



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

Τεχνολογίες και Εφαρμογές Ευφυσών Κεραιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Χρήστος Δ. Νικολόπουλος

Αθήνα, Μάρτιος 2014.



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ

ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Τεχνολογίες και Εφαρμογές Ευφύων Κεραιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Χρήστος Δ. Νικολόπουλος

Συμβουλευτική Επιτροπή:

Χρήστος Καψάλης, Καθηγητής

Παναγιώτης Κωττής, Καθηγητής

Γιώργος Φικιώρης, Αν. Καθηγητής

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την / /2014.

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Π. Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

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

.....
Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ι. Τίγκελης
Αν.Καθηγητής

.....
Γ. Φικιώρης
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Α. Παναγόπουλος
Επικ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Χρήστος Δ. Νικολόπουλος

Διδάκτωρ ΕΜΠ

Φυσικός Ραδιοηλεκτρολόγος Ε.Κ.Π.Α

Copyright © Χρήστος Δ. Νικολόπουλος, 2013.

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 αυτή τη διατριβή, εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

*στην οικογένεια μου
και σε όσους προσπαθούν*

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	19
Abstract	21
Κεφάλαιο 1	25
Ασύρματα Ψηφιακά Συστήματα.....	25
1.1 WiMAX.....	25
1.1.1 IEEE 802.16 και WiMAX	25
1.1.2 Τα Βασικά Χαρακτηριστικά του WiMAX.....	28
1.1.3 Υποστήριξη Κινητικότητας	29
1.1.4 Υπηρεσίες Multicast και Broadcast.....	31
1.1.5 Προηγμένα Χαρακτηριστικά του WiMAX.....	32
1.1.6 Προηγμένα Συστήματα Κεραιών	32
1.2 Επίγεια Ψηφιακή Τηλεόραση.....	32
1.2.1 Πρότυπα Ψηφιακής Τηλεόρασης.....	33
1.2.2 Το πρότυπο DVB-T	34
1.2.3 Κάλυψη και Ελάχιστες Τιμές Πεδίου για το DVB-T.....	36
1.2.4 MFNs	43
1.2.5 SFNs	45
1.3 Ψηφιακή Τηλεόραση και Ευφυείς Κεραίες.....	47
1.4 Βιβλιογραφία 1 ^{ου} Κεφαλαίου.....	48
Κεφάλαιο 2	51
Συστήματα Ευφών Κεραιών	51
2.1 Βασική Τεχνολογία Ευφών Κεραιών.....	52
2.1.1 Ταξινόμηση Ευφών Κεραιών.....	52
2.1.2 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των Ευφών Κεραιών.....	54
2.1.3 Μορφοποίηση του Διαγράμματος Ακτινοβολίας.....	56
2.1.4 Δίκτυα Διαμόρφωσης Σταθερών Δεσμών Ακτινοβολίας (Fixed Beamforming Networks)	58
2.1.5 Διαχωρισμός Σημάτων στο Χώρο με Διαμορφωτές Δεσμών (Spatial Filtering with Beamformers)	61

2.1.6	Συστήματα Στρεφόμενης Δέσμης (Switched Beam Systems)....	62
2.1.7	Συστήματα Πολλαπλών Σταθερών Δεσμών Ακτινοβολίας (Multiple Fixed Beam Systems)	64
2.1.8	Συστήματα Προσαρμοστικών Κεραιών (Adaptive Arrays Systems)	65
2.1.9	Ευρυζωνικές Ευφυείς Κεραίες (Wideband Smart Antennas) – Επεξεργασία Σήματος στο Πεδίο του Χωροχρόνου	73
2.1.10	Διαμόρφωση Δέσμης στη Μετάδοση (Transmission Beamforming)	75
2.1.11	Νέες Τάσεις στις Ευφυείς Κεραίες.....	77
2.2	Ευφυείς Κεραίες Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων (Switched Parasitic Arrays, Spas).....	78
2.2.1	Πολύπλοκες Δομές για SPAs - Γενετική Σχεδίαση Κεραιών με τη Βοήθεια της MoM και του Svec	80
2.2.2	Βελτιστοποίηση μιας Δομής Αποτελούμενης από 4 Επίπεδες Κεραίες Ανεστραμμένου F που Σχηματίζουν Σταυρό (Planar Inverted F Antenna, cross - PIFA)	80
2.3	Βιβλιογραφία 2ου Κεφαλαίου	89
Κεφάλαιο 3		97
Μελέτη και Χρήση Σχισμών ή Πτυχώσεων σε Διατάξεις Κεραιών PIFA.		97
3.1	Βελτιστοποίηση Κεραίας PIFA με Χρήση Γενετικών Αλγορίθμων και Επίδραση των Σχισμών σε αυτή.....	97
3.2	Υλοποίηση PIFA στο SuperNEC	97
3.3	Προσθήκη Σχισμών ή Πτυχώσεων (corrugations) στη Διάταξη	98
3.3.1	Σχισμές (Corrugations) με Πλάτος 1, Μήκος 1, Απόσταση 1	98
3.3.2	Σχισμές (Corrugations) με Πλάτος 1, Μήκος 2, Απόσταση 1	99
3.3.3	Σχισμές (Corrugations) με Πλάτος 1, Μήκος 1, Απόσταση 2..	100
3.4	Παρουσίαση Αποτελεσμάτων	101
3.4.1	Segment Length = $0.05\lambda_0$	101
3.4.2	Segment Length = $0.02\lambda_0$	107
3.4.3	Segment Length = $0.015\lambda_0$	113
3.4.4	Segment Length = $0.01\lambda_0$	119
3.4.5	Segment Length = $0.01\lambda_0$ (Μία ακόμα περίπτωση).....	125

3.5	Βιβλιογραφία 3 ^{ου} κεφαλαίου	131
Κεφάλαιο 4		133
Η έννοια της Ραδιομετρίας Γενικά		133
4.1	Εισαγωγή	133
4.2	Βασικές Αρχές Μικροκυματικής Ραδιομετρίας	133
4.2.1	Περίληψη.....	133
4.2.2	Θεωρία Ακτινοβολία Μέλανος Σώματος	134
4.2.3	Μικροκυματικά ραδιόμετρα.....	137
4.3	Εφαρμογές με την Χρήση Ραδιομετρίας	141
4.3.1	Γενικά.....	141
4.3.2	Εφαρμογές της Ραδιομετρίας στην Ανίχνευση Θερμοκρασιακών Μεταβολών του Ανθρώπινου Σώματος	146
4.4	Ένα Νέο Κεραιοσύστημα Κατάλληλο για Ανίχνευση Μεταβολών της Θερμοκρασίας του Ανθρώπινου Σώματος με Χρήση Μικροκυματικής Πολυκαναλικής Ραδιομετρίας	154
4.4.1	Εισαγωγή	155
4.4.2	Αρχιτεκτονική της Κεραίας 2 Στοιχείων.....	156
4.4.3	Διαδικασία Βελτιστοποίησης της R-PIFA	158
4.5	Βιβλιογραφία 4 ^{ου} κεφαλαίου	165
Κεφάλαιο 5		167
Μελέτη & Προσομοίωση Παράγοντα Διάταξης και Διαγράμματος Ακτινοβολίας Επίπεδων (PIFA) Δτοιχειοκεραιών Ανεστραμμένου F....		167
5.1	Εισαγωγή	167
5.2	Θεωρητικός Υπολογισμός και Προσομοίωση Παράγοντα Διάταξης Στοιχειοκεραίας PIFA 2 Στοιχείων	168
5.3	Αποτελέσματα από Προσομοίωση της Στοιχειοκεραίας PIFA 2 Στοιχείων στο Supernec και Σύγκριση με τα Αποτελέσματα από την Θεωρία των Στοιχειοκεραιών	173
5.4	Μελέτη του Παράγοντα Διάταξης και Διαγράμματος Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας PIFA <i>M</i> - Στοιχείων μέσω της Αμοιβαίας Αντίστασης	176
5.4.1	Υπολογισμός της Αμοιβαίας Αντίστασης μεταξύ 2 Στοιχείων μιας Στοιχειοκεραίας PIFA.....	178

5.5 Βιβλιογραφία 5 ^{ου} κεφαλαίου	182
Επίλογος.....	185
Γενικά	185
Ανακεφαλαίωση-Σημεία όπου Προάγεται η Επιστήμη.....	187
Προτάσεις για Μελλοντική Επέκταση της Διατριβής.....	187
Παράρτημα	189
Οι Γενετικοί Αλγόριθμοι στον Ηλεκτρομαγνητισμό, η Μέθοδος των Ροπών και ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας	189
Οι Γενετικοί Αλγόριθμοι.....	189
Κωδικοποίηση Παραμέτρων Βελτιστοποίησης του Γενετικού Αλγόριθμου	192
Δομικά Τμήματα - Σχήματα	192
Διαδικασία ενός απλού GA.....	193
Στρατηγικές Επιλογής (Selection) των GA.....	194
Σχήματα Ζευγαρώματος (Mating Schemes)	197
Γενετικοί Τελεστές Διασταύρωσης (Crossover)	197
Γενετικοί Τελεστές Μετάλλαξης (Mutation)	200
Ελιτισμός	201
Αρχικοποίηση και Τερματισμός του GA	201
Επιλογή Παραμέτρων GA με Στόχο τη Βελτιστοποίηση της Απόδοσής του	202
Ένα Βήμα προς Βήμα Παράδειγμα Γενετικού Αλγορίθμου.....	203
Σχεδίαση Κεραιών με χρήση GA.....	210
Η Μέθοδος των Ροπών και ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας	214
Η Μέθοδος των Ροπών	215
Ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας και το Πρόγραμμα SuperNec.....	220
Γενετική Σχεδίαση Κεραιών με τη Βοήθεια της MoM και του Snec.....	223
Βιβλιογραφία Παραρτήματος.....	223

Ευρετήριο Σχημάτων

Σχήμα 1 - Μπλοκ διάγραμμα ενός διαμορφωτή DVB-T [1, σελ. 10].	35
Σχήμα 2 - Είδη ευφυσών κεραιών [3].	53
Σχήμα 3 - Προσαρμοστική γραμμική στοιχειοκεραία [1, σελ. 85].	57
Σχήμα 4 - 4x4 Πίνακας Butler.	59
Σχήμα 5 - Υβριδικός Διαιρέτης.	59
Σχήμα 6 - Διαγράμματα ακτινοβολίας ενός 4x4 Butler matrix beamformer [6, σελ. 109].	61
Σχήμα 7 - Αρχιτεκτονική συστήματος στρεφόμενης δέσμης [6, σελ. 112].	63
Σχήμα 8 - Scalping [6, σελ. 114].	64
Σχήμα 9 - Προσαρμοστική στοιχειοκεραία με επιθυμητό σήμα και παρεμβολής [12, σελ. 215].	65
Σχήμα 10 - MMSE προσαρμοστικό σύστημα [12, σελ. 218].	69
Σχήμα 11 - Ευφυής κεραία ευρεία ζώνης [1, σελ. 101].	74
Σχήμα 12 - Δέκτης RAKE τριών βαθμίδων [1, σελ. 120].	74
Σχήμα 13 - Διαγράμματα ακτινοβολίας δέκτη RAKE τριών βαθμίδων για τη λήψη τεσσάρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών (SOI-1,2,3,4) και την απόρριψη παρεμβολής [1, σελ. 122].	75
Σχήμα 14 - Ένα σύστημα διαμόρφωσης δέσμης για την κάτω ζεύξη, ικανό να παράγει K ταυτόχρονες δέσμες [1, σελ. 112].	76
Σχήμα 15. Αρχιτεκτονική και διαστασιολόγηση της cross-PIFA.	83
Σχήμα 16 - Σχηματικό διάγραμμα του ηλεκτρονικού κυκλώματος υπεύθυνου για την οδήγηση της ακτίνας.	83
Σχήμα 17 - Η εφαρμογή της cross-PIFA χρησιμοποιώντας την πλατφόρμα SNEC.	84
Σχήμα 18 - Διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας στο επίπεδο xy (αξιμούθιο) στα 3.5 GHz.	87
Σχήμα 19 - Η παράμετρος S_{11} της βελτιστοποιημένης συστοικίας (δέσμης μεταγωγής) switched beam στη ζώνη συχνοτήτων 3.5 GHz.	87
Σχήμα 20 - Στιγμιότυπο αναπτυγμένης SPA-PIFA (α) μέσα σε ένα ανηχοϊκό θάλαμο κατά τη διάρκεια των μετρήσεων και (β) σε κοντινή λήψη.	88
Σχήμα 21 - Υλοποίηση κεραίας PIFA στο SuperNEC και οι μεταβλητές.	98
Σχήμα 22 - Εφαρμογή σχισμών (corrugations) εσωτερικά της διάταξης.	99
Σχήμα 23 - Σχισμές (corrugations) εξωτερικά της διάταξης.	99
Σχήμα 24 - Δομή corrugated PIFA 111 (με σχισμές μήκους και πλάτους 1).	99
Σχήμα 25 - Δομή corrugated PIFA 121 με σχισμές βάθους 2 και πλάτους 1 segment.	100
Σχήμα 26 - Εξωτερικές σχισμές με μεταξύ τους απόσταση 2 segments, δομή Corrugated PIFA 211 με σχισμές βάθους και πλάτους 1 segment με απόσταση μεταξύ τους 2 segments (περίπτωση 3).	100
Σχήμα 27 - Η υλοποίηση της βελτιστοποιημένης Normal PIFA στο SuperNEC για segment length=0.05λ ₀ .	102
Σχήμα 28 - Τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας της Normal PIFA για segment length=0.05λ ₀ .	103
Σχήμα 29 - Διάγραμμα ακτινοβολίας στο επίπεδο xz σε επίπεδη μορφή για τη Normal PIFA με segment length=0.05λ ₀ .	103
Σχήμα 30 - Ο λόγος στάσιμων κυμάτων της Normal PIFA με segment length=0.05λ ₀ .	103

Σχήμα 31 - Απώλειες ανάκλασης για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.05\lambda_0$.	104
Σχήμα 32 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).	104
Σχήμα 33 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).	104
Σχήμα 34 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).	105
Σχήμα 35 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).	105
Σχήμα 36 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).	105
Σχήμα 37 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).	106
Σχήμα 38 - Βελτιστοποιημένη δομή Normal PIFA για $\text{segment length}=0.02\lambda_0$.	108
Σχήμα 39 - Λόγος στάσιμων κυμάτων για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$.	108
Σχήμα 40 - Απώλειες ανάκλασης για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$.	109
Σχήμα 41 - Τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$ και διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$ στο επίπεδο xz.	109
Σχήμα 42 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$ στο επίπεδο xz σε πολικές συντεταγμένες.	109
Σχήμα 43 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).	110
Σχήμα 44 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).	110
Σχήμα 45 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).	110
Σχήμα 46 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).	111
Σχήμα 47 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).	111
Σχήμα 48 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).	111
Σχήμα 49 - Βελτιστοποιημένη δομή Normal PIFA για $\text{segment length}=0.015\lambda_0$.	114
Σχήμα 50 - Λόγος στάσιμων κυμάτων για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.015\lambda_0$.	114
Σχήμα 51 - Απώλειες ανάκλασης για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.015\lambda_0$.	114
Σχήμα 52 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.015\lambda_0$ στο επίπεδο xz σε πολικές συντεταγμένες.	115
Σχήμα 53 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.015\lambda_0$ στο επίπεδο xz σε επίπεδη μορφή.	115
Σχήμα 54 - Τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.015\lambda_0$.	115
Σχήμα 55 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).	116

Σχήμα 56 - Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1), VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).	116
Σχήμα 57 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).	116
Σχήμα 58 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).	117
Σχήμα 59 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).	117
Σχήμα 60 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).	117
Σχήμα 61 - Βελτιστοποιημένη δομή Normal PIFA για segment length=0.01λ ₀ .	120
Σχήμα 62 - Λόγος στάσιμων κυμάτων για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με segment length=0.01λ ₀ .	120
Σχήμα 63 - Απώλειες ανάκλασης για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με segment length=0.01λ ₀ .	121
Σχήμα 64 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length=0.01λ ₀ στο επίπεδο xz σε πολικές συντεταγμένες και σε επίπεδη μορφή.	121
Σχήμα 65 - Τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length=0.01λ ₀ .	122
Σχήμα 66 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).	122
Σχήμα 67 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).	122
Σχήμα 68 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).	123
Σχήμα 69 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).	123
Σχήμα 70 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).	123
Σχήμα 71 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).	124
Σχήμα 72 - Λόγος στάσιμων κυμάτων για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με segment length=0.01λ ₀ .	127
Σχήμα 73 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length=0.01λ ₀ στο επίπεδο xz σε πολικές συντεταγμένες και σε επίπεδη μορφή.	127
Σχήμα 74 - Τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length=0.01λ ₀ .	127
Σχήμα 75 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1)	128
Σχήμα 76 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1)	128
Σχήμα 77 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2)	128
Σχήμα 78 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2)	129
Σχήμα 79 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3)	129

Σχήμα 80 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3)	129
Σχήμα 81 - Ένταση κατανομής ακτινοβολίας σε σχέση με τη συχνότητα και τη θερμοκρασία.	135
Σχήμα 82 - Εκτέλεση και ανάλυση της R-PIFA με χρήση τμημάτων καλωδίων και την πλατφόρμα του SNEC.	157
Σχήμα 83 - Το ολοκληρωμένο σχέδιο της R-PIFA χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα προσομοίωσης Ansoft HFSS 3D.	158
Σχήμα 84 - Απεικόνιση του αντίστοιχου δικτύου του παθητικού στοιχείου.	160
Σχήμα 85 - Αποτελέσματα προσομοίωσης των φορτίων των παθητικών στοιχείων της R-PIFA.	161
Σχήμα 86 - Η παράμετρος SWR της βελτιστοποιημένης δομής στο εύρος συχνοτήτων από 1 έως 3 GHz.	163
Σχήμα 87 - Διάγραμμα ακτινοβολίας της βελτιστοποιημένης R-PIFA στα 2 GHz στο επίπεδο xz (elevation) από το πρόγραμμα SNEC.	164
Σχήμα 88 - Διάγραμμα ακτινοβολίας της βελτιστοποιημένης R-PIFA στα 2 GHz στο επίπεδο yz (elevation), και xy (azimuth) από το πρόγραμμα SNEC.	164
Σχήμα 89 - Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας γιατί την βελτιστοποιημένη R-PIFA στη συχνότητα των 2 GHz χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα προσομοίωσης HFSS.	164
Σχήμα 90 - (α) Εφαρμογή και (β) ανάλυση της απλής PIFA χρησιμοποιώντας τμήματα καλωδίων και τη πλατφόρμα SNEC.	168
Σχήμα 91 - PIFA συστοιχία δύο στοιχείων.	170
Σχήμα 92 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Super nec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων $[E_{\theta}(\theta=90^{\circ}, \varphi)]$ για $d=\lambda/4$.	174
Σχήμα 93 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Super nec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων $[E_{\theta}(\theta=90^{\circ}, \varphi)]$ για $d=\lambda/2$.	174
Σχήμα 94 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Super nec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων $[E_{\theta}(\theta=90^{\circ}, \varphi)]$ για $d=\lambda$.	175
Σχήμα 95 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Super nec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων $[E_{\theta}(\theta=90^{\circ}, \varphi)]$ για $d=2\lambda$.	175
Σχήμα 96 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Super nec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων $[E_{\theta}(\theta=90^{\circ}, \varphi)]$ για $d=4\lambda$.	176
Σχήμα 97 - Διάταξη στοιχειοκεραίας με άξονα τον άξονα των y και για στοιχειοκεραία PIFA.	177
Σχήμα 98 - Διάταξη στοιχειοκεραίας PIFA που μελετάται με άξονα τον άξονα των y.	177
Σχήμα 99 - Αρμιοβαία αντίσταση εισόδου μεταξύ 2 στοιχείων στοιχειοκεραίας PIFA συναρτήσει της απόστασης που βρίσκονται τα στοιχεία.	180
Σχήμα 100 - Αλγοριθμικό Διάγραμμα του υβριδικού MoM - μέθοδος επαγόμενης EMF για την ανάλυση πολυστοιχειακών κεραιών PIFA.	181
Σχήμα 101 - Ένας κύκλος βασικού Γενετικού Αλγόριθμου.	194
Σχήμα 102 - Σχηματική αναπαράσταση της μεθόδου της ρουλέτας.	195

Σχήμα 103 - Σχηματική αναπαράσταση της μεθόδου τουρνουά.	196
Σχήμα 104 - Διασταύρωση και μετάλλαξη.	198
Σχήμα 105 - Η ελάχιστη τιμή της AF_{th} συναρτήσει του N_T .	204
Σχήμα 106 - Βήματα Αλγορίθμου (α).	205
Σχήμα 107 - Βήματα Αλγορίθμου (β).	206
Σχήμα 108 - Βήματα Αλγορίθμου (γ).	207
Σχήμα 109 - Βήματα Αλγορίθμου (δ).	208
Σχήμα 110 - Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (200 γενεές/τρέξιμο).	208
Σχήμα 111 - Διάγραμμα του μέσου όρου της AF_{th} συναρτήσει των αριθμών των γενιών.	209
Σχήμα 112 - Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (50 γενεές/τρέξιμο).	209
Σχήμα 113 - Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (500 γενεές/τρέξιμο).	210
Σχήμα 114 - Τοπολογία της τροποποιημένης κεραίας Yagi-Uda [51].	213
Σχήμα 115 - Ισοδύναμη ρευματική κατανομή κατά μήκος του κεντρικού άξονα του αγωγού [62].	216
Σχήμα 116 - Μοντελοποίηση διέγερσης κυλινδρικού διπόλου [62].	217
Σχήμα 117 - Είδη συναρτήσεων βάσης (α) σταθερή, (β) γραμμική, και (γ) ημιτονοειδής.	219

Ευρετήριο Πινάκων

Πίνακας 1 - Τα βασικά χαρακτηριστικά των προτύπων 802.16.	27
Πίνακας 2 - Τα αρχικά προφίλ πιστοποίησης για το σταθερό και το κινητό WiMAX.	28
Πίνακας 3 - Κέρδη κεραιών στις μπάντες III, IV και V.	38
Πίνακας 4 - Απώλειες τροφοδότησης στις μπάντες III, IV και V.	38
Πίνακας 5 - Απώλεια ύψους στις μπάντες III, IV και V.	39
Πίνακας 6 - Απώλειες λόγω κτιρίων στις μπάντες III, IV και V.	39
Πίνακας 7 - Κέρδη κεραιών για φορητή λήψη.	39
Πίνακας 8 - Τιμές σηματοθορυβικού λόγου (C/M) για όλες τις υλοποιήσεις του DVB-T για σταθερή (FX), φορητή σε εξωτερικούς χώρους (PO), φορητή σε εσωτερικούς χώρους (PI) και κινητή (MO) λήψη [5, σελ. 184].	40
Πίνακας 9 - Παράγοντας διόρθωσης για εξωτερικές τοποθεσίες.	41
Πίνακας 10 - Παράγοντας διόρθωσης για εσωτερικές τοποθεσίες.	41
Πίνακας 11 - E_{med} τιμές για όλες τις υλοποιήσεις του DVB-T για σταθερή (FX), φορητή σε εξωτερικούς χώρους (PO), φορητή σε εσωτερικούς χώρους (PI) και κινητή (MO) λήψη για δύο συχνότητες αναφοράς.	43
Πίνακας 12 - Φάσεις στα στοιχεία ενός 4x4 Butler matrix [6, σελ. 108].	60
Πίνακας 13 - Θέσεις δεσμών ενός 4x4 Butler matrix [6, σελ. 108].	60
Πίνακας 14 - Γενετικός Αλγόριθμος: εύρος παραμέτρων και αποτελέσματα ($\lambda_0 = 8.57$ cm, συχνότητα λειτουργίας 3.5 GHz).	86
Πίνακας 15 - Συνοπτική περιγραφή των δομών που χρησιμοποιήθηκαν.	101
Πίνακας 16 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για segment length=0.05 λ_0 .	101
Πίνακας 17 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για segment length=0.05 λ_0 .	102
Πίνακας 18 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές με segment length=0.05 λ_0 .	106
Πίνακας 19 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για segment length=0.02 λ_0 .	107
Πίνακας 20 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για segment length=0.02 λ_0 .	108
Πίνακας 21 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές που μελετήθηκαν για segment length =0.02 λ_0 .	112
Πίνακας 22 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για segment length=0.015 λ_0 .	113
Πίνακας 23 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για segment length=0.015 λ_0 .	113
Πίνακας 24 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές που μελετήθηκαν για segment length =0.015 λ_0 .	118
Πίνακας 25 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για segment length=0.01 λ_0 .	119
Πίνακας 26 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για segment length=0.01 λ_0 .	119
Πίνακας 27 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές που μελετήθηκαν για segment length =0.01 λ_0 .	124

Πίνακας 28 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για $\text{segment length}=0.01\lambda_0$.	126
Πίνακας 29 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για $\text{segment length}=0.01\lambda_0$.	126
Πίνακας 30 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές που μελετήθηκαν για $\text{segment length}=0.01\lambda_0$.	130
Πίνακας 31. Παράμετροι βελτιστοποίησης και αποτελέσματα Γενετικού Αλγόριθμου για την R-PIFA με κεντρική συχνότητα των 2 GHz ($\lambda_0 = 14.99$ cm) και εύρος διακύμανσης φορτίου παρασιτικών στοιχείων για δεδομένες συχνότητες.	159
Πίνακας 32 Διακύμανση της VSWR σε συνάρτηση της συχνότητας.	163
Πίνακας 33 Εύρος παραμέτρων και αποτελέσματα Γενετικού Αλγόριθμου. Μήκος κύματος 16.66 cm (συχνότητα λειτουργίας 1.8 GHz)	169
Πίνακας 34 – Υπολογισμός αμοιβαίας αντίστασης μεταξύ 2 στοιχείων στοιχειοκεραίας PIFA με δεδομένο το Z_{in} από το Supernec για διάφορες τιμές του d και με την βοήθεια του λογισμικού Microsoft Excel.	178

Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής αποτελεί η μελέτη, σχεδίαση, βελτιστοποίηση, κατασκευή και αξιοποίηση τεχνολογιών ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων (Switched Parasitic Arrays, SPAs), καθώς και επίπεδων κεραιών ανεστραμμένου F (Planar Inverted – F Antennas, PIFAs) για εφαρμογές τόσο σε ασύρματα συστήματα ευρυεκπομπής όσο και σε παθητικά συστήματα μικροκυματικής ραδιομετρίας.

Πρόκειται για έναν τύπο ευφών κεραιών (Smart Antennas), οι οποίες εντάσσονται στην επιμέρους κατηγορία των κεραιών στρεφόμενου λοβού (Switched Beam, SB). Η διατριβή εξειδικεύεται στη σχεδίαση ευφών κεραιοσυστημάτων, που διευκολύνουν τη λήψη σήματος συστημάτων WIMAX, Wi-Fi καθώς και επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Συγκεκριμένα, λαμβάνονται υπόψη τα πρότυπα DVB-T και WIMAX, που χρησιμοποιούνται στον ευρωπαϊκό χώρο, και επομένως δίνεται περισσότερη έμφαση στην ανάπτυξη ευφών κεραιοδιατάξεων μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης, που λειτουργούν στις ζώνες συχνοτήτων των παραπάνω τεχνολογιών και ικανοποιούν κατά βέλτιστο τρόπο τις συνθήκες λήψης (σταθερή, φορητή και κινητή λήψη), που ορίζονται από τα εν λόγω πρότυπα. Όσον αφορά την περίπτωση της κινητής λήψης και επειδή καθοριστικό ρόλο στο σχεδιασμό τέτοιων κεραιών παίζει το φυσικό μέγεθος και το εύρος ζώνης εξετάζονται τεχνικές για την επίτευξη ιδιαίτερα αυτών των δυο κριτηρίων.

Ειδικότερα, εξετάζονται τεχνικές για τη βελτίωση των χαρακτηριστικών μιας κεραίας μέσω διαταραχών και σχισμών στην επιφάνεια της καθώς και κυκλώματα ανίχνευσης διεύθυνσης σήματος ευφών κεραιών. Λαμβάνονται υπόψη για τον σχεδιασμό τα πρότυπα IEEE 802.11, 802.16, 802.22 καθώς και κεραιοδιατάξεις που λειτουργούν στη συχνότητα του προτύπου DVB. Τέλος, γίνεται μελέτη της αμοιβαίας αντίστασης σύνθετων επίπεδων στοιχειοκεραιών καθώς και η χρήση των τελευταίων για ανίχνευση θερμοκρασιακών μεταβολών του ανθρώπινου ιστού με τη βοήθεια της μικροκυματικής ραδιομετρίας.

Αρχικά, περιγράφονται τα κύρια χαρακτηριστικά των πρωτοκόλλων λειτουργίας των συγκεκριμένων κεραιοδιατάξεων. Ακολούθως, παρουσιάζονται τα είδη και οι αρχές λειτουργίας των ευφών κεραιών, καθώς και τα πλεονεκτήματα που συνεπάγεται η ενσωμάτωσή τους σε ασύρματα συστήματα ευρυεκπομπής και σε παθητικά συστήματα μικροκυματικής ραδιομετρίας. Κατόπιν, αναπτύσσονται οι διατάξεις SPAs επίπεδων κεραιών ανεστραμμένου F, που μελετώνται στην παρούσα διατριβή, και τονίζεται η σημασία της ηλεκτρονικής στροφής του διαγράμματος ακτινοβολίας. Σχεδιάζονται διάφορες διατάξεις από ευφείς κεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών

στοιχείων, που προορίζονται για εφαρμογές λήψης σήματος στις συχνότητες των προτύπων Wi-Fi και WiMAX. Δίνεται έμφαση σε δομές, οι οποίες περιλαμβάνουν ένα ενεργό στοιχείο, ενώ τα υπόλοιπα είναι είτε βραχυκυκλωμένα, είτε ανοιχτοκυκλωμένα ή είναι συνδεδεμένα με κάποιο φορτίο. Ακόμη, παρατίθενται στοιχεία από τη θεωρία της μεθόδου των ροπών, η οποία χρησιμοποιείται για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των SPAs.

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

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

Λέξεις Κλειδιά: Σχεδίαση Ευφυών Στοιχειοκεραιών Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων, Γενετικοί Αλγόριθμοι, Wi-Fi, WiMAX, Ψηφιακή Επίγεια Τηλεόραση, Διάγραμμα Ακτινοβολίας, Λειτουργικό Εύρος Ζώνης, Αμοιβαία Αντίσταση, Μικροκυματική Ραδιομετρία.

Abstract

The subject of the present thesis is the study, design, optimization, deployment and use of technologies of smart switched arrays consisting of active and parasitic elements (Switched Parasitic Arrays, SPAs) and of planar inverted F antennas for applications in both wireless broadband systems and passive microwave radiometry.

These are types of smart antennas, which belong to the sub-category of switched beam (SB) antennas. The dissertation focuses on the design of smart antenna systems that facilitate the signal reception systems of WiMAX/Wi-Fi and digital terrestrial television signal. More specifically, the DVB-T standard that is used across Europe is taken into consideration and more attention is paid to the development of smart switched parasitic arrays with extended operational bandwidth that operate at DVB-T & WiMAX frequency zones and satisfy the reception conditions (fixed, portable and mobile reception) determined by the above mentioned standard in an optimum manner. In case of mobile reception and because key role in the design of such antennas is playing the physical size and bandwidth, new techniques to achieve highly of these two criteria are investigating.

New techniques for improving the characteristics of an antenna through disturbances (corrugations) and slots in its surface are examined, along with address signal detection circuits of intelligent antennas. In designing procedure this study is taking into account the standards IEEE 802.11, 802.16, 802.22 and antennas operating in frequency standard of DVB. Finally we study mutual resistance composite planar arrays, and the use of the latter for detecting temperature changes of human tissue using microwave radiometry.

Initially the main characteristics of the specific operating protocols of these array-antennas are described. Below the types and operating principles of smart antennas are shown, and the benefits of integration into wireless systems broadcast and on passive microwave radiometry are discussed. Then, we see the provisions SPAs planar inverted F antennas witch studied in this thesis and highlights the importance of the electronic lock of the radiation pattern. Various provisions of smart antennas switching active and parasitic elements for applications are designed in signal reception frequencies of the standard Wi-Fi, WiMAX. Emphasis on structures that include an active element and the rest either short circuited or burdened with a load. Even out from the theory of the method of moments, which is used for the analysis of electromagnetic SPAs.

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

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

Keywords: Design of Switched Parasitic Arrays, Planar Inverted F antennas, Genetic Algorithms, WiMAX, Digital Terrestrial Television, Radiation Pattern, Operational Bandwidth, Microwave Radiometry, Corrugations, Mutual Coupling.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διατριβή εξειδικεύεται στη σχεδίαση ευφών κεραιοσυστημάτων, τα οποία διευκολύνουν την εκπομπή και τη λήψη σήματος τοπικών ασύρματων δικτύων καθώς και την ανίχνευση θερμοκρασιακών ανωμαλιών ανθρώπινου ιστού με χρήση μικροκυματικής ραδιομετρίας. Ειδικότερα, λαμβάνονται υπόψη τα πρότυπα IEEE 802.11, τα οποία χρησιμοποιούνται ευρέως σήμερα, καθώς και το 802.16, που θα απασχολήσει μελλοντικά τους χρήστες του mobile WiMAX, και δίνεται περισσότερη έμφαση στην ανάπτυξη ευφών κεραιοδιατάξεων, οι οποίες λειτουργούν στη ζώνη συχνοτήτων των 2.4 GHz και 3.5 GHz (WiFi/WAN, Mobile WiMAX) και ικανοποιούν κατά βέλτιστο τρόπο τις συνθήκες λήψης (σταθερή, φορητή και κινητή λήψη) που ορίζονται από τα εν λόγω πρότυπα. Επιπλέον, παρουσιάζεται και μια κεραιοδιάταξη κατάλληλη για λειτουργία στις συχνότητες της ψηφιακής τηλεόρασης (DVB).

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 έξι χρόνια, συμπεριλαμβανομένου του ενός έτους για την εκπλήρωση των στρατιωτικών μου υποχρεώσεων

Ολοκληρώνοντας, πρωτίστως οφείλω τις ευχαριστίες μου στην οικογένειά μου για την αγάπη και την στήριξή της. Θα ήθελα να εκφράσω τις βαθύτατες ευχαριστίες μου στον καθηγητή μου κ. Χρήστο Καψάλη, για το παράδειγμά του και για την υπομονή του, την στήριξή του, τις πολύτιμες συμβουλές του, την ανεκτίμητη πολύπλευρη επιστημονική καθοδήγηση και πατρική συμπαράσταση καθ' όλη την διάρκεια της διατριβής. Θα ήθελα ακόμη να ευχαριστήσω την κ. Άντζελα Παπαδάκη, γραμματέα του Εργαστηρίου Ασυρμάτου και Επικοινωνίας Μεγάλων Αποστάσεων, για την άριστη συνεργασία και επικοινωνία που είχαμε καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διατριβής. Θα ήθελα να εκφράσω τις ειλικρινείς μου ευχαριστίες στους συναδέλφους, οι οποίοι με βοήθησαν όλα αυτά τα χρόνια με τον έναν ή τον άλλο τρόπο για την ολοκλήρωση της διατριβής καθώς και στον καθηγητή μου κ. Ιωάννη Τίγκελη για τις συμβουλές και τις αξιοσημείωτες παρατηρήσεις του. Ιδιαίτερης μνείας χρήζει ο φίλος και συνάδελφος Θ. Δημούσιος για τη βοήθειά του στον σχεδιασμό των προτεινόμενων κεραιών, με τον οποίο διατηρούμε άριστη συνεργασία και κυρίως ειλικρινή φιλία όλα αυτά τα χρόνια.

Κεφάλαιο 1

Ασύρματα Ψηφιακά Συστήματα

Τα συστήματα κινητών επικοινωνιών, από την πρώτη τους εμφάνιση μέχρι σήμερα, έχουν γνωρίσει τεράστια ανάπτυξη κι έχουν γίνει αναπόσπαστο στοιχείο του σύγχρονου τρόπου ζωής. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με τη γοργή εξέλιξη της τεχνολογίας των φορητών υπολογιστών και των υπολογιστών χειρός καταδεικνύει μια ισχυρή δυναμική για την εξέλιξη των κινητών επικοινωνιών. Τα μελλοντικά συστήματα κινητών επικοινωνιών στοχεύουν στην επίτευξη αμφίδρομης επικοινωνίας μεταξύ των συνδρομητών οπουδήποτε κι αν βρίσκονται αυτοί, οποιαδήποτε στιγμή, ακόμη κι αν κινούνται με μεγάλη ταχύτητα, παρέχοντας πολυμεσικές υπηρεσίες με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης ακόμα και κάτω από δυσμενείς συνθήκες. Είναι λοιπόν αναγκαία η μελέτη κεραιοσυστημάτων, τα οποία να μπορούν να απλοποιούν τους δέκτες αναλαμβάνοντας επιπρόσθετες δυνατότητες, όπως ηλεκτρονική στροφή του λοβού ακτινοβολίας καθώς και επιλογή συχνότητας εκπομπής ή λήψης. Τέλος, παρουσιάζονται αναλυτικά οι αρχές λειτουργίας και τα χαρακτηριστικά υφιστάμενων συστημάτων κινητών επικοινωνιών, όπως το WiMAX και τα συστήματα ευρυεκπομπής DAB/DMB και DVB.

1.1 WiMAX

Μετά από αρκετά χρόνια σχεδιασμού αλλά και αβεβαιότητας μια διαλειτουργική και βασισμένη σε πρότυπα λύση για την ασύρματη ευρυζωνικότητα έχει κάνει την εμφάνισή της. Μία ευρεία βιομηχανική κοινοπραξία, το WiMAX (Wireless Interoperability for Microwave Access) Forum, έχει αρχίσει να πιστοποιεί προϊόντα ασύρματης ευρυζωνικότητας για διαλειτουργικότητα και συμμόρφωση με ένα κοινό πρότυπο. Το WiMAX είναι βασισμένο στα πρότυπα, που έχουν κατοχυρωθεί από την ομάδα IEEE 802.16 για τα ασύρματα μητροπολιτικά δίκτυα ή WMANs (Wireless Metropolitan Area Networks), και έχουν υιοθετηθεί τόσο από το IEEE, όσο και από το ETSI HiperMAN group.

1.1.1 IEEE 802.16 και WiMAX

Η ομάδα IEEE 802.16 δημιουργήθηκε το 1998 με βασικό αντικείμενο τον σχεδιασμό ενός προτύπου εναέριας διεπαφής για τα ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα. Η ομάδα επικεντρώθηκε αρχικά στον σχεδιασμό ενός ασύρματου ευρυζωνικού συστήματος με ζεύξη οπτικής επαφής (Line Of Sight, LOS) και μετάδοση σημείου προς πολλαπλά σημεία (point to multipoint), για λειτουργία στις μικροκυματικές συχνότητες μεταξύ 10 GHz

και 66 GHz. Το πρότυπο που προέκυψε, το οποίο είναι και το αρχικό 802.16 πρότυπο, ολοκληρώθηκε τον Δεκέμβριο του 2001 και βασίζονταν σε ένα φυσικό στρώμα (PHYsical layer, PHY) μονής φέρουσας (single carrier) και ένα στρώμα MAC με χρήση πολυπλεξίας στο πεδίο του χρόνου (Time Division Multiplexing, TDM). Πολλά στοιχεία του στρώματος MAC υιοθετήθηκαν από το δημοφιλές πρότυπο Cable Modem DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specification).

Η ομάδα 802.16 παρήγαγε στη συνέχεια το πρότυπο 802.16a, το οποίο ήταν ουσιαστικά μία τροποποίηση του αρχικού προτύπου. Το βασικότερο νέο χαρακτηριστικό ήταν η υποστήριξη εφαρμογών μη οπτικής επαφής (Non Light Of Sight, NLOS) στις συχνότητες μεταξύ 2 και 11 GHz, χάρη στην χρήση της τεχνικής OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) στο φυσικό στρώμα. Προσθήκες έγιναν και στο στρώμα MAC, όπως η υποστήριξη της τεχνικής OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Περαιτέρω αναθεωρήσεις που ακολούθησαν είχαν σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία ενός νέου προτύπου το 2004 με την ονομασία IEEE 802.16-2004, το οποίο αντικατέστησε όλα τα προγενέστερα πρότυπα και αποτέλεσε τη βάση για την πρώτη ολοκληρωμένη λύση του WiMAX. Η πρώτη αυτή μορφή του WiMAX στόχευε σε σταθερές εφαρμογές και για το λόγο αυτό αποκαλείται σταθερό WiMAX (fixed WiMAX). Τον Δεκέμβριο του 2005, η ομάδα IEEE ολοκλήρωσε και ενέκρινε το πρότυπο IEEE 802.16e-2005, μία τροποποίηση του προτύπου 802.16-2004, που προσέθεσε την υποστήριξη κινητικότητας. Το πρότυπο IEEE 802.16e-2005 αποτέλεσε τη βάση για την υποστήριξη νομαδικών και κινητών εφαρμογών από το WiMAX και για τον λόγο αυτό αποκαλείται και κινητό WiMAX (mobile WiMAX).

Τα βασικά χαρακτηριστικά των διαφόρων προτύπων 802.16 συνοψίζονται στον Πίνακα 1. Τα πρότυπα αυτά παρέχουν μια ποικιλία από θεμελιωδώς διαφορετικές σχεδιαστικές επιλογές. Για παράδειγμα, υπάρχουν πολλαπλές επιλογές για το φυσικό στρώμα: ένα φυσικό στρώμα μονής φέρουσας (single carrier) που ονομάζεται Wireless MAN-SCa, ένα φυσικό στρώμα με χρήση τεχνικής OFDM, που ονομάζεται Wireless MAN-OFDM, και ένα φυσικό στρώμα με χρήση τεχνικής OFDMA, που ονομάζεται Wireless-OFDMA. Παρόμοια υπάρχουν διάφορες επιλογές και για την αρχιτεκτονική, την αμφιδρόμηση και τις συχνότητες λειτουργίας του στρώματος MAC. Τα πρότυπα αυτά αναπτύχθηκαν για να υποστηρίξουν μια ποικιλία από εφαρμογές και σχεδιαστικά σενάρια και για το λόγο αυτό παρέχουν πληθώρα σχεδιαστικών επιλογών. Στην πραγματικότητα, μπορεί να πει κανείς ότι το πρότυπο IEEE 802.16 είναι μια συλλογή προτύπων και όχι ένα ενιαίο διαλειτουργικό πρότυπο.

Πίνακας 1 - Τα βασικά χαρακτηριστικά των προτύπων 802.16.

	802.16	802.16-2004	802.16e-2005
Status	Completed December 2001	Completed June 2004	Completed December 2005
Frequency band	10GHz–66GHz	2GHz–11GHz	2GHz–11GHz for fixed; 2GHz–6GHz for mobile applications
Application	Fixed LOS	Fixed NLOS	Fixed and mobile NLOS
MAC architecture	Point-to-multipoint, mesh	Point-to-multipoint, mesh	Point-to-multipoint, mesh
Transmission scheme	Single carrier only	Single carrier, 256 OFDM or 2,048 OFDM	Single carrier, 256 OFDM or scalable OFDM with 128, 512, 1,024, or 2,048 subcarriers
Modulation	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
Gross data rate	32Mbps–134.4Mbps	1Mbps–75Mbps	1Mbps–75Mbps
Multiplexing	Burst TDM/TDMA	Burst TDM/TDMA/OFDMA	Burst TDM/TDMA/OFDMA
Duplexing	TDD and FDD	TDD and FDD	TDD and FDD
Channel bandwidths	20MHz, 25MHz, 28MHz	1.75MHz, 3.5MHz, 7MHz, 14MHz, 1.25MHz, 5MHz, 10MHz, 15MHz, 8.75MHz	1.75MHz, 3.5MHz, 7MHz, 14MHz, 1.25MHz, 5MHz, 10MHz, 15MHz, 8.75MHz
Air-interface designation	WirelessMAN-SC	WirelessMAN-SCa WirelessMAN-OFDM WirelessMAN-OFDMA WirelessHUMAN ^a	WirelessMAN-SCa WirelessMAN-OFDM WirelessMAN-OFDMA WirelessHUMAN ^a
WiMAX implementation	None	256 - OFDM as Fixed WiMAX	Scalable OFDMA as Mobile WiMAX

Ένα προφίλ πιστοποίησης αποτελεί μια συγκεκριμένη περίπτωση προφίλ συστήματος, όπου καθορίζονται και τα επιμέρους χαρακτηριστικά του, όπως η συχνότητα λειτουργίας, το εύρος ζώνης του καναλιού και ο τύπος πολυπλεξίας που θα χρησιμοποιηθεί. Οι συσκευές WiMAX πιστοποιούνται για τη διαλειτουργικότητα με ένα συγκεκριμένο προφίλ πιστοποίησης. Έως τώρα, το WiMAX Forum έχει καθορίσει πέντε σταθερά προφίλ πιστοποίησης και δεκατέσσερα κινητά προφίλ, όπως φαίνεται και στον Πίνακα 2. Από αυτά, μόνο για δύο σταθερά προφίλ έχουν πιστοποιηθεί συσκευές. Και τα δύο αυτά προφίλ αφορούν σταθερά συστήματα με συχνότητα λειτουργίας 3.5 GHz, εύρος ζώνης καναλιού 3.5 MHz, τα οποία κάνουν χρήση του φυσικού στρώματος IEEE 802.16-2004 OFDM και στρώματος MAC με μετάδοση σημείου προς πολλαπλά σημεία (point to multipoint). Το ένα απ' αυτά, κάνει χρήση της τεχνικής FDD και το άλλο της τεχνικής TDD.

Πίνακας 2 - Τα αρχικά προφίλ πιστοποίησης για το σταθερό και το κινητό WiMAX.

Band Index	Frequency Band	Channel Bandwidth	OFDM FFT Size	Duplexing	Notes
Fixed WiMAX Profiles					
1	3.5 GHz	3.5MHz	256	FDD	Products already certified
		3.5MHz	256	TDD	
		7MHz	256	FDD	
		7MHz	256	TDD	
2	5.8GHz	10MHz	256	TDD	
Mobile WiMAX Profiles					
1	2.3GHz~2.4GHz	5MHz	512	TDD	Both bandwidths must be supported by mobile station (MS)
		10MHz	1,024	TDD	
		8.75MHz	1,024	TDD	
2	2.305GHz~2.320GHz, 2.345GHz~2.360GHz	3.5MHz	512	TDD	
		5MHz	512	TDD	
		10MHz	1,024	TDD	
		10MHz	1,024	TDD	
3	2.496GHz~2.69GHz	5MHz	512	TDD	Both bandwidths must be supported by mobile station (MS)
		10MHz	1,024	TDD	
4	3.3GHz~3.4GHz	5MHz	512	TDD	
		7MHz	1,024	TDD	
		10MHz	1,024	TDD	
5	3.4GHz~3.8GHz, 3.4GHz~3.6GHz, 3.6GHz~3.8GHz	5MHz	512	TDD	
		7MHz	1,024	TDD	
		10MHz	1,024	TDD	

Από τη στιγμή που ολοκληρώθηκε το πρότυπο IEEE 802.16e-2005, το ενδιαφέρον μέσα στην ομάδα WiMAX ανέβηκε κατακόρυφα ως προς την κατεύθυνση σχεδιασμού και πιστοποίησης κινητών προφίλ συστημάτων WiMAX με βάση το πρότυπο αυτό. Όλα αυτά τα προφίλ κάνουν χρήση κλιμακωτού OFDMA στο φυσικό στρώμα, ενώ αρχικά τουλάχιστον όλα θα κάνουν χρήση μετάδοσης σημείου προς πολλαπλά σημεία στο στρώμα MAC. Επιπλέον, όλα τα υποψήφια προφίλ πιστοποίησης αυτήν την στιγμή κάνουν χρήση αμφιδρόμησης TDD. Αν και η τεχνική TDD είναι γενικά προτιμότερη, στο μέλλον θα χρειαστεί να σχεδιαστούν και προφίλ με χρήση αμφιδρόμησης FDD, ώστε να δίνεται η δυνατότητα συμμόρφωσης με τους ρυθμιστικούς όρους που ισχύουν σε ορισμένες μπάντες.

1.1.2 Τα Βασικά Χαρακτηριστικά του WiMAX

Το WiMAX είναι μια ασύρματη ευρυζωνική λύση, η οποία προσφέρει ένα πολύ ευρύ σύνολο από διαφορετικά χαρακτηριστικά, με μεγάλη ευελιξία όσον αφορά τις σχεδιαστικές επιλογές και τις παρεχόμενες υπηρεσίες. Μερικά από τα βασικότερα χαρακτηριστικά του είναι τα παρακάτω:

- Φυσικό στρώμα βασισμένο σε OFDM.
- Πολύ υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων.
- Ρυθμιζόμενο εύρος ζώνης και κλιμακωτή ταχύτητα μετάδοσης.
- Προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση (Adaptive modulation and coding, AMC).
- Αναμεταδόσεις στρώματος ζεύξης.
- Υποστήριξη TDD και FDD.
- Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA.
- Ευέλικτη και δυναμική ανάθεση πόρων στους χρήστες.
- Υποστήριξη προηγμένων τεχνικών κεραιών.
- Υποστήριξη Quality of Service, QoS.
- Ισχυρή ασφάλεια.
- Υποστήριξη κινητικότητας.
- IP Αρχιτεκτονική.

1.1.3 Υποστήριξη Κινητικότητας

Πέρα από την σταθερή ευρυζωνική πρόσβαση, το WiMAX έχει προνοήσει για τέσσερα σενάρια πρόσβασης με μικρή ή μεγάλη κινητικότητα. Αυτά είναι τα εξής:

- Νομαδική πρόσβαση: Ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να μεταφέρει ένα σταθερό σταθμό συνδρομητή και να επανασυνδεθεί στο δίκτυο από ένα διαφορετικό σημείο.
- Φορητή πρόσβαση: Η νομαδική πρόσβαση παρέχεται σε μία κινητή συσκευή, όπως μια κάρτα υπολογιστή, με προσδοκία μεταγωγής καλύτερης δυνατής προσπάθειας (best effort handover).
- Πρόσβαση με απλή κινητικότητα: Ο συνδρομητής μπορεί να κινείται με ταχύτητα έως και 60 km/h και η διαδικασία μεταγωγής επιφέρει μία σύντομη διακοπή σύνδεσης μικρότερη από ένα δευτερόλεπτο.
- Πρόσβαση με πλήρη κινητικότητα: Υποστηρίζεται κινητικότητα μέχρι και 120 km/h και μεταγωγή χωρίς διακοπή σύνδεσης, με καθυστέρηση μικρότερη των 50 ms και απώλεια δεδομένων μικρότερη του 1%.

Το πιθανότερο σενάριο είναι τα δίκτυα WiMAX να σχεδιαστούν αρχικά για σταθερές και νομαδικές εφαρμογές και στη συνέχεια να εξελιχτούν σταδιακά, ώστε να υποστηρίξουν φορητότητα και πλήρη κινητικότητα.

Το πρότυπο IEEE 802.16e-2005 καθορίζει ένα πλαίσιο για υποστήριξη της διαχείρισης κινητικότητας. Πιο συγκεκριμένα, το πρότυπο καθορίζει μηχανισμούς σηματοδότησης (signaling mechanisms) για την ανίχνευση των συνδρομητικών σταθμών καθώς αυτοί κινούνται από την περιοχή εμβέλειας ενός σταθμού βάσης στην περιοχή άλλου σταθμού, στην περίπτωση που είναι ενεργοί, ή από ένα paging group σε ένα άλλο στην περίπτωση που βρίσκονται σε κατάσταση idle mode. Το πρότυπο επίσης εμπεριέχει πρωτόκολλα, που εξασφαλίζουν μεταγωγές από έναν σταθμό βάσης (Base Station, BS) σε άλλον χωρίς τη διακοπή της σύνδεσης. Το WiMAX Forum έχει χρησιμοποιήσει το πλαίσιο, που καθορίστηκε στο πρότυπο IEEE 802.16e-2005 για να αναπτύξει περαιτέρω τη διαχείριση της κινητικότητας μέσα σε ένα πλαίσιο αρχιτεκτονικής δικτύου από άκρη σε άκρη (end to end). Η αρχιτεκτονική υποστηρίζει επίσης κινητικότητα IP στρώματος κάνοντας χρήση του mobile IP.

Τρεις μέθοδοι μεταγωγής υποστηρίζονται στο πρότυπο IEEE 802.16e-2005, με τη μία να είναι υποχρεωτική και τις άλλες δύο προαιρετικές. Η υποχρεωτική μέθοδος αποκαλείται HHO (Hard HandOver) και είναι η μοναδική που απαιτείται για την αρχική σχεδίαση του WiMAX. Το HHO είναι ουσιαστικά μία απότομη μεταφορά της σύνδεσης από έναν σταθμό βάσης σε έναν άλλο. Οι αποφάσεις για τη μεταγωγή γίνονται από τον σταθμό βάσης, τον κινητό σταθμό ή κάποια άλλη μονάδα, πάντα όμως βάσει των μετρήσεων που διενεργεί ο κινητός σταθμός. Ο κινητός σταθμός σαρώνει περιοδικά το φάσμα σε όλο τον χώρο και υπολογίζει την ποιότητα σήματος από τους γειτονικούς σταθμούς βάσης. Η σάρωση (scanning) γίνεται σε χρονικά διαστήματα που αποκαλούνται scanning intervals και ανατίθενται από τον σταθμό βάσης. Κατά τη διάρκεια των scanning intervals, ο κινητός σταθμός μπορεί να προχωρήσει σε ένα αρχικό ranging και σε συσχέτιση (association) με έναν ή περισσότερους γειτονικούς σταθμούς. Αφού παρθεί η απόφαση για μεταγωγή, ο κινητός σταθμός ξεκινάει τον συγχρονισμό με τη μετάδοση κάτω ζεύξης του νέου σταθμού βάσης, εκτελεί διαδικασίες ranging σε περίπτωση που αυτές δεν είχαν γίνει κατά τη διάρκεια της σάρωσης και τερματίζει τη σύνδεση με τον προηγούμενο σταθμό βάσης. Όσα πακέτα MPDU δεν είχαν παραδοθεί, παραμένουν στον σταθμό βάσης μέχρι να περάσει ένας προκαθορισμένος χρόνος.

Οι δύο προαιρετικές μέθοδοι μεταγωγής, που υποστηρίζονται από το πρότυπο IEEE 802.16-2005, είναι το FBSS (Fast Base Station Switching) και το MDHO (Macro Diversity HandOver). Στις δύο αυτές μεθόδους, ο κινητός σταθμός διατηρεί ενεργές συνδέσεις με παραπάνω από έναν σταθμούς βάσης. Στην περίπτωση του FBSS, ο κινητός σταθμός διατηρεί μια λίστα με

τους ενεργούς σταθμούς βάσης, η οποία αποκαλείται active set. Ο κινητός σταθμός παρακολουθεί συνεχώς το active set, διενεργεί ranging και διατηρεί ένα ενεργό connection ID για κάθε σταθμό που βρίσκεται στο active set. Ο κινητός σταθμός όμως επικοινωνεί μόνο με ένα σταθμό βάσης, ο οποίος αποκαλείται anchor base station. Όταν χρειάζεται η αλλαγή του anchor base station, η σύνδεση μεταφέρεται από τον έναν σταθμό βάσης σε έναν άλλο, χωρίς την ανάγκη διενέργειας αναλυτικής σηματοδότησης μεταγωγής. Το μόνο που κάνει ο κινητός σταθμός στην περίπτωση αυτή είναι να αναφέρει τον επιλεγμένο νέο anchor BS στο CQICH.

Το MDHO μοιάζει αρκετά με το FBSS με τη βασική όμως διαφορά ότι ο κινητός σταθμός επικοινωνεί ταυτόχρονα τόσο στην κάτω όσο και στην άνω ζεύξη με όλους τους σταθμούς βάσης, που βρίσκονται στο active set, το οποίο στην περίπτωση αυτή ονομάζεται diversity set. Στην κάτω ζεύξη πολλαπλά αντίγραφα, που λαμβάνονται από τον κινητό σταθμό, συνδυάζονται με μία από τις γνωστές διαφορικές τεχνικές συνδυασμού. Στην άνω ζεύξη, όπου ο κινητός σταθμός αποστέλλει δεδομένα σε πολλαπλούς σταθμούς βάσης, γίνεται χρήση διαφορικής επιλογής για την ανάδειξη της καλύτερης άνω ζεύξης.

Τόσο το FBSS όσο και το MDHO παρέχουν καλύτερη απόδοση από το HHO, αλλά προϋποθέτουν τον συγχρονισμό, την χρήση ίδιας συχνότητας φέρουσας και την ανταλλαγή πληροφοριών δικτύου σε όλους τους σταθμούς βάσης του active set ή του diversity set, αντίστοιχα. Η υποστήριξη των δύο αυτών μεθόδων στα δίκτυα WiMAX δεν έχει σχεδιαστεί ακόμα πλήρως και δεν αποτελεί μέρος των προδιαγραφών δικτύων WiMAX Forum Release 1.

1.1.4 Υπηρεσίες Multicast και Broadcast

Το στρώμα MAC του κινητού WiMAX υποστηρίζει υπηρεσίες multicast και broadcast (Multicast Broadcast Services, MBS). Οι λειτουργίες και τα χαρακτηριστικά σχετικά με τις υπηρεσίες MBS είναι τα ακόλουθα:

- Μηχανισμοί σηματοδότησης για τον κινητό σταθμό, έτσι ώστε να μπορεί να αιτείται και να εγκαθιστά υπηρεσίες MBS.
- Πρόσβαση συνδρομητικών σταθμών μέσω ενός ή περισσότερων σταθμών βάσης, ανάλογα με την χωρητικότητα και τις επιθυμίες των χρηστών.
- Υποστήριξη QoS για τις υπηρεσίες MBS και κρυπτογράφησης με χρήση ενός παγκόσμιου καθορισμένου και αναγνωρισμένου κλειδιού κρυπτογράφησης.
- Ξεχωριστό τμήμα μέσα στο πλαίσιο MAC με τη δική του πληροφορία MAP για τις υπηρεσίες MBS.

- Μέθοδοι απόδοσης των υπηρεσιών MBS σε συνδρομητικούς σταθμούς που βρίσκονται σε κατάσταση idle mode.

Υποστήριξη μακρο-διαφορετικότητας (macro-diversity) για βελτίωση της απόδοσης, όσον αφορά την παροχή των υπηρεσιών MBS.

1.1.5 Προηγμένα Χαρακτηριστικά του WiMAX

Το WiMAX καθορίζει έναν αριθμό από προαιρετικά προηγμένα χαρακτηριστικά για τη βελτίωση της απόδοσης των συστημάτων. Ανάμεσα στα σημαντικότερα από αυτά είναι η υποστήριξη τεχνικών πολλαπλών κεραιών (multiple antenna techniques), το υβριδικό ARQ και η ενισχυμένη αναχρησιμοποίηση συχνοτήτων.

1.1.6 Προηγμένα Συστήματα Κεραιών

Το πρότυπο του WiMAX παρέχει εκτεταμένη υποστήριξη για υλοποίηση προηγμένων λύσεων πολλαπλών κεραιών για τη βελτίωση της απόδοσης των συστημάτων. Σημαντικά κέρδη για τη συνολική χωρητικότητα του συστήματος και την αποδοτικότητα φάσματος μπορούν να επιτευχθούν με την χρήση προαιρετικών προηγμένων συστημάτων κεραιών (Advanced Antenna Systems, AAS), τα οποία καθορίζονται στο WiMAX. Τα AAS περιλαμβάνουν υποστήριξη για μια ποικιλία από τεχνικές πολλαπλών κεραιών, όπως διαφορικότητα μετάδοσης (transmit diversity), διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας (beamforming) και χωρική πολυπλεξία (spatial processing).

1.2 Επίγεια Ψηφιακή Τηλεόραση

Μέχρι πριν από λίγα χρόνια, τα τηλεοπτικά σήματα ήταν αποκλειστικά και μόνο αναλογικά. Η μετάδοσή τους γίνονταν μέσω αναλογικών εκπομπών ευρείας ζώνης και προϋπέθετε ότι η μορφή των σημάτων παρέμενε αναλλοίωτη κατά τη διάρκεια της μετάδοσης. Κατά την αναλογική μετάδοση των τηλεοπτικών σημάτων η ποιότητα των εκπεμπόμενων προγραμμάτων υποβαθμίζεται, γεγονός που οφείλεται σε πολλούς παράγοντες. Οι παράγοντες αυτοί είναι η ύπαρξη θορύβου στο κανάλι μετάδοσης, οι παρεμβολές που δημιουργούνται (από τρίτους) ή ακόμα και οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες του μεταδιδόμενου σήματος. Οι τελευταίες αποτελούν συνηθισμένο φαινόμενο στις αστικές περιοχές και οφείλονται στις ανακλάσεις, που προκαλούν κτίρια ή κινούμενα αντικείμενα, μεταξύ πομπού και δέκτη. Αποτέλεσμα των ανακλάσεων αυτών είναι η λήψη ενός απευθείας σήματος από τον πομπό στο δέκτη, αλλά και ανακλώμενων εκδοχών του μεταδιδόμενου σήματος από την κεραία του δέκτη, οι οποίες προκαλούν τη δημιουργία ειδώλων στην εικόνα του χρήστη και υποβαθμίζουν την ποιότητα της. Το βασικότερο όμως

μειονέκτημα της αναλογικής μεθόδου εκπομπής είναι ότι απαιτεί μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων και δεδομένου ότι υπάρχει προκαθορισμένο εύρος συχνοτήτων για το κάθε κανάλι των συμβατικών συστημάτων έγχρωμης τηλεόρασης (PAL, SECAM και NTSC), το οποίο δεν πρέπει να ξεπερνά τα 7 έως 8 MHz, η ευκρίνεια της εικόνας περιορίζεται σημαντικά.

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

1.2.1 Πρότυπα Ψηφιακής Τηλεόρασης

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

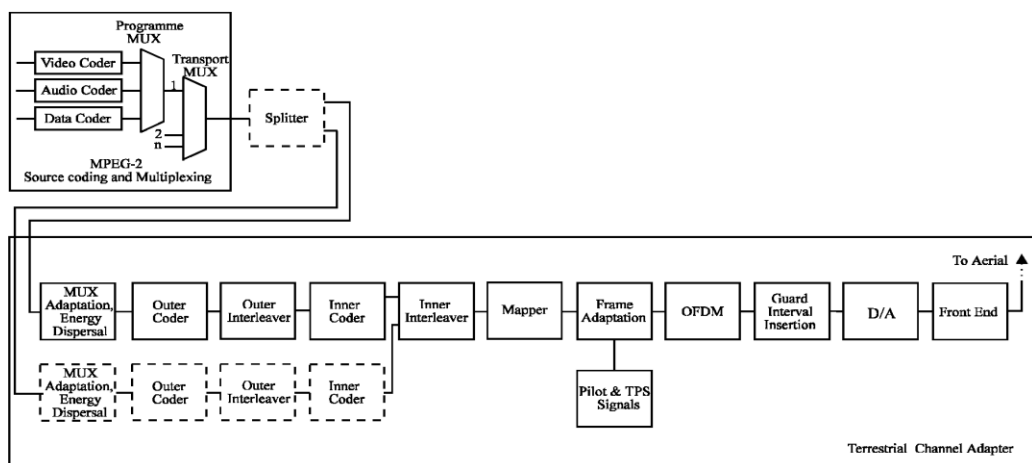
- Digital Video Broadcasting (DVB). Το DVB είναι το πρότυπο που χρησιμοποιείται στην Ευρωπαϊκή Ένωση, στην Ανατολική Ευρώπη, στη Ρωσία, στην Ινδία, στη Σιγκαπούρη και στην Αυστραλία. Το DVB αντιμετωπίζει ικανοποιητικά τα φαινόμενα πολυδιαδρομικών μεταδόσεων, ενώ η χρήση του θεωρείται ιδιαίτερα αποτελεσματική στα Single Frequency Networks (SFNs, δίκτυα συγχρονισμένων σταθμών οι οποίοι μοιράζονται το ίδιο κανάλι ραδιοσυχνοτήτων και εκπέμπουν πανομοιότυπα σήματα) καθώς και στην υποστήριξη κινητής λήψης (mobile reception). Παράλληλα, είναι ιδιαίτερα ευέλικτο, υποστηρίζοντας ρυθμούς μετάδοσης, που κυμαίνονται από 4.98 Mbit/sec μέχρι και 31.67 Mbit/sec ανάλογα με τις ανάγκες της παρεχόμενης υπηρεσίας.
- Advanced Television Systems Committee (ATSC). Το ATSC είναι το πρότυπο που χρησιμοποιείται στην Αμερική. Υποστηρίζει ρυθμό μετάδοσης της τάξης των 19.3 Mbps και έχει συγκρίσιμη απόδοση με το πρότυπο DVB στην παρεμβολή της ψηφιακής με την αναλογική τηλεόραση. Είναι πιο ανθεκτικό στον θόρυβο, ο οποίος δημιουργείται από ηλεκτρικές συσκευές, αλλά λιγότερο ανθεκτικό στις πολυδιαδρομικές μεταδόσεις. Η χρήση του ATSC είναι πιο αποδοτική στα Multi Frequency Networks (MFNs, δίκτυα από σταθμούς οι οποίοι χρησιμοποιούν διαφορετικά κανάλια ραδιοσυχνοτήτων) καθώς και στην παροχή τηλεόρασης υψηλής ευκρίνειας (High Definition TeleVision, HDTV).
- Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB). Το ISDB χρησιμοποιείται στην Ιαπωνία. Αποτελεί έναν υβριδικό συνδυασμό του DVB και του ATSC. Υποστηρίζει τεχνικές διαμόρφωσης παρόμοιες με το DVB, ενώ πολλά χαρακτηριστικά του, όπως η υποστήριξη HDTV, συμβαδίζουν με το ATSC.

1.2.2 Το πρότυπο DVB-T

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

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

Το μπλοκ διάγραμμα του Σχήματος 1 δείχνει τις βασικές λειτουργίες, οι οποίες εφαρμόζονται σε ένα MPEG-2 Transport Stream ώστε αυτό να μετατραπεί από σήμα βασικής ζώνης στο προς μετάδοση RF σήμα. Οι μονάδες, που σημειώνονται με διακεκομμένες γραμμές, αφορούν την επιλογή της ιεραρχικής διαμόρφωσης (hierarchical modulation), όπου το σήμα βασικής ζώνης προϋπάρχει διαιρεμένο σε δύο ρεύματα μεταφοράς (transport streams): ένα υψηλής προτεραιότητας (high priority) και ένα χαμηλής προτεραιότητας (low priority). Τα δύο σήματα διαμορφώνονται ταυτόχρονα σε ένα ιεραρχικό QAM σχήμα. Επομένως, ένας δέκτης με κακές συνθήκες λήψης λαμβάνει μόνο το ρεύμα μεταφοράς υψηλής προτεραιότητας, ενώ ένας με καλύτερες συνθήκες λαμβάνει και τα δύο.



Σχήμα 1 - Μπλοκ διάγραμμα ενός διαμορφωτή DVB-T [1, σελ. 10].

Αναλυτικότερα, τα στάδια από τα όποια περνά ένα σήμα βασικής ζώνης για να μετατραπεί σε RF σήμα είναι τα ακόλουθα :

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

1.2.3 Κάλυψη και Ελάχιστες Τιμές Πεδίου για το DVB-T

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

Επομένως, η περιοχή κάλυψης ενός σταθμού ευρυεκπομπής ή μιας ομάδας σταθμών ευρυεκπομπής στην περίπτωση μιας τοπολογίας SFN ορίζεται ως η περιοχή μέσα στην οποία η επιθυμητή ένταση πεδίου είναι ίση ή ξεπερνά την χρήσιμη ένταση πεδίου (usable field strength), η οποία ορίζεται για συγκεκριμένες συνθήκες λήψης και για ένα προβλεπόμενο ποσοστό των καλυπτόμενων τοποθεσιών λήψης. Ως χρήσιμη ένταση πεδίου ορίζεται η ελάχιστη τιμή της έντασης του πεδίου, που είναι απαραίτητη για να επιτραπεί η επιθυμητή ποιότητα λήψης κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες λήψης παρουσία φυσικού θορύβου, θορύβου που προκαλείται από την ανθρώπινη δραστηριότητα και των παρεμβολών, είτε σε μια πραγματική κατάσταση είτε όπως καθορίζεται από ένα πλάνο συχνοτήτων. Ως ελάχιστη χρήσιμη ένταση πεδίου ή ελάχιστη τιμή πεδίου, που πρέπει να προστατευθεί, ορίζεται η ελάχιστη τιμή της έντασης του πεδίου που είναι απαραίτητη για να

επιτραπεί η επιθυμητή ποιότητα λήψης κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες λήψης, παρουσία φυσικού θορύβου και θορύβου που προκαλείται από την ανθρώπινη δραστηριότητα, αλλά απουσία παρεμβολών από άλλους εκπομπούς. Ο όρος ελάχιστη χρήσιμη ένταση πεδίου αντιστοιχεί στην ελάχιστη μέση ισοδύναμη τιμή πεδίου (minimum median field strength, E_{med}), που χρησιμοποιείται από έναν μόνο εκπομπό. Η τελευταία, μια τιμή για το 50% των τοποθεσιών και το 50% του χρόνου σε μια απόσταση 10 m πάνω από το επίπεδο του εδάφους, αποτελεί μια τιμή σχεδιασμού και στη συνέχεια θα παρουσιαστεί η διαδικασία υπολογισμού της [5].

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

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

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

- Σταθερή λήψη (fixed reception). Αυτή ορίζεται ως η λήψη με μια κατευθυντική κεραία που βρίσκεται στο επίπεδο της ταράτσας. Στον υπολογισμό της ισοδύναμης τιμής πεδίου, που απαιτείται για σταθερή λήψη, θεωρείται ότι η κεραία βρίσκεται σε ύψος 10 m.
- Φορητή λήψη (portable reception). Η φορητή λήψη χωρίζεται σε λήψη κλάσης Α και σε λήψη κλάσης Β. Η κλάση Α σημαίνει λήψη σε εξωτερικούς χώρους, όπου ο φορητός δέκτης με την προσαρμοσμένη σε αυτόν κεραία βρίσκεται σε ύψος όχι λιγότερο από 1.5 m. Η κλάση Β σημαίνει λήψη σε εσωτερικούς χώρους, στο επίπεδο ισογείου με ένα παράθυρο σε έναν εξωτερικό τοίχο, όπου ο φορητός δέκτης με την προσαρμοσμένη σε αυτόν κεραία βρίσκεται σε ύψος όχι λιγότερο από 1.5 m. Η κλάση Β αφορά κυρίως αστικές

περιοχές και είναι η πιο πιθανή, ενώ για τη λήψη σε δωμάτια πάνω από το ισόγειο (συμπεριλαμβάνεται και αυτή στην κλάση B), που αναμένεται να είναι πιο εύκολη, εφαρμόζονται κατάλληλοι συντελεστές διόρθωσης. Και στις δύο κλάσεις υποτίθεται ότι κατά τη διάρκεια της λήψης, τόσο ο δέκτης όσο και τα ογκώδη αντικείμενα, που βρίσκονται κοντά του, δεν μετακινούνται και η κεραία του φορητού δέκτη μπορεί να μετακινηθεί μέχρι 0.5 m προς κάθε κατεύθυνση ώστε να βελτιστοποιηθεί η λήψη .

- Κινητή λήψη (mobile reception). Ορίζεται ως η λήψη από ένα δέκτη σε κίνηση με την κεραία τοποθετημένη σε ύψος όχι λιγότερο από 1.5 m (π.χ δέκτης σε αυτοκίνητο).

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

Στη συνέχεια, δίνεται ο υπολογισμός για την ελάχιστη μέση ισοδύναμη τιμή πεδίου. Το ύψος αναφοράς για μια κεραία λήψης, που θεωρείται αντιπροσωπευτικό για τον υπολογισμό αυτό για σταθερή λήψη, είναι 10 m πάνω από το έδαφος. Τα κέρδη των κεραιών και οι απώλειες τροφοδότησης δίνονται στους Πίνακες 3 και 4, αντίστοιχα, για κάποιες συχνότητες αναφοράς [4, 5]. Για τη σταθερή λήψη χρησιμοποιείται μια πιθανότητα τοποθεσιών (location probability, ποσοστό κάλυψης) 95%. Για τη φορητή λήψη (είτε σε εξωτερικούς είτε σε εσωτερικούς χώρους) χρησιμοποιείται μια κεραία που βρίσκεται 1.5 m πάνω από το έδαφος. Το ίδιο ισχύει και για την κινητή λήψη.

Πίνακας 3 - Κέρδη κεραιών στις μπάντες III, IV και V.

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

Πίνακας 4 - Απώλειες τροφοδότησης στις μπάντες III, IV και V.

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

Αφού όμως όλοι οι υπολογισμοί έντασης πεδίου αναφέρονται σε κεραίες, που βρίσκονται σε ύψος 10 m πάνω από το έδαφος, είναι απαραίτητη η εισαγωγή ενός διορθωτικού παράγοντα απώλειας ύψους για την εύρεση της ελάχιστης μέσης ισοδύναμης τιμής πεδίου (Πίνακας 5). Οι απώλειες λόγω κτιρίων με τις αντίστοιχες τυπικές αποκλίσεις δίνονται στον Πίνακα 6, ενώ για τη φορητή λήψη εφαρμόζεται μια ομοιοκατευθυντική κεραία με κέρδη που παρουσιάζονται στον Πίνακα 7 [4, 5]. Για την κινητή λήψη ισχύουν όσα αναφέρθηκαν στην περίπτωση της φορητής λήψης.

Πίνακας 5 - Απώλεια ύψους στις μπάντες III, IV και V.

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

Πίνακας 6 - Απώλειες λόγω κτιρίων στις μπάντες III, IV και V.

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

Πίνακας 7 - Κέρδη κεραιών για φορητή λήψη.

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

Για να υπολογιστεί η απαιτούμενη ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στη λήψη είναι απαραίτητη η γνώση του σηματοθορυβικού λόγου, που απαιτείται στον δέκτη. Στον Πίνακα 8 παρουσιάζονται οι τιμές του σηματοθορυβικού λόγου (C/N), που απαιτούνται για κάθε μη-ιεραρχική υλοποίηση του DVB-T (ανάλογα με τον ρυθμό κωδικοποίησης και το σχήμα διαμόρφωσης) και για κάθε συνθήκη λήψης (σταθερή, φορητή ή κινητή λήψη). Οι τιμές για το κανάλι Rice χρησιμοποιούνται για την περίπτωση της σταθερής λήψης, ενώ οι τιμές για το κανάλι Rayleigh χρησιμοποιούνται στις περιπτώσεις της φορητής και κινητής λήψης.

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

Πίνακας 8 - Τιμές σηματοθορυβικού λόγου (C/N) για όλες τις υλοποιήσεις του DVB-T για σταθερή (FX), φορητή σε εξωτερικούς χώρους (PO), φορητή σε εσωτερικούς χώρους (PI) και κινητή (MO) λήψη [5, σελ. 184].

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

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

$$C_l = \mu \cdot \sigma \quad [\text{dB}] \quad (1.1)$$

όπου μ είναι ένας παράγοντας κατανομής και ισούται με 0.52 για 70% των τοποθεσιών, 1.64 για 95% των τοποθεσιών και 2.33 για 99% των τοποθεσιών και σ η τυπική απόκλιση της μεταβολής του σήματος ανάλογα με την τοποθεσία (λαμβάνεται υπόψη η λογαριθμο-κανονική (log-normal) κατανομή του λαμβανόμενου σήματος). Ο παράγοντας διόρθωσης τοποθεσιών για μεταβολές μακροκλίμακας σε εξωτερικούς και εσωτερικούς χώρους δίνεται στους Πίνακες 9 και 10, αντίστοιχα.

Πίνακας 9 - Παράγοντας διόρθωσης για εξωτερικές τοποθεσίες.

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

Πίνακας 10 - Παράγοντας διόρθωσης για εσωτερικές τοποθεσίες.

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

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

$$P_n = F + 10 \log_{10} (kT_0 B) \quad (1.2)$$

$$p_{s \min} = C / N + P_n \quad (1.3)$$

$$A_u = G_D + 10 \log_{10} (1.64 \lambda^2 / 4\pi) \quad (1.4)$$

$$\varphi_{\min} = p_{s \min} - A_u + L_f \quad \text{για σταθερή λήψη} \quad (1.5)$$

$$\varphi_{\min} = p_{s \min} - A_u \quad \text{για φορητή/κινητή λήψη} \quad (1.6)$$

$$E_{\min} = \varphi_{\min} + 120 + 10 \log_{10} (120\pi) = \varphi_{\min} + 145.8 \quad (1.7)$$

$$\varphi_{med} = \varphi_{\min} + P_{mmn} + C_l \quad \text{για σταθερή λήψη} \quad (1.8)$$

$$\varphi_{med} = \varphi_{\min} + P_{mmn} + C_l + L_h \quad \begin{array}{l} \text{για φορητή λήψη σε} \\ \text{εξωτερικούς χώρους} \\ \text{και κινητή λήψη} \end{array} \quad (1.9)$$

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

$$E_{med} = \varphi_{med} + 120 + 10 \log_{10} (120\pi) = \varphi_{med} + 145.8 \quad (1.11)$$

όπου

A_a : η ενεργός επιφάνεια της κεραίας (dBm²)

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

Στον Πίνακα 11 παρουσιάζονται οι E_{med} τιμές για όλα τα συστήματα DVB-T και όλες τις συνθήκες λήψης για δύο συχνότητες αναφοράς, στα 200 MHz και στα 500 MHz. Για άλλες συχνότητες εφαρμόζεται ο ακόλουθος κανόνας παρεμβολής:

$$E_{med}(f) = E_{med}(f_r) + C_{orr} \quad (1.12)$$

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

Πίνακας 11 - E_{med} τιμές για όλες τις υλοποιήσεις του DVB-T για σταθερή (FX), φορητή σε εξωτερικούς χώρους (PO), φορητή σε εσωτερικούς χώρους (PI) και κινητή (MO) λήψη για δύο συχνότητες αναφοράς.

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

1.2.4 MFNs

Ο συμβατικός σχεδιασμός DVB-T δικτύων περιλαμβάνει εκπομπούς με ανεξάρτητα τηλεοπτικά προγράμματα και ατομικές ραδιοσυχνότητες. Για αυτό χρησιμοποιείται και όρος Δίκτυα Πολλαπλών Συχνοτήτων (Multi

Frequency Networks, MFNs). Το αν ένας αριθμός εκπομπών ανήκει σε ένα συγκεκριμένο δίκτυο αποτελεί διοικητικό και όχι τεχνολογικό ζήτημα. Για να καλυφθούν μεγάλες περιοχές με ένα DVB-T σήμα χρειάζεται ένας συγκεκριμένος αριθμός συχνοτικών διαύλων. Ο αριθμός των καναλιών εξαρτάται από την ευρωστία της μετάδοσης και τον αντικειμενικό στόχο του σχεδιασμού (πλήρης κάλυψη μιας περιοχής ή κάλυψη περιοχών υψηλής πληθυσμιακής πυκνότητας μόνο).

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

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

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

1.2.5 SFNs

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

Παρόλα αυτά, ο περιορισμός της SFN τεχνικής είναι η αποκαλούμενη αυτο-παρεμβολή του δικτύου. Αν σήματα από μακρινούς εκπομπούς καθυστερούν περισσότερο από όση επιτρέπεται από το διάστημα φύλαξης, τότε συμπεριφέρονται περισσότερο σαν παρεμβολές παρά σαν επιθυμητά σήματα. Η ισχύς τέτοιων σημάτων εξαρτάται από τις συνθήκες ραδιοδιάδοσης, οι οποίες μεταβάλλονται με τον χρόνο. Η αυτο-παρεμβολή ενός SFN για έναν δεδομένο διαχωρισμό εκπομπών μπορεί να περιοριστεί επιλέγοντας ένα μεγάλο διάστημα φύλαξης. Πρέπει να σημειωθεί ότι ο αντίκτυπος καθυστερημένων σημάτων, εκτός του διαστήματος φύλαξης, μπορεί να εξαρτηθεί και από τον σχεδιασμό του δέκτη. Σαν εμπειρικός κανόνας για να περιοριστεί η αυτο-παρεμβολή σε μια αποδεκτή τιμή, το διάστημα φύλαξης πρέπει να είναι τέτοιο, ώστε να επιτρέπει τη διάδοση ενός σήματος για την απόσταση μεταξύ δύο εκπομπών του δικτύου. Για να διατηρηθεί ο πλεονασμός λόγω του διαστήματος φύλαξης σε μια λογική χαμηλή τιμή (25%), το ωφέλιμο διάστημα συμβόλου πρέπει να είναι μεγάλο για ένα δεδομένο διαχωρισμό εκπομπών. Για αυτό προτιμάται και ο 8k τρόπος μετάδοσης. Από την άλλη πλευρά, ένα μικρότερο διάστημα φύλαξης θα οδηγούσε σε μεγαλύτερο αριθμό εκπομπών.

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

Η τεχνική SFN είναι αποδοτική και όσον αφορά την χρησιμοποίηση ισχύος. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί λαμβάνοντας υπόψη τις ισχυρές τοπικές μεταβολές της πεδιακής ισχύος οποιουδήποτε εκπομπού. Σε συμβατικά σχεδιασμένα δίκτυα και ειδικότερα σε περιπτώσεις μεμονωμένων εκπομπών, μια κοινή μέθοδος για την επίτευξη μεγάλου ποσοστού κάλυψης είναι η σημαντική αύξηση της ισχύος εκπομπής. Όμως, με ομοιοκατευθυντική λήψη στα SFNs, όπου το επιθυμητό σήμα αποτελείται από διάφορες συνιστώσες από διαφορετικούς εκπομπούς, οι μεταβολές των οποίων μπορούν να θεωρηθούν ασυσχέτιστες, διαλείψεις στην πεδιακή ισχύ από έναν εκπομπό μπορούν να συμπληρωθούν από άλλον. Έτσι, το τελικό σήμα παρουσιάζει μικρότερες διακυμάνσεις. Στη συνέχεια, τα δίκτυα SFN μπορούν να χρησιμοποιήσουν εκπομπούς χαμηλότερης ισχύος, ενώ και η πεδιακή

κατανομή είναι περισσότερο ομοιογενής σε σύγκριση με τα MFN δίκτυα. Η παραπάνω ιδιότητα των SFNs έχει ιδιαίτερη σημασία στη φορητή λήψη. Τα τυπικά δίκτυα προσφέρουν ένα αντίστοιχο όφελος, μόνο εάν ο δέκτης είναι συντονισμένος στη συχνότητα του ισχυρότερου σήματος μετά από κάθε αλλαγή της θέσης. Η προσέγγιση SFN φαίνεται να είναι ο πιο κατάλληλος τρόπος που θα παρέχει ικανοποιητική κάλυψη σε ευρεία περιοχή, όταν προβλέπεται ο φορητός τρόπος λήψης.

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

- Συγχρονισμός συχνότητας. Το OFDM σήμα αποτελείται από πολλά παράλληλα φέροντα με κάθε φέρον να πρέπει να εκπέμπεται από την ίδια RF συχνότητα από όλους τους εκπομπούς του δικτύου. Η αναγκαία ακρίβεια για αυτό εξαρτάται από την απόσταση δύο γειτονικών φερόντων Δf . Εάν το f_{ake} δηλώνει την ιδανική RF θέση του k -οστού φερόντος, τότε κάθε πομπός πρέπει να μεταδίδει το k -οστό στη συχνότητα $f_{ake} \pm (\Delta f/1000)$ – τιμή ανοχής που επιβεβαιώνεται από μετρήσεις πεδίου.
- Συγχρονισμός χρόνου. Τα OFDM συστήματα έχουν σχεδιαστεί έτσι ώστε να αξιοποιούν τις ηχώ, εφόσον αυτές εισέρχονται μέσα στο διάστημα φύλαξης. Αυτή η προϋπόθεση απαιτεί τον χρονικό συγχρονισμό των διάφορων πομπών, καθώς το ίδιο σύμβολο πρέπει να εκπεμφθεί την ίδια χρονική στιγμή από διαφορετικές θέσεις, όποια και αν είναι η χρονική καθυστέρηση που εισάγεται από το δίκτυο. Η αναγκαία ακρίβεια δεν είναι πολύ μεγάλη λόγω της εγγενούς ανοχής που εισάγεται από τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης ΔT . Εντούτοις, μιας και το διάστημα φύλαξης χρησιμοποιείται στην εξάπλωση του χρόνου καθυστέρησης στον επίγειο δίαυλο και όχι για να αναπληρώνει τον ανακριβή χρονικό συγχρονισμό του δικτύου, μια ακρίβεια $\pm 1 \mu s$ αποτελεί μία καλή βάση. Όταν οι ηχώ υπερβαίνουν τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, η απόδοση του συστήματος μειώνεται δραματικά. Αρχικά, παραβιάζεται η αρχή της ορθογωνικότητας λόγω διασυμβολικής παρεμβολής. Αυτό καταλήγει σε αύξηση του ρυθμού λαθών, που είναι μεγαλύτερη για υψηλότερο ρυθμό δεδομένων. Επιπλέον, η εκτίμηση καναλιού δεν μπορεί να αποτιμήσει τις ηχώ, που είναι μεγαλύτερες από το ένα τέταρτο της ωφέλιμης διάρκειας του συμβόλου. Σαν επακόλουθο της διαχείρισης των ηχώ σε έναν OFDM δέκτη, η πραγματική περιοχή κάλυψης, που παράγεται από ένα

σύνολο πομπών SFN, εξαρτάται κυρίως από την απόδοση του υποσυστήματος χρονικού συγχρονισμού. Μια σκόπιμη χρονική αντιστάθμιση σε ένα συγκεκριμένο κόμβο του δικτύου μπορεί σε μερικές περιπτώσεις να οδηγήσει σε μια καλύτερη ρύθμιση της περιοχής κάλυψης ή σε μια ομαλοποίηση του διαθέσιμου σηματοθορυβικού λόγου C/N .

- Συγχρονισμός σε επίπεδο bit. Η ταυτόχρονη εκπομπή του ίδιου συμβόλου απαιτεί όλα τα φέροντα να είναι πανομοιότυπα διαμορφωμένα. Συνεπώς, τα ίδια bits πρέπει να διαμορφώνουν το ίδιο k -οστό φέρον. Η ανοχή σε αυτόν τον κανόνα είναι μηδενική.

1.3 Ψηφιακή Τηλεόραση και Ευφυείς Κεραίες

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

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

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

1.4 Βιβλιογραφία 1^{ου} Κεφαλαίου

- [1] ETSI EN 300 744 V1.4.1: “Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television”, January 2001.
- [2] ISO/IEC 13818: “Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information – Parts 1 (Systems), 2 (Video) and 3 (Audio).
- [3] ETSI TR 101 190 V1.2.1: “Technical report Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for DVB terrestrial services; Transmission aspects”, July 2004.
- [4] FINAL ACTS of the Regional Radiocommunication Conference for planning of the digital terrestrial broadcasting service in parts of Regions 1 and 3, in the frequency bands 174-230 MHz and 470-862 MHz (RRC-04), 2004.
- [5] FINAL ACTS of the Regional Radiocommunication Conference for planning of the digital terrestrial broadcasting service in parts of Regions 1 and 3, in the frequency bands 174-230 MHz and 470-862 MHz (RRC-06), 2006.
- [6] ECC REPORT 49 “Technical criteria of Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) and Terrestrial – Digital Audio Broadcasting (T-DAB) Allotment Planning”, Copenhagen, April 2004.
- [7] O. Bendov, “Smart, active and concealable antenna array for portable television reception”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 50, no. 1, pp. 71-75, March 2004.
- [8] A. Youtz, D. Koeger, S. Reichgott and J. Zygmanskiak, “An EIA/CEA-909 compatible smart antenna system for Digital Video Broadcasting applications”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 4, pp. 423-430, December 2005.

- [9] C. Plapous, J. Cheng, E. Tallefer, M. Hashiguchi and T. Ohira, "Interference cancellation in OFDM receiver with adaptive ESPAR antenna", *IEIC Technical Report*, vol. 102, no. 282, pp. 15-20, 2002.
- [10] ETSI EN 300 744 V1.4.1: "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television", January 2001.
- [11] ISO/IEC 13818: "Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information – Parts 1 (Systems), 2 (Video) and 3 (Audio)".
- [12] ETSI TR 101 190 V1.2.1: "Technical report Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for DVB terrestrial services; Transmission aspects", July 2004.
- [13] FINAL ACTS of the Regional Radiocommunication Conference for planning of the digital terrestrial broadcasting service in parts of Regions 1 and 3, in the frequency bands 174-230 MHz and 470-862 MHz (RRC-04), 2004.
- [14] FINAL ACTS of the Regional Radiocommunication Conference for planning of the digital terrestrial broadcasting service in parts of Regions 1 and 3, in the frequency bands 174-230 MHz and 470-862 MHz (RRC-06), 2006.
- [15] ECC REPORT 49 "Technical Criteria of Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) and Terrestrial – Digital Audio Broadcasting (T-DAB) Allotment Planning", Copenhagen, April 2004.

Κεφάλαιο 2

Συστήματα Ευφών Κεραιών

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

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

Στην περίπτωση ενός συστήματος ευρυεκπομπής ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης (DVB-T), μια ευφυής κεραία θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί από την πλευρά του δέκτη. Σε μια τέτοια περίπτωση, ο δέκτης θα μπορούσε να ρυθμίσει το διάγραμμα λήψης του, έτσι ώστε να επιλέξει να εξυπηρετηθεί από το σημείο εκπομπής του δικτύου εκείνο που του προσφέρει καλύτερη ποιότητα υπηρεσίας, να μειώσει τις παρεμβολές που πιθανόν να προέρχονται από άλλα σημεία εκπομπής και να περιορίσει τις αρνητικές συνέπειες της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Στην περίπτωση μάλιστα φορητού ή κινητού

δέκτη (portable ή mobile DVB-T), μια ευφυής κεραία εξασφαλίζει την αδιάκοπη ποιοτική λήψη ανεξάρτητα της θέσης του χρήστη, καθώς τώρα ο δέκτης δύναται να προσαρμόζει δυναμικά το διάγραμμα λήψης του, ώστε αυτό πάντα να στοχεύει προς το κατάλληλο σημείο εκπομπής.

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

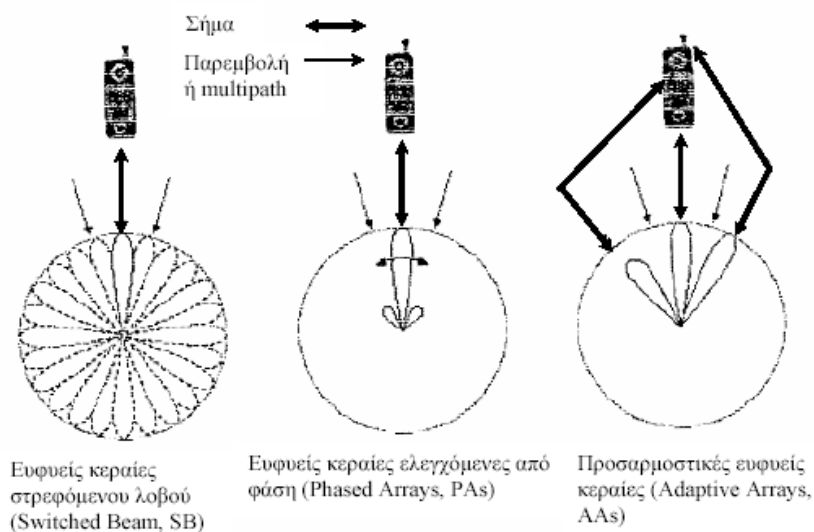
2.1 Βασική Τεχνολογία Ευφυών Κεραιών

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

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

2.1.1 Ταξινόμηση Ευφυών Κεραιών

Οι ευφυείς κεραίες διακρίνονται σε τρεις κύριες κατηγορίες (επίπεδα), που σχετίζονται με τον τρόπο υλοποίησής τους (Σχήμα 2). Τα επίπεδα αυτά, επειδή είναι αντιπροσωπευτικά της απόδοσης μιας ευφυούς κεραίας σε σχέση με τις συμβατικές διατάξεις, χαρακτηρίζονται ως επίπεδα ευφυΐας (intelligence) [3] και παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.



Σχήμα 2 - Είδη ευφυών κεραιών [3].

Η πρώτη κατηγορία είναι οι κεραίες στρεφόμενου λοβού (Switched Lobe, SL) ή στρεφόμενης δέσμης ακτινοβολίας (Switched Beam, SB), που είναι και το χαμηλότερο επίπεδο. Πρόκειται για έξυπνες κεραίες, οι οποίες παρέχουν έναν πεπερασμένο αριθμό από προκαθορισμένες μορφές του διαγράμματος ακτινοβολίας. Ο λοβός, ο οποίος επιλέγεται κάθε φορά, είναι εκείνος που εξασφαλίζει την υψηλότερη στάθμη του προσπίπτοντος σήματος. Συγκεκριμένα, εντοπίζεται η μέγιστη στάθμη λήψης ενός σήματος που αντιστοιχεί σε έναν χρήστη, επιλέγεται και χρησιμοποιείται ο λοβός εκείνος που εξυπηρετεί βέλτιστα τη ζεύξη με αυτό τον χρήστη. Καθώς αυτός ο χρήστης μπορεί να μετακινείται από μία περιοχή σε μια άλλη, η κεραία εγκαταλείπει τον παλιό λοβό και χρησιμοποιεί κάποιον άλλο (από το πλήθος των προκαθορισμένων λοβών που διαθέτει), ο οποίος μετά τη μετακίνηση προσφέρει καλύτερη ποιότητα επικοινωνίας. Η μεταγωγή από τον έναν λοβό στον άλλο γίνεται απλά αλλάζοντας μόνο τις διεγέρσεις των στοιχείων της στοιχειοκεραίας, γεγονός που καθιστά χαμηλή την πολυπλοκότητα ενός τέτοιου συστήματος. Το βασικό μειονέκτημα αυτών των συστημάτων εμφανίζεται, όταν ένα σήμα παρεμβολής προσπίπτει από διεύθυνση κοντινή με τη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας του λοβού που χρησιμοποιείται τη δεδομένη στιγμή. Τότε, ενισχύεται σημαντικά το ανεπιθύμητο σήμα και καθίσταται δύσκολος ο διαχωρισμός του από το επιθυμητό σήμα. Επιπλέον, λόγω της χρησιμοποίησης ενός προκαθορισμένου διαγράμματος ακτινοβολίας δεν είναι εφικτή η καταστολή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών του λαμβανομένου σήματος που καταφθάνουν από γωνίες άφιξης κοντά στην κύρια συνιστώσα.

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

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

2.1.2 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των Ευφυών Κεραιών

Η χρησιμοποίηση ευφυών κεραιών σε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνιών συντελεί στην αύξηση της χωρητικότητας του δικτύου. Αυτό αντιστοιχεί είτε σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης για τους υπάρχοντες χρήστες, είτε σε περισσότερους χρήστες για τους ίδιους ρυθμούς μετάδοσης. Μέσω της επιλεκτικής ενίσχυσης επιθυμητών σημάτων και απόρριψης των παρεμβολών, επιτυγχάνεται η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης χωρίς να απαιτείται αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος. Οι ευφυείς επιτρέπουν στον χρήστη και στον σταθμό βάσης να επικοινωνούν στην ίδια εμβέλεια με τα συμβατικά συστήματα, αλλά με χαμηλότερη ισχύ εκπομπής. Αυτό δίνει τη δυνατότητα στα FDMA και TDMA συστήματα να μειώσουν τις αποστάσεις επαναχρησιμοποίησης και συνεπώς μπορούν να υποστηρίξουν περισσότερους

συνδρομητές. Όσον αφορά στα CDMA συστήματα, η μείωση της ισχύος εκπομπής από πλευράς των χρηστών μειώνει σημαντικά την παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (Multiple Access Interference, MAI), αυξάνοντας και πάλι τον αριθμό των χρηστών μέσα σε μια κυψέλη. Επίσης, στα συστήματα CDMA οι ευφυείς κεραιές μπορούν να βοηθήσουν στην αντιμετώπιση του φαινομένου near-far που προκύπτει, όταν ένας χρήστης είναι πολύ κοντά στον σταθμό βάσης σε σχέση τους υπόλοιπους [1]. Ένα άλλο ουσιαστικό όφελος από την χρησιμοποίηση ευφυών κεραιών είναι η ικανότητα διαχωρισμού των σημάτων στο χώρο, με αποτέλεσμα περισσότεροι του ενός χρήστες να εξυπηρετούνται στην ίδια κυψέλη στον ίδιο συχνотικό δίαυλο ή/και στην ίδια χρονοσχισμή (Space Division Multiple Access, SDMA). Αυτή η τεχνική διαχειρίζεται βέλτιστα τους διαθέσιμους φασματικούς πόρους (συχνότητα, χρόνο) [1].

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

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

Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα των ευφυών κεραιών είναι η δυνατότητα καταστολής των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Αυτές είναι καθυστερημένες εκδοχές του κύριου σήματος που καταφθάνουν στον δέκτη από διαφορετικές γωνίες άφιξης με διαφορετικά πλάτη και φάσεις. Η υπέρθεση τους στον δέκτη οδηγεί συνήθως σε βαθιές διακυμάνσεις (διαλείψεις) του τελικού λαμβανομένου σήματος. Οι ευφυείς κεραιές μπορούν να τροποποιούν το διάγραμμα με τέτοιο τρόπο, ώστε να δημιουργείται μέγιστο του κύριου λοβού στην επιθυμητή κατεύθυνση και μηδενισμοί σε άλλες, ώστε να απορρίπτονται οι ανεπιθύμητες συνιστώσες

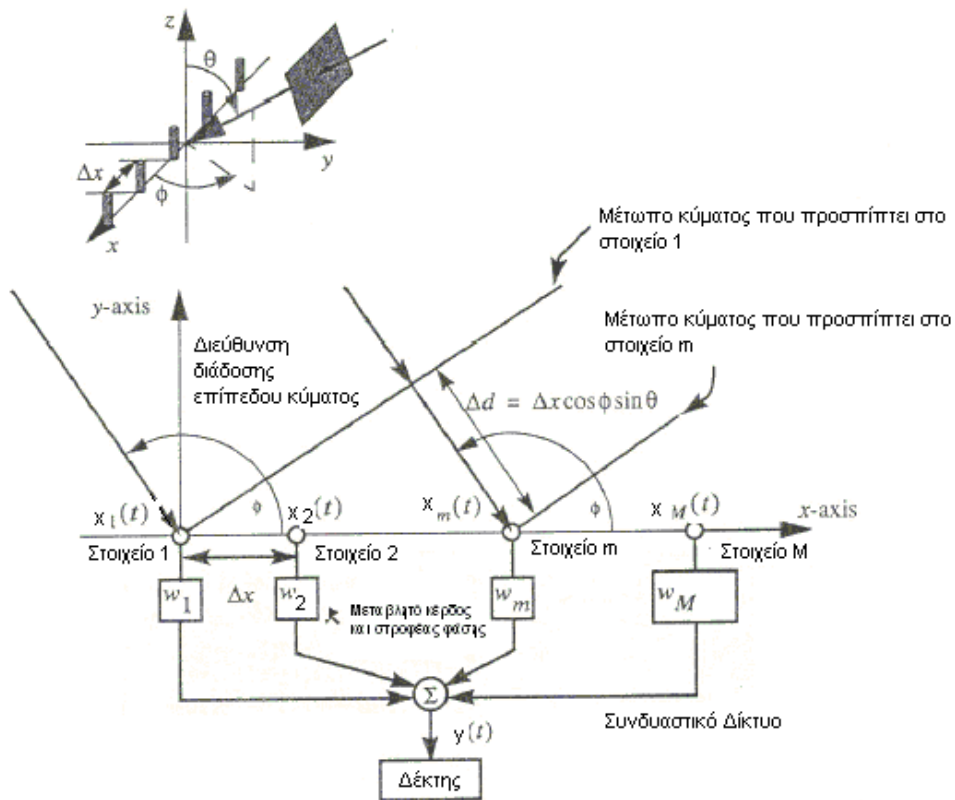
σκέδασης [4]. Έτσι, καθίσταται εφικτή η εξομάλυνση των διαλείψεων μικρής κλίμακας, με ορατές ευεργετικές συνέπειες στις διακυμάνσεις της ισχύος, τη διασυμβολική παρεμβολή, τις επιλεκτικές διαλείψεις, τη διασπορά φάσματος Doppler κλπ [4].

Τέλος, οι ευφυείς κεραιές προτείνονται στην ανίχνευση της γωνίας άφιξης του σήματος (Direction of Arrival, DoA) [1]. Η εύρεση της γωνίας αυτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε για τη βέλτιστη μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας είτε για τον εντοπισμό της ασύρματης συσκευής [1]. Η πληροφορία για τη θέση της ασύρματης συσκευής εφαρμόζεται σε διάφορες υπηρεσίες, όπως ο εντοπισμός των κλήσεων έκτακτης ανάγκης, ο εντοπισμός κλεμμένων τερματικών, οχημάτων και η κοστολόγηση με βάση την περιοχή πραγματοποίησης μιας κλήσης.

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

2.1.3 Μορφοποίηση του Διαγράμματος Ακτινοβολίας

Όπως αναφέρθηκε προηγούμενα, οι κεραιές ελεγχόμενες από φάση και οι προσαρμοστικές κεραιές έχουν σαν βασική ιδιότητα της λειτουργίας τους την ψηφιακή μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας. Αποτελούνται από στοιχεία χαμηλού κέρδους, τα οποία συνδέονται και σχηματίζουν ένα δίκτυο που επεξεργάζεται κατάλληλα τα εκπεμπόμενα ή τα λαμβανόμενα σήματα. Στο Σχήμα 3 απεικονίζεται ένας δέκτης γραμμικής στοιχειοκεραίας M ισαπεχόντων στοιχείων και επεξηγούνται οι γεωμετρικοί συμβολισμοί που θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια.



Σχήμα 3 - Προσαρμοστική γραμμική στοιχειοκεραία [1, σελ. 85].

Ας υποθεθεί ότι ένα επίπεδο κύμα προσπίπτει στη διάταξη από την κατεύθυνση (ϑ, φ) και $s(t)$ είναι η μιγαδική περιβάλλουσα βασικής ζώνης του σήματος. Κάθε κλάδος της διάταξης έχει έναν συντελεστή βάρους w_m , ο οποίος γενικά μεταβάλλεται και κατά πλάτος και κατά φάση. Το σήμα, που λαμβάνει κάθε στοιχείο m της στοιχειοκεραίας, είναι:

$$x_m(t) = As(t) \exp[-j\beta(m-1)\Delta x \cos \varphi \sin \vartheta] \quad (2.1)$$

όπου A είναι μια τυχαία σταθερά κέρδους και β ο κυματάρριθμος. Τότε, το σήμα στην έξοδο του αθροιστή είναι:

$$y(t) = \sum_{m=1}^M w_m x_m(t) = As(t) \sum_{m=1}^M w_m \exp[-j\beta(m-1)\Delta x \cos \varphi \sin \vartheta] = As(t) f(\vartheta, \varphi) \quad (2.2)$$

όπου ο όρος $f(\vartheta, \varphi)$ ονομάζεται παράγοντας διάταξης. Προσαρμόζοντας τα σελ των βαρών καθίσταται εφικτή η στροφή του μέγιστου του κυρίου λοβού του παράγοντα διάταξης προς οποιαδήποτε επιθυμητή κατεύθυνση. Αν λόγω

χάρη η ζητούμενη κατεύθυνση ήταν $(90^\circ, \varphi_o)$, η κατάλληλη τιμή για τα βάρη είναι:

$$w_m = \exp[-j\beta(m-1)\Delta x \cos \varphi_o] \quad (2.3)$$

Μέχρι τώρα έχει υποτεθεί ότι τα στοιχεία που απαρτίζουν την στοιχειοκεραία είναι ομοιοκατευθυντικά (omnidirectional) και ότι δεν υπάρχει αμοιβαία αλληλεπίδραση (coupling) μεταξύ τους. Αν κάθε στοιχείο έχει ένα διάγραμμα πεδίου $g_a(\vartheta, \varphi)$, τότε το συνολικό διάγραμμα πεδίου της διάταξης θα δίνεται από τον τύπο:

$$F(\vartheta, \varphi) = f(\vartheta, \varphi)g_a(\vartheta, \varphi) \quad (2.4)$$

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

$$w = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^H \quad (2.5)$$

όπου το σύμβολο H δηλώνει τον αναστροφосуζυγή πίνακα.

Τα σήματα, που επάγονται σε κάθε στοιχείο, ομαδοποιούνται στο διάνυσμα δεδομένων

$$x = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_M(t)]^T \quad (2.6)$$

οπότε η έξοδος του αθροιστή εκφράζεται ως:

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

και ο παράγοντας διάταξης ισούται με :

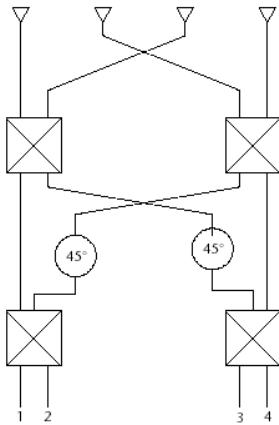
$$f(\vartheta, \varphi) = w^H a(\vartheta, \varphi) \quad (2.8)$$

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

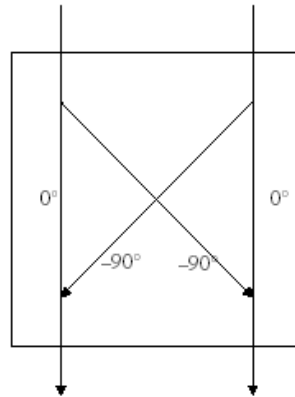
2.1.4 Δίκτυα Διαμόρφωσης Σταθερών Δεσμών Ακτινοβολίας (Fixed Beamforming Networks)

Ας υποτεθεί πως μια γραμμική στοιχειοκεραία συνδέεται με μια πηγή σήματος (ή έναν δέκτη). Όπως προαναφέρθηκε, το αποτέλεσμα θα είναι ένας κύριος λοβός σε μια συγκεκριμένη γωνία και μηδενισμοί στις υπόλοιπες

διευθύνσεις. Επομένως, για να παραχθούν πολλαπλές δέσμες ακτινοβολίας χρειάζεται να συνδεθεί η κεραιοδιάταξη σε πολλαπλές πηγές σήματος (ή πολλαπλούς δέκτες, αντίστοιχα). Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του διαμορφωτή δέσμης (beamformer), που απεικονίζεται στα Σχήματα 4 και 5. Σε έναν $M \times M$ διαμορφωτή δέσμης, M θύρες εισόδου συνδέονται σε M κεραιές και M θύρες εξόδου συνδέονται στις πηγές σήματος (ή στους δέκτες). Η παρουσία ενός σήματος σε κάθε πύλη εξόδου θα επάγει μια διαφορά φάσης μεταξύ γειτονικών στοιχείων της στοιχειοκεραίας και επομένως των γειτονικών πυλών εισόδου, καταλήγοντας έτσι σε ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με κύριο λοβό και μηδενισμούς κατά μήκος συγκεκριμένων διευθύνσεων.



Σχήμα 4 - 4x4 Πίνακας Butler.



Σχήμα 5 - Υβριδικός Διαιρέτης.

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

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

και για έναν ασύμμετρο beamformer:

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

Αν επιπλέον υποτεθεί ότι οι κεραιές απέχουν $\lambda/2$ μεταξύ τους, τότε η γωνία από τον άξονα της συστοικίας προς την οποία δείχνει η b -οστή δέσμη είναι:

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

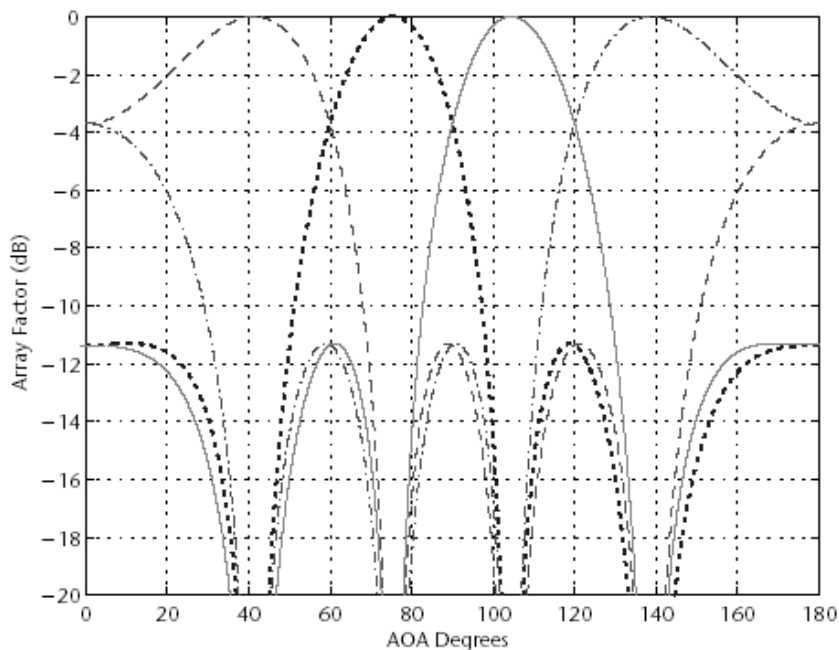
Ο πίνακας Butler είναι το πιο διαδεδομένο δίκτυο διαμόρφωσης σταθερών δεσμών, το οποίο σε συμβατική μορφή είναι ικανό να παράγει M δέσμες, όπου M είναι μια ακέραια δύναμη του 2. Χρησιμοποιεί παθητικούς υβριδικούς διαιρέτες ισχύος και σταθερούς στροφείς φάσης για να πετύχει τις επιθυμητές προοδευτικές ολισθήσεις φάσεως μεταξύ των γειτονικών στοιχείων της διάταξης, οι οποίες είναι απαραίτητες για τη δημιουργία ταυτόχρονων πολλαπλών δεσμών ακτινοβολίας [7 – 9]. Στο Σχήμα 4 παρουσιάζεται ένα τέτοιο σύστημα που παράγει 4 ορθογωνικές δέσμες. Οι διαιρέτες ισχύος έχουν εξόδους ίσες σε ισχύ, αλλά με διαφορά φάσης 90° , όπως φαίνεται στο Σχήμα 5. Έτσι, από το Σχήμα 4 διαπιστώνεται πως αν σε κάθε θύρα εξόδου εφαρμοστεί ένα σήμα $e^{j\phi}$, οι φάσεις στα στοιχεία είναι αυτές που δίνονται στον Πίνακα 12. Για έναν συμμετρικό διαμορφωτή δεσμών οι θέσεις των δεσμών και οι αντίστοιχες φάσεις των στοιχείων δίνονται από τον Πίνακα 13. Στο Σχήμα 6 δίνονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας αυτού του συστήματος.

Πίνακας 12 - Φάσεις στα στοιχεία ενός 4x4 Butler matrix [6, σελ. 108].

Input Port				
Output Port	A_1	A_2	A_3	A_4
P_1	0°	-45°	-90°	-135°
P_2	-90°	45°	-180°	-45°
P_3	-45°	-180°	45°	-90°
P_4	-135°	-90°	-45°	0°

Πίνακας 13 - Θέσεις δεσμών ενός 4x4 Butler matrix [6, σελ. 108].

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



Σχήμα 6 - Διαγράμματα ακτινοβολίας ενός 4x4 Butler matrix beamformer [6, σελ. 109].

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

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

Ας υποτεθεί πως υπάρχουν τέσσερις πηγές σήματος στο χώρο, $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$ και $s_4(t)$, τοποθετημένες κατά μήκος των διευθύνσεων των κυρίων λοβών ενός 4x4 διαμορφωτή δεσμών και L παρεμβάλλουσες πηγές $I_i(t)$ σε τυχαίες γωνίες θ_i . Έστω G_i οι συναρτήσεις μεταφοράς μεταξύ των σημάτων

των πηγών που βρίσκονται στα μέγιστα των κύριων λοβών και των αντίστοιχων θυρών εξόδου και G_{ii} η συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ της παρεμβάλλουσας πηγής 1 και της θύρας εξόδου i . Ας υποτεθεί ακόμα ότι όλα τα σήματα είναι ασυσχέτιστα. Τότε, το σήμα, που προκύπτει στη θύρα εξόδου i , θα είναι:

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

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

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

Ας υποτεθεί τώρα ότι υπάρχουν L σήματα σε τυχαίες γωνίες που αναπαρίστανται από το διάνυσμα $s(t) = [s_1(t) s_2(t) \dots s_L(t)]^T$. Έστω ότι υπάρχει ένας $M \times M$ διαμορφωτής δεσμών, οπότε τα σήματα που επάγονται στα M στοιχεία της κεραίας δηλώνονται από το διάνυσμα $x(t) = [x_1(t) x_2(t) \dots x_M(t)]^T$. Τα σήματα από τις θύρες εισόδου θα μεταφερθούν στις θύρες εξόδου τροποποιημένα από τις συναρτήσεις μεταφοράς μεταξύ των θυρών εισόδου και εξόδου. Έστω T ο πίνακας εκφράζει τις συναρτήσεις μεταφοράς :

$$T = [w_1 w_2 \dots w_M]^H \quad (2.14)$$

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

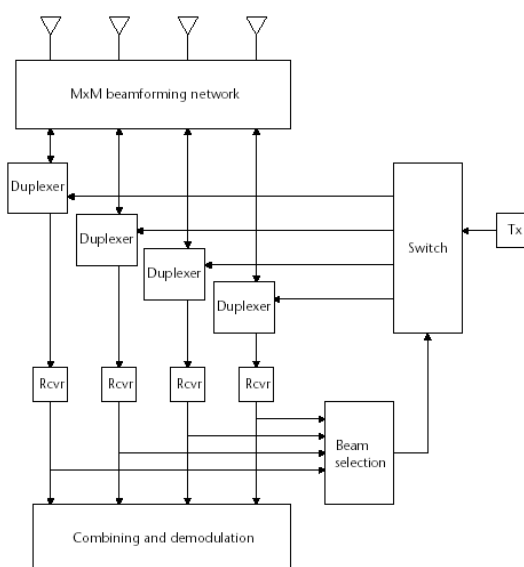
$$y(t) = T^H x(t) \quad (2.15)$$

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

2.1.6 Συστήματα Στρεφόμενης Δέσμης (Switched Beam Systems)

Σε μία τέτοια προσέγγιση, η κάλυψη του τομέα μιας κυψέλης επιτυγχάνεται από πολλαπλά προκαθορισμένα σταθερά διαγράμματα δέσμης με το μέγιστο του διαγράμματος στο κέντρο της δέσμης [1, 6]. Όταν ένας κινητός χρήστης βρίσκεται στην εγγύτητα μιας δέσμης, τα σήματα στις θύρες

εξόδου δίνονται από την (2.12). Αυτό διευκολύνει το σύστημα στρεφόμενης δέσμης να συλλέγει το σήμα από τη θύρα εξόδου εκείνη που αντιστοιχεί στη δέσμη [10, 11]. Καθώς ο χρήστης μετακινείται κατά τη διάρκεια της κλήσης και πλησιάζει σε περιοχή άλλης δέσμης, το σύστημα παρακολουθεί την στάθμη του σήματος και πράττει μεταγωγή σε άλλες θύρες εξόδου σύμφωνα με τις απαιτήσεις. Η αρχιτεκτονική αυτού του συστήματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 7.



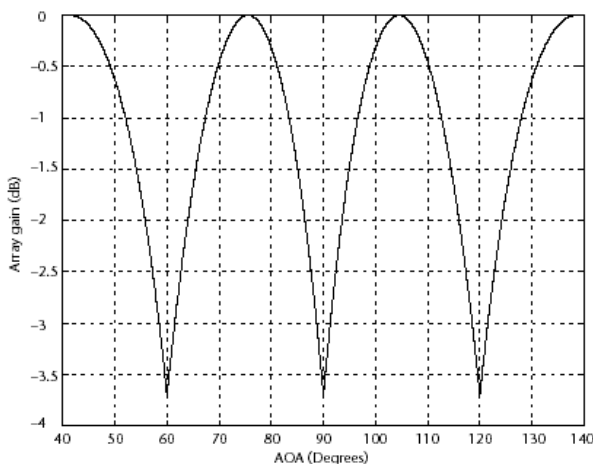
Σχήμα 7 - Αρχιτεκτονική συστήματος στρεφόμενης δέσμης [6, σελ. 112].

Τα πλεονεκτήματα αυτού του συστήματος [6] είναι:

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

Τα μειονεκτήματα αυτού του συστήματος [6] είναι:

- Αδυναμία αντιμετώπισης των παρεμβαλλόντων σημάτων και των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που καταφθάνουν από γωνία πολύ κοντά σε εκείνη του επιθυμητού σήματος. Σε αυτήν την περίπτωση, τα σήματα αυτά εμφανίζονται στην ίδια θύρα εξόδου με το επιθυμητό σήμα και καθίσταται ιδιαίτερα δύσκολος ο διαχωρισμός τους.
- Από το Σχήμα 8 βλέπουμε την πτώση του κέρδους, καθώς ο κινούμενος χρήστης απομακρύνεται από το μέγιστο ενός λοβού και φτάνει στο σημείο τομής δύο λοβών κατά 3.9 dB (scalping). Η στάθμη του σήματος διακυμαίνεται κατά αυτήν την τιμή, καθώς ο χρήστης κινείται μεταξύ των περιοχών κάλυψης από διαφορετικές δέσμες.
- Έλλειψη διαφορισιμότητας (diversity). Καθώς το σύστημα επιλέγει το επιθυμητό σήμα από μια θύρα εξόδου, δεν μπορεί να το συνδυάσει με πολυδιαδρομικές συνιστώσες που προσπίπτουν σε άλλες δέσμες, οι οποίες με τη σειρά τους αντιστοιχούν σε άλλες θύρες εξόδου.



Σχήμα 8 - Scalping [6, σελ. 114].

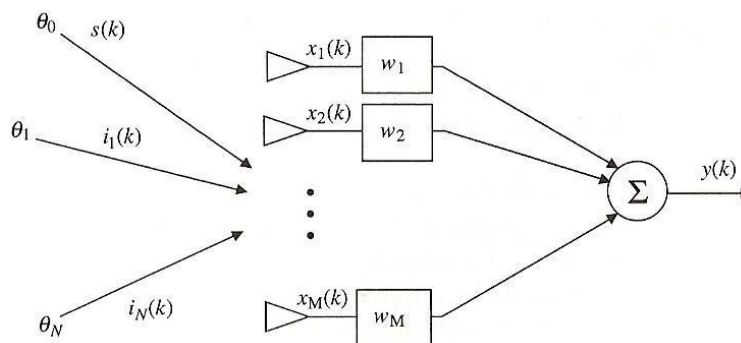
2.1.7 Συστήματα Πολλαπλών Σταθερών Δεσμών Ακτινοβολίας (Multiple Fixed Beam Systems)

Στα συστήματα πολλαπλών σταθερών δεσμών ακτινοβολίας, αντί να επιλέγεται το σήμα από μια συγκεκριμένη θύρα, συνδυάζονται τα σήματα από όλες τις θύρες αξιοποιώντας τη διαφορισιμότητα μονοπατιού (path diversity). Αυτή η προσέγγιση μπορεί να επιτύχει καλύτερη επίδοση, αφού ενισχύει την ανίχνευση λαμβανομένου σήματος στην άνω ζεύξη κάνοντας χρήση των σημάτων από όλα τα διαθέσιμα μονοπάτια στις δέσμες

ακολουθούμενα μετά από μια τεχνική διαφορισιμότητας-συνδυαστικότητας. Στην κάτω ζεύξη, η δέσμη, που λαμβάνει την περισσότερη ισχύ, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για μετάδοση προς τον επιθυμητό κινητό χρήστη.

2.1.8 Συστήματα Προσαρμοστικών Κεραιών (Adaptive Arrays Systems)

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



Σχήμα 9 - Προσαρμοστική στοιχειοκεραία με επιθυμητό σήμα και παρεμβολής [12, σελ. 215].

Το Σχήμα 9 παρουσιάζει μια τυπική προσαρμοστική στοιχειοκεραία. Ένα επιθυμητό σήμα καταφθάνει από τη γωνία θ_0 , ενώ N παρεμβάλλοντα σήματα από τις γωνίες $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N$. Το σήμα και τα παρεμβάλλοντα σήματα λαμβάνονται από μια στοιχειοκεραία M στοιχείων με M πιθανούς συντελεστές βάρους. Κάθε λαμβανόμενο σήμα στο στοιχείο m περιλαμβάνει και θόρυβο Gauss. Ο χρόνος αναπαρίσταται με την k -οστή χρονική δειγματοληψία. Τότε, η έξοδος του συστήματος είναι

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

όπου

$$\bar{x}(k) = \bar{a}_0 s(k) + [\bar{a}_1 \bar{a}_2 \dots \bar{a}_N] \cdot [i_1(k) i_2(k) \dots i_N(k)]^T + \bar{n}(k) = \bar{x}_s(k) + \bar{x}_i(k) + \bar{n}(k) \quad (2.17)$$

με $w = [w_1 w_2 \dots w_M]^H$ το διάνυσμα των βαρών, $\bar{x}_s(k)$ το διάνυσμα του επιθυμητού σήματος, $\bar{x}_i(k)$ το διάνυσμα των παρεμβαλλόντων σημάτων, $\bar{n}(k)$ ο μηδενικής μέσης τιμής θόρυβος Gauss σε κάθε κανάλι και $\bar{a}_i$ το steering vector για τη διεύθυνση άφιξης θ_i . Η σχέση (2.16) γράφεται και ως

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

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

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

Τότε, η μέση ισχύς στην έξοδο είναι [12]:

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

όπου $\bar{R}_{xx} = E [\bar{x} \cdot \bar{x}^H]$ είναι ο πίνακας συσχέτισης όλων των σημάτων, ενώ η ισχύς στην έξοδο για το επιθυμητό σήμα είναι:

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

όπου $\bar{R}_{ss} = E [\bar{x}_s \cdot \bar{x}_s^H]$ είναι ο πίνακας συσχέτισης του επιθυμητού σήματος. Τέλος, η ισχύς για τα ανεπιθύμητα σήματα είναι:

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

Μπορεί να αποδειχθεί ότι [12]:

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

και

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

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

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

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

$$\bar{w}^H = [10 \dots 0] \cdot [\bar{a}_0 \bar{a}_1 \dots \bar{a}_{M-1}]^{-1} \quad (2.24)$$

όπου $\bar{a}_0$ το steering vector που συνδέεται με το επιθυμητό σήμα και $\bar{a}_1 \dots \bar{a}_{M-1}$ τα steering vectors που συνδέονται με τους παρεμβολείς. Ένα μειονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι απαιτείται η γνώση των διευθύνσεων άφιξης όλων των ανεπιθύμητων σημάτων. Επιπλέον, δεν καταλήγει πάντα στο μέγιστο σηματοθορυβικό λόγο στην έξοδο. Αυτή η μέθοδος προϋποθέτει πως ο πίνακας των steering vectors είναι ένας $M \times M$ αντιστρέψιμος πίνακας. Στην περίπτωση, που ο αριθμός των παρεμβολών είναι μικρότερος από $M - 1$, μια εκτίμηση των βαρών δίνεται στην εργασία [13]. Όμως, αυτή η τροποποίηση απαιτεί και την εισαγωγή θορύβου στο σύστημα για να εξασφαλιστεί η αντιστροφή πίνακα, οπότε τα βάρη είναι:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Επίσης υπάρχει και ο περιορισμός ότι:

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

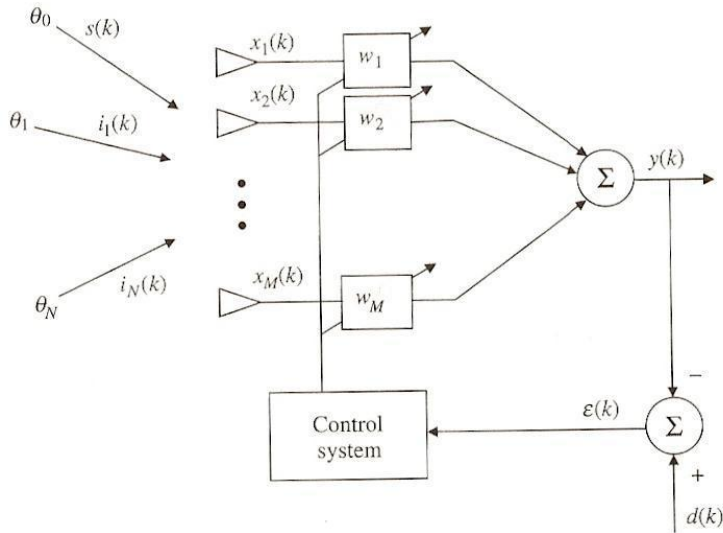
Για να ελαχιστοποιηθεί η διασπορά του y , προκύπτει ότι το κατάλληλο διάνυσμα βαρών είναι:

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

Ένα πλεονέκτημα της μεθόδου είναι ότι δεν απαιτεί καμία γνώση για τις διευθύνσεις άφιξης των παρεμβαλλόντων σημάτων, παρά μόνο για αυτές των επιθυμητών σημάτων. Πρέπει να σημειωθεί ότι η MVDR λύση είναι όμοια στη μορφή με την ML. Η μόνη διαφορά είναι ότι η ML προσέγγιση απαιτεί από όλα τα ανεπιθύμητα σήματα, που συνδυάζονται, να έχουν μηδενική μέση τιμή και να ακολουθούν κατανομή Gauss. Όμως, με την MVDR προσέγγιση, το ανεπιθύμητο σήμα μπορεί να περιλαμβάνει παρεμβολές που καταφθάνουν από ανεπιθύμητες γωνίες καθώς και θόρυβο. Συνεπώς, η MVDR λύση είναι πιο γενικευμένη στην εφαρμογή της.

- Ελαχιστοποίηση Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (Minimum Mean-Square Error, MMSE). Μια εναλλακτική μέθοδος για τη βελτιστοποίηση των βαρών βρίσκεται ελαχιστοποιώντας το μέσο τετραγωνικό σφάλμα. Το Σχήμα 9 πρέπει να τροποποιηθεί με τέτοιο

τρόπο ώστε να ελαχιστοποιεί το σφάλμα ενώ επαναλαμβάνονται τα βάρη. Η τροποποιημένη προσαρμοστική κεραιοδιάταξη φαίνεται στο Σχήμα 10.



Σχήμα 10 - MMSE προσαρμοστικό σύστημα [12, σελ. 218].

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

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

Με απλή άλγεβρα προκύπτει ότι το μέσο τετραγωνικό σφάλμα είναι:

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

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

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

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

Μέχρι τώρα έχει υποθεθεί ότι τα σήματα καταφθάνουν από σταθερές γωνίες άφιξης. Αν όμως αυτές αλλάζουν, είναι απαραίτητα να βρεθούν

τεχνικές βελτιστοποίησης που θα βρίσκουν τη βέλτιστη λύση σε πραγματικό χρόνο και θα προσαρμόζονται στην χρονικά μεταβαλλόμενη φύση του ραδιοδιαύλου. Οι τεχνικές αυτές επιτρέπουν κάθε χρονική στιγμή τον επανυπολογισμό των βαρών. Οι κυριότερες τεχνικές είναι [1, 6, 12] :

- Ελάχιστα Μέσα Τετράγωνα (Least Mean Squares, LMS). Πρόκειται για μια μέθοδο όμοια με την προαναφερθείσα MMSE, μόνο που τώρα υπάρχει εξάρτηση από την χρονική στιγμή k και επομένως ισχύουν οι σχέσεις (2.31) –(2.33) με την προσθήκη της χρονικής εξάρτησης. Η σχέση (2.33) προϋποθέτει ότι γνωρίζουμε τα στατιστικά στοιχεία των σημάτων. Όμως, γενικά δεν είναι γνωστά τα στατιστικά χαρακτηριστικά των σημάτων και επομένως οι στιγμιαίες εκτιμήσεις για τον $\bar{R}_{xx}$ και το $\bar{r}$ είναι:

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

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

Τα συνεχώς επαναπροσδιοριζόμενα βάρη δίνονται από τον επαναληπτικό Αλγόριθμο:

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

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

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

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

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

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

$$\bar{X}_K(k) = \begin{bmatrix} x_1(1+kK) & x_1(2+kK) & \dots & x_1(K+kK) \\ x_2(1+kK) & x_2(2+kK) & \dots & x_2(K+kK) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_K(1+kK) & x_K(2+kK) & \dots & x_K(K+kK) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Το επιθυμητό διάνυσμα σήματος αναφοράς ορίζεται ως:

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

Η εκτίμηση για τον πίνακα συσχέτισης προκύπτει τώρα:

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

ενώ το διάνυσμα συσχέτισης είναι

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

Με εφαρμογή των (2.41) και (2.42) στη (2.33) προκύπτει το βέλτιστο διάνυσμα βαρών, που εφαρμόζεται για το k -οστό μπλοκ. Το πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι ο αριθμός των στιγμιότυπων K είναι μικρότερος από τον χρόνο που απαιτείται για τη σύγκλιση του Αλγορίθμου LMS. Ένα σημαντικό μειονέκτημα είναι ότι αυξάνεται το υπολογιστικό φορτίο, καθώς απαιτείται ο υπολογισμός αντίστροφου μεγάλου μεγέθους πίνακα.

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

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

όπου δ μια μικρή θετική σταθερά και τα βάρη ενημερώνονται χρησιμοποιώντας τον αναδρομικό Αλγόριθμο:

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

ενώ η ενημέρωση για τον αντίστροφο του πίνακα συσχέτισης είναι

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

όπου a είναι ένας παράγοντας εξασθένησης μνήμης μεταξύ 0 και 1, που η χρήση του δηλώνει ότι δίνεται περισσότερη έμφαση στα πιο πρόσφατα δεδομένα. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου, έναντι της

SMI, είναι ότι λόγω της αναδρομικής σχέσης (2.45) δεν απαιτείται η αντιστροφή ενός μεγάλου πίνακα συσχέτισης, καθώς μπορεί να προκύψει απευθείας από προηγούμενες τιμές. Επιπλέον, η RLS μέθοδος συγκλίνει γρηγορότερα από την LMS.

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

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

όπου a είναι το επιθυμητό πλάτος του σήματος εξόδου και οι εκθέτες p, q παίρνουν τιμές 1 ή 2. Ανάλογα με τις τιμές των εκθετών προκύπτουν Αλγόριθμοι με διαφορετική σύγκλιση και πολυπλοκότητα. Υπάρχουν αρκετά μειονεκτήματα σε αυτή την προσέγγιση, όπως ότι ο Αλγόριθμος αυτός λαμβάνει το σήμα με την ισχυρότερη περιβάλλουσα, το οποίο όμως μπορεί να είναι και παρεμβολέας. Ένα άλλο θέμα είναι η αργή σύγκλιση του. Για την περίπτωση, όπου $p=1$ και $q=2$, γνωστή και σαν μορφή 1-2, προκύπτει με επιθυμητό πλάτος $a=1$

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

όπου μ είναι η βηματική παράμετρος και

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

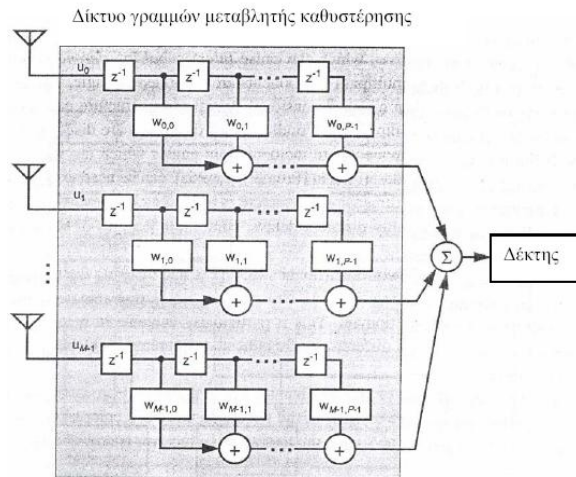
Συνδυασμοί του Αλγορίθμου αυτού και της μεθόδου των Ελαχίστων Τετραγώνων (Least Squares, LS) αποτελούν ο στατικός LS-CMA και ο δυναμικός LS-CMA [1, 12].

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

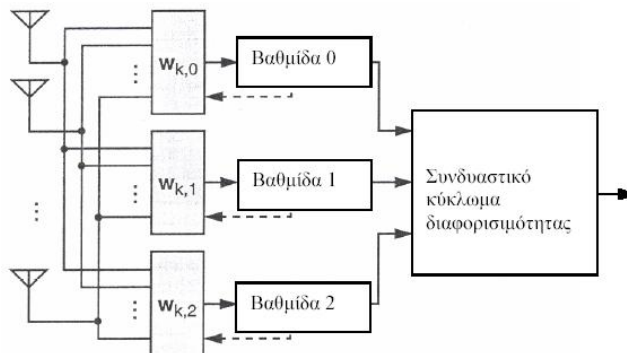
2.1.9 Ευρυζωνικές Ευφυείς Κεραίες (Wideband Smart Antennas) – Επεξεργασία Σήματος στο Πεδίο του Χωροχρόνου

Η επεξεργασία στο πεδίο του χωροχρόνου (space-time processing) προσθέτει χρονική διαφορισιμότητα (diversity) και μείωση της ομοδιαυλικής παρεμβολής σε συστήματα ευρείας ζώνης. Το πλέον χαρακτηριστικό παράδειγμα space-time δεκτών είναι οι έξυπνες κεραίες ευρείας ζώνης (wideband smart antennas). Γενικά, οι προσαρμοστικές κεραίες ευρείας ζώνης αποσκοπούν στην επίτευξη σταθερής απόκρισης της στοιχειοκεραίας σε όλο το εύρος συχνοτήτων (ισοστάθμιση ή equalization). Σε αντίθεση με τα συστήματα στενής ζώνης, στα συστήματα ευρείας οι συχνοτικές συνιστώσες υφίστανται διαφορετική ολίσθηση φάσης για την ίδια απόσταση διάδοσης του λαμβανόμενου σήματος λόγω του διαφορετικού μήκους κύματος, που αντιστοιχεί σε αυτές. Επομένως, κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας συνδέεται με γραμμή μεταβλητής καθυστέρησης (tapped-delay-line), με αποτέλεσμα το εκάστοτε στοιχείο να έχει απόκριση φάσης μεταβλητή με τη συχνότητα [1] (Σχήμα 10).

Μια σημαντική ειδική περίπτωση της wideband array είναι ο δέκτης RAKE, που χρησιμοποιείται σε WCDMA συστήματα (Σχήμα 11). Πρόκειται για μια προσαρμοστική κεραία ευρείας ζώνης, με κάποια από τα πλεονεκτήματα που αυτή έχει, αλλά και πολυπλοκότητα που προσεγγίζει στοιχειοκεραία στενής ζώνης [1]. Σε αυτή τη δομή, κάθε βαθμίδα (RAKE finger) χρησιμοποιεί την προσαρμοστική κεραία (και επομένως κάθε βαθμίδα RAKE χρησιμοποιεί διαφορετικό δάνυσμα βαρών και κατά συνέπεια διαφορετικό διάγραμμα ακτινοβολίας) για να λάβει πολυδιαδρομικές συνιστώσες με πολύ μικρές καθυστερήσεις μεταξύ τους (χρονικά συσχετισμένες) και ταυτόχρονα να απορρίψει ασυσχέτιστες (αργότερα αφικνούμενες) συνιστώσες. Οι έξοδοι από κάθε βαθμίδα αθροίζονται μέσω ενός συνδυαστικού κυκλώματος διαφορισιμότητας (Σχήμα 12).



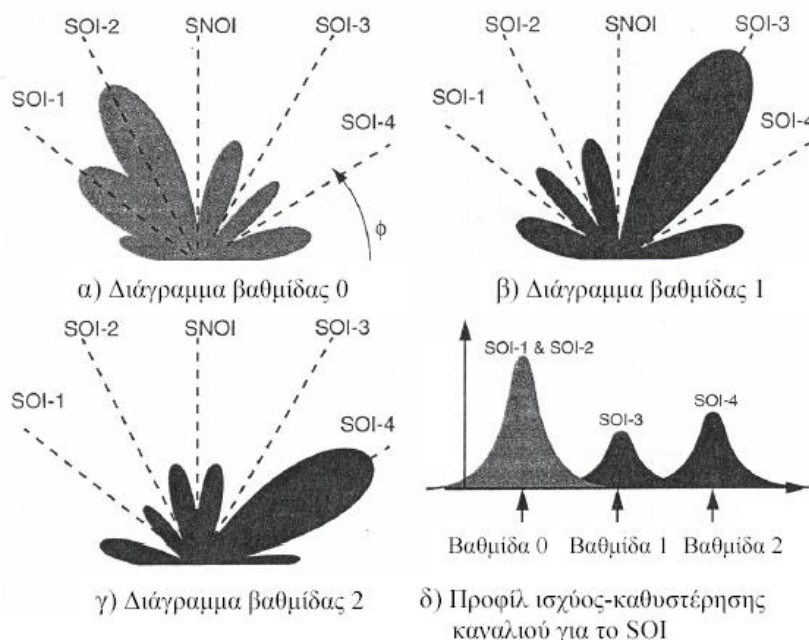
Σχήμα 11 - Ευφυής κεραία ευρεία ζώνης [1, σελ. 101].



Σχήμα 12 - Δέκτης RAKE τριών βαθμίδων [1, σελ. 120].

Τα διαγράμματα, που χρησιμοποιούνται από κάθε βαθμίδα, δίνονται στο Σχήμα 13. Η χωρική απόκριση για κάθε βαθμίδα του δέκτη προσαρμόζεται ώστε να μεγιστοποιείται ο λόγος *SINR* για αυτή τη βαθμίδα. Σε αυτό το παράδειγμα, οι δύο πρώτες ισχυρές πολυδιαδρομικές συνιστώσες, SOI-1 και SOI-2 καταφθάνουν με χρονικές καθυστερήσεις πολύ κοντινές. Η βαθμίδα 0, η οποία συγχρονίζεται με αυτά τα σήματα, σχηματίζει ένα διάγραμμα που λαμβάνει στην ίδια φάση τα δύο σήματα και παρουσιάζει μηδενισμούς στις κατευθύνσεις των ασυσχέτιστων συνιστωσών. Η βαθμίδα 1 συγχρονίζεται με την καθυστέρηση, που σχετίζεται με το σήμα SOI-3. Συνεπώς, το διάγραμμα για αυτή τη βαθμίδα μεγιστοποιεί την ισχύ στην κατεύθυνση του SOI-3, ενώ μηδενίζει τις παρεμβολές από τις άλλες συνιστώσες και την παρεμβάλλουσα πηγή SNOI. Τέλος, η βαθμίδα 2 συλλέγει ισχύ από τη συνιστώσα SOI-4 και απορρίπτει όλα τα ασυσχέιστα με αυτή

σήματα. Στη συνέχεια, οι έξοδοι από όλες τις βαθμίδες συνδυάζονται με τη βοήθεια τεχνικών διαφορισιμότητας.

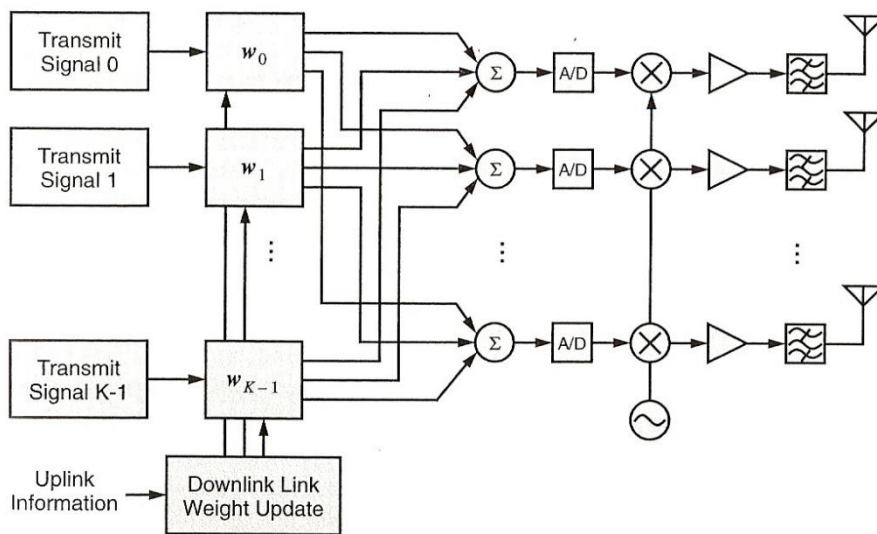


Σχήμα 13 - Διαγράμματα ακτινοβολίας δέκτη RAKE τριών βαθμίδων για τη λήψη τεσσάρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών (SOI-1,2,3,4) και την απόρριψη παρεμβολής [1, σελ. 122].

2.1.10 Διαμόρφωση Δέσμης στη Μετάδοση (Transmission Beamforming)

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

Σε συστήματα κινητών επικοινωνιών, η ποιότητα του σήματος στον συνδρομητή μπορεί να βελτιωθεί αλλάζοντας τον τρόπο με τον οποίο μεταδίδεται το σήμα από τον σταθμό βάσης. Στη διαμόρφωση δέσμης λοιπόν για την κάτω ζεύξη, ο αντικειμενικός στόχος είναι η δημιουργία ενός διαγράμματος ακτινοβολίας, που παρέχει ικανοποιητική ποιότητα σήματος στον επιθυμητό συνδρομητή, ενώ μηδενίζει την παρεμβολή που μεταδίδεται σε άλλες διευθύνσεις. Ένα πολυσηματικό σύστημα διαμόρφωσης δέσμης για την κάτω ζεύξη απεικονίζεται στο Σχήμα 14, όπου κάθε μεταδιδόμενο σήμα έχει το δικό του διάνυσμα βαρών [1].



Σχήμα 14 - Ένα σύστημα διαμόρφωσης δέσμης για την κάτω ζεύξη, ικανό να παράγει K ταυτόχρονες δέσμες [1, σελ. 112].

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

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

Στα FDD συστήματα, η άνω και η κάτω ζεύξη χρησιμοποιούν διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων. Από τη σχέση (2.8) προκύπτει πως ο παράγοντας διάταξης εξαρτάται από τη συχνότητα. Επομένως, αν τα ίδια βάρη, που χρησιμοποιήθηκαν για τη λήψη, χρησιμοποιηθούν και στην

εκπομπή, θα προκύψει διαφορετικό διάγραμμα ακτινοβολίας και ως εκ τούτου απαιτείται κατάλληλη τροποποίηση αυτών.

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

2.1.11 Νέες Τάσεις στις Ευφυείς Κεραίες

Οι ευφυείς κεραίες είναι ένας κλάδος των κεραιών και των τηλεπικοινωνιών γενικότερα που συνεχώς εξελίσσεται. Μερικές σύγχρονες τάσεις αλλά και πρακτικά θέματα, που αφορούν στην υλοποίηση και λειτουργία ευφυών κεραιοδιατάξεων σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα, δίνονται στις εργασίες [16 – 43]. Ενδεικτικά, σχεδιάζονται πίνακες Butler για WLAN [16, 17] και UMTS [18] εφαρμογές. Στην [22] τίθενται βασικά ερωτήματα-προβλήματα, τα οποία σχετίζονται με την σχεδίαση ενός συστήματος ευφυών κεραιών, όπως π.χ. ποιο είναι το κριτήριο με βάση το οποίο θα προσδιοριστεί το διάνυσμα των βαρών, πόσα bits θα χρησιμοποιηθούν για την ψηφιακή επεξεργασία των σημάτων, ποιο στοιχείο της διάταξης θα είναι το στοιχείο αναφοράς κ.λπ. Στην [24] προτείνεται ένας νέος Αλγόριθμος, με τον οποίο ελέγχοντας τις φάσεις των στοιχείων, δημιουργεί διαγράμματα με πολλαπλά μέγιστα στις κατευθύνσεις των επιθυμητών σημάτων και μηδενισμούς στις κατευθύνσεις των ανεπιθύμητων σημάτων. Στην [25] παρουσιάζεται μια γραμμική προσαρμοστική κεραία 8 στοιχείων που λειτουργεί στα 2.4 GHz. Ένας τοπικός Γενετικός Αλγόριθμος, που ελέγχει τα πλάτη και τις φάσεις των στοιχείων μιας γραμμικής προσαρμοστικής κεραίας, μεγιστοποιεί το λόγο του σήματος προς παρεμβολή [26]. Ακόμα, πειραματικά αποτελέσματα δείχνουν ότι διάφορα σενάρια ανάπτυξης ευφυών κεραιών αυξάνουν την επίδοση ενός συστήματος UMTS τόσο στην άνω όσο και στην κάτω ζεύξη [30]. Εκτός από την γραμμική στοιχειοκεραία, υπάρχουν και διαφορετικές τοπολογίες ευφυών κεραιών, όπως η κυκλική, η τετραγωνική, η εξαγωνική κ.α. [33 – 40]. Στην [35] δοκιμάζεται η ικανότητα μιας κυκλικής στοιχειοκεραίας στην εκτίμηση της διεύθυνσης άφιξης των εισερχομένων σημάτων και στη διαμόρφωση επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας. Διατάξεις επίπεδων κυκλικών και τετραγωνικών στοιχειοκεραιών προτείνονται στην [36] για προσαρμοστική διαμόρφωση δέσμης ακτινοβολίας. Στην [37] συγκρίνονται τοπολογίες κυκλικών και εξαγωνικών προσαρμοστικών στοιχειοκεραιών, όπου τα πλάτη και οι φάσεις των στοιχείων ρυθμίζονται από έναν PSO (Particle Swarm Optimization) Αλγόριθμο. Παρόμοια μελέτη γίνεται και στην [39], με τη διαφορά τώρα ότι τα πλάτη και οι φάσεις των στοιχείων καθορίζονται από τη LMS μέθοδο. Τέλος, στις [41 – 43] προτείνονται νέες ευφυείς κεραίες ευρείας ζώνης.

2.2 Ευφυείς Κεραίες Μεταγωγής Ενεργών και Παρασιτικών Στοιχείων (Switched Parasitic Arrays, Spas)

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

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

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

Επιπλέον, λαμβάνεται υπόψη το εύρος ζώνης της αντίστασης εισόδου της κεραίας, καθώς είναι επιθυμητή η λειτουργία της σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων. Άλλωστε, ο κύριος στόχος της διατριβής αυτής είναι η σχεδίαση

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

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

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

Περισσότερος λόγος για την αξιοποίηση των ευφών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων σε θέματα συστημάτων

ευρυεκπομπής και ιδιαίτερα ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης θα γίνει στα Κεφάλαια 4 και 5. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται κάποια παραδείγματα τέτοιων κεραιοσυστημάτων για να κατανοηθούν ο τρόπος λειτουργίας τους και τα πλεονεκτήματα που προσφέρει η εκμετάλλευσή τους.

2.2.1 Πολύπλοκες Δομές για SPAs - Γενετική Σχεδίαση Κεραιών με τη Βοήθεια της MoM και του Svec

Πολλά προβλήματα σύνθεσης κεραιών επιλύονται σε συνδυασμό με τη μέθοδο των ροπών (Method of Moments, MoM) και την τεχνική των Γενετικών Αλγορίθμων [24 – 27, 29, 33, 51, 54]. Ο βασικός λόγος για την χρήση αυτού του συνδυασμού είναι η εγκυρότητα και η ακρίβεια των αποτελεσμάτων που προσφέρει η μέθοδος MoM στην ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των κεραιών (υπολογισμός ακτινοβολούμενου πεδίου, αντίστασης εισόδου, κλπ) και η δυνατότητα των Γενετικών Αλγορίθμων για καθολική εξερεύνηση του χώρου δυνατών λύσεων. Συνήθως σε τέτοια προβλήματα, όπου αναζητείται η βέλτιστη σχεδίαση μιας κεραιοδομής, κάθε άτομο του πληθυσμού στο Γενετικό Αλγόριθμο είναι μια κεραία, που αντιπροσωπεύει μια πιθανή λύση, και οι ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες της αναλύονται και παρουσιάζονται με τη βοήθεια της μεθόδου MoM. Με την εφαρμογή των μηχανισμών του Γενετικού Αλγόριθμου θα προκύψει η τελική και προτεινόμενη κεραία, η οποία θα ικανοποιεί κατά τον καλύτερο τρόπο τις απαιτήσεις σχεδίασης. Σε αυτό το σημείο θα παρουσιαστούν κάποια κεραιοσυστήματα, που σχεδιάστηκαν με τη βοήθεια των Γενετικών Αλγορίθμων και του λογισμικού πακέτου προσομοίωσης SNEC, τα οποία εντάσσονται στα ευρύτερα πλαίσια αυτής της διατριβής.

2.2.2 Βελτιστοποίηση μιας Δομής Αποτελούμενης από 4 Επίπεδες Κεραίες Ανεστραμμένου F που Σχηματίζουν Σταυρό (Planar Inverted F Antenna, cross - PIFA)

Παρουσιάζεται μία χαμηλού κόστους μικρή ευρυζωνική έξυπνη κεραία δέσμης μεταγωγής κατάλληλη για εφαρμογές κινητού WiMAX (3.5 – 5 GHz). Οι παρούσες κινητές τερματικές κεραίες αναμένεται να παρουσιάσουν αυξημένο εύρος ζώνης καθώς και εμπέδηση χαμηλής απώλειας προσαρμογής διατηρώντας γεωμετρία χαμηλού προφίλ. Η προτεινόμενη δομή αποτελείται από τέσσερις επίπεδες ανεστραμμένου F κεραίες (PIFA) συνδεδεμένες κατάλληλα ώστε να σχηματίζουν έναν σταυρό, οι οποίες μοιράζονται το ίδιο επίπεδο γείωσης, σε μία διαμόρφωση που έχει σχεδιαστεί για συμμετρική κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου (εγκάρσια – PIFA). Ένας συνηθισμένος Γενετικός Αλγόριθμος (Genetic Algorithm, GA) χρησιμοποιείται για να βελτιστοποιηθούν οι προτεινόμενες παράμετροι κεραίας σχετικά με τη συχνότητα συντονισμού, το διάγραμμα ακτινοβολίας, τη γωνία προσανατολισμού και το εύρος δέσμης. Η βελτιστοποιημένη κεραία

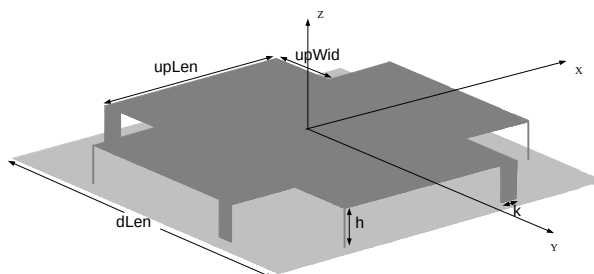
παρουσιάζει μικρό μέγεθος (διαστάσεις $7.19\text{ cm} \times 7.19\text{ cm}$), ικανοποιητική κατευθυντικότητα για κινητές τερματικές εφαρμογές 3.38 dB σ' ένα εύρος ζώνης λειτουργίας 120 MHz γύρω από την κεντρική συχνότητα των 3.5 GHz . Η προσομοίωση, τα αποτελέσματα των μετρήσεων και το εύρος των παραμέτρων εκτίθεται παρακάτω μαζί με το αντίστοιχο διάγραμμα ακτινοβολίας και τη μεταβολή του VSWR αποδεικνύοντας συμφωνία μεταξύ σχεδιασμού και υλοποίησης [86].

Με την ταχεία ανάπτυξη της τεχνολογίας της ασύρματης κινητής επικοινωνίας και τη ζήτηση για ευρυζωνικές εφαρμογές με υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων και την ποιότητα των υπηρεσιών ο κόσμος ψάχνει μια νέα, δυνητικά διασπαστική, τεχνολογία. Η κινητή WiMAX (Παγκόσμια Διαλειτουργικότητα για Μικροκυματική Πρόσβαση) είναι μια από τις τεχνολογίες ασύρματης επικοινωνίας, που μπορεί να υποστηρίξει δεδομένα πρόσβασης έως 80 Mbps και ευρεία περιοχή κάλυψης. Το σύστημα κινητής WiMAX βασίζεται στην τεχνολογία OFDM/OFDMA, που προσφέρει επεκτασιμότητα τόσο στην τεχνολογία ραδιοπρόσβασης όσο και στην αρχιτεκτονική του δικτύου, παρέχοντας έτσι μεγάλη ευελιξία σε επιλογές ανάπτυξης του δικτύου και των προσφερόμενων υπηρεσιών. Αυτή η προσέγγιση έχει αρκετά σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των παραδοσιακών συστημάτων 3G, που βασίζονται σε CDMA. Η κινητή τεχνολογία WiMAX είναι ένα ιδανικό μέσο για μια νέα γενιά κινητών εφαρμογών ιστού (web), που συμπληρώνεται από μια ταυτόχρονη αλλαγή στη συμπεριφορά των καταναλωτών. Η κύρια αλλαγή στη συμπεριφορά των καταναλωτών μπορεί να συνοψιστεί ως μια ισχυρή κίνηση προς την κινητικότητα. Στην περίπτωση αυτή, όλο και περισσότερη προσοχή δίνεται στον σχεδιασμό των νέων κινητών χειροσυσκευών, τα οποία προσφέρουν ευρύτερο εύρος ζώνης, ακύρωση παρεμβολών, απορρόφηση διάλειψης πολλαπλών διαδρομών, την κατεύθυνση της άφιξης στον προορισμό, κλπ. [69 – 71].

Οι Switched – Parasitic Arrays (SPAs) θεωρούνται μια ελκυστική εναλλακτική λύση για τις πλήρως προσαρμοστικές συστοιχίες λόγω του χαμηλού κόστους ανάπτυξης και συντήρησης, ενώ την ίδια στιγμή η ευεργετική επίδρασή τους αναγνωρίζεται ως χαμηλότερη αλλά συγκρίσιμη με εκείνη των πλήρως προσαρμοστικών συστοιχιών σε διάφορες εφαρμογές, όπως εξουδετέρωσης παρεμβολών, απορρόφησης διάλειψης πολλαπλών διαδρομών κλπ. Η αρχή της λειτουργίας SPA συνίσταται στην τροφοδοσία ενός σταθερού ενεργού στοιχείου, ενώ ένας αριθμός από παθητικά στοιχεία είναι είτε βραχυκυκλωμένα είτε ανοικτοκυκλωμένα με τρόπο που να ελέγχεται το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας [44, 72]. Στην πρόσφατη βιβλιογραφία ο σχεδιασμός των κεραιών SPA γίνεται με τη χρήση διαφόρων αριθμητικών τεχνικών, όπως π.χ. ανάλυση ιδιορρυθμών (modal expansion analysis), Μέθοδος των Ροπών, Μέθοδος Πεπερασμένων Στοιχείων, κλπ., καθώς και διάφορων μεθόδων βελτιστοποίησης, συμπεριλαμβανομένων των Γενετικών Αλγορίθμων (GA), σμήνους σωματιδίων κλπ [73].

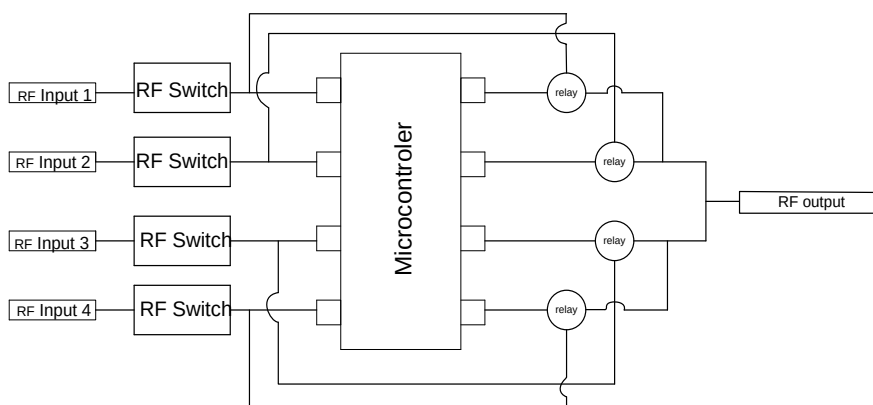
Από την άλλη πλευρά, με την αυξανόμενη ζήτηση για ευρυζωνικές κινητές επικοινωνίες, σημαντική προσοχή έχει δοθεί στον σχεδιασμό των νέων συσκευών. Οι μελλοντικοί κινητοί σταθμοί αναμένεται να έχουν αυξημένο εύρος ζώνης, κέρδος, κατευθυντικότητα και προσαρμογή εμπέδησης χαμηλής απώλειας, ενώ ταυτόχρονα να διατηρούν γεωμετρία χαμηλού προφίλ. Με δεδομένο ότι η κατευθυντικότητα των κινητών χειροσυσκευών δεν μπορεί να καθοριστεί, ο σχεδιασμός και η υλοποίηση προσαρμοστικών ή μεταγωγής δέσμης συστοιχιών χαμηλού προφίλ για τέτοιες συσκευές είναι επιτακτική ανάγκη. Η επίπεδη κεραία ανεστραμμένου F (PIFA) προτείνεται στη βιβλιογραφία ως ανταγωνιστική κεραία των μονόπολων ή ελικοειδών κεραιών, που χρησιμοποιούνται τα τελευταία χρόνια στην κατασκευή κινητών συστημάτων [74]. Μια PIFA αποτελείται από μια αγωγίμη πλάκα κορυφής, που βρίσκεται επί ενός πεπερασμένου μεγέθους επιπέδου γείωσης, που είναι διασυνδεδεμένα με ένα σύρμα τροφοδοσίας και με μία λωρίδα βραχυκυκλώματος. Τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας και η απόδοση των PIFA μπορούν να ρυθμιστούν κατάλληλα μεταβάλλοντας τις διαστάσεις των στοιχείων τροφοδοσίας και του βραχυκυκλώματος [74 – 77], το μέγεθος και το περίγραμμα της αγωγίμης πλάκας κορυφής ή το μέγεθος του επιπέδου γείωσης.

Στην παρούσα διατριβή μία Cross-PIFA προτείνεται για κινητή WIMAX εφαρμογή στη συχνότητα των 3.5 GHz με στόχο να συνδυάσει την τεχνολογία Switched Parasitic Arrays (SPA) με τις ευρείας ζώνης και χαμηλού προφίλ επίπεδες κεραίες ανεστραμμένου F (PIFA). Η προτεινόμενη δομή αποτελείται από μία αγωγίμη πλάκα κορυφής (τέσσερις επίπεδες κεραίες ανεστραμμένου F (PIFA) είναι συνδεδεμένες σχηματίζοντας ένα σταυρό) που βρίσκεται πάνω από ένα πεπερασμένου μεγέθους επίπεδο γείωσης (τετράγωνο μήκους "dLen"), το οποίο είναι διασυνδεδεμένο μέσω τεσσάρων συρμάτων (καλώδια τροφοδοσίας, μόνο ένα ενεργό προς το παρόν όπως εξηγείται παρακάτω), και τέσσερα άλλα στοιχεία ως λωρίδες βραχυκυκλώματος, σε μία διαμόρφωση σχεδιασμένη για συμμετρική κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου (Σχήμα 15). Τα χαρακτηριστικά και η απόδοση ακτινοβολίας της συστοιχίας μπορούν να ρυθμιστούν μεταβάλλοντας τις διαστάσεις της δομής. Οι προδιαγραφές σχεδιασμού της συστοιχίας είναι η επίτευξη τεσσάρων διαγραμμάτων ακτινοβολίας μεταγωγής (που καλύπτουν το συνολικό αξιμούθιο), στραμμένη προς 0° , 90° , 180° και 270° , αντίστοιχα, καθένα από τα οποία έχει ένα εύρος δέσμης 3 dB ίσο με 90° . Λόγω συμμετρίας των δομών, ελέγχονται ηλεκτρικά τα ενεργά (καλώδιο τροφοδοσίας) και παθητικά στοιχεία (ταινίες βραχυκυκλώματος), το διάγραμμα δέσμης της συστοιχίας μπορεί να κατευθύνεται μέσω του αξιμουθιακού επιπέδου [78, 79]. Το μήκος των στοιχείων τροφοδοσίας (h), το πλάτος των λωρίδων βραχυκύκλωσης (k), οι διαστάσεις της πλάκας κορυφής - σταυρό ($upLen$, $upWid$), καθώς και οι διαστάσεις του επιπέδου γείωσης ($dlen$) περιλαμβάνονται στις παραμέτρους βελτιστοποίησης που λαμβάνουν χώρα στη διαδικασία GA.



Σχήμα 15. Αρχιτεκτονική και διαστασιολόγηση της cross-PIFA.

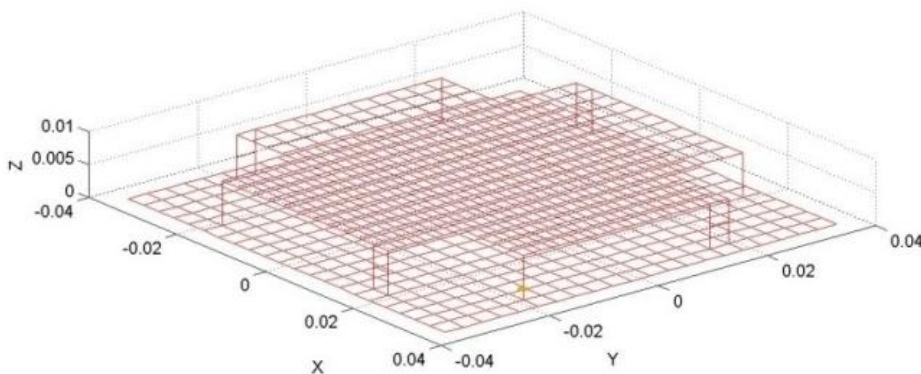
Η μετάβαση μεταξύ της ενεργού και της παρασιτικής κατάστασης του σύρματος μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας μία δίοδο p.i.n. και των μεταγωγών RF διπλής κατάστασης. Όταν η δίοδος άγει, το αντίστοιχο στοιχείο είναι βραχυκυκλωμένο και δρα ως ανακλαστήρας, ανεξάρτητα από την κατάσταση της μεταγωγής RF. Στην περίπτωση, που η δίοδος δεν άγει, υπάρχουν δύο καταστάσεις: αν η μεταγωγή RF είναι ανοικτή, το στοιχείο είναι ανοικτοκυκλωμένο και είναι σχεδόν διαφανές στη συστοιχία. Αντίθετα, αν η μεταγωγή RF είναι κλειστή, το στοιχείο καθίσταται ενεργό και η οδήγηση της δέσμης επιτυγχάνεται με την κατάλληλη ρύθμιση των στοιχείων της συστοιχίας σε ενεργό, παρασιτική ή άεργη (διαφανής) κατάσταση [79]. Το ηλεκτρονικό κύκλωμα, που καθιστά αυτό κατάλληλη επιλογή, παρουσιάζεται στο Σχήμα 16. Μετά τη μεταγωγή RF, το σήμα όλων των εισόδων (κυκλικά) μεταφέρονται σε ένα μικροελεγκτή, που αποφασίζει ποιο επίπεδο σήματος είναι υψηλότερο και να στείλει μια εντολή στον κατάλληλο ηλεκτρονόμο που επιτρέπει την αντίστοιχη είσοδο να περάσει στον δέκτη.



Σχήμα 16 - Σχηματικό διάγραμμα του ηλεκτρονικού κυκλώματος υπεύθυνου για την οδήγηση της ακτίνας.

Εφαρμογή και ανάλυση της Cross-PIFA

Η υπό εξέταση δομή φαίνεται στα Σχήματα 15 και 17. Με μεταβολή του μήκους των στοιχείων τροφοδοσίας (h), του πλάτους των λωρίδων βραχυκύκλωσης (k), των διαστάσεων της πλάκας κορυφής - σταυρού (upLen, upWid), και των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης (dlen) θα προκύψει μια δομή με επαρκές εύρος ζώνης λειτουργίας και τα επιθυμητά διαγράμματα ακτινοβολίας αξιμούθιου σε αυτή τη ζώνη συχνοτήτων. Η δομή αυτή δημιουργείται με την χρήση του πακέτου προσομοίωσης SNEC [82, 56] και η απόδοση της έχει βελτιστοποιηθεί με χρήση της τεχνικής GA. Αυτό το εργαλείο βελτιστοποίησης είναι μια στοχαστική τεχνική αναζήτησης, που χρησιμοποιεί τους μηχανισμούς της φυσικής επιλογής και της γενετικής (διασταύρωση, μετάλλαξη) για να διερευνήσει χώρους με μη-γραμμική και ασυνεχή λύση [84].



Σχήμα 17 - Η εφαρμογή της cross-PIFA χρησιμοποιώντας την πλατφόρμα SNEC.

Η SNEC είναι ένα υβρίδιο κεραίας MoM-UTD (Ενιαία Θεωρία της Περίθλασης) και ηλεκτρομαγνητικού προγράμματος προσομοίωσης. Τα αρχέγονα MoM, που διατίθενται στον κώδικα, είναι τμήματα σύρματος, ενώ τα υποστηριζόμενα αρχέγονα UTD είναι διηλεκτρικά επικαλυμμένες πλάκες και ελλειπτικοί κύλινδροι [82, 56]. Η MoM είναι μια ηλεκτρομαγνητική αριθμητική τεχνική, που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του διαγράμματος ακτινοβολίας και της εμπέδησης εισόδου των κεραιών σύρματος [56]. Για το λόγο αυτό, το επίπεδο γείωσης, οι πλάκες κορυφής και οι λωρίδες βραχυκύκλωσης της Cross PIFA κεραίας μοντελοποιήθηκαν ως πλάκες συρμάτινου πλέγματος. Στο Σχήμα 17 δίνεται η υλοποίηση SNEC των εγκάρσιων cross-PIFA χρησιμοποιώντας τμήματα σύρματος. Ένας GA είναι κατάλληλος για την αντιμετώπιση πολλών παραμετρικών προβλημάτων, όπως ο σχεδιασμός των κεραιών, όπου θα πρέπει να πληρούνται μια σειρά από

κριτήρια απόδοσης, όπως είναι το κέρδος και VSWR [8]. Στη διατριβή αυτή, χρησιμοποιείται το δομοστοιχείο GA ενσωματωμένο σε SNEC.

Η αντικειμενική συνάρτηση (ή λειτουργία) είναι η κινητήρια δύναμη του GA [84]. Ζητείται από τον GA να καθορίσει την καταλληλότητα της κάθε λύσης, που βρίσκεται, κατά τη διάρκεια της αναζήτησης. Όπως ήδη έχει τονιστεί, ο αρχικός σκοπός είναι να προσφέρει ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, όπως μέγιστο κέρδος στην κατεύθυνση 0° , 3 dB εύρος δέσμης 90° και σχετικά επίπεδα πλευρικών λοβών μικρότερα από -10 dB, ενώ επιτυγχάνεται και σωστή εμπέδηση εισόδου στα 3.5 GHz [82 – 84, 44].

Η αντικειμενική συνάρτηση που ικανοποιεί την προαναφερθείσα απαίτηση είναι η ακόλουθη: Ένα σύνολο 360 σημείων χρησιμοποιείται για να σχηματιστεί το επιθυμητό διάγραμμα κατευθυντικότητας. Κάθε σημείο $D(\varphi)$ αντιπροσωπεύει την επιθυμητή κανονικοποιημένη τιμή του διαγράμματος κατευθυντικότητας σε γωνία φ . Το $D(\varphi)$ διαμορφώνεται με γωνιακό βήμα 1° και $D_{calculated}(\varphi)$ είναι το κανονικοποιημένο διάγραμμα κατευθυντικότητας, που υπολογίζεται από το λογισμικό. Η απολαβή (κέρδος) κορυφής του $D(\varphi)$ λαμβάνεται σε γωνία $\varphi = 0^\circ$. Επιπλέον, το $D(\varphi)$ παρουσιάζει ένα εύρος δέσμης 3 dB των 90° και σχετικά επίπεδα πλευρικών λοβών κάτω των -10 dB. Ο πρώτος σχετικός όρος σφάλματος είναι:

$$e_1 = \frac{1}{360^\circ} \sum_{\varphi=0^\circ}^{359^\circ} \left[\frac{D_{calculated}(\varphi) - D(\varphi)}{D(\varphi)} \right]^2 \quad (2.49)$$

Είναι επίσης απαραίτητη η προσαρμογή της εμπέδησης εισόδου. Οπότε, λαμβάνεται υπόψη ένας σχετικός όρος σφάλματος:

$$e_2 = abs\left(\frac{R_{in} - 50}{50}\right)^2 + abs\left(\frac{X_{in}}{50}\right)^2 \quad (2.50)$$

όπου R_{in} και X_{in} είναι, αντίστοιχα, το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της εμπέδησης εισόδου, ενώ 50 Ω είναι μία χαρακτηριστική εμπέδηση.

Το συσσωρευτικό (αθροιστικό) σφάλμα δίνεται από την άθροιση των όρων, που περιγράφονται παραπάνω, αφού ο καθένας έχει πολλαπλασιαστεί με ένα σωστά επιλεγμένο συντελεστή βάρους, δηλαδή:

$$err = w_1 e_1 + w_2 e_2 \quad (2.51)$$

ενώ η λειτουργία καταλληλότητας ορίζεται ως:

$$OF = \frac{1}{1 + \sqrt{err}} \quad (2.52)$$

Η συχνότητα της προσομοίωσης επιλέχθηκε 3.5 GHz, δεδομένου ότι οι παράμετροι της υπό εξέταση κεραίας εκφράζονται σε συνάρτηση με το λ_0 , οι ηλεκτρικές διαστάσεις της κεραίας παραμένουν σταθερές και τα παραγόμενα δεδομένα είναι κατάλληλα για εφαρμογή και σε άλλες συχνότητες.

Αριθμητικά αποτελέσματα

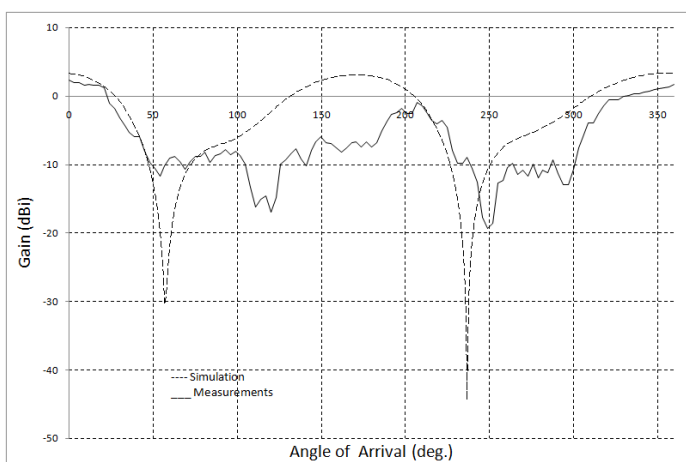
Πραγματοποιήθηκαν πολλές δοκιμές του GA με διάφορες τιμές των παραγόντων βάρους ενσωματωμένων στη συνάρτηση καταλληλότητας. Σχετικά με το διάγραμμα ακτινοβολίας με τη μέγιστη απολαβή στις 0° , καλύτερα αποτελέσματα ελήφθησαν όταν $w_1 = 1$ και $w_2 = 2$. Ο Πίνακας 14 περιγράφει τη μεταβολή των παραμέτρων κατά τη διαδικασία βελτιστοποίησης GA. Οι προτεινόμενες τιμές των μεταβλητών του πίνακα εκφράζονται σε σχέση με τον αριθμό των τμημάτων (segments), όπου κάθε μήκος τμήματος επιλέχθηκε να είναι ίσο με $0.04\lambda_0$.

Πίνακας 14 - Γενετικός Αλγόριθμος: εύρος παραμέτρων και αποτελέσματα ($\lambda_0 = 8.57$ cm, συχνότητα λειτουργίας 3.5 GHz).

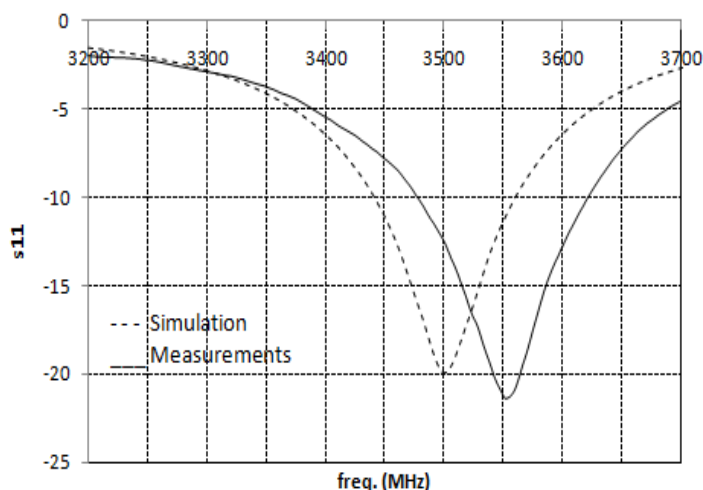
Στοιχείο	Περιοχή της μεταβολής	Βήμα	Αποτελέσματα	Φυσικές Διαστάσεις
Μήκος της διασταυρούμενης πλευράς (upLen)	$0.15\lambda_0 - 1.5\lambda_0$	$0.05\lambda_0$	$0.44\lambda_0$	3.77 cm
Πλάτος της διασταυρούμενης πλευράς (upWid)	$0.15\lambda_0 - 1.5\lambda_0$	$0.05\lambda_0$	$0.16\lambda_0$	1.37 cm
Μήκος του επιπέδου γης (dLen)	$UpLen + 2(0.05\lambda_0 - 0.5\lambda_0)$	$0.05\lambda_0$	$UpLen + 0.25\lambda_0$	7.19 cm
Ύψος των συρμάτων / λωρίδων βραχυκυκλώματος (h)	$0.05\lambda_0 - 0.2\lambda_0$	$0.05\lambda_0$	$0.05\lambda_0$	0.68 cm
Πλάτος των ταινιών βραχυκυκλώματος (k)	$0.05\lambda_0 - 0.4\lambda_0$	$0.05\lambda_0$	$0.25\lambda_0$	0.34 cm

Το διάγραμμα ακτινοβολίας προς την κατεύθυνση 0° απεικονίζεται στο Σχήμα 18, από το οποίο φαίνεται ότι η προσομοιωμένη δομή δείχνει μια κύρια δέσμη προς την κατεύθυνση 0° , με 3 dB εύρος δέσμης στις 80° και μία απολαβή 3.38 dB. Επισημαίνεται ότι και προς τις κατευθύνσεις 90° , 180° και 270° τα διαγράμματα ακτινοβολίας επιδεικνύουν πανομοιότυπα χαρακτηριστικά λόγω συμμετρίας. Το επιθυμητό εύρος ζώνης εμπέδησης καθορίζεται από τη ζώνη συχνοτήτων, όπου η τιμή του συντελεστή ανάκλασης

στο σημείο τροφοδοσίας είναι μικρότερη από -10 dB, τιμή που αντιστοιχεί σε VSWR όχι μεγαλύτερο από 2, όταν ως αντίσταση αναφοράς επιλέγεται μια χαρακτηριστική εμπέδηση 50Ω . Επιπλέον, στο Σχήμα 19 απεικονίζεται η μεταβολή του συντελεστή ανάκλασης S_{11} γύρω από τη ζώνη συχνοτήτων των 3.5 GHz, από το οποίο φαίνεται ότι η βελτιστοποιημένη κεραία έχει την απαιτούμενη προσαρμογή εμπέδησης στα 3.5 GHz (VSWR = 1.22) και ένα εκτεταμένο εύρος ζώνης λειτουργίας 120 MHz συμβατό για κινητές WIMAX εφαρμογές. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι τιμές αυτές διατηρούνται σε όλο το λειτουργικό εύρος ζώνης των 120 MHz της προτεινόμενης δομής, καθιστώντας έτσι το επιτευχθέν εύρος δέσμης, την απολαβή και την προσαρμογή εμπέδησης αρκετά ικανοποιητικά.



Σχήμα 18 - Διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας στο επίπεδο xy (αζιμούθιο) στα 3.5 GHz.



Σχήμα 19 - Η παράμετρος S_{11} της βελτιστοποιημένης συστοικίας (δέσμης μεταγωγής) switched beam στη ζώνη συχνοτήτων 3.5 GHz.

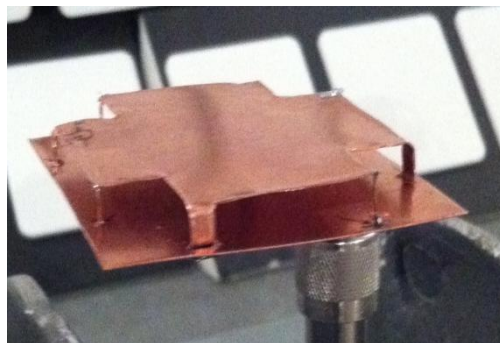
Με αυτή τη συμμετρία της δομής και του διαγράμματος ακτινοβολίας μπορούμε απλά μεταβάλλοντας (κυκλικά) την ηλεκτρική κατάσταση των στοιχείων της PIFA να κατευθύνουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας κατά τρόπο τέτοιο που να καλύπτει ολόκληρο το αζιμουθιακό επίπεδο. Σημειώνεται ότι στον Πίνακα 14 δίνονται και οι φυσικές διαστάσεις της κεραίας σε cm και σε μήκη κύματος, από τα οποία προκύπτει ότι πρόκειται για μια συμπαγή δομή, όπως ήταν η πρωταρχική απαίτηση για κινητή/φορητή χρήση.

Αποτελέσματα Μετρήσεων

Με σκοπό την επίδειξη και τη μέτρηση της προτεινόμενης Cross-PIFA, χρησιμοποιούμε φύλλο χαλκού με το κατάλληλο πάχος και κατασκευάζουμε την κεραία του Σχήματος 20, με τις διαστάσεις που προέρχονται από τα αποτελέσματα του Πίνακα 14. Ένα στιγμιότυπο της προτεινόμενης κεραίας λήφθηκε κατά τη διάρκεια των μετρήσεων στο ανηχοϊκό θάλαμο της EMC Hellas SA (<http://www.emc.gr>). Η υλοποιημένη δομή αποτελείται από ένα ενεργό και τρία παρασιτικά στοιχεία, όπως στο Σχήμα 15 (ώστε να εξαχθεί το πρώτο διάγραμμα ακτινοβολίας προς την κατεύθυνση 0°), με το ενεργό στοιχείο να έχει επιλεγεί κατάλληλα προκειμένου να εστιάσει την κύρια δέσμη προς την κατεύθυνση 0° .



(α)



(β)

Σχήμα 20 - Στιγμιότυπο αναπτυγμένης SPA-PIFA (α) μέσα σε ένα ανηχοϊκό θάλαμο κατά τη διάρκεια των μετρήσεων και (β) σε κοντινή λήψη.

Τα αποτελέσματα των μετρήσεων για το διάγραμμα ακτινοβολίας προς την κατεύθυνση 0° και το συντελεστή ανάκλασης (παράμετρος S_{11}) δίνονται στα Σχήματα 18 και 19, αντίστοιχα. Για τη μέτρηση της παραμέτρου S_{11} χρησιμοποιήθηκε μια γραμμή μετάδοσης με χαρακτηριστική εμπίεση ίση με 50Ω , προκειμένου να αποδειχθεί η σύγκριση έναντι της προσομοιωμένης. Όπως φαίνεται από το Σχήμα 19 παρατηρείται μια μετατόπιση 50 MHz στην κεντρική συχνότητα, που πιθανώς οφείλεται σε κατασκευαστικά σφάλματα. Το εύρος δέσμης 3 dB του μετρηθέντος διαγράμματος ακτινοβολίας είναι ίσο

με 60° κοντά στα αριθμητικά αποτελέσματα, ενώ το εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας είναι 140 MHz και επιδεικνύει παρόμοιες τιμές σε σύγκριση με την προσομοίωση. Αυτό οδηγεί σε μια απολαβή της κεραίας περίπου 2.54 dBi, όπως βλέπουμε από τα διαγράμματα των Σχημάτων 18 και 19. Λόγω της συμμετρίας της κατασκευής, αναμένεται ότι τα χαρακτηριστικά της κεραίας θα παραμείνουν αμετάβλητα, όταν η δέσμη διευθύνεται προς την κατεύθυνση των 90°, 180° και 270°. Ωστόσο, μπορεί να προκύψουν πιθανές διαφορές που θα οφείλονται σε περιβαλλοντικούς παράγοντες, όπως ατελής τροφοδοσία της κεραίας ή ατελές μέγεθος και σχήμα της κεραίας, αλλά είναι έξω από το πεδίο της διατριβής αυτής. Όπως βλέπουμε, πιθανόν λόγω της στερεής δομής (έχουμε μία σταθερή πλάκα κορυφής, και όχι 4 ξεχωριστές PIFA), βλέπουμε καλύτερα αποτελέσματα στην προσαρμογή εμπίεσης της κεραίας (S_{11}) σε σύγκριση με προηγούμενες εργασίες του συγγραφέα, που πιθανώς εμφανίστηκαν εξαιτίας της έλλειψης αμοιβαίας σύζευξης των στοιχείων κεραίας.

Συμπέρασμα

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκε μια cross-PIFA χαμηλού προφίλ με σκοπό να προστεθούν νέες προοπτικές σε κινητά τερματικά προσφέροντας μεγαλύτερο εύρος ζώνης σε σύγκριση με την απλή PIFA και δυνατότητες μεταγωγής δέσμης με μια σημαντική κατευθυντικότητα 3.38 dBi, ενώ διατηρείται πολύ χαμηλό το κόστος κατασκευής λόγω της απλής δομής. Σημειώνεται ότι η προτεινόμενη δομή εμφανίζει πιο σταθερή και πιο στερεά δομή, είναι μικρότερη και πιο ευέλικτη, ενώ έχει και μικρότερες ανακλάσεις ($VSWR = 1.18$) σε σύγκριση με παλαιότερη κεραία που έχει μελετήσει ο συγγραφέας της διατριβής. Επιπρόσθετα, παρουσιάζεται ένα απλό κύκλωμα υπεύθυνο για την κατάλληλη επιλογή του ενεργού στοιχείου. Η λειτουργική επίδοση του εύρους ζώνης βελτιστοποιήθηκε χρησιμοποιώντας την τεχνική των Γενετικών Αλγορίθμων και ο κεντρικός στόχος στον σχεδιασμό ήταν να διευρύνει το εύρος ζώνης σε περιορισμένο ύψος έτσι ώστε να μπορεί να προσαρμοστεί σε οποιαδήποτε κινητή ή φορητή συσκευή.

2.3 Βιβλιογραφία 2ου Κεφαλαίου

- [1] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications*, Prentice Hall, New Jersey, 1999.
- [2] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press.
- [3] A. Jacobsen, "Smart antennas for dummies", *R&D Report*, April 2001.
- [4] M. Chryssomallis, "Smart antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no. 3, pp. 129-136, June 2000.

-
- [5] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, and A. S. Spanias, "Smart-antenna systems for mobile communication networks Part 1: overview and antenna design", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, no. 3, pp. 145-154, June 2002.
 - [6] A. E. Zooghyby, *Smart Antenna Engineering*, Artech House, 2005.
 - [7] J. Shelton and K. Kelleher, "Multiple beams from linear arrays", *IRE Transcriptions on Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 12, pp. 154-161, 1961.
 - [8] H. E. Foster and R. E. Hiatt, "Buttler network extension to any number of antenna ports", *IEEE Transaction Antennas and Propagation*, vol. 18, no. 6, pp. 818-820, 1970.
 - [9] M. A. Halim, *Adaptive Array Measurements in Communications*, Artech House, 2001.
 - [10] L. Dong and M. A. Ingram, "Beam selection algorithm based on PTR metric and its synchronization performance", *Radio and Wireless Conference*, pp. 115-118, August 2003.
 - [11] T. Matumoto, S. Nishioka, and D. J. Hodder, "Beam selection performance analysis of a switched multi-beam antenna system in mobile communications environments", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, no. 1, pp. 10-20, 1997.
 - [12] F. Gross, *Smart Antennas for Wireless Communications*, McGraw-Hill, New York, 2005.
 - [13] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications Part II: beam-forming and direction-of-arrival considerations", *Proceedings of IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245, August 1997.
 - [14] H. Van Trees, *Optimum Array Processing, Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory*, Wiley Interscience, New York, 2002.
 - [15] L. C. Godara, *Smart Antennas*, CRC Press, Boca Raton, FL, 2004.
 - [16] S. K. A. Rahim and P. Gardner, "Dual Butler matrix active antenna system", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 12, pp. 3004-3007, December 2007.
 - [17] S. Z. Ibrahim, M. K. A. Rahim, T. Masri, M. N. A. Karim and M. Z. A. AbdulAziz, "Multibeam antenna array with Butler matrix for WLAN applications", *Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
-

- [18] T. N. Kaifas and J. N. Sahalos, "A 4x4 Butler matrix optimized for UMTS applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 3, pp. 585-588, March 2007.
- [19] A. Coraiola and B. Sturani, "Using a pair of phased antennas to improve UHF reception transmission in tunnels", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no. 5, pp. 40-47, October 2000.
- [20] M. H. Bataineh and J. I. Ababneh, "Synthesis of aperiodic linear phased antenna arrays using particle swarm optimization", *Electromagnetics*, vol. 26, no. 7, pp. 531-541, October 2006.
- [21] Y. Chen, S. Yang and Z. Nie, "Synthesis of uniform amplitude thinned linear phased arrays using the differential evolution algorithm", *Electromagnetics*, vol. 27, no. 5, pp. 287-297, June 2007.
- [22] H. J. Im, S. Choi, B. Choi, H. Kim and J. Choi, "A survey of essential problems in the design of smart antenna system", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 33, no. 1, pp. 31-34, April 2002.
- [23] V. Kalinichev, "Analysis of beam-steering and directive characteristics of adaptive antenna arrays for mobile communications", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 3, pp. 145-152, June 2001.
- [24] M. Mouhamadou, P. Vaudon and M. Rammal, "Smart-antenna array patterns synthesis: Null steering and multi-user beamforming by phase control", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 60, pp. 95-106, 2006.
- [25] R. Azaro, L. Ioriatti, M. Martinelli, M. Benedetti and A. Massa, "An experimental realization of a fully adaptive smart antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 6, pp. 1715-1716, June 2008.
- [26] H. C. Hsu, "Optimizing beam pattern of adaptive linear phase array antenna using local genetic algorithm", *Proceedings of the Antennas and Propagation Society International Symposium (APS2005)*, pp. 315-318, 2005.
- [27] Y. J. Gu, Z. G. Shi, K. S. Chen and Y. Li, "Robust adaptive beamforming for steering vector uncertainties based on equivalent doas method", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 79, pp. 277-290, 2008.
- [28] D. I. Abu-Al-Nadi, T. H. Ismail and M. J. Mismar, "Interference suppression by element position control of phased arrays using LM algorithm", *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 60, no. 2, pp. 151-158, February 2006.

- [29] A. Akdagli and K. Guney, “Shaped-beam pattern synthesis of equally and unequally spaced linear antenna arrays using a modified Tabu search algorithm”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, no. 1, pp. 16-20, January 2003.
- [30] P. Monogioudis, K. Conner, D. Das, Sr. Gollamudi, J. A. C. Lee, A. L. Moustakas, S. Nagaraj, A. M. Rao, R. A. Soni and Y. Yuan, “Intelligent antenna solutions for UMTS: Algorithms and simulation results”, *IEEE Communications Magazine*, pp. 28-39, October 2004.
- [31] P. Ngamjanyaporn, M. Krairiksh and M. Bialkowski, “Combating interference in an indoor wireless-communication system using a phased-array antenna with switched-beam elements”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, no. 5, pp. 411-415, June 2005.
- [32] J. A. Hejres, A. Peng, Member and Jamal Hijres, “Fast method for sidelobe nulling in a partially adaptive linear array using the elements positions”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 332-335, 2007.
- [33] S. K. Sanyal, Q. M. Alfred and T. Chakravarty, “A novel beam-switching algorithm for programmable phased array antenna”, *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 60, pp. 187-196, 2006.
- [34] T. Su and H. Ling, “Array beamforming in the presence of a mounting tower using genetic algorithms”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 6, pp. 2011-2019, June 2005.
- [35] P. Ioannides and C. A. Balanis, “Uniform circular arrays for smart antennas”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 4, pp. 192-206, August 2005.
- [36] P. Ioannides and C. A. Balanis, “Uniform circular and rectangular arrays for adaptive beamforming applications”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 351-354, 2005.
- [37] K. R. Mahmoud, M. El-Adawy, S. M. M. Ibrahim, R. Bansal, K. R. Mahmoud and S. H. Zainud-Deen, “A comparison between circular and hexagonal array geometries for smart antenna systems using particle swarm optimization algorithm”, *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 72, pp. 75-90, 2007.
- [38] S. Wu and J. Zhang, “Research of array geometry for smart antenna”, *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation (ISAPE 2003)*, pp. 294-298, 2003.
- [39] F. Gozasht, G. R. Dadashzadeh and S. Nikmehr, “A comprehensive performance study of circular and hexagonal array geometries in the

- lms algorithm for smart antenna applications”, *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 68, pp. 281-296, 2007.
- [40] S. Savov, V. Vasileva and M. Doneva, “Novel smart antenna based on half-wavelength dipoles”, *Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
 - [41] M. E. Bialkowski and M. Uthansakul, “A wideband array antenna with beam-steering capability using real valued weights”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 2, pp. 287-291, February 2006.
 - [42] S. S. Jeon, Y. Wang, Y. Qian and T. Itoh, “A novel smart antenna system implementation for broad-band wireless communications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, pp. 600-606, May 2002.
 - [43] V. V. Mani and R. Bose, “Smart antenna design for beamforming of uwb signals in gaussian noise”, *Proceedings of the International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA 2008)*, pp. 311-316, 2008.
 - [44] D. V. Thiel and S. Smith, *Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications*, Artech House, Boston, USA, 2002.
 - [45] D. V. Thiel, S. G. O’ Keefe, and J. W. Lu, “Electronic beam steering in wire and patch antenna systems using switched parasitic elements”, *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, Baltimore, MD, vol. 1, pp. 534-537, 1996.
 - [46] S. L. Preston and D. V. Thiel, “A multibeam antenna using switched parasitic and switched active elements for space-division-multiple access applications”, *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E82-C, pp. 1202-1210, July 1999.
 - [47] A. Sibille, C. Roblin, and G. Poncelet, “Circular switched monopole arrays for beam steering wireless communications”, *Electronics Letters*, vol. 33, no. 7, pp. 551-552, March 1997.
 - [48] S. H. Black and R. B. Formeister, *Direction Finder System*, U.S. Patent no. 3725938, April 3, 1973.
 - [49] M. Gueguen, *Electronically Step-by-Step Rotated Directive Radiation Beam Antenna*, U.S. Patent no. 3846799, November 5, 1974.
 - [50] R. F. Harrington, “Reactively controlled antenna arrays”, *IEEE APS International Symposium Digest*, Amherst, MA, pp. 62-65, 1976.

-
- [51] R. F. Harrington, "Reactively controlled directive arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 3, pp. 390-395, May 1978.
- [52] R. Milne, "A small adaptive array antenna for mobile communications", *IEEE APS International Symposium Digest*, vol.23, pp. 797-800, 1985.
- [53] R. Milne, *Adaptive Array Antenna*, U.S. Patent no. 4700197, October 13, 1987.
- [54] A. Sibille, C. Roblin, and G. Poncelet, "Beam steering circular arrays for WLANs at 5 and 17 GHz", *NICE-International Symposium Antennas*, pp. 354-357, 1998.
- [55] S. L. Preston and D. V. Thiel, "Direction finding using a switched parasitic antenna array", *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society URSI Radio Science Meeting*, Montreal, Canada, vol. 2, pp. 1024-1027, July 1997.
- [56] S. L. Preston, D. V. Thiel, T. A. Smith, S. G. O' Keefe, and J. W. Lu, "Basestation tracking in mobile communications using a switched parasitic antenna array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, pp. 841-844, June 1998.
- [57] S. L. Preston, J. W. Lu and D. V. Thiel, "Systematic approach to the design of directional antennas using genetic algorithm optimisation techniques", *Asia Pasific Microwave Conference Proceedings*, pp.531-534, Yokohama, Japan, 1998.
- [58] S. L. Preston and D. V. Thiel, "Size reduction of switched parasitic directional antennas using genetic algorithm optimisation techniques", *Asia Pasific Microwave Conference Proceedings*, pp.1401-1404, Yokohama, Japan, 1998.
- [59] A. Chelouah, A. Sibille, P. Rosson and J. P. Couvy, "Angular diversity based on beam switching of circular arrays for HIPERLAN terminals", *Electronics Letters*, vol. 36, no. 5, pp. 387-388, March 2000.
- [60] H. Scott and V. F. Fusco, "360° electronically controlled beam scan array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 1, pp. 333-335, January 2004.
- [61] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 2, pp. 399-405, February 1999.
- [62] N. L. Scott, M. O. Leonard-Taylor and R. G. Vaughan, "Diversity gain from a single-port adaptive antenna using switched parasitic elements illustrated with a wire and monopole prototype", *IEEE*
-

- Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 6, pp. 1066-1070, June 1999.
- [63] R. Schlub, D. V. Thiel, J. W. Lu and S. G. O' Keefe, "Dual-band six-element switched parasitic array for smart antenna cellular communications systems", *Electronics Letters*, vol. 36, no. 16, pp. 1342-1343, August 2000.
 - [64] C. Plapous, J. Cheng, E. Taillefer, A. Hirata and T. Ohira, "Reactance domain MUSIC algorithm for electronically steerable parasitic array radiator", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 12, pp. 3257-3264, December 2004.
 - [65] T. Svantesson and M. Wennstrom, "High-resolution direction finding using a switched parasitic antenna", *Proceedings of the 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing 2001*, Singapore, pp. 508-511, August 2001.
 - [66] M. Wennstrom and T. Svantesson, "An antenna solution for MIMO channels: the switched parasitic antenna", *Proceedings of the 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2001)*, San Diego, USA, vol. 1, pp. 159-163, September 2001.
 - [67] C. D. Nikolopoulos and C. N. Capsalis, "A small broadband switchedbeam cross PIFA for mobile Wimax applications", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 26, no. 17-18, 2012.
 - [68] R. Waterhouse, *Printed Antennas for Wireless Communications*, John Wiley & Sons, Inc., 2007.
 - [69] A. Kumar, *Mobile Broadcasting with Wimax*, Focal Press, 2008.
 - [70] H. AbuTarboush R. Nilavalan, D. Budimir, and H. S. Al-Raweshidy, "Compact planar inverted-F antenna (PIFA) for WiMAX application", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, APSURSI 2009.
 - [71] D'Alessandro A., Serra, A.A., Nepa, P., Manara, G., "An integrated dual-band PIFA for DVB-T and WiMAX applications", *IEEE Transactions on Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, 1027-1030, September 2011.
 - [72] Mitilineos, S. A., C. A. Papagianni, G. I. Verikaki, and C. N. Capsalis, "Design of switched-beam planar arrays using the method of genetic algorithms", *Progress in Electromagnetic Research*, vol. 46, pp. 105-126, 2004.
 - [73] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, John Wiley & Sons, Inc., 1999.

-
- [74] N. K. Kouveliotis, S. C. Panagiotou, P. K. Varlamos, T. D. Dimousios, and C. N. Capsalis, "Optimizing a PIFA using a genetic algorithms approach", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 22, no. 2-3, pp. 453-461, 2008.
- [75] A. Jain, P. K. Verma, and V. K. Singh, "Performance analysis of PIFA based 4x4 MIMO antenna", *IEE Electronic Letters*, vol. 48, no. 9, pp. 474-475, 2012.
- [76] K. L. Virga and Y. Rahmat-Samii, "Low-profile enhanced bandwidth PIFA antennas for wireless communications packaging", *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, vol. 45, no. 10, 1879-1888, Oct. 1997.
- [77] C. N. Nikolopoulos, C. I. Tsitouri, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "A compact single feed, low cost broadband switched-beam antenna for mobile Wimax applications", *Progress in Electromagnetics Research Symposium*, pp. 85-88, 20-23 March 2011, Marrakesh Morocco.
- [78] T. D. Dimousios, C. D. Nikolopoulos, S. A. Mitilineos, and C. N. Capsalis, "Design and development of a new, low-profile and low-cost SPA-PIFA suitable for mobile 2.4 GHz ISM applications", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 24, no. 7, page 881-891, 2010.
- [79] "SuperNec v. 2.4 MoM technical reference manual", available at: <http://www.supernec.com/manuals/snmomtrm.htm>.
- [81] 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.
- [82] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, Addison – Wesley Publishing Company, Inc., 1989.
- [83] H. Kawakami and T. Ohira, "Electrical steerable passive array radiator (ESPAR) antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 2, pp. 43-49, April 2005.
- [84] M. R. B. Kamarudin, P. S. Hall, F. Colombel, and M. I. Himdi, "Electronically switched beam disk-loaded monopole array antenna", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 101, pp. 339-347, 2010.
- [85] C. D. Nikolopoulos and C. N. Capsalis, "A small broadband switched-beam cross PIFA for mobile Wimax applications", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 26, no. 17-18, pp. 2418-2425, 2012.
-

Κεφάλαιο 3

Μελέτη και Χρήση Σχισμών ή Πτυχώσεων σε Διατάξεις Κεραιών PIFA

3.1 Βελτιστοποίηση Κεραίας PIFA με Χρήση Γενετικών Αλγορίθμων και Επίδραση των Σχισμών σε αυτή

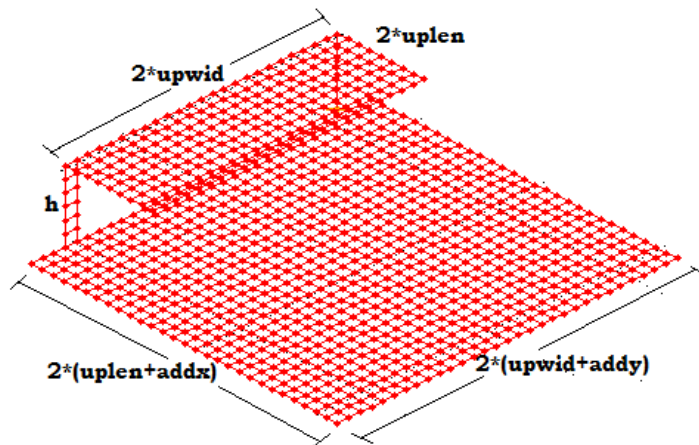
Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφονται η διαδικασία σχεδίασης της κεραίας PIFA στο πρόγραμμα SuperNEC και η βελτιστοποίησή της για τη ζώνη συχνοτήτων του προτύπου DVB-T (470-862 MHz) με χρήση του ενσωματωμένου στο SuperNEC λογισμικού Γενετικών Αλγορίθμων GA Optimizer, ενώ παρουσιάζονται τα καλύτερα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης με βάση ορισμένα κριτήρια. Τα κριτήρια αυτά είναι ο λόγος στάσιμων κυμάτων (VSWR) στη συχνότητα λειτουργίας της διάταξης αλλά και το εύρος ζώνης.

3.2 Υλοποίηση PIFA στο SuperNEC

Η υλοποίηση της κεραίας γίνεται με μικρά ευθύγραμμα τμήματα (segments), το μήκος των οποίων είναι συνάρτηση του μήκους κύματος στη συχνότητα που γίνεται η προσομοίωση. Το γεγονός αυτό έχει ως συνέπεια το ηλεκτρικό μήκος της κεραίας να παραμένει σταθερό με τη μεταβολή του υπό λειτουργία μήκους κύματος. Με τη λογική αυτή επιτυγχάνεται συμβατότητα στο χειρισμό της PIFA με το SuperNEC.

Σε κάθε διαφορετική προσομοίωση, λοιπόν, επιλέγεται ένα εύρος τιμών για τον αριθμό των ευθύγραμμων τμημάτων που θα χρησιμοποιηθούν κατά μήκος και κατά πλάτος για την υλοποίηση της κεραίας, και ορίζονται έτσι οι διαστάσεις της. Στη διάταξη, που υλοποιήθηκε στην παρούσα διατριβή, οι μεταβλητές ποσότητες ήταν το μήκος (urlen) και το πλάτος (urwid) της άνω πλάκας, το επιπρόσθετο μήκος (addx) και το επιπρόσθετο πλάτος (addy) της κάτω πλάκας (επίπεδο γείωσης) καθώς επίσης και το ύψος του άνω επιπέδου σχετικά με το κάτω. Το πλάτος του αγωγού βραχυκύκλωσης θεωρήθηκε σταθερό κάθε φορά και ίσο με 1 τμήμα (segment). Παράλληλα, τέθηκε και μια συνθήκη ως προς την οποία βελτιστοποιείται η διάταξη και ειδικότερα ο λόγος στάσιμων κυμάτων (VSWR) ίσος με 1 στη συχνότητα που επιλέγουμε. Έχοντας ως στόχο να αναπτυχθεί μια κεραία, που θα καλύπτει όλη τη ζώνη συχνοτήτων του προτύπου DVB-T (470 – 862 MHz), επιλέγεται ως συχνότητα

βελτιστοποίησης τα 670 MHz (κεντρική συχνότητα του επιθυμητού εύρους ζώνης). Στο τέλος, επιστρέφεται ως αποτέλεσμα η τιμή της κάθε μεταβλητής για την οποία επιτυγχάνεται όσο το δυνατόν καλύτερα η συνθήκη αυτή. Η υλοποίηση της κεραίας καθώς επίσης και οι διαστάσεις της ανάλογα με την τιμή των μεταβλητών, που προκύπτουν από τον εκάστοτε Γενετικό Αλγόριθμο, φαίνεται στο Σχήμα 21.



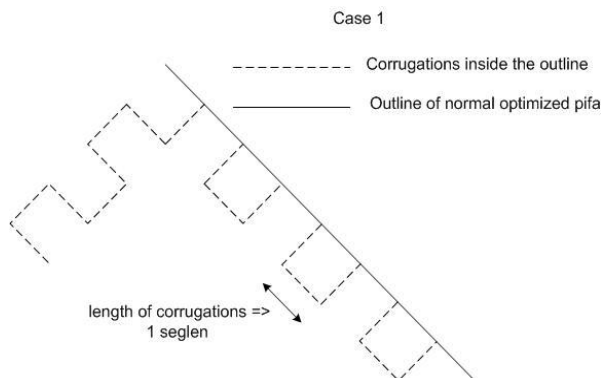
Σχήμα 21 - Υλοποίηση κεραίας PIFA στο SuperNEC και οι μεταβλητές.

3.3 Προσθήκη Σχισμών ή Πτυχώσεων (corrugations) στη Διάταξη

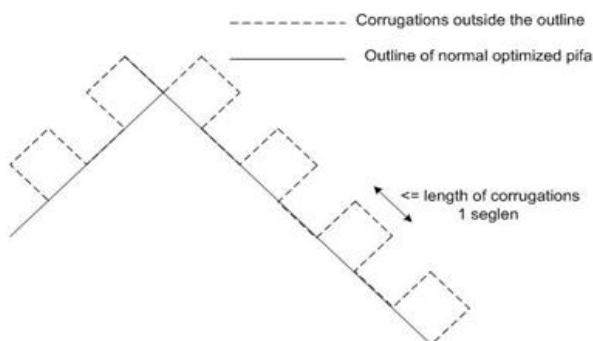
Το επόμενο βήμα είναι η εφαρμογή στη διάταξη σχισμών ή πτυχώσεων (corrugations) τόσο στην άνω πλάκα όσο και στην κάτω, όπως έχει περιγραφεί σε προηγούμενο κεφάλαιο και εξετάζονται 3 διαφορετικές περιπτώσεις αυτών.

3.3.1 Σχισμές (Corrugations) με Πλάτος 1, Μήκος 1, Απόσταση 1

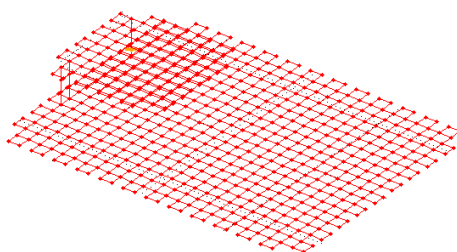
Η πρώτη περίπτωση (case 1) είναι corrugations με μήκος και πλάτος ίσα με ένα segment, τα οποία εφαρμόζονται τόσο εσωτερικά (Σχήμα 22), όσο και εξωτερικά (Σχήμα 23). Στο Σχήμα 24 απεικονίζεται μια ολοκληρωμένη δομή με corrugations με μήκος και πλάτος ίσα με ένα segment, ενώ δύο διαδοχικά απέχουν το ένα από το άλλο απόσταση επίσης ενός segment, η οποία καλείται Corrugated PIFA 111 (απόσταση 1, μήκος 1, πλάτος 1). Όπως έχει προαναφερθεί, οι σχισμές εφαρμόζονται τόσο στην άνω αλλά και στην κάτω πλάκα.



Σχήμα 22 - Εφαρμογή σχισμών (corrugations) εσωτερικά της διάταξης.



Σχήμα 23 - Σχισμές (corrugations) εξωτερικά της διάταξης.

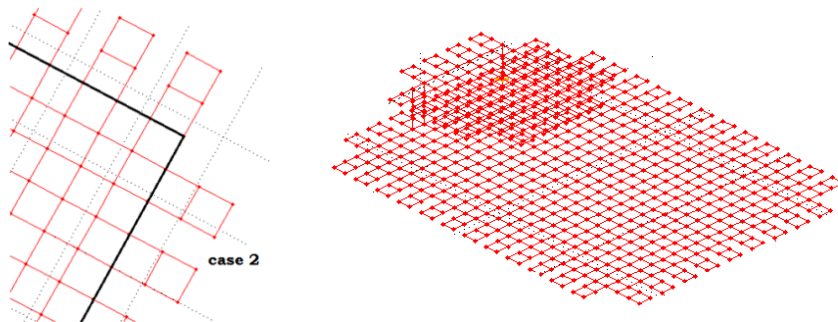


Σχήμα 24 - Δομή corrugated PIFA 111 (με σχισμές μήκους και πλάτους 1).

3.3.2 Σχισμές (Corrugations) με Πλάτος 1, Μήκος 2, Απόσταση 1

Στην ίδια λογική με πριν, η δεύτερη περίπτωση (case 2) που εξετάζεται είναι για μήκος (βάθος) μιας σχισμής ίσο με 2 τμήματα (segments) και πλάτος 1 segment, όπως φαίνεται στο Σχήμα 25. Και σε αυτό το ενδεχόμενο οι σχισμές εφαρμόζονται τόσο εσωτερικά όσο και εξωτερικά στην άνω και την κάτω πλάκα. Με έντονη μαύρη γραμμή στο Σχήμα 25 αποτυπώνεται μέχρι

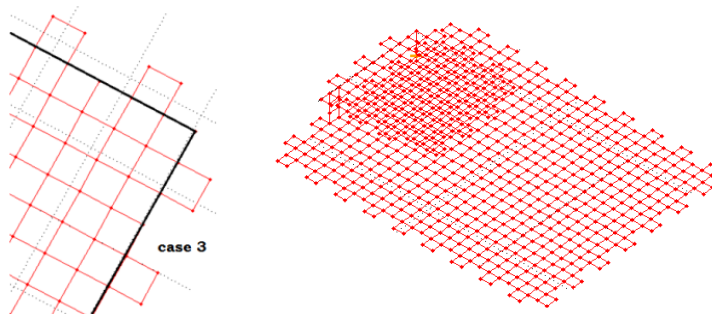
που ήταν η διάταξη της κανονικής PIFA (Normal PIFA). Η υλοποίηση της διάταξης στο SuperNEC φαίνεται στο Σχήμα 25, ενώ η δομή αυτή καλείται Corrugated PIFA 121 (απόσταση 1, μήκος 2, πλάτος 1).



Σχήμα 25 - Δομή corrugated PIFA 121 με σχισμές βάθους 2 και πλάτους 1 segment.

3.3.3 Σχισμές (Corrugations) με Πλάτος 1, Μήκος 1, Απόσταση 2

Η τρίτη και τελευταία περίπτωση (case 3), που μελετήθηκε, ήταν για σχισμές με πλάτος και μήκος ίσο με ένα τμήμα (segment), αλλά αυτή τη φορά να απέχουν μεταξύ τους δύο segments (Σχήμα 26). Και εδώ η έντονη μαύρη γραμμή οριοθετεί μέχρι ποιο σημείο έφτανε η κανονική PIFA πριν την εφαρμογή των σχισμών, αφού στη συγκεκριμένη περίπτωση αυτές είναι εξωτερικές. Η υλοποίηση της διάταξης στο SuperNEC φαίνεται στο Σχήμα 26, και η διάταξη αυτή καλείται Corrugated PIFA 211 (απόσταση 2, μήκος 1, πλάτος 1).



Σχήμα 26 - Εξωτερικές σχισμές με μεταξύ τους απόσταση 2 segments, δομή Corrugated PIFA 211 με σχισμές βάθους και πλάτους 1 segment με απόσταση μεταξύ τους 2 segments (περίπτωση 3).

Στον Πίνακα 15 παρουσιάζονται συνοπτικά οι δομές που μελετήθηκαν με την αντίστοιχη περιγραφή τους. Υπενθυμίζεται ότι στις Corrugated PIFA οι

οχισμές εφαρμόστηκαν σε κάθε διάταξη στην άνω και κάτω πλάκα, τόσο εξωτερικά, όσο και εσωτερικά.

Πίνακας 15 - Συνοπτική περιγραφή των δομών που χρησιμοποιήθηκαν.

Δομή	Περιγραφή
Normal PIFA	Η κανονική δομή της PIFA χωρίς οχισμές
Corrugated PIFA 111	Η δομή της PIFA με οχισμές πλάτους 1 segment, μήκους 1 segment, μεταξύ τους απόστασης 1 segment
Corrugated PIFA 121	Η δομή της PIFA με οχισμές πλάτους 1 segment, μήκους 2 segment, μεταξύ τους απόστασης 1 segment
Corrugated PIFA 211	Η δομή της PIFA με οχισμές πλάτους 1 segment, μήκους 1 segment, μεταξύ τους απόστασης 2 segment

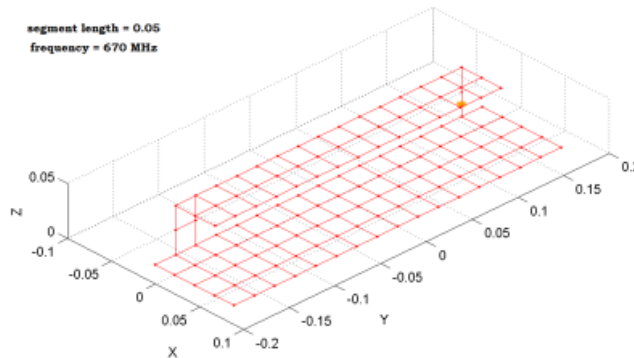
3.4 Παρουσίαση Αποτελεσμάτων

3.4.1 *Segment Length = 0.05λ₀*

Η πρώτη προσπάθεια που έγινε ήταν για μήκος των τμημάτων που παράγουν τη διάταξη (segment length) ίσο με $0.05\lambda_0$. Στον Πίνακα 16 συνοψίζονται το εύρος των παραμέτρων αλλά και τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση με τη μέθοδο των Γενετικών Αλγορίθμων. Υπενθυμίζεται ότι η συνθήκη βελτιστοποίησης είναι $VSWR = 1$. Το μήκος κύματος είναι $\lambda_0 = 45$ cm (αφού η διάταξη είναι υλοποιημένη για 670 MHz), άρα το μήκος ενός τμήματος (segment length) είναι ίσο με $0.05\lambda_0 = 2.25$ cm. Από αυτό προκύπτει ότι το μήκος της κεραίας θα είναι $4 \text{ segments} \times 2.25 = 9$ cm, το πλάτος θα είναι $16 \times 2.25 = 36$ cm, ενώ το ύψος θα είναι $2 \times 2.25 = 4.5$ cm. Η υλοποίηση της κεραίας στην πλατφόρμα SuperNEC φαίνεται στο Σχήμα 27, όπου είναι ορατές και οι διαστάσεις, όπως βρέθηκαν παραπάνω.

Πίνακας 16 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για segment length=0.05λ₀.

Μεταβλητή	Εύρος Τιμών	Βήμα	Αποτελέσματα
uplen	1 seglen – 8 seglen	1 seglen	1 seglen
upwid	1 seglen – 8 seglen	1 seglen	7 seglen
<i>h</i>	1 seglen – 4 seglen	1 seglen	2 seglen
addx	1 seglen – 5 seglen	1 seglen	1 seglen
addy	1 seglen – 5 seglen	1 seglen	1 seglen



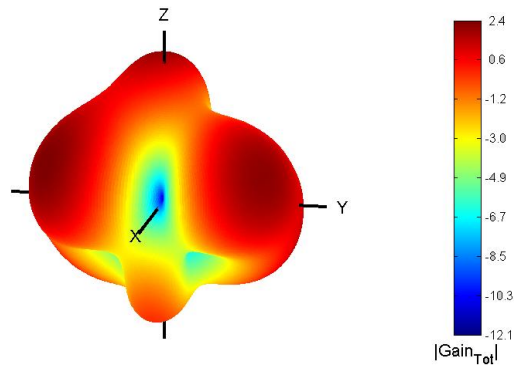
Σχήμα 27 - Η υλοποίηση της βελτιστοποιημένης Normal PIFA στο SuperNEC για $\text{segment length}=0.05\lambda_0$.

Στον Πίνακα 17 παρουσιάζεται πώς μεταφράζονται οι τιμές των παραπάνω παραμέτρων σε διαστάσεις για την κεραία.

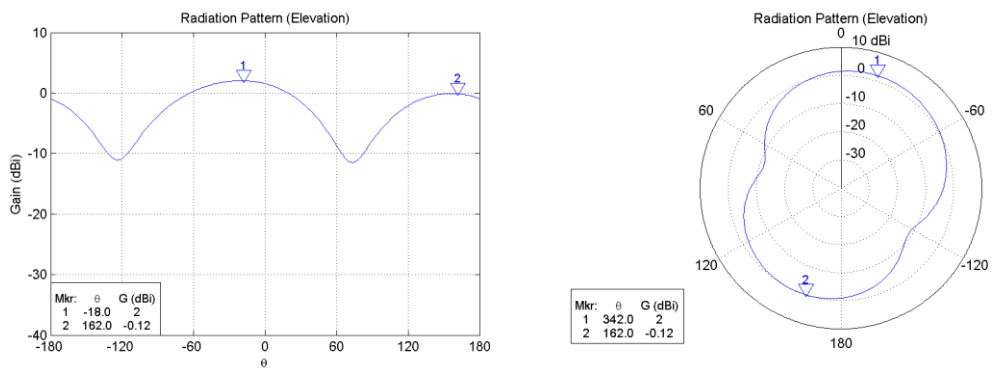
Πίνακας 17 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για $\text{segment length}=0.05\lambda_0$.

Διαστάσεις	Εύρος Τιμών	Αποτελέσματα
Μήκος Άνω Πλάκας	2 seglen – 16 seglen	2 seglen
Πλάτος Άνω Πλάκας	2 seglen – 16 seglen	14 seglen
Ύψος Άνω Πλάκας	1 seglen – 4 seglen	2 seglen
Μήκος Κάτω Πλάκας	4 seglen – 26 seglen	4 seglen
Πλάτος Κάτω Πλάκας	4 seglen – 26 seglen	16 seglen

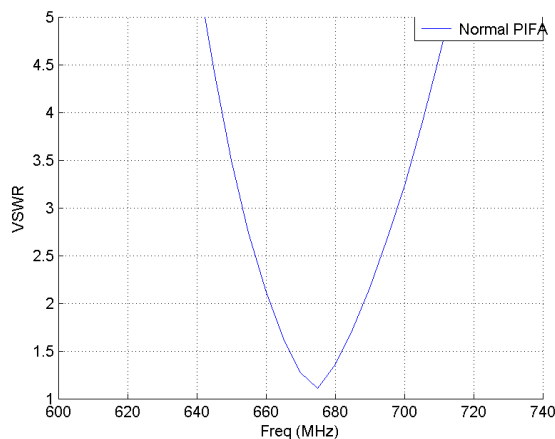
Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας της βελτιστοποιημένης PIFA για τη συχνότητα 670 MHz στην οποία υπάρχει συντονισμός (δηλαδή το μικρότερο VSWR). Στο Σχήμα 28 δίνεται το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας και στο Σχήμα 29 το κέρδος σε συνάρτηση με τη γωνία ανύψωσης θ . Όπως φαίνεται, το μέγιστο κέρδος της διάταξης είναι 2 dBi για $\theta = -18^\circ$ (κύριος λοβός). Από το Σχήμα 30, όπου παρουσιάζεται ο λόγος VSWR με τη συχνότητα για τη βελτιστοποιημένη διάταξη, προκύπτει ότι αυτό είναι 30 MHz (660 – 690 MHz). Κριτήριο για τη μέτρηση του εύρους ζώνης (bandwidth) είναι η τιμή του λόγου στάσιμων κυμάτων (VSWR). Εντός του εύρους ζώνης, λοιπόν, θεωρούνται οι συχνότητες στις οποίες η διάταξη παρουσιάζει VSWR μικρότερο του 2 (ισοδύναμα 3 dB) ή αντίστοιχα απώλειες ανάκλασης μικρότερες των -10 dB (Σχήμα 31).



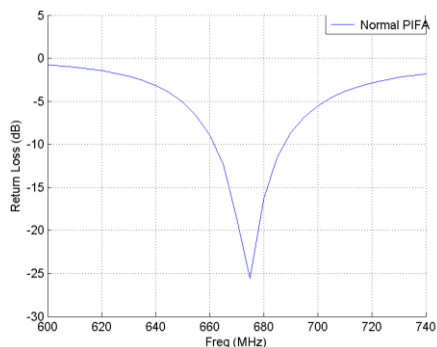
Σχήμα 28 - Τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας της Normal PIFA για $\text{segment length}=0.05\lambda_0$.



Σχήμα 29 - Διάγραμμα ακτινοβολίας στο επίπεδο xz σε επίπεδη μορφή για τη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.05\lambda_0$.

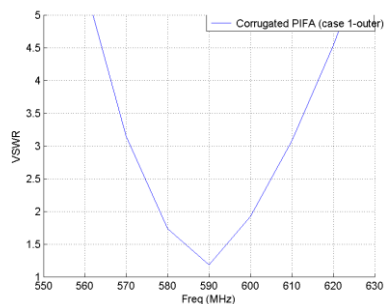
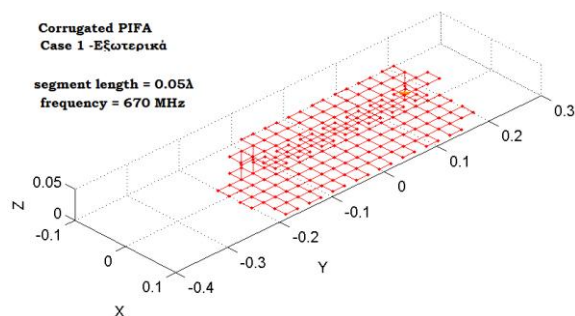


Σχήμα 30 - Ο λόγος στάσιμων κυμάτων της Normal PIFA με $\text{segment length}=0.05\lambda_0$.

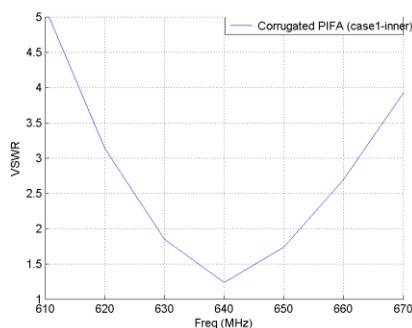
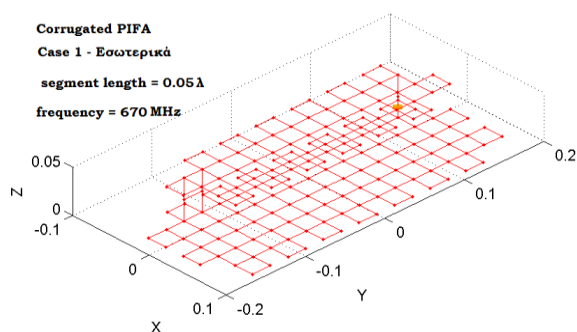


Σχήμα 31 - Απώλειες ανάκλασης για Normal PIFA με segment length=0.05λ₀.

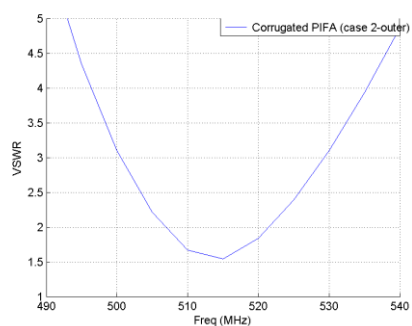
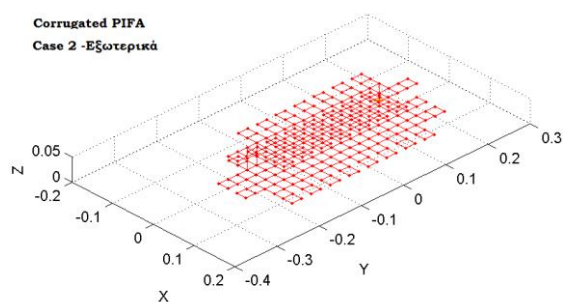
Στη συνέχεια, εφαρμόζονται οι σχισμές και αναλύονται οι επιδράσεις αυτών στα χαρακτηριστικά της κεραίας. Αρχικά, παρουσιάζεται η περίπτωση 1, όπου οι σχισμές (corrugations) εφαρμόζονται πρώτα εξωτερικά και έπειτα εσωτερικά. Στα Σχήματα 32-37 απεικονίζονται τόσο οι διατάξεις αυτές όσο και το VSWR, από όπου προκύπτει το εύρος ζώνης στο οποίο λειτουργούν.



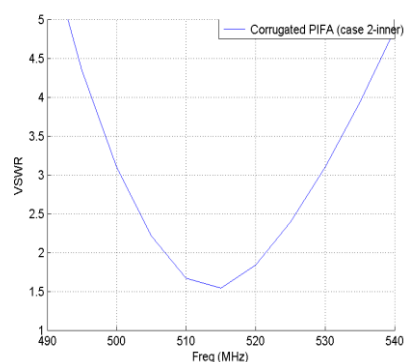
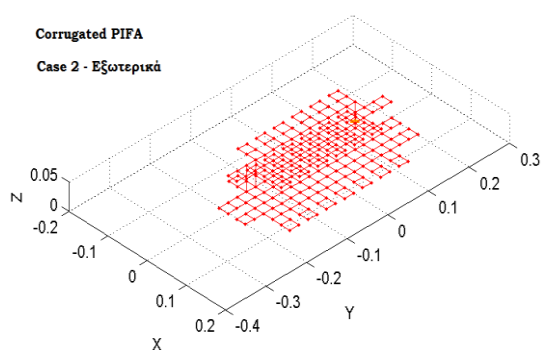
Σχήμα 32 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).



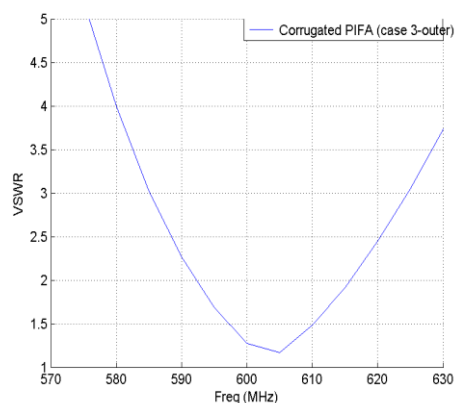
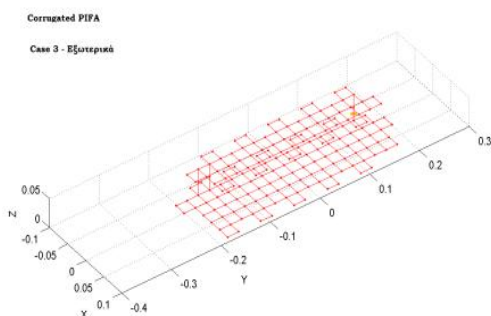
Σχήμα 33 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).



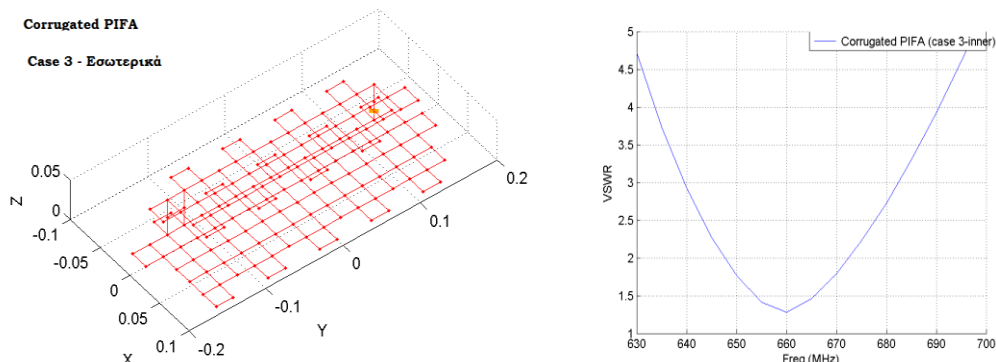
Σχήμα 34 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).



Σχήμα 35 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).



Σχήμα 36 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).



Σχήμα 37 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).

Όλα τα αποτελέσματα που φαίνονται στα Σχήματα 32-37 συνοψίζονται στον Πίνακα 18. Στη στήλη με το ελάχιστο VSWR μέσα σε παρένθεση δηλώνεται η συχνότητα στην οποία έχει αυτό επιτευχθεί, στην οποία υπάρχει προσαρμογή και ελαχιστοποιούνται οι απώλειες.

Πίνακας 18 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές με segment length=0.05 λ_0 .

Κεραία	Ελάχιστο VSWR	Κέρδος [dBi]	Εύρος Ζώνης [MHz]	Συχνότητες Λειτουργίας [MHz]
Normal PIFA	1.2688 (670 MHz)	2	30	660 – 690
Corrugated PIFA 111 (εξωτερικά)	1.1795 (590 MHz)	2	25	575 – 600
Corrugated PIFA 111 (εσωτερικά)	1.2352 (640 MHz)	2.8	30	625 – 655
Corrugated PIFA 121 (εξωτερικά)	1.5375 (515 MHz)	2.6	15	505 – 520
Corrugated PIFA 121 (εσωτερικά)	1.1069 (555 MHz)	2.5	20	545 – 565
Corrugated PIFA 211 (εξωτερικά)	1.1665 (605 MHz)	2	25	590 – 615
Corrugated PIFA 211 (εσωτερικά)	1.3243 (660 MHz)	2.6	25	650 – 675

Για την πρώτη περίπτωση είναι εμφανές ότι οι σχισμές δεν επηρέασαν σε μεγάλο βαθμό το εύρος ζώνης. Αντίθετα, όμως άλλαξαν τις συχνότητες στις οποίες συντονίζεται η κεραία, καθώς μετατοπίστηκε και στις δυο περιπτώσεις χαμηλότερα και η συχνότητα στην οποία ο λόγος στάσιμων κυμάτων ελαχιστοποιείται. Επίσης, για τα εξωτερικά corrugations στην περίπτωση αυτή παρατηρείται καλύτερη προσαρμογή για τη συχνότητα στην οποία αυτή επιτυγχάνεται, καθώς το ελάχιστο VSWR που εμφανίζεται είναι μικρότερο από το αντίστοιχο της Normal PIFA. Από την άλλη πλευρά όμως, με τις εσωτερικές σχισμές αυξάνεται το κέρδος απολαβής, που παρουσιάζει η κεραία στη συχνότητα που εμφανίζεται το ελάχιστο VSWR.

Όσον αφορά στη δεύτερη περίπτωση, μειώνεται το εύρος ζώνης, αν και για εσωτερικές σχισμές η ελάχιστη τιμή του VSWR που εμφανίζεται είναι μικρότερη από τη Normal PIFA. Επίσης και σε αυτή την περίπτωση υπάρχει μετατόπιση χαμηλότερα στη συχνότητα συντονισμού και για τα δύο είδη σχισμών, γεγονός που σημαίνει και αλλαγή του διαστήματος συχνοτήτων που περιλαμβάνει το εύρος ζώνης. Τέλος, και στις δυο περιπτώσεις παρατηρείται αύξηση του κέρδους της κεραίας στη συχνότητα συντονισμού.

Για την τρίτη περίπτωση ισχύουν περίπου τα ίδια με τις προηγούμενες, καθώς και εδώ υπάρχει μετατόπιση σε χαμηλότερες συχνότητες λειτουργίας για τη διάταξη με μια μικρή μείωσή του. Επιπλέον, για εσωτερικά corrugations εμφανίζεται μια μικρή αύξηση του κέρδους.

3.4.2 Segment Length = $0.02\lambda_0$

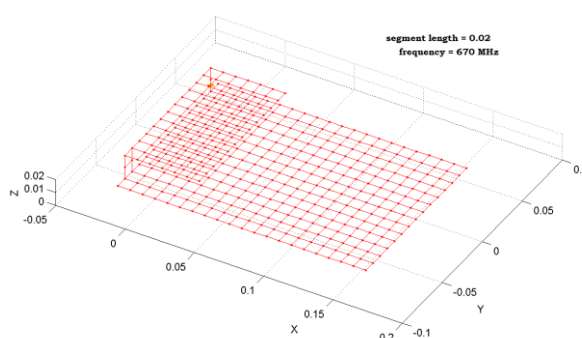
Επειδή για segment length = $0.05\lambda_0$ τα αποτελέσματα δεν ήταν αρκετά ικανοποιητικά, έγινε νέα προσπάθεια για μήκος τμήματος ίσο με $0.02\lambda_0$. Η διαδικασία που ακολουθήθηκε ήταν η ίδια με πριν. Οι παράμετροι εισόδου και τα αποτελέσματα βελτιστοποίησης των Γενετικών Αλγορίθμων δίνονται στον Πίνακα 19, ενώ στον Πίνακα 20 δίνονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τον GA και αποτυπώνονται στη διάταξη του Σχήματος 38. Το μήκος ενός τμήματος (segment length) σε αυτή την περίπτωση είναι 0.9 cm και οι διαστάσεις της κεραίας είναι 18 cm × 12.6 cm × 1.8 cm.

Πίνακας 19 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για segment length= $0.02\lambda_0$.

Μεταβλητή	Εύρος Τιμών	Βήμα	Αποτελέσματα
uplen	1 seglen – 15 seglen	1 seglen	3 seglen
upwid	1 seglen – 15 seglen	1 seglen	6 seglen
h	1 seglen – 5 seglen	1 seglen	2 seglen
addx	1 seglen – 7 seglen	1 seglen	7 seglen
addy	1 seglen – 7 seglen	1 seglen	1 seglen

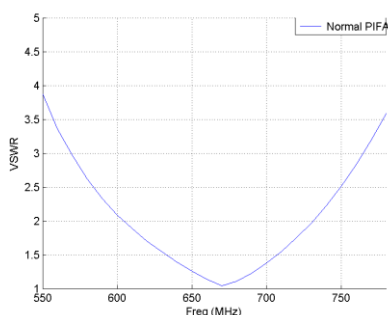
Πίνακας 20 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για $\text{segment length}=0.02\lambda_0$.

Διαστάσεις	Εύρος Τιμών	Αποτελέσματα
Μήκος Άνω Πλάκας	2 seglen – 30 seglen	6 seglen
Πλάτος Άνω Πλάκας	2 seglen – 30 seglen	12 seglen
Ύψος Άνω Πλάκας	1 seglen – 5 seglen	2 seglen
Μήκος Κάτω Πλάκας	4 seglen – 44 seglen	20 seglen
Πλάτος Κάτω Πλάκας	4 seglen – 44 seglen	14 seglen

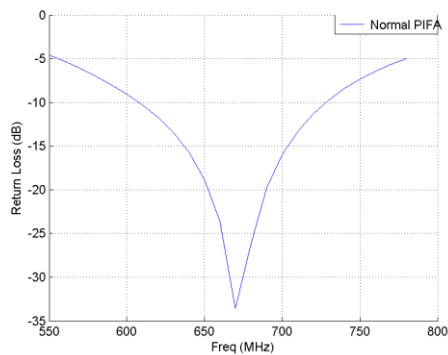


Σχήμα 38 - Βελτιστοποιημένη δομή Normal PIFA για $\text{segment length}=0.02\lambda_0$.

Στο Σχήμα 39 φαίνεται η γραφική παράσταση του λόγου VSWR σε συνάρτηση με τη συχνότητα. Φαίνεται λοιπόν ότι η συνθήκη για VSWR ικανοποιήθηκε αρκετά καθώς για συχνότητα 670 MHz η τιμή του είναι 1.0429 ελαχιστοποιώντας και τις απώλειες εντός του εύρους ζώνης των 130 MHz (600 – 730 MHz), που κρίνεται ικανοποιητικό καθώς καλύπτει τα κανάλια 37 – 53 της ψηφιακής τηλεόρασης.

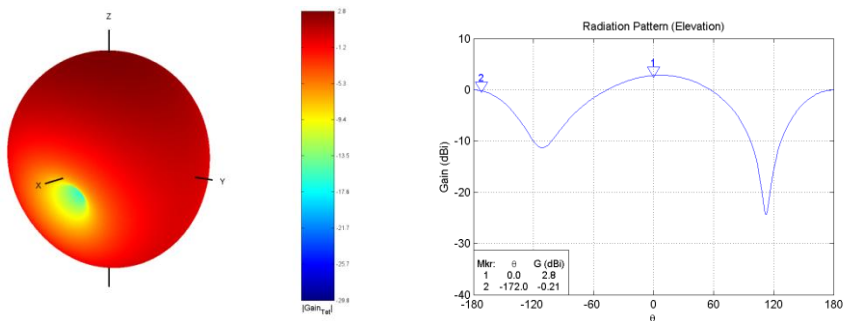


Σχήμα 39 - Λόγος στάσιμων κυμάτων για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$.

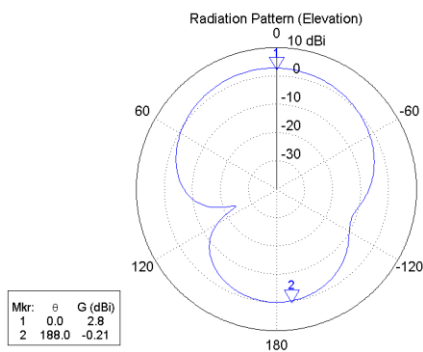


Σχήμα 40 - Απώλειες ανάκλασης για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$.

Από τα διαγράμματα ακτινοβολίας των Σχημάτων 41 και 42 φαίνεται ότι στο xz επίπεδο η κεραία εμφανίζει ένα κύριο λοβό για $\theta = 0^\circ$ με κέρδος απολαβής 2.8 dBi.

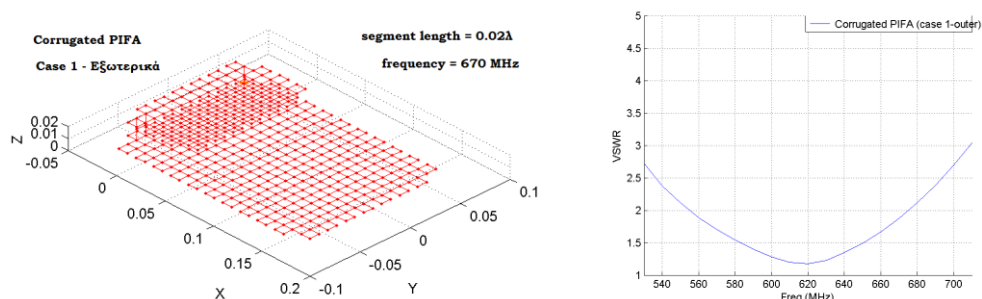


Σχήμα 41 - Τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$ και διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$ στο επίπεδο xz.

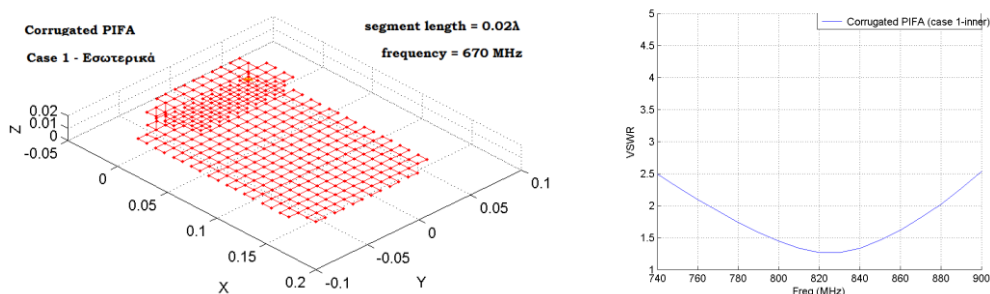


Σχήμα 42 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length}=0.02\lambda_0$ στο επίπεδο xz σε πολικές συντεταγμένες.

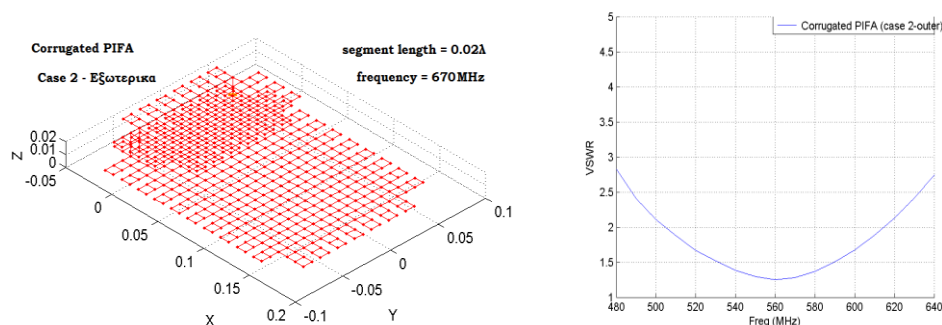
Στη συνέχεια, εξετάζονται οι δομές με σχισμές, όπως ακριβώς και στην προηγούμενη ενότητα. Παρατίθενται στα ακόλουθα Σχήματα 43-48 οι δομές όπως έχουν υλοποιηθεί στο SuperNEC και αμέσως μετά η γραφική παράσταση του VSWR σε συνάρτηση με τη συχνότητα.



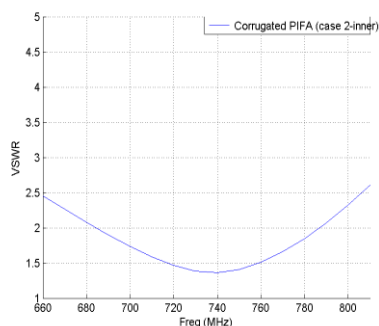
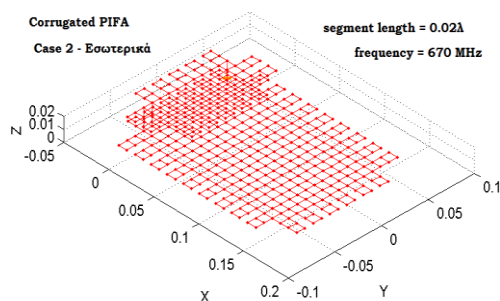
Σχήμα 43 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).



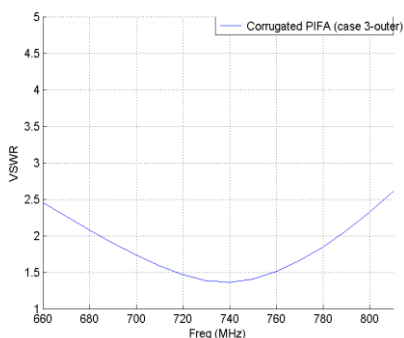
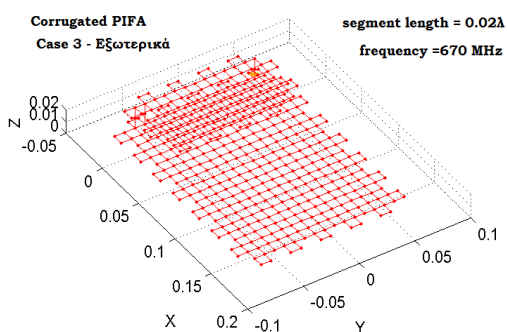
Σχήμα 44 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).



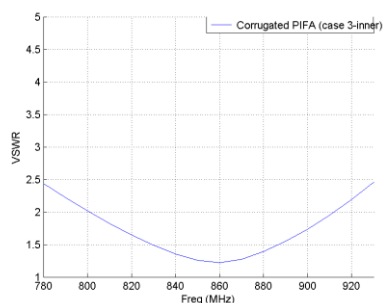
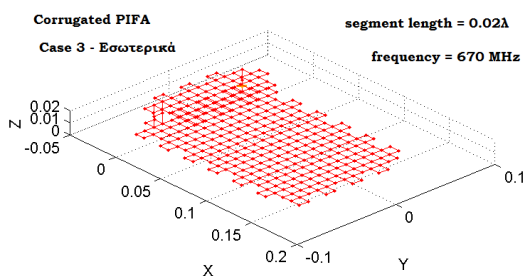
Σχήμα 45 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).



Σχήμα 46 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).



Σχήμα 47 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).



Σχήμα 48 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).

Στον Πίνακα 21 συνοψίζονται τα αποτελέσματα από τις δομές με σχισμές (είτε εσωτερικές είτε εξωτερικές), που φαίνονται στα παραπάνω σχήματα. Καταγράφεται η ελάχιστη τιμή για το VSWR που εμφανίζει η κάθε κεραία καθώς και σε ποια συχνότητα συμβαίνει αυτό, το κέρδος στη συχνότητα αυτή καθώς επίσης και οι συχνότητες που λαμβάνει η κεραία.

Αναφορικά με την Corrugated PIFA 111 παρατηρείται ότι παρουσιάζει μια μικρή μείωση στο εύρος ζώνης και στην περίπτωση των εσωτερικών σχισμών όσο και σε αυτή των εξωτερικών. Επίσης, και στις δύο περιπτώσεις σχισμών για αυτή τη δομή, το ελάχιστο VSWR που εμφανίζεται είναι ελαφρώς αυξημένο με την Normal PIFA ενώ και το κέρδος μειώνεται ελάχιστα. Στις εξωτερικές σχισμές παρατηρείται μια μετατόπιση των συχνοτήτων που λαμβάνει η κεραία χαμηλότερα καθώς το αντίστοιχο διάστημα είναι για 555 – 675 MHz, δηλαδή για τα κανάλια 31 – 46 της ψηφιακής τηλεόρασης. Για εσωτερικές σχισμές αντίστοιχα καλύπτονται οι συχνότητες 760 – 880 MHz, που περιλαμβάνουν το κομμάτι του ψηφιακού μερίσματος (digital dividend), όπως έχει περιγραφεί στο Κεφάλαιο 2.

Για την Corrugated PIFA 121 παρατηρείται επίσης μετατόπιση στη ζώνη συχνοτήτων, που λαμβάνει στη μεν περίπτωση των εξωτερικών σχισμών χαμηλότερα, ενώ στις εσωτερικές ελαφρώς υψηλότερα, συγκριτικά πάντα με τη Normal PIFA. Η απολαβή (gain) και εδώ είναι ελαφρώς μικρότερη και στις εσωτερικές και εξωτερικές σχισμές, υπάρχει χειρότερη προσαρμογή, ενώ και το εύρος ζώνης παρουσιάζει μικρή ελάττωση.

Τέλος, για την Corrugated PIFA 211 παρατηρούνται ότι και στην προηγούμενη περίπτωση. Αξιοσημείωτο εδώ είναι το γεγονός ότι για εσωτερικές σχισμές η διάταξη λαμβάνει σε συχνότητες υψηλότερες από τις επιθυμητές συχνότητες πιάνοντας τα 900 MHz του GSM.

Πίνακας 21 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές που μελετήθηκαν για segment length =0.02λ₀.

Κεραία	Ελάχιστο VSWR	Κέρδος [dBi]	Εύρος Ζώνης [MHz]	Συχνότητες Λειτουργίας [MHz]
Normal PIFA	1.0429 (670 MHz)	2.8	130	600 – 730
Corrugated PIFA 111 (εξωτερικά)	1.1718 (620 MHz)	2.7	120	555 – 675
Corrugated PIFA 111 (εσωτερικά)	1.2523 (825 MHz)	2.7	120	760 – 880
Corrugated PIFA 121 (εξωτερικά)	1.2534 (560 MHz)	2.5	120	500 – 620
Corrugated PIFA 121 (εσωτερικά)	1.3637 (740 MHz)	2.5	110	680 – 790
Corrugated PIFA 211 (εξωτερικά)	1.1519 (635 MHz)	2.7	120	570 – 690
Corrugated PIFA 211 (εσωτερικά)	1.2216 (860 MHz)	2.8	110	800 – 910

3.4.3 Segment Length = 0.015λ₀

Αν και η προηγούμενη προσπάθεια με τον Γενετικό Αλγόριθμο είχε ικανοποιητικά αποτελέσματα, εντούτοις δεν ήταν τα επιθυμητά. Γι' αυτό στη συνέχεια ακολουθήθηκε η ίδια διαδικασία για μήκος τμημάτων (segment length) ίσο με 0.015λ₀. Το εύρος των τιμών, που λάμβαναν οι μεταβλητές, όπως και τα αποτελέσματα που προέκυψαν συνοψίζονται στον Πίνακα 22.

Πίνακας 22 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για segment length=0.015λ₀.

Μεταβλητή	Εύρος Τιμών	Βήμα	Αποτελέσματα
uplen	1seglen – 12seglen	1 seglen	5 seglen
upwid	1seglen – 12seglen	1 seglen	5 seglen
h	1seglen – 6seglen	1 seglen	3 seglen
addx	1seglen – 10seglen	1 seglen	8 seglen
addy	1seglen – 10seglen	1 seglen	5 seglen

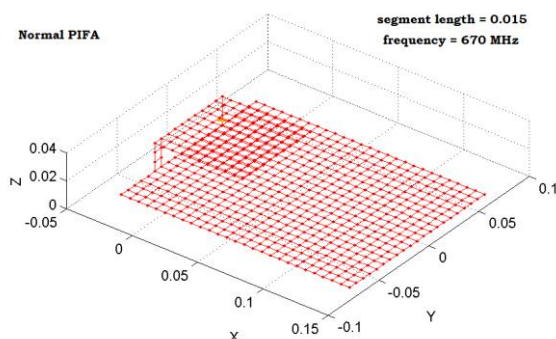
Τα αποτελέσματα, που προέκυψαν από τον GA φαίνονται στον Πίνακα 23 και αποτυπώνονται στη διάταξη του Σχήματος 49. Το μήκος ενός τμήματος (segment length) σε αυτή την περίπτωση είναι 0.015λ₀ = 0.675 cm και οι διαστάσεις της κεραίας είναι 17.55 cm × 13.5 cm × 2.025 cm. Είναι εμφανές ότι η ανάγκη για μια μικρή διάταξη ικανοποιείται σχετικώς.

Πίνακας 23 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για segment length=0.015λ₀.

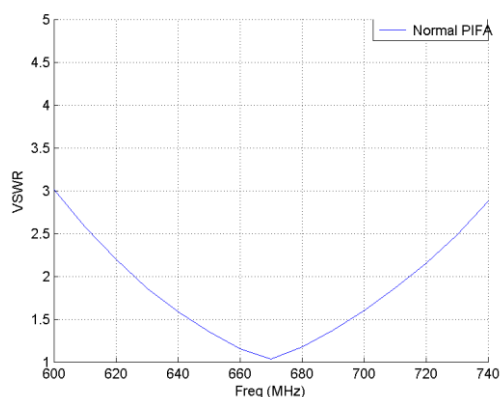
Διάσταση	Εύρος Τιμών	Αποτελέσματα
Μήκος Άνω Πλάκας	2seglen – 24seglen	10 seglen
Πλάτος Άνω Πλάκας	2seglen – 24seglen	10 seglen
Ύψος Άνω Πλάκας	1seglen – 6seglen	3 seglen
Μήκος Κάτω Πλάκας	4seglen – 44seglen	26 seglen
Πλάτος Κάτω Πλάκας	4seglen – 44seglen	20 seglen

Από το Σχήμα 50 είναι εμφανές ότι η συνθήκη βελτιστοποίησης που είχαμε θέσει ικανοποιήθηκε, καθώς ο λόγος VSWR για τη συχνότητα των 670 MHz ισούται με 1.0335, που κρίνεται ως μια πολύ ικανοποιητική τιμή. Επιπρόσθετα, η βελτιστοποιημένη κεραία καλύπτει τις συχνότητες 625 – 715 MHz, που αντιστοιχούν στα κανάλια 40 – 51 της ψηφιακής τηλεόρασης. Στο Σχήμα 51 παρουσιάζονται οι απώλειες ανάκλασης λόγω μη τέλειας

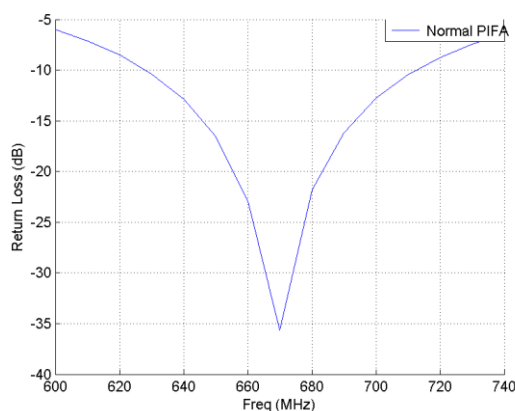
προσαρμογής σε κάθε συχνότητα. Να τονιστεί ότι εντός εύρους ζώνης θεωρούνται οι συχνότητες, που οι απώλειες τους δεν υπερβαίνουν τα -10 dB.



Σχήμα 49 - Βελτιστοποιημένη δομή Normal PIFA για $\text{segment length}=0.015\lambda_0$.

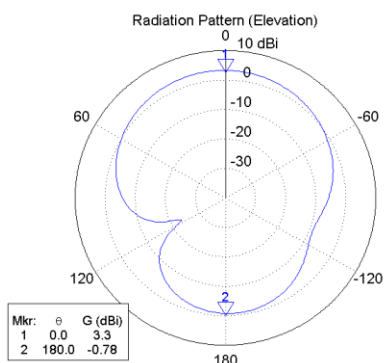


Σχήμα 50 - Λόγος στάσιμων κυμάτων για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.015\lambda_0$.

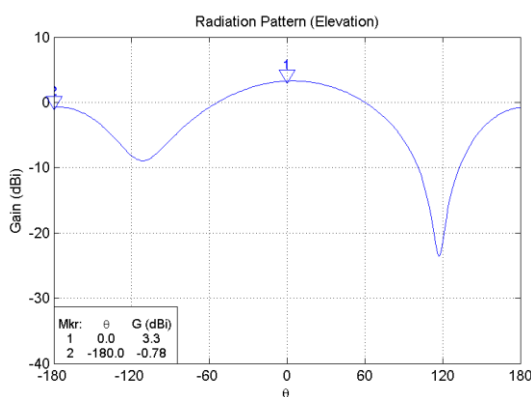


Σχήμα 51 - Απώλειες ανάκλασης για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.015\lambda_0$.

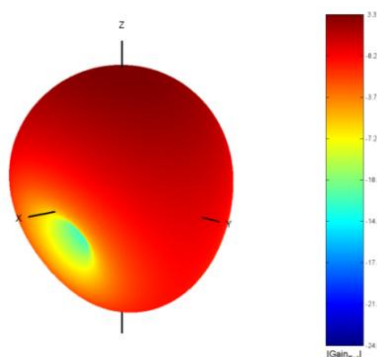
Μελετώντας τα διαγράμματα ακτινοβολίας των Σχημάτων 52-54 προκύπτει ότι η κεραία παρουσιάζει μια καλή τιμή κέρδους 3.3 dBi με κύριο λοβό για $\theta = 0^\circ$, ενώ ο οπίσθιος λοβός είναι μειωμένος αλλά όχι σημαντικά.



Σχήμα 52 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length=0.015 λ_0 στο επίπεδο xz σε πολικές συντεταγμένες.

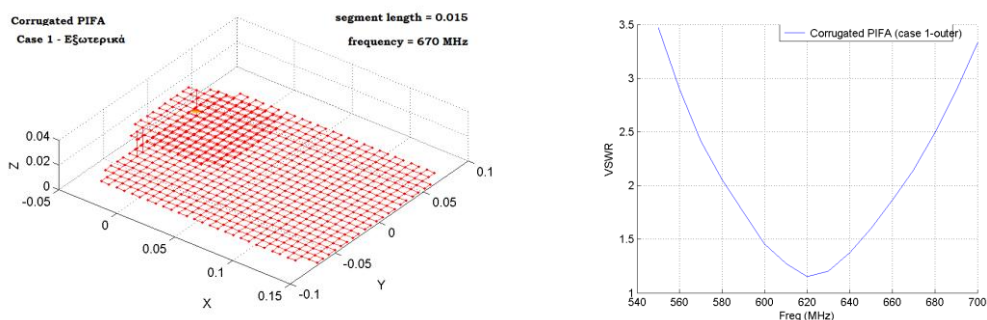


Σχήμα 53 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length=0.015 λ_0 στο επίπεδο xz σε επίπεδη μορφή.

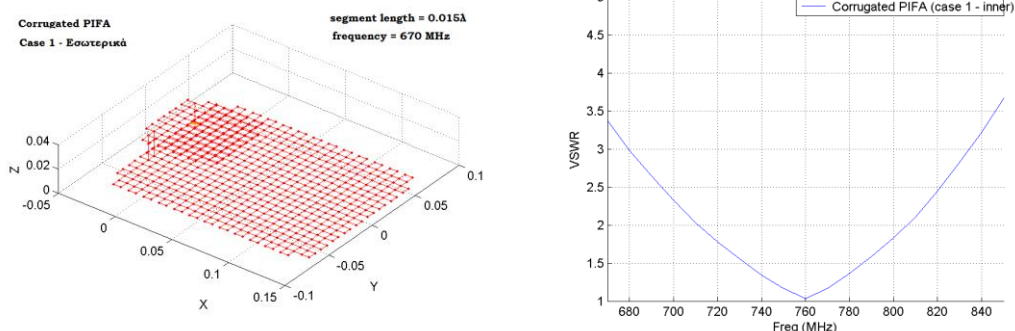


Σχήμα 54 - Τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length=0.015 λ_0 .

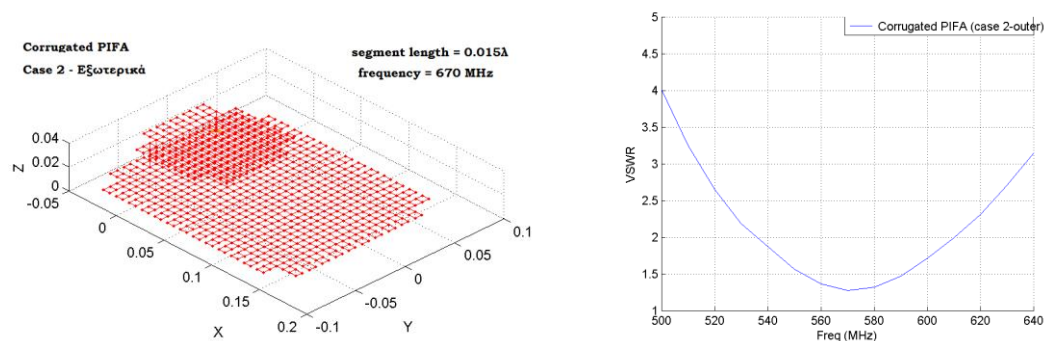
Στη συνέχεια, παρουσιάζονται οι δομές με σχισμές, όπως υλοποιήθηκαν στο SuperNEC, και δίπλα σε κάθε δομή το διάγραμμα του λόγου στάσιμων κυμάτων σε συνάρτηση με τη συχνότητα.



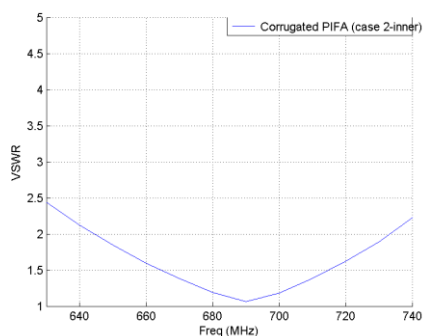
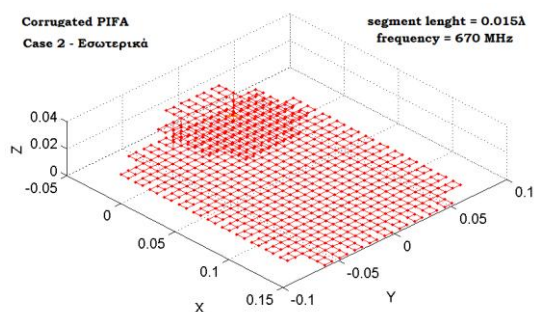
Σχήμα 55 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).



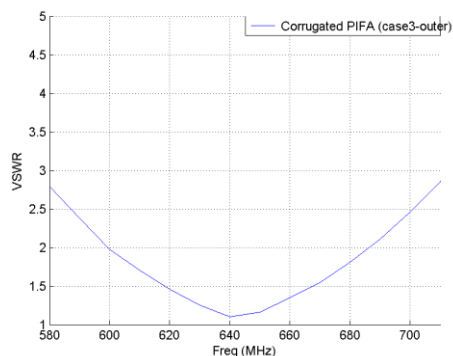
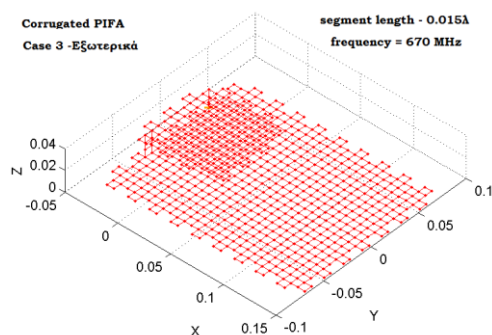
Σχήμα 56 - Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1), VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).



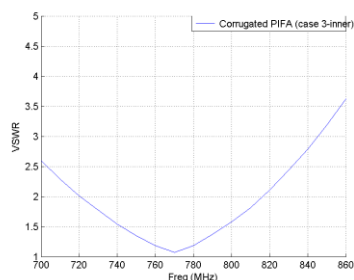
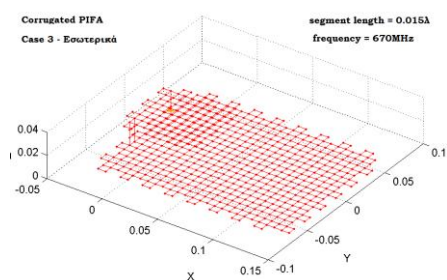
Σχήμα 57 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).



Σχήμα 58 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).



Σχήμα 59 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).



Σχήμα 60 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).

Στον Πίνακα 24 συνοψίζονται τα αποτελέσματα για τις δομές με σχισμές (είτε εσωτερικές είτε εξωτερικές), που φαίνονται στα Σχήματα 55 - 60. Καταγράφεται η ελάχιστη τιμή του VSWR που εμφανίζει η κάθε κεραία και σε

ποια συχνότητα συμβαίνει αυτό, το κέρδος στη συχνότητα αυτή καθώς επίσης και οι συχνότητες που λαμβάνει η κεραία.

Πίνακας 24 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές που μελετήθηκαν για segment length =0.015λ₀.

Κεραία	Ελάχιστο VSWR	Κέρδος [dBi]	Εύρος Ζώνης [MHz]	Συχνότητες Λειτουργίας [MHz]
Normal PIFA	1.0335 (670 MHz)	3.3	90	625 – 715
Corrugated PIFA 111 (εξωτερικά)	1.1506 (620 MHz)	3	85	580 – 665
Corrugated PIFA 111 (εσωτερικά)	1.0354 (760 MHz)	3.2	100	710 – 810
Corrugated PIFA 121 (εξωτερικά)	1.2732 (570 MHz)	2.9	80	530 – 610
Corrugated PIFA 121 (εσωτερικά)	1.0668 (690 MHz)	3	90	645 – 735
Corrugated PIFA 211 (εξωτερικά)	1.1038 (640 MHz)	3.1	90	600 – 690
Corrugated PIFA 211 (εσωτερικά)	1.0725 (770 MHz)	3.3	100	720 – 820

Μελετώντας τον Πίνακα 24 φαίνεται πως για την Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές οχισμές υπάρχει μια μείωση του εύρους ζώνης συγκριτικά με τη Normal PIFA, ενώ αντίθετα για τις εξωτερικές οχισμές υπάρχει μικρή αύξηση. Για τις εξωτερικές οχισμές παρουσιάζεται χειρότερη προσαρμογή, ενώ η συχνότητα που συμβαίνει αυτό είναι χαμηλότερη, γεγονός που εξηγεί και τη μετατόπιση προς τις μικρότερες συχνότητες καλύπτοντας τα κανάλια 34 – 44 της ψηφιακής επίγειας τηλεόρασης. Αντίθετα, για τις εσωτερικές οχισμές το ελάχιστο VSWR, που παρουσιάζει η διάταξη, είναι στα ίδια χαμηλά επίπεδα με της Normal PIFA, μόνο που και εδώ υπάρχει μετατόπιση σε μεγαλύτερη συχνότητα που συμβαίνει αυτό. Το ίδιο ισχύει και για το εύρος ζώνης της Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές οχισμές.

Για την περίπτωση της Corrugated 121 φαίνεται να υπάρχει μια πτώση του εύρους ζώνης για εξωτερικές οχισμές, ενώ για εσωτερικές παραμένει αμετάβλητο. Υπάρχει και εδώ η αντίστοιχη μετατόπιση του εύρους ζώνης ως προς την κεντρική συχνότητα προς τις μικρότερες συχνότητες για την περίπτωση των εξωτερικών οχισμών και ελαφρά προς τις μεγαλύτερες για τις εσωτερικές. Παρατηρείται ακόμα χειρότερη προσαρμογή για την περίπτωση των εξωτερικών οχισμών, ενώ για την περίπτωση των εσωτερικών και πάλι ο ελάχιστος λόγος VSWR είναι στα ίδια επίπεδα με της Normal PIFA.

Για την τελευταία περίπτωση της Corrugated PIFA 211 και οι δύο περιπτώσεις λειτουργούν καλά στην κεραία καθώς με τις εξωτερικές η διάταξη παρουσιάζει το ίδιο εύρος ζώνης με τη Normal PIFA, με μετατοπισμένη όμως τη κεντρική συχνότητα προς τα κάτω. Αντίθετα, στην περίπτωση των εσωτερικών οχισμών υπάρχει αύξηση του εύρους ζώνης κατά 10 MHz (επί της ουσίας επιτυγχάνεται η λήψη ενός ακόμα καναλιού ψηφιακής τηλεόρασης), με ταυτόχρονη μετατόπιση του σε υψηλότερες συχνότητες.

3.4.4 *Segment Length = 0.01λ₀*

Επειδή στην προηγούμενη περίπτωση δεν υπήρξαν τα ζητούμενα αποτελέσματα έγινε μια ακόμα προσπάθεια για μήκος τμημάτων (segment length) ίσο με 0.01λ₀. Το εύρος τιμών των παραμέτρων της Normal PIFA, που εξετάστηκε, παρουσιάζεται στον Πίνακα 25.

Πίνακας 25 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για segment length=0.01λ₀.

Μεταβλητή	Εύρος Τιμών	Βήμα	Αποτελέσματα
uplen	1seglen – 12seglen	1 seglen	4 seglen
upwid	1seglen – 12seglen	1 seglen	12 seglen
<i>h</i>	1seglen – 6seglen	1 seglen	6 seglen
addx	1seglen – 15seglen	1 seglen	10 seglen
addy	1seglen – 15seglen	1 seglen	3 seglen

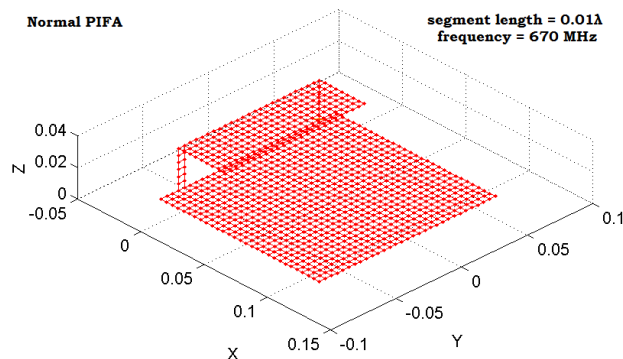
Στον Πίνακα 26 καταγράφεται το πώς μεταφράζονται οι παραπάνω τιμές για τις μεταβλητές σε διαστάσεις για την κεραία.

Πίνακας 26 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για segment length=0.01λ₀.

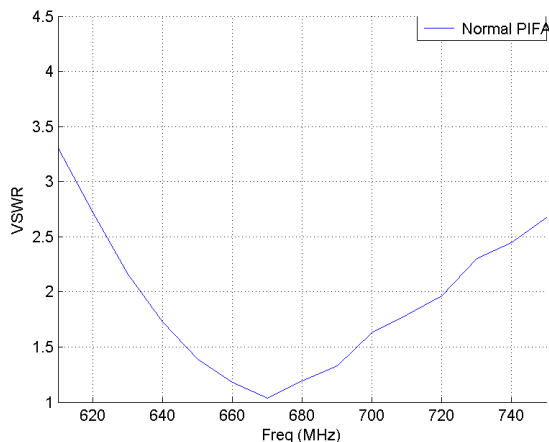
Διάσταση	Εύρος Τιμών	Αποτελέσματα
Μήκος Άνω Πλάκας	2seglen – 24seglen	8 seglen
Πλάτος Άνω Πλάκας	2seglen – 24seglen	24 seglen
Ύψος Άνω Πλάκας	1seglen – 6seglen	6 seglen
Μήκος Κάτω Πλάκας	4seglen – 54seglen	28 seglen
Πλάτος Κάτω Πλάκας	4seglen – 54seglen	30 seglen

Από τις τιμές που εκφράζουν τον αριθμό των τμημάτων που απαιτούνται για να υλοποιηθεί η κεραία, είναι εφικτό να υπολογιστούν και οι διαστάσεις της. Έτσι, αφού και αυτή η δομή είναι υλοποιημένη στα 670 MHz, και άρα το

μήκος κύματος είναι 45 cm και το μήκος ενός segment είναι $0.01\lambda_0$, οι διαστάσεις της κεραίας είναι $12.6\text{ cm} \times 13.5\text{ cm} \times 2.7\text{ cm}$, γεγονός που επιβεβαιώνεται και από το Σχήμα 61, που απεικονίζει την υλοποίησή της στο SuperNEC. Από το Σχήμα 62 φαίνεται πως και στην περίπτωση αυτή η τεθείσα συνθήκη βελτιστοποίησης πριν το Γενετικό Αλγόριθμο ($\text{VSWR} = 1$) έχει ικανοποιηθεί σε μεγάλο βαθμό, καθώς στα 670 MHz η τιμή του λόγου στάσιμων κυμάτων είναι 1.0367. Από την άλλη πλευρά, το εύρος ζώνης είναι 90 MHz καθώς η διάταξη καλύπτει τις συχνότητες 630 – 720 MHz, που αντιστοιχούν στα κανάλια 41-52 της επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης.

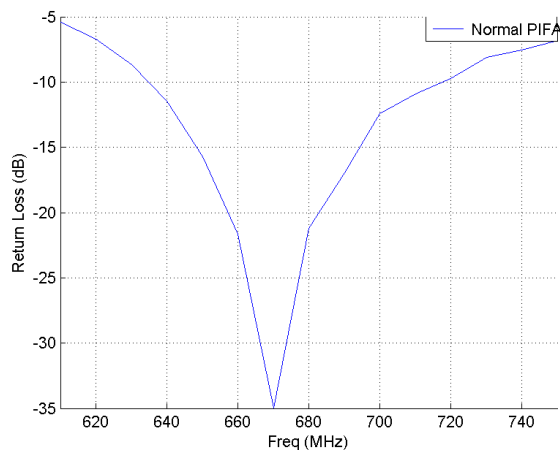


Σχήμα 61 - Βελτιστοποιημένη δομή Normal PIFA για $\text{segment length}=0.01\lambda_0$.



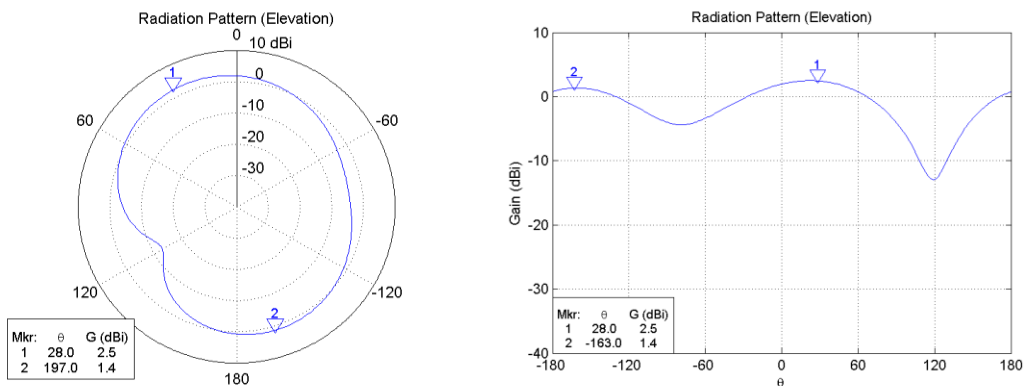
Σχήμα 62 - Λόγος στάσιμων κυμάτων για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με $\text{segment length}=0.01\lambda_0$.

Στο Σχήμα 63 φαίνεται πόσο μικρές είναι οι απώλειες ανάκλασης για τη συχνότητα των 670 MHz, όπου επιτυγχάνεται η προσαρμογή.

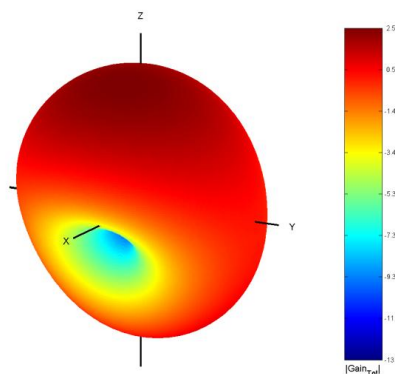


Σχήμα 63 - Απώλειες ανάκλασης για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με segment length=0.01λ₀.

Στα διαγράμματα ακτινοβολίας του Σχήματος 64 φαίνεται ότι η διάταξη παρουσιάζει κύριο λοβό στο επίπεδο xz, για $\theta = 28^\circ$ με απολαβή 2.5 dB ενώ αρκετά καλή απολαβή παρουσιάζει και ο οπίσθιος λοβός (1.4 dB). Από την άλλη πλευρά, στο Σχήμα 65 δίνεται σε τρισδιάστατη μορφή το διάγραμμα ακτινοβολίας για να γίνει περισσότερο κατανοητός ο τρόπος που ακτινοβολεί η κεραία, ενώ από το χρωματικό κώδικα γίνεται εμφανές το μέγεθος της απολαβής προς κάθε κατεύθυνση.

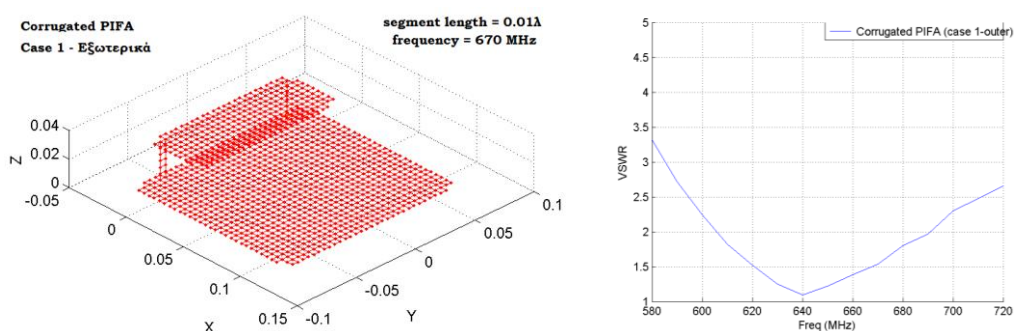


Σχήμα 64 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length=0.01λ₀ στο επίπεδο xz σε πολικές συντεταγμένες και σε επίπεδη μορφή.

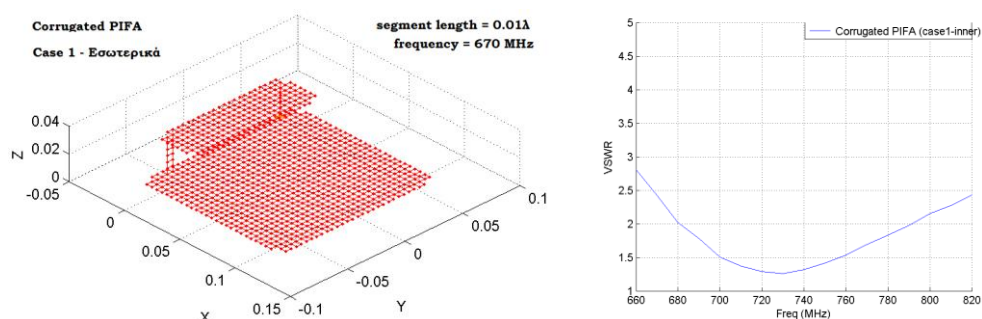


Σχήμα 65 - Τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας για Normal PIFA με $\text{segment length} = 0.01\lambda_0$.

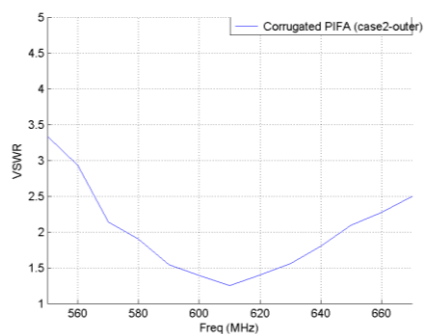
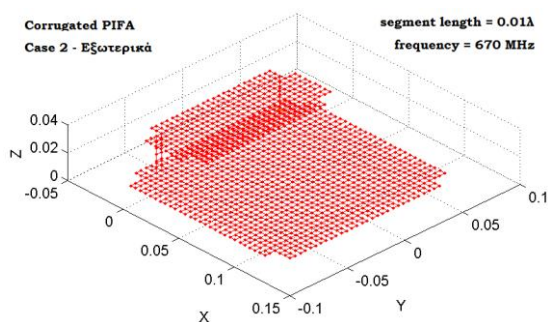
Στη συνέχεια, γίνεται εφαρμογή των σχισμών και προσομοιώνεται κάθε δομή που προκύπτει έτσι ώστε να μετρηθεί ο λόγος στάσιμων κυμάτων, για να εξαχθεί συμπέρασμα για το εύρος ζώνης τους.



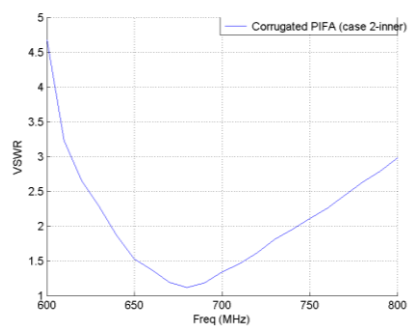
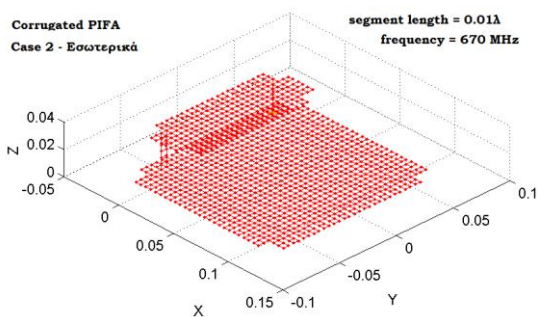
Σχήμα 66 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).



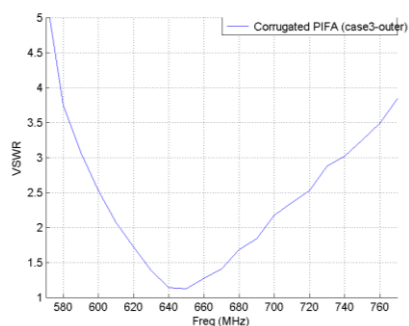
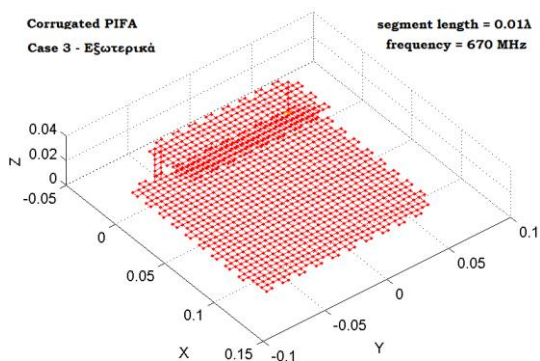
Σχήμα 67 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1).



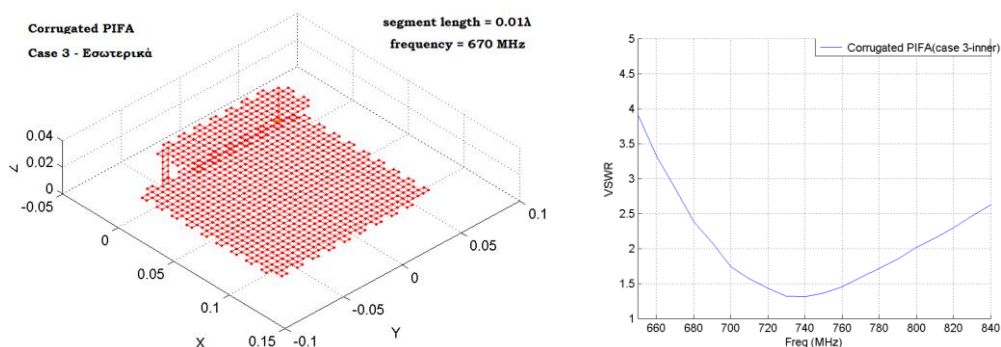
Σχήμα 68 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).



Σχήμα 69 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2).



Σχήμα 70 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).



Σχήμα 71 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3).

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τις παραπάνω δομές συνοψίζονται στον Πίνακα 27.

Πίνακας 27 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές που μελετήθηκαν για $\text{segment length} = 0.01\lambda_0$.

Κεραία	Ελάχιστο VSWR	Κέρδος [dBi]	Εύρος Ζώνης [MHz]	Συχνότητες Λειτουργίας [MHz]
Normal PIFA	1.0367 (670 MHz)	2.5	90	630 – 720
Corrugated PIFA 111 (εξωτερικά)	1.0942 (640 MHz)	2.3	85	605 – 690
Corrugated PIFA 111 (εσωτερικά)	1.2602 (730 MHz)	2.4	110	680 – 790
Corrugated PIFA 121 (εξωτερικά)	1.2483 (610 MHz)	2.3	70	575 – 645
Corrugated PIFA 121 (εσωτερικά)	1.1147 (680 MHz)	2.3	100	640 – 740
Corrugated PIFA 211 (εξωτερικά)	1.1204 (650 MHz)	2.3	85	610 – 695
Corrugated PIFA 211 (εσωτερικά)	1.3121 (740 MHz)	2.5	110 MHz	690 – 800

Αρχικά, για την Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές παρατηρείται μια μικρή μείωση στο εύρος ζώνης, το οποίο έχει μετατοπιστεί ελάχιστα προς πιο χαμηλές συχνότητες. Επίσης, η ελάχιστη τιμή του VSWR είναι κοντά σε αυτή της Normal PIFA, μόνο που αυτό εντοπίζεται σε χαμηλότερη συχνότητα, γεγονός που δικαιολογεί και τη μετατόπιση των

συχνοτήτων λήψης. Αντίθετα, για τη Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές συμβαίνει μια αύξηση του εύρους ζώνης κατά 20 MHz, με μετατοπισμένη και την κεντρική συχνότητα του διαστήματος προς τα πάνω. Παρόλη την αύξηση στο εύρος ζώνης η ελάχιστη τιμή του VSWR που εμφανίζεται είναι μεγαλύτερη από της Normal PIFA. Αναφορικά με την απολαβή στην Corrugated PIFA 111 εμφανίζεται μια μικρή μείωση και στις δύο περιπτώσεις σχισμών.

Στη συνέχεια, για την Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές υπάρχει μια μείωση στο εύρος ζώνης και η διάταξη λειτουργεί σε χαμηλότερες συχνότητες συγκριτικά με την Normal PIFA, ενώ και η ελάχιστη τιμή του λόγου στάσιμων κυμάτων είναι μεγαλύτερη. Αντίθετα, όταν εφαρμόζονται εσωτερικές σχισμές υπάρχει αύξηση του εύρους ζώνης και μετατόπισης του σε υψηλότερες συχνότητες, όπως και σε προηγούμενες περιπτώσεις.

Τα ίδια με τις παραπάνω περιπτώσεις ισχύουν και για την Corrugated PIFA 211. Το αξιοσημείωτο σε αυτή την περίπτωση είναι πως για εσωτερικές σχισμές υπάρχει αύξηση του εύρους ζώνης. Αυτό συμβαίνει παρόλο που το ελάχιστο VSWR που εμφανίζεται είναι 1.3121, αυξημένο δηλαδή από το αντίστοιχο της Normal PIFA, ενώ αυτό συμβαίνει σε υψηλότερη συχνότητα. Η Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές λειτουργεί καλά στις συχνότητες 690 – 800 MHz, που είναι το μεγαλύτερο κομμάτι του ψηφιακού μερίσματος, όπως αυτό έχει αναπτυχθεί στη Αμερική και την Ασία.

3.4.5 Segment Length = $0.01\lambda_0$ (Μία ακόμα περίπτωση)

Λόγω του γεγονότος ότι ούτε στην προηγούμενη περίπτωση είχαμε πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα, όσον αφορά το εύρος ζώνης των δομών που αναπτύχθηκαν έγινε μια ακόμα προσπάθεια. Αυτή τη φορά το μήκος τμήματος (segment length) ήταν ίσο και πάλι με $0.01\lambda_0$, όμως το εύρος των πιθανών τιμών για τις παραμέτρους ήταν διαφορετικό, όπως φαίνεται και στον Πίνακα 28. Αυτό έγινε διότι ο σκοπός ήταν να περιοριστούν οι πιθανές τιμές των μεταβλητών έτσι ώστε να πλησιάσουν οι διατάξεις που θα προκύψουν αυτή που είχε βγει με μήκος τμήματος $0.02\lambda_0$ και είχε ικανοποιητικά αποτελέσματα. Απλά σε αυτή την περίπτωση η δομή που θα προκύψει θα αποτελείται από περισσότερα segments, ενώ οι σχισμές που θα εφαρμοστούν θα είναι πιο πολλές σε αριθμό σε κάθε πλευρά των δύο πλακών, δημιουργώντας με τον τρόπο αυτό μεγαλύτερες διαταραχές για τα ρεύματα που αναπτύσσονται. Στον Πίνακα 29 καταγράφεται το πώς μεταφράζονται οι παραπάνω τιμές για τις μεταβλητές σε διαστάσεις για την κεραία.

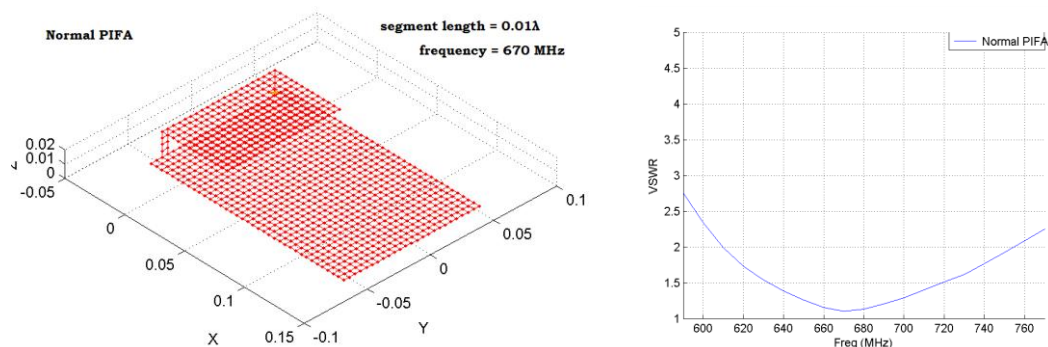
Πίνακας 28 - Παράμετροι εισόδου και αποτελέσματα βελτιστοποίησης Γενετικών Αλγορίθμων για $\text{segment length}=0.01\lambda_0$.

Μεταβλητή	Εύρος Τιμών	Βήμα	Αποτελέσματα
uplen	6seglen – 10seglen	1seglen	6seglen
upwid	10seglen – 15seglen	1seglen	10seglen
h	4seglen – 7seglen	1seglen	4seglen
addx	7seglen – 12seglen	1seglen	12seglen
addy	1seglen – 5seglen	1seglen	2seglen

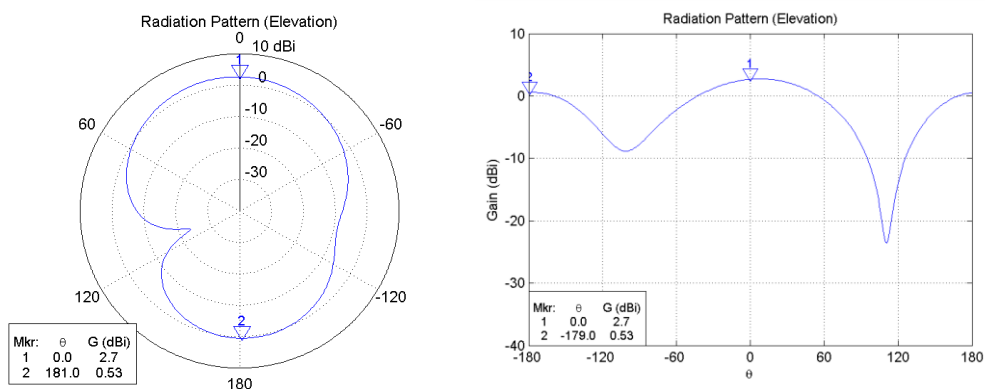
Πίνακας 29 - Εύρος τιμών διαστάσεων και αποτελέσματα για τη βελτιστοποιημένη κεραία για $\text{segment length}=0.01\lambda_0$.

Διάσταση	Εύρος Τιμών	Αποτελέσματα
Μήκος Άνω Πλάκας	12seglen – 20seglen	12 seglen
Πλάτος Άνω Πλάκας	20seglen – 30seglen	20 seglen
Ύψος της Άνω Πλάκας	4 seglen – 7 seglen	4 seglen
Μήκος της Κάτω Πλάκας	26seglen – 44seglen	36 seglen
Πλάτος της Κάτω Πλάκας	22seglen – 40seglen	24 seglen

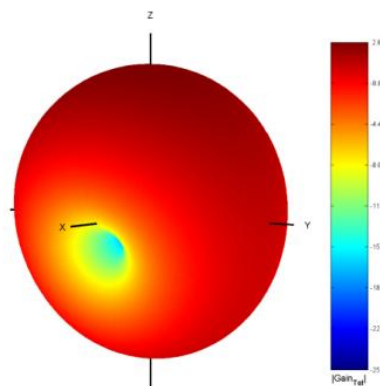
Από τις τιμές που εκφράζουν τον αριθμό των τμημάτων που απαιτούνται για να υλοποιηθεί η κεραία είναι εφικτό να υπολογιστούν και οι διαστάσεις της. Έτσι, η δομή αυτή είναι υλοποιημένη στα 670 MHz, δηλαδή το μήκος κύματος είναι 45 cm και το μήκος ενός segment είναι $0.01\lambda_0$, οπότε οι διαστάσεις της κεραίας είναι $16.2 \text{ cm} \times 10.8 \text{ cm} \times 1.8 \text{ cm}$, γεγονός που επιβεβαιώνεται και από το Σχήμα 71 που απεικονίζει την υλοποίησή της στο SuperNEC. Στο Σχήμα 72 δίνεται η γραφική παράσταση του λόγου στάσιμων κυμάτων σε συνάρτηση με τη συχνότητα. Η συνθήκη βελτιστοποίησης για $\text{VSWR} = 1$ έχει ικανοποιηθεί σε μεγάλο βαθμό, καθώς για τα 670 MHz ο λόγος αυτός ισούται με 1.1004. Το εύρος ζώνης της βελτιστοποιημένης Normal PIFA είναι 145 MHz καλύπτοντας τις συχνότητες 610 – 755 MHz, δηλαδή τα κανάλια 38 – 56 της επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Στα διαγράμματα ακτινοβολίας του Σχήματος 73 φαίνεται ότι η διάταξη, που προέκυψε από το Γενετικό Αλγόριθμο, παρουσιάζει έναν κύριο λοβό ακτινοβολίας στο επίπεδο xz για $\theta = 0^\circ$ με απολαβή 2.7 dBi. Τέλος, στο Σχήμα 74 φαίνεται το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας για να είναι ευδιάκριτο πώς αλλάζει το κέρδος της κεραίας στις κάθε κατεύθυνση.



Σχήμα 72 - Λόγος στάσιμων κυμάτων για βελτιστοποιημένη Normal PIFA με segment length= $0.01\lambda_0$.

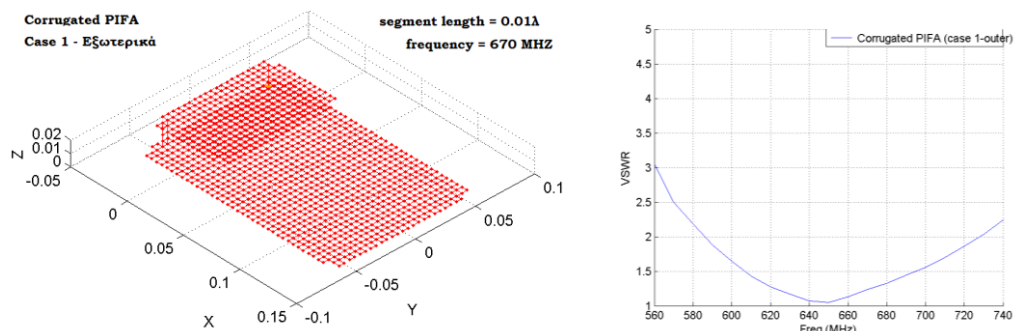


Σχήμα 73 - Διάγραμμα ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length= $0.01\lambda_0$ στο επίπεδο xz σε πολικές συντεταγμένες και σε επίπεδη μορφή.

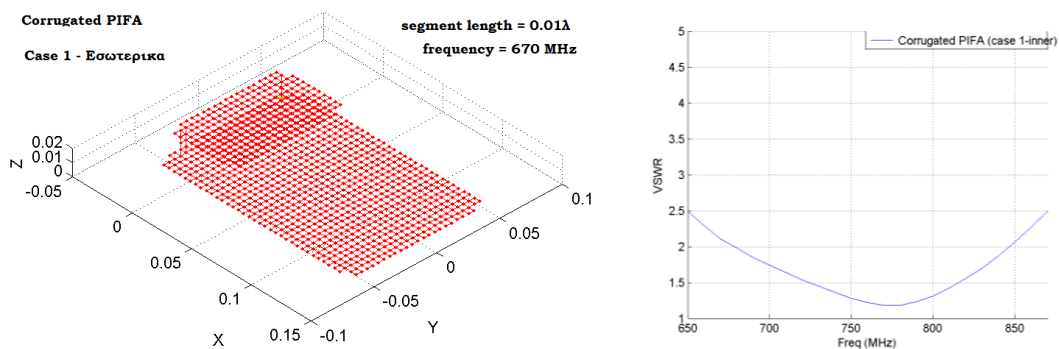


Σχήμα 74 - Τριδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας για Normal PIFA με segment length= $0.01\lambda_0$.

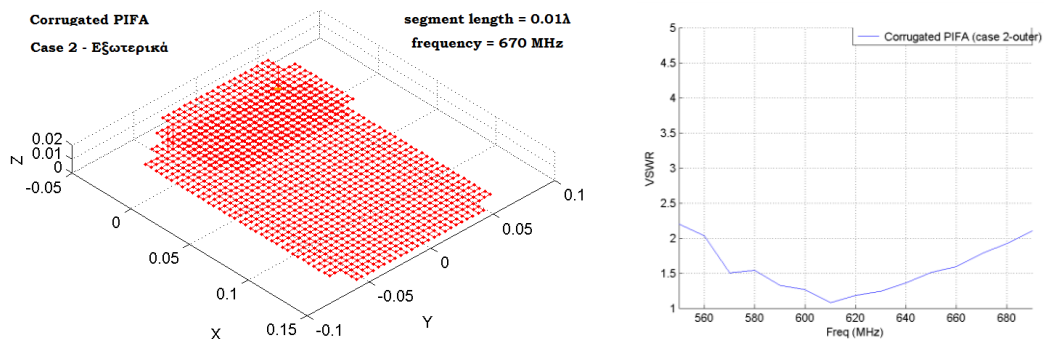
Στη συνέχεια, παρουσιάζονται στα Σχήματα 75-80 οι δομές με σχισμές που έχουν σαν βάση τη βελτιστοποιημένη Normal PIFA.



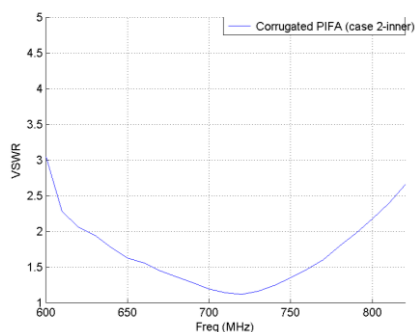
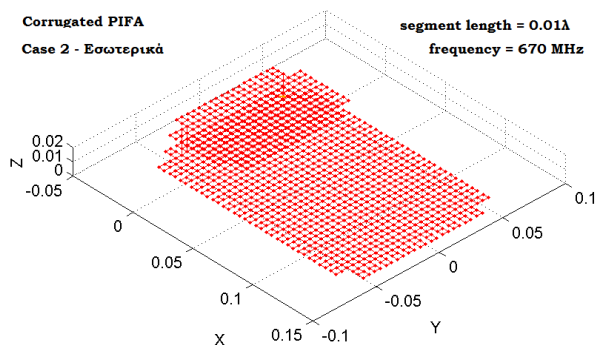
Σχήμα 75 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 1)



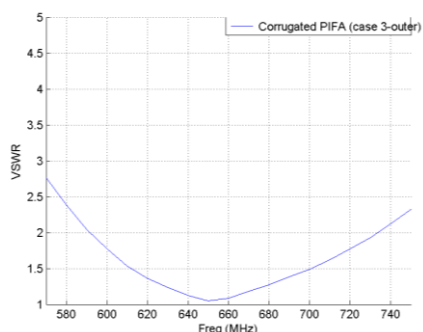
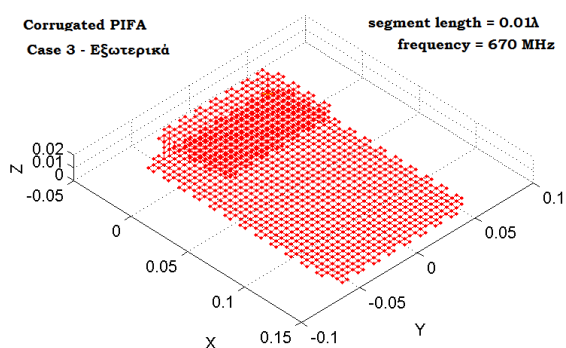
Σχήμα 76 - VSWR για Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 1)



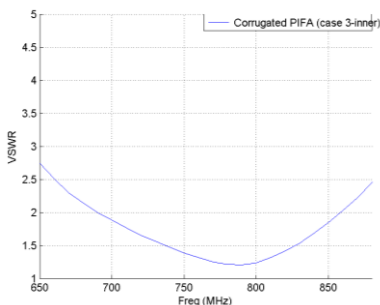
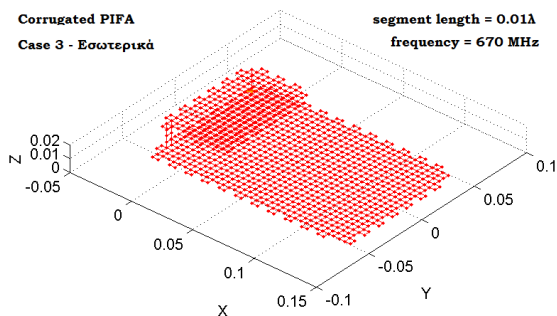
Σχήμα 77 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 2)



Σχήμα 78 - VSWR για Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 2)



Σχήμα 79 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές σχισμές (περίπτωση 3)



Σχήμα 80 - VSWR για Corrugated PIFA 211 με εσωτερικές σχισμές (περίπτωση 3)

Τα αποτελέσματα για όλες τις παραπάνω δομές συνοψίζονται στον Πίνακα 30. Εκεί καταγράφονται το ελάχιστο VSWR για κάθε δομή και σε ποια συχνότητα εμφανίζεται αυτό, η απολαβή της κεραιάς σε αυτή τη συχνότητα, το εύρος ζώνης, καθώς επίσης και τις συχνότητες που αυτό εκτείνεται.

Πίνακας 30 - Συγκριτικές τιμές για τις διάφορες δομές που μελετήθηκαν για segment length =0.01λ₀.

Κεραία	Ελάχιστο VSWR	Κέρδος [dBi]	Εύρος Ζώνης [MHz]	Συχνότητες Λειτουργίας [MHz]
Normal PIFA	1.1004 (670 MHz)	2.7	145	610 – 755
Corrugated PIFA 111 (εξωτερικά)	1.0461(650 MHz)	2.6	145	585 – 730
Corrugated PIFA 111 (εσωτερικά)	1.1812 (770 MHz)	2.9	170	680 – 850
Corrugated PIFA 121 (εξωτερικά)	1.0803 (610 MHz)	2.4	125	560 – 685
Corrugated PIFA 121 (εσωτερικά)	1.1131 (720 MHz)	2.8	170	620 – 790
Corrugated PIFA 211 (εξωτερικά)	1.0501 (650 MHz)	2.6	145	590 – 735
Corrugated PIFA 211 (εσωτερικά)	1.2069 (790 MHz)	3	170	690 – 860

Σχετικά με την Corrugated PIFA 111 με εξωτερικές σχισμές παρατηρείται μείωση της ελάχιστης τιμής του VSWR, ενώ παράλληλα το μέγεθος του εύρους ζώνης παραμένει σταθερό, απλά είναι μετατοπισμένο προς χαμηλότερες συχνότητες. Η διάταξη αυτή καλύπτει τα κανάλια 35 – 53 της ψηφιακής τηλεόρασης. Η Corrugated PIFA 111 με εσωτερικές σχισμές παρουσιάζει ελάχιστο λόγο στάσιμων κυμάτων στα ίδια επίπεδα με την Normal PIFA, απλά αυτό συμβαίνει σε υψηλότερη συχνότητα. Επίσης, για αυτή τη διάταξη παρατηρείται μια καλή αύξηση στο εύρος ζώνης, το οποίο είναι μετατοπισμένο προς υψηλότερες συχνότητες, καλύπτοντας τη ζώνη 680 – 850 MHz. Αυτό το γεγονός είναι ιδιαίτερα αξιοσημείωτο, καθώς με αυτή τη διάταξη μπορεί να καλυφθεί το εύρος του ψηφιακού μερίσματος όπως αυτό ορίζεται την Αμερική και την Ασία (698 – 862 MHz), αλλά και στην Ευρώπη (790 – 862 MHz). Επίσης υπάρχει μια αύξηση στην απολαβή της κεραίας αυτής.

Για την Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές, φαίνεται πως υπάρχει μια μείωση στο εύρος ζώνης, με καλύτερη προσαρμογή στη συχνότητα των 610 MHz. Επίσης, όπως σε προηγούμενες περιπτώσεις με εξωτερικές σχισμές υπάρχει μια μετατόπιση προς τα κάτω για τις συχνότητες λήψης, ενώ και η απολαβή της διάταξης μειώνεται. Η Corrugated PIFA 121 με εσωτερικές σχισμές, όμως, είναι βελτιωμένη συγκριτικά με το μέγεθος του

εύρους ζώνης, καθώς αυτή η κεραία έχει 170 MHz στις συχνότητες 620 – 790 MHz, καλύπτοντας τα κανάλια 39 – 60 της επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Επίσης, υπάρχει μια μικρή αύξηση στο κέρδος της κεραίας, ενώ το ελάχιστο VSWR είναι παρόμοιο με της Normal PIFA.

Τέλος, για την Corrugated PIFA 211 με εξωτερικές οχισμές εμφανίζεται το ίδιο εύρος ζώνης απλά μετατοπισμένο σε χαμηλότερες συχνότητες (590 – 735 MHz) με κεντρική συχνότητα που εμφανίζεται το ελάχιστο VSWR στα 650 MHz. Η διάταξη αυτή καλύπτει τα κανάλια 36 -53 της ζώνης, ενώ στη συχνότητα προσαρμογής εμφανίζει καλύτερη προσαρμογή, ελαχιστοποιώντας τις απώλειες ανάκλασης. Για την κεραία Corrugated PIFA 211, υπάρχει αύξηση του εύρους ζώνης, το οποίο φτάνει τα 170 MHz, καλύπτοντας τις συχνότητες 690 – 860 MHz (κανάλια 48 – 69 της ζώνης UHF). Η διάταξη αυτή, λοιπόν είναι ικανή να ικανοποιήσει τις ανάγκες κάλυψης του ψηφιακού μερίσματος τόσο στην Αμερική και Ασία (698 – 860 MHz) όσο και στην Ευρώπη (790 – 860 MHz). Επίσης παρουσιάζει απολαβή 3 dBi, αυξημένη με την αντίστοιχη της Normal PIFA, που κρίνεται ικανοποιητική για σταθερή λήψη.

3.5 Βιβλιογραφία 3^{ου} κεφαλαίου

- [1] Ε. Κόλλια, “Σχεδίαση και ανάλυση UWB κεραιών με τη χρήση του λογισμικού πακέτου προσομοίωσης SuperNEC. Βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών της κεραίας με τη χρήση των Γενετικών Αλγορίθμων”, Αθήνα, 2010.
- [2] I. Rosu, “PIFA-Planar Inverted F Antenna” <http://www.qsl.net/va3iul>.
- [3] H. F. AbuTarboush, R. Nilavalan, D. Budimir, and H. S. Al-Rawershidy, “Compact planar inverted-F antenna (PIFA) for WiMAX applications”, *Proceedings of the 2009 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting* (APSURSI 2009), 1 – 5 June 2009, North Charleston, SC, USA.
- [4] H. F. AbuTaboush, R. Nilavalan, H. S. Al-Raweshidy, and D. Budimir, “Design of planar inverted-F antenna (PIFA) for multiband wireless applications”, *Proceedings of International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications* (ICEAA 2009), pp. 78-81, 14-18 September 2009, Torino, Italy.
- [5] D. M. Nashaat, H. Alsadek, and H. Ghali, “Single feed compact quad-band PIFA antenna for wireless communication applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 8, pp. 2631-2635, August 2005.

-
- [6] Y.-S. Shin, B.-N. Kim, W.-I. Kwak, and S.-O. Park, "GSM/DCS/IMT-2000 triple-band built-in antenna for wireless terminals", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 104-107, December 2004.
- [7] C. D. Nikolopoulos, C. I. Tsitouri, T. D. Dimousios, and C. N. Capsalis, "A compact single feed, low cost broadband, switched-beam antenna for mobile Wimax applications", *PIERS*, pp. 85-88, 20-23 March 2011, Marrakesh, Morocco.
- [8] <http://www.radio-electronics.com/info/broadcast/digital-video-broadcasting/what-is-dvb-t-basics-tutorial.php>, [Ηλεκτρονικό].
- [9] <http://en.wikipedia.org/wiki/DVB-T>, [Ηλεκτρονικό].
- [10] Analysis mason, "Δικαιώματα στην κυριότητα του φάσματος των UHF και των 2.6 GHz", 2012.
- [11] P. K. Δερεδάκης, "Ανάλυση και μέτρηση παρεμβολών στην επίγεια ψηφιακή τηλεόραση από κινητές υπηρεσίες WCDMA, TD-SCDMA, GSM-EDGE", Αθήνα, 2010.
- [12] Π. Κωστόπουλος, "Ενισχυτική μάθηση σε συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών", Αθήνα, 2011.
- [13] R. Waterhouse, *Printed Antennas for Wireless Communications*, Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [14] C. Nikolopoulos, K. Stravoskoufis, and C. N. Capsalis, "A new small and low-cost wideband PIFA with corrugations", *PIERS*, pp. 1566-1569, 19-23 August 2012, Moscow, Russian Federation.
- [15] M. F. Abedin and M. Ali, "Modifying the ground plane and its effects on planar inverted-F antennas (PIFAs) for mobile phone handsets", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 226-229, 2003.
- [16] J. Teniente, R. Gonzalo and C. Del-Rio, "Innovative high-gain corrugated horn antenna combining horizontal and vertical corrugations", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 380-383, 2006.
- [17] C. Cordeiro, K. Challapali, and D. Birru, "IEEE 802.22: An introduction to the first wireless standard based on cognitive radios", *Journal of Communications*, vol. 1, no.1, pp. 38-46, April 2006.
- [18] C. D. Nikolopoulos and C. N. Capsalis, "The impact of corrugations in optimized planar inverted F antennas", *International Journal on Communication Antennas and Propagation (IRECAP)*, vol. 2, n. 1, pp. 33, Feb. 2012.
-

Κεφάλαιο 4

Η έννοια της Ραδιομετρίας Γενικά

4.1 Εισαγωγή

Ραδιομετρία είναι το πεδίο της επιστήμης που σχετίζεται με τη μέτρηση της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας. Μαζί με τη Φωτομετρία αποτελούν τα δύο πεδία της επιστήμης, που ασχολούνται με τη μέτρηση του φωτός. Όμως, σε αντίθεση με το πεδίο της Φωτομετρίας, το οποίο ασχολείται με το φως μόνο στην περιοχή του φάσματος που είναι ορατό από το ανθρώπινο μάτι, το πεδίο της Ραδιομετρίας εκφράζει τη μέτρηση της ατάκτως και τυχαία εκπεμπόμενης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας από όλα τα υλικά σώματα (αέρια, υγρά, στερεά και πλάσμα).

Τα όργανα μέτρησης της ραδιομετρίας είναι τα ραδιόμετρα. Η φυσική αρχή λειτουργίας των ραδιομέτρων είναι η λήψη της χαοτικής θερμικής ακτινοβολίας που εκπέμπεται από οποιοδήποτε υλικό αντικείμενο, που βρίσκεται σε θερμοκρασία πάνω από το απόλυτο μηδέν (-273°C), και αποτελεί μία παθητική μέθοδο ανίχνευσής της ακτινοβολίας αυτής.

Η Μικροκυματική Ραδιομετρία (Microwave Radiometry) είναι μία υποκατηγορία στην επιστήμη της ραδιομετρίας και βασίζεται στη μέτρηση του ηλεκτρομαγνητικού θερμικού θορύβου που εκπέμπουν υλικά με απώλειες στο φάσμα των ηλεκτρομαγνητικών συχνοτήτων με χρήση μικροκυματικών ραδιομέτρων.

4.2 Βασικές Αρχές Μικροκυματικής Ραδιομετρίας

4.2.1 Περίληψη

Η αρχή λειτουργίας της μικροκυματικής ραδιομετρίας στηρίζεται στην ανίχνευση των πολύ ασθενών σημάτων τύπου θορύβου, που εκπέμπονται από όλα τα υλικά αντικείμενα. Οι βασικές αρχές της μικροκυματικής ραδιομετρίας είναι:

Σύμφωνα με το νόμο του Nyquist, η ισχύς θορύβου που εκπέμπεται σε μια κεραία συζευγμένη με ένα μέσο με απώλειες σε απόλυτη θερμοκρασία T είναι ομοιόμορφη στο μικροκυματικό φάσμα και για εύρος ζώνης ενός Hertz, δίνεται από τη σχέση:

$$P = kT \quad (4.1)$$

όπου P είναι η ισχύς θορύβου, T η απόλυτη θερμοκρασία του μέσου σε βαθμούς Kelvin και $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$ σταθερά του Boltzmann. Αυτό προκύπτει με την εφαρμογή του νόμου του Planck ή της προσέγγισης των Rayleigh–Jeans σύμφωνα με την ακτινοβολία του μέλανος σώματος.

Η ενέργεια, που ανταλλάσσεται μεταξύ διαφόρων σωμάτων σε θερμοδυναμική ισορροπία, είναι ισοκατανεμημένη (equipartition principle). Αυτό προκύπτει από την εξίσωση ισορροπίας της ακτινοβολίας (radioactive balance equation), που αποτελεί συνέπεια του δεύτερου θερμοδυναμικού νόμου. Η ιδιότητα αυτή ισχύει για διάφορα εύρη συχνοτήτων. Η θερμοκρασία σχετίζεται με την τυχαία κίνηση των ηλεκτρικών σωματιδίων και διπόλων της ύλης και με την παραγωγή σήματος (τύπου) ηλεκτρομαγνητικού θορύβου μεγάλου εύρους.

4.2.2 Θεωρία Ακτινοβολία Μέλανος Σώματος

Ο όρος “μέλαν σώμα” εισήχθη από τον Gustav Robert Kirchhoff το 1860 και η μελέτη της ακτινοβολίας του έπαιξε μεγάλο ρόλο στη ανάπτυξη της κβαντομηχανικής, καθώς περιγράφει ένα ιδανικό σώμα, το οποίο απορροφά όλο το φως, που προσπίπτει πάνω του.

Η Θεωρία της Ακτινοβολίας του Μέλανος Σώματος και η Επέκτασή της για κάθε Φυσικό Σώμα εισήχθη από το Max Planck στις 12 Δεκεμβρίου του 1900 σε συνέδριο της Γερμανικής Φυσικής Εταιρείας. Ο Max Planck μίλησε τότε για πρώτη φορά για την ακτινοβολία και την απορρόφησή της από το “μέλαν σώμα”, διευκρινίζοντας ότι η ενέργεια υφίσταται μόνο υπό τύπου κβάντων πολλαπλάσια μιας στοιχειώδους ποσότητας, που ονόμασε σταθερή. Αναφέρθηκε, επιπλέον, στην κατανομή της ενέργειας σύμφωνα με το μήκος κύματος στη λεγόμενη ακτινοβολία «μέλανος σώματος» ενός κοιλώματος. Συνδύασε τον τύπο του Wien για την κατανομή της ενέργειας βάσει πειραμάτων με βραχεία κύματα με την εξίσωση του λόρδου Rayleigh και προχώρησε σε πλήρη θεωρητική αφαίρεση. Με αυτό τον τρόπο απέρριψε βασικές αρχές της κλασικής φυσικής και εισήγαγε τα ενεργειακά κβάντα. Χαρακτήρισε ως μέλαν σώμα το σώμα, που απορροφά πλήρως την προσπίπτουσα ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία κάθε συχνότητας. Ένα μέλαν σώμα, που βρίσκεται σε θερμική ισορροπία με το περιβάλλον του, εκπέμπει ακτινοβολία, επίσης, σε όλες τις συχνότητες.

Πειραματικά, μια προσέγγιση μέλανος σώματος είναι μια κλειστή κοιλότητα στο εσωτερικό ενός σώματος με ομοιόμορφη θερμοκρασία, που επικοινωνεί με τον έξω κόσμο μέσω μιας μικρής οπής. Οι φασματοσκοπικές ιδιότητες της ακτινοβολίας στο εσωτερικό της κοιλότητας του μέλανος σώματος είναι ίδιες με της ακτινοβολίας που διαφεύγει από την οπή.

Το φάσμα του μέλανος σώματος περιγράφεται πειραματικά από τη φασματική πυκνότητά του $u(\nu, T)$:

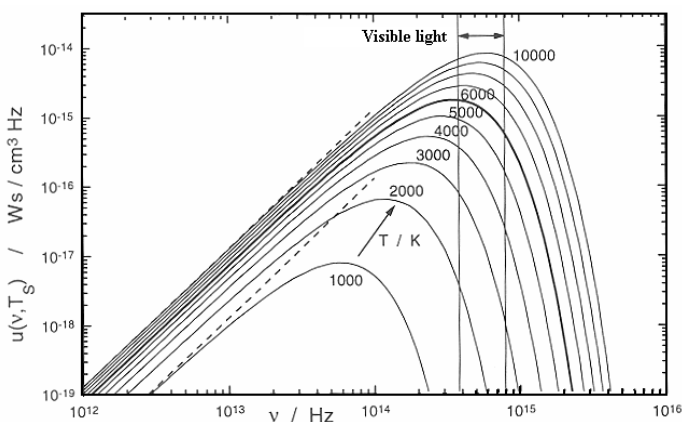
$$u(\nu, T) = \Delta E / \Delta V \cdot \Delta \nu \quad (4.2)$$

όπου ΔE είναι η ενέργεια που ακτινοβολείται, $\Delta \nu$ η περιοχή συχνοτήτων, ΔV ο όγκος της κοιλότητας και T η θερμοκρασία της κοιλότητας. Δηλαδή, η $u(\nu, T)$ είναι η πυκνότητα ενέργειας ανά μονάδα όγκου και διαστήματος συχνότητας. Η ενέργεια αυτή διαδίδεται με την ταχύτητα του φωτός προς όλες τις κατευθύνσεις. Συνεπώς, αποδεικνύεται ότι η ενέργεια, που εκπέμπει ένα μέλαν σώμα ανά μονάδα χρόνου, επιφάνειας και διαστήματος συχνότητας, είναι:

$$E(\nu, T) = (c / 4) u(\nu, T) \quad (4.3)$$

όπου c η ταχύτητα του φωτός στο κενό.

Η ακτινοβολούμενη ενέργεια του μέλανος σώματος σε διάφορες θερμοκρασίες κατανέμεται στις διάφορες συχνότητες σύμφωνα με τη χαρακτηριστική καμπύλη του Σχήματος 81, όπως προέκυψε από τις πειραματικές μετρήσεις της ποσότητας $E(\nu, T)$.



Σχήμα 81 - Ένταση κατανομής ακτινοβολίας σε σχέση με τη συχνότητα και τη θερμοκρασία.

Οι Rayleigh και Jeans έκαναν μια θεωρητική προσέγγιση για τη φασματική πυκνότητα της ακτινοβολίας του μέλανος σώματος στηριζόμενοι στην παραδοχή ότι κατά τις ταλαντώσεις μέσα στην κοιλότητα του μέλανος σώματος οι ταλαντωτές θα έχουν ένα συνεχές ενεργειακό φάσμα. Έτσι, κατέληξαν στη σχέση:

$$u(\nu, T) = 8\pi \nu^2 kT / c^3 \quad (4.4)$$

Η ροή ενέργειας της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας προκύπτει ότι είναι:

$$E(\nu, T) = 2\pi\nu^2 kT / c^2 \quad (4.5)$$

Στις χαμηλές συχνότητες η πρόβλεψη αυτή συμφωνεί με τα πειραματικά αποτελέσματα. Οδηγεί όμως σε άτοπο στις υψηλές συχνότητες, καθότι με εφαρμογή της προκύπτει το συμπέρασμα ότι η εκπεμπόμενη ακτινοβολία αυξάνει απεριόριστα.

Ο Planck, όπως προαναφέρθηκε, εισήγαγε την παραδοχή της διακριτότητας των ενεργειακών σταθμών των σωμάτων, την οποία συνδύασε με τις στατιστικές παραδοχές του Boltzmann. Συναρτήσεϊ του μήκους κύματος λ της ακτινοβολίας, ισχύουν οι εξής σχέσεις:

$$E(\nu, T)dV = E(\nu, Td\lambda) \quad (4.6)$$

$$\lambda = c / \nu \quad (4.7)$$

Παραγωγίζοντας την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος του μέλανος σώματος περιγράφεται από τη σχέση:

$$E(\lambda, T) = 2\pi c^2 h / \lambda^5 [\exp(hc / \lambda kT) - 1] \quad (4.8)$$

Ολοκληρώνοντας τη συνάρτηση του Planck για όλες τις συχνότητες, προκύπτει ο νόμος των Stephan – Boltzmann για την ολική εκπεμπόμενη ενέργεια από ένα μέλαν σώμα, ο οποίος έχει επιβεβαιωθεί και πειραματικά:

$$E_b = \int_0^\infty E(\lambda, T)d\lambda = \sigma T^4 \quad (4.9)$$

όπου E_b είναι η ολική εκπεμπόμενη ενέργεια ανά μονάδα χρόνου και επιφάνειας (ένταση) σε όλες τις συχνότητες και σ μία σταθερά, ίδια για κάθε μέλαν σώμα με $\sigma = 5.7 \times 10^{-8} \text{ W/m}^2\text{K}^4$.

Όσον αφορά στην ένταση της ακτινοβολίας, αυτή γίνεται μέγιστη για μια συγκεκριμένη συχνότητα $\nu_{\max}$ (αντιστοιχεί σε μήκος κύματος $\lambda_{\max}$), η οποία αυξάνει ανάλογα με τη θερμοκρασία σύμφωνα με το νόμο του Wien:

$$\lambda_{\max} T = 0.002898 \quad (4.10)$$

Ως συντελεστής απορρόφησης a_ν για κάθε φυσικό σώμα ορίζεται ο λόγος της ισχύος της απορροφούμενης ακτινοβολίας προς την ισχύ της προσπίπτουσας σε αυτό ακτινοβολίας. Για το μέλαν σώμα, που απορροφά πλήρως την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία κάθε συχνότητας που προσπίπτει πάνω του, είναι προφανές ότι ισχύει $a_{b\nu} = 1$, ενώ προφανώς για κάθε άλλο σώμα είναι $a_\nu < 1$.

Για κάθε σώμα, που βρίσκεται σε θερμική ισορροπία, η ακτινοβολούμενη ενέργεια πρέπει να εξισορροπείται από την ενέργεια που

απορροφά αυτό από το περιβάλλον. Ο Kirchhoff με απλούς θερμοδυναμικούς συλλογισμούς κατέληξε στη σχέση:

$$E_v = a_v E_{bv} = a_v \sigma T^4 \quad (4.11)$$

Επομένως, για ένα οποιοδήποτε ομοιόμορφο μέσο σε θερμική ισορροπία οι συντελεστές απορρόφησης και εκπομπής για κάθε φασματική περιοχή ισούνται με το λόγο της εκπεμπόμενης ενέργειας του σώματος προς την αντίστοιχη του μέλανος σώματος. Άρα, ο συντελεστής εκπομπής ε_v ενός σώματος ορίζεται ως:

$$a_v = E_v / E_{bv} = \varepsilon_v \quad (4.12)$$

4.2.3 Μικροκυματικά ραδιόμετρα

Ένα τυπικό ραδιόμετρο αποτελείται από μια κεραία ανίχνευσης και ένα πολύ ευαίσθητο δέκτη ευρείας ζώνης. Κρίσιμο είναι και το ζήτημα ύπαρξης μιας απόλυτης θερμοκρασίας αναφοράς. Η κεραία συλλέγει τη θερμική μικροκυματικά μεταδιδόμενη ακτινοβολία και τη συγκεντρώνει στον ευαίσθητο δέκτη, όπου ανιχνεύεται, ενισχύεται και καταγράφεται είτε ως μια συνάρτηση τάσης – χρόνου μετρούμενη είτε με πολύμετρο είτε ως γραφική παράσταση σε γραφικό περιβάλλον ηλεκτρονικού υπολογιστή. Τα τρία κύρια είδη μικροκυματικών ραδιομέτρων για τη μέτρηση θερμικού θορύβου είναι τα παρακάτω.

Ραδιόμετρα ολικής ισχύος (total power radiometers)

Τα ραδιόμετρα αυτά μετρούν απευθείας την ισχύ του θερμικού θορύβου. Πρόκειται ουσιαστικά για ένα δέκτη συνδεδεμένο σε μια κεραία και το σήμα εξόδου του υποδεικνύει τη ληφθείσα ισχύ. Για ένα προσαρμοσμένο υλικό με ομοιόμορφη θερμοκρασία, το σήμα ισχύος είναι συσχετισμένο με τη θερμοκρασία έτσι ώστε, μετά από κανονικοποίηση (calibration), να μπορεί να καθοριστεί η θερμοκρασία του. Αν το υλικό δεν είναι προσαρμοσμένο στην κεραία, στον ακροδέκτη δοκιμής (probe), τότε έχουμε:

$$P = (1 - |\rho|^2) kT \quad (4.13)$$

όπου ρ είναι ο συντελεστής ανάκλασης.

Για ένα μη – ισοθερμικό υλικό, η ισχύς εξόδου ανά Hz εύρους ζώνης προέρχεται από την υπέρθεση της συνεισφοράς από όλους τους (επιμέρους) στοιχειώδεις όγκους, τους συζευγμένους στην κεραία, δηλαδή:

$$P = \sum C_i T_i \quad (4.14)$$

όπου C_i είναι η συνάρτηση βάρους και T_i η απόλυτη θερμοκρασία ενός επιμέρους (στοιχειώδους) όγκου συζευγμένου στην κεραία.

Η ολική μετρούμενη ισχύς από το ραδιόμετρο αντιστοιχεί στο αποτέλεσμα της ολοκλήρωσης των παραπάνω σχέσεων στο εύρος ζώνης του ραδιομέτρου. Το αποτέλεσμα είναι ένα σήμα μικρής ισχύος και επομένως πρέπει να ενισχυθεί. Οι ενισχυτές όμως επηρεάζονται από ολίσθηση/πτώση κέρδους (gain drift) με συνέπεια το σήμα να πρέπει να συγκρίνεται περιοδικά με ένα σήμα αναφοράς θορύβου (lock-in detection scheme). Συχνά στην πράξη, κατά τη διαδικασία της μέτρησης προσαρτάται στο σύστημα του ραδιομέτρου μια ρυθμιζόμενη πηγή θορύβου, όπως προτάθηκε παλιότερα από κάποιες ερευνητικές ομάδες. Με τον τρόπο αυτό περιορίζεται δραστικά το όποιο φαινόμενο διάχυσης και το λαμβανόμενο σήμα έχει κανονικοποιηθεί.

Κατά τη διάρκεια της δεκαετίας του '80, το Research Centre Saturne στο Κίεβο (Ουκρανία) κατασκεύασε ραδιόμετρα ολικής ισχύος, τα οποία προμηθεύτηκαν σε ανατολικές χώρες. Ένα διαφορετικό σύστημα σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε από τους Edrich και Hardee το 1974. Σύμφωνα με αυτό το σχεδιασμό, η εκπεμπόμενη ακτινοβολία από το ανθρώπινο σώμα εστιάζεται από έναν ελλειπτικό ανακλαστήρα σε δύο χοανοκεραίες – δέκτες ευαίσθητων Dicke ραδιομέτρων.

Ραδιόμετρα συσχέτισης (correlation radiometers)

Τα ραδιόμετρα συσχέτισης υπολογίζουν τη συνάρτηση συσχέτισης των σημάτων θορύβου, που λαμβάνουν δυο κεραίες. Όσον αφορά στην αρχή λειτουργίας τους, είναι γνωστό ότι η συνάρτηση συσχέτισης δυο τάσεων $u_1(t)$ και $u_2(t)$ ορίζεται από τη σχέση:

$$\Phi(\tau) = \frac{1}{t_1 - t_2} \int_{t_2}^{t_1} u_1(t) u_2(t + \tau) d\tau \quad (4.15)$$

Η συνάρτηση αυτή μπορεί να εφαρμοστεί στα ηλεκτρομαγνητικά σήματα θορύβου λαμβανόμενα από δύο κεραίες. Η παραπάνω σχέση μπορεί πρακτικά να υλοποιηθεί με τη χρήση ενός παρεμβολέα αλλαγής φάσης (phase switching interferometer), όπου μια ελεγχόμενου μήκους γραμμή καθυστέρησης θα δημιουργεί το χρονικό διάστημα τ . Τέτοια συστήματα χρησιμοποιούνται ως αισθητήρια από απόσταση (remote sensing), ιδιαίτερα στη ραδιοαστρονομία. Έχουν, επίσης, χρησιμοποιηθεί και ως αισθητήρια στο κοντινό πεδίο από σημαντικό αριθμό ερευνητικών ομάδων.

Αν οι κεραίες είναι μακριά η μια από την άλλη, τότε λαμβάνουν ασυσχέτιστα σήματα και η έξοδος είναι μηδενική. Όσο οι κεραίες πλησιάζουν και φωτίζουν τον κοινό όγκο της υπό εξέταση ύλης που παράγει το θερμικό θόρυβο, τα δυο σήματα συσχετίζονται μερικώς και έτσι, ως αποτέλεσμα λαμβάνεται ένα σήμα εξόδου. Το σήμα αυτό εξαρτάται από τρεις

παραμέτρους: την κατανομή της θερμοκρασίας μέσα στο υλικό, τη σύζευξη του υλικού στις κεραίες (μέτρο και φάση) και τον χρόνο καθυστέρησης. Η τεχνική είναι ιδιαίτερα προσαρμόσιμη. Η σχετική θέση των κεραιών καθορίζει τον υπό εξέταση όγκο ύλης και ο χρόνος καθυστέρησης του συσχετιστή καθορίζει τη σάρωση εντός του υλικού.

Από τις πρώτες μετρήσεις διαφάνηκε μια σημαντική αύξηση στη χωρική ανάλυση – ευαισθησία (spatial resolution) των ραδιομέτρων συσχέτισης σε αντιπαράβολή με αυτή του ραδιομέτρου ολικής ισχύος.

Ραδιόμετρα Dicke (Dicke radiometers)

Στα ραδιόμετρα αυτά, η είσοδος του δέκτη εναλλάσσεται μεταξύ του σήματος που λαμβάνεται από την κεραία και ενός φορτίου αναφοράς με τη βοήθεια ενός διακόπτη (Dicke switch). Όπως προαναφέρθηκε, η έξοδος ενός ραδιομέτρου ολικής ισχύος εξαρτάται από τη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη, αλλά και από τις διακυμάνσεις του κέρδους του ενισχυτή που χρησιμοποιείται. Το 1946 ο R. H. Dicke έλυσε το πρόβλημα αυτό προσθέτοντας ένα φορτίο αναφοράς στην είσοδο του ραδιομέτρου, μετατρέποντας την έξοδό του σε διαφορική. Για την εναλλαγή της εξόδου μεταξύ του φορτίου αναφοράς και της κεραίας χρησιμοποιείται ένας διακόπτης (Dicke switch). Η εναλλαγή αυτή γίνεται αρκετά γρήγορα έτσι ώστε το κέρδος του συστήματος να παραμένει σταθερό σε μια πλήρη περίοδο εναλλαγής. Επομένως, το κέρδος για κάθε μια από τις δύο ημιπεριόδους (μια ημιπερίοδος με το διακόπτη στη θέση της κεραίας και μια ημιπερίοδος με το διακόπτη στη θέση του φορτίου αναφοράς) είναι το ίδιο. Άρα, η ισχύς που μετράται σε κάθε ημιπερίοδο είναι:

$$P_A = kBG(T_A + T_n) \quad (4.16)$$

$$P_R = kBG(T_R + T_n) \quad (4.17)$$

όπου P_A είναι η μετρούμενη ισχύς στην ημιπερίοδο της κεραίας, P_R η μετρούμενη ισχύς στην ημιπερίοδο του φορτίου αναφοράς, B το εύρος ζώνης του δέκτη, G το κέρδος του ενισχυτή, T_A η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας, T_R η θερμοκρασία θορύβου του φορτίου αναφοράς και T_n η θερμοκρασία θορύβου του δέκτη. Επομένως, η συνολική μετρούμενη ισχύς σε μια πλήρη περίοδο θα είναι:

$$P_{o\lambda} = kBG(T_A + T_R) \quad (4.18)$$

υποδεικνύοντας πως η έξοδος του ραδιομέτρου είναι διαφορική και ανεξάρτητη από τη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη.

Σε ό,τι αφορά τη θερμοκρασιακή ακρίβεια των ραδιομετρικών δεκτών, η μικρότερη διαφορά θερμοκρασίας δT , που ανιχνεύεται, είναι γενικά μεγαλύτερη από αυτή που θεωρητικά προβλέπεται από τη σχέση:

$$\delta T = 2(T + T_n) \sqrt{\Delta t \cdot \Delta f} \quad (4.19)$$

όπου T είναι η θερμοκρασία του υλικού, T_n η θερμοκρασία θορύβου του δέκτη, Δt η σταθερά χρόνου του lock-in detector ή η διάρκεια της μέτρησης και Δf το εύρος ζώνης του συστήματος. Χαρακτηριστικά, η θερμοκρασιακή ευαισθησία δT είναι περίπου 0.1°C για μια σταθερά χρόνου 1 sec και εύρος ζώνης 1 GHz, που αντιστοιχεί σε μια μεταβολή ισχύος περίπου 10^{-15} W.

Στις κλινικές εφαρμογές, οι μεταβολές της προς μέτρηση θερμοκρασίας είναι γενικά μικρότερες από μερικούς βαθμούς, ενώ ο λόγος σήματος προς θόρυβο είναι μικρότερος από 16 dB και η κεντρική συχνότητα είναι μεταξύ 1 και 10 GHz, και κυρίως στο εύρος 1-5 GHz. Από τη στιγμή που η κεραία εφαρμόζεται επαφτομενικά στο δέρμα, το σήμα προέρχεται από τον όγκο της ύλης, που βρίσκεται μπροστά στο άνοιγμα της κεραίας. Οι κεραίες είναι σχεδιασμένες με τρόπο τέτοιο ώστε να περιορίζουν τα φαινόμενα διάχυσης (emissivity effect). Εξαιτίας της μεταβολής του δείκτη ανάκλασης μεταξύ βιολογικών ιστών και αέρα (emissivity effect), η εκπομπή του σήματος που προέρχεται από τους ιστούς επηρεάζεται, με αποτέλεσμα η ισχύς του να είναι μικρότερη. Η μέτρηση σημάτων αυτού του τύπου δίνει πληροφορία για τη θερμοκρασία, που επικρατεί στο εσωτερικό του υπό εξέταση υλικού.

Όσον αφορά το βάθος διείσδυσης στους ιστούς, παρόλο που οι θεωρητικές προβλέψεις για τη ραδιομετρία κοντινού πεδίου, το εκτιμούν έως και 10 cm σε κάποιες περιπτώσεις (ανάλογα με τον ιστό και φυσικά τη συχνότητα), οι in vivo μετρήσεις αποδεικνύουν μικρότερα βάθη. Στην πραγματικότητα, πολλοί ιστοί είναι πολυστρωματικοί και η δομή και η φυσιολογία τους έχουν μεγάλη επιρροή στο μετρούμενο ραδιομετρικό σήμα. Επίσης, οι περισσότερες ραδιομετρικές κεραίες είναι κυματοδηγοί ορθογωνικής διατομής, που περιέχουν διηλεκτρικά υψηλής επιτρεπτότητας και μικρών απωλειών, ώστε να επιτυγχάνεται η προσαρμογή στη διεπιφάνεια κεραίας – ιστού. Άλλες κεραίες, που χρησιμοποιούνται, είναι τυπωμένες ή κεραίες σχισμής. Το βάθος διείσδυσης και οι ραδιομετρικές συναρτήσεις βάρους δεν επηρεάζονται τόσο από το είδος της κεραίας, αλλά μεταβάλλονται σημαντικά με τη διηλεκτρική επιτρεπτότητα των ιστών (υψηλή ή χαμηλή περιεκτικότητα σε νερό), με τη δομή τους (ομοιογενείς, πολυστρωματικοί ή ετερογενείς), με τη συχνότητα του ραδιομέτρου και το μέγεθος της επιφάνειας (ανοίγματος) της κεραίας που εφαρμόζει στο σώμα.

4.3 Εφαρμογές με την Χρήση Ραδιομετρίας

4.3.1 Γενικά

Η ραδιομετρία έχει πληθώρα εφαρμογών σε άλλα πεδία της επιστήμης και της τεχνολογίας. Η χρήση ραδιομετρίας στο πεδίο της αστρονομίας ήταν καθοριστική στην προσπάθεια να παρατηρηθεί και να κατανοηθεί καλύτερα το σύμπαν. Τα ραδιόμετρα αποτελούν τη θεμελιώδη τεχνολογία, που χρησιμοποιείται στη ραδιοαστρονομία κατά τη διάρκεια των τελευταίων 60 ετών, στη χρήση ραδιομέτρων σε δορυφόρους, ραδιοτηλεσκοπίων και ραδιοπαρατηρητηρίων. Η ραδιομετρία έχει επίσης αποτελέσει ένα σημαντικό τομέα έρευνας για την αξιολόγηση της ατμόσφαιρας και της επιφάνειας της γης σε διάφορους επιστημονικούς κλάδους. Έχει εφαρμογές στη γεωλογία, όπου τα ραδιόμετρα προσφέρουν πολύτιμες πληροφορίες για τον προσδιορισμό των παραμέτρων του εδάφους, των γεωλογικών δομών και των κενών τους, των αποθεμάτων μετάλλων και ορυκτών. Επίσης έχει εφαρμογές στην υδρολογία και στην κλιματολογία, καθώς τα ραδιόμετρα έχουν τη δυνατότητα να καταγράφουν την υγρασία του εδάφους και να εκτιμούν το βάθος του χιονιού σε περιοχές καλυμμένες από χιόνια και πάγο. Είναι αναπόσπαστο σκέλος της μετεωρολογίας, καθώς καθιστά δυνατή τη μέτρηση των υδρατμών της ατμόσφαιρας και τη θερμοκρασία ξηράς και θάλασσας. Η ενσωμάτωση ραδιομέτρων στην αεροναυπηγική δίνει τη δυνατότητα προσγείωσης αεροσκάφους υπό συνθήκες μηδενικής ορατότητας. Επιπλέον, με χρήση ραδιομέτρων είναι εφικτή η χαρτογράφηση επιφανειακής θερμοκρασίας ξηράς, θάλασσας, πάγων, βλάστησης και συννέφων. Στη συνέχεια, θα αναφερθούμε ξεχωριστά σε ορισμένες από τις εφαρμογές της ραδιομετρίας.

Ραδιομετρία και ωκεανογραφία

Η ραδιομετρία έχει πληθώρα εφαρμογών στην ωκεανογραφία για την επόπτευση χρώματος και θερμοκρασίας ωκεανών για τον εντοπισμό της μόλυνσης στους υποθαλάσσιους και θαλάσσιους χώρους. Οι κυριότερες επιφανειακές εφαρμογές παρατήρησης με μικροκυματικά ραδιόμετρα είναι ωκεανογραφικές και ειδικότερα ο προσδιορισμός της επιφανειακής θερμοκρασίας της θάλασσας (Sea Surface Temperature, SST). Αυτή μπορεί να προσδιοριστεί με σχετική ακρίβεια 0.2 K, και με απόλυτη ακρίβεια της τάξης του 1 K, αν υπάρχει προσεκτική διόρθωση λόγω ατμοσφαιρικών φαινομένων. Επειδή η θερμοκρασία λαμπρότητας της επιφάνειας της θάλασσας και των ωκεανών δεν εξαρτάται μόνον από την πραγματική θερμοκρασία, αλλά και από τη συχνότητα παρατήρησης, την πόλωση των κυμάτων, την περιεκτικότητα σε αλάτι (salinity), την επιφανειακή τραχύτητα (κύματα) και ακόμα από τους αφρούς, η παρατήρησή της είναι πολυφασματική και σε δύο καταστάσεις πόλωσης.

Το ενεργό μήκος απορρόφησης των μικροκυμάτων από το νερό των ωκεανών είναι περίπου 1 cm, πολύ μεγαλύτερο αυτού για τη θερμική υπέρυθρη ακτινοβολία. Έτσι, σε χαμηλές συχνότητες η ραδιομετρία μπορεί να χρησιμοποιηθεί στον προσδιορισμό του ωκεάνιου άλατος. Περίπου στα 5 GHz, η ιοντική αγωγιμότητα του θαλάσσιου ύδατος, λόγω παρουσίας αλατιού, αυξάνει σημαντικά το μιγαδικό τμήμα της διηλεκτρικής σταθεράς, σε σχέση με το καθαρό νερό, οπότε μειώνεται η εκπεμπτικότητα (emissivity) και αυξάνει η ανακλαστικότητα. Παρόλα αυτά, αυτή η τεχνική δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ιδιαίτερη επιτυχία από ένα δορυφορικό σύστημα, γιατί σε ύψος $H = 800$ Km, με κεραία μήκους 1 m, και συχνότητα 1 GHz, θα έχουμε επιφανειακή αναλυτικότητα της τάξης του $\Delta R = 240$ Km, που είναι μη-πρακτικό.

Η παθητική μικροκυματική ραδιομετρία μπορεί να χρησιμοποιηθεί και στον προσδιορισμό της τραχύτητας της επιφάνειας των ωκεανών, δηλ. των κυμάνσεων και των ανέμων που πνέουν επιφανειακά εκεί. Έχει παρατηρηθεί ότι, ενώ η οριζόντια συνιστώσα της πόλωσης της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας εξαρτάται από την ταχύτητα των ανέμων, η κατακόρυφη συνιστώσα όχι για ορισμένες γωνίες παρατήρησης. Άρα, παρατηρώντας σε αυτές στις γωνίες και συγκρίνοντας τις δύο πολώσεις μπορεί κανείς να διακρίνει τη συνεισφορά των επιφανειακών ανέμων στην παρατηρούμενη επιφανειακή θερμοκρασία λαμπρότητας των ωκεανών. Οι ακρίβειες, που επιτυγχάνονται έτσι, στον προσδιορισμό των επιφανειακών ταχυτήτων ανέμων είναι της τάξης των ± 2 m/sec. Η τελευταία ωκεανογραφική εφαρμογή της ραδιομετρίας είναι ο προσδιορισμός του ποσοστού κάλυψης από θαλάσσιο πάγο. Περίπου στα 30 GHz, η εκπεμπτικότητα του θαλάσσιου πάγου είναι πολύ μεγαλύτερη αυτής του θαλάσσιου νερού. Επιπλέον, με πολυφασματική παρατήρηση μπορούν να διαχωριστούν με υψηλή ακρίβεια και διάφοροι τύποι θαλασσίου πάγου που επιπλέουν.

Ραδιομετρία και επίγεια παρατήρηση

Η χαμηλή επίγεια αναλυτικότητα για μικροκυματικά αισθητήρια, που επιτυγχάνεται από δορυφορικούς φορείς, περιορίζει τις εφαρμογές σε αυτές από αερομεταφερόμενα συστήματα χαμηλού ύψους. Επειδή όπως είδαμε η επίγεια αναλυτικότητα των μικροκυματικών συστημάτων από δορυφορικούς φορείς είναι της τάξης των 20 Km, αυτή η κλίμακα δεν είναι αρκετά λεπτομερής για επίγειες παρατηρήσεις. Υπάρχουν όμως και κάποιες χρήσιμες εφαρμογές, καθότι από δορυφόρο μπορεί να προσδιοριστεί η επιφανειακή θερμοκρασία μεγάλων ομοιογενών τμημάτων εδάφους και επίσης μπορεί να προσδιοριστεί στις ίδιες κλίμακες η υγρασία εδάφους. Αυτό γιατί στις χαμηλές συχνότητες (1 GHz) η παρουσία νερού αυξάνει την διηλεκτρική σταθερά και μειώνει την εκπεμπτικότητα του εδάφους.

Όμως, η ατμόσφαιρα της Γης δεν είναι τελείως διάφανη στα μικροκύματα, γεγονός που σημαίνει ότι η θερμοκρασία λαμπρότητας που

καταγράφεται από τον αισθητήρα ενός δορυφορικού συστήματος δεν θα είναι ίση με το γινόμενο εκπνευσιμότητας και φυσικής θερμοκρασίας στόχου. Άρα, η μετρούμενη θερμοκρασία λαμπρότητας της επιφάνειας έχει ως συνιστώσες την ακτινοβολία που θέλουμε να μετρήσουμε, την κατερχόμενη ακτινοβολία από την ατμόσφαιρα, που ανακλάται στο έδαφος και εξασθενεί λόγω απορρόφησης, και την ανερχόμενη ακτινοβολία από ατμοσφαιρική εκπομπή. Επομένως, το μετρούμενο σήμα πρέπει να υποστεί διόρθωση λόγω των ακτινοβολιών πέραν της επιθυμητής, της λεγόμενης «ατμοσφαιρικής διόρθωσης».

Για την ανερχόμενη ακτινοβολία για συχνότητες κάτω από 15 GHz, η συνεισφορά της είναι μόνον μερικοί βαθμοί Kelvin και επομένως η ατμοσφαιρική διόρθωση είναι σχετικά εύκολη. Τα ίδια περίπου ισχύουν για την κατερχόμενη ακτινοβολία, η οποία όμως ανακλάται στο έδαφος (διάχυση) από πολλές διευθύνσεις, πράγμα που πρέπει να ληφθεί υπόψη, καθώς επίσης και μία συνεισφορά κατερχόμενης ακτινοβολίας, από Γαλαξιακή πηγή, κοντά στα 3 GHz. Συμπερασματικά, για συχνότητες $3 \leq f \leq 15$ GHz, το σήμα θα προέρχεται σχεδόν εξολοκλήρου από επιφανειακή εκπομπή με μία μικρή διόρθωση μερικών βαθμών Kelvin λόγω ατμοσφαιρικών υδρατμών. Για συχνότητες $15 \leq f \leq 35$ GHz, και πάλι ισχύει το ίδιο, μόνον που η συνεισφορά των υδρατμών είναι αρκετά μεγαλύτερη, ενώ για συχνότητες $35 \text{ GHz} \leq f$, τα φαινόμενα μοριακής απορρόφησης είναι τόσο μεγάλα και σημαντικά, ώστε στις συχνότητες αυτές οι παρατηρήσεις να είναι πιο χρήσιμες και κατάλληλες για την παρατήρηση της ίδιας της ατμόσφαιρας. Παράδειγμα τυπικού παθητικού μικροκυματικού ραδιομέτρου απεικόνισης αποτελεί ο Special Sensor Microwave Imager (SSM/I).

Ραδιομετρία και ατμοσφαιρική παρατήρηση

Η παθητική μικροκυματική ραδιομετρία χρησιμοποιείται στην ατμοσφαιρική παρατήρηση, μιας και η μικροκυματική περιοχή περιέχει αρκετές συχνότητες που είναι γραμμές απορρόφησης. Κατακόρυφα προφίλ ατμοσφαιρικής θερμοκρασίας (από παρατηρήσεις στη διεύθυνση του ναδίρ) τυπικά γίνονται στις ισχυρές γραμμές απορρόφησης του οξυγόνου, δηλ. στα 60 και 118 GHz. Όργανα που κάνουν τέτοιες παρατηρήσεις, συνήθως έχουν ευαισθησία σε μικρή ζώνη συχνοτήτων γύρω από αυτές τις συχνότητες, όπως ο Special Sensor Microwave Temperature Sounder (SSM/T), που μεταφέρεται από τους δορυφόρους της σειράς DMSP.

Για συχνότητες κάτω από 200 GHz, κατακόρυφα ατμοσφαιρικά προφίλ μέσω διαφόρων μορίων περιορίζονται στο οξυγόνο και στους υδρατμούς, γιατί δεν υπάρχουν άλλες γραμμές απορρόφησης. Επειδή το οξυγόνο είναι καλά αναμεμιγμένο στην ατμόσφαιρα (ομογενές προφίλ συγκέντρωσης οξυγόνου), αυτό ισοδυναμεί με κατακόρυφο προφίλ πυκνότητας της ατμόσφαιρας. Παράδειγμα οργάνου-αισθητηρίου που μετράει εξ άλλου κατακόρυφο προφίλ υγρασίας είναι ο Microwave Humidity Sounder (MHS), που βρίσκεται στον

δορυφόρο METOP, και λειτουργεί σε πέντε (5) μπάντες, 89, 157 και τρεις στα 183.3 GHz. Οι τρεις τελευταίες (κοντά σε μία ισχυρή γραμμή απορρόφησης λόγω υδρατμών) έχουν εύρος ζώνης 0.5, 1.0 και 2.2 GHz, και οι κεντρικές συχνότητες βρίσκονται σε αναλογία απόστασης 1:3:7 GHz.

Πάνω από τη συχνότητα των 200 GHz και ειδικότερα πάνω από τα 300 GHz (υποχιλιοστομετρική κλίμακα), η κατάσταση αλλάζει και έχουμε πυκνή παράθεση γραμμών από φάσματα μοριακής περιστροφής, μεταπτώσεων, κ.α. Τέτοιου είδους μόρια είναι π.χ. H_2O , O_2 , CO , SO_2 , N_2O , NO_2 , ClO , HCO^+ , κ.α. Παράδειγμα τέτοιου οργάνου είναι ο Advanced Millimeter-Wave Atmospheric Sounder (AMAS) πάνω στο ρωσικό δορυφόρο METEOR-3M. Έχει οκτώ (8) φασματικές μπάντες στην περιοχή 298-626 GHz. Γενικά τα όργανα-αισθητήρες, που λειτουργούν στη χιλιοστομετρική και υποχιλιοστομετρική περιοχή συχνοτήτων, είναι εξαιρετικά προηγμένα τεχνολογικά και υπάρχουν σημαντικές τεχνικές δυσκολίες που πρέπει να υπερπηδηθούν.

Ραδιομετρία και ανίχνευση πυρκαγιών

Η καταγραφή των ενεργών πυρκαγιών και η πρόβλεψη της εξέλιξής τους κατά τις πρώτες ώρες της εμφάνισής τους είναι ένα πρόβλημα που απασχολεί τους επιστήμονες σε παγκόσμιο επίπεδο, το οποίο αντιμετωπίζεται επιτυχώς με χρήση μικροκυματικών ραδιομέτρων χάρη στις μοναδικές ιδιότητές τους για την ανίχνευση θερμοκρασιακών μεταβολών.

Μερικά από τα πλεονεκτήματα, που παρέχουν τα ραδιομετρικά τηλεσκόπια με δορυφορικά δεδομένα για τη διαχείριση των πυρκαγιών, είναι ότι προσφέρουν τη δυνατότητα για συνολική παρακολούθηση της περιοχής ενδιαφέροντος, μειώνουν τον χρόνο αντίδρασης των επίγειων δυνάμεων, βοηθούν συστηματικά και αποτελεσματικά στην οργάνωση και διαχείριση των επίγειων δυνάμεων της Πυροσβεστικής. Επιπρόσθετα, σε περιπτώσεις πολλαπλών και ταυτόχρονων εστιών φωτιάς βοηθούν στην ανάπτυξη ενός συστήματος λήψης αποφάσεων για την αποτελεσματικότερη διαχείριση του κινδύνου. Σε συνδυασμό με πρόσθετα δεδομένα (χάρτες, μετεωρολογικές προβλέψεις, γεωγραφικά συστήματα πληροφοριών κ.α.) προσφέρουν τη δυνατότητα ολοκλήρωσης για την αποτελεσματικότερη διαχείριση κρίσεων.

Τα επιθυμητά χαρακτηριστικά του δορυφορικού τηλεπισκοπικού δέκτη είναι να προσφέρει τις ιδανικές απεικονίσεις για το πρόβλημα των πυρκαγιών, δηλαδή μεγάλη γεωμετρική, φασματική, ραδιομετρική και χρονική διακριτική ικανότητα. Για αυτό το λόγο συνήθως χρησιμοποιείται συνδυασμός δεκτών και επίγειων τεχνολογιών για να καλυφθεί η παραπάνω απουσία.

Ο πιο διαδεδομένος δέκτης για την παρακολούθηση πυρκαγιών είναι ο NOA AVHRR Διαθέτει μέγεθος εικονοστοιχείου 1.1 km και έχει χρησιμοποιηθεί επιτυχώς για την παρακολούθηση μεγάλων πυρκαγιών, ειδικότερα στον Καναδά και στις ΗΠΑ. Έχει το πλεονέκτημα ότι παρέχει

τουλάχιστον 2 εικόνες σε καθημερινή βάση (πρόκειται για πολλούς δορυφόρους και όχι για έναν δέκτη πάνω σε μια πλατφόρμα). Σαν φωτοαναγνωριστικό χαρακτηριστικό της πυρκαγιάς χρησιμοποιείται και ο καπνός, ο οποίος γίνεται πολλές φορές ορατός σε εικόνες χαμηλής ανάλυσης.

Ένας πιο σύγχρονος δέκτης, είναι ο MODIS, που διαθέτει μεγαλύτερη φασματική και γεωμετρική διακριτική ικανότητα. Με μέγεθος εικονοστοιχείου που ξεκινάει από τα 250 m και αυξάνει στα υπέρυθρα και θερμικά υπέρυθρα τμήματα του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος, είναι πιο κατάλληλος από τον AVHRR για την παρακολούθηση πυρκαγιών σε μεγάλες εκτάσεις. Σε αυτό συνεισφέρει το γεγονός ότι διαθέτει και πολύ μεγαλύτερη φασματική διακριτική ικανότητα, ειδικά στο εγγύς υπέρυθρο και στο μικροκυματικό υπέρυθρο (έχει κανάλι κοντά στα 3 μm) Έχει χρησιμοποιηθεί επιχειρησιακά στην Αυστραλία και στις ΗΠΑ για τη διαχείριση κρίσεων πυρκαγιάς, τον εντοπισμό (με ικανοποιητικά αποτελέσματα, αλλά περισσότερο σε ερευνητικό επίπεδο), την παρακολούθηση και την αποτίμηση των καταστροφών. Η ύπαρξη του δέκτη σε 2 δορυφορικές πλατφόρμες (Aqua και Terra) παρέχει τη δυνατότητα για λήψη 2 εικόνων ημερησίως σε κάθε περιοχή πάνω στον πλανήτη.

Δύο ιδανικοί δέκτες για την παρακολούθηση φωτιάς είναι οι LandSat TM (30 m και 7 κανάλια) και ASTER (15 m και 14 κανάλια με δυνατότητα στερεοσκοπικής λήψης). Όμως η χρονική διάρκεια μεταξύ δυο διαδοχικών λήψεων πάνω από μια περιοχή (15-17 μέρες) τους καθιστά κατάλληλους μόνο για την αποτίμηση των καταστροφών.

Οι δορυφόροι πολύ υψηλής διακριτικής ικανότητας, όπως ο IKONOS και ο QuickBird, ενώ διαθέτουν εκπληκτική γεωμετρική ακρίβεια στο έδαφος (0.6 m – 1 m), πάσχουν σοβαρά από φασματική διακριτική ικανότητα (4 μόνο κανάλια) για την παρακολούθηση φυσικών καταστροφών. Είναι όμως αδιαμφισβήτητη η συνεισφορά τους στην αποτίμηση της καταστροφής, ιδιαίτερα στην παρακολούθηση της παράνομης δόμησης μετά τη φωτιά.

Είναι φανερό ότι σε όλους τους παραπάνω δέκτες, η χρονική διάρκεια μεταξύ των διαδοχικών λήψεων είναι ένα μεγάλο μειονέκτημα, ειδικά για την εφαρμογή μεθόδων τηλεπισκόπησης στις πυρκαγιές. Με μέγιστη δυνατότητα λήψης 2 έως 4 το πολύ εικόνες ημερησίως, δεν είναι δυνατή η εφαρμογή τεχνικών εντοπισμού της φωτιάς, παρόλο που ραδιομετρικά κάτι τέτοιο θα ήταν εφικτό.

Σε αυτό το σημείο ένας μετεωρολογικός δορυφόρος (Meteosat) δίνει λύση προσφέροντας τη δυνατότητα λήψης εικόνας ανά 15 λεπτά της ώρας και ταυτόχρονης αποστολής της στο έδαφος μέσω ενός σχετικά φτηνού συστήματος επίγειας λήψης. Η εικόνα αυτή έχει ακρίβεια 3 km και προέρχεται από γεωστατικό δορυφόρο, πράγμα που μεταφράζεται σε 3 km μέγεθος εικονοστοιχείου μόνο στο ναδίρ του δορυφόρου. Παρόλα αυτά, έχουν αναπτυχθεί πολλές προσπάθειες για τη συστηματική χρήση αυτών των

δεδομένων και έχουν παρουσιαστεί αρκετές μελέτες και Αλγόριθμοι, που εκμεταλλεύονται την πολύ καλή χρονική διακριτική ικανότητα του δέκτη για να ξεπεράσουν το μειονέκτημα της χωρικής ακρίβειας του και να παρέχουν ακόμα και εντοπισμό σημείων κινδύνου (hot spots) με μεθόδους αυτόματης αναγνώρισης θερμικών ανωμαλιών στο χρόνο και ανίχνευσης μεταβολών.

Ραδιομετρία και βιοϊατρική

Ένας άλλος τομέας, όπου η ραδιομετρία έχει σημαντικές εφαρμογές, είναι ο τομέας της βιοϊατρικής. Οι εφαρμογές αυτές συνιστώνται κυρίως στην περαιτέρω διερεύνηση των παθητικών μετρήσεων με χρήση ραδιομετρίας. Μέσω των μη επεμβατικών τεχνικών της Μικροκυματικής Ραδιομετρίας και της Ραδιομετρικής Απεικόνισης έχουμε πρόσβαση σε πληροφορίες για τη θερμοκρασιακή κατανομή σε βάθος ως και αρκετά εκατοστά σε υποδόριους ιστούς, βρίσκοντας έτσι κλινικές εφαρμογές σε διάφορους ιατρικούς κλάδους. Οι κλινικές εφαρμογές ραδιομετρίας κοντινού πεδίου περιλαμβάνουν ειδικότητες, όπως η νευροπαθολογία, η μαστολογία, η γυναικολογία, η ουρολογία, μετρήσεις στην κοιλιακή και πνευλική χώρα, καθώς και παράλληλη χρήση για τον έλεγχο της θερμοκρασίας στους υγιείς ιστούς κατά τη θεραπεία κατά του καρκίνου.

4.3.2 Εφαρμογές της Ραδιομετρίας στην Ανίχνευση Θερμοκρασιακών Μεταβολών του Ανθρώπινου Σώματος

Η απεικόνιση του ανθρώπινου σώματος μέσω μικροκυματικής ραδιομετρίας για τη διάγνωση του καρκίνου παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον για την επιστημονική κοινότητα εδώ και πολλά χρόνια. Παρότι οι προκλήσεις, που τίθενται από την ανθρώπινη ανατομία και τη φυσική των ηλεκτρομαγνητικών αλληλεπιδράσεων, δεν έχουν ακόμα αντιμετωπιστεί πλήρως, με την πρόοδο που συντελέστηκε σε διάφορους τομείς της τεχνολογίας κατά τη διάρκεια των τελευταίων δεκαετιών, αρκετές εφαρμογές της μικροκυματικής ραδιομετρίας θεωρούνται τελικά εφικτές.

Η πιθανότητα χρήσης της μικροκυματικής ραδιομετρίας για μη – επεμβατική θερμομέτρηση των ιστών προτάθηκε για πρώτη φορά στη δεκαετία του 1970 από ερευνητικές ομάδες, αποδίδοντάς της το όνομα «μικροκυματική θερμομετρία» (microwave thermography). Στα χρόνια που ακολούθησαν, η μικροκυματική ραδιομετρία δοκιμάστηκε σε αρκετές κλινικές διαγνωστικές εφαρμογές. Μερικές από αυτές είναι: η μικροκυματική τομογραφία, ο εντοπισμός του καρκίνου του στήθους, η μέτρηση αλλαγών στο υγρό των πνευμόνων, η εκτίμηση της κατανομής θερμοκρασίας εντός του εγκεφάλου, η μέτρηση της ροής του αίματος, ο εντοπισμός της οίδηματικής αρθρίτιδας, ο επεμβατικός έλεγχος της υπερθερμίας.

Από τις έρευνες αυτές προέκυψε ότι οι κλινικές εφαρμογές της τεχνικής της μικροκυματικής ραδιομετρίας, που είχαν ιδιαίτερη πρακτική αξία, ήταν η

μικροκυματική τομογραφία, η έρευνα για τη διάγνωση του καρκίνου του στήθους και ο έλεγχος της θερμοκρασίας κατά τη διάρκεια συνεδριών υπερθερμίας.

Τα τελευταία χρόνια γίνεται επίσης μια προσπάθεια μέτρησης της θερμοκρασίας εγκεφάλου εν βάθει σε νεογνά, ώστε να προχωρήσουν οι κλινικές μελέτες για την υποθερμική νευρική θεραπεία διάσωσης νεογνών, που πάσχουν από υποξειακή ισχαιμία (hypoxiaischemia). Στη συνέχεια, παρουσιάζονται περιληπτικά οι ερευνητικές προκλήσεις και οι πρόοδοι για τις κλινικές εφαρμογές της μικροκυματικής ραδιομετρίας.

Μικροκυματική τομογραφία

Όσον αφορά στη μικροκυματική τομογραφία, οι εφαρμογές της μικροκυματικής απεικόνισης παρουσιάζουν πολλές προκλήσεις για τους ερευνητές. Η κλασική απεικόνιση μικροκυμάτων θέτει ένα πρόβλημα αντίστροφης σκέδασης, όπου διάφοροι μικροκυματικοί πομποί ακτινοβολούν ένα αντικείμενο και στη συνέχεια μετρούνται τα σκεδαζόμενα πεδία σε διάφορες περιοχές ενδιαφέροντος. Η μορφή του αντικειμένου και η χωρική κατανομή της διηλεκτρικής σταθεράς λαμβάνονται από τα εκπεμπόμενα (προσπίπτοντα) και σκεδαζόμενα (ληφθέντα) πεδία. Η λύση των περισσότερων προβλημάτων αντίστροφης σκέδασης για τις μικροκυματικές συχνότητες είναι πολύ δύσκολη. Εξ αιτίας της σχέσης μεταξύ των διαστάσεων του αντικειμένου, των ασυνεχειών και των διαφορών στις ιδιότητες των ανομοιογενειών με το μήκος κύματος, το κύμα υπόκειται σε πολλαπλές σκεδάσεις μέσα στο αντικείμενο που αναδημιουργείται. Αυτό οδηγεί σε μια μη γραμμική σχέση μεταξύ των μετρούμενων σκεδαζόμενων πεδίων και τη συνάρτηση του αντικειμένου.

Επίσης, η λύση συχνά δεν είναι μοναδική, καθώς τα αποσβενόμενα κύματα δεν μετριοούνται και έτσι χάνεται η πληροφορία που περιέχεται στις υψηλές συχνότητες. Προβλήματα, όπως η ανάλυση, η αντίθεση, το μέγεθος του αντικειμένου, η ταχύτητα της λύσης, η στιβαρότητα του Αλγορίθμου, η αριθμητική σταθερότητα, η συμβατότητα με τη γεωμετρία του αντικειμένου, είναι ανάγκη να αντιμετωπιστούν επιτυχώς. Αυτά τα προβλήματα υπάρχουν σε οποιαδήποτε εφαρμογή μικροκυματικής απεικόνισης. Στις ιατρικές εφαρμογές, μερικά από αυτά τα προβλήματα επιδεινώνονται από διάφορους παράγοντες. Έτσι, από τη μια απαιτείται υψηλή ανάλυση για την ανίχνευση των μικρών όγκων, ενώ από την άλλη οι υψηλές συχνότητες εξασθενούν έντονα στους περισσότερους ιστούς. Ομοίως, το μέγεθος αντικειμένου συγκρινόμενο με τον σκεδαζόμενο στόχο (όγκος) είναι συνήθως μεγάλο. Επιπρόσθετα, ο συνολικός χρόνος που απαιτείται για τη συλλογή των δεδομένων δεν μπορεί να είναι υπερβολικός. Τέλος, το σύστημα πρέπει να διαθέτει την ικανότητα να συλλέγει τα εκπεμπόμενα και σκεδαζόμενα πεδία με κλινικά αποδεκτό τρόπο, καθώς στην πράξη το αντικείμενο (ανθρώπινο σώμα) είναι πολύ πιθανό να βρίσκεται στο κοντινό πεδίο των κεραίων

εκπομπής και λήψης. Οι εξελίξεις των ερευνών στον τομέα της μικροκυματικής τομογραφίας παρουσιάζονται συνοπτικά στη συνέχεια.

Η αρχική προσέγγιση για την απεικόνιση με τη χρήση μικροκυμάτων γινόταν με αλγόριθμους οπίσθιας προβολής (back projection algorithms), παρόμοιους με εκείνους της αξονικής τομογραφίας και τις γραμμικές προσεγγίσεις Born ή Rytov. Τα αποτελέσματα της ανακατασκευής του αντικειμένου δεν ήταν όμως ικανοποιητικά, γιατί η λύση αυτή ήταν βασισμένη στην υπόθεση ότι τα κύματα διαδίδονται σε ευθείες γραμμές, χωρίς να λαμβάνονται υπόψη η διάθλαση και οι πολλαπλές σκεδάσεις του ανθρωπίνου σώματος. Έκτοτε όμως έχει γίνει σημαντική πρόοδος στην ανάπτυξη πιο σύνθετων αλλά και πιο ρεαλιστικών προσεγγίσεων, που επιχειρούν να λύσουν το μη γραμμικό αντίστροφο πρόβλημα με χρήση αριθμητικών μεθόδων.

Θεωρητικές και πειραματικές μελέτες σε αυτόν τον τομέα πραγματοποιούνται από ερευνητικές ομάδες στην Ευρώπη και τις Η.Π.Α. Στα συστήματα αυτά, το προς απεικόνιση αντικείμενο βυθίζεται σε νερό ή σε ασθενές αλατούχο διάλυμα. Τα κύματα, που διαδίδονται μέσω του αντικειμένου, λαμβάνονται από ένα αριθμό κεραιές λήψης τοποθετημένες σε επίπεδες ή κυλινδρικές επιφάνειες και χρησιμοποιούνται για την ανακατασκευή της συνάρτησης του αντικειμένου, π.χ., της χωρικής κατανομής της διηλεκτρικής σταθεράς ή/και της αγωγιμότητας.

Επίπεδα και κυλινδρικά συστήματα ανίχνευσης έχουν αναπτυχθεί από μια ομάδα Γάλλων και Ισπανών ερευνητών. Η προσέγγισή τους βασίζεται στην εφαρμογή αριθμητικών μεθόδων για τη λύση του ευθέως προβλήματος και στη μη γραμμική βελτιστοποίηση για τη λύση του αντίστροφου προβλήματος. Αλγόριθμοι, που έχουν ερευνηθεί, είναι η τομογραφία φασματικής διάθλασης (Spectral Diffraction Tomography, SDT) που παρέχει μόνο ποιοτική πληροφορία για τη συνάρτηση του αντικειμένου, και η τεχνική Newton-Kantorovich (NK technique) που προσφέρει ακριβέστερα μέσα για την ανακατασκευή της συνάρτησης του αντικειμένου. Στην τεχνική NK, για το ευθύ πρόβλημα χρησιμοποιείται μια μέθοδος ροπών (MoM) με παλμική συνάρτηση βάσης. Οι διαφορές μεταξύ των υπολογιζόμενων και των μετρούμενων σκεδαζόμενων πεδίων χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία της χωρικής κατανομής της διηλεκτρικής σταθεράς του αντικειμένου. Ενσωμάτωση προγενέστερων πληροφοριών, όπως το περίγραμμα του αντικειμένου, και τα άνω και κάτω όρια της διηλεκτρικής σταθεράς και της αγωγιμότητας, μπορούν να βελτιώσουν τη σύγκλιση. Τα πειραματικά συστήματα λειτουργούν στα 2.33 ή 2.45 GHz. Συνήθως, χρησιμοποιούνται 36 ή 64 κεραιές εκπομπής και 25 ή 33 κεραιές λήψης. Στα πειράματα, που έχουν πραγματοποιηθεί μέχρι σήμερα, τα εξεταζόμενα αντικείμενα ήταν απλά, π.χ., κύλινδροι που μιμούνται έναν ανθρώπινο βραχίονα. Αποδεκτή,

αλλά όχι τέλεια, ανακατασκευή του αντικειμένου έχει πραγματοποιηθεί με λόγο σήματος προς θόρυβο (S/N) 20 dB.

Μια ερευνητική ομάδα Ιταλών, που αναπτύσσει ένα σύστημα απεικόνισης multiview, λύνει το πρόβλημα της σκέδασης με μια ψευδό-αντίστροφη προσέγγιση. Ο Αλγόριθμος ανακατασκευής γίνεται σε δύο βήματα. Κατ' αρχάς, η ισοδύναμη πυκνότητα ρεύματος λαμβάνεται από το συσχετισμό των μετρούμενων σκεδαζόμενων πεδίων και της επαγόμενης πυκνότητας ρεύματος μέσω της δυαδικής συνάρτησης Green για το μέσο του υποβάθρου. Οι συναρτήσεις Green για να είναι μια ακριβής αναπαράσταση της διηλεκτρικής σταθεράς του ανθρώπινου σώματος απαιτούν ένα ακριβές πρότυπο ενός συγκεκριμένου ανθρώπινου σώματος υπό δοκιμή. Τέτοια στοιχεία δεν είναι συνήθως διαθέσιμα (εκτός αν είναι διαθέσιμη μια ανίχνευση MRI). Διάφορες βελτιώσεις για τους υπολογιστικούς Αλγόριθμους έχουν εισαχθεί, μεταξύ αυτών η απεικόνιση μιας περιορισμένης περιοχής του σώματος και χρήση ενός Γενετικού Αλγορίθμου για τη βελτιστοποίηση.

Μια ομάδα από τις Η.Π.Α. σε συνεργασία με Ρώσους ερευνητές έχει αναπτύξει ένα άλλο σύστημα απεικόνισης. Στο τρισδιάστατό τους (3-D) σύστημα, υπάρχουν 32 εκπομποί που τοποθετούνται κατά μήκος μιας κατακόρυφης ευθείας γραμμής και ένας δέκτης που περιστρέφεται γύρω από το αντικείμενο. Επιπλέον, το αντικείμενο περιστρέφεται γύρω από έναν άξονα. Ο συνολικός χρόνος για την απόκτηση των δεδομένων είναι περίπου 8 ώρες. Καλή ανακατασκευή της συνάρτησης του αντικειμένου παρατηρείται για μια σφαίρα με δύο σφαιρικά εγκλείσματα. Η διαφορά στη διηλεκτρική σταθερά του αντικειμένου και του υγρού βύθισης είναι περίπου 5% και στην αγωγιμότητα περίπου 30%. Από την άλλη, λιγότερο ικανοποιητικά αποτελέσματα παρατηρήθηκαν για ένα αντικείμενο με μεγαλύτερη διαφορά (10% στη διηλεκτρική σταθερά και περίπου 50% στην αγωγιμότητα).

Μια ερευνητική ομάδα από το πανεπιστήμιο Dartmouth, στο Αννόβερο, έχει υιοθετήσει μια διαφορετική αριθμητική μέθοδο με την οποία μπορεί να αξιολογήσει το ευθύ πρόβλημα. Το υβρίδιο των μεθόδων πεπερασμένων στοιχείων (Finite Element Method, FEM) και στοιχείων οριακών συνθηκών (Boundary Element Method, BEM) χρησιμοποιείται, όπου η FEM χρησιμοποιείται για το εσωτερικό του αντικειμένου που ανακατασκευάζεται και η BEM για το υγρό βύθισης. Θεωρητικές έρευνες έχουν οδηγήσει στην ανάπτυξη ενός πειραματικού συστήματος, που αρχικά στόχευε στον έλεγχο της μικροκυματικής υπερθερμίας. Το σύστημα αποτελείται από τέσσερα κανάλια και λειτουργεί στα 300 – 1100 MHz. Ανοικτοί κυματοδηγοί γεμάτοι με νερό και μονόπολα χρησιμοποιούνται ως κεραίες εκπομπής και λήψης, αντίστοιχα. Διάφορες πηγές λάθους, όπως ο θόρυβος, η διαρροή μεταξύ πομπών και δεκτών, ο προσδιορισμός της θέσης των κεραίων, έχουν απομονωθεί κατά ένα μεγάλο μέρος. Επόμενες έρευνες έδειξαν καλύτερη απόδοση, όταν οι κυματοδηγοί εκπομπής αντικαταστάθηκαν από μονόπολα.

Λαμβάνοντας υπόψη τις μη ενεργές κεραιές, η απόδοση του συστήματος βελτιώθηκε σημαντικά. Με 32 κεραιές εκπομπής/λήψης, στο φάσμα συχνοτήτων 300-900 MHz, η δυναμική περιοχή του συστήματος είναι 135 dB, με χαμηλή ισχύ εκπομπής 5 mW.

Μικροκυματική ραδιομετρία και ανίχνευση του καρκίνου του μαστού

Τα μικροκύματα παρουσιάζουν μια σειρά πλεονεκτημάτων για τη διάγνωση των όγκων, μερικά από τα οποία είναι η αβλαβής φύση τους σε χαμηλά επίπεδα ισχύος, το χαμηλότερο κόστος ακόμα και των σύνθετων συστημάτων μικροκυμάτων έναντι της αξονικής τομογραφίας (Computer Assisted Tomography, CAT) και της μαγνητικής τομογραφίας (Magnetic Resonance Imaging, MRI), η αισθητά διαφορετική διηλεκτρική σταθερά του ιστού των όγκων έναντι του υγιούς ιστού και η διαθεσιμότητα ενός σχετικά ευρέως φάσματος συχνοτήτων προς εκμετάλλευση. Κατά συνέπεια, μπορούν να αναπτυχθούν πολυσυχνотικά μικροκυματικά συστήματα με δυνατότητα προσαρμογής στην εκάστοτε εφαρμογή. Ένας γενικός στόχος των μικροκυματικών διαγνωστικών εφαρμογών είναι να εκμεταλλευτούν τη διαφορά μεταξύ της διηλεκτρικής σταθεράς του ασθενούς ιστού (όγκος) και του περιβάλλοντα υγιούς ιστού για την ανίχνευση της ανωμαλίας και της θέσης της. Ο στόχος ήταν να αναπτυχθεί μια μέθοδος μικροκυματικής ραδιομετρίας ανταγωνιστική με τις υπάρχουσες διαγνωστικές τεχνικές, όπως CAT, MRI, ή μαστογραφία.

Η ανίχνευση του καρκίνου του μαστού με χρήση μικροκυμάτων έχει μια σειρά πλεονεκτημάτων: το μικρό μέγεθος, τη φυσική δυνατότητα πρόσβασης και τη μεγάλη διαφορά στη διηλεκτρική σταθερά μεταξύ καρκινικού και υγιούς ιστού. Η ανάγκη για ένα εναλλακτικό ή συμπληρωματικό διαγνωστικό εργαλείο είναι αναμφισβήτητη, δεδομένου ότι ο καρκίνος του μαστού παραμένει ο πιο συνηθισμένος καρκίνος μεταξύ των γυναικών, αλλά και λόγω των περιορισμών που σχετίζονται με τη μαστογραφία. Κατά συνέπεια, τα τελευταία χρόνια ένα κλινικό πρωτότυπο βασισμένο στην απεικόνιση έχει αναπτυχθεί και μια διαφορετική ιδιαίτερα ελπιδοφόρος μέθοδος ανίχνευσης έχει προταθεί.

Για να την ανίχνευση των όγκων, εκτός από τα επεμβατικά μικροκυματικά συστήματα, έχει ερευνηθεί και η παθητική μικροκυματική ραδιομετρία. Η λειτουργία της στηρίζεται στην αυξημένη θερμοκρασία που παρουσιάζει ο όγκος έναντι του υγιούς ιστού στο στήθος. Τα μικροκυματικά αυτά συστήματα προσφέρουν ένα πλεονέκτημα σε σχέση με τις υπέρυθρες ακτίνες, καθώς έχουν μεγαλύτερο βάθος διείσδυσης. Οι σχετικές έρευνες που έχουν πραγματοποιηθεί αναφέρονται στη συνέχεια.

Ένα κλινικό σύστημα για την ανίχνευση του καρκίνου του μαστού έχει αναπτυχθεί από μια ομάδα ερευνητών από το πανεπιστήμιο Dartmouth. Αυτό

είναι ένα ενεργητικό σύστημα τομογραφίας μικροκυμάτων, που λειτουργεί στην περιοχή συχνοτήτων 300 – 1000 MHz. Σε αυτό το σύστημα λαμβάνονται δισδιάστατες εικόνες από ένα σύνολο 32 κεραιών εκπομπής/λήψης. Κατά τη διάρκεια της δοκιμής, η ασθενής βρίσκεται στην πρηνή θέση με το στήθος να βυθίζεται σε μια δεξαμενή με υφάλμυρο νερό. Ένα σύστημα συλλογής δεδομένων αποτελείται από 32 κανάλια που συνδέονται με 32 κεραιές. Κάθε κεραία λειτουργεί ως πομπός και ως δέκτης. Η απομόνωση μεταξύ των καναλιών είναι μεγαλύτερη από 120 dB. Τα μονόπολα έχουν επιλεγεί ως οι βέλτιστες κεραιές για αυτή την εφαρμογή, καθώς μπορούν να μοντελοποιηθούν αποτελεσματικά και παράγουν εικόνες πολύ υψηλής ποιότητας. Ο συνολικός χρόνος που απαιτείται για τη συλλογή των δεδομένων είναι 10-15 λεπτά. Τα αναφερόμενα κλινικά αποτελέσματα είναι για πέντε εθελοντές. Οι παραγόμενες εικόνες παρουσιάζουν σαφείς χωρικές διαφορές στη διηλεκτρική σταθερά και στην αγωγιμότητα. Αρκετά καλή συσχέτιση έχει παρατηρηθεί μεταξύ της διηλεκτρικής σταθεράς και της ακτινογραφικής πυκνότητας, με υψηλότερη διηλεκτρική σταθερά για τον πυκνό ιστό του στήθους.

Το 1998, ο Hagness και η ομάδα του εισήγαγαν ένα παλμικό μικροκυματικό ομοεστιακό σύστημα για την ανίχνευση του καρκίνου του μαστού. Αυτή ήταν η πρώτη ιατρική εφαρμογή της τεχνολογίας, που προηγουμένως έχει χρησιμοποιηθεί κυρίως σε στρατιωτικές εφαρμογές ραντάρ. Αυτή η μέθοδος αποφεύγει τις σύνθετες και υπολογιστικά επίπονες μη γραμμικές αντίστροφες τεχνικές σκέδασης. Επίσης, δεν παρέχει το προφίλ της διηλεκτρικής σταθεράς, αλλά προσδιορίζει μόνο τις περιοχές αυξημένης σκέδασης λόγω μιας μικρής περιοχής με διαφορετική διηλεκτρική σταθερά. Το στήθος ακτινοβολείται με έναν υπέρ – ευρυζωνικό παλμό και η ίδια κεραία συλλέγει τα ανακλώμενα κύματα. Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται για διάφορες θέσεις της κεραίας. Ένα από τα σημαντικά πλεονεκτήματα αυτής της προσέγγισης είναι ότι υψηλή ανάλυση επιτυγχάνεται δεδομένου ότι χρησιμοποιείται ένας αρκετά ευρυζωνικός παλμός. Αρχικά, η δυνατότητα πραγματοποίησης αποδείχτηκε σε δύο διαστάσεις και στη συνέχεια επεκτάθηκε στις τρεις. Μία αριθμητική αξιολόγηση της απόδοσης αυτού του συστήματος διενεργήθηκε με τη χρήση της μεθόδου πεπερασμένων διαφορών στο πεδίο του χρόνου (FDTD). Έχει αποδειχτεί ότι η ανίχνευση όγκων μεγέθους μέχρι 2 mm σε ένα βάθος 5 cm είναι εφικτή .

Οι Fear και Stuchly έχουν αξιολογήσει ένα εναλλακτικό σύστημα βασισμένο στην ίδια αρχή. Αυτό το σύστημα είναι πιο εύχρηστο για κλινική εφαρμογή, δεδομένου ότι η ασθενής βρίσκεται σε πρηνή θέση με το στήθος βυθισμένο σε ένα υγρό μέσο, σε μια διάταξη παρόμοια με αυτή που υπάρχει στο κλινικό σύστημα που περιγράφεται από τον Meaney. Εντούτοις, αυτή η διάταξη έχει να αντιμετωπίσει μια σημαντική πρόκληση λόγω των ισχυρών ανακλάσεων από το δέρμα, οι οποίες πρέπει να ληφθούν υπόψη στους Αλγορίθμους που χρησιμοποιούνται για την επεξεργασία των σημάτων

επιστροφής. Για την εκπομπή και τη λήψη των μικροκυμάτων μπορούν να χρησιμοποιηθούν συστοιχίες κεραιών, επίπεδες ή κυλινδρικές. Αριθμητική αξιολόγηση του συστήματος έχει διενεργηθεί με χρήση της FDTD και έναν παλμό με εύρος ζώνης 5.7 GHz με κέντρο τα 5 GHz. Μια σύγκριση έχει γίνει μεταξύ της απόδοσης των δύο συστημάτων του επιπέδου και του κυλινδρικού. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι και τα δύο συστήματα ομοεστιακής μικροκυματικής απεικόνισης μπορούν να αποτελέσουν χρήσιμα εργαλεία για την ανίχνευση και τον εντοπισμό καρκίνου του μαστού σε τρεις διαστάσεις, ενώ παρουσιάζουν και παρόμοια ευαισθησία.

Χρήση ραδιομετρίας για έλεγχο της θερμοκρασίας στην υπερθερμία

Σε πολλές περιπτώσεις στην ιατρική διάγνωση και θεραπεία είναι κρίσιμο για τον ασθενή να υπάρχει η δυνατότητα μέτρησης της θερμοκρασίας μέσα στο σώμα χωρίς την εισαγωγή καθετήρων ή με άλλο επεμβατικό τρόπο. Η υπερθερμία, μια θεραπευτική τεχνική για την οποία έχει αναζωπυρωθεί το ενδιαφέρον ιδιαίτερα κατά τα τελευταία χρόνια, συνίσταται στην επιλεκτική θέρμανση του καρκινικού ιστού σε θερμοκρασίες από 42.5°C έως 45°C ή και υψηλότερες χωρίς την αύξηση της θερμοκρασίας των υγιών ιστών πάνω από 41°C. Είναι απαραίτητο επομένως κατά τη θεραπεία αυτή να μετράται με ακρίβεια και μη επεμβατικά η θερμοκρασιακή κατανομή εντός των ιστών, που θερμαίνονται από εξωτερική πηγή με χρήση είτε ηλεκτρομαγνητικών είτε υπερηχητικών κυμάτων. Έτσι, η ικανότητα να ελέγχεται η θερμοκρασία κατά τη διάρκεια θεραπείας με υπερθερμία, π.χ. θέρμανση ιστών με μικροκύματα ή ραδιοσυχνότητες για εφαρμογές στην ογκολογία, απαιτούσε ραδιομετρικά συστήματα, των οποίων η λειτουργία να μένει ανεπηρέαστη από το σήμα της θέρμανσης. Σε αυτά τα συστήματα, η κεραία δέκτης του ραδιομέτρου χρησιμοποιείται και για την εφαρμογή της μεθόδου.

Μετά τα αρχικά πειράματα για να εξεταστεί το κατά πόσο ήταν εφικτός ο συνδυασμός της μικροκυματικής ραδιομετρίας με παράλληλη θέρμανση των ιστών με μικροκύματα ή κύματα ραδιοσυχνοτήτων, ακολούθησε σημαντική πρόοδος, που περιλάμβανε πολύ κλινική εργασία στην ογκολογία για μη επεμβατική και επεμβατική ενδοϊστική υπερθερμία. Πρόσφατα, η ραδιομετρία χρησιμοποιήθηκε και για τον έλεγχο της υπερθερμίας στον προστάτη. Συνοπτικά, ειδικά στην περίπτωση της υπερθερμίας με παράλληλη εφαρμογή μικροκυματικής ραδιομετρίας, έχουν μελετηθεί δύο βασικές περιπτώσεις:

Η πρώτη είναι η χρήση συχνότητας σήματος θέρμανσης χαμηλότερης από τη ραδιομετρική συχνότητα λειτουργίας. Στην περίπτωση αυτή, οι διαστάσεις της παιδομετρικής κεραίας κυματοδηγού είναι τέτοιες ώστε να λειτουργεί ως φίλτρο στη συχνότητα του σήματος θέρμανσης και να επιτρέπει τη μετάδοση μόνο του παιδομετρικού σήματος.

Δεύτερη περίπτωση είναι η λειτουργία του ραδιόμετρου κατά την παύση της θέρμανσης και αντιστρόφως, δηλαδή είτε η θέρμανση σταματά για μερικά δευτερόλεπτα κάθε λεπτό είτε η λειτουργία της θέρμανσης και της παιδομετρικής μέτρησης ελέγχονται με περιοδικούς παλμούς .

Ενώ η μεγάλη πλειοψηφία της θερμικής ισομετρίας για την υπερθερμία διενεργείται επεμβατικά με τη χρήση καθετήρων για τη δειγματοληψία ενός μικρού αριθμού δειγμάτων, υπάρχει ένας αριθμός μη επεμβατικών τεχνικών υπό έρευνα που μπορούν να ποσοτικοποιήσουν πληρέστερες διοδιάστατες και τρισδιάστατες κατανομές της θερμοκρασίας. Αυτές οι τεχνικές περιλαμβάνουν την υπέρυθρη θερμογραφία, την αξονική τομογραφία, τεχνικές υπερηχητικής τομογραφίας, την ηλεκτρική τομογραφία σύνθετης αντίστασης, τη μικροκυματική τομογραφία, τη μαγνητική τομογραφία και τη μικροκυματική ραδιομετρία.

Εκτιμώντας ότι η υπέρυθρη θερμογραφία είναι σε θέση να χαρτογραφήσει τις θερμικές εκπομπές μόνο από την επιφάνεια του σώματος, η ραδιομετρία στη χαμηλότερη περιοχή των μικροκυμάτων έχει τη δυνατότητα να ανιχνεύσει θερμική ακτινοβολία που εκπέμπεται από τον υποδόριο ιστό μέχρι ένα βάθος αρκετών εκατοστών. Η πολυφασματική ραδιομετρία ήταν υπό έρευνα για το αν μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως τεχνική μέτρησης για την παροχή πληροφορίας για την εν τω βάθει κατανομή της θερμοκρασίας στους ιστούς. Καθώς η ραδιομετρική ισχύς του σήματος που εκπέμπεται από έναν όγκο σε ένα συγκεκριμένο βάθος συσχετίζεται με τη συχνότητα, η ανίχνευση μιας ευρύτερης ζώνης συχνοτήτων μπορεί (τουλάχιστον σε γενικές γραμμές) να χρησιμοποιηθεί για να χαρτογραφήσει την εν τω βάθει θερμοκρασία. Ένας σημαντικός περιορισμός της παιδομετρικής αρχής παρατήρησης είναι εντούτοις το εξαιρετικά αδύνατο επίπεδο του σήματος του θερμικού θορύβου που εκπέμπεται από ένα υλικό.

Συνεπώς, οι απαιτήσεις για μεγάλο χρόνο ολοκλήρωσης και μεγάλο εύρος ζώνης έχουν ως αποτέλεσμα τη χρήση 5–6 ραδιομετρικών ζωνών ανά κεραία μέσα στο χρησιμοποιούμενο εύρος συχνοτήτων. Ακόμη και με τη χρήση μεγάλων διαστημάτων συλλογής και επεξεργασίας των δεδομένων σε συνδυασμό με το ολόένα και περισσότερο σύνθετο υλικό των συστημάτων για πολυτεχνική ραδιομετρία, μόνο μερικά δείγματα δεδομένων εν τω βάθει πληροφορίας είναι διαθέσιμα. Για ένα σύστημα με μια κεραία, αυτά τα αραιά σύνολα δεδομένων μπορούν εντούτοις να παράγουν χρήσιμη πληροφορία για την εν τω βάθει θερμοκρασία. Σε συνδυασμό με τις *a priori* πληροφορίες για τα διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας και τις διηλεκτρικές και θερμικές ιδιότητες του ιστού, μπορούν να ληφθούν ακριβείς εκτιμήσεις της μέσης θερμοκρασίας στον επιλεγμένο ιστό. Εντούτοις, για μια πλήρη ανίχνευση πολλαπλών συχνοτήτων σε ένα σύστημα πολλαπλών κεραίων, ο χρόνος ανίχνευσης της θερμοκρασίας αυξάνεται γρήγορα και μπορεί να οδηγήσει στην μη αποδεκτή ψύξη κατά τη διάρκεια της περιόδου παιδομετρικής

ανίχνευσης, ενώ η μικροκυματική παροχή θερμοκρασίας παραμένει ανενεργή. Κατά συνέπεια, από κλινικές, πρακτικές, οικονομικές και τεχνικές εκτιμήσεις, ο αριθμός των ραδιομετρικών ζωνών πρέπει να κρατιέται σε ένα ελάχιστο (κατά προτίμηση μία ζώνη) για τον έλεγχο της θερμοκρασίας σε κλινικές εφαρμογές υπερθερμίας.

Ο Stauffer και η ομάδα του στις αρχές της δεκαετίας ανέπτυξαν μια συσκευή θεραπείας μικροκυμάτων, στην οποία τα στοιχεία του ραδιόμετρου είναι ενσωματωμένα με τις κεραίες θεραπείας. Αυτό παρέχει πολύτιμα δεδομένα για τη θερμοκρασία άμεσα σε συνδυασμό με το σύστημα θεραπείας. Το βάθος της ανίχνευσης έχει επίσης αυξηθεί με τη χρήση πολλαπλών συχνοτήτων. Τελευταία, η ομάδα ασχολείται με την ανάπτυξη ενός συστήματος παροχής θερμότητας με τη χρήση πολύ – συστοικιών κεραιών με αυτόματο έλεγχο θερμοκρασίας, που χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία κάθε κεραίας .

Μια ερευνητική ομάδα από το πανεπιστήμιο του Dartmouth έχει αναπτύξει ένα μικροκυματικό σύστημα απεικόνισης κοντινού πεδίου για τον έλεγχο της θερμοκρασίας. Προσομοιώσεις και εργαστηριακά πειράματα με ομοιώματα κατέδειξαν τη δυνατότητα του συστήματος να ανακτά τις θερμικά προκληθείσες αλλαγές στην αγωγιμότητα με ακρίβεια περίπου 1°C στις προσομοιώσεις και 1.6°C στα πειράματα. Από την ολοκλήρωση αυτών των αρχικών πειραμάτων θερμικής απεικόνισης, αρκετή πρόοδος έχει πραγματοποιηθεί, η οποία έχει βελτιώσει σημαντικά την απόδοση του συστήματος.

Από τα παραπάνω, καθίσταται σαφές πως η μικροκυματική ραδιομετρία είναι ένας τομέας της βιοϊατρικής που παρουσιάζει αρκετά μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον και βρίσκεται υπό διαρκή εξέλιξη.

4.4 Ένα Νέο Κεραιοσύστημα Κατάλληλο για Ανίχνευση Μεταβολών της Θερμοκρασίας του Ανθρώπινου Σώματος με Χρήση Μικροκυματικής Πολυκαναλικής Ραδιομετρίας

Μια επίπεδη ανεστραμμένου F κεραία συνδυάζεται με τα παθητικά στοιχεία προκειμένου να επιτύχει συντονισμό πολλαπλών συχνοτήτων κατάλληλων για βιοϊατρικές εφαρμογές σε συχνότητες μικροκυμάτων. Γίνεται μια μελέτη μιας ηλεκτρονικά επανασυντονιζόμενης κεραίας PIPA (R-PIPA) για την ανίχνευση των ανωμαλιών της θερμοκρασίας στον ανθρώπινο ιστό χρησιμοποιώντας μικροκυματική ραδιομετρία, όπου η απόδοση της δομής έχει βελτιστοποιηθεί σε σχέση με την αντίσταση εισόδου, ώστε η κεραία να συντονίζεται σε πολλαπλές συχνότητες [20]. Η βελτιστοποίηση της συστοικίας εκτελείται χρησιμοποιώντας ένα Γενετικό Αλγόριθμο (GA) ως μία μέθοδο επιλογής. Λόγω του περιορισμένου φυσικού μεγέθους της, η προτεινόμενη R-

PIPA μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί ως ένα φορητό σύστημα κεραίας για εγκατάσταση σε κινητές ιατρικές εφαρμογές.

4.4.1 Εισαγωγή

Πρόσφατα, σημαντική έρευνα έχει επικεντρωθεί στη διερεύνηση των ιδιοτήτων των κακοήθων όγκων, οι οποίοι σχετίζονται με την αύξηση της θερμοκρασίας των καρκινικών κυττάρων. Μοτίβα θερμοκρασίας και ροής του αίματος σε καρκινικούς ιστούς προκύπτουν από δύο φαινόμενα: μεταφορά θερμότητας από τον καρκίνο στους περιβάλλοντες ιστούς και αγγειακές αντιδράσεις. Μετά από ενδελεχή εξέταση έχει βρεθεί ότι η θερμοκρασία στην περιοχή του καρκίνου είναι περισσότερο από ένα βαθμό υψηλότερη σε σύγκριση με τους υγιείς ιστούς. Η αρχή της μικροκυματικής ραδιομετρίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάκτηση πληροφοριών από αισθητήρα στους υποδόριους ιστούς μέχρι μερικά εκατοστά σε βάθος. Προτείνεται η ανάπτυξη μιας μη επεμβατικής τεχνικής, όπου η παθητική ηλεκτρομαγνητική θερμική ακτινοβολία, που εκπέμπεται από το ανθρώπινο σώμα, μπορεί να παρακολουθείται με την χρήση κατάλληλων κεραίων μικροκυμάτων, διατεταγμένων σε μια κατάλληλη διαμόρφωση για να καλύψει τη συγκεκριμένη περιοχή του σώματος.

Από τα ανωτέρω συμπεραίνεται ότι οι απαιτήσεις της μικροκυματικής κεραίας συνοψίζονται στη λειτουργία στενής ζώνης, η οποία θα επιτρέψει στο ραδιόμετρο να κάνει διάκριση μεταξύ χωριστών σημάτων που προέρχονται από διαφορετικά κανάλια (και ως συνέπεια απο διαφορετικά βάθη στο ανθρώπινο σώμα), και προσαρμογή σε πολλαπλές συχνότητες, η οποία θα επιτρέψει την ανίχνευση απο το ραδιόμετρο σε διάφορες συχνότητες, με αποτέλεσμα σε διάφορους ιστούς (αφού διαφορετικός ιστός επιδίδει διαφορετική διηλεκτρική συμπεριφορά και ως συνέπια αντίσταση εισόδου).

Η πρώτη προσέγγιση περιλαμβάνει μια συμπαγή (τυπωμένη) ευρείας ζώνης κεραία ικανή να λαμβάνει σήματα στην περιοχή συχνοτήτων από 1 έως 3 GHz. Η κεραία συνδέεται με ένα μονοκαναλικό αυτόματης εξισορρόπησης διαμόρφωσης ραδιόμετρο ικανό να συντονίζει σε παραπάνω από μια συχνότητα [4, 5, 6]. Διαφορετικό μήκος κύματος οφείλει να διεισδύει σε διαφορετικά βάθη εντός του ανθρώπινου ιστού, παρέχοντας έτσι μια σειρά από μετρήσεις θερμοκρασίας σε επιτυχημένα βάθη διείσδυσης [7, 8]. Με αυτόν τον τρόπο οι κύριες απαιτήσεις στον σχεδιασμό μιας τέτοιας κεραίας είναι να καλύπτει το προαναφερθέν εύρος συχνοτήτων. Έτσι αν υποθέσουμε ότι έχουμε μια κεντρική συχνότητα 2 GHz, το απαιτούμενο εύρος ζώνης θα πρέπει να είναι της τάξης των 2 GHz.

Η μετακίνηση στη συχνότητα συντονισμού σε αυτές τις επίπεδες κεραίες επιτυγχάνεται μέσω μιας επαγωγικής ηλεκτρικής αντίστασης, η οποία "φορτώνεται" σε έναν αριθμό από παθητικά στοιχεία, όταν μόνο ένα από αυτά τροφοδοτείται με τάση (RF output) [9 – 11]. Όλα τα στοιχεία είναι σε κοντινή

απόσταση με αποτέλεσμα να παρουσιάζονται φαινόμενα επαγωγής ανάμεσά τους, τα οποία χρειάζεται να ληφθούν υπόψη στον σχεδιασμό ώστε να μπορεί να είναι αποτελεσματικός ο έλεγχος τους. Ελέγχοντας λοιπόν την επαγωγική ηλεκτρική αντίσταση των παθητικών στοιχείων αλλάζουμε το μήκος της ηλεκτρικής διαδρομής και με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να καθορίσουμε την κεντρική συχνότητα συντονισμού.

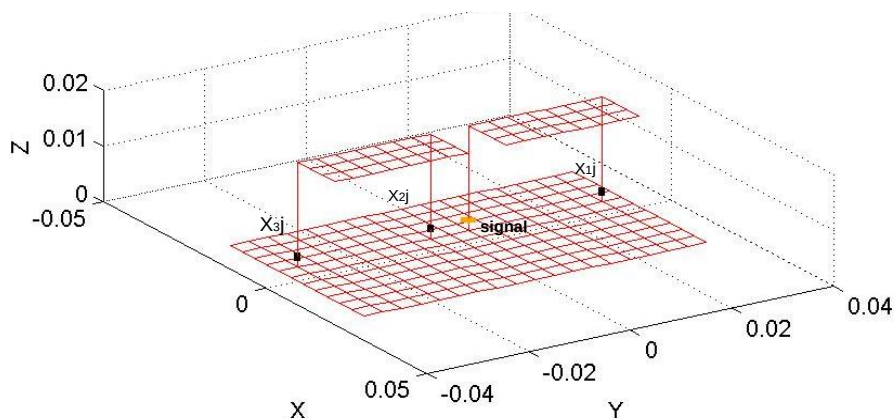
Με τις γνώσεις του συγγραφέα και παρόλο, που η τεχνική χρήσης διόδων βαρακτόρων έχει χρησιμοποιηθεί και στο παρελθόν ως μέθοδος προσαρμογής σε περισσότερες από μία συχνότητες σε μια απλή δομή κεραίας [12], το εύρος ζώνης που έχει επιτευχθεί δεν έχει φτάσει ποτέ πάνω από το 70%. Στην παρούσα διατριβή, η δομή που προτείνεται (χρησιμοποιώντας και προηγούμενη δουλειά του συγγραφέα [13]), έχει ένα πρόσθετο παρασιτικό στοιχείο και 3 διόδους βαρακτόρων (επαγωγική ηλεκτρική αντίσταση) μία στο ενεργό στοιχείο και άλλες 2 στο παρασιτικό με τρόπο τέτοιο ώστε να επιτυγχάνουν το επιθυμητό εύρος ζώνης. Με αυτόν τον τρόπο η προτεινόμενη δομή R-PIFA μπορεί να λειτουργεί σε οποιαδήποτε συχνότητα ανάμεσα στο εύρος 1 έως 3 GHz και όχι σε διακριτές ζώνες, όπως προηγούμενες εργασίες, με μοναδική παραμετροποίηση την τιμή της επαγωγικής ηλεκτρικής αντίστασης. Έτσι, διαφοροποιήσαμε όλη την στρατηγική ως προς τον σχεδιασμό και την αρχιτεκτονική προηγούμενων εργασιών (που είχαν ένα εκτενές εύρος ζώνης 300 MHz) και αναπτύξαμε μια νέα ιδέα (στενού εύρους 40 – 60 MHz, αλλά επαναρυθμιζόμενης συχνότητας σε οποιαδήποτε τιμή από 1 έως 3 GHz).

4.4.2 Αρχιτεκτονική της Κεραίας 2 Στοιχείων

Η δομή της προτεινόμενης κεραίας δίνεται στο Σχήμα 82. Το ενεργό στοιχείο αποτελείται από μία πάνω πλάκα, η οποία συνδέεται με το επίπεδο γείωσης μέσω μίας λωρίδας βραχυκυκλώματος και ενός καλωδίου τροφοδοσίας. Το παρασιτικό στοιχείο είναι ίδιας γεωμετρίας και προσανατολισμού, αλλά το καλώδιο δεν είναι συνδεδεμένο με πηγή τροφοδοσίας. Μεταβάλλοντας τις διαστάσεις των πάνω πλακών, το ύψος πάνω από το επίπεδο γείωσης, το μέγεθος του επιπέδου γείωσης και την απόσταση μεταξύ του ενεργού και του παρασιτικού στοιχείου, θα αναζητήσουμε τη δομή με τον καλύτερο συντονισμό εμπέδησης και επαρκές εύρος ζώνης στη συχνότητα λειτουργίας.

Η δομή παράγεται με την χρήση λογισμικού προσομοίωσης SNEC και η απόδοσή της βελτιστοποιείται χρησιμοποιώντας Γενετικούς Αλγόριθμους. Το SNEC είναι ένα υβρίδιο MoM-UTD κεραίας και προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης. Τα αρχέτυπα MoM που είναι διαθέσιμα στον κώδικα είναι συρμάτινα τμήματα, ενώ τα αρχέτυπα UTD είναι διηλεκτρικά επικαλυμμένες πλάκες και ελλειπτικοί κύλινδροι. Η MoM είναι μια αριθμητική ηλεκτρομαγνητική τεχνική, η οποία υπολογίζει τα πρότυπα

ακτινοβολίας και την εμπέδηση των συρμάτων κεραιών. Για το λόγο αυτό, το επίπεδο γείωσης, οι άνω πλάκες και οι ταινίες βραχυκυκλώματος της R-PIFA σχεδιάστηκαν σαν πλάκες συρμάτων πλέγματος. Οι διαστάσεις, οι οποίες καθορίζονται απ' τον χρήστη για κάθε εξάρτημα της κατασκευής, δίνονται με τον αριθμό των συρμάτων τμημάτων αντί για τις φυσικές τιμές τους. Έχοντας υπόψη το γεγονός πως το μήκος ενός τμήματος είναι κλάσμα του μήκους κύματος στην προσομοίωση συχνότητας, το ηλεκτρικό μέγεθος της R-PIFA παραμένει σταθερό με τη διακύμανση του μήκους κύματος που χρησιμοποιούμε. Αυτή η τεχνική εξασφαλίζει συμβατότητα μέσω της διαχείρισης της κατασκευής PIFA με τη διαδικασία σχεδιασμού SNEC.

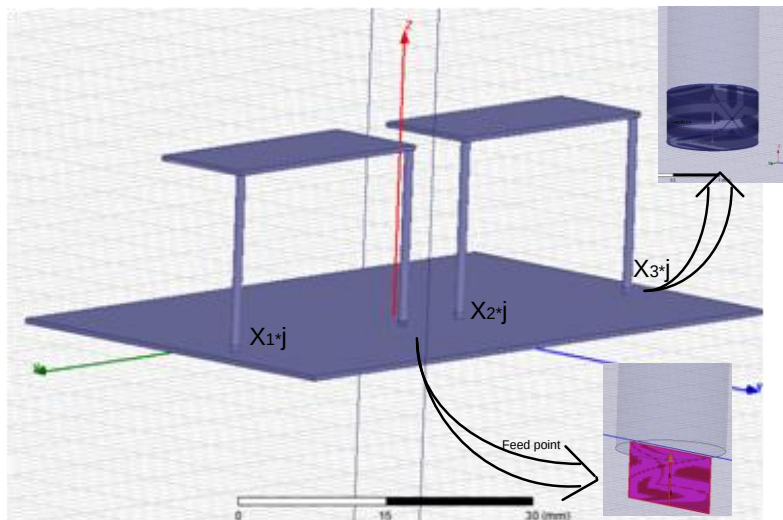


Σχήμα 82 - Εκτέλεση και ανάλυση της R-PIFA με χρήση τμημάτων καλωδίων και την πλατφόρμα του SNEC.

Για να βρούμε τη βέλτιστη δομή R-PIFA με τέλεια εμπέδηση και επαρκές εύρος ζώνης χρησιμοποιούμε τη μέθοδο των Γενετικών Αλγορίθμων. Πρόκειται για μεθόδους αναζήτησης, οι οποίοι βασίζονται στις αρχές και στις έννοιες της φυσικής επιλογής και της εξέλιξης (διασταύρωση, μετάλλαξη) και επιλύουν προβλήματα πολλαπλών μεταβλητών, όπως ο σχεδιασμός και η σύνθεση κεραιών, όπου πρέπει να ικανοποιείται ένα σύνολο προϋποθέσεων απόδοσης (π.χ. εισερχόμενη εμπέδηση). Στη διαδικασία βελτιστοποίησης, που περιγράφεται εδώ, χρησιμοποιήθηκε η μονάδα Γενετικού Αλγόριθμου (GA), που είναι ενσωματωμένη στο πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC.

Τα αποτελέσματα από το SNEC αξιολογήθηκαν με τα αποτελέσματα που έδωσε το λογισμικό προσομοίωσης Ansoft HFSS 3D (High Frequency Structure Simulator), το οποίο προσφέρει μια γραμμική ηλεκτρομαγνητική λύση για την κεραία με χρήση πεπερασμένων στοιχείων. Στη διαδικασία σχεδιασμού, η οποία παρουσιάζεται στο Σχήμα 83, χρησιμοποιήσαμε χαλκό τόσο για την αγωγίμη επιφάνεια όσο και για το επίπεδο γείωσης. Επίσης, στα καλώδια βραχυκύκλωσης προσθέσαμε δίοδο βαρακτόρων (μοντελοποιήσαμε

το κύκλωμα τις διόδου βαράκτορα, με μια σύνθετη εμπέδηση πυκνωτή - πηνίου με τα κατάλληλα χαρακτηριστικά ώστε να αποδώσουν τις ίδιες ιδιότητες με αυτές του βαράκτορα στην συχνότητα των 2 GHz). Τέλος, ως αντίσταση εισόδου χρησιμοποιήσαμε αυτήν των 50 Ω για να είμαστε σε συμφωνία με τον σχεδιασμό/εκτέλεση που ακολουθήθηκε στο πρόγραμμα SNEC.



Σχήμα 83 - Το ολοκληρωμένο σχέδιο της R-PIFA χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα προσομοίωσης Ansoft HFSS 3D.

4.4.3 Διαδικασία Βελτιστοποίησης της R-PIFA

Παράμετροι και στόχοι της διαδικασίας βελτιστοποίησης

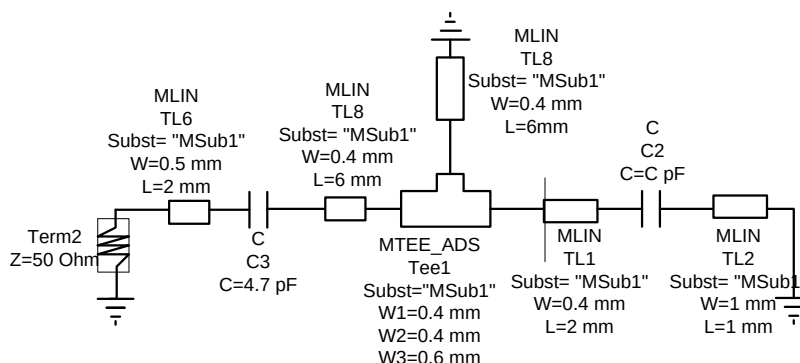
Ο στόχος της διαδικασίας βελτιστοποίησης είναι η λειτουργία σε μέγιστο κέρδος και ελάχιστη ανάκλαση σε ένα εύρος συχνοτήτων (1 έως 3 GHz, 50 Ω εμπέδηση εισόδου για 50 Ω γραμμή τροφοδοσίας). Όπως προαναφέρθηκε, οι παράμετροι βελτιστοποίησης περιλαμβάνουν το ύψος και το εύρος της R-PIFA, καθώς και τις τιμές ενεργού φορτίου των παθητικών στοιχείων. Όμως, κάθε παθητικό στοιχείο φορτώνεται ξεχωριστά, επομένως και οι τρεις τιμές ανάδρασης των παθητικών στοιχείων συμμετέχουν στη διαδικασία βελτιστοποίησης. Οι παράμετροι βελτιστοποίησης απεικονίζονται στον Πίνακα 31.

Πίνακας 31 - Παράμετροι βελτιστοποίησης και αποτελέσματα Γενετικού Αλγόριθμου για την R-PIFA με κεντρική συχνότητα των 2 GHz ($\lambda_0 = 14.99$ cm) και εύρος διακύμανσης φορτίου παρασιτικών στοιχείων για δεδομένες συχνότητες.

Παράμετροι	Διακύμανση		Βήμα	Αποτελέσματα Γενετικού Αλγόριθμου		Φυσικές διαστάσεις [cm]	
Length of the upper plate of each element of the antenna (upLen)	(0.025-0.25) λ_0		0.025 λ_0	0.075 λ_0		1.124	
Width of the upper plate of each element of the antenna (upWid)	(0.025 - 0.25) λ_0		0.025 λ_0	0.175 λ_0		2.623	
Length of ground plane	(0.025 – 1) λ_0		0.025 λ_0	0.275 λ_0		4.122	
Width of ground plane	(0.05 – 1) λ_0		0.025 λ_0	0.45 λ_0		6.746	
Height of wires/shorting strips	(0.025 - 0.25) λ_0		0.025 λ_0	0.125 λ_0		1.874	
			1 GHz	1.2GHz	2 GHz	2.6GHz	2.8GHz
Load reactance of the 1 st parasitic element (X ₁)	-j353 - j111 Ω	j10Ω	-j210 Ω	j110 Ω	-j100 Ω	-j180 Ω	-j300 Ω
Load reactance of the 2 nd parasitic element (X ₂)	- j353 - j111 Ω	j10 Ω	-j250 Ω	-j160 Ω	-j100 Ω	j110 Ω	j110 Ω
Load reactance of the 3 rd parasitic element (X ₃)	- j353 - j111 Ω	j10 Ω	-j70 Ω	-j260 Ω	j0 Ω	-j240 Ω	-j300 Ω

Εύρος βελτιστοποίησης των αντιδραστικών φορτίων

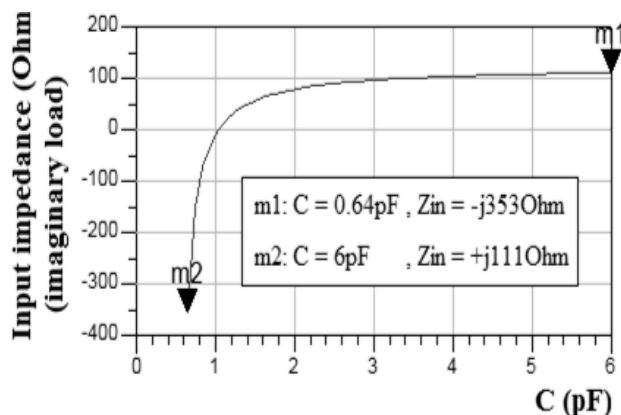
Για να προσδιορίσουμε το εύρος των παραμέτρων βελτιστοποίησης που αφορούν τα ενεργά φορτία, το αντίστοιχο δίκτυο ενός παθητικού στοιχείου προσομοιώθηκε με χρήση ADS (Agilent). Το σχέδιο προδιαγραφών του αντίστοιχου δικτύου απεικονίζεται στο Σχήμα 84, όπου το κάθετο ανοικτό stub χρησιμοποιείται για να προσομοιώσει έναν επαγωγέα και να επιτευχθούν θετικές τιμές στο εύρος του αντιδραστικού φορτίου. Ο μεταβλητός πυκνωτής C2 χρησιμοποιείται για να επιτευχθεί μεταβλητό αντιδραστικό φορτίο, ενώ ο πυκνωτής C3 χρησιμοποιείται για να ωθήσουμε το εύρος βελτιστοποίησης σε αρνητικές τιμές και να εξισορροπηθεί το αποτέλεσμα του κάθετου stub.



Σχήμα 84 - Απεικόνιση του αντίστοιχου δικτύου του παθητικού στοιχείου.

Η κατάληξη της αριστερής μεριάς συνδέεται με το παθητικό στοιχείο, ενώ το microstrip της δεξιάς κατάληξης είναι γειωμένο. Για να δείξουμε μια γενικότερη προσέγγιση, χρησιμοποιείται στην προσομοίωση το γνωστό και δημοφιλές υπόστρωμα FR4 με πάχος 16 mm και $\epsilon_r = 4.6$.

Ένας μεγάλος αριθμός διαθέσιμων στο εμπόριο ελεγχόμενων ως προς την τάση μεταβλητών πυκνωτών (διόδων βαρακτόρων) αξιολογήθηκαν και τελικά επιλέχθηκε η διόδος JDV2S71E της Toshiba για ένα εύρος συχνοτήτων από 0.1 – 3 GHz. Πρόκειται για μία epitaxial δίοδο σιλικόνης SMD με μεταβλητή χωρητικότητα ελεγχόμενη από τη DC τάση γραμμής. Η χωρητικότητά της εκτείνεται από 0.64 pF (χαμηλότερη χωρητικότητα) μέχρι 6 pF (υψηλότερη χωρητικότητα) για έλεγχο τάσης από 25 V ως 1 V, αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης μέσω ADS χρησιμοποιώντας τη δίοδο JDV2S71E δίνονται στο Σχήμα 85. Το αντιδραστικό φορτίο του παθητικού στοιχείου που επιτεύχθηκε κυμαίνεται από $-j353 \Omega$ ως $j111 \Omega$. Οι τιμές αυτές χρησιμοποιούνται από τον GA για να δημιουργηθούν ρεαλιστικές τιμές για τη βελτιστοποίηση των αντίστοιχων δικτύων της R-PIFA.



Σχήμα 85 – Αποτελέσματα προσομοίωσης των φορτίων των παθητικών στοιχείων της R-PIFA.

Αντικειμενική συνάρτηση του Γενετικού Αλγόριθμου (GA)

Η Αντικειμενική συνάρτηση (OF) που χρησιμοποιείται για να λάβουμε το επιθυμητό επίπεδο αντίστασης εισόδου εκφράζεται ως:

$$OF = \left(\frac{VSWR_{DES}}{VSWR} \right)^2 \quad (4.20)$$

όπου $VSWR_{DES}$ και $VSWR$ είναι, αντίστοιχα, η επιθυμητή και η υπολογισμένη τιμή. Η επιθυμητή τιμή του $VSWR_{DES}$ τέθηκε ίσος με 1 (παράμετρος στον GA). Η προσομοίωση συχνότητας του πρώτου GA τέθηκε ίση με 2 GHz. Ο συνολικός πληθυσμός αποτελείται από 250 γενιές με 60 χρωμοσώματα ανά γενιά. Η μέθοδος επιλογής είναι ο αποδεκατισμός πληθυσμού, ενώ το σύστημα ζευγαρώματος είναι η γειτονική αντιστοίχιση ικανότητας. Το σημείο διασταύρωσης επιλέγεται τυχαία και κάθε χρωμόσωμα διαιρείται σε επίπεδο γονιδίου (βλ. Παράρτημα). Η πιθανότητα μετάλλαξης είναι ίση με 0.15. Ο Πίνακας 31 περιγράφει τη διακύμανση των παραμέτρων που πήραν μέρος στη διαδικασία βελτιστοποίησης GA. Οι προτεινόμενες διαστάσεις PIFA εκφράζονται σε αριθμό τμημάτων. Κάθε μήκος τμήματος επιλέχθηκε να είναι ίσο με 0.025λ. Τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης δίνονται στον Πίνακα 31. Η επιθυμητή εμπίδηση για όλο το εύρος ζώνης καθορίζεται από την ομάδα συχνοτήτων, όπου η τιμή του συντελεστή ανάκλασης στο σημείο τροφοδότησης είναι μικρότερη από -10 dB, που αντιστοιχεί σε $VSWR$ όχι μεγαλύτερο από 2, όταν η ζητούμενη εμπίδηση είναι 50 Ω.

Όπως προαναφέρθηκε, σκοπός της εργασίας είναι ο σχεδιασμός μιας κεραίας R-PIFA ικανής να λειτουργεί σε εύρος συχνοτήτων κατάλληλο για

μικροκυματική ραδιομετρία. Έτσι, παρόλο που η πρώτη βελτιστοποίηση της προτεινόμενης κεραίας έγινε με κεντρική συχνότητα συντονισμού 2 GHz, στη συνέχεια πολλοί Γενετικοί Αλγόριθμοι έγιναν με τις ίδιες απαιτήσεις, ώστε να υπολογιστούν μόνο οι τιμές των αντιδραστικών φορτίων των παρασιτικών στοιχείων (X_1 , X_2 , X_3) ξεχωριστά για μια ομάδα άλλων συχνοτήτων (από 1 GHz μέχρι 2.8 GHz), διατηρώντας όλες τις άλλες παραμέτρους σταθερές. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται αλλαγή της συχνότητας συντονισμού ελέγχοντας μόνο τις τιμές των αντιδραστικών φορτίων των παρασιτικών στοιχείων, ενώ διατηρούμε τη γεωμετρία και το φυσικό μέγεθος της κεραίας αμετάβλητα. Το αποτέλεσμα αυτών των Γενετικών Αλγόριθμων δίνεται στον Πίνακα 31.

Συνοψίζοντας, παρουσιάσαμε μία χαμηλού προφίλ επαναρυθμιζόμενη PIFA για να προστεθούν νέες προοπτικές στην κεραία ενός μικροκυματικού ραδιομέτρου, προσφέροντας μεγαλύτερο εύρος ζώνης συγκριτικά με τις απλές κεραίες. Η απόδοση του εύρους ζώνης βελτιώθηκε με χρήση των Γενετικών Αλγόριθμων και ο συντονισμός της συχνότητας επιτυγχάνεται ελέγχοντας τις τιμές των διόδων βαρακτόρων, ενώ ο κύριος στόχος του σχεδιασμού ήταν να ληφθούν μικροκυματικά σήματα στην περιοχή συχνοτήτων μερικών GHz (1 – 3 GHz). Το δυναμικό εύρος συντονισμού για την περιοχή συχνοτήτων που εξετάζουμε είναι 67% . Το μέγιστο κέρδος είναι περίπου 2 – 2.2 dB, εκτός του φάσματος του μικροκυματικού ραδιομέτρου. Τα στοιχεία μιας διάταξης R-PIFA δύο στοιχείων μελετήθηκαν και αναλύθηκαν, ενώ ένα εύρος ζώνης 2 GHz χρησιμοποιήθηκε.

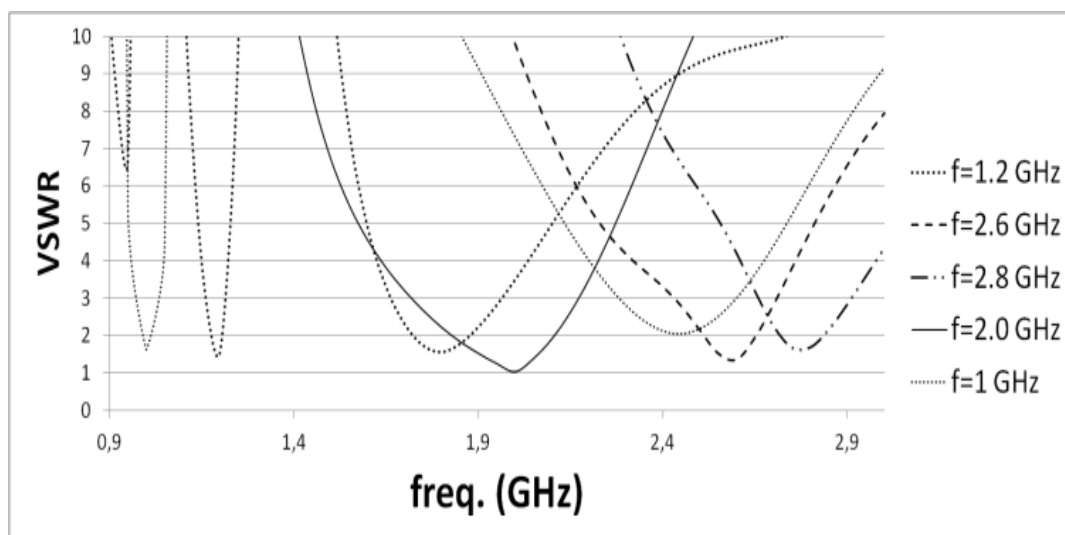
Αριθμητικά αποτελέσματα

Δύο σειρές Γενετικών Αλγορίθμων χρησιμοποιήθηκαν. Η μια για να βελτιστοποιήσει τη δομή ως προς τα γεωμετρικά και ηλεκτρικά χαρακτηριστικά της (μέγεθος, VSWR, διάγραμμα ακτινοβολίας) με κεντρική συχνότητα τα 2 GHz και μια άλλη σειρά τεσσάρων διαφορετικών Γενετικών Αλγορίθμων ένας για κάθε συχνότητα ενδιαφέροντος (όπως φαίνονται στο Σχήμα 86) διατηρώντας όλες τις άλλες παραμέτρους σταθερές (επιλεγμένες από τον πρώτο GA), εκτός από τις τιμές των επαγωγικών φορτίων των παρασιτικών στοιχείων. Τα αποτελέσματα της δεύτερης σειράς GA δίνονται στον Πίνακα 32. Ο πίνακας αυτός περιγράφει τη διακύμανση των τιμών των παραμέτρων, που έλαβαν μέρος στη διαδικασία της βελτιστοποίησης με κεντρική συχνότητα 2 GHz. Στο Σχήμα 86 απεικονίζεται η διακύμανση του προσομοιωμένου VSWR στο εύρος συχνοτήτων από 1 έως 3 GHz (επιλεγμένες συχνότητες = 1, 1.2, 2, 2.6, 2.8 GHz), ενώ στα Σχήματα 87, 88 και 89 έχουν σχεδιαστεί τα αντίστοιχα διαγράμματα ακτινοβολίας. Οι διάστασεις της κεραίας εκφράζονται σε μήκη κύματος και σε cm. Κάθε στοιχειώδες μήκος σύρματος της δομής έχει επιλεγεί ίσο με $0.025\lambda_0$.

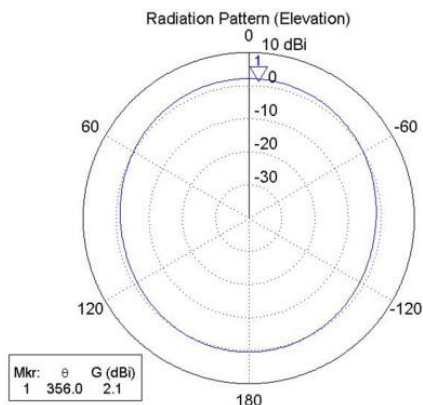
Πίνακας 32 - Διακύμανση της VSWR σε συνάρτηση της συχνότητας.

Frequency (GHz)	VSWR
1.0	1.631
1.2	1.590
2.0	1.027
2.6	1.366
2.8	1.696

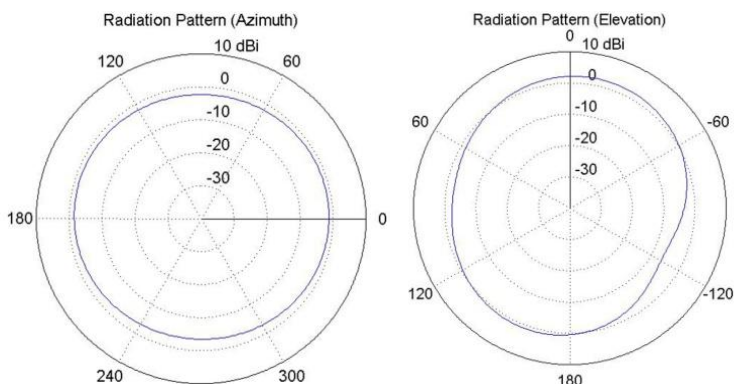
Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 86 η βελτιστοποιημένη κεραία μπορεί να συντονιστεί/προσαρμόσει ($VSWR \leq 2$) σε οποιαδήποτε συχνότητα ανάμεσα στο εύρος τιμών 1 έως 3 GHz (ανάλογα πάντα με τις τιμές του επαγωγικού φορτίου κάθε φορά των παρασιτικών στοιχείων), οι τιμές αυτές δίνονται στον Πίνακα 32 για τις αντίστοιχες συχνότητες των 1, 1.2, 2, 2.6 and 2.8 GHz. Από τα Σχήματα 87, 88 και 89 φαίνεται ότι η κεραία παρουσιάζει κύριο λοβό (κατευθυντικότητα) στις 90° (elevation), με εύρος δέσμης 3 dB 100° , κέρδος 2.1 dB, ενώ στο αζιμούθιο είναι σχεδόν ομοικατευθυντική, όπως προκύπτει και από το Σχήμα 88 από το πρόγραμμα HFSS. Πρέπει να επισημανθεί ότι αυτές οι τιμές παραμένουν σταθερές για όλο το λειτουργικό εύρος των 2 GHz.



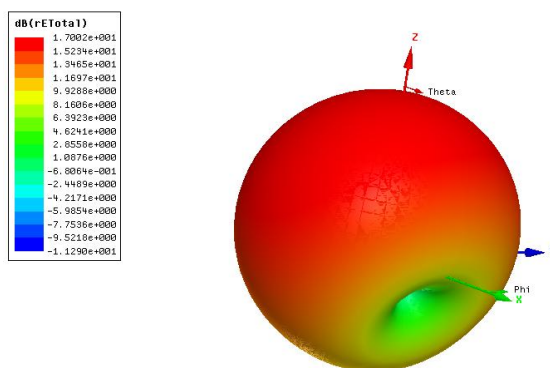
Σχήμα 86 - Η παράμετρος SWR της βελτιστοποιημένης δομής στο εύρος συχνοτήτων απο 1 έως 3 GHz.



Σχήμα 87 - Διάγραμμα ακτινοβολίας της βελτιστοποιημένης R-PIFA στα 2 GHz στο επίπεδο xz (elevation) από το πρόγραμμα SNEC.



Σχήμα 88 - Διάγραμμα ακτινοβολίας της βελτιστοποιημένης R-PIFA στα 2 GHz στο επίπεδο yz (elevation), και xy (azimuth) από το πρόγραμμα SNEC.



Σχήμα 89 - Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας γιατί την βελτιστοποιημένη R-PIFA στη συχνότητα των 2 GHz χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα προσομοίωσης HFSS.

4.5 Βιβλιογραφία 4^{ου} κεφαλαίου

- [1] N. A. Diakides and J. D. Bronzino, *Medical Infrared Imaging*, CRC Press. Taylor & Francis Group, 2008.
- [2] Y. Leroy, A. Mamouni, J. V. D. Velde, B. Bocquet and B. Dujardin, *Microwave Radiometry For Non-invasive Thermometry*, Automedica, 181–202, 1987.
- [3] A. M. El-Sharkawy, P. P. Sotiriadis, P. A. Bottomley, and E. Atalar, “A new RF radiometer for absolute noninvasive temperature sensing in biomedical applications”, *IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems*, pp. 329-332, 2007. ISCAS 2007.
- [4] S. Curto, P. McEvoy, X. Bao, and M. J. Ammann, “Compact patch antenna for electromagnetic interaction with human tissue at 434 MHz”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, September 2009.
- [5] T. Ohira and K. Gyoda, “Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming”, *Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, pp. 101-104, May 2000.
- [6] M. E. Bialkowski, Y. Wang and A. Abbosh, “UWB microwave monopulse radar system for breast cancer detection”, *4th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)*, pp. 1-4, Dec. 2010.
- [7] F. Bardati and S. Iudicello, “Modeling the visibility of breast malignancy by a microwave radiometer”, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 55, no. 1, pp.214 – 221, 2008.
- [8] S. Iudicello and F. Bardati, “Visibility of breast malignancy in compressed breast by microwave radiometry”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, July 2008. AP-S 2008.
- [9] C. Sun, A. Hirata, T. Ohira, and N. C. Karmakar, “Fast beamforming of electronically steerable passive array radiator antennas: Theory and experiment”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 7, pp. 1819-1831, July 2004.
- [10] K. Yang and T. Ohira, “Realization of space-time adaptive filtering by employing electronically steerable passive array radiator antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 7, pp. 1476-1485, July 2003.
- [11] 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.
- [12] J. Liang and H. Y. D. Yang, “Varactor loaded tunable printed PIFA”, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 15, 113-131, 2009.
- [13] S. C. Panagiotou, N. K. Kouveliotis, T. D. Dimousios, P. K. Varlamos, S. A. Mitilneos and C. N. Capsalis. "A PIFA parasitic optimization utilizing the Genetic Algorithms technique", *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, 11/2006.
- [14] “SuperNec v. 2.4 MoM technical reference manual,” Available at: <http://www.supernec.com/manuals/snmomtrm.htm>
- [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] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, Addison – Wesley Publishing Company, Inc., 1989.
- [17] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- [18] T. D. Dimousios, S. A. Mitilneos, S. C. Panagiotou, and C. N. Capsalis, “Design of a corner-reflector reactively controlled antenna for maximum directivity and multiple beam forming at 2.4 GHz”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.59, Issue 4, pp 1132-1139, 2011.
- [19] C. D. Nikolopoulos, A. T. Baklezos and C. N. Capsalis, “Auto reconfigurable patch antenna for biomedical single channel multi-frequency microwave radiometry applications”, *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 49, 19-29, 2014.
- [20] C. D. Nikolopoulos and C. N. Capsalis, “A novel antenna system for body temperature change detection appropriate for multi-channel microwave radiometry”, *Progress In Electromagnetic Research (PIER) M*, vol. 33, p.197-209, 2013.

Κεφάλαιο 5

Μελέτη & Προσομοίωση Παράγοντα Διάταξης και Διαγράμματος Ακτινοβολίας Επίπεδων (PIFA) Δτοιχειοκεραιών Ανεστραμμένου F

5.1 Εισαγωγή

Οι επίπεδες κεραίες ανεστραμμένου F (PIFA) χρησιμοποιούνται συνήθως για χειρόφερτες συσκευές (π.χ. κυψελοειδή τηλέφωνα) λόγω του συμπαγούς μεγέθους. Οι συστοιχίες κεραιών χρησιμοποιούνται ευρέως για να κατευθύνεται ακτινοβολούμενη ισχύς προς ένα επιθυμητό γωνιακό τομέα (ικανότητα σάρωσης δέσμης) ή για να ενισχυθεί το κέρδος. Με βάση τα παραπάνω και το γεγονός ότι σημαντικές βελτιώσεις στην ικανότητα απόδοσης σε πλούσια περιβάλλοντα σκέδασης όταν αναπτύσσονται συστήματα κεραιών πομπού και δέκτη, οι σχεδιαστές χρησιμοποιούν πιο συχνά πολλαπλά στοιχεία PIFA τοποθετημένα σε PCB μιας κινητής χειροσυσκευής. Μία από τις κύριες ανησυχίες στον σχεδιασμό μιας νέας χειροσυσκευής είναι να ληφθεί υπόψη η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των στοιχείων της κεραίας, μαζί με έναν τρόπο για να μειωθούν οι διαστάσεις της. Για να ανταποκριθεί σε αυτές τις απαιτήσεις, είναι αναγκαία η σχεδίαση και υλοποίηση κεραίας με φυσικά μικρά στοιχεία και χαμηλή σύζευξη.

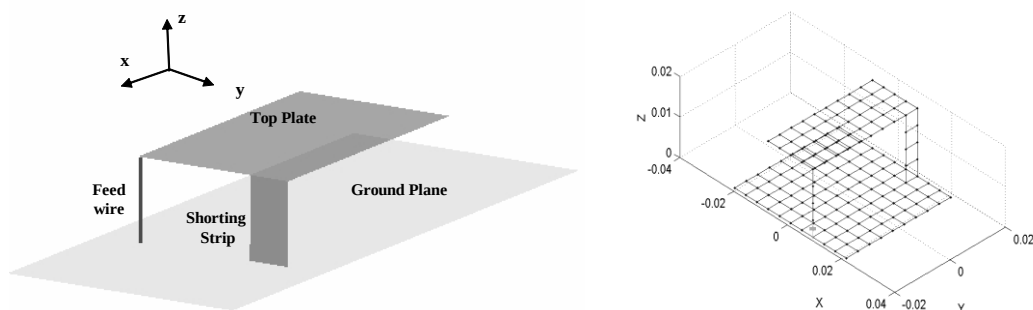
Στην ενότητα αυτή θα μελετηθεί ο παράγοντας διάταξης και η αμοιβαία αντίσταση μεταξύ των στοιχείων μιας στοιχειοκεραίας PIFA. Αρχικά, θα υπολογιστεί και επιβεβαιωθεί η επιρροή της αμοιβαίας επαγωγής μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας σε σχέση με τη μεταξύ τους απόσταση. Για την επίτευξη αυτού του στόχου θα χρησιμοποιήσουμε μια PIFA 2 στοιχείων και η επαλήθευση των αποτελεσμάτων θα γίνει με την βοήθεια του προγράμματος Supernec. Στη συνέχεια, και αφού μοντελοποιήσουμε την σχέση αμοιβαίας αντίστασης με την απόσταση, θα την χρησιμοποιήσουμε για τον υπολογισμό όλων των αμοιβαίων αντιστάσεων στην περίπτωση m στοιχείων, ώστε να συμπεριλάβουμε την αμοιβαία σύζευξη στον θεωρητικό υπολογισμό του παράγοντα διάταξης για τη διαμόρφωση του γενικού τύπου παρουσιάζοντας μια νέα αλγοριθμική μέθοδο υπολογισμού.

Η βασική ιδέα είναι η υλοποίηση ενός απλού στοιχείου κεραίας (βασική PIFA) και η μελέτη των χαρακτηριστικών της από ένα πρόγραμμα

προσομοίωσης. Στη συνέχεια, δύο όμοιες κεραιές τοποθετούνται στο ίδιο επίπεδο σε μία συγκεκριμένη απόσταση και μελετάται πώς αλλάζουν τα χαρακτηριστικά αυτά με την απόσταση με τη χρήση της Μεθόδου των Ροπών στο πρόγραμμα προσομοίωσης SuperNEC [2 – 4]. Τέλος, με τη θεωρία των κεραιών χρησιμοποιώντας τη μέθοδο επαγόμενης EMF αναπτύσσουμε έναν αλγόριθμο για την εύρεση του διαγράμματος ακτινοβολίας και της εμπέδησης εισόδου της M - στοιχείων συστοιχίας PIFA. Οι PIFA έχουν σχεδιαστεί σε ένα ξεχωριστό επίπεδο γείωσης. Για λόγους απλότητας, υποθέτουμε ότι όλες οι συστοιχίες κεραιών τροφοδοτούνται από ανεξάρτητες γραμμές μικροταινίας με τα ίδια εύρη ισχύος και ίσες φάσεις.

5.2 Θεωρητικός Υπολογισμός και Προσομοίωση Παράγοντα Διάταξης Στοιχειοκεραίας PIFA 2 Στοιχείων

Η απλή PIFA αποτελείται από μία αγωγίμη πλάκα κορυφής, που βρίσκεται πάνω από ένα πεπερασμένου μεγέθους επίπεδο γείωσης, που είναι συνδεδεμένο μέσω ενός καλωδίου τροφοδοσίας, και ένα άλλο στοιχείο σαν λωρίδα βραχυκυκλώματος (Σχήμα 90). Η διάταξη της κεραιάς PIFA (single PIFA) θα υλοποιηθεί στο πρόγραμμα Supernec [5 – 6]. Τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας και η απόδοση μπορούν να ρυθμιστούν μεταβάλλοντας τις διαστάσεις της δομής, δηλαδή το μήκος των στοιχείων τροφοδοσίας, το πλάτος των λωρίδων βραχυκύκλωσης, τις διαστάσεις της πλάκας κορυφής καθώς και τις διαστάσεις του επιπέδου γείωσης. Έτσι, οι παράμετροι αυτοί αποτελούν τις παραμέτρους βελτιστοποίησης κατά τη διαδικασία GA και δίνονται στον Πίνακα 33 για συχνότητα 1.8 GHz. Αυτό το εργαλείο βελτιστοποίησης είναι μια στοχαστική τεχνική αναζήτησης, που χρησιμοποιεί τους μηχανισμούς της φυσικής επιλογής και της γενετικής (διασταύρωση, μετάλλαξη) για τη διερεύνηση μη-γραμμικών και ασυνεχών λύσεων [7], [παράρτημα].



Σχήμα 90 - (α) Εφαρμογή και (β) ανάλυση της απλής PIFA χρησιμοποιώντας τμήματα καλωδίων και τη πλατφόρμα SNEC.

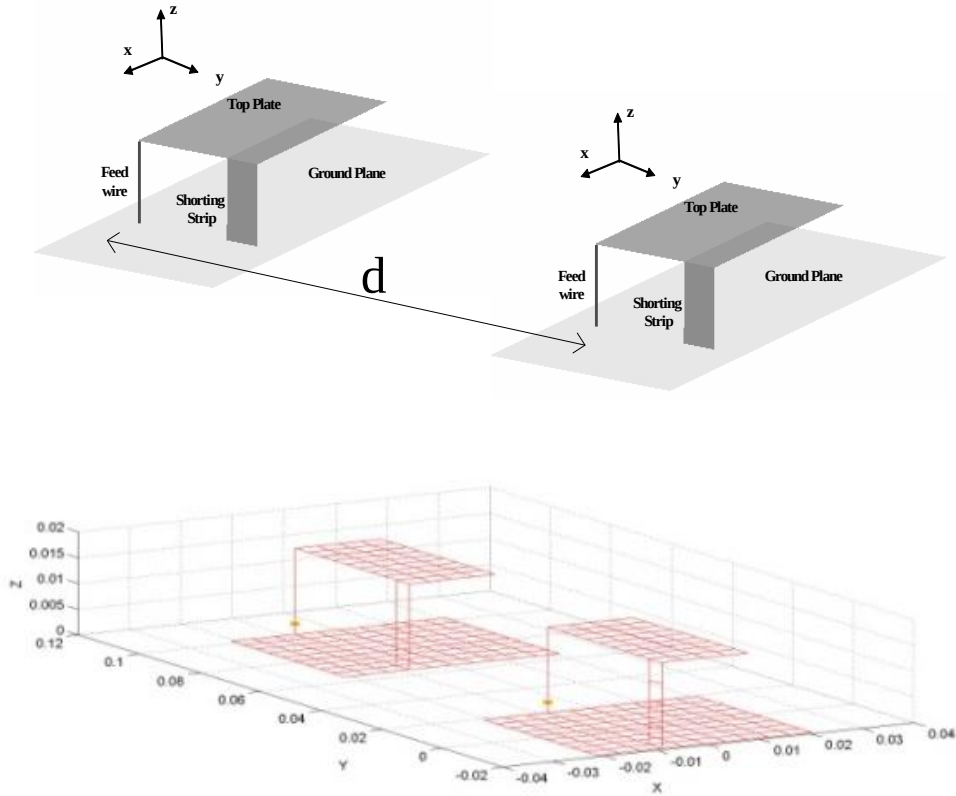
**Πίνακας 33 - Εύρος παραμέτρων και αποτελέσματα Γενετικού Αλγόριθμου.
Μήκος κύματος 16.66 cm (συχνότητα λειτουργίας 1.8 GHz)**

Element	Range of Variation	Βήμα	Αποτελέσματα	Φυσικές διαστάσεις (cm)
Μήκος πλάκας κορυφής	$(0.05-0.25)\lambda_0$	$0.025\lambda_0$	$0.1\lambda_0$	1.666
Πλάτος πλάκας κορυφής	$(0.075-0.25)\lambda_0$	$0.025\lambda_0$	$0.225\lambda_0$	3.7485
Μήκος επιπέδου γείωσης	$(0.05-0.5)\lambda_0$	$0.025\lambda_0$	$0.25\lambda_0$	4.165
Πλάτος επιπέδου γείωσης	$(0.175-1)\lambda_0$	$0.025\lambda_0$	$0.225\lambda_0$	3.7485
Ύψος των συρμάτων λωρίδες βραχυκυκλώματος	$(0.025-0.125)\lambda_0$	$0.025\lambda_0$	$0.1\lambda_0$	1.666
Πλάτος των λωρίδων βραχυκυκλώματος	$(0.025-0.225)\lambda_0$	$0.025\lambda_0$	$0.025\lambda_0$	0.4165

Με τη μεταβολή των στοιχείων προκύπτει μια δομή με επαρκές εύρος ζώνης και τα επιθυμητά χαρακτηριστικά ακτινοβολίας αζιμούθιου στη ζώνη αυτή. Η δομή αυτή βρίσκεται με τη χρήση του προγράμματος SNEC

Στη συνέχεια, δημιουργούμε τη δομή που φαίνεται στο Σχήμα 91, όπου δύο κεραίες PIFA (τροφοδοτούμενες) τοποθετούνται σε απόσταση d από τα σύρματα τροφοδοσίας τους που βρίσκονται κατά μήκος του άξονα y . Κάθε PIFA έχει ένα ξεχωριστό επίπεδο γείωσης, όχι μόνο για να θεωρείται ως μονοστοιχειακή, αλλά και να εξαλειφθεί η επίδραση του PCB στη συστοιχία. Οι δύο κεραίες είναι ταυτόσημες και σχηματίζουν τη γραμμική συστοιχία. Λόγω συμμετρίας και επειδή οι δύο κεραίες τροφοδοτούνται από ανεξάρτητες γραμμές μεταφοράς με τα ίδια πλάτη και ίσες φάσεις υποθέτουμε ότι τα δύο στοιχεία έχουν ίση εμπέδηση εισόδου (Z_{in}).

Οι τιμές της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου $E_\theta(\theta = 90^\circ, \varphi)$ συναρτήσει της γωνίας φ για $\theta = 90^\circ$ για την απλή κεραία PIFA δίνονται σε dBi (π.χ., στο Σχήμα 92 φαίνεται το διάγραμμα ακτινοβολίας της απλής – μονής κεραίας PIFA όπως έχει υπολογιστεί από το SuperNEC). Το dBi είναι μονάδα μέτρησης του κέρδους μιας κεραίας σε σύγκριση με την ισοτροπική κεραία και εκφράζει πόσο κέρδος έχει η κεραία που μελετάμε σε σχέση με το κέρδος που εμφανίζει η ισοτροπική κεραία για το ίδιο περιβάλλον ακτινοβολίας.



Σχήμα 91 - PIFA συστοιχία δύο στοιχείων.

Από τη θεωρία των κεραιών γνωρίζουμε ότι η μέση τιμή της πυκνότητας ισχύος δίνεται από τη σχέση:

$$\tilde{P}_{av}(\tilde{r}) = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\tilde{E}(\tilde{r}) \times \tilde{H}^*(\tilde{r}) \right] \quad (5.1)$$

και επειδή βρισκόμαστε στο μακρινό πεδίο της κεραίας, όπου το πεδίο είναι επίπεδο κύμα, ισχύει η σχέση $E_\theta = nH_\phi$. Επιπλέον, αν θεωρήσουμε ότι η κεραία ακτινοβολεί υπεράνω αγωγίμου εδάφους, τότε σύμφωνα με τη θεωρία των ειδώλων, ο όρος $\frac{1}{2}$ στη (5.1) παραλείπεται και έτσι, δεδομένου ότι το E_θ είναι πραγματικός αριθμός, η σχέση αυτή μπορεί να γραφτεί στη μορφή:

$$\tilde{P}_{av}(\tilde{r}) = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\hat{r} E_\theta H_\phi^* \right] = \hat{r} \frac{1}{n} |E_\theta|^2 \quad (5.2)$$

και σε dBi

$$P_{av}(\text{dBi}) = 2E_{\theta}(\text{dBi}) - 10\log_{10}(n) \quad (5.3)$$

όπου $n = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} = 120\pi$ είναι η κυματική αντίσταση του μέσου διάδοσης.

Με βάση τα παραπάνω, καταλήγουμε στην παρακάτω έκφραση για την ένταση ακτινοβολίας της κεραίας PIFA, η οποία εκφράζει την ισχύ που ακτινοβολείται ανά μονάδα στερεάς γωνίας:

$$U(\theta = 90^\circ, \varphi) = r^2 |\tilde{P}_{av}(\tilde{r})| \quad (5.4)$$

Σημειώνεται ότι μολονότι στην παραπάνω έκφραση υπάρχει ο όρος r^2 , στην πραγματικότητα η ένταση ακτινοβολίας είναι ανεξάρτητη της απόστασης από την κεραία, αφού το ηλεκτρικό πεδίο μεταβάλλεται ως $1/r$ στο μακρινό πεδίο. Έτσι καταλήγουμε στην έκφραση:

$$U(\theta = 90^\circ, \varphi) = r^2 |\tilde{P}_{av}(\tilde{r})| = \frac{1}{n} |rE_{\theta}|^2 \quad (5.5)$$

και σε dBi

$$U(\theta = 90^\circ, \varphi) = 2rE_{\theta}(\text{dBi}) - 10\log_{10}(120\pi) \quad (5.6)$$

Στον άξονα y του Σχήματος 93 έχουν τοποθετηθεί 2 κεραίες άξονα, οπότε από τη θεωρία των στοιχειοκεραιών προκύπτει ο παράγοντας διάταξης της στοιχειοκεραίας:

$$S(\theta = 90^\circ, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} c_m \exp(jkr_m \cos \psi_m) = c_0 \exp(jkr_0 \cos \psi_0) + c_1 \exp(jkr_1 \cos \psi_1) \quad (5.7)$$

όπου $k = 2\pi/\lambda_o$ είναι ο κυματικός αριθμός στο μέσο διάδοσης, c_m είναι ο ρευματικός συντελεστής του στοιχείου m , $M = 2$ το πλήθος των στοιχείων της στοιχειοκεραίας, $r_0 = 0$ από τη θεωρία στοιχειοκεραιών, $r_1 = d$ η απόσταση των δύο κεραίων στον άξονα τον y , $\psi_m = kd \cos \gamma + \delta$ με γ τη γωνία μεταξύ του άξονα όπου τοποθετούνται τα στοιχεία και του σημείου παρατήρησης, ενώ με θ_m και φ_m συμβολίζονται οι συντεταγμένες του στοιχείου m με αποτέλεσμα να ισχύει η σχέση:

$$\cos \psi_m = \cos \theta_m \cos \theta + \sin \theta_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_m) \quad (5.8)$$

Αξίζει να σημειώσουμε εδώ ότι η παρουσία ενός σκεδαστή στην κοντινή περιοχή μιας κεραίας (στην περίπτωση που μελετάμε είναι η κεραία 1 για την κεραία 2 και η κεραία 2 για την κεραία 1 αντίστοιχα), προκαλεί αλλαγή της κατανομής του ρεύματος, του πεδίου ακτινοβολίας και της αντίστασης

εισόδου της κεραίας σε σχέση με τα χαρακτηριστικά της όταν αυτή βρίσκεται μόνη στο χώρο. Οπότε ορίζεται το μέγεθος της *αμοιβαίας αντίστασης* (mutual coupling) μεταξύ των δύο κεραιών και ορίζεται ως ο λόγος της επαγόμενης τάσης στα άκρα της μιας κεραίας προς το ρεύμα στο σημείο τροφοδότησης της άλλης κεραίας και λόγω του θεωρήματος της αμοιβαιότητας έχουμε:

$$Z_{21} = \frac{V_{21}}{I_1} \bigg|_{I_2=0} = \frac{V_{12}}{I_2} \bigg|_{I_1=0} = Z_{12} \quad (5.9)$$

Ακόμη για τις δύο κεραιές PIFA ισχύουν οι σχέσεις:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (5.10)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (5.11)$$

όπου V_1 είναι η τάση που εφαρμόζεται στην κεραία 1, V_2 η τάση που εφαρμόζεται στην κεραία 2, I_1 το ρεύμα που επάγεται στους ακροδέκτες της κεραίας 1, I_2 το ρεύμα που επάγεται στους ακροδέκτες της κεραίας 2, Z_{11} η ίδια αντίσταση της κεραίας 1, Z_{22} η ίδια αντίσταση της κεραίας 2, και $Z_{12} = Z_{21}$ η αμοιβαία αντίσταση μεταξύ των κεραιών 1 και 2 (θεώρημα της αμοιβαιότητας) [1 – 2]. Η τιμή των ιδίων αντιστάσεων Z_{11} και Z_{22} υπολογίζεται όταν η κεραία είναι μόνη της στο χώρο και επειδή οι κεραιές που χρησιμοποιούνται είναι πανομοιότυπες, ισχύει $Z_{11} = Z_{22}$. Επίσης, επειδή η τάση τροφοδοσίας που εφαρμόζεται έχει την ίδια τιμή πλάτους, αλλά και την ίδια φάση, δηλαδή $V_1 = V_2$, επιλύοντας το σύστημα των εξισώσεων (5.10) και (5.11) καταλήγουμε στο συμπέρασμα:

$$I_1 = I_2 \quad (5.12)$$

Όμως τα ρεύματα I_1 και I_2 δίνονται από τη σχέση:

$$I_m = c_m I_o, \quad m = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (5.13)$$

Οπότε από τη σχέση (5.12) καταλήγουμε να έχουμε $c_0 = c_1 \neq 0$ και για ευκολία στις πράξεις επιλέγουμε $c_0 = c_1 = 1$.

Να σημειώσουμε ότι τα πιο πάνω ισχύουν μόνο για στοιχειοκεραία 2 στοιχείων, όπου το σύστημα των εξισώσεων (5.10) και (5.11) είναι 2×2 και σε καμία άλλη περίπτωση στοιχειοκεραίας.

Οπότε η τελική έκφραση για τον παράγοντα διάταξης της στοιχειοκεραίας (antenna factor) θα πάρει τη μορφή:

$$S(\theta = 90^\circ, \varphi) = 1 + \exp(jkd \cos \psi_1) \quad (5.14)$$

Αλλά από το Σχήμα 91 προκύπτει ότι:

$$\cos \psi_1 = \cos 90^\circ \cos \theta + \sin 90^\circ \sin \theta \cos(90^\circ - 90^\circ) = \sin \theta \quad (5.15)$$

οπότε η σχέση (5.14) γίνεται:

$$S(\theta = 90^\circ, \varphi) = 1 + \exp(jkd \sin \theta) = 1 + \cos(kd \sin \theta) + j \sin(kd \sin \theta) \quad (5.16)$$

Έτσι καταλήγουμε στην ένταση ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας PIFA 2 στοιχείων, η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$U(\theta = 90^\circ, \varphi) = U_o(\theta = 90^\circ, \varphi) |S(\theta = 90^\circ, \varphi)|^2 \quad (5.17)$$

και σε dBi

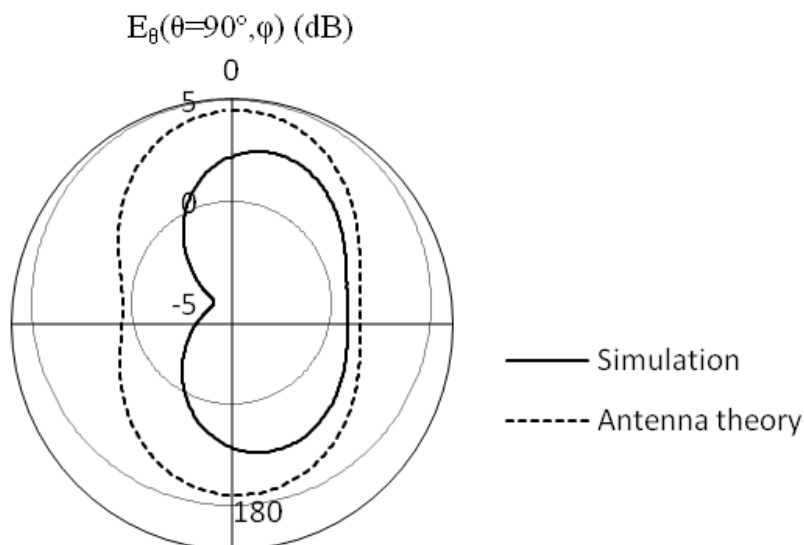
$$U(\theta = 90^\circ, \varphi)[\text{dBi}] = U_o(\theta = 90^\circ, \varphi)[\text{dBi}] + 20 \log_{10} (|S(\theta = 90^\circ, \varphi)|) \quad (5.18)$$

όπου U_o είναι η ένταση ακτινοβολίας της απλής κεραίας PIFA, που μελετήθηκε προηγούμενα, και η οποία δίνεται από τη σχέση (5.6).

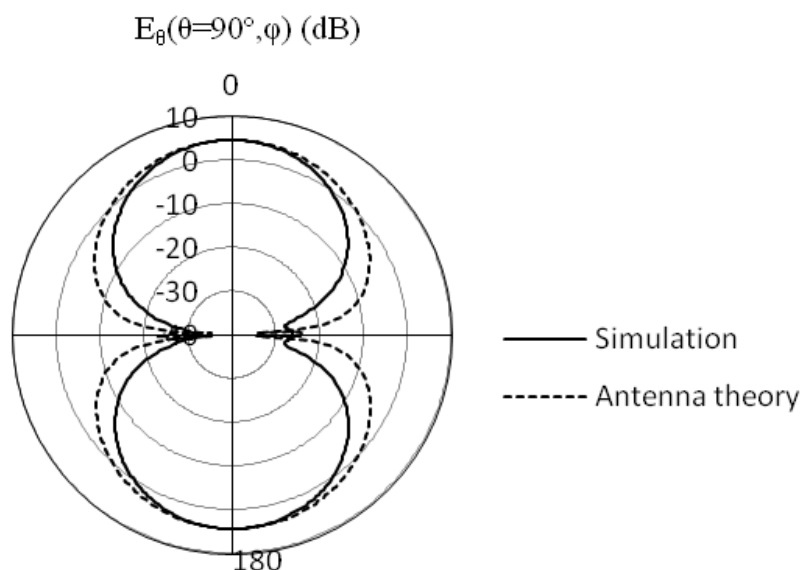
5.3 Αποτελέσματα από Προσομοίωση της Στοιχειοκεραίας PIFA 2 Στοιχείων στο Supernec και Σύγκριση με τα Αποτελέσματα από την Θεωρία των Στοιχειοκεραιών

Τα αποτελέσματα της προηγούμενης παραγράφου για τη θεωρητική μελέτη της στοιχειοκεραίας PIFA 2 στοιχείων γίνεται στο Microsoft Excel με άμεση εφαρμογή των σχέσεων αυτών για τη συχνότητα των 1.8 GHz (κινητές επικοινωνίες), δηλαδή για μήκος κύματος $\lambda = 0.167 \text{ m}$ και κυματικό αριθμό $k = 37.68 \text{ rad/m}$, ενώ η απόσταση στοιχείων επιλέγεται $d = \lambda = 0.167 \text{ m}$.

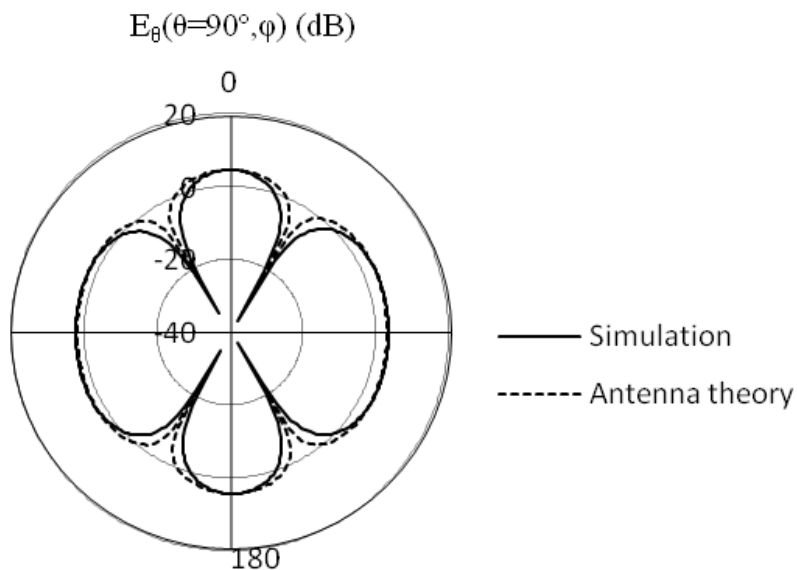
Στα Σχήματα 92-96 δίνονται τα αποτελέσματα από τις σχηματομορφές ακτινοβολίας προσομοίωσης στην οποία λαμβάνεται υπόψη ο παράγοντας της αμοιβαίας εμπέδησης (χρησιμοποιώντας την πλατφόρμα προσομοίωσης SuperNEC) καθώς και εκείνα στα οποία δεν λαμβάνεται υπόψη η αμοιβαία σύζευξη. Όπως βλέπουμε μέχρι και την απόσταση $\lambda/2$, η επίδραση της αμοιβαίας σύζευξης είναι αρκετά ισχυρή ώστε να διαφοροποιείται το διάγραμμα ακτινοβολίας, ενώ για μεγαλύτερες αποστάσεις το θεωρητικό και το προσομοιωμένο είναι σχεδόν ταυτόσημα.



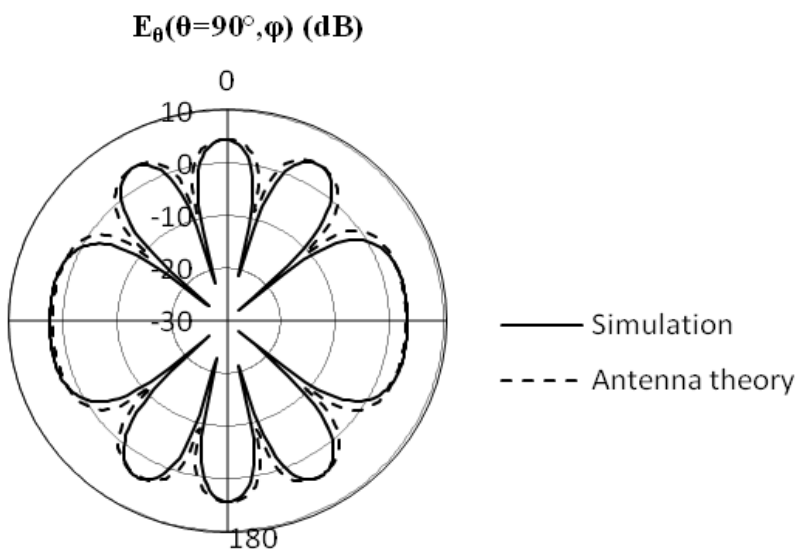
Σχήμα 92 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Supernec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων [$E_{\theta}(\theta=90^{\circ}, \varphi)$] για $d=\lambda/4$.



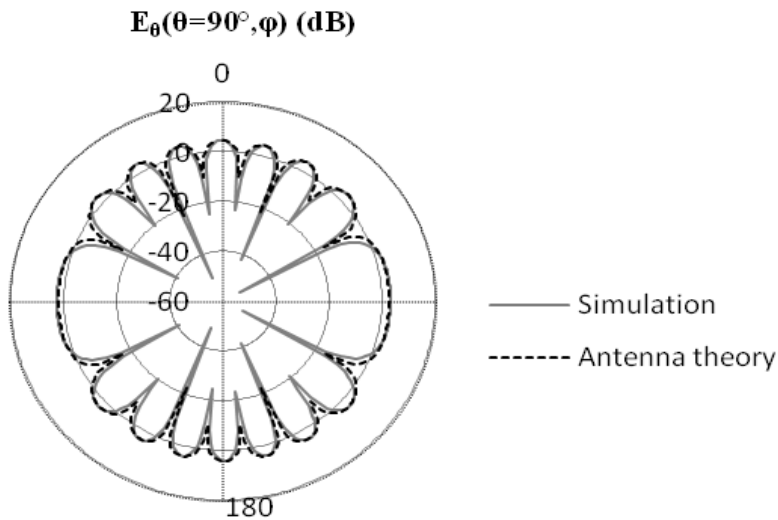
Σχήμα 93 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Supernec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων [$E_{\theta}(\theta=90^{\circ}, \varphi)$] για $d=\lambda/2$.



Σχήμα 94 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Supernec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων $[E_{\theta}(\theta=90^{\circ}, \varphi)]$ για $d=\lambda$.



Σχήμα 95 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Supernec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων $[E_{\theta}(\theta=90^{\circ}, \varphi)]$ για $d=2\lambda$.



Σχήμα 96 - Μια σύγκριση μεταξύ προσομοίωσης (Super nec) και θεωρητικής σχηματομορφής ακτινοβολίας PIFA συστοιχίας δύο στοιχείων [$E_\theta(\theta=90^\circ, \varphi)$] για $d=4\lambda$.

5.4 Μελέτη του Παράγοντα Διάταξης και Διαγράμματος Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας PIFA M - Στοιχείων μέσω της Αμοιβαίας Αντίστασης

Όπως προαναφέραμε για στοιχειοκεραία PIFA 2 στοιχείων οι ρευματικοί συντελεστές των επαγόμενων ρευμάτων στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας είναι ίσοι και αυτό προκύπτει από την επίλυση του συστήματος των εξισώσεων (5.10) και (5.11). Αυτό όμως δεν ισχύει και για στοιχειοκεραία M -στοιχείων, γιατί το σύστημα το οποίο προκύπτει στην περίπτωση αυτή είναι:

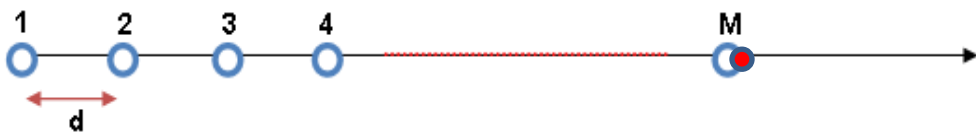
$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 + \dots + Z_{1M}I_M \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 + \dots + Z_{2M}I_M \\ V_3 &= Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 + \dots + Z_{3M}I_M \\ &\dots \\ V_M &= Z_{M1}I_1 + Z_{M2}I_2 + Z_{M3}I_3 + \dots + Z_{MM}I_M \end{aligned} \quad (5.19)$$

και στην περίπτωση αυτή οι ρευματικοί συντελεστές των στοιχείων δεν προκύπτουν ίσοι.

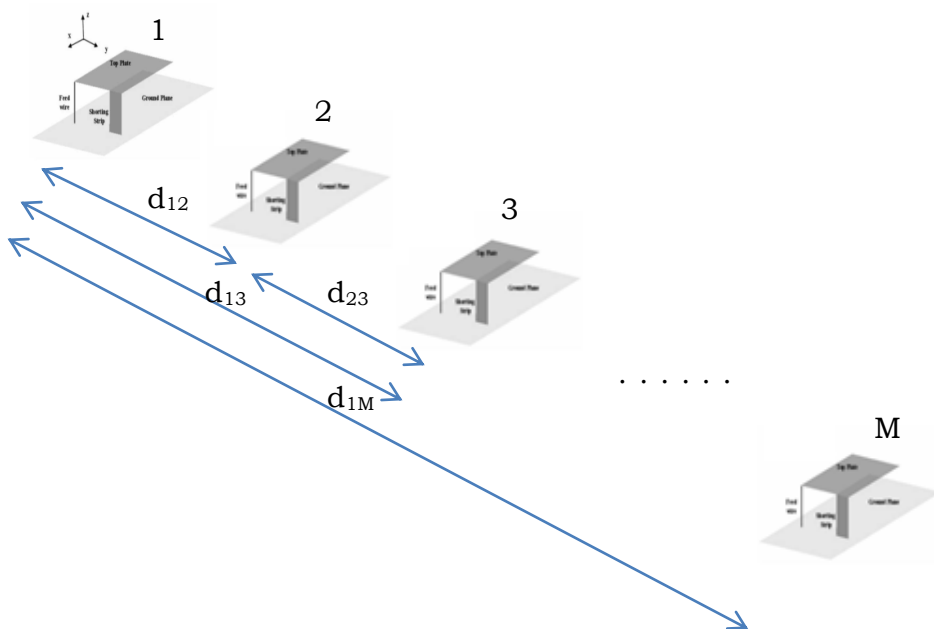
Παρατηρώντας όμως το σύστημα των παραπάνω εξισώσεων (5.19) αν μπορούσαμε με κάποιο τρόπο να υπολογίσουμε τις τιμές των αμοιβαίων αντιστάσεων Z_{ij} και αφού στην υπό μελέτη διάταξη έχουμε όμοιες κεραιές με

ίδια τροφοδοσία, τότε ισχύει $V_1 = V_2 = V_3 = \dots = V_M$ και $Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = \dots = Z_{MM}$ (ίδια αντίσταση κεραίας PIFA), και είναι δυνατή η επίλυση του συστήματος και η εύρεση των ρευμάτων $I_1, I_2, I_3, \dots, I_M$ και αντίστοιχα των ρευματικών συντελεστών c_m , όπου $m = 1, 2, 3, \dots, M$. Έτσι από τις παραπάνω σχέσεις θα μπορέσουμε να υπολογίσουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας PIFA M -στοιχείων με δεδομένο το διάγραμμα ακτινοβολίας της μίας PIFA.

Έστω λοιπόν η διάταξη της στοιχειοκεραίας του Σχήματος 97, η οποία τρισδιάστατα φαίνεται στο Σχήμα 98.



Σχήμα 97 - Διάταξη στοιχειοκεραίας με άξονα τον άξονα των y και για στοιχειοκεραία PIFA.



Σχήμα 98 - Διάταξη στοιχειοκεραίας PIFA που μελετάται με άξονα τον άξονα των y .

Με τη βοήθεια του προγράμματος Supernec μπορούμε να βρούμε την αντίσταση εισόδου Z_{in} της στοιχειοκεραίας PIFA 2-στοιχείων για διάφορες τιμές του d , δηλαδή σε αποστάσεις που πρόκειται να τοποθετήσουμε τα

στοιχεία της στοιχειοκεραίας, τότε μπορούμε να υπολογίσουμε την αμοιβαία αντίσταση Z_{ij} για οποιαδήποτε 2 στοιχεία της στοιχειοκεραίας και σε όποια απόσταση αυτά είναι τοποθετημένα, δηλαδή έχουμε βρει τα άγνωστα στοιχεία του συστήματος (5.19). Ειδικότερα, είναι γνωστό ότι η αντίσταση εισόδου της κεραίας PIFA 1 δίνεται από τη σχέση:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} \quad (5.20)$$

και με εφαρμογή των (5.10) και (5.12) στην (5.2) έχουμε:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2}{I_1} = Z_{11} + Z_{12} \Rightarrow Z_{12} = Z_{in} - Z_{11} \quad (5.21)$$

5.4.1 Υπολογισμός της Αμοιβαίας Αντίστασης μεταξύ 2 Στοιχείων μιας Στοιχειοκεραίας PIFA

Από την προσομοίωση στο SUPERNEC υπολογίστηκε η τιμή της ίδιας αντίστασης της κεραίας PIFA ($Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = \dots = Z_{MM}$)

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = \dots = Z_{MM} = 41.889 - j3.2728 \quad (\text{VSWR} = 1.2102) \quad (5.22)$$

καθώς και της αντίστασης εισόδου (Z_{in}) του 1^{ου} στοιχείου της στοιχειοκεραίας PIFA 2 στοιχείων για διάφορες τιμές του d , οπότε από τη σχέση (5.20) βρέθηκε η αμοιβαία αντίσταση μεταξύ δύο στοιχείων της στοιχειοκεραίας, που φαίνεται στον Πίνακα 34.

Πίνακας 34 – Υπολογισμός αμοιβαίας αντίστασης μεταξύ 2 στοιχείων στοιχειοκεραίας PIFA με δεδομένο το Z_{in} από το Supernec για διάφορες τιμές του d και με την βοήθεια του λογισμικού Microsoft Excel.

d/λ	d [m]	$\text{Re}[Z_{in}]$	$\text{Im}[Z_{in}]$	$\text{Re}[Z_{12}]$	$\text{Im}[Z_{12}]$
0.1	0.0167	x	x	x	x
0.2	0.0334	x	x	x	x
0.25	0.04175	32.327	-9.093	-9.562	-5.8202
0.3	0.0501	54.191	-1.9677	12.302	1.3051
0.4	0.0668	52.572	-15.471	10.683	-12.1982
0.5	0.0835	42.443	-16.906	0.554	-13.6332
0.6	0.1002	35.368	-12.7	-6.521	-9.4272

0.7	0.1169	32.572	-6.4397	-9.317	-3.1669
0.8	0.1336	33.691	-0.6514	-8.198	2.6214
0.9	0.1503	37.448	2.9103	-4.441	6.1831
1.0	0.167	41.981	3.5027	0.092	6.7755
1.1	0.1837	45.514	1.5806	3.625	4.8534
1.2	0.2004	47.102	-1.5853	5.213	1.6875
1.3	0.2171	46.723	-4.7603	4.834	-1.4875
1.4	0.2338	44.777	-7.0351	2.888	-3.7623
1.5	0.2505	42.009	-7.745	0.12	-4.4722
1.6	0.2672	39.48	-6.746	-2.409	-3.4732
1.7	0.2839	38.115	-4.5677	-3.774	-1.2949
1.8	0.3006	38.294	-2.142	-3.595	1.1308
1.9	0.3173	39.787	-0.4009	-2.102	2.8719
2.0	0.334	41.889	-1.5947	0	1.6781

Να αναφέρουμε στο σημείο αυτό ότι οι τιμές των αποστάσεων 0.1λ και 0.2λ δεν λήφθηκαν υπόψη για τον υπολογισμό της αμοιβαίας αντίστασης, γιατί οι αποστάσεις είναι πολύ μικρές, οπότε κατά την προσομοίωση στο Supernec οι δύο κεραίες PIFA επικαλύπτονται, με συνέπεια οι μετρήσεις να μην είναι αξιόπιστες. Η πρώτη μέτρηση, στην οποία οι δύο κεραίες δεν επικαλύπτονται, είναι η τιμή 0.25λ από την οποία ξεκινά και το διάγραμμα που προκύπτει από τον Πίνακα 34.

Η ανάγκη να έχουμε μία λειτουργία, η οποία δίνει μία συνεχή τιμή για το Z_{ij} μας οδηγεί στο πολυώνυμο προσαρμογής των καμπύλων των τιμών των Z_{ij} . Έτσι, με χρήση του εργαλείου Matlab καταλήγουμε στην 9^{ου} βαθμού πολυωνυμική εξίσωση για το πραγματικό και φανταστικό μέρος της Z_{ij} :

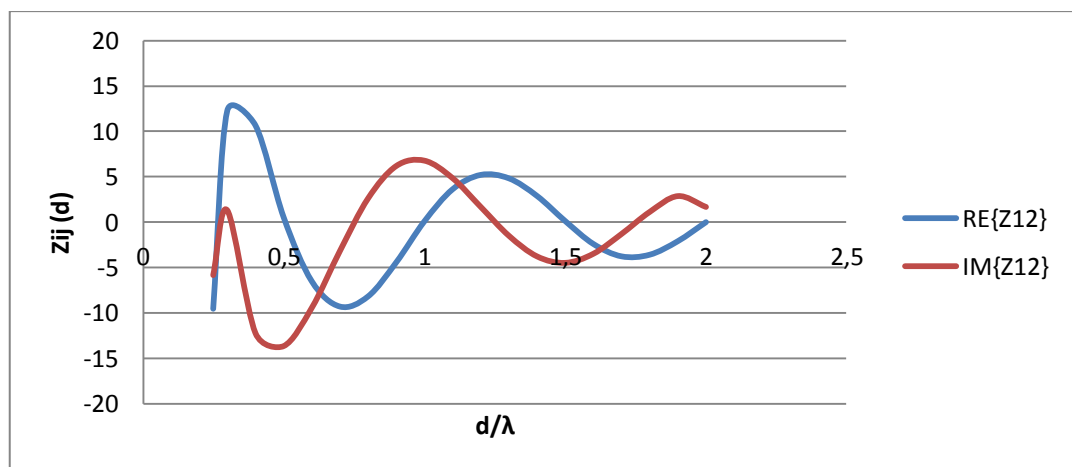
$$a_9 z^9 + a_8 z^8 + \dots + a_1 z^1 + a_0 z^0 = \text{Re}[Z_{ij}(d)] \quad (5.22)$$

$$b_9 z^9 + b_8 z^8 + \dots + b_1 z^1 + b_0 z^0 = \text{Im}[Z_{ij}(d)] \quad (5.23)$$

όπου οι συντελεστές a_n και b_n δίνονται από τον παρακάτω πίνακα.

Τάξη	$a_n (\times 10^{10})$	$b_n (\times 10^{10})$
9	+0.90132340	+1.01975998
8	-1.60425331	-1.81334977
7	+1.23381754	1.39095068
6	-0.53753743	-0.60190682
5	+0.14605768	1.16110790
4	-0.02563067	-0.02745395
3	+0.00289422	0.00294603
2	-0.00020103	-0.00018914
1	+0.00000077	+0.00000648
0	-0.00000011	-0.00000090

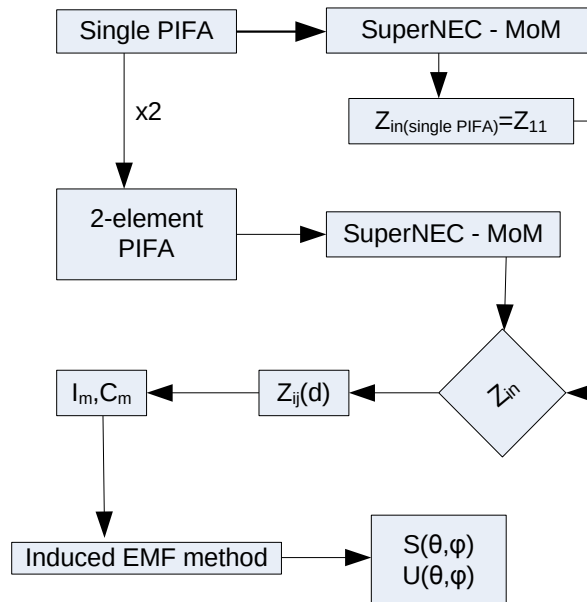
και οι αντίστοιχες καμπύλες του Z_{ij} παρουσιάζονται στο Σχήμα 99.



Σχήμα 99 - Αμοιβαία αντίσταση εισόδου μεταξύ 2 στοιχείων στοιχειοκεραίας PIFA συναρτήσει της απόστασης που βρίσκονται τα στοιχεία.

Έχουμε παρουσιάσει μια μέθοδο υπολογισμού της αμοιβαίας εμπέδησης και συνεπώς το διάγραμμα ακτινοβολίας της πολυστοιχειακής κεραίας PIFA. Χρησιμοποιώντας το λογισμικό SuperNEC μόνο για τον

υπολογισμό της Z_{in} σε ένα απλό στοιχείο, και στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (5.11) και (5.12) και τη θεωρία κεραίων, μπορούμε να σχεδιάσουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας συμπεριλαμβανομένης της αμοιβαίας σύζευξης των στοιχείων της κεραίας. Συνοψίζοντας σχηματίζουμε τον αλγόριθμο του Σχήματος 100 για τον υπολογισμό του στοιχείου m της συστοιχίας.



Σχήμα 100 - Αλγοριθμικό Διάγραμμα του υβριδικού MoM - μέθοδος επαγόμενης EMF για την ανάλυση πολυστοιχειακών κεραίων PIFA.

Επειδή όλα τα στοιχεία συστοιχίας τροφοδοτούνται από ανεξάρτητες γραμμές μεταφοράς με τα ίδια πλάτη και ίσες φάσεις ($V_1 = V_2 = V_3 = \dots = V_M$), αλλά και επειδή όλες οι ιδιοεμπεδήσεις είναι ίσες ($Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = \dots = Z_{MM}$), αφού τα στοιχεία της συστοιχίας είναι ίδια, η μόνη τιμή που πρέπει να υπολογιστεί στο σύστημα εξισώσεων (5.19) είναι αυτή της αμοιβαίας εμπέδησης Z_{ij} . Εφόσον είναι γνωστά όλα τα παραπάνω (υπολογισμένα), μπορούμε να λύσουμε το σύστημα των εξισώσεων και να βρούμε τις ρευματικές κατανομές $I_1, I_2, I_3, \dots, I_M$ και τους αντίστοιχους συντελεστές ρεύματος c_m , όπου $m = 1, 2, 3, \dots, M$. Με χρήση των παραπάνω εξισώσεων μπορούμε να απεικονίσουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας PIFA M στοιχείων.

5.5 Βιβλιογραφία 5^{ου} κεφαλαίου

- [1] R. Waterhouse, *Printed Antennas for Wireless Communications*, John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [2] S. C. Panagiotou, N. K. Kouveliotis, T. D. Dimousios, P. K. Varlamos, S. A. Mitilineos and C. N. Capsalis, “A PIFA – parasitic optimization utilizing the Genetic Algorithms technique”, *EUCAP*, Nice, Nov. 2006.
- [3] O. Ahmed and A.-R. Sebak, “Mutual coupling effect on ultrawideband linear antenna array performance”, *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2011, art. no.142581.
- [4] Y. Gao, X. Chen, C. Parini, and Z. Ying, “Study of a dual element PIFA array for MIMO terminals,” *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, art. No 1710518, pp.309-312, 2006.
- [5] “SuperNec v. 2.4 MoM technical reference manual”.
- [6] 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.
- [7] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, Addison – Wesley Publishing Company, Inc., 1989.
- [8] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- [9] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc 1982, 1997.
- [10] X. Καψάλης και Π. Κωπτής, *Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις*, Εκδόσεις Τζιόλα 2008.
- [11] Δ. Πισιμίου, *Εξυπνες Κεραίες και Μέθοδοι Προσομοίωσης με Στοιχειοκεραίες*, Διπλωματική εργασία, Σεπτέμβριος 2004, ΕΜΠ, ΣΗΜΜΥ.
- [12] H. F. AbuTarboush, R. Nilavalan, D. Budimir and H. S. Al-Raweshidy, “Compact planar inverted-F antenna (PIFA) for WiMAX applications”, Brunel University 2009.
- [13] Kanchan Mishra (03010242), Deepak Garg (03010214), Mohit Jaju (03010222), “Design of a Compact PIFA for PCS Applications”, Department of Electronics and Communication Engineering-Indian Institute of Technology, Guwahati (India) Apr, 2006.

- [14] Α. Αμανατίδου-Τοτικίδου, *Υπολογιστική Ανάλυση Κεραιών Υπερευρείας Ζώνης*, Διπλωματική εργασία. , Αύγ. 2009, ΕΜΠ, ΣΗΜΜΥ.
- [15] Ε. Α. Κόλλια, *Σχεδίαση και ανάλυση UWB κεραιών με τη χρήση του λογισμικού πακέτου προσομοίωσης SuperNEC: Βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών της κεραίας με τη χρήση των Γενετικών Αλγορίθμων*, Διπλωματική εργασία. , Δεκέμβριος 2010, ΕΜΠ, ΣΗΜΜΥ.
- [16] K.-L. Wong, *Planar Antennas for Wireless Communications*, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [17] J. Rosu, *PIFA – Planar Inverted F Antenna*, YO3DAC / VA3IUL.
- [18] D. M. Nashaat, H. Alsadek, and H. Ghali, “Single feed compact quad-band PIFA antenna for wireless communication applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 8, August 2005.
- [19] Q. Wang, D. Plettemeier, H. Zhang, K. Wolf and E. Ohlmer, “Design and diversity performance of optimized dual-element PIFA antennas for MIMO handsets”, *Antenna Technology (iWAT), 2010 International Workshop on*, pp.1-4, Lisbon, March 2010.
- [20] Γ. Ι. Βερυκάκη και Χ. Α. Παπαγιάννη, *Βελτιστοποίηση Σχεδίασης Ευφυούς Κεραίας με τη Χρήση Γενετικών Αλγορίθμων*, Διπλωματική εργασία. , Ιούνιος 2003, ΕΜΠ, ΣΗΜΜΥ.
- [21] K. L. Virga and Y. Rahmat – Samii, “Low – profile enhanced – bandwidth PIFA antennas for wireless communications packaging”, *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no 10, pp.1879 – 1888, Oct. 1997.
- [22] Y. B. Kwon, J. I. Moon, and S. O. Park, “An internal triple – band planar inverted – F antenna”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 341 – 344, 2003.
- [23] Z. D. Liu, P. S. Hall and D. Wake, “Dual – frequency planar inverted – F antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 10, pp. 1451 – 1458, Oct. 1997.
- [24] D. Qi, B. Li and H. Liu, “Compact triple – band planar inverted – F antenna for mobile handsets”, *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 41, no 6, pp. 483 – 486, June 2004.
- [25] P. Salonen, M. Keskilamni and M. Kivikoski, “New slot configurations for dual – band planar inverted – F antenna”, *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 28, no 5, pp. 293 – 298, Mar. 2001.
- [26] M. F. Abedin and M. Ali, “Modifying the ground plane and its effect on planar inverted – F antennas (PIFAs) for mobile phone handsets”,

- IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 226 – 229, 2003.
- [27] N. K. Kouveliatis, S. C. Panagiotou, P. K. Varlamos, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, “Optimizing a PIFA using a Genetic Algorithms approach”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 22, pp. 453 – 461, 2008.
- [28] B. Orchard, *Optimising algorithms for antenna design*, MSc Thesis Dissertation, University of the Witwatersrand, 2002.
- [29] T. D. Dimousios, C. D. Nikolopoulos, S. A. Mitilineos, and C. N. Capsalis, “A new low-profile and cost SPA-PIFA for mobile 2.4GHz ISM applications”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 24, 881–891, 2010.
- [30] C. D. Nikolopoulos, C. I. Tsitouri, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, “A compact single feed low cost broadband switched-beam antenna for mobile WiMAX applications”, *PIERS*, pp. 85-88, Mar. 20-23, 2011, Marrakesh, Morocco.
- [31] C. D. Nikolopoulos and C. N. Capsalis, “The impact of corrugations In optimized planar inverted F antennas (Pifa’s)”, *International Journal on Communications Antennas and Propagation (IRECAP)*, vol. 2, Issue 1, pp. 33, Feb. 2012.
- [32] S. L. Preston, D. V. Thiel, T. A. Smith, S. G. O’Keefe, and J. W. Lu, “Basestation tracking in mobile communications using a switched parasitic antenna array”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, pp. 841-844, June 1998.

Επίλογος

Γενικά

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής είναι η μελέτη και σχεδίαση ευφών στοιχειοκεραίων. 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.
- Απλοποίηση του RF τμήματος ενός δέκτη.
- Αντιμετώπιση προβλημάτων που σχετίζονται με τη ραδιοδιάδοση (π.χ. πολυδιαδρομική διάδοση, παρεμβολές).
- Ανίχνευση παραμέτρων του καναλιού (π.χ. γωνίες άφιξης).
- Ποικίλα οικονομικά οφέλη για τον σχεδιασμό των ασυρμάτων δικτύων (π.χ. λιγότεροι σταθμοί βάσης, περιορισμός εκπεμπόμενης ισχύος).

Η κύρια συμβολή της διατριβής αυτής είναι η χρησιμοποίηση ευφών κεραιών σε συστήματα ασύρματων δικτύων ευρυεκπομπής. Τα συστήματα ευφών κεραιών που αναλύονται στη διατριβή ενισχύουν τη λήψη εκτιμώντας την ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος και προσαρμόζοντας ανάλογα τις παραμέτρους της κεραίας έτσι ώστε να μεγιστοποιείται η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος. Λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός πως τα πρότυπα IEEE 802.11, 802.16 υποστηρίζουν φορητή (σε εξωτερικούς και εσωτερικούς χώρους) και κινητή λήψη, κρίνεται σκόπιμη η χρησιμοποίηση των προτεινόμενων κεραιοσυστημάτων τα οποία διαθέτουν εκτεταμένο λειτουργικό εύρος ζώνης, καθώς οι συμβατικές κεραίες εσωτερικών ή εξωτερικών χώρων που χρησιμοποιούνται για φορητές και κινητές εφαρμογές παρουσιάζουν αποδεδειγμένα φτωχή επίδοση, χαμηλή κατευθυντικότητα, περιορισμένο εύρος ζώνης συχνοτήτων και αδυναμία καταστολής θορύβου και παρεμβολών.

Ένα είδος ευφών κεραιών, που αναπτύσσεται στην παρούσα διατριβή, επιτυγχάνει την ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω της εναλλαγής μεταξύ των ενεργών και παρασιτικών στοιχείων στο κύκλωμα τροφοδότησης. Πρόκειται για ευφυείς στοιχειοκεραίες μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων, που ουσιαστικά αποτελούν μια υποκατηγορία των ευφών κεραιών στρεφόμενης δέσμης ακτινοβολίας. Μελετώνται διατάξεις, όπου κάθε φορά ένα στοιχείο είναι ενεργό και επομένως προβλήματα που σχετίζονται με πολλαπλά ενεργά στοιχεία, όπως υψηλό κόστος, απώλεια

ισχύος από την χρήση διαιρειών ισχύος και στροφών φάσης και ακτινοβολία από γραμμές μεταφοράς είτε περιορίζονται είτε εξαλείφονται. Δίνεται έμφαση στην σχεδίαση ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών στοιχείων με συγκεκριμένο λειτουργικό εύρος ζώνης για να μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην αποστολή ή λήψη σήματος WiFi/mobile WiMAX. Ακόμα, ένας σημαντικός στόχος είναι η μείωση του μεγέθους της εκάστοτε κεραιοδιάταξης, καθώς κάτι τέτοιο συνεπάγεται μείωση του κόστους κατασκευής και συντήρησης, αλλά και διευκόλυνση της φορητής ή/και κινητής λήψης. Τέλος, γίνεται μελέτη της αμοιβαίας αντίστασης σύνθετων επίπεδων στοιχειοκεραιών και η χρήση των τελευταίων για ανίχνευση θερμοκρασιακών μεταβολών του ανθρώπινου ιστού με χρήση μικροκυματικής ραδιομετρίας.

Δεδομένου ότι τα ασύρματα δίκτυα που εξετάζονται αποτελούν συστήματα ευρυεκπομπής, όπου ο πομπός εκπέμπει, αν όχι με ομοιοκατευθυντικό, αλλά τουλάχιστον με ακτινοβολίας διάγραμμα μεγάλου εύρους δέσμης, αρκεί στον τελικό χρήστη μια κεραία μεταγωγής λοβού για ικανοποιητική λήψη αλλά και για την αντιμετώπιση προβλημάτων παρεμβολών μεταξύ διαφορετικών πομπών ή πολυδιαδρομικής διάδοσης. Ακόμα, η απλότητα αυτών των κεραιοσυστημάτων (μη πολύπλοκη επεξεργασία σήματος, αναλογική μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας, μεταγωγή της κεραίας στο επιθυμητό διάγραμμα με απλό κύκλωμα διακοπών) τα καθιστά πολύ ελκυστικά για εφαρμογές που αφορούν τον τελικό χρήστη.

Η σχεδίαση ευφυών στοιχειοκεραιών καθίσταται εφικτή με τη στοχαστική μέθοδο των Γενετικών Αλγορίθμων. Προτείνονται συμμετρικές διατάξεις με σκοπό την ικανοποίηση συγκεκριμένων σχεδιαστικών απαιτήσεων. Αναπτύσσονται πρωτότυπες και ευέλικτες αντικειμενικές συναρτήσεις, που συνοψίζουν και συνδυάζουν τους στόχους κάθε διαδικασίας σχεδίασης: επίτευξη διαγραμμάτων ακτινοβολίας με επιθυμητές ιδιότητες, προσαρμογή ενεργών στοιχείων, ικανοποιητικές τιμές κέρδους. Ενδιαφέρον επίσης παρουσιάζει η υλοποίηση και η πειραματική μέτρηση ενός προτεινόμενου κεραιοσυστήματος, για το οποίο υπάρχει ικανοποιητική συμφωνία μεταξύ των αποτελεσμάτων της υλοποίησης και των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων.

Ανακεφαλαίωση-Σημεία όπου Προάγεται η Επιστήμη

Η σχεδίαση ευφών στοιχειοκεραιών καθίσταται εφικτή με τη στοχαστική μέθοδο των Γενετικών Αλγορίθμων. Η ηλεκτρομαγνητική τους ανάλυση γίνεται με τη μέθοδο των ροπών. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται το πρόγραμμα προσομοίωσης SNEC (υβριδικός συνδυασμός MoM-UTD) και ο ενσωματωμένος σε αυτό δυαδικός Γενετικός Αλγόριθμος (GA). Κάθε GA περιλαμβάνει γενιές των 250 ατόμων. Στο σχηματισμό κάθε επόμενης γενιάς συμμετέχουν τα δέκα χρωμοσώματα της προηγούμενης με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας (επιτιμολογία). Χρησιμοποιείται επιλογή με τη διαδικασία αποδεκατισμού του πληθυσμού, ενώ για το ζευγάρι προτιμάται η συνένωση χρωμοσωμάτων με γειτονικές τιμές επίδοσης.

Επιλέγεται διασταύρωση ενός σημείου με διαίρεση των ατόμων σε επίπεδο γονιδίου και δυαδική μετάλλαξη με πιθανότητα αλλαγής ενός bit σε κάθε χρωμόσωμα 0.15 (βέλτιστη στρατηγική για το γενετικό του SNEC). Οι απαιτήσεις της σχεδίασης περιλαμβάνουν την κάλυψη του οριζοντίου επιπέδου με συγκεκριμένο διάγραμμα ακτινοβολίας, σε συνδυασμό ή μη με επίτευξη επιθυμητών τιμών κέρδους ή προσαρμογή της αντίστασης εισόδου. Κάθε διάγραμμα ακτινοβολίας πρέπει να διαθέτει καθορισμένο εύρος μισής ισχύος του κυρίου λοβού (90 ή 60) και καταπιεσμένους πλευρικούς λοβούς (σχετική στάθμη <-9 dB ή <-10 dB).

Συνοψίζοντας, παραθέτονται οι τομείς που αναπτύχθηκαν και παρουσιάστηκαν στην παρούσα διατριβή.

- Σχεδιάστηκαν, μελετήθηκαν και κατασκευάστηκαν έξυπνες και πρωτότυπες δομές στα πρότυπα Wi-Fi / WiMAX/ DVB - T ικανές για ενσωμάτωση σε φορητά τερματικά.
- Μελετήθηκαν και προτάθηκαν αλγόριθμοι υπολογισμού του παράγοντα διάταξης και της αμοιβαίας αντίστασης σύνθετων κεραιοδιατάξεων.
- Μελετήθηκαν και προτάθηκαν έξυπνες κεραιοδιατάξεις για δέκτες σε μικροκυματικά ραδιόμετρα.

Προτάσεις για Μελλοντική Επέκταση της Διατριβής

- Ενδιαφέρον παρουσιάζει η εφαρμογή των προτεινόμενων SPAs και η εξέταση της επίδοσης τους σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων, όπως στην περιοχή 3.1 GHz – 10 GHz των Ultra-WideBand (UWB) επικοινωνιών και των υπόλοιπων συχνοτικών περιοχών του WiMAX πρωτοκόλλου.
- Σε όλη την έκταση της διατριβής μελετώνται SPAs αποτελούμενες από στοιχεία επιμέρους PIFA κεραιών. Ενδιαφέρον θα μπορούσε να

έχει η χρήση και άλλου είδους κεραιών σαν ενεργητικά και παθητικά στοιχεία μιας SPA, ανάλογα με τις ιδιότητες που θέλουμε να έχει τελικά το προτεινόμενο κεραιοσύστημα και αυτές να συνδυαστούν με τις δυνατότητες των χαρακτηριστικών των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των SPA.

- Εκτενέστερη μελέτη προτείνεται για την περίπτωση κεραιοσυστημάτων ικανών για την ανίχνευση θερμοκρασιακών μεταβολών του ανθρώπινου ιστού. Έντονο ενδιαφέρον στις μέρες μας και λόγω της αυξανόμενης ακτινοβολίας που δέχεται ο άνθρωπος οργανισμός φαίνεται να έχουν παθητικές μέθοδοι ανίχνευσης, όπως αυτή που μελετάται στην παρούσα διατριβή μέσω μικροκυματικής ραδιομετρίας. Είναι μια παθητική μέθοδος σε εξέλιξη.

Παράρτημα

Οι Γενετικοί Αλγόριθμοι στον Ηλεκτρομαγνητισμό, η Μέθοδος των Ροπών και ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας

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

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

Οι Γενετικοί Αλγόριθμοι

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

γεγονός αυτό καθιστά τους Γενετικούς Αλγόριθμους αποτελεσματικούς στην επίλυση σύνθετων, συνδυαστικών και αλληλοεξαρτώμενων προβλημάτων βελτιστοποίησης.

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

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

το πλήθος των χρωμοσωμάτων. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται για αρκετές γενιές, έως ότου ικανοποιηθεί κάποιο κριτήριο τερματισμού [3-8].

Ένας Γενετικός Αλγόριθμος έχει σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των παραδοσιακών τεχνικών βελτιστοποίησης, όπως:

- η ευκολία εφαρμογής του σε οποιοδήποτε πρόβλημα,
- η καθολική έρευνα που διεξάγει στο χώρο λύσεων,
- η μη απαίτηση *a priori* γνώσης του προβλήματος βελτιστοποίησης,
- η μη εξάρτηση του από τις αρχικές συνθήκες αναζήτησης,
- βελτιστοποιεί με συνεχείς ή διακριτές παραμέτρους,
- δεν απαιτεί πληροφορία για παράγωγο της συνάρτησης κόστους,
- ταυτόχρονα κάνει αναζήτηση σε μεγάλο εύρος από το χώρο λύσεων,
- δουλεύει καλά με μεγάλο αριθμό μεταβλητών,
- μπορεί να τρέξει παράλληλα σε πολλούς υπολογιστές,
- βελτιστοποιεί μεταβλητές με αρκετά περίπλοκες επιφάνειες κόστους,
- παρέχει μια λίστα βέλτιστων παραμέτρων, όχι απλά μια μεμονωμένη λύση,
- μπορεί να κωδικοποιεί τις παραμέτρους και η βελτιστοποίηση να γίνεται με κωδικοποιημένες παραμέτρους και
- δουλεύει με αριθμητικά δεδομένα, με πειραματικά δεδομένα ή αναλυτικές συναρτήσεις [8].

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

Κωδικοποίηση Παραμέτρων Βελτιστοποίησης του Γενετικού Αλγόριθμου

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

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

Δομικά Τμήματα - Σχήματα

Ο βασικός μηχανισμός της γενετικής έρευνας σύμφωνα με τον Holland [1] είναι η εξερεύνηση και στη συνέχεια η αναπαραγωγή αλληλουχιών από σύμβολα, που βελτιώνουν την καταλληλότητά (fitness) των χρωμοσωμάτων, εφόσον αποτελούν μέρος τους. Οι αλληλουχίες συμβόλων καλούνται δομικά τμήματα (building blocks), ενώ το συμβολικό μέσο για την ακριβή ταξινόμηση ομοιοτήτων μεταξύ συμβολοσειρών ονομάζεται σχήμα (schema).

Διατυπώνεται ωσαύτως η Υπόθεση των δομικών τμημάτων (building block Hypothesis), η οποία προτείνει ότι οι πιο κατάλληλες λύσεις (σχήματα υψηλής τάξης) προκύπτουν από τη σύνθεση βασικών δομικών τμημάτων (σχήματα χαμηλής τάξης). Ο GA θα πρέπει να έχει τη δυνατότητα να αναγνωρίζει, να ελέγχει και να ενσωματώνει στην εξελικτική διαδικασία τα σχήματα με σκοπό τη βελτίωση της επίδοσής του από γενιά σε γενιά. Η αποτελεσματικότητα του GA σε προβλήματα με μη γραμμικό πεδίο έρευνας οφείλεται στον τρόπο με τον οποίο επεξεργάζεται παράλληλα τα δομικά τμήματα. Η ιδιότητα αυτή του «εγγενούς παραλληλισμού» (implicit parallelism) [1] θεωρείται εξαιρετικά σημαντική, καθώς ο GA ουσιαστικά υπολογίζει τη μέση τιμή της συνάρτησης καταλληλότητας για ένα πολύ μεγαλύτερο πλήθος σχημάτων με το ίδιο υπολογιστικό κόστος. Με αυτόν τον τρόπο ο GA δειγματοληπτεί αποδοτικά μεγαλύτερο τμήμα του χώρου λύσεων, αποφεύγοντας την παγίδευση σε τοπικά βέλτιστα.

Διαδικασία ενός απλού GA

Η διαδικασία ενός απλού Γενετικού Αλγόριθμου αποτελείται από τις ακόλουθες φάσεις [8]:

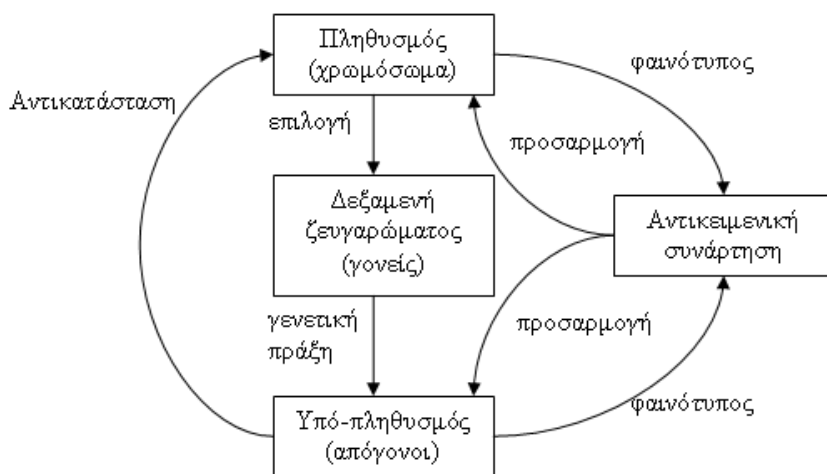
- Δημιουργία ενός αρχικού πληθυσμού.
- Υπολογισμός της καταλληλότητας κάθε μέλους του πληθυσμού.
- Ενεργοποίηση της φυσικής επιλογής.
- Επιλογή μελών του πληθυσμού για ζευγάρωμα.
- Γέννηση απογόνων από τη διασταύρωση γονέων.
- Μετάλλαξη επιλεγμένων μελών του πληθυσμού.
- Τερματισμός ή επιστροφή στη φάση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

Συνήθως, ο αρχικός πληθυσμός δημιουργείται με τυχαίο τρόπο.

Η διαμόρφωση της αντικειμενικής συνάρτησης είναι ένα εξαιρετικά σημαντικό βήμα στη βελτιστοποίηση. Η αντικειμενική συνάρτηση είναι η κινητήρια δύναμη του Γενετικού Αλγορίθμου. Χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της ποιότητας ή της επίδοσης (fitness) των ατόμων στον πληθυσμό και αποτελεί το μοναδικό σύνδεσμο ανάμεσα στο φυσικό πρόβλημα που τίθεται σε βελτιστοποίηση και το Γενετικό Αλγόριθμο. Η αντικειμενική συνάρτηση συνοψίζει τις απαιτήσεις, που πρέπει να ικανοποιούνται για την επίλυση του προβλήματος. Με άλλα λόγια, εκφράζει το κατά πόσο μια λύση προσεγγίζει τον επιθυμητό στόχο ή καθορίζει την απόσταση που τη χωρίζει από αυτόν. Η αντικειμενική συνάρτηση συνήθως λαμβάνει θετικές τιμές, αν όμως αναφέρεται σε πρόβλημα ελαχιστοποίησης μπορεί να λάβει και αρνητικές τιμές, οπότε αναφέρεται κυρίως ως συνάρτηση κόστους. Στην

τελευταία περίπτωση, απαιτείται προσεκτική επιλογή των μηχανισμών του Γενετικού Αλγορίθμου. Αφού η αντικειμενική συνάρτηση πρέπει να κληθεί πολλές φορές για την εκτίμηση της καταλληλότητας των μελών του πληθυσμού, υπάρχει συνήθως ένας συμβιβασμός μεταξύ της υπολογιστικής ακρίβειας και του χρόνου εκτίμησης. Για να μειωθεί ο χρόνος σύγκλισης, μόνο οι σχετικές με την καταλληλότητα μεταβλητές πρέπει να συμπεριληφθούν. Ο χρόνος, που θα αναλωθεί για την προσεκτική διαμόρφωση της αντικειμενικής συνάρτησης, θα αποφέρει αργότερα στη διαδικασία σημαντικά οφέλη. Συχνά, η αντικειμενική συνάρτηση ικανοποιεί περισσότερους από έναν στόχους. Αυτός ο τύπος προβλήματος ονομάζεται πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση.

Από τη διασταύρωση επιλέγονται τα ζευγάρια, από τα οποία παράγονται δυο απογόνους, οι οποίοι προστίθενται στον πληθυσμό της νέας γενεάς. Ένα μικρό ποσοστό μεταλλάσσεται. Ο καινούριος πληθυσμός παίρνει τη θέση του προηγούμενου και η διαδικασία επαναλαμβάνεται. Κατώτατο όριο για τον τερματισμό της διαδικασίας εκφράζει το κατώφλι καταλληλότητας (fitness-threshold). Αξιολογείται η τελική φάση και αν χρειαστεί επαναλαμβάνουμε τη διαδικασία, αλλιώς τερματίζεται δίνοντας τη βέλτιστη δυνατή λύση. Στο Σχήμα 101 αναπαρίσταται σχηματικά ένας κύκλος του βασικού Γενετικού Αλγόριθμου.



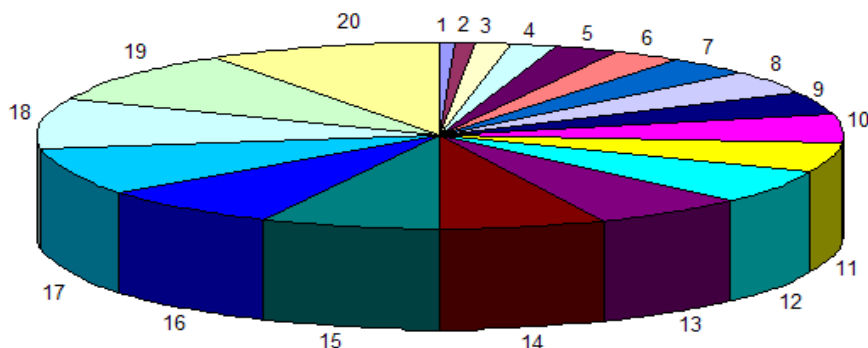
Σχήμα 101 - Ένας κύκλος βασικού Γενετικού Αλγόριθμου.

Στρατηγικές Επιλογής (Selection) των GA

Οι στρατηγικές επιλογής καθορίζουν ποια χρωμοσώματα θα συμμετάσχουν στη διαδικασία της εξέλιξης και στον σχηματισμό των απογόνων. Η επιλογή οφείλει να λαμβάνει υπόψη την καταλληλότητα κάθε ατόμου εισάγοντας με αυτόν τον τρόπο την επίδραση της συνάρτησης

καταλληλότητας στη διαδικασία βελτιστοποίησης. Από την επιλογή δεν θα πρέπει να αποκλείονται εκ προοιμίου άτομα που χαρακτηρίζονται από μικρές τιμές στην αντικειμενική συνάρτηση, διότι αυτή η τακτική μπορεί να οδηγήσει σε απόρριψη χρήσιμης πληροφορίας και τελικά σε πρόωρη σύγκλιση σε τοπικό και όχι σε ολικό βέλτιστο. Οι κυριότερες στρατηγικές στοχαστικής επιλογής στους GA είναι οι εξής:

- Η πιο δημοφιλής τεχνική επιλογής είναι η λεγόμενη διαδικασία της ρουλέτας. Η πιθανότητα ενός χρωμοσώματος να επιλεγεί είναι ανάλογη της τιμής της καταλληλότητας του συγκρινόμενη με τη συνολική καταλληλότητα του τρέχοντος πληθυσμού. Ένα χρωμόσωμα με υψηλή τιμή στην αντικειμενική συνάρτηση έχει περισσότερες πιθανότητες να επιλεγεί από ότι ένα με χαμηλή τιμή καταλληλότητας. Η μέθοδος αυτή αναφέρεται ακόμα ως ρόδα ρουλέτας, που περιέχει όλα τα χρωμοσώματα, στην οποία τα χρωμοσώματα που έχουν μια καλύτερη ικανότητα καταλαμβάνουν μια μεγαλύτερη περιοχή επιφάνειας της ρόδας με αποτέλεσμα να αποκτούν μια μεγαλύτερη πιθανότητα για να επιλεγούν. Υπάρχουν όμως κάποια προβλήματα, που σχετίζονται με αυτή την προσέγγιση: Αρχικά, η ρόδα ρουλέτας πρέπει να υπολογίζεται εκ νέου σε κάθε γενιά. Ακόμα, αν ο ρυθμός μετάλλαξης είναι χαμηλός, τότε στις τελευταίες γενιές όλα τα χρωμοσώματα θα έχουν περίπου την ίδια πιθανότητα επιλογής. Τέλος, οι καταλληλότητες πρέπει να κανονικοποιούνται ώστε να προκύψουν οι πιθανότητες [3-8, 52].

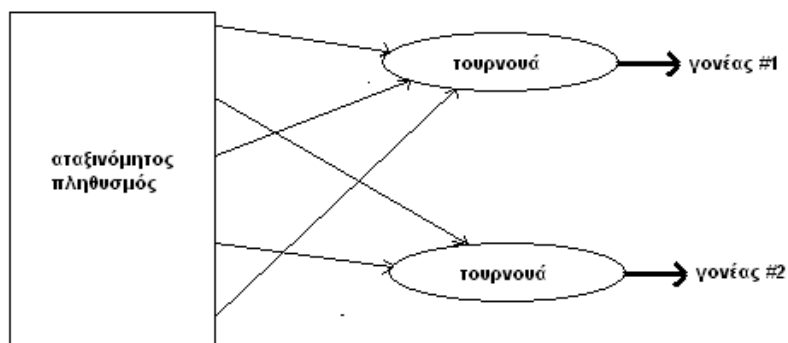


Σχήμα 102 - Σχηματική αναπαράσταση της μεθόδου της ρουλέτας.

- Άλλη μέθοδος είναι η αποδεκάτιση πληθυσμού (population decimation). Σε αυτήν την στρατηγική τα χρωμοσώματα ταξινομούνται σύμφωνα με τις τιμές της καταλληλότητας τους από την υψηλότερη στη χαμηλότερη [3, 52]. Αυτή η στρατηγική συνιστάται σε πολλές περιπτώσεις, καθώς οδηγεί σε κανονική σύγκλιση και παράγει καλύτερες λύσεις από τις υπόλοιπες

στρατηγικές [7]. Επιλέγεται μία ελάχιστη τιμή καταλληλότητας για τον εναπομείναντα πληθυσμό. Τα άτομα με μικρότερη καταλληλότητα από την τιμή αυτή απορρίπτονται. Στη συνέχεια, ακολουθεί η διαδικασία αναπαραγωγής μέχρι την συμπλήρωση μιας νέας γενιάς. Πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου επιλογής είναι η απλότητά της. Το μόνο που κάνει είναι να καθορίσει ποια από τα άτομα του παρόντος πληθυσμού είναι αρκετά κατάλληλα ώστε να αντιπροσωπευθούν στην επόμενη γενιά και στη συνέχεια κατά ένα τυχαίο τρόπο σχηματίζει ζεύγη ατόμων τα οποία επιβιώνουν από την αποδεκάτιση. Κύριο και αρκετά σημαντικό μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι από την στιγμή που ένα άτομο απορριφθεί από τον πληθυσμό, είναι αρκετά πιθανόν ένα αποκλειστικό χαρακτηριστικό του να χαθεί δια παντός από τις επόμενες γενιές. Αυτή η απώλεια είναι φυσικό επόμενο σε όλους τους αποτελεσματικούς και πετυχημένους Γενετικούς Αλγόριθμους μόνο που σε αυτή τη μέθοδο συμβαίνει πολύ πριν ο Γενετικός Αλγόριθμος αντιληφθεί την πιθανή σπουδαιότητα ενός αποκλειστικού χρωμοσώματος.

- Στην επανομαζόμενη μέθοδο τουρνουά (tournament selection) σχηματίζονται δύο μικρές ομάδες χρωμοσωμάτων από τη δεξαμενή ζευγαρώματος. Το χρωμόσωμα με την υψηλότερη καταλληλότητα από κάθε ομάδα γίνεται γονέας. Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται μέχρι να συμπληρωθεί ο απαιτούμενος πληθυσμός. Η στρατηγική αυτή δουλεύει καλά με το κατώφλι καταλληλότητας, επειδή ο πληθυσμός δε χρειάζεται ποτέ ταξινόμηση, πράγμα σπουδαίο, καθότι η ταχύτητα ταξινόμησης προκύπτει ως θέμα μόνο σε μεγάλου μεγέθους πληθυσμούς [8]. Η μέθοδος επιλογής τουρνουά αποτελεί μία από τις πλέον αποδοτικές στοχαστικές μεθόδους επιλογής, υστερεί όμως σε σχέση με τη μέθοδο της αποδεκάτισης πληθυσμού [7].



Σχήμα 103 - Σχηματική αναπαράσταση της μεθόδου τουρνουά.

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

Σχήματα Ζευγαρώματος (Mating Schemes)

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

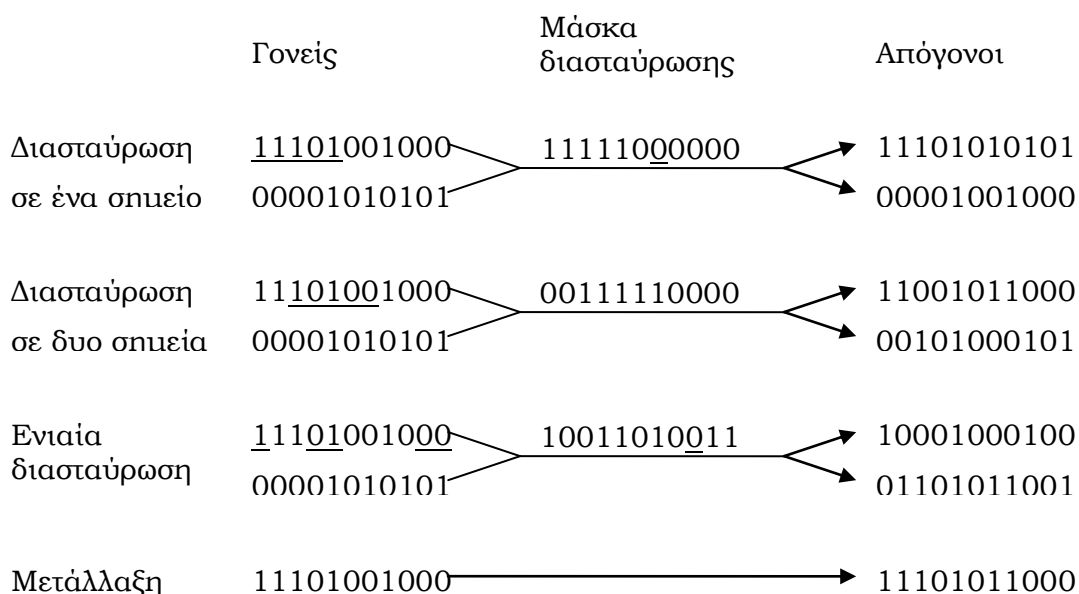
- Best Mates-Worst. Όπως υποδηλώνει και η ονομασία τα χρωμοσώματα με τις υψηλότερες τιμές καταλληλότητας ζευγαρώνουν με αυτά που έχουν τις χαμηλότερες τιμές καταλληλότητας.
- Adjacent Fitness Pairing. Τα δύο άτομα που βρίσκονται υψηλότερα στην κατάταξη με βάση την καταλληλότητα ζευγαρώνουν μεταξύ τους,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

Γενετικοί Τελεστές Διασταύρωσης (Crossover)

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

Συνήθως εφαρμόζεται η διασταύρωση n -σημείων (n -point crossover). Επιλέγονται λοιπόν τυχαία n σημεία στα χρωμοσώματα των γονέων και κατόπιν ενώνονται οι υποακολουθίες που βρίσκονται ανάμεσα στα σημεία

αυτά με αμοιβαία ανταλλαγή γενετικού υλικού. Κυρίως πραγματοποιείται διασταύρωση ενός ή δύο σημείων ($n=1$ ή $n=2$). Στο Σχήμα 104 παρατηρούμε στην πρώτη περίπτωση τη διασταύρωση σε ένα σημείο. Οι απόγονοι ανταλλάζουν τα χαρακτηριστικά των γονιών τους από ένα σημείο και πέρα. Από το επιλεγθέν σημείο διασταύρωσης, ο πρώτος απόγονος παίρνει το πρώτο μέρος από τον ένα και το δεύτερο μέρος από τον άλλο γονιό και αντίθετα ο δεύτερος. Στη δεύτερη περίπτωση, έχουμε τη διασταύρωση σε δύο σημεία. Έτσι τα γονίδια των γονιών είναι χωρισμένα τώρα σε τρία μέρη. Αντικαθιστούμε για τον ένα απόγονο την μέση του πρώτου γονιού στο μέσο του δεύτερου γονιού και για τον άλλο απόγονο, αντικαθιστούμε τη μέση του δεύτερου γονιού στον πρώτο. Στην περίπτωση της ενιαίας διασταύρωσης συνδυάζονται διάφορα μέρη του ενός γονέα με τα αντίστοιχα αντίθετα του άλλου, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 104.



Σχήμα 104 - Διασταύρωση και μετάλλαξη.

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

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

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

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

$$\begin{aligned} offspring1 &= 0.5 mother + 0.5 father \\ offspring2 &= 1.5 mother - 0.5 father \\ offspring3 &= -1.5 mother + 0.5 father \end{aligned} \quad (2)$$

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

$$offspring1 = \pm \beta (mother - father) + mother \quad (3)$$

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

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

$$mother = [m_1 \ m_2 \ ... \ m_q \ ... \ m_{nvar}], \quad father = [f_1 \ f_2 \ ... \ f_q \ ... \ f_{nvar}] \quad (4)$$

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

$$b_q = m_q - \beta(m_q - f_q), \quad g_q = f_q + \beta(m_q - f_q) \quad (5)$$

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

$$offspring1 = [m_1 m_2 \dots b_q \dots f_{nvar}], \quad offspring2 = [f_1 f_2 \dots g_q \dots m_{nvar}] \quad (6)$$

Για να γίνει κατανοητός ο μηχανισμός της διασταύρωσης συνεχών μεταβλητών, έστω ότι έχουμε τους εξής γονείς: *mother* = [1 2 3 4 5 6] και *father* = [3 2 1 0 1 2]. Η διασταύρωση με έναν τυχαίο συντελεστή βαρύτητας, έστω $\beta = 0.78642$, όπως στη σχέση (1) θα δώσει:

$$chrom3 = [1.4272 \ 2 \ 2.5728 \ 3.1457 \ 4.1457 \ 5.1457] \text{ και}$$

$$chrom4 = [2.5728 \ 2 \ 1.4272 \ 0.85433 \ 1.8543 \ 2.8543].$$

Κατόπιν, ένας τυχαίος συντελεστής βαρύτητας, π.χ. $\beta = [0.30415 \ 0.79177 \ 0.22736 \ 0.24999 \ 0.61258 \ 0.61086]$, εφαρμόζεται για κάθε μεταβλητή στο χρωμόσωμα. Τότε η σχέση (1) δίνει:

$$chrom3 = [2.3917 \ 2 \ 1.4547 \ 0.99997 \ 3.4503 \ 4.4434] \text{ και}$$

$$chrom4 = [1.6083 \ 2 \ 2.5453 \ 3 \ 2.5497 \ 3.5566].$$

Η γραμμική διασταύρωση σύμφωνα με τη σχέση (2) καταλήγει σε:

$$chrom3 = [2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 3 \ 4],$$

$$chrom4 = [0 \ 2 \ 4 \ 6 \ 7 \ 8] \text{ και}$$

$$chrom5 = [4 \ 2 \ 0 \ -2 \ -1 \ 0].$$

Η ευριστική διασταύρωση για $\beta = 0.78642$ παράγει σύμφωνα με τη σχέση (3):

$$chrom3 = [2.5728 \ 2 \ 1.4272 \ 0.85432 \ 1.8543 \ 2.8543] \text{ και}$$

$$chrom4 = [-0.57284 \ 2 \ 4.5728 \ 7.1457 \ 8.1457 \ 9.1457].$$

Η συνεχής διασταύρωση σε ένα σημείο για $q = 5$ και $\beta = 0.78642$ παράγει σύμφωνα με τη (5):

$$chrom3 = [1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 1.8543 \ 2] \text{ και}$$

$$chrom4 = [3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 4.1457 \ 6].$$

Γενετικοί Τελεστές Μετάλλαξης (Mutation)

Η μετάλλαξη μεταβάλλει ένα ή περισσότερα γονίδια ενός ατόμου με πιθανότητα p_m , ώστε να προκύψει ένα νέο άτομο. Στο Σχήμα 104 γίνεται αλλαγή ενός μόνο γονιδίου. Η p_m επιλέγεται σχετικά μικρή (συνιστώμενη τιμή 0.15 [7]), καθώς όταν πλησιάζει τη μονάδα ο GA εκφυλίζεται ουσιαστικά σε τυχαία αναζήτηση. Το νόημα της μετάλλαξης είναι ότι όταν αλλάζει ένα μικρό

μήμα του πληθυσμού με τυχαίο τρόπο μπορεί ο Γενετικός Αλγόριθμος να ερευνήσει αποδοτικά σε μία νέα, άγνωστη περιοχή λύσεων. Στην περίπτωση που στο Γενετικό Αλγόριθμο χρησιμοποιείται δυαδική απεικόνιση, η μετάλλαξη είναι δυαδική (binary mutation) και αντιστρέφει ένα ή περισσότερα bits σε κάθε άτομο με πιθανότητα p_m . Σε πραγματικές απεικονίσεις εφαρμόζονται οι ακόλουθες τεχνικές μετάλλαξης [3]:

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

Ελιτισμός

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

Αρχικοποίηση και Τερματισμός του GA

Όσον αφορά την αρχικοποίηση του Γενετικού Αλγορίθμου, η πρώτη γενιά διαμορφώνεται συνήθως με τυχαίο τρόπο. Πολλές φορές μπορεί να υπάρχουν στην πρώτη γενιά άτομα, που αποτελούν λύση ενός παραπλήσιου προβλήματος.

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

Επιλογή Παραμέτρων GA με Στόχο τη Βελτιστοποίηση της Απόδοσής του

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

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

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

- Η επιλογή της κατάλληλης κωδικοποίησης εξαρτάται από το υπό εξέταση πρόβλημα. Ακόμα, γονίδια που σχετίζονται μεταξύ τους θα πρέπει να βρίσκονται σε γειτονικές θέσεις μέσα στο χρωμόσωμα. Τυπικό παράδειγμα αποτελεί η κωδικοποίηση μιγαδικών αριθμών, στην οποία χρησιμοποιούνται δύο γονίδια για την περιγραφή του μέτρου και της φάσης. Τα γονίδια αυτά πρέπει να βρίσκονται σε διαδοχικές θέσεις εντός του χρωμοσώματος.
- Το μέγεθος του πληθυσμού αποτελεί κρίσιμο παράγοντα. Το πλήθος των γενιών καθορίζει αν όντως θα επιτευχθεί σύγκλιση και το πλήθος των χρωμοσωμάτων το πόσο καλή θα είναι η λύση στην περίπτωση της σύγκλισης. Όσο μεγαλύτερος είναι ο πληθυσμός, τόσο μεγαλύτερο ποσοστό του χώρου λύσεων ερευνάται και τόσο περισσότερα σχήματα αντιπροσωπεύονται. Από την άλλη μεριά αυξάνεται το υπολογιστικό κόστος κατά την εκτέλεση του GA.

- Σημαντική παράμετρος για την εκτέλεση του GA είναι η πιθανότητα διασταύρωσης p_c , η οποία μπορεί να λάβει τιμές μεταξύ 0.5 και 0.9. Οι υψηλότερες τιμές εξασφαλίζουν πιο γρήγορη αναζήτηση του χώρου λύσεων. Τιμές μεταξύ 0.7 και 0.8 αποδεικνύονται αποδοτικές στα περισσότερα προβλήματα [5].
- Η πιθανότητα μετάλλαξης p_m επιλέγεται πάντα σχετικά μικρή, συνήθως 0.15. Τιμές της p_m μεγαλύτερες από 0.15 δίνουν την δυνατότητα στον GA να ξεφύγει από τα τοπικά βέλτιστα, αλλά μπορεί να οδηγήσουν στην απομάκρυνση ατόμων με εξαιρετικές επιδόσεις που βρίσκονται κοντά στο ολικό βέλτιστο, καθυστερώντας ή αποτρέποντας τη σύγκλιση [7].
- Ενθαρρύνεται η χρησιμοποίηση τεχνικών ελιτισμού.

Ένα Βήμα προς Βήμα Παράδειγμα Γενετικού Αλγορίθμου

Στην παράγραφο αυτή θα εξεταστεί αναλυτικά ένας Γενετικός Αλγόριθμος που ως στόχο έχει την ελαχιστοποίηση της στάθμης των πλευρικών λοβών μιας γραμμικής «εκλεπτυσμένης» στοιχειοκεραίας (thinned array) ισοτροπικών στοιχείων [8]. Η «εκλέπτυνση» σημαίνει ότι κάποια στοιχεία δεν τροφοδοτούνται με σκοπό τη μείωση των πλευρικών λοβών. Ένα στοιχείο που είναι ‘on’ συνδέεται με το κύκλωμα τροφοδοσίας. Ένα στοιχείο που είναι ‘off’ συνδέεται με ένα φορτίο τερματισμού. Η διαδικασία αυτή είναι απλούστερη από τη γενικότερη περίπτωση της ανομοιομορφης τοποθέτησης των στοιχείων. Η «εκλέπτυνση» έχει 2^N πιθανούς συνδυασμούς, όπου N είναι ο αριθμός των κεραιοστοιχείων. Αν η στοιχειοκεραία είναι συμμετρική, τότε οι πιθανοί συνδυασμοί μειώνονται αισθητά.

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

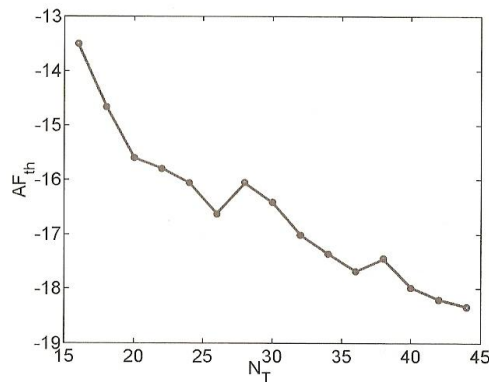
συνάρτηση κόστους επιστρέφει το υψηλότερο επίπεδο πλευρικού λοβού της συστοιχίας [8]

$$AF_{th} = 20 \log_{10} \left[\max \left(\frac{w \cos \Psi}{N_{active}} \right) \right], \quad u > \frac{1}{dN_T} \quad (7)$$

όπου $w = [1 \text{ chromosome } 1]$, $d = \lambda/2$ είναι η απόσταση των στοιχείων, $N_T = 4 + 2N_{cbits}$ το πλήθος των στοιχείων, N_{cbits} ο αριθμός των bits σε ένα χρωμόσωμα, N_{active} ο αριθμός των ενεργών στοιχείων, $\Psi = [0.5kdu \ 1.5kdu \ \dots (N_T/2 - 0.5)kdu]$, $u = \cos(\varphi)$, όπου η γωνία φ μετριέται από τον άξονα της στοιχειοκεραίας μέχρι το σημείο παρατήρησης.

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

Μια ενδελεχής έρευνα για όλα τα πιθανά χρωμοσώματα απαιτεί $2^{N_{cbits}}$ υπολογισμούς της συνάρτησης κόστους. Αυτή η προσέγγιση μειώνει κατακόρυφα τον υπολογιστικό χρόνο. Ένα γράφημα της ελάχιστης τιμής της συνάρτησης κόστους με το N_T δίνεται στο Σχήμα 105. Όσο αυξάνει το πλήθος των στοιχείων, μειώνονται οι στάθμες των πλευρικών λοβών. Ο υπολογιστικός χρόνος σχεδόν διπλασιάζεται κάθε φορά που το N_T αυξάνει κατά 2.



Σχήμα 105 - Η ελάχιστη τιμή της AF_{th} συναρτίζεται του N_T .

Ένας δυαδικός αλγόριθμος για $N_T = 52$ έχει αρχικό πληθυσμό που φαίνεται στο Σχήμα 106.

Αρχικός πληθυσμός		
Chromosome	AF _{th}	
100111001110000111010000	-9.071	
101101000110110000011001	-7.267	
010101101010011101010101	-7.252	
100111001111011111101101	-10.722	
010010111010000101101000	-8.374	
010101010010100100100011	-9.557	
100101010111100010000111	-8.167	
101001000011101001010000	-5.734	
Πληθυσμός μετά από ταξινόμηση		
Chromosome	AF _{th}	
100111001111011111101101	-10.722	
010101010010100100100011	-9.557	
100111001110000111010000	-9.071	
010010111010000101101000	-8.374	
100101010111100010000111	-8.167	
101101000110110000011001	-7.267	
010101101010011101010101	-7.252	
101001000011101001010000	-5.734	
Οι γονείς για τη γενιά 1 βρίσκονται με επιλογή τουρνουά		
Ανταγωνιστές	Νικητές	Γονείς
4,1	1	100111001111011111101101
2,1	1	100111001111011111101101
1,1	1	100111001111011111101101
1,4	1	100111001111011111101101

Σχήμα 106 - Βήματα Αλγορίθμου (α).

Ο πληθυσμός μετά ταξινομείται. Κανένα από τα χρωμοσώματα δεν είναι καλύτερο από μια ομοιόμορφη στοιχειοκεραία. Για τη διαδικασία της επιλογής απορρίπτονται τα 4 χειρότερα χρωμοσώματα. Η γενιά συμπληρώνεται με την επιλογή τουρνουά. Δύο ανταγωνιστές επιλέγονται τυχαία. Το χρωμόσωμα με το χαμηλότερο κόστος γίνεται η μητέρα. Άλλα δυο χρωμοσώματα επιλέγονται τυχαία και το χρωμόσωμα με το χαμηλότερο κόστος γίνεται ο πατέρας, κ.ο.κ. Στη συνέχεια παράγονται τυχαίες μάσκες διασταύρωσης, που εφαρμόζονται στους γονείς για τη γέννηση απογόνων. Σε αυτήν την περίπτωση, αφού όλοι οι γονείς είναι το χρωμόσωμα 1, οι απόγονοι είναι και αυτοί το χρωμόσωμα 1. Καμιά βελτίωση δεν προέκυψε από αυτές τις

διασταυρώσεις. Ένα ποσοστό μετάλλαξης 5% καταλήγει σε 9 τυχαίες αλλαγές bits στον πληθυσμό εκτός του καλύτερου χρωμοσώματος, λόγω ελιτισμού. Όλα αυτά παρουσιάζονται στο Σχήμα 107. Δύο από τα μεταλλαγμένα χρωμοσώματα έχουν καλύτερη καταλληλότητα από το καλύτερο του αρχικού πληθυσμού. Στο τέλος της πρώτης γενιάς (αρχή της δεύτερης) ταξινομείται ο πληθυσμός.

Ομοιόμορφη διασταύρωση για δημιουργία απογόνων στη γενιά 1

Μάσκες διασταύρωσης	Απόγονοι	AF _{th}
001110100110000110010010	100111001111011111101101	-10.722
110001011001111001101101	100111001111011111101101	-10.722
011010100011001110110101	100111001111011111101101	-10.722
1001010111100110001001010	100111001111011111101101	-10.722

Πληθυσμός της γενιάς 1 μετά από μετάλλαξη (έντονα bits)

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

Πληθυσμός μετά από ταξινόμηση γενιά 1

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

Σχήμα 107 - Βήματα Αλγορίθμου (β).

Η γενιά 2 θα ξεκινήσει με ένα νέο τουρνουά. Αυτή τη φορά υπάρχει κάποια διαφοροποίηση στους γονείς. Οι νέες μάσκες και το ζευγάρι δημιουργούν 4 νέους απογόνους. Παρόλο που οι απόγονοι δεν είναι ίδιοι, είναι απλώς αντίγραφα ήδη υπαρχόντων γονέων. Κατά συνέπεια, η μετάλλαξη θα δώσει στον πληθυσμό την απαραίτητη διαφοροποίηση. Γίνεται πάλι η ταξινόμηση του πληθυσμού και διαπιστώνεται ότι μετά από δύο γενεές το

μέγιστο επίπεδο πλευρικού λοβού έχει μειωθεί κατά 2 dB. Μέχρι τώρα, η μετάλλαξη παρέχει τη διαφορισιμότητα, ενώ η διασταύρωση καταλήγει σε αναπαραγωγή μόνο κάποιων καλών χρωμοσωμάτων. Μια ομοιόμορφη στοιχειοκεραία εξακολουθεί να έχει χαμηλότερους πλευρικούς λοβούς σε αυτό το σημείο.

Οι γονείς για τη γενιά 2 από την επιλογή τουρνουά

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

Ομοιόμορφη διασταύρωση για δημιουργία απογόνων στη γενιά 2

Μάσκες διασταύρωσης	Απόγονοι	AF _{th}
000101111011011000001111	100111001111011111101101	-10.722
111010000100100111110000	100111011111011111101101	-11.378
011011000101111001100101	100111001111011111101101	-10.722
100100111010000110011010	100111011111011111101100	-11.378

Πληθυσμός της γενιάς 2 μετά από μετάλλαξη (έντονα bits)

Chromosome	AF _{th}
100111011111011111101101	-11.378
1001110011110110111101100	-12.12
100111011111011111101101	-11.378
1001110011110111101101101	-11.679
100111000111011111101101	-9.567
1001111111110011111001101	-12.987
1001110011110111111001101	-11.962
100111001111011111101100	-10.138

Πληθυσμός μετά από ταξινόμηση γενιά 2

Chromosome	AF _{th}
100111111111001111001101	-12.987
100111001111010111101100	-12.12
100111001111011111001101	-11.962
100111001111011101101101	-11.679
100111011111011111101101	-11.378
100111011111011111101101	-11.378
100110011111011111101100	-10.138
100110001111011111101101	-9.567

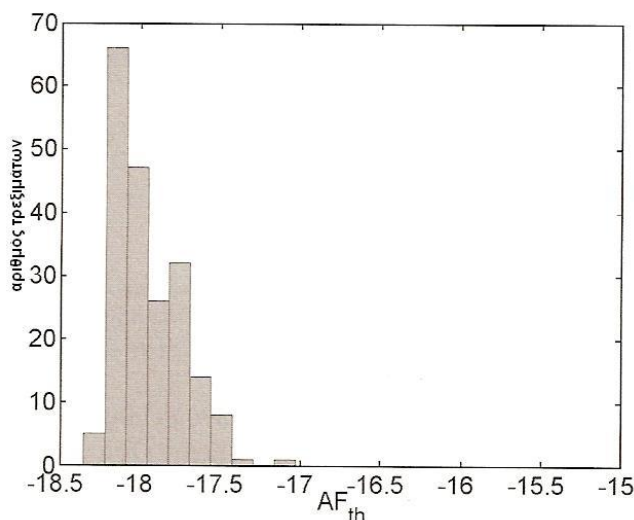
Σχήμα 108 - Βήματα Αλγορίθμου (γ).

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

Τελικός πληθυσμός μετά τη γενιά 31 Chromosome	AF_{th}
11111111111101111001110	-18.35
11111111011110111001111	-16.652
11111111011101111001110	-16.087
1111111101110111011100110	-16.087
11111111011100111001111	-15.556
111111110111111111001111	-15.118
11101111011101111001111	-14.231
11111111001101111001101	-13.664

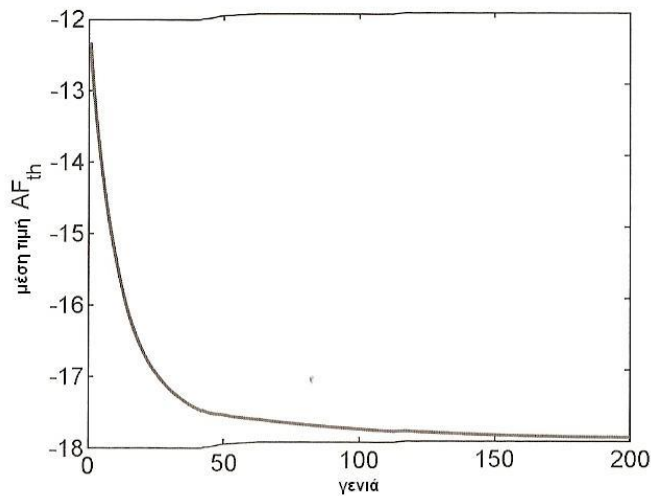
Σχήμα 109 - Βήματα Αλγορίθμου (δ).

Ο GA δεν λειτουργεί πάντα το ίδιο καλά. Οι τυχαίες μεταβλητές παράγουν διαφορετικά αποτελέσματα σε κάθε ανεξάρτητο τρέξιμο του αλγορίθμου. Για να δείχθεί η ποικίλη απόδοση του αλγορίθμου, έγιναν 200 ανεξάρτητα τρεξίματα και αναλύθηκαν τα αποτελέσματα [8]. Το Σχήμα 110 είναι ένα γράφημα των ανεξάρτητων τρεξιμάτων που διατήρησαν μια δεδομένη βέλτιστη τιμή για την AF_{th} . Για παραπάνω από τον μισό χρόνο, ο αλγόριθμος βρήκε μια «εκλεπτυσμένη» διάταξη, που είχε ένα βέλτιστο αποτέλεσμα με το σχετικό ύψος του κορυφαίου πλευρικού λοβού κάτω από -18 dB.



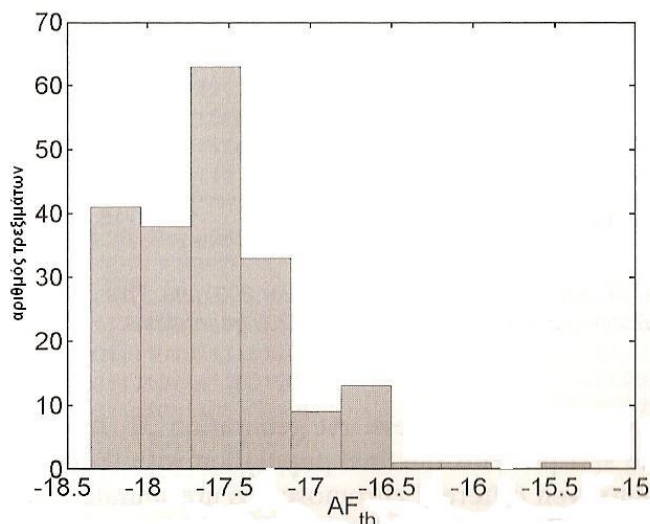
Σχήμα 110 - Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (200 γενεές/τρέξιμο).

Το Σχήμα 111 είναι ένα γράφημα του μέσου όρου του καλύτερου αποτελέσματος για 200 ανεξάρτητα τρεξίματα σε κάθε γενιά. Στο μέσο όρο, ο GA ξεκινά γρήγορα και μετά επιβραδύνει.



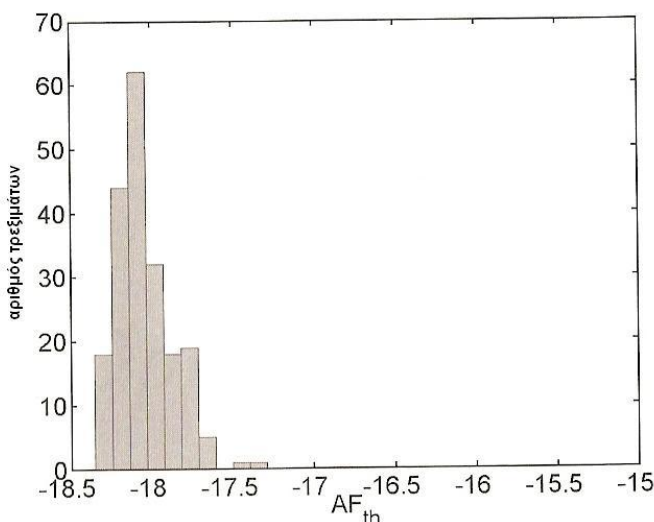
Σχήμα 111 - Διάγραμμα του μέσου όρου της AF_{th} συναρτήσει των αριθμών των γενιών.

Περιορίζοντας το μέγιστο αριθμό των γενιών σε 50, μειώνεται σημαντικά η επίδοση του αλγορίθμου, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 112. Ένας πρώιμος τερματισμός του αλγορίθμου μπορεί να αρνηθεί τη ζητούμενη λύση.



Σχήμα 112 - Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (50 γενεές/τρέξιμο).

Το Σχήμα 113 παρουσιάζει μια μικρή βελτίωση, όταν ο αριθμός των γενεών αυξάνει σε 500. Συγκεκριμένα, υπάρχουν στο Σχήμα 113 περίπου 20 λύσεις που είναι χειρότερες από τη χειρότερη λύση του Σχήματος 112.



Σχήμα 113 - Απόδοση του αλγορίθμου για 200 τρεξίματα (500 γενεές/τρέξιμο).

Σχεδίαση Κεραιών με χρήση GA

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

Στην εργασία [12] σχεδιάζεται μια τυπωμένη κεραία διπλής ζώνης, η οποία προκύπτει με τη χρήση ενός GA, που μεταβάλλει τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της. Μια μέθοδος για τον περιορισμό των πλευρικών λοβών μιας επίπεδης τετραγωνικής στοιχειοκεραίας παρουσιάζεται στην εργασία [13], που βασίζεται στη χρήση ενός GA που τροποποιεί τους συντελεστές βάρους σε κάθε στοιχείο. Στην εργασία [15] προτείνεται ένας GA πραγματικής κωδικοποίησης με υψηλό ποσοστό μετάλλαξης (30%) για την ελαχιστοποίηση

της ηλεκτρομαγνητικής αλληλεπίδρασης (coupling) μεταξύ δύο VHF-UHF κεραιών που τοποθετούνται πάνω στην άτρακτο ενός πολεμικού αεροσκάφους. Η τεχνική των GA χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό ενός βέλτιστου σετ συντελεστών βάρους τροφοδοσίας και μιας βέλτιστης τοποθέτησης των στοιχείων μιας ανομοιόμορφης κυκλικής στοιχειοκεραίας [16], όπου σκοπός είναι η εξαγωγή ενός διαγράμματος ακτινοβολίας με τη μεγαλύτερη δυνατή μείωση της στάθμης του μεγαλύτερου πλευρικού λοβού, υπό τον περιορισμό ενός σταθερού εύρους δέσμης. Μια συμπαγής γενετική κεραία, που αποτελείται από ένα σετ αγωγών οι οποίοι συνδέονται σε σειρά και είναι φορτωμένοι με κατάλληλο φορτίο, σχεδιάζεται στην εργασία [27]. Το σχήμα της κεραίας, οι θέσεις και οι τιμές των φορτίων βελτιστοποιούνται χρησιμοποιώντας ένα GA πραγματικής απεικόνισης. Στην εργασία [29] παρουσιάζεται μια κυκλική ευφυής κεραία μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών λογαριθμικών περιοδικών διπολικών κεραιών. Η όλη διάταξη υπόκειται σε μια διαδικασία βελτιστοποίησης με σκοπό την επίτευξη σημαντικής κατευθυντικότητας και λειτουργικού εύρους ζώνης στη μπάντα των 3.1 GHz-10 GHz με τη βοήθεια ενός GA.

Η στροφή της δέσμης καθίσταται εφικτή επιλέγοντας κάθε φορά ποια λογαριθμική περιοδική διπολική κεραία συνδέεται με την πηγή σήματος. Επιπλέον, μέθοδοι σχεδίασης κεραιών ευρείας ζώνης με τη χρήση των GA αναλύονται στην εργασία [36]. Περαιτέρω, ένας GA βελτιστοποιεί μια διάταξη κάθετων διπόλων υπεράνω επίπεδης γης στην εργασία [37]. Στην εργασία [38] εισάγεται μια νέα μεθοδολογία για τη βελτιστοποίηση της τοπολογίας και των μεταβλητών μιας γραμμικής στοιχειοκεραίας. Αυτή η προσέγγιση συνδυάζει μια «γλώσσα των κεραιών», η οποία καθορίζει πως θα κατασκευαστούν οι κεραιές, με έναν GA που θα δημιουργεί νέες σχεδιάσεις μέσα στο πλαίσιο αυτής της γλώσσας. Οι γραμματικοί κανόνες αυτής της γλώσσας είναι ευέλικτοι και μπορούν να κυμανθούν οπουδήποτε από πολύ ακαθόριστοι μέχρι πολύ συγκεκριμένοι. Η μέθοδος επιδεικνύεται λαμβάνοντας υπόψη κάποια ενδιαφέροντα σχεδιαστικά παραδείγματα, όπου η «γλώσσα» ήταν περιορισμένη στις γνωστές τοπολογίες των λογαριθμικών περιοδικών κεραιών και των κεραιών Yagi-Uda, που ήταν γνωστό εκ των προτέρων ότι λειτουργούν καλά. Σαν αποτέλεσμα, ο GA ανέπτυξε κάποιες υβριδικές σχεδιάσεις με καλύτερη επίδοση που αποτελούνται από ένα συγκερασμό των παραδοσιακών λογαριθμικών περιοδικών κεραιών και κεραιών Yagi-Uda. Η νέα αυτή οικογένεια κεραιών ονομάζονται Yagi-log κεραιές. Μια τεχνική που συνδυάζει τη μέθοδο Schelkunoff με έναν GA για τη σύνθεση γραμμικών στοιχειοκεραίων με μιγαδικούς συντελεστές τροφοδοσίας και τυχαία διαγράμματα ακτινοβολίας αναφέρεται στην εργασία [39]. Μια τεχνική σύνθεσης διαγράμματος ακτινοβολίας για μια $M \times N$ επίπεδη στοιχειοκεραία προτείνεται επίσης στην εργασία [39], όπου ένας GA χρησιμοποιείται για να καθορίσει το βέλτιστο πλάτος και τη βέλτιστη φάση διέγερσης του κάθε στοιχείου στη διάταξη. Ακόμα, στην εργασία [40] περιγράφεται η σχεδίαση

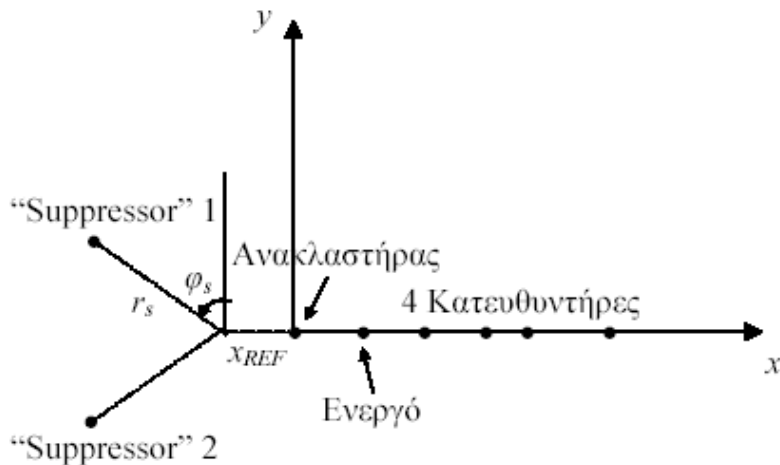
κεραίας σύρματος ευρείας ζώνης φορτωμένης σε διάφορα σημεία με παράλληλα κυκλώματα πηνίου και αντίστασης σε συνδυασμό με κατάλληλα προσαρμοστικά δίκτυα.

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

Αναλυτικότερα, η τροποποιημένη στοιχειοκεραία Yagi-Uda με δύο επιπρόσθετα παρασιτικά στοιχεία στην περιοχή του ενεργού στοιχείου φαίνεται στο Σχήμα 114 [51]. Τα δύο αυτά στοιχεία αποκαλούνται «καταστολείς» (“suppressors”), αφού λειτουργούν ως επιπλέον ανακλαστήρες καταστέλλοντας την ακτινοβολία στην οπίσθια κατεύθυνση. Η διάταξη, που θα μελετηθεί στη συνέχεια, στηρίζεται σε μια στοιχειοκεραία Yagi-Uda με 6 γραμμικά δίπολα παράλληλα στον άξονα z . Ειδικότερα, ένα απλό δίπολο τροφοδοτούμενο από πηγή τάσης περιστοιχίζεται από έναν ανακλαστήρα και 4 κατευθυντήρες. Οι «καταστολείς» είναι όμοιοι μεταξύ τους με ίδιο μήκος και ακτίνα. Η ακτίνα σύρματος είναι κοινή για όλα τα στοιχεία στη διάταξη. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 114, οι θέσεις των “suppressors” καθορίζονται από μια ακτινική απόσταση r_s , μια γωνία φ_s , που μετράται από τον άξονα y , και μια απόσταση αναφοράς x_{ref} στον άξονα x . Οι “suppressors” είναι συμμετρικά τοποθετημένοι ως προς τον άξονα x .

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

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



Σχήμα 114 - Τοπολογία της τροποποιημένης κεραίας Yagi-Uda [51].

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

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

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

$$OF = \left(\frac{G}{G_{des}} \right)^2 \quad (8)$$

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

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

$$OF = W_G G(\text{dBi}) - W_B B(\text{dBi}) \quad (9)$$

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

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

$$OF = W_G G(\text{dBi}) - W_B B(\text{dBi}) - W_R (R_{in}(\Omega) - 50) - W_X (X_{in}(\Omega)) \quad (10)$$

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

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

Το πλούσιο αυτό υλικό συνιστά το καλύτερο υπόβαθρο για τη χρησιμοποίηση της μεθόδου των GA στη σχεδίαση ευφυών στοιχειοκεραιών και ιδιαιτέρως ευρυζωνικών ευφυών στοιχειοκεραιών μεταγωγής ενεργών και παρασιτικών διπόλων.

Η Μέθοδος των Ροπών και ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας

Οι ευφυείς κεραίες ουσιαστικά δεν είναι άλλο παρά στοιχειοκεραίες με ηλεκτρονικά προσαρμοζόμενα και ελεγχόμενα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας. Για την ανάλυση και τον υπολογισμό των ηλεκτρομαγνητικών χαρακτηριστικών των ευφυών κεραιών (πεδίο, διάγραμμα ακτινοβολίας, αντίσταση εισόδου κλπ.) είναι απαραίτητη η χρήση αριθμητικών μεθόδων επίλυσης, όπως η μέθοδος των βοηθητικών πηγών (Method of Auxiliary Sources, MAS), η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων (Finite Elements Method, FEM) κ.λ.π. Από τις πιο διαδεδομένες μεθόδους για την ανάλυση κεραιών, τον υπολογισμό των ρευματικών κατανομών, του πεδίου και του διαγράμματος ακτινοβολίας, είναι η μέθοδος των ροπών (Method of Moments, MoM), η οποία χρησιμοποιείται στην παρούσα διατριβή και μια συνοπτική παρουσίαση της ακολουθεί στη συνέχεια.

Ουσιαστικά, η ανάλυση των προτεινόμενων κεραιών αυτής της διατριβής γίνεται με τη βοήθεια του λογισμικού πακέτου προσομοίωσης SuperNec v.2.4

(SNEC). Θεμέλιος λίθος αυτού του προγράμματος είναι ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας (NEC), ο οποίος χρησιμοποιεί τη Μέθοδο των Ροπών (MoM) για την επίλυση ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων. Έτσι κρίνεται αναγκαία σε αυτό το σημείο μια επισκόπηση της μεθόδου των Ροπών και του προγράμματος SNEC.

Η Μέθοδος των Ροπών

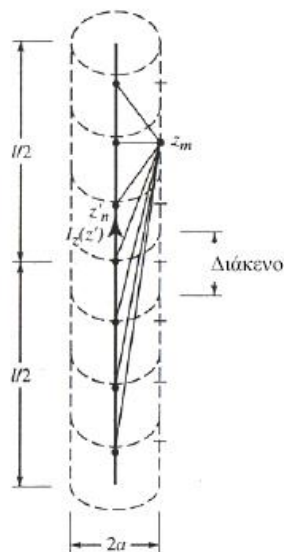
Κατά τον υπολογισμό των άγνωστων ρευματικών κατανομών στην επιφάνεια κεραιών προκύπτουν ολοκληρωτικές ή ολοκληρωδιαφορικές εξισώσεις, οι οποίες μπορούν να επιλυθούν με τη μέθοδο MoM. Η μέθοδος αυτή είναι γενική, με την έννοια ότι δεν περιορίζεται μόνο σε γραμμικές κεραιές, ενώ η ρευματική κατανομή κατά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

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

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

$$\left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \int_{-l/2}^{l/2} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} I_z(z') dz' = -j\omega \varepsilon E_z^i(\rho = a) \quad (11)$$

όπου $I_z(z')$ η ισοδύναμη νηματοειδής ρευματική κατανομή στη θέση z' κατά μήκος του κεντρικού άξονα του αγωγού, $E_z^i(\rho=a)$ το προσπίπτον ηλεκτρικό πεδίο, a η ακτίνα και l το μήκος του αγωγού, και $R = \sqrt{a^2 + (z - z')^2}$. Το σημείο z είναι σημείο παρατήρησης επί της επιφάνειας του αγωγού και το σημείο z' είναι σημείο ολοκλήρωσης επί του κεντρικού άξονα του αγωγού (Σχήμα 115).



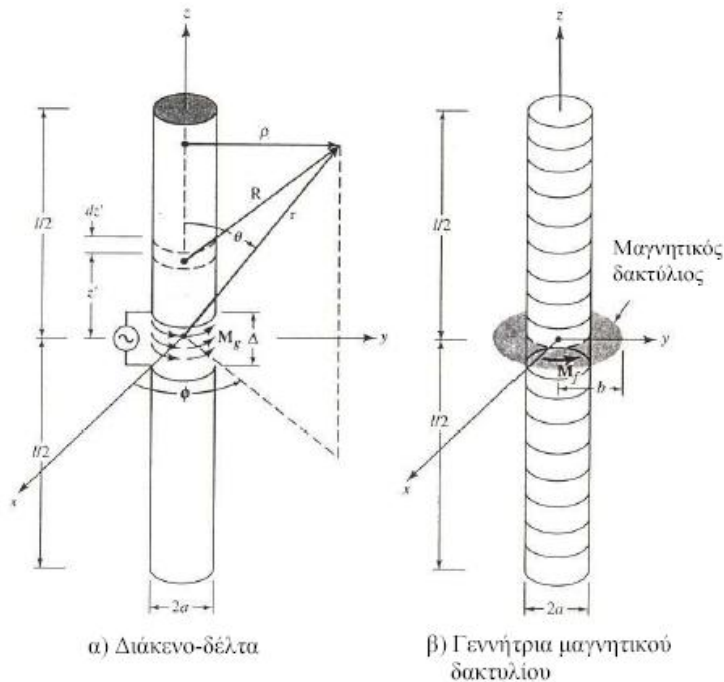
Σχήμα 115 - Ισοδύναμη ρευματική κατανομή κατά μήκος του κεντρικού άξονα του αγωγού [62].

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

$$\int_{-l/2}^{l/2} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} I_z(z') dz' = -j \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} [B \cos(kz) + (V_i / 2) \sin(k|z|)] \quad (12)$$

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

Υπάρχουν δύο τρόποι διέγερσης ενός αγωγού σύρματος: η διέγερση με εφαρμογή τάσης σε διάκενο (delta-gap excitation) και η διέγερση με εφαρμογή ρεύματος ισοδύναμου μαγνητικού δακτυλίου (equivalent magnetic ring current ή magnetic frill generator) (Σχήμα 116).



Σχήμα 116 - Μοντελοποίηση διέγερσης κυλινδρικού διπόλου [62].

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

$$M_g = \hat{\phi} \frac{V_i}{\Delta}, \quad -\frac{\Delta}{2} \leq z' \leq \frac{\Delta}{2} \quad (13)$$

- *Γεννήτρια μαγνητικού δακτυλίου.* Στην περίπτωση αυτή, το διάκενο τροφοδότησης αντικαθίσταται από μαγνητική πυκνότητα ρεύματος, η οποία υφίσταται επί της περιφέρειας δακτυλίου με εσωτερική ακτίνα ίση

με την ακτίνα του αγωγού a και εξωτερική ακτίνα b . Εφόσον το δίπολο τροφοδοτείται από γραμμή μεταφοράς, η εξωτερική ακτίνα υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την έκφραση της χαρακτηριστικής αντίστασης της γραμμής. Η ισοδύναμη μαγνητική πυκνότητα ρεύματος για το δακτυλιοειδές άνοιγμα είναι [62]:

$$M_f = -\hat{\phi} \frac{V_i}{\rho' \ln(b/a)}, \quad a \leq \rho' \leq b \quad (14)$$

Τα πεδία που παράγονται από τη μαγνητική πυκνότητα της (14) επί της επιφάνειας του αγωγού μπορούν να προσεγγιστούν από εκείνα κατά μήκος του κεντρικού άξονα [62]:

$$E_z^i(\rho=0, -l/2 \leq z \leq l/2) = -\frac{V_i}{2 \ln(b/a)} \left(\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} \right) \quad (15)$$

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

Η τροφοδότηση μέσω γεννήτριας μαγνητικού δακτυλίου είναι πιο ακριβής από το μοντέλο του διάκενου δέλτα. Βρίσκει εφαρμογή στην εξίσωση του Pocklington, ενώ η εξίσωση του Hallén συνήθως περιορίζεται στην χρήση διάκενου δέλτα [62].

Οι σχέσεις (11) και (12) αποτελούν εξισώσεις γραμμικού τελεστή (linear-operator equations) και μπορούν να γραφούν στη μορφή [62, 63]:

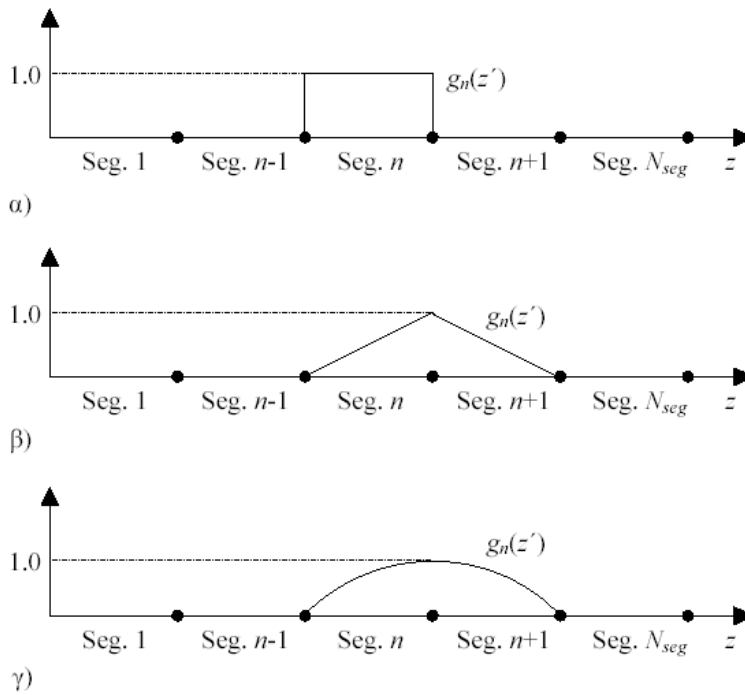
$$F[g] = e \quad (16)$$

όπου $F[\cdot]$ είναι ένας γραμμικός τελεστής ($F[a_1 g_1 + a_2 g_2] = a_1 F[g_1] + a_2 F[g_2]$), g η άγνωστη ρευματική κατανομή και e η γνωστή διέγερση. Στην προκειμένη περίπτωση ο τελεστής $F[\cdot]$ είναι ολοκλήρωμα (Hallen), ή ολοκλήρωμα και διαφόριση (Pocklington).

Για την επίλυση της (16), η μέθοδος των ροπών προβλέπει τη διαίρεση του αγωγού σε N_{seg} μη επικαλυπτόμενα τμήματα (segments) και την ανάλυση της g σε ένα άθροισμα N_{seg} γνωστών συναρτήσεων g_n , που καλούνται συναρτήσεις βάσης (basis ή expansion functions) [62]:

$$g(z') = \sum_{n=1}^{N_{seg}} a_n g_n(z') \quad (17)$$

όπου a_n άγνωστοι σταθεροί συντελεστές. Οι πιο συνηθισμένες συναρτήσεις βάσης (Σχήμα 117) είναι οι σταθερές (piecewise constant), οι γραμμικές (piecewise linear), και οι ημιτονοειδείς (piecewise sinusoid) [62, 63].



Σχήμα 117 - Είδη συναρτήσεων βάσης (α) σταθερή, (β) γραμμική, και (γ) ημιτονοειδής.

Αντικαθιστώντας τη (17) στη (16) έχουμε:

$$\sum_{n=1}^{N_{seg}} a_n F[g_n] = e \quad (18)$$

Για τον υπολογισμό των αγνώστων a_n απαιτούνται N_{seg} γραμμικά ανεξάρτητες εξισώσεις. Για το σκοπό αυτό, εφαρμόζεται η (18) σε N_{seg} διαφορετικά σημεία στην επιφάνεια του αγωγού (point-matching ή collocation). Έτσι, προκύπτει το ακόλουθο $N_{seg} \times N_{seg}$ σύστημα εξισώσεων:

$$\sum_{n=1}^{N_{seg}} a_n F[g_n(z_m)] = e_m, \quad m = 1, 2, \dots, N_{seg} \quad (19)$$

με την τελευταία να γράφεται σε μορφή πινάκων ως εξής:

$$[G_{mn}] \cdot [I_n] = [E_m] \quad (20)$$

όπου $G_{mn} = F[g_n(z_m)]$, $I_n = a_n$, $E_m = e_m$. Οι άγνωστοι συντελεστές a_n μπορούν να υπολογιστούν επιλύοντας την (20) με τεχνικές αντιστροφής πινάκων:

$$[I_n] = [G_{mn}]^{-1} [E_m] \quad (21)$$

Για τη βελτίωση της λύσης των (18), (19), ή (20) μπορεί στην (16) να ληφθεί το ακόλουθο εσωτερικό γινόμενο [62]:

$$\langle w_m, F[g] \rangle = \langle w_m, e \rangle \quad (22)$$

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

$$\langle w_m, g \rangle = \iint_S w_m^* \cdot g ds \quad (23)$$

Η τροποποίηση αυτή αναγκάζει την οριακή συνθήκη μηδενισμού του συνολικού εφαπτομενικού πεδίου να ικανοποιείται κατά μέσο όρο σε όλη την επιφάνεια του αγωγού και όχι μόνο στα matching points. Συνδυάζοντας (18) και (22), καταλήγει κανείς σε μια εξίσωση της μορφής:

$$\sum_{n=1}^{N_{seg}} a_n \langle w_m, F[g_n] \rangle = \langle w_m, e \rangle, \quad m = 1, 2, \dots, N_{seg} \quad (24)$$

Σε μορφή πινάκων ισχύει η (20), μόνο με $G_{mn} = \langle w_m, F[g_n] \rangle$ 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 [62]:

$$[w_m] = [\delta(z - z_m)], \quad m = 1, 2, \dots, N_{seg}, \quad z_m \text{ matching points} \quad (25)$$

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

Ο Αριθμητικός Ηλεκτρομαγνητικός Κώδικας και το Πρόγραμμα SuperNec

Η προσαρμογή της MoM στη σχεδίαση των ευφυών κεραιών κατέστη δυνατή μέσω του προγράμματος SuperNEC v.2.4 (Super Numerical Electromagnetics Code SNEC). Πρόκειται για ένα πρόγραμμα προσομοίωσης κεραιών και επίλυσης ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων, το οποίο επιτρέπει την προσομοίωση και την εκτίμηση της ηλεκτρομαγνητικής επίδοσης απλών κεραιών, καθώς και κεραιών που βρίσκονται τοποθετημένες πάνω σε πολύπλοκες κατασκευές, σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Σημείο εκκίνησης

για το πρόγραμμα προσομοίωσης SuperNEC αποτέλεσε ο πολύ γνωστός αριθμητικός ηλεκτρομαγνητικός κώδικας (Numerical Electromagnetic Code) NEC 2, ο οποίος αναπτύχθηκε από το αμερικάνικο ναυτικό σε συνεργασία με τα εργαστήρια Lawrence Livermore, το 1982. Το 1987 ο Derek Nitch δημιούργησε μια παράλληλη έκδοση του NEC2, χρησιμοποιώντας τη γλώσσα FORTRAN. Ο κώδικας που προέκυψε με τον τρόπο αυτό ήταν πολύ δύσκολο να διαμορφωθεί και ο Derek Nitch ξανασχεδίασε το πρόγραμμα ξεκινώντας από τη θεμελιώδη θεωρία χρησιμοποιώντας αρχές του αντικειμενοστραφούς προγραμματισμού. Το νέο πρόγραμμα, το οποίο ήταν γραμμένο σε C++, ήταν πιο γρήγορο, χρησιμοποιούσε πιο δυναμικές δομές δεδομένων και το σημαντικότερο, ήταν πολύ πιο εύκολο να επεκταθεί και να διαφοροποιηθεί. Το νέο πρόγραμμα ήταν διαμορφωμένο έτσι ώστε να εκτελείται παράλληλα σε διαφορετικούς υπολογιστές που είναι συνδεδεμένοι σε τοπικό δίκτυο.

Μια μέθοδος λύσης για υψίσουχνα προβλήματα, η γεωμετρική μέθοδος της περίθλασης (Uniform geometrical Theory of Diffraction, UTD), προστέθηκε στην ήδη υπάρχουσα μέθοδο των ροπών (MoM), την οποία χρησιμοποιούσαν οι πρώτες εκδόσεις του Super NEC, δημιουργώντας με τον τρόπο αυτό ένα υβριδικό μοντέλο. Επίσης, προστέθηκαν νέοι αλγόριθμοι για γρήγορες λύσεις των ολοκληρωτικών εξισώσεων.

Μια καινοτομία στο SuperNEC είναι και το γραφικό περιβάλλον, που βασίζεται στο Matlab, τόσο για τα αρχεία εισόδου όσο και για τα αρχεία εξόδου. Το γεγονός αυτό έκανε το πρόγραμμα πολύ πιο εύχρηστο σε σχέση με την προηγούμενη έκδοση του NEC2. Το NEC2 εκτελούσε τις προσομοιώσεις χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των ροπών (MOM). Με τη μέθοδο αυτή γίνεται διακριτοποίηση του προβλήματος χρησιμοποιώντας μικρά αγώγιμα τμήματα (wire segments), συχνά στη μορφή δικτυώματος, όταν μοντελοποιούνται επιφάνειες. Για να παρέχει η παραπάνω μέθοδος σωστά αποτελέσματα πρέπει τα μικρά αγώγιμα τμήματα να έχουν μέγεθος περίπου ίσο με το $1/10$ του μήκους κύματος. Ο χρόνος επίλυσης του προβλήματος στον υπολογιστή είναι ανάλογος του N^3 , ενώ η μνήμη που απαιτείται είναι ανάλογη του N^2 , όπου N είναι το πλήθος των αγνώστων [65-66].

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

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

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

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

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

$$I_i(z) = a_i + \beta_i \sin(z - z_1) + \gamma_i \cos(z - z_1) \quad (26)$$

όπου οι συντελεστές a_i , β_i και γ_i σχετίζονται με τη συνέχεια του ρεύματος από το ένα στοιχειώδες αγωγίμο τμήμα στο επόμενο καθώς και με τις συνθήκες στα άκρα του αγωγού. Η εξίσωση (26) χρησιμοποιεί τρεις αγνώστους γεγονός το οποίο δείχνει ότι χρησιμοποιώντας πιο ακριβείς συναρτήσεις βάσης, η επίλυση γίνεται πιο πολύπλοκη αλλά με πιο γρήγορη σύγκλιση. Η εξίσωση πινάκων (20) επιλύεται στο SNEC με τη μέθοδο του Gauss [67]. Αφού υπολογιστεί η ρευματική κατανομή, στη συνέχεια υπολογίζεται το πεδίο που ακτινοβολεί η κεραία στο χώρο. Η προσέγγιση αυτή του μακρινού πεδίου είναι έγκυρη, όταν το σημείο παρατήρησης του πεδίου βρίσκεται σε αρκετά μεγάλη απόσταση από τη ρευματική κατανομή συγκρινόμενη με το μήκος κύματος και τις διαστάσεις της ρευματικής κατανομής. Όσο για τις δομικές μονάδες της UTD, που είναι διαθέσιμες στον κώδικα, αυτές περιλαμβάνουν πολυεπίπεδες διηλεκτρικές πλάκες και ελλειπτικούς κυλίνδρους. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης είναι αξιόπιστα, όταν οι διαστάσεις των παραπάνω δομών, οι οποίες μπορεί να παριστάνουν διηλεκτρικούς σκεδαστές (π.χ., τοίχους), είναι πολύ μεγαλύτερες από το μήκος κύματος. Γενικά στο SNEC χρησιμοποιείται η MoM για την εξαγωγή των βασικών χαρακτηριστικών των κεραιών (ρευματική κατανομή, ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο, διάγραμμα ακτινοβολίας, αντίσταση εισόδου). Σε περιπτώσεις όμως που στην υπό εξέταση δομή συμμετέχουν και στοιχειώδεις μονάδες της UTD,

επιστρατεύεται ο υβριδικός χαρακτήρας του SNEC για την ολοκληρωμένη ανάλυση που απαιτείται [65, 66]. Για την ανάλυση των κεραιοσυστημάτων αυτής της διατριβής, το πρόγραμμα χρησιμοποιεί μόνο το μοντέλο της MoM που διαθέτει, καθώς αυτά υλοποιούνται από γραμμικά τμήματα αγωγού (wire segments).

Γενετική Σχεδίαση Κεραιών με τη Βοήθεια της MoM και του Snec

Πολλά προβλήματα σύνθεσης κεραιών επιλύονται σε συνδυασμό με τη μέθοδο MoM και την τεχνική των GA [24-27, 29, 33, 51, 54]. Ο βασικός λόγος για τη χρήση αυτού του συνδυασμού είναι η εγκυρότητα και η ακρίβεια των αποτελεσμάτων που προσφέρει η MoM στην ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των κεραιών (υπολογισμός ακτινοβολούμενου πεδίου, αντίστασης εισόδου, κλπ) και η δυνατότητα των GA για καθολική εξερεύνηση του χώρου δυνατών λύσεων. Συνήθως σε τέτοια προβλήματα, όπου αναζητείται η βέλτιστη σχεδίαση μιας κεραιοδομής, κάθε άτομο του πληθυσμού στο GA είναι μια κεραία που αντιπροσωπεύει μια πιθανή λύση και οι ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες της αναλύονται και παρουσιάζονται με τη βοήθεια της MoM. Με την εφαρμογή των μηχανισμών του GA θα προκύψει η τελική και προτεινόμενη κεραία, η οποία θα ικανοποιεί κατά τον καλύτερο τρόπο τις απαιτήσεις σχεδίασης.

Βιβλιογραφία Παραρτήματος

- [1] J. H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*, MIT Press, 1975.
- [2] K. A. De Jong, *An Analysis of the Behavior of a Class of Genetic Adaptive Systems*, PhD Thesis, University of Michigan Press, Ann Arbor, 1975.
- [3] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1989.
- [4] R. L. Haupt, "An introduction to Genetic Algorithms for electromagnetics", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 2, pp. 7-15, 1995.
- [5] J. M. Johnson and Y. Rahmat-Samii, "Genetic algorithms in engineering electromagnetics", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 4, pp. 7-25, 1997.
- [6] J. M. Johnson and Y. Rahmat-Samii, "Genetic algorithm optimization and its application to antenna design", *IEEE Antennas and*

- Propagation Society International Symposium Digest*, vol. 1, pp. 326-329, June 1994.
- [7] B. Orchard, *Optimising Algorithms for Antenna Design*, MSc Thesis Dissertation, University of the Witwatersrand, 2002.
- [8] R. L. Haupt and D. H. Werner, *Genetic Algorithms in Electromagnetics*, John Wiley and Sons, New Jersey, 2007.
- [9] A. Oyama, S. Obayashi and T. Nakamura, "Real-coded adaptive range genetic algorithm applied to transonic wing optimization", *Applied Soft Computing*, vol. 1, pp. 179-187, 2001.
- [10] D. F. Jones, S. K. Mirrazavi and M. Tamiz, "Multi-objective meta-heuristics: An overview of the current state-of-the-art", *European Journal of Operational Research*, vol. 137, no. 1, pp. 1-9, 2002.
- [11] R. Saha, P. Chaudhury and S. P. Bhattacharyya, "Direct solution of Schrödinger equation by genetic algorithm: test cases", *Physics Letters A*, vol. 291, no. 6, pp. 397-406, 2001.
- [12] H. T. Chou, Y. C. Hou and W. J. Liao, "A dual band patch antenna design for WLAN and DSRC applications based on a genetic algorithm optimization", *Electromagnetics*, vol. 27, Issue 5, pp. 253-262, 2007.
- [13] D. Tonn and R. Bansal, "Reduction of sidelobe levels in interrupted phased array antennas by means of a genetic algorithm", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 17, Issue 2, pp. 134-141, March 2007.
- [14] M. A. Panduro, "Design of coherently radiating structures in a linear array geometry using genetic algorithms", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 61, Issue 8, pp. 515-520, September 2007.
- [15] M. E. Aydemir, T. Gunel and F. Ustuner, "Genetic approach to the minimization of the coupling between aircraft antennas", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 60, Issue 4, pp. 299-305, April 2006.
- [16] M. A. Panduro, A. L. Mendez, R. Dominquez and G. Romero, "Design of non-uniform circular antenna arrays for side lobe reduction using the method of genetic algorithms", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 60, Issue 10, pp. 713-717, November 2006.
- [17] C. H. Chan, S. H. Yeung, W. S. Chan and K. F. Man, "Genetic algorithm optimized printed UWB sickle-shape dipolar antenna with stable radiation pattern", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 11, pp. 2695-2697, November 2007.

- [18] A. Recioui and A. Azrar, "Use of genetic algorithms linear and planar antenna array synthesis based on Schelkunoff method", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 7, pp. 1619-1623, July 2007.
- [19] S. Baskar, A. Alphones, and P. N. Suganthan, "Genetic algorithm based design of a reconfigurable antenna array with discrete phase shifters", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, no. 6, pp. 461-465, June 2005.
- [20] F. Bilotti, F. Castellana and L. Vegni, "Multi-frequency patch antenna design via the method of moment and genetic algorithm", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 35, no. 3, pp. 184-186, November 2002.
- [21] R. Perez and J. Basterrechea, "Antenna far-field pattern reconstruction using equivalent currents and genetic algorithms", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 42, no. 1, pp. 21-25, July 2004.
- [22] S. M. Meriah, E. Cambiaggio, F. T. Bendimerad, R. Staraj, J. P. Damiano and L. Brochier, "Design of a thinned microstrip antenna reflectarray using a genetic algorithm", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, no. 6, pp. 559-562, September 2005.
- [23] S. S. Pattnaik, B. Khuntia, D. C. Panda, D. K. Neog and S. Devil, "Calculation of optimized parameters of rectangular microstrip patch antenna using genetic algorithm", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 37, no. 6, pp. 431-433, June 2003.
- [24] X. Chen, K. Huang, and X. B. Xu, "Automated design of a three-dimensional fishbone antenna using parallel genetic algorithm and NEC", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 425-428, 2005.
- [25] D. Arnaud-Cormos, R. Loison and R. Gillard, "Fast multistructure method of moments combined with a genetic algorithm (MSMoM/GA) for efficient optimization of printed antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 172-174, 2007.
- [26] T. Xiang, K. F. Man, K. M. Luk and C. H. Chan, "Design of multiband miniature handset antenna by MoM and HGA", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 179-182, 2006.
- [27] E. E. Altshuler and D. S. Linden, "An ultrawide-band impedance-loaded genetic antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 11, pp. 3147-3150, November 2004.

-
- [28] R. L. Haupt, "Calibration of cylindrical reflector antennas with linear phased array feeds", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 2, pp. 593-596, February 2008.
- [29] C. I. Tsitouri, S. C. Panagiotou, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, "A circular switched parasitic array of log-periodic antennas with enhanced directivity and beam steering capability for ultra wideband communications applications", *Proceedings of the Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC 2008)*, pp. 281-284, Loughborough, March 2008.
- [30] G. G. Chavka and N. Litwinczuk, "Design of wire antennas with using of genetic algorithms", *Proceedings of the International Conference on Antenna Theory and Techniques*, pp. 220-222, Sevastopol, September 2007.
- [31] H. Hang, Q. Weicheng and F. Shuo, "Optimizing the architecture of planar phased array by improved genetic algorithm", *Proceedings of the IEEE 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 676-679, 2007.
- [32] A. Rolland, R. Sauleau and M. Drissi, "Full-wave synthesis of integrated lens antennas using FDTD and genetic algorithms", *Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
- [33] M. Kisangiri and A. A. Kucharski, "GA/MoM optimization of PIFA antennas with meandering slits", *Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
- [34] Y. Ravinder and V. M. Pandharipande, "Genetic algorithm assisted dual diversity smart antenna with triple-cold array for QPSK communication system", *Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications 2007 (ICEAA 2007)*, pp. 723-726, Torino, September 2007.
- [35] J. Chung, R. Abd-Alhameed and P. Excell, "Design of wire bow-tie antenna for near field imaging using genetic algorithms", *Proceedings of the Loughborough Antennas and Propagation Conference 2008 (LAPC 2008)*, pp. 317-320, Loughborough, March 2008.
- [36] Z. Altman, R. Mittra and A. Boag, "New designs of ultra wide-band communication antennas using a genetic algorithm", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 10, pp. 1494-1501, 1997.
-

- [37] P.L. Werner, Z. Altman, R. Mittra, D.H. Werner and A.J. Ferraro, "Optimization of stacked vertical dipoles above a ground plane using the genetic algorithm", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 13, no. 1, pp. 51-66, 1999.
- [38] E.A. Jones and W.T. Joines, "Genetic design of linear antenna arrays", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no. 3, pp. 92-100, 2000.
- [39] D. Marcano and F. Duran, "Synthesis of antenna arrays using genetic algorithms", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no. 3, pp. 12-20, 2000.
- [40] S. D. Rogers, C. M. Butler and A. Q. Martin, "Realization of a genetic-algorithm-optimized wire antenna with 5:1 bandwidth", *Radio Science*, vol. 36, no. 6, pp. 1315-1325, 2001.
- [41] S. L. Avila, W. P. Carpes and J. A. Vasconcelos, "Optimization of an offset reflector antenna using genetic algorithms", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 2, pp. 1256-1259, 2004.
- [42] Y.C. Ji, Q. Z. Liu, X. L. He and H. Zhang, "Optimal designs of ultra wide-band communication antennas", *Chinese Journal of Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 728-731, 2004.
- [43] M. Donelli, S. Caorsi, F. De Natale, D. Franceschini and A. Massa, "A versatile enhanced genetic algorithm for planar array design", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 18, no. 11, pp. 1533-1548, 2004.
- [44] P. K. Varlamos and C. N. Capsalis, "Electronic beam steering using switched parasitic smart antenna arrays", *Progress in Electromagnetics Research*, vol., 36, pp. 101-119, 2002.
- [45] P. K. Varlamos 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.
- [46] M.H. Oktem and B. Saka, "Design of multilayered cylindrical shields using a genetic algorithm", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, no. 2, pp. 170-176, 2001.
- [47] L. Dawson, J. Clegg, S. J. Porter, J. F. Dawson and M. J. Alexander, "The use of genetic algorithms to maximize the performance of a partially lined screened room", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, no. 1, pp. 233-242, 2002.
- [48] S. A. Mitilineos, I. I. Heretakis, N. Chatziathanasiou, S. C. A. Thomopoulos and C. N. Capsalis, "Multi-objective antenna array

- design using the method of genetic algorithms”, *WSEAS Transactions on Communications*, vol. 4, no. 8, pp. 739-744, 2005.
- [49] M. A. Panduro, D. H. Covarrubias, C. A. Brizuela and F. R. Marante, “A multi-objective approach in the linear antenna array design”, *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 59, Issue 4, pp. 205-212, June 2005.
- [50] P. Yazdanbakhsh and K. Solbach, “Performance optimization of monopole four square array antenna using the method of genetic algorithms”, *Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2007)*, Edinburgh, November 2007.
- [51] P. K. Varlamos, P. J. Papakanellos, S. C. Panagiotou and C. N. Capsalis, “Multi-objective genetic optimization of Yagi-Uda arrays with additional parasitic elements”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no.4, pp. 92-97, August 2005.
- [52] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, John Wiley and Sons, New York, 1999.
- [53] D. S. Weile and E. Michielssen, “Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: A review”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 3, pp. 343-353, 1997.
- [54] J. M. Johnson and Y. Rahmat-Samii, “Genetic algorithms and method of moments (GA/MoM) for the design of integrated antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 10, pp. 1606-1614, 1999.
- [55] T. Su and H. Ling, “Determining the equivalent impedance boundary condition for corrugated coatings based on the genetic algorithm”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 3, pp. 374-382, 2000.
- [56] Z. F. Li, Y. E. Erdemli, J. L. Volakis and P. Y. Papalambros, “Design optimization of conformal antennas by integrating stochastic algorithms with the hybrid finite-element method”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, pp. 676-684, 2002.
- [57] D. Erni, D. Wiesmann, M. Spuhler, S. Hunziker, E. Moreno, B. Oswald, J. Frohlich and C. Hafner, “Application of evolutionary optimization algorithms in computational optics”, *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 15, no. 2, pp. 43-60, 2000.
- [58] E. Moreno, D. Erni, C. Hafner, R. E. Kunz and R. Vahldieck, “Modeling and optimization of non-periodic grating couplers”, *Optical and Quantum Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 1051-1069, 2002.

- [59] W. Chien and C. Chiu, "Using NU-SSGA to reduce the searching time in inverse problem of a buried metallic object", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 10, pp. 3128-3134, 2005.
- [60] S. M. Cui, A. Mohan and D. S. Weile, "Pareto optimal design of absorbers using a parallel elitist nondominate sorting genetic algorithm and the finite element-boundary integral method", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 6, pp. 2099-2107, 2005.
- [61] D. W. Boeringer, D. H. Werner, and D. W. Machuga, "A simultaneous parameter adaptation scheme for genetic algorithms with application to phased array synthesis", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 356-371, January 2005.
- [62] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley and Sons, 2nd Edition, 1997, ch. 8, App. III.
- [63] J. Kraus, *Κεραίες*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2^η Έκδοση, 1998.
- [64] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, MacMillan, New York, 1968.
- [65] A. Fourie and D. Nitch, "SuperNEC: antenna and indoor-propagation simulation program", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no. 3, pp. 31-48, June 2000.
- [66] SuperNec v. 2.4 Reference Manuals.
- [67] A. Ralston, *A First Course in Numerical Analysis*, McGraw-Hill, New York, 1965.
- [68] K. L. Virga and Y. Rahmat – Samii, "Low-profile enhanced-bandwidth PIFA antennas for wireless communications packaging", *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, vol. 45, no 10, pp.1879 – 1888, Oct. 1997.
- [69] Y. B. Kwon, J. I. Moon and S. O. Park, "An internal triple – band planar inverted – F antenna", *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 341 – 344, 2003.
- [70] Z. D. Liu, P.S. Hall and D. Wake, "Dual-frequency planar inverted – F antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 10, pp. 1451 – 1458, Oct. 1997.
- [71] D. Qi, B. Li and H. Liu, "Compact triple-band planar inverted – F antenna for mobile handsets," *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 41, no 6, pp. 483 – 486, June 2004.

- [72] P. Salonen, M. Keskilamni and M. Kivikoski, “New slot configurations for dual-band planar inverted – F antenna,” *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 28, no 5, pp. 293 – 298, Mar. 2001.
- [73] M. F. Abedin and M. Ali, “Modifying the ground plane and its effect on planar inverted – F antennas (PIFAs) for mobile phone handsets”, *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 226 – 229, 2003.
- [74] N. K. Kouveliotis, S. C. Panagiotou, P. K. Varlamos, T. D. Dimousios and C. N. Capsalis, “Optimizing a PIFA using a genetic algorithms approach”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 22, pp. 453 – 461, 2008.