχήμα 4.33. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων με $\phi_{\max} = 19.44^o$ και ψηφιακή λέξη 010010



Σχήμα 4.34. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων με $\phi_{\max} = 43.35^{o}$ και ψηφιακή λέξη 101000



Σχήμα 4.35. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων με $\phi_{\max} = 71.56^{o}$ και ψηφιακή λέξη 000011



Σχήμα 4.36. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων με $\phi_{\max} = 64.59^o$ και ψηφιακή λέξη 010001

Από τον πίνακα 4.17 παρατηρείται ικανοποιητικός συντελεστής επίδοσης μόνο για το δεύτερο διάγραμμα ακτινοβολίας (αυτό με μέγιστο στις 45^o, σχήμα 4.34). Όντως, το συγκεκριμένο διάγραμμα, όπως φαίνεται και από τον πίνακα 4.19, πληροί τις προδιαγραφές σχεδίασης σε μεγάλο βαθμό. Τα υπόλοιπα τρία διαγράμματα αδυνατούν να καλύψουν τον τομέα που τους αναλογεί στο εύρος γωνιών που προσεγγίζει τα αγώγιμα επίπεδα. Πράγματι, το διάγραμμα εύρους 30^o πλησίον του οριζοντίου άξονα (σχήμα 4.33) εμφανίζει $\phi_- = 9.84^o$ (αντί για 0^o), ενώ εκείνο πλησίον του κάθετου (σχήμα 4.35) εμφανίζει $\phi_+ = 80.86^o$ (αντί για 90^o). Ακόμη πιο εμφανής γίνεται η εν λόγω αδυναμία στο διάγραμμα εύρους 90^o (σχήμα 4.36), με $\phi_- = 14.71^o$ (αντί για 0^o) και $\phi_+ = 78.24^o$ (αντί για 90^o). Το πρόβλημα αυτό έχει τη φυσική του εξήγηση στην ύπαρξη της οριακής συνθήκης που επιβάλλει μηδενισμό του ηλεκτρικού πεδίου, άρα και του διαγράμματος ακτινοβολίας, στις γωνίες που αντιστοιχούν στα δύο αγώγιμα επίπεδα (0^o και 90^o). Άρα η γωνία 3dB προκύπτει μεγαλύτερη ή μικρότερη από την επιθυμητή της τιμή, για να επιτρέψει στον κύριο λοβό να μηδενιστεί ακριβώς επί του ανακλαστικού επιπέδου. Τηρουμένων των αναλογιών λοιπόν, τα διαγράμματα των σχημάτων 4.33, 4.35 και 4.36 είναι αρκετά ικανοποιητικά, παρά τις σχετικά χαμηλές τιμές συντελεστών επίδοσης.

Πέρα από αυτή την αντικειμενική δυσκολία, που αποτελεί το αντίτιμο της επίτευξης πολύ υψηλών τιμών κέρδους, αξίζει να σημειωθούν οι χαμηλές τιμές πλευρικών λοβών (όλες πολύ κατώτερες από -3dB, πλην της πρώτης που ελαφρά υπερβαίνει το κατώφλι, $\mathrm{RSLL}_1 = -2.86\mathrm{dB}$). Επίσης, το τέταρτο διάγραμμα που καλύπτει ολόκληρο το τεταρτημόριο εμφανίζει το μέγιστο στις 64.59^o (αντί στις 45^o) και παρουσιάζει ελαφρό κυματισμό της τάξης των 0.46dB εντός του κυρίου

λοβού (σχήμα 4.36). Οι τελευταίες αυτές παρατηρήσεις όμως αντισταθμίζονται πλήρως από τις τιμές κέρδους, που, με μικρές αποκλίσεις, ικανοποιούν τις σχεδιαστικές απαιτήσεις. Έτσι, το διάγραμμα εύρους 90^o έχει κέρδος 10.93dBi (έναντι του στόχου των 11dBi), ενώ το μέσο κέρδος των τριών διαγραμμάτων εύρους 30^o ισούται με 14.33dBi (έναντι του στόχου των 15dBi). Από τις επιμέρους τιμές ξεχωρίζει το $G_1 = 14.95\text{dBi}$, με τα G_2, G_3 να παρουσιάζουν απόκλιση της τάξης του 1dB ($G_2 = 13.99\text{dBi}, G_3 = 13.97\text{dBi}$) από τις επιθυμητές τιμές. Η ποιότητα της ευρεθείσας λύσης αντικατοπτρίζεται στην τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης, που αγγίζει το 0.82.

4.2.4.γ Περιγραφή Γενετικού Αλγορίθμου Απεικόνισης Πραγματικών Αριθμών για τη Σχεδίαση Στοιχειοκεραιών Αυξημένου Κέρδους

Στις δύο προηγούμενες παραγράφους αναπτύχθηκε ένας γενετικός αλγόριθμος δυαδικής απεικόνισης για τη βελτιστοποίηση ευφυών επίπεδων στοιχειοκεραιών μεταγωγής 6 στοιχείων, παρουσία δύο ανακλαστήρων. Στόχος της σχεδίασης ήταν η κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου με 4 διαγράμματα, ένα με εύρος 3dB ίσο με 90^o και κέρδος 11dBi (μέγιστο στις 45^o) και τρία με εύρος 3dB ίσο με 30^o και κέρδος 15dBi το καθένα (μέγιστο στις 15^o, 45^o, 75^o). Το αποτέλεσμα που προέκυψε ήταν ικανοποιητικό και έθεσε τις βάσεις για την επιδίωξη μιας ακόμη πιο απαιτητικής σχεδίασης.

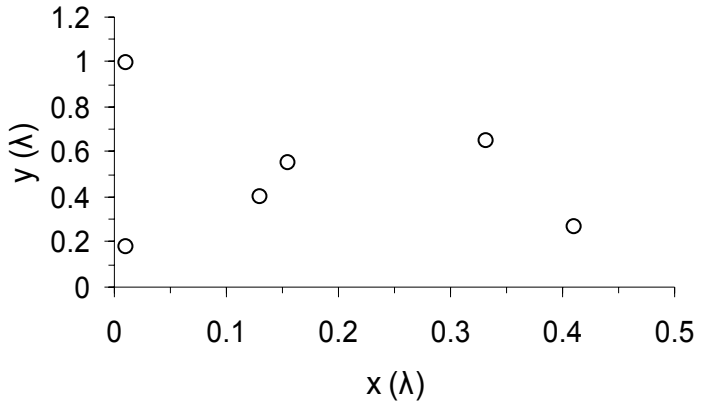
Στη νέα σχεδίαση διατηρήθηκαν αμετάβλητες οι προδιαγραφές που αφορούσαν στη μορφή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, αλλά συνδυάστηκαν με μια απόπειρα αύξησης του κέρδους κατά 3dB ανά διάγραμμα για τον ίδιο αριθμό στοιχείων (δηλαδή 18dBi για τους λοβούς των 30^o και 14dBi για το λοβό των 90^o). Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήθηκε η αντικειμενική συνάρτηση της παραγράφου 4.2.4.α, με την απαραίτητη τροποποίηση στον τύπο υπολογισμού της επίδοσης:

$$of = \frac{8}{\sum_{i=1}^{4} \frac{1}{f_{i,\max}} + \sum_{i=1}^{3} 10^{\frac{|18-G_i|}{10}} + 10^{\frac{|14-G_4|}{10}}} \tag{4.26}$$

Πέρα από τη μεταβολή των επιθυμητών τιμών κέρδους (από 15 σε 18dBi και από 11 σε 14dBi), ο όρος στον παρονομαστή της (4.25) που περιελάμβανε το μέσο κέρδος των τριών πρώτων διαγραμμάτων αντικαταστάθηκε από τρεις διακεκριμένους όρους στην (4.26). Η αλλαγή αυτή έγινε για να κατευθύνει με μεγαλύτερη αποτελεσματικότητα κάθε τιμή κέρδους στον επιθυμητό στόχο. Όσο για την εισαγωγή της απολύτου τιμής, θεωρήθηκε απαραίτητη για την αποτροπή εμφάνισης υπερβολικά μεγάλου κέρδους σε κάποιο μεμονωμένο διάγραμμα και χαμηλών τιμών στα υπόλοιπα. Κατά τα άλλα, επιλέχθηκε γενετικός αλγόριθμος πραγματικής απεικόνισης των συντεταγμένων των κέντρων των στοιχείων επί του οριζοντίου επιπέδου και των φάσεων των τάσεων τροφοδότησης. Χρησιμοποιήθηκε ο μηχανισμός επιλογής της κανονικοποιημένης γεωμετρικής κατάταξης (παράγραφος 4.2.3.β, $q = 0.08$). Όσο για τη διασταύρωση και τη μετάλλαξη, αυτές περιγράφονται αναλυτικά στο [2]. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι η πρώτη αποτέλεσε υβριδικό συνδυασμό αριθμητικής, ευριστικής και διασταύρωσης ενός σημείου, ενώ η δεύτερη αξιοποίησε τη συνύπαρξη των τεσσάρων μορφών που αναπτύχθηκαν στην παράγραφο 3.2.3.γ (ομοιόμορφη, ανομοιόμορφη,

πολλαπλά ανομοιόμορφη και συνοριακή). Ο γενετικός είχε προγραμματιστεί για 100 γενιές των 30 ατόμων η καθεμιά. Σε αντίθεση με το δυαδικό γενετικό της 4.2.4.α που χρειάστηκε 2563 άτομα (περίπου 86 γενιές) για να προσδιορίσει τη βέλτιστη δυνατή λύση, ο πραγματικός γενετικός της βελτιωμένης αντικειμενικής συνάρτησης της (4.26) έδωσε αντίστοιχης ποιότητας λύση μετά από 1005 χρωμοσώματα (περίπου 34 γενιές). Η παρατήρηση αυτή επιβεβαιώνει την ταχύτερη σύγκλιση των πραγματικών γενετικών σε σχέση με τους δυαδικούς, ενώ υπογραμμίζει και τη σημασία της επιτυχημένης παρέμβασης στην αντικειμενική συνάρτηση.

Ο πραγματικός γενετικός αλγόριθμος οδήγησε στη βέλτιστη λύση που απεικονίζεται στους πίνακες 4.20-4.22 [9]. Ο πίνακας 4.20 παρουσιάζει τους μέγιστους συντελεστές επίδοσης για κάθε επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας, τις τιμές G_1, G_2, G_3 και G_4 και την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης. Ο πίνακας 4.21 δίνει τις συντεταγμένες (x_m, y_m) και τις φάσεις δ_m των τάσεων τροφοδότησης κάθε στοιχείου. Επίσης, ο πίνακας 4.22 συνοψίζει τα χαρακτηριστικά κάθε διαγράμματος ακτινοβολίας που προέκυψε από τη σχεδίαση και την ψηφιακή λέξη που οδήγησε σε αυτό. Το σχήμα 4.37 απεικονίζει την κάτοψη της γεωμετρίας των διπόλων στο επίπεδο $x - y$.



Σχήμα 4.37. Κάτοψη γεωμετρίας στο οριζόντιο επίπεδο της βέλτιστης ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης

Πίνακας 4.20. Συντελεστές επίδοσης διαγραμμάτων ακτινοβολίας και τιμές κέρδους για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης

Αύξων αριθμός i	$f_{i,max}$	G_i **(dBi)**
1	0.777	17.12
2	0.941	17.98
3	0.671	16.45
4	0.698	13.89
of	0.803	

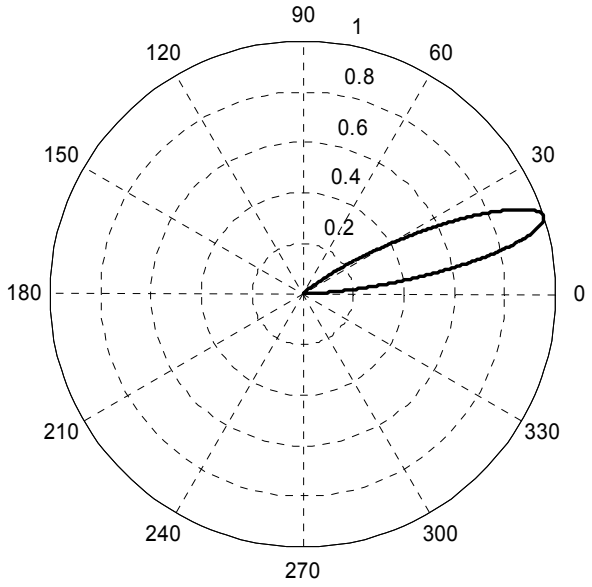
Πίνακας 4.21. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης

Στοιχείο	**Θέση x_m (λ)**	**Θέση y_m (λ)**	**Φάση δ_m (^{o})**
1	0.155	0.552	146.42
2	0.410	0.266	72.87
3	0.131	0.402	0.00
4	0.010	0.178	183.34
5	0.010	1.000	359.72
6	0.333	0.653	248.10

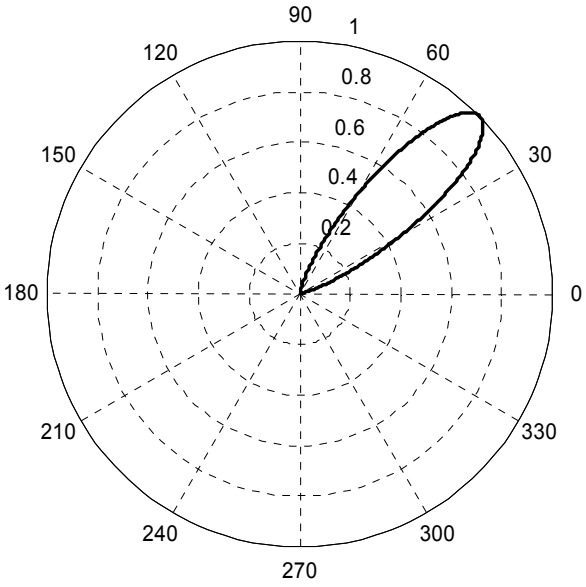
Πίνακας 4.22. Κατευθύνσεις μεγίστου, εύρη 3dB των κυρίων λοβών και σχετικά ύψη πλευρικών λοβών για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης

Ψηφιακή λέξη	***G* (dBi)**	**φ_{max}(^{o})**	**φ_-(^{o})**	**φ_+(^{o})**	**$\Delta\varphi_{3dB}$(^{o})**	**RSLL (dB)**
100000	17.12	17.77	8.67	28.41	19.74	-∞
001000	17.98	44.68	30.61	59.17	28.56	-∞
110101	16.45	63.92	51.28	76.75	25.47	-6.65
010100	13.89	28.30	13.39	75.04	61.65	-∞

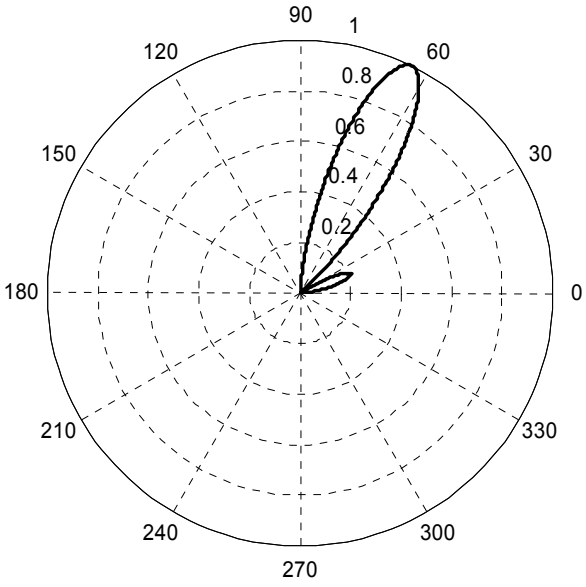
Όσον αφορά στα 4 διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για τις ψηφιακές λέξεις του πίνακα 4.22, αυτά απεικονίζονται στα σχήματα 4.38-4.41 (σε κανονικοποιημένη μορφή).



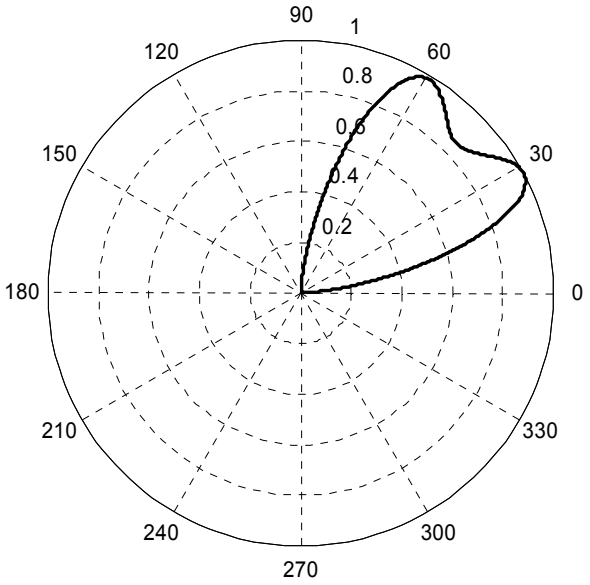
Σχήμα 4.38. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με $\phi_{\max} = 17.77^o$ και ψηφιακή λέξη 100000



Σχήμα 4.39. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με $\phi_{\max} = 44.68^{o}$ και ψηφιακή λέξη 001000



Σχήμα 4.40. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με $\phi_{\max} = 63.92^{o}$ και ψηφιακή λέξη 110101



Σχήμα 4.41. Διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με $\phi_{\max} = 28.30^o$ και ψηφιακή λέξη 010100

Συγκρίνοντας τους πίνακες 4.20-4.22 με τους πίνακες 4.17-4.19, καθώς και τα σχήματα 4.38-4.41 με τα αντίστοιχα 4.33-4.36, προκύπτουν ομοιότητες όσον αφορά στη μορφή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Εξαίρεση αποτελεί το τρίτο διάγραμμα, το οποίο εμφανίζεται μετατοπισμένο προς τον οριζόντιο άξονα ($\phi_{\max} = 63.92^o$). Όσο για το τέταρτο διάγραμμα ακτινοβολίας που καλύπτει ολόκληρο το τεταρτημόριο, μεγιστοποιείται στις 28.30^o (αντί στις 45^o) και παρουσιάζει ελαφρό κυματισμό της τάξης των 0.69dB εντός του κυρίου λοβού (σχήμα 4.41). Κατά τα άλλα, οι πλευρικοί λοβοί είναι ιδιαίτερα καταπιεσμένοι στη λύση που προέκυψε από το γενετικό πραγματικής απεικόνισης (μέγιστη τιμή $\mathrm{RSLL}_3 = -6.65\mathrm{dB}$).

Τα κέρδη της στοιχειοκεραίας λαμβάνουν τιμές λίγο χαμηλότερες από τις επιθυμητές, οι αποκλίσεις όμως είναι λογικές και εντός των αναμενόμενων ορίων. Έτσι, το διάγραμμα εύρους 90^o έχει κέρδος 13.89dBi (έναντι του στόχου των 14dBi), ενώ το μέσο κέρδος των τριών διαγραμμάτων εύρους 30^o ισούται με 17.23dBi (έναντι του στόχου των 18dBi). Από τις επιμέρους τιμές ξεχωρίζει το $G_2 = 17.98\mathrm{dBi}$, ενώ τα G_1, G_3 παρουσιάζουν απόκλιση της τάξης του 1-1.5dB ($G_1 = 17.12\mathrm{dBi}, G_3 = 16.45\mathrm{dBi}$) από τις επιθυμητές τιμές. Η προκύπτουσα τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης αγγίζει το 0.8.

Συνοψίζοντας, με την ευφυή επίπεδη μη-συμμετρική στοιχειοκεραία 6 στοιχείων και τους δύο κάθετους ανακλαστήρες, επιτεύχθηκαν αποδεκτά διαγράμματα ακτινοβολίας βάσει των προδιαγραφών που είχαν τεθεί και των περιορισμών που επιβάλλει η φυσική του προβλήματος. Επιπλέον η εισαγωγή της παραμέτρου του κέρδους στην αντικειμενική συνάρτηση, με άκρως ενθαρρυντικά αποτελέσματα, αποδεικνύει την ευελιξία της διαδικασίας σχεδίασης και την άμεση προσαρμογή της στις εκάστοτε απαιτήσεις. Αξίζει τέλος να σημειωθεί ότι η

έλλειψη συμμετρίας και η ύπαρξη περισσότερων βαθμών ελευθερίας στη διάταξη (θέσεις διπόλων, φάσεις τροφοδότησης, 2^6-1 ψηφιακές λέξεις) προσέφερε την απαραίτητη ευελιξία για την επίτευξη τεσσάρων διαγραμμάτων ακτινοβολίας με διαφορετικές προδιαγραφές και χαρακτηριστικά (άλλα εύρη μισής ισχύος και τιμές κέρδους, σε συνδυασμό με επικαλυπτόμενες κατευθύνσεις μεγίστου).

4.3 ΓΕΝΕΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ – ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΤΩΝ ΡΟΠΩΝ ΚΑΙ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ SUPERNEC

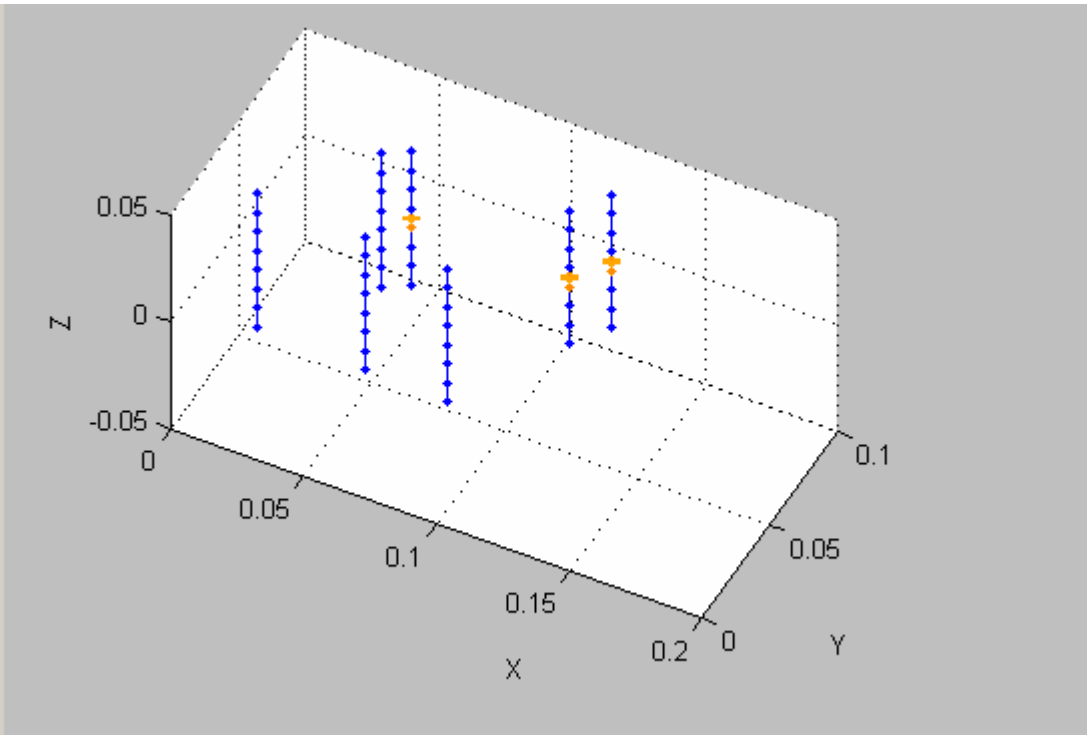
Η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής που σχεδιάστηκαν με τη μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων και παρουσιάζονται στη συνέχεια του κεφαλαίου πραγματοποιήθηκε με τη μέθοδο των ροπών (MoM), η οποία περιγράφηκε στην παράγραφο 2.3.

Η προσαρμογή της MoM στη σχεδίαση στοιχειοκεραιών ενεργών και παρασιτικών στοιχείων κατέστη δυνατή μέσω του προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης κεραιών SuperNEC2.55 (SNEC). Το SNEC αποτελεί έναν υβριδικό συνδυασμό της MoM και της ομοιόμορφης θεωρίας περίθλασης (UTD) [10]. 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 αγώγιμων 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 EFIE. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι συναρτήσεις βάσης διαφέρουν από τις συναρτήσεις βάρους, οι οποίες είναι ένα σετ συναρτήσεων δέλτα. Η εξίσωση πινάκων (2.36), στη μορφή (2.40), επιλύεται στο SNEC με τη μέθοδο του Gauss. Η επιλογή των συναρτήσεων βάσης περιγράφεται αναλυτικά στα manuals του SNEC [11]. 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 [10-11].

4.3.1 Σύγκριση SNEC και Μεθόδου Επαγόμενης Ηλεκτρεγερτικής Δύναμης

Πριν παρατεθούν τα αποτελέσματα γενετικής σχεδίασης στοιχειοκεραιών με το SNEC, είναι ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα και χρήσιμη μια σύγκριση του προγράμματος και κατ' επέκταση της MoM με τη μέθοδο επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης. Για το σκοπό αυτό, όλες οι γραμμικές και επίπεδες στοιχειοκεραίες που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες παραγράφους εισήχθησαν στο SNEC και προσομοιώθηκαν σε τυχαίες συχνότητες λειτουργίας. Με αυτόν τον τρόπο, όχι μόνο αποφαίνεται κανείς για την ορθότητα των προηγούμενων σχεδιάσεων, αλλά δοκιμάζει τις δυνατότητες και την ακρίβεια του SNEC.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και η σύγκριση που ακολούθησε ήσαν ιδιαίτερα ενθαρρυντικά. Παρατηρήθηκε ταύτιση στη μορφή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, μεγάλες ομοιότητες σε επιμέρους χαρακτηριστικές τιμές και ικανοποιητική προσέγγιση στα κέρδη και τις αντιστάσεις εισόδου. Ενδεικτικά αναφέρονται στη συνέχεια κάποιες περιπτώσεις για να καταδειχθούν τα παραπάνω.



Σχήμα 4.42. Γεωμετρία ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο SNEC ($f = 2.4\,\text{GHz}$) για την ψηφιακή λέξη 0110010

Αρχικά παρατίθενται τα βασικά χαρακτηριστικά της ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων (παράγραφος 4.2.2.β, πίνακες 4.8-4.9), όπως αυτά προέκυψαν με το SNEC ($f = 2.4\,\text{GHz}$). Η συγκεκριμένη στοιχειοκεραία, η κάτοψη της οποίας δόθηκε στο σχήμα 4.17, απεικονίζεται ως δομή του SNEC για την ψηφιακή λέξη "0110010" στο σχήμα 4.42. Η τροφοδοσία εφαρμόζεται στο μεσαίο στοιχειώδες τμήμα των διπόλων 2, 3, 6. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας προέκυψαν πανομοιότυπα με αυτά των σχημάτων 4.18-4.23, ενώ η λεπτομερής ανάλυση των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας περιέχεται στον πίνακα 4.23 (σύγκριση με τον πίνακα 4.9 που επαναλαμβάνεται εδώ για ευκολία ως 4.24).

Πίνακας 4.23. Χαρακτηριστικά ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων κατόπιν προσομοίωσης με το SNEC

Ψηφιακή λέξη	**$\varphi_{max}(^o)$**	**$\varphi_-(^o)$**	**$\varphi_+(^o)$**	**$\Delta\varphi_{3dB}(^o)$**	**RSLL (dB)**
0110010	31.5	2.00	56.11	54.11	-5.74
0000011	89.0	54.69	115.12	60.43	-12.45
0000001	148.5	105.40	190.50	85.10	-3.17
0101100	212.0	180.50	240.00	59.50	-3.69
1100000	277.0	241.00	311.62	70.62	-8.75
1010000	332.0	304.76	359.00	54.24	-4.24

Πίνακας 4.24. Χαρακτηριστικά ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων κατόπιν ανάλυσης με τη μέθοδο επαγόμενης ΗΕΔ

Ψηφιακή λέξη	$\varphi_{max}(^o)$	$\varphi_-(^o)$	$\varphi_+(^o)$	$\Delta\varphi_{3dB}(^o)$	**RSLL (dB)**
0110010	31.10	2.03	55.84	53.81	-5.56
0000011	89.18	54.89	114.85	59.96	-12.41
0000001	148.12	109.00	189.49	80.49	-3.32
0101100	211.98	180.71	239.96	59.25	-3.73
1100000	276.42	240.33	310.88	70.55	-8.94
1010000	332.43	305.29	359.16	53.87	-4.14

Η σύγκριση των πινάκων 4.23 και 4.24 καταλήγει σε αμελητέες διαφορές, γεγονός που συνοψίζεται στον πίνακα 4.25, στον οποίο αναφέρονται παράλληλα και οι μέσες τιμές κέρδους με τις δύο μεθόδους.

Πίνακας 4.25. Μέσες τιμές εύρους 3dB κυρίου λοβού, ύψους πλευρικών λοβών και κέρδους για την ευφυή επίπεδη στοιχειοκεραία 7 στοιχείων με τη μέθοδο επαγόμενης ΗΕΔ και το πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC

Μέθοδος	**Μέσο** $\Delta\varphi_{3dB}(^o)$	**Μέσο RSLL (dB)**	**Μέσο Κέρδος (dBi)**
ΗΕΔ	62.99	-5.38	8.75
SNEC	64.00	-5.37	8.68

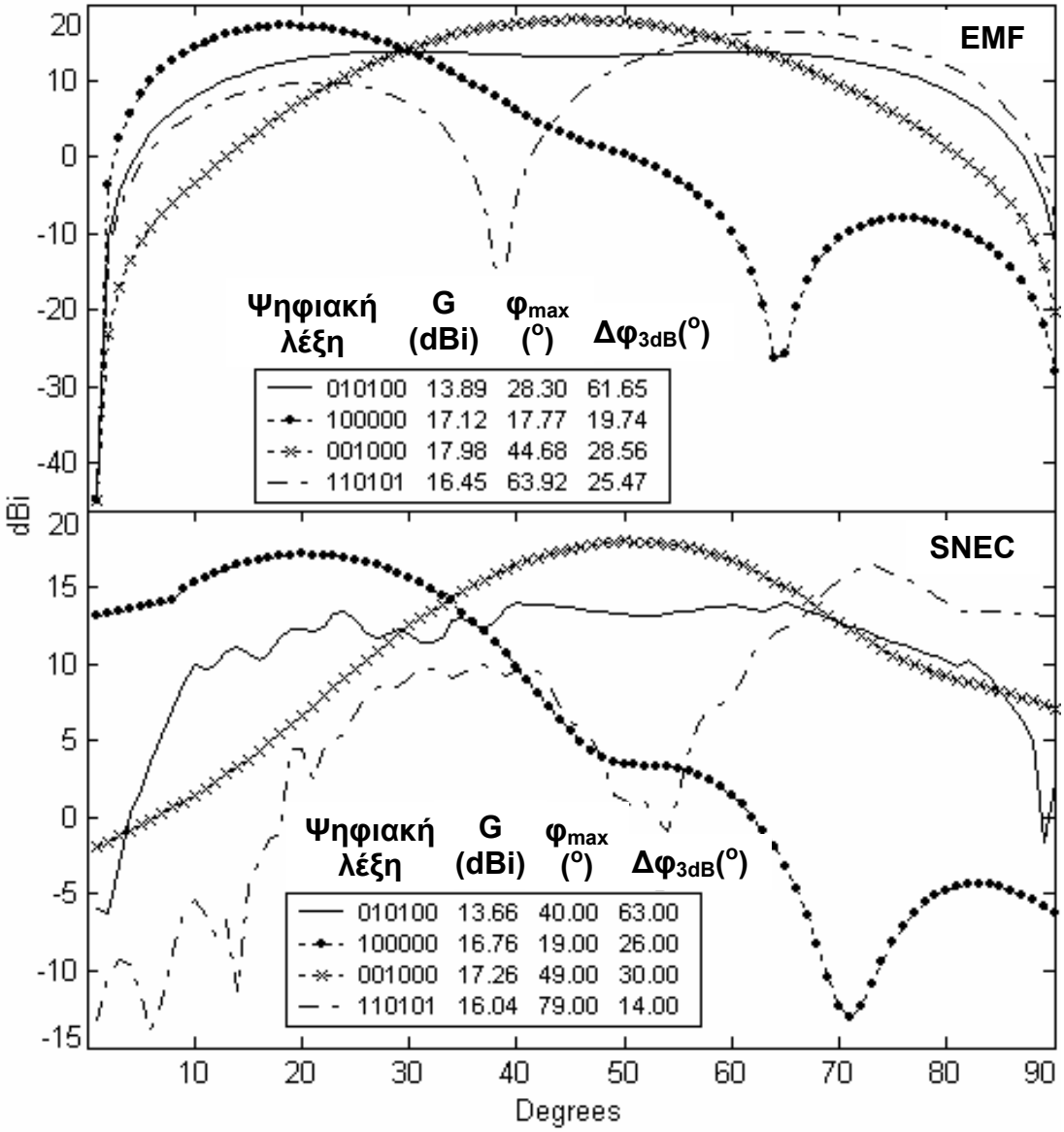
Ακολούθησε μια προσπάθεια εξεύρεσης της περιοχής συχνοτήτων γύρω από την κεντρική ($f = 2.4\,\text{GHz}$) στην οποία τα διαγράμματα ακτινοβολίας διατηρούν τη μορφή τους αναλλοίωτη (εύρος 3dB κυρίου λοβού περίπου ίσο με 60^o, σχετικό ύψος πλευρικών λοβών κατώτερο από -3dB, κέρδος μεγαλύτερο από το μισό της μέγιστης τιμής). Η περιοχή αυτή προέκυψε ίση με το 2.5% της κεντρικής συχνότητας.

Στη συνέχεια, και αφού παρουσιάστηκε συμφωνία των δύο μεθόδων στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας (διάγραμμα, κέρδος), επιχειρήθηκε μια σύγκριση των τιμών αντίστασης εισόδου του μοναδικού ενεργού στοιχείου στις δομές 4, 8, 12 και 16 στοιχείων της παραγράφου 4.2.3. Τα αποτελέσματα, που δίνονται στον πίνακα 4.26, εμφανίζουν μέγιστη απόκλιση της τάξης των 13Ω στο πραγματικό και της τάξης των 9Ω στο φανταστικό μέρος ($f = 2.4\,\text{GHz}$). Οι τιμές αυτές είναι αποδεκτές, αν αναλογιστεί κανείς τη διαφορετική φιλοσοφία των δύο μεθόδων και την αυξημένη ευαισθησία της Z_{in}.

Πίνακας 4.26. Τιμές αντίστασης εισόδου για τις ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες 4, 8, 12 και 16 στοιχείων (ένα ενεργό) με τη μέθοδο επαγόμενης ΗΕΔ και το πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC

Πλήθος στοιχείων	Z_{in} **(ΗΕΔ)**	Z_{in} **(SNEC)**
4	125.43+32.33*j*	137.89+23.71*j*
8	102.09+16.63*j*	110.24+13.77*j*
12	75.35-1.77*j*	78.23-0.93*j*
16	75.09+0.11*j*	77.27+1.03*j*

Τέλος, η ευφυής επίπεδη στοιχειοκεραία 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, η οποία σχεδιάστηκε με γενετικό πραγματικής απεικόνισης (παράγραφος 4.2.4.γ, πίνακες 4.21-4.22), προσομοιώθηκε με το SNEC ($f = 3.5\,\text{GHz}$). Τα θεωρητικά διαγράμματα ακτινοβολίας, με τη μέθοδο επαγόμενης ΗΕΔ και με την υπόθεση ημιάπειρων πλακών, όπως και τα διαγράμματα που προέκυψαν κατόπιν προσομοίωσης με το SNEC για πεπερασμένες διαστάσεις πλακών ($12\lambda \times 12\lambda$), απεικονίζονται στο σχήμα 4.43 [9].



Σχήμα 4.43. Διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, αποτέλεσμα γενετικού πραγματικής απεικόνισης, με τη μέθοδο επαγόμενης ΗΕΔ και το πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC

Οι διαφορές σε επίπεδο κέρδους είναι αμελητέες (της τάξης των 0.2-0.7dB), ενώ μεγαλύτερες διαφορές παρατηρούνται στη μορφή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Σε γενικές γραμμές πάντως η εικόνα είναι αρκετά ενθαρρυντική, όσον αφορά στη δυνατότητα αντικατάστασης των ημιάπειρων ανακλαστήρων με αγώγιμα επίπεδα περιορισμένων και πρακτικά υλοποιήσιμων διαστάσεων.

4.3.2 Γενετική Σχεδίαση Ευφυών Κυκλικών Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής

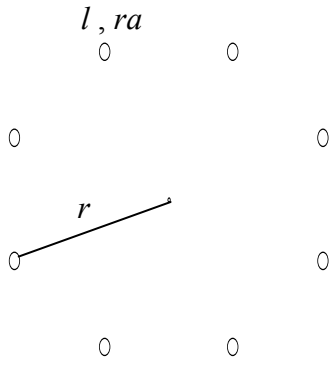
Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η διαδικασία γενετικής σχεδίασης ευφυών επίπεδων κυκλικών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων. Προτείνονται δύο τύποι συμμετρικών διατάξεων: μια απλή κυκλική στοιχειοκεραία και μια στοιχειοκεραία αποτελούμενη από δύο ομόκεντρους δακτυλίους. Ένα στοιχείο είναι ενεργό και τα υπόλοιπα βραχυκυκλωμένα και στις δύο διατάξεις. Η ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας επιτυγχάνεται με κυκλική εναλλαγή της θέσης τροφοδότησης [12].

Στο παρελθόν έχουν χρησιμοποιηθεί κυκλικές στοιχειοκεραίες ενός ή δύο ενεργών, τα οποία καθορίζουν και την κατεύθυνση ακτινοβολίας, και πλήθους παρασιτικών στοιχείων για την επίτευξη της γωνιακής διαφορισιμότητας που συνεπάγεται η ηλεκτρονική στροφή του κυρίου λοβού [13-18]. Επιχειρώντας στο σημείο αυτό μια σύντομη ιστορική αναδρομή, είναι γνωστό ότι η κυκλική στοιχειοκεραία όμοιων στοιχείων, με ένα από αυτά τροφοδοτούμενο, μελετήθηκε στο [19] με τη βοήθεια της αναπαράστασης δύο όρων για το ρεύμα σε κάθε στοιχείο (two-term representation). Από τότε έχει σημειωθεί σημαντική πρόοδος στο θέμα, συμπεριλαμβανομένης και μιας τροποποιημένης αναπαράστασης δύο όρων (modified two-term formulation) [20]. Παρόλα αυτά, ίσως η πιο διαδεδομένη μέθοδος για την ανάλυση των κεραιών σύρματος και των στοιχειοκεραιών τους είναι η μέθοδος των ροπών, η οποία έχει χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση και σχεδίαση στοιχειοκεραιών για παραπάνω από τρεις δεκαετίες [21].

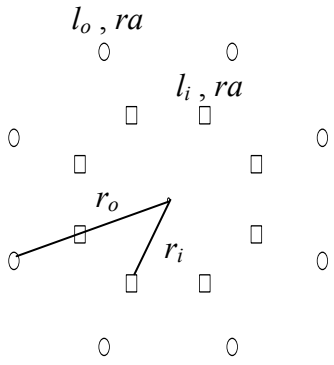
Το ενδιαφέρον και πρωτότυπο στοιχείο της μελέτης που ακολουθεί έγκειται στο γενετικό αλγόριθμο και την αντικειμενική συνάρτηση που χρησιμοποιείται για τη σχεδίαση κυκλικών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, καθώς και στις προτεινόμενες υλοποιήσεις της διάταξης δύο ομόκεντρων δακτυλίων. Οι απαιτήσεις της σχεδίασης περιλαμβάνουν την κάλυψη ολόκληρου του οριζοντίου επιπέδου με $N_{RP} = M$ διαγράμματα ακτινοβολίας ($M \rightarrow$ πλήθος των στοιχείων σε κάθε δακτύλιο) και την επίτευξη προσαρμογής (επιθυμητής αντίστασης εισόδου) του μοναδικού ενεργού στοιχείου. Κάθε διάγραμμα ακτινοβολίας πρέπει να διαθέτει εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού ίσο με $(360/M)^o$ και μέγιστο σχετικό ύψος πλευρικών λοβών κατώτερο από -3dB. Η επιθυμητή τιμή αντίστασης εισόδου του ενεργού στοιχείου ορίστηκε στα 75Ω.

Επιστρέφοντας στις προτεινόμενες διατάξεις [12], το κύριο πλεονέκτημά τους είναι η κυκλική συμμετρία. Η πλέον προφανής διάταξη αφορά σε μια απλή κυκλική στοιχειοκεραία από M ισαπέχοντα στοιχεία, ένα ενεργό και $M-1$ παρασιτικά. Τα στοιχεία είναι δίπολα παράλληλα προς τον άξονα z, τοποθετημένα στην περιφέρεια ενός κύκλου στο $x-y$ επίπεδο, με το ίδιο μήκος l και ακτίνα ra. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.44α, η γωνιακή θέση του $m^{\text{ού}}$ στοιχείου ισούται με $\phi_m = (2m-1)(\pi/M)$ σε σχέση με τον άξονα x, όπου $m = 1, 2, \ldots, M$. Η άλλη διάταξη των δύο ομόκεντρων δακτυλίων, εμπνευσμένη από τα [22-23], έχει δύο δυνατές υλοποιήσεις. Στην πρώτη, τα στοιχεία στον εσωτερικό δακτύλιο έχουν τις ίδιες γωνιακές θέσεις με αυτά στον εξωτερικό δακτύλιο, δηλαδή $\phi_m = (2m-1)(\pi/M)$ (σύμβολα "□" στο σχήμα 4.44β). Στη δεύτερη υλοποίηση, η γωνιακή θέση του $m^{\text{ού}}$ στοιχείου στον εσωτερικό δακτύλιο (σύμβολα "×" στο σχήμα 4.44γ) ισούται με $\phi_m = 2m(\pi/M)$, όπου $m = 1, 2, \ldots, M$. Και στις δύο υλοποιήσεις, όλα τα στοιχεία του εσωτερικού δακτυλίου είναι

βραχυκυκλωμένα (μήκος l_i, ακτίνα αγωγού ra, ακτίνα δακτυλίου r_i), ενώ ο εξωτερικός δακτύλιος αποτελείται από ένα ενεργό και $M-1$ παρασιτικά στοιχεία (μήκος l_o, ακτίνα αγωγού ra, ακτίνα δακτυλίου r_o). Το κύριο πλεονέκτημα της στοιχειοκεραίας δύο δακτυλίων έναντι της απλής κυκλικής στοιχειοκεραίας είναι ότι προσφέρει δύο επιπλέον βαθμούς ελευθερίας (κοινό μήκος στοιχείων και ακτίνα εσωτερικού δακτυλίου) στη διαδικασία σχεδίασης. Σημειώνεται επίσης ότι οι δύο υλοποιήσεις της στοιχειοκεραίας δύο δακτυλίων που περιγράφηκαν νωρίτερα θεωρήθηκαν ως οι πλέον αποτελεσματικές για ικανοποίηση των σχεδιαστικών απαιτήσεων, ύστερα από εκτενή διερεύνηση του ζητήματος.

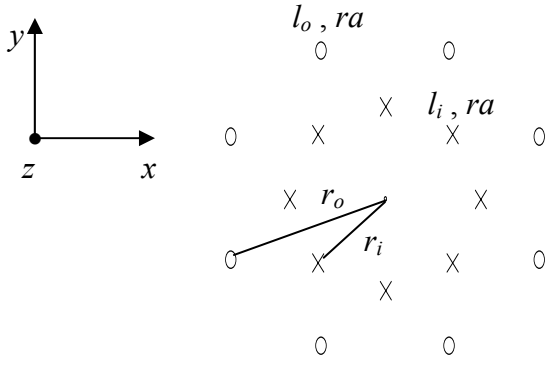


α) l: μήκος στοιχείου
ra: ακτίνα αγωγού
r: ακτίνα δακτυλίου



β) Εξωτερικός δακτύλιος
l_o: μήκος στοιχείου
ra: ακτίνα αγωγού
r_o: ακτίνα δακτυλίου

Εσωτερικός δακτύλιος
l_i: μήκος στοιχείου
ra: ακτίνα αγωγού
r_i: ακτίνα δακτυλίου



γ) Εξωτερικός δακτύλιος
l_o: μήκος στοιχείου
ra: ακτίνα αγωγού
r_o: ακτίνα δακτυλίου

Εσωτερικός δακτύλιος
l_i: μήκος στοιχείου
ra: ακτίνα αγωγού
r_i: ακτίνα δακτυλίου

Σχήμα 4.44. Κάτοψη γεωμετρίας α) μιας απλής κυκλικής διάταξης και β, γ) δύο υλοποιήσεων διάταξης δύο δακτυλίων (M = 8)

4.3.2.α Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου

Για τη σχεδίαση ευφυών κυκλικών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενός και δύο δακτυλίων, χρησιμοποιήθηκε ο γενετικός αλγόριθμος δυαδικής απεικόνισης των λύσεων που είναι ενσωματωμένος στο SNEC. Πρόκειται για συμμετρικές στοιχειοκεραίες, με τάση τροφοδότησης του ιδίου πλάτους στο εκάστοτε ενεργό

στοιχείο και μηδενική φάση δ_m σε όλα τα στοιχεία. Κάθε χρωμόσωμα παρίστανε πιθανές τιμές για τα μήκη των στοιχείων και τις ακτίνες των δακτυλίων, ενώ κάθε γενετικός περιελάμβανε 50 γενιές των 50 ατόμων η καθεμιά. Χρησιμοποιήθηκε επιλογή με τη διαδικασία αποδεκατισμού του πληθυσμού (population decimation), ενώ για το ζευγάρωμα προτιμήθηκε η συνένωση χρωμοσωμάτων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Ακόμη, επιλέχθηκε διασταύρωση ενός σημείου με διαίρεση των ατόμων σε επίπεδο γονιδίου και δυαδική μετάλλαξη με πιθανότητα αλλαγής ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα $p_m = 0.15$. Περισσότερα στοιχεία για την επιλογή των παραπάνω παραμέτρων, που συνιστούν την προτεινόμενη στρατηγική για το γενετικό του SNEC, περιέχονται στα [11, 24]. Από πλευράς αντικειμενικής συνάρτησης, στόχος ήταν η επίτευξη επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας και η προσαρμογή (αντίσταση εισόδου ίση με 75Ω) του μοναδικού ενεργού στοιχείου (λόγω συμμετρίας, μόνο ένας συνδυασμός τροφοδότησης – διάγραμμα ακτινοβολίας έπρεπε να βελτιστοποιηθεί). Για το σκοπό αυτό, ακολουθήθηκε διαδικασία παρόμοια με αυτές των παραγράφων 4.2.2.α και 4.2.4.α [12]:

1. Ένα σετ σημείων καθορίζει το επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας. Κάθε σημείο $\left(U_{DES}\left(\phi_p\right), \phi_p\right)$ παριστάνει την κανονικοποιημένη τιμή $U_{DES}\left(\phi_p\right)$ του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας στην αζιμουθιακή γωνία ϕ_p. Ο κύριος λοβός προσδιορίζεται με γωνιακό βήμα 1^o και το υπόλοιπο διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο προσδιορίζεται με γωνιακό βήμα 3^o. Υπενθυμίζεται ότι ο κύριος λοβός πρέπει να διαθέτει εύρος μισής ισχύος ίσο με $\left(360/M\right)^o$ και το σχετικό ύψος των πλευρικών λοβών να ισούται με -3dB (ουσιαστικά να μην υπερβαίνει την τιμή αυτή). Για $M = 6$ ισχύει το επιθυμητό διάγραμμα του σχήματος 4.10 (παράγραφος 4.2.2.α). Με ανάλογο τρόπο διαμορφώνονται τα επιθυμητά διαγράμματα για $M = 8,\ 12$.

2. Το σχετικό σφάλμα μεταξύ του επιθυμητού και του διαγράμματος προσομοίωσης υπολογίζεται ως εξής:

$$rerr = \frac{1}{P}\sum_{p=1}^{P} e_p \tag{4.27}$$

όπου

$$e_p = \left(\frac{U_{DES}\left(\phi_p\right) - U_{SIMUL}\left(\phi_p\right)}{U_{DES}\left(\phi_p\right)}\right)^2, \qquad \phi_p \text{ στον κύριο λοβό (4.28α)}$$

$$e_p = \begin{cases} \left(\dfrac{U_{DES}\left(\phi_p\right) - U_{SIMUL}\left(\phi_p\right)}{U_{DES}\left(\phi_p\right)}\right)^2 & , U_{SIMUL}\left(\phi_p\right) > U_{DES}\left(\phi_p\right) \\ 0 & , U_{SIMUL}\left(\phi_p\right) < U_{DES}\left(\phi_p\right) \end{cases}, \qquad \phi_p \text{ αλλού (4.28β)}$$

Ο αριθμός των σημείων P ισούται με 160, 150 και 140, για εύρη 3dB του κυρίου λοβού ίσα με 60^o ($M = 6$), 45^o ($M = 8$) και 30^o ($M = 12$), αντίστοιχα. Η ποιότητα ενός διαγράμματος προσομοίωσης εκτιμάται ως εξής:

$$fit_radpat = \frac{1}{1 + \sqrt{rerr}} \tag{4.29}$$

Όταν η παραπάνω τιμή τείνει στη μονάδα, το διάγραμμα προσομοίωσης προσεγγίζει το επιθυμητό.

3. Καθορισμός της αντικειμενικής συνάρτησης:

$$of = \frac{1}{1+\sqrt{err}} \tag{4.30}$$

όπου $$err = \left(\left(\mathrm{Re}(Z_{in}) - 75\right)/75\right)^2 + \left(\mathrm{Im}(Z_{in})/75\right)^2 + rerr \tag{4.31}$$

Η αντικειμενική συνάρτηση στην (4.30) είναι κανονικοποιημένη μεταξύ 0 και 1. Μεγιστοποιείται όταν η αντίσταση εισόδου Z_{in} ισούται με 75Ω και το σχετικό σφάλμα της (4.27) μηδενίζεται.

4.3.2.β Αριθμητικά Αποτελέσματα

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται κυκλικές στοιχειοκεραίες ενός και δύο δακτυλίων, αποτελούμενες από 6, 8 και 12 στοιχεία ανά δακτύλιο. Η στοιχειοκεραία δύο δακτυλίων, της οποίας τα στοιχεία έχουν κοινές γωνιακές θέσεις στους δύο δακτυλίους, θα αποκαλείται στη συνέχεια M×2_comm στοιχειοκεραία (σχήμα 4.44β). Όσον αφορά στη διάταξη του σχήματος 4.44γ, η οποία χαρακτηρίζεται από διαφορετικές γωνιακές θέσεις των στοιχείων στους δύο δακτυλίους, θα αποκαλείται στη συνέχεια M×2_diff στοιχειοκεραία.

Τα αποτελέσματα της γενετικής σχεδίασης με το SNEC (μήκη στοιχείων και ακτίνες δακτυλίων) περιέχονται στον πίνακα 4.27 [12]. Η συχνότητα λειτουργίας επιλέχθηκε στα 1.8 GHz και η ακτίνα των διπόλων ίση με 0.001λ. Τα χαρακτηριστικά ποιότητας των διαγραμμάτων ακτινοβολίας σε συνδυασμό με τις τιμές της αντίστασης εισόδου και του λόγου στασίμων κυμάτων παρουσιάζονται στον πίνακα 4.28 [12].

Πίνακας 4.27. Μήκη στοιχείων και ακτίνες δακτυλίων για τις γενετικά βελτιστοποιημένες κυκλικές στοιχειοκεραίες και διατάξεις δύο δακτυλίων (M = 6, 8, 12)

Πλήθος στοιχείων	**Μήκος στοιχείων εξωτερικού δακτυλίου (λ)**	**Μήκος στοιχείων εσωτερικού δακτυλίου (λ)**	**Ακτίνα εξωτερικού δακτυλίου (λ)**	**Ακτίνα εσωτερικού δακτυλίου (λ)**
6	0.486	-	0.534	-
6×2_comm	0.468	0.612	1.080	0.852
6×2_diff	0.504	0.444	0.348	0.282
8	0.486	-	0.762	-
8×2_comm	0.474	0.714	0.816	0.648
8×2_diff	0.480	1.122	0.810	0.558
12	0.492	-	0.966	-
12×2_comm	0.468	0.774	0.900	0.822
12×2_diff	0.486	0.822	1.200	0.954

Επιχειρώντας μια σύγκριση μεταξύ των στοιχειοκεραιών ενός και δύο δακτυλίων (πίνακας 4.28), είναι φανερό ότι οι διατάξεις δύο δακτυλίων επιτυγχάνουν καλύτερη προσαρμογή από τις απλές κυκλικές στοιχειοκεραίες. Αυτό προκύπτει τόσο από τις τιμές αντίστασης εισόδου όσο και από τις τιμές $VSWR$. Πράγματι, ειδικά οι διατάξεις M×2_diff προσφέρουν τις χαμηλότερες

τιμές *VSWR* (1.08, 1.01), με εξαίρεση την τελευταία περίπτωση ($M = 12$), όπου η διάταξη *M*×2_comm υπερτερεί (1.03 έναντι 1.06).

Πίνακας 4.28. Χαρακτηριστικά διαγραμμάτων ακτινοβολίας και τιμές αντίστασης εισόδου για τις γενετικά βελτιστοποιημένες κυκλικές στοιχειοκεραίες και διατάξεις δύο δακτυλίων (*M* = 6, 8, 12)

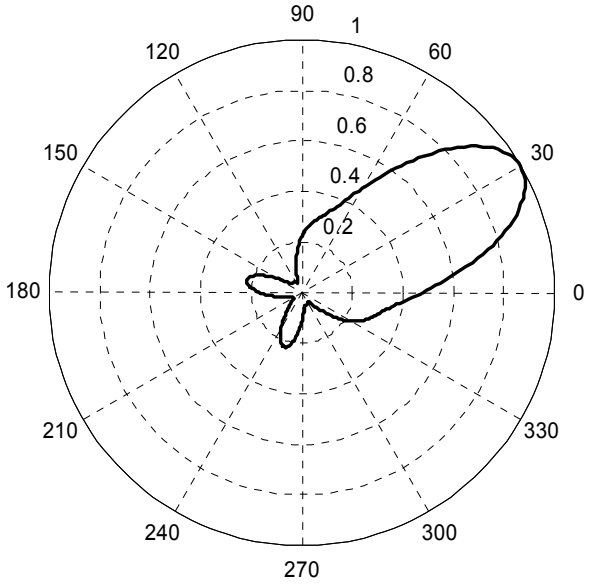
Πλήθος στοιχείων	***fit_radpat***	***G* (dBi)**	**RSLL (dB)**	**$\Delta\varphi_{3dB}$ (^{o})**	Z_{in}	***VSWR***
6	0.965	7.59	-6.45	57.22	91.64+1.01*j*	1.22
6×2_comm	0.836	5.31	-2.65	116.73	84.12-6.25*j*	1.15
6×2_diff	0.936	8.00	-6.73	65.65	69.38+0.27*j*	1.08
8	0.964	8.25	-7.35	39.64	73.56+7.16*j*	1.10
8×2_comm	0.937	7.67	-7.31	49.92	70.25-0.13*j*	1.07
8×2_diff	0.952	8.92	-8.67	46.54	74.38-0.65*j*	1.01
12	0.843	8.25	-5.31	49.62	80.60+11.21*j*	1.17
12×2_comm	0.941	7.61	-4.11	32.50	72.75-0.55*j*	1.03
12×2_diff	0.959	7.78	-6.02	29.84	76.55-4.46*j*	1.06

Όσον αφορά στα διαγράμματα ακτινοβολίας, τέσσερα είναι τα κριτήρια που χρησιμοποιούνται για τη σύγκριση των στοιχειοκεραιών ενός και δύο δακτυλίων. Αυτά αφορούν στο συντελεστή επίδοσης ενός διαγράμματος (*fit _ radpat*), στο κέρδος, στο μέγιστο σχετικό ύψος πλευρικών λοβών και στην απόκλιση $dev(\Delta\phi_{3\mathrm{dB}}) = \left|\Delta\phi_{3\mathrm{dB}} - \Delta\phi_{3\mathrm{dB},\,DES}\right|$ από την επιθυμητή τιμή εύρους 3dB του κυρίου λοβού $\Delta\phi_{3\mathrm{dB},\,DES}$ (60^o για $M = 6$, 45^o για $M = 8$, 30^o για $M = 12$). Στον πίνακα 4.29 έχουν συνοψιστεί οι μέσες τιμές των παραπάνω μεγεθών ανά κατηγορία στοιχειοκεραίας (απλή κυκλική, *M*×2_comm, *M*×2_diff). Με προσεκτική παρατήρηση προκύπτει ότι τις βέλτιστες τιμές εξασφαλίζει η διάταξη δύο δακτυλίων *M*×2_diff, ακολουθούμενη από την απλή κυκλική στοιχειοκεραία ενός δακτυλίου και τη διάταξη *M*×2_comm. Εδώ αξίζει να σημειωθεί ότι ενώ η μία υλοποίηση της στοιχειοκεραίας δύο δακτυλίων (*M*×2_diff) προσφέρει εντυπωσιακή βελτίωση σε όλους τους τομείς έναντι της απλής κυκλικής, η δεύτερη υλοποίηση (*M*×2_comm) υστερεί σε επίπεδο διαγράμματος ακτινοβολίας. Έτσι καθίσταται σαφές ότι οι θέσεις των παρασιτικών διπόλων στον εσωτερικό δακτύλιο έχουν ιδιαίτερη σημασία. Τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα, ανεξάρτητα από το πλήθος των στοιχείων ανά δακτύλιο, προκύπτουν όταν κάθε βραχυκυκλωμένο δίπολο του εσωτερικού δακτυλίου τοποθετείται ακριβώς στη μέση σε σχέση με τα δύο πλησιέστερα στοιχεία του εξωτερικού δακτυλίου.

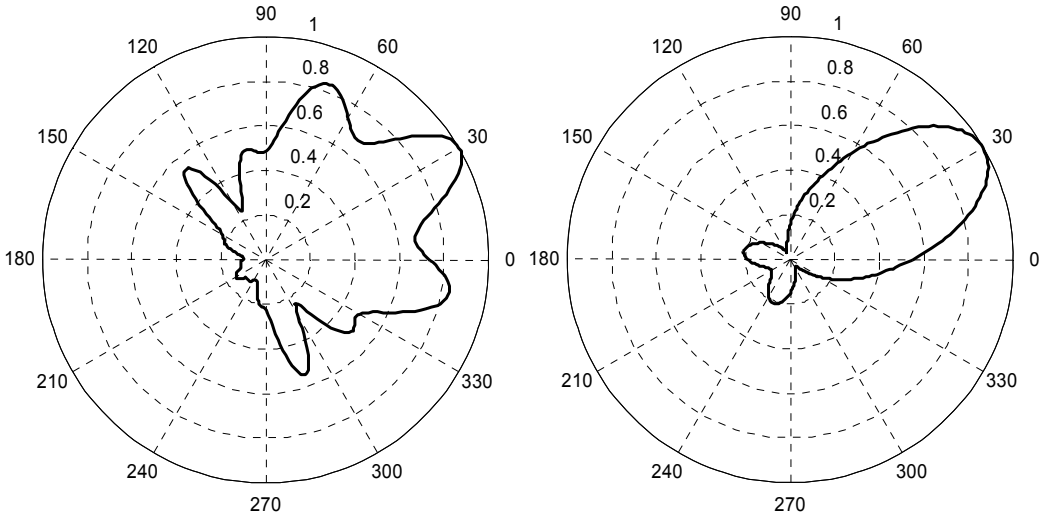
Πίνακας 4.29. Μέσες τιμές χαρακτηριστικών μεγεθών διαγράμματος ακτινοβολίας ανά κατηγορία κυκλικής στοιχειοκεραίας

Πλήθος στοιχείων	**Μέσος *fit_radpat***	**Μέσο *G* (dBi)**	**Μέσο RSLL (dB)**	**Μέση *dev*($\Delta\varphi_{3dB}$) (^{o})**
M	0.924	8.04	-6.29	9.25
M×2_comm	0.905	6.99	-4.29	21.38
M×2_diff	0.949	8.26	-7.00	2.45

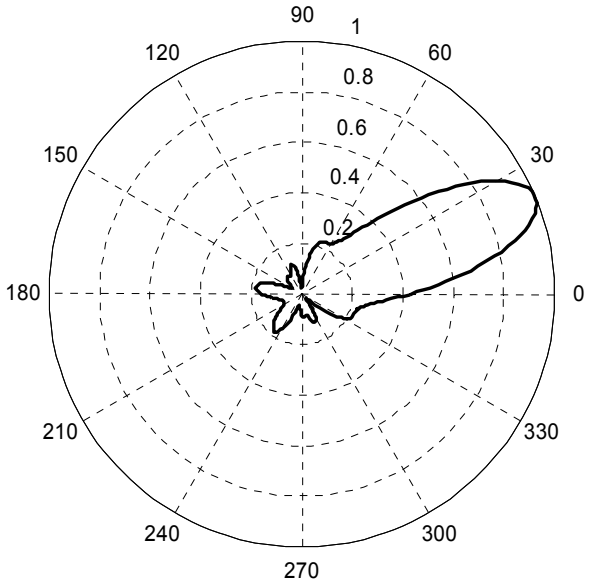
Τα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο, για τις διατάξεις ενός και δύο δακτυλίων (με 6, 8 και 12 στοιχεία ανά δακτύλιο), απεικονίζονται στα σχήματα 4.45-4.50. Τη μεγαλύτερη σταθερότητα στην ικανοποίηση των σχεδιαστικών απαιτήσεων παρουσιάζουν τα διαγράμματα που αντιστοιχούν στις διατάξεις *M*×2_diff.



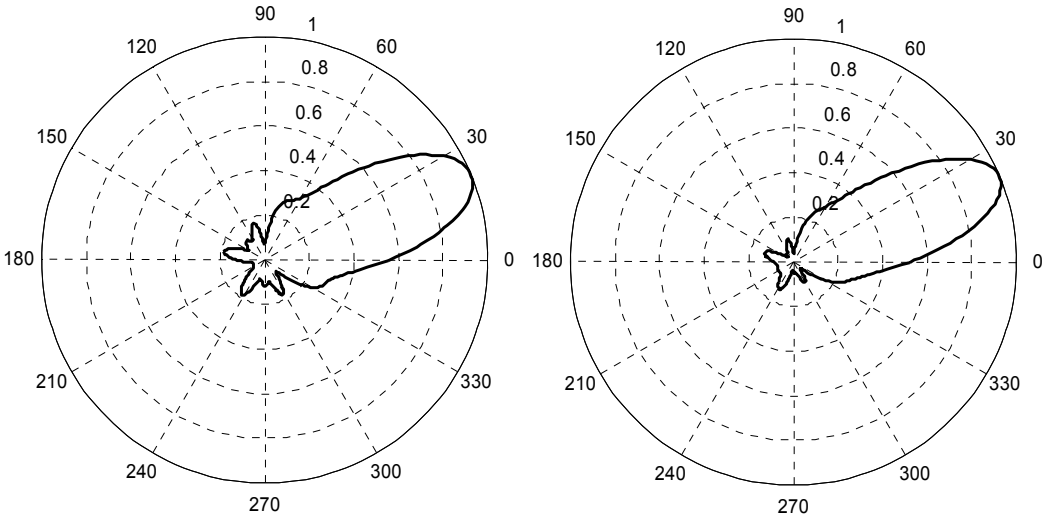
Σχήμα 4.45. Διάγραμμα ακτινοβολίας κυκλικής στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων



Σχήμα 4.46. Διαγράμματα ακτινοβολίας διατάξεων δύο δακτυλίων
α) 6×2_comm και β) 6×2_diff

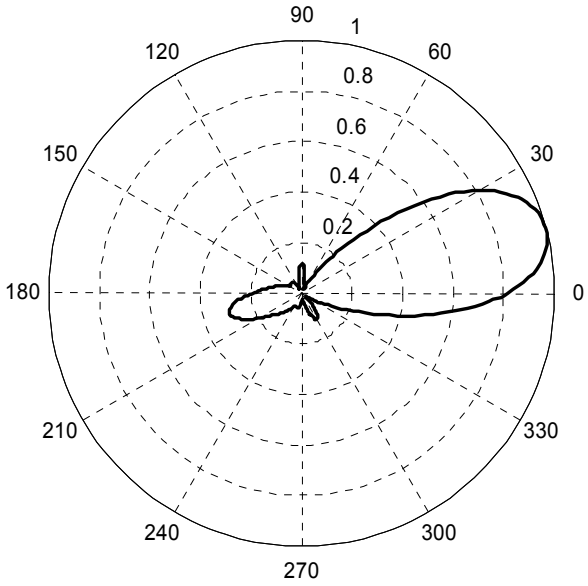


Σχήμα 4.47. Διάγραμμα ακτινοβολίας κυκλικής στοιχειοκεραίας 8 στοιχείων

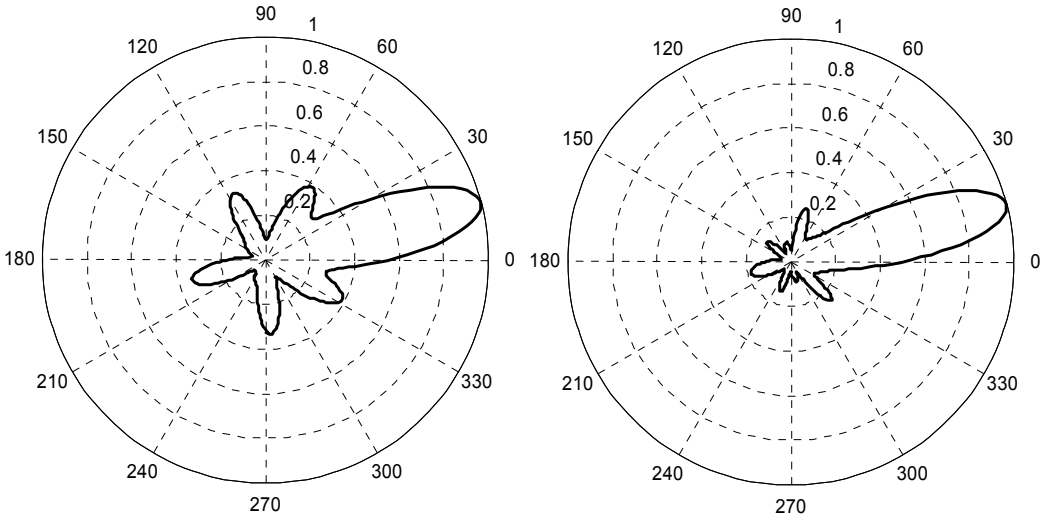


α) β)

Σχήμα 4.48. Διαγράμματα ακτινοβολίας διατάξεων δύο δακτυλίων
α) 8×2_comm και β) 8×2_diff



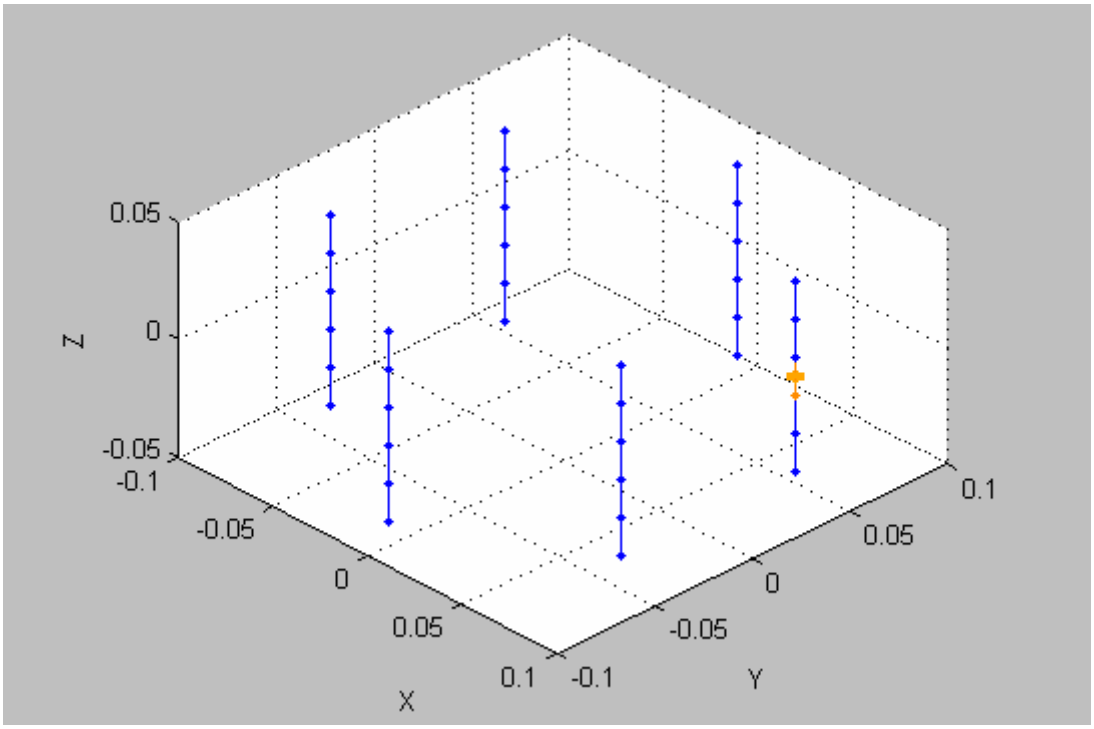
Σχήμα 4.49. Διάγραμμα ακτινοβολίας κυκλικής στοιχειοκεραίας 12 στοιχείων



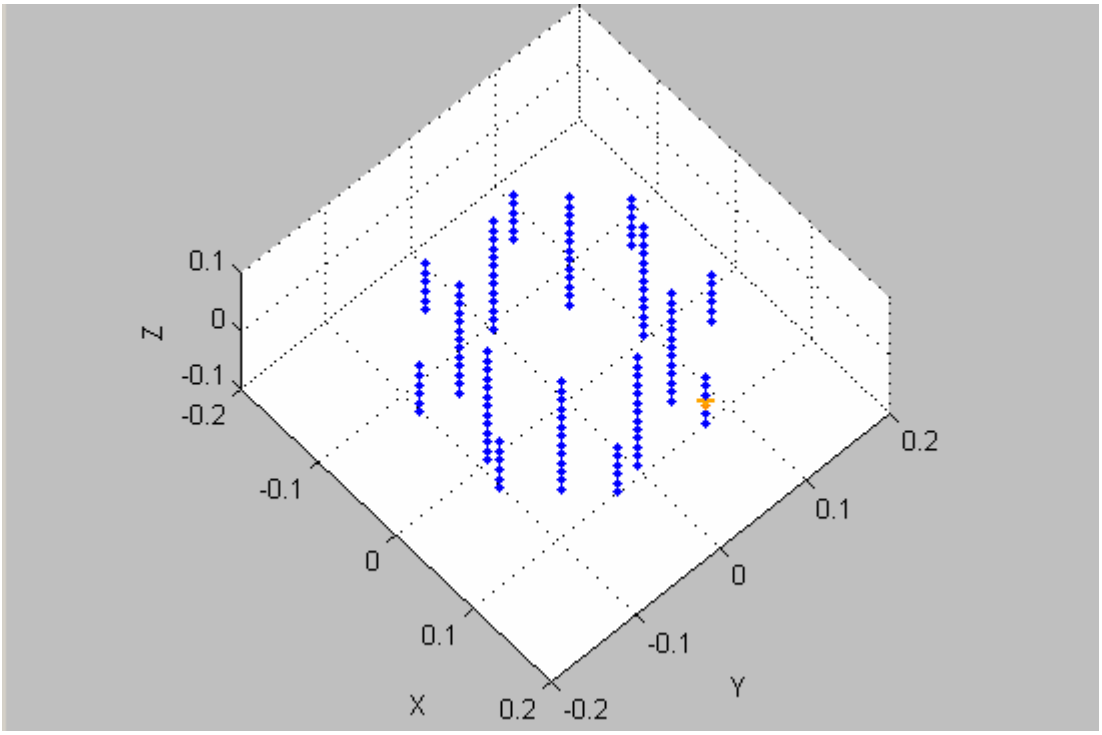
α) β)

Σχήμα 4.50. Διαγράμματα ακτινοβολίας διατάξεων δύο δακτυλίων
α) 12×2_comm και β) 12×2_diff

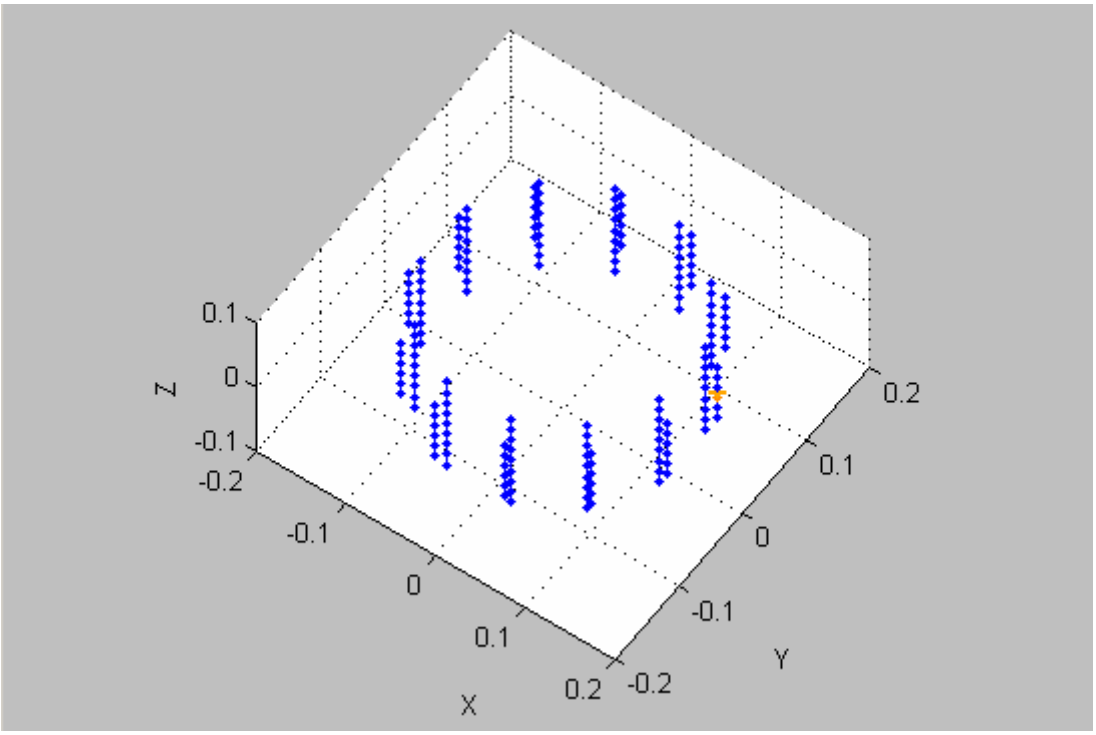
Επίσης, οι γενετικά βελτιστοποιημένες διατάξεις 6 στοιχείων, 8×2_diff και 12×2_comm εμφανίζονται ως δομές του SNEC στα σχήματα 4.51-4.53.



Σχήμα 4.51. Γεωμετρία ευφυούς επίπεδης κυκλικής στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο SNEC ($f = 1.8\,\text{GHz}$)



Σχήμα 4.52. Γεωμετρία ευφυούς επίπεδης κυκλικής διάταξης δύο δακτυλίων 8×2_diff στο SNEC ($f = 1.8\,\text{GHz}$)

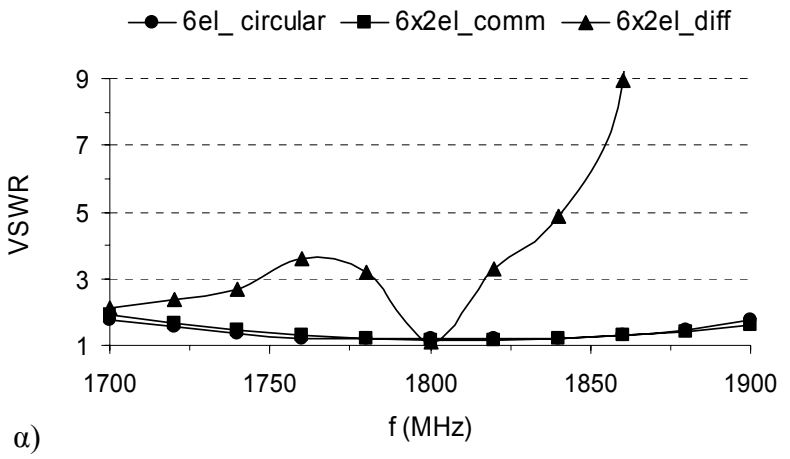


Σχήμα 4.53. Γεωμετρία ευφυούς επίπεδης κυκλικής διάταξης δύο δακτυλίων 12×2_comm στο SNEC ($f = 1.8\,\text{GHz}$)

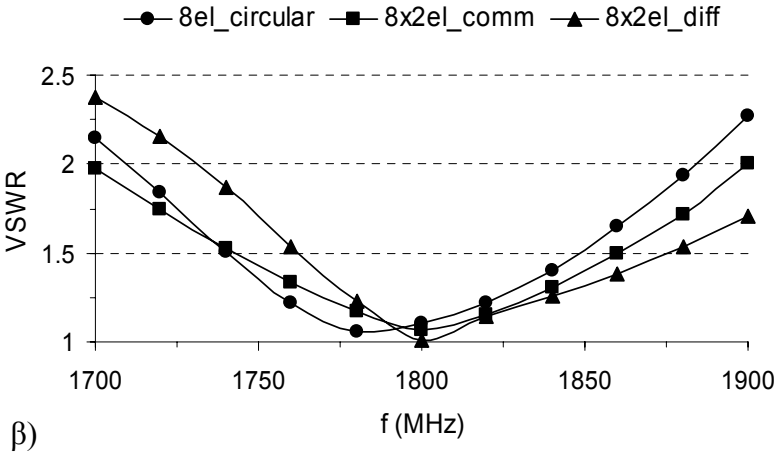
4.3.2.γ Εύρος Ζώνης Κυκλικών Στοιχειοκεραιών και Διατάξεων Δύο Δακτυλίων

Σε μια προσπάθεια να διερευνηθεί το εύρος ζώνης των διατάξεων που παρουσιάστηκαν προηγουμένως, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις σε μια περιοχή συχνοτήτων ίση με $200\,\text{MHz}$ (από $1.7\,\text{GHz}$ έως $1.9\,\text{GHz}$) γύρω από την κεντρική συχνότητα ($f = 1.8\,\text{GHz}$). Σκοπός ήταν να μελετηθεί η σταθερότητα των τιμών *VSWR* και το εύρος ζώνης για το οποίο τα διαγράμματα ακτινοβολίας διατηρούν τη μορφή τους αναλλοίωτη (εύρος 3dB κυρίου λοβού περίπου ίσο με $(360/M)^o$, μέγιστο σχετικό ύψος πλευρικών λοβών κατώτερο από -3dB, κέρδος μεγαλύτερο από το μισό της μέγιστης τιμής).

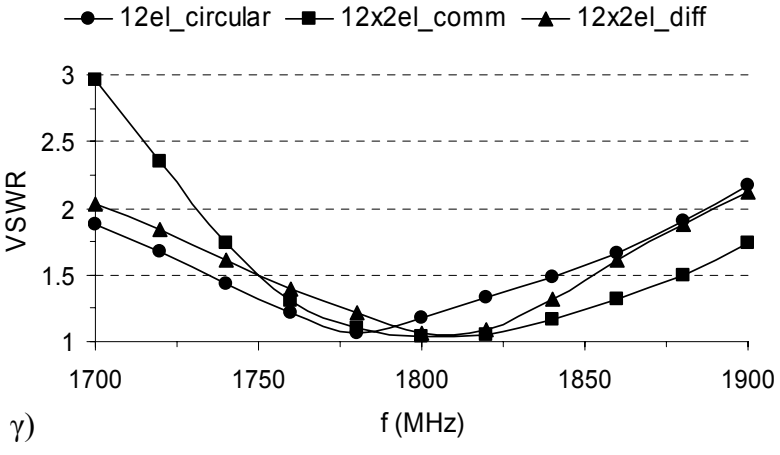
Όσον αφορά στις τιμές του λόγου στασίμων κυμάτων, αυτές δεν υπερβαίνουν το φράγμα του 2.5 στις απλές κυκλικές στοιχειοκεραίες 6, 8 και 12 στοιχείων. Στις διατάξεις *M*×2_comm το όριο αυτό ανέρχεται στο 3, ενώ στις διατάξεις *M*×2_diff, με εξαίρεση τη στενής ζώνης 6×2_diff, οι τιμές *VSWR* δεν ξεπερνούν το 2.5. Στο σχήμα 4.54 απεικονίζονται όλα τα παραπάνω [12].



α)



β)



γ)

Σχήμα 4.54. Τιμές *VSWR* ως συνάρτηση της συχνότητας για απλές κυκλικές στοιχειοκεραίες και διατάξεις δύο δακτυλίων με α) 6, β) 8, και γ) 12 στοιχεία ανά δακτύλιο

Ο πίνακας 4.30 παρουσιάζει τις μέσες τιμές (%) του εύρους ζώνης για τις εξής δύο περιπτώσεις, ανά κατηγορία στοιχειοκεραίας:

- $\Delta f_{radpat}/f$, όπου Δf_{radpat} είναι η περιοχή συχνοτήτων για την οποία τα διαγράμματα ακτινοβολίας διαθέτουν τις ιδιότητες που προαναφέρθηκαν (εύρος 3dB, ύψος πλευρικών λοβών, κέρδος).
- $\Delta f_{VSWR}/f$, όπου Δf_{VSWR} είναι η περιοχή συχνοτήτων για την οποία $VSWR < 1.5$.

Πίνακας 4.30. Μέσο εύρος ζώνης αποδεκτών διαγραμμάτων ακτινοβολίας και τιμών $VSWR < 1.5$ ανά κατηγορία κυκλικής στοιχειοκεραίας

Πλήθος στοιχείων	**Μέσο $\Delta f_{radpat}/f$ (%)**	**Μέσο $\Delta f_{VSWR}/f$ (%)**
M	6.94	6.83
M×2_comm	4.63	7.35
M×2_diff	5.93	4.15

Είναι σαφές ότι την πιο ομαλή συμπεριφορά, τόσο σε σχέση με την αντίσταση εισόδου όσο και αναφορικά με τη μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας, εμφανίζουν οι απλές κυκλικές στοιχειοκεραίες. Οι διατάξεις δύο δακτυλίων έχουν μειωμένο εύρος ζώνης, η μεν M×2_comm στα διαγράμματα ακτινοβολίας (κυρίως λόγω των 6×2_comm, 12×2_comm), η δε M×2_diff στις τιμές $VSWR < 1.5$ (κυρίως λόγω της 6×2_diff). Η αιτία για αυτή τη συμπεριφορά έγκειται στον αυξημένο αριθμό παρασιτικών στοιχείων, τα οποία οξύνουν την ευαισθησία των διατάξεων σε μεταβολές της συχνότητας.

Επομένως, το αντίτιμο των σημαντικών βελτιώσεων που επιφέρει η διάταξη M×2_diff σε σχέση με την απλή κυκλική στοιχειοκεραία είναι ο περιορισμός του εύρους ζώνης, κυρίως συντονισμού και κατά δεύτερο λόγο επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας.

4.3.3 Γενετική Σχεδίαση Απλών και Τροποποιημένων Στοιχειοκεραιών Yagi-Uda με τη Χρήση Επιπρόσθετων Παρασιτικών Στοιχείων

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η διαδικασία γενετικής σχεδίασης κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda. Οι τελευταίες διαφέρουν από τις πρώτες ως προς την προσθήκη δύο επιπλέον παρασιτικών στοιχείων για την επίτευξη βελτιωμένων χαρακτηριστικών.

Η παλαιότερη μορφή στοιχειοκεραίας ενός ενεργού και πλήθους παρασιτικών στοιχείων και βάση των μεταγενέστερων SPAs είναι η γνωστή στοιχειοκεραία Yagi-Uda [25]. Πρόκειται για μια διάταξη ενός ενεργού στοιχείου, το οποίο μπορεί να είναι απλό ή αναδιπλωμένο δίπολο. Αντίθετα, τα υπόλοιπα στοιχεία είναι βραχυκυκλωμένα, λειτουργώντας είτε ως ανακλαστήρες είτε ως κατευθυντήρες. Οι ανακλαστήρες συνήθως διαθέτουν μεγαλύτερο μήκος από το τροφοδοτούμενο δίπολο (και είναι ένας ή δύο), ενώ οι κατευθυντήρες, που υστερούν σε μήκος έναντι του διπόλου, επιλέγονται από 4 έως 18 [5]. Η στοιχειοκεραία Yagi-Uda επιτυγχάνει μεγάλη κατευθυντικότητα σε συνδυασμό με χαμηλούς πλευρικούς λοβούς. Λόγω της απλότητας και της ευελιξίας της έχει ποικίλες εφαρμογές στις

ζώνες συχνοτήτων HF, VHF και UHF. Πρόσφατα, διατάξεις Yagi-Uda χρησιμοποιήθηκαν σε συστήματα WLAN εσωτερικού χώρου [26].

Η σχεδίαση και βελτιστοποίηση στοιχειοκεραιών Yagi-Uda υπήρξε ιδιαίτερα δημοφιλής τις τρεις τελευταίες δεκαετίες. Στα [27] και [28] περιγράφονται τρόποι μεγιστοποίησης του κέρδους μέσω διαταραχών των αποστάσεων και των μηκών των στοιχείων, αντίστοιχα, με τη χρησιμοποίηση επαναληπτικών τεχνικών. Στο [29] τα παραπάνω συνοψίζονται και προκύπτουν χρήσιμα συμπεράσματα. Στο σημείο αυτό αξίζει να αναφερθεί ότι στο [30] περιέχεται μια συγκεντρωτική παρουσίαση διαφόρων μεθόδων βελτιστοποίησης της κατευθυντικότητας και του λόγου σήματος προς θόρυβο διατάξεων στοιχειοκεραιών. Επιστρέφοντας στις κεραίες Yagi-Uda, μια μέθοδος που αξιοποιεί την κλίση των υπό μελέτη συναρτήσεων (conjugate direction method) εφαρμόζεται στα [31] και [32], για τη μείωση των πλευρικών λοβών και την επίτευξη σταθερού κέρδους για μεγάλο εύρος ζώνης, αντίστοιχα.

Εκτός από τις τεχνικές βελτιστοποίησης που αναφέρθηκαν προηγουμένως, οι γενετικοί αλγόριθμοι αποτελούν ένα ισχυρό εργαλείο για τη σχεδίαση στοιχειοκεραιών Yagi-Uda. Όπως εξηγήθηκε στο Κεφάλαιο 3, είναι κατάλληλοι για προβλήματα σύνθεσης κεραιών που εμπλέκουν πλήθος παραμέτρων (αποστάσεις, μήκη, ακτίνες σύρματος) και αποσκοπούν στην ταυτόχρονη ικανοποίηση διαφόρων κριτηρίων: κατευθυντικότητα, ύψος πλευρικών λοβών, αντίσταση εισόδου. Είναι γνωστό ότι στο παρελθόν οι γενετικοί αλγόριθμοι έχουν χρησιμοποιηθεί σε ποικίλα ηλεκτρομαγνητικά προβλήματα [4], και ειδικότερα στη σχεδίαση κεραιών σύρματος, μεταξύ των οποίων περίοπτη θέση κατέχουν και οι στοιχειοκεραίες Yagi-Uda.

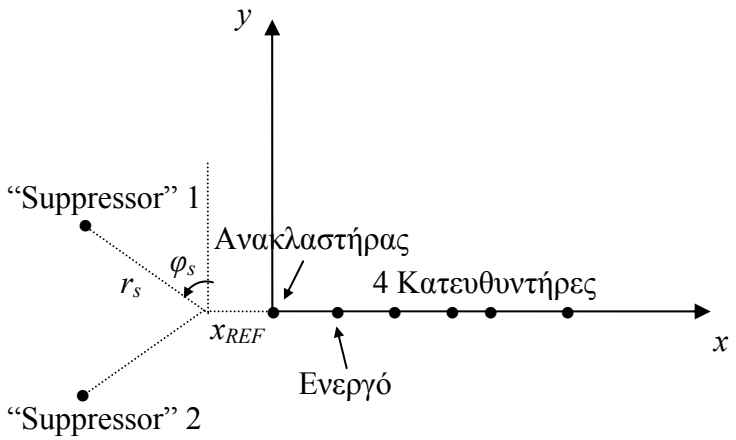
Συνοψίζοντας, στο [33] προτείνεται μια ευρείας ζώνης Yagi-Uda και μια Yagi βελτιστοποιημένη ως προς κέρδος και λόγο στασίμων κυμάτων σε μια δεδομένη συχνότητα. Και στις δύο περιπτώσεις υλοποιείται γενετικός πραγματικής απεικόνισης. Επιπλέον, στο [34] συγκρίνονται γενετικοί αλγόριθμοι δυαδικής και πραγματικής αναπαράστασης των λύσεων, όσον αφορά στην ταχύτητα και αποτελεσματικότητα της διαδικασίας σχεδίασης στοιχειοκεραιών Yagi-Uda. Επίσης, στο [35] εφαρμόζεται η τεχνική του clustering σε πρόβλημα σχεδίασης μιας Yagi 14 στοιχείων, με στόχο την επιτάχυνση της σύγκλισης του γενετικού αλγορίθμου και τη βελτίωση της λύσης. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει το [36], όπου περιγράφεται γενετικός αλγόριθμος δυαδικής απεικόνισης, που προορίζεται για τη σχεδίαση στοιχειοκεραιών Yagi-Uda με μέγιστο κέρδος, χαμηλούς πλευρικούς λοβούς και επιθυμητή αντίσταση εισόδου. Παρόμοιοι στόχοι τίθενται στα [37-38], με ταυτόχρονη επέκταση της σχεδίασης σε μεγάλο εύρος ζώνης. Στο [39] παρουσιάζεται ένας γενετικός πραγματικής αναπαράστασης των λύσεων για τη σχεδίαση μιας Yagi-Uda με ανακλαστήρες και στο [40] περιγράφεται μια γενετικά σχεδιασθείσα Yagi-Uda περιορισμένων διαστάσεων και αριθμού στοιχείων που λειτουργεί σε δύο συχνότητες.

Στη συνέχεια της παραγράφου παρουσιάζεται η γενετική σχεδίαση με το πρόγραμμα SNEC κλασικών στοιχειοκεραιών Yagi-Uda και τροποποιημένων διατάξεων Yagi-Uda με δύο επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία στην περιοχή του ενεργού στοιχείου. Η ιδέα αυτή υλοποιήθηκε για πρώτη φορά στο [41], αλλά χωρίς να υιοθετηθεί οποιαδήποτε μέθοδος βελτιστοποίησης στη διαδικασία σχεδίασης. Το ενδιαφέρον και πρωτότυπο στοιχείο της ανάλυσης που ακολουθεί έγκειται στην εισαγωγή ενός γενετικού αλγορίθμου στην εξεύρεση των παραμέτρων τόσο της κλασικής δομής Yagi-Uda όσο και των δύο επιπρόσθετων παρασιτικών στοιχείων. Πιο συγκεκριμένα, εξετάζονται διάφορες αντικειμενικές συναρτήσεις, με στόχο τη

μεγιστοποίηση του κέρδους σε συνδυασμό ή μη με ελαχιστοποίηση των πλευρικών λοβών και τα προηγούμενα με ταυτόχρονη προσαρμογή του μοναδικού ενεργού στοιχείου. Παρατίθενται ενδιαφέρουσες συγκρίσεις με διαφορετικούς συντελεστές βάρους για ποικίλες δομές κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda, ενώ οι βέλτιστες λύσεις μελετώνται όσον αφορά στο εύρος ζώνης που επιτυγχάνουν.

4.3.3.α Περιγραφή Τροποποιημένης Yagi-Uda με Επιπρόσθετα Παρασιτικά Στοιχεία

Η τροποποιημένη στοιχειοκεραία Yagi-Uda, με δύο επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία στην περιοχή του ενεργού στοιχείου, απεικονίζεται στο σχήμα 4.55. Τα δύο αυτά στοιχεία θα αποκαλούνται στο εξής «καταστολείς» ("suppressors"), αφού λειτουργούν ως επιπλέον ανακλαστήρες και καταπιέζουν 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 δίπολα στη διάταξη.



Σχήμα 4.55. Γεωμετρία της τροποποιημένης στοιχειοκεραίας Yagi-Uda

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. Η συνολική συμμετρία της διάταξης διατηρείται, λόγω της συμμετρικής τοποθέτησης των «καταστολέων» ως προς τον άξονα x.

4.3.3.β Χαρακτηριστικά του Γενετικού Αλγορίθμου

Για τη σχεδίαση κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda, χρησιμοποιήθηκε ο γενετικός αλγόριθμος δυαδικής απεικόνισης των λύσεων που είναι ενσωματωμένος στο SNEC. Όσον αφορά στην κλασική Yagi, κάθε χρωμόσωμα παρίστανε πιθανές τιμές για τα μήκη των στοιχείων και τις μεταξύ τους αποστάσεις. Από την άλλη πλευρά, για τη Yagi με τους δύο «καταστολείς», ακολουθήθηκαν δύο διαφορετικές διαδικασίες βελτιστοποίησης:

- η πρώτη λειτουργούσε τόσο πάνω στις παραμέτρους της κλασικής δομής Yagi όσο και σε εκείνες των "suppressors", ενώ
- η δεύτερη και ταχύτερη εκδοχή χρησιμοποιούσε ως βάση μια προηγουμένως σχεδιασθείσα δομή Yagi-Uda και περιοριζόταν στην εξεύρεση μόνο των βέλτιστων παραμέτρων των δύο επιπρόσθετων παρασιτικών στοιχείων.

Κάθε γενετικός περιελάμβανε 250 γενιές των 60 ατόμων η καθεμιά. Χρησιμοποιήθηκε επιλογή με τη διαδικασία αποδεκατισμού του πληθυσμού (population decimation), ενώ για το ζευγάρωμα προτιμήθηκε η συνένωση χρωμοσωμάτων με γειτονικές τιμές επίδοσης (adjacent fitness pairing). Ακόμη, επιλέχθηκε διασταύρωση ενός σημείου με διαίρεση των ατόμων σε επίπεδο γονιδίου και δυαδική μετάλλαξη με πιθανότητα αλλαγής ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα $p_m = 0.15$. Περισσότερα στοιχεία για την επιλογή των παραπάνω παραμέτρων, που συνιστούν την προτεινόμενη στρατηγική για το γενετικό του SNEC, περιέχονται στα [11, 24].

Από πλευράς αντικειμενικής συνάρτησης χρησιμοποιήθηκαν τρεις διαφορετικές μορφές, ανάλογα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε σχεδίασης. Πιο συγκεκριμένα:

- Για μεγιστοποίηση του κέρδους:

$$of = \left(G \big/ G_{DES} \right)^2 \tag{4.32}$$

όπου G, G_{DES} είναι η τιμή προσομοίωσης και η επιθυμητή τιμή, αντίστοιχα.

- Για μεγιστοποίηση του κέρδους και ελαχιστοποίηση του ύψους των πλευρικών λοβών:

$$of = W_G G(\text{dBi}) - W_B B(\text{dBi}) \tag{4.33}$$

όπου G είναι το κέρδος και B το μέγιστο ύψος πλευρικών λοβών στην οπίσθια κατεύθυνση.

- Για μεγιστοποίηση του κέρδους, ελαχιστοποίηση του ύψους των πλευρικών λοβών και προσαρμογή του μοναδικού ενεργού στοιχείου:

$$of = W_G G(\text{dBi}) - W_B B(\text{dBi}) - W_R \left| R_{in}(\Omega) - 50 \right| - W_X \left| X_{in}(\Omega) \right| \tag{4.34}$$

όπου τα G, B ορίζονται στην (4.33), ενώ $R_{in} = \text{Re}(Z_{in})$ και $X_{in} = \text{Im}(Z_{in})$, με Z_{in} την αντίσταση εισόδου του ακτινοβολητή. Στις (4.33), (4.34), οι παράμετροι W_G, W_B, W_R, W_X είναι κατάλληλα επιλεγμένοι συντελεστές βάρους.

4.3.3.γ Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτήν την υποπαράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της γενετικής σχεδίασης με το SNEC κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda [42]. Κατά τη διάρκεια της διαδικασίας χρησιμοποιήθηκαν οι αντικειμενικές συναρτήσεις των (4.32)-(4.34), ενώ η συχνότητα λειτουργίας επιλέχθηκε στα $2.4\,\text{GHz}$ και η ακτίνα των διπόλων ίση με 0.003369λ.

Σε πρώτη φάση προσομοιώθηκαν με το SNEC τόσο η αρχική όσο και η βελτιωμένη Yagi-Uda [29], που προέκυψε με διαταραχές στις αποστάσεις και τα μήκη των στοιχείων της αρχικής. Όπως παρατηρεί κανείς στον πίνακα 4.31, αμελητέες διαφορές διαπιστώθηκαν σε σχέση με τα αποτελέσματα που δημοσιεύτηκαν στο [29] (11.06dBi αντί για 10.92dBi και 13.32dBi αντί για 13.41dBi).

Πίνακας 4.31. Χαρακτηριστικά διαγράμματος ακτινοβολίας και αντίσταση εισόδου κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda γενετικά βελτιστοποιημένων σύμφωνα με την (4.32), σε σύγκριση με τις διατάξεις που περιέχονται στο [29]

Τύπος κεραίας	***G*** **(dBi)**	***B*** **(dBi)**	***F/B*** **(dB)**	$\boldsymbol{Z_{in}}$ **(Ω)**
αρχικήYagi-Uda [29]	11.06	1.39	9.67	88.79+70.39*j*
Yagi-Uda με διαταραχές στις αποστάσεις και τα μήκη [29]	13.32	6.29	7.03	8.71+15.84*j*
γενετικά βελτιστοποιημένη Yagi-Uda	13.62	3.30	10.32	2.92+155.11*j*
γενετικά βελτιστοποιημένη τροποποιημένη Yagi-Uda 1	13.78	3.37	10.41	14.79+115.63*j*
γενετικά βελτιστοποιημένη τροποποιημένη Yagi-Uda 2	13.86	1.14	12.72	2.93+155.21*j*
γενετικά βελτιστοποιημένη τροποποιημένη Yagi-Uda 3	13.95	4.08	9.87	15.46+116.36*j*

Για να διερευνηθεί η δυνατότητα επίτευξης υψηλότερων τιμών κέρδους χρησιμοποιήθηκε γενετικός αλγόριθμος, με την (4.32) να καθορίζει την επίδοση των χρωμοσωμάτων (για $G_{DES} = 10^{1.45}$ ή 14.5dBi). Τα χαρακτηριστικά των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (κέρδος G, επίπεδο οπισθίου λοβού B, λόγος Front-to-Back F/B) και η αντίσταση εισόδου Z_{in} περιέχονται στον πίνακα 4.31 για μια κλασική και τρεις τροποποιημένες διατάξεις Yagi-Uda.

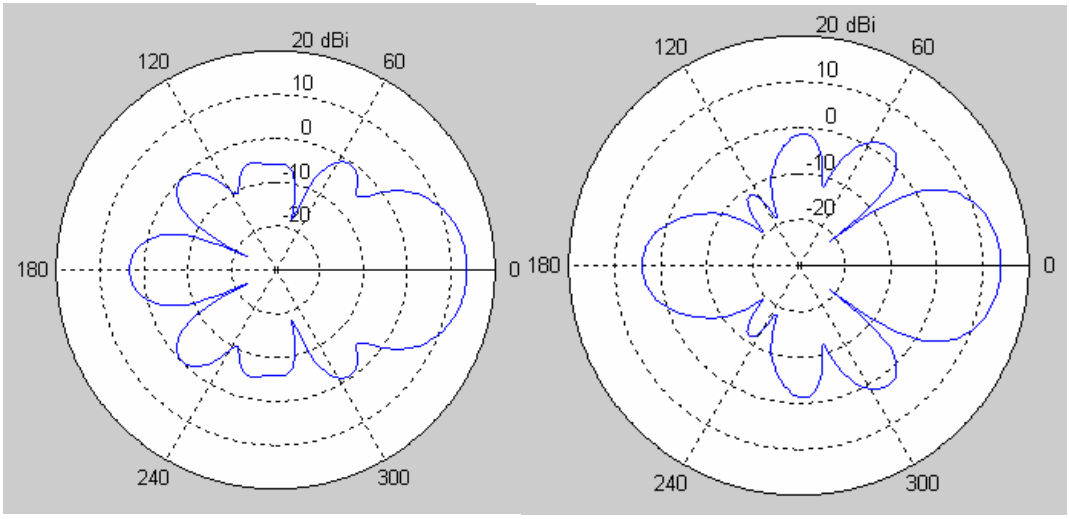
Κατά τη διάρκεια της διαδικασίας βελτιστοποίησης, οι αποστάσεις ανάμεσα στα στοιχεία κυμαίνονταν μεταξύ 0.10λ και 0.65λ, ενώ τα μήκη τους μεταξύ 0.25λ και 0.65λ. Η ακτίνα των διπόλων σε όλες τις περιπτώσεις που εξετάζονται στη συνέχεια διατηρήθηκε στα 0.003369λ (όπως και στο [29]). Η τροποποιημένη στοιχειοκεραία Yagi-Uda 1 προέκυψε κατόπιν βελτιστοποίησης τόσο των παραμέτρων των 6 στοιχείων της κλασικής δομής όσο και εκείνων των δύο επιπρόσθετων παρασιτικών στοιχείων. Το μήκος l_s των "suppressors" κυμαινόταν μεταξύ 0.3λ και 0.7λ, η ακτινική απόσταση r_s μεταξύ 0.05λ και 0.7λ, η γωνία ϕ_s μεταξύ 0^o και 90^o, ενώ η απόσταση αναφοράς x_{REF} μεταξύ -0.4λ και 0.5λ (όταν το x_{REF} είναι αρνητικό οι «καταστολείς» μετακινούνται προς τους

κατευθυντήρες, διαφορετικά ωθούνται προς την κατεύθυνση του ανακλαστήρα). Όσο για την τροποποιημένη Yagi-Uda 2, αυτή σχεδιάστηκε διατηρώντας ως βάση τη διάταξη 6 στοιχείων της γενετικά βελτιστοποιημένης κλασικής Yagi-Uda για μέγιστο κέρδος. Οι μόνες παράμετροι που τέθηκαν στη διάθεση του γενετικού για διερεύνηση ήσαν εκείνες των "suppressors". Ομοίως και για την τροποποιημένη Yagi-Uda 3, η οποία όμως στηρίχθηκε στη διάταξη 6 στοιχείων της τροποποιημένης Yagi-Uda 1. Με αυτό τον τρόπο, όπως φαίνεται και στον πίνακα 4.31, σημειώθηκε μια βαθμιαία αύξηση στο κέρδος: από 13.32dBi στο [29], σε 13.62dBi με γενετικό στην κλασική Yagi ή ακόμη και 13.95dBi με γενετικό στην τροποποιημένη Yagi.

Η γεωμετρία της βελτιστοποιημένης για κέρδος κλασικής Yagi καθώς και της γενετικά σχεδιασθείσας τροποποιημένης Yagi-Uda 3 παρουσιάζονται στον πίνακα 4.32. Οι βέλτιστες αποστάσεις και μήκη ορίζονται ως $d_{i,opt}$ και $l_{i,opt}$, αντίστοιχα, ενώ οι συντεταγμένες των «καταστολέων» ως x_s, y_s. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο των παραπάνω κεραιών απεικονίζονται στο σχήμα 4.56.

Πίνακας 4.32. Γεωμετρικά χαρακτηριστικά γενετικά βελτιστοποιημένων κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda

Yagi-Uda σχεδιασθείσα για βέλτιστο κέρδος		**γενετικά σχεδιασθείσα τροποποιημένη Yagi-Uda 3 (*)**		**γενετικά σχεδιασθείσα Yagi-Uda 13**		**γενετικά σχεδιασθείσα τροποποιημένη Yagi-Uda 9 (**)**	
$d_{i,opt}$ (λ)	$l_{i,opt}$ (λ)	$d_{i,opt}$ (λ)	$l_{i,opt}$ (λ)	$d_{i,opt}$ (λ)	$l_{i,opt}$ (λ)	$d_{i,opt}$ (λ)	$l_{i,opt}$ (λ)
0.117	0.500	0.160	0.491	0.198	0.488	0.203	0.551
0.222	0.565	0.372	0.508	0.337	0.445	0.340	0.438
0.374	0.450	0.374	0.425	0.312	0.408	0.444	0.411
0.374	0.432	0.520	0.421	0.133	0.308	0.410	0.398
0.439	0.425	0.305	0.425	0.347	0.388	0.422	0.380
-	0.427	-	0.424	-	0.403	-	0.299
(*): $r_s = 0.497\lambda, \phi_s = 60.84^{\circ}, x_{REF} = 0.16\lambda, l_s = 0.5\lambda, x_s = -0.594\lambda, y_s = \pm 0.242\lambda$							
(**): $r_s = 0.335\lambda, \phi_s = 15.75^{\circ}, x_{REF} = 0, l_s = 0.5\lambda, x_s = -0.091\lambda, y_s = \pm 0.322\lambda$							



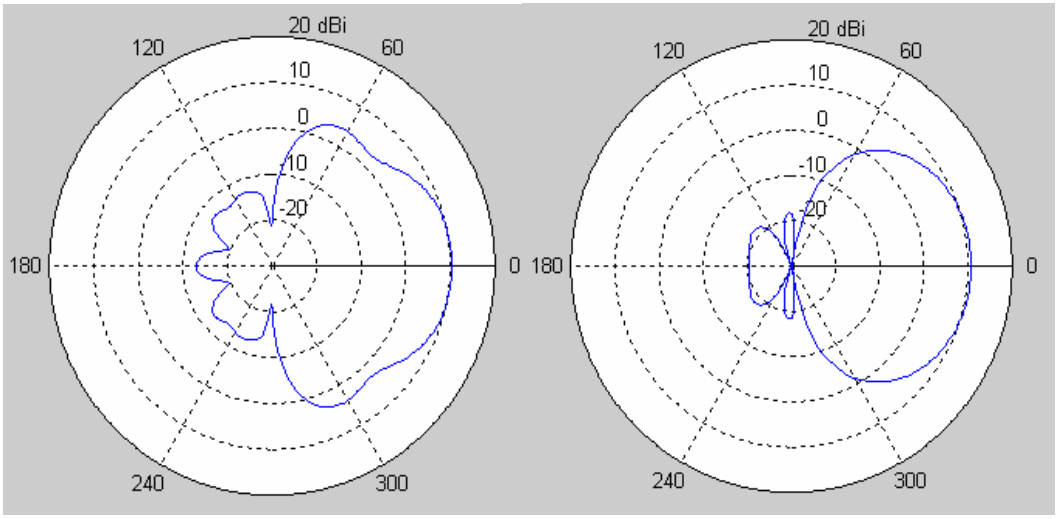
α) β)

Σχήμα 4.56. Διαγράμματα ακτινοβολίας γενετικά βελτιστοποιημένων στοιχειοκεραιών ως προς κέρδος α) κλασική Yagi-Uda και β) τροποποιημένη Yagi-Uda 3

Στο επόμενο στάδιο, χρησιμοποιήθηκε η αντικειμενική της (4.33) για ένα μεγάλο εύρος τιμών του λόγου W_G/W_B. Τα αποτελέσματα των γενετικών στις κλασικές Yagi-Uda (βελτιστοποιημένες Yagi-Uda 1-8) δίνονται στον πίνακα 4.33, όπου παρατηρείται βελτίωση του κέρδους σε βάρος του οπισθίου λοβού όσο αυξάνεται ο λόγος W_G/W_B. Εκτός από την κλασική, βελτιστοποιήθηκε και η τροποποιημένη Yagi-Uda για δύο τιμές W_G/W_B, δηλαδή 2 και 8. Στην πρώτη περίπτωση (τροποποιημένη Yagi-Uda 4), σημειώθηκε αύξηση της τάξης των 0.4dB στο κέρδος (από 10.31dBi σε 10.71dBi) και μια σημαντική μείωση 7.59dB στον οπίσθιο λοβό (από -12.94dBi σε -20.53dBi), σε σχέση με την κλασική Yagi-Uda 2 ($W_G/W_B = 2$). Στη δεύτερη περίπτωση (τροποποιημένη Yagi-Uda 5), οι αντίστοιχες διαφορές από την κλασική Yagi-Uda 5 ($W_G/W_B = 8$) ήσαν 0.77dB (από 12dBi σε 12.77dBi) και 2.29dB (από -8.58dBi σε -10.87dBi). Στη συνέχεια, και για να περιοριστεί ο γενετικός μόνο στις παραμέτρους των "suppressors", τέθηκε ως βάση η κλασική Yagi-Uda 5 ($W_G/W_B = 8$). Ο γενετικός κατέληξε στην τροποποιημένη Yagi-Uda 6, η οποία έχει την ίδια δομή 6 στοιχείων με την κλασική Yagi-Uda 5, με την κατάλληλη προσθήκη των δύο «καταστολέων» από τον αλγόριθμο. Η νέα αυτή λύση παρουσιάζει χαμηλότερη αύξηση στο κέρδος (0.27dB, από 12dBi σε 12.27dBi), αλλά πολύ μεγαλύτερη καταπίεση του οπισθίου λοβού ($>5\text{dB}$, από -8.58dBi σε -13.92dBi). Τα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο της κλασικής Yagi-Uda 2 και της τροποποιημένης Yagi-Uda 4 απεικονίζονται στο σχήμα 4.57.

Πίνακας 4.33. Χαρακτηριστικά διαγράμματος ακτινοβολίας και αντίσταση εισόδου κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda γενετικά βελτιστοποιημένων σύμφωνα με την (4.33)

Τύπος γενετικά σχεδιασθείσας κεραίας	W_G/W_B	G **(dBi)**	B **(dBi)**	F/B **(dB)**	Z_{in} **(Ω)**
Yagi-Uda 1	1	9.42	-19.70	29.12	6.01-363.16*j*
Yagi-Uda 2	2	10.31	-12.94	23.25	18.14-73.20*j*
Yagi-Uda 3	4	11.97	-11.50	23.47	18.19-90.56*j*
Yagi-Uda 4	5	11.93	-14.52	26.45	11.23-149.69*j*
Yagi-Uda 5	8	12.00	-8.58	20.58	8.93-50.78*j*
Yagi-Uda 6	10	12.11	-13.53	25.64	8.43-198.66*j*
Yagi-Uda 7	15	13.10	-5.40	18.50	5.39-159.75*j*
Yagi-Uda 8	30	13.11	-0.92	14.03	2.51-219.72*j*
τροποποιημένη Yagi-Uda 4	2	10.71	-20.53	31.24	8.61-173.09*j*
τροποποιημένη Yagi-Uda 5	8	12.77	-10.87	23.64	8.92-173.97*j*
τροποποιημένη Yagi-Uda 6	8	12.27	-13.92	26.19	8.89-50.72*j*



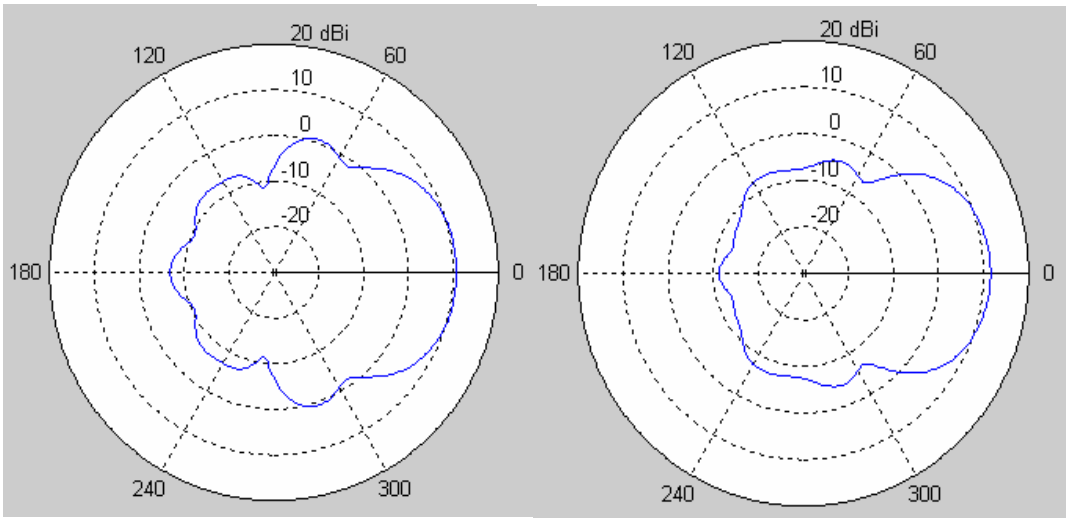
α) β)

Σχήμα 4.57. Διαγράμματα ακτινοβολίας γενετικά βελτιστοποιημένων στοιχειοκεραιών α) κλασική Yagi-Uda 2 και β) τροποποιημένη Yagi-Uda 4

Στο τελικό στάδιο βελτιστοποίησης, χρησιμοποιήθηκε η αντικειμενική συνάρτηση της (4.34) για διάφορες τιμές συντελεστών βάρους (πίνακας 4.34). Οι κλασικές Yagi-Uda 9-13 επιτυγχάνουν επιδόσεις που εξαρτώνται ισχυρά από το συσχετισμό μεταξύ W_G, W_B, W_R, W_X. Η γενετικά βελτιστοποιημένη Yagi-Uda 13, της οποίας η γεωμετρία περιέχεται στον πίνακα 4.32, θεωρήθηκε μια ικανοποιητική λύση, με μεσαίες επιδόσεις σε όλους τους τομείς. Έτσι, η αντίστοιχη αντικειμενική συνάρτηση χρησιμοποιήθηκε για τη σχεδίαση τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda. Η τροποποιημένη Yagi-Uda 7 προήλθε από μια διαδικασία βελτιστοποίησης, η οποία ενήργησε στις παραμέτρους και των 8 στοιχείων της διάταξης (6 στη δομή Yagi και δύο «καταστολείς»). Επιπλέον, η διάταξη των 6 στοιχείων της κλασικής Yagi-Uda 13 και της τροποποιημένης Yagi-Uda 7 αποτέλεσαν τη βάση για τις γενετικά σχεδιασθείσες τροποποιημένες Yagi-Uda 8 και 9, αντίστοιχα. Στις δύο τελευταίες περιπτώσεις, όπου ο γενετικός έδρασε μόνο στις παραμέτρους των "suppressors", η απόσταση αναφοράς x_{REF} τέθηκε ίση με το μηδέν, ενώ η γωνία ϕ_s κυμάνθηκε μεταξύ -90^o και 90^o. Αυτό έγινε για να μεταβληθεί η μορφή κάθε χρωμοσώματος, με στόχο να βρεθεί η καλύτερη δυνατή λύση. Πράγματι, η τροποποιημένη Yagi-Uda 9 έδωσε πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα, αφού πέτυχε χαμηλότερο *VSWR* από την κλασική Yagi-Uda 13 (1.24 έναντι 1.63), σε συνδυασμό με μια βελτίωση της τάξης των 5.23dB στο λόγο F/B (από 17.59dB σε 22.82dB). Η γεωμετρία της τροποποιημένης Yagi-Uda 9 περιέχεται στον πίνακα 4.32. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο της κλασικής Yagi-Uda 13 και της τροποποιημένης Yagi-Uda 9 απεικονίζονται στο σχήμα 4.58.

Πίνακας 4.34. Χαρακτηριστικά διαγράμματος ακτινοβολίας και αντίσταση εισόδου κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda γενετικά βελτιστοποιημένων σύμφωνα με την (4.34)

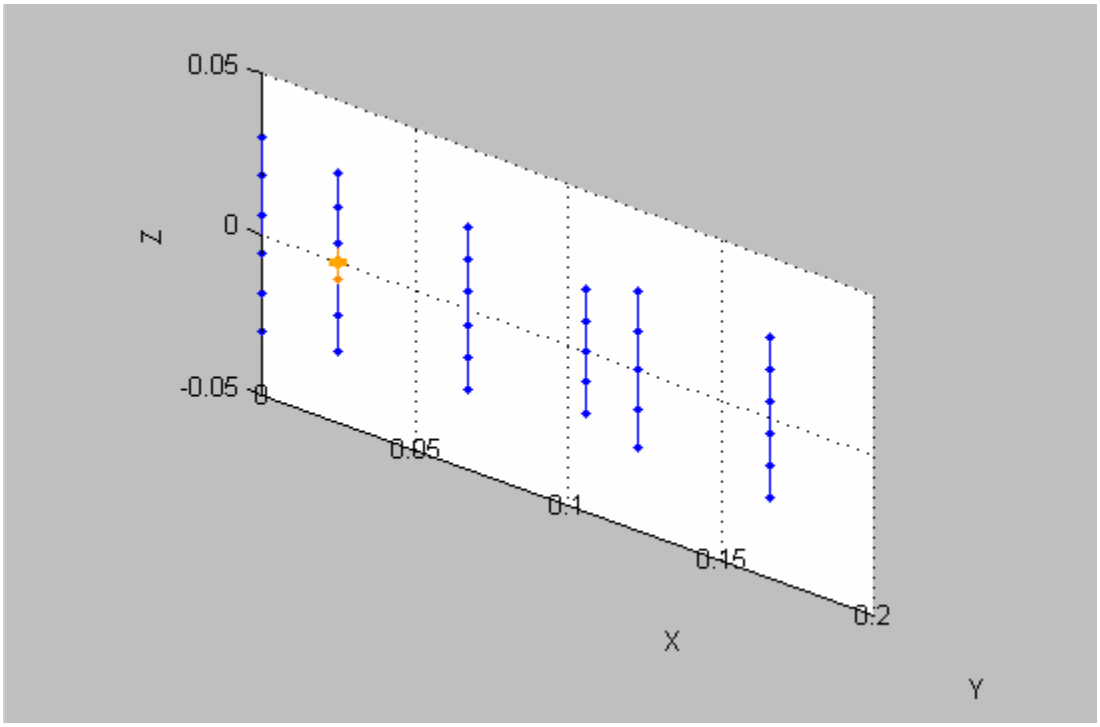
Τύπος γενετικά σχεδιασθείσας κεραίας	W_G	W_B	W_R	W_X	**G (dBi)**	**B (dBi)**	**F/B (dB)**	Z_{in} **(Ω)**
Yagi-Uda 9	30	3	1	1	11.94	-4.82	16.76	16.46-0.04*j*
Yagi-Uda 10	30	6	2	1	11.15	-5.10	16.25	34.10+0.20*j*
Yagi-Uda 11	30	10	3	1	10.42	-2.42	12.84	50.01-5.12*j*
Yagi-Uda 12	20	2	1	1	11.02	-3.82	14.84	49.47-0.17*j*
Yagi-Uda 13	30	10	2	1	10.71	-6.88	17.59	30.66+0.07*j*
τροποποιημένη Yagi-Uda 7	30	10	2	1	11.46	-9.10	20.56	42.31+5.43*j*
τροποποιημένη Yagi-Uda 8	30	10	2	1	11.04	-10.49	21.53	30.84+0.39*j*
τροποποιημένη Yagi-Uda 9	30	10	2	1	11.57	-11.25	22.82	42.23+6.01*j*



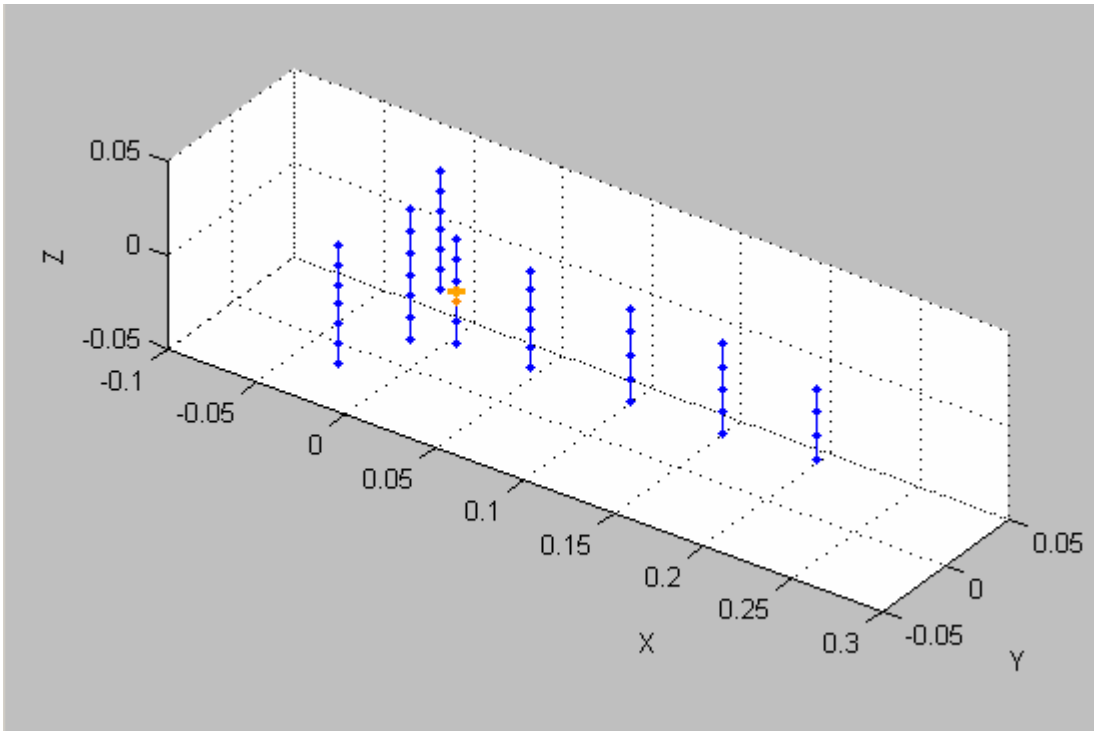
α) β)

Σχήμα 4.58. Διαγράμματα ακτινοβολίας
γενετικά βελτιστοποιημένων στοιχειοκεραιών
α) κλασική Yagi-Uda 13 και β) τροποποιημένη Yagi-Uda 9

Σ' αυτό το σημείο, οι γενετικά βελτιστοποιημένες διατάξεις Yagi-Uda 13 και τροποποιημένη Yagi-Uda 9 εμφανίζονται ως δομές του SNEC στα σχήματα 4.59-4.60.



Σχήμα 4.59. Γεωμετρία γενετικά σχεδιασθείσας
κλασικής Yagi-Uda 13 στο SNEC ($f = 2.4\,\text{GHz}$)



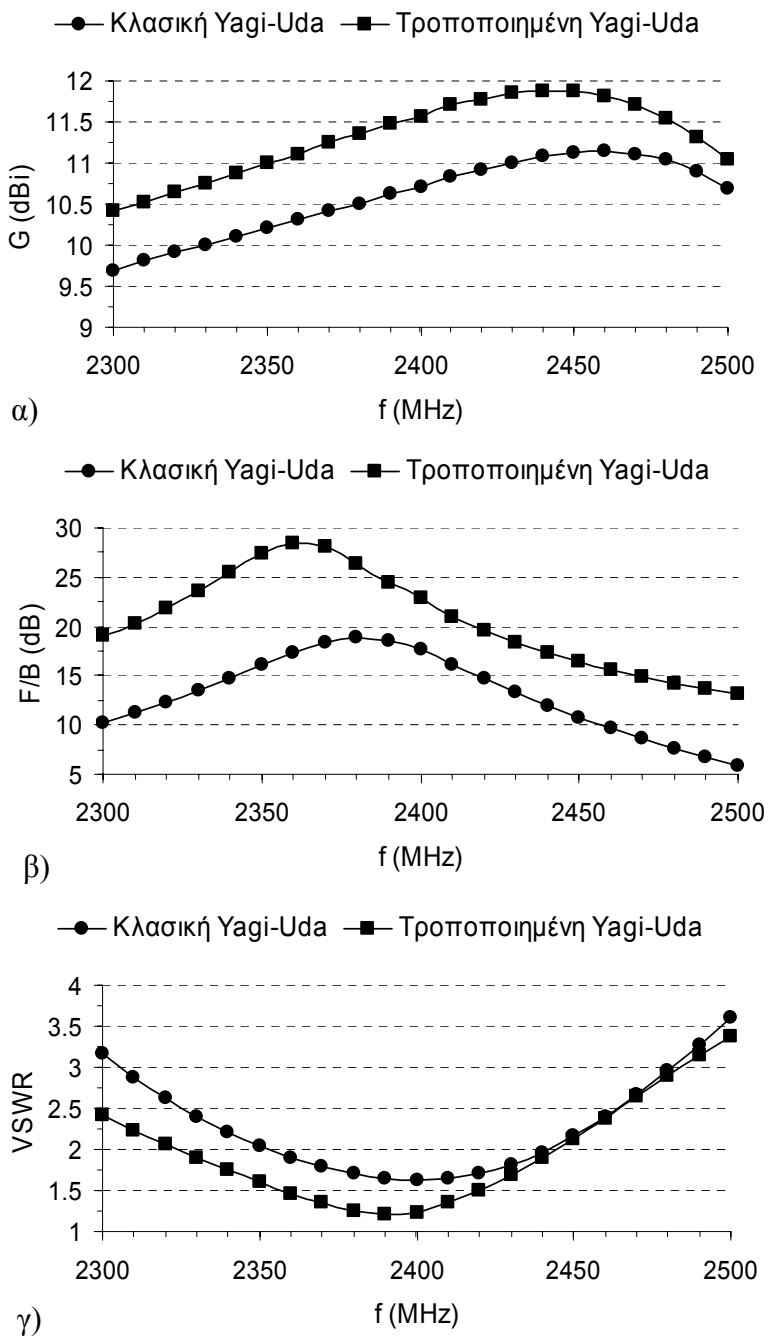
Σχήμα 4.60. Γεωμετρία γενετικά σχεδιασθείσας τροποποιημένης Yagi-Uda 9 στο SNEC ($f = 2.4\,\text{GHz}$)

4.3.3.δ Εύρος Ζώνης Κλασικών και Τροποποιημένων Στοιχειοκεραιών Yagi-Uda

Σε μια προσπάθεια να διερευνηθεί το εύρος ζώνης της κλασικής Yagi-Uda 13 και της τροποποιημένης Yagi-Uda 9 πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις σε μια περιοχή συχνοτήτων ίση με 200 MHz (από 2.3 GHz έως 2.5 GHz) γύρω από την κεντρική συχνότητα ($f = 2.4\,\text{GHz}$). Το κέρδος, ο λόγος F/B και ο $VSWR$ συναρτήσει της συχνότητας απεικονίζονται στο σχήμα 4.61. Η τροποποιημένη Yagi 9 προσέφερε βελτιωμένο κέρδος σχετικά με την κλασική Yagi 13, με τη διαφορά να κυμαίνεται από 0.35dB έως 0.9dB σε όλο το εύρος συχνοτήτων. Όσο για το λόγο F/B, μια αύξηση περίπου ίση με 10dB επιτεύχθηκε στις χαμηλότερες συχνότητες, σε αντίθεση με τις υψηλότερες όπου η διαφορά δεν υπερέβη τα 7.5dB. Τέλος, σαφώς κατώτερες τιμές $VSWR$ προέκυψαν με την τροποποιημένη Yagi-Uda 9, ειδικά μέχρι τα 2.45 GHz, κάτι που αποδεικνύεται και από τον πίνακα 4.35.

Πίνακας 4.35. Εύρος ζώνης τιμών $VSWR$ για τις γενετικά σχεδιασθείσες κλασική Yagi-Uda 13 και τροποποιημένη Yagi-Uda 9

Τύπος γενετικά σχεδιασθείσας κεραίας	**$\Delta f_{VSWR}/f$ (%) ($VSWR$<1.5)**	**$\Delta f_{VSWR}/f$ (%) ($VSWR$<2)**
Yagi-Uda 13	0	3.7
τροποποιημένη Yagi-Uda 9	2.6	5



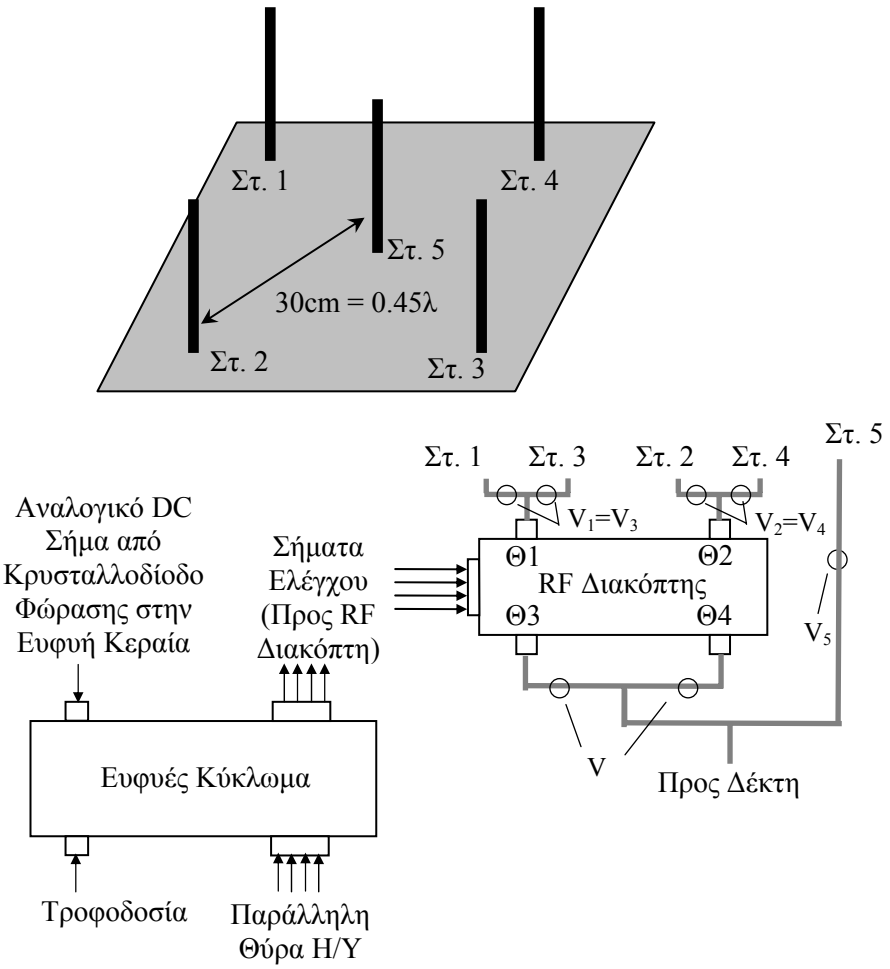
Σχήμα 4.61. α) Κέρδος, β) λόγος Front-to-Back, και γ) *VSWR* ως συνάρτηση της συχνότητας για τις γενετικά σχεδιασθείσες κλασική Yagi-Uda 13 και τροποποιημένη Yagi-Uda 9

4.4 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΕΥΦΥΟΥΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζεται η κατασκευή και πειραματική μελέτη μιας απλής ευφυούς στοιχειοκεραίας μεταγωγής πέντε στοιχείων στο πλαίσιο διπλωματικής εργασίας [43]. Η επαλήθευση των θεωρητικά αναμενόμενων διαγραμμάτων ακτινοβολίας πραγματοποιήθηκε μέσω μετρήσεων που διεξήχθησαν στον ανηχοϊκό θάλαμο (anechoic chamber), ο οποίος στεγάζεται στον τρίτο όροφο του κτιρίου Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών (Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου).

4.4.1 Περιγραφή και Θεωρητική Ανάλυση Ευφυούς Στοιχειοκεραίας

Η ευφυής στοιχειοκεραία μεταγωγής αποτελείται από πέντε στοιχεία σε διάταξη σταυρού (σχήμα 4.62), εκ των οποίων μόνο τρία κάθε φορά διαρρέονται από ρεύμα (τα υπόλοιπα είναι ανοικτοκυκλωμένα). Η μια κατάσταση λειτουργίας (A) περιλαμβάνει ως ενεργά τα στοιχεία 1, 3, 5, ενώ η άλλη (B) ενεργοποιεί τα στοιχεία 2, 4, 5. Τα στοιχεία είναι κατακόρυφα μονόπολα $\lambda/4$, τοποθετημένα πάνω σε μεταλλική (τέλεια αγώγιμη) επιφάνεια, επομένως στο άνω ημιεπίπεδο ακτινοβολούν ως δίπολα $\lambda/2$.

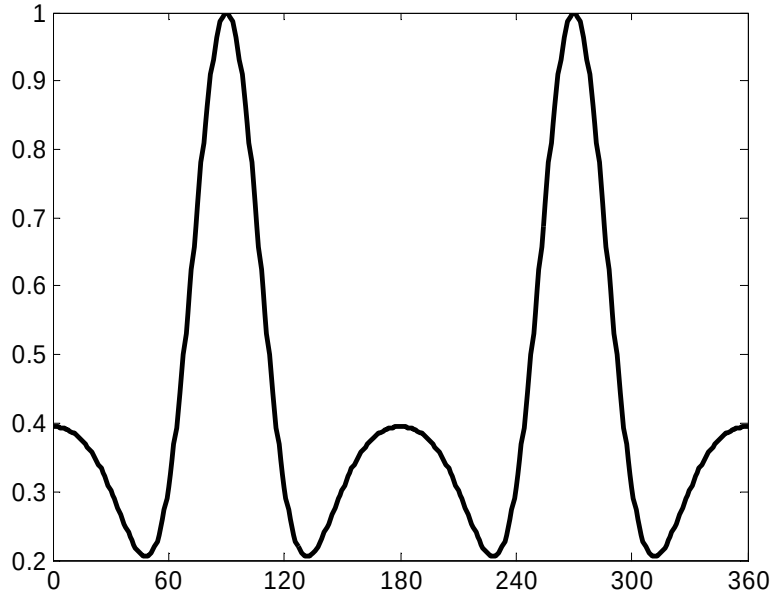


Σχήμα 4.62. Διάταξη ευφυούς στοιχειοκεραίας και κυκλώματος ελέγχου

Η συχνότητα λειτουργίας της διάταξης επιλέχθηκε $f = 450$ MHz, $\lambda = 0.667$m. Η απόσταση κάθε στοιχείου από το κεντρικό στοιχείο 5 (το οποίο διαρρέεται πάντα από ρεύμα) είναι 30cm ή 0.45λ (σχήμα 4.62). Για τη μελέτη του θεωρητικού διαγράμματος ακτινοβολίας σε μια κατάσταση (π.χ., Α) χρησιμοποιήθηκαν οι (2.22), (2.24), με τα ρεύματα και τις τάσεις τροφοδότησης να δίνονται από τη (2.3). Στην ανάλυση που παρουσιάζεται στο [43] θεωρήθηκε ότι $I_2 = I_4 = 0$ (ομοίως στην κατάσταση Β ισχύει $I_1 = I_3 = 0$). Ακόμη σε κάθε περίπτωση $V_1 = V_3$ και $V_2 = V_4$. Το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο για την κατάσταση Α (η ίδια μορφή διατηρείται και για την κατάσταση Β, με στροφή του διαγράμματος κατά 90^o) εκφράζεται ως

$$U_{norm}(\phi) = 0.25 \cdot \left|1 + 1.36 \exp\left(j65^o\right) \cos\left(0.9\pi \cos\phi\right)\right|^2 \qquad (4.35)$$

Το διάγραμμα της (4.35) απεικονίζεται σε καρτεσιανή μορφή στο σχήμα 4.63.



Σχήμα 4.63. Θεωρητικό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς στοιχειοκεραίας για την κατάσταση Α

4.4.2 Περιγραφή Κυκλώματος Ελέγχου Ευφυούς Στοιχειοκεραίας

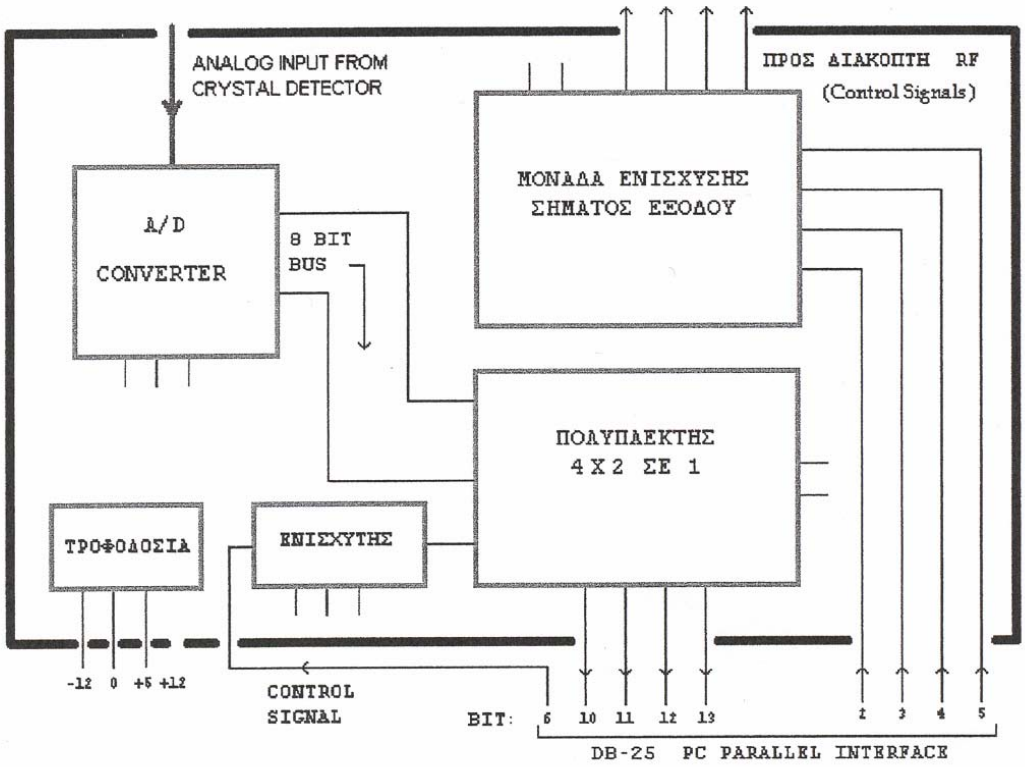
Το κύκλωμα ελέγχου της ευφυούς στοιχειοκεραίας μεταγωγής αναλαμβάνει να δρομολογήσει το RF σήμα στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας, επιλέγοντας την επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας. Αποτελείται από το ευφυές κύκλωμα και τον RF διακόπτη (σχήμα 4.62). Τα δύο βασικά τμήματα του κυκλώματος ελέγχου περιγράφονται στη συνέχεια.

4.4.2.α Ευφυές Κύκλωμα

Το ευφυές κύκλωμα περιλαμβάνει πέντε διακριτές μονάδες (ηλεκτρονικές πλακέτες), οι οποίες εικονίζονται στο σχήμα 4.64 και είναι οι ακόλουθες:

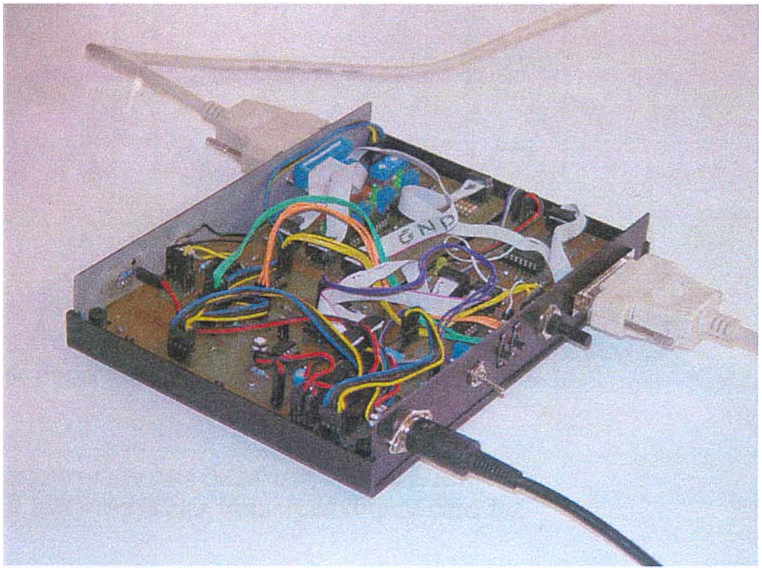
- μονάδα τροφοδοσίας,
- μονάδα ενίσχυσης σημάτων εξόδου,
- μονάδα A/D Converter,
- μονάδα πολυπλέκτη,

- μονάδα ενίσχυσης του control bit 6.



Σχήμα 4.64. Διάγραμμα δομικών μονάδων του ευφυούς κυκλώματος (πηγή: [43, Σελ. 14])

Τα παραπάνω συστατικά στοιχεία του ευφυούς κυκλώματος παρουσιάζονται αναλυτικά στο [43]. Πάντως ο βασικός ρόλος που επιτελεί συνοψίζεται στα εξής: λαμβάνει το αναλογικό DC σήμα που προέρχεται από την κρυσταλλοδίοδο φώρασης (Crystal Detector) της ευφυούς κεραίας και, μέσω αλληλεπίδρασης με Η/Υ, παράγει τα σήματα ελέγχου που καθορίζουν τις καταστάσεις λειτουργίας του RF διακόπτη.



Σχήμα 4.65. Εσωτερική όψη του ευφυούς κυκλώματος (πηγή: [43, Σελ. 19])

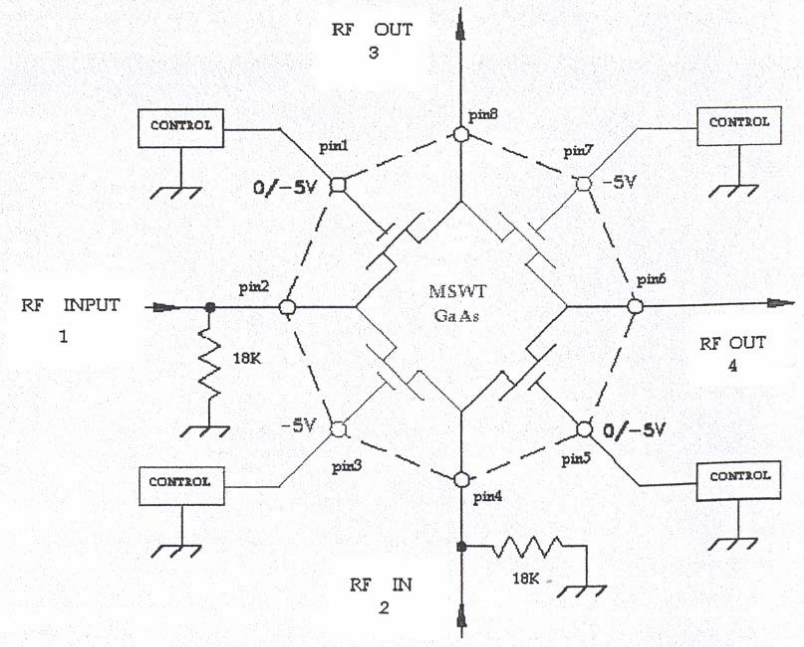
Η εσωτερική όψη του ευφυούς κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 4.65. Στη φωτογραφία διακρίνονται δύο καλώδια DB-25, από τα οποία το μεν ένα (στην πλευρά του μαύρου καλωδίου) επικοινωνεί μέσω της παράλληλης θύρας με τον Η/Υ, το δε άλλο (στην απέναντι πλευρά) αποστέλλει τα σήματα ελέγχου στον RF διακόπτη.

4.4.2.β RF Διακόπτης

Ο RF διακόπτης, όπως προκύπτει και από το σχήμα 4.62, είναι ένα δυναμικό τετράθυρο, με τέσσερις χαρακτηριστικές καταστάσεις:

- *Κατάσταση 1-3*. Η διαδρομή Θ1-Θ3 είναι περισσότερο αγώγιμη, ενώ οι ενώσεις μεταξύ όλων των υπολοίπων θυρών είναι σε απομόνωση.
- *Κατάσταση 2-4*. Η διαδρομή Θ2-Θ4 είναι περισσότερο αγώγιμη, ενώ οι ενώσεις μεταξύ όλων των υπολοίπων θυρών είναι σε απομόνωση.
- *Κατάσταση 0-0*. Όλες οι πιθανές διαδρομές του RF σήματος βρίσκονται σε αποκοπή.
- *Κατάσταση 1-1*. Οι διαδρομές Θ1-Θ3 και Θ2-Θ4 είναι αγώγιμες.

Ο διακόπτης στηρίζεται στη λειτουργία ενός ολοκληρωμένου (MSWT) που περιέχει τέσσερα FETs με πρόσμειξη GaAs (σχήμα 4.66). Το ολοκληρωμένο αποτελείται από 8 pins, από τα οποία τέσσερα δέχονται σήματα ελέγχου (pin1, pin3, pin5, pin7) και τέσσερα δέχονται RF σήματα (pin2, pin4, pin6, pin8). Τα σήματα ελέγχου είναι τάσεις 0 ή -5V, με την πρώτη να ενώνει τα RF κανάλια που συνδέονται στο συγκεκριμένο FET και τη δεύτερη να τα απομονώνει. Παρατηρώντας το σχήμα 4.66 προκύπτει ότι η κατάσταση 1-3 (που ισοδυναμεί με την κατάσταση Α που προαναφέρθηκε, στοιχεία 1, 3, 5 ενεργά) επιτυγχάνεται όταν η τάση του pin1 είναι 0 και εκείνη του pin5 είναι -5V. Ο συμπληρωματικός συνδυασμός οδηγεί στην κατάσταση 2-4 (ή κατάσταση Β, στοιχεία 2, 4, 5 ενεργά). Σε κάθε περίπτωση τα pins 3 και 7 λαμβάνουν τάση ίση με -5V, ώστε να αποφεύγεται η παρεμβολή μεταξύ θυρών που ανήκουν σε διαφορετική κατάσταση λειτουργίας (π.χ., από Θ1 σε Θ4 ή από Θ2 σε Θ3).

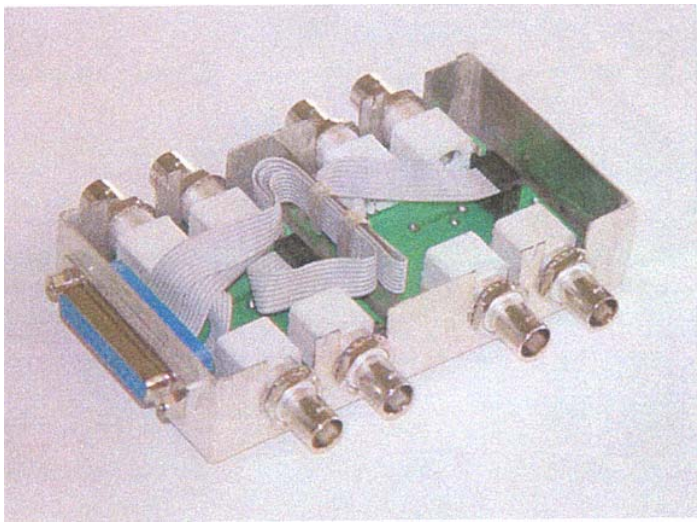


Σχήμα 4.66. Διάγραμμα ολοκληρωμένου MSWT στο κέντρο της ηλεκτρονικής πλακέτας του RF διακόπτη (πηγή: [43, Σελ. 21])

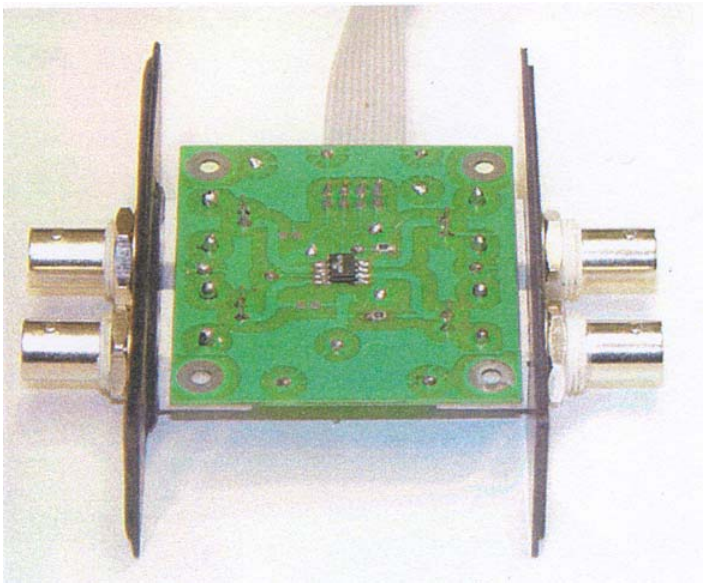
Για να διαπιστωθεί η ορθή συμπεριφορά του RF διακόπτη, μετράται με τη βοήθεια Network Analyzer (Hewlett Packard, μοντέλο HP8714C, εύρος ζώνης λειτουργίας 300 kHz – 3 GHz) η απόσβεση που εισάγει στις διαδρομές Θ1-Θ3, Θ2-Θ4, καθώς και η παρεμβολή μέσω των διαγωνίων διαδρομών Θ1-Θ4, Θ2-Θ3. Έτσι, για το εύρος ζώνης λειτουργίας της ευφυούς κεραίας (400 MHz – 500 MHz), ισχύουν τα εξής:

- Στην κατάσταση 1-3 η απόσβεση μεταξύ εισόδου (Θ1) και εξόδου (Θ3) είναι της τάξης των 2dB. Αντίθετα, σε όλες τις υπόλοιπες διαδρομές που βρίσκονται σε απομόνωση (Θ2-Θ4, Θ2-Θ3, Θ1-Θ4), η απόσβεση υπερβαίνει τα 30dB.
- Παρόμοια συμπεράσματα προκύπτουν και για την κατάσταση 2-4.
- Στην κατάσταση 0-0, όπου όλες οι διαδρομές είναι σε αποκοπή, η απόσβεση υπερβαίνει τα 25dB.
- Στην κατάσταση 1-1 η απόσβεση μεταξύ των εισόδων (Θ1, Θ2) και των αντιστοίχων εξόδων (Θ3, Θ4) κυμαίνεται μεταξύ 1.7dB και 2dB. Αντίθετα στις υπόλοιπες διαδρομές (Θ2-Θ3, Θ1-Θ4) η απόσβεση υπερβαίνει τα 22dB.

Η κατασκευή της ηλεκτρονικής πλακέτας του RF διακόπτη, βάση της οποίας αποτελεί το ολοκληρωμένο του σχήματος 4.66, περιγράφεται αναλυτικά στο [43]. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι η σχεδίαση του RF τμήματος στηρίχθηκε στην τεχνική της μικροταινίας (microstrip), ενώ τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν ήσαν χαλκός για τα αγώγιμα μέρη (με αντιοξειδωτική επίστρωση κασσίτερου) και διηλεκτρικό FR4 ($\varepsilon_r = 4.7$, πάχος 0.8mm) [43]. Στο σχήμα 4.67 απεικονίζονται δύο RF διακόπτες, από τους οποίους χρησιμοποιείται μόνο ο ένας, σε ηλεκτρομαγνητική απομόνωση μεταξύ τους και σε συσκευασία μεταλλικού κουτιού. Ο διπλός αυτός RF διακόπτης μπορεί να συμβάλλει στην επίτευξη περισσότερων και πιο σύνθετων συνδυασμών τροφοδότησης ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής. Ακόμη στο σχήμα 4.67 διακρίνονται οι υποδοχές για τα RF σήματα (BNC Connectors) και τα παράλληλα καλώδια μεταφοράς σημάτων ελέγχου μέσω της θύρας DB-25. Τέλος, η εσωτερική κάτω όψη της ηλεκτρονικής πλακέτας ενός απλού RF διακόπτη φαίνεται στο σχήμα 4.68.



Σχήμα 4.67. Εσωτερική άνω όψη μεταλλικού κουτιού που περιέχει δύο RF διακόπτες (πηγή: [43, Σελ. 39])

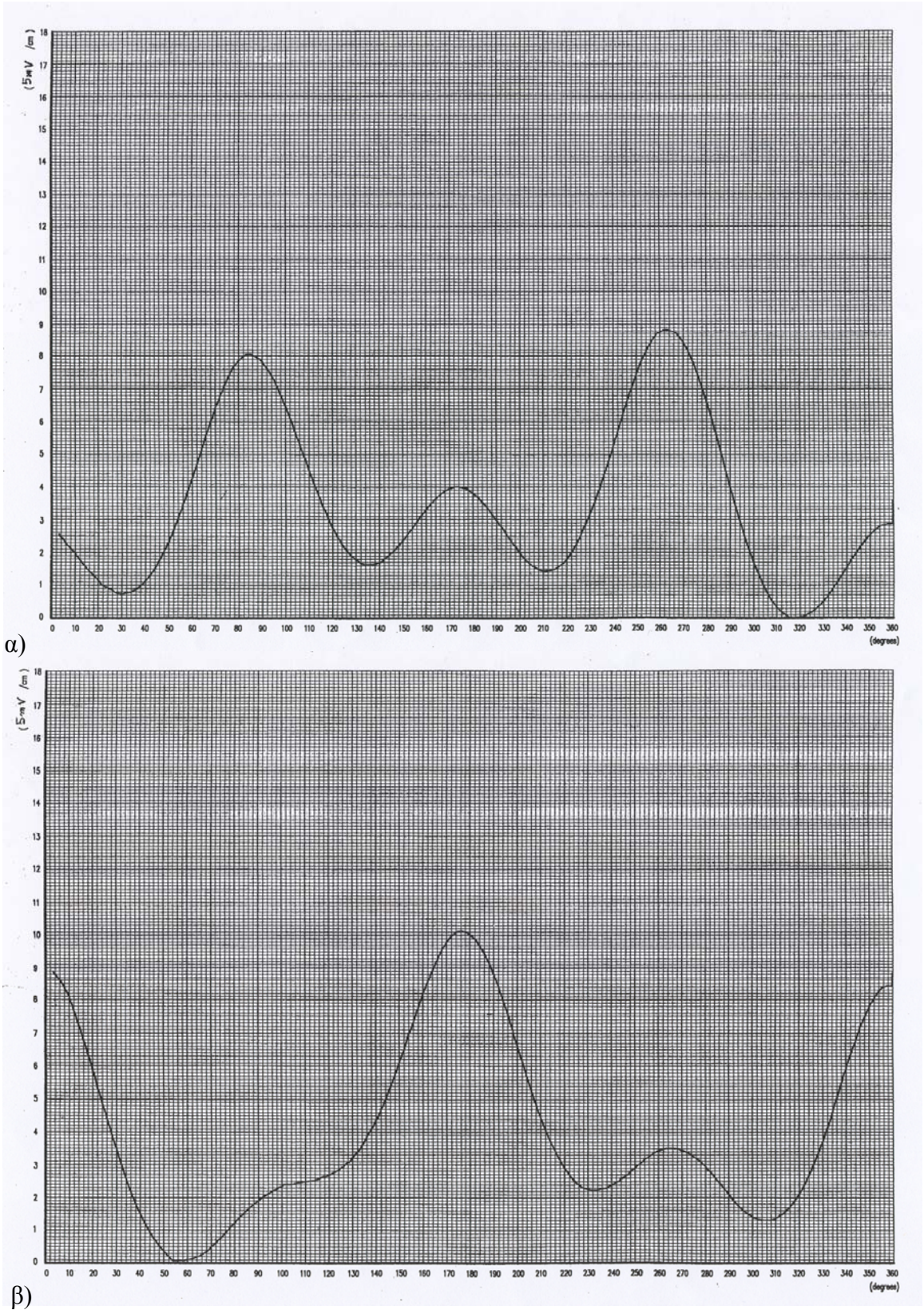


Σχήμα 4.68. Εσωτερική κάτω όψη ηλεκτρονικής πλακέτας ενός απλού RF διακόπτη (πηγή: [43, Σελ. 39])

4.4.3 Πειραματικός Προσδιορισμός Διαγραμμάτων Ακτινοβολίας

Για την πειραματική μελέτη της ευφυούς στοιχειοκεραίας μεταγωγής, υλοποιήθηκε διάταξη στον ανηχοϊκό θάλαμο με την ανωτέρω κεραία ως δέκτη και μια λογαριθμο-περιοδική (log-periodic) κεραία ως πομπό. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας για τις καταστάσεις 1-3 (A) και 2-4 (B) προέκυψαν με τη βοήθεια ειδικού καταγραφικού μηχανήματος και παρουσιάζονται στο σχήμα 4.69. Στην κατάσταση 1-3 τα μέγιστα παρατηρούνται στις γωνίες 84^o και 263^o (σχήμα 4.69α). Σύγκριση με το θεωρητικό διάγραμμα του σχήματος 4.63 οδηγεί σε μετατοπίσεις της τάξης των $6\text{-}7^o$ (αντί για 90^o, 270^o), οι οποίες οφείλονται σε μη τέλεια ευθυγράμμιση της κεραίας του πομπού με την κεραία του δέκτη στις 0^o. Επίσης, η μικρή διαφορά στη στάθμη των μεγίστων (γύρω στα 5mV) αποδίδεται σε ασυμμετρία τροφοδότησης των στοιχείων 1, 3. Παρόμοια συμπεράσματα συνάγονται και για την κατάσταση 2-4, όπου τα μέγιστα παρατηρούνται στις γωνίες 3^o και 176^o (σχήμα 4.69β).

Συνοψίζοντας, είναι σαφής η δυνατότητα μετατόπισης του κυρίου λοβού της στοιχειοκεραίας κατά 90^o, με τη χρήση RF διακόπτη και ηλεκτρονικών σημάτων ελέγχου. Η συχνότητα εναλλαγής μεταξύ των διαγραμμάτων ακτινοβολίας μέσω Η/Υ περιορίζεται από το όριο αντοχής των ολοκληρωμένων (γύρω στο 1 MHz).



Σχήμα 4.69. Πειραματικό διάγραμμα ακτινοβολίας ευφυούς στοιχειοκεραίας α) για την κατάσταση Α, β) για την κατάσταση Β (πηγή: [43, Σελ. 46-47])

4.5 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] P. K. Varlamos and C. N. Capsalis, "Electronic beam steering using switched parasitic smart antenna arrays," *Progress in Electromagnetics Research*, PIER 36, pp. 101-119, 2002.

[2] C. R. Houck, J. A. Joines, and M. G. Kay. A genetic algorithm for function optimization: a Matlab implementation. North Carolina State University. [Online]. Available: http://www.ie.ncsu.edu:80/mirage/GAToolBox/gaot/

[3] P. K. Varlamos and 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, pp. 77-88, August 2003.

[4] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, John Wiley & Sons, Inc., 1999.

[5] Χ. Καψάλης, Π. Κωττής, *Κεραίες-Ασύρματες Ζεύξεις*, Ε.Μ.Π., Ιούνιος 1999, Κεφ. 2, 3, 5.

[6] P. K. Varlamos, E. D. Karageorgou, and C. N. Capsalis, "Impedance matching of a switched parasitic planar array using additional parasitic elements and the method of genetic algorithms," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 17, No. 8, pp. 1097-1111, 2003.

[7] K. Sheikh, D. Gesbert, D. Gore, and A. Paulraj, "Smart antennas for broadband wireless access networks," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 37, No. 11, pp. 100-105, November 1999.

[8] H. Bölcskei, A. J. Paulraj, K. V. S. Hari, R. U. Nabar, and W. W. Lu, "Fixed broadband wireless access: state of the art, challenges, and future directions," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 39, No. 1, pp. 100-108, January 2001.

[9] A. I. Sotiriou, P. K. Varlamos, P. T. Trakadas, and C. N. Capsalis, "Broadband wireless access base station performance using smart antenna cell," *Electronics Letters*, υπό κρίση (06/2005).

[10] A. Fourie and D. Nitch, "SuperNEC: antenna and indoor-propagation simulation program," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 3, pp. 31-48, June 2000.

[11] A. Fourie and D. Nitch. (2002, Oct.). SuperNEC Manuals. [Online]. Available: http://www.supernec.com/manuals

[12] 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.

[13] T. L. Simpson and J. D. Tillman, "Parasitic excitation of circular antenna arrays," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 9, No. 3, pp. 263-267, May 1961.

[14] J. D. Tillman, Jr., *The Theory and Design of Circular Antenna Arrays*, University of Tennessee Engineering Experimental Station, 1966.

[15] R. B. Mack, "Circular arrays of dipoles and monopoles," in *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 5, pp. 116-122, October 1967.

[16] 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.

[17] 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.

[18] 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.
[19] R. W. P. King, R. Mack, and S. Sandler, *Arrays of Cylindrical Dipoles*, Cambridge Press, 1968.
[20] R. W. P. King, G. J. Fikioris, and R. B. Mack, *Cylindrical Antennas and Arrays*, Cambridge University Press, 2002.
[21] D. H. Sinnott and R. F. Harrington, "Analysis and design of circular antenna arrays by matrix methods," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-21, No. 5, pp. 610-614, September 1973.
[22] C. O. Stearns and A. C. Stewart, "An investigation of concentric ring antennas with low sidelobes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-13, No. 6, pp. 856-863, November 1965.
[23] H. Scott and V. F. Fusco, "360^{o} electronically controlled beam scan array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 1, pp. 333-335, January 2004.
[24] B. Orchard, *Optimizing Algorithms for Antenna Design*, MSc Dissertation, University of the Witwatersrand, 2002.
[25] S. Uda and Y. Mushiake, *Yagi-Uda Antenna*, Maruzen Co., Tokyo, Japan, 1954.
[26] L. C. Kretly and A. S. Ribeiro, "A novel tilted dipole quasi-Yagi antenna designed for 3G and Bluetooth applications," in *Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, Vol. 1, pp. 303-306, September 2003.
[27] D. K. Cheng and C. A. Chen, "Optimum element spacings for Yagi-Uda arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-21, No. 5, pp. 615-623, September 1973.
[28] C. A. Chen and D. K. Cheng, "Optimum element lengths for Yagi-Uda arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-23, No. 1, pp. 8-15, January 1975.
[29] D. K. Cheng, "Gain optimization for Yagi-Uda arrays," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 33, No. 3, pp. 42-46, June 1991.
[30] D. K. Cheng, "Optimization techniques for antenna arrays," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 59, No. 12, pp. 1664-1674, December 1971.
[31] D. Kajfez, "Nonlinear optimization reduces the sidelobes of Yagi antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-21, No. 5, pp. 714-715, September 1973.
[32] D. Kajfez, "Nonlinear optimization extends the bandwidth of Yagi antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-23, No. 2, pp. 287-289, March 1975.
[33] E. E. Altshuler and D. S. Linden, "Wire-antenna designs using genetic algorithms," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 39, No. 2, pp. 33-43, April 1997.
[34] D. S. Linden, "Using a real chromosome in a genetic algorithm for wire antenna optimization," in *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 3, pp. 1704-1707, July 1997.
[35] D. S. Linden, "Increasing genetic algorithm efficiency for wire antenna design using clustering," *ACES Journal*, Vol. 15, No. 2, pp. 75-86, July 2000.

[36] E. A. Jones and W. T. Joines, “Design of Yagi-Uda antennas using genetic algorithms,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 9, pp. 1386-1392, September 1997.
[37] D. Correia, A. J. M. Soares, and M. A. B. Terada, “Optimization of gain, impedance and bandwidth in Yagi-Uda antennas using genetic algorithm,” in *Proceedings of the 1999 SBMO/IEEE MTT-S, APS and LEOS International Microwave and Optoelectronics Conference*, Vol. 1, pp. 41-44, August 1999.
[38] R. M. Ramos, R. R. Saldanha, R. H. C. Takahashi, and F. J. S. Moreira, “The real-biased multiobjective genetic algorithm and its application to the design of wire antennas,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, No. 3, pp. 1329-1332, May 2003.
[39] Y. Lu, X. Cai, and Z. Gao, “Optimal design of special corner reflector antennas by the real-coded genetic algorithm,” in *Proceedings of the Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific*, pp. 1457-1460, December 2000.
[40] T. Maruyama and T. Hori, “Novel dual frequency antenna with same beam width generated by GA-ICT using improved objective function,” in *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 4, pp. 668-671, July 2001.
[41] A. Hartanto and T. Suzuki, “An improvement of parasitic dipole array using suppressor elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 39, No. 9, pp. 1434-1436, September 1991.
[42] 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 (Antenna Designer’s Notebook)*, υπό δημοσίευση (07/2005).
[43] Γ. Λιλής, *Μελέτη και Ανάπτυξη Συστήματος Ευφυούς Κεραίας UHF*, Διπλωματική Εργασία, Ε.Μ.Π., 2002.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΕΥΦΥΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

Στο προηγούμενο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (SPAs), για τη σχεδίαση των οποίων χρησιμοποιήθηκε η τεχνική των γενετικών αλγορίθμων. Η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των SPAs, που αποτελούν τυπικούς εκπροσώπους κεραιών στρεφόμενης ακτινοβολίας (SB), πραγματοποιήθηκε με τη μέθοδο της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και με τη μέθοδο των ροπών. Στο παρόν κεφάλαιο θα αναπτυχθούν εφαρμογές στις οποίες είναι δυνατόν να αξιοποιηθούν οι SPAs που μελετήθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Με αυτόν τον τρόπο θα καταδειχθούν τα πλεονεκτήματα και οι δυνατότητες που παρέχει η SB τεχνολογία, τα οποία περιγράφηκαν στο πρώτο κεφάλαιο της διατριβής.

5.1 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΓΩΝΙΑΣ ΑΦΙΞΗΣ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ – ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΕΠΑΓΟΜΕΝΗΣ ΗΛΕΚΤΡΕΓΕΡΤΙΚΗΣ ΔΥΝΑΜΗΣ

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται δύο μέθοδοι εκτίμησης της κατεύθυνσης άφιξης (Direction-of-Arrival, DoA) λαμβανόμενων σημάτων στο δέκτη μιας ασύρματης ζεύξης. Οι μέθοδοι αυτές στηρίζονται στην ενσωμάτωση και κατάλληλη αξιοποίηση μιας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων στην πλευρά του δέκτη.

Η γνώση της χωρικής προέλευσης των πηγών μετάδοσης σημάτων αποτελεί ένα από τα πιο σημαντικά προς διερεύνηση θέματα στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών $3^{ης}$ και $4^{ης}$ Γενιάς. Διάφοροι αλγόριθμοι εύρεσης της γωνίας άφιξης έχουν αναπτυχθεί τις τελευταίες δεκαετίες, με μεγάλη χρησιμότητα σε πλήθος τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών π.χ., ραντάρ, σόναρ ή υπηρεσίες LBS (Location Based Services) [1]. Επιπλέον, τέτοιες μέθοδοι χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό των θέσεων των κινητών χρηστών καθώς αυτοί κινούνται μεταξύ γειτονικών κυψελών, ενώ η λειτουργία τους σε πραγματικό χρόνο εξυπηρετεί σχήματα SDMA. Συστήματα ευφυών κεραιών ικανά να διαχωρίζουν σήματα από πολλαπλές πηγές είναι δυνατόν να βελτιώσουν την επίδοση συστημάτων GPS [2-3].

Σε περιβάλλοντα πολυδιαδρομικής διάδοσης, οι αλγόριθμοι εκτίμησης των DoAs παρέχουν τον αριθμό, τις γωνίες άφιξης και τις σχετικές ισχύεις των κυριότερων συνιστωσών. Ακολούθως, η ενσωμάτωση ψηφιακών μορφοποιητών του διαγράμματος ακτινοβολίας (BFs) στο δέκτη του σταθμού βάσης καθιστά εφικτή τη λήψη των αφιχθέντων μονοπατιών [4-5].

Από την άλλη πλευρά, η εκτίμηση των DoAs στην άνω ζεύξη (uplink) μπορεί να χρησιμεύσει για επιλεκτική μετάδοση στην κάτω ζεύξη (downlink). Αυτό οφείλεται στην αρχή της αμοιβαιότητας και στη στασιμότητα των γωνιακών παραμέτρων (stationary parameters): η κατεύθυνση άφιξης του σήματος στο uplink ταυτίζεται με την κατεύθυνση μετάδοσης στο downlink [3, 6]. Στην περίπτωση πολυδιαδρομικής διάδοσης με μεγάλη γωνιακή διασπορά (angular spread) και

αρκετές συνιστώσες, το διάγραμμα ακτινοβολίας στο downlink πρέπει να καλύπτει τις κυριότερες από αυτές.

Στο παρελθόν έχουν αναπτυχθεί μέθοδοι εύρεσης της γωνίας άφιξης, οι οποίες έχουν βασιστεί σε SPAs και πιο συγκεκριμένα στην ανίχνευση της συνολικής λαμβανόμενης ισχύος για κάθε συνδυασμό τροφοδότησης. Ο καθορισμός της γωνιακής θέσης μιας πηγής προκύπτει ύστερα από σύγκριση των αντίστοιχων τιμών για όλα τα διαγράμματα ακτινοβολίας. Οι μέθοδοι αυτές ενδείκνυνται για περιπτώσεις ενός λαμβανόμενου σήματος, ενώ αποδεικνύονται ανεπαρκείς για διαχωρισμό περισσότερων του ενός σημάτων [7-8].

Η πρώτη προτεινόμενη μέθοδος είναι σε θέση να υπολογίσει με σημαντική αξιοπιστία τις γωνίες άφιξης δύο σημάτων ευρείας ζώνης (π.χ., το επιθυμητό και την ισχυρότερη πολυδιαδρομική συνιστώσα, σήματα από δύο διαφορετικούς χρήστες), καθώς και τις σχετικές μέσες ισχύεις τους [9]. Η μέθοδος στηρίζεται στην ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας (συμβατικό beamforming) και στην καταγραφή της συνολικής μέσης λαμβανόμενης ισχύος για κάθε συνδυασμό τροφοδότησης μιας SPA. Αντιθέτως, δεν αξιοποιεί τη φύση του μοντέλου του λαμβανόμενου σήματος ούτε τις στατιστικές ιδιότητες των σημάτων και του θορύβου (όπως συμβαίνει στα MUSIC, ESPRIT, κ.ά.) [4]. Το εργαλείο επίλυσης του προβλήματος προσδιορισμού των κατευθύνσεων των σημάτων είναι η τεχνική των γενετικών αλγορίθμων. Λόγω της φύσης της συγκεκριμένης μεθόδου και του χρόνου που απαιτείται για τη σύγκλισή της, απευθύνεται κυρίως σε ασύρματες εφαρμογές χαμηλής κινητικότητας (low-mobility applications), όπως είναι τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (WLANs). Πιο συγκεκριμένα, χρησιμεύει στην προετοιμασία (training) της κεραίας του σταθμού βάσης. Αυτό σημαίνει ότι π.χ., σε ένα περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης, ένα μικρό χρονικό διάστημα μπορεί να αφιερωθεί στην εκτίμηση των DoAs των ισχυρότερων συνιστωσών και στον υπολογισμό του λόγου των μέσων ισχύων τους [9].

Η δεύτερη προτεινόμενη μέθοδος εφαρμόζει τον αλγόριθμο MUSIC σε ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, με κατάλληλες τροποποιήσεις που έχουν ως αφετηρία την ιδέα που αναπτύσσεται στο [1]. Ο MUSIC είναι ένας αλγόριθμος αξιοποίησης του υποχώρου θορύβου για την εκτίμηση παραμέτρων των λαμβανόμενων σημάτων. Η κύρια μεταβολή που εισάγει η παρούσα μέθοδος συνίσταται στον πίνακα στρεφόμενου διανύσματος, ο οποίος στον κλασικό MUSIC περιέχει τις διαφορές φάσης των αφικνούμενων σημάτων σε κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας, σε σχέση με το στοιχείο αναφοράς [4, 10]. Στον τροποποιημένο αλγόριθμο, ο αντίστοιχος πίνακας περικλείει τις τιμές διαγραμμάτων πεδίου της SPA που προκύπτουν για κάθε συνδυασμό τροφοδότησης και γωνία άφιξης. Η νέα προσέγγιση εκμεταλλεύεται την υψηλή διακριτική ικανότητα του MUSIC, σε συνάρτηση με τον ηλεκτρονικό έλεγχο του διαγράμματος ακτινοβολίας που εξασφαλίζει η εισαγωγή κατάλληλης ψηφιακής λέξης στο κύκλωμα τροφοδότησης της SPA [11]. Η ιδέα που περιγράφηκε προηγουμένως μπορεί να επεκταθεί και σε άλλες μεθόδους εκτίμησης της γωνίας άφιξης, με την προϋπόθεση της τροποποίησης του πίνακα στρεφόμενου διανύσματος [1].

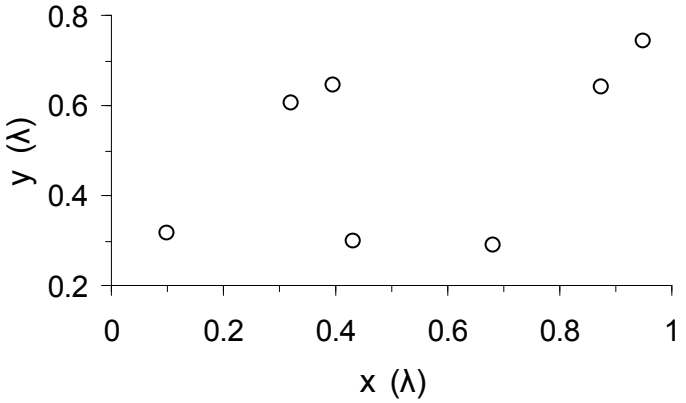
Στη συνέχεια της παραγράφου οι δύο παραπάνω μέθοδοι αναπτύσσονται και αναλύονται σε βάθος. Οι SPAs που χρησιμοποιούνται στη διαδικασία εκτίμησης της επίδοσής τους προσφέρουν συμμετρικά ή μη-συμμετρικά διαγράμματα ακτινοβολίας. Θεωρούνται δύο εισερχόμενα σήματα, οι γωνίες άφιξης των οποίων είναι ομοιόμορφα ή ανομοιόμορφα κατανεμημένες. Τα αποτελέσματα που

προκύπτουν αναδεικνύουν τα προτερήματα και τις αδυναμίες των προτεινόμενων μεθόδων.

5.1.1 Ευφυείς Επίπεδες Στοιχειοκεραίες Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων με Μη-Συμμετρικά ή Συμμετρικά Διαγράμματα Ακτινοβολίας

Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, οι μέθοδοι εύρεσης της γωνίας άφιξης που περιγράφονται στη συνέχεια αξιοποιούν ευφυείς επίπεδες στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων. Αυτές διαιρούνται σε μη-συμμετρικές και συμμετρικές διατάξεις, η ανάλυση των οποίων πραγματοποιήθηκε με τη μέθοδο επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης.

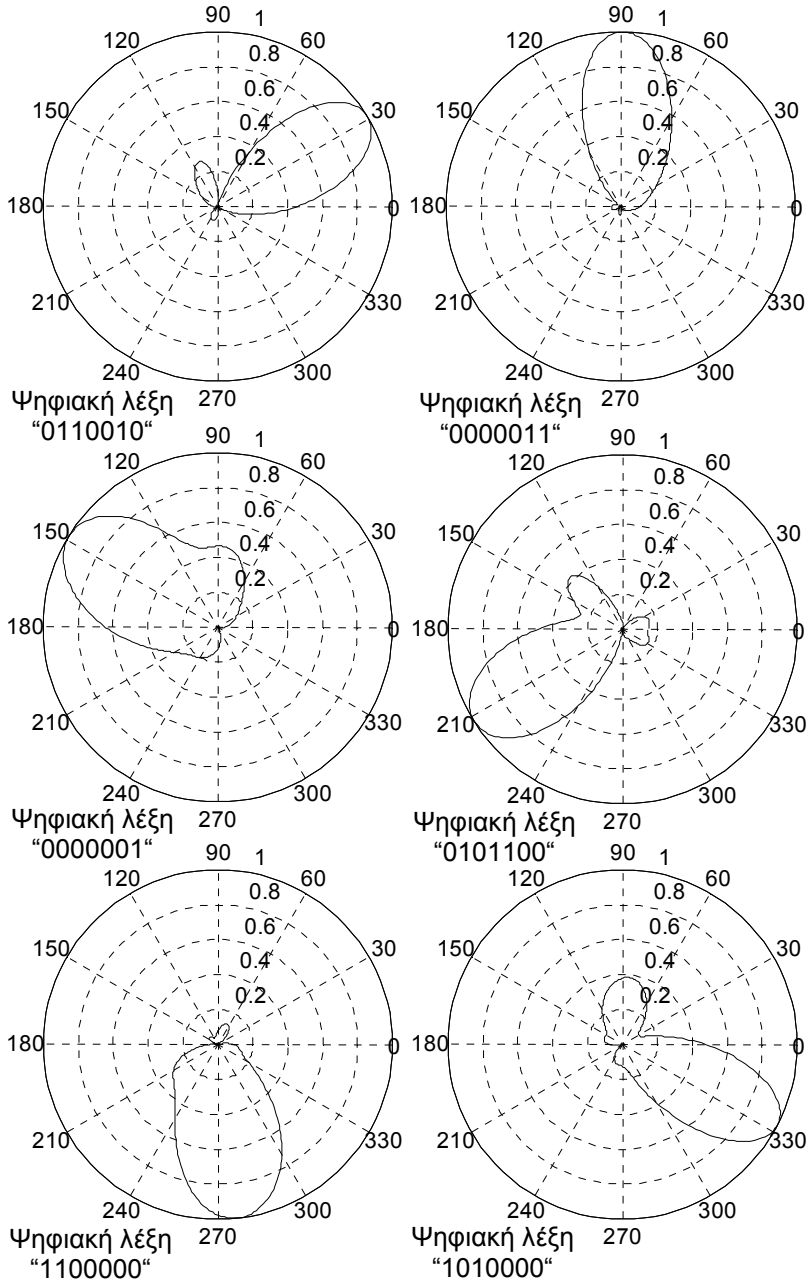
Στην πρώτη κατηγορία περίοπτη θέση κατέχουν οι SPAs 6 και 7 στοιχείων που σχεδιάστηκαν με τη μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων στην παράγραφο 4.2.2.β. Από αυτές, η μη-συμμετρική SPA 7 διπόλων $\lambda/2$ με ακτίνα $a = 0.001\lambda$ το καθένα, άξονες παράλληλους στον άξονα z και κέντρα επί του επιπέδου x-y, χρησιμοποιήθηκε κατά κόρον στις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν για την αξιολόγηση των δύο μεθόδων. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά και τα διαγράμματα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας αυτής, που παρατέθηκαν στα σχήματα 4.17-4.23 και στους πίνακες 4.8-4.9, συνοψίζονται για ευκολία και στη συνέχεια.



Σχήμα 5.1. Κάτοψη γεωμετρίας ευφυούς επίπεδης μη-συμμετρικής στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο

Πίνακας 5.1. Συντεταγμένες και φάσεις τροφοδότησης για την ευφυή επίπεδη μη-συμμετρική στοιχειοκεραία 7 στοιχείων

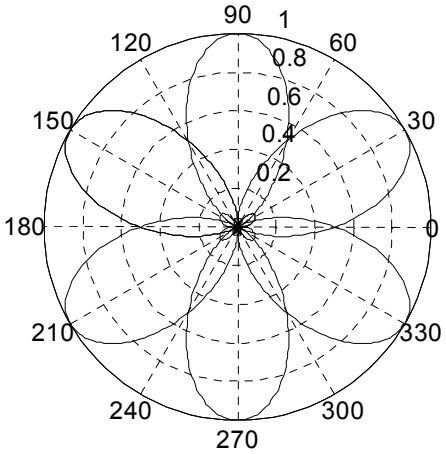
Στοιχείο	Θέση x_m (λ)	Θέση y_m (λ)	Φάση δ_m (^{o})
1	0.683	0.291	24.26
2	0.875	0.640	149.80
3	0.950	0.743	20.47
4	0.433	0.299	272.15
5	0.101	0.317	154.17
6	0.395	0.646	253.12
7	0.323	0.603	327.94



Σχήμα 5.2. Κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας ευφυούς επίπεδης μη-συμμετρικής στοιχειοκεραίας 7 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο

Στη δεύτερη κατηγορία ανήκουν οι ευφυείς κυκλικές στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενός ενεργού και πλήθους παρασιτικών στοιχείων (Switched Parasitic Circular Arrays, SPCAs). Ένας γενετικός αλγόριθμος παρόμοιος με αυτόν της παραγράφου 4.3.2.α χρησιμοποιήθηκε για τη βελτιστοποίηση κυκλικών διατάξεων ενός δακτυλίου και 4, 6, 8 και 10 στοιχείων. Η αντικειμενική συνάρτηση της (4.29) αντικατέστησε αυτήν της (4.30), αφού δεν ήταν στόχος της σχεδίασης η επίτευξη προσαρμογής αλλά μόνο η σύνθεση ενός επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας. Επικεντρώνοντας το ενδιαφέρον στη διάταξη των 6 στοιχείων, η

σχεδίαση οδήγησε σε μια SPCA διπόλων μήκους $\lambda/2$ και ακτίνας $a = 0.001\lambda$, τοποθετημένων στην περιφέρεια κύκλου ακτίνας ίσης με $\lambda/2$. Οι σταθερές φάσεις τροφοδότησης των στοιχείων υποτέθηκαν μηδενικές, το πλάτος της τάσης του εκάστοτε ενεργού στοιχείου μοναδιαίο, ενώ τα 6 πανομοιότυπα διαγράμματα ακτινοβολίας απεικονίζονται στο σχήμα 5.3. Καθένα διαθέτει εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού λίγο μεγαλύτερο από 60^o και μέγιστο σχετικό ύψος πλευρικών λοβών περίπου ίσο με -9dB.



Σχήμα 5.3. Κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας ευφυούς κυκλικά συμμετρικής στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο

Οι ευφυείς κυκλικές στοιχειοκεραίες μεταγωγής 4, 8 και 10 στοιχείων διαιρούν το αζιμούθιο σε 4, 8 και 10 τομείς, αντίστοιχα, με διαγράμματα ακτινοβολίας παρόμοιας μορφής με αυτά του σχήματος 5.3.

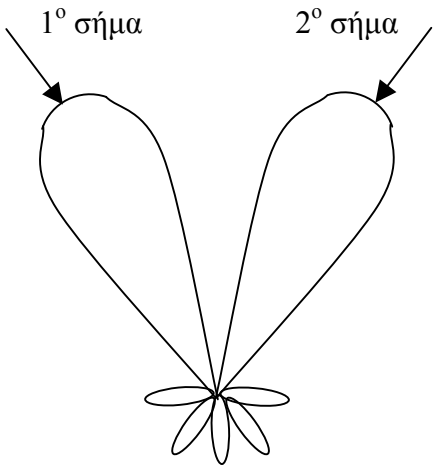
5.1.2 Μέθοδος Εκτίμησης Γωνίας Άφιξης με την Τεχνική των Γενετικών Αλγορίθμων σε Περιβάλλον Διάδοσης Ευρείας Ζώνης

Η παρούσα μέθοδος παρέχει πληροφορίες για τις κατευθύνσεις άφιξης και τα σχετικά επίπεδα ισχύος των δύο κυριότερων σημάτων σε ένα περιβάλλον διάδοσης ευρείας ζώνης. Στηρίζεται στη χρησιμοποίηση στο δέκτη μιας ευφυούς επίπεδης στοιχειοκεραίας μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων και στην τεχνική των γενετικών αλγορίθμων. Η μέθοδος υποθέτει την ύπαρξη δύο κυρίαρχων σημάτων, στα οποία επικεντρώνει το ενδιαφέρον της, ενώ ενσωματώνει στο προτεινόμενο μοντέλο τα εναπομείναντα ασθενέστερα σήματα με τη μορφή θορύβου.

Η εκτίμηση των γωνιών άφιξης από την προτεινόμενη μέθοδο μπορεί κατ' αρχήν να χρησιμεύσει στη λήψη των δύο κυριότερων συνιστωσών σε περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης, κάτι που καθίσταται εφικτό με δύο τρόπους:

- Αν τα δύο ισχυρότερα σήματα προκύψουν στο εύρος μισής ισχύος του ιδίου κυρίου λοβού της SPA, η επιλογή της κατάλληλης ψηφιακής λέξης ενεργοποιεί το διάγραμμα ακτινοβολίας, το οποίο συλλέγει την ισχύ από τα δύο μονοπάτια.
- Αν οι ευρεθείσες γωνίες άφιξης ανήκουν σε διακριτούς λοβούς, μια προσαρμοστική ευφυής διάταξη (ΑΑ) δύο λοβών είναι απαραίτητη. Στην περίπτωση αυτή το διάγραμμα ακτινοβολίας διαμορφώνεται ψηφιακά, με τον

κύριο λοβό να δημιουργείται στην κατεύθυνση του πιο ισχυρού σήματος και ένα δευτερεύοντα λοβό να λαμβάνει το ασθενέστερο σήμα (σχήμα 5.4).



Σχήμα 5.4. Λήψη των δύο ισχυρότερων σημάτων
με γωνίες άφιξης σε διαφορετικούς λοβούς

Σε περιβάλλον δύο διαφορετικών χρηστών, η εκτίμηση των DoAs και ο κατάλληλος προσανατολισμός του κυρίου λοβού στην κατεύθυνση του επιθυμητού χρήστη καθιστά εφικτή την ενίσχυσή του σε βάρος του ανεπιθύμητου.

Η εκτίμηση των DoAs που επιτυγχάνει η παρούσα μέθοδος μπορεί να αξιοποιηθεί και για επιλεκτική μετάδοση στην κάτω ζεύξη, λόγω του θεωρήματος της αμοιβαιότητας, ιδιαίτερα σε εφαρμογές χαμηλής κινητικότητας. Όσο για το προτεινόμενο μοντέλο δύο ισχυρών σημάτων, το διάγραμμα ακτινοβολίας εκπομπής οφείλει να καλύπτει τις αντίστοιχες κατευθύνσεις άφιξης.

5.1.2.α Περιγραφή της Μεθόδου

Για την περιγραφή της μεθόδου, είναι απαραίτητο να γίνει μια σύντομη αναφορά στην ανάλυση της μετάδοσης σημάτων ευρείας ζώνης (παράγραφος 1.4.2.β). Το ιδεατό σήμα ευρείας ζώνης, ο κρουστικός παλμός, λαμβάνεται στο δέκτη σε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών ως το άθροισμα L παλμών. Στην περίπτωση αυτή η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος προκύπτει ως εξής [12]:

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^{L} \beta_i e^{j\theta_i} \delta(t - \tau_i) \tag{5.1}$$

όπου β_i, θ_i και τ_i είναι το πλάτος, η φάση και η καθυστέρηση της $i^{\text{ης}}$ συνιστώσας, αντίστοιχα. Για ιδεατή επικοινωνία ευρείας ζώνης, τα μονοπάτια θεωρούνται απομονωμένα και ανεξάρτητα μεταξύ τους και η συνολική λαμβανόμενη ισχύς ισούται κατά προσέγγιση με το άθροισμα των τετραγώνων των πλατών των διαφορετικών συνιστωσών [12]:

$$P_r = \sum_{i=1}^{L} \beta_i^2 \tag{5.2}$$

Η (5.2) ισχύει για μετάδοση παλμών πολύ μικρής διάρκειας. Ακόμη, μπορεί να επεκταθεί και στην περίπτωση L διαφορετικών χρηστών, όπου η συνολική λαμβανόμενη ισχύς είναι το άθροισμα των επιμέρους ισχύων.

Επιστρέφοντας στην προτεινόμενη μέθοδο, αυτή βασίζεται σε μια SPA αποτελούμενη από M στοιχεία, η οποία προσφέρει N_{RP} διαγράμματα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο. Η αξιοποίηση του ηλεκτρονικά ελεγχόμενου διαγράμματος ακτινοβολίας της SPA εξασφαλίζει τη διαδοχική ανίχνευση της συνολικής μέσης λαμβανόμενης ισχύος (μέση τιμή ενός πεπερασμένου πλήθους δειγμάτων ισχύος) για κάθε διαφορετική ψηφιακή λέξη. Η μέθοδος έχει ως στόχο τον προσδιορισμό των μέσων ισχύων των δύο κυριότερων εισερχόμενων σημάτων, s_1, s_2, και των αντίστοιχων DoAs, ϕ_1, ϕ_2, στο οριζόντιο επίπεδο.

Η συνολική μέση λαμβανόμενη ισχύς P_k για την $k^{\text{η}}$ ψηφιακή λέξη, σύμφωνα με την (5.2), είναι

$$P_1 = s_1 G_1(\phi_1) + s_2 G_1(\phi_2) + s_{r,1} \tag{5.3α}$$

$$P_2 = s_1 G_2(\phi_1) + s_2 G_2(\phi_2) + s_{r,2} \tag{5.3β}$$

$$P_k = s_1 G_k(\phi_1) + s_2 G_k(\phi_2) + s_{r,k},\ k = 3,...,N_{RP} \tag{5.3γ}$$

όπου $G_k(\phi_1)$ και $G_k(\phi_2)$ είναι τα κανονικοποιημένα διαγράμματα ακτινοβολίας της SPA στις γωνιακές θέσεις ϕ_1 και ϕ_2, αντίστοιχα, για την $k^{\text{η}}$ ψηφιακή λέξη. Οι τιμές $s_{r,k}$ που έχουν εισαχθεί στις (5.3α)-(5.3γ) περικλείουν τις μέσες ισχύεις όλων των υπολοίπων σημάτων (π.χ., ασθενών πολυδιαδρομικών συνιστωσών) και ουσιαστικά λειτουργούν ως πηγή θορύβου. Έτσι τροποποιούνται ελαφρά οι αναμενόμενες μετρήσεις P_k, για δεδομένα s_1, s_2 και ϕ_1, ϕ_2 [9, 11].

Η εκτίμηση των DoAs και των σχετικών μέσων ισχύων των δύο ισχυρότερων σημάτων πραγματοποιείται με την τεχνική των γενετικών αλγορίθμων. Πιο συγκεκριμένα, κάθε χρωμόσωμα στον πληθυσμό του γενετικού αντιπροσωπεύει πιθανές τιμές των γωνιών άφιξης, $\hat{\phi}_1$, $\hat{\phi}_2$. Χρησιμοποιώντας τις τιμές $\hat{\phi}_1$, $\hat{\phi}_2$ και το μοντέλο εκτίμησης δύο σημάτων της (5.3) χωρίς τον όρο $s_{r,k}$, προκύπτει το ακόλουθο 2×2 σύστημα με αγνώστους τα s_1, s_2:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= s_1 G_1(\hat{\phi}_1) + s_2 G_1(\hat{\phi}_2) \\ P_2 &= s_1 G_2(\hat{\phi}_1) + s_2 G_2(\hat{\phi}_2) \end{aligned}\right\} \tag{5.4}$$

Η εξεύρεση λύσης στο σύστημα της (5.4) καθίσταται εφικτή, αφού:

- οι P_1, P_2 αποτελούν τις συνολικές μέσες λαμβανόμενες ισχύεις για τους δύο πρώτους συνδυασμούς τροφοδότησης της SPA, γνωστές από τις (5.3α) και (5.3β),
- τα $G_{1,2}(\hat{\phi}_1)$, $G_{1,2}(\hat{\phi}_2)$ είναι οι κανονικοποιημένες αποκρίσεις ισχύος των αντίστοιχων διαγραμμάτων ακτινοβολίας στις γωνιακές θέσεις $\hat{\phi}_1$, $\hat{\phi}_2$, τις οποίες γεννά ως λύσεις ο γενετικός αλγόριθμος [9, 11].

Η επίλυση της (5.4) δίνει τις εκτιμήσεις, $\hat{s}_1$, $\hat{s}_2$, των μέσων ισχύων των εισερχόμενων σημάτων:

$$\hat{s}_1 = \frac{\begin{vmatrix} P_1 & G_1(\hat{\phi}_2) \\ P_2 & G_2(\hat{\phi}_2) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} G_1(\hat{\phi}_1) & G_1(\hat{\phi}_2) \\ G_2(\hat{\phi}_1) & G_2(\hat{\phi}_2) \end{vmatrix}},\ \hat{s}_2 = \frac{\begin{vmatrix} G_1(\hat{\phi}_1) & P_1 \\ G_2(\hat{\phi}_1) & P_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} G_1(\hat{\phi}_1) & G_1(\hat{\phi}_2) \\ G_2(\hat{\phi}_1) & G_2(\hat{\phi}_2) \end{vmatrix}} \tag{5.5}$$

Στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας τις $\hat{\phi}_1$, $\hat{\phi}_2$ και τις εκτιμήσεις $\hat{s}_1$, $\hat{s}_2$ της (5.5), παράγονται εκτιμήσεις των υπολοίπων $(N_{RP}-2)$ συνολικών μέσων λαμβανόμενων τιμών ισχύος για τις αντίστοιχες ψηφιακές λέξεις [9, 11]:

$$\hat{P}_k = \hat{s}_1 G_k\left(\hat{\phi}_1\right) + \hat{s}_2 G_k\left(\hat{\phi}_2\right),\ k = 3,\ldots,N_{RP} \tag{5.6}$$

Συγκρίνοντας τις (5.3γ) και (5.6), παρατηρεί κανείς ότι όταν η εκάστοτε τιμή $\hat{P}_k$ ταυτιστεί με την αντίστοιχη πραγματικά μετρούμενη συνολική μέση ισχύ P_k ($k = 3,\ldots,N_{RP}$), οι γωνίες $\hat{\phi}_1$, $\hat{\phi}_2$ και οι ισχύεις $\hat{s}_1$, $\hat{s}_2$ αποτελούν τις παραμέτρους επιτυχούς τερματισμού του γενετικού αλγορίθμου. Επομένως μια κατάλληλη αντικειμενική συνάρτηση, που μεγιστοποιείται όταν $\hat{P}_k = P_k$ ($k = 3,\ldots,N_{RP}$), είναι η εξής [9, 11]:

$$of = \frac{1}{1+\sqrt{rerr}} \tag{5.7}$$

όπου

$$rerr = \left[1/\left(N_{RP}-2\right)\right]\sum_{k=3}^{N_{RP}}\left[\left(P_k - \hat{P}_k\right)/P_k\right]^2 \tag{5.8}$$

Η συνάρτηση της (5.7) λαμβάνει τιμές μεταξύ 0 και 1.

Ο αλγόριθμος που περιγράφηκε παραπάνω συνοψίζεται ως ακολούθως [9, 11]:

1. Ανίχνευση της συνολικής μέσης λαμβανόμενης ισχύος P_k, σύμφωνα με την (5.3), για τις N_{RP} ψηφιακές λέξεις (συνδυασμοί τροφοδότησης) της SPA, οι οποίες παράγουν τα αντίστοιχα διαγράμματα ακτινοβολίας.
2. Γέννηση τιμών $\hat{\phi}_1$, $\hat{\phi}_2$ από το γενετικό και επίλυση του συστήματος της (5.4) ως προς s_1, s_2.
3. Χρησιμοποίηση των $\hat{\phi}_1$, $\hat{\phi}_2$ και των $\hat{s}_1$, $\hat{s}_2$ της (5.5) για την εκτίμηση των $P_3,\ldots,P_{N_{RP}}$, σύμφωνα με την (5.6).
4. Υπολογισμός του σχετικού σφάλματος *rerr* μεταξύ εκτίμησης $\hat{P}_k$ και αντίστοιχης πραγματικά μετρούμενης συνολικής μέσης ισχύος P_k ($k = 3,\ldots,N_{RP}$). Αντικατάσταση του *rerr* της (5.8) στην (5.7), που αποτελεί την τιμή επίδοσης του χρωμοσώματος των $\hat{\phi}_1$, $\hat{\phi}_2$.
5. Επανάληψη των βημάτων 2-4 για συγκεκριμένο αριθμό γενιών.

Τα πλεονεκτήματα και οι ενδεχόμενες αδυναμίες της ανωτέρω μεθόδου είναι δυνατόν να προκύψουν μέσα από ποικίλες δοκιμές, τα αποτελέσματα των οποίων παρουσιάζονται στην επόμενη παράγραφο.

5.1.2.β Αριθμητικά Αποτελέσματα – Ανάλυση Επίδοσης Μεθόδου

Τα αποτελέσματα που ακολουθούν καταδεικνύουν την αξιοπιστία της μεθόδου για διαφορετικούς τύπους SPAs. Πιο συγκεκριμένα, πραγματοποιήθηκαν 500 δοκιμές Monte-Carlo (MC) [13] για κάθε τύπο ευφυούς στοιχειοκεραίας στο δέκτη. Η εκάστοτε δοκιμή MC αποσκοπούσε στον προσδιορισμό της γωνίας άφιξης και της μέσης ισχύος δύο σημάτων. Οι γωνίες άφιξης ήσαν κατανεμημένες σύμφωνα με διάφορες συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας (probability density functions, pdfs). Ο λόγος των μέσων ισχύων των δύο κυρίαρχων μονοπατιών στην

είσοδο της SPA του δέκτη κυμαινόταν μεταξύ 0dB και 7dB, κατανεμημένος ομοιόμορφα μεταξύ 1 και 5 (καθαροί αριθμοί). Τα εναπομείναντα σήματα περιελήφθησαν στο μοντέλο ως θόρυβος, με συνολική μέση ισχύ s_r κατώτερη της μέσης ισχύος του ασθενέστερου των δύο σημάτων κατά 20dB ή 50dB ($s_r = -20\text{dB}$ ή -50dB). Στις δοκιμές χρησιμοποιήθηκαν γενετικοί αλγόριθμοι δυαδικής απεικόνισης, οι οποίοι αποτελούνταν από 400 γενιές των 50 ατόμων η καθεμιά. Προτιμήθηκε ο μηχανισμός επιλογής της κανονικοποιημένης γεωμετρικής κατάταξης (παράγραφος 4.2.3.β, $q = 0.08$), διασταύρωση ενός σημείου ($p_c = 0.8$) και δυαδική μετάλλαξη ($p_m = 0.1$) [9, 11].

Ο πίνακας 5.2 παρουσιάζει τη διακριτική ικανότητα της μεθόδου για δύο διαφορετικές SPAs στο δέκτη: τη μη-συμμετρική SPA 7 στοιχείων και την κυκλικά συμμετρική SPCA 6 στοιχείων (παράγραφος 5.1.1). Και οι δύο ευφυείς στοιχειοκεραίες παρέχουν τον ίδιο αριθμό διαγραμμάτων ακτινοβολίας ($N_{RP} = 6$), με μόνη διαφορά την ύπαρξη ή μη συμμετρίας μεταξύ των αποκρίσεων σε διαφορετικές κατευθύνσεις. Οι DoAs υποτέθηκαν ομοιόμορφα κατανεμημένες στο $(0,2\pi)$. Η πιθανότητα p_{corr} παριστάνει το ποσοστό επιτυχούς έκβασης των δοκιμών ($p_{corr} = N_{corr}/500$). Το πλήθος των δοκιμών N_{corr} αντιστοιχεί στις περιπτώσεις όπου οι μέσες ισχύεις και οι γωνίες άφιξης και των δύο κυριότερων συνιστωσών εκτιμήθηκαν με μέγιστη απόκλιση ± 0.2 και $\pm 10^o$, αντίστοιχα (δεδομένου ότι $s_2 = 1$ και ότι το s_1 είναι ομοιόμορφα κατανεμημένο μεταξύ 1 και 5). Επιπλέον, η πιθανότητα p_{beam} παριστάνει το ποσοστό επιτυχούς έκβασης των δοκιμών όσον αφορά στην εύρεση του λοβού άφιξης των δύο ισχυρότερων σημάτων ($p_{beam} = N_{beam}/500$, με N_{beam} το αντίστοιχο πλήθος περιπτώσεων). Όσο για τις τυπικές αποκλίσεις σ_{ang} και σ_{str}, αυτές δίνονται από τις (5.9α) και (5.9β), αντίστοιχα:

$$\sigma_{ang} = \sqrt{(1/N_{corr})\sum_{i_S=1}^{N_{corr}} 0.5\left[\left(\phi_{i_S,1} - \hat{\phi}_{i_S,1}\right)^2 + \left(\phi_{i_S,2} - \hat{\phi}_{i_S,2}\right)^2\right]} \qquad (5.9\alpha)$$

$$\sigma_{str} = \sqrt{(1/N_{corr})\sum_{i_S=1}^{N_{corr}} 0.5\left[\left(s_{i_S,1} - \hat{s}_{i_S,1}\right)^2 + \left(s_{i_S,2} - \hat{s}_{i_S,2}\right)^2\right]} \qquad (5.9\beta)$$

Πίνακας 5.2. Ανάλυση επίδοσης μεθόδου για δύο τύπους SPAs και ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης

Τύπος SPA	s_r **(dB)**	p_{corr}	σ_{ang}(°)	σ_{str}	p_{beam}
7-el SPA, $N_{RP} = 6$	-50	0.886	0.621	0.027	0.952
	-20	0.686	1.890	0.057	0.838
6-el SPCA, $N_{RP} = 6$	-50	0.918	0.364	0.026	0.940
	-20	0.534	1.650	0.073	0.740

Με τη μη-συμμετρική SPA 7 στοιχείων, οι πιθανότητες p_{corr} και p_{beam} είναι μεγαλύτερες για υψηλά επίπεδα θορύβου ($s_r = -20\text{dB}$). Οι ίδιες πιθανότητες γίνονται συγκρίσιμες ή μικρότερες, σε σχέση με την SPCA 6 στοιχείων, για χαμηλά επίπεδα θορύβου ($s_r = -50\text{dB}$). Από την άλλη πλευρά, οι τιμές των σ_{ang}

και σ_{str} κυμαίνονται σε παρόμοια επίπεδα, με την κυκλικά συμμετρική διάταξη να υπερέχει για $s_r = -50\text{dB}$ και τη μη-συμμετρική διάταξη να επιτυγχάνει χειρότερο σ_{ang} αλλά καλύτερο σ_{str} για $s_r = -20\text{dB}$. Συνοψίζοντας, καταλήγει κανείς στο συμπέρασμα ότι και οι δύο SPAs λειτουργούν πολύ ικανοποιητικά για $s_r = -50\text{dB}$, ενώ η μη-συμμετρική SPA 7 στοιχείων υπερτερεί έναντι της κυκλικά συμμετρικής SPCA για $s_r = -20\text{dB}$. Η ανωτερότητα αυτή μπορεί να οφείλεται στην επίδραση της κυκλικής συμμετρίας στην αξιοπιστία της μεθόδου για υψηλά επίπεδα θορύβου. Έτσι, είναι πιθανόν οι συμμετρίες να οδηγούν το γενετικό σε υψηλές τιμές αντικειμενικής συνάρτησης, οι οποίες όμως σχετίζονται με λανθασμένες εκτιμήσεις των εισερχόμενων μέσων ισχύων και γωνιών άφιξης.

Ο πίνακας 5.3 παρουσιάζει τη διακριτική ικανότητα της μεθόδου με τη μη-συμμετρική SPA 7 στοιχείων και τρεις διαφορετικές κατανομές γωνιών άφιξης. Στην πρώτη, τα δύο ισχυρότερα σήματα αφικνούνται στο εύρος μισής ισχύος διαφορετικού κυρίου λοβού της SPA, ενώ στις άλλες δύο οι DoAs ακολουθούν την pdf του γεωμετρικού ελλειπτικού μοντέλου απλής αναπήδησης (Geometrically Based Single Bounce Elliptical Model, GBSBEM) [4]:

$$f_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi\beta} \frac{\left(r_m^2 - 1\right)^2}{\left(r_m - \cos\phi\right)^2} \tag{5.10}$$

όπου

$$\beta = r_m \sqrt{r_m^2 - 1} \tag{5.11}$$

και

$$r_m = 10^{\frac{T - L_r}{10n}} \tag{5.12}$$

Η (5.12) δίνει τη μέγιστη κανονικοποιημένη καθυστέρηση των αφιχθέντων συνιστωσών. Για τον υπολογισμό του r_m επελέγησαν περιθώριο ισχύος $T = 7\text{dB}$, απώλειες ανακλάσεων $L_r = 6\text{dB}$ και εκθέτης απωλειών διαδρομής n ίσος με 2 ή 4. Οι τελευταίες είναι τυπικές τιμές του n για μικροκυψελωτά και πικοκυψελωτά περιβάλλοντα, όπου το ελλειπτικό μοντέλο είναι το πλέον κατάλληλο, αφού οι σκεδαστές είναι κατανεμημένοι ανάμεσα και γύρω από τον πομπό και το δέκτη [4].

Πίνακας 5.3. Ανάλυση επίδοσης μεθόδου για τη μη-συμμετρική SPA 7 στοιχείων και τρεις διαφορετικές κατανομές γωνιών άφιξης

Κατανομή γωνιών άφιξης	s_r **(dB)**	p_{corr}	$\sigma_{ang}(^o)$	σ_{str}	p_{beam}
Διακριτοί λοβοί	-50	0.918	0.797	0.019	0.958
	-20	0.822	1.866	0.057	0.950
GBSBEM (n=2)	-50	0.864	0.593	0.040	0.878
GBSBEM (n=4)	-50	0.852	0.623	0.040	0.842

Συγκρίνοντας τους πίνακες 5.2 και 5.3, είναι φανερό ότι οι πιθανότητες p_{corr} και p_{beam} για τη μη-συμμετρική SPA 7 στοιχείων είναι υψηλότερες όταν τα δύο σήματα αφικνούνται σε διαφορετικούς λοβούς, σε σχέση με την ομοιόμορφη περίπτωση, ιδιαίτερα για υψηλά επίπεδα θορύβου ($s_r = -20\text{dB}$). Συγκρίσιμες τιμές προκύπτουν για τις ποσότητες σ_{ang} και σ_{str}. Όσο για τις δύο περιπτώσεις του ελλειπτικού μοντέλου (GBSBEM), η αξιοπιστία της μεθόδου επιδεινώνεται

ελαφρά καθώς μειώνεται ο γωνιακός διαχωρισμός των εισερχόμενων σημάτων. Παρόλα αυτά τα αποτελέσματα παραμένουν ικανοποιητικά, με καλύτερη αξιοπιστία για $n=2$ από ότι για $n=4$. Ο λόγος έγκειται στις σχετικές τιμές της μέσης γωνιακής διασποράς (ensemble average angle spread) [4]. Η (5.13) αποδεικνύει ότι για μικρότερο σ_ϕ προκύπτουν ελαφρά χειρότερα αποτελέσματα:

$$\sigma_\phi = \sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} \frac{\phi^2}{2\pi\beta} \frac{\left(r_m^2-1\right)^2}{\left(r_m-\cos\phi\right)^2} d\phi} = \begin{cases} 29.70^o & ,n=2 \\ 20.78^o & ,n=4 \end{cases} \tag{5.13}$$

Το γεγονός ότι η μέθοδος αποδίδει ακόμη και στην περίπτωση του ελλειπτικού μοντέλου, που αναφέρεται σε μικροκυψελωτά και πικοκυψελωτά συστήματα, είναι ιδιαίτερα σημαντικό. Και αυτό γιατί, βάσει της ταχύτητας σύγκλισής της, προορίζεται κυρίως για εφαρμογές WLAN, οι οποίες προϋποθέτουν κατανομές γωνιών άφιξης που δίνονται από τις (5.10)-(5.12).

Στη συνέχεια εξετάστηκε η επίδραση της αύξησης του αριθμού των διαγραμμάτων ακτινοβολίας N_{RP} της κυκλικά συμμετρικής SPCA στην αξιοπιστία της μεθόδου. Επελέγησαν ομοιόμορφα κατανεμημένες DoAs και χαμηλά επίπεδα θορύβου ($s_r = -50\text{dB}$). Ο πίνακας 5.4 δείχνει ότι η προσθήκη επιπλέον παραγόντων στο σχετικό σφάλμα της (5.8) μειώνει την πιθανότητα να προκύψουν υψηλές τιμές αντικειμενικής συνάρτησης, οι οποίες όμως σχετίζονται με λανθασμένες εκτιμήσεις των εισερχόμενων μέσων ισχύων και γωνιών άφιξης. Η αύξηση της p_{corr} έφτασε σε κορεσμό για $N_{RP}=8$ ($p_{corr}=0.934$), ενώ κάτι παρόμοιο συνέβη στις ποσότητες σ_{ang} και σ_{str} για $N_{RP}=6$. Περαιτέρω βελτίωση αντίκειται στις εγγενείς δυνατότητες της μεθόδου, ανεξαρτήτως του πλήθους των διαγραμμάτων ακτινοβολίας.

Πίνακας 5.4. Ανάλυση επίδοσης μεθόδου για τέσσερις τύπους SPCAs, ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης και $s_r = -50\text{dB}$

N_{RP}-el SPCA	p_{corr}	$\sigma_{ang}(^o)$	σ_{str}
4	0.470	1.021	0.036
6	0.918	0.364	0.026
8	0.934	0.681	0.033
10	0.884	0.679	0.034

Τέλος για λόγους πληρότητας, επαναλήφθηκαν οι δοκιμές MC αφού αντικαταστάθηκε ο δυαδικός γενετικός αλγόριθμος με γενετικό πραγματικής απεικόνισης των γωνιών άφιξης. Χρησιμοποιήθηκε και πάλι ο μηχανισμός επιλογής κανονικοποιημένης γεωμετρικής κατάταξης ($q=0.08$), ενώ η διασταύρωση και η μετάλλαξη περιγράφονται αναλυτικά στο [14]. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι η πρώτη αποτέλεσε υβριδικό συνδυασμό αριθμητικής, ευριστικής και διασταύρωσης ενός σημείου, ενώ η δεύτερη αξιοποίησε τη συνύπαρξη των τεσσάρων μορφών που αναπτύχθηκαν στην παράγραφο 3.2.3.γ (ομοιόμορφη, ανομοιόμορφη, πολλαπλά ανομοιόμορφη και συνοριακή). Ο γενετικός είχε προγραμματιστεί για 400 γενιές των 50 ατόμων η καθεμιά. Πραγματοποιήθηκαν δοκιμές MC με την κυκλικά συμμετρική SPCA 6 στοιχείων, για διαφορετικά

επίπεδα θορύβου ($s_r = -20\text{dB}$ ή -50dB) και ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης. Η χρονική διάρκεια κάθε δοκιμής MC με τον πραγματικό γενετικό ήταν περίπου 6 φορές μικρότερη από ότι με το δυαδικό γενετικό, παρατήρηση η οποία επιβεβαιώνει την ταχύτερη σύγκλιση των πραγματικών γενετικών σε σχέση με τους δυαδικούς. Ταυτόχρονα όμως μειώθηκε η αξιοπιστία της μεθόδου, ιδίως για $s_r = -50\text{dB}$, όσον αφορά τόσο στις πιθανότητες p_{corr} και p_{beam} όσο και στην τυπική απόκλιση σ_{ang} (πίνακας 5.5). Οι διαφορές ήσαν μικρότερες αλλά και πάλι υπέρ του δυαδικού γενετικού για $s_r = -20\text{dB}$, με εξαίρεση την πιθανότητα p_{beam} που για τον πραγματικό γενετικό προέκυψε μεγαλύτερη. Το συμπέρασμα που συνάγεται και το οποίο επιβεβαιώθηκε και για άλλες SPAs είναι ότι ο πραγματικός γενετικός προσφέρει πολύ ταχύτερη σύγκλιση σχετικά με τον αντίστοιχο δυαδικό, συνοδευόμενη όμως από χαμηλότερη αξιοπιστία της μεθόδου.

Πίνακας 5.5. Ανάλυση επίδοσης μεθόδου για την κυκλικά συμμετρική SPCA 6 στοιχείων, ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης και γενετικούς αλγορίθμους δυαδικής και πραγματικής απεικόνισης

Τύπος γενετικού	s_r **(dB)**	p_{corr}	$\sigma_{ang}(^o)$	σ_{str}	p_{beam}
Δυαδικός	-50	0.918	0.364	0.026	0.940
	-20	0.534	1.650	0.073	0.740
Πραγματικός	-50	0.836	0.607	0.025	0.902
	-20	0.502	1.774	0.071	0.768

5.1.3 Μέθοδος Εκτίμησης Γωνίας Άφιξης με τη Χρήση Τροποποιημένου Αλγορίθμου MUSIC

Η μέθοδος αυτή εφαρμόζει τον αλγόριθμο MUSIC σε ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (μη-συμμετρικές SPAs και κυκλικά συμμετρικές SPCAs), εισάγοντας όλες τις απαραίτητες τροποποιήσεις. Βάση της παρακάτω ανάλυσης αποτελεί το [1], όπου παρουσιάζεται η ιδέα του συνδυασμού αλγορίθμων υψηλής διακριτικής ικανότητας, όπως ο MUSIC, με τη δυνατότητα δειγματοληψίας του λαμβανόμενου σήματος με διαφορετικά διαγράμματα ακτινοβολίας. Η τελευταία είναι εφικτή με την εισαγωγή κατάλληλης ψηφιακής λέξης στο κύκλωμα τροφοδότησης της SPA και δεδομένου ότι η ταχύτητα των RF διακοπτών που ελέγχουν την SPA είναι πολύ υψηλή (της τάξης μερικών nanoseconds). Στη συνέχεια περιγράφεται αναλυτικά και λεπτομερώς η ιδέα που προτείνεται στο [1] συνοδευόμενη μόνο από μια απλή προσομοίωση, ενώ διεξάγονται και δοκιμές για την ανάλυση της επίδοσης της μεθόδου.

5.1.3.α Περιγραφή της Μεθόδου

Ο κλασικός MUSIC είναι ένας αλγόριθμος εκτίμησης παραμέτρων σήματος, που στηρίζεται σε κλασικές στοιχειοκεραίες και εκμεταλλεύεται τις ιδιοτιμές και τα ιδιοδιανύσματα θορύβου του πίνακα δεδομένων εισόδου [4, 10]. Υποθέτοντας ότι D το πλήθος σήματα προσπίπτουν σε μια στοιχειοκεραία M στοιχείων ($D < M$), το λαμβανόμενο διάνυσμα δεδομένων εισόδου $\mathbf{u}(t)$ μπορεί να

εκφραστεί ως ένας γραμμικός συνδυασμός των D εισερχόμενων κυματομορφών και του θορύβου. Πιο συγκεκριμένα:

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{A}\mathbf{b}(t) + \mathbf{n}_0(t) \tag{5.14}$$

όπου ο $\mathbf{A}$ είναι ένας $M \times D$ πίνακας που περιέχει τα διανύσματα στροφής της στοιχειοκεραίας, τα οποία ανταποκρίνονται στις γωνίες άφιξης των προσπιπτόντων σημάτων ($d = 1,...,D$). Επιπλέον, το $\mathbf{b}$ είναι ένα $D \times 1$ διάνυσμα, που περικλείει τις μιγαδικές περιβάλλουσες βασικής ζώνης των εισερχόμενων σημάτων, ενώ το $\mathbf{n}_0$ αποτελεί το διάνυσμα θορύβου.

Η κύρια μεταβολή που εισάγει η παρούσα μέθοδος συνίσταται στον πίνακα στρεφόμενου διανύσματος $\mathbf{A}$, ο οποίος στον κλασικό MUSIC περιέχει τις διαφορές φάσης των αφικνούμενων σημάτων σε κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας, σε σχέση με το στοιχείο αναφοράς [4, 10]. Στον τροποποιημένο αλγόριθμο, δεδομένης μιας SPA με N_{RP} διαγράμματα ακτινοβολίας, ο αντίστοιχος πίνακας περικλείει τις τιμές διαγραμμάτων πεδίου της SPA που προκύπτουν για κάθε συνδυασμό τροφοδότησης και γωνία άφιξης. Επομένως η (5.14) παραμένει αμετάβλητη, με εξαίρεση τον πίνακα $\mathbf{A}$, ο οποίος για D εισερχόμενα σήματα ($D < N_{RP}$) έχει τη μορφή

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} g_1(\phi_1) & g_1(\phi_2) & \dots & g_1(\phi_D) \\ . & . & . & . \\ . & . & . & . \\ g_{N_{RP}}(\phi_1) & g_{N_{RP}}(\phi_2) & \dots & g_{N_{RP}}(\phi_D) \end{bmatrix} \tag{5.15}$$

όπου $g_k(\phi)$ ($k = 1,..., N_{RP}$) είναι τα διαγράμματα πεδίου της SPA στο αζιμούθιο.

Λαμβάνοντας υπόψη τον πίνακα στρεφόμενου διανύσματος $\mathbf{A}$ της (5.15), ο τροποποιημένος αλγόριθμος συνοψίζεται ως εξής [11]:

1. Εκτίμηση του πίνακα συνδιακύμανσης εισόδου $\mathbf{R}_{uu}$ από N_S δείγματα. Το διάνυσμα δεδομένων εισόδου $\mathbf{u}(t)$ τώρα αντιπροσωπεύει το συνολικό μετρούμενο επίπεδο σήματος και θορύβου για τις N_{RP} ψηφιακές λέξεις που εισάγονται διαδοχικά στο κύκλωμα τροφοδότησης της SPA. Υποθέτοντας ασυσχέτιστα σήματα και θόρυβο, ο $\mathbf{R}_{uu}$ εκφράζεται ως

$$\mathbf{R}_{uu} = E\left[\mathbf{u}\mathbf{u}^H\right] = \mathbf{A}E\left[\mathbf{b}\mathbf{b}^H\right]\mathbf{A}^H + E\left[\mathbf{n}_0\mathbf{n}_0^H\right] \tag{5.16}$$

2. Εύρεση ιδιοτιμών και ιδιοδιανυσμάτων του εκτιμώμενου πίνακα συνδιακύμανσης, $\hat{\mathbf{R}}_{uu}$:

$$\hat{\mathbf{R}}_{uu}\mathbf{V} = \mathbf{V}\mathbf{\Lambda} \tag{5.17}$$

όπου $\mathbf{\Lambda} = diag\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_{RP}}\}$, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{N_{RP}}$, είναι οι ιδιοτιμές και $\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & \mathbf{v}_2 & \dots & \mathbf{v}_{N_{RP}} \end{bmatrix}$ τα αντίστοιχα ιδιοδιανύσματα του $\hat{\mathbf{R}}_{uu}$. Η ακρίβεια εκτίμησης του πίνακα συνδιακύμανσης εισόδου εξαρτάται από το πλήθος δειγμάτων N_S:

$$\hat{\mathbf{R}}_{uu} = \frac{1}{N_S}\sum_{n_s=1}^{N_S} \mathbf{u}_{n_s}\mathbf{u}_{n_s}^H \tag{5.18}$$

3. Εκτίμηση του αριθμού των εισερχόμενων σημάτων, $\hat{D}$, από την πολλαπλότητα, K, της μικρότερης ιδιοτιμής, $\lambda_{\min}$:

$$\hat{D} = N_{RP} - K \tag{5.19}$$

Εφόσον στην πράξη ο $\hat{\mathbf{R}}_{uu}$ διαμορφώνεται χρησιμοποιώντας έναν πεπερασμένο αριθμό δειγμάτων, N_S, οι K μικρότερες ιδιοτιμές δεν είναι ακριβώς ίσες μεταξύ τους. Σε μια προσπάθεια ελέγχου της ενδεχόμενης ισότητας των ιδιοτιμών θορύβου, χρησιμοποιείται το κριτήριο MDL (Rissanen Minimum Descriptive Length). Σύμφωνα με αυτή την προσέγγιση, ο αριθμός των σημάτων καθορίζεται ως το όρισμα που ελαχιστοποιεί την ακόλουθη παράσταση [4]:

$$\mathrm{MDL}\left(\hat{D}\right) = -\log\left\{\frac{\prod_{k=\hat{D}+1}^{N_{RP}} \lambda_k^{\frac{1}{\left(N_{RP}-\hat{D}\right)}}}{\frac{1}{N_{RP}-\hat{D}}\sum_{k=\hat{D}+1}^{N_{RP}}\lambda_k}\right\}^{\left(N_{RP}-\hat{D}\right)N_S} + \frac{1}{2}\hat{D}\left(2N_{RP}-\hat{D}\right)\log N_S \qquad (5.20)$$

όπου $\hat{D} \in \{0, 1, \ldots, N_{RP}-1\}$.

4. Υπολογισμός του «φάσματος» του MUSIC:

$$P_{MUSIC}(\phi) = \frac{\boldsymbol{\alpha}^H(\phi)\boldsymbol{\alpha}(\phi)}{\boldsymbol{\alpha}^H(\phi)\mathbf{V}_n\mathbf{V}_n^H\boldsymbol{\alpha}(\phi)} \qquad (5.21)$$

όπου $\boldsymbol{\alpha}(\phi) = \left[g_1(\phi) \quad g_2(\phi) \quad \ldots \quad g_{N_{RP}}(\phi)\right]^T$ και $\mathbf{V}_n = \left[\mathbf{v}_{\hat{D}+1} \quad \ldots \quad \mathbf{v}_{N_{RP}}\right]$ τα ιδιοδιανύσματα θορύβου (ο εκθέτης $[\ ]^T$ παριστάνει τον ανάστροφο ενός πίνακα).

5. Οι εκτιμήσεις των γωνιών άφιξης είναι οι $\hat{D}$ υψηλότερες κορυφές του P_{MUSIC}.

Όπως και στην προηγούμενη μέθοδο, τα πλεονεκτήματα και οι ενδεχόμενες αδυναμίες του τροποποιημένου MUSIC προέκυψαν μέσα από ποικίλες δοκιμές, τα αποτελέσματα των οποίων παρουσιάζονται στην επόμενη παράγραφο.

5.1.3.β Αριθμητικά Αποτελέσματα – Ανάλυση Επίδοσης Μεθόδου

Τα αποτελέσματα που ακολουθούν φανερώνουν την αξιοπιστία της παραπάνω μεθόδου για διαφορετικούς τύπους SPAs [11]. Πιο συγκεκριμένα, πραγματοποιήθηκαν 500 δοκιμές MC για κάθε τύπο ευφυούς στοιχειοκεραίας στο δέκτη, με τον ίδιο τρόπο όπως και στη μέθοδο εύρεσης των γωνιών και των ισχύων δύο σημάτων με την τεχνική των γενετικών αλγορίθμων (παράγραφος 5.1.2.β). Το διάνυσμα **b** που περιέχει τις μιγαδικές περιβάλλουσες βασικής ζώνης των εισερχόμενων κυματομορφών (υποτέθηκαν δύο σήματα, $D=2$) θεωρήθηκε χρονικά λευκό (temporally white) και κυκλικά κατανεμημένο σύμφωνα με την κατανομή του Gauss (circularly Gaussian). Αυτό ισοδυναμεί με $\mathbf{b}(t) \in N(0, \mathbf{R}_{bb})$, όπου ο $\mathbf{R}_{bb}$ είναι ο πίνακας συσχέτισης των σημάτων. Όσο για το θόρυβο, υποτέθηκε χωρικά και χρονικά λευκός και ομοίως κυκλικά κατανεμημένος κατά Gauss. Τα παραπάνω συνοψίζονται ως εξής:

$$\left\{\begin{array}{c} E\left[\mathbf{n}_0(k)\mathbf{n}_0^H(l)\right] = \sigma_n^2\mathbf{I}\delta_{kl} \\ E\left[\mathbf{n}_0(k)\mathbf{n}_0^T(l)\right] = 0 \end{array}\right\} \qquad (5.22)$$

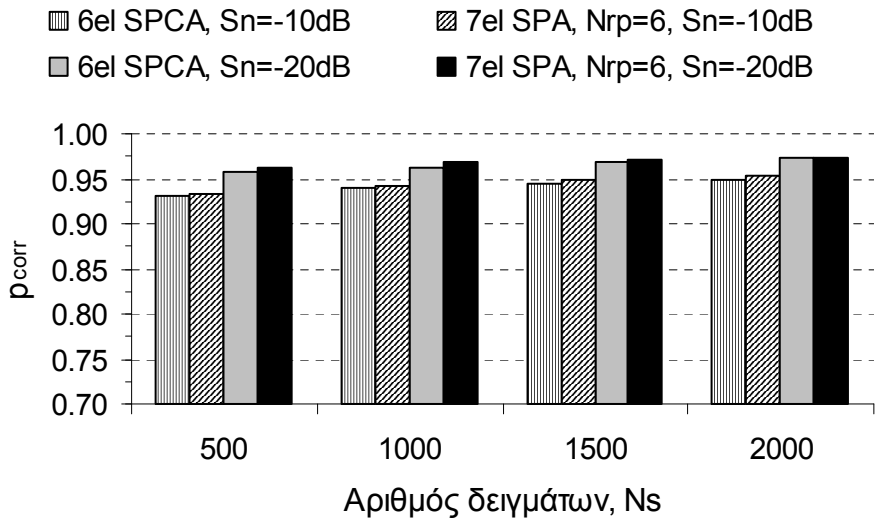
όπου τα k, l αντιστοιχούν σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, σ_n^2 είναι η διασπορά του θορύβου, $\mathbf{I}$ ο μοναδιαίος πίνακας και

$$\delta_{kl} = \begin{cases} 1 & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases} \qquad (5.23)$$

Η μέση ισχύς θορύβου $s_n = 10\log\left(\sigma_n^2\right)$ ελήφθη ίση με –10dB ή –20dB, σε σχέση με τη μέση ισχύ του ασθενέστερου σήματος. Κάθε δοκιμή MC επαναλήφθηκε τέσσερις φορές, αυξάνοντας διαδοχικά τον αριθμό των δειγμάτων:

$$N_S = 500 \cdot i_{N_S}, \qquad i_{N_S} = 1,...,4 \qquad (5.24)$$

Το σχήμα 5.5 παρουσιάζει τη διακριτική ικανότητα της μεθόδου για τη μη-συμμετρική SPA 7 στοιχείων και την κυκλικά συμμετρική SPCA 6 στοιχείων ($N_{RP} = 6$). Και οι δύο περιγράφηκαν στην παράγραφο 5.1.1. Οι DoAs θεωρήθηκαν ομοιόμορφα κατανεμημένες στο $(0,2\pi)$. Η πιθανότητα p_{corr} παριστάνει το ποσοστό επιτυχούς έκβασης των δοκιμών ($p_{corr} = N_{corr}/500$). Το πλήθος των δοκιμών N_{corr} αντιστοιχεί στις περιπτώσεις όπου οι γωνίες άφιξης και των δύο σημάτων εκτιμήθηκαν με μέγιστη απόκλιση $\pm 10^o$ και ο αριθμός τους ανιχνεύτηκε με ακρίβεια ($\hat{D} = D$). Παρόμοιες πιθανότητες p_{corr} για την ίδια τιμή s_n επιτεύχθηκαν και με τις δύο SPAs, ειδικότερα για μεγαλύτερα δείγματα. Όσο μειώνεται το s_n και αυξάνεται το N_S, η πιθανότητα p_{corr} τείνει ασυμπτωτικά στη μονάδα. Αντίθετα, με τη μη-συμμετρική SPA 7 στοιχείων προέκυψαν ελαφρά χαμηλότερες τιμές σ_{ang} (πίνακας 5.6), το οποίο δίνεται από την (5.9α), με την παράμετρο N_{corr} να έχει οριστεί παραπάνω.

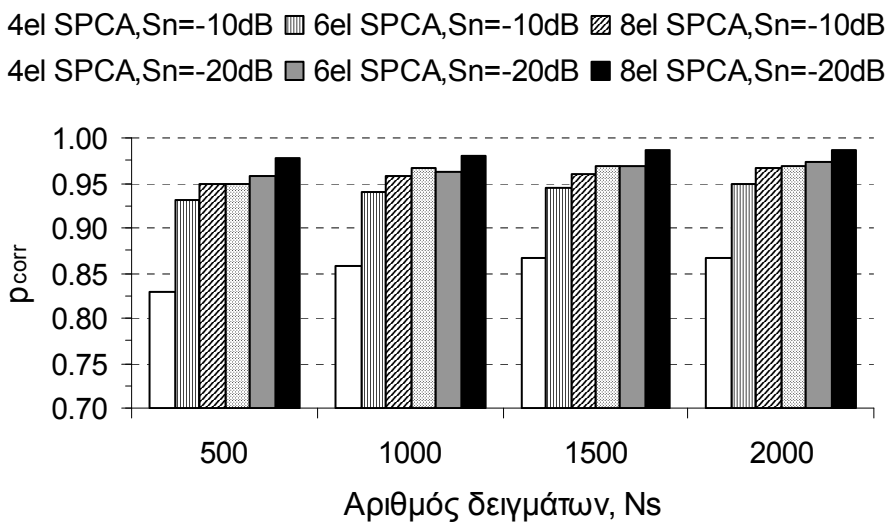


Σχήμα 5.5. Ποσοστό επιτυχίας τροποποιημένου MUSIC ως συνάρτηση του N_S, για δύο τύπους SPAs και ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης

Πίνακας 5.6. Ανάλυση επίδοσης τροποποιημένου MUSIC για δύο τύπους SPAs, ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης και $N_S = 2000$

Τύπος SPA	p_{corr}		σ_{ang} (^{o})	
	s_n=-10dB	s_n=-20dB	s_n=-10dB	s_n=-20dB
7-el SPA, $N_{RP}=6$	0.954	0.974	0.289	0.111
6-el SPCA, $N_{RP}=6$	0.950	0.974	0.473	0.211

Στη συνέχεια εξετάστηκε η επίδραση της αύξησης του αριθμού των διαγραμμάτων ακτινοβολίας N_{RP} της κυκλικά συμμετρικής SPCA στην αξιοπιστία της μεθόδου, για ομοιόμορφα κατανεμημένες DoAs. Το σχήμα 5.6 και ο πίνακας 5.7 αποδεικνύουν τη βελτίωση που σημειώνεται όταν το N_{RP} από 4 γίνεται διαδοχικά ίσο με 6 και 8. Υψηλότερες τιμές p_{corr} καθώς αυξάνει το N_{RP}, για τον ίδιο αριθμό δειγμάτων N_S και επίπεδο θορύβου s_n, απεικονίζονται στο σχήμα 5.6. Ο πίνακας 5.7 παρουσιάζει παρόμοια αποτελέσματα αναφορικά με τις τιμές σ_{ang} (χαμηλότερες όσο μεγαλώνει το N_{RP}).



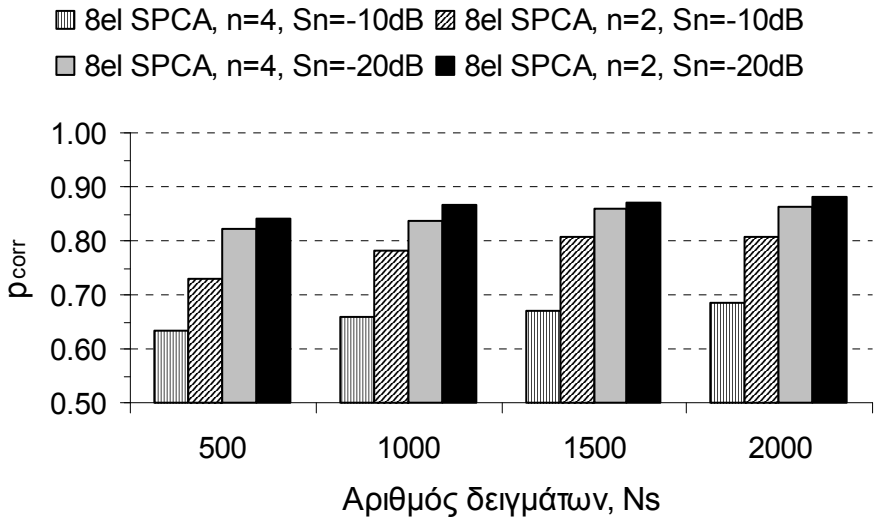
Σχήμα 5.6. Ποσοστό επιτυχίας τροποποιημένου MUSIC ως συνάρτηση του N_S, για τρεις τύπους SPCAs και ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης

Πίνακας 5.7. Ανάλυση επίδοσης τροποποιημένου MUSIC για τρεις τύπους SPCAs N_{RP} στοιχείων, ομοιόμορφα κατανεμημένες γωνίες άφιξης και $N_S = 2000$

Τύπος SPA	p_{corr}		σ_{ang} (^{o})	
	s_n=-10dB	s_n=-20dB	s_n=-10dB	s_n=-20dB
4-el SPCA, $N_{RP}=4$	0.866	0.970	0.960	0.422
6-el SPCA, $N_{RP}=6$	0.950	0.974	0.473	0.211
8-el SPCA, $N_{RP}=8$	0.966	0.986	0.393	0.096

Επιπλέον, η SPCA 8 στοιχείων χρησιμοποιήθηκε για την εκτίμηση δύο γωνιών άφιξης κατανεμημένων σύμφωνα με την pdf του ελλειπτικού μοντέλου (GBSBEM), η οποία παρουσιάστηκε στις (5.10)-(5.12). Επιλέγοντας τις ίδιες τιμές T, L_r και n με την παράγραφο 5.1.2.β, προέκυψαν τα αποτελέσματα που απεικονίζονται στο σχήμα 5.7 και περιέχονται στον πίνακα 5.8. Παρατηρώντας τον πίνακα 5.8, είναι εμφανές ότι η διακριτική ικανότητα της μεθόδου επιδεινώνεται καθώς μειώνεται η μέση γωνιακή διασπορά της (5.13). Αυτό οφείλεται στο

γεγονός ότι όταν τα δύο σήματα αφικνούνται από DoAs με πολύ μικρή απόσταση μεταξύ τους (ακόμη και $< 5^o$), το «φάσμα» του MUSIC συχνά εμφανίζει μία αντί για δύο κορυφές. Η δυσκολία να διαχωριστούν δύο σήματα με γειτονικές γωνίες άφιξης είναι πιο έντονη για υψηλά επίπεδα θορύβου.



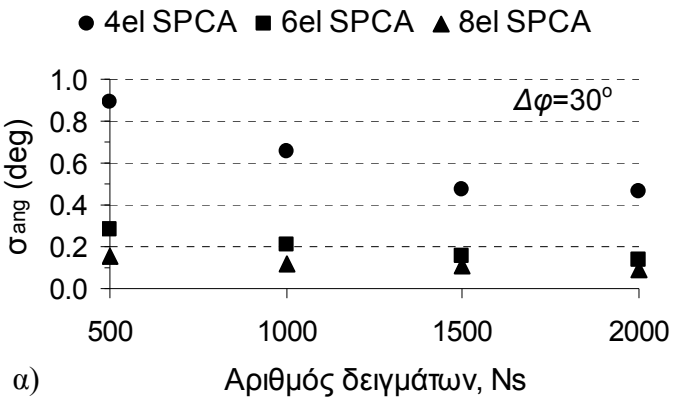
Σχήμα 5.7. Ποσοστό επιτυχίας τροποποιημένου MUSIC ως συνάρτηση του N_S, για την SPCA 8 στοιχείων και δύο κατανομές γωνιών άφιξης GBSBEM

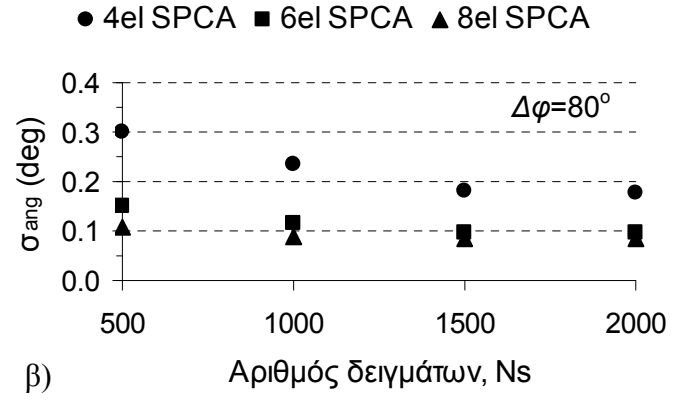
Πίνακας 5.8. Ανάλυση επίδοσης τροποποιημένου MUSIC για την SPCA 8 στοιχείων, τρεις κατανομές γωνιών άφιξης και $N_S = 2000$

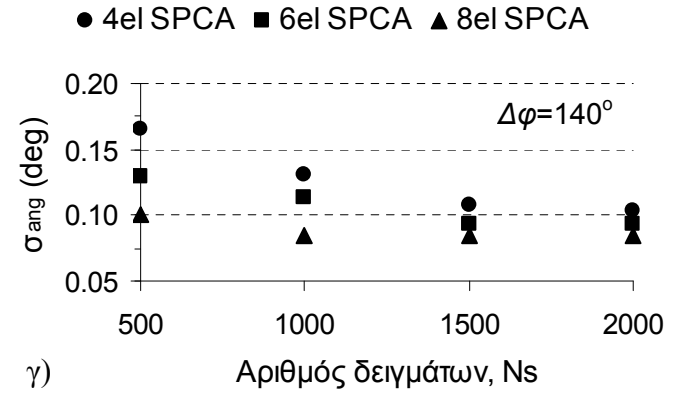
Κατανομή γωνιών άφιξης	p_{corr}		σ_{ang} (^{o})	
	s_n=-10dB	s_n=-20dB	s_n=-10dB	s_n=-20dB
Ομοιόμορφη	0.966	0.986	0.393	0.096
GBSBEM (n=2)	0.808	0.880	0.647	0.327
GBSBEM (n=4)	0.686	0.862	0.848	0.448

Τέλος, μελετήθηκε η επίδραση της γωνιακής απόστασης $\Delta\phi$ στην επίδοση του τροποποιημένου MUSIC, πραγματοποιώντας 100 επιτυχημένες δοκιμές MC (όπου και τα δύο σήματα εκτιμήθηκαν σωστά, $p_{corr} = 1$) για κάθε μια από τις εξής περιπτώσεις:

- Τρία ζευγάρια εισερχόμενων σημάτων ($10^o - 40^o$, $40^o - 120^o$, $20^o - 160^o$), με διαφορετικές γωνιακές αποστάσεις $\Delta\phi$ ($30^o, 80^o, 140^o$) και λόγο μέσων ισχύων ομοιόμορφα κατανεμημένο μεταξύ 0dB και 7dB, επιλύθηκαν από τον τροποποιημένο MUSIC. Χρησιμοποιήθηκαν οι SPCAs 4, 6 και 8 στοιχείων, για $s_n = -10$dB και μεταβλητό μέγεθος δείγματος (από 500 έως 2000). Είναι εμφανές από το σχήμα 5.8 ότι η ποσότητα σ_{ang} ελαττώνεται καθώς αυξάνει το $\Delta\phi$, για τον ίδιο αριθμό δειγμάτων N_S και διαγραμμάτων ακτινοβολίας N_{RP}. Επιπλέον το σ_{ang} μειώνεται, με σταθερό $\Delta\phi$, για μεγαλύτερα δείγματα και περισσότερα διαγράμματα ακτινοβολίας.





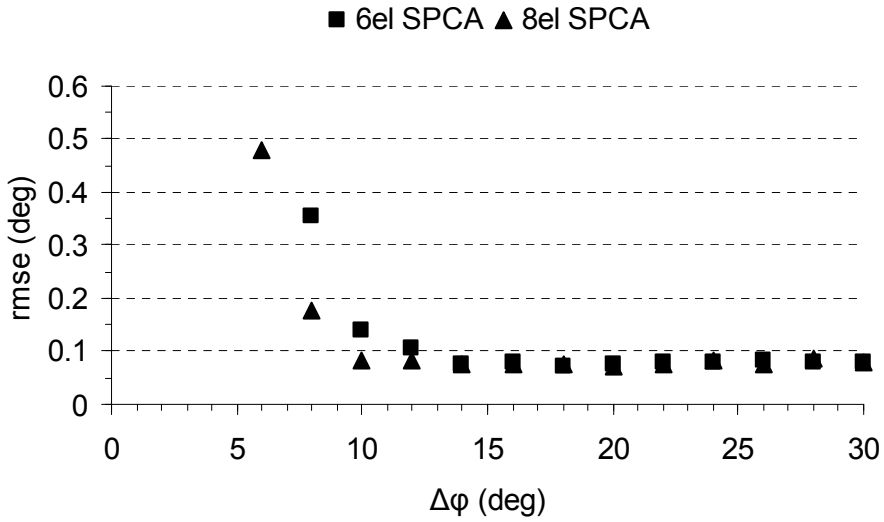


Σχήμα 5.8. Τιμές σ_{ang} ως συνάρτηση του N_S για 100 δοκιμές MC ($p_{corr}=1$), τρεις τύπους SPCAs, $s_n=-10\text{dB}$ και α) $\Delta\phi=30^o$, β) $\Delta\phi=80^o$, γ) $\Delta\phi=140^o$

- Ένα ζευγάρι εισερχόμενων σημάτων της ίδιας ισχύος, με $\phi_1=30^o$ και $\phi_2=\phi_1+\Delta\phi$ ($\Delta\phi=6^o...30^o$), επιλύθηκε από τον τροποποιημένο MUSIC με γωνιακό βήμα δύο μοιρών. Χρησιμοποιήθηκαν οι SPCAs 6 και 8 στοιχείων, για $s_n=-20\text{dB}$ και $N_S=1000$. Στο σχήμα 5.9 απεικονίζονται αποτελέσματα *rmse* (root mean square error), το οποίο δίνεται από την (5.25), για τη γωνία ϕ_1:

$$rmse = \sqrt{(1/100)\sum_{i_S=1}^{100}\left(\phi_{i_S,1} - \hat{\phi}_{i_S,1}\right)^2} \tag{5.25}$$

Η SPCA 6 στοιχείων επιτυγχάνει $p_{corr} = 1$ (δηλαδή επιλύει σωστά και τις 100 δοκιμές MC) για τιμές $\Delta\phi \geq 8^o$ (για $\Delta\phi = 8^o \rightarrow rmse = 0.36^o$). Αντίθετα, η SPCA 8 στοιχείων βελτιώνει τη διακριτική ικανότητα της μεθόδου, προσφέροντας $p_{corr} = 1$ ακόμη και για $\Delta\phi = 6^o$ (όπου $rmse = 0.48^o$). Οι τιμές $rmse$ μειώνονται σταδιακά για μεγαλύτερες γωνιακές αποστάσεις, έχοντας κατά προσέγγιση ως κατώτατο όριο τις 0.08^o.



Σχήμα 5.9. Τιμές $rmse$ ως συνάρτηση του $\Delta\phi$ για 100 δοκιμές MC ($p_{corr} = 1$), δύο τύπους SPCAs, $s_n = -20\text{dB}$, $N_S = 1000$, $\phi_1 = 30^o$ και $\phi_2 = \phi_1 + \Delta\phi$

5.2 ΜΕΛΕΤΗ ΓΩΝΙΑΚΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΗΤΑΣ ΣΕ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥΣ ΧΩΡΟΥΣ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ ΕΥΦΥΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ – ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ SUPERNEC

Στην παράγραφο αυτή μελετάται η διάδοση σε περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων (indoor environments) και η δυνατότητα βελτίωσης της επίδοσης ασυρμάτων ζεύξεων που λειτουργούν σε αυτά με την εισαγωγή κατάλληλων ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων στην πλευρά του δέκτη. Η αναπαράσταση και προσομοίωση εσωτερικών χώρων κατέστη δυνατή μέσω του προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής ανάλυσης κεραιών SNEC. Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 4.3, πρόκειται για έναν υβριδικό συνδυασμό της MoM και της UTD [15-16]. Η MoM, όσον αφορά στις εφαρμογές που ενδιαφέρουν την παρούσα μελέτη, χρησιμοποιείται κυρίως για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση κεραιών σύρματος (απλών διπόλων, ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων). Από την άλλη πλευρά, η UTD επιστρατεύεται για την αντιμετώπιση υβριδικών δομών, στις οποίες συμμετέχουν και στοιχειώδεις UTD μονάδες (πολυεπίπεδες διηλεκτρικές πλάκες, ελλειπτικοί κύλινδροι). Στην περίπτωση ενός απλού εσωτερικού χώρου, οι κύριοι σκεδαστές (π.χ., πλευρικοί τοίχοι, πάτωμα, ταβάνι) υλοποιούνται ως

διηλεκτρικές πλάκες, οι διαστάσεις των οποίων πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερες από το μήκος κύματος λ (τουλάχιστον 10λ), ώστε να εξασφαλίζεται η αξιοπιστία των αποτελεσμάτων προσομοίωσης. Οι ηλεκτρικές ιδιότητες κάθε σκεδαστή επιλέγονται κατάλληλα, βάσει μετρήσεων σε πραγματικά περιβάλλοντα.

Η μελέτη των χαρακτηριστικών διάδοσης σε περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων έχει απασχολήσει τα τελευταία χρόνια πολλούς ερευνητές, λόγω της ραγδαίας άνθησης που γνωρίζουν συστήματα WLAN και PCS (Personal Communications Systems). Στο πλαίσιο αυτό έχουν διεξαχθεί μετρήσεις και έχουν προταθεί μοντέλα για την περιγραφή του ασυρμάτου καναλιού εσωτερικού χώρου. Τα παραπάνω συνοψίζονται και καταγράφονται στα [17-18]. Όσον αφορά στην προσομοίωση εσωτερικών χώρων, έχουν χρησιμοποιηθεί τεχνικές ray-tracing βασισμένες στη Γεωμετρική Οπτική ή αναλυτικά μοντέλα FDTD [18]. Επιπλέον, η MoM είτε έχει εφαρμοστεί για την επαλήθευση μοντέλων ray-tracing είτε έχει υλοποιηθεί σε συνδυασμό με αυτά, για την ανάπτυξη υβριδικών μεθόδων [19]. Τέλος, η τεχνική MoM-UTD έχει αποδειχθεί κατάλληλη για τη μοντελοποίηση ασυρμάτων καναλιών διάδοσης σε σύνθετα περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων [15].

Ένα από τα πιο σημαντικά προς διερεύνηση ζητήματα σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα εσωτερικού χώρου αποτελεί το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης και οι αρνητικές του συνέπειες στην επίδοση της ασύρματης ζεύξης. Ένα μέτρο βελτίωσης της αξιοπιστίας και ποιότητας της επικοινωνίας είναι η υλοποίηση τεχνικών διαφορικής λήψης στην πλευρά του δέκτη. Στη συνέχεια του κεφαλαίου, παρουσιάζεται η δυνατότητα αξιοποίησης μιας ευφυούς κυκλικής στοιχειοκεραίας μεταγωγής ενός ενεργού και πλήθους παρασιτικών στοιχείων στην κατεύθυνση της επίτευξης γωνιακής διαφορισιμότητας. Το σύστημα διαφορικής λήψης βασίζεται στην εναλλαγή μεταξύ των διακριτών διαγραμμάτων ακτινοβολίας της SB τεχνολογίας, με σκοπό τη μεγιστοποίηση της λαμβανόμενης ισχύος. Τα ευεργετικά αποτελέσματα που προκύπτουν από τη χρησιμοποίησή του παρουσιάζονται μέσα από συγκρίσεις του αναμενόμενου ρυθμού λαθών (BER) και του βάθους διαλείψεων (Fading Depth, FD) με απλά ομοιοκατευθυντικά ή κατευθυντικά συστήματα κεραιών [20]. Οι προσομοιώσεις σε εσωτερικούς χώρους πραγματοποιούνται με το πακέτο SNEC.

Πολλές φορές, η εκτίμηση της επίδοσης ενός συστήματος διαφορικής λήψης, το οποίο στηρίζεται σε διατάξεις ευφυών στοιχειοκεραιών στην πλευρά του δέκτη, απαιτεί την εύρεση του πλέον κατάλληλου μοντέλου για την περιγραφή των διαλείψεων του καναλιού ραδιοδιάδοσης [21]. Όσον αφορά στις διαλείψεις μικρής κλίμακας, αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 1 ότι η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος, στην περίπτωση ύπαρξης απευθείας συνιστώσας (συνθήκες LOS), ακολουθεί την κατανομή Rice και σε αντίθετη περίπτωση (συνθήκες NLOS) την κατανομή Rayleigh. Οι κατανομές αυτές προϋποθέτουν την ικανοποίηση των συνθηκών που εξασφαλίζουν την ισχύ του κεντρικού οριακού θεωρήματος (Central Limit Theorem, CLT), δηλαδή ύπαρξη πολύ μεγάλου (θεωρητικά άπειρου) αριθμού μονοπατιών. Είναι σαφές ότι για διάδοση σε εσωτερικούς χώρους, όπου το πλήθος των σκεδαστών είναι πεπερασμένο και μικρό, είναι απαραίτητη μια διαφορετική προσέγγιση του θέματος. Πολύ ενδιαφέρουσα είναι η θεωρητική ανάλυση που περιέχεται στο [22] και προτείνει ένα από κοινού μη-Γκαουσιανό (non-Gaussian) στατιστικό μοντέλο, βασισμένο στη διμεταβλητή κατανομή t (bivariate t-distribution). Στην ανάλυση που ακολουθεί σε επόμενη παράγραφο του κεφαλαίου, η κατανομή αυτή συγκρίνεται με την κατανομή

Rayleigh για διάδοση NLOS, μέσω πραγματικών μετρήσεων σε εσωτερικούς χώρους και προσομοιώσεων με το πακέτο SNEC [23].

Στη συνέχεια, περιγράφονται λεπτομερώς τα παραπάνω και παρατίθενται πλούσια αριθμητικά αποτελέσματα για την καλύτερη κατανόηση των επιμέρους θεμάτων.

5.2.1 Μοντέλο Προσομοίωσης Συστήματος Γωνιακής Διαφορισιμότητας σε Περιβάλλον Εσωτερικού Χώρου με τη Χρήση Ευφυούς Κυκλικής Στοιχειοκεραίας Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζεται μια ασύρματη ζεύξη εσωτερικού χώρου υπό συνθήκες NLOS. Η παρουσία ενός αριθμού σκεδαστών μεταξύ πομπού και δέκτη ενεργοποιεί φαινόμενα ανάκλασης, περίθλασης και σκέδασης. Η συνύπαρξη των μηχανισμών αυτών διάδοσης οδηγεί στην άφιξη στο δέκτη ενός αριθμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών, οι οποίες έχουν διαφορετικά πλάτη και φάσεις και αθροίζονται προσθετικά ή αφαιρετικά, με συνέπεια στη δεύτερη περίπτωση βαθιές διαλείψεις στο λαμβανόμενο σήμα. Για την καταπολέμηση των διαλείψεων και τη βελτίωση της επίδοσης της ζεύξης (αξιοπιστία και ποιότητα υπηρεσίας), υιοθετείται ένα σχήμα γωνιακής διαφορισιμότητας, με τη χρησιμοποίηση μιας ευφυούς κυκλικής στοιχειοκεραίας μεταγωγής ενός ενεργού και πλήθους παρασιτικών στοιχείων (SPCA).

5.2.1.α Κατηγορίες Συστημάτων Διαφορικής Λήψης

Η διαφορική λήψη, ως τεχνική μείωσης του BER και εξομάλυνσης του FD, υφίσταται σε διάφορες μορφές, οι οποίες διαιρούνται κυρίως στις εξής τρεις κατηγορίες [24]:

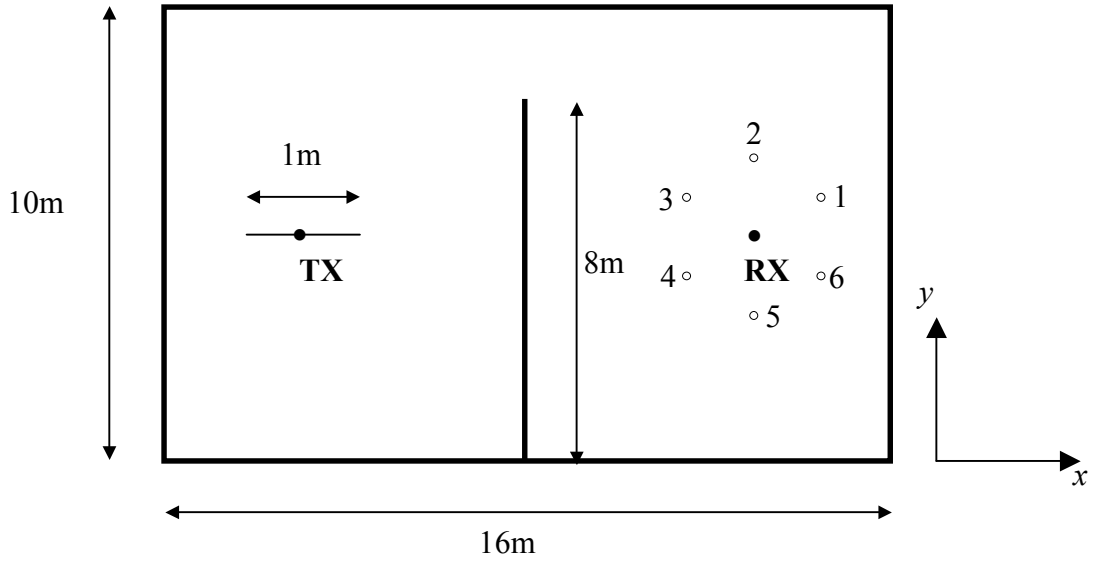
- *Διαφορική λήψη χώρου* (spatial diversity). Ταυτόχρονη λήψη από δύο ή περισσότερες όμοιες κεραίες με επαρκή απόσταση μεταξύ τους.
- *Διαφορική λήψη πόλωσης* (polarization diversity). Ταυτόχρονη λήψη από δύο κεραίες με κάθετες μεταξύ τους πολώσεις.
- *Διαφορική λήψη διαγράμματος ακτινοβολίας* (radiation pattern diversity). Η τελευταία αποκαλείται και τεχνική γωνιακής διαφορισιμότητας (angular diversity) και συνίσταται σε δύο ή περισσότερα κατευθυντικά διαγράμματα ακτινοβολίας, καθένα από τα οποία καλύπτει με τον κύριο λοβό του διαφορετική περιοχή του χώρου. Επομένως, μετάβαση μεταξύ διαγραμμάτων με χαμηλό συντελεστή συσχέτισης προσφέρει στο δέκτη τη δυνατότητα να λαμβάνει σήματα από μονοπάτια διάδοσης με ασυσχέτιστα επίπεδα διαλείψεων (uncorrelated fading) [25]. Η διαφορική λήψη στηρίζεται στην εναλλαγή μεταξύ των διακριτών διαγραμμάτων ακτινοβολίας, με σκοπό τη μεγιστοποίηση της λαμβανόμενης ισχύος.

Στο παρελθόν έχουν χρησιμοποιηθεί για το σκοπό αυτό και διατάξεις SPAs. Έτσι, στο [25] παρουσιάζονται SPAs με ένα σταθερό ενεργό και εναλλασσόμενα βραχυκυκλωμένα ή ανοικτοκυκλωμένα στοιχεία, για την επίτευξη γωνιακής διαφορισιμότητας. Παρόμοια μελέτη περιλαμβάνεται και στο [26], με τη στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας να καθίσταται εφικτή μεταβάλλοντας την κατάσταση των υπολοίπων τεσσάρων στοιχείων (πλην του σταθερού ενεργού). Προτείνονται τρεις καταστάσεις για καθένα από αυτά: βραχυκυκλωμένο, βραχυκυκλωμένο μεγαλύτερου μήκους και ανοικτοκυκλωμένο. Στην παρούσα

ανάλυση χρησιμοποιείται η SPCA 6 στοιχείων που σχεδιάστηκε με τη βοήθεια γενετικού αλγορίθμου και μελετήθηκε στο SNEC (παράγραφος 4.3.2.β).

5.2.1.β Περιγραφή Μοντέλου Προσομοίωσης

Το μοντέλο προσομοίωσης, το οποίο αναπτύχθηκε στο SNEC για τη μελέτη της επίδοσης του συστήματος διαφορικής λήψης της SPCA 6 στοιχείων, περιελάμβανε το περιβάλλον εσωτερικού χώρου που απεικονίζεται σε κάτοψη στο σχήμα 5.10. Οι διαστάσεις του δωματίου, το οποίο διαιρείται στη μέση από τοίχο μήκους 8m και ύψους 4m, είναι $16\text{m} \times 10\text{m} \times 4\text{m}$ [20].



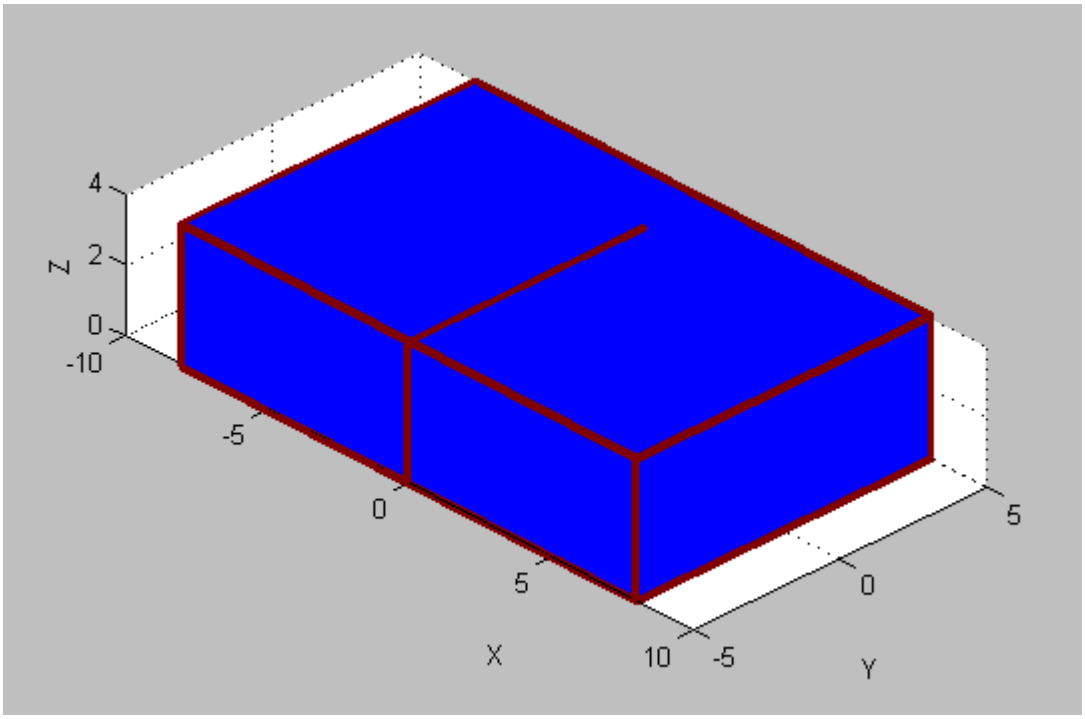
Σχήμα 5.10. Απλό περιβάλλον εσωτερικού χώρου με συνθήκες NLOS

Οι πλευρικοί τοίχοι αλλά και το πάτωμα και το ταβάνι μοντελοποιήθηκαν ως διηλεκτρικές πλάκες UTD. Οι ηλεκτρικές ιδιότητες των σκεδαστών αυτών (σχετική επιτρεπτότητα ε_r, αγωγιμότητα *sigma*, σχετική μαγνητική διαπερατότητα μ_r) επελέγησαν με τέτοιο τρόπο, ώστε να ταυτίζονται στη συχνότητα προσομοίωσης ($f = 1.8\,\text{GHz}$) με δεδομένα που έχουν προκύψει από μετρήσεις [19-20].

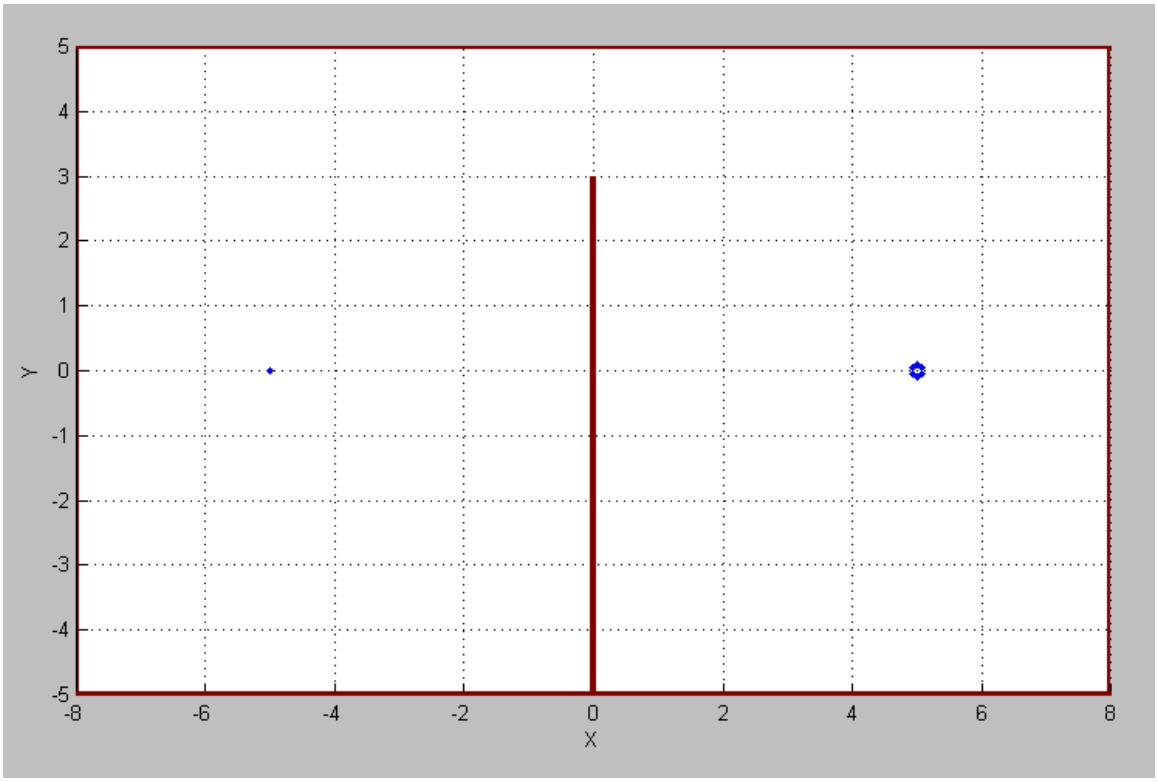
Πίνακας 5.9. Ηλεκτρικές ιδιότητες σκεδαστών σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου με συνθήκες NLOS ($f = 1.8\,\text{GHz}$)

Είδος τοιχώματος	**Σχετική επιτρεπτότητα ε_r**	**Αγωγιμότητα *sigma* (s/m)**	**Σχετική μαγνητική διαπερατότητα μ_r**
Πλευρικό	6	0.02	1
Πάτωμα, ταβάνι	8	0.09	1

Το περιβάλλον του σχήματος 5.10 παρουσιάζεται ως δομή του SNEC στο σχήμα 5.11. Πρόκειται για την εξωτερική όψη (σχήμα 5.11α) και την κάτοψη (σχήμα 5.11β) ενός δωματίου που αποτελείται από 7 διηλεκτρικές πλάκες UTD.



α)



β)

Σχήμα 5.11. Περιβάλλον εσωτερικού χώρου με συνθήκες NLOS στο SNEC ($f = 1.8\,\text{GHz}$): α) εξωτερική όψη, β) κάτοψη

Στο σχήμα 5.11β έχουν παραλειφθεί το πάτωμα και το ταβάνι για λόγους καλύτερης εποπτείας.

Όσον αφορά στις κεραίες που ενσωματώθηκαν στο περιβάλλον του σχήματος 5.10, ισχύουν τα εξής [20]:

- *Πομπός* (TX). Επιλέχθηκε δίπολο κατακόρυφης πόλωσης, παράλληλο προς τον άξονα z, μήκους 0.46λ και ακτίνας 0.006λ, το οποίο τοποθετήθηκε στη θέση $(-5, 0, 1.5)\,\mathrm{m}$.
- *Δέκτης* (RX). Επιλέχθηκε είτε δίπολο όμοιο με αυτό που χρησιμοποιήθηκε στον TX είτε η SPCA 6 στοιχείων με ακτίνα 0.001λ το καθένα, η οποία μελετήθηκε στην παράγραφο 4.3.2.β και περιγράφεται στον πίνακα 5.10. Για να λειτουργήσει η SPCA ως προσαρμοσμένος δέκτης, στο κεντρικό στοιχειώδες τμήμα του εκάστοτε ενεργού στοιχείου συνδέθηκε φορτίο τερματισμού ίσο με 90Ω. Όμοια στο δίπολο-δέκτη συνδέθηκε φορτίο τερματισμού ίσο με 75Ω. Ο δέκτης τοποθετήθηκε στη θέση $(5, 0, 1.5)\,\mathrm{m}$, σε απόσταση 10m από τον TX.

Πίνακας 5.10. Γεωμετρικά χαρακτηριστικά, στοιχεία διαγράμματος ακτινοβολίας και αντίσταση εισόδου SPCA 6 στοιχείων ($f = 1.8\,\mathrm{GHz}$)

Μήκος στοιχείων (λ)	**Ακτίνα δακτυλίου (λ)**	***G* (dBi)**	**RSLL (dB)**	**$\Delta\varphi_{3dB}$ (^{o})**	***Z_{in}***	***VSWR***
0.486	0.534	7.59	-6.45	57.22	91.64+1.01*j*	1.22

Είναι φανερό ότι με το SNEC μπορούν να προσομοιωθούν και άλλα περιβάλλοντα ασυρμάτων ζεύξεων εσωτερικών χώρων (διαφορετικές τοπολογίες σκεδαστών και είδη κεραιών σε πομπό και δέκτη), ώστε να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με την επίδοση αυτών των συστημάτων.

5.2.2 Μελέτη Επίδοσης Συστήματος Γωνιακής Διαφορισιμότητας σε Περιβάλλον Εσωτερικού Χώρου με τη Χρήση Ευφυούς Κυκλικής Στοιχειοκεραίας Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων

Στη συνέχεια της ανάλυσης εκτιμάται η επίδοση της ζεύξης του σχήματος 5.10, απουσία απευθείας διαδρομής μεταξύ TX και RX, υπό συνθήκες πολυδιαδρομικής διάδοσης που εισάγουν ανεπιθύμητες διαλείψεις στο λαμβανόμενο σήμα.

Η διαδικασία προσομοίωσης περιελάμβανε μετρήσεις της λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη. Σε όλη τη διάρκεια των μετρήσεων ο δέκτης θεωρούνταν ακίνητος, ενώ ο πομπός εκτελούσε κίνηση με πολύ χαμηλή σταθερή ταχύτητα πεζού χρήστη (1m/sec), κατά μήκος ευθείας διαδρομής $1\mathrm{m} = 6\lambda$ (σχήμα 5.10). Κάθε μέτρηση αντιστοιχούσε σε μετακίνηση του πομπού κατά 2cm. Η διαδικασία επαναλήφθηκε για τρία διαφορετικά συστήματα κεραιών στο δέκτη:

- Το σχήμα γωνιακής διαφορισιμότητας με την SPCA 6 στοιχείων (πίνακας 5.10) υλοποιήθηκε έτσι ώστε να εξασφαλίζει μεγιστοποίηση της λαμβανόμενης ισχύος για κάθε διακριτή μέτρηση στο δέκτη. Για το σκοπό αυτό ο χρόνος μετάβασης μεταξύ διαδοχικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας θεωρήθηκε αμελητέος, αφού υποτέθηκε ταχύτατη απόκριση των RF διακοπτών (της τάξης των nanoseconds). Αυτό συνεπάγεται ότι σε κάθε μέτρηση θεωρούνταν ενεργό μόνο το διάγραμμα ακτινοβολίας που αντιστοιχούσε στη μέγιστη λαμβανόμενη ισχύ.

- Η SPCA 6 στοιχείων χρησιμοποιήθηκε ξανά, αλλά με διαφορετική φιλοσοφία. Αυτή τη φορά δεν αποτέλεσε τη βάση ενός σχήματος διαφορικής λήψης, αντίθετα λειτούργησε ως μια κατευθυντική κεραία που αποσκοπούσε στη λήψη ενός μέρους από τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες που αφικνούνταν στο δέκτη. Αυτό θα είχε ως συνέπεια, αν η κεραία διέθετε σωστό προσανατολισμό, να περιοριστεί η πιθανότητα αφαιρετικής συμβολής των μονοπατιών και να επικρατήσει μια ισχυρή συνιστώσα. Συνολικά μελετήθηκαν 6 ξεχωριστές περιπτώσεις, όσα είναι και τα διακριτά διαγράμματα ακτινοβολίας, καθένα από τα οποία παρέμενε ενεργό για ολόκληρο το χρονικό διάστημα της κίνησης του πομπού.
- Στην τελευταία και απλούστερη περίπτωση χρησιμοποιήθηκε στο δέκτη μονάχα ένα απλό δίπολο, όμοιο με αυτό του πομπού, με ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο. Επιλέχθηκαν διάφορες θέσεις για το δίπολο, είτε στο κέντρο της SPCA είτε στη θέση κάποιου από τα 6 στοιχεία της.

Σε όλες τις παραπάνω περιπτώσεις, και για την εκτίμηση της επίδοσης της ζεύξης, θεωρήθηκε μετάδοση στο κανάλι ενός διαμορφωμένου BPSK σήματος ισχύος 8.5dBm, υπό συνθήκες επίπεδων διαλείψεων. Το μορφοποιητικό φίλτρο παλμού root Nyquist χρησιμοποιήθηκε τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη. Όπως φαίνεται στο [27], το εύρος ζώνης ενός διαμορφωμένου BPSK σήματος δίνεται από τη σχέση

$$B_s = \frac{2}{T_s} = 2R \tag{5.26}$$

όπου B_s είναι το εύρος ζώνης μετάδοσης, T_s η διάρκεια συμβόλου (bit) και R ο ρυθμός μετάδοσης του σήματος. Σύμφωνα με το [12] και την (1.4α), ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης ενός BPSK σήματος για επίπεδες διαλείψεις είναι

$$R_{\max} = \frac{0.1}{\tau_{rms}} \tag{5.27}$$

όπου το τ_{rms} παριστάνει την ενεργό τιμή της χρονικής εξάπλωσης χρονοκαθυστέρησης και δίνεται από τις (1.1), (1.2). Αν το υπό μελέτη περιβάλλον εσωτερικού χώρου αντιστοιχεί σε μια μέση περιοχή του τύπου F-H, όπως περιγράφεται στο [12], η μέγιστη τιμή $\tau_{rms,\max}$ του τ_{rms} είναι

$$\tau_{rms,\max} = 0.1\mu\sec \tag{5.28}$$

Αυτό συνεπάγεται, σε συνδυασμό με την (5.27), ότι ο μέγιστος επιτρεπτός ρυθμός μετάδοσης, πριν εμφανιστούν συνθήκες διαλείψεων επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα, περιορίζεται από τη σχέση

$$R_{\max} = 1\,\text{Mbps} \tag{5.29}$$

Το μέγιστο εύρος ζώνης μετάδοσης για συνθήκες επίπεδων διαλείψεων δίνεται από τις (5.26), (5.29) και ισούται με

$$B_{s,\max} = 2\,\text{MHz} \tag{5.30}$$

Η (5.30) είναι σε συμφωνία με την (1.3), η οποία υποδεικνύει το ακόλουθο εύρος ζώνης συνοχής B_c για συντελεστή συσχέτισης ρ μεγαλύτερο ή ίσο του 0.5:

$$B_c(\rho \geq 0.5) = \frac{1}{5\tau_{rms}} = 2\,\text{MHz} \tag{5.31}$$

Επομένως, και τηρώντας την (5.29), επιλέχθηκε για λόγους προσομοίωσης ρυθμός μετάδοσης $R_{sim} = 500\,\text{kbps}$, ο οποίος εξασφάλιζε ότι το BPSK σήμα κεντρικής συχνότητας $f = 1.8\,\text{GHz}$ θα υπέφερε από επίπεδες διαλείψεις.

5.2.2.α Διαδικασία Υπολογισμού Ρυθμού Λαθών

Όσον αφορά στον υπολογισμό του BER για την εκάστοτε προσομοίωση (σχήμα διαφορικής λήψης, κατευθυντική ή ομοιοκατευθυντική κεραία δέκτη), ακολουθήθηκε η παρακάτω διαδικασία [20]:

1. Για κάθε θέση του πομπού i_p ($i_p = 1,...,N_p$), υπολογίστηκε η λαμβανόμενη ισχύς p_{r,i_p} από τη σχέση

$$p_{r,i_p} = \left(|I_c|/\sqrt{2}\right)^2 R_L \tag{5.32}$$

όπου $|I_c|$ ήταν το πλάτος της μέγιστης τιμής του ρεύματος στο κεντρικό στοιχειώδες τμήμα είτε του ενεργού στοιχείου της SPCA 6 στοιχείων είτε του απλού διπόλου, ενώ R_L ήταν το φορτίο τερματισμού, ίσο με 90Ω ή 75Ω, αντίστοιχα.

2. Η μέση λαμβανόμενη ισχύς στο δέκτη για τις N_p διαφορετικές θέσεις του πομπού εκφράστηκε ως

$$\overline{p_r} = \left(1/N_p\right)\sum_{i_p=1}^{N_p} p_{r,i_p} \tag{5.33}$$

3. Σε κάθε προσομοίωση θεωρήθηκε σταθερός ο λόγος $E_b/N_0 = \overline{p_r}/\sigma_n^2$ και ίσος με $E_b/N_0 = 0\text{dB},...,12\text{dB}$ (βήμα 1dB). Βάσει λοιπόν της (5.33), υπολογίστηκε η μέση ισχύς θορύβου σ_n^2 για κάθε τιμή του λόγου E_b/N_0 :

$$\sigma_n^2 = \frac{\overline{p_r}}{\left(E_b/N_0\right)} \tag{5.34}$$

4. Για κάθε θέση του πομπού i_p εκτιμήθηκε ο BER, σύμφωνα με τον τύπο που ισχύει για τη διαμόρφωση BPSK:

$$\text{BER}_{i_p} = 0.5\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{p_{r,i_p}}{\sigma_n^2}}\right) \tag{5.35}$$

όπου το σ_n^2 προκύπτει από την (5.34) για την αντίστοιχη τιμή E_b/N_0 . Στην πραγματικότητα, η λαμβανόμενη ισχύς για κάθε θέση του πομπού κανονικοποιείται ως προς τη μέση ισχύ $\overline{p_r}$.

5. Στο τελευταίο στάδιο προσδιορίστηκε ο μέσος BER από τη σχέση [27]

$$\overline{\text{BER}} = \left(1/N_p\right)\sum_{i_p=1}^{N_p} \text{BER}_{i_p} \tag{5.36}$$

Ο τύπος (5.36) που δίνει το μέσο BER επαληθεύτηκε μέσω 100 δοκιμών MC ανά περίπτωση κεραίας δέκτη, όπου θεωρήθηκε ο ίδιος ρυθμός μετάδοσης και επίπεδες διαλείψεις, οι οποίες ενσωματώθηκαν κατάλληλα στα προς μετάδοση σύμβολα.

5.2.2.β Αριθμητικά Αποτελέσματα

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται συγκρίσεις μεταξύ του συστήματος διαφορικής λήψης και διαφόρων περιπτώσεων κατευθυντικού και

ομοιοκατευθυντικού δέκτη, με την παράθεση αποτελεσμάτων που αφορούν στο επίπεδο FD, τη μέση διάρκεια διαλείψεων και το BER.

Στον πίνακα 5.11 περιέχονται συγκριτικά δεδομένα για το σύστημα γωνιακής διαφορισιμότητας, τις 6 κατευθυντικές SPCAs (μια για κάθε φορά που ενεργοποιείται ένα από τα 6 στοιχεία) και τρεις ομοιοκατευθυντικές κεραίες, τοποθετημένες σε συγκεκριμένο σημείο στην πλευρά του δέκτη. Η SPCA με τροφοδοτούμενο το $i^{ό}$ στοιχείο θα αποκαλείται στη συνέχεια SPCAi στοιχειοκεραία. Όσον αφορά στο δίπολο που καταλαμβάνει τη θέση στην οποία θα βρισκόταν το $i^{ό}$ στοιχείο της SPCA θα αποκαλείται κεραία Dip$i$ (σημεία 1,…,6 στο σχήμα 5.10), ενώ εκείνο που τοποθετείται στο κέντρο της SPCA (σημείο RX στο σχήμα 5.10) θα αποκαλείται κεραία DipC.

Πίνακας 5.11. Σύγκριση μεταξύ συστήματος διαφορικής λήψης, 6 κατευθυντικών και τριών ομοιοκατευθυντικών κεραιών, σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου με συνθήκες NLOS ($f = 1.8\,\text{GHz}$)

Τύπος κεραίας δέκτη RX	***FD*** **(dB)**	***afd*** **(sec)**	**Μέση ισχύς (dBm)**	**BER ($\times 10^{-2}$) (E_b/N_0=10dB)**
Διαφορική λήψη	6.84	0.039	-41.61	0.015
SPCA1	32.40	0.255	-50.48	2.974
SPCA2	11.75	0.176	-44.72	0.275
SPCA3	16.84	0.333	-42.30	0.699
SPCA4	22.28	0.294	-44.37	1.716
SPCA5	9.55	0.098	-44.09	0.076
SPCA6	26.92	0.333	-49.84	2.091
DipC	13.70	0.314	-42.78	0.354
Dip3	30.55	0.314	-46.18	1.435
Dip5	19.65	0.255	-44.98	0.882

Το βάθος διαλείψεων FD ορίζεται ως ο λόγος μέγιστης προς ελάχιστη λαμβανόμενη ισχύ στο δέκτη για μετακίνηση του πομπού κατά 1m (διαλείψεις μικρής κλίμακας):

$$FD(\text{dB}) = 10\log\left(p_{r,\max} / p_{r,\min}\right) \tag{5.37}$$

Η μέση διάρκεια διαλείψεων (average fade duration, afd) ορίζεται ως το κλάσμα του συνολικού χρόνου (1sec) κατά το οποίο η λαμβανόμενη ισχύς παρέμενε τουλάχιστον 3dB κάτω από τη μέση λαμβανόμενη ισχύ:

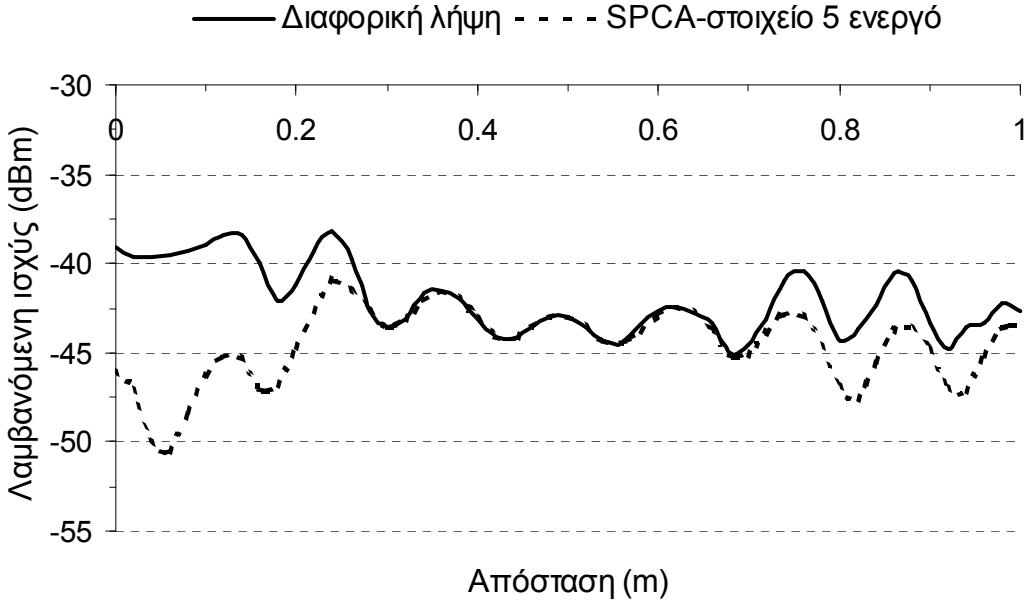
$$afd(\text{sec}) = \text{prob}\left(p_{r,i_p} \le \left(\overline{p_r}/2\right)\right) \tag{5.38}$$

Η μέση ισχύς $\overline{p_r}$ δίνεται από την (5.33), ενώ ο μέσος BER για $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ από την (5.36).

Παρατηρώντας τα αποτελέσματα του πίνακα 5.11 είναι εμφανής η βελτίωση που παρέχει το σύστημα διαφορικής λήψης σε σχέση με τις απλές κατευθυντικές ή ομοιοκατευθυντικές κεραίες.

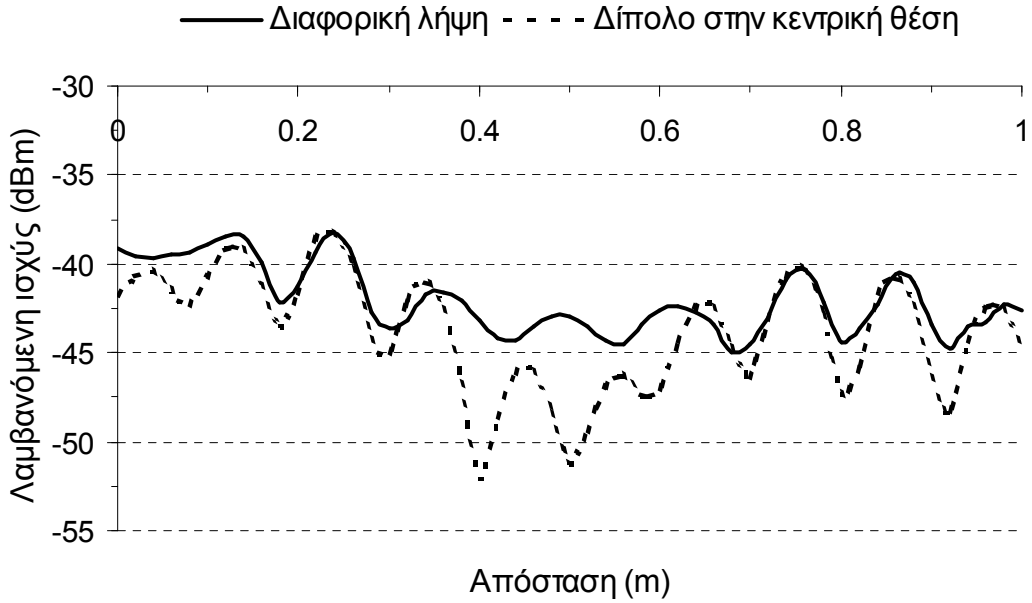
Το βάθος διαλείψεων με την εφαρμογή γωνιακής διαφορισιμότητας ελαττώνεται κατά 2.71dB ως προς την καλύτερη SPCA5 και κατά 25.56dB ως προς τη λιγότερο αποδοτική SPCA1 (συνολική μέση μείωση 19.31dB). Η μέση διάρκεια διαλείψεων ελαττώνεται κατά 60% σε σχέση με την SPCA5 και κατά 88% ως προς τις SPCA3 και SPCA6, οι οποίες εμφανίζουν τη χειρότερη συμπεριφορά στον τομέα αυτό. Όλα τα παραπάνω μεταφράζονται σε μείωση του ρυθμού λαθών από 5 έως 200 φορές, για $E_b/N_0 = 10\text{dB}$.

Όσον αφορά στις ομοιοκατευθυντικές κεραίες, επιλέχθηκαν οι DipC, Dip3 και Dip5. Η πρώτη, που συμπεριφέρεται καλύτερα από τις άλλες δύο, οδήγησε σε 6.86dB υψηλότερο βάθος διαλείψεων από το σύστημα διαφορικής λήψης και 8 φορές μεγαλύτερη μέση διάρκεια διαλείψεων. Ο ρυθμός λαθών που σημειώθηκε ήταν 24 φορές χειρότερος. Επιχειρώντας μια σύγκριση μεταξύ των SPCA3, SPCA5 και Dip3, Dip5, αντίστοιχα, παρατηρήθηκε αύξηση του *FD* της τάξης των 10-15dB, ενώ το *afd* παρέμεινε το ίδιο για τη θέση 3 και σχεδόν τριπλασιάστηκε για τη θέση 5. Όσο για το ρυθμό λαθών, η αντικατάσταση της κατευθυντικής SPCA με ομοιοκατευθυντική κεραία στη θέση του ενεργού στοιχείου της SPCA διπλασίασε το BER για τη θέση 3 και οδήγησε σε 12 φορές μεγαλύτερο ρυθμό λαθών για τη θέση 5. Η θέση 3 προτιμήθηκε για τοποθέτηση διπόλου γιατί ο λοβός της SPCA3 είναι προσανατολισμένος στην κατεύθυνση άφιξης της κύριας ανάκλασης από το πλευρικό τοίχωμα (σχήμα 5.10), μέσω του ανοίγματος των 2m στον ενδιάμεσο τοίχο (γι' αυτό το λόγο συνοδεύεται από μέγιστη μέση λαμβανόμενη ισχύ $\overline{p_r}$). Η θέση 5 επιλέχθηκε γιατί αντιστοιχεί στις βέλτιστες τιμές *FD* και *afd* από όλες τις SPCAs. Η ανωτερότητα των δύο SPCAs, σε σχέση με τα απλά δίπολα στο δέκτη, οφείλεται στο κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας τους. Έτσι, ενώ λαμβάνουν κάποιο ισχυρό μονοπάτι, ταυτόχρονα απορρίπτουν αρκετές πολυδιαδρομικές συνιστώσες, οι οποίες πιθανόν να συντελούσαν σε αφαιρετική συμβολή και μείωση της λαμβανόμενης ισχύος.



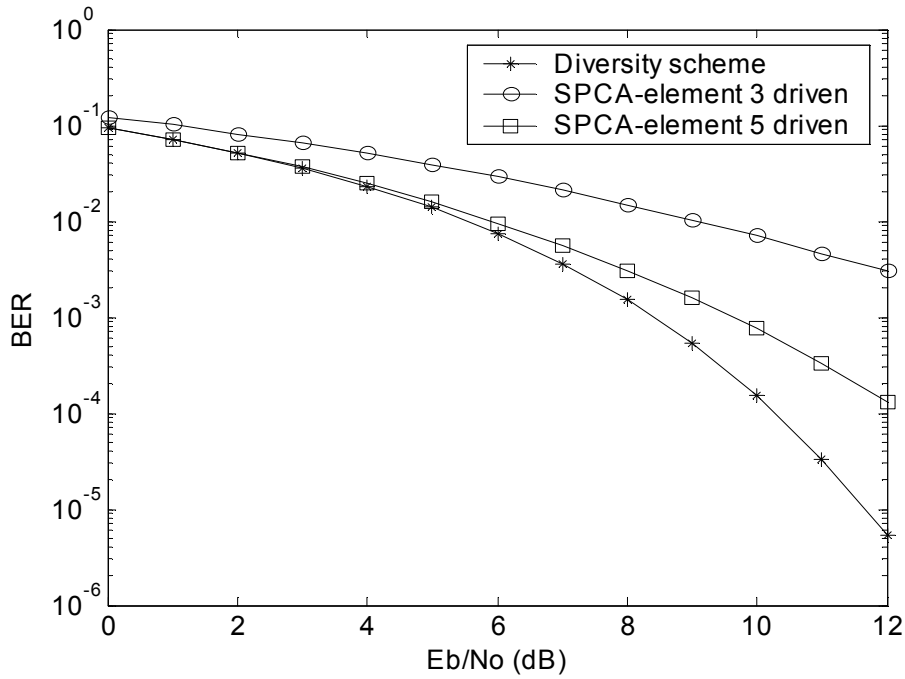
Σχήμα 5.12. Σύγκριση μεταξύ του συστήματος διαφορικής λήψης και της κατευθυντικής κεραίας SPCA5 ως προς τις διαλείψεις μικρής κλίμακας

Επιστρέφοντας στο σύστημα διαφορικής λήψης, στα σχήματα 5.12, 5.13 απεικονίζεται η λαμβανόμενη ισχύς για μετακίνηση του πομπού κατά 1m και συγκρίνεται με τις καμπύλες που προκύπτουν για βέλτιστη κατευθυντική (SPCA5) και ομοιοκατευθυντική (DipC) κεραία στο δέκτη, αντίστοιχα [20]. Είναι εμφανής η αύξηση του επιπέδου ισχύος και η μείωση του βάθους διαλείψεων μικρής κλίμακας και στις δύο περιπτώσεις.

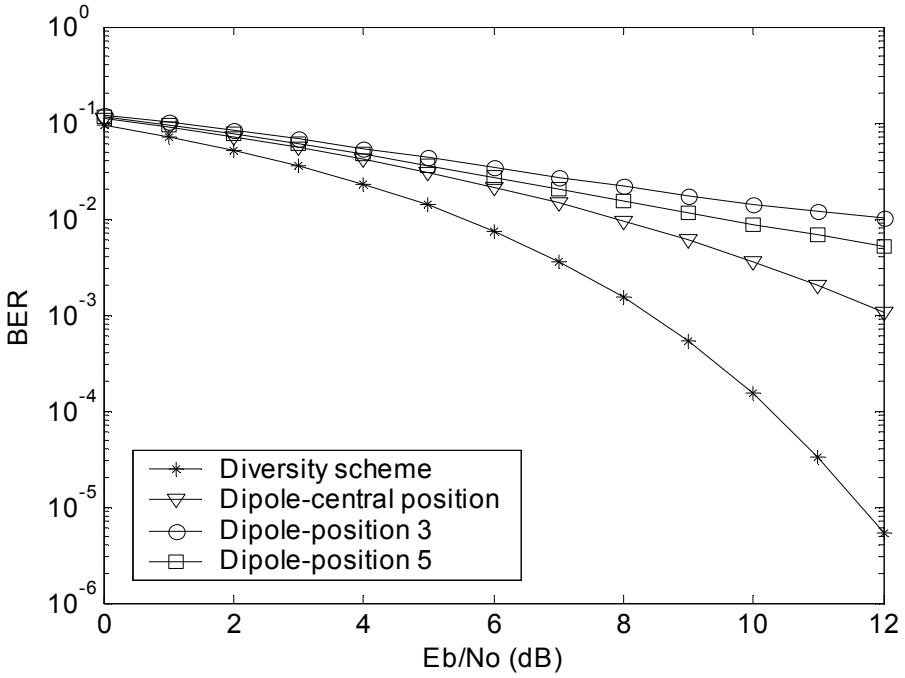


Σχήμα 5.13. Σύγκριση μεταξύ του συστήματος διαφορικής λήψης και της ομοιοκατευθυντικής κεραίας DipC ως προς τις διαλείψεις μικρής κλίμακας

Στη συνέχεια παρατίθενται οι καμπύλες του μέσου ρυθμού λαθών συναρτήσει του λόγου E_b/N_0 για το σύστημα διαφορικής λήψης και τις SPCA3, SPCA5 (σχήμα 5.14), αλλά και τις DipC, Dip3, Dip5 (σχήμα 5.15) [20]. Το σύστημα διαφορικής λήψης εμφανίζει τη βέλτιστη συμπεριφορά και στις δύο περιπτώσεις, ακολουθούμενο στη μεν πρώτη από την SPCA5, στη δε δεύτερη από τη DipC. Η SPCA3 υστερεί έναντι της SPCA5, αφού αντιστοιχεί σε υψηλότερες τιμές FD, afd. Το ίδιο συμβαίνει κατά σειρά με τις Dip5, Dip3 ως προς τη DipC, όχι τόσο λόγω afd, το οποίο διατηρεί παρόμοιες τιμές, αλλά όσο λόγω του βάθους διαλείψεων (διαφορές που ξεκινούν από τα 6dB και αγγίζουν τα 17dB). Συγκρίνοντας τα σχήματα 5.14 και 5.15 συνάγεται ότι οι καμπύλες των SPCAs χαρακτηρίζονται από πιο απότομη κλίση σχετικά με τις καμπύλες των διπόλων, για μεγάλες τιμές του λόγου E_b/N_0. Έτσι, οι SPCA5 και SPCA3 έχουν ως κάτω όριο μέσου BER τις τιμές 1.3×10^{-4} και 3×10^{-3}, αντίστοιχα ($E_b/N_0 = 12\text{dB}$). Αντίθετα, οι Dip5 και Dip3 περιορίζονται ως προς το μέσο BER από τις τιμές 5.2×10^{-3} και 10^{-2}, αντίστοιχα. Ακόμη και η βέλτιστη DipC επιτυγχάνει ελάχιστο μέσο BER=1.1×10^{-3} > 1.3×10^{-4} ($E_b/N_0 = 12\text{dB}$), τιμή που αντιστοιχεί στη βέλτιστη κατευθυντική SPCA5. Αναμφισβήτητα πάντως, όλες οι προαναφερθείσες τιμές υπερβαίνουν την αντίστοιχη για το σύστημα διαφορικής λήψης, που αγγίζει το 5.4×10^{-6}.



Σχήμα 5.14. Σύγκριση μεταξύ του συστήματος διαφορικής λήψης και των κατευθυντικών κεραιών SPCA3, SPCA5 ως προς το μέσο BER συναρτήσει του E_b/N_0



Σχήμα 5.15. Σύγκριση μεταξύ του συστήματος διαφορικής λήψης και των ομοιοκατευθυντικών κεραιών DipC, Dip3, Dip5 ως προς το μέσο BER συναρτήσει του E_b/N_0

Ενδιαφέρον παρουσιάζει στο σημείο αυτό το κέρδος διαφορισιμότητας (Diversity Gain, DG) που επιτυγχάνει το σύστημα διαφορικής λήψης για δεδομένο επίπεδο μέσου ρυθμού λαθών BER=10^{-2}. Πράγματι σε σχέση με την SPCA5, που είναι και η μακράν βέλτιστη SPCA, η διαφορά είναι μικρή (περίπου 0.3dB). Όμως συγκριτικά με την SPCA3, που αποτελεί μέση από πλευράς επιδόσεων SPCA, το DG αγγίζει τα 3.5dB. Προφανώς, για κάποια ακόμη χειρότερη SPCA, η διαφορά αυξάνεται περαιτέρω. Όσον αφορά στις DipC, Dip5 και Dip3, οι τιμές που λαμβάνει το DG είναι 2.3dB, 4dB και 6.4dB, αντίστοιχα. Επιχειρώντας και πάλι μια σύγκριση μεταξύ των SPCA3, SPCA5 και Dip3, Dip5, αντίστοιχα, όσον αφορά στο κέρδος διαφορισιμότητας, η διαφορά είναι της τάξης των 3-4dB, με την SPCA να υπερτερεί φυσιολογικά.

Το συμπέρασμα της παραπάνω μελέτης είναι ότι το σύστημα διαφορικής λήψης, σε σχέση με ένα απλό δίπολο που είναι και η ουσιαστική σύγκριση, προσφέρει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα στο περιβάλλον εσωτερικού χώρου του σχήματος 5.10:

- Μικρότερο βάθος διαλείψεων, από 7dB έως και 24dB, ανάλογα με τη θέση του διπόλου.
- Περιορισμό της μέσης διάρκειας διαλείψεων κατά 6.5 έως 8 φορές.
- Μείωση του μέσου BER κατά 24 έως 96 φορές ($E_b/N_0 = 10\text{dB}$) ή επίτευξη διαφορικού κέρδους από 2.3dB έως 6.4dB (μέσο BER=10^{-2}).

Όλα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω αποτελούν ένα δείγμα της βελτίωσης που μπορεί να επιφέρει ένα σύστημα γωνιακής διαφορισιμότητας σε μια ασύρματη ζεύξη εσωτερικού χώρου. Πρόκειται για μια απλή και εύκολα υλοποιήσιμη περίπτωση, η οποία βασίζεται στην επιλογή του διαγράμματος ακτινοβολίας της SPCA που μεγιστοποιεί τη συνολική λαμβανόμενη ισχύ.

Το κύριο όμως συμπέρασμα της ανάλυσης που προηγήθηκε αφορά στη δυνατότητα προσομοίωσης με το SNEC εσωτερικών χώρων με ενσωματωμένους διάφορους τύπους κεραιών. Η διαδικασία υπολογισμού του μέσου ρυθμού λαθών, που παρουσιάζεται στην παράγραφο 5.2.2.α, και ο μέσος BER της (5.36) παρέχουν στο σχεδιαστή μιας ασύρματης ζεύξης εσωτερικού χώρου ένα μέτρο σύγκρισης των επιδόσεων ποικίλων συστημάτων ευφυών και απλών ομοιοκατευθυντικών κεραιών.

5.3 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ ΜΙΚΡΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ ΣΕ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥΣ ΧΩΡΟΥΣ – ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ SUPERNEC

Στην παράγραφο αυτή μελετώνται οι στατιστικές ιδιότητες των διαλείψεων σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου με συνθήκες NLOS. Είναι γεγονός ότι η γνώση του μοντέλου που περιγράφει τις διαλείψεις του καναλιού ραδιοδιάδοσης μπορεί να αποβεί ιδιαίτερα χρήσιμη για την εκτίμηση της επίδοσης ενός συστήματος διαφορικής λήψης, το οποίο χρησιμοποιεί διατάξεις ευφυών στοιχειοκεραιών [21]. Μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading), με την περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος να ακολουθεί μια από τις εξής κατανομές, οι οποίες έχουν προταθεί στο παρελθόν για διάδοση εσωτερικού χώρου:

- Οι *Rayleigh* και *Rice* είναι οι πλέον ευρέως χρησιμοποιούμενες, με την πρώτη να αποδίδει καλύτερα σε περιπτώσεις NLOS και τη δεύτερη σε συνθήκες LOS. Η Rice λειτουργεί ικανοποιητικά ακόμη και απουσία απευθείας συνιστώσας, αλλά με

την προϋπόθεση ύπαρξης ενός μονοπατιού που υφίσταται πολύ μικρότερη απόσβεση από τα υπόλοιπα [17 και αναφορές]. Έχει αποδειχθεί επίσης ότι οι λεγόμενες χρονικές διαλείψεις (temporal fading) περιγράφονται επαρκώς από την κατανομή Rice. Οι τελευταίες παρατηρούνται όταν πομπός και δέκτης παραμένουν ακίνητοι, σε αντίθεση με το περιβάλλον τους, το οποίο μεταβάλλεται με το χρόνο (π.χ., κίνηση ανθρώπων) [17 και αναφορές].

- Η κατανομή *Nakagami*, που μεταπίπτει σε άλλες κατανομές για δεδομένες τιμές των παραμέτρων της, έχει εφαρμοστεί σπάνια σε περιπτώσεις διάδοσης εσωτερικού χώρου [17 και αναφορές]. Παρόλα αυτά, έχει αποδειχθεί επαρκής για πολυδιαδρομική διάδοση σε αστικές περιοχές [18 και αναφορές].
- Η κατανομή *Weibull* δεν έχει κάποια θεωρητική βάση, περιλαμβάνει όμως ως υποπεριπτώσεις τις κατανομές Rayleigh και εκθετική [17 και αναφορές]. Έχει χρησιμοποιηθεί με επιτυχία για την περιγραφή χρονικών διαλείψεων [17 και αναφορές] καθώς και για το χαρακτηρισμό των απωλειών μονοπατιού σε εσωτερικούς χώρους [18 και αναφορές].
- Η κατανομή *log-normal* έχει συχνά εφαρμοστεί για τη μοντελοποίηση διαλείψεων μεγάλης κλίμακας (large-scale fading) σε περιβάλλοντα πολλαπλών διαδρομών [17 και αναφορές]. Όσον αφορά στη διάδοση εσωτερικού χώρου, σε κάποιες λίγες περιπτώσεις έχει αποδειχθεί ότι μπορεί να περιγράψει με ακρίβεια ακόμη και δεδομένα μικρής κλίμακας [17 και αναφορές].
- Η κατανομή *Suzuki* αποτελεί μείγμα των κατανομών Rayleigh και log-normal, ενώ λειτουργεί και ως συνδετικός κρίκος μεταξύ της πρώτης και της δεύτερης (παριστάνει δηλαδή τη μετάβαση από δεδομένα τοπικού σε δεδομένα ολικού χαρακτήρα) [17 και αναφορές]. Έχει ελάχιστες εφαρμογές σε διάδοση εσωτερικού χώρου, είναι όμως κοινά αποδεκτό στατιστικό μοντέλο για την περιγραφή της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος σε μακροκυψελωτά κανάλια κινητών επικοινωνιών με συνθήκες NLOS [18 και αναφορές].

Γίνεται αντιληπτό από τα παραπάνω ότι οι πιο δημοφιλείς κατανομές για διαλείψεις μικρής κλίμακας και διάδοση εσωτερικού χώρου είναι οι Rayleigh και Rice. Οι κατανομές αυτές προϋποθέτουν την ικανοποίηση των συνθηκών που εξασφαλίζουν την ισχύ του κεντρικού οριακού θεωρήματος (CLT). Αυτό ισοδυναμεί με την άφιξη στο δέκτη ενός επαρκώς μεγάλου αριθμού συνιστωσών. Συχνά όμως αυτό δεν τηρείται απόλυτα, λόγω του περιορισμένου πλήθους σκεδαστών που χαρακτηρίζουν τη διάδοση εσωτερικού χώρου. Για να υπερκεραστεί αυτή η δυσκολία, έχουν υιοθετηθεί οι ακόλουθες προσεγγίσεις [23]:

- Επιλογή μιας γνωστής και ευέλικτης κατανομής (π.χ., Weibull), χωρίς καμία υπόθεση που να αφορά στο φυσικό μηχανισμό διάδοσης. Η καταλληλότητα της επιλεχθείσας κατανομής εξετάζεται πραγματοποιώντας ελέγχους καλής προσαρμογής (goodness-of-fit tests) σε δεδομένα μετρήσεων ή προσομοίωσης.
- Το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να θεωρηθεί ως το άθροισμα τυχαίων διανυσμάτων (δηλαδή διανυσμάτων με τυχαία πλάτη και φάσεις), καθένα από τα οποία αντιπροσωπεύει μια πολυδιαδρομική συνιστώσα. Τότε ο καθορισμός της κατανομής της περιβάλλουσας συνίσταται στον υπολογισμό της κατανομής του προκύπτοντος διανύσματος. Μια προτεινόμενη μέθοδος είναι η ανάλυση σε όρους μιας άπειρης σειράς πολυωνύμων Laguerre [28].
- Μια από κοινού μη-Γκαουσιανή συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μοντελοποίηση των ορθογώνιων συνιστωσών (quadrature components) του λαμβανόμενου ζωνοπερατού σήματος [28]. Στη συνέχεια απομένει μόνο ο υπολογισμός της pdf της περιβάλλουσας [29].

Μια τροποποιημένη εκδοχή της τελευταίας προσέγγισης υιοθετήθηκε στο [30]. Το μοντέλο που προέκυψε έκανε την υπόθεση ότι, σε συνθήκες διάδοσης εσωτερικού χώρου NLOS, ο αριθμός των κυρίαρχων μονοπατιών που συνεισφέρουν στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος είναι αρκετά μικρός (π.χ., 5-15). Με αυτή την παραδοχή, και θεωρώντας ανεξάρτητες και ταυτόσημα κατανεμημένες σύμφωνα με την κατανομή *t* ορθογώνιες συνιστώσες, προέκυψε μια κατανομή (POCA) περισσότερο αποτελεσματική από τη Rayleigh.

Η μη-Γκαουσιανή προσέγγιση χρησιμοποιήθηκε και στο [22], όπου οι ορθογώνιες συνιστώσες θεωρήθηκαν ασυσχέτιστες και από κοινού κατανεμημένες σύμφωνα με τη διμεταβλητή κατανομή *t*. Αυτή η υπόθεση οδήγησε σε μια ευέλικτη pdf περιβάλλουσας, κατάλληλη για περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων, η οποία παρουσιάστηκε σε καθαρά θεωρητικό επίπεδο στο [22] (Παράρτημα Α).

Στη συνέχεια της παραγράφου η κατανομή αυτή συγκρίνεται με την κατανομή Rayleigh (Παράρτημα Α) για διάδοση NLOS, μέσω πραγματικών μετρήσεων σε εσωτερικούς χώρους και προσομοιώσεων με το πακέτο SNEC [23].

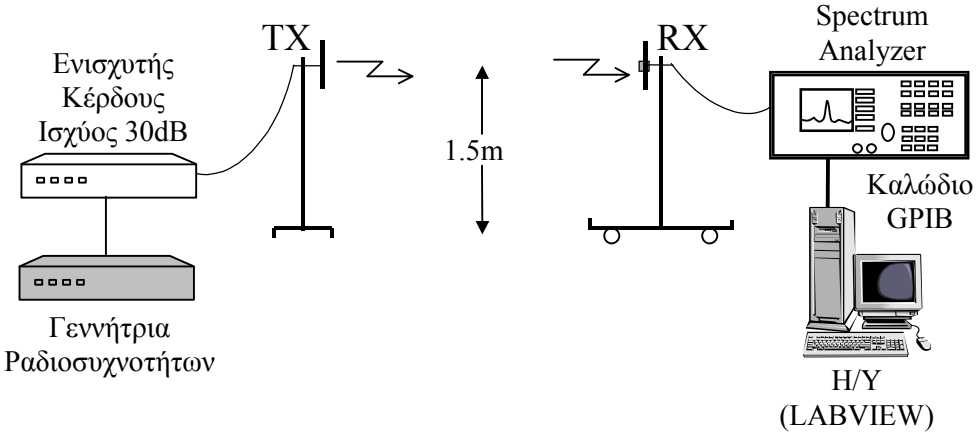
5.3.1 Μελέτη Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας σε Εσωτερικούς Χώρους μέσω Πειραματικών Μετρήσεων

Για την εξαγωγή χρήσιμων συμπερασμάτων σχετικά με την κατανομή των διαλείψεων μικρής κλίμακας σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου με διάδοση NLOS, διεξήχθησαν πειραματικές μετρήσεις στο Εργαστήριο Ασυρμάτου και Επικοινωνίας Μεγάλων Αποστάσεων (τρίτος όροφος κτιρίου Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών, Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου).

5.3.1.α Περιγραφή Διάταξης Πειραματικών Μετρήσεων

Για την εκτέλεση των πειραματικών μετρήσεων σε τυπικό περιβάλλον γραφείου και εργαστηρίου, επελέγησαν τρεις διαφορετικές τοπολογίες για τις κεραίες πομπού και δέκτη, φροντίζοντας πάντα να υφίστανται συνθήκες NLOS. Μεταξύ των δύο κεραιών παρεμβάλλονταν ένας ή περισσότεροι σκεδαστές (τοίχοι, ντουλάπες), έτσι ώστε να παρεμποδίζεται η απευθείας επικοινωνία τους. Στη συνέχεια περιγράφεται η πειραματική διάταξη, η οποία απεικονίζεται και στο σχήμα 5.16 [23]:

- Για τον πομπό (TX) και το δέκτη (RX) επελέγησαν δίπολα κατακόρυφης πόλωσης, μήκους $\lambda/2$ στα $1.8\,\mathrm{GHz}$, τα οποία τοποθετήθηκαν σε ύψος ίσο με $1.5\mathrm{m}$. Σε κάθε τοπολογία ο TX διατηρούνταν ακίνητος, σε αντίθεση με τον RX που κινούνταν με χαμηλή σταθερή ταχύτητα επί ενός προκαθορισμένου μονοπατιού. Για τη μετακίνηση του δέκτη χρησιμοποιήθηκε ένα αυτό-τροφοδοτούμενο αμαξίδιο, πάνω στο οποίο στηρίχθηκε ιστός με την κεραία τοποθετημένη στην κορυφή του.
- Το ασύρματο κανάλι εσωτερικού χώρου διεγείρονταν από μια γεννήτρια ραδιοσυχνοτήτων, μοντέλο Avionics IFR 2031 (εύρος ζώνης λειτουργίας 10 kHz – 2.7 GHz), η οποία μετέδιδε ένα αδιαμόρφωτο φέρον στα $1.8\,\mathrm{GHz}$. Η τελική ισχύς εκπομπής ήταν της τάξης των $8.5\,\mathrm{dBm}$, μετά από κατάλληλη ενίσχυση του αρχικού σήματος μέσω ενισχυτή κέρδους ισχύος 30dB.
- Η κεραία λήψης συνδέθηκε με ομοαξονικό καλώδιο σε έναν αναλυτή φάσματος (spectrum analyzer) της εταιρίας Hewlett Packard, μοντέλο HP8593A (εύρος ζώνης λειτουργίας 9 kHz – 22 GHz).



Σχήμα 5.16. Σχηματικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης

- Η έξοδος του spectrum analyzer επικοινωνούσε σε όλη τη διάρκεια των μετρήσεων με H/Y, μέσω καλωδίου και κάρτας GPIB (General Purpose Interface Bus). Για τον έλεγχο λειτουργίας του αναλυτή φάσματος (έναρξη, καταγραφή μετρήσεων, λήξη διαδικασίας) και τη συλλογή των τιμών της λαμβανόμενης ισχύος στον H/Y, αναπτύχθηκε μια απλή εφαρμογή στο πρόγραμμα μέτρησης και λήψης δεδομένων LABVIEW (LABoratory Virtual Instrument Engineering Workbench).

5.3.1.β Επεξεργασία και Στατιστική Αξιολόγηση Πειραματικών Δεδομένων

Η μελέτη των χωρικών διαλείψεων μικρής κλίμακας κατέστη εφικτή με τη συλλογή πλήθους τιμών της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος σε τρεις χαρακτηριστικές τοπολογίες NLOS. Στην πραγματικότητα καταγράφονταν οι τιμές της λαμβανόμενης ισχύος σε dBm και ακολούθως γινόταν η μετατροπή σε τιμές περιβάλλουσας σήματος α (δηλαδή ουσιαστικά τιμές ανάλογες του πλάτους του ηλεκτρικού πεδίου). Για το σκοπό αυτό υιοθετήθηκε η εξής σχέση:

$$\alpha \propto \left(10^{\frac{P_{spectrum}(\text{dBm})}{10}} \cdot 10^{-3} \right)^{1/2} \quad (\text{V/m}) \tag{5.39}$$

όπου $P_{spectrum}$ είναι η τιμή της λαμβανόμενης ισχύος στο spectrum analyzer, που μέσω της κάρτας GPIB και της εφαρμογής LABVIEW καταγράφονταν στον H/Y.

Σε καθεμιά από τις τοπολογίες NLOS ελήφθησαν μετρήσεις σε ένα γραμμικό μονοπάτι μήκους $25\lambda - 30\lambda$ ($\lambda = 0.167\text{m}$), με βήμα 1cm. Για τον καθορισμό των στατιστικών ιδιοτήτων των διαλείψεων περιβάλλουσας μικρής κλίμακας, έπρεπε πρώτα να αφαιρεθεί η επίδραση των απωλειών διάδοσης και της σκίασης. Γι' αυτό το λαμβανόμενο σήμα υπέστη κανονικοποίηση ως προς την τοπική rms (root mean square) τιμή του. Για κάθε δείγμα $\alpha(x_i)$ η τοπική rms τιμή εκφράζεται ως [31]

$$rms_i = \left[\frac{1}{i_W} \sum_{i-i_W/2}^{i+i_W/2} [\alpha(x_i)]^2 \right]^{1/2} \tag{5.40}$$

όπου ο αριθμός i_W παριστάνει το πλήθος δειγμάτων που περιλαμβάνονται στο παράθυρο κανονικοποίησης μήκους W. Η τοπική rms τιμή υπολογίστηκε για κάθε μεμονωμένο δείγμα σε ένα μετακινούμενο παράθυρο και τα κανονικοποιημένα

δείγματα $\alpha_{norm,i} = \alpha(x_i)/rms_i$ υποβλήθηκαν σε έλεγχο καλής προσαρμογής. Ως εύρος παραθύρου επιλέχθηκε $W = 10\lambda$, το οποίο θεωρείται κατάλληλο για κυψέλες μικρού μεγέθους, όπως είναι οι κυψέλες που προσφέρουν ραδιοκάλυψη σε εσωτερικούς χώρους [31].

Διάφορα σετ δειγμάτων διαφορετικού μεγέθους N_s (200, 300 και 400) δημιουργήθηκαν για καθεμιά από τις τρεις τοπολογίες μετρήσεων, πραγματοποιώντας δοκιμές MC στο σύνολο των δειγμάτων. Σε κάθε σετ έγινε έλεγχος μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Mean Square Error, MSE), για να διαπιστωθεί ποια κατανομή περιγράφει καλύτερα τις κανονικοποιημένες μετρήσεις [32]. Στον έλεγχο MSE υπολογίζεται το μέσο τετραγωνικό σφάλμα μεταξύ της εμπειρικής κατανομής και καθεμιάς από τις θεωρητικές συναρτήσεις αθροιστικής κατανομής (Rayleigh και προτεινόμενη στο [22]). Η τελευταία κατανομή θα αποκαλείται στη συνέχεια New. Επομένως, το MSE εκφράζεται ως

$$\mathrm{MSE} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{int}}} \left(p_{D,i} - F_i\right)^2}{N_{\mathrm{int}}} \tag{5.41}$$

όπου F_i είναι η εμπειρική αθροιστική πιθανότητα, που δίνεται από τη σχέση

$$F_i = \mathrm{prob}\left(\alpha_{norm} < \alpha_{norm,i}\right),\ i = 1,..., N_{\mathrm{int}} \tag{5.42}$$

και $p_{D,i}$ είναι η θεωρητική αθροιστική πιθανότητα:

$$p_{D,i} = \int_0^{\alpha_{norm,i}} f_{A,D}(\alpha) d\alpha \tag{5.43}$$

όπου η $f_{A,D}(\alpha)$ είναι η pdf της υπό εξέταση κατανομής (το D δηλώνει Rayleigh ή New). Η παράμετρος N_{int} στην (5.41) παριστάνει τον αριθμό των διαστημάτων στα οποία διαιρείται το εύρος των κανονικοποιημένων τιμών περιβάλλουσας ανά σετ δειγμάτων, ενώ η $\alpha_{norm,i}$ στην (5.42) είναι το άνω όριο κάθε διαστήματος.

Η θεωρητική κατανομή με το μικρότερο MSE παρείχε την καλύτερη προσαρμογή στα δεδομένα των μετρήσεων. Οι παράμετροι των θεωρητικών κατανομών σε όλους τους ελέγχους MSE εκτιμήθηκαν από τα δεδομένα. Πιο συγκεκριμένα, εξισώθηκαν οι μέσες τιμές των θεωρητικών κατανομών με τη μέση τιμή κάθε σετ δειγμάτων. Οι pdfs και οι μέσες τιμές των δύο υπό μελέτη κατανομών περιγράφονται στο Παράρτημα Α.

Επιλέγοντας $N_{\mathrm{int}} = 50$ και ακολουθώντας την παραπάνω διαδικασία, προέκυψαν ελαφρά καλύτερα αποτελέσματα για την κατανομή New στο 56% των υπό εξέταση περιπτώσεων, ενώ η κατανομή Rayleigh υπερείχε στο 44% των περιπτώσεων. Ο πίνακας 5.12 περιέχει τρία τυπικά παραδείγματα για κάθε τοπολογία μετρήσεων [23]. Τα κελιά με το γκρι χρώμα αντιστοιχούν στις βέλτιστες τιμές MSE για κάθε σετ δειγμάτων. Σημειώνεται ότι εξετάστηκαν όλες οι εκδοχές της κατανομής New (οι ακέραιες τιμές βαθμών ελευθερίας από $N = 1$ έως $N = 85$), για να διαπιστωθεί για ποιο N παρουσίαζε καλύτερη προσαρμογή στα δεδομένα. Έτσι, διαφορετική ήταν ανά περίπτωση η τιμή του N που αντιστοιχούσε στη βέλτιστη κατανομή New (π.χ., 2, 3, 4, 12 στα παραδείγματα που παρουσιάζονται στον πίνακα 5.12). Ακόμη υπογραμμίζεται ότι καθώς αυξάνεται το N, η κατανομή New συγκλίνει στη Rayleigh είτε από μεγαλύτερες (π.χ., δεύτερη τοπολογία, $N_s = 200, 300$) είτε από μικρότερες τιμές MSE (π.χ., δεύτερη τοπολογία, $N_s = 400$). Το σύμβολο “>>” υπονοεί ότι οι τιμές MSE στην

προκειμένη περίπτωση ελαττώνονται σταδιακά για να αγγίξουν το MSE της Rayleigh από υψηλότερες τιμές. Επομένως, οι ενδιάμεσες τιμές (π.χ., από $N = 5$ έως $N = 84$ για τη δεύτερη τοπολογία, $N_s = 200$) δεν προσφέρουν τίποτα παραπάνω από την εποπτεία της διαδικασίας σύγκλισης της New στη Rayleigh.

Πίνακας 5.12. Τυπικά αποτελέσματα ελέγχων MSE για την α) 1η, β) 2η και γ) 3η τοπολογία πειραματικών μετρήσεων (χωρικές διαλείψεις μικρής κλίμακας, $f = 1.8\,\text{GHz}$)

Τύπος κατανομής περιβάλλουσας (1η τοπολογία)	N_s**=200**	N_s**=300**	N_s**=400**
	MSE ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)
New (N=1)	0.843	0.763	0.656
New (N=2)	0.486	0.549	0.444
New (N=3)	0.446	0.569	0.468
New (N=4)	0.452	0.606	0.509
New (N=85)	0.603	0.855	0.776
Rayleigh	0.617	0.874	0.796

α)

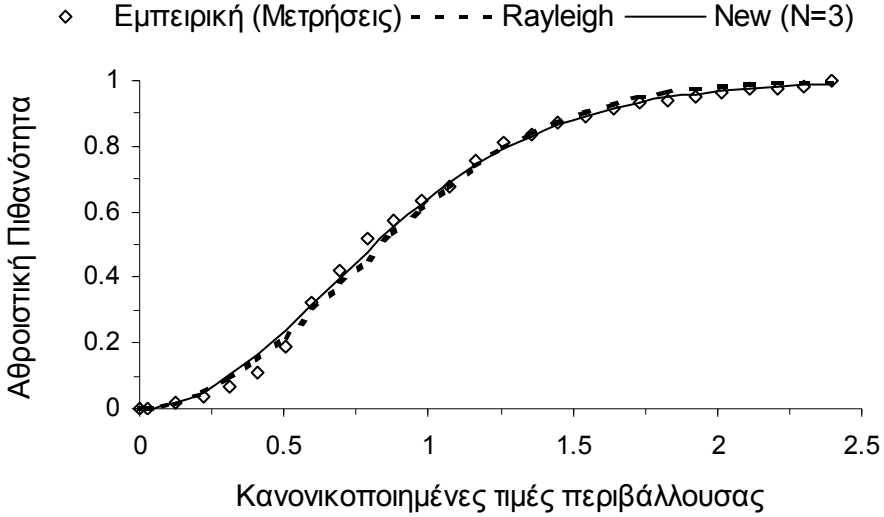
Τύπος κατανομής περιβάλλουσας (2η τοπολογία)	N_s**=200**	N_s**=300**	N_s**=400**
	MSE ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)
New (N=2)	0.969	> >	0.7560
New (N=3)	0.711		0.6089
New (N=4)	0.596		0.5558
New (N=11)	> >		0.5088
New (N=12)			0.5087
New (N=13)			0.5089
New (N=85)	0.358	0.531	0.5206
Rayleigh	0.351	0.513	0.5248

β)

Τύπος κατανομής περιβάλλουσας (3η τοπολογία)	N_s**=200**	N_s**=300**	N_s**=400**
	MSE ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)
New (N=3)	0.580	0.715	1.015
New (N=4)	0.502	0.706	0.911
New (N=5)	0.463	0.710	0.855
New (N=85)	0.379	0.808	0.698
Rayleigh	0.378	0.819	0.691

γ)

Τέλος στο σχήμα 5.17 απεικονίζεται μια σύγκριση μεταξύ της εμπειρικής πειραματικής και των θεωρητικών cdfs (cumulative distribution functions, συναρτήσεις αθροιστικής κατανομής), για ένα σετ δειγμάτων της πρώτης τοπολογίας των μετρήσεων. Για λόγους καλύτερης παρουσίασης επιλέχθηκε $N_{\text{int}} = 25$, ενώ η κατανομή New (για $N = 3$) παρουσίασε καλύτερη προσαρμογή σε σχέση με την κατανομή Rayleigh [23].



Σχήμα 5.17. Σύγκριση μεταξύ της εμπειρικής πειραματικής και των θεωρητικών cdfs για ένα σετ δειγμάτων της $1^{ης}$ τοπολογίας των μετρήσεων (χωρικές διαλείψεις μικρής κλίμακας, $f = 1.8\,\text{GHz}$)

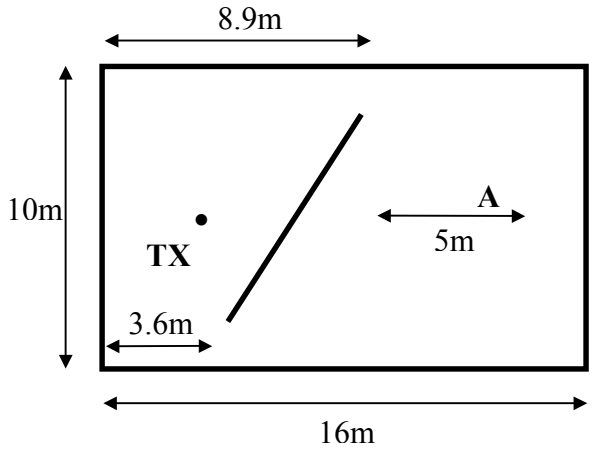
5.3.2 Μελέτη Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας σε Εσωτερικούς Χώρους μέσω Προσομοίωσης με το SNEC

Για την επαλήθευση των συμπερασμάτων της προηγούμενης παραγράφου, σχετικά με την κατανομή των διαλείψεων μικρής κλίμακας σε NLOS περιβάλλον εσωτερικού χώρου, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις με το πρόγραμμα SNEC.

5.3.2.α Περιγραφή Μοντέλου Προσομοίωσης

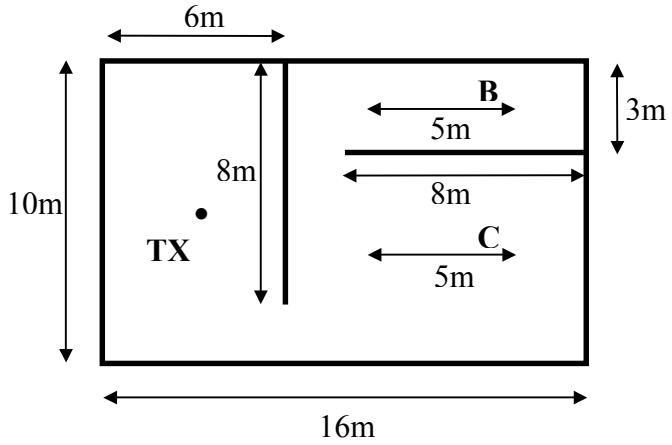
Το μοντέλο προσομοίωσης περιελάμβανε δύο εσωτερικούς χώρους, στους οποίους μελετήθηκε το φαινόμενο των διαλείψεων μικρής κλίμακας.

Αρχικά χρησιμοποιήθηκε ο εσωτερικός χώρος του σχήματος 5.18, ο οποίος στη συνέχεια θα αποκαλείται Χώρος 1. Πρόκειται για ένα απλό δωμάτιο με διαστάσεις $16\text{m} \times 10\text{m} \times 4\text{m}$ και συνθήκες διάδοσης NLOS, ενώ ο ενδιάμεσος σκεδαστής έχει ύψος 4m, μήκος 8.2m και σχηματίζει τυχαία γωνία με τον οριζόντιο άξονα [23].



Σχήμα 5.18. Απλό NLOS περιβάλλον εσωτερικού χώρου (Χώρος 1)

Ένα πιο σύνθετο περιβάλλον με διαστάσεις $16\text{m} \times 10\text{m} \times 4\text{m}$ και δύο ενδιάμεσους σκεδαστές απεικονίζεται στο σχήμα 5.19, το οποίο στη συνέχεια θα αποκαλείται Χώρος 2. Όλοι οι σκεδαστές και στα δύο περιβάλλοντα μοντελοποιήθηκαν ως διηλεκτρικές πλάκες UTD, τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των οποίων στη συχνότητα των $1.8\,\text{GHz}$ δίνονται στον πίνακα 5.9. Για ευκολία υπενθυμίζεται ότι για κάθε πλευρικό τοίχο ισχύει $\varepsilon_r = 6, sigma = 0.02\text{s/m}, \mu_r = 1$, ενώ για το ταβάνι και το πάτωμα $\varepsilon_r = 8, sigma = 0.09\text{s/m}, \mu_r = 1$ [23].



Σχήμα 5.19. Σύνθετο NLOS περιβάλλον εσωτερικού χώρου (Χώρος 2)

Όσον αφορά στις κεραίες που ενσωματώθηκαν στο περιβάλλον των σχημάτων 5.18 και 5.19, ισχύουν τα εξής [23]:

- *Πομπός* (TX). Επιλέχθηκε δίπολο κατακόρυφης πόλωσης, μήκους 0.46λ και ακτίνας 0.006λ. Η τελική ισχύς εκπομπής ήταν της τάξης των $8.5\,\text{dBm}$.
- *Δέκτης* (A, B, C). Επιλέχθηκε δίπολο όμοιο με αυτό που χρησιμοποιήθηκε στον TX, στο κεντρικό στοιχειώδες τμήμα του οποίου συνδέθηκε φορτίο τερματισμού $R_L = 75\Omega$.

Τόσο ο πομπός όσο και οι δέκτες A (Χώρος 1), B και C (Χώρος 2) βρίσκονταν σε ύψος 1.5m και ήσαν τοποθετημένοι στα κέντρα των επιμέρους δωματίων, στα οποία διαιρούνται οι Χώροι 1 και 2 από τους ενδιάμεσους σκεδαστές.

5.3.2.β Επεξεργασία και Στατιστική Αξιολόγηση Δεδομένων Προσομοίωσης

Η μελέτη των χωρικών διαλείψεων μικρής κλίμακας κατέστη εφικτή με τη συλλογή πλήθους τιμών της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος. Στην πραγματικότητα καταγράφονταν οι τιμές της λαμβανόμενης ισχύος σε Watts και ακολούθως γινόταν η μετατροπή σε τιμές περιβάλλουσας σήματος α (δηλαδή ουσιαστικά τιμές ανάλογες του πλάτους του ηλεκτρικού πεδίου). Για το σκοπό αυτό υιοθετήθηκε η εξής σχέση:

$$\alpha \propto \left(\left(\left| I_c \right| / \sqrt{2} \right)^2 R_L \right)^{1/2} \qquad \text{(V/m)} \qquad (5.44)$$

όπου $\left| I_c \right|$ ήταν το πλάτος της μέγιστης τιμής του ρεύματος στο κεντρικό στοιχειώδες τμήμα του διπόλου-δέκτη.

Σε καθεμιά από τις τρεις τοπολογίες NLOS (A στο Χώρο 1, B και C στο Χώρο 2) ελήφθησαν μετρήσεις σε ένα γραμμικό μονοπάτι μήκους 30λ (ή 5m), με βήμα 1cm. Στη συνέχεια ακολουθήθηκε παρόμοια διαδικασία κανονικοποίησης με την παράγραφο 5.3.1.β, για να καθοριστούν οι στατιστικές ιδιότητες των διαλείψεων περιβάλλουσας μικρής κλίμακας. Ως εύρος παραθύρου επιλέχθηκε και πάλι $W = 10\lambda$.

Διάφορα σετ δειγμάτων διαφορετικού μεγέθους N_s (200, 300, 400 και 500) δημιουργήθηκαν για καθεμιά από τις τρεις τοπολογίες A, B και C, πραγματοποιώντας δοκιμές MC στο σύνολο των δειγμάτων. Σε κάθε σετ έγινε έλεγχος MSE για να διαπιστωθεί ποια κατανομή (Rayleigh ή New) περιγράφει καλύτερα τις κανονικοποιημένες τιμές περιβάλλουσας. Επιλέγοντας και πάλι $N_{\text{int}} = 50$ προέκυψαν καλύτερα αποτελέσματα για την κατανομή New στο 62% των υπό εξέταση περιπτώσεων, ενώ η κατανομή Rayleigh υπερείχε στο 38% των περιπτώσεων. Ο πίνακας 5.13 περιέχει τέσσερα τυπικά παραδείγματα για κάθε τοπολογία που προσομοιώθηκε με το SNEC [23]. Τα κελιά με το γκρι χρώμα αντιστοιχούν στις βέλτιστες τιμές MSE για κάθε σετ δειγμάτων. Παρατηρώντας τον πίνακα, εξάγονται παρόμοια συμπεράσματα με αυτά που καταγράφηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Έτσι, διαφορετική ήταν ανά περίπτωση η τιμή του N που αντιστοιχούσε στη βέλτιστη κατανομή New (π.χ., 1, 2, 3, 4 στα παραδείγματα που παρουσιάζονται στον πίνακα 5.13). Ακόμη, καθώς αυξάνεται το N η κατανομή New συγκλίνει στη Rayleigh. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι στην τοπολογία B είναι εμφανής η ανωτερότητα της New (και μάλιστα για μικρές τιμές του N), σε αντίθεση με την τοπολογία C, στην οποία η Rayleigh εμφανίζει πάντα χαμηλότερο MSE. Αυτή η διαφορά σε συνδυασμό με το σχήμα 5.19 μπορεί να οδηγήσει σε χρήσιμα συμπεράσματα για κάθε κατανομή.

Πίνακας 5.13. Τυπικά αποτελέσματα ελέγχων MSE για τις τοπολογίες προσομοίωσης με το SNEC α) Α (Χώρος 1), β) Β και γ) C (Χώρος 2) (χωρικές διαλείψεις μικρής κλίμακας, $f = 1.8\,\text{GHz}$)

Τύπος κατανομής περιβάλλουσας (τοπολογία Α)	N_s**=200**	N_s**=300**	N_s**=400**	N_s**=500**
	MSE ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)
New (N=1)	1.959	1.471	0.893	1.327
New (N=2)	1.121	1.100	0.620	0.861
New (N=3)	0.892	1.070	0.631	0.794
New (N=4)	0.796	1.086	0.669	0.787
New (N=5)	0.746	1.107	0.703	0.795
New (N=85)	0.626	1.290	0.944	0.920
Rayleigh	0.623	1.309	0.966	0.934

α)

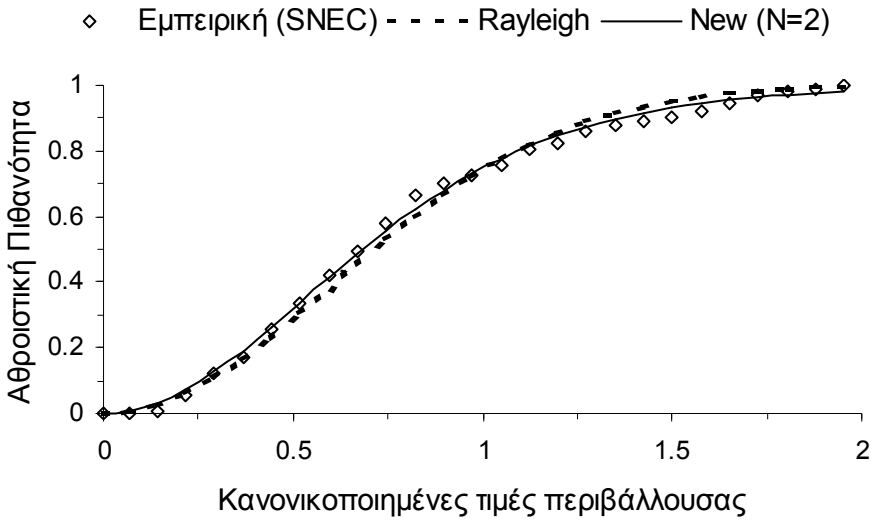
Τύπος κατανομής περιβάλλουσας (τοπολογία Β)	N_s**=200**	N_s**=300**	N_s**=400**	N_s**=500**
	MSE ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)
New (N=1)	0.437	0.493	0.508	0.734
New (N=2)	0.725	0.271	0.518	0.509
New (N=3)	0.966	0.301	0.646	0.538
New (N=85)	1.808	0.652	1.229	0.882
Rayleigh	1.852	0.676	1.262	0.905

β)

Τύπος κατανομής περιβάλλουσας (τοπολογία C)	N_s**=200**	N_s**=300**	N_s**=400**	N_s**=500**
	MSE ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)
New (N=4)	2.249	2.325	2.662	1.306
New (N=8)	1.873	1.909	2.214	1.000
New (N=85)	1.549	1.545	1.817	0.747
Rayleigh	1.517	1.508	1.776	0.722

γ)

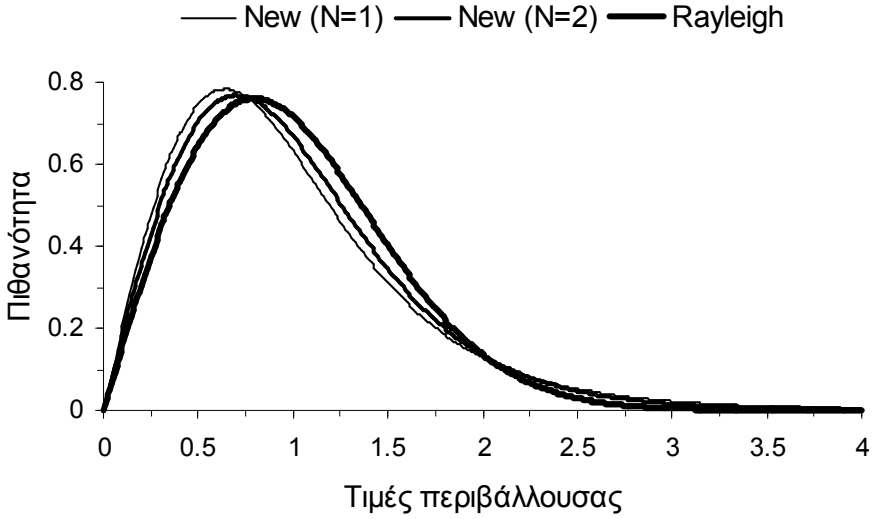
Τέλος στο σχήμα 5.20 απεικονίζεται μια σύγκριση μεταξύ της εμπειρικής (από προσομοίωση με το SNEC) και των θεωρητικών cdfs, για ένα σετ δειγμάτων της τοπολογίας Β στο Χώρο 2. Για λόγους καλύτερης παρουσίασης επιλέχθηκε $N_{\text{int}} = 25$, ενώ η κατανομή New (για $N = 2$) παρουσίασε καλύτερη προσαρμογή σε σχέση με την κατανομή Rayleigh [23].



Σχήμα 5.20. Σύγκριση μεταξύ της εμπειρικής (από προσομοίωση με το SNEC) και των θεωρητικών cdfs για ένα σετ δειγμάτων της τοπολογίας Β στο Χώρο 2 (χωρικές διαλείψεις μικρής κλίμακας, $f = 1.8\,\text{GHz}$)

5.3.3 Σύγκριση Κατανομών Rayleigh και New

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας και η μέση τιμή καθεμιάς από τις δύο κατανομές δίνονται στο Παράρτημα Α. Επιλέγοντας $E[\alpha] = 1$, στο σχήμα 5.21 σχεδιάζεται η pdf της New (για $N = 1, 2$) και εκείνη της Rayleigh.



Σχήμα 5.21. Σύγκριση μεταξύ των pdfs της κατανομής New (για $N = 1, 2$) και της κατανομής Rayleigh

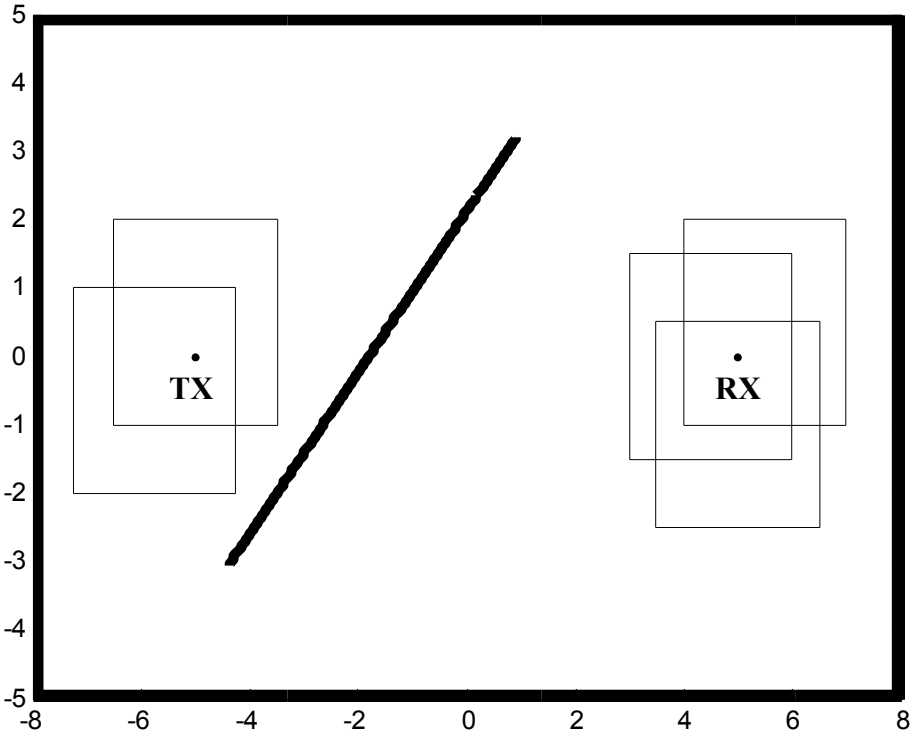
Παρατηρώντας το σχήμα προκύπτει ότι η κατανομή New, ειδικά για μικρές τιμές του N, εμφανίζεται μετατοπισμένη σε σχέση με τη Rayleigh προς την αρχή των αξόνων. Ακόμη, οι πιθανότητες που σχετίζονται με μικρές και μεγάλες τιμές της περιβάλλουσας είναι ελαφρά υψηλότερες για την κατανομή New,

συγκρινόμενες με τη Rayleigh. Αντίθετα, οι πιθανότητες εμφάνισης ενδιάμεσων τιμών είναι χαμηλότερες από τις αντίστοιχες της Rayleigh. Λαμβάνοντας υπόψη αυτή τη συμπεριφορά εξηγείται μέχρις ενός σημείου η εικόνα που παρουσιάζουν οι τοπολογίες B και C, ύστερα από προσομοίωση με το SNEC στο Χώρο 2. Έτσι, η κατανομή New (για $N = 1, 2$) υπερτερεί στην τοπολογία B (πίνακας 5.13β), ενώ η κατανομή Rayleigh είναι περισσότερο ακριβής στην τοπολογία C (πίνακας 5.13γ). Ο λόγος θα πρέπει ίσως να αναζητηθεί στο σχήμα 5.19: στην τοπολογία B παρεμβάλλονται δύο ενδιάμεσοι σκεδαστές μεταξύ πομπού και δέκτη, οδηγώντας σε χαμηλές κανονικοποιημένες τιμές περιβάλλουσας, σε αντίθεση με την τοπολογία C, όπου υφίστανται απλές NLOS συνθήκες με έναν ενδιάμεσο σκεδαστή. Αυτό, σε συνδυασμό με μια ισχυρή ανάκλαση από τον πλευρικό τοίχο, μπορεί να συμβάλλει στην εμφάνιση πολλών ενδιάμεσων τιμών περιβάλλουσας και στην καλύτερη συμπεριφορά της Rayleigh.

Το συμπέρασμα που συνάγεται από τα παραπάνω καταδεικνύει ότι η κατανομή New, χωρίς αυτό να είναι απόλυτο, περιγράφει λίγο καλύτερα από την κατανομή Rayleigh τις διαλείψεις περιβάλλουσας μικρής κλίμακας σε σύνθετες συνθήκες NLOS εσωτερικού χώρου, με την παρουσία πολλαπλών εμποδίων μεταξύ πομπού και δέκτη.

5.3.4 Μελέτη Χρονικών Διαλείψεων σε Εσωτερικούς Χώρους μέσω Προσομοίωσης με το SNEC

Σε αυτή την υποπαράγραφο μελετώνται οι χρονικές διαλείψεις της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι χρονικές διαλείψεις παρατηρούνται όταν πομπός και δέκτης παραμένουν ακίνητοι, σε αντίθεση με το περιβάλλον τους, το οποίο μεταβάλλεται με το χρόνο (π.χ., κίνηση ανθρώπων). Για το σκοπό αυτό πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις στο Χώρο 1 του σχήματος 5.18 με το πρόγραμμα SNEC, αφού προστέθηκαν στη διάταξη πέντε σκεδαστές (διηλεκτρικές πλάκες UTD) με ανθρώπινα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά. Πιο συγκεκριμένα, κάθε βιολογικός σκεδαστής είχε ύψος 1.7m, $\varepsilon_r = 40.055, sigma = 1.376\text{s/m}, \mu_r = 1$ ($f = 1.8\,\text{GHz}$) [33]. Χρησιμοποιήθηκαν οι ίδιες κεραίες πομπού και δέκτη με προηγουμένως (δίπολα μήκους 0.46λ και ακτίνας 0.006λ), οι οποίες τοποθετήθηκαν σε απόσταση 10m με συνθήκες NLOS και διατηρήθηκαν ακίνητες σε όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης. Αντίθετα οι «άνθρωποι», δύο από τους οποίους βρίσκονταν στην περιοχή του πομπού και τρεις στην περιοχή του δέκτη, πραγματοποιούσαν μια συνεχή κίνηση σε ένα τετράγωνο πλευράς 3m ο καθένας (σχήμα 5.22). Όλοι οι «άνθρωποι» έκαναν ταυτόχρονα βήματα των 20cm, ξεκινώντας από μια κορυφή του εκάστοτε τετραγώνου και καταλήγοντας στην ίδια θέση μετά από 60 βήματα και αφού είχαν διανύσει 12m έκαστος. Οι μετρήσεις στον ακίνητο δέκτη λαμβάνονταν για κάθε έναν από τους 60 διακριτούς συνδυασμούς θέσεων των κινούμενων σκεδαστών.



Σχήμα 5.22. Μελέτη χρονικών διαλείψεων περιβάλλουσας στο Χώρο 1, με πομπό και δέκτη ακίνητους και πέντε βιολογικούς σκεδαστές να εκτελούν συνεχή κίνηση στην περίμετρο τετραγώνου

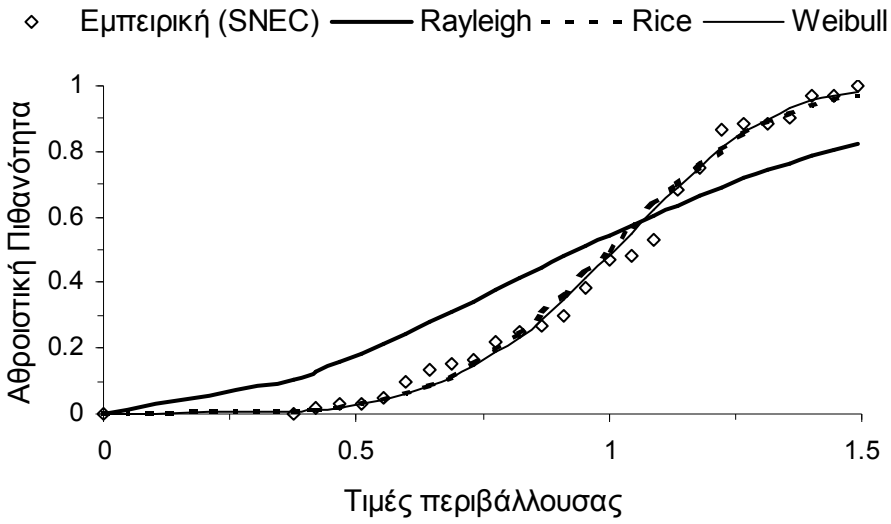
Για τη μετατροπή των τιμών πλάτους της μέγιστης τιμής ρεύματος στο κεντρικό στοιχειώδες τμήμα του διπόλου-δέκτη ($R_L = 75\Omega$) σε τιμές περιβάλλουσας σήματος α υιοθετήθηκε και πάλι η (5.44). Διάφορα σετ δειγμάτων διαφορετικού μεγέθους N_s (100, 200) δημιουργήθηκαν με δοκιμές MC στο σύνολο των 60 δειγμάτων. Σε κάθε σετ έγινε έλεγχος MSE για να διαπιστωθεί ποια κατανομή (Rayleigh, Rice ή Weibull) περιγράφει καλύτερα τις χρονικές διαλείψεις περιβάλλουσας. Οι παράμετροι των θεωρητικών κατανομών σε όλους τους ελέγχους MSE εκτιμήθηκαν από τα δεδομένα. Πιο συγκεκριμένα, εξισώθηκαν οι μέσες και μέσες τετραγωνικές τιμές των θεωρητικών κατανομών με τη μέση και μέση τετραγωνική τιμή κάθε σετ δειγμάτων. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας και οι ροπές πρώτης και δεύτερης τάξης περί την αρχή της Rice και της Weibull δίνονται στο Παράρτημα Α. Επιλέγοντας $N_{\text{int}} = 25$, προέκυψαν σε όλες τις περιπτώσεις καλύτερα αποτελέσματα MSE για την κατανομή Weibull, ελαφρά χειρότερα για την κατανομή Rice και πολύ άσχημα για την κατανομή Rayleigh. Αυτό το συμπέρασμα είναι σε συμφωνία με όσα αναφέρθηκαν στην αρχή της παραγράφου 5.3 σχετικά με τη στατιστική συμπεριφορά των χρονικών διαλείψεων, ενώ παρόμοια αποτελέσματα καταγράφονται και στο [32]. Το γεγονός αυτό αποδεικνύει τη δυνατότητα επιτυχημένης προσομοίωσης με το SNEC των χρονικών διαλείψεων περιβάλλουσας σε εσωτερικούς χώρους.

Ο πίνακας 5.14 περιέχει τέσσερα τυπικά παραδείγματα για την τοπολογία του σχήματος 5.22 που προσομοιώθηκε με το SNEC. Τα κελιά με το γκρι χρώμα αντιστοιχούν στις βέλτιστες τιμές MSE για κάθε σετ δειγμάτων.

Πίνακας 5.14. Τυπικά αποτελέσματα ελέγχων MSE για την τοπολογία προσομοίωσης με το SNEC του σχήματος 5.22 (χρονικές διαλείψεις περιβάλλουσας, $f = 1.8\,\text{GHz}$)

Τύπος κατανομής περιβάλλουσας	N_s**=100**	N_s**=100**	N_s**=200**	N_s**=200**
	MSE ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)	**MSE** ($\times 10^{-3}$)
Rayleigh	26.124	26.344	26.055	23.445
Rice	1.159	1.717	2.032	2.327
Weibull	0.684	1.116	1.357	1.627

Τέλος στο σχήμα 5.23 απεικονίζεται μια σύγκριση μεταξύ της εμπειρικής (από προσομοίωση χρονικών διαλείψεων με το SNEC) και των θεωρητικών cdfs, για το σύνολο των 60 δειγμάτων που προέκυψαν και για $N_{\text{int}} = 25$.



Σχήμα 5.23. Σύγκριση μεταξύ της εμπειρικής (από προσομοίωση με το SNEC) και των θεωρητικών cdfs για ένα σετ 60 δειγμάτων της τοπολογίας του σχήματος 5.22 (χρονικές διαλείψεις περιβάλλουσας, $f = 1.8\,\text{GHz}$)

5.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] T. Svantesson and M. Wennström, "High-resolution direction finding using a switched parasitic antenna," in *Proceedings of the 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing 2001*, Singapore, pp. 508-511, August 2001.

[2] A. H. El Zooghby, C. G. Christodoulou, and M. Georgiopoulos, "A neural network-based smart antenna for multiple source tracking," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 5, pp. 768-775, May 2000.

[3] A-J. Van der Veen, M. C. Vanderveen, and A. Paulraj, "Joint angle and delay estimation using shift-invariance techniques," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 46, No. 2, pp. 405-418, February 1998.

[4] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications*, Prentice Hall, New Jersey, 1999, ch. 7, 9.

[5] 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.
[6] A. Jacobsen, "Smart antennas for dummies," *R&D Report*, April 2001.
[7] S. L. Preston and D. V. Thiel, "Direction finding using a switched parasitic antenna array," in *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society URSI Radio Science Meeting*, Montreal, Canada, Vol. 2, pp. 1024-1027, July 1997.
[8] S. L. Preston, D. V. Thiel, T. A. Smith, S. G. O' Keefe, and J. W. Lu, "Base-station 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.
[9] P. K. Varlamos and C. N. Capsalis, "Direction-of-arrival estimation (DoA) using switched parasitic planar arrays and the method of genetic algorithms," *Wireless Personal Communications Journal*, Vol. 28, No. 1, pp. 59-75, January 2004.
[10] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-34, No. 3, pp. 276-280, March 1986.
[11] P. K. Varlamos, S. A. Mitilineos, S. C. Panagiotou, A. I. Sotiriou, and C. N. Capsalis, "Direction-of-arrival estimation approach using switched parasitic arrays," in *Advances in Direction of Arrival Estimation*, ch. 8, Norwood, MA: Artech House, υπό δημοσίευση.
[12] K. Pahlavan and A. Levesque, *Wireless Information Networks*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995, pp. 50-56, p. 73, p. 126.
[13] Γ. Α. Δημητρακόπουλος, *Ανάλυση Φαινομένων Χρονικής Διασποράς Ασυρμάτων Συστημάτων Ευρείας Ζώνης σε Περιβάλλον Αργών και Γρήγορων Διαλείψεων*, Διδακτορική Διατριβή, Ε.Μ.Π., Οκτώβριος 2000, Κεφ. 2.
[14] C. R. Houck, J. A. Joines, and M. G. Kay. A genetic algorithm for function optimization: a Matlab implementation. North Carolina State University. [Online]. Available: http://www.ie.ncsu.edu:80/mirage/GAToolBox/gaot/
[15] A. Fourie and D. Nitch, "SuperNEC: antenna and indoor-propagation simulation program," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 3, pp. 31-48, June 2000.
[16] A. Fourie and D. Nitch. (2002, Oct.). SuperNEC Manuals. [Online]. Available: http://www.supernec.com/manuals
[17] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, No. 7, pp. 943-968, July 1993.
[18] T. K. Sarkar, Z. Ji, K. Kim, A. Medouri, and M. Salazar-Palma, "A survey of various propagation models for mobile communication," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 45, No. 3, pp. 51-82, June 2003.
[19] C-F. Yang, B-C. Wu, and C-J. Ko, "A ray-tracing method for modeling indoor wave propagation and penetration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 6, pp. 907-919, June 1998.
[20] P. K. Varlamos, S. A. Mitilineos, and C. N. Capsalis, "Diversity performance of a switched parasitic circular array in an indoor multipath environment," *International Journal of Wireless Information Networks*, υπό κρίση (04/2004).
[21] V. A. Aalo and J. Zhang, "Performance of antenna array systems with optimum combining in a Rayleigh fading environment," *IEEE Communications Letters*, Vol. 4, No. 12, pp. 387-389, December 2000.

[22] C. Chayawan and V. A. Aalo, "A simple theoretical envelope distribution for wireless indoor fading channels," in *Proceedings of the 3rd International Symposium on Communications and Information Technologies*, pp. 644-648, September 2003.
[23] P. K. Varlamos, I. I. Heretakis, P. J. Papakanellos, P. T. Trakadas, and C. N. Capsalis, "Measurements and simulation for a joint non-Gaussian fast-fading model in indoor-propagation environments," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 45, No. 6, pp. 515-519, June 20th 2005.
[24] C. B. Dietrich, Jr., K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, No. 9, pp. 1271-1281, September 2001.
[25] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 2, pp. 399-405, February 1999.
[26] 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.
[27] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press, New York, 1992, p. 76, ch. 5.
[28] A. Abdi, H. Hashemi, and S. Nader-Esfahani, "On the pdf of the sum of random vectors," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, No. 1, pp. 7-12, January 2000.
[29] S. H. Lin, "Statistical behavior of a fading signal," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 50, pp. 3211-3270, 1971.
[30] D. S. Polydorou and C. N. Capsalis, "A new theoretical model for the prediction of rapid fading variations in an indoor environment," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 46, No. 3, pp. 748-754, August 1997.
[31] R. Steele, *Mobile Radio Communications*, Pentech, 1991, pp. 153-180.
[32] H. Hashemi, M. McGuire, T. Vlasschaert, and D. Tholl, "Measurements and modeling of temporal variations of the indoor radio propagation channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 43, No. 3, pp. 733-737, August 1994.
[33] A. Drossos, V. Santomaa, and N. Kuster, "The dependence of electromagnetic energy absorption upon human head tissue composition in the frequency range of 300 – 3000 MHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 11, pp. 1988-1995, November 2000.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΩΝ ΜΟΝΤΕΛΩΝ

Α.1 ΕΝΑ ΚΑΙΝΟΥΡΙΟ ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ

Στην ανάλυση που ακολουθεί παρουσιάζεται μια καινούρια ευέλικτη pdf, κατάλληλη για την περιγραφή των διαλείψεων μικρής κλίμακας σε περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων με συνθήκες διάδοσης NLOS. Η πλήρης ανάλυση περιέχεται στο [1], όπου χρησιμοποιείται η μη-Γκαουσιανή προσέγγιση που αναφέρεται στην παράγραφο 5.3.

Γενικά είναι γνωστό ότι το λαμβανόμενο ζωνοπερατό σήμα $r(t)$ σε συνθήκες πολυδιαδρομικής διάδοσης έχει τη μορφή [2]

$$r(t) = \mathrm{Re}[\tilde{r}(t)e^{j2\pi f_c t}] \tag{A.1}$$

όπου $\tilde{r}(t)$ είναι η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος που ισούται με

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^{L} \beta_i e^{j\phi_i(t)} \tilde{s}(t-\tau_i) \tag{A.2}$$

όπου $\tilde{s}(t)$ είναι η μιγαδική περιβάλλουσα του μεταδιδόμενου σήματος και L το πλήθος των πολλαπλών διαδρομών. Ακόμη, f_c είναι η φέρουσα συχνότητα και β_i, ϕ_i και τ_i το πλάτος, η φάση και η καθυστέρηση της $i^{\text{ής}}$ συνιστώσας, αντίστοιχα (τα προηγούμενα αναφέρονται και στην παράγραφο 1.4.2).

Για επίπεδες διαλείψεις, ο χαρακτηρισμός του καναλιού απαιτεί τη μετάδοση ενός αδιαμόρφωτου φέροντος (unmodulated carrier). Σ' αυτήν την περίπτωση $\tilde{s}(t) = 1$, οπότε η (Α.1) γράφεται στη μορφή

$$r(t) = z_c(t)\cos(2\pi f_c t) - z_s(t)\sin(2\pi f_c t) \tag{A.3}$$

όπου $z_c(t)$ και $z_s(t)$ είναι η συμφασική και η ορθογωνική συνιστώσα του λαμβανόμενου ζωνοπερατού σήματος, αντίστοιχα (μέση τιμή $E[z_c] = E[z_s] = 0$ και κοινή διασπορά σ^2), οι οποίες δίνονται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$z_c(t) = \sum_{i=1}^{L} \beta_i \cos\phi_i \tag{A.4α}$$

$$z_s(t) = \sum_{i=1}^{L} \beta_i \sin\phi_i \tag{A.4β}$$

Συνδυάζοντας τις (Α.2) και (Α.4), η μιγαδική περιβάλλουσα $\tilde{r}(t)$ του λαμβανόμενου σήματος ισούται με

$$\tilde{r}(t) = z_c(t) + jz_s(t) \tag{A.5}$$

Σύμφωνα με το [1], αν θεωρηθεί ότι οι φάσεις ϕ_i είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες σε οποιοδήποτε πολλαπλάσιο του 2π, τότε οι ορθογώνιες συνιστώσες z_c, z_s είναι από κοινού ασυσχέτιστες. Υποθέτοντας περιορισμένο αριθμό μονοπατιών (περιβάλλον εσωτερικού χώρου) και απουσία ισχυρής συνιστώσας (συνθήκες NLOS), οι z_c, z_s ακολουθούν μια από κοινού μη-Γκαουσιανή κατανομή, αφού δεν ισχύει το κεντρικό οριακό θεώρημα. Έτσι, στο

[1] επιλέγεται η διμεταβλητή κατανομή *t* (bivariate *t*-distribution) ως από κοινού συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας των ασυσχέτιστων z_c, z_s:

$$p(z_c, z_s) = \frac{1}{2\pi\sigma^2}\left(1+\frac{z_c^2+z_s^2}{2n\sigma^2}\right)^{-(n+1)}, \quad -\infty < z_c, z_s < +\infty \quad \text{(A.6)}$$

όπου $n = 2N+1$, $n > 1$. Η παράμετρος N καθορίζει τους βαθμούς ελευθερίας της προκύπτουσας κατανομής, οι οποίοι σχετίζονται με το πλήθος και την τοπολογία των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διαδικασία διάδοσης, καθώς και με τον αριθμό των μονοπατιών που ακολουθεί το σήμα εκπομπής κατά τη διάδοσή του. Εφαρμόζοντας τους γνωστούς κανόνες μετατροπής σε πολικές συντεταγμένες και ολοκληρώνοντας τη γωνία θ στο διάστημα $(0,2\pi)$, υπολογίζεται η pdf του μέτρου α της λαμβανόμενης μιγαδικής περιβάλλουσας ($\alpha = |\tilde{r}(t)| = \sqrt{z_c^2 + z_s^2}$) [1]:

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2}\left(1+\frac{\alpha^2}{2n\sigma^2}\right)^{-(n+1)}, \quad n > 1, \ \alpha \geq 0 \qquad \text{(A.7)}$$

Η μέση τιμή της ανωτέρω κατανομής δίνεται από τη σχέση [1]

$$E[\alpha] = \left(2n\sigma^2\right)^{1/2} \frac{\Gamma\left(\frac{3}{2}\right)\Gamma\left(\frac{2n-1}{2}\right)}{\Gamma(n)} \qquad \text{(A.8)}$$

όπου Γ είναι η κατανομή Γάμμα (gamma distribution).

A.2 Η ΚΑΤΑΝΟΜΗ RAYLEIGH

Για μεγάλες τιμές του N ($N > 80$), η pdf της (A.7) τείνει στην κατανομή Rayleigh, λόγω της γνωστής σχέσης

$$\lim\left(1+\frac{x}{n+1}\right)^n \underset{n\to\infty}{=} e^x \qquad \text{(A.9)}$$

Συνδυάζοντας τις (A.7) και (A.9) προκύπτει η γνωστή κατανομή Rayleigh ως εξής [3]:

$$p_{Rayleigh}(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right), \ \alpha \geq 0 \qquad \text{(A.10)}$$

Η μέση τιμή της Rayleigh δίνεται από τη σχέση [3]

$$E[\alpha] = \sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}} \qquad \text{(A.11)}$$

A.3 ΚΑΤΑΝΟΜΕΣ ΔΥΟ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ

Δύο ενδιαφέρουσες κατανομές δύο παραμέτρων είναι η Rice και η Weibull. Η pdf της Rice εκφράζεται ως [3]

$$p_{Rice}(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{\alpha^2+A^2}{2\sigma^2}\right)\cdot I_0\left(\frac{A\alpha}{\sigma^2}\right), \ \alpha \geq 0 \qquad \text{(A.12)}$$

όπου I_0 είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους μηδενικής τάξης. Για τον υπολογισμό των παραμέτρων A και σ^2 χρησιμοποιούνται η μέση και η μέση τετραγωνική τιμή, που δίνονται από τις σχέσεις

$$E[\alpha]=\frac{\exp\left(-A^2/4\sigma^2\right)\sqrt{\pi/2}\left[\left(A^2+2\sigma^2\right)I_0\left(A^2/4\sigma^2\right)+A^2I_1\left(A^2/4\sigma^2\right)\right]}{2\sqrt{\sigma^2}} \quad \text{(A.13α)}$$

$$E\left[\alpha^2\right]=A^2+2\sigma^2 \quad \text{(A.13β)}$$

Στην (A.13α) περιέχονται οι τροποποιημένες συναρτήσεις Bessel πρώτου είδους μηδενικής και πρώτης τάξης, I_0 και I_1, αντίστοιχα.

Όσον αφορά στην pdf της Weibull, αυτή γράφεται στη μορφή [4]

$$p_{Weibull}(\alpha)=a_w b_w \alpha^{b_w-1}\exp\left(-a_w\alpha^{b_w}\right),\ \alpha\geq 0 \quad \text{(A.14)}$$

Για τον υπολογισμό των παραμέτρων a_w και b_w χρησιμοποιούνται η μέση και η μέση τετραγωνική τιμή, που δίνονται από τις σχέσεις

$$E[\alpha]=a_w^{-\frac{1}{b_w}}\Gamma\left(1+\frac{1}{b_w}\right) \quad \text{(A.15α)}$$

$$E\left[\alpha^2\right]=a_w^{-\frac{2}{b_w}}\Gamma\left(1+\frac{2}{b_w}\right) \quad \text{(A.15β)}$$

Α.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] C. Chayawan and V. A. Aalo, "A simple theoretical envelope distribution for wireless indoor fading channels," in *Proceedings of the 3rd International Symposium on Communications and Information Technologies*, pp. 644-648, September 2003.

[2] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*, 2nd Ed., Kluwer Academic Publishers, Boston, 2001, ch. 2.

[3] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, No. 7, pp. 943-968, July 1993.

[4] Γ. Κοκολάκης, Ι. Σπηλιώτης, *Εισαγωγή στη Θεωρία Πιθανοτήτων και Στατιστική*, Εκδόσεις Συμεών, 2η Έκδοση, 1991.

ΓΕΝΙΚΑ

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, αντικείμενο της παρούσας διατριβής είναι η μελέτη και σχεδίαση ευφυών στοιχειοκεραιών, καθώς και η κατάλληλη αξιοποίησή τους σε διάφορες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Οι ευφυείς 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., multipath).
- 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).

Στην παρούσα διατριβή μελετάται μια επιμέρους κατηγορία ευφυών στοιχειοκεραιών, οι κεραίες στρεφόμενου λοβού (SB). Πρόκειται για την απλούστερη μορφή ευφυών στοιχειοκεραιών, που παρέχουν έναν προκαθορισμένο αριθμό διαγραμμάτων ακτινοβολίας με αυξημένη κατευθυντικότητα. Πιο συγκεκριμένα, δίνεται βάρος σε μια ειδική υλοποίηση της SB τεχνολογίας, τις λεγόμενες ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (SPAs). Οι τελευταίες επιτυγχάνουν την ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας, με την εισαγωγή κατάλληλης ψηφιακής λέξης στο κύκλωμα τροφοδότησής τους. Η ψηφιακή λέξη αναφέρεται στο συνδυασμό των ενεργών (τροφοδοτούμενων) και παρασιτικών (βραχυκυκλωμένων) στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Η μετάβαση μεταξύ των δύο καταστάσεων για όλα τα στοιχεία καθίσταται εφικτή μέσω κατάλληλων RF διακοπτών. Η επιλογή διαφορετικής ψηφιακής λέξης μεταβάλλει την τροφοδότηση των στοιχείων, και συνεπώς τα ρεύματα που τα διαρρέουν, στρέφοντας το διάγραμμα ακτινοβολίας της διάταξης.

Η βέλτιστη σχεδίαση SPAs διπόλων στην παρούσα διατριβή πραγματοποιείται με τη μέθοδο των γενετικών αλγορίθμων (GAs). Πρόκειται για μια στοχαστική τεχνική αναζήτησης, η οποία χρησιμοποιεί γενετικούς κανόνες (επιλογή, διασταύρωση, μετάλλαξη) για να εξερευνήσει μη-γραμμικά και ασυνεχή πεδία τιμών σύνθετων πολυπαραμετρικών προβλημάτων (π.χ., σχεδίαση κεραιών). Η ανωτερότητα της μεθόδου έναντι άλλων τεχνικών βελτιστοποίησης έγκειται στην ικανότητά της να αποφεύγει τον εγκλωβισμό σε τοπικές λύσεις.

Η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των SPAs στην παρούσα διατριβή καθίσταται εφικτή με δύο διαφορετικές μεθόδους: τη μέθοδο της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης (induced emf method) και τη μέθοδο των ροπών (MoM).

ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ – ΣΗΜΕΙΑ ΠΟΥ ΠΡΟΑΓΕΤΑΙ Η ΕΠΙΣΤΗΜΗ

❖ Η μέθοδος των γενετικών αλγορίθμων χρησιμοποιείται για τη σχεδίαση γραμμικών, μη-γραμμικών (επίπεδων), μη-συμμετρικών και συμμετρικών διατάξεων ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών διπόλων. 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 και καταπιεσμένους πλευρικούς λοβούς (<-3dB). Η μελέτη των SPAs πραγματοποιείται με τη μέθοδο επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και τα σημαντικότερα συμπεράσματα που προκύπτουν παρουσιάζονται παρακάτω:

- Ο γενετικός αλγόριθμος αναζητεί τις φάσεις τροφοδότησης δ_m και τις ακριβείς θέσεις των M συνολικά στοιχείων στις γραμμικές και επίπεδες SPAs.
- Κάθε στοιχείο (δίπολο μήκους $\lambda/2$ και ακτίνας $a = 0.001\lambda$) μπορεί να διέλθει από δύο δυνατές καταστάσεις τροφοδότησης: να διαθέτει τάση εισόδου ίση με $V_m = V \cdot \exp(j \cdot \delta_m)$ (ενεργό) ή να εφαρμόζεται στην είσοδό του μηδενική τάση (παρασιτικό).
- Για κάθε πιθανή λύση (χρωμόσωμα) του γενετικού, ερευνώνται όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί τροφοδότησης (ψηφιακές λέξεις) στις μη-συμμετρικές διατάξεις και επιλέγονται εκείνοι που πληρούν τις προϋποθέσεις της σχεδίασης με τον πλέον ικανοποιητικό τρόπο. Στις συμμετρικές διατάξεις ενός ενεργού στοιχείου αρκεί η βελτιστοποίηση ενός συνδυασμού τροφοδότησης.
- Χρησιμοποιούνται δυαδικοί γενετικοί αλγόριθμοι με τα εξής χαρακτηριστικά: επιλογή με τη διαδικασία της ρουλέτας ή με τη μέθοδο της κανονικοποιημένης γεωμετρικής κατάταξης, διασταύρωση ενός σημείου ($p_c = 0.8$), δυαδική μετάλλαξη ($p_m = 0.04 - 0.05$), 25-30 άτομα σε κάθε γενιά και 50-100 γενιές σε κάθε γενετικό. Ακόμη μελετώνται οι δυνατότητες ταχύτερης σύγκλισης σε βελτιωμένης ποιότητας λύσεις, με τη χρήση γενετικών πραγματικής απεικόνισης. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η διασταύρωση αποτελεί υβριδικό συνδυασμό αριθμητικής, ευριστικής και διασταύρωσης ενός σημείου, ενώ η μετάλλαξη αξιοποιεί τη συνύπαρξη ομοιόμορφης, ανομοιόμορφης, πολλαπλά ανομοιόμορφης και συνοριακής μετάλλαξης.
- Οι αντικειμενικές συναρτήσεις ποικίλουν, ανάλογα με τις απαιτήσεις που έχουν τεθεί. Στην περίπτωση γραμμικής, μη-συμμετρικής SPA, χρησιμοποιείται μια απλή συνάρτηση. Η αριθμητική τιμή της ισούται με το πλήθος των διαφορετικών κατευθύνσεων μεγίστου ανάμεσα στα $2^M - 1$ διαθέσιμα διαγράμματα ακτινοβολίας και οδηγεί στην κάλυψη του άνω μισού του οριζοντίου επιπέδου με 9 διαγράμματα (ανά 20^o). Η αύξηση του αριθμού των στοιχείων από 9 σε 10 μειώνει το ύψος των δευτερευόντων λοβών, βοηθά στην επίτευξη λεπτότερου κυρίου λοβού και περιορίζει τις αρνητικές συνέπειες της ύπαρξης συμμετρίας ως προς τον οριζόντιο άξονα για τη μορφή των διαγραμμάτων που βρίσκονται πλησίον αυτού (παράγραφος 4.2.1.β).
- Μια πιο σύνθετη αντικειμενική συνάρτηση επιλέγεται στην περίπτωση μη-γραμμικής, μη-συμμετρικής SPA, για την κάλυψη ολόκληρου του οριζοντίου επιπέδου με 6 διαγράμματα ακτινοβολίας (ανά 60^o). Στον τελικό τύπο χρησιμοποιείται η έννοια του αρμονικού μέσου των συντελεστών επίδοσης των 6 καλύτερων διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Καθένα από αυτά παρουσιάζει τη μικρότερη απόκλιση από το αντίστοιχο επιθυμητό, στη βάση ενός σχετικού σφάλματος, το οποίο υπολογίζεται ανά 1^o για τον κύριο λοβό και ανά 3^o για τους πλευρικούς (παράγραφος 4.2.2.α). Η διαδικασία οδηγεί σε ικανοποιητικές λύσεις των 6 και 7 στοιχείων, με τις τελευταίες βελτιωμένες έναντι των πρώτων σε ποιότητα διαγράμματος και τιμή κέρδους (παράγραφος 4.2.2.β).

- Ακολουθεί η σχεδίαση μιας απλής, μη-γραμμικής, συμμετρικής SPA 4 στοιχείων, ένα από τα οποία τροφοδοτείται με μοναδιαία τάση και καθορίζει την κατεύθυνση ακτινοβολίας. Για την επίτευξη προσαρμογής του ενεργού στοιχείου, με ταυτόχρονη διατήρηση της ποιότητας των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, επιλέγεται η προσθήκη ενός προκαθορισμένου αριθμού παρασιτικών στοιχείων γύρω από την αρχική διάταξη. Δοκιμές καθορίζουν την περιοχή του επιπέδου που αναμένεται να κινηθούν τα επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία (4, 8, 12), για την ελαχιστοποίηση της απόκλισης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας από την επιθυμητή μορφή. Στη συνέχεια γενετικός αλγόριθμος αναζητεί τις βέλτιστες θέσεις τους, ώστε να επιτευχθεί προσαρμογή της αντίστασης εισόδου στα 75Ω. Προκύπτουν πολύ καλά αποτελέσματα στην περίπτωση των 16 συνολικά στοιχείων (παράγραφος 4.2.3.β).
- Η σχεδίαση μη-γραμμικών, μη-συμμετρικών SPAs 6 στοιχείων, παρουσία δύο ανακλαστήρων, παρουσιάζεται στη συνέχεια (παράγραφος 4.2.4). Η προσθήκη δύο τέλεια αγώγιμων ημιάπειρων πλακών κάθετα μεταξύ τους, ώστε το οριζόντιο επίπεδο να περιορίζεται σε ένα τεταρτημόριο, εξασφαλίζει αυξημένο κέρδος. Η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση γίνεται με τη θεωρία ειδώλων και στόχος της σχεδίασης είναι η επίτευξη ενός διαγράμματος με εύρος μισής ισχύος ίσο με 90^o και κέρδος 11 (ή 14dBi) και τριών ακόμη διαγραμμάτων με αντίστοιχο εύρος ίσο με 30^o και κέρδος 15 (ή 18dBi) το καθένα. Χρησιμοποιούνται ένας δυαδικός και ένας πραγματικός γενετικός, με τον τελευταίο να επιτυγχάνει ταχύτερη σύγκλιση και παρόμοια, αν όχι καλύτερα, αποτελέσματα. Η αντικειμενική συνάρτηση στηρίζεται στην τεχνική του αρμονικού μέσου, με μικρές τροποποιήσεις ώστε να συμπεριληφθούν οι επιθυμητές τιμές κέρδους και το σχετικό σφάλμα να υπολογίζεται ανά 1^o για τον κύριο λοβό και ανά 2^o για τους πλευρικούς. Επιτυγχάνονται αποδεκτά διαγράμματα ακτινοβολίας, βάσει των προδιαγραφών που έχουν τεθεί και των περιορισμών που επιβάλλει η φυσική του προβλήματος (οριακή συνθήκη στην επιφάνεια των ανακλαστήρων). Οι επιθυμητές τιμές κέρδους προσεγγίζονται ικανοποιητικά, αποδεικνύοντας την ευελιξία της αντικειμενικής συνάρτησης και την άμεση προσαρμογή της στις εκάστοτε απαιτήσεις.
- Αξίζει να σημειωθεί ότι η έλλειψη συμμετρίας και η ύπαρξη περισσότερων βαθμών ελευθερίας στις μη-συμμετρικές διατάξεις (θέσεις διπόλων, φάσεις τροφοδότησης, $2^M - 1$ ψηφιακές λέξεις) προσφέρει την απαραίτητη ευελιξία για την επίτευξη διαγραμμάτων ακτινοβολίας με διαφορετικές προδιαγραφές (διαφορετικά εύρη μισής ισχύος και τιμές κέρδους, σε συνδυασμό με επικαλυπτόμενες κατευθύνσεις μεγίστου). Αυτό αποδεικνύεται από τη σχεδίαση των επίπεδων, μη-συμμετρικών SPAs 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων, ενώ αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα των μη-συμμετρικών έναντι των συμμετρικών SPAs.

❖ Η μέθοδος των γενετικών αλγορίθμων εφαρμόζεται για τη σχεδίαση στοιχειοκεραιών διπόλων 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 50-60 ατόμων (50-250 γενιές). Χρησιμοποιείται επιλογή με τη διαδικασία αποδεκατισμού του πληθυσμού, ενώ για το ζευγάρωμα 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

$p_m = 0.15$ (βέλτιστη στρατηγική για το γενετικό του SNEC). Τα σημαντικότερα συμπεράσματα που προκύπτουν παρουσιάζονται παρακάτω:

- Αρχικά προσομοιώνονται σε διάφορες συχνότητες οι γραμμικές και μη-γραμμικές SPAs που μελετήθηκαν με τη μέθοδο της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης. Προκύπτουν μεγάλες ομοιότητες, όσον αφορά στη μορφή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, στα κέρδη και τις αντιστάσεις εισόδου (παράγραφος 4.3.1).
- Ακολούθως αναπτύσσεται η διαδικασία σχεδίασης κυκλικών SPAs ενός ενεργού στοιχείου και δύο ειδών SPAs δύο ομόκεντρων δακτυλίων. Ένα στοιχείο στον εξωτερικό δακτύλιο τροφοδοτείται με μοναδιαία τάση και καθορίζει την κατεύθυνση ακτινοβολίας και τα υπόλοιπα είναι παρασιτικά. Οι θέσεις των στοιχείων στον εσωτερικό δακτύλιο διαφέρουν στις δύο διατάξεις (παράγραφος 4.3.2). Η σχεδίαση απαιτεί την κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου με M (6, 8, 12) διαγράμματα ακτινοβολίας (M στοιχεία ανά δακτύλιο) και την προσαρμογή του ενεργού στοιχείου στα 75Ω. Κάθε διάγραμμα διαθέτει εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού $(360/M)^o$ και μέγιστο σχετικό ύψος πλευρικών λοβών χαμηλότερο από -3dB. Η αντικειμενική συνάρτηση του γενετικού συνδυάζει τις σχεδιαστικές απαιτήσεις και κάθε χρωμόσωμα παριστάνει πιθανές τιμές για τα μήκη των στοιχείων και τις ακτίνες των δακτυλίων (παράγραφος 4.3.2.α). Η συχνότητα λειτουργίας επιλέγεται στα $1.8\,\text{GHz}$ και η ακτίνα των διπόλων ίση με 0.001λ.
  - Οι διατάξεις δύο δακτυλίων επιτυγχάνουν καλύτερη προσαρμογή από τις απλές κυκλικές SPAs, ενώ όσον αφορά στο διάγραμμα ακτινοβολίας καθοριστικό ρόλο διαδραματίζουν οι γωνιακές θέσεις των παρασιτικών διπόλων στον εσωτερικό δακτύλιο. Τα καλύτερα αποτελέσματα, συγκριτικά με τις κυκλικές SPAs, προκύπτουν όταν κάθε βραχυκυκλωμένο δίπολο του εσωτερικού δακτυλίου τοποθετείται ακριβώς στη μέση σε σχέση με τα δύο πλησιέστερα στοιχεία του εξωτερικού δακτυλίου (παράγραφος 4.3.2.β).
  - Οι διατάξεις δύο δακτυλίων έχουν ελαφρά μειωμένο εύρος ζώνης σε σχέση με τις απλές κυκλικές SPAs. Αυτό ισχύει τόσο για τα διαγράμματα ακτινοβολίας (4.6-5.9% της κεντρικής συχνότητας έναντι 6.9% με τις απλές κυκλικές) όσο και για τις τιμές του λόγου στασίμων (4.2-7.4% της κεντρικής συχνότητας έναντι 6.8% με τις απλές κυκλικές, για λόγο στασίμων μικρότερο του 1.5). Η αιτία είναι ο αυξημένος αριθμός παρασιτικών στοιχείων, τα οποία οξύνουν την ευαισθησία των διατάξεων σε μεταβολές της συχνότητας (παράγραφος 4.3.2.γ).
- Στη συνέχεια παρουσιάζεται η γενετική σχεδίαση κλασικών στοιχειοκεραιών Yagi-Uda και τροποποιημένων διατάξεων Yagi-Uda με δύο επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία στην περιοχή του ενεργού στοιχείου (παράγραφος 4.3.3.α). Η ιδέα αυτή προτείνεται στην πρόσφατη βιβλιογραφία, με στόχο αυξημένο κέρδος και περιορισμό της ακτινοβολίας στην οπίσθια κατεύθυνση, αλλά χωρίς να υιοθετηθεί οποιαδήποτε μέθοδος βελτιστοποίησης στη διαδικασία σχεδίασης. Το ενδιαφέρον και πρωτότυπο στοιχείο της παρούσας ανάλυσης έγκειται στην εισαγωγή ενός γενετικού αλγορίθμου στην εξεύρεση των παραμέτρων τόσο της κλασικής δομής Yagi-Uda όσο και των δύο επιπρόσθετων παρασιτικών στοιχείων. Έτσι, για την τροποποιημένη Yagi-Uda ακολουθούνται δύο διαφορετικές διαδικασίες βελτιστοποίησης: η πρώτη λειτουργεί πάνω στις παραμέτρους της κλασικής δομής Yagi αλλά και σε εκείνες των επιπρόσθετων παρασιτικών στοιχείων. Αντίθετα, η δεύτερη και

ταχύτερη εκδοχή χρησιμοποιεί ως βάση μια προηγουμένως σχεδιασθείσα δομή Yagi-Uda και περιορίζεται στην εξεύρεση μόνο των βέλτιστων παραμέτρων των δύο επιπρόσθετων παρασιτικών στοιχείων. Εξετάζονται διάφορες αντικειμενικές συναρτήσεις, με στόχο τη μεγιστοποίηση του κέρδους σε συνδυασμό ή μη με ελαχιστοποίηση των πλευρικών λοβών και τα προηγούμενα με ταυτόχρονη προσαρμογή του ενεργού στοιχείου στα 50Ω (παράγραφος 4.3.3.β). Κάθε χρωμόσωμα στο γενετικό παριστάνει πιθανές τιμές για τα μήκη και τις θέσεις των στοιχείων. Η συχνότητα λειτουργίας επιλέγεται στα $2.4\,\text{GHz}$ (εφαρμογές WLAN) και η ακτίνα των διπόλων ίση με 0.003369λ.

- Παρατίθενται ενδιαφέρουσες συγκρίσεις με διαφορετικούς συντελεστές βάρους για ποικίλες δομές κλασικών και τροποποιημένων στοιχειοκεραιών Yagi-Uda. Η τροποποιημένη Yagi-Uda επιτυγχάνει βελτίωση του κέρδους, επιπλέον καταπίεση των πλευρικών λοβών και ελαφρά καλύτερες τιμές λόγου στασίμων σε σχέση με την κλασική Yagi (παράγραφος 4.3.3.γ).
- Η ανωτερότητα της βέλτιστης τροποποιημένης Yagi ως προς τη βέλτιστη κλασική Yagi ισχύει για ένα εύρος ζώνης από $2.3\,\text{GHz}$ έως $2.5\,\text{GHz}$. Έτσι, το κέρδος μεγαλώνει κατά 0.35-0.9dB και ο λόγος F/B παρουσιάζει αύξηση κατά 5-11dB. Επίσης, τιμές λόγου στασίμων κατώτερες του 2 προκύπτουν για μια περιοχή συχνοτήτων ίση με 5% της κεντρικής για την τροποποιημένη Yagi, σε αντίθεση με την κλασική όπου η αντίστοιχη τιμή δεν υπερβαίνει το 3.7% (παράγραφος 4.3.3.δ).

❖ Για την πειραματική μελέτη ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής με ηλεκτρονικά στρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας, κατασκευάζεται στο πλαίσιο διπλωματικής εργασίας μια απλή ευφυής διάταξη πέντε κατακόρυφων μονοπόλων $\lambda/4$, τοποθετημένων πάνω σε μεταλλική επιφάνεια σε σχήμα σταυρού. Το κεντρικό στοιχείο τροφοδοτείται πάντα, σε αντίθεση με τα ακριανά, από τα οποία τα δύο αντιδιαμετρικά διαρρέονται από ρεύμα και τα άλλα δύο είναι ανοικτοκυκλωμένα και το αντίστροφο. Προκύπτουν έτσι δύο γραμμικές στοιχειοκεραίες (δύο καταστάσεις λειτουργίας), με συμμετρικά διαγράμματα ακτινοβολίας ως προς τον άξονά τους: η πρώτη εμφανίζει κύριους λοβούς στις 90^o και 270^o και η δεύτερη είναι μετατοπισμένη κατά 90^o (μέγιστα στις 0^o, 180^o).

- Το κύκλωμα ελέγχου της διάταξης αποτελείται από το ευφυές κύκλωμα και τον RF διακόπτη. Το πρώτο λαμβάνει το αναλογικό DC σήμα από την κρυσταλλοδίοδο φώρασης της κεραίας και, μέσω αλληλεπίδρασης με H/Y, παράγει τα σήματα ελέγχου που καθορίζουν τις καταστάσεις λειτουργίας του RF διακόπτη. Ο τελευταίος είναι ένα δυναμικό τετράθυρο με δύο θύρες εισόδου και δύο θύρες εξόδου. Βάση του RF διακόπτη αποτελεί ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα και, ανάλογα με τις τάσεις ελέγχου που εφαρμόζονται σε αυτό, προκύπτουν οι δύο καταστάσεις λειτουργίας που προαναφέρθηκαν.
- Η διάταξη τοποθετείται στον ανηχοϊκό θάλαμο και καταγράφονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας στις δύο καταστάσεις λειτουργίας. Οι ομοιότητες πειράματος και θεωρίας είναι μεγάλες και επαληθεύουν την ορθότητα της κατασκευής (παράγραφος 4.4).
- Η χρησιμότητα της απλής αυτής ευφυούς στοιχειοκεραίας μεταγωγής έγκειται στο ότι μπορεί να αποτελέσει τη βάση πιο σύνθετων διατάξεων με ηλεκτρονικά στρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας. Απαραίτητη προϋπόθεση γι' αυτό είναι η

προσθήκη περισσότερων του ενός RF διακοπτών και μεγαλύτερου πλήθους στοιχείων.

❖ Οι SPAs που έχουν σχεδιαστεί με την τεχνική των γενετικών αλγορίθμων και έχουν αναλυθεί με τη μέθοδο της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης χρησιμοποιούνται για την ανάπτυξη δύο μεθόδων εύρεσης της γωνίας άφιξης:

- Η πρώτη μέθοδος είναι σε θέση να υπολογίσει με σημαντική αξιοπιστία τις γωνίες άφιξης στο οριζόντιο επίπεδο δύο σημάτων ευρείας ζώνης (π.χ., επιθυμητό και ισχυρότερη πολυδιαδρομική συνιστώσα, σήματα από δύο διαφορετικούς χρήστες), καθώς και τις σχετικές μέσες ισχύεις τους. Η μέθοδος υποθέτει την ύπαρξη δύο κυρίαρχων σημάτων, στα οποία επικεντρώνει το ενδιαφέρον της, ενώ ενσωματώνει στο προτεινόμενο μοντέλο τα εναπομείναντα ασθενέστερα σήματα με τη μορφή θορύβου. Στηρίζεται στην ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας και στην καταγραφή της συνολικής μέσης λαμβανόμενης ισχύος για κάθε συνδυασμό τροφοδότησης. Το εργαλείο εύρεσης των κατευθύνσεων άφιξης των σημάτων είναι η τεχνική των γενετικών αλγορίθμων (παράγραφος 5.1.2.α).
  - Λόγω της φύσης της συγκεκριμένης μεθόδου και του χρόνου που απαιτείται για τη σύγκλισή της, απευθύνεται κυρίως σε εφαρμογές χαμηλής κινητικότητας (WLANs). Πιο συγκεκριμένα, χρησιμεύει στην προετοιμασία (training) της κεραίας του σταθμού βάσης, ώστε να διαθέτει σωστό προσανατολισμό κατά τη διάρκεια της λήψης και μετάδοσης σημάτων. Στην περίπτωση δύο διαφορετικών χρηστών, καθίσταται εφικτός ο αποτελεσματικός διαχωρισμός τους. Σε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών, είναι δυνατό να μεγιστοποιηθεί η λαμβανόμενη ισχύς με τη λήψη των δύο ισχυρότερων συνιστωσών, αν είναι γνωστές οι γωνίες άφιξης και οι σχετικές ισχύεις τους. Ακόμη η εκτίμηση των γωνιών άφιξης μπορεί να αξιοποιηθεί και για επιλεκτική μετάδοση στην κάτω ζεύξη, λόγω του θεωρήματος της αμοιβαιότητας, με το διάγραμμα ακτινοβολίας εκπομπής να καλύπτει τις δύο βασικές κατευθύνσεις άφιξης.
  - Για την ανάλυση επίδοσης της μεθόδου γίνονται δοκιμές Monte-Carlo (MC). Στις δοκιμές χρησιμοποιούνται δυαδικοί γενετικοί, οι οποίοι αποτελούνται από 400 γενιές των 50 ατόμων η καθεμιά. Προτιμάται ο μηχανισμός επιλογής της κανονικοποιημένης γεωμετρικής κατάταξης, διασταύρωση ενός σημείου ($p_c = 0.8$) και δυαδική μετάλλαξη ($p_m = 0.1$). Συγκρίνονται δύο τύποι SPAs, με μη-συμμετρικά και κυκλικά συμμετρικά διαγράμματα ακτινοβολίας. Ο πρώτος τύπος παρέχει ανώτερα αποτελέσματα για υψηλά επίπεδα θορύβου, ενώ ο δεύτερος συμπεριφέρεται καλύτερα για χαμηλά επίπεδα θορύβου. Αυξάνοντας τον αριθμό των διαγραμμάτων ακτινοβολίας μέχρι και 8 βελτιώνεται η αξιοπιστία της μεθόδου, η οποία επιδεινώνεται ελαφρά όταν μειώνεται η γωνιακή απόσταση των εισερχόμενων σημάτων (παράγραφος 5.1.2.β).
  - Για λόγους σύγκρισης γίνονται δοκιμές και με πραγματικούς γενετικούς, με τον ίδιο αριθμό γενιών και χρωμοσωμάτων. Το συμπέρασμα που συνάγεται είναι ότι ο πραγματικός γενετικός προσφέρει πολύ ταχύτερη σύγκλιση σχετικά με τον αντίστοιχο δυαδικό, συνοδευόμενη όμως από χαμηλότερη αξιοπιστία.
- Η δεύτερη μέθοδος εφαρμόζει τον αλγόριθμο MUSIC σε SPAs, με κατάλληλες τροποποιήσεις που έχουν ως αφετηρία ιδέα που προτείνεται στην πρόσφατη βιβλιογραφία, συνοδευόμενη όμως μόνο από μια απλή προσομοίωση. Η παραπάνω ιδέα αναπτύσσεται αναλυτικά και λεπτομερώς στην παρούσα

διατριβή, ενώ διεξάγονται και δοκιμές για την ανάλυση της επίδοσης της μεθόδου. Η κύρια μεταβολή που εισάγει η παρούσα μέθοδος συνίσταται στον πίνακα στρεφόμενου διανύσματος, ο οποίος στον κλασικό MUSIC περιέχει τις διαφορές φάσης των αφικνούμενων σημάτων σε κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας, σε σχέση με το στοιχείο αναφοράς. Στον τροποποιημένο αλγόριθμο, ο αντίστοιχος πίνακας περικλείει τις τιμές διαγραμμάτων πεδίου της SPA στο οριζόντιο επίπεδο, που προκύπτουν για κάθε συνδυασμό τροφοδότησης και γωνία άφιξης (παράγραφος 5.1.3.α).

- Η νέα προσέγγιση συνδυάζει την υψηλή διακριτική ικανότητα του MUSIC με τον ηλεκτρονικό έλεγχο του διαγράμματος ακτινοβολίας που εξασφαλίζει η εισαγωγή κατάλληλης ψηφιακής λέξης στο κύκλωμα τροφοδότησης της SPA. Η ιδέα της εφαρμογής κλασικών αλγορίθμων σε SPAs μπορεί να επεκταθεί και σε άλλες μεθόδους εκτίμησης της γωνίας άφιξης, με την προϋπόθεση της τροποποίησης του πίνακα στρεφόμενου διανύσματος.
- Πραγματοποιώντας πλήθος δοκιμών MC για δύο εισερχόμενα σήματα, διαπιστώνεται ότι η μέθοδος διατηρεί τα βασικά χαρακτηριστικά του κλασικού MUSIC: βελτιωμένη αξιοπιστία για αυξημένο αριθμό δειγμάτων, περισσότερα διαγράμματα ακτινοβολίας και υψηλότερο λόγο σήματος προς θόρυβο, ενώ σήματα με γειτονικές γωνίες άφιξης διαχωρίζονται με μεγαλύτερη δυσκολία (παράγραφος 5.1.3.β).

➢ Συγκρίνοντας τις δύο μεθόδους των παραγράφων 5.1.2 και 5.1.3, προκύπτει ότι επιτυγχάνουν παρόμοιες επιδόσεις για χαμηλά επίπεδα θορύβου, με τον τροποποιημένο MUSIC να υπερτερεί ελαφρά. Για υψηλά επίπεδα θορύβου, ο τροποποιημένος MUSIC είναι σαφώς ανώτερος από τη μέθοδο που χρησιμοποιεί το εργαλείο των γενετικών αλγορίθμων για να επιλύσει δύο σήματα ευρείας ζώνης. Πάντως η τελευταία συνδυάζει γενετικούς και SPAs με ευέλικτο τρόπο και παρέχει απλούστερη διαδικασία επίλυσης των σημάτων.

❖ Στο τελευταίο κομμάτι της διατριβής μελετάται η διάδοση σε περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων. Η αναπαράσταση και προσομοίωση εσωτερικών χώρων καθίσταται εφικτή μέσω του προγράμματος SNEC. Οι κεραίες σύρματος που ενσωματώνονται στα υπό μελέτη περιβάλλοντα αναλύονται με τη MoM, ενώ οι τοίχοι που απαρτίζουν τους εσωτερικούς χώρους μοντελοποιούνται ως διηλεκτρικές πλάκες. Οι τελευταίες αποτελούν στοιχειώδεις UTD μονάδες και οι ηλεκτρικές τους ιδιότητες επιλέγονται από την πρόσφατη βιβλιογραφία, βάσει μετρήσεων σε πραγματικά περιβάλλοντα. Στους εσωτερικούς χώρους που διαμορφώνονται στο SNEC μελετώνται οι ακόλουθες εφαρμογές:

➢ Υλοποιείται ένα σύστημα διαφορικής λήψης για την καταπολέμηση των διαλείψεων που οφείλονται στην πολυδιαδρομική διάδοση και για τη βελτίωση της επίδοσης μιας ασύρματης ζεύξης. Πρόκειται για μια εφαρμογή γωνιακής διαφορισιμότητας, η οποία βασίζεται στην εναλλαγή μεταξύ των διακριτών διαγραμμάτων ακτινοβολίας της SB τεχνολογίας, με σκοπό τη μεγιστοποίηση της λαμβανόμενης ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, αξιοποιείται μια κυκλική SPA ενός ενεργού και πέντε παρασιτικών στοιχείων που έχει σχεδιαστεί στο SNEC και το σύστημα διαφορικής λήψης συγκρίνεται με απλά ομοιοκατευθυντικά ή κατευθυντικά συστήματα. Η προσομοίωση υποθέτει μετάδοση BPSK σήματος που υποφέρει από επίπεδες διαλείψεις, με ρυθμό $500\,\text{kbps}$ στα $1.8\,\text{GHz}$. Αναπτύσσεται τεχνική υπολογισμού του μέσου BER για μετακίνηση του πομπού κατά 6λ (παράγραφος 5.2.2.α).

- Τα αριθμητικά αποτελέσματα (παράγραφος 5.2.2.β) καταδεικνύουν σημαντική μείωση του βάθους διαλείψεων, της μέσης διάρκειας διαλείψεων και του μέσου BER, σε σύγκριση με απλές κατευθυντικές διατάξεις (SPAs με συγκεκριμένο προσανατολισμό) και ομοιοκατευθυντικές κεραίες (απλά δίπολα). Ειδικότερα σε σχέση με ένα απλό δίπολο, το σύστημα διαφορικής λήψης οδηγεί σε μικρότερο βάθος διαλείψεων (κατά 7-24dB, ανάλογα με τη θέση του διπόλου), περιορισμό της μέσης διάρκειας διαλείψεων (κατά 6.5-8 φορές), και μείωση του μέσου BER (κατά 24-96 φορές, $E_b/N_0 = 10\text{dB}$) ή επίτευξη διαφορικού κέρδους μεταξύ 2.3-6.4dB (μέσο BER=10^{-2}).
- Τα προηγούμενα αποτελούν ένα δείγμα της βελτίωσης που μπορεί να επιφέρει ένα σύστημα γωνιακής διαφορισιμότητας σε μια συγκεκριμένη ασύρματη ζεύξη εσωτερικού χώρου. Είναι φανερό ότι με το SNEC μπορούν να προσομοιωθούν και άλλα περιβάλλοντα ασυρμάτων ζεύξεων εσωτερικών χώρων (διαφορετικές τοπολογίες σκεδαστών και είδη κεραιών σε πομπό και δέκτη), ώστε να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με την επίδοση αυτών των συστημάτων. Η διαδικασία υπολογισμού του μέσου ρυθμού λαθών, που παρουσιάζεται στην παράγραφο 5.2.2.α, παρέχει στο σχεδιαστή μιας ασύρματης ζεύξης εσωτερικού χώρου ένα μέτρο σύγκρισης των επιδόσεων ποικίλων συστημάτων ευφυών και απλών ομοιοκατευθυντικών κεραιών.

➢ Εξετάζονται οι στατιστικές ιδιότητες των διαλείψεων περιβάλλουσας μικρής κλίμακας σε εσωτερικούς χώρους με συνθήκες NLOS. Συγκρίνεται μέσω μετρήσεων και προσομοίωσης η κατανομή Rayleigh με μια καινούρια απλή κατανομή, κατάλληλη για περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων. Η τελευταία στηρίζεται σε μια μη-Γκαουσιανή προσέγγιση που αναπτύσσεται στην πρόσφατη βιβλιογραφία, σε καθαρά όμως θεωρητικό επίπεδο. Σύμφωνα με αυτήν, οι ορθογώνιες συνιστώσες του λαμβανόμενου ζωνοπερατού σήματος θεωρούνται ασυσχέτιστες και από κοινού κατανεμημένες σύμφωνα με τη διμεταβλητή κατανομή *t* (bivariate *t*-distribution). Η ανάγκη για εύρεση μιας άλλης κατανομής, πλην των κλασικών Rayleigh και Rice, πηγάζει από την πιθανότητα μη ικανοποίησης των συνθηκών που εξασφαλίζουν την ισχύ του κεντρικού οριακού θεωρήματος σε περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων. Αυτό μπορεί να συμβεί λόγω του περιορισμένου πλήθους σκεδαστών που χαρακτηρίζουν τη διάδοση εσωτερικού χώρου, οπότε στο δέκτη φτάνει ένας μικρός αριθμός κυρίαρχων συνιστωσών (π.χ., 5-15).
- Για την εξαγωγή χρήσιμων συμπερασμάτων πραγματοποιούνται μετρήσεις σε περιβάλλον γραφείου και προσομοιώσεις με το SNEC στα $1.8\,\text{GHz}$. Παράγονται πολυάριθμα σετ δειγμάτων μέσω δοκιμών MC στις κανονικοποιημένες τιμές περιβάλλουσας και διεξάγονται έλεγχοι μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MSE). Η κατανομή που στηρίζεται στη μη-Γκαουσιανή προσέγγιση υπερτερεί στο 56% των περιπτώσεων που προκύπτουν από πειραματικές μετρήσεις (παράγραφος 5.3.1.β) και στο 62% των περιπτώσεων που προκύπτουν από προσομοίωση (παράγραφος 5.3.2.β). Στην ουσία η καινούρια κατανομή φαίνεται να λειτουργεί καλύτερα από τη Rayleigh σε σύνθετες συνθήκες NLOS εσωτερικού χώρου, με την παρουσία πολλαπλών εμποδίων μεταξύ πομπού και δέκτη (παράγραφος 5.3.3).
- Όσον αφορά στις διαλείψεις μικρής κλίμακας, προκύπτει από τα αποτελέσματα μετρήσεων και προσομοίωσης ότι υφίσταται μια ακόμη πιθανή κατανομή, η οποία αξίζει να εξετάζεται παράλληλα με την κατανομή Rayleigh.

- Η γνώση του στατιστικού μοντέλου των διαλείψεων μικρής κλίμακας για διάδοση NLOS σε εσωτερικούς χώρους καθιστά εφικτή την πιθανοτική πρόβλεψη των τιμών περιβάλλουσας που αναμένονται στην κεραία του δέκτη. Κατ' επέκταση, και στην περίπτωση απλής και ευέλικτης κατανομής, είναι δυνατό να εξαχθούν χρήσιμες εξισώσεις που παρέχουν εκτίμηση της επίδοσης ενός συστήματος διαφορικής λήψης με διατάξεις ευφυών στοιχειοκεραιών.

ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ

- Διάφορες γενετικά σχεδιασθείσες SPAs διπόλων, οι οποίες ανήκουν στην κατηγορία των κεραιών SB, μπορούν να αντικαταστήσουν απλές ομοιοκατευθυντικές κεραίες σε κυψελωτά συστήματα επικοινωνιών που υποφέρουν από παρεμβολές και να βελτιώσουν την επίδοσή τους. Ιδιαίτερα χρήσιμες μπορεί να αποδειχθούν, λόγω και της χαμηλότερης πολυπλοκότητάς τους, σε συστήματα $3^{ης}$ Γενιάς. Σε αυτά, όπου εφαρμόζονται τεχνικές CDMA, οι AAs αδυνατούν να αντιμετωπίσουν το μεγάλο πλήθος παρεμβολών που υπερβαίνει τον αριθμό των στοιχείων τους (παράγραφος 1.5.2).
- Μια επίπεδη, μη-συμμετρική SPA 6 διπόλων, παρουσία δύο τέλεια αγώγιμων ημιάπειρων πλακών, μπορεί να αντικαταστήσει κεραία σταθμού βάσης δικτύου BWA, που καλύπτει τομέα 90^o. Κατ' αυτόν τον τρόπο θα διατηρείται η ήδη υπάρχουσα ραδιοκάλυψη για λόγους σηματοδοσίας, με ταυτόχρονη δυνατότητα επιλογής τριών ακόμη λοβών, οι οποίοι θα μεταδίδουν πληροφορία προσφέροντας μεγαλύτερο λόγο σήματος προς θόρυβο στους αντίστοιχους χρήστες. Κάτι τέτοιο ισοδυναμεί είτε με αύξηση της ραδιοκάλυψης στον εν λόγω τομέα για την ίδια ποιότητα υπηρεσίας είτε με βελτίωση της ποιότητας υπηρεσίας για την ίδια περιοχή κάλυψης. Η αύξηση της λαμβανόμενης ισχύος κατά τη διάρκεια της μετάδοσης πληροφορίας μπορεί να αξιοποιηθεί για βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης σε δίκτυα BWA, με τη χρησιμοποίηση κατάλληλου σχήματος διαμόρφωσης (παράγραφος 4.2.4).
- Ποικίλες γενετικά σχεδιασθείσες επίπεδες, συμμετρικές και μη-συμμετρικές, SPAs διπόλων μπορούν να αποτελέσουν τη βάση συστημάτων MIMO, για την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης. Η μελέτη της χωρητικότητας συστήματος MIMO με διάφορους τύπους ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών διπόλων είναι δυνατό να οδηγήσει σε χρήσιμες συγκρίσεις και συμπεράσματα.
- Είναι γεγονός ότι οι μη-συμμετρικές διατάξεις SPAs παρέχουν στο σχεδιαστή επιπρόσθετους βαθμούς ελευθερίας (θέσεις διπόλων, φάσεις τροφοδότησης, $2^M - 1$ ψηφιακές λέξεις), σε σχέση με συμμετρικές SPAs με ένα ενεργό στοιχείο και μηδενικές φάσεις τροφοδότησης. Αυτή η αυξημένη ευελιξία μπορεί να αξιοποιηθεί για την επίτευξη διαγραμμάτων ακτινοβολίας με διαφορετικές προδιαγραφές και χαρακτηριστικά (διαφορετικά εύρη μισής ισχύος, μέγιστα σχετικά ύψη πλευρικών λοβών και κέρδη, σε συνδυασμό με επικαλυπτόμενες κατευθύνσεις μεγίστου). Η λογική αυτή εφαρμόζεται με αρκετή επιτυχία στις επίπεδες, μη-συμμετρικές SPAs 6 στοιχείων παρουσία δύο ανακλαστήρων (παράγραφος 4.2.4). Είναι όμως εφικτό να επεκταθεί και σε άλλες περιπτώσεις, όπου οι σχεδιαστικές απαιτήσεις είναι σύνθετες και η χρησιμοποίηση συμμετρικών SPAs δεν αρκεί για την ικανοποίησή τους.
- 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 αγώγιμου 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 ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών PIFAs παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον και μπορεί να αποφέρει διατάξεις ευρείας ζώνης με πλήθος εφαρμογών.