ΔΗΜΟΚΡΙΤΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΡΑΚΗΣ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ & ΔΙΑΣΤΗΜΙΚΗΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΩΝ

Μικροκυματικές Τεχνικές Προσανατολισμού Ακτινοβολούμενης Δέσμης
(Σχεδιασμός Συστημάτων Ηλεκτρονικού Ελέγχου)

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ
ΦΑΝΟΥΡΙΟΥ ΕΜΜ. ΦΑΚΟΥΚΑΚΗ

Επιβλέπων
Καθηγητής Γ.Α. Κυριακού

ΞΑΝΘΗ 2014

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Οι Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες αποτελούν ένα ευρύ ερευνητικό πεδίο, με εφαρμογές στα συστήματα Ραντάρ και τις δορυφορικές επικοινωνίες, καθώς και σε ένα μεγάλο πλήθος ηλεκτρομαγνητικών συστημάτων εκπομπής-λήψης. Πέρα από τη συστοιχία κεραιών, η βασικότερη διάταξή τους είναι το δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης, το οποίο είναι υπεύθυνο για τη μορφοποίηση και τον προσανατολισμό της ακτινοβολούμενης δέσμης.

Στην παρούσα διατριβή σχεδιάζονται, κατασκευάζονται και μετρώνται καινοτόμα δίκτυα διαμόρφωσης δέσμης, τα οποία προσφέρουν βελτιωμένη λειτουργία στα συστήματα ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών. Τα χαρακτηριστικά που βελτιώνονται είναι πρωτίστως το επίπεδο των πλευρικών λοβών, ο αριθμός και η ικανότητα στροφής των ακτινοβολούμενων δεσμών και δευτερευόντως, το εύρος ζώνης. Συγκεκριμένα, αρχικά σχεδιάζεται ένα σύστημα με πίνακα Butler, το οποίο διαθέτει χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς και αυξημένο αριθμό ακτινοβολούμενων δεσμών. Το σύστημα βασίζεται από τη μία πλευρά σε κλασικές τεχνικές, όπως η ταυτόχρονη διέγερση ζεύγους θυρών εισόδου για τη δημιουργία διαγράμματος ακτινοβολίας χαμηλών δευτερευόντων λοβών και από την άλλη, εισάγει την τεχνική της ολίσθησης της ακολουθίας φάσης εξόδου, με στόχο την αύξηση του αριθμού των δεσμών. Τα αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα κρίνονται ικανοποιητικά.

Ακολούθως, η έρευνα έχει να κάνει με την ανάπτυξη καινοτόμων δικτυωμάτων τύπου πίνακα Butler και Nolen με δυνατότητα δημιουργίας ανομοιόμορφων κατανομών πλάτους τροφοδοσίας. Το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών που μπορεί να επιτευχθεί είναι εν γένει χαμηλότερο από -30dB. Τα αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων είναι ικανοποιητικά, επιβεβαιώνοντας τη σχεδιαστική αρχή και σε μεγάλο ποσοστό, τις αρχικές προδιαγραφές. Η μεθοδολογία σχεδιασμού μπορεί να

εφαρμοσθεί και σε δισδιάστατες τοπολογίες, κατάλληλες για την τροφοδοσία επίπεδων συστοιχιών.

Η μελέτη επεκτείνεται και σε σύμμορφες κυκλικές και πολυεδρικές συστοιχίες, οι οποίες παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον, εξαιτίας της γεωμετρίας τους. Έμφαση δίνεται στην τεχνική της μεταγωγής της διέγερσης, όπου παρουσιάζονται αποδοτικότεροι τρόποι εφαρμογής της, με σκοπό την αποτελεσματικότερη κάλυψη του κυκλικού γωνιακού τομέα.

Τέλος, η παρούσα διατριβή μελετά την ανάπτυξη ευρυζωνικών ραδιοσυχνοτικών συστοιχιών μέσω της υλοποίησης μικροκυματικών δικτύων διαμόρφωσης δέσμης. Η τεχνική προέρχεται από τη Μικροκυματική Φωτονική. Τα αποτελέσματα σε επίπεδο προσομοίωσης συστήματος είναι ικανοποιητικά, όπως επίσης και τα πειραματικά αποτελέσματα των μετρήσεων του αναλογικού μικροκυματικού δικτυώματος που κατασκευάστηκε. Έτσι, επιτυγχάνεται προσανατολισμός της δέσμης απαλλαγμένος από το “στραβισμό”, με καθυστέρηση πραγματικού χρόνου, σε ένα ραδιοσυχνοτικό εύρος ζώνης που κυμαίνεται στο 30%.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η εκπόνηση της παρούσας διατριβής στάθηκε κουραστική και επίπονη, αλλά και αρκετά ενδιαφέρουσα. Πρωτίστως, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα της διατριβής Καθηγητή κ. Γεώργιο Κυριακού για την ανάθεση του θέματος, την άριστη και εποικοδομητική συνεργασία μας και τις πολύτιμες συμβουλές του. Ιδιαίτερες ευχαριστίες στον Καθηγητή του Α.Π.Θ. κ. Ιωάννη Σάχαλο για τις χρήσιμες παρατηρήσεις του. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Αν. Καθηγητή του Α.Π.Θ. κ. Ηλία Βαφειάδη και τον Δρ. Θεόδωρο Κάιφα του ΕΡα-ΑΠΘ για τη συνεργασία μας.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ i
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ ii

Κεφάλαιο 1
Εισαγωγή
1.1. Γενική Επισκόπηση 1
1.2. Σκοπός και Πρωτοτυπία της Παρούσας Διατριβής 2
1.3. Μεθοδολογία και Αποτελέσματα 5
1.4. Συμπεράσματα – Συνεισφορά της Διατριβής 9
1.5. Διάρθρωση του Κειμένου 10

Κεφάλαιο 2
Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες Κεραιών
2.1. Εισαγωγή 12
2.2. Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες 19
2.2.1. Γενικά 19
2.2.2. Ηλεκτρονικός Έλεγχος 21
2.3. Συστοιχίες Κεραιών 25
2.3.1. Γραμμικές Συστοιχίες 25
2.3.2. Επίπεδες Συστοιχίες 33
2.3.3. Σύμμορφες Συστοιχίες 35
2.4. Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών 37
2.5. Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης 40
2.5.1. Παράλληλα και Εν Σειρά Δίκτυα Τροφοδοσίας 42
2.5.2. Δίκτυα Διαμόρφωσης Πολλαπλών Δεσμών 42
2.5.2.1. Ο Πίνακας Butler 44
2.5.2.2. Ο Πίνακας Blass 56
2.5.2.3. Ο Πίνακας Nolen 58
2.5.2.4. Μικροκυματικοί Φακοί 59
2.5.3. Δίκτυα Τροφοδοσίας Καθυστέρησης Πραγματικού Χρόνου 61
2.5.4. Άλλες Τοπολογίες Αναλογικών Μικροκυματικών Δικτυωμάτων 63
2.5.5. Μη-Μικροκυματικά Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης 64
2.5.5.1. Ψηφιακή Διαμόρφωση Δέσμης 64
2.5.5.2. Φωτονικά Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης 66
2.5.6. Δίκτυα Τροφοδοσίας Επικαλυπτώμενων Υποσυστοιχιών 67

Κεφάλαιο 3

Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες Τροφοδοτούμενες από Δικτυώματα Τύπου Πίνακα Butler

3.1. Εισαγωγή 70

3.2. Συστοιχίες Χαμηλών Δευτερευόντων Λοβών 71

3.2.1. Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών με Χαμηλούς Δευτερεύοντες Λοβούς 72

3.3. Συστοιχίες Χαμηλών Δευτερευόντων Λοβών με Δικτυώματα Τροφοδοσίας Τύπου Πίνακα Butler 79

3.3.1. Η Τεχνική της Ταυτόχρονης Διέγερσης Πολλαπλών Θυρών Εισόδου 80

3.3.2. Η Τεχνική των Πρόσθετων Κυκλωμάτων Διαίρεσης Ισχύος στις Εξόδους 89

3.3.3. Αποτίμηση των Τεχνικών Ανομοιόμορφης Κατανομής Πλάτους Τροφοδοσίας 93

3.4. Ανάπτυξη Συστήματος Χαμηλών Δευτερευόντων Λοβών και Αυξημένου Αριθμού Δεσμών 94

3.4.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Συστήματος 95

3.4.1.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Πίνακα Butler 8x8 104

3.4.1.2. Προσομοίωση Συστήματος 112

3.4.2. Κατασκευή και Μετρήσεις Πρωτοτύπων 123

3.4.2.1. Κατασκευή και Μετρήσεις του Πίνακα Butler 8x8 123

3.4.2.2. Μετρήσεις Συστήματος 131

3.4.2.3. Σύγκριση Αριθμητικών και Πειραματικών Αποτελεσμάτων 137

3.4.3. Περαιτέρω Αύξηση του Αριθμού των Ακτινοβολούμενων Δεσμών 137

3.5. Συμπεράσματα 141

Κεφάλαιο 4

Ασύμμετρα Δικτυώματα Τύπου Πίνακα Butler

4.1. Εισαγωγή 143

4.2. Σχεδιασμός Ασύμμετρων Δικτυωμάτων Τύπου Πίνακα Butler 144

4.2.1. Γενική Αρχή Σχεδιασμού 144

4.2.1.1. Το Κύκλωμα Ασύμμετρης Διαίρεσης Ισχύος 147

4.2.1.2. Ο Ασύμμετρος Πίνακας Butler 153
4.2.2. Ο Ασύμμετρος Υβριδικός Συζεύκτης 158
4.2.3. Σύγκριση Ασύμμετρης Τοπολογίας και Διέγερσης Πολλαπλών Θυρών Εισόδου 162
4.3. Σχεδιασμός και Υλοποίηση Ασύμμετρου Πίνακα Butler 4 εισόδων – 4 εξόδων 164
4.3.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Ασύμμετρου Συζεύκτη 165
4.3.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Κυκλώματος Ασύμμετρης Διαίρεσης Ισχύος 167
4.3.3. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Πίνακα 169
4.3.4. Κατασκευή και Μετρήσεις 181
4.4. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα Butler 8 εισόδων – 8 εξόδων 189
4.4.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση των Ασύμμετρων Συζευκτών 190
4.4.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση των Κυκλωμάτων Ασύμμετρης Διαίρεσης Ισχύος 193
4.4.3. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Πίνακα 197
4.5. Ασύμμετρα Δικτυώματα Τύπου Πίνακα Butler με Ασύμμετρους Διαιρέτες Wilkinson 207
4.5.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα Butler 4 εισόδων – 4 εξόδων 210
4.5.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα Butler 8 εισόδων – 8 εξόδων 216
4.6. Σύγκριση των Δύο Τοπολογιών 218
4.7. Συμπεράσματα 221

Κεφάλαιο 5

Ασύμμετρα Δικτυώματα Τύπου Πίνακα Nolen

5.1. Εισαγωγή 223
5.2. Γενική Περιγραφή του Πίνακα Nolen 227
5.3. Σύνθεση Ασύμμετρων Δικτυωμάτων Τύπου Πίνακα Nolen 234
5.4. Ο Ασύμμετρος Συζεύκτης 238
5.5. Σχεδιασμός και Υλοποίηση Ασύμμετρου Πίνακα 4 εισόδων – 4 εξόδων Τύπου Nolen 241
5.5.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση των Ασύμμετρων Συζευκτών 244
5.5.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Πίνακα 248
5.5.3. Κατασκευή και Μετρήσεις 258

5.6. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα
8 εισόδων – 8 εξόδων Τύπου Nolen 266
5.7. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα
4 εισόδων – 8 εξόδων Τύπου Nolen 270
5.7.1. Ασύμμετρος Πίνακας 4x8 Τύπου Nolen με Κυκλώματα
Μεταγόμενων Φασηθετών 272
5.7.2. Σύγκριση των Δικτυωμάτων 8x8 και 4x8 274
5.8. Συμπεράσματα και Σύγκριση με τον Πίνακα Butler 275
5.8.1. Σύνοψη Εργασιών σε Δικτυώματα Τύπου Nolen 275
5.8.2. Σύγκριση με τα Ασύμμετρα Δικτυώματα Τύπου
Πίνακα Butler 275

Κεφάλαιο 6
Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Σύμμορφες Συστοιχίες
6.1. Εισαγωγή 278
6.2. Κυκλικές Συστοιχίες Τύπου Δακτυλίου 280
6.3. Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Κυκλικές Συστοιχίες 283
6.3.1. Διέγερση Ρυθμών Φάσης 283
6.3.2. Επίδραση του Διαγράμματος Ακτινοβολίας του Στοιχείου 284
6.3.3. Τροφοδοσία Κυκλικών Συστοιχιών Δακτυλίου
με Πίνακα Butler 286
6.3.4. Πολυρυθμική Συστοιχία Δακτυλίου Τροφοδοτούμενη
από Πίνακα Butler 289
6.3.5. Μεταγωγή της Διέγερσης 291
6.4. Πολυεδρικές Συστοιχίες 298
6.5. Σχεδιασμός Πολυρυθμικής Κυκλικής Συστοιχίας Δακτυλίου
Τροφοδοτούμενης από Πίνακα Butler 300
6.6. Σχεδιασμός Κυκλικής Συστοιχίας Δακτυλίου με Μεταγωγή
της Διέγερσης 314
6.7. Σχεδιασμός Κυκλικής Συστοιχίας Τόξου Δακτυλίου
Τροφοδοτούμενης από Πίνακα Butler 320
6.7.1. Συστοιχία 8 Κεραιών Τόξου Δακτυλίου 90^{o} 321
6.7.2. Συστοιχία 16 Κεραιών Τόξου Δακτυλίου 120^{o} 322
6.7.3. Συμπεράσματα 323
6.8. Σχεδιασμός Πολυεδρικών Συστοιχιών Τροφοδοτούμενων από
Πίνακα Butler 324
6.8.1. Σχεδιασμός Πολυεδρικής Συστοιχίας 4 Κεραιών 326
6.8.2. Σχεδιασμός Πολυεδρικής Συστοιχίας 8 Κεραιών 330

6.8.3. Σχεδιασμός Πολυεδρικής Συστοιχίας 16 Κεραιών 333
6.8.4. Συμπεράσματα 334
6.9. Σύνοψη Εργασιών 335

Κεφάλαιο 7
Μικροκυματική Διαμόρφωση Δέσμης σε Ραδιοσυχνοτικά Συστήματα Κεραιών Ευρείας Ζώνης
7.1. Εισαγωγή 336
7.2. Συστήματα Κεραιών Μικροκυματικής Φωτονικής 339
7.2.1. Οπτική Διαμόρφωση Δέσμης Μικροκυματικής Συστοιχίας Φάσης 340
7.3. Ραδιοσυχνοτικά Συστήματα Κεραιών με Μικροκυματική Διαμόρφωση Δέσμης 347
7.4. Σχεδιασμός Ευρυζωνικής Ραδιοσυχνοτικής Συστοιχίας Φάσης με Μικροκυματική Διαμόρφωση Δέσμης 359
7.4.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Ασύμμετρου Πίνακα Butler 4x4 360
7.4.1.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Ασύμμετρου Συζεύκτη 361
7.4.1.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Ασύμμετρου Πίνακα Butler 363
7.4.1.3. Προσανατολισμός της Δέσμης σε Λειτουργία Ευρείας Ζώνης 370
7.4.2. Προσομοίωση Συστήματος 373
7.4.3. Κατασκευή και Μετρήσεις του Ασύμμετρου Πίνακα Butler 383
7.5. Σχεδιασμός Μιλλιμετρικού Δικτύου Διαμόρφωσης Δέσμης για την Τροφοδοσία Ευρυζωνικής Μικροκυματικής Συστοιχίας Φάσης 388
7.6. Συμπεράσματα 391

Κεφάλαιο 8
Συμπεράσματα – Μελλοντικές Εργασίες
8.1. Συμπεράσματα 393
8.2. Μελλοντικές Εργασίες 395

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 397
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΔΗΜΟΣΙΕΥΜΕΝΩΝ ΕΡΓΑΣΙΩΝ 408
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ 409
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ 429

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1. Γενική Επισκόπηση

Η παρούσα διατριβή πραγματεύεται τη μελέτη, το σχεδιασμό και την ανάπτυξη συστημάτων ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών. Τα συστήματα αυτά αποτελούνται από συστοιχίες κεραιών και τα δίκτυα (ή δικτυώματα) τροφοδοσίας τους (ή δίκτυα διαμόρφωσης δέσμης), τα οποία επιτρέπουν τον προσανατολισμό της ακτινοβολούμενης δέσμης χρησιμοποιώντας ηλεκτρονικό έλεγχο των διατάξεων, αποφεύγοντας έτσι τη μηχανική περιστροφή. Η λειτουργία των δικτύων διαμόρφωσης δέσμης περιλαμβάνει την τροφοδοσία της συστοιχίας με τις κατάλληλες διεγέρσεις, έτσι ώστε αυτή να ακτινοβολεί σύμφωνα με τις απαιτήσεις. Κατά συνέπεια, το δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης αποτελεί τη βασικότερη διάταξη τέτοιων συστημάτων. Για το λόγο αυτό, η εργασία αυτή δίνει έμφαση στο σχεδιασμό και την ανάπτυξη καινοτόμων δικτύων διαμόρφωσης δέσμης, τα οποία προσδίδουν σημαντικά πλεονεκτήματα στα συστήματα ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών που τα χρησιμοποιούν. Η βελτίωση των χαρακτηριστικών μιας ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενης συστοιχίας επιτυγχάνεται μέσω του σχεδιασμού ενός εξελιγμένου δικτυώματος τροφοδοσίας, καθώς αυτό αποτελεί το βασικότερο υποσύστημά της.

Η μελέτη δεν αφιερώνεται μόνο σε τεχνικές προσανατολισμού της δέσμης, αλλά επεκτείνεται και σε άλλα βασικά θέματα, όπως η μορφοποίηση του

διαγράμματος ακτινοβολίας και ιδιαίτερα, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών. Βασικό αντικείμενο είναι οι γραμμικές συστοιχίες κεραιών, όμως οι τεχνικές μπορούν να εφαρμοστούν και σε δισδιάστατες επίπεδες γεωμετρίες, καθώς και σε σύμμορφες (ιδίως κυκλικές και πολυεδρικές) συστοιχίες.

Συνεπώς, παρατίθεται μία γενικότερη προσέγγιση στο σχεδιασμό βελτιωμένων συστημάτων ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών. Τα αποτελέσματα, τόσο της προσομοίωσης, όσο και των μετρήσεων είναι ικανοποιητικά και ενθαρρυντικά, επιβεβαιώνοντας τις αρχές λειτουργίας των τεχνικών που προτείνονται. Έτσι, οι προτεινόμενες τεχνικές και μεθοδολογίες θα μπορούσαν κάλλιστα να εφαρμοστούν σε μελλοντικά συστήματα κεραιών.

Η μελέτη και η ερευνητική δραστηριότητα πάνω στις ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενες συστοιχίες (ή συστοιχίες φάσης) είναι πλούσια, όπως και η σχετική βιβλιογραφία [1-14]. Σκοπός της εμφάνισής τους, λίγο μετά τον Β’ παγκόσμιο πόλεμο, ήταν η ανάπτυξη συστημάτων κεραιών για αμυντικές εφαρμογές, κυρίως Ραντάρ, που θα είναι σε θέση να σαρώνουν την ακτινοβολούμενη δέσμη χωρίς μηχανική περιστροφή. Λόγω των ιδιαίτερων πλεονεκτημάτων που προσφέρουν, η μελέτη και η εφαρμογή τους έχει επεκταθεί σε όλο σχεδόν το φάσμα των εμπορικών και αμυντικών εφαρμογών, όπως τα συστήματα επίγειων και δορυφορικών επικοινωνιών, συστήματα Ραντάρ και ηλεκτρονικού πολέμου, αισθητήρων, κ.ά.

Τέλος, οι τεχνικές σχεδιασμού και υλοποίησης που προτείνονται στην παρούσα εργασία μπορούν να εφαρμοστούν σε οποιοδήποτε σύστημα απαιτεί βελτιωμένη λειτουργία με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, όπως αυτά αναλύονται στα επόμενα κεφάλαια.

1.2. Σκοπός και Πρωτοτυπία της Παρούσας Διατριβής

Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι ο σχεδιασμός και η ανάπτυξη βελτιωμένων συστημάτων ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών μέσω της υλοποίησης καινοτόμων δικτυωμάτων τροφοδοσίας που

βελτιώνουν όχι μόνο την ικανότητα προσανατολισμού της ακτινοβολούμενης δέσμης, αλλά και την ικανότητα μορφοποίησής της.

Συγκεκριμένα, στη διατριβή μελετάται κυρίως η βελτίωση τριών βασικών χαρακτηριστικών μιας ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενης συστοιχίας: αρχικά, η ικανότητα προσανατολισμού της δέσμης και η κάλυψη του γωνιακού τομέα, κυρίως μέσω της αύξησης του αριθμού των ακτινοβολούμενων δεσμών. Επιπρόσθετα, ερευνώνται τεχνικές μείωσης του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών. Το μεγαλύτερο μέρος της έρευνας καλύπτει τα παραπάνω θέματα, σε γραμμικές και σύμμορφες κύκλικες συστοιχίες. Όμως, η μελέτη επεκτείνεται και στο σχεδιασμό συστημάτων ευρείας ζώνης, χρησιμοποιώντας συμβατικές τεχνικές της μικροκυματικής φωτονικής.

Γενικά, η ολοένα αυξανόμενη χρήση παρόμοιων διατάξεων κεραιών, σε συνδυασμό με την αύξηση των απαιτήσεων λειτουργίας των συστημάτων, έχουν ως αποτέλεσμα τη συνεχή έρευνα πάνω στην αρχιτεκτονική και στο σχεδιασμό τους. Τελικός στόχος της εργασίας είναι η συνεισφορά στο σχεδιασμό βελτιωμένων δικτύων διαμόρφωσης δέσμης, τα οποία θα αποτελέσουν τη βάση για την ανάπτυξη εξελιγμένων συστημάτων κεραιών ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενης δέσμης.

Πρέπει να τονιστεί ότι η παρούσα διατριβή επικεντρώνεται στο σχεδιασμό συστημάτων που βασίζονται σε δίκτυα διαμόρφωσης δέσμης τύπου πίνακα. Το βάρος δίνεται σε πίνακες Butler [23-24] και Nolen [26]. Το βασικό στοιχείο πρωτοτυπίας, πέρα από την τεχνική της αύξησης του αριθμού των ακτινοβολούμενων δεσμών, είναι ο σχεδιασμός δικτυωμάτων τα οποία είναι ικανά να παρέχουν ανομοιόμορφες κατανομές πλάτους στις εξόδους τους και κατά συνέπεια, πολύ χαμηλή στάθμη δευτερευόντων λοβών (SLL<-20dB).

Συγκεκριμένα, ένα από τα βασικά μειονεκτήματα των δικτυωμάτων τύπου πίνακα Butler είναι η αδυναμία δημιουργίας ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους, με συνέπεια το διάγραμμα ακτινοβολίας της τροφοδοτούμενης συστοιχίας να διαθέτει σχετικά μέτριο επίπεδο δευτερευόντων λοβών

(≈-13dB). Παρόλα αυτά, οι προσπάθειες βελτίωσης του συγκεκριμένου χαρακτηριστικού ήταν έως τώρα σπάνιες και συντηρητικές στον τρόπο αντιμετώπισής του, π.χ. [70,72,74]. Όμως, στην παρούσα εργασία σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν καινοτόμες τοπολογίες τύπου πίνακα Butler, οι οποίες μπορούν να παράγουν ανομοιόμορφες κατανομές πλάτους, οδηγώντας έτσι σε διαγράμματα ακτινοβολίας με εξαιρετικά χαμηλές τιμές του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών (π.χ. -30dB). Οι τοπολογίες που παρατίθενται βασίζονται στο συμβατικό πίνακα Butler, διατηρούν όλα τα βασικά πλεονεκτήματά του, ενώ διαθέτουν σχετικά χαμηλή πολυπλοκότητα και χαμηλό κόστος. Επιπλέον, προσφέρουν ευελιξία στην επιλογή της κατανομής πλάτους αλλά και στη χρήση των διατάξεων και της τεχνολογίας υλοποίησης.

Σε ότι αφορά τα δικτυώματα τύπου πίνακα Nolen, θα μπορούσε να πει κανείς ότι ο σχεδιασμός τους χαρακτηρίζεται περισσότερο καινοτόμος, καθώς δικτυώματα τέτοιου τύπου έχουν αποτελέσει αντικείμενο έρευνας και εφαρμογής εξαιρετικά σπάνια [104-105]. Παρόλα αυτά, μπορούν κάλλιστα να χρησιμοποιηθούν σαν εναλλακτικές λύσεις, προσφέροντας σημαντικά πλεονεκτήματα, όχι μόνο σε συστοιχίες φάσης, αλλά και σε συστοιχίες σάρωσης συχνότητας. Έτσι, με βάση τον πίνακα Nolen, σχεδιάστηκαν και αναπτύχθηκαν νέου τύπου δικτυώματα που μπορούν να προσφέρουν ανομοιόμορφες κατανομές πλάτους, διατηρώντας τη σειριακή δομή τροφοδοσίας και αποφεύγοντας συγκριτικά μειονεκτήματα των δικτυωμάτων τύπου πίνακα Butler.

Επιπλέον, παρουσιάζεται η μέθοδος της ολίσθησης της δέσμης σε κυκλικές συστοιχίες [118] και η τεχνική της μεταγωγής της διέγερσης σε συστήματα σύμμορφων συστοιχιών, η οποία επιτρέπει την τροφοδοσία μεγάλων συστοιχιών από μικρότερης τάξης δικτυώματα [119]. Το καινοτόμο στοιχείο αφορά στη βελτίωση των υπαρχόντων αποτελεσμάτων, στην υλοποίηση επικαλυπτόμενων υποσυστοιχιών με την τεχνική της μεταγωγής της

διέγερσης, καθώς και στην προσπάθεια μείωσης του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών χρησιμοποιώντας τα νέου τύπου δίκτυα που παρουσιάζονται σε αυτήν τη διατριβή.

Τέλος, στο μέρος της εργασίας που πραγματεύεται το σχεδιασμό συστημάτων ευρείας ζώνης, υλοποιήθηκε για πρώτη φορά σε συστοιχίες ραδιοσυχνοτήτων μία τεχνική που εφαρμόζεται ήδη στο πεδίο της μικροκυματικής φωτονικής [47-52]. Είναι γεγονός ότι συστήματα που συνδυάζουν μικροκυματικές και οπτικές (φωτονικές) διατάξεις είναι σε ευρεία χρήση, εκμεταλλεύομενα τα πλεονεκτήματα (ιδιαίτερα του πολύ μεγάλου εύρους ζώνης) που προσφέρει η χρήση οπτικών διατάξεων και σημάτων. Όμως, στην παρούσα διατριβή έγινε μία πρώτη προσπάθεια εφαρμογής αυτής της καλά μελετημένης τεχνικής, σε διαφορετικές συχνοτικές ζώνες και συγκεκριμένα σε κεραίες ραδιοσυχνοτήτων (*Radio Frequency, RF*) υπερ-ευρείας ζώνης λειτουργίας (*Ultra-Wideband, UWB*), με επεξεργασία υλοποιούμενη από μικροκυματικά κυκλώματα σχετικά υψηλών συχνοτήτων.

1.3. Μεθοδολογία και Αποτελέσματα

Αρχικά, σε ότι αφορά τον προσανατολισμό της ακτινοβολούμενης δέσμης, εφαρμόζεται μία τεχνική αύξησης του αριθμού των δεσμών, αποφεύγοντας όμως την αύξηση της τάξης του πίνακα. Η τεχνική βασίζεται στην ολίσθηση της ακολουθίας φάσης εξόδου ενός δικτυώματος, κάνοντας χρήση πρόσθετων κυκλωμάτων διακοπτών και φασηθετών. Τα κυκλώματα αυτά, λειτουργώντας κάτω από τον κατάλληλο ηλεκτρονικό έλεγχο, δημιουργούν επιπλέον κατανομές φάσης στα στοιχεία της συστοιχίας, μέσω της ολίσθησης των ήδη υπαρχόντων, με αποτέλεσμα τη δημιουργία επιπρόσθετων ακτινοβολούμενων δεσμών. Η αύξηση του αριθμού των δεσμών οδηγεί σε βελτιωμένη κάλυψη του γωνιακού τομέα ενδιαφέροντος, καθώς οι πυκνότερες δέσμες αυξάνουν τη διαθεσιμότητα του μεγίστου κέρδους της

συστοιχίας. Αυτό επιτυγχάνεται με σχετικά απλό και χαμηλού κόστους τρόπο, αποφεύγοντας τη χρήση μεγαλύτερων δικτυωμάτων τροφοδοσίας ή/και συστοιχιών.

Από την άλλη πλευρά, μεγάλο μέρος της έρευνας αφιερώνεται στο σχεδιασμό δικτυωμάτων διαμόρφωσης δέσμης, τα οποία είναι ικανά να δημιουργήσουν ανομοιόμορφες κατανομές πλάτους στις εξόδους τους. Η τροφοδοσία της συστοιχίας με κατάλληλη ανομοιόμορφη κατανομή πλάτους οδηγεί στη δημιουργία διαγράμματος ακτινοβολίας με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς. Η πρώτη προσέγγιση γίνεται εφαρμόζοντας την ήδη γνωστή τεχνική της ταυτόχρονης διέγερσης πολλαπλών θυρών ενός πίνακα Butler [7, 23, 29, 62, 66]. Η τεχνική εφαρμόζεται για την περίπτωση ταυτόχρονης διέγερσης δύο θυρών (ζευγών) και επιβεβαιώνεται με τη χρήση εκτεταμένων αποτελεσμάτων προσομοίωσης και μετρήσεων. Για το σκοπό αυτό, κατασκευάστηκε και μετρήθηκε ένα πρωτότυπο μικροταινιακό κύκλωμα πίνακα Butler 8 εισόδων – 8 εξόδων, δίνοντας ικανοποιητικά αποτελέσματα που επιβεβαιώνουν τη μεθοδολογία σχεδιασμού.

Όμως, η έμφαση σε αυτό το μέρος της έρευνας δίνεται στη σύνθεση και το σχεδιασμό νέων δικτυωμάτων ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους, αποφεύγοντας την τεχνική της ταυτόχρονης διέγερσης πολλαπλών εισόδων. Οι μέχρι τώρα προσεγγίσεις περιελάμβαναν συνήθως τοπολογίες όπου ήταν απαραίτητη η αύξηση του αριθμού των θυρών εξόδου (και των κεραιών) [69-73]. Επίσης, έχει γίνει μία σχετικά συντηρητική προσπάθεια χρήσης ασύμμετρων συζευκτών [74]. Όμως, στην παρούσα εργασία η μεθοδολογία σχεδιασμού βασίζεται στη χρήση ευέλικτων διατάξεων ασύμμετρων συζευκτών, οι οποίες μπορούν να παρέχουν εξαιρετικά υψηλούς λόγους διαίρεσης ισχύος και συνεπώς, ο πίνακας Butler μπορεί να δημιουργήσει διαγράμματα ακτινοβολίας με εξαιρετικά χαμηλό επίπεδο δευτερευόντων λοβών (<-30dB).

Έτσι, με βάση το συμβατικό πίνακα Butler, συντέθηκαν και σχεδιάστηκαν νέου τύπου δικτυώματα, τα οποία διατηρούν τα βασικά χαρακτηριστικά ενός πίνακα Butler, διαθέτουν όμως το συγκριτικό πλεονέκτημα του βελτιωμένου επιπέδου δευτερευόντων λοβών (SLL) λόγω της δημιουργίας ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους στις εξόδους (είσοδοι κεραιών). Η βασική αρχή σχεδιασμού είναι σχετικά απλή και στηρίζεται στο σχεδιασμό ασύμμετρων κατευθυντικών-υβριδικών συζευκτών, διατάξεις από τις οποίες αποτελείται ένας πίνακας Butler, καθώς και κυκλωμάτων ανισομερούς διαίρεσης ισχύος που συνθέτουν το δικτύωμα. Κατά συνέπεια, η τελική τοπολογία είναι απλώς μία τροποποιημένη εκδοχή της συμβατικής τοπολογίας του πίνακα Butler. Ενώ η αρχή σχεδιασμού παραμένει πάντα η ίδια, παρατίθενται διαφορετικές υλοποιήσεις, με βάση τη διάταξη σύζευξης-διαίρεσης ισχύος που χρησιμοποιείται. Η ιδέα επιβεβαιώνεται από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, αλλά και από τα αποτελέσματα των μετρήσεων των πρωτότυπων κυκλωμάτων που κατασκευάστηκαν. Τέλος, πρέπει να τονιστεί ότι η δυνατότητα προσανατολισμού της δέσμης δεν επηρεάζεται από τους νέους τρόπους υλοποίησης, διατηρώντας τις γωνιακές διευθύνσεις των ακτινοβολούμενων δεσμών που ορίζονται από το συμβατικό πίνακα Butler.

Αντίθετα, η μελέτη και ο σχεδιασμός δικτυωμάτων που βασίζονται στον πίνακα Nolen στηρίζεται στον εξ’ ολοκλήρου επανασχεδιασμό του δικτυώματος, διατηρώντας όμως τη βασική τοπολογία του πίνακα. Στόχος είναι και πάλι η σύνθεση δικτυωμάτων ικανών να παράγουν ανομοιόμορφες κατανομές πλάτους. Μέχρι τώρα, οι εξαιρετικά λιγοστές υλοποιήσεις του πίνακα Nolen, αφορούσαν στη συμβατική του μορφή, προσφέροντας έτσι μόνο ομοιόμορφη κατανομή πλάτους στις εξόδους [104, 107-108]. Πέρα από αυτό, μόνο μία περίπτωση πίνακα Nolen ανομοιόμορφης κατανομής έχει αναφερθεί πρόσφατα στη βιβλιογραφία, χρησιμοποιώντας όμως την τεχνική της αύξησης των θυρών εξόδου [105].

Όμως, στην παρούσα διατριβή παρουσιάζεται η ανάπτυξη ασύμμετρων δικτυωμάτων τύπου Nolen χωρίς την απαίτηση αύξησης των θυρών εξόδου. Η βασική ιδέα δε στηρίζεται τώρα στην ύπαρξη ασύμμετρων συζευκτών, καθώς αυτοί είναι απαραίτητοι και στη συμβατική τοπολογία του πίνακα, αποτελώντας βασικές του διατάξεις. Αντίθετα, προτείνεται μία εντελώς καινοτόμα τοπολογία, η οποία βέβαια στηρίζεται στη σειριακή δομή του πίνακα Nolen. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και των μετρήσεων του πρωτότυπου μικροταινιακού κυκλώματος που κατασκευάστηκε, επιβεβαιώνουν την αρχή λειτουργίας και σχεδιασμού.

Επιπρόσθετα, σε ότι αφορά την τροφοδοσία των σύμμορφων συστοιχιών, μελετάται αρχικά η μέθοδος της ολίσθησης της δέσμης σε κυκλικές συστοιχίες [118]. Παράλληλα, παρουσιάζονται και επεκτείνονται τα αποτελέσματα της τεχνικής της μεταγωγής της διέγερσης, τα οποία αρχικά επιβεβαιώνουν τις προηγούμενες σχετικές μελέτες [119], αλλά και προσφέρουν σημαντικές βελτιώσεις, όπως η κάλυψη των κενών γωνιακών τομέων. Η τεχνική αυτή επιτρέπει την τροφοδοσία μιας σχετικά μεγάλης κυκλικής συστοιχίας από μικρότερης τάξης δίκτυα, μετάγοντας τη διέγερση (κατανομές πλάτους και φάσης) που αυτά δημιουργούν σε διαφορετικές υποσυστοιχίες της ίδιας συστοιχίας. Επιπλέον, μελετήθηκε η δυνατότητα μείωσης του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών, ιδιαίτερα σε πολυεδρικές συστοιχίες, με τη χρήση των δικτυωμάτων ανομοιόμορφης κατανομής, συνδυάζοντάς τα με τις ήδη γνωστές τεχνικές.

Τέλος, στο θέμα του σχεδιασμού συστημάτων ευρείας ζώνης, εφαρμόστηκε μία καλά διατυπωμένη και ευρέως χρησιμοποιούμενη τεχνική της μικροκυματικής φωτονικής, όπου οπτικά σήματα και διατάξεις χρησιμοποιούνται για την επεξεργασία μικροκυματικών σημάτων [47-52]. Συγκεκριμένα, εφαρμόζοντας την ίδια ιδέα για διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων, χρησιμοποιήθηκε ένα μικροκυματικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης σχετικά υψηλής συχνότητας λειτουργίας για την υλοποίηση μιας

ευρυζωνικής ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενης συστοιχίας, η οποία λειτουργεί σε σχετικά χαμηλότερες συχνότητες ραδιοκυμάτων (RF). Έτσι, καθώς το εγγενές εύρος ζώνης ενός μικροκυματικού σήματος εκτείνεται σε αρκετές δεκάδες (ή εκατοντάδες) MHz, η χρήση μικροκυματικού δικτύου διαμόρφωσης δέσμης προσφέρει λειτουργία ευρείας ζώνης στα σήματα των ραδιοκυμάτων και άρα, υλοποιείται μία ευρείας ζώνης RF συστοιχία. Οι δυνατότητες μπορούν να επεκταθούν ακόμα και στη δημιουργία καθυστέρησης πραγματικού χρόνου (*True-Time Delay, TTD*) [138] για τις ευρυζωνικές RF συστοιχίες. Πέρα από τη λειτουργία ευρείας ζώνης, η τεχνική προσφέρει μείωση των διαστάσεων των δικτυωμάτων, καθώς και ανοσία από παρεμβολές ραδιοκυμάτων.

Η χρήση της τεχνικής αυτής με τον συγκεκριμένο τρόπο δεν έχει αναφερθεί έως τώρα στη βιβλιογραφία. Για την επιβεβαίωση της ιδέας, πέρα από το σχεδιασμό συστήματος, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένας πίνακας Butler με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς, στη ζώνη X (8-12GHz), ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για τη διαμόρφωση δέσμης μιας ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενης συστοιχίας στις ζώνες VHF και UHF. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης συστήματος επιβεβαιώνουν τη μεθοδολογία, όμως το πραγματικό εύρος ζώνης του ραδιοσυχνοτικού συστήματος κυμαίνεται στο 30%, λόγω περιορισμών στα διαγράμματα ακτινοβολίας.

1.4. Συμπεράσματα – Συνεισφορά της Διατριβής

Η παρούσα εργασία αποτελεί μία προσπάθεια σχεδιασμού καινοτόμων και πρωτότυπων συστημάτων ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών που θα είναι σε θέση να προσφέρουν βελτιωμένα χαρακτηριστικά λειτουργίας. Η προσέγγιση ξεκινά από το σχεδιασμό σε επίπεδο συστήματος και επεκτείνεται στη σύνθεση, τον κυκλωματικό σχεδιασμό και την ανάπτυξη των δικτύων διαμόρφωσης δέσμης, ενώ τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και των μετρήσεων επιβεβαιώνουν εν γένει τις αρχικές ιδέες σχεδιασμού.

Παρατίθεται έτσι μία ολοκληρωμένη σχεδιαστική προσέγγιση, ξεκινώντας από το επίπεδο συστήματος και φτάνοντας μέχρι τη σύνθεση του δικτύου τροφοδοσίας, την κατασκευή πρωτοτύπου και τον πειραματικό έλεγχό του.

Καθώς τα σύγχρονα συστήματα κεραιών είναι αρκετά πολύπλοκα, απαιτώντας σημαντική γνώση σε πολλά πεδία έρευνας, είναι αναγκαίο να γίνει μία συστηματική στόχευση σε συγκεκριμένα αντικείμενα. Έτσι, δίνοντας έμφαση στην υλοποίηση αναλογικών μικροκυματικών δικτύων διαμόρφωσης δέσμης, προτείνονται λύσεις και βελτιώσεις για κάποια από τα βασικότερα και κρισιμότερα χαρακτηριστικά μιας ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενης συστοιχίας. Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι οι προτεινόμενες λύσεις επαληθεύονται και επιβεβαιώνονται από πειραματικά δεδομένα μετρήσεων, κάτι που τις καθιστά ικανές να εφαρμοστούν άμεσα σε πραγματικά συστήματα.

Κατά συνέπεια, η συνεισφορά της διατριβής έγκειται όχι μόνο στο γεγονός της σύνθεσης και του σχεδιασμού νέου τύπου δικτύων διαμόρφωσης δέσμης και ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών, αλλά κυρίως στην πειραματική ανάπτυξη και επιβεβαίωση της λειτουργίας τους μέσω μετρήσεων. Έτσι, προσφέρεται μία ολοκληρωμένη προσέγγιση επί του θέματος που υποστηρίζεται από θεωρητικά και πειραματικά δεδομένα, προτείνοντας επιβεβαιωμένες λύσεις για πραγματικά συστήματα.

1.5. Διάρθρωση του Κειμένου

Το δεύτερο κεφάλαιο της διατριβής παρουσιάζει κάποια βασικά στοιχεία για τις ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενες συστοιχίες και τα δικτυώματα τροφοδοσίας τους, παρέχοντας το υπόβαθρο για τα θέματα που εξετάζονται στη συνέχεια.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται αναλυτικά ο σχεδιασμός και η ανάπτυξη συστημάτων που βασίζονται στον πίνακα Butler και υλοποιούν την τεχνική της ταυτόχρονης διέγερσης των θυρών εισόδου ανά ζεύγη. Επίσης,

υλοποιείται η τεχνική της ολίσθησης της ακολουθίας φάσης εξόδου του πίνακα Butler, με σκοπό την αύξηση του αριθμού των ακτινοβολούμενων δεσμών.

Το τέταρτο κεφάλαιο πραγματεύεται τη μελέτη, το σχεδιασμό και την υλοποίηση καινοτόμων ασύμμετρων δικτυωμάτων ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους τύπου πίνακα Butler. Για κάθε περίπτωση παρουσιάζονται εκτεταμένα αποτελέσματα προσομοιώσεων και μετρήσεων, προς επιβεβαίωση του σχεδιασμού.

Το πέμπτο κεφάλαιο περιλαμβάνει τα δικτυώματα που βασίζονται στον πίνακα Nolen. Παρατίθενται η θεωρητική ανάλυση, η μεθοδολογία σχεδιασμού καθώς και αποτελέσματα προσομοίωσης και μετρήσεων του πρωτοτύπου που κατασκευάστηκε.

Στο έκτο κεφάλαιο παρατίθεται η μελέτη των σύμμορφων συστημάτων κεραιών, με έμφαση στις κυκλικές και πολυεδρικές συστοιχίες. Εφαρμόζεται η τεχνική της μεταγωγής της διέγερσης και τα σχετικά αποτελέσματα της προσομοίωσης. Επιπλέον, μελετώνται διαφορετικές γεωμετρίες πολυεδρικών συστοιχιών.

Στο έβδομο κεφάλαιο παρουσιάζεται η προσομοίωση σε επίπεδο συστήματος και ο σχεδιασμός δικτυωμάτων ευρείας ζώνης βασιζόμενοι στις τεχνικές της μικροκυματικής φωτονικής για ευρυζωνικές συστοιχίες ραδιοσυχνοτήτων.

Τέλος, παρουσιάζονται αναλυτικά τα συμπεράσματα και οι προτάσεις για μελλοντική εργασία και βελτίωση.

Κεφάλαιο 2

Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες Κεραιών

2.1. Εισαγωγή

Οι Συστοιχίες Φάσης (*Phased Arrays*) αποτέλεσαν μία επανάσταση στο χώρο των Συστημάτων Ραντάρ (*Radar*), καθώς και των τακτικών και εμπορικών επικοινωνιών, κατά τη διάρκεια του 20^{ου} αιώνα [1-14]. Η έρευνα τους πραγματοποιήθηκε με γοργούς ρυθμούς και αλματώδη βήματα από την περίοδο του Β' παγκοσμίου πολέμου, λόγω της σημαντικής εφαρμογής τους σε αμυντικά συστήματα (ανίχνευση στόχων, κατεύθυνση βλημάτων, παρακολούθηση εχθρικών επικοινωνιών, κ.ά.). Η ιδέα της ανάπτυξής τους ήρθε ως αποτέλεσμα της ανάγκης να υπάρξει ένα ηλεκτρομαγνητικό σύστημα εκπομπής/λήψης το οποίο θα είναι ικανό να ακτινοβολεί μία κατευθυντική δέσμη και να την προσανατολίζει ηλεκτρονικά στο χώρο, χωρίς την ανάγκη μετακίνησης του ίδιου του συστήματος (π.χ. μηχανική περιστροφή). Το βασικό πεδίο ανάπτυξης αυτού του συστήματος ήταν οι αμυντικές εφαρμογές και ειδικότερα, τα συστήματα Ραντάρ, όπου απαιτείται η ανίχνευση και παρακολούθηση στόχων που τις περισσότερες φορές κινούνται με υψηλές ταχύτητες (π.χ. αεροσκάφη). Οι Συστοιχίες Φάσης ικανοποιούν αυτές τις κρίσιμες απαιτήσεις, καθώς προσφέρουν αυξημένες

ταχύτητες σάρωσης της ακτινοβολούμενης δέσμης, δίνοντας έτσι τη δυνατότητα παρακολούθησης στόχων υψηλών ταχυτήτων.

Με την ανάπτυξη των δορυφορικών επικοινωνιών, οι Συστοιχίες Φάσης επεκτάθηκαν και στα δορυφορικά συστήματα, είτε σε στρατιωτικές είτε σε εμπορικές εφαρμογές. Τις τελευταίες δεκαετίες, η χρήση τους έχει εξαπλωθεί σε ολόκληρο σχεδόν το φάσμα των ασύρματων ηλεκτρομαγνητικών συστημάτων, όπως τα Ραντάρ και τα Συστήματα Ηλεκτρονικής Υποστήριξης (*Electronic Support Measures, ESM*), τα Συστήματα Ηλεκτρονικού Πολέμου (*Electronic Warfare, EW*), τα Συστήματα Ηλεκτρονικών Αντιμέτρων (*Electronic Countermeasures, ECM*) και Αντι-Αντιμέτρων (*Electronic Counter-Countermeasures, ECCM*), τα Συστήματα Πληροφοριών (*Signal Intelligence, SIGINT*), καθώς και τα συστήματα επίγειων (π.χ. σημείου-προς-πολλαπλά σημεία, *point-to-multipoint*) και δορυφορικών επικοινωνιών.

Στα συστήματα Ραντάρ οι Συστοιχίες Φάσης δημιούργησαν νέα δεδομένα, αυξάνοντας τη διακριτικότητα και την ακρίβεια εντοπισμού των στόχων, ενώ παράλληλα βελτίωσαν την ικανότητα απόρριψης παρεμβολών και εχθρικών σημάτων. Ακόμη, όπως αναφέρθηκε, δίνουν τη δυνατότητα παρακολούθησης στόχων υψηλής ταχύτητας, καθώς η σάρωση της δέσμης γίνεται ηλεκτρονικά και όχι μηχανικά. Επιπλέον, παρέχουν τη δυνατότητα ταυτόχρονης εκτέλεσης πολλαπλών διεργασιών, όπως ο εντοπισμός και η παρακολούθηση πολλαπλών στόχων, κ.ά. Επίσης, προσφέρουν στα σύγχρονα συστήματα την ικανότητα πολλαπλών λειτουργιών (*multifunction radar*), όπως η παράλληλη παρακολούθηση των καιρικών συνθηκών και η επιτήρηση εναερίου χώρου, κ.ά. Τέλος, πολύ σημαντικές είναι οι αυξημένες δυνατότητες επεξεργασίας σήματος που προσφέρουν, οι οποίες παίζουν κρίσιμο ρόλο σε όλες τις παραπάνω λειτουργίες.

Επιπρόσθετα, τα πλεονεκτήματα που μπορούν να προσφέρουν οι Συστοιχίες Φάσης βρίσκουν εφαρμογή στα Συστήματα Ηλεκτρονικού Πολέμου εν γένει. Πιο χαρακτηριστικά είναι η δυνατότητα προσανατολισμού

της δέσμης σε πολλαπλούς στόχους με αυξημένη ακρίβεια, η ταχύτητα μετάβασης (στροφής) της δέσμης μεταξύ των στόχων και η απόρριψη των παρεμβολών. Ειδικά το θέμα της απόρριψης των παρεμβολών από εχθρικά σήματα είναι καίριο και αποτελεί το βασικό στοιχείο της λειτουργίας των συστημάτων αντιμέτρων και αντι-αντιμέτρων.

Ιδιαίτερη περίπτωση αποτελούν τα συστήματα Ραντάρ και Ηλεκτρονικού Πολέμου που τοποθετούνται σε ιπτάμενες πλατφόρμες (π.χ. αεροσκάφη) ή γενικά σε οχήματα και εγκαταστάσεις όπου είναι σημαντικός και ο αεροδυναμικός παράγοντας. Εκεί, οι Συστοιχίες Φάσης προσφέρουν πρακτικές και ουσιαστικές λύσεις, καθώς μπορούν να υλοποιηθούν ως σύμμορφες (*conformal*), παίρνοντας το σχήμα της πλατφόρμας πάνω στην οποία τοποθετούνται. Μία ξεχωριστή κατηγορία σύμμορφων συστοιχιών φάσης αποτελούν οι λεγόμενες “έξυπνες επιφάνειες” (*smart skins*), οι οποίες εκτείνονται σε ολόκληρες επιφάνειες ή τμήματα αυτών (π.χ. φτερά αεροσκαφών) και προσφέρουν όλα τα παραπάνω πλεονεκτήματα, αλλά και βελτιωμένη αεροδυναμική σχεδίαση, αυξημένη μηχανική αντοχή και σημαντικά μειωμένη ενεργό διατομή ραντάρ (*Radar Cross Section, RCS*).

Τα βασικά πλεονεκτήματα των Συστοιχιών Φάσης επεκτείνονται και στα συστήματα επίγειων και δορυφορικών επικοινωνιών σημείου-προς-πολλαπλά σημεία, όπου προσφέρουν τη δυνατότητα ακριβούς ηλεκτρονικού προσανατολισμού της δέσμης, μειωμένης ισχύος εκπομπής και αυξημένης απόδοσης. Επιπλέον, επιτρέπουν την υψηλή ταχύτητα στροφής της δέσμης μεταξύ των πολλαπλών σημείων επικοινωνίας, η οποία επιτυγχάνεται ηλεκτρονικά, ενώ με τις κατευθυντικές δέσμες που δημιουργούν αυξάνουν σημαντικά τους ρυθμούς μετάδοσης πληροφορίας, το λόγο σήματος προς θόρυβο (*Signal-to-Noise Ratio, SNR*) και το βεληνεκές.

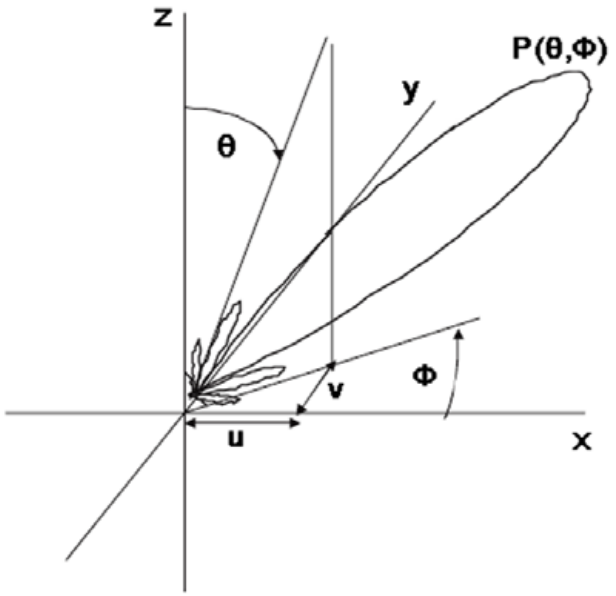
Τα τελευταία χρόνια, οι Συστοιχίες Φάσης βρίσκουν πεδίο εφαρμογής σε νέες αναπτυσσόμενες τεχνολογίες, όπως τα συστήματα Ραδιοσυχνοτικής Ταυτοποίησης (*Radio Frequency Identification, RFID*), τα δίκτυα αισθητήρων

(*sensor networks*), αλλά και στα συστήματα Λογισμικά Ελεγχόμενου Ράδιο (*Software Defined Radio, SDR*) και Γνωσιακού Ράδιο (*Cognitive Radio, CR*). Στα συστήματα RFID οι Συστοιχίες Φάσης προσφέρουν μείωση του όγκου του συστήματος, βελτιώνουν την ποιότητα της κάλυψης, αυξάνουν τους γωνιακούς τομείς και επιτρέπουν τον ταχύ έλεγχο και την ταυτοποίηση πολλαπλών προϊόντων ή/και ανθρώπων. Από την άλλη, στα δίκτυα αισθητήρων απαιτείται επικοινωνία των πολλαπλών αισθητήρων με τον κεντρικό κόμβο ελέγχου, αλλά και μεταξύ τους. Εδώ ο ηλεκτρονικός προσανατολισμός της δέσμης είναι κρίσιμος, ενώ σημαντική παράμετρο αποτελεί η ικανότητα μείωσης της εκπεμπόμενης ισχύος, καθώς και η απόρριψη παρεμβολών και θορύβου. Τέλος, οι Συστοιχίες Φάσης συνεισφέρουν σημαντικά στη βελτίωση της λειτουργίας των συστημάτων Λογισμικά Ελεγχόμενου και Γνωσιακού Ράδιο, καθώς ευνοούν τη λειτουργία χαμηλής ισχύος, επιτρέπουν την αποδοτική επεξεργασία των σημάτων μέσω του λογισμικού και αυξάνουν την ποσότητα της μεταδιδόμενης πληροφορίας.

Έτσι, η βασική ιδιότητα των συστοιχιών φάσης, αλλά και το μεγάλο τους πλεονέκτημα, είναι η δυνατότητα σχηματισμού μιας κατευθυντικής ακτινοβολούμενης δέσμης και ο ηλεκτρονικός προσανατολισμός της στο χώρο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1. Πριν την έλευσή τους, οι κατευθυντικές κεραίες υλοποιούνταν συνήθως με ογκώδεις διατάξεις ανακλαστήρων, ενώ ο προσανατολισμός της δέσμης βασιζόταν στη μηχανική περιστροφή της κεραίας. Η τεχνική αυτή δημιουργεί μηχανικές καταπονήσεις στην εγκατάσταση, αλλά και απαιτεί την ύπαρξη ενός κινητήρα που θα είναι υπεύθυνος για τη λειτουργία της μηχανικής περιστροφής.

Αντίθετα, οι Συστοιχίες Φάσης, πέρα από τη μείωση του όγκου της κεραίας, προσφέρουν πρωτίστως τη δυνατότητα του ηλεκτρονικού και όχι μηχανικού προσανατολισμού της κατευθυντικής δέσμης, διατηρώντας τη διάταξη της κεραίας σταθερή. Εκτός από την αποφυγή της μηχανικής περιστροφής, ο ηλεκτρονικός προσανατολισμός της δέσμης προσφέρει

υψηλότερες ταχύτητες περιστροφής και σάρωσης, πράγμα που είναι ιδιαίτερα κρίσιμο σε συστήματα παρακολούθησης αντικειμένων-στόχων υψηλής ταχύτητας ή επιτήρησης χώρων, όπως αναφέρθηκε και στις προηγούμενες παραγράφους.



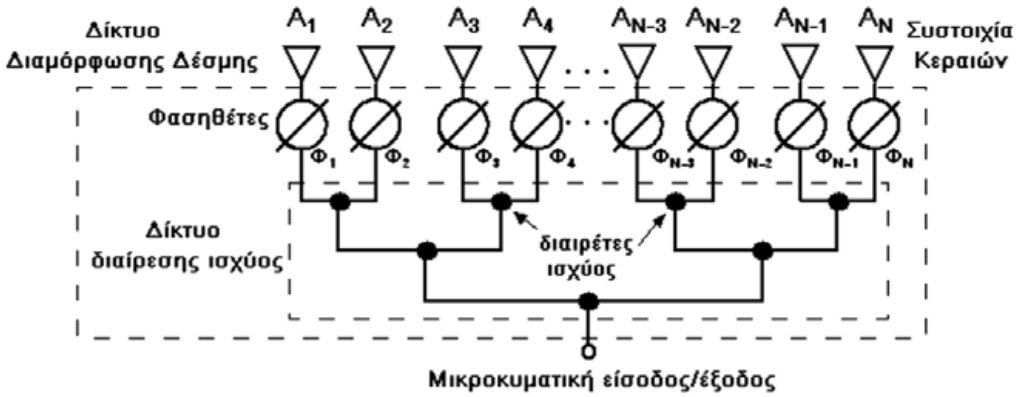
Σχήμα 2.1. Μία κατευθυντική ακτινοβολούμενη δέσμη συστοιχίας, προσανατολισμένη στο χώρο κατά τις γωνίες (θ,φ).

Η βασική ιδέα σχεδιασμού των συστοιχιών φάσης έγκειται στη δημιουργία κατάλληλης γεωμετρίας (γραμμικής, επίπεδης, σύμμορφης, κ.ά.) από όμοια στοιχεία κεραιών, τροφοδοτούμενα κατάλληλα από ένα κύκλωμα (δίκτυο) τροφοδοσίας. Το δίκτυο τροφοδοσίας είναι υπεύθυνο για τη δημιουργία της κατάλληλης διέγερσης (μέτρο και φάση του διανύσματος ρεύματος/τάσης τροφοδοσίας), η οποία αρχικά θα μορφοποιήσει την ακτινοβολούμενη δέσμη και στη συνέχεια θα την προσανατολίσει στο χώρο. Γενικά, λόγω της λειτουργίας που επιτελούν, τα δίκτυα (ή δικτυώματα) τροφοδοσίας αναφέρονται ως Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης (*BeamForming Networks, BFNs*) [1-2, 4, 15-18].

Ένα χονδρικό σχηματικό διάγραμμα μιας γραμμικής Συστοιχίας Φάσης (δενδροειδούς ή παράλληλης δομής) απεικονίζεται στο Σχήμα 2.2. Εκτός από

τη συστοιχία των κεραιών, η διάταξη περιλαμβάνει το Δίκτυο Διαμόρφωσης Δέσμης, το οποίο αποτελείται από τις διατάξεις διαίρεσης ισχύος και τους (ρυθμιζόμενους) φασηθέτες. Οι διαιρέτες ισχύος είναι υπεύθυνοι για την κατανομή πλάτους, ενώ οι φασηθέτες είναι υπεύθυνοι για την κατανομή φάσης στις εισόδους των στοιχείων της συστοιχίας.

Η κατανομή πλάτους συμμετέχει στη μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας, αλλά κυρίως είναι υπεύθυνη για το επίπεδο των δευτερευόντων (πλευρικών) λοβών (*Sidelobe Level, SLL*). Από την άλλη πλευρά, η κατανομή φάσης ορίζει το γωνιακό προσανατολισμό της κατευθυντικής ακτινοβολούμενης δέσμης (κυρίως λοβού) στο χώρο.

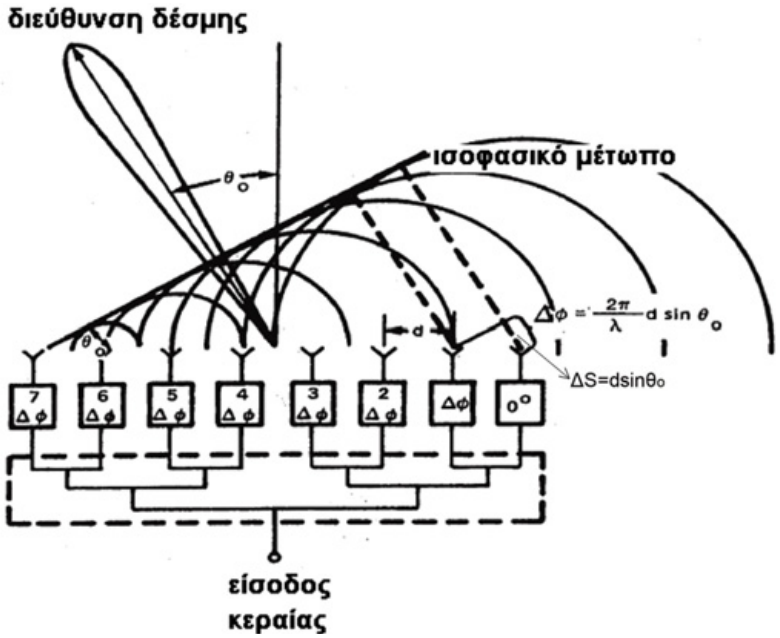


Σχήμα 2.2. Χονδρικό σχηματικό διάγραμμα γραμμικής Συστοιχίας Φάσης αποτελούμενης από Ν στοιχεία κεραιών.

Ειδικότερα, το μέγεθος που ορίζει τη γωνιακό προσανατολισμό της ακτινοβολούμενης δέσμης στο χώρο είναι η διαφορά φάσης (Δφ) των σημάτων τροφοδοσίας των διαδοχικών στοιχείων της συστοιχίας, όπως απεικονίζεται ενδεικτικά στο Σχήμα 2.3. Συγκεκριμένα, κατά την εκπομπή, το δίκτυο τροφοδοσίας δημιουργεί τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών της συστοιχίας, με αποτέλεσμα η ακτινοβολία από κάθε κεραία να αθροίζεται κατάλληλα και να δημιουργεί ένα ισοφασικό μέτωπο (επίπεδο κύμα) με μέγιστο σε δεδομένη γωνιακή κατεύθυνση (θ_o). Η αντίστροφη διαδικασία λαμβάνει χώρα κατά τη λήψη, με βάση το θεώρημα

της αμοιβαιότητας. Έτσι, ένα επίπεδο κύμα που προσπίπτει υπό συγκεκριμένη γωνία (θ_o) στη συστοιχία, λαμβάνεται από κάθε κεραία με χρονική καθυστέρηση, λόγω των διαδρομών διαφορετικού μήκους που δημιουργεί η γωνία πρόσπτωσης. Η διαφορά δρόμου ΔS που διανύει το προσπίπτον κύμα μεταξύ δύο διαδοχικών κεραιών ισούται με $d\sin\theta_o$. Οι χρονικές αυτές καθυστερήσεις ή κατ' αναλογία οι διαφορές δρόμων, δημιουργούν αντίστοιχες διαφορές φάσης στα σήματα λήψης κάθε στοιχείου. Το δίκτυο τροφοδοσίας αντισταθμίζει αυτές τις διαφορές φάσης, ώστε να δημιουργείται στην είσοδό του ισοφασική άθροιση των σημάτων των κεραιών. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία μέγιστου κέρδους λήψης στη γωνιακή κατεύθυνση του προσπίπτοντος κύματος.

Επιπλέον, η μεταβολή της διαφοράς φάσης Δφ (Σχ.2.3), ή με άλλα λόγια, της μετατόπισης φάσης (Φ_1, Φ_2, ..., Φ_N) που εισάγει ο κάθε φασηθέτης (Σχ.2.2), στρέφει την κατευθυντική δέσμη προς δεδομένη γωνιακή κατεύθυνση στο χώρο (*beam-steering*). Αναλυτική περιγραφή και μαθηματική ανάλυση θα παρατεθεί σε επόμενη παράγραφο.



Σχήμα 2.3. Προσανατολισμός της ακτινοβολούμενης δέσμης σε μία γραμμική συστοιχία φάσης, μεταβάλλοντας τη διαφορά φάσης Δφ στα σήματα τροφοδοσίας-διέγερσης των στοιχείων της κεραίας [5].

Έτσι, ο έλεγχος και η μεταβολή της τιμής των φασηθετών οδηγεί σε συστήματα που έχουν τη δυνατότητα συνεχούς (σάρωσης) ή διακριτού προσανατολισμού της ακτινοβολούμενης δέσμης. Στα σύγχρονα συστήματα ο έλεγχος υλοποιείται ηλεκτρονικά και επιτελείται κυρίως από ψηφιακές μονάδες ελέγχου (υπολογιστές, μικροελεγκτές, μικροεπεξεργαστές, FPGAs, ASICs, κ.τ.λ.).

2.2. Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες

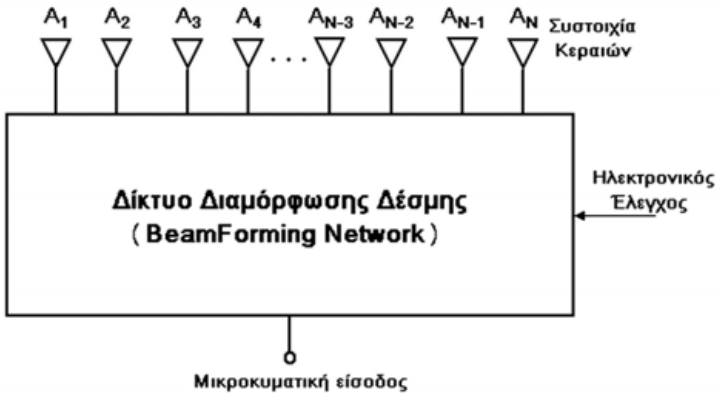
2.2.1. Γενικά

Λόγω της εφαρμογής του ηλεκτρονικού ελέγχου και προσανατολισμού της κατευθυντικής ακτινοβολούμενης δέσμης, οι σύγχρονες Συστοιχίες Φάσης ονομάζονται και Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες Κεραιών (*Electronically Scanned Arrays, ESAs*). Βέβαια, στις Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες ανήκουν και οι Συστοιχίες με Σάρωση Συχνότητας (*Frequency Scanned Arrays*), οι οποίες όμως δεν είναι εξίσου διαδεδομένες και δεν αποτελούν αντικείμενο μελέτης της παρούσας διατριβής.

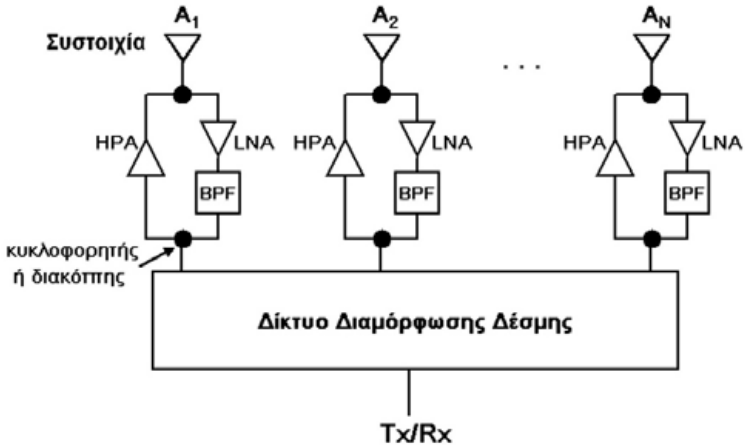
Ένα χονδρικό σχηματικό διάγραμμα μιας Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενης Συστοιχίας φαίνεται στο Σχήμα 2.4. Η βασική της διάταξη λειτουργίας είναι το Δίκτυο Διαμόρφωσης Δέσμης (μία εκδοχή του οποίου φαίνεται στα Σχ.2.2-2.3), το οποίο, ελεγχόμενο ηλεκτρονικά, μορφοποιεί και προσανατολίζει την ακτινοβολούμενη ισχύ στο χώρο. Συνήθως οι Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες χωρίζονται σε ενεργές (*Active Electronically Scanned Arrays, AESAs*) και παθητικές (*Passive Electronically Scanned Arrays, PESAs*), ανάλογα με το αν χρησιμοποιούν ενεργές ενισχυτικές διατάξεις ή όχι. Οι διατάξεις ενίσχυσης μπορεί να συνδέονται στο δίκτυο τροφοδοσίας ή στα στοιχεία-κεραίες (*active antennas*) της συστοιχίας. Ένα σχηματικό διάγραμμα μιας ενεργού συστοιχίας με χρήση

μονάδων εκπομπής/λήψης (*transmit/receive T/R modules*) πολλαπλών αλυσίδων φαίνεται στο Σχήμα 2.5.

Η ανάπτυξη σύγχρονων και βελτιωμένων μεθόδων ελέγχου, με τη χρήση ψηφιακών μονάδων επεξεργασίας, έχει οδηγήσει στην υλοποίηση "έξυπνων" συστημάτων (*Smart Antennas*) με προχωρημένες δυνατότητες και πολύπλοκες λειτουργίες. Ακόμα, εξελιγμένες αρχιτεκτονικές όπως τα Συστήματα Μεταγωγής Δέσμης (*Switched Beam Systems*) και τα Προσαρμόσιμα (ή Προσαρμοζόμενα) Συστήματα (*Adaptive Systems*) αποτελούν βασικό τομέα εφαρμογής και χρήσης των Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενων Συστοιχιών.



Σχήμα 2.4. Χονδρικό σχηματικό διάγραμμα μιας Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενης Συστοιχίας.



Σχήμα 2.5. Σχηματικό διάγραμμα ενεργού συστοιχίας με μονάδες εκπομπής/λήψης (T/R) πολλαπλών αλυσίδων.

Τα Συστήματα Μεταγωγής Δέσμης χρησιμοποιούν μικροκυματικά δίκτυα τροφοδοσίας για τη δημιουργία και τον ηλεκτρονικό προσανατολισμό της ακτινοβολούμενης δέσμης. Η λειτουργία τους βασίζεται στη μεταγωγή της διέγερσης μεταξύ πολλαπλών θυρών εισόδου, αντιστοιχίζοντας μία ακτινοβολούμενη δέσμη σε μία θύρα εισόδου. Έτσι, υλοποιούνται συνήθως από Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών, για τις οποίες θα γίνει εκτενής αναφορά σε επόμενη ενότητα.

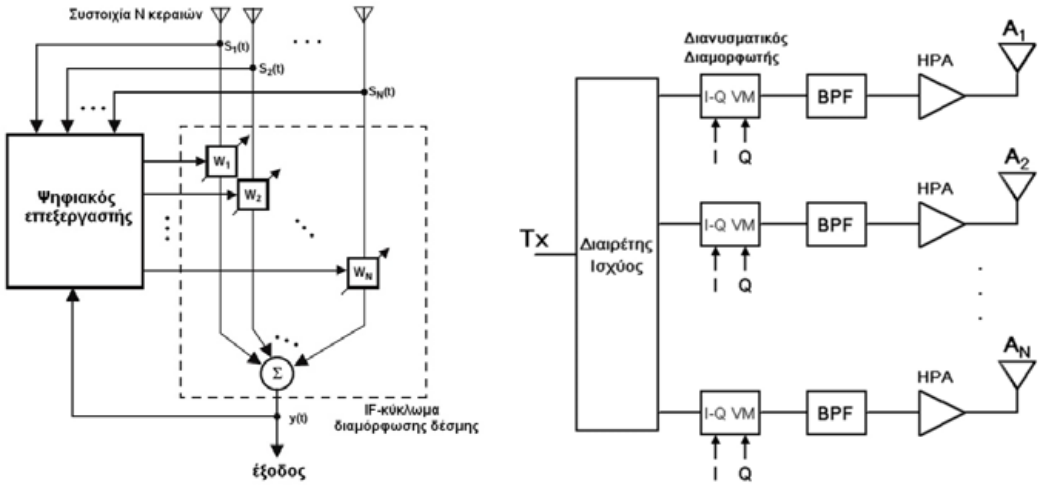
Τα Προσαρμόσιμα Συστήματα παρουσιάζουν μεγαλύτερες δυνατότητες από τα συμβατικά συστήματα μεταγωγής δέσμης, διαθέτουν όμως αυξημένο κόστος και πολυπλοκότητα. Χρησιμοποιούν συνήθως ψηφιακά κυκλώματα ή/και κυκλώματα χαμηλών συχνοτήτων (*Intermediate Frequency, IF*) για την τροφοδοσία της συστοιχίας, όπως χαρακτηριστικά φαίνεται στο Σχήμα 2.6(α). Η διαμόρφωση των σημάτων διέγερσης της συστοιχίας γίνεται ελέγχοντας τις ρυθμιζόμενες διατάξεις (π.χ. ενισχυτές μεταβλητού κέρδους), οι οποίες καθορίζουν τους συντελεστές βάρους (w_1, w_2,…,w_N).

Πολλές φορές όμως, υλοποιούνται Προσαρμόσιμα Συστήματα με χρήση μικροκυματικών διατάξεων, όπως οι RF Διανυσματικοί Διαμορφωτές. Ένα τυπικό σχηματικό διάγραμμα τέτοιου συστήματος φαίνεται στο Σχήμα 2.6(β). Η λειτουργία τους είναι σχετικά απλή. Ο διανυσματικός διαμορφωτής διαθέτει δύο DC σήματα ελέγχου, I (*In-phase*) και Q (*Quadrature*), τα οποία είναι μεταξύ τους ορθογώνια. Η διάταξη διαμορφώνει το πλάτος και τη φάση του σήματος εξόδου, εφαρμόζοντας μία τιμή μεταβαλλόμενου κέρδους/εξασθένησης και μία τιμή μεταβαλλόμενης μετατόπισης φάσης στο σήμα εισόδου. Η μεταβολή του πλάτους και της φάσης του σήματος εξόδου καθορίζεται από τα δύο ορθογώνια σήματα ελέγχου, I-Q.

2.2.2. Ηλεκτρονικός Έλεγχος

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, συνήθως δύο είναι τα κύρια χαρακτηριστικά της κεραίας που υπόκεινται στον ηλεκτρονικό έλεγχο: το

πλάτος (ισχύς) τροφοδοσίας και η φάση τροφοδοσίας των στοιχείων της συστοιχίας. Κατά συνέπεια, ο ηλεκτρονικός έλεγχος (Σχ.2.4) μπορεί να αφορά όχι μόνο στους φασηθέτες, αλλά και στις διατάξεις διαίρεσης ισχύος (Σχ.2.2-2.3) του Δικτύου Διαμόρφωσης Δέσμης (*BFN*).



(α) (β)

Σχήμα 2.6. Σχηματικά διαγράμματα Προσαρμόσιμων Συστοιχιών Φάσης. (α) Σύστημα λήψης με IF-διαμόρφωση και ψηφιακή επεξεργασία σήματος [9], (β) Σύστημα εκπομπής με RF-διαμόρφωση βασιζόμενο σε διανυσματικούς διαμορφωτές.

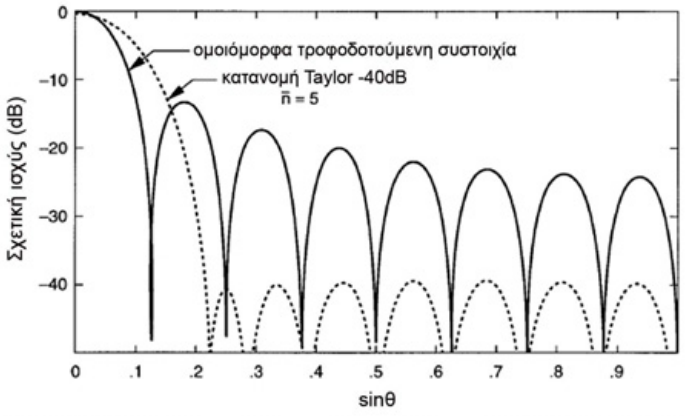
Ο βασικός σκοπός διαμόρφωσης και ελέγχου της κατανομής πλάτους της διέγερσης είναι ο καθορισμός του επιπέδου των πλευρικών (δευτερευόντων) λοβών (*SLL*). Οι δευτερεύοντες λοβοί συγκεντρώνουν μέρος της ακτινοβολούμενης ισχύος, η οποία δεν εμπεριέχεται στον κυρίως λοβό. Η ύπαρξη τους είναι γενικά ανεπιθύμητη, αλλά και αναπόφευκτη. Μέσω των δευτερευόντων λοβών σπαταλάται ενέργεια, καθώς αυτή ακτινοβολείται σε διευθύνσεις διαφορετικές από την επιθυμητή (αυτή του κυρίως λοβού). Επιπλέον, μέσω των δευτερευόντων λοβών μπορούν να γίνουν παρεμβολές εκούσιες (*jamming*) ή ακούσιες (*interference*) σε ένα σύστημα εκπομπής/λήψης, οι οποίες μπορεί να καταστούν από ενοχλητικές έως και καταστροφικές για την επικοινωνία μεταξύ πομπού και δέκτη. Ιδιαίτερα κρίσιμο είναι το θέμα των παρεμβολών για τα αμυντικά συστήματα (π.χ.

Radar) και τις τακτικές στρατιωτικές επικοινωνίες, όπου η δημιουργία και η αντιμετώπισή τους αποτελεί τομέα του Ηλεκτρονικού Πολέμου. Συγκεκριμένα, ο παρεμβολέας εκπέμπει σήματα θορύβου προς το σύστημα εκπομπής/λήψης, τα οποία συνήθως λαμβάνονται στις διευθύνσεις των δευτερευόντων λοβών. Έτσι, το σύστημα λαμβάνει ανεπιθύμητα σήματα μέσω των δευτερευόντων λοβών του διαγράμματος ακτινοβολίας της συστοιχίας, με αποτέλεσμα την πτώση της ποιότητας επικοινωνίας ή τη μείωση της διακριτικότητας του Ραντάρ.

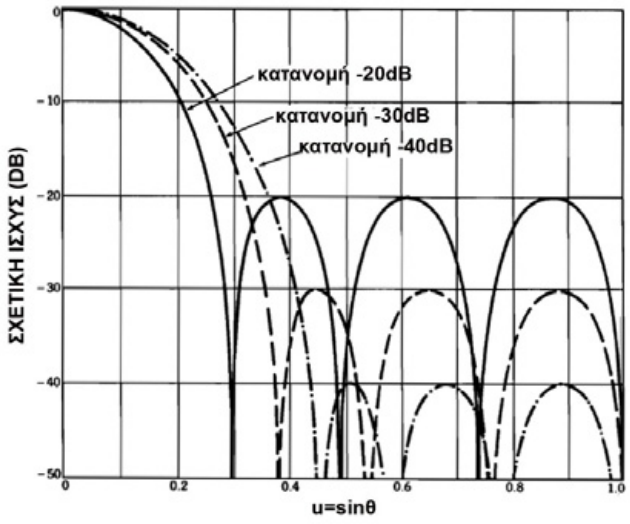
Σε πολλές εφαρμογές, η κατανομή του πλάτους διέγερσης της συστοιχίας είναι ομοιόμορφη (τροφοδοσία όλων των στοιχείων με ρεύματα ίσου πλάτους), πράγμα που οδηγεί σε σχετικά υψηλό SLL (≈-13dB) [1, 2, 19]. Όμως, η μορφοποίηση της κατανομής των πλατών τροφοδοσίας οδηγεί σε μείωση του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών και κατά συνέπεια, στη μείωση ή και στην εξάλειψη των επιπτώσεων των παρεμβολών. Συνήθως οι κατανομές οι οποίες εφαρμόζονται υπακούουν σε μαθηματικές συναρτήσεις (όπως η συνημιτονοειδής (*cosine*), Chebyshev, Taylor, κ.ά.) [1-2] και συνοδεύονται από το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών που επιτυγχάνουν όταν τροφοδοτούν μία γραμμική συστοιχία N στοιχείων. Σε αρκετές περιπτώσεις, σε σύγχρονα πολύπλοκα συστήματα (όπως στα Προσαρμοζόμενα), η κατανομή πλάτους (άρα και η μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας, καθώς και το SLL) μπορεί να αλλάζει σύμφωνα με τις εκάστοτε απαιτήσεις λειτουργίας. Στο Σχήμα 2.7 δίνονται δύο παραδείγματα διαγραμμάτων ακτινοβολίας γραμμικών συστοιχιών τροφοδοτούμενων από ομοιόμορφες και ανομοιόμορφες κατανομές (Taylor, Chebyshev).

Από την άλλη πλευρά, όπως φαίνεται και στο Σχ.2.3, ο προσανατολισμός της δέσμης (*beam-steering*) επιτυγχάνεται με την κατανομή της φάσης τροφοδοσίας των στοιχείων της κεραίας. Η γωνία μεγίστου συνδέεται με μια απλή μαθηματική σχέση με τη διαφορά φάσης Δφ των σημάτων τροφοδοσίας. Συνεπώς, ο ηλεκτρονικός έλεγχος και η μεταβολή του Δφ

οδηγεί σε προσανατολισμό της δέσμης σε δεδομένες επιθυμητές κατευθύνσεις, ενώ η συνεχής σάρωση της δέσμης (Radar) επιτυγχάνεται με αντίστοιχη συνεχή μεταβολή του Δφ, ελέγχοντας τους ηλεκτρονικά ρυθμιζόμενους φασηθέτες του Δικτύου Διαμόρφωσης Δέσμης.



(α)



(β)

Σχήμα 2.7. Παραδείγματα διαγραμμάτων ακτινοβολίας γραμμικής συστοιχίας [2]. (α) Γραμμική συστοιχία 16 στοιχείων τροφοδοτούμενη με ομοιόμορφη και ανομοιόμορφη κατανομή τύπου Taylor -40dB, (β) Γραμμική συστοιχία 8 στοιχείων τροφοδοτούμενη με ανομοιόμορφες κατανομές τύπου Chebyshev.

Τέλος, μία λειτουργία που είναι χρήσιμη στην αντιμετώπιση των παρεμβολών είναι ο προσανατολισμός των μηδενισμών του διαγράμματος ακτινοβολίας (*null-steering*). Η τεχνική αυτή συνήθως απαιτεί τον ταυτόχρονο έλεγχο του πλάτους και της φάσης τροφοδοσίας. Σκοπός είναι ο

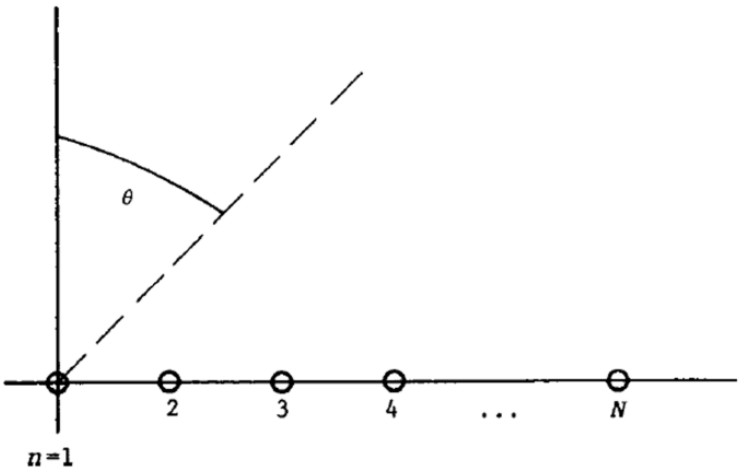
προσανατολισμός των μηδενισμών του διαγράμματος ακτινοβολίας προς γνωστές διευθύνσεις παρεμβολέων, ώστε να μηδενιστεί η επίδρασή τους στο σύστημα. Ο ταυτόχρονος προσανατολισμός του μεγίστου της δέσμης και κάποιων μηδενισμών στη διεύθυνση των παρεμβολέων, απαιτεί πολύπλοκα συστήματα γνωστά ως Αυτοπροσαρμοζόμενα (*Self-Adaptive*). Όμως, η τεχνική αυτή δεν αποτελεί αντικείμενο μελέτης της παρούσας διατριβής.

2.3. Συστοιχίες Κεραιών

Στην παράγραφο αυτή θα παρατεθούν τα βασικά στοιχεία θεωρίας για τις γραμμικές και επίπεδες συστοιχίες φάσης, ώστε να υπάρχει το υπόβαθρο για την επακόλουθη μελέτη και ανάλυση των δικτύων διαμόρφωσης δέσμης που τις τροφοδοτούν.

2.3.1. Γραμμικές Συστοιχίες

Στο Σχήμα 2.8 απεικονίζεται η γεωμετρία μιας γραμμικής συστοιχίας N στοιχείων. Για λόγους μαθηματικής ευκολίας στην ανάλυση, ο άξονας αναφοράς τοποθετείται στο ένα άκρο της συστοιχίας (n=1), καθώς εάν αυτός τοποθετηθεί στο μέσον της, προκύπτουν προβλήματα σχετικά με το πλήθος (άρτιος ή περιττός αριθμός) των στοιχείων της κεραίας [1].



Σχήμα 2.8. Γεωμετρία γραμμικής συστοιχίας [1].

Η διέγερση των στοιχείων της συστοιχίας έχει σαν αποτέλεσμα κάθε ένα από αυτά να ακτινοβολεί. Το διανυσματικό άθροισμα της ακτινοβολίας όλων των στοιχείων αποτελεί το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας. Στην πραγματικότητα, το διάγραμμα ακτινοβολίας μακρινού πεδίου (*far-field radiation pattern*) είναι ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (*Discrete Fourier Transform, DFT*) της διέγερσης [1].

Το πρώτο και σημαντικότερο τμήμα της ανάλυσης αποτελεί η εύρεση της μαθηματικής έκφρασης που περιγράφει το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας συστοιχίας. Συγκεκριμένα, το μέγεθος που είναι κρίσιμο είναι ο Παράγοντας Συστοιχίας (*Array Factor, AF ή Space Factor*), ο οποίος ορίζεται ως το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας αποτελούμενης από ιδανικές σημειακές ισοτροπικές πηγές. Έτσι, ο Παράγοντας Συστοιχίας μιας γραμμικής συστοιχίας (Σχ.2.8) δίνεται από [1, σελ.8]:

$$AF(u) = \sum_{n=1}^{N} A_n e^{jkd(n-1)u} \tag{2.1}$$

όπου

$$u = \sin\theta - \sin\theta_o \tag{2.2}$$

και A_n τα πλάτη τροφοδοσίας, k=2π/λ ο κυματάριθμος, d η απόσταση μεταξύ των στοιχείων της συστοιχίας και θ_o η γωνία προσανατολισμού της δέσμης (μεγίστου). Η μεταβλητή u ονομάζεται συνημίτονο κατεύθυνσης (*direction cosine*).

Η διαφορά φάσης Δφ που απαιτείται για να προσανατολιστεί το μέγιστο του διαγράμματος ακτινοβολίας σε γωνία θ_o (Σχ.2.3) δίνεται από τη σχέση:

$$\Delta\phi = -kd\sin\theta_o = -2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta_o \tag{2.3}$$

Στην απλούστερη περίπτωση όπου όλα τα πλάτη τροφοδοσίας A_n είναι ίσα μεταξύ τους (ομοιόμορφη τροφοδοσία), η (2.1) απλοποιείται στην:

$$AF(u) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}kdu\right)}{N\sin\left(\frac{1}{2}kdu\right)} \tag{2.4}$$

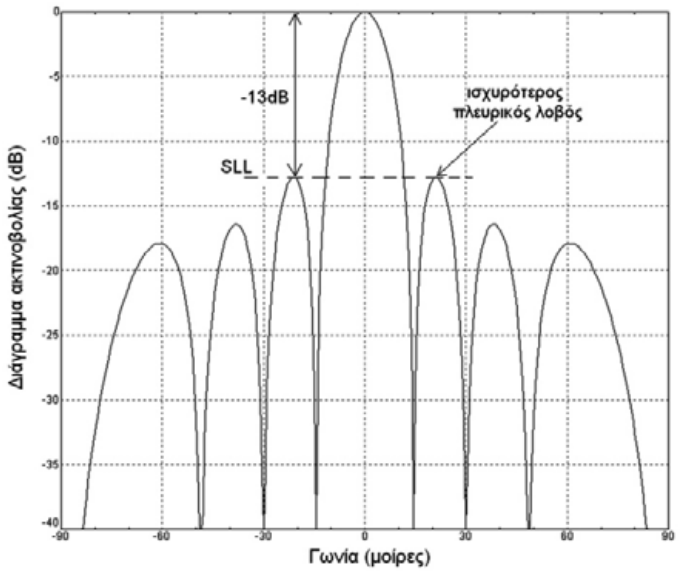
Σ’αυτό το σημείο πρέπει να τονιστεί ότι ο Παράγοντας Συστοιχίας, όπως ορίζεται, αποτελεί το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας μόνο στην περίπτωση όπου αυτή αποτελείται από σημειακές ισοτροπικές πηγές. Σε κάθε άλλη περίπτωση, όπου η συστοιχία αποτελείται από οποιοδήποτε άλλο τύπο κεραιών (π.χ. δίπολα, χοάνες, μικροταινιακές, κ.τ.λ.), ισχύει το *Θεώρημα του Πολλαπλασιασμού των Διαγραμμάτων Ακτινοβολίας* (*Pattern Multiplication*) [19]. Σύμφωνα με αυτό, *το μακρινό πεδίο της συστοιχίας δίνεται από το γινόμενο του πεδίου του απλού στοιχείου (σε ένα σημείο αναφοράς) με τον παράγοντα διάταξης της συστοιχίας.* Αυτό εκφράζεται μαθηματικά με τη σχέση [19, σελ. 152]:

$$E_{(ολικό)} = E_{(απλού\ στοιχείου)} \times AF_{(συστοιχίας)} \tag{2.5}$$

Από τις (2.1) και (2.4) φαίνεται ότι η μορφή του Παράγοντα Συστοιχίας εξαρτάται όχι μόνο από την κατανομή πλάτους, αλλά και από τη γεωμετρία της συστοιχίας και συγκεκριμένα, από την απόσταση (σχετική θέση) των στοιχείων.

Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.2, η ομοιόμορφη κατανομή παράγει έναν Παράγοντα Συστοιχίας με SLL όχι καλύτερο από -13dB περίπου [1, 2, 19], όπως φαίνεται και στο τυπικό διάγραμμα ακτινοβολίας του Σχήματος 2.9. Συγκεκριμένα, ο Παράγοντας Συστοιχίας, όπως περιγράφεται από τη (2.4) εμφανίζει δευτερεύοντα μέγιστα, τα οποία είναι στην πραγματικότητα τα μέγιστα των πλευρικών λοβών. Τα μέγιστα αυτά εμφανίζονται όταν η τιμή του αριθμητή της (2.4) γίνεται μέγιστη. Επομένως, οι γωνιακές τους θέσεις (θ) μπορούν να βρεθούν βρίσκοντας τα σημεία μεγιστοποίησης του αριθμητή της (2.4). Έτσι μπορεί να βρεθεί και η γωνιακή θέση του πρώτου και ισχυρότερου πλευρικού λοβού, η τιμή της οποίας εισάγεται στη (2.4) για να βρεθεί το πλάτος του Παράγοντα Συστοιχίας. Η τιμή αυτή του πλάτους του Παράγοντα Συστοιχίας για την περίπτωση ομοιόμορφου πλάτους τροφοδοσίας είναι ίση με 0.212 ή -13.46dB περίπου

[19]. Στην πραγματικότητα, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών τείνει σε αυτήν την τιμή, όσο αυξάνεται το πλήθος των κεραιών της συστοιχίας, όπως θα αναφερθεί και σε επόμενη παράγραφο.



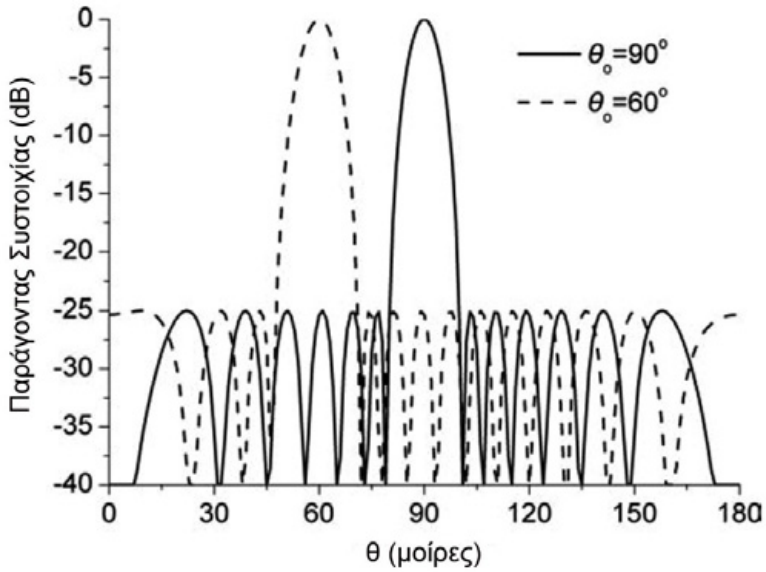
Σχήμα 2.9. Τυπικό διάγραμμα ακτινοβολίας γραμμικής συστοιχίας με ομοιόμορφη κατανομή τροφοδοσίας.

Κατά συνέπεια, οι ανομοιόμορφες κατανομές χρησιμοποιούνται προκειμένου να επιτευχθεί το επιθυμητό SLL. Μία από τις συχνότερα χρησιμοποιούμενες κατανομές είναι η κατανομή Dolph-Chebyshev, η τυπική μορφή της οποίας φαίνεται στο Σχήμα 2.10. Στο Σχήμα 2.11 απεικονίζεται το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 14 στοιχείων με σταθερή μεταξύ τους απόσταση d=0.5λ, στην οποία εφαρμόζεται μία κατανομή Dolph-Chebyshev με SLL=-25dB. Η κατευθυντική δέσμη (κύριος λοβός) εμφανίζεται στη μετωπική θέση (*broaside*) ($\theta_o=90^o$) και προσανατολισμένη στη γωνιακή διεύθυνση $\theta_o=60^o$. Είναι εμφανές ότι το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών παραμένει χαμηλότερα από -25dB ως προς το επίπεδο του μεγίστου του κυρίως λοβού.

Επιπλέον, μία παράμετρος που διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στη διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας είναι η απόσταση μεταξύ των στοιχείων της συστοιχίας (d). Μία από τις επιδράσεις του d έχει να κάνει με

τη μεταβολή στο Έυρος Δέσμης Μισής Ισχύος (*Half-Power Beam-Width, HPBW*). Στο Σχήμα 2.12 φαίνεται η επίδραση της μεταβολής της απόστασης d στον Παράγοντα Συστοιχίας και ιδιαίτερα στο HPBW. Έτσι, αύξηση της απόστασης οδηγεί σε μείωση του HPBW, δηλαδή στη δημιουργία μιας περισσότερο κατευθυντικής δέσμης με υψηλότερες τιμές κέρδους και κατευθυντικότητας, αντίστοιχα.

Σχήμα 2.10. Τυπική μορφή της κατανομής Dolph-Chebyshev.



Σχήμα 2.11. Διάγραμμα του παράγοντα συστοιχίας μιας συστοιχίας 14 στοιχείων με μεταξύ τους απόσταση d=0.5λ και κατανομή Dolph-Chebyshev με SLL=-25dB [5].

Παρασιτικοί Κύριοι Λοβοί

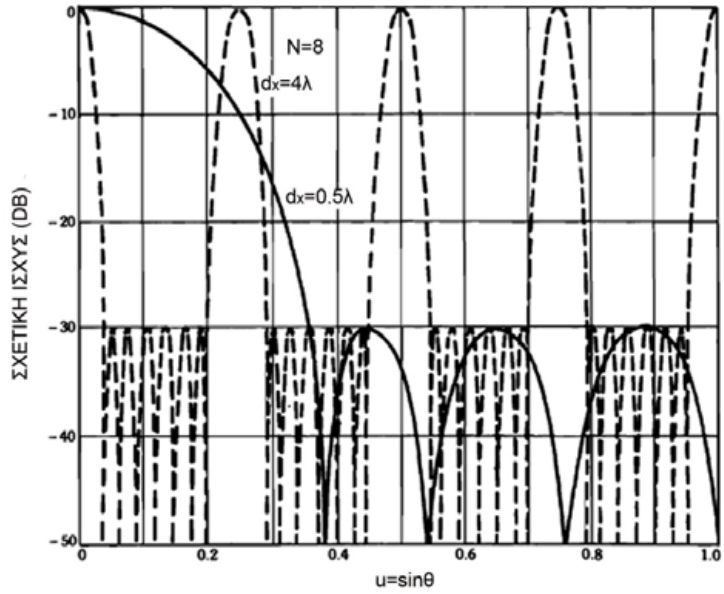
Από την άλλη πλευρά, η υπερβολική αύξηση της απόστασης d έχει σαν αποτέλεσμα την εμφάνιση πολλαπλών περιοδικών μεγίστων μέσα στον ορατό χώρο ακτινοβολίας, των λεγόμενων παρασιτικών κύριων λοβών, γνωστών ως "grating lobes" [1-5, 19], όπως χαρακτηριστικά φαίνεται στο Σχήμα 2.12. Ως "grating lobe" ορίζεται ένας λοβός, διαφορετικός από τον κύριο λοβό, ο οποίος παράγεται από τη συστοιχία όταν η απόσταση μεταξύ των στοιχείων της είναι αρκετά μεγάλη ώστε να επιτρέπει τη συμφασική άθροιση των πεδίων των στοιχείων σε περισσότερες από μία κατευθύνσεις [19].

Έτσι, η εμφάνιση των "grating lobes" έχει να κάνει με την περιοδικότητα του παράγοντα συστοιχίας, την απόσταση μεταξύ των στοιχείων και τον προσανατολισμό του κυρίως λοβού. Όσο το μέγιστο στρέφεται προς τα άκρα της συστοιχίας (ακροπυροδοτική συστοιχία, *end-fire array*) τόσο η εμφάνιση των "grating lobes" γίνεται εντονότερη. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 2.13 όπου απεικονίζεται το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας ομοιόμορφα τροφοδοτούμενης συστοιχίας αποτελούμενης από 10 στοιχεία με απόσταση μεταξύ τους d=0.707λ, το μέγιστο της οποίας έχει στραφεί σε γωνία ίση με $+45^{o}$. Όπως φαίνεται, σε γωνία ίση με -45^{o} έχει εμφανιστεί ένας "grating lobe" (δεύτερος κύριος λοβός).

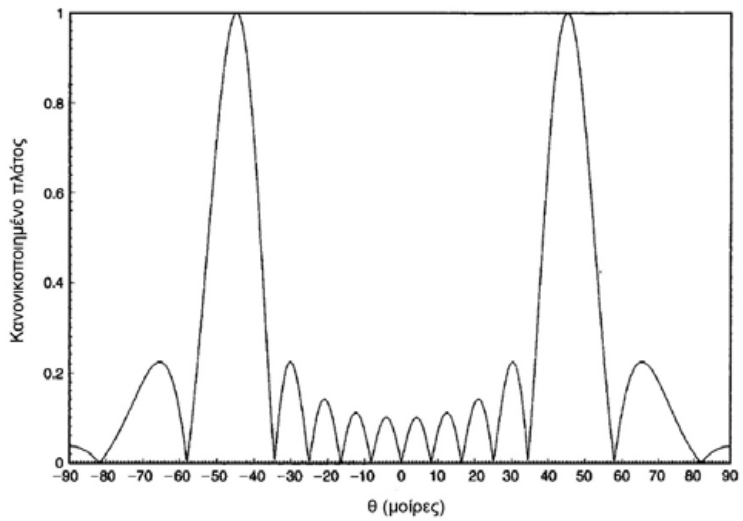
Λόγω της περιοδικότητας της συνάρτησης που περιγράφει τον Παράγοντα Συστοιχίας, οι "grating lobes" εμφανίζονται σε πολλαπλές θέσεις. Οι γωνιακές θέσεις θ_p του μεγίστου των "grating lobes" δίνονται από τον τύπο [2, σελ.27]:

$$\sin\theta_p = \sin\theta_o + p\frac{\lambda}{d} \tag{2.6}$$

όπου p=±(1,2,…) και θ_o η γωνία προσανατολισμού του μεγίστου. Η (2.6) ισχύει μόνο για τιμές του p που δίνουν πραγματικές τιμές του $\sin\theta_p$ ($|\sin\theta_p| \leq 1$).



Σχήμα 2.12. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας συστοιχίας 8 στοιχείων με κατανομή Chebyshev -30dB και απόσταση μεταξύ τους d=0.5λ και d=4λ [4].



Σχήμα 2.13. Διάγραμμα ακτινοβολίας συστοιχίας 10 στοιχείων με d=0.707λ, όπου το μέγιστο έχει στραφεί στις $+45^{o}$ [1].

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω και επιβεβαιώνεται από τη (2.6), η αύξηση της απόστασης των στοιχείων d πέραν μιας κρίσιμης τιμής οδηγεί στην εμφάνιση “grating lobe” μέσα στον ορατό χώρο του Παράγοντα Συστοιχίας και κατά συνέπεια, του συνολικού διαγράμματος ακτινοβολίας της συστοιχίας (Σχ.2.12-2.13).

Παρόλα αυτά, πολλές φορές οι “grating lobes” του Παράγοντα Συστοιχίας μπορούν να κατασταλλούν από τα μηδενικά του διαγράμματος ακτινοβολίας του στοιχείου και να μην εμφανίζονται στο διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας. Αυτό συμβαίνει συνήθως όταν η δέσμη, αλλά και το διάγραμμα ακτινοβολίας του στοιχείου είναι μετωπικά. Όμως, όταν η δέσμη στρέφεται, ενώ το διάγραμμα του στοιχείου μένει σταθερό, η θέση του “grating lobe” μετακινείται από την αντίστοιχη θέση του μηδενικού του διαγράμματος του στοιχείου, με αποτέλεσμα να αποτελεί ισχυρή πηγή ακτινοβολίας [2]. Η περίπτωση αυτή φαίνεται ενδεικτικά στο Σχήμα 2.14, όπου ακόμα και σε μία συστοιχία με ανομοιόμορφη κατανομή (Chebyshev -25dB) ο “grating lobe” εμφανίζεται ισχυρός όσο και ο κύριος λοβός.

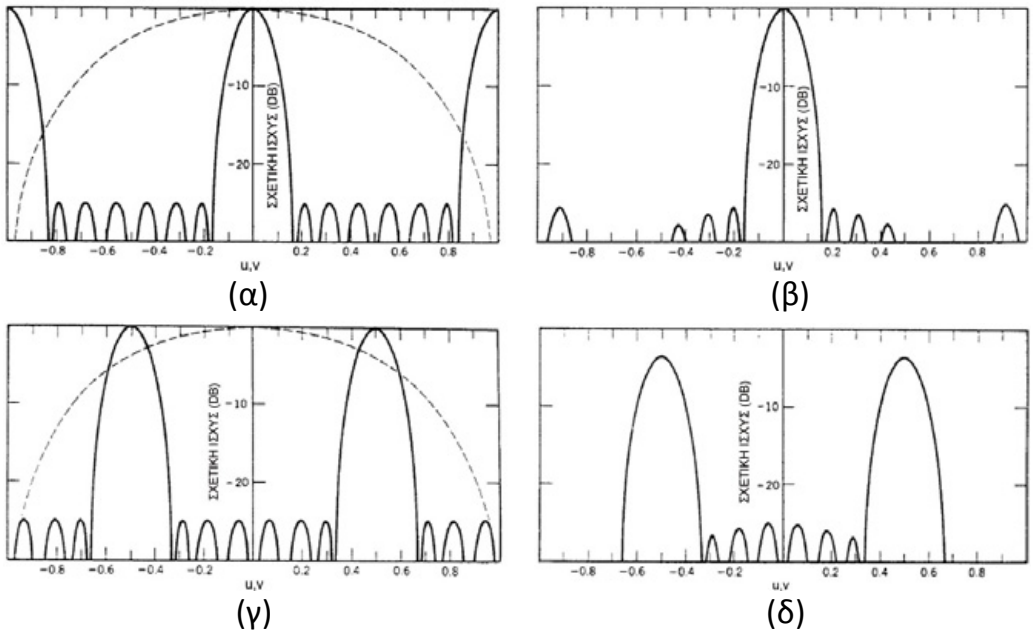
Κατά συνέπεια, είναι απαραίτητο να βρεθεί μία μαθηματική σχέση που θα επιτρέπει την επιλογή της απόστασης των στοιχείων d για δεδομένη μέγιστη γωνία σάρωσης του κυρίως λοβού (και για συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας), έτσι ώστε να αποτρέπεται η εμφάνιση “grating lobes” μέσα στον ορατό χώρο ακτινοβολίας. Η σχέση αυτή δίνεται ως [2, σελ.27]:

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1+\sin\theta_o} \tag{2.7}$$

η οποία προβλέπει ότι το μέγιστο του “grating lobe” εμφανίζεται στον ορίζοντα του ορατού χώρου, δηλαδή $\theta_p=\pm 90^o$, ανάλογα με τη θέση του κυρίως λοβού. Πρακτικά, για γωνίες σάρωσης που φτάνουν τις $\pm 90^o$ (καλύπτοντας ολόκληρο τον ορατό χώρο), η απόσταση μεταξύ των στοιχείων d πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση του ενός ημικύματος ($d \leq 0.5\lambda$).

Παρόλο που η (2.7) δίνει τη μέγιστη απόσταση για την αποφυγή της εμφάνισης του μεγίστου του “grating lobe”, ένα σημαντικό τμήμα του λοβού παραμένει εντός του ορατού χώρου. Η μείωση της απόστασης των στοιχείων που είναι απαραίτητη ώστε κανένα τμήμα του “grating lobe” να μην εμφανίζεται μέσα στον ορατό χώρο είναι μεγάλη και αυξάνεται με τη γωνία σάρωσης, κάνοντας τη γεωμετρία της συστοιχίας μη πρακτική και μη

αποδοτική, καθώς αυξάνει σημαντικά το εύρος των δεσμών και ενισχύει την αμοιβαία σύζευξη (*mutual coupling*) μεταξύ των στοιχείων. Αντίθετα, μία πρακτική και σχετικά απλή λύση αποτελεί η μείωση της απόστασης των στοιχείων έτσι ώστε το επίπεδο του παρασιτικού λοβού που βρίσκεται μέσα στον ορατό χώρο να είναι ίσο με το επίπεδο του ισχυρότερου πλευρικού λοβού, για τη χειρότερη περίπτωση της ακρότατης δέσμης. Έτσι, η τιμή της τελικής απόστασης μεταξύ των στοιχείων διαφέρει με βάση τον αριθμό των στοιχείων της συστοιχίας και την κατανομή τροφοδοσίας.



Σχήμα 2.14. Παράγοντας Συστοιχίας, διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχείου και "grating lobes" μιας γραμμικής συστοιχίας Chebyshev -25dB με d=λ [2]. (α) Παράγοντας Συστοιχίας (συνεχής γραμμή) και υποτιθέμενο διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχείου (διακεκομμένη γραμμή), (β) Παραγόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας συστοιχίας από τις καμπύλες του (α), (γ) Προσανατολισμένος (u=sinθ=0.5) Παράγοντας Συστοιχίας (συνεχής γραμμή) και διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχείου (διακεκομμένη γραμμή) και (δ) Παραγόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας συστοιχίας από τις καμπύλες του (γ).

2.3.2. Επίπεδες Συστοιχίες

Η σύνθεση γραμμικών συστοιχιών επιτρέπει τη δημιουργία και τον προσανατολισμό κατευθυντικής δέσμης μόνο σε ένα επίπεδο. Αντίθετα, για

τη δημιουργία κατευθυντικής δέσμης και τον προσανατολισμό της σε δύο επίπεδα (θ και φ), απαιτείται η σύνθεση επίπεδων συστοιχιών, οι οποίες εκτείνονται σε δύο διαστάσεις (πάνω σε ένα επίπεδο). Σε γενικές γραμμές, οι τοπολογίες έχουν ορθογωνική ή τετραγωνική δομή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.15.

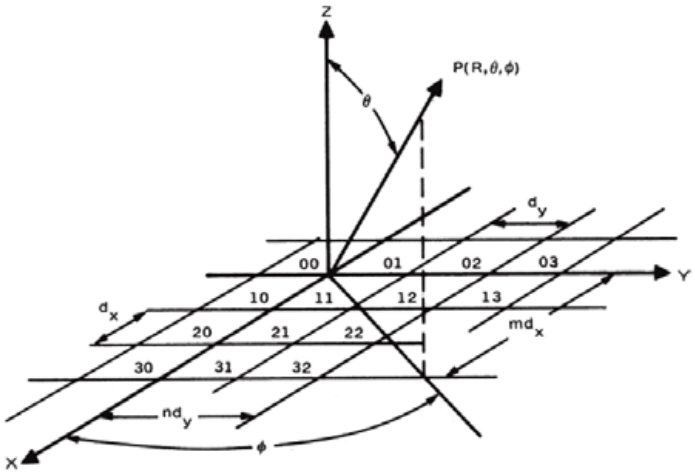
Σε αναλογία με τη (2.1), ο Παράγοντας Συστοιχίας δίνεται από ένα διπλό άθροισμα, κατά τους άξονες που εκτείνεται η συστοιχία. Έτσι, έχει ως εξής:

$$AF(u,v) = \sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M} A_{mn} e^{jkd_x(m-1)u} \cdot e^{jkd_y(n-1)v} \tag{2.8}$$

με τα συνημίτονα κατεύθυνσης (u,v) να δίνονται από τις σχέσεις:

$$u = \sin\theta\cos\phi - \sin\theta_o\cos\phi_o \tag{2.9α}$$

$$v = \sin\theta\sin\phi - \sin\theta_o\sin\phi_o \tag{2.9β}$$



Σχήμα 2.15. Γεωμετρία δισδιάστατης επίπεδης ορθογωνικής συστοιχίας [5].

Γενικά, οι αποστάσεις των στοιχείων (d_x και d_y) στους δύο άξονες στους οποίους εκτείνεται η συστοιχία μπορεί να διαφέρουν, καθώς και οι κατανομές τροφοδοσίας (πλάτους και φάσης). Στην απλούστερη περίπτωση της ομοιόμορφης κατανομής πλάτους, ο Παράγοντας Συστοιχίας, κατ' αναλογία με τη (2.4), απλοποιείται ως εξής:

$$AF(u,v) = AF(u) \cdot AF(v) = \left(\frac{\sin\left(\frac{M}{2} k d_x u\right)}{M \sin\left(\frac{1}{2} k d_x u\right)} \right) \cdot \left(\frac{\sin\left(\frac{N}{2} k d_y v\right)}{N \sin\left(\frac{1}{2} k d_y v\right)} \right) \quad (2.10)$$

Επίσης, αξίζει να παρατεθεί μία προσεγγιστική μαθηματική έκφραση που συσχετίζει την κατευθυντικότητα μιας επίπεδης ορθογωνικής συστοιχίας με τη στερεά γωνία της ακτινοβολούμενης δέσμης, η οποία ισχύει για τις περισσότερες πρακτικές κατανομές πλάτους [19, 20]:

$$D = \frac{32400}{\Omega_A} = \frac{32400}{\theta_x \theta_y} \quad (2.11)$$

όπου Ω_A η στερεά γωνία και θ_x, θ_y οι τιμές του εύρους δέσμης μισής ισχύος στα δύο κύρια επίπεδα.

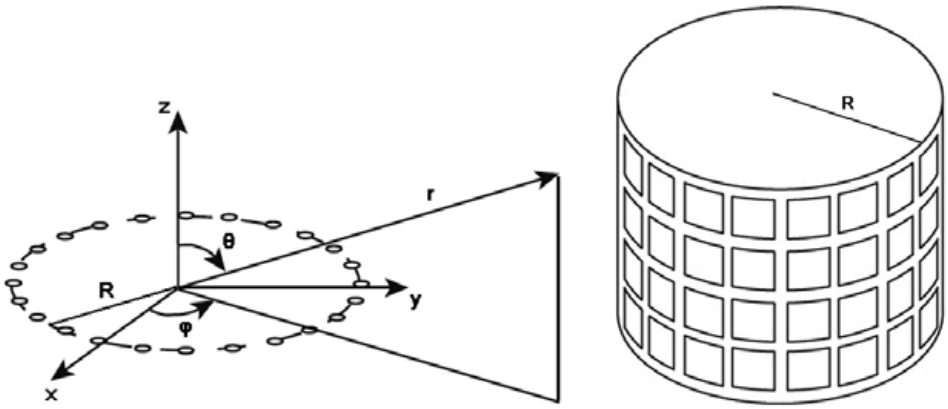
Σε γενικές γραμμές, η μελέτη των επίπεδων συστοιχιών βασίζεται στην επέκταση της μελέτης των γραμμικών, σε δύο επίπεδα. Περαιτέρω ανάλυση δε θα παρατεθεί εδώ. Λεπτομερής ανάλυση παρατίθεται στη σχετική βιβλιογραφία [1-5, 19-20].

2.3.3. Σύμμορφες Συστοιχίες

Οι σύμμορφες συστοιχίες (*conformal arrays*) είναι συστοιχίες η γεωμετρία των οποίων συμμορφώνεται με το σχήμα της επιφάνειας πάνω στην οποία τοποθετούνται [1, 2, 5, 21-22]. Η απαίτηση για συμμόρφωση του σχήματος της συστοιχίας προέρχεται κυρίως από αιτίες που δε σχετίζονται με την ηλεκτρομαγνητική συμπεριφορά των κεραιών. Για παράδειγμα, είναι απαραίτητη η συμμόρφωση των συστοιχιών (και των κεραιών εν γένει) που τοποθετούνται πάνω σε αεροσκάφη, δορυφόρους, πυραύλους και γενικά σε ιπτάμενες ή κινούμενες ατράκτους (τραίνα, αυτοκίνητα, κτλ), για λόγους αεροδυναμικούς, μείωσης της ενεργού διατομής ραντάρ (*Radar Cross Section, RCS*) ή απλά αισθητικούς. Από την άλλη πλευρά, πολλές φορές, συστοιχίες που τοποθετούνται σε σταθερές βάσεις είναι απαραίτητο να διαμορφώσουν κατάλληλα το σχήμα τους, ώστε να αυξήσουν την περιοχή

κάλυψής τους. Έτσι, συστοιχίες οι οποίες απαιτείται να έχουν αζιμουθιακή κάλυψη ίση με 180^o (ή ακόμα και 360^o) μπορεί να είναι σύμμορφες σε μία κυλινδρική επιφάνεια, ενώ όταν απαιτείται πλήρης ημισφαιρική κάλυψη η επιφάνεια μπορεί να είναι αντίστοιχα σφαιρική [2].

Δύο από τις βασικότερες γεωμετρίες σύμμορφων συστοιχιών φαίνονται στο Σχήμα 2.16, η κυκλική συστοιχία τύπου δακτυλίου (ring) και η κυλινδρική συστοιχία. Άλλες συνηθισμένες γεωμετρίες, εκτός από τη σφαιρική/ημισφαιρική, οι οποίες βρίσκουν εφαρμογές συνήθως σε ιπτάμενες πλατφόρμες (φτερά, άτρακτοι αεροσκαφών κ.ά.) είναι η παραβολοειδής/υπερβολοειδής (γενικά ελλειψοειδής) και η κωνική. Παρόλο που η μελέτη και ο σχεδιασμός επικεντρώνεται στις βασικές γεωμετρίες, έχει επεκταθεί και σε τυχαίες γεωμετρίες και σχήματα.



(α) (β)

Σχήμα 2.16. Ενδεικτικές γεωμετρίες σύμμορφων συστοιχιών. (α) Κυκλική συστοιχία τύπου δακτυλίου (ring), (β) Κυλινδρική συστοιχία.

Το βασικό χαρακτηριστικό της ανάλυσής τους σχετίζεται με την καμπύλωση (και γενικά τη συμμόρφωση) του σχήματός τους, η οποία επηρεάζει και την ηλεκτρομαγνητική συμπεριφορά τους. Πρέπει να τονιστεί ότι υπάρχει εν γένει ένας διαχωρισμός, ο οποίος έχει να κάνει με το βαθμό καμπύλωσης του σχήματος, σε σχέση με τις διαστάσεις της συστοιχίας. Έτσι,

αν η καμπύλωση είναι πολύ μικρή σε σχέση με τις συνολικές διαστάσεις της συστοιχίας, αυτή μελετάται σαν επίπεδη.

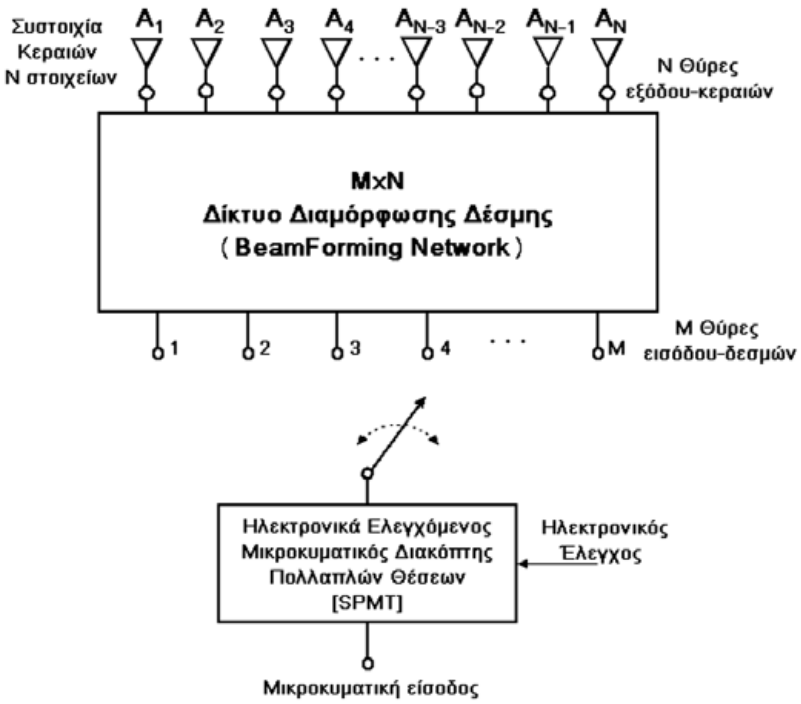
Επιπλέον, οι ποικίλες ανάγκες ηλεκτρομαγνητικών χαρακτηριστικών, αλλά και τοποθέτησης των κεραιών, έχουν οδηγήσει σε πολλές τροποποιήσεις και εναλλακτικές, όπως οι πολυεδρικές συστοιχίες (*faceted arrays*), οι οποίες χρησιμοποιούν πολυγωνικές/πολυεδρικές γεωμετρίες. Σ'αυτές, τα τμήματα της συστοιχίας που βρίσκονται πάνω σε διαφορετικές έδρες αντιμετωπίζονται σαν επίπεδες συστοιχίες. Ίσως η πιο προχωρημένη εκδοχή των σύμμορφων συστοιχιών είναι οι έξυπνες επιδερμίδες (*smart skins*) ή έξυπνες επιφάνειες (*smart surfaces*), οι οποίες ενσωματώνουν πολύπλοκες δυνατότητες διαμόρφωσης και προσανατολισμού της δέσμης, επεξεργασίας σήματος, αλλά και πολύ χαμηλής δυνατότητας ηλεκτρομαγνητικής ανίχνευσης.

Γενικά, έχουν αναπτυχθεί αρκετές εφαρμογές οι οποίες χρησιμοποιούν ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενες σύμμορφες συστοιχίες, αυξάνοντας κυρίως το γωνιακό τομέα κάλυψης. Στην παρούσα εργασία έγινε μια μελέτη τροφοδοσίας σύμμορφων συστοιχιών διαφόρων τύπων και γεωμετρίας, η οποία παρατίθεται στο αντίστοιχο κεφάλαιο.

2.4. Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών

Οι Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών (*Multiple-Beam Antennas, MBAs*) [1] αποτελούν μία ειδική κατηγορία των Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενων Συστοιχιών και μεγάλο κομμάτι μελέτης της παρούσας διατριβής. Ο σχεδιασμός τους βασίζεται στην τροφοδοσία μιας συστοιχίας N στοιχείων από ένα Δίκτυο Διαμόρφωσης Δέσμης M εισόδων, όπως φαίνεται σχηματικά στο Σχήμα 2.17. Τέτοιου είδους αρχιτεκτονικές υλοποιούν συστήματα Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων (*Multiple Input-Multiple Output, MIMO*). Το βασικό τους χαρακτηριστικό είναι η δυνατότητα δημιουργίας πολλαπλών ταυτόχρονων δεσμών (εν δυνάμει κατά τη λήψη), σε αντίθεση με

τις απλές Συστοιχίες Φάσης όπου ακτινοβολείται και στρέφεται μία μοναδική δέσμη.

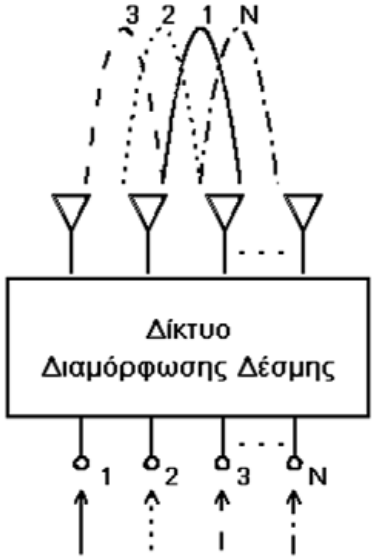


Σχήμα 2.17. Χονδρικό σχηματικό διάγραμμα μιας Κεραίας Πολλαπλών Δεσμών.

Έτσι, ενώ οι απλές Συστοιχίες Φάσης διαθέτουν μία είσοδο, οι Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών διαθέτουν πολλαπλές εισόδους, όπου η κάθε μία αντιστοιχεί σε μία κατευθυντική δέσμη προσανατολισμένη σε διαφορετική γωνία στο χώρο [2]. Κάθε δέσμη δημιουργείται από τη διέγερση της αντίστοιχης θύρας εισόδου, όπως φαίνεται σχηματικά στο Σχήμα 2.18. Συνήθως, στην είσοδο του Δικτύου Διαμόρφωσης Δέσμης συνδέεται ένα κύκλωμα διακόπτη (Σχ.2.17), το οποίο είναι υπεύθυνο για την επιλογή και διέγερση της εκάστοτε κατάλληλης θύρας.

Σε πολλές εφαρμογές διεγείρονται ταυτόχρονα δύο ή και περισσότερες θύρες, με σκοπό το σχηματισμό μιας δέσμης με χαμηλό SLL. Η τεχνική αυτή θα αναλυθεί σε επόμενο κεφάλαιο. Επιπλέον, είναι δυνατόν να δημιουργηθούν πολλαπλές ταυτόχρονες ακτινοβολούμενες δέσμες σε

διαφορετικές συχνότητες, διεγείροντας ταυτόχρονα διαφορετικές θύρες εισόδου με σήματα διαφορετικών συχνοτήτων.



Σχήμα 2.18. Αντιστοίχιση ακτινοβολούμενης δέσμης και θύρας εισόδου σε Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών.

Ειδικότερα, η διέγερση μίας θύρας εισόδου δημιουργεί ένα σήμα το οποίο φτάνει στις θύρες εξόδου (θύρες κεραιών) μέσα από πολλαπλές διαφορετικές διαδρομές. Έτσι, το αρχικό σήμα εμφανίζεται διαχωρισμένο σε κάθε στοιχείο της συστοιχίας. Το κάθε ένα από τα σήματα που φτάνουν σε κάθε στοιχείο της συστοιχίας έχει συνήθως το ίδιο μέτρο, αλλά διαφορετική φάση. Κατά συνέπεια, η συστοιχία τροφοδοτείται με σήματα που διαθέτουν μία διαφορά φάσης Δφ μεταξύ τους, με αποτέλεσμα η ακτινοβολούμενη δέσμη να προσανατολίζεται στο χώρο σε συγκεκριμένη γωνία, σύμφωνα με τη (2.3). Κάθε θύρα εισόδου δημιουργεί διαφορετική κατανομή (ακολουθία) φάσης (ή διαφορά φάσης Δφ) στα σήματα τροφοδοσίας των στοιχείων της συστοιχίας και συνεπώς, προσανατολίζει τη δέσμη σε διαφορετική γωνία. Η διαδοχική διέγερση των θυρών εισόδου μέσω ενός κυκλώματος διακόπτη (Σχ.2.17) οδηγεί σε κάλυψη ενός συγκεκριμένου γωνιακού τομέα. Η κάλυψη αυτή επιτυγχάνεται όχι με συνεχή σάρωση της δέσμης, αλλά με προσανατολισμό της σε διακριτές γωνιακές κατευθύνσεις (μεταγωγή) που

ορίζονται από το σχεδιασμό του δικτύου και τις ακολουθίες φάσης που δημιουργεί κάθε θύρα εισόδου. Τέτοια συστήματα είναι τα Συστήματα Μεταγωγής Δέσμης.

2.5. Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης

Στην παράγραφο αυτή θα παρατεθούν τα βασικά στοιχεία για τα δίκτυα τροφοδοσίας (Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης, *BeamForming Networks*) των Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενων Συστοιχιών. Η έμφαση θα δοθεί στα Δίκτυα Διαμόρφωσης Πολλαπλών Δεσμών (*Multiple Beam Forming Networks*) [1-2, 4, 15-18], τα οποία αποτελούν αντικείμενο μελέτης και σχεδιασμού στην παρούσα διατριβή.

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενες παραγράφους, η βασική διάταξη μιας Συστοιχίας Φάσης εν γένει, είναι το δίκτυο τροφοδοσίας της, το οποίο παρέχει τις κατάλληλες κατανομές πλάτους και φάσης στα στοιχεία της συστοιχίας. Η μελέτη, η σύνθεση και ο σχεδιασμός τέτοιων κυκλωμάτων έχουν αποτελέσει αντικείμενο ευρείας έρευνας τις τελευταίες δεκαετίες.

Πλέον, με την έλευση της ψηφιακής τεχνολογίας, κανείς θα μπορούσε να κάνει μία πρώτη διάκριση ανάμεσα σε αναλογικά και ψηφιακά δίκτυα τροφοδοσίας (ή Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης). Επιπλέον, τα αναλογικά δίκτυα διαχωρίζονται περαιτέρω σε αυτά που χρησιμοποιούν διαμόρφωση δέσμης μικροκυματικής (RF) ή ενδιάμεσης (IF) συχνότητας.

Η παρούσα διατριβή ασχολείται με αναλογικά μικροκυματικά δίκτυα, τα οποία διακρίνονται σε ενεργά (*active*) και παθητικά (*passive*). Η κύρια διαφορά μεταξύ των δύο είναι η χρήση ενισχυτικών διατάξεων στα ενεργά δίκτυα. Το πλεονέκτημά τους είναι η αυξημένη ακτινοβολούμενη ισχύς και η δυνατότητα αντιστάθμισης των κυκλωματικών απωλειών. Από την άλλη πλευρά, τα παθητικά δίκτυα είναι γραμμικά και πλήρως αντιστρεπτά, με αποτέλεσμα να μπορούν να χρησιμοποιηθούν ταυτόχρονα για εκπομπή και λήψη στο ίδιο σύστημα, χωρίς την ανάγκη χρήσης επιπλέον κυκλωμάτων.

Αντίθετα, η χρήση ενεργών δικτύων (όπως στις Ενεργές Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες), απαιτεί την υλοποίηση ξεχωριστών δικτυωμάτων για την εκπομπή και τη λήψη ή τη χρήση πολλαπλών αλυσίδων διατάξεων εκπομπής/λήψης (*T/R modules*). Τα δικτυώματα τα οποία πραγματεύεται η παρούσα διατριβή είναι παθητικά και αντιστρεπτά, μπορούν όμως να χρησιμοποιηθούν εύκολα σε Ενεργές Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες με την προσθήκη των κατάλληλων ενισχυτικών διατάξεων.

Ειδικότερα, σε ότι αφορά τα αναλογικά μικροκυματικά δίκτυα τροφοδοσίας, η πολλαπλότητα και η εξειδίκευσή τους ανάλογα με την εφαρμογή κάνουν δύσκολη την κατηγοριοποίησή τους. Μία πρώτη κατηγοριοποίηση που μπορεί να γίνει έχει να κάνει με το διαχωρισμό τους σε εξαναγκασμένα (*constrained*) και μη-εξαναγκασμένα (*unconstrained*) δίκτυα. Τα εξαναγκασμένα δίκτυα αποτελούνται κυρίως από γραμμές μεταφοράς οι οποίες έχουν ηλεκτρική διασύνδεση με τη συστοιχία. Από την άλλη πλευρά, τα μη-εξαναγκασμένα δίκτυα χρησιμοποιούν τη διάδοση του σήματος τροφοδοσίας με τη μορφή κύματος, αποφεύγοντας την ευρεία χρήση κυκλωμάτων. Παράδειγμα τέτοιων δικτύων αποτελούν οι μικροκυματικοί φακοί (*microwave lenses*). Υπάρχουν βέβαια και περιπτώσεις όπου χρησιμοποιούνται συνδυαστικά και οι δύο παραπάνω τεχνικές τροφοδοσίας. Ακόμα, υπάρχουν τα οπτικά δίκτυα τροφοδοσίας (*optical feeds, optical beamformers*), τα οποία χρησιμοποιούν οπτικές διατάξεις για την επεξεργασία των σημάτων τροφοδοσίας. Ουσιαστικά, το μικροκυματικό σήμα διαμορφώνει ένα οπτικό φέρον σήμα. Σε αυτό γίνεται η επιθυμητή επεξεργασία (διαχωρισμός σε κανάλια, μετατόπιση φάσης) και ακολουθεί πάλι η μετατροπή σε μικροκυματικές συχνότητες. Το κυριότερο πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής έχει να κάνει με το απεριόριστο εύρος ζώνης που προσφέρει και τις δυνατότητες σμίκρυνσης των διατάξεων.

Πέρα από τα παραπάνω, οι διαχωρισμοί μπορεί να γίνουν περισσότερο λεπτομερείς. Εδώ όμως θα παρουσιαστούν βασικές χαρακτηριστικές διατάξεις. Ιδιαίτερη αναφορά θα γίνει στα δικτυώματα τύπου πίνακα (*beamforming matrix*), τα οποία αποτελούν τις βασικές διατάξεις των Δικτυωμάτων Πολλαπλών Δεσμών και μελετώνται ευρέως στην παρούσα διατριβή.

Τέλος, πρέπει να τονιστεί ότι η παρούσα διατριβή ασχολείται κυρίως με δίκτυα τροφοδοσίας μονοδιάστατων (γραμμικών ή σύμμορφων) συστοιχιών. Όμως, μπορεί να γίνει εφαρμογή και σε επίπεδες συστοιχίες οι οποίες τροφοδοτούνται με δισδιάστατες τοπολογίες των διατάξεων που σχεδιάζονται.

Λεπτομερή ανάλυση και παράθεση εκτενών αναφορών για όλες τις κατηγορίες των δικτύων τροφοδοσίας μπορεί να βρει κανείς στη βιβλιογραφία [1-5].

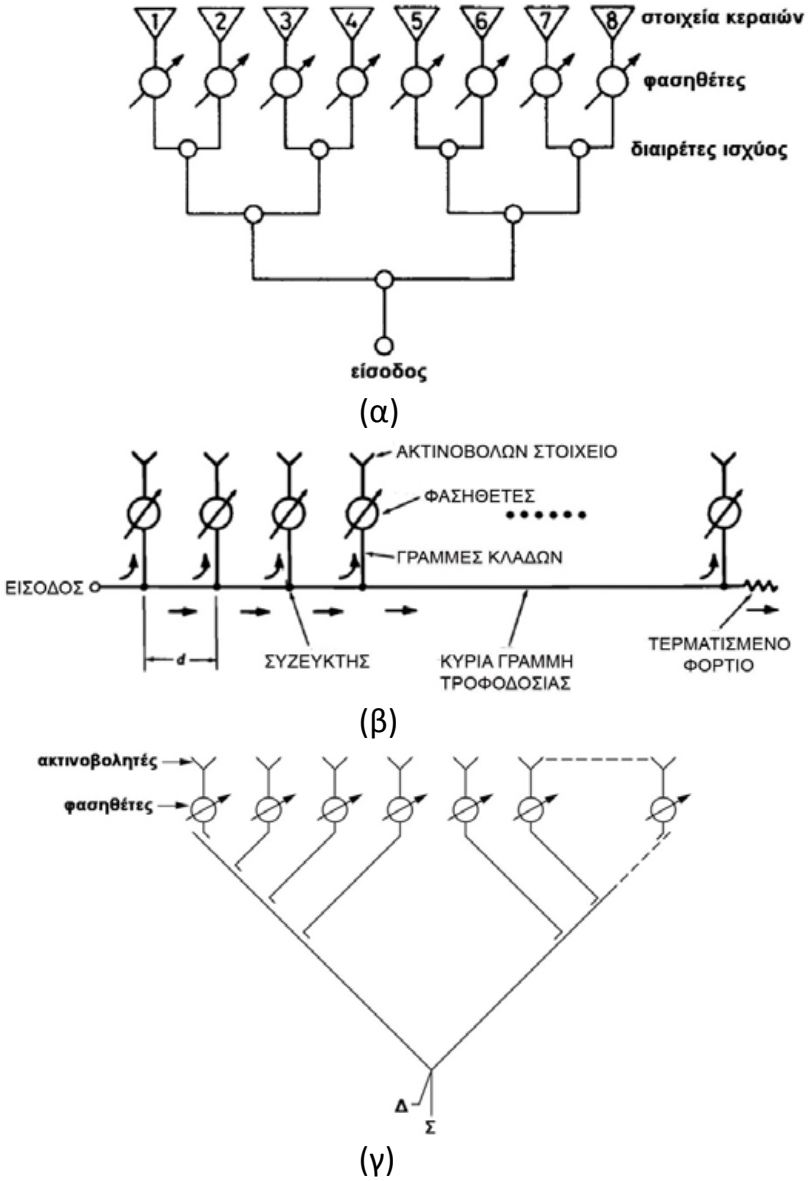
2.5.1. Παράλληλα και Εν Σειρά Δίκτυα Τροφοδοσίας

Τα εξαναγκασμένα (*constrained*) δίκτυα τροφοδοσίας διαχωρίζονται περαιτέρω σε παράλληλα (*parallel, corporate*) και εν σειρά (*series*). Ο διαχωρισμός έχει να κάνει με τον τρόπο τροφοδοσίας της συστοιχίας. Χαρακτηριστικά παραδείγματα των δύο κατηγοριών φαίνονται στο Σχήμα 2.19. Περισσότερα στοιχεία δε θα παρατεθούν εδώ, καθώς η διατριβή επικεντρώνεται σε Δίκτυα Διαμόρφωσης Πολλαπλών Δεσμών.

2.5.2. Δίκτυα Διαμόρφωσης Πολλαπλών Δεσμών

Τα δίκτυα διαμόρφωσης των Κεραιών Πολλαπλών Δεσμών αποτελούν μία ιδιαίτερη περίπτωση των δικτυωμάτων τροφοδοσίας. Η βασική τους ιδιότητα είναι η δημιουργία πολλαπλών δεσμών από ένα δικτύωμα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων. Αποτελούνται κυρίως από δικτυώματα τύπου πίνακα και κάποιους μικροκυματικούς φακούς. Έχουν χρησιμοποιηθεί

εκτενώς, κυρίως σε εφαρμογές Ραντάρ και αμυντικών συστημάτων, αλλά και σε δορυφορικά συστήματα πολλαπλών δεσμών. Τα βασικότερα δικτυώματα τύπου πίνακα είναι οι πίνακες Butler [23-24], Blass [25] και Nolen [26]. Καθώς η παρούσα διατριβή πραγματεύεται εκτενώς συστήματα κεραιών που βασίζονται στον πίνακα Butler, θα παρατεθεί εδώ μία όσο το δυνατόν αναλυτικότερη περιγραφή του δικτυώματος.



Σχήμα 2.19. Σχηματικά διαγράμματα παράλληλων και εν σειρά δικτύων τροφοδοσίας. (α) Παράλληλο δίκτυο [1], (β) Εν σειρά δίκτυο [4] και (γ) Σειριακό δίκτυο με γραμμές τροφοδοσίας ίσου μήκους [5].

Ο πίνακας Blass χρησιμοποιείται πολύ σπάνια, δεν αποτελεί αντικείμενο της διατριβής και θα περιγραφεί εν συντομία. Τέλος, ο πίνακας Nolen, παρότι κι αυτός σπάνια χρησιμοποιούμενος, αποτελεί σημαντικό τμήμα της διατριβής. Λόγω της ιδιαιτερότητας της ανάλυσής του, σ' αυτό το κεφάλαιο θα παρατεθούν τα βασικά στοιχεία, ενώ αναλυτική περιγραφή θα υπάρξει στο αντίστοιχο κεφάλαιο που πραγματεύεται το σχεδιασμό και την ανάπτυξη δικτυωμάτων που βασίζονται στον πίνακα Nolen. Τέλος, περιληπτικά θα περιγραφούν οι μικροκυματικοί φακοί.

2.5.2.1. Ο Πίνακας Butler

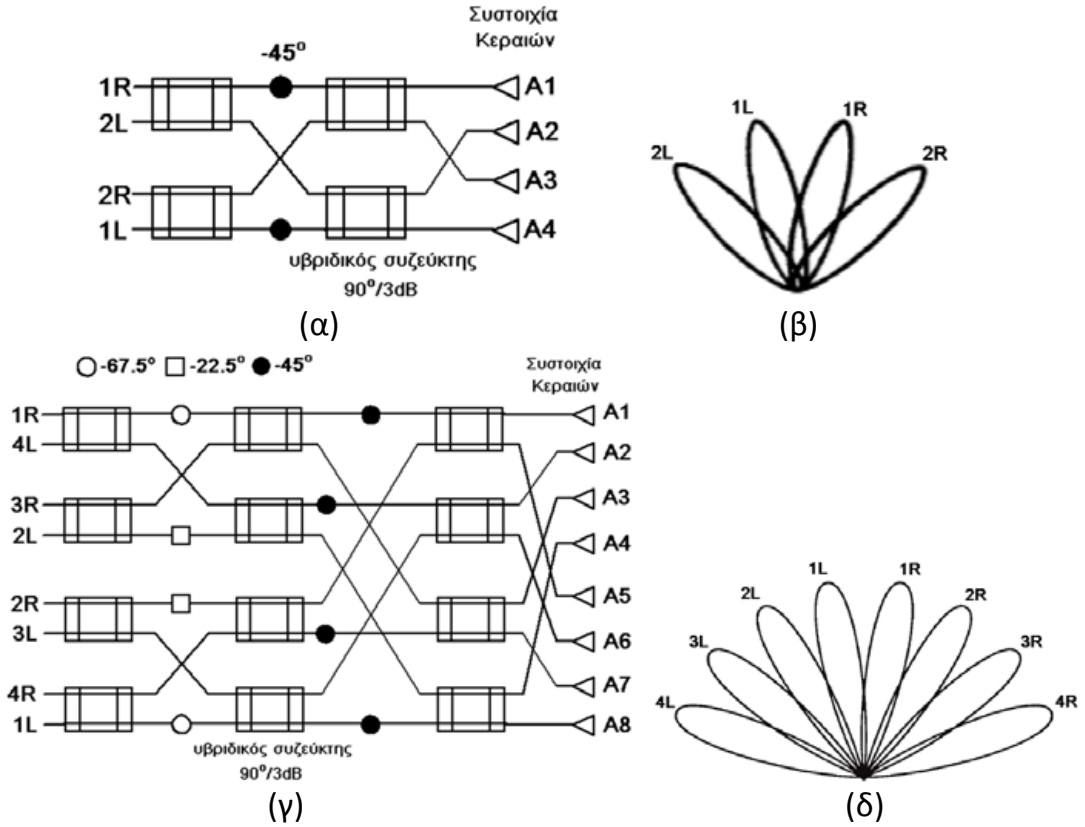
Ο πίνακας Butler (*Butler Matrix*) αποτελεί το πιο διαδεδομένο δίκτυο διαμόρφωσης πολλαπλών δεσμών τύπου πίνακα. Έχει χρησιμοποιηθεί εκτεταμένα σε συστήματα Ραντάρ, αντιμέτρων και ηλεκτρονικού πολέμου, αλλά και δορυφορικές εφαρμογές [1-5, 7-8, 23-24, 27-30]. Είναι ένα αναλογικό μικροκυματικό δικτύωμα αποτελούμενο από κατευθυντικούς (υβριδικούς) συζεύκτες και φασηθέτες. Διαθέτει N εισόδους (θύρες δεσμών) και N εξόδους (θύρες κεραιών), όπου $N=2^n$. Οι έξοδοι τροφοδοτούν μία γραμμική συστοιχία N στοιχείων. Η διέγερση μίας θύρας εισόδου δημιουργεί μία ομοιόμορφη κατανομή πλάτους στις εξόδους, με μία συγκεκριμένη διαφορά φάσης Δφ (ή κατανομή φάσης). Αποτέλεσμα της ομοιόμορφης κατανομής είναι το γεγονός ότι το ακτινοβολούμενο πεδίο είναι της μορφής *sinx/x*. Η κατανομή φάσης που δημιουργείται είναι διαφορετική για κάθε θύρα εισόδου, ενώ είναι υπεύθυνη για τον προσανατολισμό της δέσμης σε συγκεκριμένη γωνιακή κατεύθυνση ((2.3)). Έτσι, κάθε θύρα εισόδου αντιστοιχεί σε μία διαφορετική ακτινοβολούμενη δέσμη, προσανατολισμένη σε διαφορετική γωνία στο χώρο, όπως γενικά αναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.4. Όντας πλήρως παθητικός και προσαρμοσμένος, είναι γραμμικός και αντιστρεπτός, κάτι που του επιτρέπει να χρησιμοποιηθεί ταυτόχρονα σαν δίκτυο εκπομπής και λήψης στο ίδιο σύστημα.

Από κυκλωματική σκοπιά, ο πίνακας Butler είναι το αναλογικό ισοδύναμο του Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (*Fast Fourier Transform, FFT*), καθώς τόσο το μαθηματικό του μοντέλο όσο και τα σχηματικά του διαγράμματα παρουσιάζουν ακριβή ομοιότητα με τα μαθηματικά μοντέλα και τα υπολογιστικά διαγράμματα ροής του FFT. Ως εκ τούτου, διαθέτει το μικρότερο αριθμό διατάξεων και το μικρότερο μήκος γραμμών από όλα τα δίκτυα ομοιόμορφης τροφοδοσίας [1]. Ως κυκλωματικό αντίστοιχο του FFT, απαιτούνται N·logN συνδυασμοί σημάτων (αθροίσματα, διαφορές) για να διεγείρει N δέσμες μιας συστοιχίας N στοιχείων, από N θύρες εισόδου [2].

Στο Σχήμα 2.20 φαίνονται τα σχηματικά διαγράμματα ενός πίνακα 4 εισόδων – 4 εξόδων (N=4) και ενός πίνακα 8 εισόδων – 8 εξόδων (N=8), οι οποίοι είναι και οι συνηθέστερα χρησιμοποιούμενοι. Στη βασική του μορφή, ο πίνακας Butler υλοποιείται με υβριδικούς συζεύκτες 3dB των 90^{o}, όπως φαίνεται και στο Σχ.2.20. Όμως, υπάρχουν και υλοποιήσεις με συζεύκτες 3dB των 180^{o}, καθώς και τοπολογίες χωρίς φασηθέτες [4]. Πίνακες με μεγαλύτερο αριθμό εισόδων/εξόδων (τάξη του πίνακα, N) έχουν αναφερθεί σπανιότερα στη βιβλιογραφία, λόγω και της σχετικής πολυπλοκότητας που παρουσιάζουν εξαιτίας του αυξημένου αριθμού διατάξεων που απαιτούνται. Ενδεικτικά, για έναν πίνακα Butler με N εισόδους/εξόδους ο αριθμός των συζευκτών που απαιτούνται είναι ίσος με $(N/2)\cdot\log_2 N$, ενώ ο αριθμός των φασηθετών ισούται με $(N/2)\cdot(\log_2 N-1)$ [29]. Γενικά, πίνακες με μεγαλύτερη τάξη μπορούν να σχεδιαστούν βασιζόμενοι σε μικρότερους πίνακες. Μία συστηματική διαδικασία σχεδιασμού μπορεί να βρει κανείς στην [30].

Επιπρόσθετα, πρέπει να αναφερθεί ότι η απλότητα ανάπτυξης των διατάξεων του πίνακα Butler (συζεύκτες, φασηθέτες) έχει κάνει εύκολη την υλοποίησή του σε πολλές τεχνολογίες, όπως η μικροταινιακή (*microstrip*), ταινιογραμμής (*stripline*) και κυματοδηγού (*waveguide*). Όμως, παρά το γεγονός ότι ο αριθμός των διατάξεων που χρειάζονται για το σχεδιασμό ενός πίνακα Butler είναι ο ελάχιστος και η υλοποίησή τους σχετικά εύκολη, η

τοπολογία του απαιτεί αρκετές διασταυρώσεις γραμμών, όπως φαίνεται και στο Σχ.2.20. Το γεγονός αυτό αποτελεί ένα από τα μειονεκτήματά του, καθώς αυξάνει την πολυπλοκότητα σχεδιασμού και κατασκευής του, ιδιαίτερα όταν αυξάνεται ο αριθμός εισόδων/εξόδων (N). Κατά συνέπεια, ένα σχεδιαστικό πρόβλημα αποτελεί η απαλλαγή από τις διασταυρώσεις γραμμών. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται σε επόμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 2.20. Σχηματικά διαγράμματα πίνακα Butler. (α) Πίνακας Butler 4x4 (4 εισόδων-4 εξόδων), (β) Ενδεικτικές δέσμες ακτινοβολίας του πίνακα 4x4, (γ) Πίνακας Butler 8x8 (8 εισόδων-8 εξόδων) και (δ) Ενδεικτικές δέσμες ακτινοβολίας του πίνακα 8x8.

Πέρα από τα παραπάνω, ένα ακόμα βασικό μειονέκτημα του πίνακα Butler είναι το γεγονός ότι μπορεί να δημιουργήσει μόνο ομοιόμορφη κατανομή πλάτους στις θύρες εξόδου (κεραιών). Αυτό, όπως έχει ήδη αναφερθεί, οδηγεί σε ακτινοβολούμενες δέσμες με επίπεδο πλευρικών λοβών (SLL) όχι καλύτερο από -13.2dB περίπου. Όμως, σε πολλές εφαρμογές, είναι

απαραίτητη η δημιουργία δεσμών με πολύ χαμηλότερο SLL. Ως εκ τούτου, πρέπει να υλοποιηθούν τεχνικές δημιουργίας ανομοιόμορφων κατανομών πλάτους από έναν πίνακα Butler. Το θέμα αυτό αντιμετωπίζεται εκτενώς σε επόμενα κεφάλαια.

Σ'αυτό το σημείο, αξίζει να παρατεθεί μία σύντομη ανάλυση για τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του πίνακα Butler, όταν αυτός τροφοδοτεί μία γραμμική συστοιχία N στοιχείων με σημειακές ισοτροπικές πηγές (Παράγοντας Συστοιχίας).

Αρχικά, πρέπει να αναφερθεί ότι οι δέσμες ακτινοβολίας που δημιουργούνται από μία συστοιχία τροφοδοτούμενη από έναν πίνακα Butler είναι μεταξύ τους ορθογώνιες. Με άλλα λόγια, το μέγιστο κάθε δέσμης συμπίπτει γωνιακά με τους μηδενισμούς των άλλων δεσμών. Αυτό είναι σημαντικό, καθώς θεωρητικά δεν υπάρχει σύζευξη δεσμών (*beam coupling*), με αποτέλεσμα όταν ακτινοβολείται μία δέσμη να μη δέχεται παρεμβολές εξαιτίας της ύπαρξης των άλλων δεσμών. Επίσης, ο προσανατολισμός και το εύρος της δέσμης μεταβάλλονται με τη συχνότητα, ώστε η ορθογωνιότητα να διατηρείται.

Επιπλέον, καθώς η τροφοδοσία είναι ομοιόμορφη, το διάγραμμα ακτινοβολίας κάθε δέσμης περιγράφεται από τη (2.4), ενώ το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών (SLL) είναι περίπου ίσο με -13.2dB. Επίσης, κάθε δέσμη διαθέτει το 100% του κέρδους (και της κατευθυντικότητας) που μπορεί να προσφέρει η συστοιχία [4, 27]. Η γωνιακή θέση των δεσμών (για οποιαδήποτε απόσταση μεταξύ των στοιχείων της κεραίας d) δίνεται από [1, σελ.346]:

$$\sin\theta_i = \pm\frac{i\lambda}{2Nd}, \quad i = 1,3,5,\ldots,N-1 \tag{2.12}$$

ενώ η γωνιακή απόσταση των δεσμών στο χώρο $u=(d/\lambda)(\sin\theta-\sin\theta_i)$ είναι ίση με 1/N [1].

Η διαφορά φάσης $\Delta\phi_i$ που δημιουργείται μεταξύ των σημάτων στις θύρες εξόδου (κεραιών) από τη διέγερση κάθε θύρας εισόδου δίνεται από [2, σελ. 392]:

$$\Delta\phi_i = \frac{2\pi i}{N}, \quad i = \pm 1/2, \pm 3/2, \pm 5/2, \ldots, \pm (N-1)/2 \qquad (2.13)$$

ή ισοδύναμα [18, 21]:

$$\Delta\phi_i = \pm \frac{(2i-1)\pi}{N}, \quad i = 1, 2, \ldots, N/2 \qquad (2.14)$$

ενώ οι κατανομές φάσης μεταξύ διαδοχικών θυρών εισόδου διαφέρουν κατά 2π/N.

Η (2.12) σχετίζεται με τη (2.13) (ή τη (2.14)), καθώς συνδυαζόμενες μεταξύ τους επαληθεύουν τη βασική εξίσωση προσανατολισμού της ακτινοβολούμενης δέσμης που περιγράφει η (2.3). Πιο αναλυτικά, ξεκινώντας από τη (2.3) και χρησιμοποιώντας τη (2.12), καταλήγουμε:

$$\Delta\phi_i = -kd\sin\theta_i = \pm kd\frac{i\lambda}{2Nd} = \pm\frac{i\pi}{N}, \quad i = 1, 3, 5, \ldots, N-1 \qquad (2.15)$$

η οποία είναι ισοδύναμη με τη (2.13). Έτσι, η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων στις θύρες εξόδου του πίνακα Butler, η οποία ταυτίζεται με την αντίστοιχη ακολουθία φάσεων τροφοδοσίας της συστοιχίας, είναι υπεύθυνη για τον προσανατολισμό της ακτινοβολούμενης δέσμης της συστοιχίας, σύμφωνα με τη (2.3).

Όπως φαίνεται από τη (2.15), η εξίσωση ισχύει μόνο για περιττούς αριθμούς (1,3,5,..). Παρόλα αυτά, υπάρχει η δυνατότητα ολίσθησης της ακολουθίας φάσης κατά μία σταθερή τιμή, ώστε η (2.15) να επαληθεύεται και για άρτιους αριθμούς (0,2,4,...). Αυτό σημαίνει ότι είναι δυνατόν να δημιουργηθούν και νέες ακτινοβολούμενες δέσμες προσανατολισμένες σε ενδιάμεσες γωνιακές θέσεις σε σχέση με τις συμβατικές, ενώ η διαδικασία μπορεί να συνεχιστεί περαιτέρω. Η τεχνική αυτή αναλύεται εκτενώς στην αντίστοιχη υποενότητα της παραγράφου.

Το εύρος δέσμης μισής ισχύος (HPBW) ισούται με [27]:

$$HPBW = \frac{50\lambda}{d(N-1)} \tag{2.16}$$

Ο συνολικός γωνιακός τομέας κάλυψης, μετρούμενος μεταξύ των μεγίστων των δύο ακρότατων δεσμών, μπορεί να προκύψει βρίσκοντας τη γωνιακή τους απόσταση, χρησιμοποιώντας τη (2.12) για i=N-1. ΄Ετσι, οι γωνιακές κατευθύνσεις των δύο ακρότατων δεσμών είναι:

$$\sin\theta_{\max} = \pm\frac{(N-1)\lambda}{2Nd} \tag{2.17}$$

ενώ για το συνολικό τομέα κάλυψης, προκύπτει [1, σελ.346]:

$$\Theta_{\tau o \mu \acute{\varepsilon} \alpha} = 2\sin^{-1}\left(\frac{(N-1)\lambda}{2Nd}\right) \tag{2.18}$$

Πρακτικά, ο τομέας εκτείνεται περίπου στις 110^{o}-120^{o}.

Όπως σε κάθε γραμμική συστοιχία, μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας ισοδυναμεί με μεταβολή του λόγου d/λ. Όπως φαίνεται και από τις (2.12) και (2.16), οι μεταβολές στη συχνότητα (κατά συνέπεια στο μήκος κύματος λ) ή στην απόσταση των στοιχείων d, επηρεάζουν τις θέσεις των μεγίστων αλλά και το εύρος των δεσμών. Οι μετακινήσεις (στροφή) των μεγίστων των δεσμών με τις αλλαγές της συχνότητας λειτουργίας αναφέρονται ως “στραβισμός” δέσμης (*beam squint*). Παρόλα αυτά, οι μεταβολές στη θέση και στο εύρος των δεσμών αλληλοαναιρούνται, με αποτέλεσμα το σημείο τομής των διαδοχικών δεσμών (CL, Crossover Level) να παραμένει πάντα στο ίδιο επίπεδο. Επίσης, διατηρείται η ορθογωνιότητα των δεσμών, όπως έχει ήδη αναφερθεί. Η γωνιακή θέση του σημείου τομής βρίσκεται πάντα στο μέσον της γωνιακής απόστασης των δύο διαδοχικών δεσμών. Το επίπεδο του σημείου τομής δίνεται από [1, σελ.347]:

$$E_{CL} = \frac{1}{N\sin(\pi/2N)} \tag{2.19}$$

ενώ πρακτικά (και όσο αυξάνεται το N) το CL είναι περίπου ίσο με -3.9dB (2/π).

Ο Πίνακας 2.1 παραθέτει κάποια στοιχεία για το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών (SLL) και το σημείο τομής των διαδοχικών δεσμών (CL), για γραμμικές συστοιχίες που τροφοδοτούνται από πίνακα Butler NxN (N εισόδων/εξόδων).

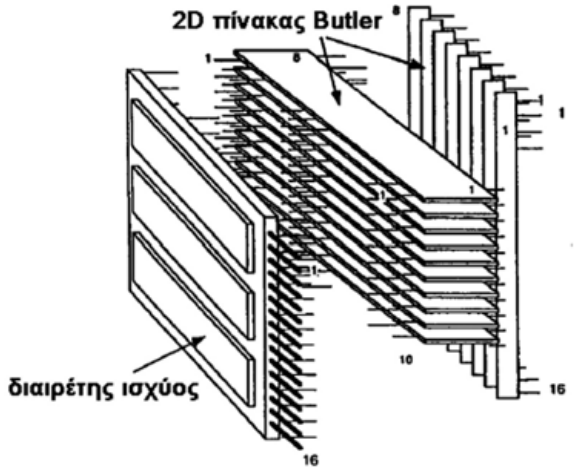
Πίνακας 2.1. Παράμετροι συστοιχίας N στοιχείων τροφοδοτούμενης από πίνακα Butler [1].

Αριθμός εισόδων/εξόδων N	**SLL (dB)**	**Crossover Level (dB)**
4	-11.3	-3.7
8	-12.8	-3.87
16	-13.15	-3.91
32	-13.23	-3.92
∞	-13.26	-3.92

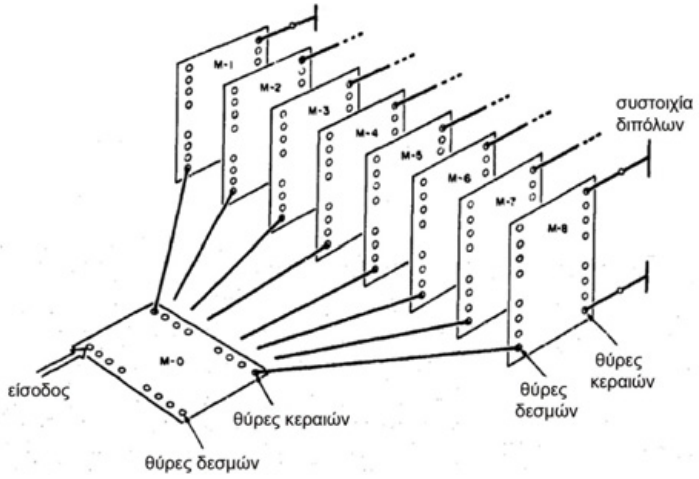
Πέρα από τα παραπάνω, αξίζει να σημειωθεί ότι ο πίνακας Butler δεν παρουσιάζει ιδιαίτερα μεγάλο εύρος ζώνης λειτουργίας, λόγω των διατάξεων από τις οποίες αποτελείται, οι οποίες γενικά προσφέρουν σχετικά στενό εύρος ζώνης λειτουργίας (π.χ. ο τυπικός υβριδικός συζεύκτης περίπου 5-10%).

Τέλος, πρέπει να αναφερθεί ότι ο πίνακας Butler έχει χρησιμοποιηθεί σε πολλές εφαρμογές για την τροφοδοσία δισδιάστατων συστοιχιών. Εκεί, το δισδιάστατο δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης (BFN) υλοποιείται συνήθως χρησιμοποιώντας στοίβες από οριζόντιους και κατακόρυφους πίνακες [8, 27-28]. Το Σχήμα 2.21 απεικονίζει το σχηματικό διάγραμμα ενός δισδιάστατου δικτύου διαμόρφωσης δέσμης με οριζόντιες και κατακόρυφες στοίβες από πίνακες Butler, το οποίο έχει χρησιμοποιηθεί στις δορυφορικές πλατφόρμες του συστήματος IRIDIUM [28]. Όμως, τοπολογίες όπως αυτές του Σχ.2.21 απαιτούν μεγάλο αριθμό πινάκων, αυξάνοντας την πολυπλοκότητα, το κόστος και τον όγκο του συστήματος. Έτσι, μπορούν να βελτιωθούν, μειώνοντας το συνολικό αριθμό των πινάκων, όπως ενδεικτικά απεικονίζεται στο Σχήμα 2.22 [31]. Στην περίπτωση αυτή, χρησιμοποιείται ένας μόνο

πίνακας Butler για τον προσανατολισμό της δέσμης στο ένα κύριο επίπεδο και μία στοίβα για τον προσανατολισμό στο δεύτερο, μειώνοντας έτσι το συνολικό αριθμό πινάκων που απαιτείται. Η τεχνική αυτή έχει υλοποιηθεί πρόσφατα σε συστήματα ασύρματων επικοινωνιών [32-33].



Σχήμα 2.21. Δισδιάστατο δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με πίνακες Butler [28].

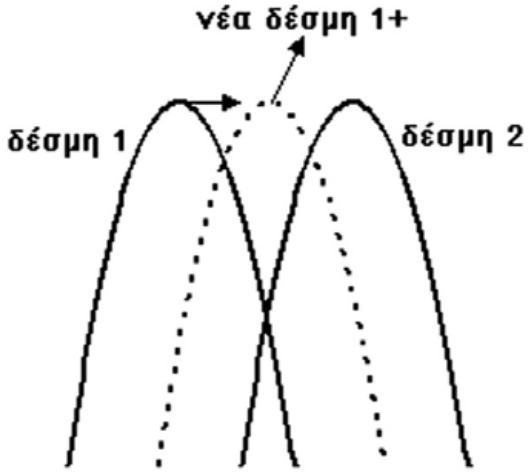


Σχήμα 2.22. Δισδιάστατο δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με χρήση μόνο κατακόρυφης στοίβας από πίνακες Butler [31].

Γωνιακή Στροφή Δεσμών Πίνακα Butler με Σταθερή Ολίσθηση της Ακολουθίας Φάσης Εξόδου

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, υπάρχει η δυνατότητα δημιουργίας πρόσθετων ακτινοβολούμενων δεσμών, μέσω της γωνιακής στροφής των συμβατικών δεσμών ενός πίνακα Butler, όπως χαρακτηριστικά φαίνεται στο Σχ.2.23, όπου η νέα “δέσμη 1+” δημιουργείται από τη στροφή της

συμβατικής “δέσμης 1”. Η τεχνική αυτή, αυξάνοντας ουσιαστικά τον αριθμό των ακτινοβολούμενων δεσμών, προσφέρει βελτιωμένη κάλυψη του γωνιακού τομέα, καθώς επιτρέπει τη σάρωσή του με μεγαλύτερο ποσοστό του μέγιστου διαθέσιμου κέρδους της συστοιχίας. Επίσης, αποφεύγεται η ανάγκη χρήσης πίνακα μεγαλύτερης τάξης.



Σχήμα 2.23. Δημιουργία νέας ακτινοβολούμενης δέσμης μέσω της γωνιακής στροφής μιας συμβατικής.

Αναλυτικότερα, βασιζόμενοι στις (2.12) και (2.15), είναι εφικτό να δημιουργηθούν νέες ακολουθίες φάσης μέσω της ολίσθησης των συμβατικών ακολουθιών φάσης που δημιουργεί ο πίνακας Butler. Οι νέες ακολουθίες φάσης είναι υπεύθυνες για τη δημιουργία των νέων ακτινοβολούμενων δεσμών, οι οποίες είναι προσανατολισμένες σε γωνιακές κατευθύνσεις που δεν καλύπτονται από τις συμβατικές δέσμες του πίνακα Butler. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η απλούστερη περίπτωση, όπου δημιουργούνται ακολουθίες φάσης τέτοιες ώστε η (2.15) να ισχύει για άρτιους αριθμούς. Δηλαδή:

$$\Delta\phi_i' = \pm\frac{i\pi}{N}, \qquad i = 0,2,4,\ldots,N-2 \tag{2.20}$$

Οι νέες δέσμες που δημιουργούνται εφαρμόζοντας τη (2.20) είναι προσανατολισμένες στο μέσον της γωνιακής απόστασης των δύο εκατέρωθεν

συμβατικών δεσμών και το μέγιστό τους συμπίπτει με τη γωνιακή θέση του σημείου τομής των δύο εκάστοτε συμβατικών δεσμών (Σχ.2.23). Με άλλα λόγια, επαληθεύοντας προσεγγιστικά τη βασική εξίσωση (2.3), η ακολουθία φάσης που αντιστοιχεί στη νέα δέσμη είναι ίση με το μέσο όρο των ακολουθιών φάσης που αντιστοιχούν στις δύο εκατέρωθεν δέσμες, ενώ η γωνιακή της κατεύθυνση (sinθ) συμπίπτει (περίπου) με το μέσον της γωνιακής απόστασης των εκατέρωθεν δεσμών.

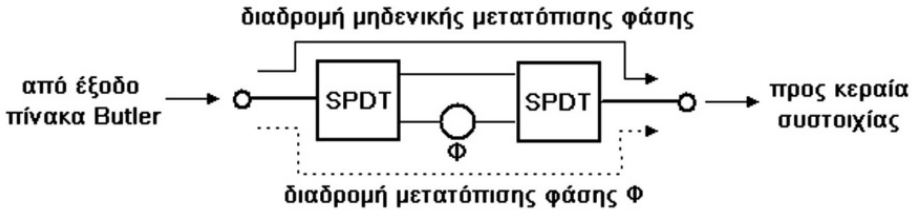
Ένα βασικό θέμα αποτελεί η επιλογή μίας εκ των δύο συμβατικών ακολουθιών φάσης η οποία θα υποστεί την ολίσθηση, προκειμένου να δημιουργηθεί η νέα ακολουθία. Δηλαδή, ποια συμβατική δέσμη θα επιλεγεί προκειμένου να δημιουργηθεί η νέα δέσμη. Παρόλα αυτά, η τεχνική μπορεί να εφαρμοστεί ανεξάρτητα από τη συμβατική δέσμη που θα χρησιμοποιηθεί. Έτσι, επιλέγοντας την εξ αριστερών συμβατική δέσμη, η απαιτούμενη πρόσθετη μετατόπιση (ολίσθηση) φάσης για κάθε θύρα εξόδου του πίνακα Butler δίνεται ως:

$$\Phi_n = -(n-1)\frac{\pi}{N}, \qquad n = 1,2,...,N \tag{2.21}$$

όπου n ο αριθμός της θύρας εξόδου του πίνακα ή του στοιχείου της συστοιχίας. Η ολίσθηση φάσης της (2.21) παράγει μία νέα ακολουθία φάσης τροφοδοσίας και στρέφει την εξ' αριστερών συμβατική δέσμη προς τα δεξιά (Σχ.2.23). Η ίδια τιμή της μετατόπισης φάσης, αλλά με αντίθετο πρόσημο (+), μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη δημιουργία της ίδιας νέας δέσμης, αλλά με διέγερση της εκ δεξιών συμβατικής δέσμης και στροφής της προς τα αριστερά.

Ένα απλό κύκλωμα για τη δημιουργία των επιπλέων ακολουθιών φάσης τροφοδοσίας φαίνεται στο σχηματικό διάγραμμα του Σχήματος 2.24. Ένα τέτοιο κύκλωμα συνδέεται σε κάθε μία από τις εξόδους του πίνακα Butler, τροφοδοτώντας το κάθε στοιχείο της συστοιχίας. Στην πραγματικότητα, είναι ένας φασηθέτης διακοπτόμενης (ή μεταγόμενης) γραμμής (*Switched Line*

Phase Shifter, SLPS) [2, 4], ο οποίος αποτελείται από δύο διακόπτες μιας εισόδου – 2 εξόδων (*Single-Pole-Double-Throw, SPDT*) και δύο γραμμές μεταφοράς διαφορετικού ηλεκτρικού μήκους (άρα και διαφορετικής μετατόπισης φάσης). Η μία διαδρομή εισάγει μηδενική μετατόπιση φάσης, ενώ η δεύτερη διαδρομή εισάγει μία κατάλληλη μετατόπιση φάσης για κάθε θύρα εξόδου του πίνακα Butler, σύμφωνα με τη (2.21).



Σχήμα 2.24. Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος φασηθέτη μεταγόμενης γραμμής δύο διαδρομών.

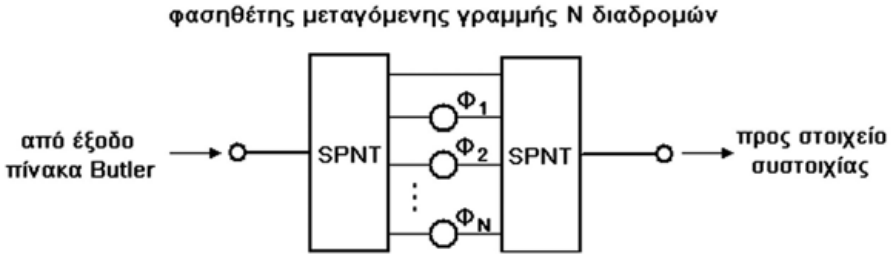
Η λειτουργία του κυκλώματος είναι σχετικά απλή. Όταν απαιτείται η δημιουργία μιας συμβατικής δέσμης του πίνακα Butler, διεγείρεται η αντίστοιχη θύρα εισόδου, ενώ οι διακόπτες (οι οποίοι λειτουργούν ταυτόχρονα και υπό κοινό έλεγχο), επιλέγουν τη διαδρομή μηδενικής μετατόπισης φάσης. Έτσι, η συστοιχία τροφοδοτείται με τη συμβατική ακολουθία φάσης που παράγει ο πίνακας Butler και δημιουργείται η επιθυμητή συμβατική δέσμη. Όμως, όταν απαιτείται η δημιουργία μιας νέας δέσμης, διεγείρεται και πάλι η αντίστοιχη θύρα της συμβατικής δέσμης, ενώ οι διακόπτες αυτή τη φορά επιλέγουν τη διαδρομή της πρόσθετης μετατόπισης Φ. Με αυτόν τον τρόπο, ολόκληρη η ακολουθία φάσης ολισθαίνει κατάλληλα, δημιουργώντας μία νέα, η οποία είναι υπεύθυνη για τη στροφή της συμβατικής δέσμης σε νέα γωνιακή κατεύθυνση. Τέλος, όπως φαίνεται και από τη (2.21), στην έξοδο n=1 του πίνακα, η απαραίτητη μετατόπιση φάσης είναι ίση με μηδέν, επομένως το κύκλωμα αυτό μπορεί να παραληφθεί.

Στην απλούστερή του μορφή, ο συγκεκριμένος φασηθέτης μεταγόμενης γραμμής μπορεί να δημιουργήσει μία μόνο επιπλέον ακολουθία φάσης, για κάθε ήδη υπάρχουσα (συμβατική), όπως παρουσιάζεται στο Σχ.2.24. Έτσι, υλοποιεί την απαραίτητη πρόσθετη μετατόπιση φάσης, όπως περιγράφεται μαθηματικά από τη (2.21), δημιουργώντας τις νέες ακολουθίες φάσης της (2.20). Όμως, η διαδικασία μπορεί να συνεχιστεί περαιτέρω, με τη δημιουργία επιπλέον νέων δεσμών, υλοποιώντας επιπλέον νέες ακολουθίες φάσης. Για παράδειγμα, μία καλή επιλογή είναι η γωνιακή κατεύθυνση κάθε νέας δέσμης να συμπίπτει με το σημείο τομής (μέσον της γωνιακής απόστασης) των δύο εκατέρωθεν κοντινότερων δεσμών που ήδη υπάρχουν. Το σχηματικό διάγραμμα ενός φασηθέτη μεταγόμενης γραμμής N διαδρομών, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη δημιουργία N νέων ακολουθιών φάσης τροφοδοσίας, φαίνεται στο Σχήμα 2.25. Στην περίπτωση αυτή, η επιπλέον ολίσθηση φάσης για κάθε θύρα εξόδου διαμορφώνεται ανάλογα με την επιθυμητή διεύθυνση προσανατολισμού των νέων δεσμών.

Σ’αυτό το σημείο, πρέπει να τονιστεί το γεγονός ότι η συστοχία παραμένει μία κεραία πολλαπλών δεσμών, όπου οι ακτινοβολούμενες δέσμες μετάγονται μεταξύ προκαθορισμένων γωνιακών κατευθύνσεων, όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο. Παρόλα αυτά, η υλοποίηση πολλαπλών νέων ακολουθιών φάσης μπορεί να δημιουργήσει ένα αρκετά πυκνό πλέγμα ακτινοβολούμενων δεσμών, με πολύ μικρά βήματα μεταγωγής (γωνιακές αποστάσεις δεσμών).

Όμως, ο βέλτιστος τρόπος υλοποίησης της τεχνικής αυτής είναι η χρήση ενός συνεχώς μεταβαλλόμενου (ρυθμιζόμενου) φασηθέτη, αντί του φασηθέτη μεταγόμενης γραμμής. Η τιμή της μετατόπισης φάσης του ρυθμιζόμενου φασηθέτη μπορεί να μεταβάλλεται συνεχόμενα, με πολύ μικρά βήματα, σε αντίθεση με τις τιμές της μετατόπισης φάσης των διαφορετικών διαδρομών ενός φασηθέτη μεταγόμενης γραμμής, οι οποίες διαφέρουν κατά μία σταθερή τιμή. Έτσι, η χρήση ρυθμιζόμενου φασηθέτη

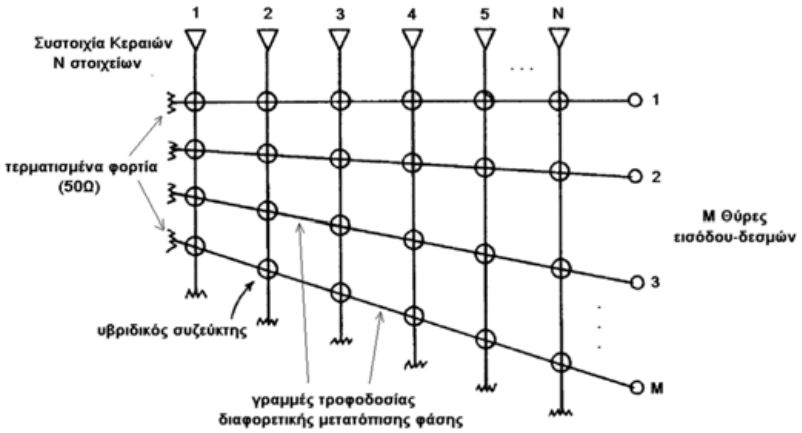
οδηγεί στη δημιουργία ενός συστήματος που μπορεί να σαρώνει με συνεχή τρόπο το γωνιακό τομέα, καλύπτοντας τα γωνιακά κενά που δημιουργεί η μεταγωγή της δέσμης. Η επιλογή αυτή όμως απαιτεί πολυπλοκότερα κυκλώματα και διατάξεις για την υλοποίηση του ρυθμιζόμενου φασηθέτη [34].



Σχήμα 2.25. Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος φασηθέτη μεταγόμενης γραμμής N διαδρομών.

2.5.2.2. Ο Πίνακας Blass

Ο πίνακας Blass αποτελεί ένα ακόμα παθητικό μικροκυματικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης [1, 25]. Όπως και ο πίνακας Butler, αποτελείται από υβριδικούς κατευθυντικούς συζεύκτες και φασηθέτες. Όμως, απαιτούνται επιπλέον τερματισμένα φορτία στις μη χρησιμοποιούμενες θύρες του, όπως φαίνεται και στο σχηματικό διάγραμμα του Σχήματος 2.26. Στον πίνακα Blass οι φασηθέτες δεν είναι διακριτά στοιχεία, αλλά υλοποιούνται με γραμμές μεταφοράς διαφορετικού ηλεκτρικού μήκους.



Σχήμα 2.26. Σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Blass [1].

Η χαρακτηριστική διαφορά του με τον πίνακα Butler είναι το γεγονός ότι χρησιμοποιεί σειριακή δομή και τροφοδοσία της συστοιχίας, σε αντίθεση με την παράλληλη δομή του πίνακα Butler. Επιπλέον, ο αριθμός των θυρών εισόδου (δεσμών) M μπορεί να είναι διαφορετικός από τον αριθμό των θυρών εξόδου (κεραιών) N, ο οποίος δεν είναι απαραίτητο να ισούται με 2^n (όπως σε αντίθεση συμβαίνει με τον πίνακα Butler). Ακόμα, όπως θα αναλυθεί και σε επόμενο κεφάλαιο, η ύπαρξη απωλειών κάνει δυνατή τη δημιουργία ανομοιόμορφων κατανομών πλάτους (ισχύος) διέγερσης των κεραιών (σχεδιάζοντας κατάλληλα τους υβριδικούς συζεύκτες) και κατά συνέπεια, την επίτευξη διαγραμμάτων ακτινοβολίας με χαμηλό SLL. Σε ότι έχει να κάνει με τον προσανατολισμό των ακτινοβολούμενων δεσμών, οι γωνίες μεγίστου μπορούν θεωρητικά να είναι οποιεσδήποτε, καθώς δεν υπάρχουν οι περιορισμοί της παράλληλης δομής του πίνακα Butler.

Η λειτουργία του συνοψίζεται ως εξής: η διέγερση μιας θύρας εισόδου δημιουργεί μία σειριακή τροφοδοσία, η οποία κατανέμεται σε όλα τα στοιχεία της συστοιχίας. Ιδανικά, όταν ενεργοποιείται μία θύρα εισόδου, όλες οι σειριακές γραμμές τροφοδοσίας που βρίσκονται κάτω από την ενεργό γραμμή είναι πλήρως απομονωμένες. Για παράδειγμα, όταν ενεργοποιείται η θύρα εισόδου 1 (Σχ.2.26), το σήμα εμφανίζεται μόνο στην αντίστοιχη γραμμή τροφοδοσίας και όχι σε αυτές που αντιστοιχούν στις υπόλοιπες θύρες (2,3,...,M). Όταν αντίστοιχα ενεργοποιείται η θύρα εισόδου 2, το σήμα εμφανίζεται στις γραμμές τροφοδοσίας των θυρών 1 και 2, αλλά όχι στις υπόλοιπες (3,4,...,M).

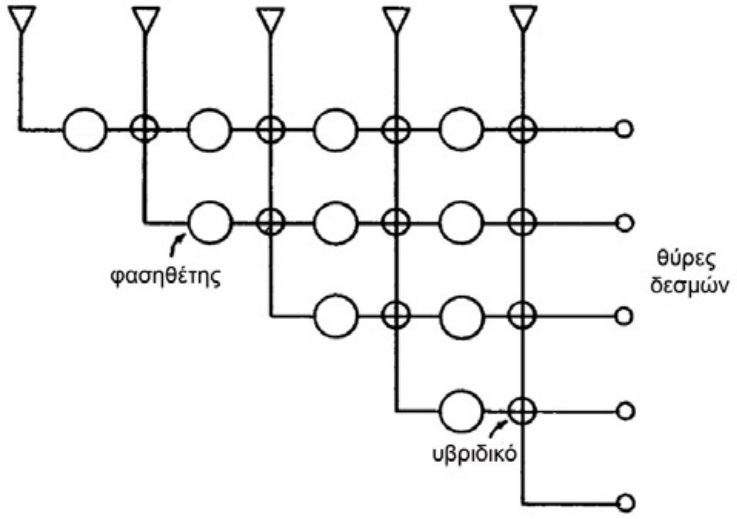
Από την άλλη πλευρά, ο πίνακας Blass παρουσιάζει σημαντικά μειονεκτήματα σε σχέση με τον πίνακα Butler. Αρχικά, ο αριθμός των διατάξεων που απαιτούνται για το σχεδιασμό πινάκων ίδιας τάξης είναι μεγαλύτερος σε έναν πίνακα Blass. Ακόμη, το μεγαλύτερο μειονέκτημα του πίνακα Blass είναι η ανάγκη τοποθέτησης των τερματισμένων φορτίων στα άκρα των γραμμών τροφοδοσίας (Σχ.2.26). Τα φορτία αυτά απορροφούν

ισχύ, με αποτέλεσμα ο πίνακας Blass να εμφανίζει σημαντικές απώλειες. Επιπρόσθετα, ένα ακόμα μειονέκτημα αποτελεί η ατελής απομόνωση των συζευκτών η οποία οδηγεί σε σύζευξη των γραμμών τροφοδοσίας. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την παραμόρφωση της κατανομής στις θύρες εξόδου.

Εξαιτίας των παραπάνω μειονεκτημάτων, ο πίνακας Blass δεν έχει χρησιμοποιηθεί σε πολλές εφαρμογές. Μία βελτιωμένη τοπολογία ενός σειριακού δικτύου πολλαπλών δεσμών αποτελεί ο πίνακας Nolen [1, 26, 35], που παρουσιάζεται στην επόμενη παράγραφο.

2.5.2.3. Ο Πίνακας Nolen

Ο πίνακας Nolen αποτελεί μία γενικευμένη περίπτωση των πινάκων Butler και Blass [1, 26, 35]. Όπως και τα δύο προηγούμενα δίκτυα, είναι πλήρως παθητικός και αντιστρεπτός, αποτελούμενος επίσης από υβριδικούς συζεύκτες και φασηθέτες, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.27.



Σχήμα 2.27. Σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen [1].

Συγκρίνοντας το σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen με αυτό του πίνακα Blass (Σχ.2.26), μπορεί κανείς να αντιληφθεί ότι ο πίνακας Nolen αποτελεί το άνω τριγωνικό μέρος του πίνακα Blass, όπου οι τερματισμοί έχουν αφαιρεθεί. Το γεγονός αυτό αποτελεί και το συγκριτικό του

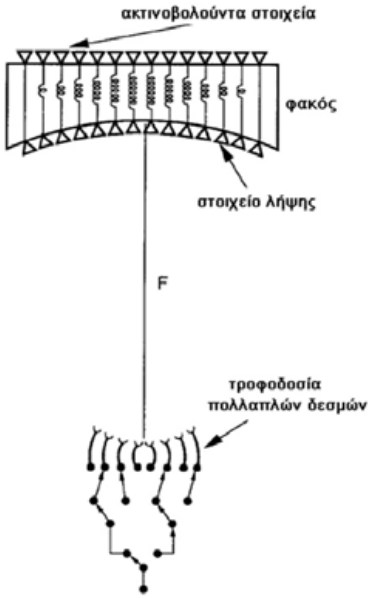
πλεονέκτημα έναντι του πίνακα Blass, καθώς ιδανικά δεν παρουσιάζει απώλειες. Όμως, από την άλλη πλευρά, η έλλειψη απωλειών οδηγεί γενικά στην αδυναμία δημιουργίας ανομοιόμορφης κατανομής στις εξόδους. Παρόλα αυτά, δικτυώματα που βασίζονται στον πίνακα Nolen και μπορούν να δημιουργήσουν ανομοιόμορφες κατανομές μελετήθηκαν και αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής και θα παρουσιαστούν σε επόμενο κεφάλαιο.

Επιπρόσθετα, έχει αποδειχθεί ότι ο πίνακας Nolen μπορεί να ελαττωθεί (απλοποιηθεί) σε έναν πίνακα Butler, όταν ο αριθμός των θυρών εισόδου/εξόδου είναι ίσος με δύναμη του 2 ($N=2^n$) [1, 35]. Όμως, λόγω της σειριακής του δομής, είναι δυνατόν εν γένει ο αριθμός των θυρών εισόδου να είναι διαφορετικός από τον αριθμό των θυρών εξόδου, γεγονός που ορισμένες φορές είναι χρήσιμο. Από κυκλωματική σκοπιά, ενώ ο πίνακας Butler είναι το κυκλωματικό ισοδύναμο του FFT, ο πίνακας Nolen αποτελεί μία κυκλωματική υλοποίηση του Διακριτού Μετασχηματισμού Fourier (*Discrete Fourier Transform, DFT*), δουλεύοντας για οποιονδήποτε αριθμό εξόδων, συμπεριλαμβανομένων και των πρώτων αριθμών [1].

Αναλυτική περιγραφή της σύνθεσης και του σχεδιασμού του συμβατικού πίνακα Nolen, αλλά και των καινοτόμων τοπολογιών που αναπτύχθηκαν στην παρούσα εργασία, θα παρατεθεί στο αντίστοιχο κεφάλαιο.

2.5.2.4. Μικροκυματικοί Φακοί

Οι μικροκυματικοί φακοί είναι διατάξεις δημιουργίας πολλαπλών δεσμών, οι οποίες επεξεργάζονται το μικροκυματικό σήμα παρόμοια με την επεξεργασία των οπτικών σημάτων από τους οπτικούς φακούς. Συνήθως οι φακοί εκμεταλλεύονται τη διάδοση του κύματος στον ελεύθερο χώρο, ελαχιστοποιώντας τη χρήση ηλεκτρικών κυκλωμάτων. Στο Σχήμα 2.28 απεικονίζεται ένα γενικό σχηματικό διάγραμμα ενός μικροκυματικού φακού.

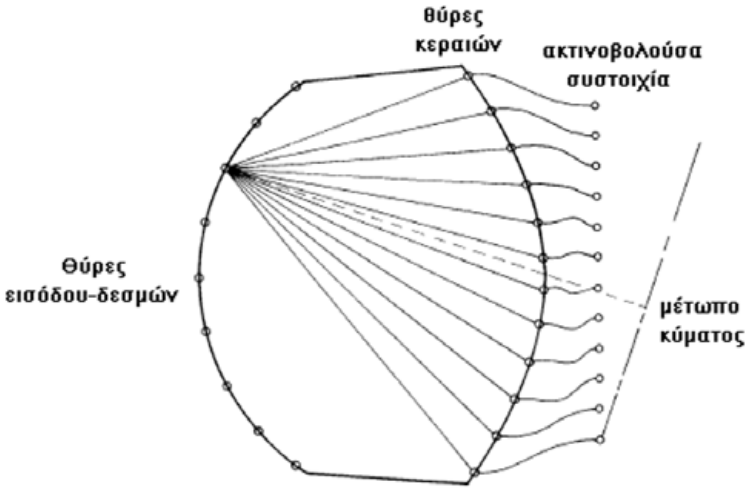


Σχήμα 2.28. Γενικό σχηματικό διάγραμμα ενός μικροκυματικού φακού [2].

Όπως φαίνεται και στο Σχ.2.28, η γενική τοπολογία ενός φακού περιλαμβάνει μία συστοιχία (τροφοδοσία πολλαπλών δεσμών) η οποία ακτινοβολεί το φακό. Ο φακός διαθέτει μία συστοιχία λήψης (παραβολοειδούς ή υπερβολοειδούς μορφής), η οποία λαμβάνει το κύμα που ακτινοβολείται από την τροφοδοσία πολλαπλών δεσμών. Το λαμβανόμενο κύμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό μικροκυματικό σήμα το οποίο διαδίδεται μέσα από τις γραμμές διαφορετικού ηλεκτρικού μήκους του φακού. Τέλος, αυτό επανα-ακτινοβολείται από τη συστοιχία εκπομπής του φακού. Η ακτινοβολούμενη δέσμη στρέφεται ανάλογα με τη γωνία που ακτινοβολεί η τροφοδοσία πολλαπλών δεσμών την κεραία λήψης του φακού.

Στο Σχήμα 2.29 απεικονίζεται ένας από τους συχνότερα χρησιμοποιούμενους φακούς, ο φακός τύπου Rotman [1, 2, 36]. Ο φακός Rotman χρησιμοποιεί πολλαπλές κεραίες (συνήθως χοάνες) οι οποίες είναι τοποθετημένες σε μία παραβολοειδή επιφάνεια. Κάθε κεραία ακτινοβολεί υπό διαφορετική γωνία τις κεραίες λήψης, όπως φαίνεται στο Σχ.2.29, όπου απεικονίζονται ενδεικτικά και οι διαδρομές των ακτίνων του κύματος. Το λαμβανόμενο κύμα ακτινοβολείται και πάλι από τη συστοιχία εκπομπής του φακού, αφού περάσει μέσα από τις γραμμές μεταφοράς διαφορετικού

ηλεκτρικού μήκους. Ανάλογα με τη θέση της ακτινοβολούσας κεραίας, δημιουργείται ένα μέτωπο κύματος με διαφορετική γωνιακή κατεύθυνση. Έτσι, ο προσανατολισμός και η στροφή του ακτινοβολούντος μετώπου, με άλλα λόγια της ακτινοβολούμενης δέσμης, επιτυγχάνεται με την ενεργοποίηση κεραιών που βρίσκονται σε διαφορετικές θέσεις πάνω στην παραβολοειδή επιφάνεια.



Σχήμα 2.29. Σχηματικό διάγραμμα του φακού τύπου Rotman [1].

Τέλος, σε ότι αφορά τους φακούς εν γένει, πρέπει να αναφερθεί μία σημαντική τους διαφορά με τα δικτυώματα τύπου πίνακα. Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο, στα δικτυώματα τύπου πίνακα η μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας οδηγεί σε μεταβολή της γωνίας μεγίστου και του εύρους δέσμης μισής ισχύος (HPBW), ενώ τα σημεία τομής διαδοχικών δεσμών (CL) παραμένουν σταθερά (≈-3.9dB). Αντίθετα, στους μικροκυματικούς φακούς οι γωνίες μεγίστου παραμένουν σταθερές με τις μεταβολές της συχνότητας (χωρίς “στραβισμό”), ενώ αντίστοιχα μεταβάλλονται το εύρος δέσμης και το CL [1].

2.5.3. Δίκτυα Τροφοδοσίας Καθυστέρησης Πραγματικού Χρόνου

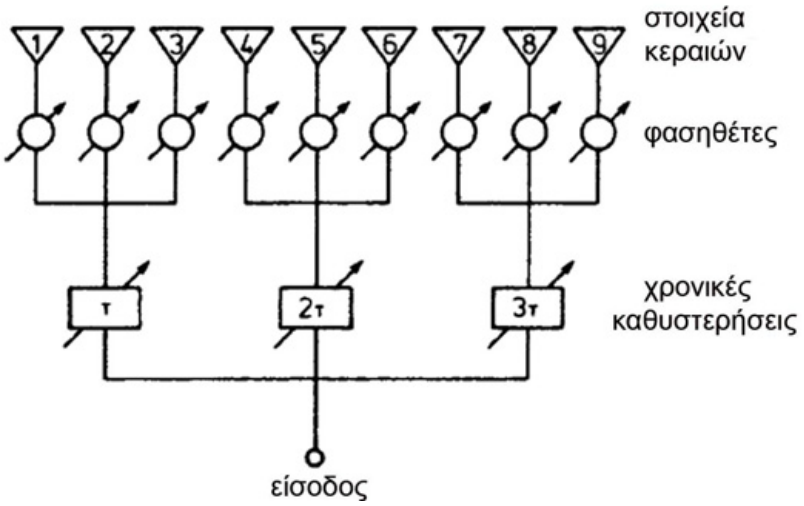
Σε εφαρμογές όπου απαιτείται μεγάλο εύρος ζώνης λειτουργίας (*wideband operation*), οι συμβατικές τεχνικές προσανατολισμού της δέσμης

χρησιμοποιώντας φασηθέτες ή/και δίκτυα διαμόρφωσης δέσμης, δεν είναι επαρκείς. Αυτό συμβαίνει γιατί οι παραπάνω διατάξεις είναι από τη φύση τους διατάξεις στενού εύρους ζώνης. Βέβαια, υπάρχουν τρόποι να σχεδιαστούν δίκτυα και διατάξεις με αυξημένο εύρος ζώνης, όμως πολλές φορές ακόμα και τότε, το αποτέλεσμα δεν είναι ικανοποιητικό, ειδικά για πραγματικά μεγάλες τιμές του εύρους ζώνης λειτουργίας.

Επιπλέον, σε μία συστοιχία, ένα βασικό πρόβλημα που παραμένει είναι το γεγονός ότι η φυσική απόσταση των στοιχείων της (d) παραμένει σταθερή. Ως εκ τούτου, μεταβολές στη συχνότητα λειτουργίας οδηγούν σε μεταβολές του λόγου d/λ. Από τη (2.3) φαίνεται ότι όταν μεταβάλλεται ο λόγος d/λ, ενώ η διαφορά φάσης τροφοδοσίας Δφ παραμένει σταθερή (περίπτωση χρήσης φασηθετών), μεταβάλλεται αντίστοιχα η γωνία προσανατολισμού θ_o. Αυτό είναι το πρόβλημα του "στραβισμού" της δέσμης (*beam squint*), που αναφέρθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο. Μία λύση στο πρόβλημα, για συντηρητικές τιμές του εύρους ζώνης, αποτελεί η χρήση ρυθμιζόμενων φασηθετών ευρείας ζώνης.

Όμως, όταν απαιτούνται πραγματικά μεγάλες τιμές του εύρους ζώνης, χρησιμοποιούνται διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου (*True-Time Delay, TTD*), οι οποίες εισάγουν μία χρονική καθυστέρηση (ή ισοδύναμα, φασική μετατόπιση) στο σήμα [1-2]. Αυτή, σε αντίθεση με την μετατόπιση φάσης των φασηθετών, δεν εξαρτάται από τη συχνότητα. Ένα χονδρικό σχηματικό διάγραμμα μιας συστοιχίας με καθυστέρηση πραγματικού χρόνου φαίνεται στο Σχήμα 2.30.

Έτσι, με τη χρήση των διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου αντιμετωπίζεται το φαινόμενο του "στραβισμού" της δέσμης, για τιμές του εύρους ζώνης που φτάνουν τις αρκετές οκτάβες. Τέλος, τέτοιες διατάξεις μπορεί να είναι πλήρως παθητικές, διατηρώντας την αντιστρεπτότητα του συστήματος.



Σχήμα 2.30. Σχηματικό διάγραμμα συστοιχίας με ρυθμιζόμενη καθυστέρηση χρόνου [1].

2.5.4. Άλλες Τοπολογίες Αναλογικών Μικροκυματικών Δικτυωμάτων

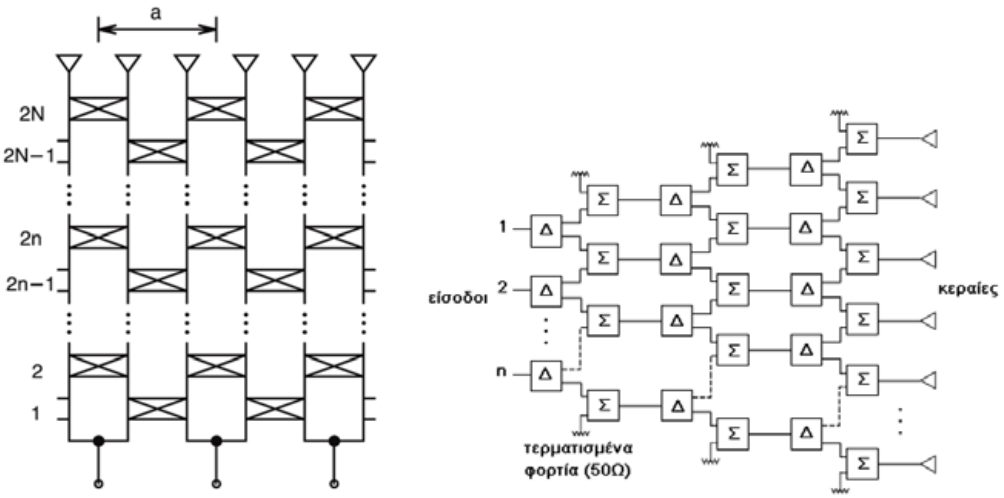
Εκτός από τις βασικές τοπολογίες δικτύων τροφοδοσίας (διαμόρφωσης δέσμης) που αναφέρθηκαν παραπάνω, έχουν κατά καιρούς σχεδιαστεί αρκετές εναλλακτικές ή/και καινοτόμες αρχιτεκτονικές δικτυωμάτων. Παρόλα αυτά, οι εφαρμογές τους είναι σπάνιες, καθώς, παρά τα όποια ιδιαίτερα χαρακτηριστικά και πλεονεκτήματά τους, δύσκολα μπορούν να συναγωνιστούν τις κλασσικές τοπολογίες.

Ανάμεσα στους πολλούς τύπους δικτυωμάτων, αξίζει να αναφερθούν δύο: τα δικτυώματα τύπου “σκακιέρας” (*chess networks*) [37-40] και τα δικτυώματα σύμφωνα ακτινοβολούντων περιοδικών διατάξεων (*Coherently Radiating Periodic Structures BFNs, CORPS-BFNs*) [41-46]. Τα σχηματικά τους διαγράμματα φαίνονται στο Σχήμα 2.31.

Κάποια από τα μειονεκτήματα των δικτυωμάτων τύπου “σκακιέρας” (Σχ.2.31(α)) συγκριτικά με τα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler, είναι ο αυξημένος αριθμός διατάξεων και ο μειωμένος αριθμός θυρών εισόδου (άρα και δεσμών ακτινοβολίας). Παρόλα αυτά, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συστήματα Περιορισμένου Οπτικού Πεδίου (*Limited Field-Of-View*, *LFOV*), ενώ είναι κατάλληλα και για τροφοδοσία Επικαλυπτώμενων Υποσυστοιχιών (*Overlapped Subarrays*) [40].

Από την άλλη πλευρά, τα δικτυώματα τύπου CORPS, χρησιμοποιούν διαιρέτες και συνδυαστές ισχύος (διατάξεις “Δ” και “Σ” αντίστοιχα στο Σχ.2.31(β)). Πέρα από τον αυξημένο αριθμό διατάξεων και μειωμένο αριθμό ακτινοβολούμενων δεσμών που επίσης παρουσιάζουν, εμφανίζουν ιδιαίτερα αυξημένες απώλειες, οι οποίες συνήθως ξεπερνούν το 60% [45].

Έτσι, οι δύο παραπάνω τύποι δικτυωμάτων δε φαντάζουν ελκυστικοί προς χρήση σε συστήματα κεραιών υψηλής απόδοσης και ευελιξίας.



(α) (β)

Σχήμα 2.31. Σχηματικά διαγράμματα δύο τύπων δικτυωμάτων τροφοδοσίας. (α) Δικτύωμα τύπου “σκακιέρας” [37], (β) Δικτύωμα σύμφωνα ακτινοβολούσας περιοδικής διάταξης (CORPS) [43].

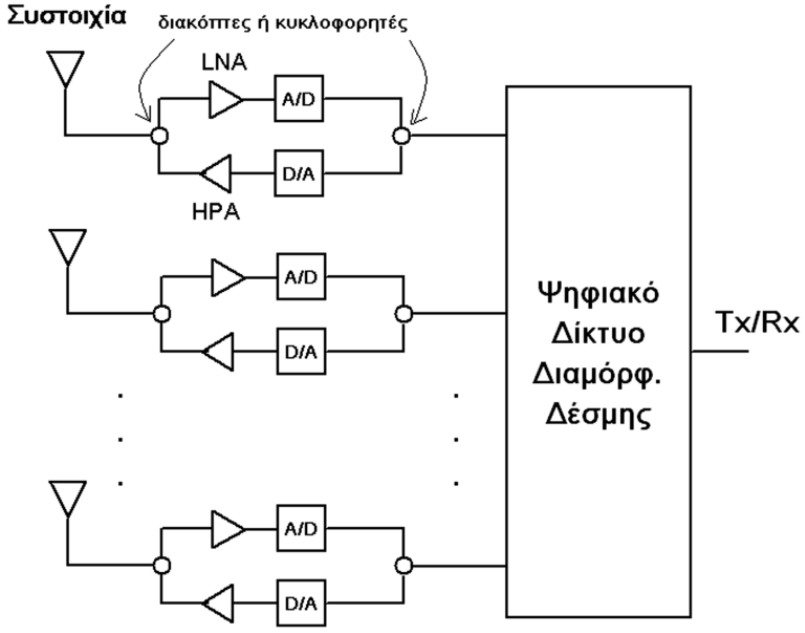
2.5.5. Μη-Μικροκυματικά Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης

Πέρα από τα αναλογικά μικροκυματικά δίκτυα, αξίζει να γίνει μια μικρή αναφορά σε μεθόδους που δε χρησιμοποιούν παρόμοιου τύπου δικτυώματα. Οι συνηθέστερες είναι η ψηφιακή διαμόρφωση δέσμης και η διαμόρφωση με χρήση φωτονικών κυκλωμάτων.

2.5.5.1. Ψηφιακή Διαμόρφωση Δέσμης

Στα συστήματα κεραιών που χρησιμοποιούν ψηφιακή διαμόρφωση δέσμης (*digital beamforming*) βασικής ζώνης, το δίκτυο τροφοδοσίας της

συστοιχίας αποτελείται από μία ψηφιακή διάταξη επεξεργασίας (μικροεπεξεργαστή, κτλ.). Ένα χονδρικό σχηματικό διάγραμμα ενός τέτοιου συστήματος φαίνεται στο Σχήμα 2.32 (βλ. και Σχ.2.6(α)). Η όλη διαδικασία της τροφοδοσίας της συστοιχίας και διαμόρφωσης της δέσμης γίνεται πλέον ψηφιακά στο σήμα βασικής ζώνης, ενώ το δίκτυο διαμόρφωσης έχει αντικατασταθεί από την ψηφιακή διάταξη, η οποία εφαρμόζει τις κατάλληλες εντολές κώδικα. Έτσι, η ψηφιακή διάταξη ελέγχει τη δημιουργία των κατάλληλων σημάτων τροφοδοσίας, σύμφωνα με την επιλεγμένη κατανομή. Η διαδικασία γίνεται σε χαμηλές συχνότητες (IF), ενώ απαραίτητη είναι και η ύπαρξη διατάξεων μετατροπής αναλογικού σε ψηφιακό (A/D) και αντίστροφα (D/A). Οι μόνες διατάξεις RF που παραμένουν είναι διατάξεις ενίσχυσης, όπως φαίνεται και στο Σχ.2.32, ενώ πολλές φορές ακόμα και τα απαραίτητα φίλτρα υλοποιούνται ψηφιακά στο εσωτερικό της μονάδας επεξεργασίας.



Σχήμα 2.32. Χονδρικό σχηματικό διάγραμμα συστοιχίας με ψηφιακή διαμόρφωση δέσμης.

Η ψηφιακή διαμόρφωση δέσμης παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα, όπως η δυνατότητα απόλυτης ευελιξίας στη δημιουργία των κατανομών τροφοδοσίας (σάρωση δέσμης, μείωση SLL, αποφυγή grating lobes, κ.ά.) και

η ικανότητα επεξεργασίας του σήματος προς όφελος της βελτίωσης της ποιότητας επικοινωνίας (μείωση παρεμβολών, θορύβου, κτλ.). Παρόλα αυτά, απαιτείται ανάπτυξη του συστήματος εξ' αρχής, καθώς και αυξημένο κόστος για την υλοποίηση των ψηφιακών αρχιτεκτονικών, τα οποία σε συνδυασμό με την πολυπλοκότητα, κάνουν παρόμοια συστήματα απαγορευτικά για πολλές εφαρμογές.

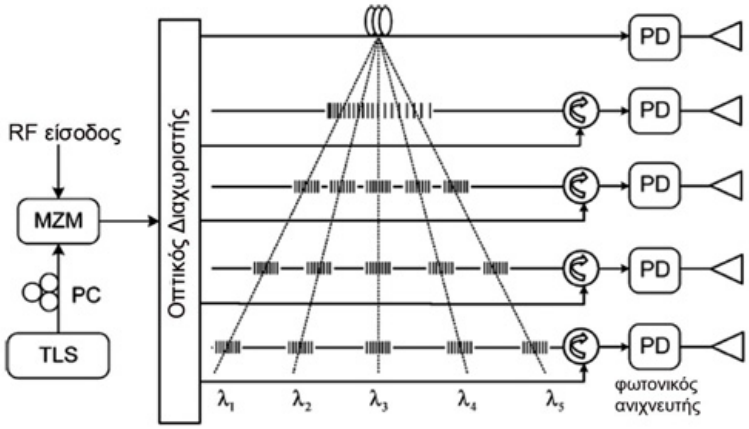
2.5.5.2. Φωτονικά Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης

Μία τεχνική που εμφανίζει σημαντικά πλεονεκτήματα, ως προς τη χρήση συμβατικών μικροκυματικών δικτυωμάτων, είναι η χρήση κυκλωμάτων φωτονικής για τη διαμόρφωση δέσμης μικροκυματικών συστοιχιών. Η συγκεκριμένη μέθοδος αποτελεί πεδίο της Μικροκυματικής Φωτονικής (*Microwave Photonics*) [47-52].

Συγκεκριμένα, το δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης αποτελείται από διατάξεις επεξεργασίας οπτικών (φωτονικών) σημάτων και όχι μικροκυματικών. Κατά την εκπομπή, το μικροκυματικό σήμα διαμορφώνεται και μετατοπίζεται συχνοτικά σε υψηλότερες, οπτικές ή Terahertz (THz) συχνότητες. Η επεξεργασία των σημάτων γίνεται μέσα στις οπτικές (φωτονικές) διατάξεις, ενώ πριν την τελική τροφοδοσία των κεραιών το σήμα υποβιβάζεται συχνοτικά στην αρχική του μικροκυματική μορφή, ώστε να ακτινοβοληθεί από τη συστοιχία. Η αντίστροφη διαδικασία λαμβάνει χώρα κατά τη λήψη. Ένα φωτονικό σύστημα εκπομπής που τροφοδοτεί μία μικροκυματική συστοιχία φάσης απεικονίζεται στο Σχήμα 2.33. Πέρα από τη χρήση διατάξεων που προέρχονται από το πεδίο της οπτικής/φωτονικής, υπάρχουν υλοποιήσεις μικροκυματικών δικτύων διαμόρφωσης δέσμης σε οπτικές συχνότητες, όπως οπτικοί πίνακες Butler, Blass κ.ά. [48, 53-55].

Αρχικά, η χρήση φωτονικών διατάξεων οδηγεί σε μείωση του μεγέθους του συστήματος, καθώς αυτές καταλαμβάνουν μικρότερο χώρο. Όμως, το μεγάλο πλεονέκτημα της τεχνικής είναι η δυνατότητα επίτευξης τεράστιου

εύρους ζώνης, καθώς τα πολύ υψηλής συχνότητας οπτικά σήματα διαθέτουν εύρος ζώνης που φτάνει τις πολλές δεκάδες GHz. Κατά συνέπεια, αποτελούν εργαλείο για την ανάπτυξη μικροκυματικών συστημάτων υπερ-ευρείας ζώνης (*ultra-wideband, UWB*), υλοποιώντας ακόμα και καθυστέρηση πραγματικού χρόνου. Επιπλέον, η χρήση οπτικών σημάτων καθιστά το σύστημα απρόσβλητο από μικροκυματικές παρεμβολές, πράγμα που βελτιώνει σημαντικά την ποιότητα επικοινωνίας.



Σχήμα 2.33. Μικροκυματική συστοιχία τροφοδοτούμενη από φωτονικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με καθυστέρηση πραγματικού χρόνου, βασισμένο σε FBG (*Fiber Bragg Grating*) πρίσμα [49].

Σε αντίθεση όμως με όλα τα παραπάνω, στα μειονεκτήματά τους συγκαταλέγεται η απαίτηση χρήσης διατάξεων διαμορφωτών και αποδιαμορφωτών οπτικών/μικροκυματικών σημάτων, καθώς και άλλων φωτονικών διατάξεων. Όλα αυτά αυξάνουν το κόστος και την πολυπλοκότητα. Επομένως, η συγκριτική αντιπαραβολή των πλεονεκτημάτων και των μειονεκτημάτων κρίνεται απαραίτητη.

2.5.6. Δίκτυα Τροφοδοσίας Επικαλυπτώμενων Υποσυστοιχιών

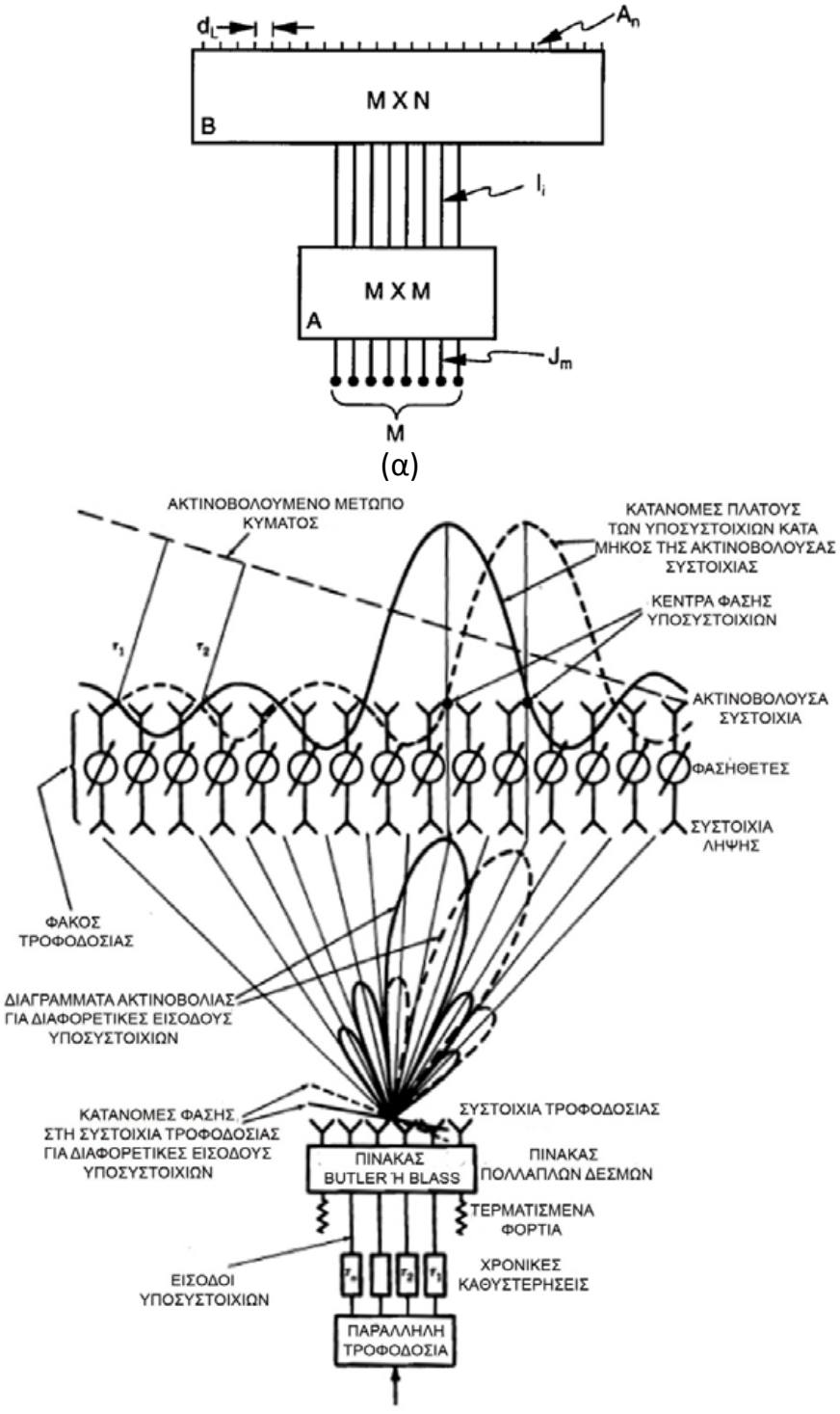
Η τεχνική του διαχωρισμού μιας συστοιχίας σε επί μέρους υποσυστοιχίες (*subarrays*) και η διάταξή τους έτσι ώστε να αλληλοεπικαλύπτονται (*overlapped subarrays*), χρησιμοποιείται σε εφαρμογές όπου απαιτείται η

μείωση του αριθμού των διατάξεων ελέγχου της κατανομής (φασηθέτες, διαιρέτες ισχύος κτλ.). Επίσης, χρησιμοποιείται και σε ειδικές περιπτώσεις συστοιχιών Περιορισμένου Οπτικού Πεδίου (*LFOV*) και συστοιχιών ευρείας ζώνης (σε συνδυασμό με τη χρήση TTD) [2, 37, 39-40, 56-60].

Για την τροφοδοσία τέτοιων συστημάτων χρησιμοποιούνται αντίστοιχα επικαλυπτώμενα δίκτυα (*overlapped networks*), τα οποία υλοποιούνται συνήθως με δικτυώματα τύπου πίνακα ή/και μικροκυματικούς φακούς. Η επικάλυψη μπορεί να είναι μερική ή πλήρης. Στο Σχήμα 2.34(α) φαίνεται ένα δίκτυο πλήρους επικάλυψης, αποτελούμενο από δύο πίνακες συνδεδεμένους σε σειρά (*cascaded*). Η διέγερση μίας ή περισσοτέρων θυρών εισόδου του πίνακα Α (κατανομή εισόδου J_m) δημιουργεί μία κατανομή εξόδου (I_i), η οποία αποτελεί την κατανομή εισόδου του πίνακα Β (μεγαλύτερης τάξης από τον Α). Η συστοιχία τροφοδοτείται με την τελική κατανομή εξόδου (A_n) [2]. Παρόμοια είναι η λειτουργία του συστήματος στο Σχήμα 2.34(β), όπου το πρώτο δίκτυο είναι τύπου πίνακα (*Butler, Blass*) και το δεύτερο τύπου φακού.

Η τελική κατανομή τροφοδοσίας μπορεί να μορφοποιηθεί κατάλληλα για την επίτευξη πολύ χαμηλού SLL. Επιπλέον, η τεχνική αυτή προσφέρει αυξημένο εύρος ζώνης λειτουργίας. Παρόλα αυτά, πρέπει να αναφερθεί ότι τέτοιου είδους συστήματα διαθέτουν σχετικά στενούς γωνιακούς τομείς κάλυψης, γι'αυτό και είναι κατάλληλα για συστήματα LFOV.

Τέλος, πολλές φορές τέτοιου είδους συστήματα ονομάζονται "διπλού μετασχηματισμού" (*dual-transform*) [2], λόγω της διπλής επεξεργασίας του σήματος κατά τη διέλευσή του από τα εν σειρά συνδεδεμένα δίκτυα.



Σχήμα 2.34. Σχηματικά διαγράμματα επικαλυπτώμενων δικτύων τροφοδοσίας και συστοιχιών. (α) Επικαλυπτόμενο δίκτυο με δικτυώματα τύπου πίνακα [2], (β) Πλήρως επικαλυπτόμενη συστοιχία, τροφοδοτούμενη από διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, δικτύωμα τύπου πίνακα και μικροκυματικό φακό [4].

Κεφάλαιο 3

Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Συστοιχίες Τροφοδοτούμενες από Δικτυώματα Τύπου Πίνακα Butler

3.1. Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρατίθεται η διαδικασία σχεδιασμού και υλοποίησης συστημάτων ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών που βασίζονται σε δικτυώματα τροφοδοσίας τύπου πίνακα Butler. Η αρχή λειτουργίας βασίζεται σε δύο τεχνικές: Αρχικά, στην τεχνική της ταυτόχρονης διέγερσης των θυρών εισόδου ανά ζεύγη, για την επίτευξη ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους στις εξόδους. Επιπρόσθετα, στην τεχνική της ολίσθησης της ακολουθίας (κατανομής) φάσης εξόδου, μέσω της υλοποίησης φασηθετών μεταγόμενης γραμμής, για τη δημιουργία επιπλέον δεσμών ακτινοβολίας και την αύξηση του διαθέσιμου κέρδους, καθώς και για τη βελτίωση του προσανατολισμού της δέσμης και της κάλυψης του γωνιακού τομέα.

Πριν από τη διαδικασία σχεδιασμού και την παρουσίαση των αποτελεσμάτων, παρατίθεται εκτενής αναφορά στο τεχνικό υπόβαθρο του αντικειμένου, καθώς και στις έως τώρα συχνότερα εφαρμοζόμενες τεχνικές. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται αναλυτικά η διαδικασία ανάπτυξης ενός συστήματος που χρησιμοποιεί συνδυαστικά τις παραπάνω τεχνικές,

δημιουργώντας έτσι ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με χαμηλό επίπεδο δευτερευόντων λοβών και υψηλό ποσοστό διαθέσιμου κέρδους.

3.2. Συστοιχίες Χαμηλών Δευτερευόντων Λοβών

Όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, η ύπαρξη χαμηλών δευτερευόντων (πλευρικών) λοβών στο διάγραμμα ακτινοβολίας μιας συστοιχίας είναι ένα επιθυμητό χαρακτηριστικό. Οι χαμηλοί δευτερεύοντες λοβοί αποτελούν ένα μέτρο αντιμετώπισης κυρίως των ανεπιθύμητων παρεμβολών, αλλά και του θορύβου, τόσο σε εμπορικά συστήματα, όσο και σε αμυντικές εφαρμογές και συστήματα Ηλεκτρονικού Πολέμου (EW).

Η επίτευξή τους απαιτεί ιδιαίτερο σχεδιασμό του συστήματος, αυξάνοντας συνήθως την πολυπλοκότητα και το κόστος. Επιπλέον, σε ότι αφορά τη λειτουργία του συστήματος, η δημιουργία χαμηλών δευτερευόντων λοβών οδηγεί σε μείωση του κέρδους και της κατευθυντικότητας, καθώς και σε αύξηση του εύρους δέσμης μισής ισχύος (HPBW) και των απωλειών. Παρόλα αυτά, η απαίτηση για χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς στα σύγχρονα συστήματα είναι τόσο ισχυρή, ώστε τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν να υπερνικούν τις όποιες επιπτώσεις μπορούν να επιφέρουν σε άλλα χαρακτηριστικά του συστήματος.

Η δημιουργία ενός διαγράμματος ακτινοβολίας με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς επιτυγχάνεται μέσω μιας ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους τροφοδοσίας της συστοιχίας, όπως έχει ήδη αναφερθεί στο προηγούμενο κεφάλαιο. Διαφορετικές συναρτήσεις κατανομής επιφέρουν και διαφορετικά αποτελέσματα στα επιμέρους χαρακτηριστικά του διαγράμματος ακτινοβολίας, όπως η απόδοση του συστήματος (η οποία είναι μέτρο των απωλειών και της μείωσης του κέρδους) και το εύρος δέσμης μισής ισχύος. Ο Πίνακας 3.1 περιλαμβάνει κάποιες χαρακτηριστικές περιπτώσεις συναρτήσεων κατανομών με το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών που επιτυγχάνουν σε μία γραμμική συστοιχία. Παρατίθεται ακόμα η

απόδοση του συστήματος, ως μέτρο της σχετικής μείωσης του κέρδους σε σχέση με την ομοιόμορφη κατανομή, αλλά και ο παράγοντας δέσμης k, ο οποίος σχετίζεται με το εύρος δέσμης μισής ισχύος (HPBW) και το μήκος α της συστοιχίας ως HPBW=kλ/α [6].

Πίνακας 3.1. Χαρακτηριστικά συναρτήσεων κατανομών πλάτους διέγερσης συστοιχιών [6].

Συνάρτηση Κατανομής	**SLL (dB)**	**Απόδοση (η)**	**Παράγοντας Δέσμης (k)**
Ομοιόμορφη	-13.2	1	50.8
Συνημιτονοειδής	-23	0.81	68.2
(Συνημιτονοειδής)^2	-32	0.67	82.5
(Συνημιτονοειδής)^2 σε βάθρο -20dB	-40	0.75	73.5
Hamming	-43	0.73	74.2
Taylor n=3	-26	0.9	60.1
Taylor n=5	-36	0.8	67.5
Taylor n=8	-46	0.73	74.5

Γίνεται ξεκάθαρο από τον Πίνακα 3.1, ότι όσο μειώνεται το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών, τόσο μειώνεται η απόδοση, αλλά αυξάνεται και το εύρος της δέσμης, ανεξαρτήτως κατανομής. Έτσι, ο σχεδιαστής πρέπει να κάνει ένα συγκερασμό μεταξύ των πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων, προκειμένου να επιτύχει το ζητούμενο, που είναι οι χαμηλοί δευτερεύοντες λοβοί, χωρίς όμως να επιδεινώσει σημαντικά τα επιμέρους χαρακτηριστικά λειτουργίας.

Τέλος, καθώς η παρούσα διατριβή πραγματεύεται Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών τροφοδοτούμενες από δικτυώματα τύπου πίνακα, θα ακολουθήσει μία ανάλυση που αφορά αποκλειστικά σε τέτοιου είδους συστήματα.

3.2.1. Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών με Χαμηλούς Δευτερεύοντες Λοβούς

Πριν την παρουσίαση των συστημάτων που σχεδιάστηκαν στην παρούσα διατριβή, θα παρατεθούν σε αυτήν την παράγραφο τα βασικά σημεία της

θεωρίας που περιγράφει τα δικτυώματα τροφοδοσίας (κυρίως τύπου πίνακα) Κεραιών Πολλαπλών Δεσμών με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς.

Όπως και στις συστοιχίες φάσης εν γένει, ένα από τα καίρια ζητήματα στην έρευνα και ανάπτυξη Κεραιών Πολλαπλών Δεσμών είναι ο σχεδιασμός συστημάτων με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς, αλλά και υψηλό σημείο τομής διαδοχικών δεσμών (CL). Σε πολλές εφαρμογές, τόσο αμυντικού όσο και εμπορικού χαρακτήρα, υπάρχει ισχυρή απαίτηση για τα δύο παραπάνω χαρακτηριστικά, καθώς βελτιώνουν σημαντικά τη λειτουργία του συστήματος. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι χαμηλοί δευτερεύοντες λοβοί μειώνουν την επίδραση παρεμβολών και θορύβου. Επιπλέον, όταν οι διαδοχικές δέσμες εμφανίζουν υψηλό ποσοστό επικάλυψης και επομένως, υψηλό σημείο τομής, μπορούν να προσφέρουν υψηλότερες τιμές του διαθέσιμου κέρδους της κεραίας σε μεγαλύτερο εύρος του γωνιακού τομέα κάλυψης. Όμως, σύμφωνα με όσα έχουν αναφερθεί και στο προηγούμενο κεφάλαιο, δικτυώματα που παράγουν ομοιόμορφη κατανομή πλάτους δημιουργούν διαγράμματα ακτινοβολίας της μορφής *sinx/x* (*Woodward-Lawson*) [1,2], με επίπεδο δευτερευόντων λοβών ίσο με -13.2dB περίπου, ενώ το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών είναι περίπου ίσο με -3.9dB. Ειδικά οι απώλειες στο κέρδος του συστήματος λόγω του χαμηλού σημείου τομής αναφέρονται ως απώλειες σημείου τομής δεσμών (*beam crossover loss*) [2]. Όμως, τα χαρακτηριστικά αυτά θεωρούνται μη αποδεκτά σε πολλά σύγχρονα συστήματα.

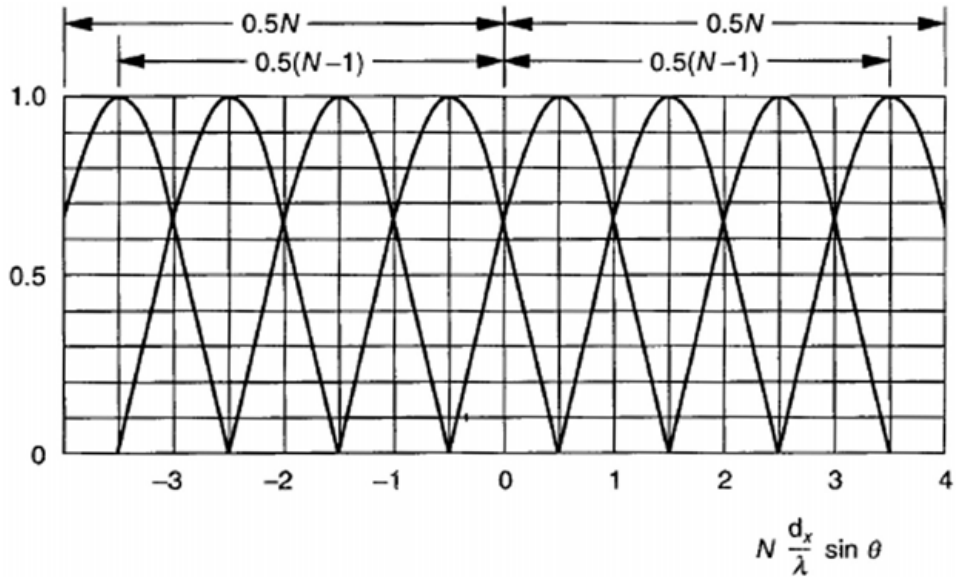
Απώλειες και Ορθογωνιότητα

Από την άλλη πλευρά, μια απαίτηση που υφίσταται σε πολλά συστήματα είναι η ορθογωνιότητα των δεσμών. Αυτό σημαίνει ότι το μέγιστο κάθε δέσμης συμπίπτει γωνιακά με τους μηδενισμούς όλων των υπόλοιπων δεσμών, με αποτέλεσμα να μην υπάρχει σύζευξη μεταξύ τους. Έτσι, εάν $F_i(\theta)$ και $F_j(\theta)$ τα διαγράμματα ακτινοβολίας που αντιστοιχούν στις θύρες εισόδου i

και j του δικτυώματος αντίστοιχα, η ορθογωνιότητα περιγράφεται μαθηματικά ως:

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} F_i(\theta) \cdot F_j^*(\theta) \sin\theta d\theta = 0 \qquad (3.1)$$

Σε δικτυώματα με ομοιόμορφη κατανομή πλάτους και ίσες αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της συστοιχίας (d), οι ακτινοβολούμενες δέσμες είναι πάντα αμοιβαία ορθογώνιες [2]. Το χαρακτηριστικό αυτό προκύπτει και πάλι από τη μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας που δημιουργείται από την ομοιόμορφη κατανομή (*sinx/x*), ενώ καθορίζει και το επίπεδο του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα ορθογώνιων δεσμών της μορφής *sinx/x* για μία συστοιχία 8 κεραιών φαίνεται στο Σχήμα 3.1.



Σχήμα 3.1. Ορθογώνιες δέσμες της μορφής *sinx/x* για μία συστοιχία 8 κεραιών [2].

Στην περίπτωση που το επίπεδο του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών είναι σχετικά υψηλό, με αποτέλεσμα οι δέσμες να παύουν να είναι ορθογώνιες, οι απώλειες του συστήματος (κυκλωματικές, αλλά και λόγω σύζευξης των δεσμών) αναφέρονται ως απώλειες ορθογωνιότητας (*orthogonality loss*) [2]. Όμως, η ιδιότητα της ορθογωνιότητας είναι

σημαντική, ιδίως κατά τη λήψη, καθώς κατά τη χρήση μιας συγκεκριμένης δέσμης μηδενίζονται πιθανές παρεμβολές μέσω των υπολοίπων, μη χρησιμοποιούμενων δεσμών. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι ιδιαίτερα κρίσιμο σε συστήματα Προσδιορισμού της Γωνίας Άφιξης (*Direction Of Arrival, DOA*). Επιπλέον, σε συνάρτηση με τα παραπάνω χαρακτηριστικά, ένα ακόμη σημαντικό θέμα για τα δικτυώματα χαμηλών δευτερευόντων λοβών έχει να κάνει με τις απώλειες και την απόδοση (*efficiency*) του κυκλώματος και κατά συνέπεια, ολόκληρης της συστοιχίας.

Όλα τα παραπάνω βασικά ζητήματα αντιμετωπίστηκαν από τα πρώτα χρόνια εμφάνισης παρόμοιων δικτυωμάτων. Το βασικό ζητούμενο ήταν ο σχεδιασμός ενός δικτυώματος τύπου πίνακα, το οποίο θεωρητικά δε θα εμφανίζει απώλειες και θα μπορεί να προσφέρει χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς και υψηλό σημείο τομής των δεσμών. Η πρώτη διαπίστωση ήταν ότι οι ορθογώνιες δέσμες της μορφής *sinx/x* που δημιουργούνται από την ομοιόμορφη κατανομή πλάτους τροφοδοσίας, μπορούν να παραχθούν από δικτυώματα χωρίς απώλειες, όπως ο πίνακας Butler [23-24]. Επιπλέον, το δίκτυο τροφοδοσίας για ομοιόμορφη κατανομή μπορεί να είναι μόνο αυτό που δε διαθέτει απώλειες, προκειμένου να διατηρηθεί η απόδοση στο μέγιστο [24]. Έτσι, ένα δικτύωμα μπορεί να σχεδιαστεί χωρίς απώλειες και με προσαρμογή στις θύρες εισόδου και εξόδου, μόνο για τη δημιουργία ομοιόμορφης κατανομής [24].

Ακόμη, χρησιμοποιώντας την αρχή διατήρησης της ενέργειας αποδείχθηκε στην [61] ότι για να δημιουργηθούν ταυτόχρονα πολλαπλές δέσμες από ένα δικτύωμα χωρίς απώλειες, απαιτείται οι δέσμες αυτές να είναι ορθογώνιες σε μία περίοδο (ή ένα ακέραιο πολλαπλάσιο της περιόδου) του διαγράμματος ακτινοβολίας (όπως περιγράφεται μαθηματικά στην (3.1)). Η συνθήκη αυτή παράγεται από τις ιδιότητες του πίνακα σκέδασης (S-παραμέτρων) ενός πλήρως παθητικού και αντιστρεπτού δικτυώματος. Αρχικά, η ιδιότητα της αντιστρεπτότητας ορίζει ότι ο πίνακας σκέδασης είναι

συμμετρικός. Επίσης, η μη ύπαρξη απωλειών επιβάλλει τη συνθήκη του μοναδιαίου (*unitary*) πίνακα (*S·S*=I,* όπου S* ο ανάστροφος συζυγής) [1-2, 61].

Επιπρόσθετα, όπως αποδείχθηκε στην [62] χρησιμοποιώντας και πάλι την αρχή διατήρησης της ενέργειας, σε μία παθητική και χωρίς απώλειες (αντιστρεπτή ή μη) κεραία πολλαπλών δεσμών οι δέσμες πρέπει να είναι ορθογώνιες και κατά συνέπεια, το διάγραμμα ακτινοβολίας και το επίπεδο του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών δεν μπορούν να καθοριστούν ανεξάρτητα. Ομοίως, παρόμοια διαπίστωση αναφέρεται στις [29, 63], όπου αποδείχθηκε ότι η μορφοποίηση της δέσμης και η γωνιακή απόσταση των δεσμών που δημιουργούνται από ένα δικτύωμα χωρίς απώλειες τύπου πίνακα δεν είναι εντελώς αυθαίρετες μεταξύ τους. Τέλος, στην [64] αποδείχθηκε ότι αν η συστοιχία πρέπει να δημιουργεί N όμοιες και μη-συζευγμένες (ορθογώνιες) δέσμες μέσω ενός δικτυώματος χωρίς απώλειες, τότε η γωνιακή απόσταση των δεσμών είναι συγκεκριμένη και ίση με *λ/Nd* (στο χώρο u=sinθ), ενώ εάν η απαίτηση για N δέσμες αποσυρθεί, τότε οι θύρες εισόδου μπορούν να συνδυαστούν για την επίτευξη χαμηλών δευτερευόντων λοβών.

Συνεπώς, ο γενικός κανόνας που διαμορφώθηκε με βάση τα παραπάνω είναι ότι η δημιουργία χαμηλών δευτερευόντων λοβών μέσω ανομοιόμορφων κατανομών συνοδεύεται από απώλειες στο δικτύωμα τροφοδοσίας (τύπου πίνακα) της συστοιχίας. Αντίστοιχα, η ύπαρξη χαμηλών δευτερευόντων λοβών οδηγεί σε αύξηση του εύρους των δεσμών και του σημείου τομής τους, αλλά και σε κατάργηση της ορθογωνιότητας εν γένει (ειδικά για αποστάσεις στοιχείων d≈λ/2 και για διαδοχικές δέσμες) [29, 62, 65].

Ειδικά, κάποιες ανομοιόμορφες κατανομές (όπως οι $\cos^M$) μπορούν να δημιουργήσουν ορθογώνιες δέσμες [1]. Για να γίνει αυτό όμως, απαιτείται μεταβολή της γωνιακής απόστασης των δεσμών, άρα και των στοιχείων (d), η

οποία πολλές φορές χρειάζεται να είναι ανομοιόμορφη (διαφορετικά d). Η μεταβολή αυτή συνοδεύεται από μείωση στο επίπεδο του σημείου τομής διαδοχικών δεσμών. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η συνημιτονοειδής κατανομή, όπου για να γίνουν οι δέσμες ορθογώνιες πρέπει το CL να φτάσει τα -9.5dB (από -2.1dB) [2, 62]. Από την άλλη πλευρά, υπάρχουν περιπτώσεις κατανομών όπου η ορθογωνιότητα διατηρείται (ακόμα και για αποστάσεις στοιχείων d≈λ/2), αλλά όχι για τις διπλανές δέσμες. Για παράδειγμα, στη συνημιτονοειδή κατανομή, κάθε δέσμη δεν είναι ορθογώνια με τις δύο εκατέρωθεν διπλανές της, είναι όμως με τις υπόλοιπες. Επίσης, στη συνημιτονοειδή εις το τετράγωνο κατανομή ισχύει το ίδιο για τις τέσσερις εκατέρωθεν δέσμες (δύο από κάθε πλευρά) [62].

Ένα τρόπος δημιουργίας ανομοιόμορφης κατανομής σε δικτυώματα τύπου πίνακα (όπως ο πίνακας Butler) είναι η ταυτόχρονη διέγερση δύο ή περισσότερων θυρών εισόδου, με την κατάλληλη διαφορά φάσης τροφοδοσίας. Η τεχνική αυτή διαμορφώνει συνημιτονοειδείς κατανομές στην έξοδο [23, 27, 29, 62, 66]. Συγκεκριμένα, ο συνδυασμός δύο θυρών εισόδου με την κατάλληλη φάση, δημιουργεί στην έξοδο του πίνακα μία συνημιτονοειδή κατανομή, η οποία παράγει ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με επίπεδο πλευρικών λοβών ίσο με -23dB. Εκτενής αναφορά στο θέμα γίνεται σε επόμενη ενότητα.

Απόδοση του Συστήματος

Σε ότι αφορά την απόδοση της συστοιχίας, αυτή εξαρτάται από τις απώλειες, που με τη σειρά τους εξαρτώνται από την επιλογή της ανομοιόμορφης κατανομής. Έχει αποδειχθεί ότι απώλειες της τάξης των 3dB ή και ακόμη μεγαλύτερες πρέπει να θεωρούνται δεδομένες και αποδεκτές [65, 67]. Επίσης, οι ελάχιστες απώλειες και επομένως η μέγιστη απόδοση ενός δικτυώματος, ορίζονται με βάση το όριο Stein. Αναλυτική περιγραφή μπορεί να βρει κανείς στη σχετική βιβλιογραφία [65, 67-68]. Σε γενικές

γραμμές, το όριο Stein βασίζεται στην αρχή διατήρησης της ενέργειας και δίνει τις συνθήκες για την ύπαρξη και την εκτίμηση της μέγιστης απόδοσης με βάση τον παράγοντα σύζευξης δεσμών (*beam coupling factor*) [2, 68]. Ο παράγοντας σύζευξης δεσμών (β) αποτελεί ένα μέτρο του ποσοστού της επικάλυψης των δεσμών, εξαρτάται από την κατανομή τροφοδοσίας και σχετίζεται με τη μέγιστη επιτεύξιμη απόδοση του συστήματος. Η μαθηματική του έκφραση δίνεται από την [68]:

$$\beta_{kj} = \frac{1}{2\eta_o}\int R_k^*(\theta)\cdot R_j(\theta)d\theta \qquad (3.2)$$

όπου η_o=120π η αντίσταση του ελευθέρου χώρου και $R_k(\theta)$ και $R_j(\theta)$ τα διαγράμματα ακτινοβολίας (δέσμες) που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών k και j του δικτυώματος, αντίστοιχα. Στην πραγματικότητα, στη σχετική εργασία [68] αποδείχθηκε ότι ένας βασικός συντελεστής μείωσης της απόδοσης ενός συστήματος οφείλεται στη σύζευξη των δεσμών, εξαιτίας της αύξησης του εύρους δέσμης και της κατάργησης της ορθογωνιότητας που δημιουργεί η ανομοιόμορφη κατανομή. Πέρα από αυτό όμως, εμφανίζονται πρόσθετες κυκλωματικές απώλειες στο δίκτυο τροφοδοσίας [65]. Έτσι, ο σχεδιασμός του βέλτιστου δικτυώματος πρέπει να υπακούει στο παραπάνω όριο, λαμβάνοντας υπ'όψιν και την απαιτούμενη κατανομή τροφοδοσίας.

Αντίστοιχα, στην [65] αποδείχθηκε ότι για σχετικά μεγάλες κεραίες πολλαπλών δεσμών με δέσμες προσανατολισμένες στις χαρακτηριστικές διευθύνσεις του πίνακα Butler, η μέγιστη δυνατή απόδοση ορίζεται από το λόγο της μέσης προς τη μέγιστη τιμή της κατανομής ισχύος τροφοδοσίας της συστοιχίας:

$$K^2 < \left(\frac{\sum |B_n|^2}{N}\right) \Big/ |B_n|^2_{\max} = K_M^2 \qquad (3.3)$$

όπου K^2 η απόδοση, K_M^2 η μέγιστη τιμή της, B_n οι συντελεστές διέγερσης πλάτους των στοιχείων και N ο αριθμός των κεραιών της συστοιχίας.

Κατά συνέπεια, διαφορετικές κατανομές συνεπάγονται και διαφορετικές τιμές απόδοσης του κυκλώματος. Στην ίδια εργασία [65], αποδείχθηκε ότι το όριο Stein της μέγιστης απόδοσης επιτυγχάνεται με τη χρήση εξασθενητών στις θύρες εξόδου ενός δικτυώματος ομοιόμορφης κατανομής, όπως π.χ. ο πίνακας Butler.

Έτσι, ο σχεδιασμός παρόμοιων δικτυωμάτων υπόκειται στους προαναφερθέντες κανόνες, οι οποίοι θα εφαρμοστούν και θα αναλυθούν σε κάθε ένα από τα συστήματα και τις τεχνικές που θα παρουσιαστούν στις επόμενες παραγράφους.

3.3. Συστοιχίες Χαμηλών Δευτερευόντων Λοβών με Δικτυώματα Τροφοδοσίας Τύπου Πίνακα Butler

Καθώς ο πίνακας Butler είναι το συνηθέστερα χρησιμοποιούμενο δικτύωμα, οι προσεγγίσεις που ακολουθήθηκαν αφορούν κυρίως τοπολογίες που βασίζονται σε αυτόν ή σε τροποποιήσεις του. Παρόλα αυτά, οι τεχνικές που θα αναφερθούν μπορούν να χρησιμοποιηθούν και σε άλλα δικτυώματα τύπου πίνακα, όπως οι πίνακες Blass [25] και Nolen [26].

Όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά του πίνακα Butler, το οποίο πολλές φορές αποτελεί και μειονέκτημα, είναι το γεγονός της δυνατότητας δημιουργίας μόνο ομοιόμορφης κατανομής πλάτους στις εξόδους. Όντας ένα δικτύωμα το οποίο θεωρητικά δεν παρουσιάζει απώλειες και σύμφωνα με τη θεωρία που παρατέθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, δεν είναι δυνατό να δημιουργήσει ανομοιόμορφες κατανομές πλάτους με τη συμβατική του μορφή.

Παρόλα αυτά, η ιδέα του σχεδιασμού ενός δικτυώματος τύπου πίνακα Butler που θα μπορεί να προσφέρει ανομοιόμορφη τροφοδοσία για συστοιχίες με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς έχει προταθεί και μελετηθεί από τους πρωτοπόρους του [23, 29, 62, 66]. Η τεχνική αυτή βασίζεται στην

ταυτόχρονη διέγερση πολλαπλών θυρών εισόδου και αναλύεται στην επόμενη παράγραφο. Μία ακόμα μεθοδολογία που θα αναλυθεί είναι η χρήση πρόσθετων κυκλωμάτων διαίρεσης ισχύος στις θύρες εξόδου του πίνακα, η οποία όμως οδηγεί σε αύξηση των στοιχείων της συστοιχίας [69-73]. Επίσης, έχουν αναφερθεί προσπάθειες σχεδιασμού ασύμμετρου πίνακα Butler που δημιουργεί ανομοιόμορφη κατανομή πλάτους στην έξοδο [74]. Όλες οι τεχνικές προσφέρουν πλεονεκτήματα αλλά και μειονεκτήματα. Έτσι, στις επόμενες παραγράφους παρατίθεται μία ανάλυση των έως τώρα χρησιμοποιούμενων τεχνικών, με έμφαση σε αυτές που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διατριβή.

3.3.1. Η Τεχνική της Ταυτόχρονης Διέγερσης Πολλαπλών Θυρών Εισόδου

Η πρώτη προσέγγιση που εφαρμόστηκε αρχικά αφορά στην ταυτόχρονη διέγερση πολλαπλών θυρών εισόδου (ή δεσμών) του συμβατικού πίνακα Butler [1, 2, 23, 27, 29, 62, 66].

Καθώς οι δέσμες που παράγονται από έναν συμβατικό πίνακα Butler ομοιόμορφης κατανομής είναι της μορφής *sinx/x* και επιπλέον είναι μεταξύ τους ανεξάρτητες και αμοιβαία ορθογώνιες, είναι εφικτό να εφαρμοστεί μία επαλληλία, διεγείροντας πολλαπλές δέσμες ταυτόχρονα, υλοποιώντας έτσι μία συνιστώσα δέσμη με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς. Η απλούστερη περίπτωση αφορά στη διέγερση των θυρών εισόδου (δεσμών) ανά ζεύγη. Τα ζεύγη αυτά δεν μπορεί να είναι τυχαία, αλλά αποτελούνται από θύρες που αντιστοιχούν σε διαδοχικές δέσμες.

Έτσι, η ταυτόχρονη διέγερση δύο θυρών εισόδου ομοιόμορφης κατανομής δημιουργεί στις εξόδους του πίνακα μία συνημιτονοειδή κατανομή (*cosine*), η οποία παράγει ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς (περίπου -23dB).

Η τεχνική μπορεί να επεκταθεί και σε περισσότερες των δύο θυρών εισόδου (ή δεσμών). Γενικά, η ομοιόμορφη διέγερση n+1 θυρών-δεσμών

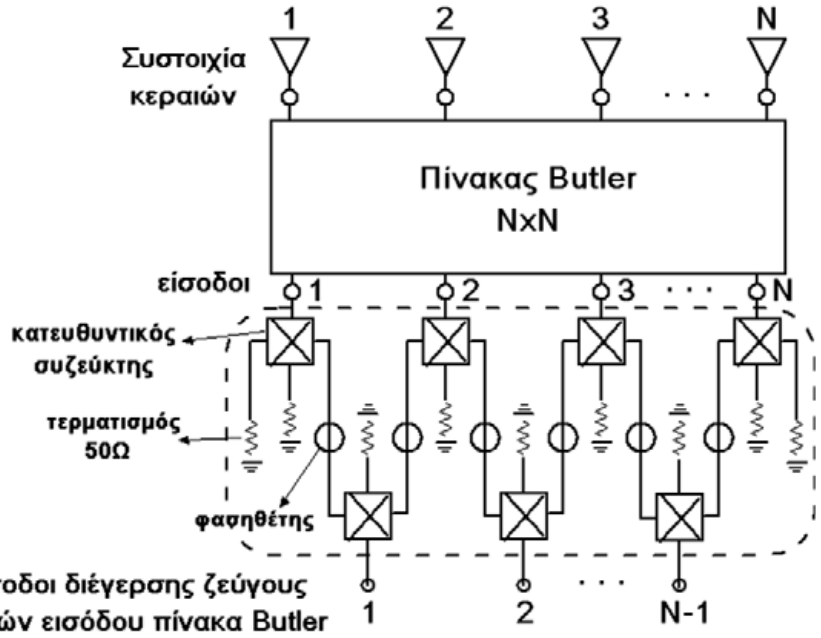
δημιουργεί μία συνημιτονοειδή κατανομή υψωμένη εις την n-οστή δύναμη (*cosine*^{n}) [27, 29]. Επίσης, η εφαρμογή κατάλληλων βαρών διέγερσης στις θύρες εισόδου κάνει εφικτή τη δημιουργία αυθαίρετων κατανομών [63]. Αντίστοιχα επιτυγχάνεται μείωση του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών, αλλά αυξάνονται όμως οι απώλειες και μειώνεται η απόδοση του συστήματος. Για παράδειγμα, η κατάλληλη διέγερση τριών θυρών/δεσμών μπορεί να δημιουργήσει μία συνημιτονοειδή υψωμένη εις το τετράγωνο κατανομή σε βάθρο (*cosine squared on a pedestal*). Αυτή μπορεί να προσφέρει ένα ελάχιστο επίπεδο δευτερευόντων λοβών που φτάνει τα -43dB περίπου για ένα ύψος βάθρου ίσο με 0.08 [2, 6, 29].

Ταυτόχρονη Διέγερση Ζεύγους Θυρών Εισόδου

Το σχηματικό διάγραμμα του δικτυώματος δημιουργίας συνημιτονοειδούς κατανομής με ταυτόχρονη ομοιόμορφη διέγερση δύο θυρών εισόδου παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.2. Το κύκλωμα διέγερσης των θυρών εισόδου ανά ζεύγη φαίνεται μέσα στην διακεκομμένη γραμμή. Κάθε θύρα εισόδου του πίνακα Butler συνδέεται με έναν κατευθυντικό συζεύκτη ή συνδυαστή ισχύος. Οι θύρες διέγερσης του δικτυώματος τροφοδοτούν δύο θύρες εισόδου του πίνακα Butler μέσω ενός ακόμα κατευθυντικού συζεύκτη ή διαιρέτη ισχύος. Έτσι, η ταυτόχρονη διέγερση δύο ομοιόμορφων κατανομών δημιουργεί μία συνημιτονοειδή κατανομή στην έξοδο.

Το πρώτο πράγμα που πρέπει να συζητηθεί είναι η ύπαρξη των απωλειών στο κύκλωμα διέγερσης των θυρών εισόδου. Όπως φαίνεται και στο Σχ.3.2, η ισχύς από μία είσοδο διέγερσης ζεύγους θυρών διαχωρίζεται μέσω του συζεύκτη σε δύο ίσα μέρη (στην απλούστερη περίπτωση), τα οποία οδηγούνται με τη σειρά τους σε δύο κατευθυντικούς/υβριδικούς συζεύκτες. Η ισχύς αυτή διαχωρίζεται με τη σειρά της και το ήμισύ της οδηγείται προς τη θύρα του πίνακα Butler, ενώ το υπόλοιπο καταναλώνεται στο τερματισμένο φορτίο των 50Ω. Έτσι, η καταναλισκόμενη ισχύς (δηλαδή οι απώλειες) φτάνει

το 50% (-3dB) της συνολικής ισχύος εισόδου. Το ίδιο συμβαίνει και στην περίπτωση χρήσης τρίθυρων συνδυαστών ισχύος, καθώς ενεργοποιείται κάθε φορά μία θύρα εισόδου τους, με αποτέλεσμα οι απώλειες διάδοσης να είναι ίσες με 3dB.



Σχήμα 3.2. Δικτύωμα πίνακα Butler για τη δημιουργία συνημιτονοειδούς κατανομής πλάτους στις θύρες εξόδου.

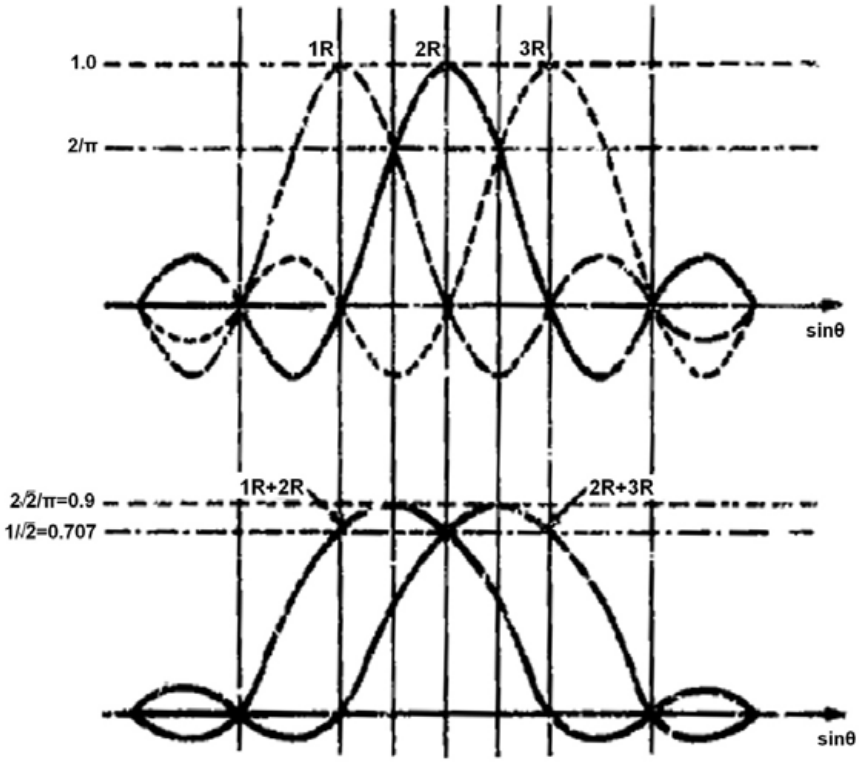
Πέρα από τα παραπάνω, μία διορθωτική διαφορά φάσης μεταξύ των διεγειρόμενων θυρών είναι απαραίτητη, ώστε τα διανύσματα τροφοδοσίας (σήματα που φτάνουν στην εκάστοτε θύρα κεραίας από διαφορετικές διαδρομές του δικτυώματος) να προστίθενται κατάλληλα σε κάθε θύρα εξόδου/κεραίας. Πρέπει να τονιστεί ότι η διεύθυνση του μεγίστου της συνισταμένης δέσμης που προκύπτει συμπίπτει με το μέσον της γωνιακής απόστασης των δύο συνιστωσών δεσμών, σημείο το οποίο είναι και το σημείο τομής τους. Βέβαια, είναι δυνατό εν γένει η συνισταμένη δέσμη να προσανατολιστεί σε οποιοδήποτε σημείο μεταξύ των μεγίστων των δύο συνιστωσών δεσμών, εφαρμόζοντας κατάλληλα βάρη στις θύρες εισόδου [75], σε συνδυασμό με την επίτευξη αυθαίρετης κατανομής που αναφέρθηκε

παραπάνω. Η μέθοδος αυτή έχει εφαρμοστεί πρόσφατα σε συστήματα κινητών επικοινωνιών [76]. Επίσης, ένα βασικό χαρακτηριστικό του συστήματος, όπως φαίνεται και στο Σχ.3.2, είναι ότι ο αριθμός των διαθέσιμων δεσμών ισούται τώρα με N-1, καθώς οι N θύρες εισόδου του πίνακα συνδυάζονται ανά ζεύγη που αντιστοιχούν μόνο σε διαδοχικές ακτινοβολούμενες δέσμες. Το χαρακτηριστικό αυτό αποτελεί πολλές φορές μειονέκτημα.

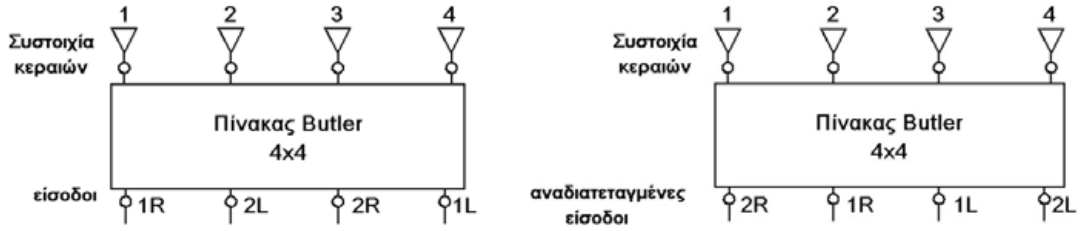
Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα δημιουργίας δεσμών συνημιτονοειδούς κατανομής (με επίπεδο δευτερευόντων λοβών ίσο με -23dB) σε έναν πίνακα Butler 8x8 φαίνεται στο Σχήμα 3.3. Παρατηρεί κανείς αρχικά ότι δημιουργούνται 2 (=N-1) νέες δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών, από το συνδυασμό ανά ζεύγη τριών (=N) διαδοχικών δεσμών ομοιόμορφης κατανομής. Επιπλέον, οι συνισταμένες δέσμες είναι προσανατολισμένες στο μέσον της γωνιακής απόστασης (σημείο τομής) των δύο συνιστωσών δεσμών, ενώ εμφανίζουν μία πτώση στο κέρδος (ή αντίστοιχα, στο επίπεδο του μεγίστου) ίση με 0.92dB ως προς τις συνιστώσες (απόδοση ίση με 0.81 έναντι 1, Πίνακας 3.1). Ακόμη, είναι εμφανής η αύξηση του εύρους των συνισταμένων δεσμών, οι οποίες παύουν εν γένει να είναι ορθογώνιες μεταξύ τους. Η αύξηση αυτή πραγματοποιείται κατά έναν παράγοντα ίσο με 1.34 περίπου (k=68.2 έναντι k=50.8, Πίνακας 3.1) σε σχέση με την ομοιόμορφη κατανομή [6, 27]. Τέλος, εξαιτίας της αύξησης του εύρους δέσμης και της πτώσης του μεγίστου, το επίπεδο του σημείου τομής (CL) των νέων δεσμών είναι ίσο με -2.1dB ως προς το επίπεδο του μεγίστου [29, 62].

Πέρα από τα παραπάνω, ένα πρακτικό θέμα σχεδιασμού έχει να κάνει με την αναδιάταξη των θυρών εισόδου. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.4(α) για έναν πίνακα Butler 4x4, οι θύρες διέγερσης διαδοχικών δεσμών δεν είναι αντίστοιχα διαδοχικά τοποθετημένες στην είσοδο του πίνακα. Έτσι, προκειμένου να αποφευχθεί ένας μεγάλος αριθμός διασταυρώσεων γραμμών μεταφοράς στο κύκλωμα διέγερσης των θυρών ανά ζεύγη, μπορεί

να γίνει μια αναδιάταξη των θυρών εισόδου του πίνακα, ώστε αυτές να τοποθετηθούν διαδοχικά, σύμφωνα με το Σχήμα 3.4(β). Σε αυτήν την περίπτωση βέβαια, οι αναγκαίες διασταυρώσεις πραγματοποιούνται στο εσωτερικό του πίνακα.



Σχήμα 3.3. Σχηματισμός δεσμών συνημιτονοειδούς κατανομής τροφοδοσίας, συνδυάζοντας δέσμες ομοιόμορφης κατανομής σε έναν πίνακα Butler 8x8 [29].



Σχήμα 3.4. Διάταξη θυρών εισόδου του πίνακα Butler 4x4. (α) Συμβατική, (β) Αναδιατεταγμένες θύρες εισόδου.

Η δημιουργία της συνημιτονοειδούς κατανομής από την επαλληλία δύο ομοιόμορφων κατανομών, μπορεί να περιγραφεί μαθηματικά ως εξής: Έστω

δύο διαδοχικές θύρες εισόδου του πίνακα Butler *i* και *j* (j=i+1), οι οποίες αντιστοιχούν σε δύο διαδοχικές ακτινοβολούμενες δέσμες και δημιουργούν η κάθε μία ομοιόμορφη κατανομή εξόδου, της μορφής:

$$A_{i,n} = Ae^{-j\phi_{i,n}} \tag{3.4α}$$

$$A_{j,n} = Ae^{-j\phi_{j,n}} \tag{3.4β}$$

όπου $\phi_{i,n}$ και $\phi_{j,n}$ η φάση του n-οστού (n=1,2,…,N) στοιχείου της συστοιχίας που οφείλεται στη διέγερση της k (k=1,2,…,N) θύρας/δέσμης (στην περίπτωσή μας k=i και k+1=j), η οποία δίνεται από την:

$$\phi_{k,n} = \phi_{k,1} - \frac{(2k-1)(n-1)\pi}{N} \tag{3.5}$$

Η κατανομή $A_{t,n}$ που δημιουργείται από την ταυτόχρονη διέγερση των δύο θυρών δίνεται από το άθροισμα των επιμέρους κατανομών. Έτσι, έχει τη μορφή:

$$A_{t,n} = Ae^{-j\phi_{i,n}} + Ae^{-j\phi_{j,n}} = 2A\cos\left[\frac{\phi_{j,n}-\phi_{i,n}}{2}\right]e^{-j(\phi_{j,n}+\phi_{i,n})/2} \tag{3.6}$$

Όπως φαίνεται από την (3.6), η κατανομή πλάτους που προκύπτει είναι συνημιτονοειδής με μέγιστη τιμή τη διπλάσια (2A) από αυτή των συνιστωσών ομοιόμορφων κατανομών (A). Επίσης, η κατανομή φάσης είναι τέτοια ώστε η φάση κάθε στοιχείου n να ισούται με το μέσο όρο των φάσεων των ομοιόμορφων κατανομών ($(\phi_{i,n}+\phi_{j,n})/2$). Χρησιμοποιώντας την (3.5) και θεωρώντας για λόγους ευκολίας ότι η φάση του πρώτου (n=1) στοιχείου $\phi_{k,1}$ για κάθε διεγειρόμενη θύρα είναι ίση με μηδέν, η φάση κάθε στοιχείου της συστοιχίας που τροφοδοτείται από τη συνημιτονοειδή κατανομή δίνεται από την:

$$\phi_{t,n} = -\frac{2k(n-1)\pi}{N}, \quad k = i \tag{3.7}$$

Στην περίπτωση διέγερσης μετωπικής δέσμης, η παραπάνω κατανομή φάσης είναι ίση με μηδέν για όλα τα στοιχεία της συστοιχίας.

Αντίστοιχα, η διαφορά φάσης $\Delta\phi_{t,k}$ που δημιουργείται μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των στοιχείων ισούται με το μέσο όρο των διαφορών φάσης των συνιστωσών κατανομών, ή αντίστοιχα, με τη διαφορά φάσης τροφοδοσίας δύο διαδοχικών στοιχείων που τροφοδοτούνται από τη συνημιτονοειδή κατανομή. Η διαπίστωση αυτή περιγράφεται μαθηματικά από τη σχέση:

$$\Delta\phi_{t,k} = \pm\frac{2k\pi}{N} \tag{3.8}$$

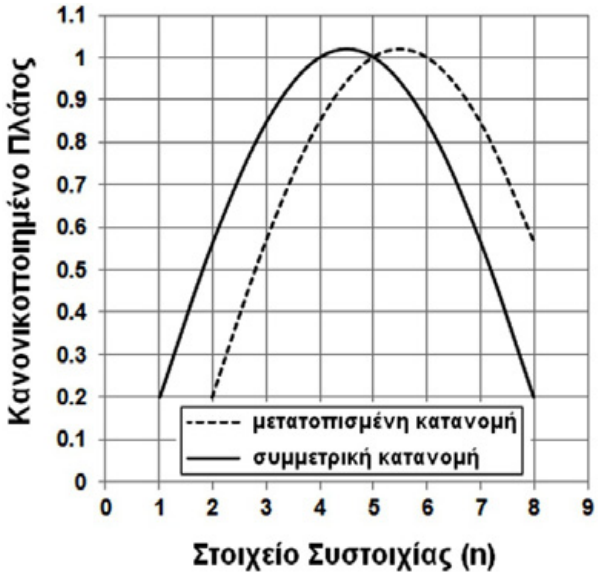
Κατά συνέπεια, με βάση τη (2.3), η οποία συνδέει τη διαφορά φάσης με τη γωνία προσανατολισμού της δέσμης, η ακτινοβολούμενη δέσμη θα έχει μέγιστο στο μέσον (ή περίπου στο μέσον) της γωνιακής απόστασης των μεγίστων των δύο διαδοχικών συνιστωσών δεσμών.

Παρόλα αυτά, η (3.6) δίνει τη σωστή ακολουθία φάσης στις εξόδους του πίνακα Butler (είσοδοι κεραιών) αλλά το μέγιστο πλάτος (2A) δεν αντιστοιχεί στα κεντρικά στοιχεία της συστοιχίας. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η κατανομή πλάτους να είναι μετατοπισμένη, όπως χαρακτηριστικά φαίνεται στο Σχήμα 3.5. Εντούτοις όμως, η συνημιτονοειδής κατανομή πρέπει να εμφανίζει τα μέγιστα πλάτη στα κεντρικά στοιχεία της συστοιχίας, όπως είναι απαραίτητο σε κάθε συμμετρική ανομοιόμορφη κατανομή. Συνεπώς, είναι απαραίτητη μία διορθωτική μετατόπιση (διαφορά) φάσης μεταξύ των σημάτων διέγερσης των θυρών εισόδου, ώστε η κατανομή να γίνει συμμετρική (Σχ.3.5) και τα διανύσματα τροφοδοσίας της συστοιχίας να προστίθενται κατάλληλα σε κάθε κεραία. Η τιμή της μετατόπισης φάσης μπορεί να βρεθεί πρακτικά ακολουθώντας τις διαδρομές των ρευμάτων προς κάθε θύρα εξόδου, για κάθε μία από τις διεγειρόμενες θύρες εισόδου [29, 77].

Έτσι, εφαρμόζοντας μία διορθωτική μετατόπιση φάσης ϕ_o μεταξύ των δύο θυρών εισόδου, η συνημιτονοειδής κατανομή παίρνει τη μορφή:

$$A_{t,n} = Ae^{-j\phi_{i,n}}e^{+j\phi_o} + Ae^{-j\phi_{j,n}} = 2A\cos\left[\frac{\phi_{j,n} - \phi_{i,n} + \phi_o}{2}\right]e^{-j(\phi_{j,n}+\phi_{i,n}-\phi_o)/2} \tag{3.9}$$

Η (3.9) περιγράφει μία συνημιτονοειδή κατανομή η οποία εμφανίζει τα μέγιστα πλάτη (2A) στα κεντρικά στοιχεία της συστοιχίας, όπως φαίνεται και στο Σχ.3.5, ενώ οι φάσεις των στοιχείων είναι μετατοπισμένες κατά $\phi_o/2$, διατηρώντας όμως τη σωστή διαφορά, όπως αυτή δίνεται στην (3.8).



Σχήμα 3.5. Ενδεικτικό παράδειγμα μετατοπισμένης και συμμετρικής συνημιτονοειδούς κατανομής πλάτους σε μία συστοιχία 8 κεραιών.

Ταυτόχρονη Διέγερση Τριών Θυρών Εισόδου

Η επέκταση της τεχνικής σε τρεις θύρες εισόδου (για τη δημιουργία συνημιτονοειδούς εις το τετράγωνο κατανομής) πραγματοποιείται με τη χρήση μιας επιπλέον σειράς από υβριδικούς συζεύκτες στην είσοδο του πίνακα Butler [1, 29, 62, 66], όπως χαρακτηριστικά φαίνεται στο Σχήμα 3.6. Όμως, αυξάνεται η πολυπλοκότητα και οι απώλειες του κυκλώματος, ενώ μειώνονται περαιτέρω οι διαθέσιμες δέσμες σε N-2. Επιπλέον, αλλάζοντας τα βάρη διέγερσης με τη χρήση ασύμμετρων υβριδικών συζευκτών, μπορεί να δημιουργηθεί συνημιτονοειδής εις το τετραγωνό κατανομή σε βάθρο [2, 29, 62], η οποία είναι προτιμώτερη.

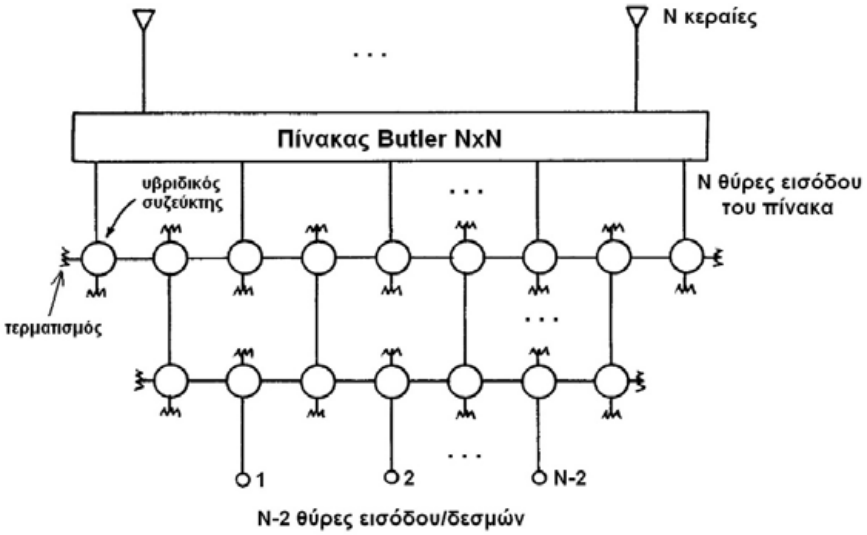
Ακολουθώντας την ανάλυση που παρατίθεται στην [29], έχουμε: Έστω I_K, I_{K+1}, και I_{K+2} οι κατανομές τροφοδοσίας που δημιουργούνται από τη διέγερση τριών διαδοχικών θυρών εισόδου K, K+1 και K+2, αντίστοιχα, ως εξής:

$$I_K = Ae^{j(2K-1)\beta} \quad (3.10\alpha)$$

$$I_{K+1} = 1e^{j(2K+1)\beta} \quad (3.10\beta)$$

$$I_{K+2} = Ae^{j(2K+3)\beta} \quad (3.10\gamma)$$

όπου β=πx/2l , l το μήκος της συστοιχίας και x μία μεταβλητή μήκους κατά μήκος της συστοιχίας [20]. Όπως φαίνεται από την (3.10), η θύρα K+1 διεγείρεται με διαφορετικό πλάτος από τις δύο υπόλοιπες.



Σχήμα 3.6. Κύκλωμα ταυτόχρονης διέγερσης τριών θυρών εισόδου για τη δημιουργία συνημιτονοειδούς εις το τετράγωνο κατανομής [1].

Διεγείροντας ταυτόχρονα τις τρεις παραπάνω θύρες και αφού έχει εφαρμοστεί η κατάλληλη διορθωτική μετατόπιση φάσης, το άθροισμα των κατανομών που προκύπτει στην έξοδο δίνεται ως [29]:

$$\begin{aligned} I_K + I_{K+1} + I_{K+2} &= 1e^{j(2K+1)\beta} + A\left[e^{j(2K-1)\beta} + e^{j(2K+3)\beta}\right] = \\ &= e^{j(2K+1)\beta}\left[1 + A\left(e^{-j2\beta} + e^{+j2\beta}\right)\right] \end{aligned} \quad (3.11)$$

η οποία καταλήγει στην [29]:

$$I_K + I_{K+1} + I_{K+2} = \left[4A\cos^2\beta - 2A + 1\right]e^{j(2K+1)\beta} \quad (3.12)$$

που περιγράφει εν γένει μία συνημιτονοειδή εις το τετράγωνο κατανομή σε βάθρο. Εάν A=1/2, η (3.11) και (3.12) γίνονται [29]:

$$I_K + I_{K+1} + I_{K+2} = \left[1 + \cos 2\beta\right] e^{j(2K+1)\beta} = \\ = \left(2\cos^2 \beta\right) e^{j(2K+1)\beta} \tag{3.13}$$

Η (3.13) περιγράφει μία συνημιτονοειδή εις το τετράγωνο κατανομή, όπου ο προσανατολισμός της ακτινοβολούμενης δέσμης ταυτίζεται με αυτόν της μεσαίας συνιστώσας δέσμης (K+1). Τέλος, από τη γενική περίπτωση της (3.12) φαίνεται ότι το ύψος του βάθρου (1-2A) καθορίζεται από το συντελεστή διέγερσης A (A<1/2) [29].

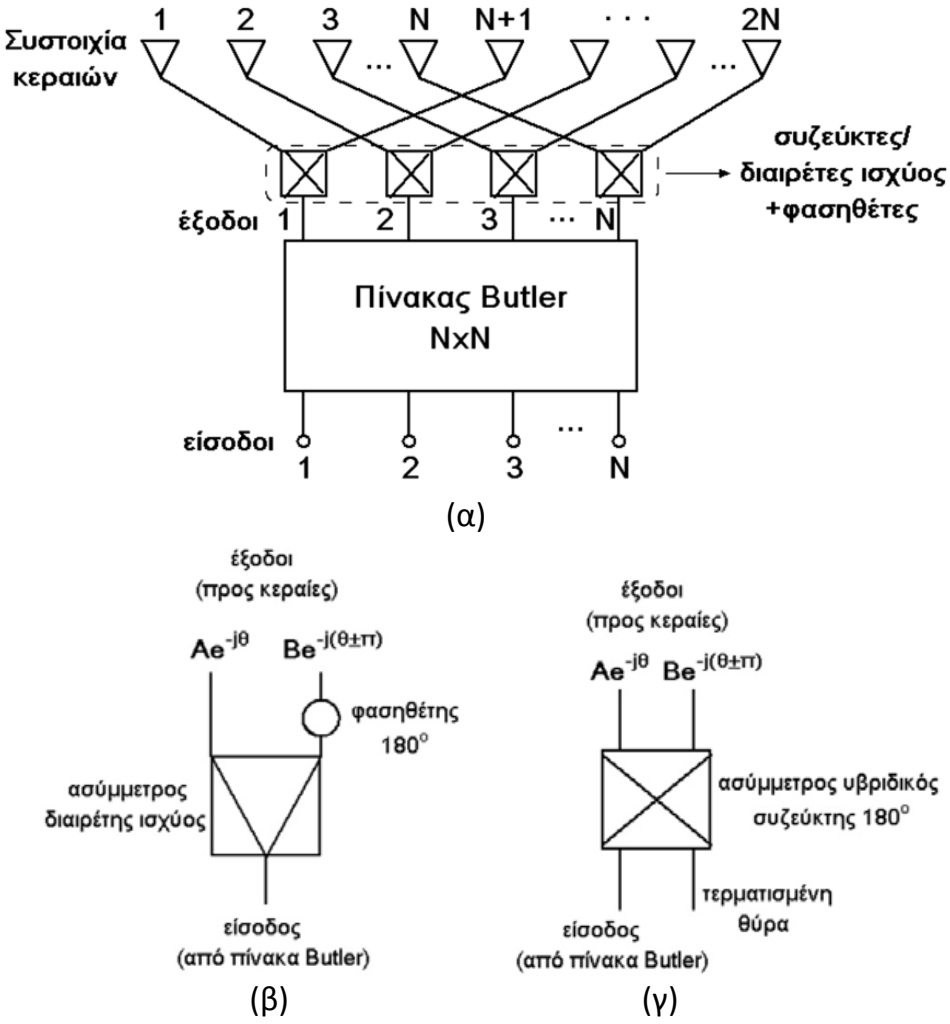
Πρέπει να τονιστεί ότι εκτός από τη δεδομένη μείωση του αριθμού των διαθέσιμων δεσμών, τα πρόσθετα κυκλώματα οδηγούν σε σημαντική αύξηση της πολυπλοκότητας και του κόστους. Επίσης, οι προκύπτουσες δέσμες δεν είναι εν γένει προσανατολισμένες στις γωνιακές κατευθύνσεις που ορίζονται από ένα συμβατικό πίνακα Butler. Ακόμη, η ευελιξία στην επιλογή και επίτευξη τυχαίας κατανομής είναι σχετική, καθώς αυτή συνοδεύεται είτε από σημαντική αύξηση της πολυπλοκότητας ή/και από μαθηματική δυσκολία για τον υπολογισμό των κατάλληλων βαρών διέγερσης. Παρόλα αυτά, η εφαρμογή της μεθόδου για την επίτευξη συνημιτονοειδούς κατανομής αποτελεί μία αξιόπιστη και δοκιμασμένη λύση.

Στην επόμενη παράγραφο παρουσιάζεται μία ακόμη τεχνική μείωσης των πλευρικών λοβών.

3.3.2. Η Τεχνική των Πρόσθετων Κυκλωμάτων Διαίρεσης Ισχύος στις Εξόδους

Σε αυτήν την τεχνική, η ανομοιόμορφη κατανομή επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας ένα πρόσθετο κύκλωμα, αποτελούμενο από κατευθυντικούς συζεύκτες (ή διαιρέτες ισχύος) και φασηθέτες, το οποίο συνδέεται μεταξύ των εξόδων του πίνακα και των στοιχείων της συστοιχίας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7(α). Προτάθηκε στην [69] και έχει εφαρμοστεί με παραλλαγές και σε πιο πρόσφατες εργασίες [70-73]. Ειδικά στην [70], η τεχνική εφαρμόζεται συνδυάζοντας ασύμμετρους διαιρέτες ισχύος με

εξασθενητές, για την περαιτέρω βελτίωση του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών.



Σχήμα 3.7. Σχηματικό διάγραμμα ασύμμετρου δικτυώματος τύπου πίνακα Butler με χρήση πρόσθετων κυκλωμάτων διαίρεσης ισχύος στις εξόδους και οι διατάξεις που χρησιμοποιούνται. (α) Το ασύμμετρο δικτύωμα συνολικά, (β) Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου διαιρέτη ισχύος με το φασηθέτη των 180^o και (γ) Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη των 180^o.

Οι συζεύκτες/διαιρέτες ισχύος σχεδιάζονται ασύμμετροι, ώστε να επιτυγχάνεται η απαιτούμενη ανομοιόμορφη κατανομή. Οι φασηθέτες είναι απαραίτητοι για τη διατήρηση της σωστής διαφοράς φάσης μεταξύ όλων των σημάτων τροφοδοσίας. Με βάση τις ακολουθίες φάσης που δημιουργεί ένας

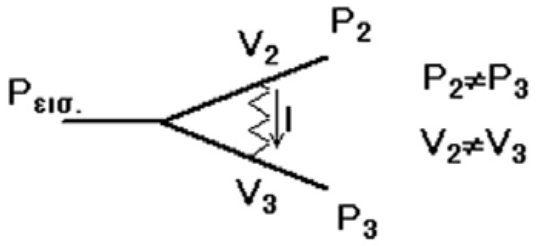
πίνακας Butler, η μετατόπιση φάσης των φασηθετών πρέπει να είναι ίση με 180^{o}. Συνεπώς, πέρα από τους ασύμμετρους διαιρέτες ισχύος (Σχ.3.7(β)), μπορούν να χρησιμοποιηθούν ασύμμετροι υβριδικοί συζεύκτες των 180^{o}, αποφεύγοντας τη χρήση φασηθετών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7(γ). Στην τελευταία περίπτωση, η τέταρτη απομονωμένη θύρα παραμένει τερματισμένη.

Όπως φαίνεται στο Σχ.3.7(α), οι έξοδοι του NxN πίνακα Butler συνδέονται με τα στοιχεία της συστοιχίας μέσω του κυκλώματος των συζευκτών/διαιρετών ισχύος. Είναι χαρακτηριστική η απαραίτητη αύξηση του αριθμού των στοιχείων της συστοιχίας, από N σε 2N. Σε παραλλαγές της μεθόδου [70], όπου δε συνδέονται σε όλες τις θύρες εξόδου του πίνακα Butler διαιρέτες ισχύος, η αύξηση μπορεί να είναι μικρότερη και να μην οδηγεί πάντα σε διπλασιασμό του αριθμού των στοιχείων.

Σε τοπολογίες όπως αυτή του Σχ.3.7(α), θεωρητικά δεν εμφανίζονται απώλειες. Όμως, είναι απαραίτητη η αύξηση του αριθμού των θυρών εξόδου (άρα και των κεραιών) και επομένως το δικτύωμα δεν είναι πια της μορφής NxN, αλλά συνήθως Nx2N. Τέτοιες περιπτώσεις δεν αναφέρονται στη θεωρία που παρατέθηκε στην παράγραφο 3.2.1, η οποία προϋποθέτει την ύπαρξη απωλειών σε ένα δικτύωμα ανομοιόμορφης κατανομής.

Παρόλα αυτά, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, για να δημιουργηθεί ανομοιόμορφη κατανομή πλάτους από ένα δικτύωμα όπως αυτό του Σχ.3.7(α), είναι απαραίτητο οι κατευθυντικοί συζεύκτες ή οι διαιρέτες ισχύος να είναι ασύμμετροι, να διαχωρίζουν δηλαδή την εισερχόμενη ισχύ σε άνισα μέρη. Τότε όμως παύουν να είναι ιδανικοί και παρουσιάζουν απώλειες. Για παράδειγμα, στην περίπτωση χρήσης ασύμμετρων διαιρετών τύπου Wilkinson [78], οι απώλειες εμφανίζονται στην εγκάρσια τοποθετημένη ωμική αντίσταση, εξαιτίας του διαρρέοντος ρεύματος που δημιουργείται στον εγκάρσιο κλάδο, όπως σχηματικά απεικονίζεται στο Σχήμα 3.8. Αυτή η διαρροή ρεύματος δημιουργείται εξαιτίας της διαφοράς δυναμικού στους

δύο διαμήκεις κλάδους του διαιρέτη, η οποία με τη σειρά της οφείλεται στις διαφορετικές ισχείς των κλάδων. Αντίστοιχα, στην περίπτωση χρήσης ασύμμετρων υβριδικών/κατευθυντικών συζευκτών οι απώλειες εμφανίζονται εξαιτίας της μη ιδανικής προσαρμογής και φτωχής απομόνωσης των θυρών. Αυτές οφείλονται στην απαιτούμενη μεταβολή των χαρακτηριστικών αντιστάσεων στους κλάδους του συζεύκτη.



Σχήμα 3.8. Διαρροή ρεύματος πάνω στην εγκάρσια ωμική αντίσταση ενός ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson, εξαιτίας της διαφοράς δυναμικού στα άκρα της.

Όμως, η προσέγγιση του Σχ.3.7(α) παρουσιάζει σημαντικά μειονεκτήματα. Πρώτον, είναι και εδώ σημαντική η αύξηση του κόστους και της πολυπλοκότητας, εξαιτίας της χρήσης των πρόσθετων κυκλωμάτων. Επιπλέον, οδηγεί σε αύξηση του απαιτούμενου αριθμού κεραιών στη συστοιχία, καθώς κάθε έξοδος του πίνακα Butler τροφοδοτεί μέσω του διαιρέτη/συζεύκτη δύο στοιχεία της συστοιχίας, πάντα με την απαραίτητη διαφορά φάσης (Σχ.3.7). Βέβαια, το γεγονός αυτό ίσως να αποτελεί πλεονέκτημα σε κάποιες εφαρμογές, καθώς το εύρος της δέσμης μειώνεται και η δέσμη γίνεται περισσότερο κατευθυντική. Επιπλέον, το πλεονέκτημά της, σε σχέση με την προηγούμενη τεχνική, είναι ότι παρουσιάζει μεγαλύτερη ευελιξία στην επίτευξη της επιθυμητής ανομοιόμορφης κατανομής, σε συνδυασμό με τη μικρότερη πολυπλοκότητα. Αυτό προκύπτει από το γεγονός ότι οι συντελεστές διέγερσης καθορίζονται εύκολα χρησιμοποιώντας ασύμμετρους διαιρέτες ισχύος με κατάλληλους λόγους διαίρεσης και με την πιθανή προσθήκη εξασθενητών.

Τέλος, η απλή χρήση εξασθενητών στις θύρες εξόδου του πίνακα [65, 70], δεν απαιτεί αύξηση του αριθμού των κεραιών και θεωρητικά προσφέρει τη μέγιστη απόδοση (όριο Stein), αλλά δεν έχει εφαρμοστεί συστηματικά, λόγω πρακτικών μειονεκτημάτων. Επίσης, η χρήση ενισχυτών με διαφορετικό κέρδος σε κάθε έξοδο του πίνακα αποτελεί μία πιθανή, αλλά δαπανηρή και πολύπλοκη λύση.

3.3.3. Αποτίμηση των Τεχνικών Ανομοιόμορφης Κατανομής Πλάτους Τροφοδοσίας

Οι τεχνικές που αναλύθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους αποτελούν δύο από τις συχνότερα χρησιμοποιούμενες για την επίτευξη ανομοιόμορφης κατανομής σε δικτυώματα τύπου πίνακα εν γένει και ειδικότερα στον πίνακα Butler. Η υλοποίησή τους είναι σχετικά απλή, παρά το γεγονός ότι βασίζονται στην προσθήκη εξωτερικών κυκλωμάτων σε ένα δικτύωμα τύπου πίνακα.

Η ταυτόχρονη διέγερση πολλαπλών θυρών εισόδου ενός πίνακα είναι μία αξιόπιστη μέθοδος, παρά το γεγονός ότι συνοδεύεται από απώλειες και δημιουργεί κυρίως συνημιτονοειδείς κατανομές. Στη βασική της μορφή (διέγερση ζεύγους θυρών) προσφέρει ένα ικανοποιητικά χαμηλό επίπεδο δευτερευόντων λοβών, ενώ με μία σχετική αύξηση της πολυπλοκότητας, μπορεί να δημιουργήσει κατανομές με επίπεδο πλευρικών λοβών που αγγίζει τα -50dB.

Από την άλλη πλευρά, η τεχνική της χρήσης πρόσθετων κυκλωμάτων διαίρεσης ισχύος στις θύρες εξόδου του πίνακα, μοιάζει απλούστερη και με μεγαλύτερη ευελιξία στην επιλογή της κατανομής. Παρόλα αυτά, επιβάλλει σημαντική διαφοροποίηση στη γεωμετρία του συστήματος και της συστοιχίας, καθώς απαιτεί την αύξηση (συνήθως διπλασιασμό) του αριθμού των κεραιών. Αυτό, παρόλο που οδηγεί σε μείωση του εύρους των δεσμών, αυξάνει τις διαστάσεις της συστοιχίας και το κόστος υλοποίησής της.

Επιπλέον, η χρήση εξασθενητών ή/και ενισχυτών στις θύρες εξόδου δεν έχει εφαρμοστεί ευρέως.

Κατά συνέπεια, με κριτήριο όλα τα παραπάνω, στην παρούσα διατριβή επιλέχθηκε να υλοποιηθεί η τεχνική της ταυτόχρονης διέγερσης των θυρών εισόδου ανά ζεύγη. Η τεχνική τροποποιήθηκε και εφαρμόστηκε σε ένα από τα συστήματα που σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν στην παρούσα εργασία. Η εφαρμογή της σε συνδυασμό με τη μέθοδο της ολίσθησης της ακολουθίας φάσης αποτελεί μέρος της πρωτότυπης συνεισφοράς της διατριβής και θα παρουσιαστεί στη συνέχεια.

3.4. Ανάπτυξη Συστήματος Χαμηλών Δευτερευόντων Λοβών και Αυξημένου Αριθμού Δεσμών

Σε αυτήν την παράγραφο παρουσιάζεται η διαδικασία σχεδιασμού και υλοποίησης ενός συστήματος κεραίας πολλαπλών δεσμών το οποίο βασίζεται στο συμβατικό πίνακα Butler. Το σύστημα υλοποιεί δύο κύριες τεχνικές:

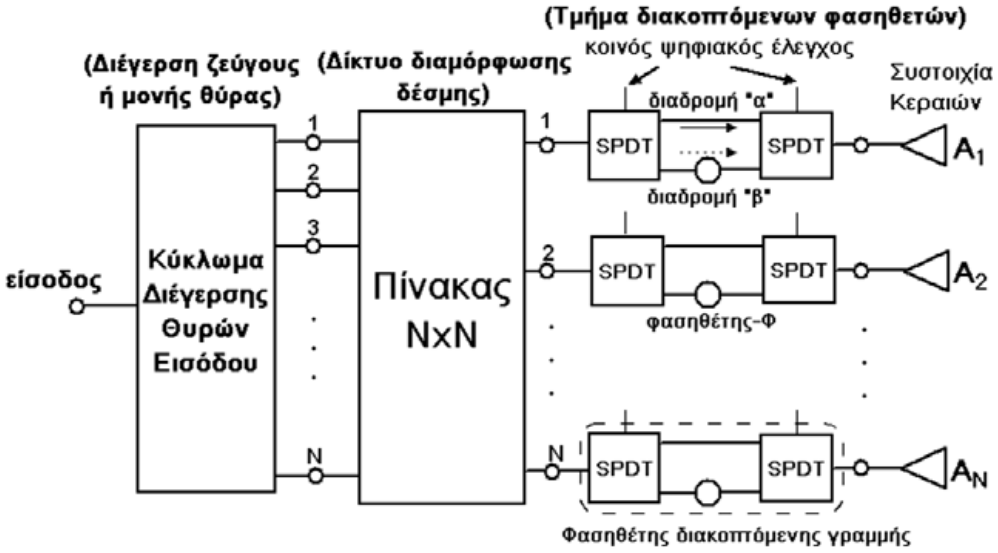
α) Πρώτον, ακτινοβολεί δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών, εφαρμόζοντας μία τροποποίηση της τεχνική της ταυτόχρονης διέγερσης των θυρών εισόδου ανά ζεύγη. Δημιουργεί έτσι συνημιτονοειδή κατανομή πλάτους τροφοδοσίας της συστοιχίας.

β) Επιπλέον, αυξάνει τον αριθμό των διαθέσιμων δεσμών χρησιμοποιώντας τη μέθοδο της σταθερής ολίσθησης της ακολουθίας των φάσεων του συμβατικού πίνακα.

Το σύστημα σχεδιάστηκε στη ζώνη ISM (2.4-2.48GHz), με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 2.45GHz. Παρατίθενται αναλυτικά οι διαδικασίες σχεδιασμού, προσομοίωσης, υλοποίησης και μετρήσεων. Τέλος, παρατίθενται τα συμπεράσματα και σχολιάζονται τα αποτελέσματα.

3.4.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Συστήματος

Η βασική αρχιτεκτονική του συστήματος, για τη γενική περίπτωση ενός πίνακα Butler NxN, απεικονίζεται στο Σχήμα 3.9. Όπως φαίνεται, το σύστημα αποτελείται από τρία βασικά τμήματα: Το κύκλωμα διέγερσης των θυρών εισόδου, τον πίνακα Butler και το κύκλωμα των μεταγόμενων (ή διακοπτόμενων) φασηθετών στην έξοδο. Το πρώτο προσφέρει τη δυνατότητα επίτευξης χαμηλών δευτερευόντων λοβών, ενώ το τελευταίο δημιουργεί δύο διαφορετικές ομάδες δεσμών, παρέχοντας τις αντίστοιχες ακολουθίες φάσης. Το συγκεκριμένο σύστημα που αναπτύχθηκε στην παρούσα εργασία περιλαμβάνει έναν πίνακα Butler 8x8 και μία γραμμική συστοιχία 8 στοιχείων (N=8).



Σχήμα 3.9. Γενικό σχηματικό διάγραμμα του συστήματος χαμηλών δευτερευόντων λοβών με ταυτόχρονη διέγερση ζευγών θυρών εισόδου και αυξημένου αριθμού ακτινοβολούμενων δεσμών.

Το τμήμα των διακοπτόμενων φασηθετών βασίζεται στην ανάλυση που παρατέθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και περιλαμβάνει ένα φασηθέτη διακοπτόμενης γραμμής σε κάθε έξοδο του πίνακα Butler. Ο κάθε φασηθέτης διακοπτόμενης γραμμής αποτελείται από δύο διαφορετικές διαδρομές (“α” και “β” στο Σχ.3.9) που υλοποιούν διαφορετική μετατόπιση φάσης η κάθε

μία. Οι διαδρομές αυτές επιλέγονται χρησιμοποιώντας δύο ψηφιακά ελεγχόμενους μικροκυματικούς ολοκληρωμένους διακόπτες μιας εισόδου-δύο εξόδων (*Monolithic Microwave Integrated Circuit Single Pole-Double Throw, MMIC SPDT*). Καθώς η επιλογή της διαδρομής "α" ή της διαδρομής "β" είναι κοινή για όλους τους κλάδους, όλοι οι διακόπτες του τμήματος λειτουργούν κάτω από κοινό ψηφιακό έλεγχο, μειώνοντας έτσι την πολυπλοκότητα του συστήματος.

Η επιλογή της διαδρομής "α", η οποία δεν διαθέτει πρόσθετο φασηθέτη και συνεπώς δεν προσφέρει πρόσθετη μετατόπιση φάσης στο σήμα, οδηγεί στη δημιουργία της ακολουθίας φάσης που ορίζεται από το συμβατικό πίνακα Butler, για τη διέγερση της κάθε θύρας (ή ζεύγους θυρών). Όμως, η διαδρομή "β" διαθέτει έναν πρόσθετο φασηθέτη συγκεκριμένης μετατόπισης φάσης (και διαφορετικής τιμής για κάθε κλάδο), η τιμή της οποίας δίνεται από τη (2.21). Έτσι, η επιλογή των διαδρομών "β" μετατοπίζει τις συμβατικές ακολουθίες φάσης του πίνακα Butler κατά μία σταθερή τιμή, δημιουργώντας επιπλέον κατανομές (ακολουθίες) φάσης στα στοιχεία της τροφοδοτούμενης συστοιχίας και συνεπώς, νέες ακτινοβολούμενες δέσμες, σύμφωνα με όσα έχουν περιγραφεί στο προηγούμενο κεφάλαιο. Ο Πίνακας 3.2 παραθέτει τις τιμές της πρόσθετης μετατόπισης φάσης που απαιτείται σε κάθε θύρα εξόδου (κεραίας) για τη δημιουργία των νέων ακολουθιών φάσης, σύμφωνα με τη (2.21).

Πίνακας 3.2. Απαιτούμενη πρόσθετη μετατόπιση φάσης στις θύρες εξόδου-κεραιών, για τη δημιουργία των νέων ακολουθιών φάσης.

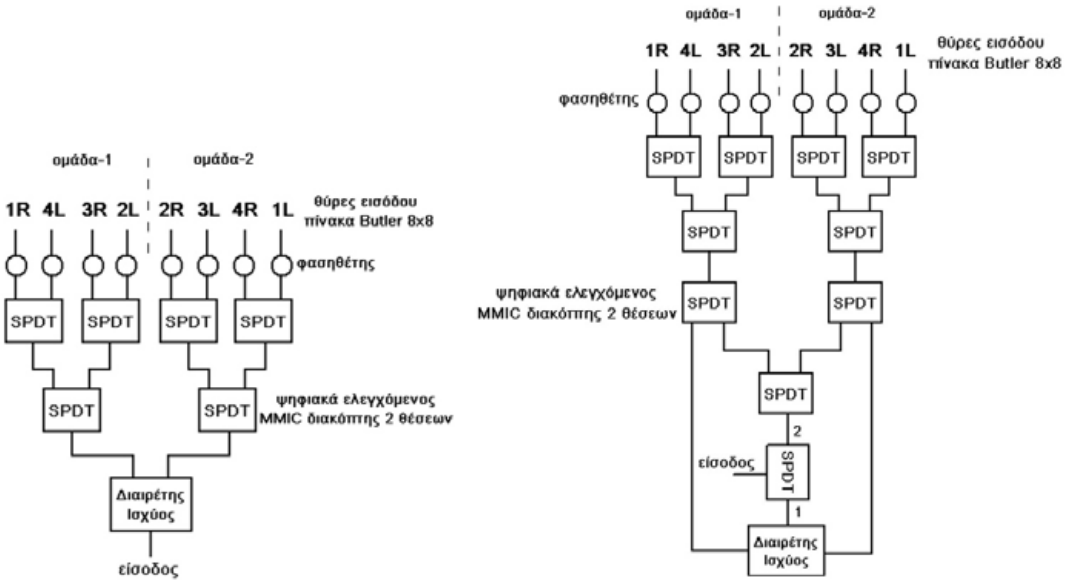
	Θύρα εξόδου-κεραίας (n)							
	1	2	3	4	5	6	7	8
Απαιτούμενη μετατόπιση φάσης (°)	0	-22.5	-45	-67.5	-90	-112.5	-135	-157.5

Από την άλλη πλευρά, το κύκλωμα ταυτόχρονης διέγερσης των θυρών εισόδου εμφανίζει σημαντικές διαφορές με αυτό που παρουσιάστηκε στην

παράγραφο 3.3.1. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, αντί του κυκλώματος με τους κατευθυντικούς συζεύκτες (Σχ.3.2), χρησιμοποιήθηκε το κύκλωμα διακοπτών με ένα διαιρέτη ισχύος που φαίνεται στο Σχήμα 3.10. Η τοπολογία αυτή έχει χρησιμοποιηθεί και στην [79]. Η συγκεκριμένη επιλογή έγινε για να απαλλαγεί το σύστημα από τις αυξημένες απώλειες (που μπορεί να ξεπερνούν και τα 3dB) που συνοδεύουν το κύκλωμα των συζευκτών. Έτσι, η βασική μορφή ενός κυκλώματος με διακόπτες, για την περίπτωση του πίνακα Butler 8x8, απεικονίζεται στο Σχήμα 3.10(α). Όπως φαίνεται, το μικροκυματικό σήμα διαχωρίζεται σε δύο ίσα μέρη μέσω ενός διαιρέτη ισχύος. Από εκεί και πέρα, η δενδροειδής διάταξη των διακοπτών οδηγεί, κάτω από τον κατάλληλο έλεγχο, το κάθε μέρος του σήματος προς μία θύρα εισόδου του πίνακα Butler, παρεμβάλλοντας βέβαια και τους κατάλληλους φασηθέτες.

Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι η ιδιαίτερη διάταξη των θυρών εισόδου του πίνακα Butler γενικά (π.χ. όπως στο Σχ.3.4(α)), βοηθάει στη μείωση της πολυπλοκότητας του κυκλώματος. Συγκεκριμένα, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.10(α), οι θύρες εισόδου χωρίζονται σε δύο ομάδες, (1R,4L,3R,2L) και (2R,3L,4R,1L). Κάθε θύρα εισόδου της κάθε ομάδας μπορεί να συνδυαστεί μόνο με θύρες από την άλλη ομάδα. Για παράδειγμα, η θύρα 1R της ομάδας-1 δεν μπορεί να συνδυαστεί με καμία θύρα της ίδιας ομάδας (4L,3R,2L), αλλά μπορεί να διεγερθεί ταυτόχρονα μόνο με τις θύρες 1L και 2R, οι οποίες βρίσκονται στην ομάδα-2. Έτσι, οι διακόπτες ελέγχονται ώστε να επιλέγουν κάθε φορά μία μόνο θύρα από κάθε ομάδα. Ταυτόχρονα, η διάταξη των θυρών απλοποιεί το κύκλωμα, καθώς εάν υπήρχαν κατάλληλα προς διέγερση ζεύγη θυρών στην ίδια ομάδα, ο αριθμός των διακοπτών θα αυξανόταν. Επίσης, ο διαιρέτης ισχύος ή γενικότερα η διάταξη διαίρεσης της ισχύος εισόδου μπορεί να σχεδιαστεί ασύμμετρη, ώστε να διεγείρει την κάθε θύρα του ζεύγους με διαφορετικά βάρη, με σκοπό τη διαμόρφωση

διαφορετικών τιμών του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών. Αυτό όμως αυξάνει την πολυπλοκότητα του συστήματος.



Σχήμα 3.10. Σχηματικά διαγράμματα κυκλωμάτων διέγερσης ζευγών θυρών εισόδου του πίνακα Butler 8x8, με τη χρήση ψηφιακά ελεγχόμενων διακοπτών. (α) Κύκλωμα διέγερσης θυρών εισόδου μόνο ανά ζεύγη, (β) Κύκλωμα διέγερσης ζεύγους θυρών ή μονής θύρας.

Παρόλα αυτά, στην παρούσα εργασία σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε μία βελτιωμένη εκδοχή του κυκλώματος του Σχήματος 3.10(α), το οποίο παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.10(β). Το κύκλωμα του Σχήματος 3.10(β) δίνει τη δυνατότητα διέγερσης ζεύγους θυρών ή μονής θύρας, μέσω ενός πρόσθετου διακόπτη στην είσοδο. Έτσι, επιλέγοντας τη θύρα εξόδου 1 του διακόπτη στην είσοδο (Σχ.3.10(β)), το κύκλωμα λειτουργεί σαν κύκλωμα διέγερσης ζεύγους θυρών, όπως αυτό του σχήματος 3.10(α). Όμως, επιλέγοντας τη θύρα εξόδου 2, το κύκλωμα λειτουργεί σαν συμβατικό κύκλωμα διέγερσης μίας μόνο θύρας του πίνακα Butler. Ο σχεδιασμός αυτός έγινε για να προσφέρει ευελιξία και δυνατότητα επιλογής κατά τη χρήση, καθώς πολλά συστήματα χρησιμοποιούν δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών κατά την εκπομπή και συμβατικές κατά τη λήψη.

Σε ότι αφορά τους φασηθέτες, όπως έχει ήδη αναφερθεί στην παράγραφο 3.3.1, είναι απαραίτητοι ώστε τα διανύσματα διέγερσης από κάθε θύρα εισόδου να προστίθενται κατάλληλα σε κάθε θύρα εξόδου. Για τον πίνακα Butler 8x8, η επιπλέον μετατόπιση φάσης η οποία είναι απαραίτητη σε κάθε θύρα εισόδου δίνεται στον Πίνακα 3.3.

Πίνακας 3.3. Τιμές μετατόπισης φάσης για κάθε θύρα εισόδου, στο κύκλωμα διέγερσης ζεύγους θυρών.

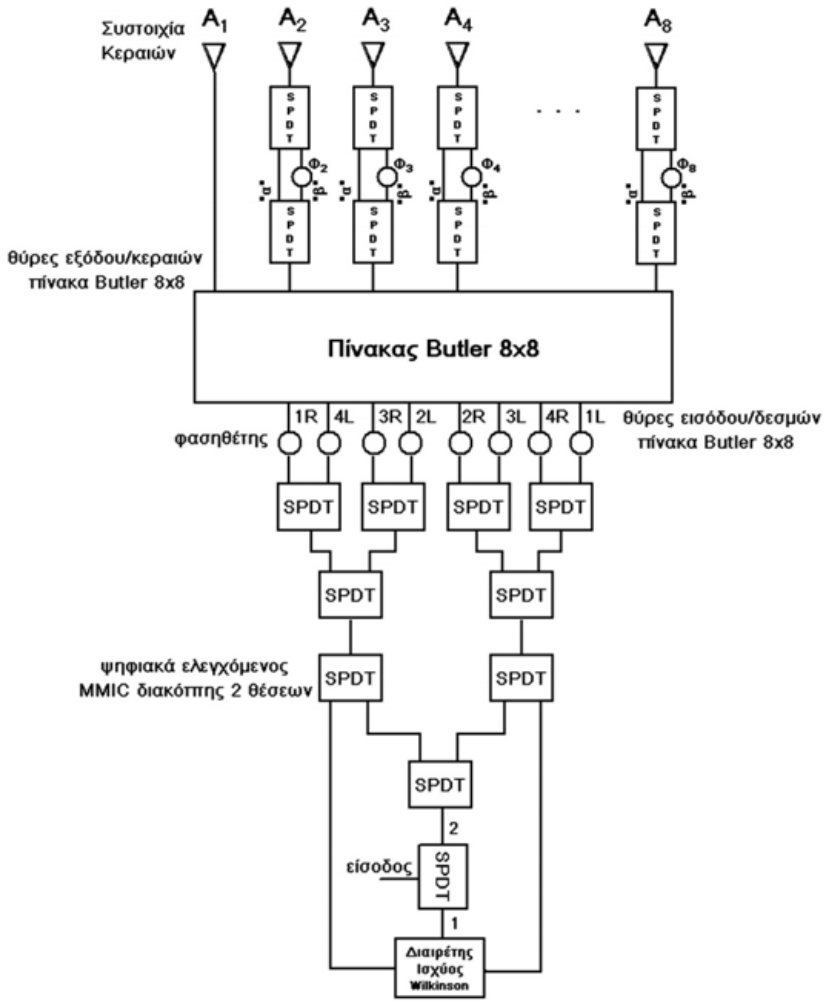
Θύρα διέγερσης	**1R**	**4L**	**3R**	**2L**	**2R**	**3L**	**4R**	**1L**
Μετατόπιση φάσης (°)	-180	0	+157.5	-22.5	-22.5	+157.5	0	-180

Σε αυτό το σημείο πρέπει να τονιστεί ότι το σύστημα μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο για εκπομπή όσο και για λήψη, καθώς και για ταυτόχρονη λειτουργία εκπομπής/λήψης με την προσθήκη ενός κυκλοφορητή στην είσοδο (Σχ.3.9). Η δυνατότητα αυτή δίνεται από τη χρήση πλήρως παθητικών και αντιστρεπτών διατάξεων, όπως ο πίνακας Butler και οι φασηθέτες, οι οποίοι υλοποιούνται σε μικροταινιακή μορφή. Σε ότι αφορά τους διακόπτες, χρησιμοποιούνται εμπορικά διαθέσιμα κατάλληλα chip τα οποία προσφέρουν λειτουργία εκπομπής/λήψης (*T/R switches*) [80].

Έτσι, το τελικό σχηματικό διάγραμμα του συστήματος που σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε, το οποίο περιλαμβάνει έναν πίνακα Butler 8x8, το κύκλωμα διέγερσης των θυρών εισόδου του και το τμήμα των μεταγόμενων φασηθετών, φαίνεται στο Σχήμα 3.11.

Ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά σχεδιασμού του συστήματος αποτελεί η επιλογή της κατάλληλης τιμής για τους φασηθέτες μεταγόμενης γραμμής. Η τιμή τους καθορίζεται με βάση τον επιθυμητό γωνιακό προσανατολισμό των πρόσθετων ακτινοβολούμενων δεσμών. Η βέλτιστη γωνία προσανατολισμού των νέων δεσμών είναι αυτή που συμπίπτει με το σημείο τομής δύο συμβατικών διαδοχικών δεσμών του πίνακα Butler, το οποίο βρίσκεται στο μέσον της γωνιακής τους απόστασης. Για παράδειγμα, μεταξύ των δεσμών 1R

και 2R ενός πίνακα Butler, δημιουργείται μία νέα ακτινοβολούμενη δέσμη με μέγιστο που συμπίπτει γωνιακά με το σημείο τομής των δεσμών 1R και 2R. Έτσι, ενώ πριν το σύστημα ακτινοβολούσε στη συγκεκριμένη γωνιακή κατεύθυνση με κέρδος που έφτανε τα -3.9dB του μεγίστου, τώρα ακτινοβολεί με το μέγιστο κέρδος, μέσω της πρόσθετης δέσμης. Ανάλογα βελτιώνεται η κάλυψη στις υπόλοιπες ενδιάμεσες γωνιακές κατευθύνσεις, μεταξύ των μεγίστων των δεσμών 1R και 2R. Με αυτόν τον τρόπο, αυξάνεται σημαντικά η ποιότητα της συνολικής γωνιακής κάλυψης του συστήματος, καθώς η συστοιχία ακτινοβολεί με υψηλότερο ποσοστό του μέγιστου διαθέσιμου κέρδους (το οποίο μπορεί να φτάσει και το 100%).



Σχήμα 3.11. Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος με τον πίνακα Butler 8x8, το κύκλωμα διέγερσης των θυρών εισόδου και το κύκλωμα των μεταγόμενων φασηθετών.

Η διαδικασία που ακολουθήθηκε βασίζεται στην περιγραφή που παρατέθηκε στην παράγραφο 2.5.2.1. Κατά συνέπεια, καθώς μεταξύ δύο διαδοχικών συμβατικών δεσμών δημιουργείται μία νέα με μέγιστο στο μέσον της γωνιακής τους απόστασης, η απαιτούμενη ακολουθία φάσης για τη νέα δέσμη δίνεται από τη (2.20). Όπως αναφέρθηκε και στη σχετική παράγραφο (2.5.2.1), ένα λεπτό σημείο του σχεδιασμού έχει να κάνει με την επιλογή της θύρας κάτω από τη διέγερση της οποίας θα δημιουργείται η νέα δέσμη. Οι επιλογές είναι δύο, είτε με τη διέγερση της εκ δεξιών είτε με τη διέγερση της εξ αριστερών συμβατικής δέσμης. Στο παρόν σύστημα, κάθε νέα δέσμη δημιουργείται με τη διέγερση της εξ αριστερών συμβατικής δέσμης (Σχ.2.23) και την επιλογή των διαδρομών “β” στην έξοδο (Σχ.3.11). Συνεπώς, στην πραγματικότητα κάθε συμβατική δέσμη στρέφεται, μέσω της επιπλέον μετατόπισης φάσης, προς τα δεξιά. Έτσι, οι απαιτούμενες τιμές των φασηθετών μεταγόμενης γραμμής δίνονται από τη (2.21) και είναι αυτές που παρατίθενται στον Πίνακα 3.2.

Τέλος, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.11, η απαιτούμενη επιπλέον μετατόπιση φάσης για την πρώτη θύρα εξόδου είναι ίση με μηδέν και επομένως, ο αντίστοιχος μεταγόμενος φασηθέτης μπορεί να εξαιρεθεί από το σχεδιασμό, μειώνοντας έτσι και το συνολικό κόστος του συστήματος. Το μόνο μειονέκτημα που μπορεί να επιφέρει η κίνηση αυτή είναι μια μικρή ασυμμετρία στο πλάτος τροφοδοσίας, καθώς τα κυκλώματα των φασηθετών εισάγουν επιπλέον απώλειες, οι οποίες όμως λείπουν από την πρώτη θύρα εξόδου.

Διέγερση μονής θύρας: Ο Πίνακας 3.4 παραθέτει τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας που δημιουργούνται στις θύρες εξόδου (κεραιών) του συστήματος, για τις περιπτώσεις διέγερσεις όλων των θυρών εισόδου του πίνακα Butler, επιλέγοντας αντίστοιχα τις διαδρομές “α” και “β” του κυκλώματος των μεταγόμενων φασηθετών. Επίσης, παρατίθενται οι θεωρητικές γωνίες προσανατολισμού του μεγίστου (του παράγοντα

συστοιχίας) που προκύπτουν από τις αντίστοιχες ακολουθίες φάσης. Οι νέες ακολουθίες διαφοράς φάσης προκύπτουν από τις αρχικές με μια σταθερή μετατόπιση φάσης, η οποία γενικά ισούται με –π/N. Στην περίπτωσή μας, η τιμή αυτή της μετατόπισης φάσης είναι ίση με –π/8 (-22.5^{o}).

Πίνακας 3.4. Διαφορές φάσης τροφοδοσίας που παράγονται από την επιλογή των διαδρομών “α” και “β” στο κύκλωμα των μεταγόμενων φασηθετών, για τη διέγερση μονής θύρας εισόδου του πίνακα Butler.

	Επιλεγμένη διαδρομή “α”		**Επιλεγμένη διαδρομή “β”**	
Θύρα διέγερσης	**Διαφορά φάσης $\Delta\phi_\alpha$ (^{o})**	**Θεωρητική γωνία μεγίστου (^{o})**	**Διαφορά φάσης $\Delta\phi_\beta = \Delta\phi_\alpha$-22.5 (^{o})**	**Θεωρητική γωνία μεγίστου (^{o})**
1R	-22.5	+7	-45	+14.5
2R	-67.5	+22	-90	+30
3R	-112.5	+39	-135	+48.5
4R	-157.5	+61	-180	+90
1L	+22.5	-7	0	0
2L	+67.5	-22	+45	-14.5
3L	+112.5	-39	+90	-30
4L	+157.5	-61	+135	-48.5

Όπως αναφέρθηκε, οι διαδρομές “α” παράγουν τις συμβατικές διαφορές φάσης τροφοδοσίας που δημιουργούν τις συμβατικές δέσμες του πίνακα Butler, ενώ οι διαδρομές “β” παράγουν πρόσθετες διαφορές φάσης, οι οποίες είναι υπεύθυνες για τη δημιουργία των νέων δεσμών, που προέρχονται από τη στροφή της αντίστοιχης συμβατικής δέσμης προς τα δεξιά. Η στροφή αυτή υλοποιείται από τη μετατόπιση της ακολουθίας φάσης τροφοδοσίας κατά μία σταθερή ποσότητα (=-π/8).

Σ’ αυτό το σημείο πρέπει να τονιστεί το εξής: Καθώς οι δέσμες στρέφονται προς τα δεξιά, η στροφή της ακραίας δέσμης 4R οδηγεί σε μία ακροπυροδοτική δέσμη (μέγιστο στις +90^{o}), η οποία συνοδεύεται από παραμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας και εξαιρετικά υψηλό επίπεδο “grating lobe”. Επιπλέον, η αντίστοιχη ακροπυροδοτική με μέγιστο στις -90^{o}, δεν μπορεί να δημιουργηθεί, καθώς θα πρέπει η δέσμη 4L να στραφεί προς τα αριστερά, πράγμα που δεν μπορεί να γίνει, σύμφωνα με τη

λειτουργία του συστήματος. Συνεπώς, κυρίως για λόγους συμμετρίας, η πρόσθετη μετατόπιση φάσης δεν εφαρμόζεται κατά τη διέγερση της δέσμης 4R και έτσι δε δημιουργείται νέα, ακροπυροδοτική δέσμη.

Διέγερση ζεύγους θυρών: Κατά παρόμοιο τρόπο λειτουργεί το σύστημα στην περίπτωση διέγερσης ζεύγους θυρών. Έτσι, ο Πίνακας 3.5 παραθέτει τις αντίστοιχες διαφορές φάσης τροφοδοσίας και τις γωνίες μεγίστου, για τις περιπτώσεις διέγερσης των κατάλληλων ζευγών θυρών εισόδου. Στην περίπτωση αυτή, καθώς η δέσμη που προκύπτει από τη διέγερση ενός ζεύγους θυρών έχει το μέγιστό της στο μέσον της γωνιακής τους απόστασης, η επιλογή των διαδρομών "β" οδηγεί σε στροφή της δέσμης προς τη γωνιακή κατεύθυνση της εκ δεξιών συνιστώσας. Για παράδειγμα, ενώ η δέσμη (1L,1R) (μετωπική) δημιουργείται από ομοιόμορφη κατανομή φάσης και έχει το μέγιστο στο μέσον της γωνιακής απόστασης των δεσμών 1L και 1R, η χρήση των διαδρομών "β" δημιουργεί μία νέα ακολουθία φάσης, η οποία στρέφει τη δέσμη (1L,1R) στη γωνιακή κατεύθυνση της δέσμης 1R.

Τέλος, ακολουθώντας την ανάλυση που έγινε παραπάνω, η δέσμη (3R,4R) δε στρέφεται, καθώς δεν υπάρχει η δυνατότητα στροφής προς τα αριστερά της αντίστοιχης δέσμης (3L,4L).

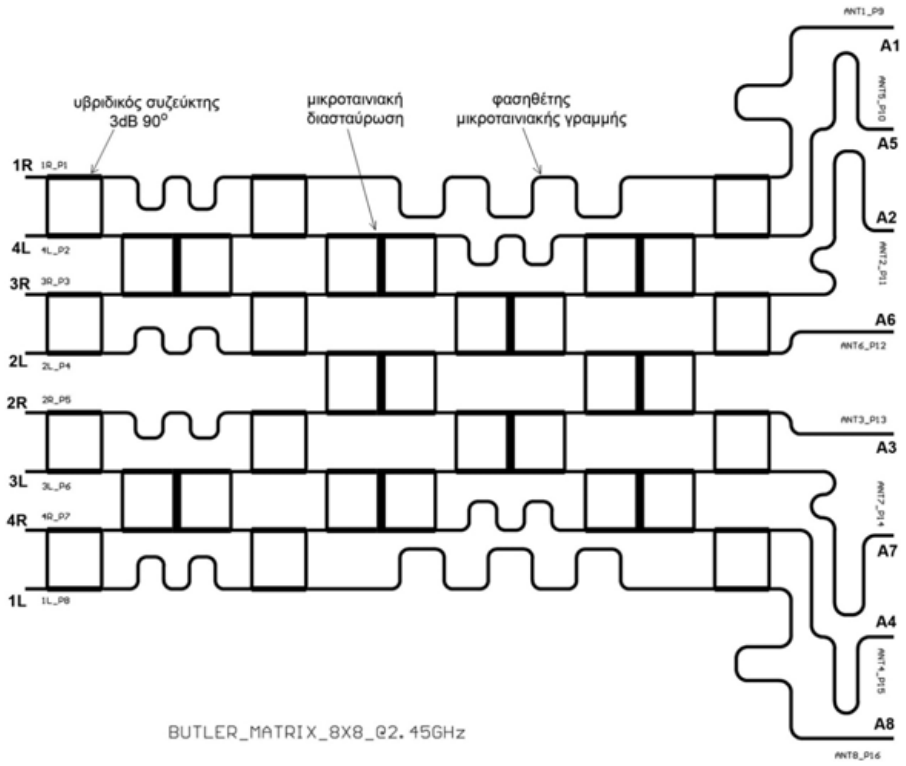
Πίνακας 3.5. Διαφορές φάσης τροφοδοσίας που παράγονται από την επιλογή των διαδρομών "α" και "β" στο κύκλωμα των μεταγόμενων φασηθετών, για τη διέγερση ζεύγους θυρών εισόδου του πίνακα Butler.

	Επιλεγμένη διαδρομή "α"		**Επιλεγμένη διαδρομή "β"**	
Ζεύγος θυρών διέγερσης	**Διαφορά φάσης $\Delta\phi_\alpha$ (^{o})**	**Θεωρητική γωνία μεγίστου (^{o})**	**Διαφορά φάσης $\Delta\phi_\beta = \Delta\phi_\alpha - 22.5$ (^{o})**	**Θεωρητική γωνία μεγίστου (^{o})**
(1L,1R)	0	0	-22.5	+7
(1R,2R)	-45	+14.5	-67.5	+22
(2R,3R)	-90	+30	-112.5	+39
(3R,4R)	-135	+48.5	-157.5	+61
(1L,2L)	+45	-14.5	+22.5	-7
(2L,3L)	+90	-30	+67.5	-22
(3L,4L)	+135	-48.5	+112.5	-39

3.4.1.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Πίνακα Butler 8x8

Στην υποενότητα αυτή παρατίθεται ο σχεδιασμός και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του πίνακα Butler 8x8, ο οποίος αποτελεί τη βασική διάταξη του συστήματος. Όπως αναφέρθηκε, ο σχεδιασμός του έγινε σε μικροταινιακή μορφή σε συχνότητα ίση με 2.45GHz, χρησιμοποιώντας το υπόστρωμα τύπου ROGERS4003C με διηλεκτρική σταθερά ε_r=3.38, πάχος h=0.508mm (20mil) και εφαπτομένη απωλειών tanδ=0.0021 [81]. Ο σχεδιασμός και η προσομοίωση πραγματοποιήθηκαν με το λογισμικό Advanced Design System της Agilent [82], χρησιμοποιώντας τόσο κυκλωματική (*ADS Schematic*) προσομοίωση όσο και ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση (*Momentum*) με τη Μέθοδο των Ροπών (*Method of Moments-MoM*), όπου αυτό ήταν δυνατόν.

Το Σχήμα 3.12 απεικονίζει το χωρομετρικό διάγραμμα (*layout*) του πίνακα Butler 8x8 που σχεδιάστηκε, σε μικροταινιακή μορφή. Οι διαστάσεις του κυκλώματος είναι 352mm x 260mm.



Σχήμα 3.12. Χωρομετρικό διάγραμμα του πίνακα Butler 8x8 σε μικροταινιακή μορφή.

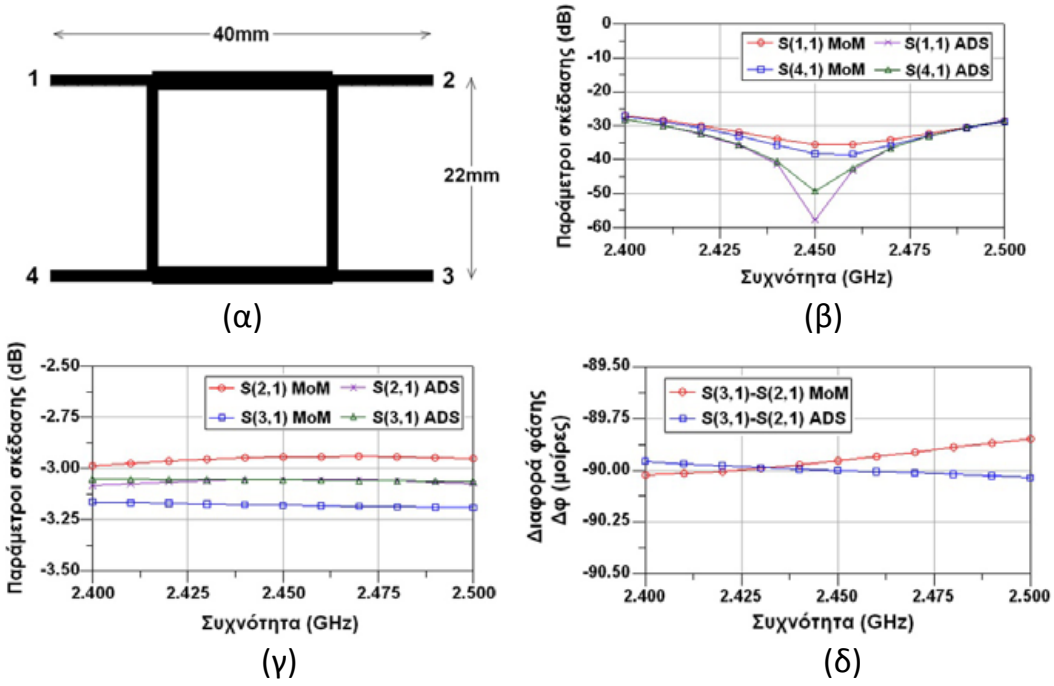
Αξίζει να σημειωθεί ότι το σχηματικό διάγραμμα του πίνακα (Σχ.2.20(γ)) περιλαμβάνει ένα σχετικά μεγάλο πλήθος διασταυρώσεων των μικροταινιακών γραμμών. Προκειμένου να αποφευχθούν μη επίπεδες υλοποιήσεις που συνοδεύονται από πολυπλοκότητα, απώλειες και ανεπιθύμητα παρασιτικά φαινόμενα, οι μικροταινιακές διασταυρώσεις υλοποιήθηκαν με την εν σειρά διασύνδεση δύο υβριδικών συζευκτών 3dB 90^{o} [83]. Επίσης, η διάταξη των θυρών εξόδου έχει διαμορφωθεί κατάλληλα ώστε να μπορούν απ'ευθείας να υποδεχθούν τα κυκλώματα των μεταγόμενων φασηθετών, χωρίς τη χρήση επιπλέον καλωδίων διασύνδεσης.

Το κύκλωμα του Σχήματος 3.12 προσομοιώθηκε κυκλωματικά και έγινε εξαγωγή των παραμέτρων σκέδασης (S-παραμέτρων). Ο σχεδιασμός συμπεριλαμβάνει τις απώλειες μετάλλου, διηλεκτρικού, ασυνέχειες γραμμών και άλλα μη επιθυμητά φαινόμενα, ώστε η μοντελοποίηση των κυκλωμάτων να ανταποκρίνεται όσο το δυνατόν περισσότερο στην πραγματικότητα. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα διαγράμματα των επόμενων σχημάτων.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να τονιστεί ότι κυκλώματα μεγάλου μεγέθους (όπως ο πίνακας Butler του Σχήματος 3.12) είναι αδύνατο να προσομοιωθούν ηλεκτρομαγνητικά, λόγω των εξαιρετικά υψηλών υπολογιστικών πόρων που απαιτούνται. Παρόλα αυτά, οι επιμέρους διατάξεις του πίνακα Butler, όπως οι υβριδικοί κατευθυντικοί συζεύκτες, οι μικροταινιακοί φασηθέτες και οι μικροταινιακές διασταυρώσεις, έχουν προσομοιωθεί ηλεκτρομαγνητικά με τη Μέθοδο των Ροπών (MoM), ώστε να επαληθευθεί η σωστή τους λειτουργία.

Στο Σχήμα 3.13 απεικονίζονται ενδεικτικά τα αποτελέσματα τόσο της κυκλωματικής (ADS) όσο και της ηλεκτρομαγνητικής (MoM) προσομοίωσης του υβριδικού συζεύκτη 3dB 90^{o} (Σχ.3.13(α)) που χρησιμοποιήθηκε στο σχεδιασμό του πίνακα Butler 8x8 του Σχ.3.12. Παρατηρεί κανείς ότι τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά, ενώ οι αποκλίσεις μεταξύ κυκλωματικής και ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης δεν είναι εν γένει σημαντικές. Ειδικά για τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης (Σχ.3.13(β)), οι αποκλίσεις

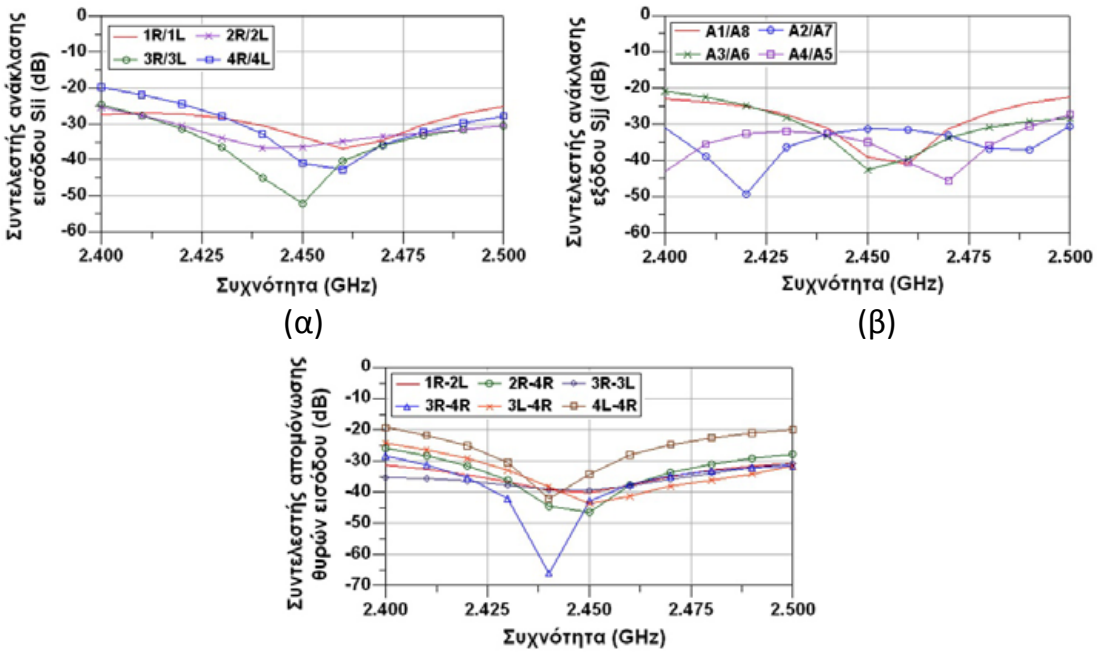
φαίνονται μεγάλες. Όμως, η ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση περιλαμβάνει και παρασιτικά φαινόμενα τα οποία δεν μπορούν να προσομοιωθούν κυκλωματικά. Παρόλα αυτά, το επίπεδο των συντελεστών που προκύπτουν από την ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση παραμένει σε ικανοποιητικά επίπεδα (<-35dB στην κεντρική συχνότητα). Παρόμοια αποτελέσματα εξάγονται και για τις υπόλοιπες διατάξεις, τα οποία δεν παρατίθενται εδώ για λόγους συντομίας.



Σχήμα 3.13. Χωρομετρικό διάγραμμα του υβριδικού συζεύκτη 3dB 90^{o} και αποτελέσματα της προσομοίωσης. (α) Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα της διάταξης, (β) Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου.

Έτσι, το συνολικό κύκλωμα αποτελείται από διατάξεις που συμπεριφέρονται σωστά τόσο κυκλωματικά όσο και ηλεκτρομαγνητικά. Η κυκλωματική του προσομοίωση αποτελεί μία καλή εκτίμηση για την πραγματική του λειτουργία, η οποία διαπιστώνεται μόνο μέσω των μετρήσεων, οι οποίες παρατίθενται σε επόμενη υποενότητα.

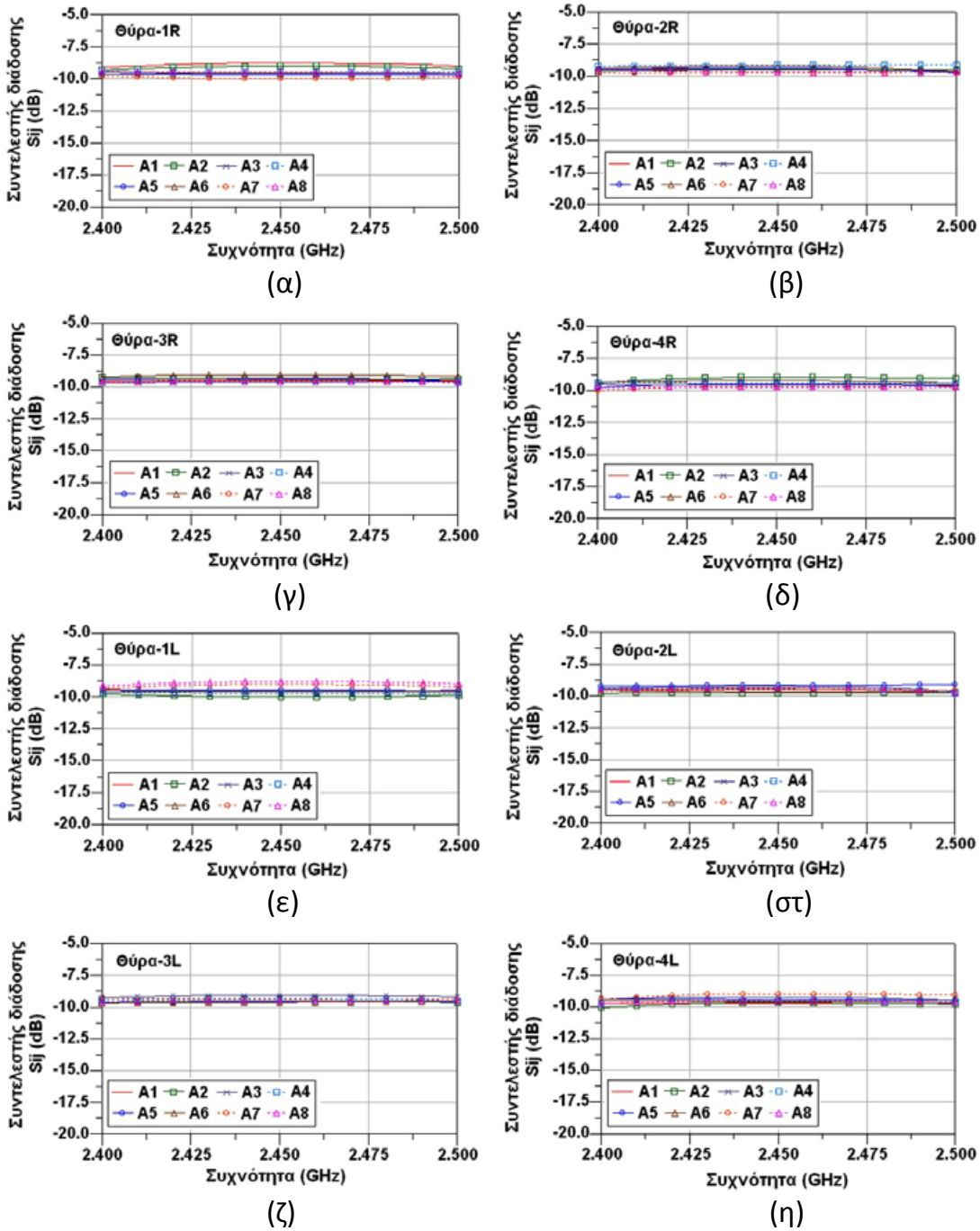
Στο Σχήμα 3.14 απεικονίζονται οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών εισόδου και εξόδου του πίνακα, όπως αυτοί προκύπτουν από τις προσομοιούμενες S-παραμέτρους. Τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά (τιμές χαμηλότερες των -20dB) σε όλο το εύρος ζώνης συχνοτήτων (2.4-2.48GHz).



Σχήμα 3.14. Αποτελέσματα προσομοίωσης συντελεστών ανάκλασης και απομόνωσης του πίνακα Butler 8x8 του Σχ.3.12. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου (δεσμών), (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου (κεραιών) και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου.

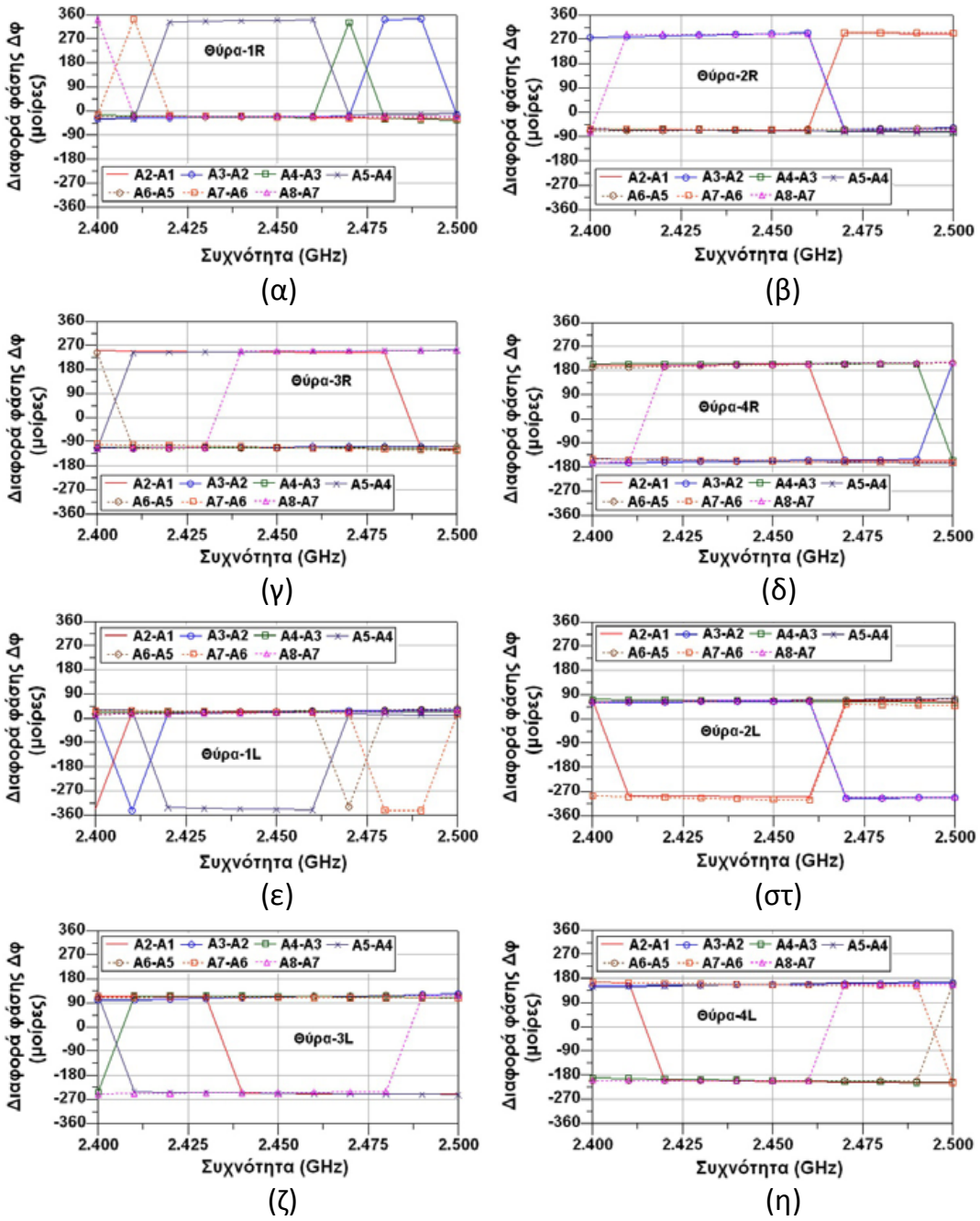
Στο Σχήμα 3.15 απεικονίζεται το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών), για τις περιπτώσεις διέγερσεις όλων των θυρών εισόδου. Στην ιδανική περίπτωση όλοι οι συντελεστές διάδοσης πρέπει να έχουν ίδιο πλάτος ισχύος (1/8) ή -9dB ως προς την ισχύ εισόδου. Εξαιτίας όμως της παρουσίας των απωλειών, οι τιμές των συντελεστών διάδοσης εμφανίζονται πάντα μειωμένες. Κατά συνέπεια, στόχος είναι οι τιμές των συντελεστών να είναι μεταξύ τους ίσες, παρά την ύπαρξη των απωλειών. Παρατηρείται από το Σχ.3.15 ότι οι τιμές

των συντελεστών έχουν επιτευχθεί πράγματι σχεδόν ίσες, καθώς κυμαίνονται από -9 έως -10dB περίπου με μία μέση τιμή ίση με -9.5dB (±0.5dB) και μέγιστη απόκλιση ίση με 1dB. Συνεπώς, κρίνονται ικανοποιητικές.



Σχήμα 3.15. Αποτελέσματα προσομοίωσης για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών) του πίνακα Butler 8x8. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L.

Αντίστοιχα, στο Σχήμα 3.16 απεικονίζονται οι διαφορές φάσης που δημιουργούνται μεταξύ των σημάτων στις θύρες εξόδου (κεραιών), για τις περιπτώσεις διέγερσης κάθε θύρας εισόδου.



Σχήμα 3.16. Αποτελέσματα προσομοίωσης για τις διαφορές φάσης μεταξύ των θυρών εξόδου (κεραιών) που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου (δεσμών) του πίνακα Butler 8x8. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L.

Στον Πίνακα 3.6 παρουσιάζονται οι παραπάνω διαφορές φάσης στην κεντρική συχνότητα f_o=2.45GHz όπως προέκυψαν από την προσομοίωση, σε σύγκριση με τις θεωρητικές τιμές. Η μέγιστη απόκλιση από τις θεωρητικές τιμές είναι ίση με ±2.5^o περίπου και φτάνει το 8.9%. Τα αποτελέσματα θεωρούνται ικανοποιητικά. Σημειώνεται ότι τα άλματα που παρατηρούνται είναι ίσα με 360^o και οφείλονται στις μεταβολές του ηλεκτρικού μήκους των διαδρομών του πίνακα Butler με τη συχνότητα.

Πίνακας 3.6. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (κεραιών) στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=2.45GHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του πίνακα Butler 8x8.

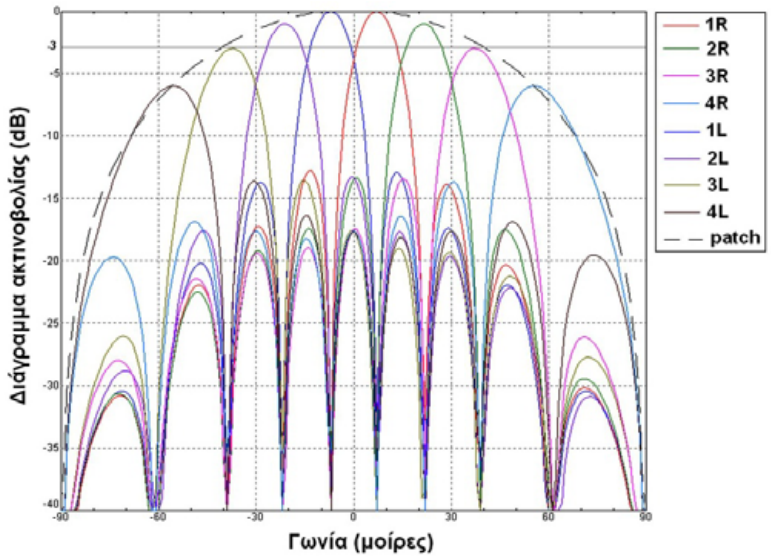
	Διαφορά φάσης Δφ (^{o})							
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**	**A5-A4**	**A6-A5**	**A7-A6**	**A8-A7**
1R	*-22.5*	-23.7	-21.5	-24	-20.5	-22.9	-23.1	-20.5
4L	*+157.5*	+155.7	+157.7	+158.6	+158.4	+156.6	+156.8	+158.1
3R	*-112.5*	-115.5	-110.4	-113.4	-112.8	-114.4	-111.4	-111.5
2L	*+67.5*	+70	+64.1	+65.7	+68.2	+68	+65.1	+66.7
2R	*-67.5*	-66.7	-69.1	-68	-69.2	-64.7	-65.1	-70
3L	*+112.5*	+111.5	+111.4	+114.4	+112.8	+113.4	+110.4	+117.8
4R	*-157.5*	-158.1	-156.8	-155.6	-158.4	-158.6	-157.7	-155.7
1L	*+22.5*	+23.5	+23.1	+22.9	+20.5	+24	+21.5	+23.7

Διαγράμματα Ακτινοβολίας

Το επόμενο βήμα έχει να κάνει με την προσομοίωση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Έτσι, τα δεδομένα των συντελεστών διάδοσης (μέτρο και φάση των S-παραμέτρων) εισήχθησαν σε λογισμικό προσομοίωσης κεραιών [84] ως συντελεστές διέγερσης της γραμμικής συστοιχίας. Η συστοιχία αποτελείται από 8 ορθογωνικές μικροταινιακές κεραίες (*patch*), γραμμικά πολωμένες και με μεταξύ τους απόσταση (d) ίση με μισό μήκος κύματος ελευθέρου χώρου (λ_o/2), στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=2.45GHz.

Τα αποτελέσματα απεικονίζονται στο Σχήμα 3.17 και κρίνονται ικανοποιητικά. Όπως φαίνεται, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών κυμαίνεται στα -13dB περίπου (για τις κεντρικές δέσμες 1R και 1L), όπως αναμενόταν για ομοιόμορφη κατανομή πλάτους τροφοδοσίας, ενώ οι δέσμες

είναι ορθογώνιες και οι γωνίες μεγίστου συμπίπτουν με τις θεωρητικές τιμές. Ακόμη, το επίπεδο των “grating lobes” των δεσμών 4R και 4L που εμφανίζονται μέσα στην οπτική περιοχή (-90^{o} έως $+90^{o}$) παραμένει χαμηλότερο από αυτό των πλευρικών λοβών και ίσο με -14dB και ως εκ τούτου η επίδρασή τους δεν είναι σημαντική.



Σχήμα 3.17. Αποτελέσματα προσομοίωσης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας τροφοδοτούμενης από τον πίνακα Butler 8x8.

Όμως, η επίδραση του διαγράμματος ακτινοβολίας του απλού στοιχείου της συστοιχίας (patch) επιφέρει μία πτώση στα μέγιστα των δεσμών, ιδιαίτερα στις δέσμες που πλησιάζουν την ακροπυροδοτική. Η πτώση αυτή συμβαίνει γιατί, παρόλο που το διάγραμμα ακτινοβολίας της ορθογωνικής μικροταινιακής κεραίας διαθέτει μεγάλο εύρος δέσμης, αυτό δεν είναι πανκατευθυντικό. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να επιφέρει μία σχετική μείωση στον παράγοντα συστοιχίας και επομένως, το τελικό διάγραμμα ακτινοβολίας εμφανίζεται με πτώση όσο οι δέσμες στρέφονται προς τα άκρα. Χαρακτηριστική είναι η επίδραση στο επίπεδο των δευτερευόντων λοβών ως προς το επίπεδο του μεγίστου κάθε δέσμης. Έτσι, το επίπεδο των πλευρικών λοβών αυξάνεται σε σχέση με το επίπεδο του μεγίστου όσο οι δέσμες στρέφονται μακριά από τη μετωπική διεύθυνση. Συγκεκριμένα, από -13dB

για τις κεντρικές δέσμες, γίνεται ίσο με -8dB περίπου για τις ακρότατες δέσμες 4R και 4L. Επιπλέον, η κατευθυντικότητα κυμαίνεται από 15.4dB για τις κεντρικές δέσμες (1R και 1L) έως 13.1dB για τις ακραίες (4R και 4L), ενώ το εύρος δέσμης μισής ισχύος (HPBW) κυμαίνεται από 12.7^{o} έως 19.5^{o}, για τις αντίστοιχες περιπτώσεις.

Τέλος, έχει οριοθετηθεί η τιμή των -3dB, ως κατώτατο όριο για τις τιμές του μεγίστου των δεσμών. Σε πολλά συστήματα η τιμή αυτή τίθεται σαν αναφορά για το επίπεδο της ποιότητας επικοινωνίας. Παρά το γεγονός ότι λόγω της επίδρασης της ορθογωνικής μικροταινιακής κεραίας οι δύο ακρότατες δέσμες (4R και 4L) βρίσκονται κάτω από το συγκεκριμένο όριο, ενώ άλλες δύο δέσμες (3R και 3L) βρίσκονται οριακά εντός των αποδεκτών τιμών μεγίστου, το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί, χωρίς να χρειαστεί να εξαιρεθούν δέσμες από τη λειτουργία του συστήματος. Συγκεκριμένα, τα σύγχρονα συστήματα διαθέτουν υποσυστήματα ελέγχου ισχύος (*power control*), τα οποία μπορούν να μεταβάλλουν την ακτινοβολούμενη ισχύ, ανάλογα με τις εκάστοτε ανάγκες. Έτσι, προκειμένου να εξισορροπηθεί η μείωση του επιπέδου του μεγίστου ορισμένων δεσμών, αυξάνεται η ισχύς ακτινοβολίας όταν χρησιμοποιούνται οι συγκεκριμένες δέσμες. Με αυτόν τον τρόπο υπερσκελίζονται οι όποιες επιπτώσεις της επίδρασης του απλού στοιχείου στο συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας και ο συνολικός τομέας κάλυψης φτάνει τις 120^{o} περίπου.

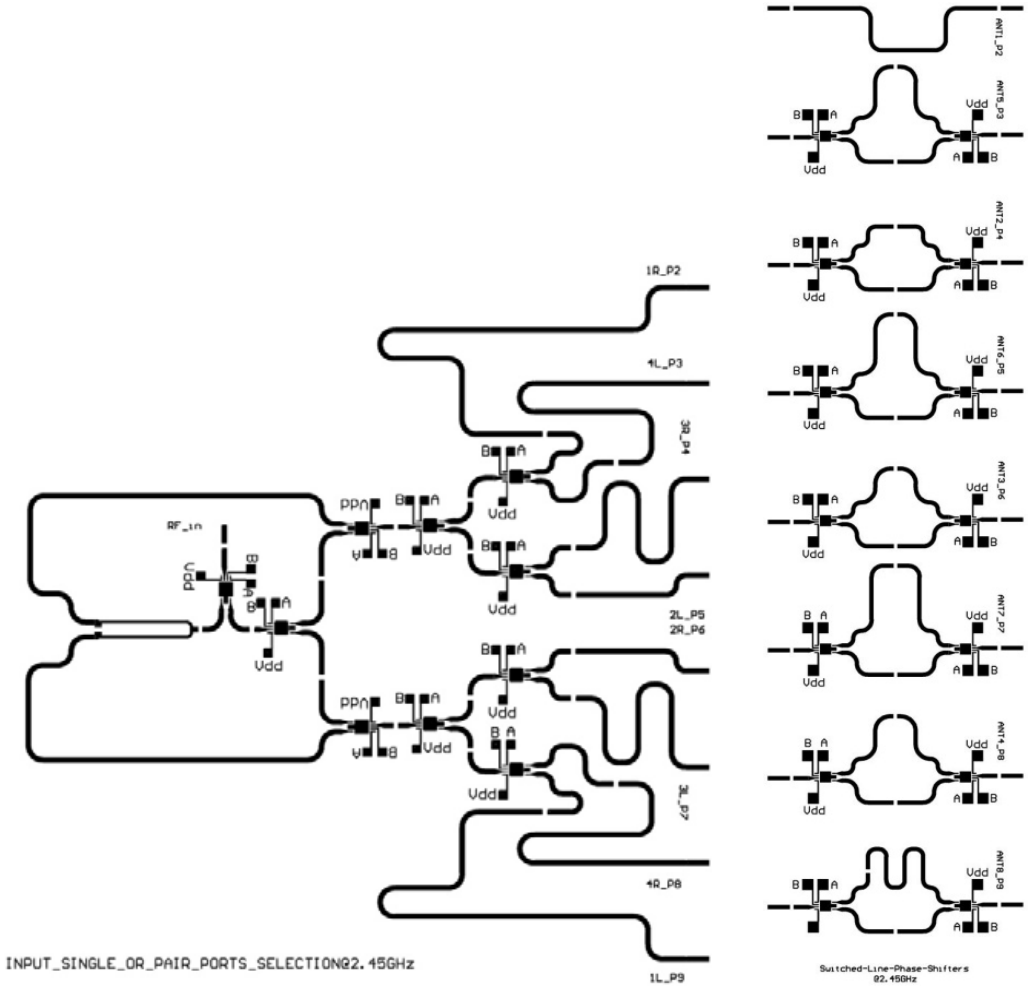
Συμπερασματικά, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τον πίνακα Butler 8x8 είναι ικανοποιητικά. Έτσι, στη συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ολόκληρου του συστήματος.

3.4.1.2. Προσομοίωση Συστήματος

Προκειμένου να ολοκληρωθεί ο σχεδιασμός του συστήματος, σχεδιάστηκαν επίσης σε μικροταινιακή μορφή τα κυκλώματα διέγερσης των θυρών εισόδου, καθώς και αυτά των μεταγόμενων φασηθετών. Τα

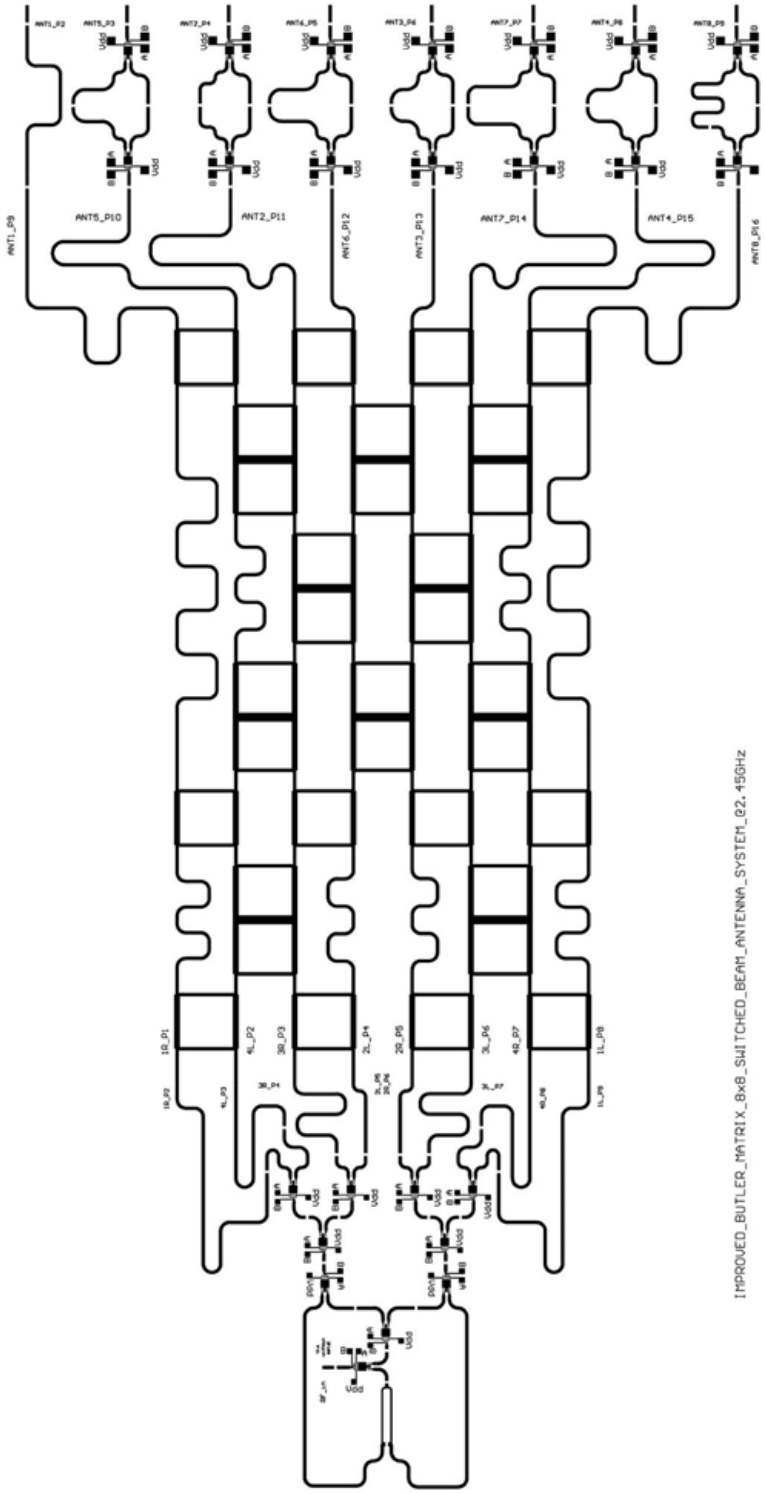
χωρομετρικά διαγράμματα των κυκλωμάτων φαίνονται στο Σχήμα 3.18. Όλοι οι φασηθέτες σχεδιάστηκαν ως μικροταινιακές γραμμές κατάλληλου ηλεκτρικού μήκους, ενώ για τους διακόπτες-μεταγωγείς χρησιμοποιήθηκε κατάλληλο εμπορικά διαθέσιμο MMIC SMT chip [80].

Αντίστοιχα, στο Σχήμα 3.19 απεικονίζεται το χωρομετρικό διάγραμμα ολόκληρου του συστήματος, όπως αυτό σχεδιάστηκε σε μία και μόνο πλακέτα τυπωμένων κυκλωμάτων (*Printed Circuit Board*, *PCB*). Οι διαστάσεις του είναι περίπου 490mm x 260mm.



(α) (β)

Σχήμα 3.18. Χωρομετρικά διαγράμματα των κυκλωμάτων εισόδου και εξόδου, σε μικροταινιακή μορφή. (α) Κύκλωμα διέγερσης ζεύγους ή μονής θύρας εισόδου, (β) Κύκλωμα μεταγόμενων φασηθετών.



Σχήμα 3.19. Χωρομετρικό διάγραμμα ολόκληρου του συστήματος.

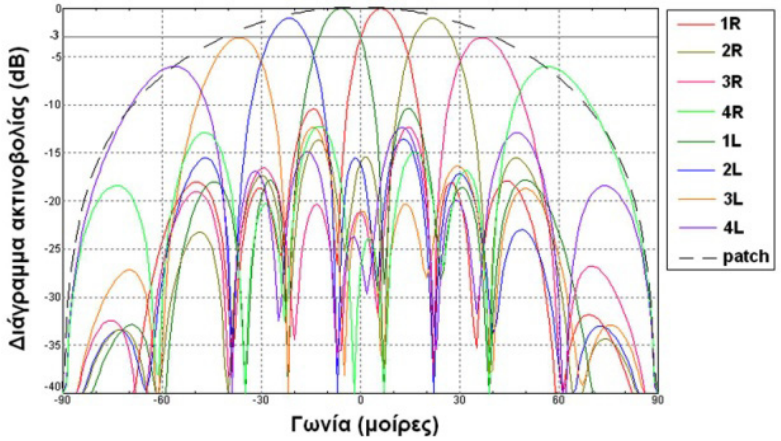
Το κύκλωμα του Σχήματος 3.19 προσομοιώθηκε κυκλωματικά, ενώ για τους διακόπτες χρησιμοποιήθηκαν αρχεία μετρήσεων S-παραμέτρων, τα οποία είναι διαθέσιμα από τον κατασκευαστή. Τα αποτελέσματα που εξήχθησαν αφορούν στη διέγερση ζεύγους θυρών και μονής θύρας εισόδου.

Διαγράμματα Ακτινοβολίας Συστήματος με Διέγερση Μονής Θύρας

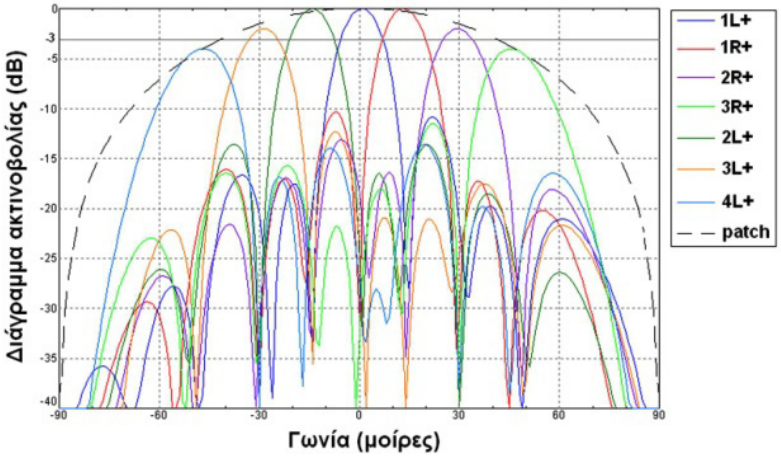
Αρχικά, το Σχήμα 3.20 παρουσιάζει τα διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 8 στοιχείων που τροφοδοτείται από το σύστημα, για τις περιπτώσεις διέγερσης μονής θύρας εισόδου. Οι δέσμες με το συμβολισμό (+) (π.χ. 1R+ στο Σχ.3.20(β)) είναι οι 7 νέες δέσμες που δημιουργούνται από την επιλογή των διαδρομών "β" στα κυκλώματα των μεταγόμενων φασηθετών, ενώ οι 8 συμβατικές δημιουργούνται από την επιλογή των διαδρομών "α" (Σχ.3.20(α)). Παρατηρώντας το Σχ.3.20(γ), φαίνεται ότι το σύστημα είναι ικανό να ακτινοβολήσει 15 συνολικά δέσμες, σε ένα γωνιακό τομέα που φτάνει τις 120^{o}. Ακόμη, η γωνιακή απόσταση των δεσμών έχει μειωθεί στο μισό (1/2N στο χώρο u) σε σχέση με το συμβατικό πίνακα Butler (1/N), δηλαδή σε 7.5^{o} περίπου από 15^{o}. Αυξήθηκε έτσι το επίπεδο του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών (CL) από -3.9dB σε -1dB περίπου, όπως φαίνεται και στο Σχ.3.20(γ). Ακόμη, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών παραμένει χαμηλότερο από -9dB. Ως προς την κατευθυντικότητα, αυτή κυμαίνεται από 15.3dB για τις κεντρικές δέσμες έως 12.9dB για τις ακραίες, ενώ το HPBW από 12.7^{o} έως 19.8^{o}, αντίστοιχα.

Επιπλέον, είναι σημαντικό να τονιστεί ότι οι δέσμες κάθε ομάδας (8 συμβατικές και 7 νέες, αντίστοιχα) είναι μεταξύ τους ορθογώνιες, όπως φαίνεται από τα Σχ.3.20(α) και 3.20(β), αντίστοιχα. Όμως, οι δέσμες της μιας ομάδας δεν είναι ορθογώνιες με τις δέσμες της άλλης, με αποτέλεσμα η ορθογωνιότητα να καταργείται για τις διαδοχικές δέσμες όταν ακτινοβολείται το σύνολο των δεσμών, όπως παρατηρεί κανείς στο Σχ.3.20(γ). Το γεγονός οφείλεται στη μείωση της γωνιακής απόστασης των δεσμών, ενώ το εύρος δέσμης παραμένει το ίδιο ή με άλλα λόγια, στην αύξηση του αριθμού τους. Αντίθετα, η ορθογωνιότητα διατηρείται για δέσμες που ανήκουν στην ίδια ομάδα (οι οποίες τώρα δεν είναι διαδοχικές, αλλά μεσολαβεί δέσμη της άλλης ομάδας μεταξύ τους). Τέλος, σε όλες τις περιπτώσεις το επίπεδο των "grating lobes" των ακραίων δεσμών παραμένει χαμηλότερο από αυτό των

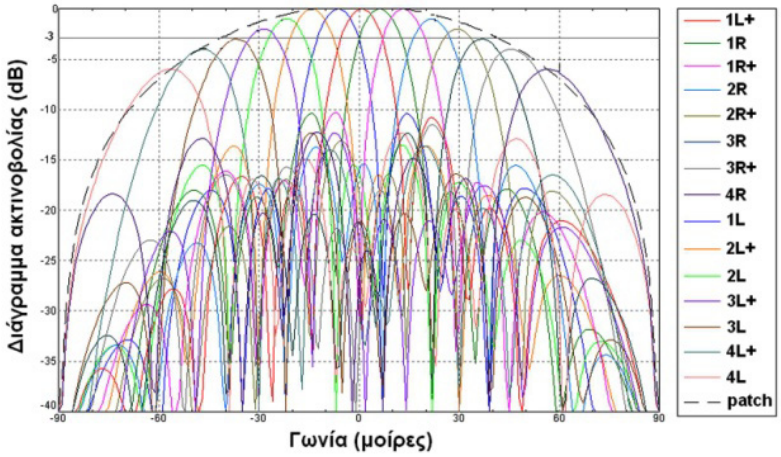
δευτερευόντων λοβών και ίσο με -12dB περίπου. Γενικά, τα αποτελέσματα κρίνονται ικανοποιητικά.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 3.20. Διαγράμματα ακτινοβολίας του συστήματος του Σχ.3.19 για τις περιπτώσεις διέγερσης μονής θύρας εισόδου. (α) Συμβατικές δέσμες του πίνακα Butler 8x8 (επιλογή διαδρομών “α”), (β) Νέες δέσμες (επιλογή διαδρομών “β”) και (γ) Σύνολο των ακτινοβολούμενων δεσμών.

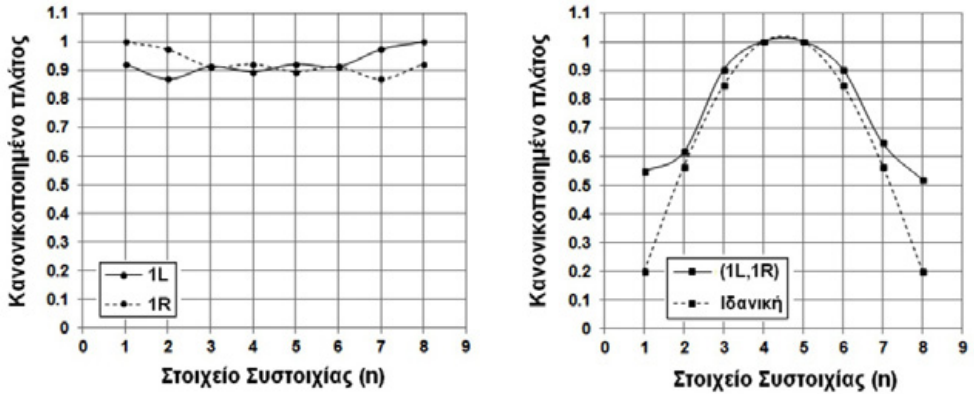
Διαγράμματα Ακτινοβολίας Συστήματος με Διέγερση Ζεύγους Θυρών

Αφού διαπιστώθηκε η ικανοποιητική λειτουργία του συστήματος σε καθεστώς διέγερσης μονής θύρας, το σημαντικό βήμα είναι η μελέτη της συμπεριφοράς του σε καθεστώς διέγερσης ζεύγους θυρών εισόδου.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί στην παράγραφο 3.3.1, η κατάλληλη διέγερση ζεύγους θυρών εισόδου δημιουργεί μια συνημιτονοειδή κατανομή πλάτους τροφοδοσίας στην έξοδο. Ο Πίνακας 3.7 παρουσιάζει τις θεωρητικές (ιδανικές) κανονικοποιημένες τιμές του πλάτους τροφοδοσίας (συντελεστές) της συνημιτονοειδούς κατανομής, ενώ στο Σχήμα 3.21 φαίνονται τα κανονικοποιημένα πλάτη που προέκυψαν από τη διέγερση των θυρών 1L και 1R αντίστοιχα, καθώς και από την ταυτόχρονη διέγερσή τους (1L,1R).

Πίνακας 3.7. Ιδανική κανονικοποιημένη συνημιτονοειδής κατανομή πλάτους.

	Στοιχείο Συστοιχίας							
	A1	**A2**	**A3**	**A4**	**A5**	**A6**	**A7**	**A8**
Σχετικά πλάτη διέγερσης κεραιών	0.199	0.566	0.848	1	1	0.848	0.566	0.199



(α) (β)

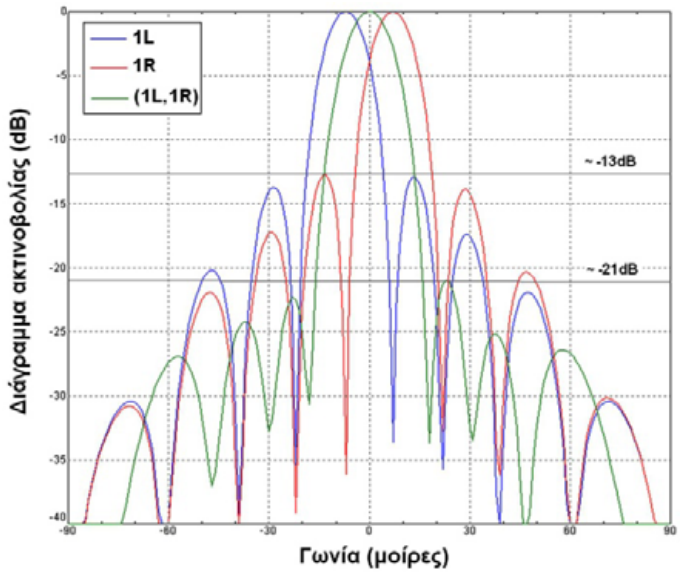
Σχήμα 3.21. Παράδειγμα κατανομής πλάτους από διέγερση μονής θύρας και ζεύγους θυρών. (α) Διέγερση των μονών θυρών 1L και 1R, (β) Ταυτόχρονη διέγερση του ζεύγους θυρών 1L και 1R.

Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.21(α), η κατανομή τροφοδοσίας των θυρών 1L και 1R είναι ικανοποιητική, αφού προσεγγίζει σημαντικά την ιδανική (όλα τα σχετικά πλάτη ίσα), ενώ η μέγιστη απόκλιση στους

συντελεστές διέγερσης φτάνει το 13%. Στην περίπτωση της ταυτόχρονης διέγερσης των δύο θυρών (Σχ.3.21(β)), η κατανομή συμπίπτει σημαντικά με την ιδανική, εκτός από τα δύο ακραία στοιχεία (n=1 και n=8), όπου στο συγκεκριμένο παράδειγμα, εμφανίζεται μία σχετική απόκλιση. Καθώς οι επιμέρους θύρες εμφανίζουν ικανοποιητικά αποτελέσματα, η απόκλιση αυτή αποδίδεται σε αντίστοιχες αποκλίσεις στο κύκλωμα διέγερσης των θυρών εισόδου ανά ζεύγη και ιδιαίτερα στους διακόπτες, για τους οποίους χρησιμοποιούνται πραγματικά δεδομένα μετρήσεων S-παραμέτρων, τα οποία παρουσιάζουν ατέλειες και ασυμμετρίες. Παρόλα αυτά, η λαμβανόμενη κατανομή μοιάζει με συνημιτονοειδή σε βάθρο, η οποία δίνει εξίσου ικανοποιητικά διαγράμματα ακτινοβολίας, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.22.

Έτσι, στο Σχ.3.22 απεικονίζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν από τις περιπτώσεις διέγερσης του παραδείγματος του Σχ.3.21. Όπως φαίνεται, ενώ το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών των συμβατικών δεσμών (1L και 1R) φτάνει τα -13dB, στη συνισταμένη δέσμη (1L,1R) οι δευτερεύοντες λοβοί αγγίζουν τα -21dB. Επίσης, το μέγιστο της συνισταμένης δέσμης βρίσκεται στο μέσον της γωνιακής απόστασης των δύο συνιστωσών δεσμών, το οποίο συμπίπτει με το σημείο τομής τους, ενώ το εύρος της νέας δέσμης έχει αυξηθεί κατά έναν παράγοντα ίσο με 1.3, από 12.7^{o} σε 16.5^{o} περίπου.

Ο Πίνακας 3.8 περιλαμβάνει το μέτρο και τη φάση της κατανομής που προέκυψε από την προσομοίωση του συστήματος του Σχ.3.19, για όλα τα κατάλληλα ζεύγη θυρών. Με τον κατάλληλο συνδυασμό των 8 συμβατικών δεσμών δημιουργούνται 7 δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών, ενώ με την προσθήκη των επιπλέον μετατοπίσεων φάσης (διαδρομές “β”) δημιουργούνται 6 ακόμα δέσμες. Όπως και πριν, οι 6 νέες δέσμες που δημιουργούνται με την επιλογή των διαδρομών “β” στους μεταγόμενους φασηθέτες, συμβολίζονται με (+).



Σχήμα 3.22. Διαγράμματα ακτινοβολίας των συμβατικών δεσμών 1L,1R και της δέσμης χαμηλών δευτερευόντων λοβών από τη διέγερση του ζεύγους (1L,1R).

Πίνακας 3.8. Κατανομή τροφοδοσίας για τη διέγερση ζευγών θυρών εισόδου που δημιουργεί δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του συστήματος στην κεντρική συχνότητα f_o=2.45GHz.

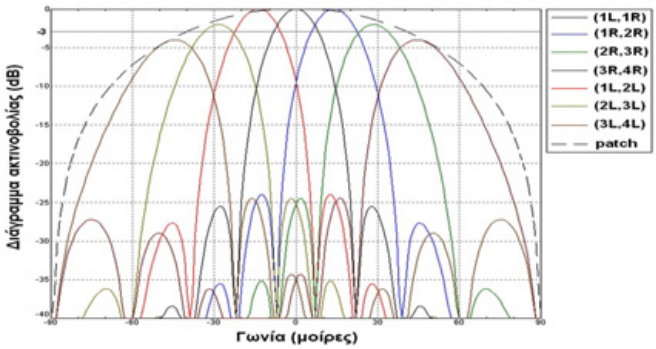
		Ενεργοποιούμενο-Επιλεγμένο Ζεύγος Θυρών Εισόδου												
	Στοιχείο Συστοιχίας	(1L,1R)	(1R,2R)	(2R,3R)	(3R,4R)	(1L,2L)	(2L,3L)	(3L,4L)	(1L,1R)+	(1R,2R)+	(2R,3R)+	(1L,2L)+	(2L,3L)+	(3L,4L)+
ΚΑΤΑΝΟΜΗ	A1	0.549	0.142	0.289	0.276	0.125	0.322	0.126	0.549	0.141	0.296	0.125	0.287	0.126
		-109.5°	-22.9°	-158.4°	18.9°	99.1°	-72°	176°	-109.9°	-27.4°	-158.1°	98.9°	-64.3°	160.3°
	A2	0.618	0.458	0.719	0.189	0.434	0.635	0.436	0.618	0.438	0.713	0.437	0.652	0.444
		-103.2°	-20.4°	111.5°	-113.2°	141.1°	16.8°	-89.2°	-131.7°	-91.7°	90.9°	119.1°	4.1°	-84.5°
	A3	0.902	0.797	0.737	0.655	0.811	0.739	0.88	0.902	0.793	0.722	0.84	0.765	0.888
		-110.7°	-66.3°	25.2°	112°	-173.4°	112.3°	41.7°	-155.8°	-160.5°	-19.9°	141.1°	67.7°	31.8°
	A4	1	1	1	1	0.902	0.957	0.957	1	1	1	0.95	0.939	0.923
		-113.2°	-105.9°	-69.2°	-26°	-130.3°	-157°	-179.4°	179.4°	132.6°	-137.8°	161.3°	134.6°	147°
	A5	1	0.958	0.956	0.957	1	1	1	1	0.901	0.939	1	1	1
		-111.3°	-148°	-156°	-158.1°	-88.5°	-72°	41.7°	158.9°	132.6°	114°	-177.8°	-161.4°	-103.2°
	A6	0.902	0.864	0.746	0.948	0.803	0.696	0.829	0.892	0.826	0.713	0.79	0.687	0.838
		-109.8°	163.8°	113°	62.4°	-40.5°	23.5°	172.6°	137.5°	66.1°	1.2°	-151°	-91.9°	-12°
	A7	0.647	0.449	0.596	0.672	0.443	0.687	0.47	0.647	0.446	0.6	0.479	0.678	0.479
		-104.1°	124°	27.8°	-76.7°	3.1°	112.2°	40.4°	112°	0°	-107.6°	-132.3°	-22.9°	100.3°
	A8	0.22	0.142	0.246	0.302	0.149	0.226	0.143	0.52	0.133	0.261	0.15	0.226	0.134
		-112.4°	84.7°	-64.8°	148.7°	49.9°	-161.5°	178.5°	90.3°	-65.8°	140.9°	-158.8°	43.7°	-143.2°

Τα δεδομένα του Πίνακα 3.8 χρησιμοποιήθηκαν για την εξαγωγή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, τα οποία απεικονίζονται στο Σχήμα 3.23. Στο Σχ.3.23(α) φαίνονται, προς σύγκριση, τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν από τους θεωρητικούς συντελεστές διέγερσης, για τις περιπτώσεις διέγερσης ζευγών θυρών του πίνακα Butler χωρίς πρόσθετη ολίσθηση φάσης (διαδρομές “α”). Αρχικά, συγκρίνοντας τα Σχ.3.23(α) και 3.23(β), παρατηρεί κανείς ότι οι γωνίες μεγίστου διατηρούνται, ενώ υπάρχει

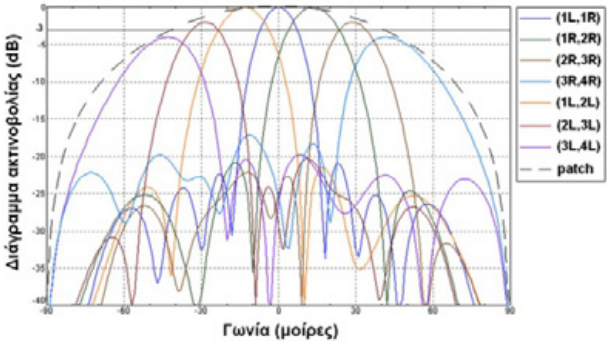
μία γενική αύξηση στο επίπεδο των δευτερευόντων λοβών, εξαιτίας των μη ιδανικών συντελεστών διέγερσης που προκύπτουν από την προσομοίωση.

Ειδικότερα, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών διατηρείται κάτω από τα -20dB, εκτός από την περίπτωση της δέσμης (3R,4R) όπου φτάνει τα -13dB, ως προς το επίπεδο του μεγίστου (Σχ.3.23(β)). Ο συνολικός γωνιακός τομέας εκτείνεται στις 110^{o} (μετρούμενος από τα ακραία σημεία -3dB των εκατέρωθεν ακρότατων δεσμών), όπως παρατηρείται στο Σχ.3.23(δ). Το επίπεδο του σημείου τομής διαδοχικών δεσμών (CL) βρίσκεται περίπου στα -2dB ως προς το μέγιστο των εκάστοτε δεσμών, για τις περιπτώσεις των Σχ.3.23(β)-(γ). Χρησιμοποιώντας όμως όλες τις δυνατότητες του συστήματος (Σχ.3.23(δ)), το επίπεδο του CL βελτιώνεται ακόμα περισσότερο, ξεπερνώντας και το -1dB. Επιπρόσθετα, η κατευθυντικότητα είναι ίση με 15.2dB και το HPBW ίσο με 14.3^{o} για την κεντρική δέσμη (1L,1R), ενώ φτάνουν αντίστοιχα τα 11.9dB και τις 25.4^{o} για τις ακραίες δέσμες, όπως η (3R,4R). Ακόμη οι “grating lobes” διατηρούνται χαμηλότερα από -18dB.

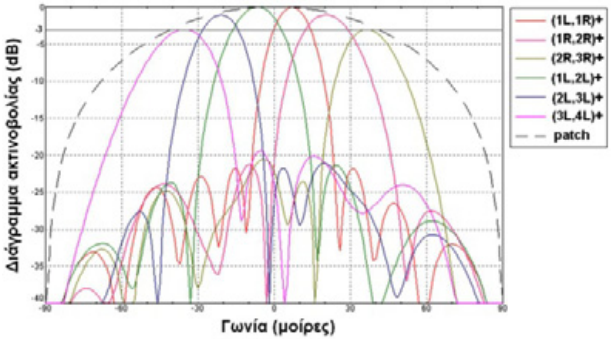
Σε ότι αφορά την ορθογωνιότητα των δεσμών, ακόμα και οι διαδοχικές δέσμες της ίδιας ομάδας παύουν τώρα να είναι ορθογώνιες μεταξύ τους (π.χ. οι δέσμες (1L,1R) και (1R,2R) στο Σχ.3.23(β) και οι δέσμες (1L,2L)+ και (1L,1R)+ στο Σχ.3.23(γ)), όπως αναμενόταν για δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών που προκύπτουν από συνημιτονοειδή κατανομή. Όμως, η ορθογωνιότητα διατηρείται (τις περισσότερες φορές σε ικανοποιητικά επίπεδα) για δέσμες που δεν είναι αμέσως διαδοχικές, (π.χ. οι δέσμες (1L,2L) και (1R,2R) στο Σχ.3.23(β) και οι δέσμες (1L,2L)+ και (1R,2R)+ στο Σχ.3.23(γ)), όπως ήταν και πάλι αναμενόμενο. Στην πραγματικότητα, στην τελευταία περίπτωση, οι δέσμες δεν είναι εντελώς ορθογώνιες, αλλά στη γωνία μεγίστου της μίας υπάρχει προσανατολισμένος ένας χαμηλός πλευρικός λοβός της άλλης. Κατά συνέπεια, η ορθογωνιότητα καταργείται εν μέρει και ειδικά για τις διαδοχικές δέσμες, εξαιτίας της αύξησης του εύρους δέσμης μισής ισχύος, ανεξάρτητα από τη δημιουργία νέων δεσμών ή όχι.



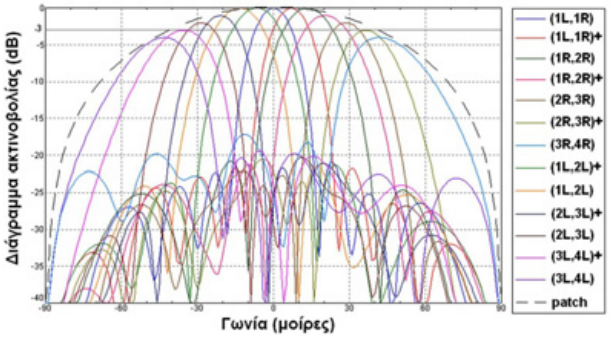
(α)



(β)



(γ)



(δ)

Σχήμα 3.23. Διαγράμματα ακτινοβολίας του συστήματος για τις περιπτώσεις διέγερσης ζευγών θυρών εισόδου. (α) Δέσμες που προκύπτουν από τους θεωρητικούς συντελεστές διέγερσης (διαδρομές “α”), (β) Δέσμες με την επιλογή των διαδρομών “α”, (γ) Δέσμες με την επιλογή των διαδρομών “β” και (δ) Σύνολο των ακτινοβολούμενων δεσμών χαμηλών δευτερευόντων λοβών.

Ταχύτητα Μεταγωγής Δεσμών

Ένα σημαντικό ζήτημα στη λειτουργία συστημάτων μεταγωγής δέσμης αποτελεί η ταχύτητα μεταγωγής των δεσμών. Η παράμετρος αυτή είναι ιδιαίτερα κρίσιμη σε συστήματα πολύπλεξης με διαίρεση χώρου (*Space Division Multiple Access, SDMA*), αλλά και σε συστήματα πολύπλεξης με διαίρεση χρόνου (*Time Division Multiple Access, TDMA*), όπου παίζει καθοριστικό ρόλο στο ρυθμό μετάδοσης της πληροφορίας. Ο κύριος παράγοντας καθορισμού της ταχύτητας μεταγωγής των δεσμών είναι ο χρόνος μεταγωγής των διακοπτών που χρησιμοποιούνται. Στην περίπτωση μας, ο χρόνος μεταγωγής των διακοπτών που χρησιμοποιούνται κυμαίνεται στα 40ns, όπως δίνεται στα φύλλα δεδομένων του κατασκευαστή [80]. Η τιμή αυτή θεωρείται ικανοποιητική και επομένως, συμβάλλει θετικά στην αποδοτική λειτουργία του συστήματος.

Απόδοση του Συστήματος

Επιπρόσθετα, ένα ακόμα θέμα που χρήζει συζήτησης στα συστήματα που παράγουν ανομοιόμορφες κατανομές πλάτους είναι η απόδοση του συστήματος. Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 3.2.1 και σύμφωνα με την [65], ένα μέτρο καθορισμού της απόδοσης του κυκλώματος αποτελεί ο λόγος της μέσης προς τη μέγιστη τιμή της κατανομής ισχύος τροφοδοσίας. Μάλιστα, ο λόγος αυτός δίνει τη μέγιστη δυνατή απόδοση που μπορεί να επιτευχθεί με την εκάστοτε επιλεγόμενη κατανομή. Σύμφωνα με τον παραπάνω ορισμό [65], οι μαθηματικοί υπολογισμοί που έγιναν χρησιμοποιώντας την (3.2) έδωσαν τη μέγιστη θεωρητική απόδοση του συστήματος ίση 52%, κάτι που συμφωνεί με τα δεδομένα της βιβλιογραφίας, όπου αναφέρεται ότι η συνημιτονοειδής κατανομή έχει μια απόδοση ίση με 0.5 (ή -3dB) [1, 2, 62, 65]. Από τα δεδομένα της προσομοίωσης (μέτρο των συντελεστών διάδοσης), μπορούν να υπολογιστούν τα πλάτη διέγερσης και οι συνολικές απώλειες ισχύος του συστήματος, ως προς τις ιδανικές τιμές. Με

βάση τα δεδομένα αυτά, η απόδοση υπολογίστηκε περίπου ίση με 51%, για όλες τις ακτινοβολούμενες δέσμες. Η τιμή αυτή θεωρείται ικανοποιητική, καθώς είναι πολύ κοντά στη μέγιστη δυνατή. Αξίζει να σημειωθεί, ότι εάν το σύστημα σχεδιαστεί μόνο για διέγερση ζεύγους θυρών, οι απώλειες (και οι διακόπτες) μειώνονται σημαντικά και η απόδοση μπορεί να ξεπεράσει το 60%.

Συμπερασματικά, τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά και επιβεβαιώνουν την τεχνική σχεδιασμού. Έτσι, στην επόμενη παράγραφο ακολουθούν οι κατασκευές και οι μετρήσεις των πρωτοτύπων.

3.4.2. Κατασκευή και Μετρήσεις Πρωτοτύπων

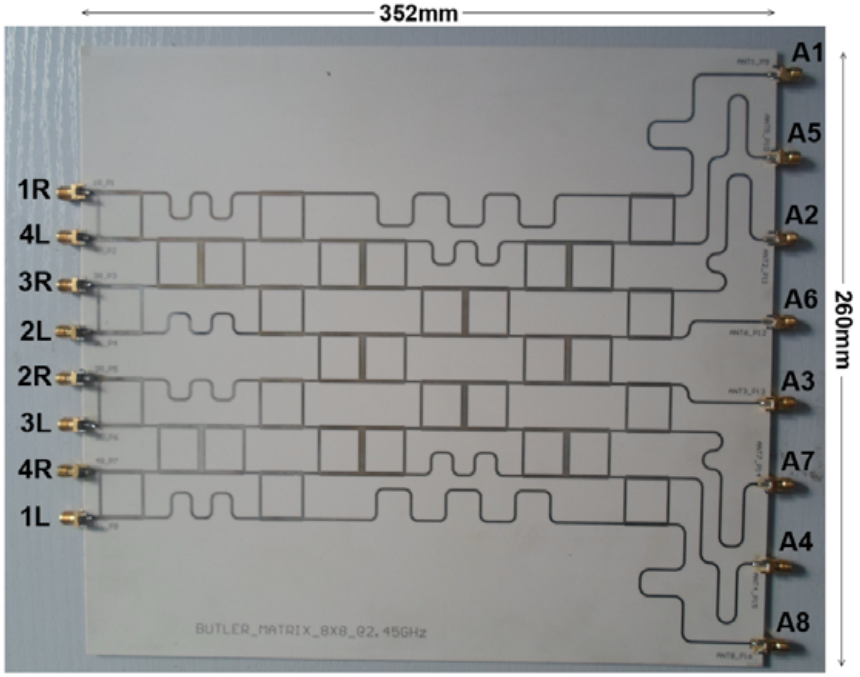
Αφού η διαδικασία σχεδιασμού κρίθηκε επιτυχής, το τελευταίο βήμα για την ανάπτυξη του συστήματος αποτελεί η κατασκευή και οι μετρήσεις. Στην επόμενη υποενότητα παρατίθενται η κατασκευή και τα αποτελέσματα των μετρήσεων του πρωτότυπου πίνακα Butler 8x8 που αναπτύχθηκε.

3.4.2.1. Κατασκευή και Μετρήσεις του Πίνακα Butler 8x8

Στο Σχήμα 3.24 απεικονίζεται η μικροταινιακή πλακέτα του πρωτότυπου πίνακα Butler 8x8 που κατασκευάστηκε και μετρήθηκε.

Πρέπει να τονιστεί, όπως φαίνεται και από τα Σχ.3.24 και 3.12, ότι κατά το σχεδιασμό του κυκλώματος δεν έγινε προσπάθεια αναδιάταξης των θυρών εξόδου (κεραιών), ώστε αυτές να διατάσσονται με αύξουσα σειρά, σύμφωνα και με το σχηματικό διάγραμμα του Σχ.2.20(γ). Ο λόγος είναι η προσπάθεια αποφυγής των μικροταινιακών διασταυρώσεων που απαιτούνται, οι οποίες αυξάνουν τις απώλειες και τις αποκλίσεις στις ακολουθίες φάσης στην έξοδο, καθώς και το μέγεθος και την πολυπλοκότητα του κυκλώματος. Έτσι, στην τελική συναρμολόγηση (ολοκλήρωση) του συστήματος, θα χρησιμοποιηθούν γραμμές (καλώδια) ίδιου ηλεκτρικού μήκους, οι οποίες θα συνδέουν την κάθε θύρα εξόδου με την αντίστοιχη κεραία. Η επιλογή αυτή είναι

προτιμώτερη, καθώς είναι αξιόπιστη και δεν αυξάνει σημαντικά την πολυπλοκότητα του συστήματος.

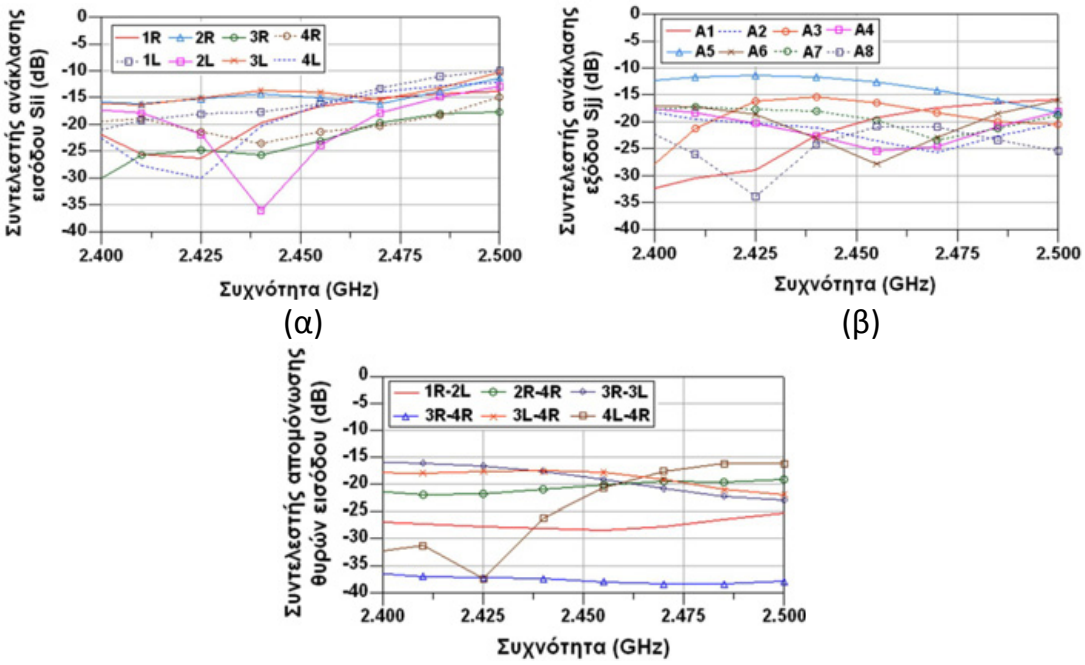


Σχήμα 3.24. Μικροταινιακή πλακέτα του πρωτότυπου πίνακα Butler 8x8 που κατασκευάστηκε.

Στο Σχήμα 3.25 φαίνονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων για τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών εισόδου και εξόδου. Σε γενικές γραμμές, τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά, καθώς η τιμή των συντελεστών παραμένει κάτω από -15dB σε όλο το εύρος ζώνης λειτουργίας, εκτός από ορισμένες περιπτώσεις, όπου φτάνει τα -11dB. Συγκρίνοντας με το Σχ.3.14 που απεικονίζει τα αντίστοιχα αποτελέσματα που προέκυψαν από την προσομοίωση, παρατηρεί κανείς κάποιες αποκλίσεις, καθώς εκεί οι συντελεστές παραμένουν χαμηλότερα των -20dB. Παρόλα αυτά, τα αποτελέσματα των μετρήσεων διατηρούνται μέσα σε αποδεκτά πλαίσια.

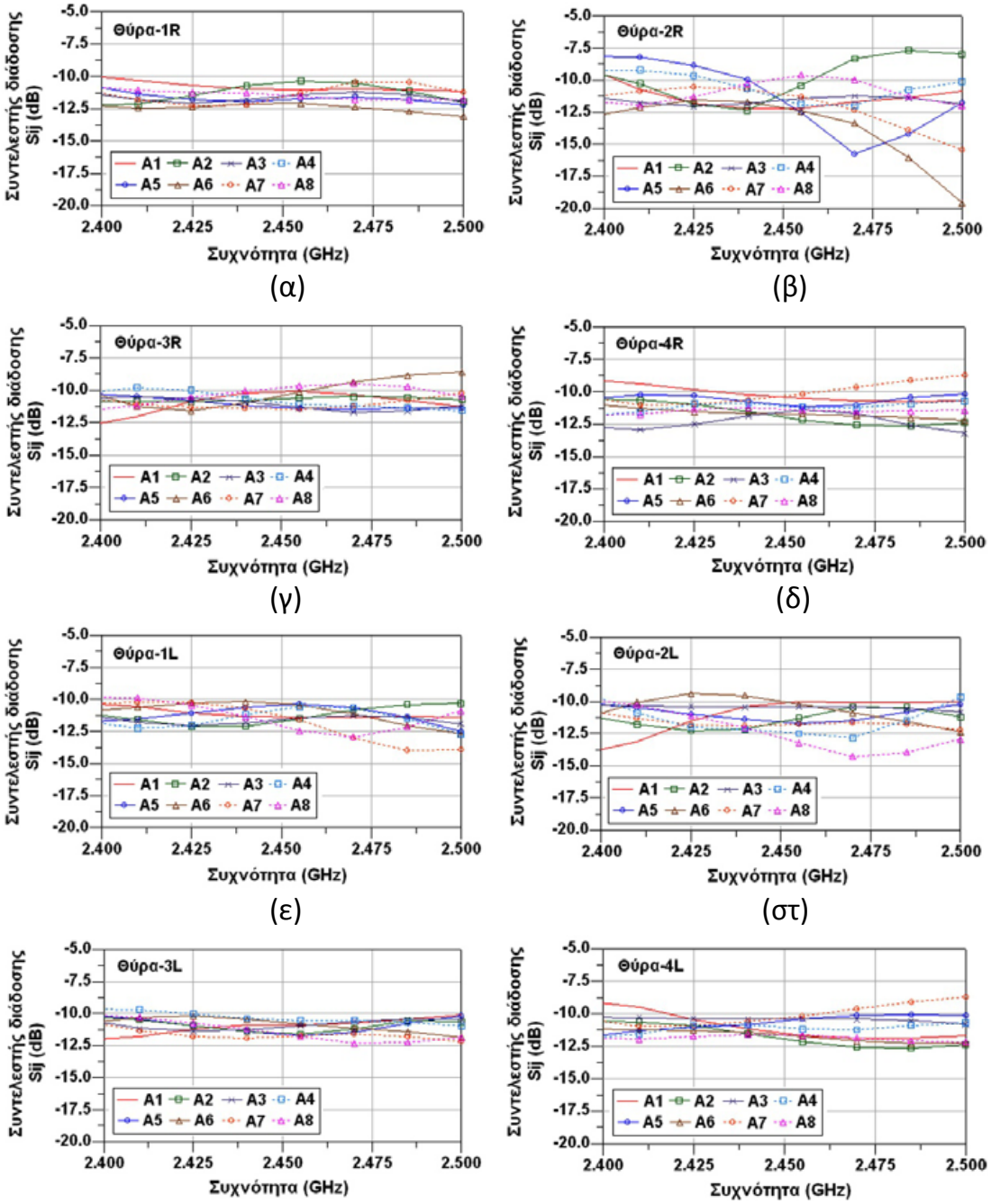
Στη συνέχεια, στο Σχήμα 3.26 απεικονίζονται τα αποτελέσματα για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών). Στις περισσότερες περιπτώσεις, το μέτρο των συντελεστών κυμαίνεται μεταξύ -10dB και -12.5dB, με μία μέση τιμή περίπου

ίση με -11.25dB και μία μέγιστη απόκλιση ίση με ±1.25dB. Εξαίρεση αποτελεί η θύρα 2R, όπου οι αποκλίσεις είναι μεγαλύτερες, φτάνοντας τα ±2.5dB. Έτσι, οι μέγιστες απώλειες σε σχέση με την ιδανική τιμή των -9dB φτάνουν τα 3.5dB περίπου, με μία μέση τιμή που αγγίζει τα 2.25dB. Αντίστοιχα, σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του Σχ.3.15, οι μέγιστες απώλειες είναι ίσες με 2.5dB, ενώ η μέση τιμή τους φτάνει το 1.75dB.



Σχήμα 3.25. Αποτελέσματα μετρήσεων συντελεστών ανάκλασης και απομόνωσης του πίνακα Butler 8x8. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου (δεσμών), (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου (κεραιών) και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου.

Σ’αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί ότι οι μεταβολές και οι αποκλίσεις στα πλάτη των συντελεστών διάδοσης προκαλούν ανάλογες (συνήθως ίδιες) μεταβολές και αποκλίσεις στα πλάτη των ρευμάτων διέγερσης των κεραιών. Κατά συνέπεια, αναμένεται μία σχετική αύξηση του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών και ίσως κάποια παραμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας (η οποία εξαρτάται και από τις διαφορές φάσης των ρευμάτων διέγερσης).



Σχήμα 3.26. Αποτελέσματα μετρήσεων για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών) του πίνακα Butler 8x8. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L.

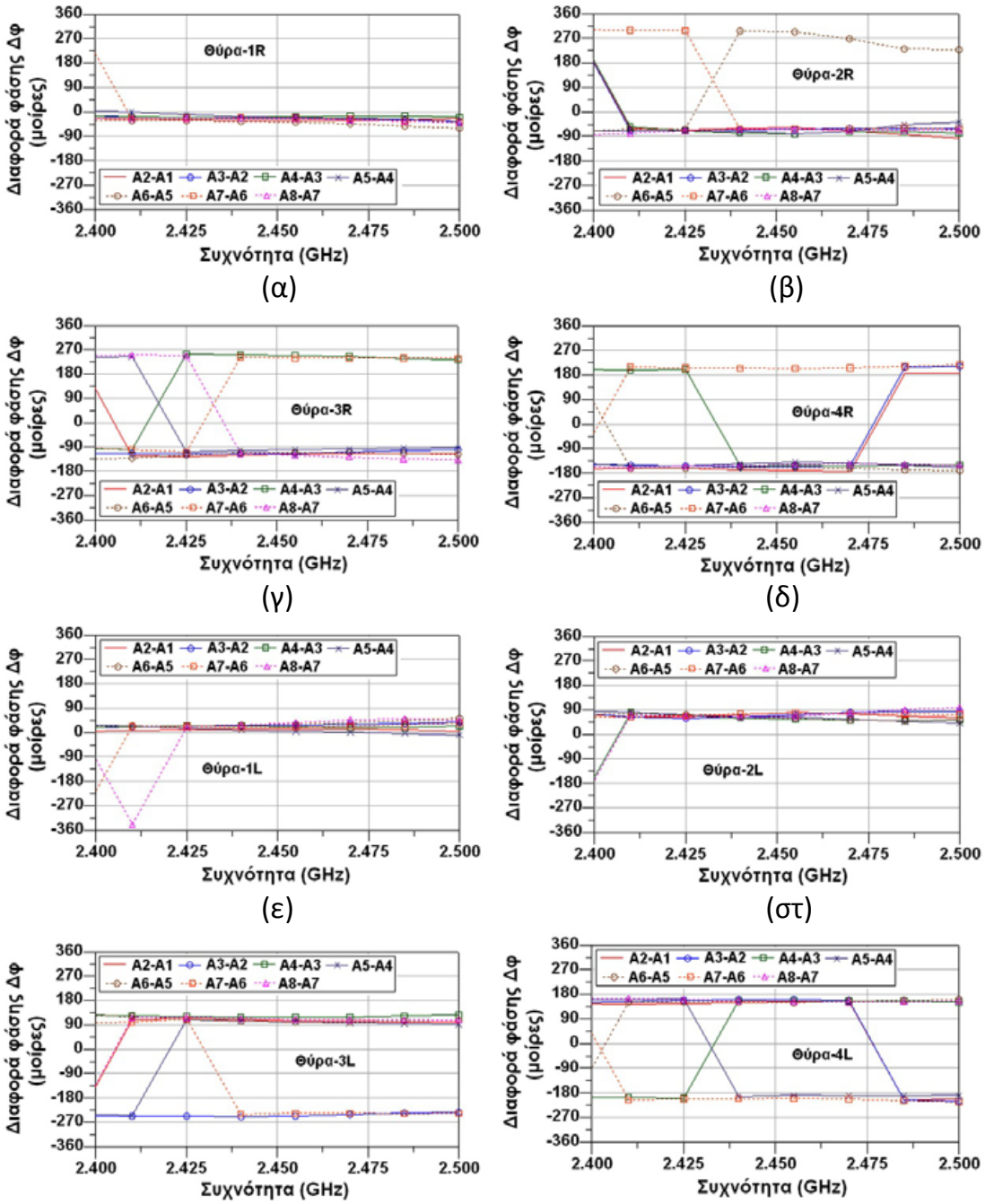
Επιπλέον, γενικά παρατηρείται μία σημαντική αύξηση των απωλειών που φτάνει τα 2.5dB, η οποία δεν είχε προβλεφθεί στην προσομοίωση. Το γεγονός αυτό προβληματίζει και αποδίδεται αφενός στις απώλειες των

συνδετήρων και αφετέρου στην υποτίμηση των απωλειών του διηλεκτρικού. Σημειώνεται ότι η τιμή της εφαπτομένης απωλειών (tanδ) που δίνεται από τον κατασκευαστή αποτελεί μία μέση τιμή και μπορεί να διαφέρει σημαντικά από δείγμα (πλακέτα) σε δείγμα. Παρόλα αυτά, τα πειραματικά αποτελέσματα, δεδομένου και του μεγέθους του κυκλώματος, κρίνονται ικανοποιητικά.

Στο Σχήμα 3.27 φαίνονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων για τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (κεραιών), για τη διέγερση κάθε θύρας εισόδου. Η μέση τιμή της απόκλισης από τις θεωρητικές τιμές είναι ίση με 15% περίπου, ενώ σε κάποιες μεμονωμένες περιπτώσεις φτάνει το 40%. Υπενθυμίζεται ότι η αντίστοιχη μέση τιμή της απόκλισης των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης ήταν ίση με 8.9% στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Οι πρόσθετες αποκλίσεις είναι αναμενόμενες, κυρίως εξαιτίας των κατασκευαστικών ατελειών και της ύπαρξης των συνδετήρων.

Όπως και πριν, οι μεταβολές στις διαφορές φάσης των συντελεστών διάδοσης προκαλούν ανάλογες μεταβολές στις διαφορές φάσης μεταξύ των ρευμάτων διέγερσης των κεραιών. Συνεπώς, αναμένεται να επηρεάσουν αφενός τη διεύθυνση μεγίστου κάθε δέσμης (συνήθως αμελητέα επίδραση), αφετέρου να οδηγήσουν σε αποκλίσεις από την ορθογωνιότητα των δεσμών. Επιπλέον, επηρεάζονται οι θέσεις και η οξύτητα των μηδενισμών, αλλά και η γενικότερη μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας.

Όμως, όπως θα φανεί και από τα διαγράμματα ακτινοβολίας των επόμενων σχημάτων, οι αποκλίσεις δεν έχουν κρίσιμη επίπτωση στη λειτουργία της συστοιχίας. Επομένως, τα αποτελέσματα θεωρούνται και πάλι ικανοποιητικά.



Σχήμα 3.27. Αποτελέσματα μετρήσεων για τις διαφορές φάσης μεταξύ των θυρών εξόδου (κεραιών) που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου (δεσμών) του πίνακα Butler 8x8. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L.

Κατά συνέπεια, οι μετρήσεις του πίνακα Butler 8x8 είναι ικανοποιητικές, σε όλο σχεδόν το εύρος ζώνης λειτουργίας. Παρόλα αυτά, οι βέλτιστες

διαφορές φάσης παρατηρούνται στη συχνότητα f=2.425GHz και παρατίθενται στον Πίνακα 3.9. Αντίστοιχα, οι συντελεστές ανάκλασης και διάδοσης έχουν ικανοποιητικές τιμές στη συγκεκριμένη συχνότητα. Έτσι, καθώς οι διαφορές φάσης των σημάτων (ρευμάτων) τροφοδοσίας είναι σημαντικές για τον προσανατολισμό της δέσμης και τη διεύθυνση των δευτερευόντων λοβών (ορθογωνιότητα δεσμών), η βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος θεωρείται ίση με f=2.425GHz και τα αποτελέσματα για τα διαγράμματα ακτινοβολίας θα παρουσιαστούν σε αυτήν τη συχνότητα.

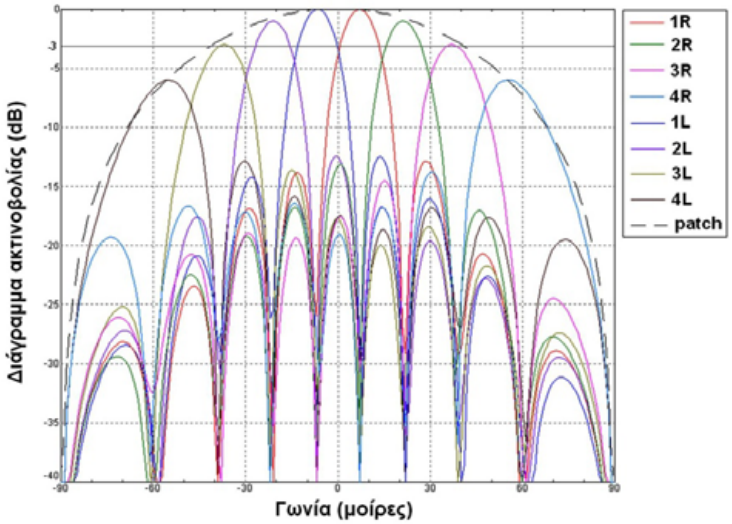
Διαγράμματα Ακτινοβολίας Δημιουργούμενα από τους Μετρούμενους Συντελεστές Διέγερσης

Έτσι, τα δεδομένα των μετρήσεων στη συχνότητα f=2.425GHz χρησιμοποιήθηκαν στο κατάλληλο λογισμικό προσομοίωσης κεραιών ως συντελεστές διέγερσης μιας γραμμικής συστοιχίας 8 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση ίση με μισό μήκος κύματος ελευθέρου χώρου ($\lambda_o/2$) στην κεντρική συχνότητα σχεδιασμού (f_o=2.45GHz). Τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προέκυψαν φαίνονται στο Σχήμα 3.28.

Πίνακας 3.9. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (κεραιών) στη βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας f=2.425GHz, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του πίνακα Butler 8x8.

	Διαφορά φάσης Δφ (°)							
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**	**A5-A4**	**A6-A5**	**A7-A6**	**A8-A7**
1R	*-22.5*	-29	-21.6	-22.5	-9.8	-32.6	-22.8	-23.7
4L	*+157.5*	+145.2	+156.5	+161.8	+161.9	+151.9	+157.2	+160.5
3R	*-112.5*	-124.3	-114.7	-105.5	-108.2	-120	-109.5	-111.4
2L	*+67.5*	+65.1	+58.9	+68.7	+71.5	+63.5	+68.8	+67.6
2R	*-67.5*	-67.3	-69.4	-67.7	-69.8	-63	-62.3	-69.5
3L	*+112.5*	+111.7	+106.6	+121.7	+107.4	+110.3	+111.1	+117.8
4R	*-157.5*	-164.1	-154	-159.6	-154.3	-162.4	-153.9	-155.6
1L	*+22.5*	+9.7	+24.6	+26	+15.4	+24.8	+21	+22.2

Όπως φαίνεται, οι γωνίες μεγίστου και δευτερευόντων λοβών διατηρούνται, συγκρίνοντας και με τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχ.3.17. Ως εκ τούτου, διατηρείται και η ορθογωνιότητα των δεσμών, ενώ η κατευθυντικότητα κυμαίνεται από 15.4dB (1R) έως 13.1dB (4R), παραμένοντας αμετάβλητη σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Αντίστοιχα διατηρείται και το HPBW, το οποίο κυμαίνεται από 12.7^{o} έως 19.5^{o}. Επίσης, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών είναι ίσο με -13dB για τις κεντρικές δέσμες και φτάνει τα -8dB για τις ακραίες, κυμαινόμενο στα ίδια επίπεδα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Το ίδιο ισχύει και για τους “grating lobes”, το επίπεδο των οποίων διατηρείται στα -14dB. Ακόμη, ο συνολικός γωνιακός τομέας κάλυψης παραμένει στα ίδια επίπεδα, φτάνοντας τις 120^{o}.



Σχήμα 3.28. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας τροφοδοτούμενης από τον πίνακα Butler 8x8, χρησιμοποιώντας τους μετρούμενους συντελεστές διέγερσης στη συχνότητα f=2.425GHz.

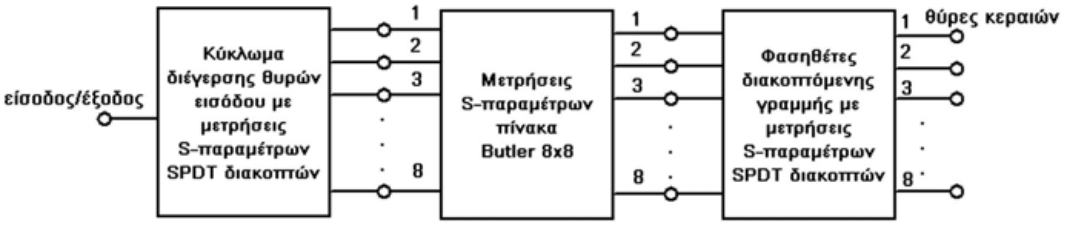
Σε γενικές γραμμές, τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά, χωρίς παραμόρφωση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και χωρίς ουσιαστική αύξηση του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών, σε σύγκριση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Συνεπώς, το επόμενο βήμα έχει να κάνει με την εξέταση της λειτουργίας ολόκληρου του συστήματος.

3.4.2.2. Μετρήσεις Συστήματος

Λόγω αδυναμίας ολοκλήρωσης και μέτρησης ολόκληρου του συστήματος, ακολουθήθηκε μία διαδικασία που βασίζεται στην προσομοίωση του συστήματος, χρησιμοποιώντας όμως δεδομένα μετρήσεων.

Συγκεκριμένα, το σύστημα μοντελοποιήθηκε χρησιμοποιώντας, αντί κυκλωματικών μοντέλων, τα δεδομένα μετρήσεων των S-παραμέτρων των διατάξεων. Έτσι, για το βασικό τμήμα του συστήματος, τον πίνακα Butler, χρησιμοποιήθηκαν οι μετρήσεις του κυκλώματος του Σχήματος 3.24, ενώ για τους SPDT διακόπτες τα αρχεία μετρήσεων που παρέχει ο κατασκευαστής. Για τις υπόλοιπες διατάξεις (π.χ. διαιρέτης ισχύος, φασηθέτες) χρησιμοποιήθηκαν τα κυκλωματικά μοντέλα προσομοίωσης, όπως αυτά είχαν ήδη σχεδιαστεί. Το σχηματικό διάγραμμα του μοντελοποιημένου συστήματος που προσομοιώθηκε φαίνεται στο Σχήμα 3.29.

Τέλος, η προσομοίωση του συστήματος του Σχ.3.29 έγινε στη συχνότητα f=2.425GHz, καθώς αποτελεί τη βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας του πίνακα Butler 8x8, όπως έχει ήδη αναφερθεί.



Σχήμα 3.29. Σχηματικό διάγραμμα του μοντελοποιημένου συστήματος χρησιμοποιώντας αρχεία μετρήσεων S-παραμέτρων.

Διαγράμματα Ακτινοβολίας Συστήματος με Διέγερση Μονής Θύρας

Στο Σχήμα 3.30 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του συστήματος του Σχ.3.29, για τις περιπτώσεις διέγερσης μονής θύρας εισόδου. Το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών παραμένει κάτω από τα -7dB (στη χειρότερη περίπτωση των ακραίων δεσμών 4R και 4L), ενώ για τις κεντρικές δέσμες κυμαίνεται στα -12÷-13dB. Ακόμη, οι δέσμες είναι

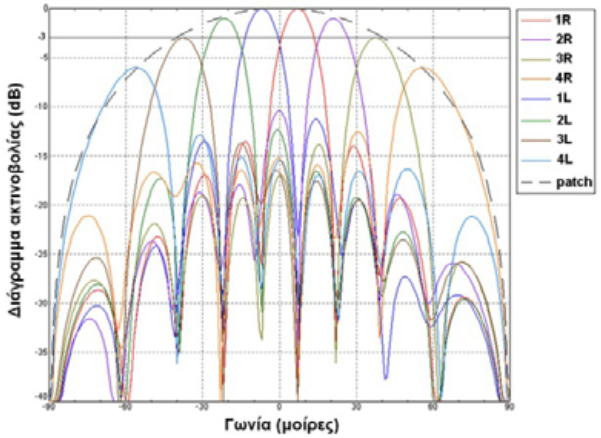
προσανατολισμένες στις γωνιακές κατευθύνσεις που ορίζει η θεωρητική μελέτη του συστήματος, ενώ οι “grating lobes” παραμένουν χαμηλότερα των -15dB. Επίσης, ο γωνιακός τομέας κάλυψης φτάνει και πάλι τις 120^{o} περίπου, ενώ το επίπεδο του σημείου τομής διαδοχικών δεσμών παραμένει στο -1dB περίπου κάτω από τη στάθμη του κυρίως λοβού (Σχ.3.30(γ)). Η κατευθυντικότητα μεταβάλλεται ελάχιστα σε σχέση με τις τιμές της προσομοίωσης και κυμαίνεται από 15.4dB έως 13dB, ενώ και το εύρος δέσμης μισής ισχύος παραμένει ουσιαστικά αμετάβλητο, καθώς κυμαίνεται από 12.7^{o} έως 19.3^{o}. Για την ορθογωνιότητα ισχύει ότι και στην περίπτωση της προσομοίωσης, δηλαδή οι δέσμες της ίδιας ομάδας είναι μεταξύ τους ορθογώνιες (Σχ.3.30(α)-(β)), αλλά δέσμες μεταξύ διαφορετικών ομάδων δεν είναι (Σχ.3.30(γ)). Τέλος, όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι δέσμες που διαθέτουν μέγιστο κάτω από το όριο των -3dB, μπορούν να συμπεριληφθούν στη λειτουργία του συστήματος χρησιμοποιώντας ένα υποσύστημα διαχείρισης της ισχύος ακτινοβολίας (*power control system*).

Διαγράμματα Ακτινοβολίας Συστήματος με Διέγερση Ζεύγους Θυρών

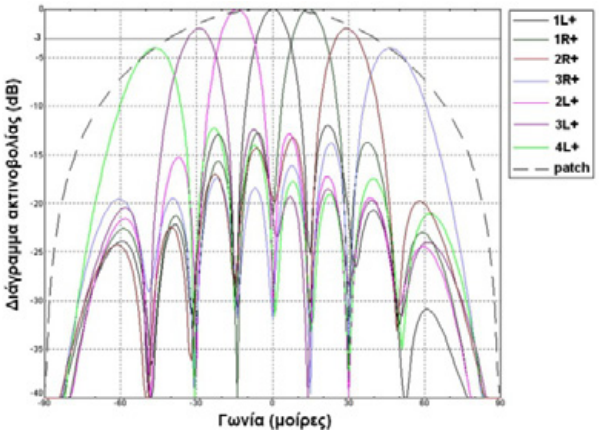
Ο Πίνακας 3.10 παραθέτει την κατανομή τροφοδοσίας για τις δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του συστήματος του Σχ.3.29, για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών εισόδου ανά ζεύγη. Τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά σε γενικές γραμμές, ενώ εμφανείς είναι οι διαφορές με τα δεδομένα του Πίνακα 3.8, όπου δεν περιλαμβάνονται μοντέλα μετρήσεων (εκτός των διακοπτών). Παρόλα αυτά, η επίδραση των αποκλίσεων θα φανεί στα διαγράμματα ακτινοβολίας.

Στο Σχήμα 3.31 απεικονίζεται ένα παράδειγμα κατανομής, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του συστήματος του Σχ.3.29. Συγκρίνοντας με τα αντίστοιχα δεδομένα του Σχ.3.21, παρατηρούνται κάποιες αποκλίσεις, κυρίως στους συντελεστές πλάτους διέγερσης των ακραίων στοιχείων. Παρόλα αυτά,

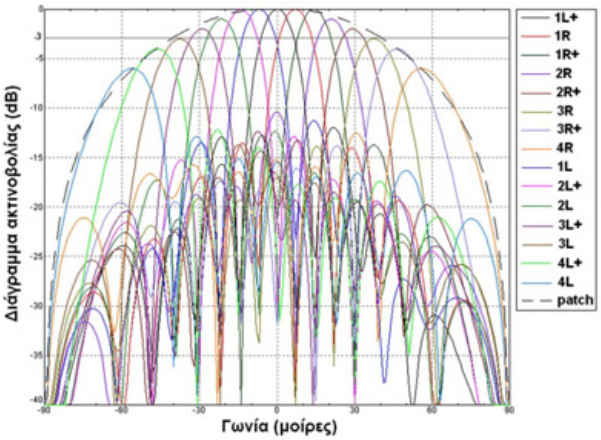
η συνημιτονοειδής κατανομή του Σχ.3.31(β) είναι πιο κοντά στην ιδανική από την αντίστοιχη του Σχ.3.21(β).



(α)



(β)

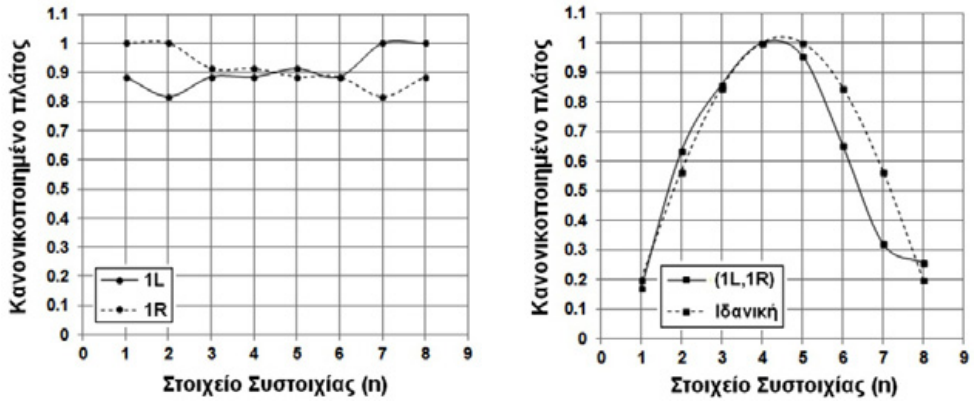


(γ)

Σχήμα 3.30. Διαγράμματα ακτινοβολίας του μοντελοποιημένου συστήματος του Σχ. 3.29, για τις περιπτώσεις διέγερσης μονής θύρας εισόδου. (α) Συμβατικές δέσμες του πίνακα Butler 8x8 (επιλογή διαδρομών “α”), (β) Νέες δέσμες (επιλογή διαδρομών “β”) και (γ) Σύνολο των ακτινοβολούμενων δεσμών.

Πίνακας 3.10. Κατανομή τροφοδοσίας για τις δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του συστήματος του Σχ.3.29 στη συχνότητα f=2.425GHz.

		Ενεργοποιούμενο-Επιλεγμένο Ζεύγος Θυρών Εισόδου												
	Στοιχείο Συστοιχίας	(1L,1R)	(1R,2R)	(2R,3R)	(3R,4R)	(1L,2L)	(2L,3L)	(3L,4L)	(1L,1R)+	(1R,2R)+	(2R,3R)+	(1L,2L)+	(2L,3L)+	(3L,4L)+
ΚΑΤΑΝΟΜΗ	A1	0.172	0.34	0.155	0.304	0.598	0.173	0.162	0.011	0.267	0.152	0.582	0.139	0.172
		-53.5°	99.1°	47.7°	146.1°	-172.2°	96.3°	-84.7°	2.9°	108.2°	-9.2°	-176.8°	97.8°	-79.3°
	A2	0.634	0.412	0.476	0.522	0.69	0.462	0.657	0.589	0.406	0.448	0.677	0.475	0.646
		-55.2°	64.9°	-29.5°	9.36°	-136.2°	167.7°	65.5°	-29.3°	53.9°	-122.1°	-159.2°	145.9°	44.7°
	A3	0.86	0.773	0.767	0.783	0.856	0.865	0.859	0.833	0.723	0.743	0.978	0.911	0.89
		-51.3°	38.8°	-118.4°	-110.3°	-86.9°	-90.6°	-141.7°	-54.2°	-9°	118.2°	-135.6°	-136.8°	173.6°
	A4	1	1	1	0.935	1	1	1	0.922	1	1	1	1	1
		-57.9°	-5.9°	137°	110.2°	-40.6°	-3.8°	-11.2°	-74.7°	-66.9°	-2°	-113.2°	-71.3°	-79.1°
	A5	0.957	0.907	0.896	1	0.938	0.942	0.939	1	0.861	0.743	0.935	0.95	0.919
		-55.1°	-60.8°	35.3°	-34.9°	8.8°	91.41°	125.5°	-96.8°	-136.1°	-103.6°	-90.2°	2.8°	36.1°
	A6	0.656	0.869	0.68	0.713	0.66	0.856	0.747	0.744	0.761	0.676	0.796	0.911	0.727
		-53.7°	-94.4°	-57.4°	-153.5°	58.6°	-173.5°	-105.1°	-117.4°	163.2°	142.5°	-64.4°	73.1°	143.2°
	A7	0.323	0.742	0.456	0.696	0.598	0.452	0.485	0.522	0.743	0.429	0.581	0.455	0.485
		-51°	-142.9°	-141.3°	57.1°	85.5°	-89°	21.3°	-142.8°	95.5°	12.4°	-40.8°	138.3°	-114.6°
	A8	0.258	0.381	0.204	0.337	0.268	0.038	0.222	0.1	0.337	0.238	0.151	0.03	0.212
		-57.6°	176.8°	123.6°	-70°	129.9°	10.8°	150.7°	-178.6°	27.7°	-91.1°	-21.4°	-156.5°	-4.4°



(α) (β)

Σχήμα 3.31. Παράδειγμα κατανομής πλάτους από διέγερση μονής θύρας και ζεύγους θυρών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του συστήματος του Σχ.3.29. (α) Διέγερση των μονών θυρών 1L και 1R, (β) Ταυτόχρονη διέγερση του ζεύγους θυρών 1L και 1R.

Τα δεδομένα του Πίνακα 3.10 χρησιμοποιήθηκαν για την εξαγωγή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των δεσμών χαμηλών δευτερευόντων λοβών της συστοιχίας. Τα αποτελέσματα απεικονίζονται στο Σχήμα 3.32. Όπως φαίνεται, οι γωνίες μεγίστου των δεσμών διατηρούνται στις σωστές κατευθύνσεις και ο συνολικός τομέας κάλυψης φτάνει τις 110°. Το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών είναι χαμηλότερο από -20dB για τις κεντρικές δέσμες, ενώ αυξάνεται σταδιακά όσο οι δέσμες στρέφονται (λόγω και της επίδρασης του πεδίου της

μικροταινιακής κεραίας), φτάνοντας τα -13dB για τις ακραίες δέσμες. Σε κάθε περίπτωση, υπάρχει σημαντική βελτίωση σε σχέση με τις περιπτώσεις διέγερσης μονής θύρας (Σχ.3.30), η οποία κυμαίνεται από 9dB για τις κεντρικές δέσμες έως 6dB για τις ακραίες. Η κατευθυντικότητα εμφανίζει κάποιες αποκλίσεις ±1-2dB σε σχέση με τα (αριθμητικά) αποτελέσματα της προσομοίωσης, κυμαινόμενη από 13.3dB έως 13.1dB, ενώ το HPBW κυμαίνεται από 21.7^{o} έως 20^{o}.

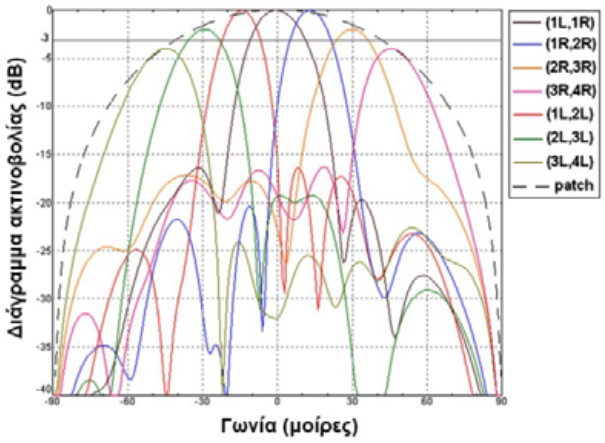
Για την ορθογωνιότητα, ισχύει η ανάλυση που παρατέθηκε στην παράγραφο 3.4.1.2 για την προσομοίωση του συστήματος, η οποία προέρχεται από την αντίστοιχη θεωρία. Έτσι, οι διαδοχικές δέσμες δεν είναι ορθογώνιες μεταξύ τους, ενώ για τις μη διαδοχικές δέσμες υπάρχει μία σχετική ορθογωνιότητα, καθώς στην γωνιακή κατεύθυνση μεγίστου μιας δέσμης εμφανίζονται χαμηλοί δευτερεύοντες λοβοί των υπολοίπων. Το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών διατηρείται στα -2dB για την κάθε ομάδα δεσμών (Σχ.3.32(α)-(β)), ενώ φτάνει το -1dB για το σύνολο των δεσμών στο Σχ.3.32(γ). Τέλος, το επίπεδο των “grating lobes” παραμένει εν γένει χαμηλότερο από αυτό των πλευρικών λοβών και ίσο με -20dB περίπου.

Γενικά, οι αποκλίσεις που παρατηρούνται οφείλονται στη χρήση δεδομένων μετρήσεων. Παρόλο που τα αποτελέσματα απέχουν σχετικά από τα ιδανικά, είναι πιο κοντά στην πραγματική συμπεριφορά του συστήματος, καθώς περιλαμβάνουν απώλειες και ασυμμετρίες πλάτους και φάσης τροφοδοσίας, οι οποίες εμφανίζονται σε πραγματικά συστήματα.

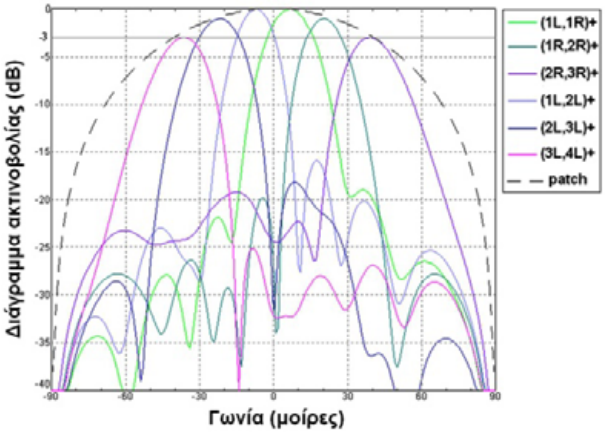
Απόδοση του Μοντελοποιημένου Συστήματος

Το τελευταίο σημείο έχει να κάνει με την απόδοση του συστήματος. Με βάση τα δεδομένα των μετρήσεων (συντελεστές διάδοσης) και την προσομοίωση του μοντελοποιημένου συστήματος του Σχ.3.29, η μέση τιμή της απόδοσης για τις 13 δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών υπολογίστηκε ίση με 40%. Η τιμή αυτή είναι ικανοποιητική, καθώς η μέγιστη

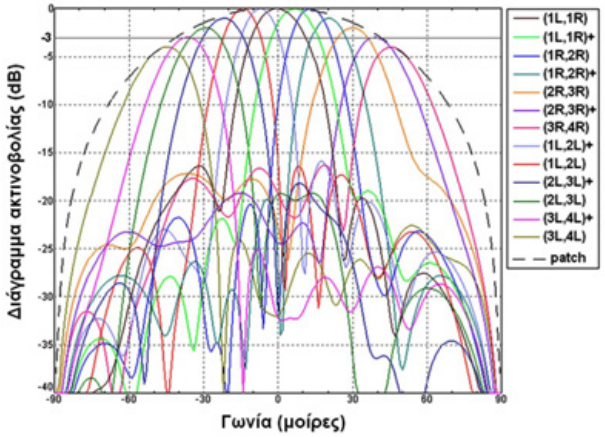
δυνατή ισούται με 52%, ενώ τα (αριθμητικά) αποτελέσματα της προσομοίωσης έδωσαν μία τιμή ίση με 51%.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 3.32. Διαγράμματα ακτινοβολίας του μοντελοποιημένου συστήματος του Σχ.3.29, για τις περιπτώσεις διέγερσης ζευγών θυρών εισόδου. (α) Δέσμες με την επιλογή των διαδρομών “α”, (β) Δέσμες με την επιλογή των διαδρομών “β” και (γ) Σύνολο των ακτινοβολούμενων δεσμών χαμηλών δευτερευόντων λοβών.

3.4.2.3. Σύγκριση Αριθμητικών και Πειραματικών Αποτελεσμάτων

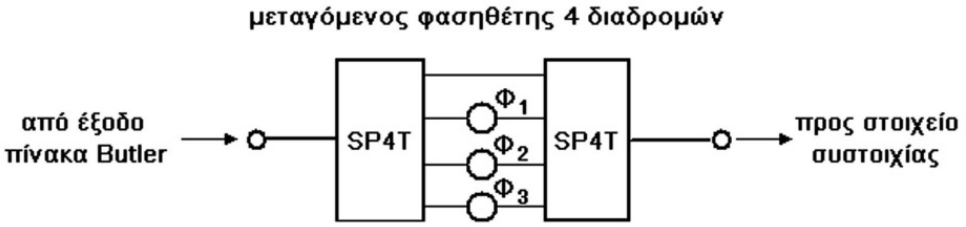
Προκειμένου να υπάρξει μία συνολική εποπτεία των αριθμητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων, αλλά και μία συγκριτική μελέτη και ανάλυσή τους, ο Πίνακας 3.11 παραθέτει συγκεντρωτικά τα βασικά χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του συστήματος.

Πίνακας 3.11. Συγκριτικός πίνακας αριθμητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων για τα βασικά χαρακτηριστικά του συστήματος.

		Αριθμητικά αποτελέσματα (προσομοίωση)	**Πειραματικά αποτελέσματα (μετρήσεις)**
Αριθμός Δεσμών	**Μονή θύρα**	15 (8+7)	15 (8+7)
	Ζεύγος θυρών	13 (7+6)	13 (7+6)
SLL	**Μονή θύρα**	<-9dB, <-13dB	<-7dB, <-12dB
	Ζεύγος θυρών	<-13dB, <-20dB	<-13dB, <-20dB
D (κατευθυντικότητα)	**Μονή θύρα**	15.3÷12.9dB	15.4÷13dB
	Ζεύγος θυρών	15.2÷11.9dB	13.3÷13.1dB
HPBW	**Μονή θύρα**	12.7^{o}÷19.8^{o}	12.7^{o}÷19.3^{o}
	Ζεύγος θυρών	14.3^{o}÷25.4^{o}	21.7^{o}÷20^{o}
Γωνιακός Τομέας	**Μονή θύρα**	120^{o}	120^{o}
	Ζεύγος θυρών	110^{o}	110^{o}
Επίπεδο GL	**Μονή θύρα**	-12dB	-15dB
	Ζεύγος θυρών	-18dB	-20dB
CL	**Μονή θύρα**	-3.9dB , -1dB	-3.9dB , -1dB
	Ζεύγος θυρών	-2dB , -1dB	-2dB , -1dB
Ορθογωνιότητα	**Μονή θύρα**	ΠΑΝΤΑ	ΠΑΝΤΑ
	Ζεύγος θυρών	ΕΝ ΜΕΡΕΙ	ΕΝ ΜΕΡΕΙ

3.4.3. Περαιτέρω Αύξηση του Αριθμού των Ακτινοβολούμενων Δεσμών

Η τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών (ολίσθησης της ακολουθίας φάσης) μπορεί να επεκταθεί, χρησιμοποιώντας περισσότερες διαδρομές, για περαιτέρω αύξηση του αριθμού των ακτινοβολούμενων δεσμών, όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.5.2.1. Έτσι, αντί των δύο, μπορούν να χρησιμοποιηθούν τέσσερις διαδρομές, με αντίστοιχους φασηθέτες μεταγόμενης γραμμής. Ακολουθώντας το σχηματικό διάγραμμα του Σχ.2.25, το σχηματικό διάγραμμα του μεταγόμενου φασηθέτη με τέσσερις διαδρομές φαίνεται στο Σχήμα 3.33, όπου χρησιμοποιούνται διακόπτες μιας εισόδου και τεσσάρων εξόδων (*Single Pole-4 Through, SP4T*).



Σχήμα 3.33. Σχηματικό διάγραμμα μεταγόμενου φασηθέτη 4 διαδρομών.

Στην περίπτωση αυτή, ο γωνιακός τομέας μεταξύ δύο αρχικών δεσμών (διαδρομές χωρίς επιπλέον μετατόπιση φάσης) χωρίζεται σε τέσσερα ίσα τμήματα και μεταξύ των δεσμών δημιουργούνται τρεις νέες δέσμες. Έτσι, κάθε δέσμη είναι προσανατολισμένη στο μέσον της γωνιακής απόστασης (σημείο τομής) των δύο εκατέρωθεν, ενώ ο συνολικός αριθμός των ακτινοβολούμενων δεσμών φτάνει τις 25. Η τιμή της επιπλέον μετατόπισης (ολίσθησης) φάσης που απαιτείται σε κάθε διαδρομή (Φ_1, Φ_2, και Φ_3 αντίστοιχα) και σε κάθε θύρα εξόδου (n) δίνεται από:

$$\Phi_{1,n} = -\frac{(n-1)\pi}{2N} \qquad (3.14\alpha)$$

$$\Phi_{2,n} = -\frac{(n-1)\pi}{N} \qquad (3.14\beta)$$

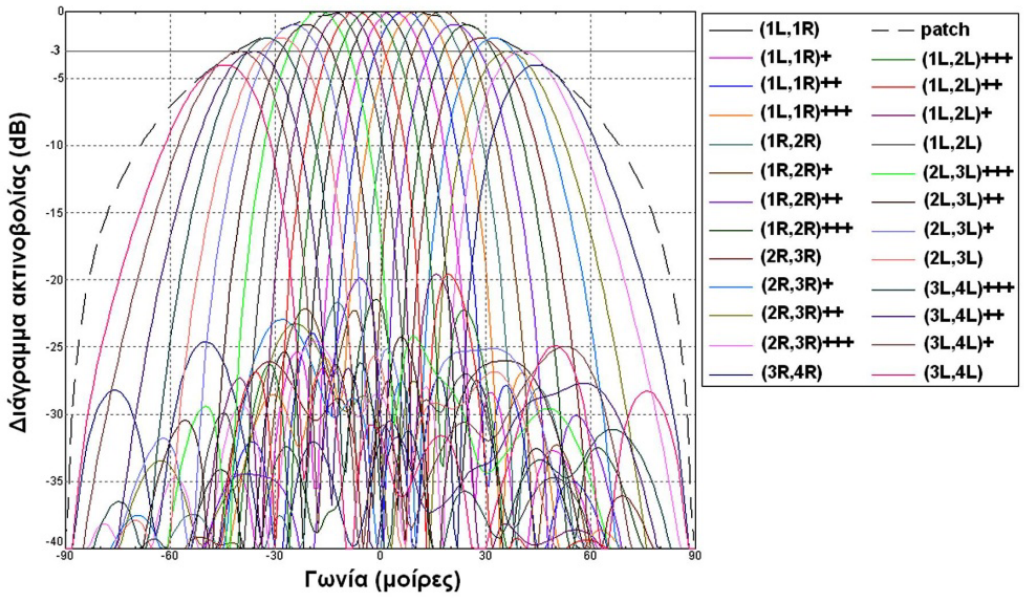
$$\Phi_{3,n} = -\frac{3(n-1)\pi}{2N} \qquad (3.14\gamma)$$

Παρατηρεί κανείς ότι η (3.14β) ταυτίζεται με τη (2.21), καθώς δίνει την επιπλέον μετατόπιση φάσης που απαιτείται για να προσανατολιστεί η νέα δέσμη στο μέσον της γωνιακής απόστασης των δύο αρχικών δεσμών.

Το Σχήμα 3.34 απεικονίζει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του συστήματος, χρησιμοποιώντας μεταγόμενους φασηθέτες 4 διαδρομών, για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών εισόδου ανά ζεύγη, οι οποίες παρουσιάζουν και το μεγαλύτερο ενδιαφέρον. Οι δέσμες που δε διαθέτουν το σύμβολο (+) δημιουργούνται επιλέγοντας τις διαδρομές χωρίς επιπλέον φασηθέτη. Οι δέσμες με το σύμβολο (+) δημιουργούνται επιλέγοντας τις διαδρομές με το φασηθέτη Φ_1, ενώ οι διαδρομές με τα σύμβολα (++) και

(+++) δημιουργούνται επιλέγοντας τους φασηθέτες Φ_2 και Φ_3, αντίστοιχα. Ο Πίνακας 3.12 παραθέτει τις απαιτούμενες διαφορές φάσης των σημάτων τροφοδοσίας και τις αντίστοιχες θεωρητικές τιμές της γωνίας προσανατολισμού της δέσμης (του παράγοντα συστοιχίας).

Ο γωνιακός τομέας κάλυψης στο Σχ.3.34 φτάνει τις 110^{o}, ενώ το επίπεδο του σημείου τομής διαδοχικών δεσμών φτάνει το -0.5dB, ακτινοβολώντας έτσι σχεδόν το μέγιστο του διαθέσιμου κέρδους των δεσμών σε ολόκληρο το γωνιακό τομέα. Επίσης, όπως είναι φυσικό, η ορθογωνιότητα των δεσμών εξακολουθεί να μην υφίσταται εν γένει, λόγω του εύρους των δεσμών και του μεγάλου αριθμού τους.



Σχήμα 3.34. Διαγράμματα ακτινοβολίας που προέκυψαν από την προσομοίωση του συστήματος με χρήση μεταγόμενων φασηθετών 4 διαδρομών.

Τέλος, παρά το γεγονός ότι η αύξηση του πλήθους των δεσμών βελτιώνει την ποιότητα της κάλυψης του συστήματος, αυξάνει σε γενικές γραμμές την πολυπλοκότητα και το κόστος, καθώς απαιτούνται περισσότερες διαδρομές στους μεταγόμενους φασηθέτες και διακόπτες περισσότερων θέσεων. Παρόλα αυτά, η αύξηση του κόστους δε θεωρείται ιδιαίτερα σημαντική.

Επιπλέον, τις περισσότερες φορές δεν υπάρχει ουσιαστική αύξηση στην πολυπλοκότητα ελέγχου των διακοπτών, καθώς υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμα μοντέλα SP4Ts που διαθέτουν μόνο δύο γραμμές ελέγχου, όσες δηλαδή και ένας SPDT [85]. Συμπερασματικά, τα πλεονεκτήματα που προσφέρει η χρήση 4 διαδρομών αντί των 2 είναι σημαντικότερα από τα μειονεκτήματα και επομένως, μπορεί να προτιμηθεί σε συστήματα με σχετικά αυστηρές προδιαγραφές και υψηλότερες απαιτήσεις για την κάλυψη του γωνιακού τομέα.

Πίνακας 3.12. Απαιτούμενες διαφορές φάσης των σημάτων τροφοδοσίας και θεωρητικές γωνίες μεγίστου για την περίπτωση χρήσης μεταγόμενων φασηθετών 4 διαδρομών.

	Διαφορά Φάσης (^{o})	**Θεωρητική γωνία μεγίστου (^{o})**
(1L,1R)	0	0
(1L,1R)+	-11.25	+3.5
(1L,1R)++	-22.5	+7
(1L,1R)+++	-33.75	+11
(1R,2R)	-45	+14.5
(1R,2R)+	-56.25	+18.5
(1R,2R)++	-67.5	+22
(1R,2R)+++	-78.75	+26
(2R,3R)	-90	+30
(2R,3R)+	-101.25	+34.5
(2R,3R)++	-112.5	+39
(2R,3R)+++	-123.75	+43.5
(3R,4R)	-135	+48.5
(1L,2L)	+45	-14.5
(1L,2L)+	+33.75	-11
(1L,2L)++	+22.5	-7
(1L,2L)+++	+11.25	-3.5
(2L,3L)	+90	-30
(2L,3L)+	+78.75	-26
(2L,3L)++	+67.5	-22
(2L,3L)+++	+56.25	-18.5
(3L,4L)	+135	-48.5
(3L,4L)+	+123.75	-43.5
(3L,4L)++	+112.5	-39
(3L,4L)+++	+101.25	-34.5

3.5. Συμπεράσματα

Σε γενικές γραμμές, ο σχεδιασμός του συστήματος κρίνεται επιτυχής, καθώς τα δεδομένα της προσομοίωσης και των μετρήσεων επιβεβαιώνουν τις τεχνικές προσανατολισμού της δέσμης και δημιουργίας χαμηλών δευτερευόντων λοβών.

Η τεχνική της δημιουργίας πρόσθετων δεσμών μέσω της μετατόπισης (ολίσθησης) των ακολουθιών φάσης του πίνακα Butler είναι απλή και με χαμηλό κόστος, ενώ μπορεί να εφαρμοστεί και σε άλλα δικτυώματα τύπου πίνακα. Εξίσου αποδοτική μπορεί να είναι και η επέκτασή της, μέσω της δημιουργίας ακόμα περισσότερων δεσμών ακτινοβολίας.

Επιπρόσθετα, η τεχνική της διέγερσης των θυρών εισόδου ανά ζεύγη είναι αξιόπιστη και δοκιμασμένη. Παρόλα αυτά, διαθέτει σημαντικά μειονεκτήματα. Πρώτον, η πολυπλοκότητα του κυκλώματος, η οποία είναι σχετικά υψηλή, συνεισφέρει στα σφάλματα του συστήματος και αυξάνεται όσο μεγαλώνει η τάξη του πίνακα. Ιδιαίτερα για πίνακες με αριθμό εισόδων-εξόδων μεγαλύτερο του 8 (π.χ.16), η πολυπλοκότητα του κυκλώματος κάνει απαγορευτική τη χρήση του, καθώς ξεπερνάει εκείνη του ίδιου του πίνακα. Επίσης, το κόστος του κυκλώματος, καθώς απαιτούνται διακοπτικές διατάξεις και διατάξεις ελέγχου. Το θέμα της απόδοσης και των απωλειών είναι σημαντικό, όμως στα σύγχρονα συστήματα οι απώλειες εξισορροπούνται με τη χρήση ενισχυτικών διατάξεων, όπως οι ενισχυτές υψηλής ισχύος (*HPAs*) και οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου (*LNAs*) ή με τη χρήση ενεργών κεραιών (*active antennas*), όταν οι ενισχυτές ενσωματώνονται σε αυτές.

Ακόμα πιο κρίσιμο όμως είναι το γεγονός ότι προσφέρει περιορισμένη ευελιξία στην επιλογή της κατανομής, καθώς η κατανομή που δημιουργείται από τη διέγερση ζεύγους θυρών είναι συγκεκριμένη (συνημιτονοειδής), ενώ εάν απαιτείται διαφοροποίηση, το κύκλωμα εισόδου γίνεται ακόμα πιο πολύπλοκο. Επιπλέον, σημαντικό είναι το γεγονός ότι με τη διέγερση ζεύγους θυρών εισόδου, οι προκύπτουσες δέσμες δεν είναι προσανατολισμένες στις

γωνιακές κατευθύνσεις του αντίστοιχου πίνακα Butler, ενώ για να γίνει αυτό πρέπει να χρησιμοποιηθούν τεχνικές όπως η ολίσθηση της ακολουθίας φάσης, που εφαρμόστηκε στην παρούσα διατριβή. Επίσης, ο αριθμός των δεσμών μειώνεται, ενώ παράλληλα μειώνεται και ο γωνιακός τομέας κάλυψης.

Ένα φαινόμενο που παρατηρήθηκε κατά το σχεδιασμό του συστήματος, ήταν ότι οι αποκλίσεις στους συντελεστές διέγερσης της συστοιχίας αυξάνονταν κατά την ταυτόχρονη διέγερση του ζεύγους θυρών. Αυτό οφείλεται στην πρόσθετη πολυπλοκότητα του κυκλώματος και μπορεί πρακτικά να αποτελέσει παράγοντα μείωσης της απόδοσης του συστήματος. Ακόμη, προβλήματα μπορεί να δημιουργηθούν με τη διασύνδεση μεγάλων κυκλωμάτων, όπως το κύκλωμα διέγερσης των θυρών εισόδου με τον πίνακα Butler, καθώς και με τη δυνατότητα αντιστρεπτότητας του συστήματος, αφού οι περισσότερες διακοπτικές διατάξεις δεν είναι αντιστρεπτές.

Τέλος, αξίζει να γίνει αναφορά στη δυνατότητα εφαρμογής των τεχνικών και της τοπολογίας που σχεδιάστηκε σε δισδιάστατες αρχιτεκτονικές συστοιχιών. Μία αποδοτική λύση που μπορεί να εφαρμοστεί είναι αυτή που περιγράφεται στις [31-33] (βλ. Σχ.2.22), όπου χρησιμοποιείται ένα δικτύωμα για τον οριζόντιο προσανατολισμό της δέσμης και μία στοίβα δικτυωμάτων για τον κατακόρυφο. Εύκολα αντιλαμβάνεται κανείς όμως ότι ακόμα και τότε η πολυπλοκότητα και το κόστος εκτοξεύονται.

Κατά συνέπεια, εξαιτίας όλων των παραπάνω, αναζητήθηκαν στην παρούσα εργασία εναλλακτικές βελτιωμένες λύσεις, οι οποίες παρουσιάζονται σε επόμενα κεφάλαια.

Κεφάλαιο 4

Ασύμμετρα Δικτυώματα Τύπου Πίνακα Butler

4.1. Εισαγωγή

Ο βασικός στόχος της έρευνας για εναλλακτικές τοπολογίες δικτυωμάτων χαμηλών δευτερευόντων λοβών, είναι η απαλλαγή από την πολυπλοκότητα που προσδίδουν τα πρόσθετα κυκλώματα, είτε αυτά αφορούν στην ταυτόχρονη διέγερση πολλαπλών θυρών εισόδου, είτε αφορούν στην περαιτέρω διαίρεση της ισχύος μέσω κυκλωμάτων στην έξοδο του πίνακα. Επιπλέον, ένα σημαντικό ζητούμενο είναι η μεγαλύτερη ευελιξία στην επιλογή της κατανομής.

Έτσι, στην παρούσα εργασία μελετήθηκαν και σχεδιάστηκαν τοπολογίες ασύμμετρων δικτυωμάτων τύπου πίνακα Butler, οι οποίες μπορούν να δημιουργήσουν ανομοιόμορφες κατανομές εξόδου, χωρίς τη χρήση πρόσθετων εξωτερικών κυκλωμάτων. Αντίθετα, η λειτουργία των δικτυωμάτων βασίζεται στη διέγερση μονής θύρας εισόδου, όπως και στα αντίστοιχα συμβατικά.

Η βασική ιδέα σχεδιασμού των νέων, ασύμμετρων δικτυωμάτων στηρίζεται στην τροποποίηση της συμβατικής τοπολογίας του πίνακα μέσω της αντικατάστασης των υβριδικών συζευκτών ισομερούς διαίρεσης της

ισχύος εξόδου (-3dB), με νέες, ισοδύναμες διατάξεις, οι οποίες όμως διαιρούν ανισομερώς την ισχύ εξόδου. Έτσι, ο συμβατικός υβριδικός συζεύκτης αντικαθίσταται από έναν ασύμμετρο ή πιο σωστά, από ένα ισοδύναμο κύκλωμα ασύμμετρων συζευκτών.

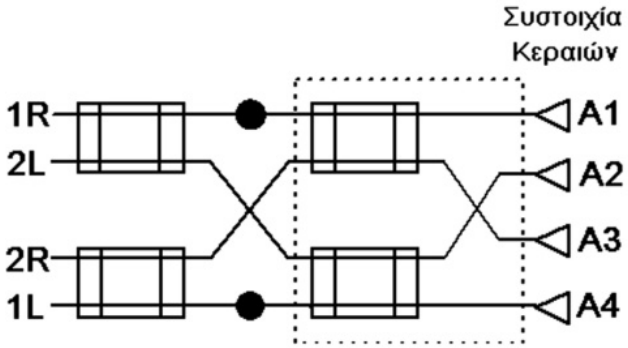
Συνεπώς, η ανισομερής διαίρεση της ισχύος στο εσωτερικό του πίνακα Butler οδηγεί στη δημιουργία ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους στις εξόδους και επομένως, στην ακτινοβολία δεσμών με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς. Η τιμή του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών που μπορεί να επιτευχθεί συνδέεται άμεσα με την τιμή του λόγου διαίρεσης ισχύος που μπορούν να δημιουργήσουν οι ασύμμετροι συζεύκτες. Συνήθως, όσο χαμηλότερο το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών, τόσο μεγαλύτεροι οι λόγοι διαίρεσης μεταξύ των συντελεστών της κατανομής (πλάτη διέγερσης της συστοιχίας). Όμως, οι συντελεστές της κατανομής δημιουργούνται από τα σήματα εξόδου των υβριδικών συζευκτών. Κατά συνέπεια, οι εκάστοτε λόγοι διαίρεσης ισχύος στο εσωτερικό του πίνακα Butler καθορίζουν τη μορφή της κατανομής πλάτους στις εξόδους, η οποία και ορίζει το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών της ακτινοβολούμενης δέσμης.

4.2. Σχεδιασμός Ασύμμετρων Δικτυωμάτων Τύπου Πίνακα Butler

4.2.1. Γενική Αρχή Σχεδιασμού

Ξεκινώντας από το σχηματικό διάγραμμα ενός συμβατικού πίνακα Butler, όπως αυτό που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.1 για έναν πίνακα 4x4, παρατηρεί κανείς ότι οι κεραίες της συστοιχίας τροφοδοτούνται άμεσα από τους συζεύκτες της τελευταίας στήλης (μέσα στο πλαίσιο με διακεκομμένη γραμμή). Μάλιστα, κάθε συζεύκτης τροφοδοτεί ένα ακραίο και ένα κεντρικό στοιχείο, αντίστοιχα, ενώ η διασύνδεση είναι συμμετρική. Κατά συνέπεια, εάν αυτοί οι συζεύκτες σχεδιαστούν ώστε να διαιρούν ανισομερώς την ισχύ εξόδου τους (δηλαδή ασύμμετροι), ενώ συνεχίζουν να διατηρούν τη διαφορά φάσης των $\pm 90^{o}$ μεταξύ των σημάτων εξόδου, είναι δυνατόν να δημιουργηθεί

ανομοιόμορφη κατανομή πλάτους τροφοδοσίας της συστοιχίας, διατηρώντας παράλληλα τις ακολουθίες φάσης τροφοδοσίας που ορίζει ο πίνακας Butler.

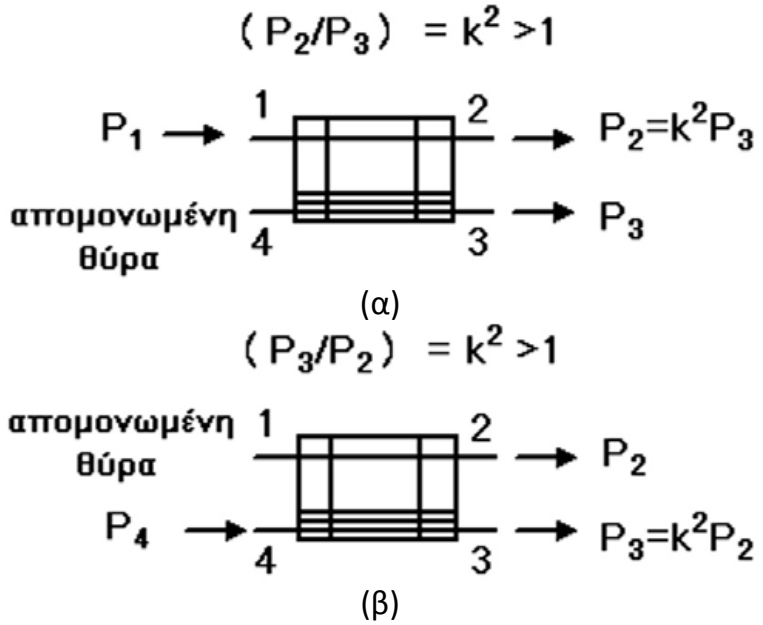


Σχήμα 4.1. Σχηματικό διάγραμμα ενός συμβατικού πίνακα Butler 4x4, όπου σημειώνεται η τροφοδοσία της συστοιχίας από τους συζεύκτες της τελευταίας στήλης.

Παρόλα αυτά, η αντικατάσταση ενός συζεύκτη 3dB από έναν και μόνο ασύμμετρο συζεύκτη, δεν επιφέρει το επιθυμητό αποτέλεσμα σε δικτυώματα όπως ο πίνακας Butler, εξαιτίας της εσωτερικής τους συνδεσμολογίας και ο λόγος είναι απλός. Σε έναν πίνακα Butler, χρησιμοποιούνται και οι δύο θύρες εισόδου του συζεύκτη. Η διέγερση κάθε μιας θύρας εισόδου δημιουργεί δύο σήματα ίσου πλάτους (και ισχύος) και διαφοράς φάσης 90^{o} στις εξόδους. Η διαφορά των 90^{o} αλλάζει πρόσημο ανάλογα με τη διέγερσης της θύρας εισόδου, ενώ ο λόγος διαίρεσης ισχύος παραμένει ο ίδιος, καθώς ισούται με τη μονάδα.

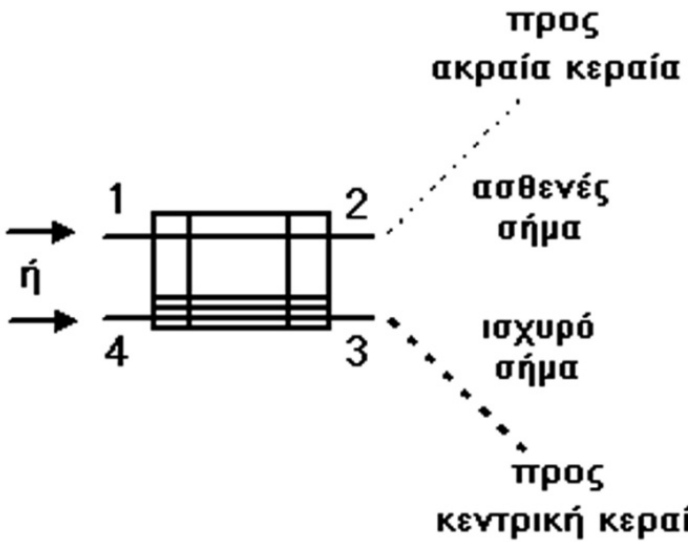
Όμως, σε έναν ασύμμετρο συζεύκτη, η διέγερση των θυρών 1 ή 4 αντίστοιχα, οδηγεί σε αντιστροφή του λόγου διαίρεσης ισχύος στην εξόδο, ενώ αντίθετα η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου είναι η επιθυμητή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2. Με άλλα λόγια, το ισχυρό και το ασθενές σήμα εξέρχονται κάθε φορά από διαφορετική έξοδο, ανάλογα με τη θύρα εισόδου που διεγείρεται. Αυτό οφείλεται στη συμμετρία των θυρών 1 και 4 (όπως και των θυρών 2 και 3) και μπορεί να αποδειχθεί χρησιμοποιώντας την ανάλυση άρτιων και περιττών ρυθμών. Όμως, σε ένα

κύκλωμα όπως ο πίνακας Butler, ο λόγος διαίρεσης ισχύος πρέπει να διατηρείται σταθερός και να μην αντιστρέφεται ανάλογα με τη διέγερση της εκάστοτε θύρας εισόδου, καθώς αυτό προκαλεί παραμόρφωση στην κατανομή τροφοδοσίας.



Σχήμα 4.2. Σχηματική απεικόνιση της λειτουργίας του ασύμμετρου συζεύκτη 90^o. (α) Διέγερση θύρας 1, (β) Διέγερση θύρας 4, όπου προκύπτει αντιστροφή του λόγου διαίρεσης ισχύος.

Συγκεκριμένα, όπως φαίνεται και από το Σχ.4.1, όπου κάθε συζεύκτης της τελευταίας στήλης τροφοδοτεί ένα ακραίο και ένα κεντρικό στοιχείο, το ισχυρό σήμα από κάθε ασύμμετρο συζεύκτη πρέπει να κατευθύνεται πάντα προς τα κεντρικά στοιχεία της συστοιχίας, ανεξάρτητα από τη θύρα εισόδου που διεγείρεται κάθε φορά. Αυτό ορίζει η θεωρία των συστοιχιών φάσης με ανομοιόμορφες κατανομές και απεικονίζεται σχηματικά στο Σχήμα 4.3. Όμως, η αντιστροφή του λόγου διαίρεσης ισχύος που εμφανίζεται στον ασύμμετρο συζεύκτη προκαλεί και ανάλογη αντιστροφή των συντελεστών διέγερσης της συστοιχίας, με τροφοδοσία των ακραίων στοιχείων με ισχυρό σήμα, πράγμα το οποίο είναι ανεπιθύμητο.

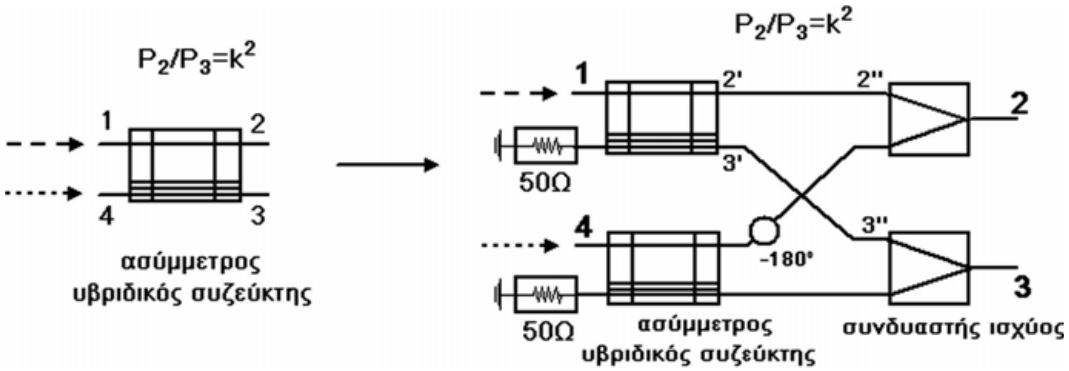


Σχήμα 4.3. Σχηματική απεικόνιση της απαιτούμενης λειτουργίας του ασύμμετρου συζεύκτη, με οδήγηση του ισχυρού σήματος πάντα προς τις κεντρικές κεραίες.

4.2.1.1. Το Κύκλωμα Ασύμμετρης Διαίρεσης Ισχύος

Έτσι, η απαίτηση για μη αντιστροφή του λόγου διαίρεσης ισχύος οδηγεί στην ανάγκη χρήσης ενός ισοδύναμου κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος δύο ασύμμετρων υβριδικών συζευκτών, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 4.4. Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ.4.4(β) αποτελείται από δύο όμοιους ασύμμετρους συζεύκτες, δύο συνδυαστές ισχύος, δύο τερματισμένα φορτία των 50Ω και ένα φασηθέτη 180^{o}. Ο φασηθέτης είναι απαραίτητος για τη διατήρηση της σωστής διαφοράς φάσης των $\pm 90^{o}$ μεταξύ των σημάτων εξόδου. Στο Σχ.4.4(β) η διέγερση κάθε ασύμμετρου συζεύκτη αντιστοιχεί στη διέγερση μιας θύρας εισόδου του ασύμμετρου συζεύκτη του Σχ.4.4(α). Όπως φαίνεται, οι ασύμμετροι συζεύκτες του Σχ.4.4(β) χρησιμοποιούν πάντα την ίδια θύρα εισόδου, ενώ η απομονωμένη θύρα καθενός μένει ανενεργή και τερματίζεται χρησιμοποιώντας τα φορτία των 50Ω. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η μη αντιστροφή του λόγου διαίρεσης ισχύος, καθώς το ισχυρό και το ασθενές ποσοστό της ισχύος εξόδου των ασύμμετρων συζευκτών οδηγούνται πάντα προς τη θύρα εξόδου του ισοδύναμου κυκλώματος που τους αντιστοιχεί, ανεξάρτητα από τη θύρα εισόδου που διεγείρεται (1 ή 4 στο

Σχ.4.4(β)). Παράλληλα διατηρείται η επιθυμητή διαφορά φάσης των 90^o μεταξύ των σημάτων εξόδου.



(α) (β)

Σχήμα 4.4. Αντικατάσταση του ασύμμετρου συζεύκτη από το ισοδύναμο κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος. (α) Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου συζεύκτη, (β) Γενικό σχηματικό διάγραμμα του ισοδύναμου κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος.

Όμως, η χρήση δύο ασύμμετρων συζευκτών κάνει απαραίτητη την ύπαρξη των συνδυαστών ισχύος, οι οποίοι χρησιμοποιούνται για το συνδυασμό των 4 διαδρομών σημάτων σε δύο, όσες είναι και οι έξοδοι του συμβατικού ή ασύμμετρου συζεύκτη. Κάθε μία από τις εξόδους του ισοδύναμου κυκλώματος τροφοδοτεί μία κεραία της συστοιχίας. Η ιδανική επιλογή για τους συνδυαστές ισχύος είναι οι διαιρέτες/συνδυαστές τύπου Wilkinson [78], καθώς προσφέρουν βελτιωμένους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης σε όλες τις θύρες, σε σύγκριση με άλλες τρίθυρες διατάξεις. Μία εναλλακτική επιλογή είναι να χρησιμοποιηθεί ένας συμβατικός τετράθυρος υβριδικός συζεύκτης 90^o 3dB, με τερματισμένη όμως την τέταρτη ανενεργή (απομονωμένη) θύρα.

Ανάλυση του Ισοδύναμου Κυκλώματος

Η λειτουργία των διατάξεων του Σχ.4.4 μπορεί να περιγραφεί μαθηματικά ως εξής: Έστω P_1 η ισχύς εισόδου στη θύρα 1 του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη (Σχ.4.4(α)), ο οποίος δημιουργεί ένα λόγο διαίρεσης ισχύος $P_2/P_3=k^2$

μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου, με $P_2+P_3=P_1$. Έτσι, λόγω της ανισομερούς διαίρεσης ισχύος, οι ισχείς στις θύρες εξόδου 2 και 3 αντίστοιχα, δίνονται ως:

$$P_2 = k^2 \frac{P_1}{k^2+1} \quad (4.1\alpha)$$

$$P_3 = \frac{P_1}{k^2+1} \quad (4.1\beta)$$

ενώ στη θύρα 4 ιδανικά δεν εμφανίζεται ισχύς, καθώς είναι απομονωμένη. Επίσης, διατηρείται η διαφορά φάσης των 90^o μεταξύ των ρευμάτων εξόδου, καθώς θεωρούμε ότι το μήκος των γραμμών του συζεύκτη παραμένει ίσο με $\lambda_g/4$. Ομοίως, εάν P_1 η ισχύς εισόδου στη θύρα 1 του ασύμμετρου συζεύκτη του ισοδύναμου κυκλώματος (Σχ.4.4(β)), ο λόγος διαίρεσης ισχύος στις (εσωτερικές) θύρες εξόδου 2΄ και 3΄ είναι τώρα $k^2=P'_2/P'_3$, ενώ οι ισχείς στις αντίστοιχες θύρες δίνονται ως:

$$P_2' = k^2 \frac{P_1}{k^2+1} \quad (4.2\alpha)$$

$$P_3' = \frac{P_1}{k^2+1} \quad (4.2\beta)$$

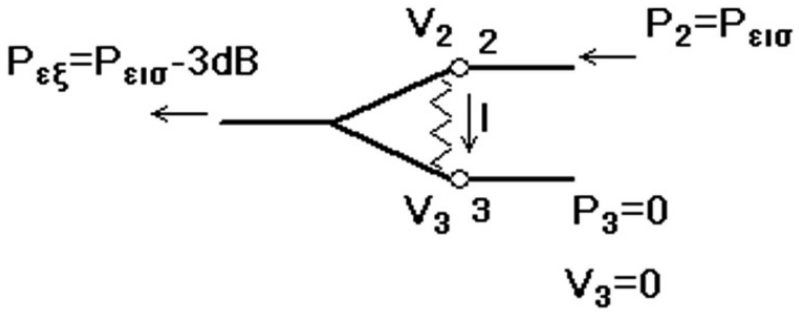
με $P'_2+P'_3=P_1$, ενώ και πάλι διατηρείται η διαφορά φάσης μεταξύ των ρευμάτων εξόδου.

Κάθε ένα από τα σήματα στις θύρες εξόδου 2΄ και 3΄ οδηγείται σε μία αντίστοιχη θύρα εισόδου ενός συνδυαστή ισχύος, όπως φαίνεται από τη συνδεσμολογία του κυκλώματος του Σχ.4.4(β). Ειδικότερα, το σήμα ισχύος P_2' της εσωτερικής θύρας 2΄ οδηγείται χωρίς απώλειες και χωρίς μετατόπιση φάσης στην εσωτερική θύρα 2΄΄, ενώ το σήμα ισχύος P_3' της εσωτερικής θύρας 3΄ οδηγείται χωρίς απώλειες και χωρίς μετατόπιση φάσης στην εσωτερική θύρα 3΄΄. Έτσι, έχουμε:

$$P_2' = P_2'' \quad (4.3\alpha)$$

$$P_3' = P_3'' \quad (4.3\beta)$$

Ο συνδυαστής ισχύος (π.χ. τύπου Wilkinson) εν γένει δε δημιουργεί κάποια διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εισόδου. Παρόλα αυτά, εδώ υπάρχει ένα λεπτό σημείο που αφορά στο πλάτος των σημάτων. Συγκεκριμένα, όταν ο συνδυαστής ισχύος λειτουργεί σαν διαιρέτης, στην απλούστερή του μορφή διαιρεί το σήμα εισόδου σε δύο ισοφασικά ίσα μέρη. Αντίστροφα, όταν εμφανιστούν δύο ισοφασικά σήματα στις θύρες εισόδου του συνδυαστή, στην έξοδο εμφανίζεται το άθροισμα των δύο σημάτων. Όμως, όπως φαίνεται και από το Σχ.4.4(β), με τη διέγερση της θύρας εισόδου 1 του ισοδύναμου κυκλώματος, εμφανίζεται σήμα μόνο σε μία είσοδο του κάθε συνδυαστή ισχύος (οι θύρες 2˝ και 3˝, αντίστοιχα). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το σήμα εισόδου του συνδυαστή να εμφανίζεται στην έξοδο με απώλειες 3dB, όπως χαρακτηριστικά απεικονίζεται στο Σχήμα 4.5.



Σχήμα 4.5. Σχηματική απεικόνιση λειτουργίας συνδυαστή ισχύος Wilkinson με μία μόνο ενεργή θύρα εισόδου.

Το φαινόμενο οφείλεται στο ρεύμα διαρροής που αναπτύσσεται στην ωμική αντίσταση του συνδυαστή, εξαιτίας της διαφοράς δυναμικού στα άκρα της. Η διαφορά δυναμικού οφείλεται με τη σειρά της στο γεγονός ότι εμφανίζεται σήμα μόνο στον ένα κλάδο εισόδου του συνδυαστή. Έτσι, το 50% της εισερχόμενης ισχύος καταναλίσκεται πάνω στην ωμική αντίσταση. Οι απώλειες είναι γενικά ανάλογες με τη διαφορά δυναμικού στα άκρα της αντίστασης, ενώ η διαρροή σταματάει (ή αντίστοιχα, δεν εμφανίζεται) όταν δεν υπάρχει διαφορά δυναμικού στα άκρα της αντίστασης ($P_2=P_3$, $V_2=V_3$).

Συνεπώς, προκύπτει ότι:

$$P_2 = \frac{P_2''}{2} \qquad (4.4\alpha)$$

$$P_3 = \frac{P_3''}{2} \qquad (4.4\beta)$$

Κατά συνέπεια, με βάση την προηγούμενη ανάλυση και σύμφωνα με την (4.4), οι τελικές ισχείς εξόδου στις θύρες 2 και 3 του ισοδύναμου κυκλώματος εμφανίζονται μειωμένες κατά 50% ως προς τις αντίστοιχες στις θύρες 2΄΄ και 3΄΄, ενώ σε σχέση με την ισχύ εισόδου P_1 δίνονται ως:

$$P_2 = \frac{k^2}{2}\frac{P_1}{k^2+1} \qquad (4.5\alpha)$$

$$P_3 = \frac{1}{2}\frac{P_1}{k^2+1} \qquad (4.5\beta)$$

με

$$P_2 + P_3 = \frac{1}{2}P_1 \qquad (4.5\gamma)$$

ενώ ο λόγος διαίρεσης της ισχύος εξόδου είναι:

$$P_2/P_3 = k^2 \qquad (4.5\delta)$$

Από τις (4.5α)-(4.5δ) φαίνεται ξεκάθαρα ότι η ισχύς εξόδου (ή εισόδου) του ισοδύναμου κυκλώματος διαιρείται ανισομερώς σύμφωνα με το λόγο διαίρεσης ισχύος του ασύμμετρου συζεύκτη που έχει χρησιμοποιηθεί. Επίσης, η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου είναι ίση με 90^o, καθώς το ισοδύναμο κύκλωμα διατηρεί τη διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου του συζεύκτη. Ανάλογη είναι η διαδικασία στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4 του ισοδύναμου κυκλώματος, όπου ο λόγος διαίρεσης ισχύος (P_2/P_3) διατηρείται ($=k^2$), ενώ παράλληλα αλλάζει πρόσημο η διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου (εξαιτίας του φασηθέτη των -180^o), όπως συμβαίνει σε έναν συμμετρικό ή ασύμμετρο υβριδικό συζεύκτη 90^o.

Συνεπώς, το ισοδύναμο κύκλωμα καταφέρνει να διαχωρίσει την ισχύ εισόδου σε δύο άνισα μέρη, ενώ ταυτόχρονα διατηρεί τη διαφορά φάσης στα σήματα εξόδου που δημιουργεί ένας υβριδικός συζεύκτης 90^o. Στην

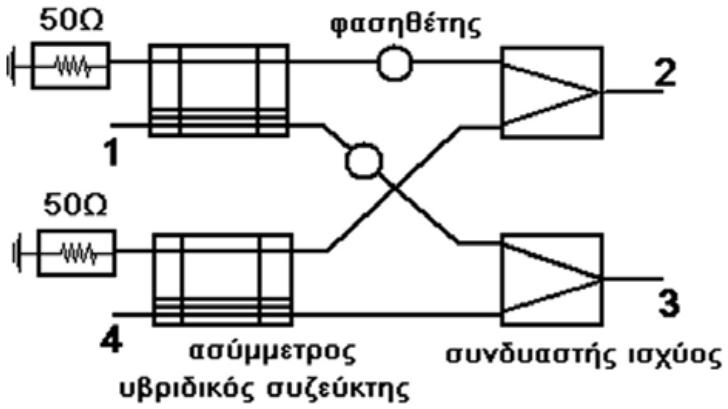
πραγματικότητα, το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ.4.4(β) αποτελεί έναν τετράθυρο συζεύκτη/διαιρέτη ισχύος XdB 90^o (όπου X=ο συντελεστής σύζευξης). Το βασικό μειονέκτημα της διάταξης είναι οι απώλειες των 3dB, εξαιτίας της λειτουργίας του συνδυαστή ισχύος.

Ένα τελευταίο θέμα που πρέπει να συζητηθεί είναι η ύπαρξη φασηθετών στην εσωτερική συνδεσμολογία του κυκλώματος του Σχ.4.4(β). Γενικά, η χρήση τους ή όχι εξαρτάται από την επιθυμητή διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου του κυκλώματος, αλλά και από τη διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη που χρησιμοποιείται. Στην περίπτωση του Σχ.4.4(β), ο φασηθέτης των 180^o είναι απαραίτητος, ώστε το κύκλωμα να συμπεριφέρεται ισοδύναμα με ένα συζεύκτη 90^o ως προς τη διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου (καθώς η διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου του ασύμμετρου συζεύκτη είναι επίσης ίση με $\pm 90^o$).

Όμως, σε γενικές γραμμές, μπορούν να χρησιμοποιηθούν φασηθέτες κατάλληλης μετατόπισης φάσης σε οποιονδήποτε εσωτερικό κλάδο-διαδρομή του ισοδύναμου κυκλώματος, ανάλογα με τις απαιτήσεις. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα φαίνεται στο Σχήμα 4.6, όπου απεικονίζεται ένα τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα με δύο φασηθέτες στην εσωτερική του συνδεσμολογία. Το ισοδύναμο του Σχ.4.6 είναι αυτό που χρησιμοποιήθηκε ειδικά για το σχεδιασμό του πίνακα Butler, και επομένως η τοποθέτηση φασηθετών κατάλληλης τιμής είναι κρίσιμη για τη διατήρηση των ακολουθιών φάσης που ορίζει ο πίνακας, όπως θα αναφερθεί και στην επόμενη ενότητα.

Έτσι, αφού ολοκληρώθηκε η ανάλυση του ισοδύναμου κυκλώματος, το επόμενο βήμα έχει να κάνει με το σχεδιασμό της ολοκληρωμένης τοπολογίας των ασύμμετρων δικτυωμάτων.

$$P_3/P_2=k^2 \text{ ή } P_2/P_3=1/k^2$$



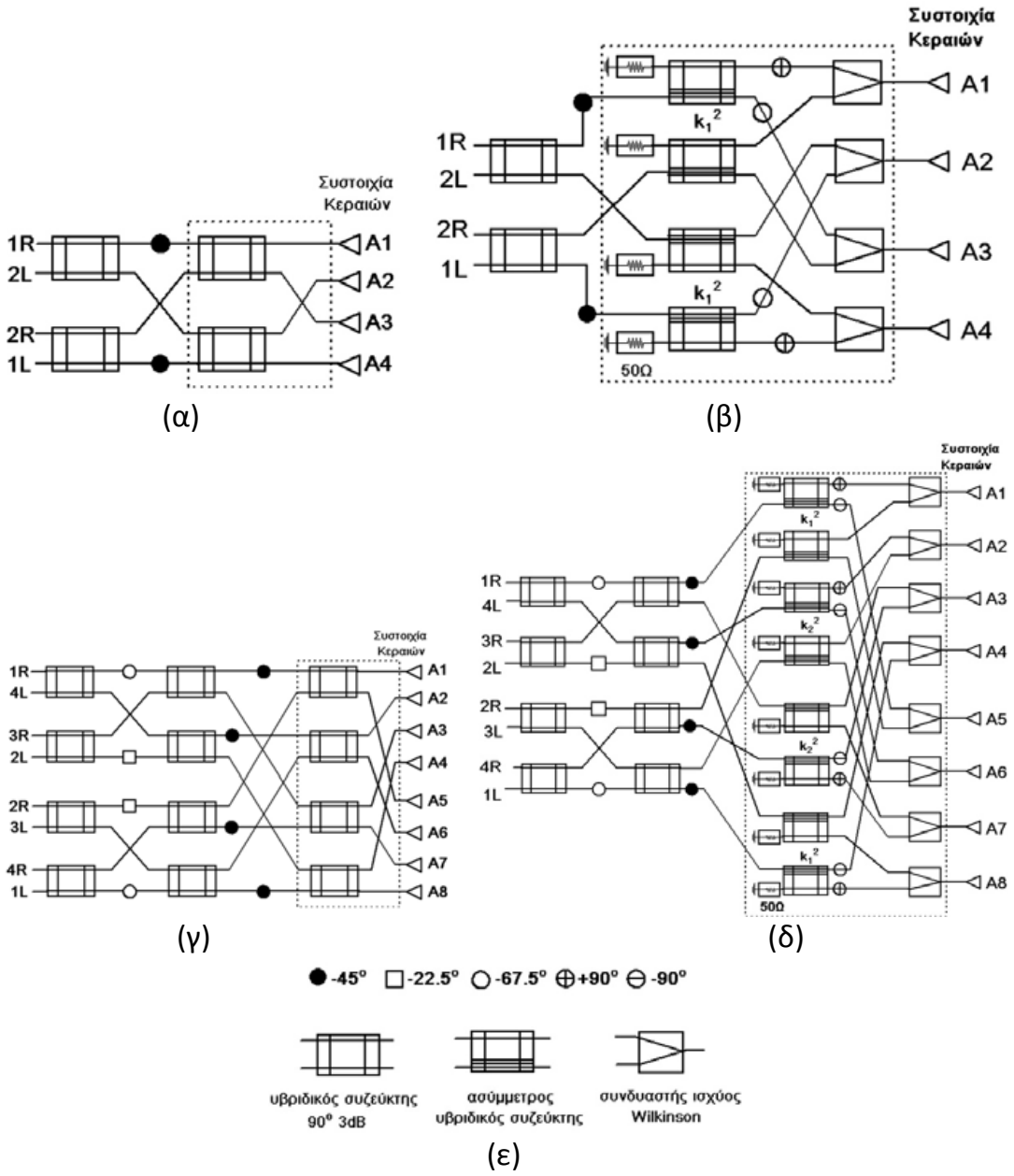
Σχήμα 4.6. Σχηματικό διάγραμμα τροποποιημένου κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος που χρησιμοποιείται στο σχεδιασμό του ασύμμετρου πίνακα Butler.

4.2.1.2. Ο Ασύμμετρος Πίνακας Butler

Με βάση όλα τα παραπάνω, το Σχήμα 4.7 απεικονίζει τα σχηματικά διαγράμματα των ασύμμετρων πινάκων Butler 4x4 και 8x8 που σχεδιάστηκαν στην παρούσα διατριβή, σε αντιδιαστολή με τους αντίστοιχους συμβατικούς. Όπως φαίνεται από τα τμήματα που περιέχονται μέσα στις διακεκομμένες γραμμές, ο νέος ασύμμετρος πίνακας δημιουργείται με την αντικατάσταση των υβριδικών συζευκτών της τελευταίας στήλης που τροφοδοτούν τη συστοιχία, από το ισοδύναμο κύκλωμα ανισομερούς διαίρεσης ισχύος, σύμφωνα με τη σχεδιαστική αρχή που αναλύθηκε στις προηγούμενες υποενότητες. Επιπλέον, πρέπει να σημειωθεί ότι οι έξοδοι του νέου πίνακα έχουν αναδιαταχθεί κατάλληλα, ώστε να διατηρηθεί η αύξουσα κατάταξη των κεραιών της συστοιχίας.

Μία σημαντική λεπτομέρεια αποτελεί το γεγονός ότι το πλήθος κλασμάτων διαίρεσης ισχύος που απαιτούνται και άρα, ο αριθμός των διαφορετικών ασύμμετρων συζευκτών, αυξάνεται με την τάξη του πίνακα. Για παράδειγμα, σε έναν ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4 απαιτείται ένα κλάσμα διαίρεσης ισχύος (k_1^2) (Σχ.4.6) και έτσι οι τέσσερις ασύμμετροι συζεύκτες σχεδιάζονται όλοι όμοιοι (όπως στο Σχ.4.7(β)). Όμως, σε έναν

πίνακα Butler 8x8, απαιτούνται δύο διαφορετικές τιμές διαίρεσης ισχύος (k_1^2 και k_2^2) για την υλοποίηση των ανομοιόμορφων κατανομών. Έτσι, είναι απαραίτητο να σχεδιαστούν δύο διαφορετικοί ασύμμετροι συζεύκτες με διαφορετικές τιμές διαίρεσης ισχύος, οι οποίοι χρησιμοποιούνται ανά ζεύγη (όπως στο Σχ.4.6) για την υλοποίηση του πίνακα, όπως φαίνεται στο Σχ.4.7(δ).



Σχήμα 4.7. Σχηματικά διαγράμματα των ασύμμετρων και συμβατικών πινάκων Butler. (α) Συμβατικός πίνακας Butler 4x4, (β) Ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, (γ) Συμβατικός πίνακας Butler 8x8, (δ) Ασύμμετρος πίνακας Butler 8x8 και (ε) Επεξήγηση συμβόλων των διατάξεων.

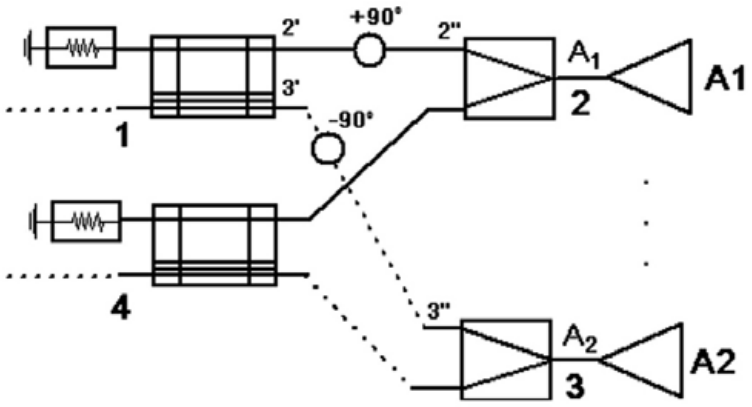
Ο Πίνακας 4.1 παραθέτει ορισμένα παραδείγματα για τις τιμές των λόγων διαίρεσης ισχύος των ασύμμετρων συζευκτών που απαιτούνται, προκειμένου να υλοποιηθούν διαφορετικές ανομοιόμορφες κατανομές, για πίνακες διαφορετικής τάξης (N). Είναι εμφανές ότι σε πολλές περιπτώσεις οι λόγοι διαίρεσης που απαιτούνται φτάνουν τις πολλές δεκάδες έως και εκατοντάδες. Λεπτομερή ανάλυση των χαρακτηριστικών των ανομοιόμορφων κατανομών μπορεί κανείς να βρει σε κλασικά εγχειρίδια [1-7].

Με τη βοήθεια του Σχήματος 4.8, όπου απεικονίζεται ένα τμήμα του ασύμμετρου πίνακα Butler, μπορεί να εξηγηθεί εν συντομία ο προσδιορισμός του λόγου διαίρεσης ισχύος του ασύμμετρου συζεύκτη, με βάση την επιθυμητή κατανομή πλάτους τροφοδοσίας της συστοιχίας. Έτσι, έστω δύο κεραίες της συστοιχίας A1(ακραία) και A2(κεντρική) αντίστοιχα, οι οποίες τροφοδοτούνται από ένα κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος, παρόμοιο με αυτό του Σχ.4.6. Επιπλέον, έστω A_1 και A_2 οι συντελεστές διέγερσης των κεραιών A1 και A2, οι οποίοι ορίζονται από την επιθυμητή κατανομή πλάτους (Chebyshev, Taylor κτλ.), ενώ ισχύει ότι $A_2>A_1$, αφού τα κεντρικά στοιχεία τροφοδοτούνται πάντα με ισχυρότερο σήμα. Εάν $(A_2/A_1)=k$ ο λόγος των πλατών διέγερσης, τότε ο λόγος των αντίστοιχων ισχύων είναι $k^2=(A_2/A_1)^2$.

Ανατρέχοντας στην ανάλυση της προηγούμενης υποενότητας και εφαρμόζοντάς την με αντίστροφη φορά, διαπιστώνει κανείς αρχικά ότι ο λόγος μεταξύ των ισχύων στις εσωτερικές θύρες 3˝ και 2˝ του Σχ.4.4(β) (P_3''/P_2'') είναι εξίσου ίσος με k^2. Ομοίως, το ίδιο ισχύει για το λόγο (P_3'/P_2') στις θύρες 3΄ και 2΄, αντίστοιχα. Όμως, ο λόγος (P_3'/P_2') είναι ο λόγος διαίρεσης ισχύος του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη (ανάλογα με τη συνδεσμολογία, μπορεί να είναι ίσος με $1/k^2$). Συνεπώς, καταλήγει κανείς στο συμπέρασμα ότι ο λόγος μεταξύ των συντελεστών ισχύος διέγερσης που ορίζονται από την κατανομή τροφοδοσίας είναι ίσος με το λόγο διαίρεσης ισχύος του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη που χρησιμοποιείται.

Πίνακας 4.1. Παραδείγματα απαιτούμενων τιμών διαίρεσης ισχύος των ασύμμετρων συζευκτών για διαφορετικές κατανομές και αριθμό εισόδων/εξόδων του πίνακα Butler.

			Λόγος διαίρεσης ισχύος ασύμμετρου συζεύκτη (k^2)			
		Κατανομή	**k_1^2**	**k_2^2**	**k_3^2**	**k_4^2**
Αριθμός θυρών εισόδου/εξόδου (N)	**N=4**	Chebyshev -20dB	3			
		Chebyshev -30dB	5.4			
		Chebyshev -40dB	7.1			
		Taylor -40dB (n=2)	6.45			
	N=8	Cos (-23dB)	25.3	2.25		
		Cos^2 σε βάθρο (-40dB)	100	4.11		
		Τροποποιημένη Chebyshev (-27dB)	16	2.82		
		Chebyshev -40dB	46.9	3.3		
		Taylor -30dB (n=2)	7.8	2.2		
	N=16	Cos (-23dB)	104.2	10.87	3.49	1.49
		Cos^2 σε βάθρο (-42dB)	161.3	38.44	8.16	1.98
		Chebyshev -30dB	11.9	9.1	3.6	1.52
		Taylor -30dB (n=2)	8.65	5.93	3.15	1.48



Σχήμα 4.8. Σχηματικό παράδειγμα απεικόνισης ενός τμήματος του πίνακα Butler, για τον προσδιορισμό του λόγου διαίρεσης ισχύος του ασύμμετρου συζεύκτη.

Σε ότι έχει να κάνει με τον προσανατολισμό της δέσμης, καθώς το ισοδύναμο κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος διατηρεί τις απαιτούμενες διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου, οι ακτινοβολούμενες δέσμες είναι προσανατολισμένες στις γωνιακές κατευθύνσεις που ορίζει ο αντίστοιχος συμβατικός πίνακας Butler, για τη

διέγερση κάθε θύρας εισόδου. Επίσης, εάν απαιτείται αύξηση του αριθμού των ακτινοβολούμενων δεσμών, μπορεί να εφαρμοσθεί η τεχνική της ολίσθησης των ακολουθιών φάσης, χρησιμοποιώντας κυκλώματα μεταγόμενων φασηθετών στις εξόδους, όπως έχει ήδη περιγραφεί στα Κεφάλαια 2 και 3.

Συμπερασματικά, τα παραπάνω αποτελούν τη βασική αρχή σχεδιασμού των νέων, ασύμμετρων πινάκων, η οποία μπορεί να επεκταθεί αυτούσια και σε πίνακες μεγαλύτερης τάξης (16x16, 32x32, κτλ), με αντίστοιχη αύξηση της πολυπλοκότητας. Όπως όμως φαίνεται και στον Πίνακα 4.1, τα δικτυώματα ανώτερης τάξης (N>16) απαιτούν πολλές φορές λόγους διαίρεσης ισχύος που ξεπερνούν το 100, για την επίτευξη ικανοποιητικά χαμηλού SLL. Οι τιμές αυτές είναι αδύνατον να υλοποιηθούν με ασύμμετρους συζεύκτες σε μικροταινιακή τεχνολογία και γι'αυτό πρέπει να γίνεται προσεκτική επιλογή της κατανομής σε συνδυασμό με ένα συγκερασμό μεταξύ του επιθυμητού SLL και της δυνατότητας υλοποίησης του κυκλώματος.

Διαδικασία Σχεδιασμού

Σε ότι αφορά τη διαδικασία σχεδιασμού ενός πίνακα που μπορεί να δημιουργήσει συγκεκριμένη κατανομή στην έξοδο, αυτή είναι σχετικά απλή και αποτελείται από τέσσερα βασικά βήματα:

(α) Αρχικά, με γνωστούς τους συντελεστές της κατανομής, οι οποίοι αποτελούν τα πλάτη διέγερσης της συστοιχίας, υπολογίζονται οι λόγοι διαίρεσης ισχύος για κάθε ασύμμετρο συζεύκτη, με βάση τη διαδικασία που περιγράφηκε παραπάνω.

(β) Στη συνέχεια, σχεδιάζονται οι ασύμμετροι συζεύκτες ώστε να δημιουργούν τα απαραίτητα κλάσματα ισχύος στην έξοδο.

(γ) Σχεδιάζονται τα αντίστοιχα κυκλώματα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος με βάση τους ασύμμετρους συζεύκτες (Σχ.4.6) και τέλος

(δ) Συντίθεται ο πίνακας με βάση το Σχ.4.7.

Σ’αυτό το σημείο πρέπει να τονιστεί το γεγονός ότι με τη μέθοδο αυτή είναι θεωρητικά δυνατή η υλοποίηση οποιασδήποτε ανομοιόμορφης κατανομής, σε αντίθεση με την τεχνική της ταυτόχρονης διέγερσης πολλαπλών θυρών εισόδου, όπου δημιουργούνται κυρίως κατανομές συνημιτονοειδούς τύπου. Παρόλα αυτά, από την πρακτική σκοπιά αυτό δεν είναι πάντα εφικτό, για δύο βασικούς λόγους. Πρώτον, όπως φαίνεται και από τον Πίνακα 4.1, πολλές κατανομές απαιτούν εξαιρετικά υψηλούς λόγους διαίρεσης ισχύος (της τάξης του 100), οι οποίοι δεν μπορούν να επιτευχθούν με μικροταινιακές διατάξεις, όπως ήδη αναφέρθηκε. Επιπλέον, υπάρχουν περιπτώσεις όπου η κατανομή δεν μπορεί να επιτευχθεί, όχι εξαιτίας αδυναμίας των ασύμμετρων συζευκτών να δημιουργήσουν τους απαιτούμενους λόγους διαίρεσης ισχύος, αλλά λόγω περιορισμών στο κλάσμα διαίρεσης ισχύος που επιβάλλονται από την αρχή διατήρησης της ενέργειας. Οι περιπτώσεις αυτές εμφανίζονται σε δικτυώματα τάξης μεγαλύτερης του 4. Στις περιπτώσεις αυτές, προκύπτει από την ανάλυση του κυκλώματος ότι το άθροισμα των κανονικοποιημένων ισχύων εξόδου ενός ασύμμετρου συζεύκτη πρέπει να είναι μεγαλύτερο της μονάδας, κάτι που είναι αδύνατο. Όμως, το πρόβλημα μπορεί να επιλυθεί τροποποιώντας τους συντελεστές της εκάστοτε κατανομής, με ικανοποιητικά αποτελέσματα, όπως θα φανεί και στην παράγραφο που περιγράφει το σχεδιασμό ενός ασύμμετρου πίνακα 8x8.

4.2.2. Ο Ασύμμετρος Υβριδικός Συζεύκτης

Με βάση όλα τα παραπάνω, γίνεται αντιληπτό ότι η επιλογή του κατάλληλου ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη που θα χρησιμοποιηθεί είναι κρίσιμη για το σχεδιασμό ενός ασύμμετρου πίνακα Butler.

Η απλούστερη λύση που ακολουθεί παρόμοιο σκεπτικό έχει παρουσιαστεί στην [74], όπου οι συμβατικοί υβριδικοί συζεύκτες 3dB 90^{o} τροποποιούνται σχεδιαστικά, ώστε να μπορούν να διαιρούν την ισχύ στην έξοδό τους σε δύο

άνισα μέρη. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί σχετικά εύκολα, μεταβάλλοντας τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις (Z_o) των διαμήκων και εγκάρσιων κλάδων του συζεύκτη. Όμως, το μεγάλο μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ο περιορισμός στη μέγιστη τιμή διαίρεσης ισχύος που μπορεί να επιτευχθεί. Αυτό συμβαίνει γιατί ο λόγος διαίρεσης ισχύος εξαρτάται από το λόγο των χαρακτηριστικών αντιστάσεων. Με άλλα λόγια, όσο μεγαλύτερη είναι η μεταβολή των χαρακτηριστικών αντιστάσεων των κλάδων, τόσο μεγαλύτερο είναι το κλάσμα διαίρεσης της ισχύος εξόδου που μπορεί να παραχθεί. Από την άλλη πλευρά, μεγάλες μεταβολές στις χαρακτηριστικές αντιστάσεις οδηγούν σε επιδείνωση των συντελεστών ανάκλασης και απομόνωσης του συζεύκτη.

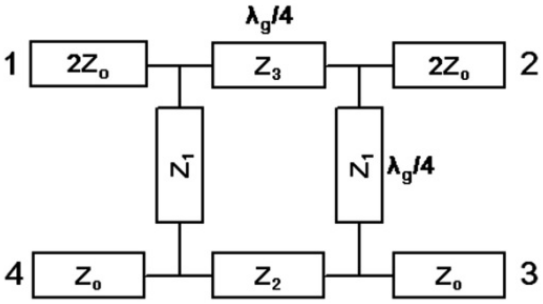
Επιπλέον, γραμμές μεταφοράς με πολύ μεγάλες και πολύ μικρές τιμές χαρακτηριστικών αντιστάσεων είναι δύσκολο να υλοποιηθούν σε μικροταινιακή τεχνολογία, εξαιτίας των κατασκευαστικών περιορισμών στις διαστάσεις των γραμμών. Συγκεκριμένα, πολύ μεγάλες τιμές χαρακτηριστικής αντίστασης οδηγούν σε εξαιρετικά στενές μικροταινιακές γραμμές, οι οποίες είναι δύσκολο να κατασκευασθούν, προκαλώντας έτσι ανακρίβειες και περιορισμούς στη διαδιδόμενη-μεταφερόμενη ισχύ. Αντίστοιχα, πολύ μικρές τιμές χαρακτηριστικής αντίστασης απαιτούν σημαντικά φαρδιές γραμμές, οι οποίες όχι μόνο αυξάνουν τις διαστάσεις του κυκλώματος, αλλά εμφανίζουν και ισχυρές παρασιτικές χωρητικότητες, καθώς και σημαντικό ποσοστό ανεπιθύμητης ακτινοβολίας. Κατά συνέπεια, τίθενται τόσο σχεδιαστικοί όσο και κατασκευαστικοί περιορισμοί στο σχεδιασμό του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη, με αποτέλεσμα αντίστοιχους περιορισμούς στην ελάχιστη τιμή του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών.

Παρόλα αυτά, κατά καιρούς έχουν αναφερθεί στη βιβλιογραφία αρκετές τοπολογίες ασύμμετρων υβριδικών/κατευθυντικών συζευκτών με ικανοποιητικά χαρακτηριστικά [86-90]. Όμως, η επιλογή του συζεύκτη στην παρούσα διατριβή στηρίχθηκε σε τρεις βασικούς άξονες: Την ευκολία

σχεδιασμού, την απλότητα στην κατασκευή και κυρίως τη δυνατότητα δημιουργίας μεγάλων λόγων διαίρεσης ισχύος. Το τελευταίο χαρακτηριστικό είναι ιδιαίτερα σημαντικό, καθώς σκοπός είναι ο σχεδιασμός ενός δικτυώματος που θα μπορεί να δημιουργεί διαγράμματα ακτινοβολίας με εξαιρετικά χαμηλό επίπεδο δευτερευόντων λοβών.

Συνεπώς, με κριτήριο όλα τα παραπάνω, στην παρούσα διατριβή επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί μία νέα τοπολογία ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη, η οποία μπορεί να προσφέρει υψηλές τιμές λόγου διαίρεσης ισχύος, χωρίς να υπόκειται στους περιορισμούς που αναφέρθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Ο σχεδιασμός του συζεύκτη περιγράφεται στην [91], ενώ το σχηματικό του διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 4.9. Τα τμήματα γραμμών μεταφοράς με χαρακτηριστικές αντιστάσεις Z_1, Z_2 και Z_3 και ηλεκτρικό μήκος ίσο με ένα τέταρτο του μήκους κύματος κυματοδήγησης ($\lambda_g/4$) συνθέτουν το συζεύκτη, ενώ τα τμήματα γραμμών με χαρακτηριστικές αντιστάσεις Z_o και $2Z_o$ αποτελούν τις γραμμές που συνδέονται στις εισόδους και εξόδους του κυκλώματος. Το πιο σημαντικό χαρακτηριστικό του συγκεκριμένου συζεύκτη είναι ότι μπορεί να υλοποιήσει σχετικά μεγάλες τιμές λόγου διαίρεσης ισχύος, ενώ οι τιμές των απαιτούμενων χαρακτηριστικών αντιστάσεων παραμένουν μέσα στα σχεδιαστικά και κατασκευαστικά όρια.

Επίσης, είναι χαρακτηριστικό ότι οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου της διάταξης μπορούν να είναι διαφορετικές από 50Ω. Αυτό δεν αποτελεί πρόβλημα, καθώς μπορούν να χρησιμοποιηθούν απλά κυκλώματα προσαρμογής, όπως μετασχηματιστές $\lambda_g/4$, που θα επαναφέρουν την τιμή της αντίστασης στα 50Ω. Τέλος, η διαφορά φάσης των 90^o μεταξύ των σημάτων εξόδου διατηρείται, λόγω του ηλεκτρικού μήκους των διαμήκων και εγκάρσιων κλάδων, ενώ υπάρχει απομόνωση μεταξύ των θυρών 1-4 και 2-3, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.9. Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη που χρησιμοποιήθηκε [91].

Η διαδικασία σχεδιασμού του συζεύκτη είναι απλή. Ζητούμενο είναι ο υπολογισμός των τιμών των χαρακτηριστικών αντιστάσεων των κλάδων, επιλέγοντας αυθαίρετα μία τιμή για την αντίσταση Z_o, που χαρακτηρίζει τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου. Θεωρώντας τη θύρα 1 ως είσοδο (Σχ.4.9), τις θύρες 2 και 3 ως θύρες εξόδου, τη θύρα 4 ως απομονωμένη και υποθέτωντας ότι ο λόγος διαίρεσης ισχύος εξόδου k^2 ισούται με P_2/P_3, οι τιμές των αντιστάσεων δίνονται από [91]:

$$Z_1 = \sqrt{2} \cdot Z_o \cdot k \tag{4.6α}$$

$$Z_2 = \frac{Z_o \cdot Z_1}{\sqrt{Z_1^2 + 2Z_o^2}} \tag{4.6β}$$

$$Z_3 = 2 \cdot Z_2 \tag{4.6γ}$$

Οι (4.6α)-(4.6γ) δείχνουν ότι οι τιμές των αντιστάσεων εξαρτώνται από το λόγο διαίρεσης πλάτους εξόδου (k), ενώ με προσεκτική επιλογή του Z_o μπορούν να υλοποιηθούν χαρακτηριστικές αντιστάσεις που δημιουργούν μεγάλους λόγους διαίρεσης ισχύος, χωρίς οι τιμές τους να πλησιάζουν τα ανώτερα και κατώτερα όρια υλοποίησης. Σύμφωνα με την [91], με κατάλληλη επιλογή του Z_o, η τιμή του λόγου διαίρεσης ισχύος μπορεί να φτάσει και το 30:1, ενώ οι τιμές των χαρακτηριστικών αντιστάσεων των μικροταινιακών γραμμών μεταφοράς Z_1, Z_2 και Z_3 κυμαίνονται μεταξύ 10Ω και 80Ω περίπου. Για παράδειγμα, εάν απαιτείται ένας λόγος διαίρεσης ισχύος (k^2) ίσος με 20:1

και επιλεγεί η τιμής της Z_o=10Ω, οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις των γραμμών που προκύπτουν από την (4.6) είναι: Z_1=63.25Ω, Z_2=9.76Ω και Z_3=19.52 [91].

Έτσι, ο συζεύκτης αυτός αποτελεί μία πολύ καλή επιλογή για το σχεδιασμό δικτυωμάτων που μπορούν να δημιουργούν ανομοιόμορφες κατανομές με μεγάλους λόγους συντελεστών (πλατών διέγερσης) και κατά συνέπεια, να διαμορφώνουν δέσμες με πολύ χαμηλό επίπεδο δευτερευόντων λοβών.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι η αρχιτεκτονική των ασύμμετρων πινάκων που παρουσιάζεται στο Σχ.4.7 μπορεί να διατηρηθεί, προσφέροντας ελευθερία στην επιλογή του ασύμμετρου συζεύκτη. Έτσι, εναλλακτικοί τύποι ασύμμετρων συζευκτών μπορούν να χρησιμοποιηθούν, όπως αυτός που δημιουργείται από τη διαδοχική σύνδεση δύο συμβατικών υβριδικών συζευκτών 90^o 3dB [4, 16, 35].

4.2.3. Σύγκριση Ασύμμετρης Τοπολογίας και Διέγερσης Πολλαπλών Θυρών Εισόδου

Πριν από την παράθεση της διαδικασίας σχεδιασμού και υλοποίησης των ασύμμετρων δικτυωμάτων τύπου πίνακα Butler, είναι σημαντικό να τονιστούν τα πλεονεκτήματα και πιθανά μειονεκτήματα της μεθόδου, κυρίως έναντι της τεχνικής της ταυτόχρονης διέγερσης πολλαπλών θυρών εισόδου. Αρχικά, είναι εμφανής η αύξηση του μεγέθους και της πολυπλοκότητας των δικτυωμάτων. Παρόλα αυτά, η αύξηση αυτή αφορά στο ίδιο το παθητικό κύκλωμα και δεν συμπεριλαμβάνει πρόσθετα εξωτερικά (και ιδίως ενεργά) κυκλώματα, όπως στην ταυτόχρονη διέγερση πολλαπλών θυρών εισόδου. Ιδίως για κατανομές τροφοδοσίας της συστοιχίας με χαμηλότερο επιτεύξιμο επίπεδο δευτερευόντων λοβών ή απλώς διαφορετικές από τη συνημιτονοειδή, η πολυπλοκότητα της μεθόδου παραμένει χαμηλότερη από αυτή της τεχνικής της διέγερσης πολλαπλών θυρών, με ανάλογα αποτελέσματα για τις απώλειες και την απόδοση των δικτυωμάτων. Επιπρόσθετα, όπως αναφέρθηκε και στο Κεφάλαιο 3, το κύκλωμα διέγερσης

πολλαπλών θυρών μεταβάλλεται και γίνεται πολυπλοκότερο, εάν απαιτείται κατανομή τροφοδοσίας διαφορετική από τη συνημιτονοειδή (π.χ. αύξηση αριθμού ταυτόχρονα διεγειρόμενων θυρών). Όμως, με τη μέθοδο σχεδιασμού των ασύμμετρων δικτυωμάτων, η τοπολογία παραμένει αμετάβλητη και η διαδικασία πλήρως επαναλήψιμη. Το μόνο χαρακτηριστικό που μεταβάλλεται είναι ο λόγος διαίρεσης ισχύος των ασύμμετρων συζευκτών, ο οποίος καθορίζεται από την εκάστοτε επιθυμητή κατανομή πλάτους τροφοδοσίας.

Πέρα από αυτά, η χρήση σχετικά μεγάλου αριθμού εμπορικά διαθέσιμων διατάξεων και διατάξεων ελέγχου στο σύστημα διέγερσης πολλαπλών θυρών, συνεισφέρει όχι μόνο στην αύξηση της πολυπλοκότητας, αλλά και του κόστους. Επίσης, η πλήρως παθητική σύνθεση των ασύμμετρων δικτυωμάτων τα καθιστά και αντιστρεπτά. Επιπλέον, με τη χρήση των ασύμμετρων δικτυωμάτων ο αριθμός και ο γωνιακός προσανατολισμός των δεσμών του πίνακα Butler διατηρούνται. Αντίθετα, στη διέγερση πολλαπλών θυρών μειώνεται ο αριθμός των ακτινοβολούμενων δεσμών και ο γωνιακός τομέας, ενώ οι γωνίες προσανατολισμού είναι εν γένει διαφορετικές από αυτές που ορίζει ο πίνακας Butler. Τέλος, το θέμα της υλοποίησης αυθαίρετης κατανομής τροφοδοσίας είναι πολύ κρίσιμο και αποτελεί ίσως το πιο σημαντικό πλεονέκτημα των ασύμμετρων δικτυωμάτων έναντι της τεχνικής της διέγερσης πολλαπλών θυρών (ιδίως στην περίπτωση ζεύγους θυρών).

Έτσι, όλα τα παραπάνω καθιστούν την επιλογή ασύμμετρων δικτυωμάτων ιδανική για την ανάπτυξη συστημάτων ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς και βελτιωμένες δυνατότητες προσανατολισμού της ακτινοβολούμενης δέσμης.

4.3. Σχεδιασμός και Υλοποίηση Ασύμμετρου Πίνακα Butler 4 εισόδων – 4 εξόδων

Ο σχεδιασμός του πίνακα 4x4 βασίσθηκε στις αρχές που αναλύθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους, ενώ το σχηματικό του διάγραμμα απεικονίζεται στο Σχ.4.7(β). Το κύκλωμα του ασύμμετρου δικτυώματος σχεδιάστηκε σε μικροταινιακή μορφή, ικανό να δημιουργήσει μία κατανομή Chebyshev με επίπεδο δευτερευόντων λοβών ίσο με -30dB. Ο κύριος λόγος που επιλέχθηκε κατανομή τύπου Chebyshev είναι το γεγονός ότι προσφέρει το μικρότερο εύρος δέσμης (και την υψηλότερη κατευθυντικότητα) για το ίδιο επίπεδο δευτερευόντων λοβών, σε σύγκριση με όλες τις υπόλοιπες κατανομές [1, 2]. Οι συντελεστές της κατανομής για την περίπτωση μιας συστοιχίας με 4 στοιχεία φαίνονται στον Πίνακα 4.2. Το δικτύωμα σχεδιάστηκε στη ζώνη συχνοτήτων S (*S-band, 2-4GHz*) με κεντρική συχνότητα λειτουργίας ίση με 3GHz. Ως υπόστρωμα χρησιμοποιήθηκε το γνωστό ROGERS 4003C με διηλεκτρική σταθερά ε_r=3.38, πάχος διηλεκτρικού h=0.508mm (20mil) και εφαπτομένη απωλειών tanδ=0.0021 [81].

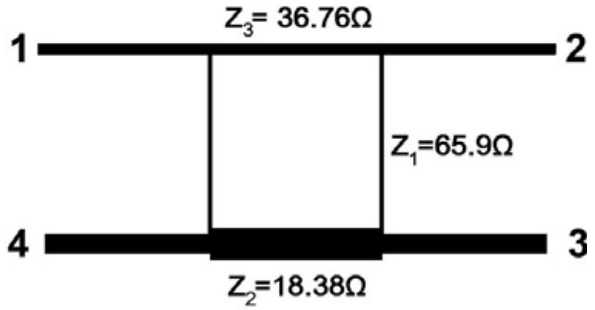
Πίνακας 4.2. Κατανομή πλατών ρευμάτων διέγερσης τύπου Chebyshev για επίτευξη SLL ίσου με -30dB σε μία συστοιχία 4 κεραιών.

	Στοιχείο Συστοιχίας			
	A1	**A2**	**A3**	**A4**
Συντελεστές κατανομής Chebyshev -30dB	0.429	1	1	0.429

Καθώς ο σχεδιασμός του πίνακα εξαρτάται από το σχεδιασμό του ασύμμετρου συζεύκτη, ο οποίος αποτελεί την σημαντικότερη διάταξη του δικτυώματος, θα παρατεθεί αρχικά και εν συντομία ο σχεδιασμός του ίδιου του συζεύκτη.

4.3.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Ασύμμετρου Συζεύκτη

Ο σχεδιασμός του συζεύκτη έγινε με βάση τις (4.6α)-(4.6γ), χρησιμοποιώντας τον απαιτούμενο λόγο διαίρεσης ισχύος που προκύπτει από την κατανομή τροφοδοσίας (Πίνακας 4.2). Σύμφωνα με τους συντελεστές της κατανομής Chebyshev, ο απαιτούμενος λόγος διαίρεσης ισχύος του ασύμμετρου συζεύκτη (k_1^2) είναι ίσος με 5.4:1 (ή περίπου 7.3dB). Έτσι, επιλέγοντας Z_o=20Ω και για k_1=2.33, από τις (4.6α)-(4.6γ) προκύπτουν οι τιμές των χαρακτηριστικών αντιστάσεων των κλάδων Z_1=65.9Ω, Z_2=18.38Ω και Z_3=36.76Ω. Οι τιμές αυτές, βελτιστοποιήθηκαν κατά τη διαδικασία σχεδιασμού και προσομοίωσης με το λογισμικό (ADS), με αποτέλεσμα οι τελικές τιμές να διαφέρουν κατά ένα μικρό ποσοστό από τις θεωρητικές. Το χωρομετρικό διάγραμμα (*layout*) του συζεύκτη φαίνεται στο Σχήμα 4.10. Οι διαστάσεις του είναι περίπου 46mm x 19.5mm. Τα αποτελέσματα της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης (MoM) του συζεύκτη που αφορούν στα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά του φαίνονται στο Σχήμα 4.11.

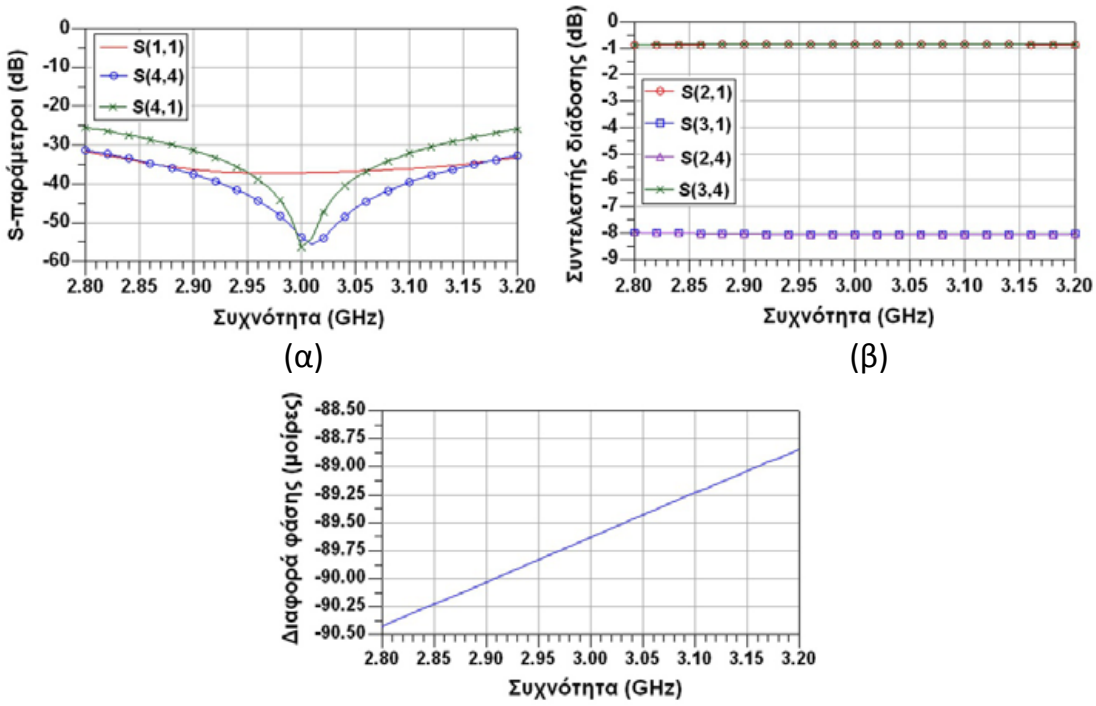


Σχήμα 4.10. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 5.4:1.

Όπως φαίνεται και στο Σχ.4.11, οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών εισόδου είναι ικανοποιητικοί (κάτω από -25dB) σε όλο το εξεταζόμενο εύρος ζώνης. Επίσης, παρατηρείται ότι ο λόγος διαίρεσης ισχύος στις θύρες εξόδου αντιστρέφεται, όταν αλλάζει η θύρα διέγερσης, δηλαδή |S21|=|S34| και |S31=|S24|. Αυτό, όπως αναφέρθηκε, δεν είναι επιθυμητό στο σχεδιασμό ενός πίνακα Butler. Σε ότι αφορά το μέτρο των

συντελεστών διάδοσης, οι θεωρητικές τιμές είναι ίσες με -0.74dB (S21 ή S34) και -8.06dB (S31 ή S24), αντίστοιχα. Οι αντίστοιχες τιμές που προέκυψαν από την προσομοίωση κυμαίνονται από -0.84dB έως -0.87dB (S21) και από -8dB έως -8.09dB (S31). Έτσι, η μέγιστη τιμή των απωλειών είναι ίση με 0.13dB, ενώ ο λόγος διαίρεσης ισχύος ισούται με 5.3:1 (7.24dB) στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας και φτάνει μέχρι το 5.1:1 (7.1dB) στο υπόλοιπο εύρος ζώνης συχνοτήτων. Επίσης, η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου 2 και 3 εμφανίζει μία απόκλιση που φτάνει τις 0.5^{o} γύρω από τις -90^{o}, σε όλο το εύρος ζώνης συχνοτήτων.

Επομένως, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του ασύμμετρου συζεύκτη είναι ικανοποιητικά και το επόμενο βήμα είναι ο σχεδιασμός του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος του Σχ.4.6.



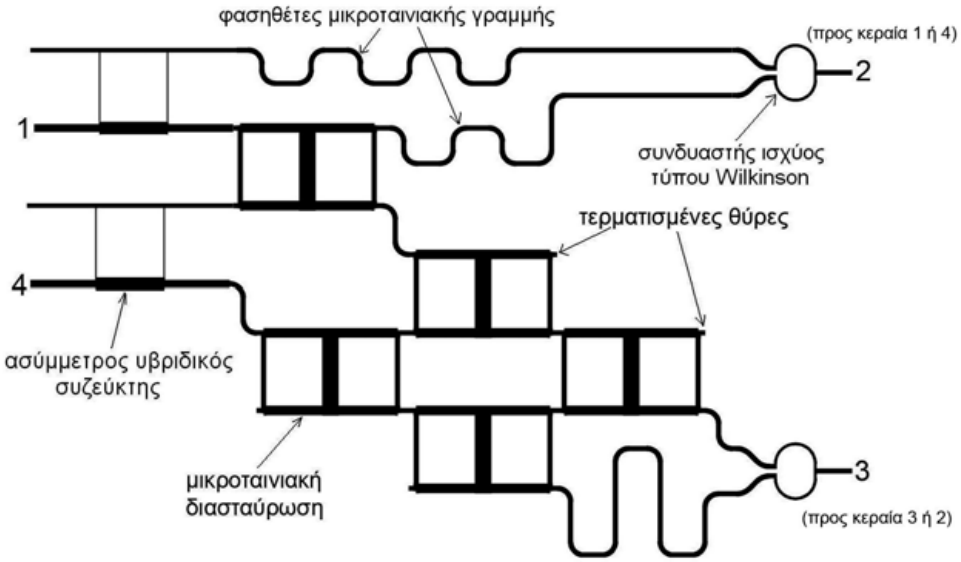
(α) (β)

(γ)

Σχήμα 4.11. Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης (MoM) του ασύμμετρου συζεύκτη του Σχ.4.10. (α) Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές διάδοσης και (γ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1.

4.3.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Κυκλώματος Ασύμμετρης Διαίρεσης Ισχύος

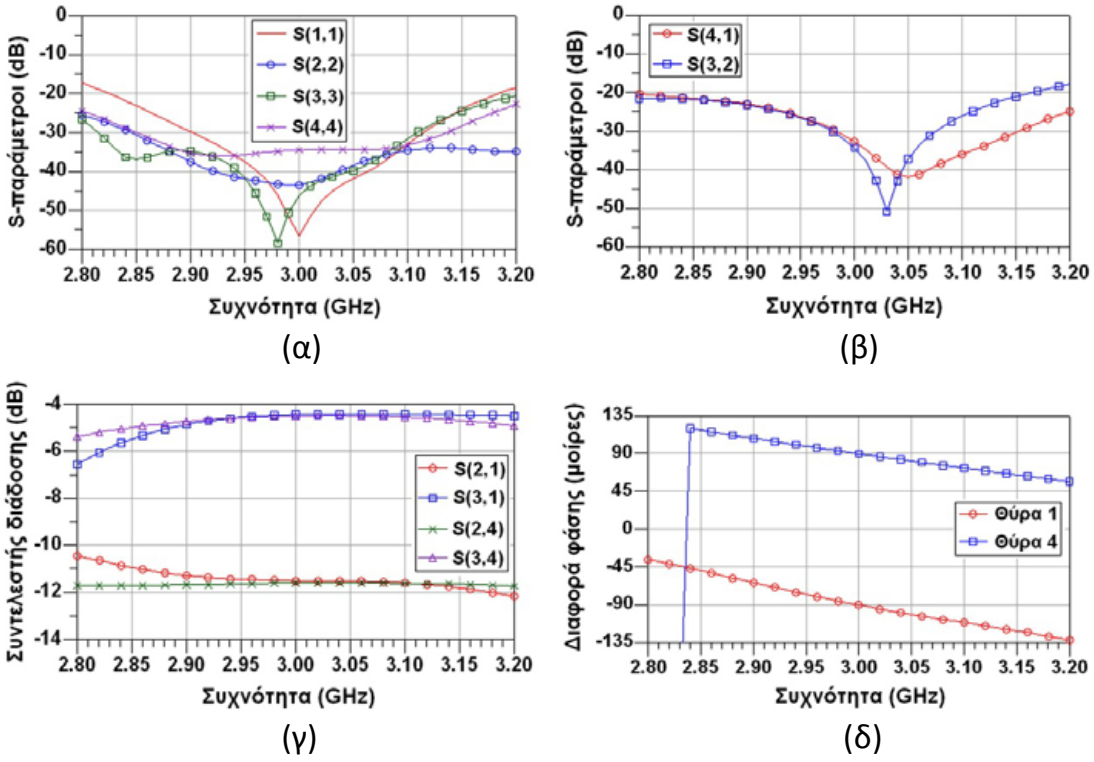
Καθώς η τοπολογία του ασύμμετρου πίνακα Butler βασίζεται στη διάταξη ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος, είναι σημαντικό να παρατεθεί εν συντομία ο σχεδιασμός της. Το χωρομετρικό διάγραμμα (*layout*) του κυκλώματος που σχεδιάστηκε με βάση το σχηματικό διάγραμμα του Σχ.4.6, φαίνεται στο Σχήμα 4.12. Αρχικά, πρέπει να αναφερθεί ότι οι απαιτούμενες διασταυρώσεις γραμμών υλοποιήθηκαν με τη διάταξη της μικροταινιακής διασταύρωσης [71]. Επίσης, οι απαραίτητοι φασηθέτες υλοποιούνται με τμήματα μικροταινιακών γραμμών κατάλληλου ηλεκτρικού μήκους.



Σχήμα 4.12. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος που σχεδιάστηκε, σύμφωνα με το σχηματικό διάγραμμα του Σχ.4.6.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος του Σχ.4.12 φαίνονται στο Σχήμα 4.13. Οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών είναι ικανοποιητικοί, καθώς παραμένουν χαμηλότερα των -20dB σε όλο σχεδόν το εξεταζόμενο εύρος ζώνης. Ειδικά στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας (f_o=3GHz), η τιμή τους είναι κάτω από -30dB. Αυτό που είναι πιο σημαντικό, είναι το μέτρο των συντελεστών διάδοσης (Σχ.4.13(γ)). Όπως

παρατηρεί κανείς, τώρα ο λόγος διαίρεσης ισχύος του κυκλώματος δεν αντιστρέφεται με την αλλαγή της θύρας διέγερσης και έτσι ισχύει ότι |S21|=|S24| και |S31|=|S34|. Αυτό είναι πολύ σημαντικό και επιθυμητό, καθώς όπως αναφέρθηκε, η τοπολογία του ασύμμετρου πίνακα Butler απαιτεί ο λόγος διαίρεσης ισχύος των συζευκτών να μην αντιστρέφεται. Έτσι, για παράδειγμα, πάντα τα κεντρικά στοιχεία της συστοιχίας θα τροφοδοτούνται με ισχυρότερο σήμα από τα ακραία, όπως εν γένει απαιτούν οι ανομοιόμορφες κατανομές.



Σχήμα 4.13. Αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος του Σχ.4.12. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών 1 και 4.

Πιο συγκεκριμένα, το μέτρο των συντελεστών διάδοσης αναμένεται αρχικά να εμφανίζει απώλειες της τάξης των 3dB, εξαιτίας της ύπαρξης των συνδυαστών Wilkinson. Επίσης, η ύπαρξη των μικροταινιακών

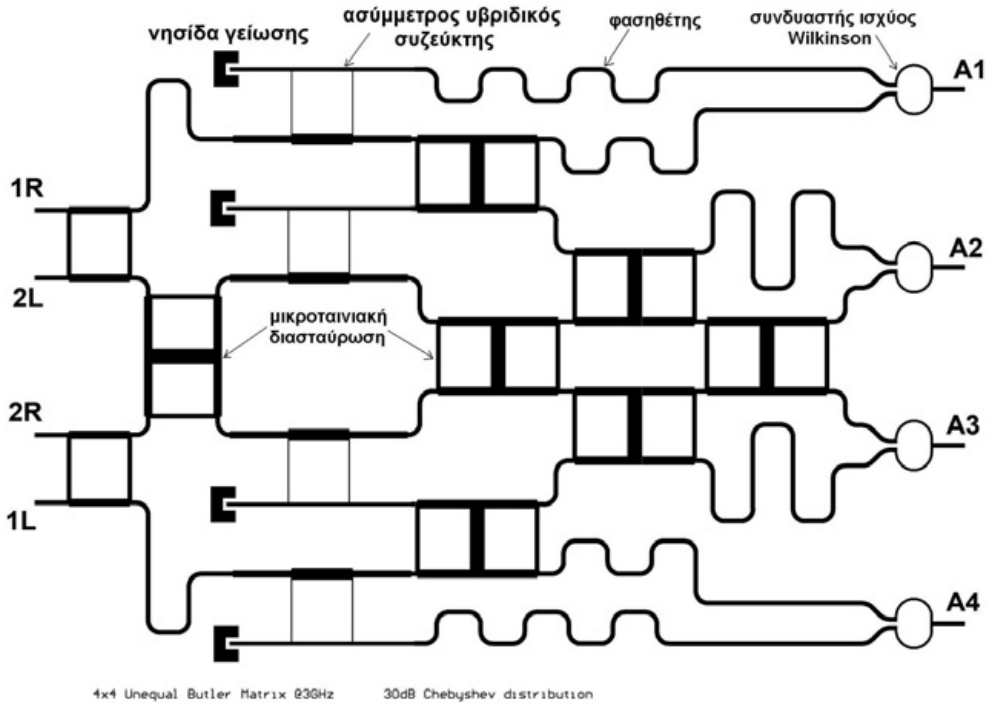
διασταυρώσεων και των φασηθετών αναμένεται να αυξήσει επιπλέον τις συνολικές απώλειες του κυκλώματος. Υπενθυμίζεται ότι οι ιδανικές τιμές σύζευξης ισχύος του ασύμμετρου συζεύκτη είναι ίσες με -0.74dB και -8.06dB, ενώ οι προσομοιούμενες κυμάνθηκαν από -0.84dB έως -0.87dB και από -8dB έως -8.9dB, αντίστοιχα. Κατά συνέπεια, αναμένεται οι αντίστοιχες τιμές να κυμαίνονται από -3.84dB έως -3.87dB και από -11dB έως -11.9dB. Όμως, οι τιμές που προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος (και για τις δύο θύρες εισόδου 1 και 4), κυμαίνονται από -4.3dB έως -6.84dB με μία μέση τιμή ίση με -4.5dB και από -10.5dB έως -12.2dB με μία μέση τιμή ίση με -11.5dB. Έτσι, η μέση τιμή των απωλειών είναι ίση με 0.65dB περίπου, ενώ η μέγιστη φτάνει τα 2.9dB (στο κατώτερο άκρο του εύρους ζώνης). Αντίστοιχα, η μέση τιμή του λόγου διαίρεσης ισχύος είναι ίση με 5:1 (7dB). Τέλος, η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου διατηρείται στις -90^{o}, όμως μόνο για την κεντρική συχνότητα λειτουργίας, μειώνοντας έτσι ουσιαστικά το εύρος ζώνης της διάταξης. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην ύπαρξη των μικροταινιακών διασταυρώσεων.

Σε γενικές γραμμές, η λειτουργία του κυκλώματος είναι ικανοποιητική, ειδικά στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Έτσι, απομένει ο σχεδιασμός ολόκληρου του ασύμμετρου πίνακα, ο οποίος παρατίθεται στην επόμενη ενότητα.

4.3.3. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Πίνακα

Το χωρομετρικό διάγραμμα (*layout*) του κυκλώματος φαίνεται στο Σχήμα 4.14. Οι διαστάσεις του είναι 258mm x 145mm. Φαίνονται οι θέσεις των ασύμμετρων υβριδικών συζευκτών, καθώς και οι νησίδες γείωσης που απαιτούνται για τον τερματισμό της απομονωμένης θύρας τους. Σε ότι αφορά τις διασταυρώσεις γραμμών, αυτές υλοποιούνται με τις γνωστές μικροταινιακές διασταυρώσεις. Είναι ξεκάθαρο ότι αυξάνουν την

πολυπλοκότητα του κυκλώματος, είναι όμως απαραίτητες, προκειμένου να διατηρηθεί η επίπεδη υλοποίηση και η απλότητα της κατασκευής.

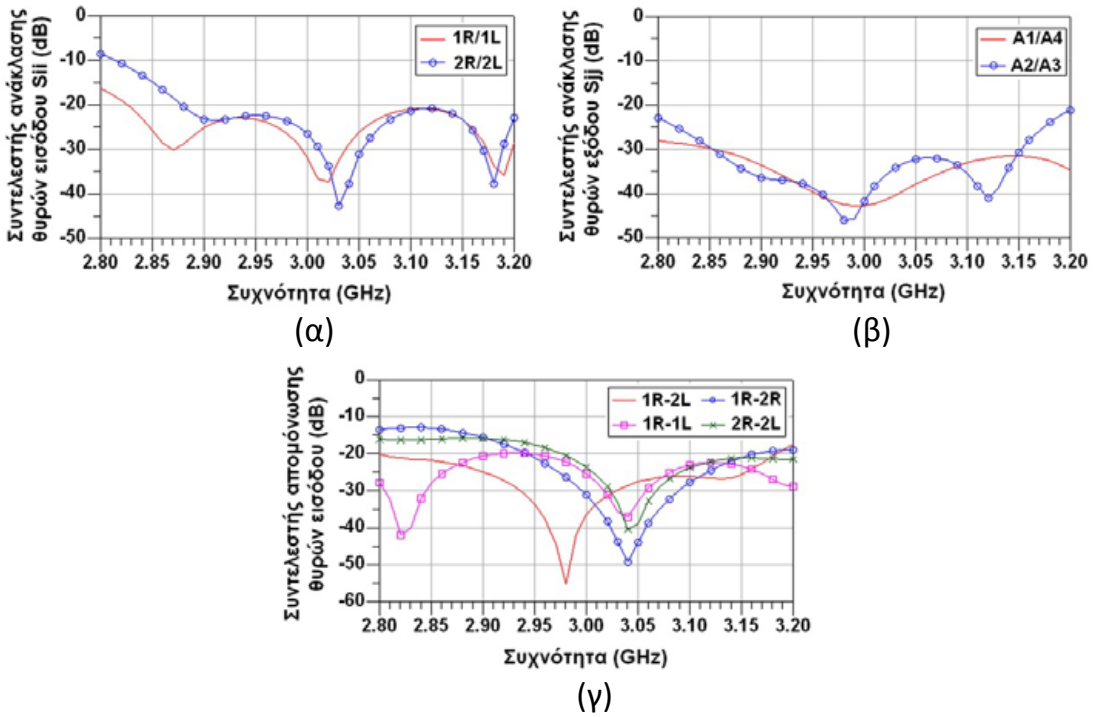


Σχήμα 4.14. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε, για τη δημιουργία κατανομής Chebyshev -30dB.

Το Σχήμα 4.15 απεικονίζει τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών εισόδου και εξόδου (S-παράμετροι), όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος. Τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά, καθώς οι συντελεστές παραμένουν χαμηλότερα των -20dB στην κεντρική συχνότητα των 3GHz και επιπλέον διατηρούνται κάτω από τα -15dB σε ένα εύρος ζώνης που φτάνει τα 200MHz περίπου γύρω από αυτήν (2.9-3.1GHz).

Το Σχήμα 4.16 απεικονίζει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών). Οι θεωρητικές τιμές που ορίζονται από την κατανομή Chebyshev είναι περίπου -6.8dB για τα κεντρικά στοιχεία (A2, A3) και -14.1dB για τα ακραία στοιχεία (A1, A4) της συστοιχίας, δίνοντας έτσι μία διαφορά ίση με 7.3dB. Τα αποτελέσματα στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας έδωσαν μία μέση τιμή περίπου ίση με -7.8dB για τα κεντρικά

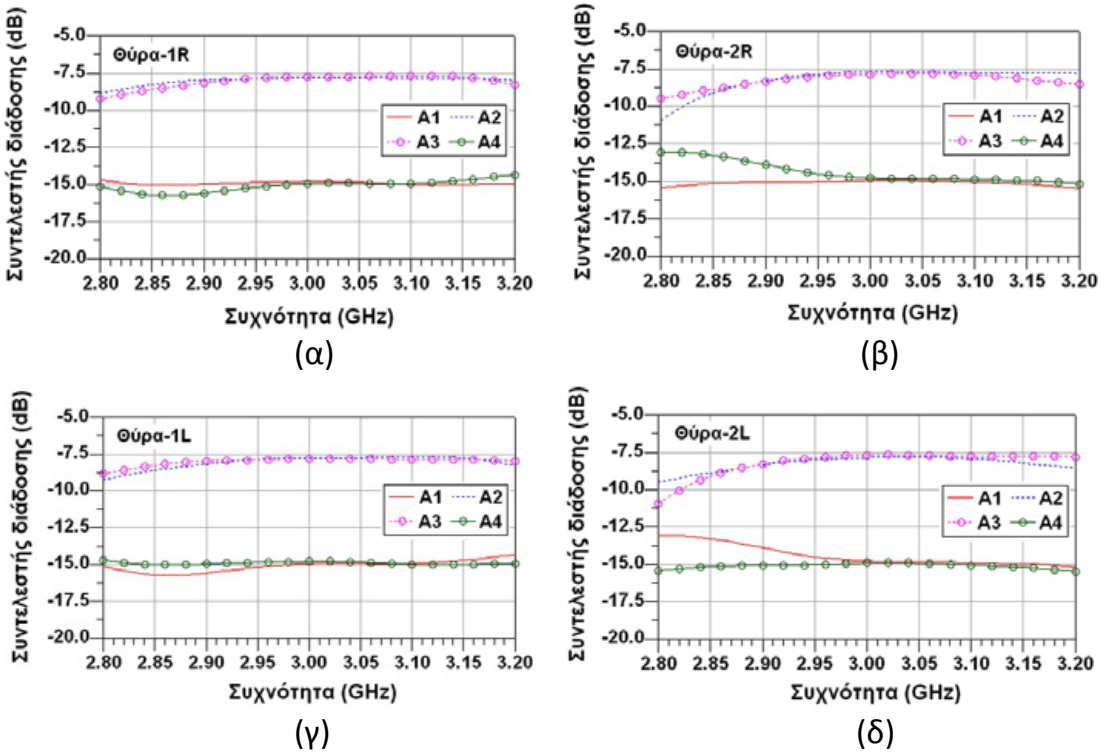
στοιχεία και -14.9dB για τα ακραία στοιχεία (οι μέγιστες απώλειες φτάνουν το 1dB). Η διαφορά φτάνει τα 7.1dB, δίνοντας ένα λόγο διαίρεσης ισχύος ίσο με 5.13:1, έναντι του επιθυμητού που είναι ίσος με 5.4:1. Η απόκλιση από τον επιθυμητό λόγο διαίρεσης ισχύος είναι ίση με 5%. Τα αποτελέσματα θεωρούνται ικανοποιητικά και διατηρούνται στο εύρος ζώνης 2.9-3.1GHz για όλες τις θύρες εισόδου, ενώ ειδικά για τις θύρες 1R και 1L διατηρούνται από 2.8GHz έως 3.2GHz.



Σχήμα 4.15. Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος του Σχ.4.14. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου.

Αντίστοιχα, στο Σχήμα 4.17 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τις διαφορές φάσης που δημιουργούνται μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (κεραιών) του πίνακα, ενώ ο Πίνακας 4.3 παραθέτει τις τιμές των διαφορών φάσης στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας των 3GHz. Οι αποκλίσεις των τιμών του Πίνακα 4.3 από τις αντίστοιχες θεωρητικές είναι

μικρότερες του 1% και δεν αναμένεται να επηρεάσουν τα διαγράμματα ακτινοβολίας της συστοιχίας. Τέλος, ο Πίνακας 4.4 παραθέτει την κατανομή τροφοδοσίας, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του δικτυώματος, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz.



(α) (β)

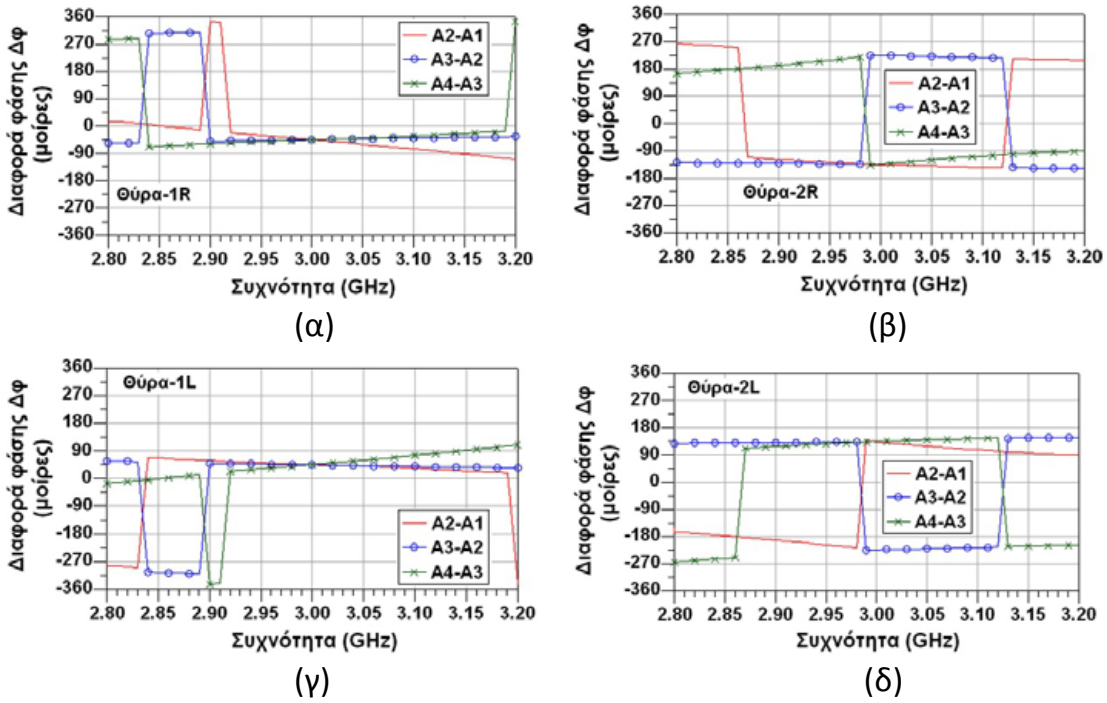
(γ) (δ)

Σχήμα 4.16. Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.14. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Διαγράμματα Ακτινοβολίας

Τα δεδομένα των συντελεστών διάδοσης χρησιμοποιήθηκαν ως συντελεστές της κατανομής τροφοδοσίας (Πίνακας 4.4) μιας γραμμικής συστοιχίας 4 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση (d) ίση με μισό μήκος κύματος ελευθέρου χώρου ($\lambda_o/2$). Αρχικά, στο Σχήμα 4.18 απεικονίζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας που παράγονται από ένα συμβατικό πίνακα Butler ομοιόμορφης κατανομής, χρησιμοποιώντας ιδανικούς συντελεστές διέγερσης. Τα διαγράμματα

ακτινοβολίας που προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου δικτυώματος απεικονίζονται στο Σχήμα 4.19(β), ενώ στο Σχήμα 4.19(α) δίνονται, προς σύγκριση, τα αντίστοιχα διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν από τους θεωρητικούς συντελεστές της κατανομής τροφοδοσίας.



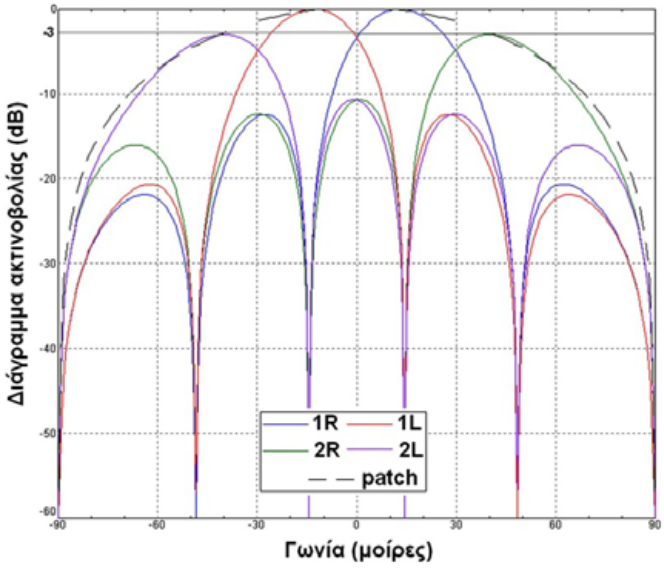
Σχήμα 4.17. Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των στοιχείων της συστοιχίας, που δημιουργείται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.14. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Πίνακας 4.3. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4.

	Διαφορά φάσης Δφ (°)			
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**
1R	*-45*	-45.5	-44.5	-45.4
2R	*-135*	-134.8	-135.3	-134.4
1L	*+45*	+45.4	+44.5	+45.5
2L	*+135*	+134.4	+135.3	+134.8

Πίνακας 4.4. Κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα f_o=3GHz.

		Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου			
	Στοιχείο Συστοιχίας	**1R** ***(Δφ=-45°)***	**2R** ***(Δφ=-135°)***	**1L** ***(Δφ=45°)***	**2L** ***(Δφ=135°)***
ΚΑΤΑΝΟΜΗ	**A1** ***(0.429)***	0.446	0.435	0.438	0.443
		118.1^o	72.3^o	-17.3^o	27.8^o
	A2 ***(1)***	0.992	1	1	0.977
		72.6^o	-62.5^o	28.1^o	162.2^o
	A3 ***(1)***	1	0.977	0.992	1
		28.1^o	162.2^o	72.6^o	-62.5^o
	A4 ***(0.429)***	0.438	0.443	0.446	0.435
		-17.3^o	27.8^o	118.1^o	72.3^o



Σχήμα 4.18. Ιδανικά διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από ένα συμβατικό πίνακα Butler 4x4 ομοιόμορφης κατανομής, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz.

Όπως φαίνεται από το Σχ.4.19(β) και συγκρίνοντας με το Σχ.4.19(α), η αρχή του σχεδιασμού ενός δικτυώματος χαμηλών δευτερευόντων λοβών επιβεβαιώνεται. Οι κεντρικές δέσμες 1R και 1L (Σχ.4.19(β)) έχουν ένα επίπεδο δευτερευόντων λοβών λίγο χαμηλότερο από -30dB, ενώ για τις ακραίες δέσμες 2R και 2L η τιμή αυτή φτάνει τα -25dB περίπου (ως προς το μέγιστο της δέσμης που είναι στα -3dB), λόγω της επίδρασης του διαγράμματος ακτινοβολίας της μικροταινιακής κεραίας. Επίσης, οι γωνίες μεγίστου (±12.5°

και ±37.5^{o}), πλευρικών λοβών και μηδενισμών διατηρούνται εν γένει, ενώ οι μηδενισμοί έχουν αμβλυνθεί στο Σχ.4.19(β). Ακόμη, το επίπεδο του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών είναι ίσο με -2dB περίπου (ως προς τη στάθμη του μεγίστου). Επιπλέον, η κατευθυντικότητα κυμαίνεται στα ίδια πλαίσια και είναι ίση με 11.7dB για τις κεντρικές δέσμες και 10.3dB για τις ακραίες, ενώ διατηρείται και το εύρος των δεσμών, από 30.5^{o} για τις κεντρικές έως 38^{o} για τις ακραίες. Τέλος, η ορθογωνιότητα καταργείται για τις διαδοχικές δέσμες, λόγω της κατανομής. Για τις μη διαδοχικές δέσμες, σχεδόν διατηρείται, εξαιτίας και της επίδρασης του διαγράμματος ακτινοβολίας του στοιχείου στον παράγοντα συστοιχίας.

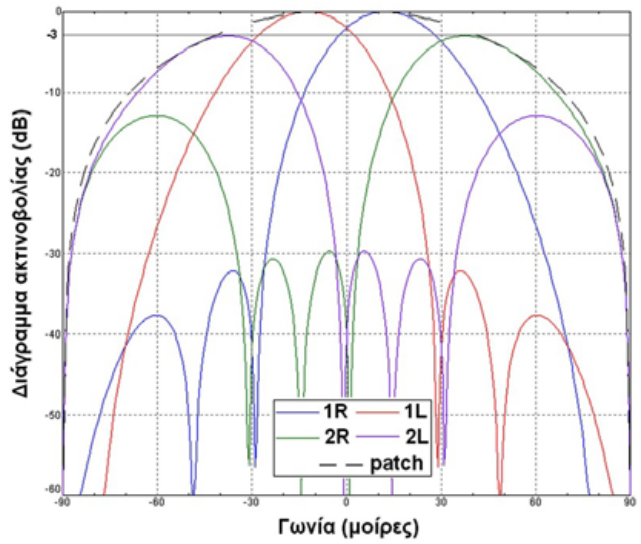
Οι αντίστοιχες τιμές για τα (ορθογώνια) διαγράμματα ακτινοβολίας που δημιουργούνται από ένα συμβατικό πίνακα Butler ομοιόμορφης κατανομής (SLL=-13dB) είναι 12.3dB και 10.9dB για την κατευθυντικότητα, -3.9dB για το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών, καθώς και 25.6^{o} έως 29^{o} για το εύρος των δεσμών, αντίστοιχα. Επιπρόσθετα, η βελτίωση στο επίπεδο των πλευρικών λοβών είναι σημαντική, καθώς κυμαίνεται από σχεδόν 20dB για τις κεντρικές δέσμες έως 16dB περίπου για τις ακραίες.

Εξουδετέρωση Παρασιτικού Κύριου Λοβού

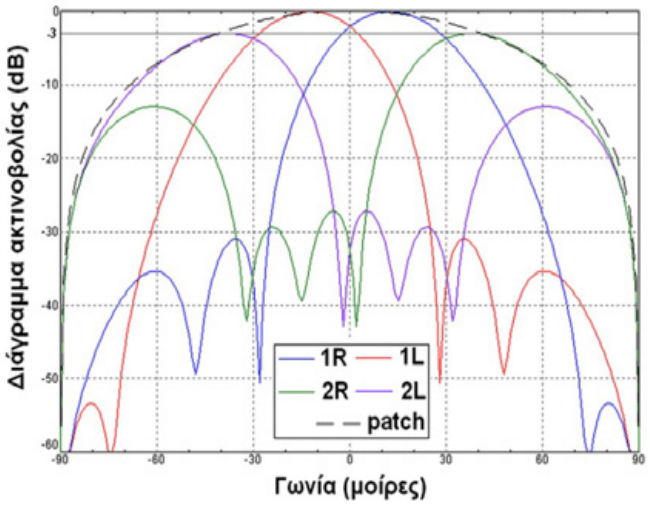
Το μειονέκτημα που παρουσιάζουν τα διαγράμματα ακτινοβολίας του Σχ. 4.19, είναι ο σχετικά ισχυρός παρασιτικός κύριος λοβός (“grating lobe”) των ακραίων δεσμών, το επίπεδο του οποίου φτάνει τα -10dB, ως προς το μέγιστο της δέσμης. Ένας απλός και αποτελεσματικός τρόπος για να μειωθεί το επίπεδό του, είναι να μειωθεί η απόσταση μεταξύ των στοιχείων της συστοιχίας.

Επίσης, μία καλή τακτική στην προσπάθεια μείωσης του επιπέδου του “grating lobe” είναι η στάθμη του να γίνει ίση με το επίπεδο του ισχυρότερου πλευρικού λοβού. Η βέλτιστη απόσταση που επιτυγχάνει αυτή τη συνθήκη

εξαρτάται από τη γωνία προσανατολισμού της δέσμης, την κατανομή τροφοδοσίας, το διάγραμμα ακτινοβολίας του απλού στοιχείου κ.ά.



(α)

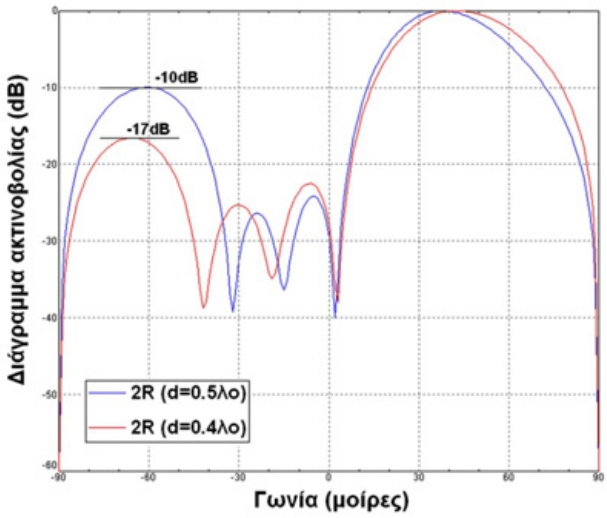


(β)

Σχήμα 4.19. Διαγράμματα ακτινοβολίας μίας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με $\lambda_o/2$. (α) Χρησιμοποιώντας τους θεωρητικούς συντελεστές διέγερσης, (β) Χρησιμοποιώντας τους συντελεστές διέγερσης που προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος.

Όμως, η μείωση της απόστασης της στοιχείων οδηγεί παράλληλα και σε αύξηση του εύρους της δέσμης, επομένως χρειάζεται να γίνει ένας

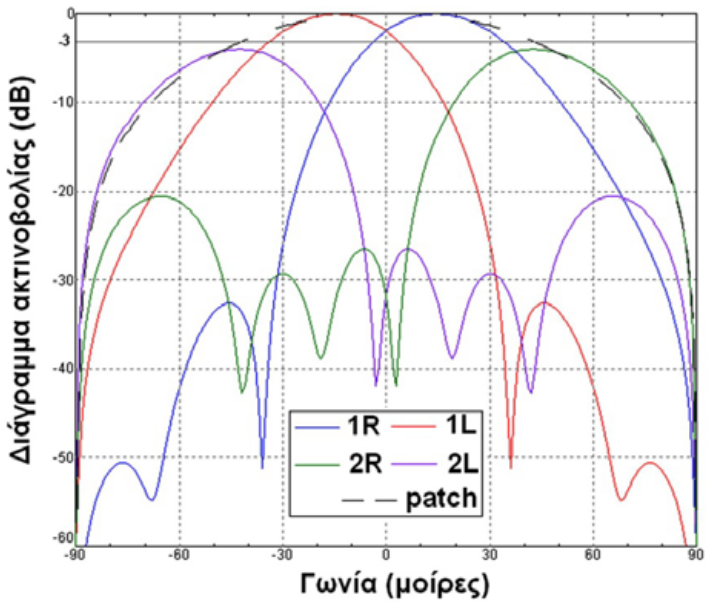
συγκερασμός μεταξύ των δύο χαρακτηριστικών. Έτσι, μετά από δοκιμές, βρέθηκε ότι για τιμή της απόστασης των στοιχείων ίση με $0.4\lambda_o$ (f_o=3GHz), το επίπεδο του "grating lobe" μειώνεται σημαντικά, ενώ παράλληλα δεν σημειώνεται σημαντική αύξηση στο εύρος των δεσμών. Επίσης, εμφανίζεται μία πολύ μικρή μετατόπιση της γωνιακής κατεύθυνσης των δεσμών, ως αποτέλεσμα και αυτή της μεταβολής της απόστασης των στοιχείων. Ένα παράδειγμα που απεικονίζει συγκριτικά τα παραπάνω φαίνεται στο Σχήμα 4.20, για τη δέσμη 2R. Όπως φαίνεται, το επίπεδο του "grating lobe" για $d=0.4\lambda_o$ έχει μειωθεί κατά 7dB, από -10dB σε -17dB, με μία σχετικά μικρή αύξηση στο επίπεδο των δευτερευόντων λοβών (περίπου 2dB), το οποίο όμως παραμένει χαμηλότερο από -20dB, ενώ υπάρχει εν γένει και μία μικρή μετατόπιση του μεγίστου των δεσμών κατά 2^o-5^o.



Σχήμα 4.20. Μείωση του επιπέδου του "grating lobe" της δέσμης 2R μέσω της μείωσης της απόστασης των στοιχείων της συστοιχίας.

Στο Σχήμα 4.21 απεικονίζονται συνολικά και οι 4 ακτινοβολούμενες δέσμες, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση της συστοιχίας, με απόσταση μεταξύ των στοιχείων ίση με $0.4\lambda_o$. Αξίζει να σημειωθεί ότι λόγω της μετατόπισης του μεγίστου των δεσμών κατά 2^o-5^o, οι συγκεκριμένες δέσμες εμφανίζουν τώρα μία πτώση κατά 4dB, έναντι 3dB (Σχ.4.19). Γενικά, οι γωνίες μεγίστου μετατοπίζονται τώρα στις $\pm14.5^o$ και $\pm42.5^o$. Επίσης, το εύρος

δέσμης αυξάνεται, ιδιαίτερα για τις κεντρικές δέσμες (κατά 23%) και φτάνει τις 37^{o}, ενώ παράλληλα μειώνεται η κατευθυντικότητα και φτάνει τα 10.7dB, για όλες τις δέσμες. Τέλος, το επίπεδο του σημείου τομής διαδοχικών δεσμών (CL) παραμένει ίσο με -2dB, ενώ για την ορθογωνιότητα των δεσμών ισχύει ότι και στην προηγούμενη περίπτωση.



Σχήμα 4.21. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με 0.4λ_o.

Εφαρμογή της Τεχνικής της Ολίσθησης της Ακολουθίας Φάσης

Γενικά, τα αποτελέσματα σχεδιασμού και προσομοίωσης του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 είναι ικανοποιητικά. Επιπλέον όμως, μπορεί να εφαρμοστεί και η τεχνική της ολίσθησης της ακολουθίας φάσης, όπως έχει περιγραφεί στο Κεφάλαιο 2, χρησιμοποιώντας τα γνωστά κυκλώματα των μεταγόμενων φασηθετών, ώστε να αυξηθεί ο αριθμός των ακτινοβολούμενων δεσμών. Για τη μοντελοποίηση των κυκλωμάτων χρησιμοποιήθηκαν αρχεία μετρήσεων S-παραμέτρων εμπορικά διαθέσιμων MMIC διακοπτών σε μορφή chip [92].

Ο Πίνακας 4.5 παραθέτει την κατανομή τροφοδοσίας της συστοιχίας που προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler,

εφαρμόζοντας και την τεχνική της ολίσθησης της ακολουθίας φάσης. Οι αντίστοιχες θεωρητικές τιμές για το πλάτος και τη διαφορά φάσης των σημάτων τροφοδοσίας φαίνονται στις παρενθέσεις. Οι ακολουθίες φάσης των νέων δεσμών υπολογίζονται από τη (2.20) ίσες με 0^o και $\pm 90^o$, αντίστοιχα. Οι τιμές των πρόσθετων φασηθετών σε κάθε θύρα εξόδου προσδιορίζονται από τη (2.21) ως $\Phi_1=0^o$, $\Phi_2=-45^o$, $\Phi_3=-90^o$ και $\Phi_4=-135^o$, αντίστοιχα.

Επίσης, το Σχήμα 4.22 παρουσιάζει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπως προέκυψαν από τα δεδομένα του Πίνακα 4.5. Η απόσταση των στοιχείων (d) έχει οριστεί ίση με $0.4\lambda_o$, με βάση την ανάλυση που προαναφέρθηκε. Όπως φαίνεται, επιπλέον των τεσσάρων αρχικών δεσμών, δημιουργούνται άλλες τρεις, ανεβάζοντας το συνολικό αριθμό σε επτά, ενώ το επίπεδο του σημείου τομής διαδοχικών δεσμών φτάνει το -0.5dB.

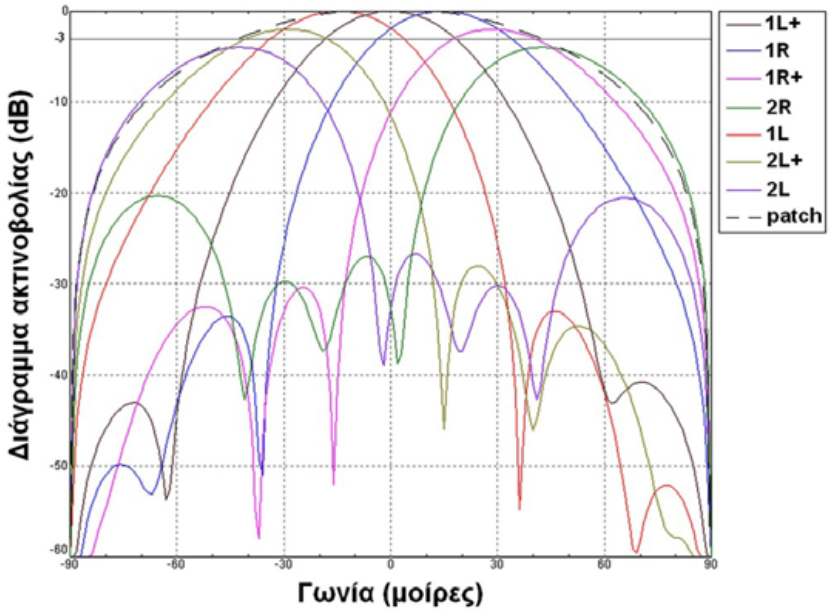
Πίνακας 4.5. Κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, συμπεριλαμβάνοντας κυκλώματα μεταγόμενων φασηθετών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα f_o=3GHz.

		Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου						
	Στοιχείο Συστοιχίας	**1L+** ***(Δφ=0°)***	**1R** ***(Δφ=-45°)***	**1R+** ***(Δφ=-90°)***	**2R** ***(Δφ=-135°)***	**1L** ***(Δφ=45°)***	**2L+** ***(Δφ=90°)***	**2L** ***(Δφ=135°)***
ΚΑΤΑΝΟΜΗ	**A1** ***(0.429)***	0.449	0.44	0.452	0.427	0.435	0.457	0.436
		-161.3^o	-26^o	-26^o	-71.9^o	-161.5^o	-116.4^o	-116.2^o
	A2 ***(1)***	1	0.99	1	1	1	1	0.973
		-162.3^o	-71.5^o	-117.5^o	153.3^o	-116.2^o	-27.9^o	18^o
	A3 ***(1)***	0.963	1	0.981	0.973	1	1	1
		-161.8^o	-116.3^o	153.6^o	17.8^o	-71.7^o	63.1^o	153.1^o
	A4 ***(0.429)***	0.439	0.431	0.434	0.436	0.44	0.438	0.427
		-160.5^o	-162.5^o	64.6^o	-117.1^o	-26.9^o	153.9^o	-72.9^o

Απόδοση του Δικτυώματος

Το τελευταίο θέμα σχετίζεται με την απόδοση του δικτυώματος. Με βάση τον ορισμό της μέγιστης δυνατής απόδοσης, που χρησιμοποιεί την κατανομή ισχύος [65], η μέγιστη δυνατή απόδοση της κατανομής Chebyshev -30dB φτάνει το 59.2%. Όμως, η τιμή αυτή δεν ανταποκρίνεται στην πραγματικότητα λόγω της ύπαρξης των συνδυαστών ισχύος τύπου Wilkinson στο κύκλωμα.

Συγκεκριμένα, όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι θύρες εισόδου του συνδυαστή λειτουργούν μία κάθε φορά, συνδυάζοντας σήματα από διαφορετικές θύρες διέγερσης που κατευθύνονται προς την ίδια κεραία. Όμως, με την εμφάνιση ισχύος στον ένα μόνο κλάδο του συνδυαστή, δημιουργείται διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο κλάδων, με αποτέλεσμα τη διαρροή ρεύματος στον εγκάρσιο κλάδο της αντίστασης. Έτσι, η ισχύς που διαρρέει τον εγκάρσιο κλάδο καταναλώνεται πάνω στην ωμική αντίσταση. Το ποσοστό αυτό της ισχύος ισούται με το μισό (-3dB) της ισχύος που εισέρχεται σε μία από τις θύρες εισόδου κάθε φορά. Κατά συνέπεια, το δικτύωμα εμφανίζει ελάχιστες απώλειες που φτάνουν το μισό (-3dB) της ισχύος εισόδου από την εκάστοτε θύρα διέγερσης.



Σχήμα 4.22. Διαγράμματα ακτινοβολίας μίας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4, χρησιμοποιώντας την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με $0.4\lambda_o$.

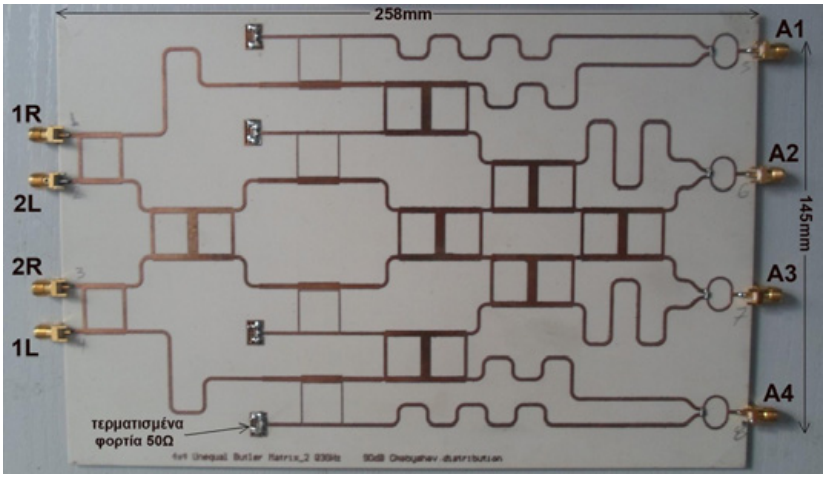
Επομένως, η πραγματική μέγιστη δυνατή απόδοση φτάνει το 50%. Αυτό επιβεβαιώνεται και από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του

δικτυώματος (S-παράμετροι), χρησιμοποιώντας ιδανικά στοιχεία, χωρίς απώλειες και παρασιτικά φαινόμενα. Εν τέλει, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που παρουσιάστηκαν παραπάνω, τα οποία περιλαμβάνουν όλες τις απώλειες του μετάλλου, του διηλεκτρικού, πιθανά παρασιτικά φαινόμενα, αλλά και τις απώλειες του συνδυαστή ισχύος, δίνουν μία μέση τιμή απόδοσης, για όλες τις περιπτώσεις διέγερσης θυρών εισόδου, ίση με 40%.

Συνοψίζοντας, μετά την ολοκλήρωση του σχεδιασμού του πίνακα, επόμενο βήμα είναι η κατασκευή και οι μετρήσεις.

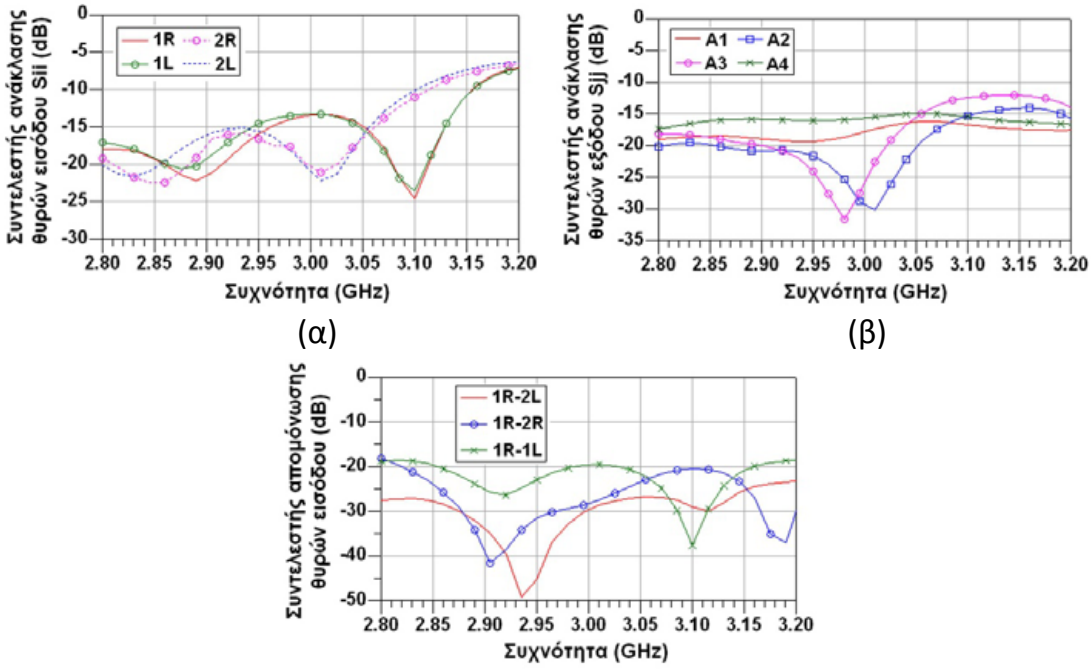
4.3.4. Κατασκευή και Μετρήσεις

Το μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του πρωτότυπου ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4, όπως κατασκευάστηκε, φαίνεται στο Σχήμα 4.23. Είναι χαρακτηριστικές οι νησίδες γείωσης που χρησιμοποιούνται για τον τερματισμό των απομονωμένων θυρών των ασύμμετρων συζευκτών. Τα φορτία που χρησιμοποιήθηκαν είναι chip διατάξεις επιφανειακής στήριξης (*Surface Mount Device, SMD*). Για λόγους ακρίβειας και κυρίως συμμετρίας, χρησιμοποιήθηκαν δύο αντιστάσεις των 100Ω συνδεδεμένες παράλληλα, αντί μίας των 50Ω.



Σχήμα 4.23. Μικροταινιακή πλακέτα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4, όπως κατασκευάστηκε.

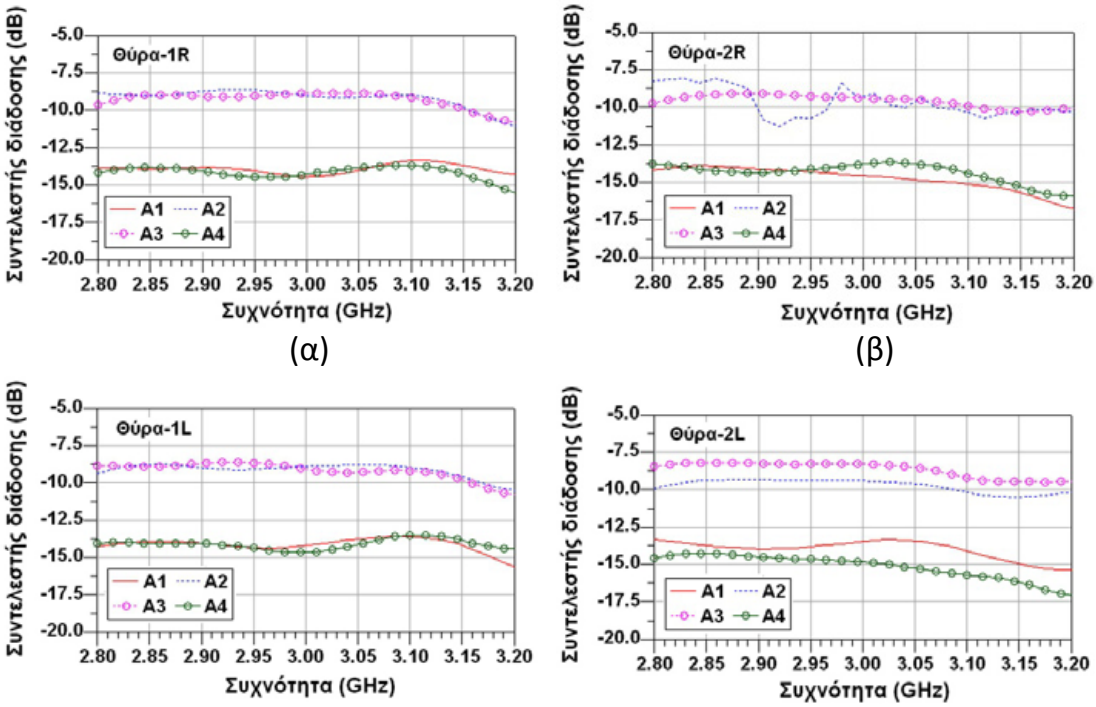
Το Σχήμα 4.24 απεικονίζει τα αποτελέσματα των μετρήσεων (S-παράμετροι) για τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών εισόδου και εξόδου. Τα αποτελέσματα του Σχ. 4.24 είναι ικανοποιητικά. Οι συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου διατηρούνται κάτω από -10dB για το μεγαλύτερο τμήμα του εύρους ζώνης, ενώ στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας είναι κάτω από -13dB. Αντίστοιχα, οι συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου είναι χαμηλότερα από -12dB, ενώ η απομόνωση των θυρών εισόδου παραμένει κάτω από τα -20dB σε όλο σχεδόν το εύρος ζώνης.



Σχήμα 4.24. Αποτελέσματα μετρήσεων των συντελεστών ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών εισόδου και εξόδου του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.23. (α) Συντελεστές ανάκλασης εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου.

Στο Σχήμα 4.25 φαίνονται τα αποτελέσματα για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης, από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου του πίνακα. Όπως φαίνεται, οι μετρήσεις επιβεβαιώνουν το γεγονός ότι τα κεντρικά στοιχεία (A2,A3) της συστοιχίας τροφοδοτούνται ισχυρότερα από τα ακραία (A1,A4). Παρόλο που το κύκλωμα εμφανίζει κάποιες απώλειες, όπως είναι φυσικό και

αναμενόμενο, ο λόγος της ισχύος τροφοδοσίας μεταξύ κεντρικών και ακραίων στοιχείων διατηρείται σε ικανοποιητικά επίπεδα. Υπενθυμίζεται ότι οι ιδανικές τιμές για τους συντελεστές διάδοσης είναι -6.8dB και -14.1dB, αντίστοιχα. Η μέση τιμή των μετρούμενων συντελεστών διάδοσης στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας είναι ίση με -9dB και -14.3dB, αντίστοιχα. Οι απώλειες ως προς τις ιδανικές τιμές κυμαίνονται από 1.5-2.5dB περίπου για τα κεντρικά στοιχεία και από 0.3-0.7dB για τα ακραία. Αντίθετα, ως προς τις αντίστοιχες τιμές της προσομοίωσης, οι απώλειες φτάνουν το 1.2dB, κυρίως για τα κεντρικά στοιχεία.



Σχήμα 4.25. Αποτελέσματα μετρήσεων για το μέτρο του συντελεστή διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.23. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Έτσι, το μέσο κλάσμα ισχύος μεταξύ κεντρικών και ακραίων στοιχείων για ένα εύρος ζώνης περίπου 100MHz γύρω από την κεντρική συχνότητα (2.95-3.05GHz) είναι περίπου 3.4:1 ή 5.3dB. Οι θεωρητικές τιμές είναι 5.4:1 και

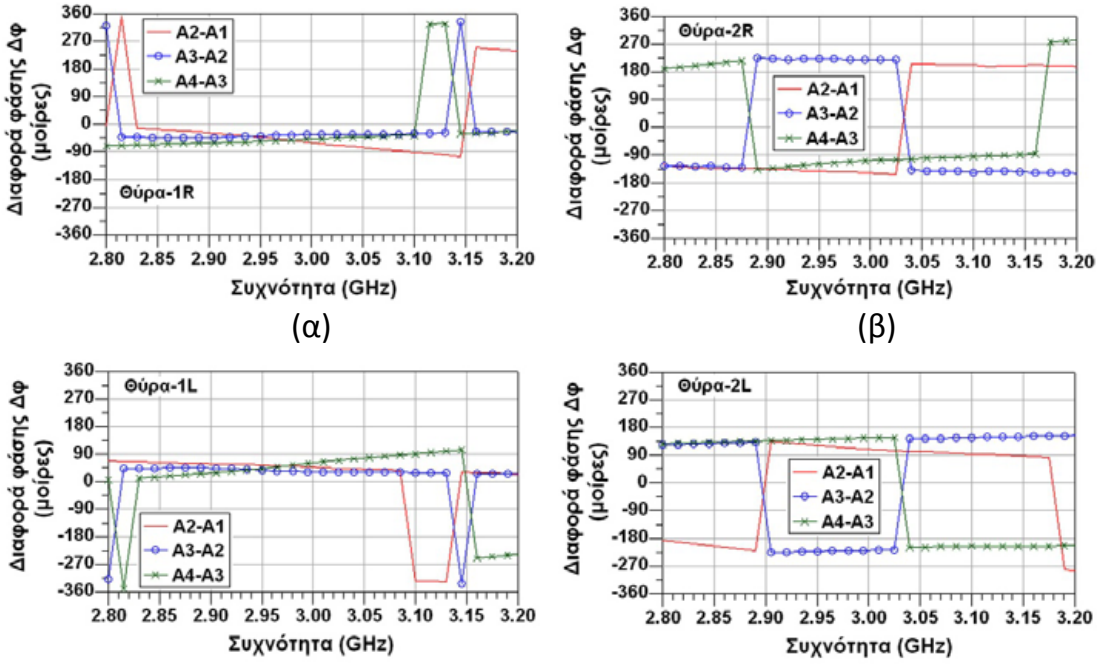
7.3dB, ενώ τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδωσαν τιμές ίσες με 5.13:1 και 7.1dB, αντίστοιχα. Η απόκλιση στην τιμή του λόγου διαίρεσης ισχύος από την επιθυμητή τιμή φτάνει το 37% και ως προς τα αποτελέσματα της προσομοίωσης το 33.7%. Παρόλα αυτά, η ανομοιόμορφη τροφοδοσία πλάτους της συστοιχίας διατηρείται και αναμένεται να μελετηθούν οι επιπτώσεις των αποκλίσεων στα διαγράμματα ακτινοβολίας.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η μείωση αυτή του λόγου διαίρεσης ισχύος οφείλεται στο γεγονός ότι οι απώλειες του κυκλώματος είναι μεγαλύτερες για τα κεντρικά στοιχεία, λόγω της ύπαρξης των μικροταινιακών διασταυρώσεων στις διαδρομές που οδηγούν προς αυτά. Ένας τρόπος αντιμετώπισης του προβλήματος είναι η εισαγωγή πρόσθετων απωλειών στις διαδρομές που οδηγούν στις ακραίες κεραίες. Αυτό μπορεί να γίνει αυξάνοντας το φυσικό μήκος των αντίστοιχων μικροταινιακών γραμμών, διατηρώντας όμως το ηλεκτρικό τους μήκος. Επίσης, μπορούν να εισαχθούν μικροταινιακές διασταυρώσεις στις αντίστοιχες διαδρομές χαμηλών απωλειών, η επιλογή όμως αυτή αυξάνει την πολυπλοκότητα του κυκλώματος. Σε κάθε περίπτωση, γίνεται ξεκάθαρη η επίπτωση των μικροταινιακών διασταυρώσεων, οι οποίες όμως δεν παύουν να είναι απαραίτητες.

Το Σχήμα 4.26 απεικονίζει τα αποτελέσματα των μετρήσεων για τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου. Τα αποτελέσματα είναι εν γένει ικανοποιητικά, αλλά οι βέλτιστες τιμές εμφανίζονται στη συχνότητα f=2.965GHz, οι οποίες και απεικονίζονται στον Πίνακα 4.6.

Εκεί, η μέγιστη τιμή της απόκλισης φτάνει το 20%. Καθώς οι συντελεστές ανάκλασης, απομόνωσης και διάδοσης παραμένουν σε ικανοποιητικά επίπεδα σε αυτήν τη συχνότητα, τα περαιτέρω αποτελέσματα και τα διαγράμματα ακτινοβολίας που θα παρουσιαστούν, θα αφορούν στη συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας. Έτσι, ο Πίνακας 4.7 παρουσιάζει την κατανομή τροφοδοσίας που διαμορφώνεται από τα δεδομένα των

μετρήσεων, στη συχνότητα f=2.965GHz, ενώ το Σχήμα 4.27 απεικονίζει ενδεικτικά τις κατανομές πλάτους των δεσμών 1R και 2L. Τέλος, στο Σχήμα 4.28(β) φαίνονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν χρησιμοποιώντας τα δεδομένα του Πίνακα 4.7, για μια απόσταση των στοιχείων (d) ίση με $0.4\lambda_o$ (όπου f_o=3GHz), ενώ στο Σχήμα 4.28(α) φαίνονται τα αντίστοιχα ιδανικά διαγράμματα.



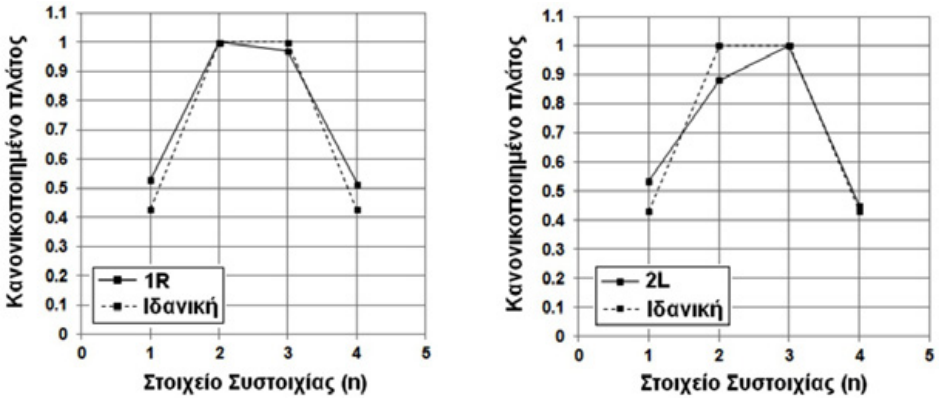
Σχήμα 4.26. Αποτελέσματα μετρήσεων για τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.23. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Πίνακας 4.6. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4, στη συχνότητα f=2.965GHz.

	Διαφορά φάσης Δφ (°)			
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**
1R	*-45*	-47.2	-35.6	-53.8
2R	*-135*	-145.2	-138.2	-115.2
1L	*+45*	+52.2	+35.5	+48.5
2L	*+135*	+117.4	+138.1	+142.8

Πίνακας 4.7. Κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις στη συχνότητα f=2.965GHz.

		Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου			
	Στοιχείο Συστοιχίας	**1R** ***(Δφ=-45°)***	**2R** ***(Δφ=-135°)***	**1L** ***(Δφ=45°)***	**2L** ***(Δφ=135°)***
ΚΑΤΑΝΟΜΗ	**A1** ***(0.429)***	0.53	0.558	0.523	0.535
		76.1°	25.5°	-61.9°	-11.9°
	A2 ***(1)***	1	0.901	0.964	0.881
		28.9°	-119.7°	-9.7°	105.5°
	A3 ***(1)***	0.97	1	1	1
		-6.7°	102.1°	25.8°	-116.4°
	A4 ***(0.429)***	0.516	0.582	0.515	0.448
		-60.5°	-13.1°	74.3°	26.4°



(α) (β)

Σχήμα 4.27. Παραδείγματα κατανομής πλάτους, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις, σε σύγκριση με την ιδανική. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2L.

Αναλύοντας τα αποτελέσματα του Σχ.4.28(β), παρατηρείται αρχικά ότι επιβεβαιώνεται η σχεδιαστική αρχή και οι προδιαγραφές, ιδίως για τις κεντρικές δέσμες 1R και 1L. Συγκεκριμένα, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών είναι χαμηλότερο των -30dB για τις δέσμες 1R και 1L, ενώ διατηρούνται και οι γωνιακές κατευθύνσεις, σε σχέση με τα ιδανικά διαγράμματα. Όμως, οι αποκλίσεις/απώλειες των αποτελεσμάτων των μετρήσεων, καθώς και η επίδραση του διαγράμματος ακτινοβολίας του απλού στοιχείου, επιδρούν αρνητικά στα διαγράμματα των ακραίων δεσμών 2R και 2L και ειδικά στο SLL, το οποίο φτάνει τώρα τα -11dB, για τη χειρότερη

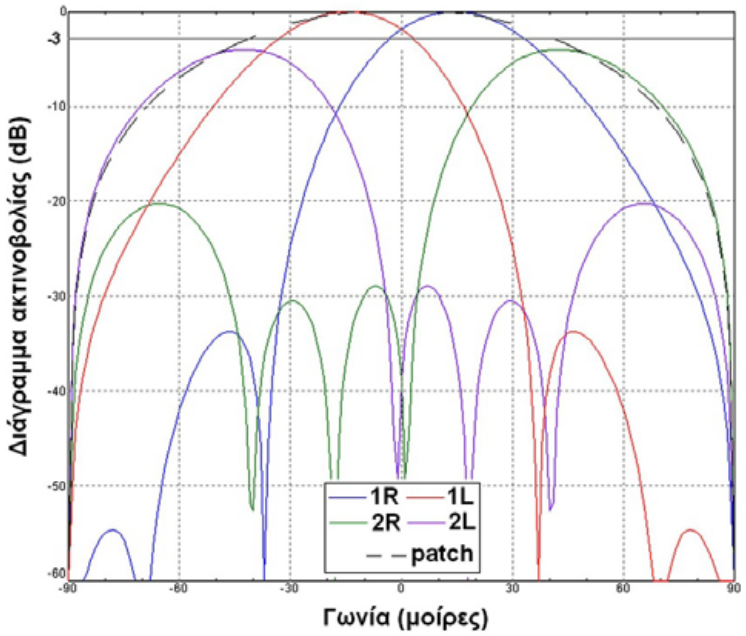
περίπτωση της δέσμης 2R, έναντι του -25dB στην ιδανική περίπτωση (Σχ.4.28(α)).

Παρόλα αυτά, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών παραμένει χαμηλότερο από το αντίστοιχο ενός ιδανικού συμβατικού πίνακα Butler (-8÷-10dB). Οι γωνίες μεγίστου των ακραίων δεσμών επίσης διατηρούνται, ενώ γενικά οι μηδενισμοί έχουν αμβλυνθεί. Επίσης, η κατευθυντικότητα είναι ίση με 10.9dB και το εύρος δέσμης ίσο με 35.5^{o} περίπου, για όλες τις περιπτώσεις δεσμών, έναντι του 10.7dB και των 37^{o} της ιδανικής περίπτωσης. Τέλος, το επίπεδο του σημείου τομής διαδοχικών δεσμών παραμένει στα -2dB. Σε γενικές γραμμές, τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά, ειδικά για τις κεντρικές δέσμες 1R και 1L.

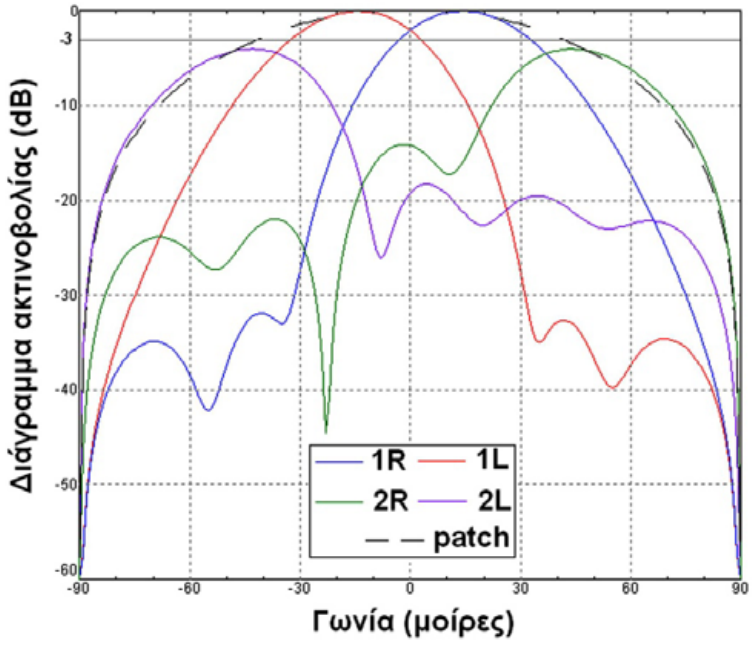
Σε ότι έχει να κάνει με την απόδοση του δικτυώματος, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις των συντελεστών διάδοσης (S-παράμετροι), η μέση τιμή για όλες τις θύρες εισόδου, είναι ίση με 32.6%. Η απόκλιση ως προς την τιμή που προέκυψε από τα δεδομένα της προσομοίωσης (40%) είναι ίση με 18.5%.

Τέλος, ενώ ο σχεδιασμός και τα αποτελέσματα κρίνονται ικανοποιητικά, αξίζει σε αυτό το σημείο να γίνει αναφορά σε ένα σχεδιαστικό τέχνασμα. Όπως αναφέρθηκε, οι απώλειες σε ένα πραγματικό κύκλωμα είναι αναμενόμενες και η ύπαρξη τους αποκλίνει τη λειτουργία του κυκλώματος από το ιδανικό. Επίσης, η επίδραση του διαγράμματος ακτινοβολίας του απλού στοιχείου επιδρά αρνητικά στο επίπεδο του μεγίστου και κυρίως στο επίπεδο των δευτερευόντων λοβών των ακραίων δεσμών. Έτσι, προκειμένου να αντισταθμιστεί η επίδραση όλων των παραπάνω, μία καλή τακτική είναι να σχεδιάζεται το κύκλωμα εξ’αρχής με ένα περιθώριο ασφαλείας. Αυτό σημαίνει, ότι το δικτύωμα μπορεί να σχεδιαστεί ώστε να προσφέρει χαμηλότερο επίπεδο δευτερευόντων λοβών από αυτό που ορίζουν οι προδιαγραφές. Έτσι, οι όποιες απώλειες και αποκλίσεις θα αντισταθμιστούν και θα “απορροφηθούν” από το περιθώριο ασφαλείας, με αποτέλεσμα η

πραγματική συμπεριφορά του κυκλώματος να είναι πιο κοντά στις αρχικές, επιθυμητές προδιαγραφές.



(α)



(β)

Σχήμα 4.28. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4. (α) Χρησιμοποιώντας τους ιδανικούς συντελεστές διέγερσης στη συχνότητα f_o=3GHz, (β) Χρησιμοποιώντας τα δεδομένα των μετρήσεων στη συχνότητα f=2.965GHz και για μια απόσταση d μεταξύ των στοιχείων ίση με $0.4\lambda_o$.

4.4. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα Butler 8 εισόδων – 8 εξόδων

Ακολουθώντας παρόμοια βήματα και με βάση το σχηματικό διάγραμμα του Σχ.4.7(δ), σχεδιάστηκε ένας ασύμμετρος πίνακας Butler 8x8. Ως κατανομή, επιλέχθηκε μία τροποποιημένη Chebyshev -27dB, καθώς η αυθεντική κατανομή δεν είναι δυνατό να υλοποιηθεί, εξαιτίας των περιορισμών που ορίζει η αρχή διατήρησης της ενέργειας και έχουν ήδη αναφερθεί στην παράγραφο 4.2.1.2. Έτσι, οι συντελεστές της αυθεντικής κατανομής μεταβλήθηκαν ελάχιστα, ώστε όμως να μπορούν να υλοποιηθούν από την τοπολογία του ασύμμετρου πίνακα Butler. Ο Πίνακας 4.8 παραθέτει τους συντελεστές τόσο της τροποποιημένης κατανομής που υλοποιήθηκε, όσο και της αυθεντικής. Το δικτύωμα σχεδιάστηκε στη συχνότητα f_o=3GHz, ενώ χρησιμοποιήθηκε και πάλι το υπόστρωμα ROGERS 4003C [81].

Πίνακας 4.8. Αυθεντική και τροποποιημένη κατανομή Chebyshev -27dB για μία συστοιχία 8 στοιχείων.

	Στοιχείο Συστοιχίας							
	A1	**A2**	**A3**	**A4**	**A5**	**A6**	**A7**	**A8**
Συντελεστές τροποποιημένης κατανομής Chebyshev -27dB	0.25	0.53	0.89	1	1	0.89	0.53	0.25
Συντελεστές κατανομής Chebyshev -27dB	0.32	0.56	0.83	1	1	0.83	0.56	0.32

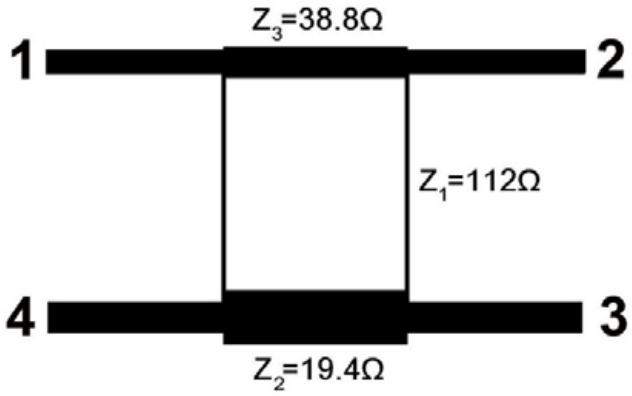
Στην περίπτωση του πίνακα 8x8, είναι απαραίτητοι δύο διαφορετικοί ασύμμετροι συζεύκτες με διαφορετικούς λόγους διαίρεσης ισχύος. Συγκεκριμένα, με βάση τη συνδεσμολογία που φαίνεται και στα Σχ.4.7(γ)-(δ), ο ένας συζεύκτης τροφοδοτεί τα στοιχεία A1 και A5 (ή αντίστοιχα τα A4 και A8) και ο δεύτερος τα A2 και A6 (αντίστοιχα τα A3 και A7). Σύμφωνα και με τους συντελεστές της τροποποιημένης κατανομής του Πίνακα 4.8 (υπενθυμίζεται ότι αποτελούν τα πλάτη των ρευμάτων τροφοδοσίας), απαιτούνται δύο διαφορετικοί λόγοι διαίρεσης ισχύος. Ο πρώτος (k_1^2), μεταξύ των στοιχείων A1 και A5 ισούται με 16:1 (12dB) και ο δεύτερος (k_2^2),

μεταξύ των στοιχείων Α2 και Α6 ισούται με 2.82:1 (4.5dB). Έτσι, στην επόμενη παράγραφο παρατίθεται ο σχεδιασμός των δύο ασύμμετρων συζευκτών.

4.4.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση των Ασύμμετρων Συζευκτών

Ο Συζεύκτης με Λόγο Διαίρεσης Ισχύος 16:1

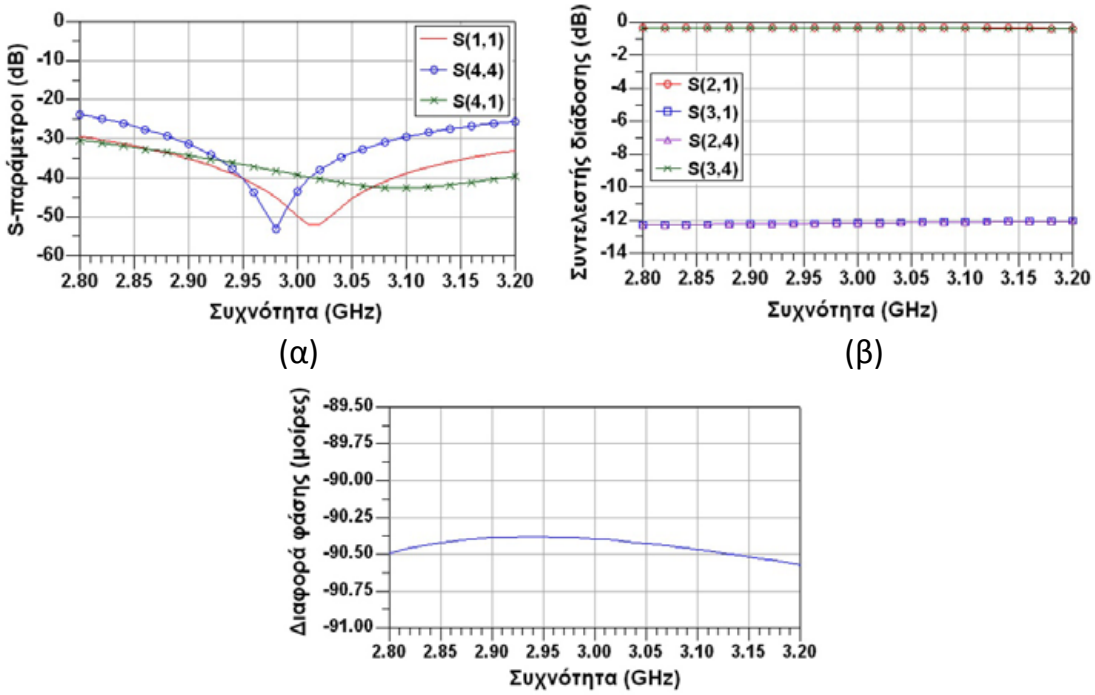
Ο σχεδιασμός του συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 16:1 (12dB) έγινε με βάση τις εξισώσεις (4.6α)-(4.6γ), επιλέγοντας Z_o=20Ω. Οι θεωρητικές τιμές των αντιστάσεων των κλάδων προκύπτουν ίσες με Z_1=112Ω, Z_2=19.4Ω και Z_3=38.8Ω, αντίστοιχα. Στο τελικό κύκλωμα όμως οι τιμές αυτές διαφέρουν κατά ένα μικρό ποσοστό, καθώς έχει εκτελεστεί βελτιστοποίηση κατά τη διαδικασία σχεδιασμού. Στο Σχήμα 4.29 φαίνεται το χωρομετρικό διάγραμμα του συζεύκτη. Οι διαστάσεις του είναι περίπου 39mm x 21mm.



Σχήμα 4.29. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 16:1.

Είναι εμφανείς οι στενές μικροταινιακές γραμμές μεγάλης χαρακτηριστικής αντίστασης στους εγκάρσιους κλάδους του συζεύκτη (Z_1=112Ω), οι οποίες απαιτούνται για την υλοποίηση του μεγάλου λόγου διαίρεσης ισχύος. Παρόλα αυτά, οι διαστάσεις των γραμμών είναι μέσα στα κατασκευαστικά όρια. Το Σχήμα 4.30 απεικονίζει τα αποτελέσματα της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης (MoM) του κυκλώματος του Σχ.4.29.

Παρατηρώντας το Σχ.4.30, οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης διατηρούνται κάτω από -25dB, ενώ η διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου έχει μια μέγιστη απόκλιση από την ιδανική τιμή ίση με 0.5^{o}. Οι ιδανικές τιμές για τους συντελεστές διάδοσης είναι ίσες με -0.3dB και -12.3dB, αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδωσαν αντίστοιχες τιμές στην κεντρική συχνότητα ίσες με -0.38dB και -12.3dB (απώλειες ίσες με 0.08dB). Έτσι, ο λόγος διαίρεσης ισχύος είναι ίσος με 15.6:1 (11.9dB) στην κεντρική συχνότητα, ενώ έχει μια μέση τιμή ίση με 15.25:1 (11.833dB) σε όλο το εύρος ζώνης. Η μέγιστη απόκλιση από την ιδανική τιμή (16:1), σε όλο το εύρος ζώνης, φτάνει το 4.5%, ενώ στην κεντρική συχνότητα μόλις το 2.5%. Συνεπώς, τα αποτελέσματα κρίνονται ικανοποιητικά σε όλο το παρατηρούμενο εύρος ζώνης (2.8-3.2GHz).



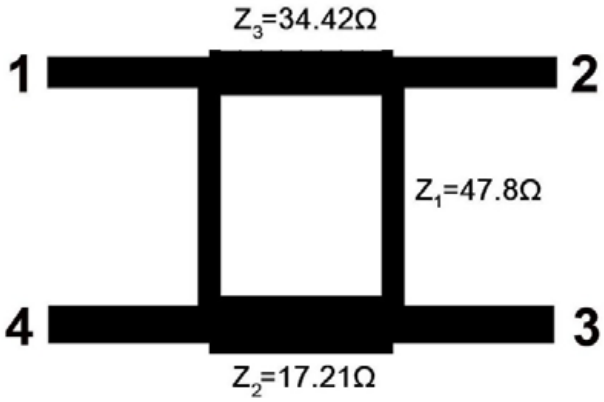
(α) (β)

(γ)

Σχήμα 4.30. Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 16:1. (α) Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές διάδοσης και (γ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1.

Ο Συζεύκτης με Λόγο Διαίρεσης Ισχύος 2.82:1

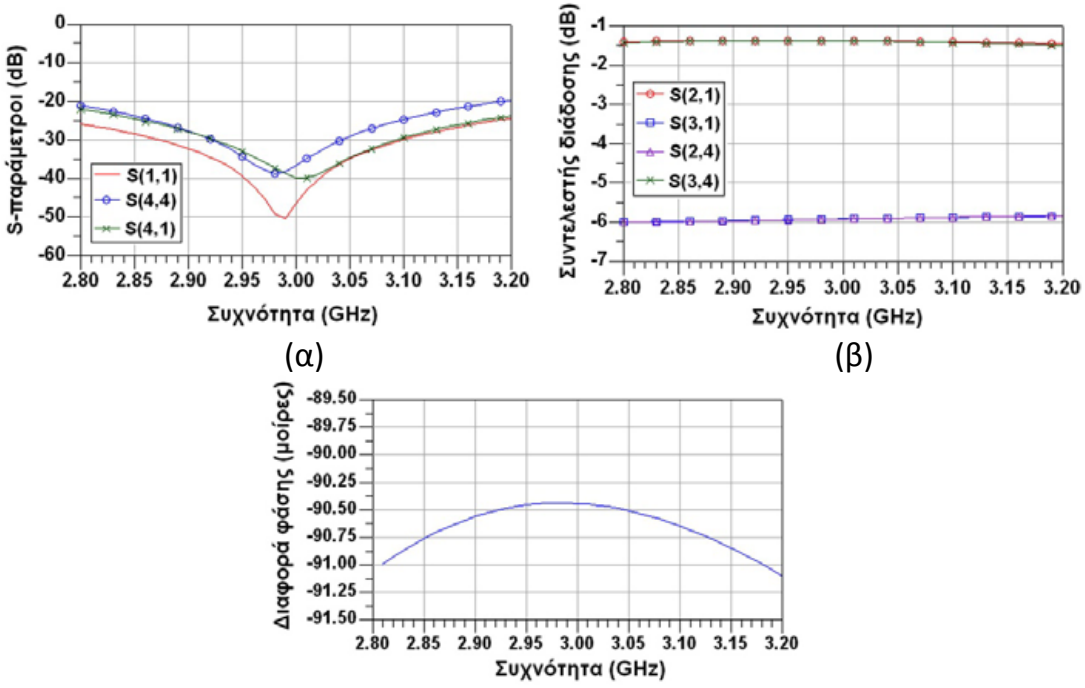
Ομοίως, στο Σχήμα 4.31 φαίνεται το χωρομετρικό διάγραμμα του δεύτερου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 2.82:1. Οι τιμές των χαρακτηριστικών αντιστάσεων των κλάδων είναι οι θεωρητικές. Οι διαστάσεις του είναι περίπου 34mm x 20mm. Αντίστοιχα, το Σχήμα 4.32 απεικονίζει τα αποτελέσματα της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης.



Σχήμα 4.31. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 2.82:1.

Οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης παραμένουν χαμηλότερα των -20dB, ενώ η μέγιστη απόκλιση στη διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου φτάνει τη 1^{o}, σε όλο το εύρος ζώνης. Οι ιδανικές τιμές για τους συντελεστές διάδοσης είναι ίσες με -1.32dB και -5.82dB, αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδωσαν αντίστοιχες τιμές στην κεντρική συχνότητα ίσες με -1.38dB και -5.92dB (απώλειες ίσες με 0.1dB). Ο λόγος διαίρεσης ισχύος είναι ίσος με 2.84:1 (4.54dB) στην κεντρική συχνότητα, ενώ έχει μια μέση τιμή ίση με 2.85:1 (4.55dB), σε όλο το εύρος ζώνης. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης είναι και σε αυτήν την περίπτωση ικανοποιητικά, ενώ η τιμή του λόγου διαίρεσης ισχύος προκύπτει λίγο βελτιωμένη ως προς την επιθυμητή (2.82:1).

Κατά συνέπεια, καθώς ο σχεδιασμός των ασύμμετρων συζευκτών είναι επιτυχής, επόμενο βήμα είναι ο σχεδιασμός των κυκλωμάτων ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος.



(α) (β)

(γ)

Σχήμα 4.32. Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 2.82:1. (α) Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές διάδοσης και (γ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1.

4.4.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση των Κυκλωμάτων Ασύμμετρης Διαίρεσης Ισχύος

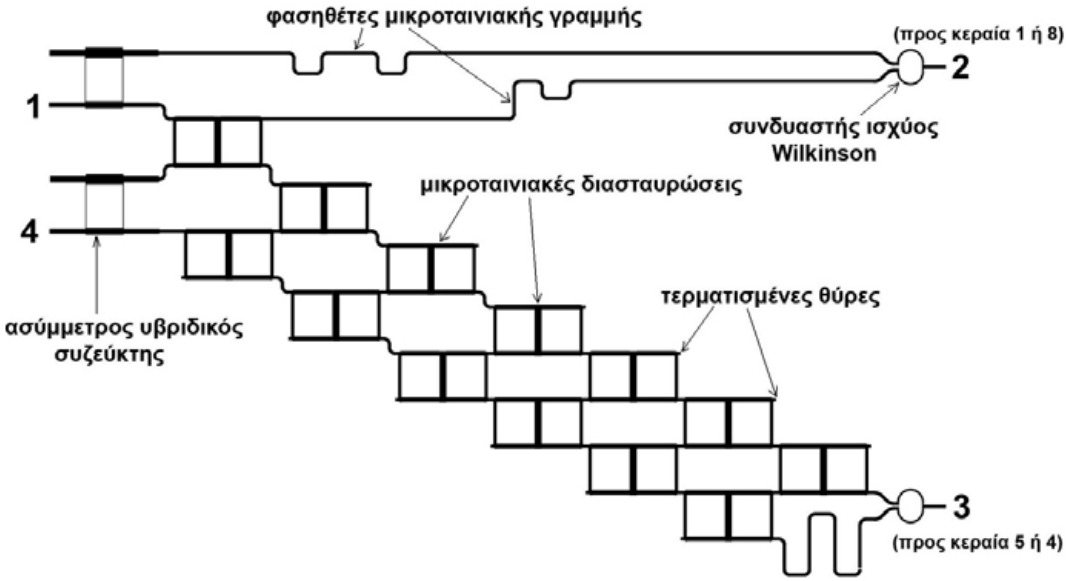
Το Κύκλωμα Ασύμμετρης Διαίρεσης Ισχύος 16:1

Το χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος που σχεδιάστηκε (με βάση το Σχ.4.6) για να χρησιμοποιηθεί στον πίνακα Butler 8x8, φαίνεται στο Σχήμα 4.33. Παρατηρεί κανείς αρχικά ότι πρόκειται να τροφοδοτήσει τις κεντρικές και τις ακραίες κεραίες της συστοιχίας. Όπως και πριν, οι διασταυρώσεις των γραμμών υλοποιούνται με τη διάταξη της μικροταινιακής διασταύρωσης [78]. Το πλήθος των απαιτούμενων διασταυρώσεων έχει αυξηθεί σημαντικά, εξαιτίας της τοπολογίας του πίνακα. Η ύπαρξή τους όμως είναι απαραίτητη, προκειμένου να διατηρηθεί η επίπεδη τοπολογία.

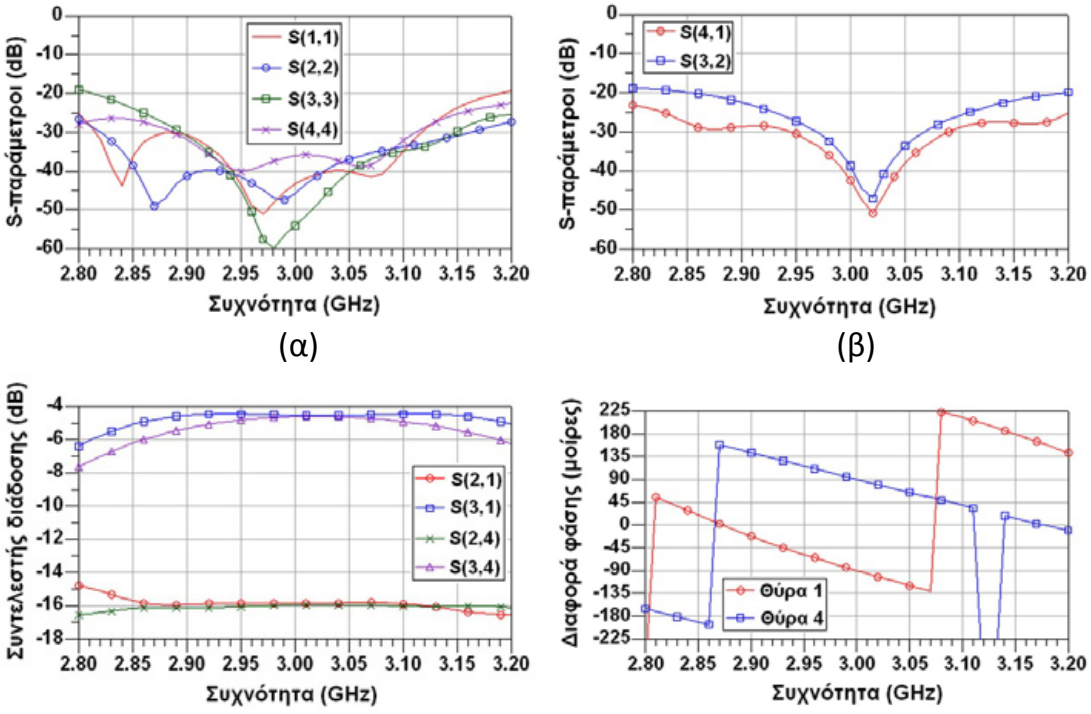
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος φαίνονται στο Σχήμα 4.34. Οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης διατηρούνται

χαμηλότερα των -20dB, σε όλο το εξεταζόμενο εύρος ζώνης. Το μέτρο των συντελεστών διάδοσης στην κεντρική συχνότητα είναι ίσο με -4.5dB και -15.9dB, αντίστοιχα. Με βάση τις αντίστοιχες τιμές του ασύμμετρου συζεύκτη 16:1 (-0.38dB και -12.3dB) και τις απώλειες 3dB του συνδυαστή ισχύος, οι αναμενόμενες τιμές είναι -3.4dB και -15.3dB. Όμως, όπως φαίνεται, εμφανίζονται απώλειες που φτάνουν το 1.1dB.

Ο λόγος διαίρεσης ισχύος που προκύπτει στην κεντρική συχνότητα είναι ίσος με 13.8:1 (11.4dB), έχοντας μια απόκλιση ίση με 13.7% από την ιδανική τιμή. Η απόκλιση αυτή αναμένεται να μειώσει το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών του διαγράμματος ακτινοβολίας, ενώ γενικά αυξάνεται καθώς μεταβάλλεται η συχνότητα λειτουργίας πέρα από την κεντρική. Επιπλέον, η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου είναι ίση με $\pm 90^{o}$, αλλά μόνο στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Σε γενικές γραμμές, τα αποτελέσματα θεωρούνται ικανοποιητικά.



Σχήμα 4.33. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος 16:1.



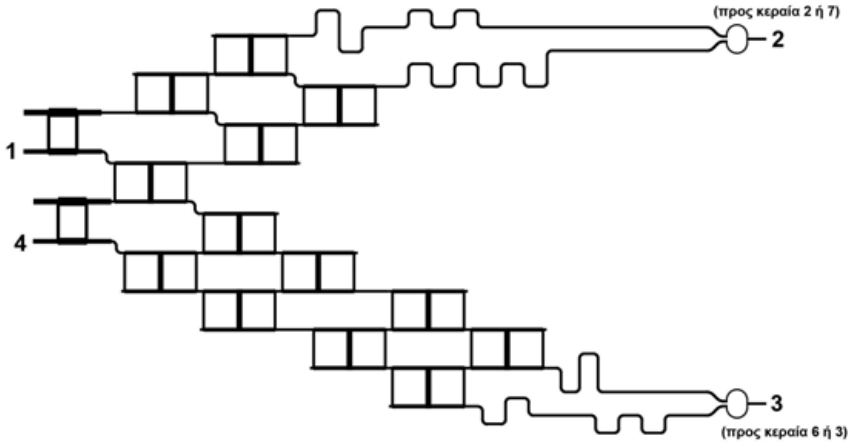
Σχήμα 4.34. Αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος του Σχ.4.33. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών 1 και 4.

Το Κύκλωμα Ασύμμετρης Διαίρεσης Ισχύος 2.82:1

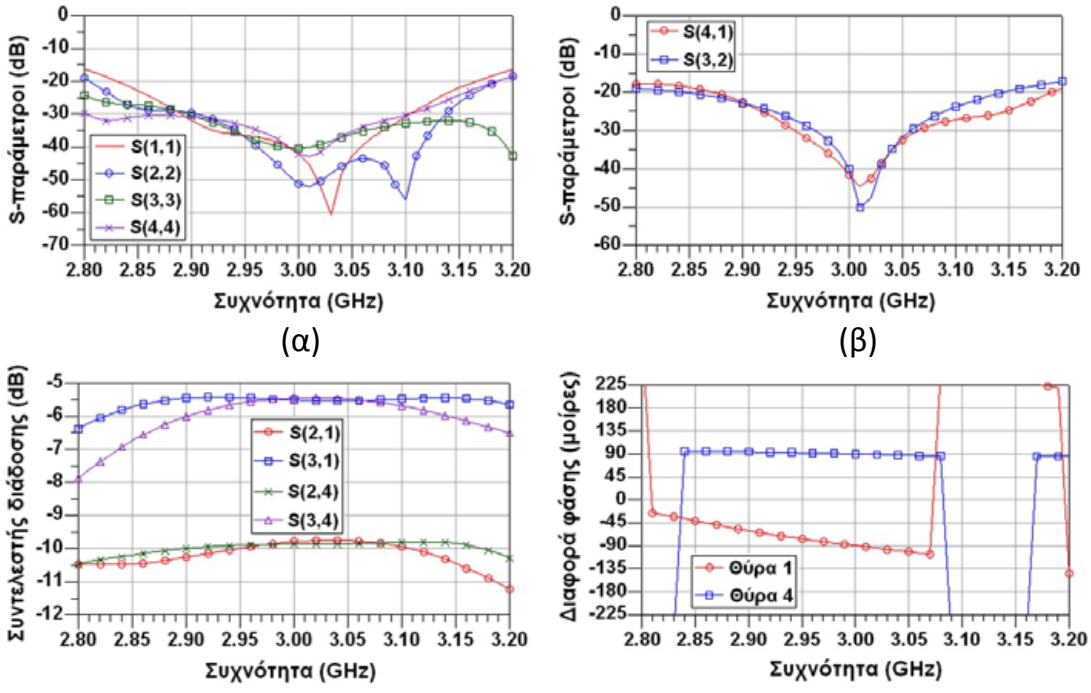
Με παρόμοιο τρόπο σχεδιάστηκε το κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος με λόγο 2.82:1. Το χωρομετρικό του διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 4.35, ενώ τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο Σχήμα 4.36.

Οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης παραμένουν χαμηλότερα των -20dB, σε όλο σχεδόν το εξεταζόμενο εύρος ζώνης. Το μέτρο των συντελεστών διάδοσης στην κεντρική συχνότητα είναι ίσο με -5.5dB και -9.8dB, αντίστοιχα. Οι αντίστοιχες τιμές του ασύμμετρου συζεύκτη 2.82:1 είναι -1.38dB και -5.92dB. Με δεδομένες τις απώλειες των 3dB του συνδυαστή ισχύος, οι αναμενόμενες τιμές του κυκλώματος είναι -4.4dB και -8.9dB περίπου. Όμως, εμφανίζονται απώλειες που φτάνουν το 1.1dB και πάλι. Ο λόγος διαίρεσης ισχύος που προκύπτει στην κεντρική συχνότητα είναι

ίσος με 2.7:1 (4.3dB), έχοντας μια απόκλιση που φτάνει το 4.5% από την ιδανική τιμή. Τέλος, η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου είναι ίση με $\pm 90^{o}$, αλλά διατηρεί αυτή την τιμή μόνο στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Τα αποτελέσματα κρίνονται και πάλι ικανοποιητικά.



Σχήμα 4.35. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος 2.82:1.



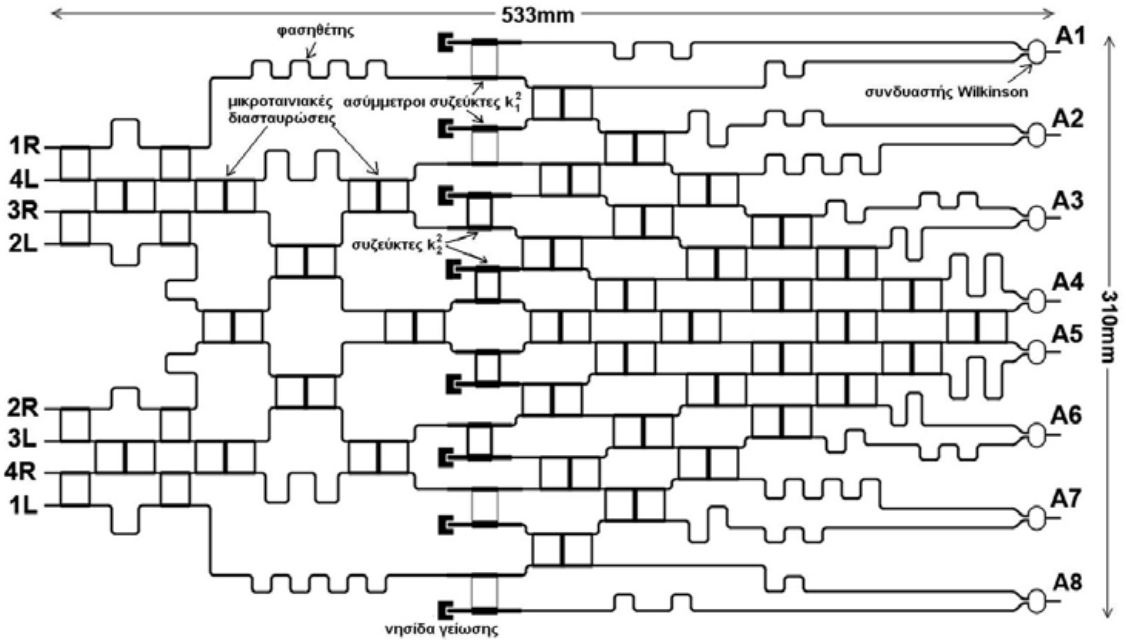
Σχήμα 4.36. Αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος του Σχ.4.35. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών 1 και 4.

Έτσι, το τελευταίο βήμα έχει να κάνει με τη σύνθεση και την προσομοίωση ολόκληρου του δικτυώματος 8 εισόδων – 8 εξόδων, το οποίο παρουσιάζεται στην επόμενη ενότητα.

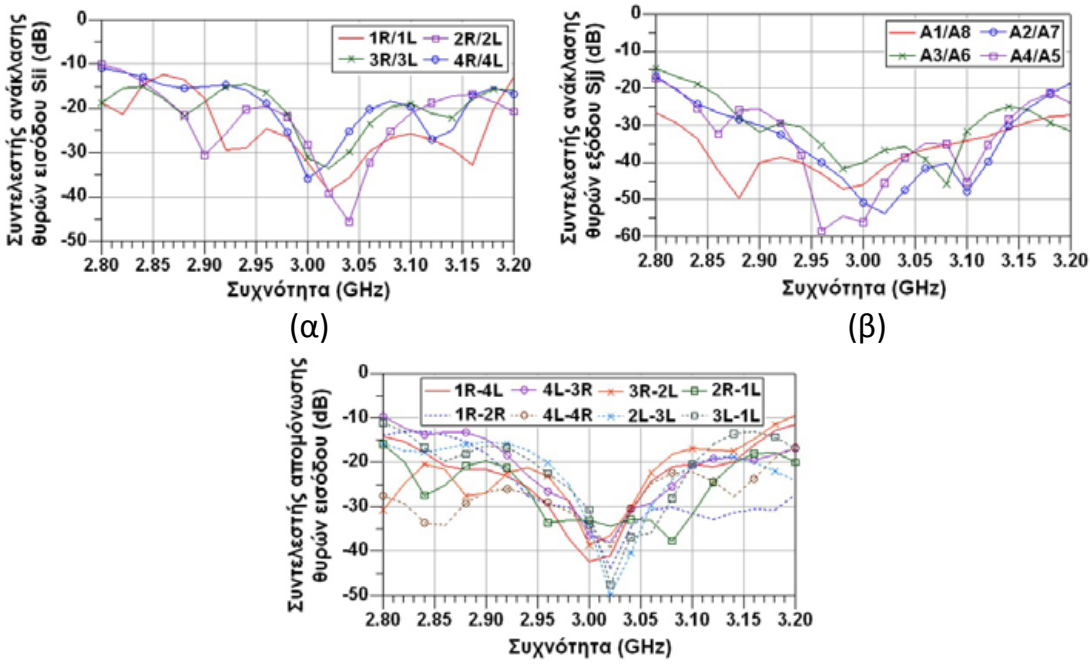
4.4.3. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Πίνακα

Το χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8 που σχεδιάστηκε σε μικροταινιακή μορφή, φαίνεται στο Σχήμα 4.37. Είναι εμφανές το μεγάλο πλήθος των μικροταινιακών διασταυρώσεων που απαιτούνται, οι οποίες όμως είναι αναπόφευκτες, προκειμένου να διατηρηθεί η επίπεδη τοπολογία του κυκλώματος.

Στο Σχήμα 4.38 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης. Οι συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου διατηρούνται χαμηλότερα από -10dB σε όλο το εύρος ζώνης και κάτω από -30dB στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Το ίδιο ισχύει για τους συντελεστές απομόνωσης. Οι συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου παραμένουν χαμηλότερα των -15dB σε όλο το εύρος ζώνης και κάτω από -40dB στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας.



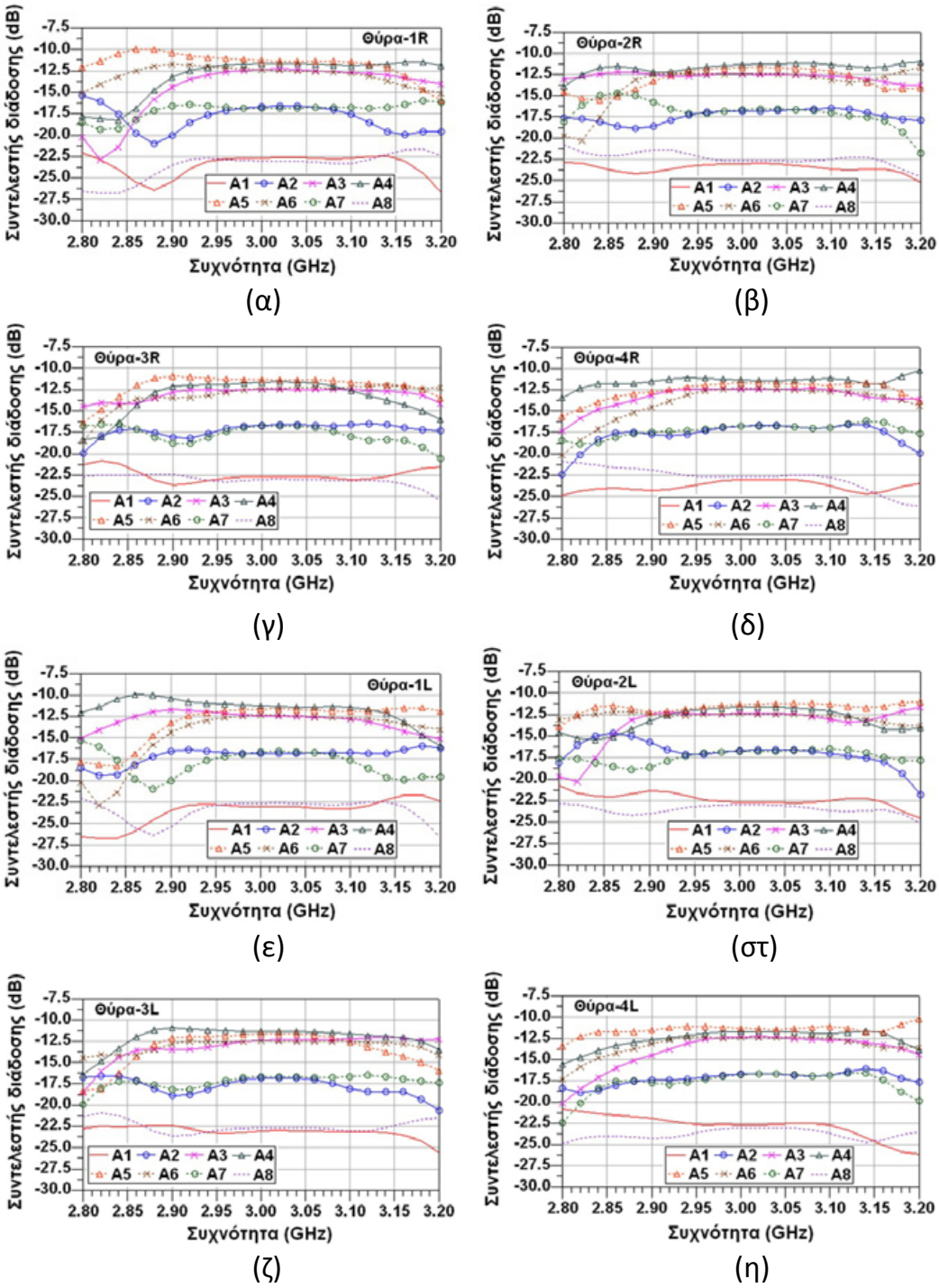
Σχήμα 4.37. Χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8 που σχεδιάστηκε σε μικροταινιακή μορφή.



Σχήμα 4.38. Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος του Σχ.4.37. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου.

Στο Σχήμα 4.39 απεικονίζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες των κεραιών. Οι ιδανικές τιμές (που προέκυψαν από την προσομοίωση χρησιμοποιώντας ιδανικές διατάξεις) είναι ίσες με -9.3dB για τις κεραίες A4 και A5, -10.3dB για τις κεραίες A3 και A6, -14.9dB για τις κεραίες A2 και A7 και -21.25dB για τις κεραίες A1 και A8. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, για την κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz, έδειξαν ότι οι αντίστοιχοι συντελεστές διάδοσης κυμαίνονται, κατά μέσο όρο για όλες τις θύρες εισόδου, από -11.3dB έως -11.7dB για τις κεραίες A4 και A5, από -12.3dB έως -12.5dB για τις κεραίες A3 και A6, από -16.7dB έως -16.8dB για τις κεραίες A2 και A7 και από -22.7dB έως -23dB για τις κεραίες A1 και A8. Έτσι, η μέση τιμή των απωλειών κυμαίνεται στα -2.2dB για τις κεραίες A4 και A5, -2.1dB για τις

κεραίες Α3 και Α6, -1.85dB για τις κεραίες Α2 και Α7 και -1.6dB για τις κεραίες Α1 και Α8.



Σχήμα 4.39. Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8 του Σχ.4.37. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L.

Παρά τις απώλειες, οι λόγοι διαίρεσης ισχύος διατηρούνται σε ικανοποιητικό βαθμό. Συγκεκριμένα, μεταξύ των κεραιών A4 και A1 ο λόγος διαίρεσης ισχύος που προκύπτει ισούται με 13.8:1 (έναντι 16 της θεωρητικής τιμής), ενώ μεταξύ των κεραιών A3 και A2 η τιμή του λόγου είναι ίση με 2.72:1 (έναντι 2.82 της θεωρητικής). Επίσης, μεταξύ των κεραιών A2 και A1 ο λόγος διαίρεσης ισχύος είναι ίσος με 4:1 (έναντι 4.5 της θεωρητικής τιμής) και τέλος, μεταξύ των κεραιών A4 και A3 η τιμή του είναι ίση με 1.23:1 (έναντι 1.26 της θεωρητικής). Επομένως, η μορφή της κατανομής διατηρείται ικανοποιητικά και ανάλογα αποτελέσματα αναμένονται για τα διαγράμματα ακτινοβολίας. Όλα τα παραπάνω συνοψίζονται στους Πίνακες 4.9 και 4.10, αντίστοιχα.

Πίνακας 4.9. Μέτρο συντελεστών διάδοσης προς τις κεραίες της συστοιχίας και απώλειες συγκριτικά με τις θεωρητικές τιμές.

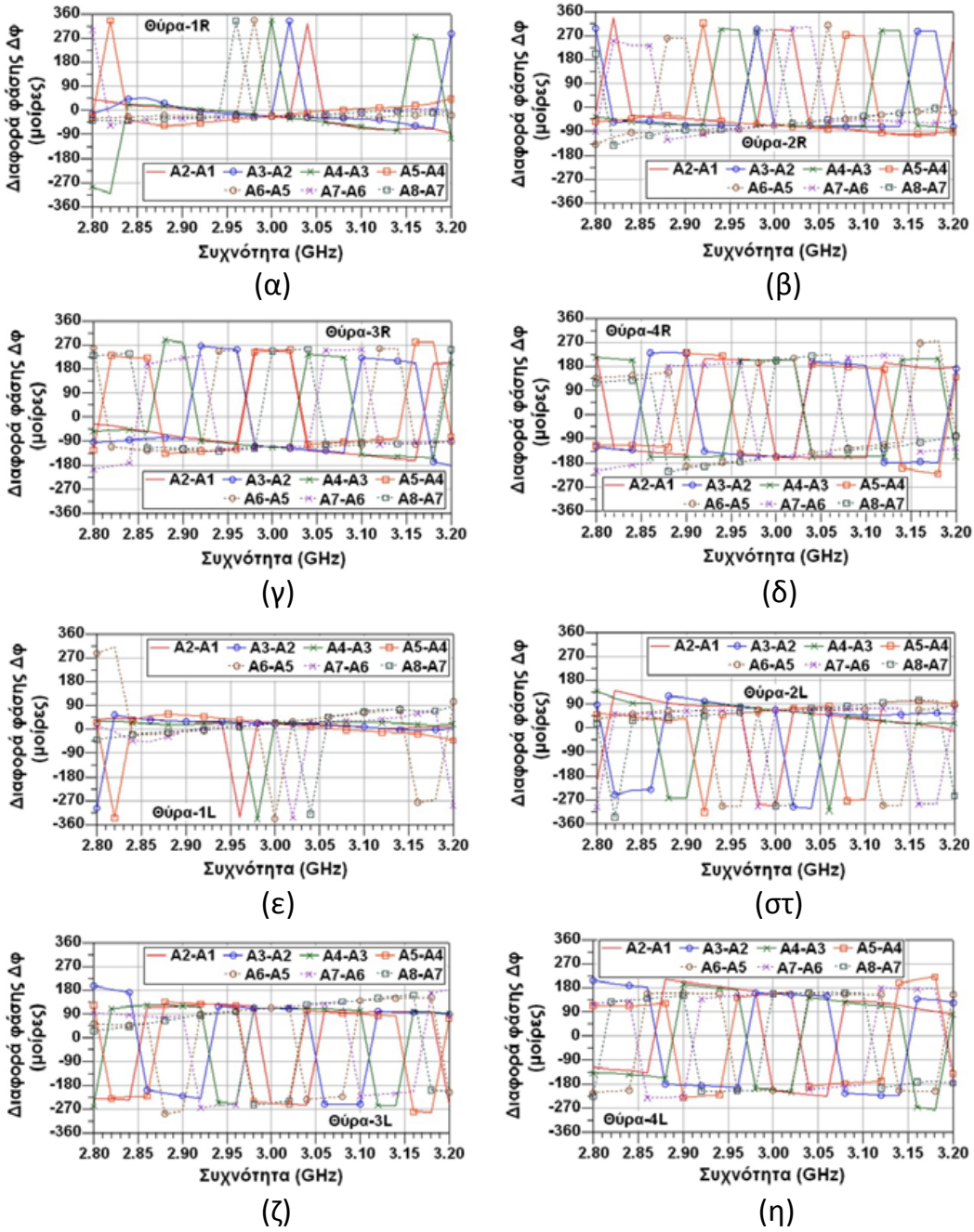
	Μέτρο συντελεστή διάδοσης (dB)		
Κεραίες Συστοιχίας	**Ιδανικός**	**Προσομοίωση**	**Απώλειες (dB)**
A1, A8	-21.25	-22.7 ÷ -23	1.6
A2, A7	-14.9	-16.7 ÷ -16.8	1.85
A3, A6	-10.3	-12.3 ÷ -12.5	2.1
A4, A5	-9.3	-11.3 ÷ -11.7	2.2

Πίνακας 4.10. Λόγοι διαίρεσης ισχύος μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών.

	Λόγος διαίρεσης ισχύος	
Κεραίες Συστοιχίας	**Ιδανικός**	**Προσομοίωση**
A4/A1	16	13.8
A3/A2	2.82	2.72
A2/A1	4.5	4.1
A3/A2	1.26	1.23

Στο Σχήμα 4.40 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (κεραιών), για τις περιπτώσεις διέγερσης όλων των θυρών εισόδου. Στον Πίνακα 4.11 παρατίθενται οι διαφορές φάσης, όπως προέκυψαν στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz. Η μέγιστη απόκλιση από τις θεωρητικές τιμές είναι ίση με 1.7%,

ποσοστό που δε θεωρείται σημαντικό και ως εκ τούτου δεν αναμένεται να έχει αξιοσημείωτη επίδραση στα διαγράμματα ακτινοβολίας. Τα αποτελέσματα θεωρούνται σε γενικές γραμμές ικανοποιητικά.



Σχήμα 4.40. Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των στοιχείων της συστοιχίας, που δημιουργείται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8 του Σχ.4.37. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L.

Διαγράμματα Ακτινοβολίας

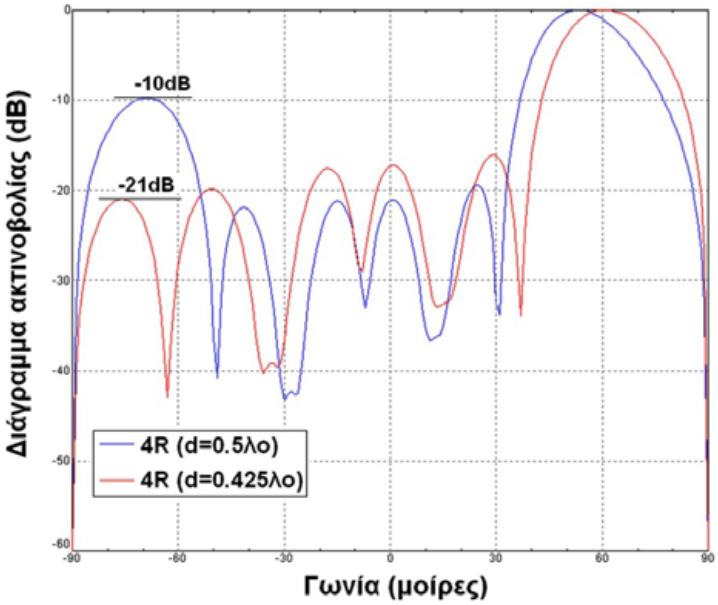
Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις, ένα σημαντικό μειονέκτημα των ακρότατων δεσμών είναι η εμφάνιση του παρασιτικού κύριου λοβού ("grating lobe"). Έτσι, ομοίως με πριν, έγινε μια προσπάθεια μείωσης του επιπέδου του "grating lobe", μειώνοντας την απόσταση μεταξύ των στοιχείων της συστοιχίας.

Στην περίπτωση της συστοιχίας των 8 κεραιών, η κατάλληλη απόσταση βρέθηκε ίση με $0.425\lambda_o$, μειώνοντας το επίπεδο του "grating lobe" στο επίπεδο του ισχυρότερου δευτερεύοντος. Όμως, η επίδραση του διαγράμματος ακτινοβολίας της μικροταινιακής κεραίας μειώνει ακόμα περαιτέρω το επίπεδό του, ρίχνοντας το κάτω από τα -20dB. Ένα συγκριτικό παράδειγμα για την ακραία δέσμη 4R φαίνεται στο Σχήμα 4.41, όπου το επίπεδο του "grating lobe" έχει μειωθεί κάτω από τα -20dB, με μια σχετική αύξηση (3-4dB) στο επίπεδο των δευτερευόντων λοβών.

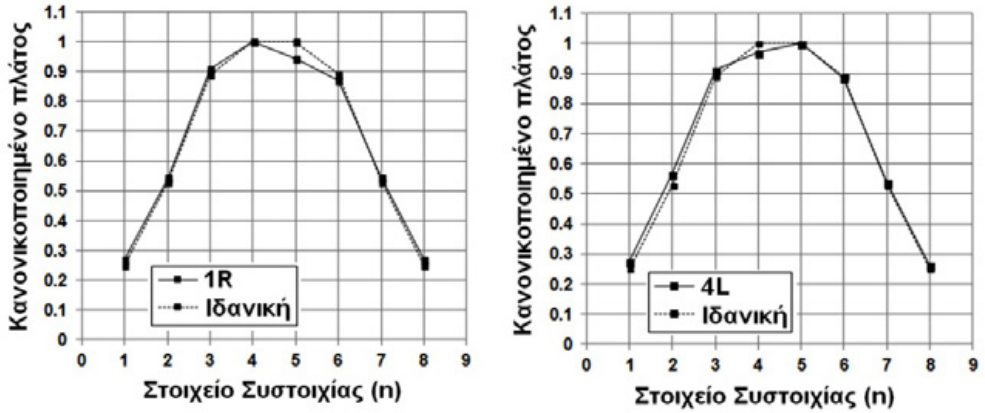
Στο Σχήμα 4.42 φαίνονται δύο παραδείγματα της κατανομής, όπως προέκυψε από την προσομοίωση, σε σύγκριση με την ιδανική. Το σύνολο των δεσμών ακτινοβολίας, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση, χρησιμοποιώντας τα δεδομένα των συντελεστών διάδοσης, απεικονίζονται στο Σχήμα 4.43(β), ενώ στο Σχήμα 4.43(α) απεικονίζονται τα αντίστοιχα ιδανικά διαγράμματα.

Πίνακας 4.11. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz.

	Διαφορά φάσης Δφ (°)							
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**	**A5-A4**	**A6-A5**	**A7-A6**	**A8-A7**
1R	*-22.5*	-22.8	-22.3	-22.3	-22.2	-22.7	-22.4	-22.9
2R	*-67.5*	-67.2	-67.3	-67.8	-67.7	-67.6	-67.2	-67.6
3R	*-112.5*	-112.8	-112.5	-112.9	-112.2	-112.4	-112.4	-112.8
4R	*-157.5*	-158	-157.3	-157.2	-157.5	-157.9	-157.1	-157.1
1L	*+22.5*	+22.9	+22.4	+22.7	+22.2	+22.3	+22.3	+22.8
2L	*+67.5*	+67.6	+67.2	+67.6	+67.7	+67.8	+67.3	+67.2
3L	*+112.5*	+112.8	+112.4	+112.4	+112.2	+112.9	+112.5	+112.8
4L	*+157.5*	+157.1	+157.1	+157.9	+157.5	+157.2	+157.3	+158



Σχήμα 4.41. Μείωση του επιπέδου του “grating lobe” της δέσμης 4R μέσω της μείωσης της απόστασης μεταξύ των στοιχείων της συστοιχίας.

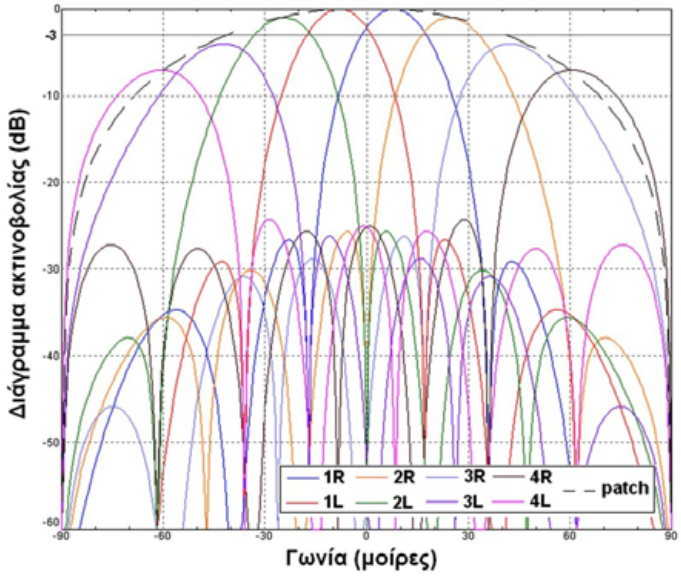


(α) (β)

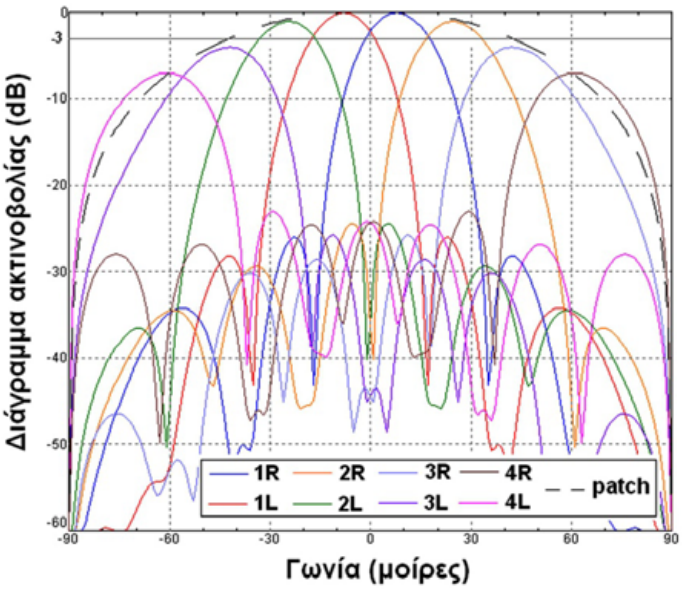
Σχήμα 4.42. Παραδείγματα κατανομής πλάτους, όπως προέκυψε από την προσομοίωση, σε σύγκριση με την ιδανική. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-4L.

Όπως φαίνεται από το Σχ.4.43(β) και συγκρίνοντας με τα ιδανικά διαγράμματα ακτινοβολίας του Σχ.4.43(α), τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά. Οι γωνίες μεγίστου των κυρίων ($\pm 8^o$, $\pm 24.5^o$, $\pm 42.5^o$ και $\pm 60.5^o$) και δευτερευόντων λοβών διατηρούνται, σε σχέση με τα ιδανικά διαγράμματα. Επιπλέον, η αρχική προδιαγραφή των -27dB για το SLL διατηρείται για τις κεντρικές δέσμες, ενώ συνολικά το επίπεδο των

δευτερευόντων λοβών φτάνει στις χειρότερες περιπτώσεις των ακρότατων δεσμών τα -17dB (ως προς το αντίστοιχο μέγιστο), λόγω της επίδρασης του διαγράμματος ακτινοβολίας της μικροταινιακής κεραίας. Παρόμοια είναι τα αποτελέσματα για τα ιδανικά διαγράμματα ακτινοβολίας.



(α)



(β)

Σχήμα 4.43. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 8 στοιχείων, τροφοδοτούμενης από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 8x8, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με 0.425λ_o. (α) Χρησιμοποιώντας τους ιδανικούς συντελεστές τροφοδοσίας, (β) Χρησιμοποιώντας τους συντελεστές τροφοδοσίας που προέκυψαν από την προσομοίωση.

Ασήμαντες είναι και οι αποκλίσεις στην κατευθυντικότητα και στο εύρος δέσμης. Ειδικότερα, και στις δύο περιπτώσεις οι τιμές της κατευθυντικότητας κυμαίνονται από 14dB έως 14.3dB. Ομοίως, οι τιμές του εύρους δέσμης κυμαίνονται από 19^{o} περίπου για τις κεντρικές έως 24^{o} για τις ακραίες. Επίσης, ο γωνιακός τομέας κάλυψης φτάνει τις 145^{o}, ενώ το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών (CL) είναι ίσο με -2dB (ως προς το μέγιστο των δεσμών). Ακόμη, οι δέσμες δεν είναι ορθογώνιες μεταξύ τους, όπως ήταν αναμενόμενο, εξαιτίας της αύξησης του εύρους δέσμης που συνοδεύει τη μείωση του SLL. Τέλος, η θεωρητική μέγιστη τιμή της απόδοσης του δικτυώματος είναι ίση με 53.4%, όμως η πραγματική μέγιστη φτάνει το 49.8%. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδωσαν μία μέση τιμή, για όλες τις θύρες εισόδου, ίση με 31%.

Εφαρμογή της Τεχνικής της Ολίσθησης της Ακολουθίας Φάσης

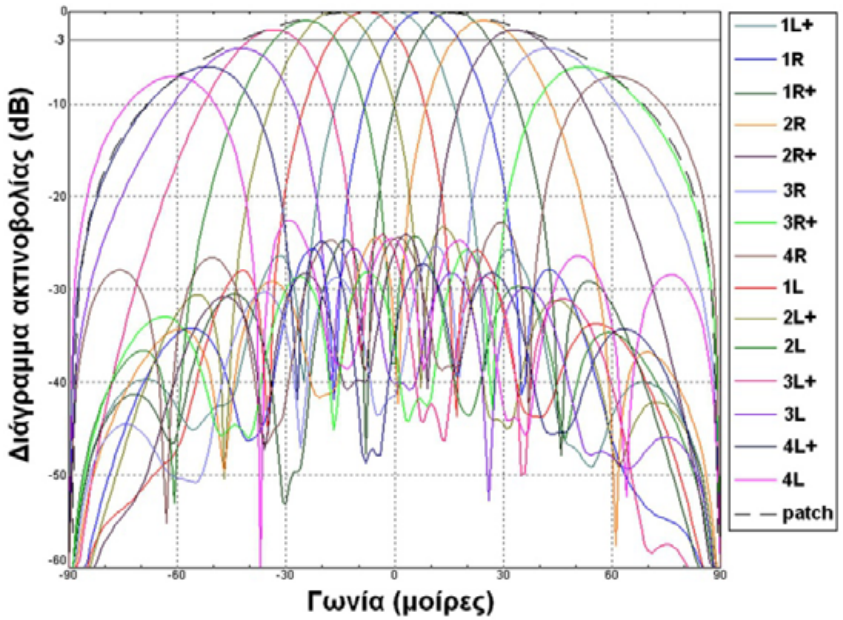
Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις, εφαρμόστηκε η τεχνική της ολίσθησης των ακολουθιών φάσης εξόδου, με σκοπό την αύξηση του αριθμού των ακτινοβολούμενων δεσμών. Εφαρμόζοντας τη (2.20), οι νέες διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας είναι 0^{o}, $\pm45^{o}$, $\pm90^{o}$ και $\pm135^{o}$, αντίστοιχα. Οι τιμές των πρόσθετων φασηθετών προκύπτουν από τη (2.21) ως $\Phi_1=0^{o}$, $\Phi_2=-22.5^{o}$, $\Phi_3=-45^{o}$, $\Phi_4=-67.5^{o}$, $\Phi_5=-90^{o}$, $\Phi_6=-112.5^{o}$, $\Phi_7=-135^{o}$ και $\Phi_8=-157.5^{o}$, αντίστοιχα. Για την υλοποίηση των κυκλωμάτων των μεταγόμενων φασηθετών, χρησιμοποιήθηκαν αρχεία μετρήσεων S-παραμέτρων εμπορικά διαθέσιμων διατάξεων [92]. Η κατανομή τροφοδοσίας (πλάτος και φάση), όπως προέκυψε από την προσομοίωση, φαίνεται στον Πίνακα 4.12 (οι ιδανικές τιμές πλάτους και διαφοράς φάσης μέσα στις παρενθέσεις), ενώ τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας απεικονίζονται στο Σχήμα 4.44.

Όπως φαίνεται στο Σχ.4.44, ο συνολικός αριθμός δεσμών φτάνει τις 15 και το επίπεδο του σημείου τομής διαδοχικών δεσμών (CL) έχει ανέβει στο -0.5dB

περίπου. Όλα τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας είναι σχεδόν αμετάβλητα. Τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά.

Πίνακας 4.12. Κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο ασύμμετρος πίνακας Butler 8x8, συμπεριλαμβάνοντας κυκλώματα μεταγόμενων φασηθετών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα f_o=3GHz.

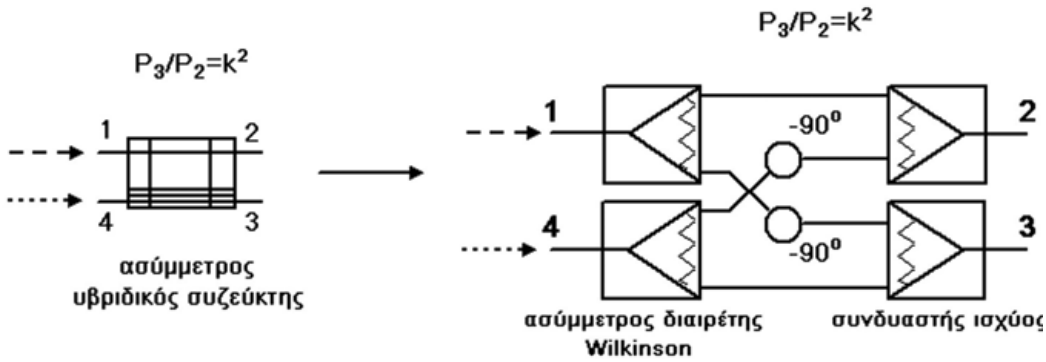
		Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου														
	Στοιχείο Συστοιχίας	1L+ (0^o)	1R (-22.5^o)	1R+ (-45^o)	2R (-67.5^o)	2R+ (-90^o)	3R (-112.5^o)	3R+ (-135^o)	4R (-157.5^o)	1L (22.5^o)	2L+ (45^o)	2L (67.5^o)	3L+ (90^o)	3L (112.5^o)	4L+ (135^o)	4L (157.5^o)
ΚΑΤΑΝΟΜΗ	A1	0.271	0.264	0.29	0.264	0.271	0.264	0.275	0.264	0.264	0.275	0.264	0.275	0.264	0.256	0.275
	(0.25)	-56.1°	101.7°	102.2°	101.8°	101.4°	79.7°	80.2°	34.7°	-55.6°	-10.1°	-10.6°	11.2°	11.8°	13°	12.4°
	A2	0.543	0.542	0.565	0.528	0.543	0.542	0.565	0.542	0.528	0.565	0.542	0.551	0.528	0.535	0.565
	(0.53)	-55.9°	78.9°	55.9°	34.5°	11.4°	-33.1°	-56.5°	-123.4°	-32.9°	33.6°	56.9°	101.5°	124.5°	146.2°	169.5°
	A3	0.9	0.89	0.913	0.89	0.9	0.875	0.899	0.89	0.89	0.913	0.89	0.899	0.89	0.884	0.913
	(0.89)	-56.7°	56.7°	10.8°	-32.9°	-78.6°	-145.7°	168.1°	79.2°	-10.5°	78.1°	124°	-169°	-123.2°	-79.3°	-33.5°
	A4	1	0.958	0.971	1	1	0.958	0.971	1	1	0.971	0.958	1	1	1	0.971
	(1)	-56.1°	34.3°	-33.8°	-100.8°	-169°	101.4°	33°	-78.1°	12.1°	123.4°	-168.4°	-79°	-10.8°	56.2°	124.4°
	A5	0.943	1	1	0.958	0.943	1	1	0.958	0.958	1	1	0.971	0.958	0.953	1
	(1)	-55.8°	12°	-78°	-168.5°	101.6°	-10.9°	-100.9°	124.3°	34.2°	169.1°	-100.9°	11.1°	101.3°	-168.4°	-78.2°
	A6	0.871	0.89	0.884	0.89	0.871	0.89	0.884	0.84	0.89	0.884	0.89	0.884	0.875	0.884	0.884
	(0.89)	-55.5°	-10.9°	-122.9°	123.6°	11.8°	-123.5°	124.6°	-33.9°	56.4°	-144.8°	-33.3°	102.2°	-146.1°	-33°	78.8°
	A7	0.543	0.528	0.536	0.542	0.543	0.528	0.536	0.542	0.542	0.536	0.528	0.551	0.542	0.535	0.536
	(0.53)	-55.1°	-33.8°	-167°	56°	-77.2°	123.7°	-9.8°	168.6°	78.1°	-99.8°	33.6°	-167.5°	-34°	102.3°	-124.3°
	A8	0.271	0.25	0.261	0.264	0.271	0.25	0.261	0.264	0.264	0.261	0.25	0.275	0.264	0.267	0.261
	(0.25)	-54.6°	-56.2°	147.2°	-11.2°	-167.1°	11.2°	-145.5°	11.8°	101.2°	-56.4°	101.3°	-76.7°	79.2°	-122.5°	34.1°



Σχήμα 4.44. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 8 στοιχείων, τροφοδοτούμενης από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 8x8, χρησιμοποιώντας την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με $0.425\lambda_o$.

4.5. Ασύμμετρα Δικτυώματα Τύπου Πίνακα Butler με Ασύμμετρους Διαιρέτες Wilkinson

Το κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος των Σχ.4.4(β) και 4.6, μπορεί να σχεδιαστεί χρησιμοποιώντας ασύμμετρους διαιρέτες Wilkinson [78], αντί ασύμμετρων υβριδικών συζευκτών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.45. Η βασική διαφορά μεταξύ των δύο τοπολογιών είναι ότι οι τρίθυροι διαιρέτες Wilkinson δεν έχουν την ανάγκη τερματισμού ανενεργής/απομονωμένης θύρας εισόδου. Κατά τα άλλα, το ισοδύναμο κύκλωμα είναι παρόμοιο, ενώ οι φασηθέτες των 90^o είναι απαραίτητοι για τη διατήρηση της διαφοράς φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου, όπως συμβαίνει στο συμβατικό υβριδικό συζεύκτη 3dB 90^o.



Σχήμα 4.45. Ισοδύναμο κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος, με ασύμμετρους διαιρέτες Wilkinson, που αντικαθιστά τον ασύμμετρο υβριδικό συζεύκτη.

Παρά το γεγονός ότι το κύκλωμα του Σχ.4.45 μπορεί να μοιάζει πλεονεκτικό σε σύγκριση με αυτό του Σχ.4.4(β) (ή 4.6), λόγω της απουσίας τέταρτης θύρας στους διαιρέτες, η πραγματικότητα οδηγεί στο αντίθετο. Ο κύριος λόγος είναι η αδυναμία των ασύμμετρων διαιρετών Wilkinson να δημιουργήσουν πολύ μεγάλους λόγους διαίρεσης ισχύος στις εξόδους τους (ιδιαίτερα σε μικροταινιακή μορφή). Όπως και στους υβριδικούς συζεύκτες, η προσπάθεια σχεδιασμού ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson απαιτεί μεταβολή της τιμής της χαρακτηριστικής αντίστασης των δύο κλάδων εξόδου. Ειδικά

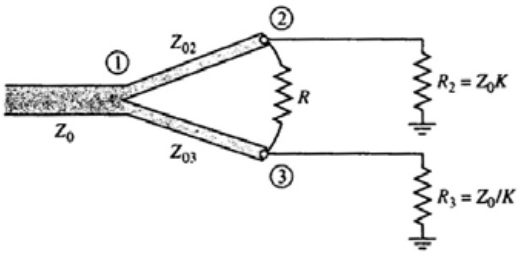
στον ένα κλάδο, η τιμή της χαρακτηριστικής αντίστασης αυξάνεται, με αποτέλεσμα να απαιτούνται στενές μικροταινιακές γραμμές για την υλοποίησή της.

Το μικροταινιακό κυκλωματικό διάγραμμα του ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson απεικονίζεται στο Σχήμα 4.46. Με δεδομένο τον επιθυμητό λόγο διαίρεσης ισχύος $k^2=P_3/P_2$, οι εξισώσεις που περιγράφουν το σχεδιασμό του ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson δίνονται ως εξής [93, σελ.367]:

$$Z_{o3} = Z_o\sqrt{\frac{1+k^2}{k^3}} \tag{4.7α}$$

$$Z_{o2} = k^2 Z_{o3} = Z_o\sqrt{k(1+k^2)} \tag{4.7β}$$

$$R = Z_o(k+\frac{1}{k}) \tag{4.7γ}$$



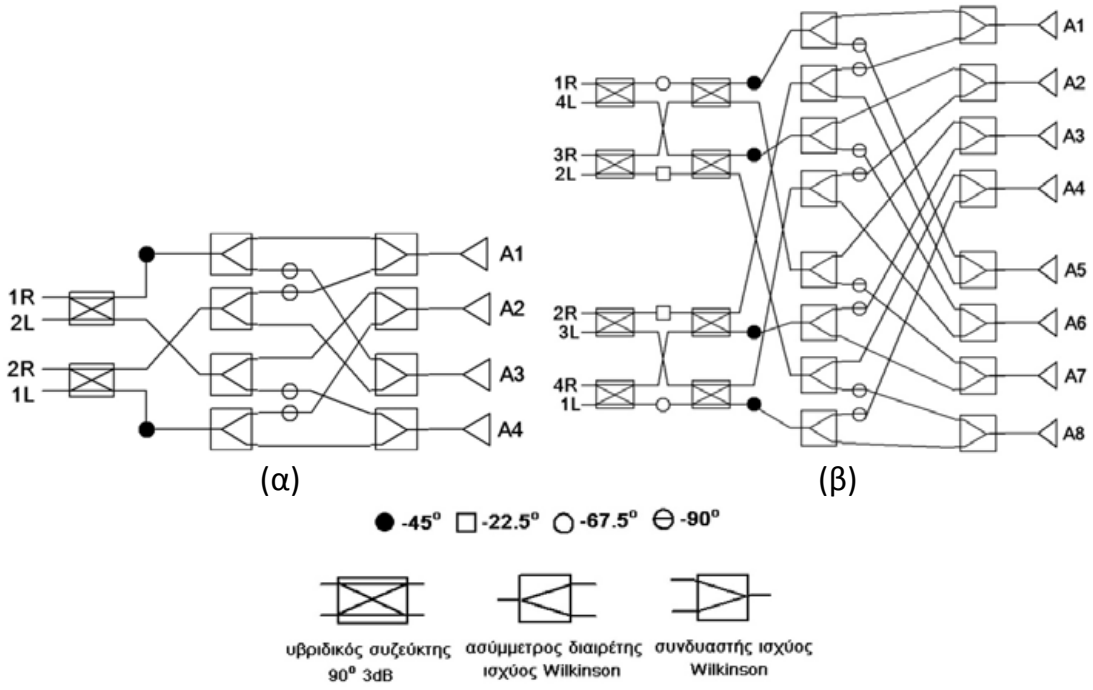
Σχήμα 4.46. Κυκλωματικό διάγραμμα του ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson [93].

Εφαρμόζοντας κανείς τις (4.7α)-(4.7γ) για μία σχετικά μεγάλη τιμή του λόγου διαίρεσης ισχύος, αντιλαμβάνεται αμέσως ότι ο σχεδιασμός γίνεται αδύνατος. Για παράδειγμα, εάν $k^2=16$ και $Z_o=50\Omega$, τότε προκύπτει $Z_{o3}=25.8\Omega$ και $Z_{o2}\approx413\Omega$. Η υλοποίηση μιας μικροταινιακής γραμμής με τιμή χαρακτηριστικής αντίστασης ίση με 413Ω είναι αδύνατη. Παρόλα αυτά, μπορούν να εφαρμοστούν απλές μέθοδοι, όπως η χρήση μετασχηματιστών $\lambda_g/4$ με κατάλληλη επιλογή του Z_o, για την επίτευξη σχετικά υψηλών λόγων διαίρεσης ισχύος, αυξάνοντας όμως την πολυπλοκότητα και τις απώλειες της διάταξης. Ακόμα και τότε όμως, οι διαστάσεις των γραμμών φτάνουν γρήγορα στα κατασκευαστικά όρια (ανεξάρτητα από την επιλογή

διηλεκτρικής σταθεράς), με αποτέλεσμα οι λόγοι διαίρεσης που μπορούν να υλοποιηθούν να είναι περιορισμένοι.

Βέβαια, υπάρχουν τεχνικές σχεδιασμού ασύμμετρων διαιρετών Wilkinson με σχετικά μεγάλους λόγους διαίρεσης ισχύος [94-100], οι οποίες όμως αυξάνουν σημαντικά την πολυπλοκότητα σχεδιασμού και δεν αποτελούν αντικείμενο μελέτης της παρούσας διατριβής. Συνεπώς, η χρήση συμβατικών ασύμμετρων διαιρετών Wilkinson, σχεδιασμένων με τις εξισώσεις (4.7α)-(4.7γ) αποτελεί μία αποδοτική εναλλακτική λύση, σε συστήματα όπου δεν απαιτείται ιδιαίτερα χαμηλό επίπεδο δευτερευόντων λοβών (π.χ. SLL>-30dB).

Έτσι, με βάση την ίδια αρχιτεκτονική της τοπολογίας των ασύμμετρων δικτυωμάτων που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες παραγράφους και χρησιμοποιώντας το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ.4.45, το Σχήμα 4.47 παρουσιάζει τα σχηματικά διαγράμματα των ασύμμετρων πινάκων Butler 4x4 και 8x8, τα οποία χρησιμοποιούν ασύμμετρους διαιρέτες Wilkinson.



Σχήμα 4.47. Σχηματικά διαγράμματα των ασύμμετρων πινάκων Butler, με χρήση ασύμμετρων διαιρετών ισχύος τύπου Wilkinson. (α) Ασύμμετρος πίνακας 4x4, (β) Ασύμμετρος πίνακας 8x8 και (γ) Επεξήγηση συμβόλων των διατάξεων.

Λόγω της ομοιότητας των δικτυωμάτων με αυτά που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες ενότητες, παρατίθεται στις επόμενες παραγράφους εν συντομία ο σχεδιασμός των πινάκων που χρησιμοποιούν ασύμμετρους διαιρέτες Wilkinson.

4.5.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα Butler 4 εισόδων – 4 εξόδων

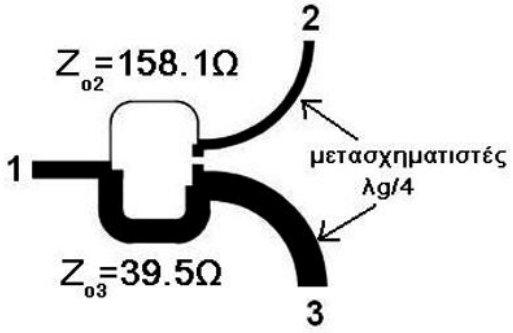
Ο Ασύμμετρος Διαιρέτης Ισχύος Wilkinson

Εξαιτίας των περιορισμών στο σχεδιασμό των ασύμμετρων διαιρετών τύπου Wilkinson που αναφέρθηκαν παραπάνω, έγιναν αρκετές δοκιμές για την εύρεση του μέγιστου δυνατού υλοποιήσιμου λόγου διαίρεσης. Προκειμένου να αυξηθεί όσο το δυνατόν ο λόγος διαίρεσης, είναι απαραίτητη η υλοποίηση μικροταινιακών γραμμών με πολύ μεγάλη χαρακτηριστική αντίσταση, η οποία οδηγεί σε πολύ στενές γραμμές.

Αρχικά, έγινε μία προσεκτική επιλογή υποστρώματος με σχετικά χαμηλή διηλεκτρική σταθερά, η οποία επιτρέπει την υλοποίηση γραμμών με σχετικά υψηλότερες τιμές χαρακτηριστικής αντίστασης, χωρίς να ξεπερνιούνται τα κατασκευαστικά όρια (πάχος>0.2mm). Συγκεκριμένα, επιλέχθηκε το υπόστρωμα τύπου ROGERS RT/Duroid 5880 με διηλεκτρική σταθερά ε_r=2.2, πάχος διηλεκτρικού h=0.787mm (31mil) και εφαπτομένη απωλειών tanδ=0.0009 [101]. Έτσι, ο μέγιστος λόγος διαίρεσης ισχύος που μπορεί να υλοποιηθεί, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (4.7α)-(4.7γ) χωρίς να ξεπεραστούν τα κατασκευαστικά όρια των γραμμών είναι ίσος με 4:1. Ο σχεδιασμός έγινε στη συχνότητα λειτουργίας f_o=2.45GHz.

Το χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson με λόγο διαίρεσης ισχύος 4:1 που σχεδιάστηκε χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (4.7α)-(4.7γ) φαίνεται στο Σχήμα 4.48. Φαίνονται επίσης οι τιμές των χαρακτηριστικών αντιστάσεων των κλάδων που προκύπτουν από τις (4.7α)-(4.7β). Το πάχος της γραμμής με χαρακτηριστική αντίσταση Z_{o2} αγγίζει το

κατασκευαστικό όριο των 0.2mm. Σημειώνεται ότι οι τιμές του τελικού κυκλώματος διαφέρουν κατά ένα μικρό ποσοστό, καθώς έχει εκτελεστεί βελτιστοποίηση κατά τη διαδικασία σχεδιασμού.



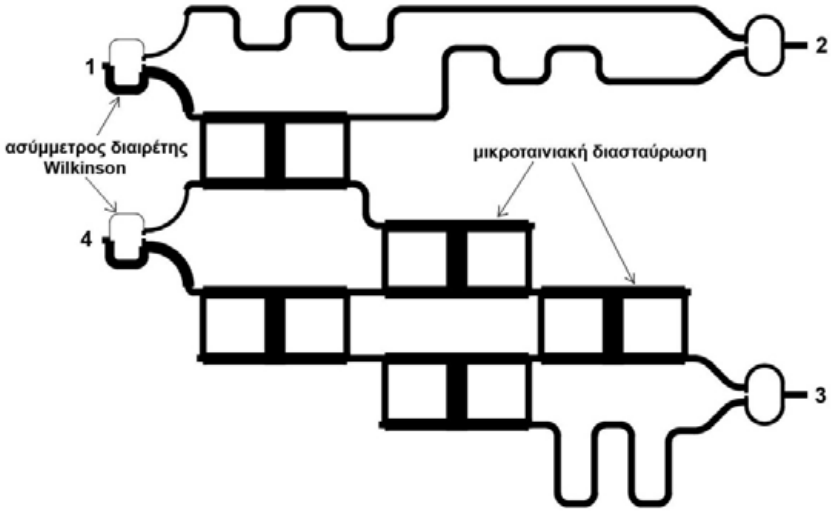
Σχήμα 4.48. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson με λόγο διαίρεσης ισχύος 4:1.

Το Κύκλωμα Ασύμμετρης Διαίρεσης Ισχύος 4:1

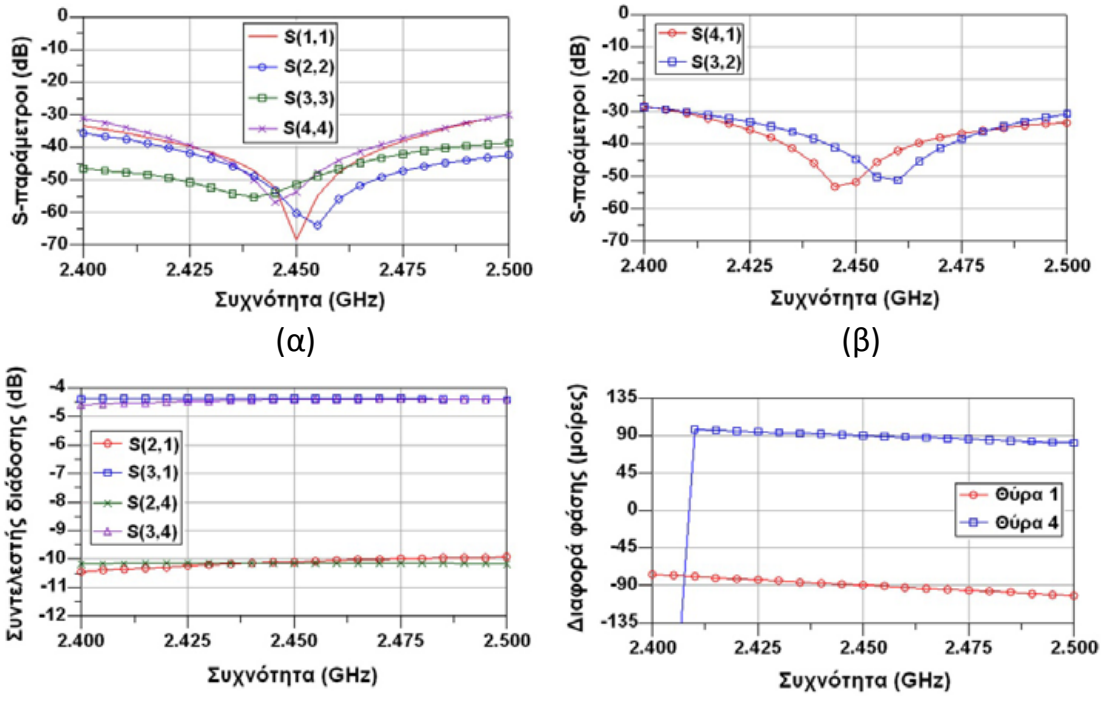
Χρησιμοποιώντας το διαιρέτη ισχύος του Σχ.4.48 και με βάση το κυκλωματικό διάγραμμα του ισοδύναμου κυκλώματος του Σχ.4.45, σχεδιάστηκε το αντίστοιχο κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος. Το μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος φαίνεται στο Σχήμα 4.49. Η μόνη διαφορά σε σχέση με τα αντίστοιχα προηγούμενα, είναι η χρήση των ασύμμετρων διαιρετών Wilkinson αντί των ασύμμετρων υβριδικών συζευκτών.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος απεικονίζονται στο Σχήμα 4.50. Οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης διατηρούνται κάτω από -30dB σε όλο το εύρος ζώνης. Ακόμη, η διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου είναι ίση με $\pm 90^{o}$ στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Επιπλέον, οι συντελεστές διάδοσης έχουν μία τιμή ίση με -4.4dB και -10.1dB αντίστοιχα, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Ο λόγος διαίρεσης ισχύος που προκύπτει είναι ίσος με 3.72:1 (5.7dB). Οι τιμές αυτές διατηρούνται σταθερές με ασήμαντες αποκλίσεις σε όλο το εύρος ζώνης. Η απόκλιση από την ιδανική

τιμή είναι ίση με 7% και δε θεωρείται σημαντική. Επομένως, τα αποτελέσματα κρίνονται ικανοποιητικά.



Σχήμα 4.49. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος 4:1.



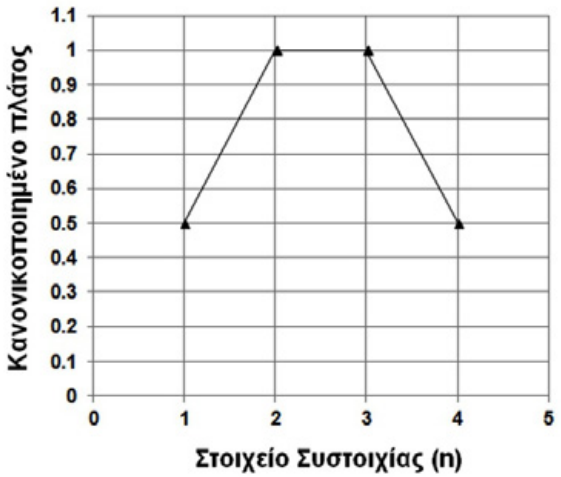
Σχήμα 4.50. Αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος του Σχ.4.49. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών 1 και 4.

Επιλογή Κατανομής Τροφοδοσίας

Σε ότι αφορά την κατανομή τροφοδοσίας, αυτή επιλέχθηκε με κριτήριο το μέγιστο δυνατό υλοποιούμενο κλάσμα ισχύος του ασύμμετρου διαιρέτη και του αντίστοιχου κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος (4:1), το οποίο οδήγησε σε μία συνημιτονοειδή κατανομή σε βάθρο -6dB (*cosine on a pedestal*), η οποία δημιουργεί ένα επίπεδο δευτερευόντων λοβών ίσο με -24dB. Οι συντελεστές της κατανομής για μια συστοιχία 4 στοιχείων φαίνονται στον Πίνακα 4.13, ενώ στο Σχήμα 4.51 απεικονίζεται γραφικά η μορφή της κατανομής. Επιπρόσθετα, με βάση το θεωρητικό ορισμό για την απόδοση της κατανομής, η μέγιστη δυνατή τιμή είναι ίση με 62.5%, ενώ η πραγματική μέγιστη παραμένει ίση με 50%, λόγω της ύπαρξης των συνδυαστών ισχύος.

Πίνακας 4.13. Κανονικοποιημένοι συντελεστές πλάτους τροφοδοσίας συνημιτονοειδούς κατανομής σε βάθρο -6dB.

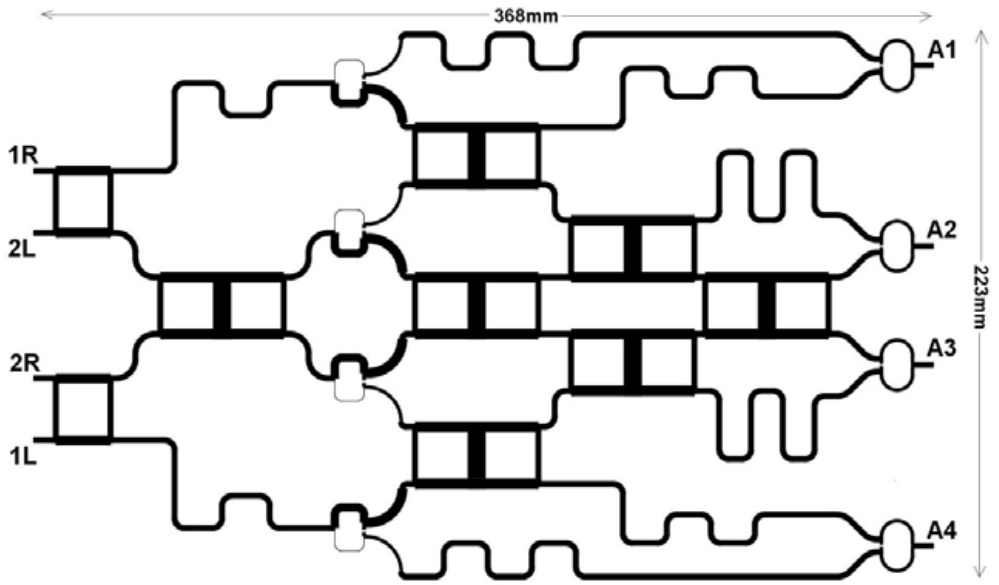
	Στοιχείο Συστοιχίας			
	A1	**A2**	**A3**	**A4**
Συντελεστές συνημιτονοειδούς κατανομής σε βάθρο (-6dB)	0.5	1	1	0.5



Σχήμα 4.51. Γραφική απεικόνιση της συνημιτονοειδούς κατανομής σε βάθρο -6dB, για μία συστοιχία 4 κεραιών.

Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Πίνακα

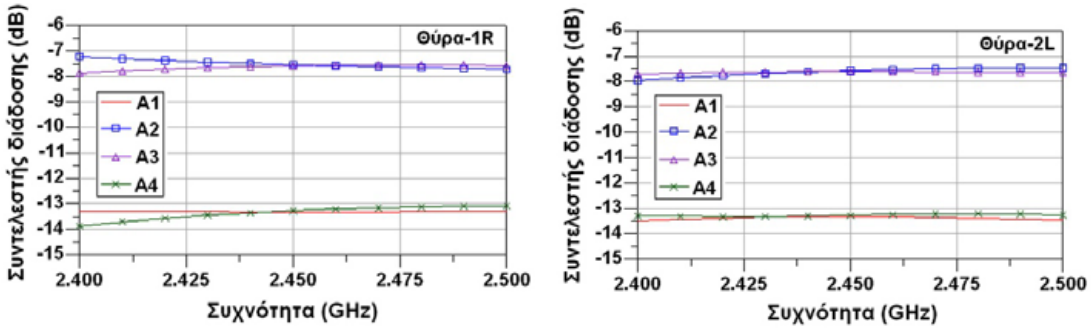
Στο Σχήμα 4.52 φαίνεται το χωρομετρικό διάγραμμα του πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε. Αντίστοιχα, στο Σχήμα 4.53 απεικονίζονται ενδεικτικά αποτελέσματα για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος του Σχ.4.52. Οι τιμές των συντελεστών διάδοσης κυμαίνονται περίπου στα -7.55dB και -13.3dB, αντίστοιχα, γύρω από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Οι αντίστοιχοι ιδανικοί συντελεστές είναι ίσοι με -7dB και -13dB. Έτσι, οι απώλειες φτάνουν τα 0.55dB. Ο λόγος διαίρεσης ισχύος που προκύπτει είναι ίσος με 3.76:1 (5.75dB), έχοντας μια απόκλιση από την ιδανική τιμή (4:1) ίση με 6%.



Σχήμα 4.52. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε, χρησιμοποιώντας ασύμμετρους διαιρέτες Wilkinson.

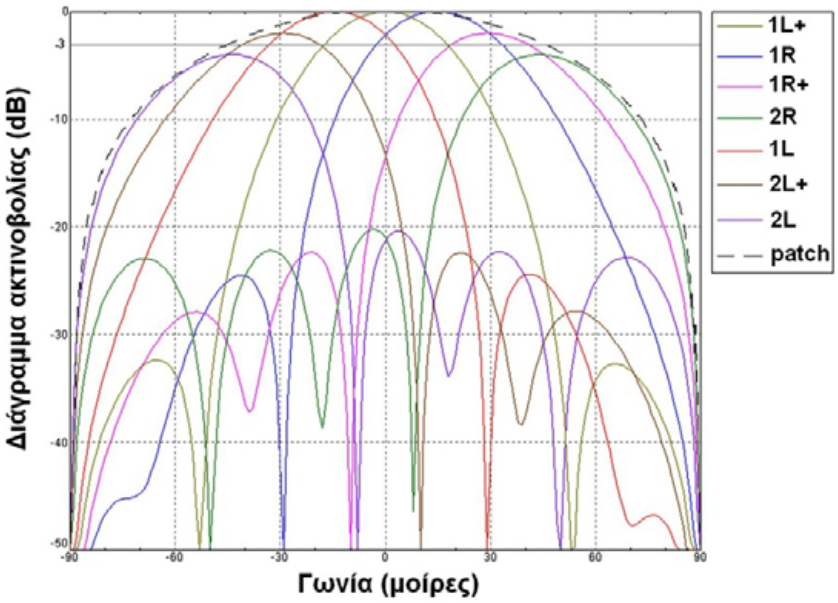
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των S-παραμέτρων του δικτυώματος του Σχ.4.52 έδωσαν μία μέση τιμή απόδοσης, για όλες τις θύρες εισόδου/δέσμες ίση με 44.3%. Το Σχήμα 4.54 απεικονίζει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από το δικτύωμα του Σχ.4.52,

στην κεντρική συχνότητα των 2.45GHz, εφαρμόζοντας και την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών. Προκειμένου να μειωθεί το επίπεδο των “grating lobes” των ακρότατων δεσμών, η απόσταση μεταξύ των στοιχείων ορίσθηκε ίση με $0.4\lambda_o$.



(α) (β)

Σχήμα 4.53. Αποτελέσματα προσομοίωσης για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών) του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.52. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2L.



Σχήμα 4.54. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 4 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με απόσταση μεταξύ των στοιχείων ίση με $0.4\lambda_o$, η οποία τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler του Σχ.4.52, εφαρμόζοντας και την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών.

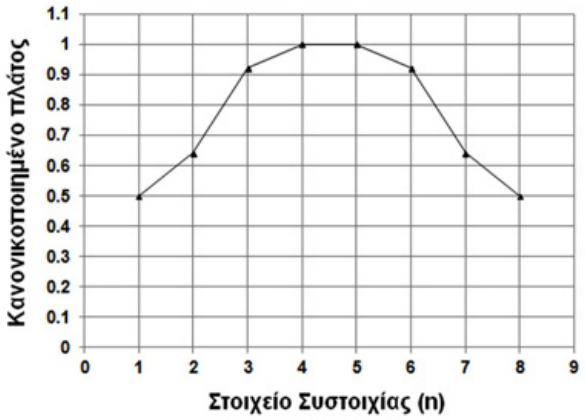
Όπως φαίνεται και στο Σχ.4.54, η αρχική προδιαγραφή των -24dB για το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών διατηρείται, κυρίως για τις κεντρικές δέσμες (1L,1L+,1R). Λόγω της επίδρασης του διαγράμματος ακτινοβολίας της μικροταινιακής κεραίας, η τιμή αυτή φτάνει τα -16dB περίπου, για τις ακρότατες δέσμες (4L και 4R). Επιπλέον, το επίπεδο των "grating lobes" έχει κρατηθεί χαμηλότερα των -20dB, ενώ το επίπεδο του σημείου τομής διαδοχικών δεσμών (CL) είναι ίσο με -0.5dB. Η κατευθυντικότητα είναι περίπου ίση με 10.9dB και το εύρος δέσμης μισής ισχύος ίσο με 36^{o}, για όλες τις περιπτώσεις δεσμών. Κατά συνέπεια, τα αποτελέσματα κρίνονται ικανοποιητικά και ο σχεδιασμός επιτυχής.

4.5.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα Butler 8 εισόδων – 8 εξόδων

Με βάση την ανάλυση που έχει προηγηθεί για το μέγιστο υλοποιήσιμο κλάσμα διαίρεσης ισχύος που επιτυγχάνεται και την επιλογή της κατανομής τροφοδοσίας, η κατανομή που είναι δυνατό να υλοποιηθεί στην περίπτωση του ασύμμετρου πίνακα 8x8, εκμεταλλευόμενοι το μέγιστο δυνατό κλάσμα διαίρεσης ισχύος των διαιρετών Wilkinson, είναι μία τροποποιημένη συνημιτονοειδής εις το τετράγωνο κατανομή σε βάθρο -6dB. Το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών που προσφέρει είναι ίσο με -21dB και οι συντελεστές της για μια συστοιχία 8 στοιχείων φαίνονται στον Πίνακα 4.14 (σε παρένθεση οι αυθεντικοί συντελεστές). Το γράφημά της φαίνεται στο Σχήμα 4.55. Η μέγιστη θεωρητική απόδοση της κατανομής φτάνει το 62.65%.

Πίνακας 4.14. Κανονικοποιημένοι συντελεστές πλάτους τροφοδοσίας τροποποιημένης συνημιτονοειδούς εις το τετράγωνο κατανομής σε βάθρο -6dB.

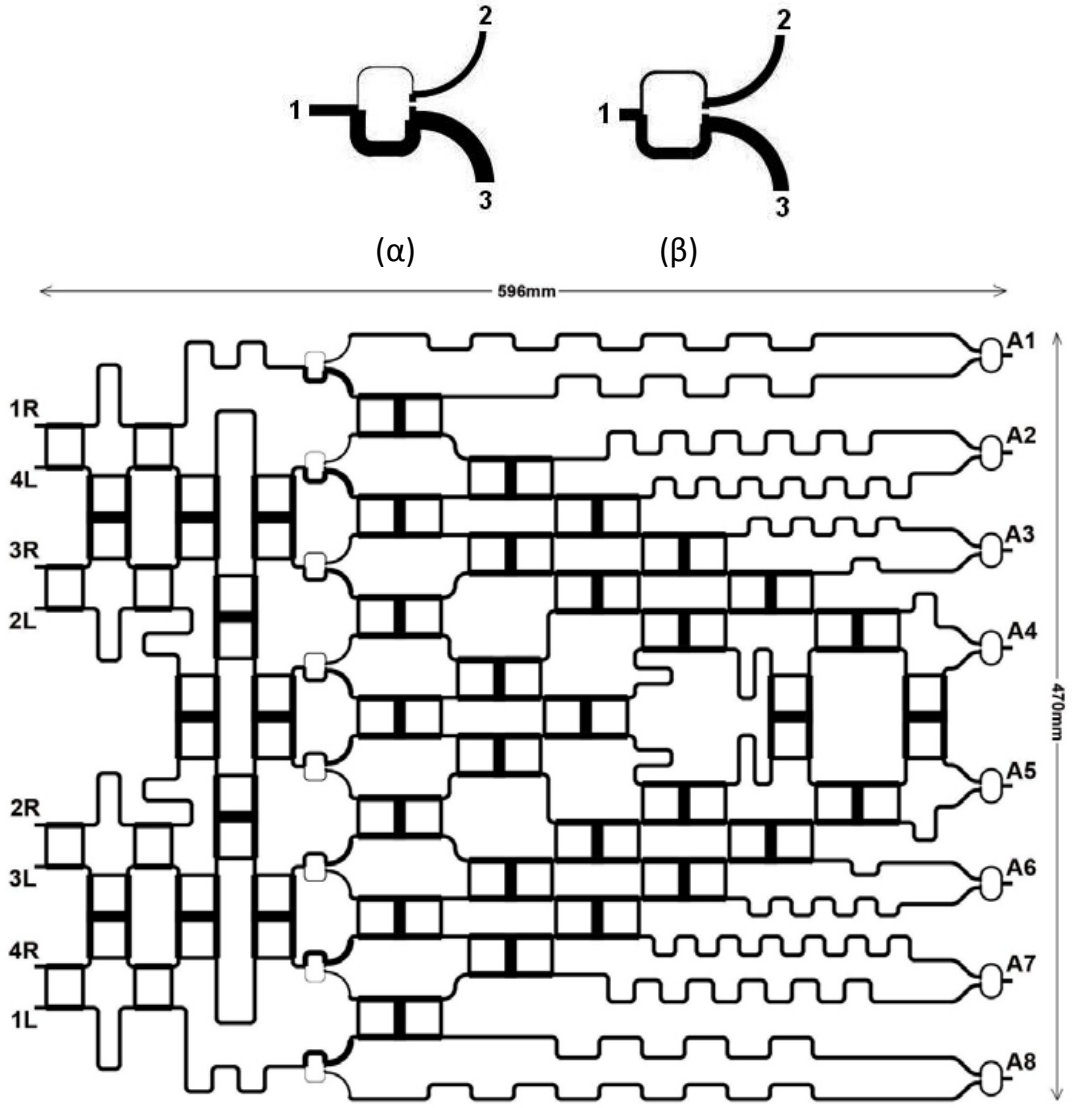
	Στοιχείο Συστοιχίας							
	A1	**A2**	**A3**	**A4**	**A5**	**A6**	**A7**	**A8**
Συντελεστές τροπ. συνημιτον. εις το τετράγωνο καταν. σε βάθρο (-6dB)	0.5 (0.5)	0.64 (0.65)	0.92 (0.85)	1 (1)	1 (1)	0.92 (0.85)	0.64 (0.65)	0.5 (0.5)



Σχήμα 4.55. Γραφική απεικόνιση της τροποποιημένης συνημιτονοειδούς εις το τετράγωνο κατανομής σε βάθρο -6dB, για μία συστοιχία 8 κεραιών.

Η υλοποίηση της κατανομής απαιτεί δύο λόγους διαίρεσης ισχύος, τον πρώτο (k_1^2) ίσο με 4:1 και τον δεύτερο (k_2^2) ίσο με 2.1:1. Η διαδικασία σχεδιασμού των διαιρετών και των αντίστοιχων κυκλωμάτων ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος είναι παρόμοια με αυτές που έχουν ήδη παρατεθεί και για λόγους συντομίας δε θα παρατεθεί εδώ. Τα μικροταινιακά χωρομετρικά διαγράμματα των διαιρετών Wilkinson και του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8 φαίνονται στο Σχήμα 4.56. Η κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o είναι ίση με 2.45GHz, ενώ τα κυκλώματα σχεδιάστηκαν στο γνωστό υπόστρωμα ROGERS RT/Duroid 5880 [101].

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του δικτυώματος του Σχ.4.56(γ) έδωσαν μία μέση τιμή της απόδοσης ίση με 39.3%. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν απεικονίζονται στο Σχήμα 4.57. Η απόσταση μεταξύ των στοιχείων έχει ορισθεί ίση με $0.466\lambda_o$, προκειμένου να μειωθεί το επίπεδο του “grating lobe”. Όπως φαίνεται από το Σχ.4.57, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών διατηρείται στα -21dB για τις κεντρικές δέσμες, ενώ φτάνει τα -12dB για τις ακραίες. Το CL είναι καλύτερο από -1dB, ενώ ο γωνιακός τομέας κάλυψης φτάνει τις 130^o. Η κατευθυντικότητα κυμαίνεται από 14.8dB για τις κεντρικές έως 13.5dB για τις ακραίες δέσμες, ενώ το εύρος δέσμης μισής ισχύος από 15.5^o έως 22.4^o. Τα αποτελέσματα κρίνονται ικανοποιητικά.

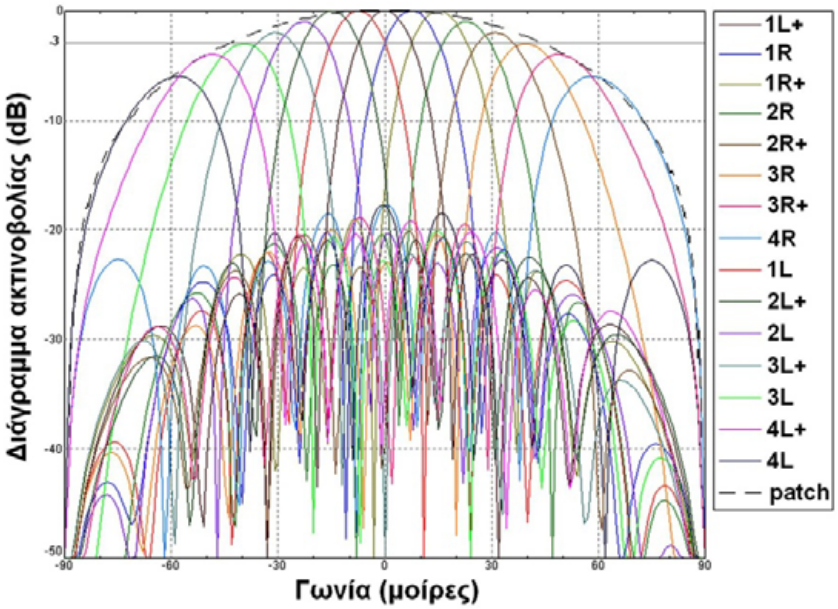


Σχήμα 4.56. Μικροταινιακά χωρομετρικά διαγράμματα των κυκλωμάτων. (α) Ασύμμετρος διαιρέτης Wilkinson με λόγο διαίρεσης ισχύος 4:1, (β) Ασύμμετρος διαιρέτης Wilkinson με λόγο διαίρεσης ισχύος 2.1:1 και (γ) Ασύμμετρος πίνακας Butler 8x8.

4.6. Σύγκριση των Δύο Τοπολογιών

Όπως έχει γίνει ξεκάθαρο, η μόνη διαφορά των δύο τοπολογιών είναι η χρήση διαφορετικής ασύμμετρης διάταξης διαίρεσης ισχύος. Η γενική κυκλωματική διάταξη του ισοδύναμου κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος είναι γενικά η ίδια. Συνεπώς, οι αλλαγές βασίζονται στην επιλογή της διάταξης ανισομερούς διαίρεσης της ισχύος.

Είναι επίσης ξεκάθαρο ότι ο ασύμμετρος διαιρέτης Wilkinson, τουλάχιστον στη συμβατική του μορφή, δεν μπορεί να προσφέρει εξίσου υψηλούς λόγους διαίρεσης ισχύος με τον ασύμμετρο υβριδικό συζεύκτη που χρησιμοποιήθηκε. Κατά συνέπεια, η επιλογή του φαντάζει λιγότερο ελκυστική.



Σχήμα 4.57. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 8 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με απόσταση μεταξύ των στοιχείων ίση με $0.466\lambda_o$, η οποία τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler του Σχ.4.56(γ).

Σε ότι αφορά τη σύγκριση των δικτυωμάτων, δεν μπορεί να γίνει ευθεία συγκριτική μελέτη, καθώς σχεδιάστηκαν σε διαφορετικές συχνότητες και για διαφορετικές ανομοιόμορφες κατανομές. Στις περιπτώσεις που σχεδιάστηκαν, φαίνεται ότι τα δικτυώματα με τον ασύμμετρο διαιρέτη Wilkinson παρουσιάζουν ελάχιστα μειωμένες απώλειες σε σχέση με αυτά που χρησιμοποιούν τον ασύμμετρο συζεύκτη. Όμως, οι λόγοι διαίρεσης ισχύος των αντίστοιχων διατάξεων δεν είναι οι ίδιοι, επομένως δεν μπορεί να γίνει μία γενική διαπίστωση επί του θέματος. Το ίδιο ισχύει και για τις αποδόσεις των δικτυωμάτων. Πάντως, σε γενικές γραμμές, οι ασύμμετροι

διαιρέτες Wilkinson με σχετικά υψηλούς λόγους διαίρεσης ισχύος εμφανίζουν σημαντικές απώλειες, εξαιτίας των πολύ λεπτών γραμμών μεταφοράς που απαιτούνται για την υλοποίησή τους.

Επιπλέον, το χαμηλότερο επίπεδο δευτερευόντων λοβών που προσφέρουν τα δικτυώματα με τον ασύμμετρο συζεύκτη, συνοδεύεται γενικά με μειωμένη απόδοση, χαμηλότερη κατευθυντικότητα και αυξημένο εύρος δέσμης μισής ισχύος. Αυτά όμως δεν οφείλονται στη λειτουργία των διατάξεων, αλλά στις επιπτώσεις της ανομοιόμορφης κατανομής.

Ένα ακόμη, ίσως όχι και τόσο σημαντικό θέμα, είναι το γεγονός ότι οι διαιρέτες Wilkinson απαιτούν την ύπαρξη της ωμικής αντίστασης στην τοπολογία τους, ενώ δε διαθέτουν τέταρτη-απομονωμένη θύρα. Από την άλλη πλευρά, παρά το γεγονός ότι οι συζεύκτες διαθέτουν την τέταρτη ανενεργή θύρα, ο τερματισμός της δεν είναι θεωρητικά απαραίτητος, καθώς αυτή είναι απομονωμένη, με αποτέλεσμα να μην εμφανίζεται εκεί σήμα. Στα δικτυώματα που σχεδιάστηκαν εδώ ο τερματισμός έγινε για να διασφαλιστεί η καλή λειτουργία του κυκλώματος, σε περίπτωση που η απομόνωση του συζεύκτη δεν είναι επαρκής.

Εν κατακλείδι, η συγκεκριμένη τοπολογία ασύμμετρου συζεύκτη που επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί στην παρούσα διατριβή, φαίνεται ότι παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα, καθώς με κατάλληλη επιλογή των διαφόρων παραμέτρων (π.χ. διηλεκτρική σταθερά υποστρώματος), μπορεί να δημιουργήσει εξαιρετικά υψηλούς λόγους διαίρεσης ισχύος που φτάνουν το 30:1. Κάτι αντίστοιχο δεν μπορεί να συμβεί με τον ασύμμετρο διαιρέτη Wilkinson, ο οποίος αποτελεί μία καλή επιλογή, αλλά όχι για δικτυώματα που δημιουργούν εξαιρετικά χαμηλό SLL (π.χ. <-30dB). Παρόλα αυτά, είναι σημαντικό να τονιστεί ότι εκτός από τις ασύμμετρες διατάξεις, το βασικό στοιχείο των δικτυωμάτων είναι το ισοδύναμο κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος. Έτσι, όντας το βασικό δομικό στοιχείο των ασύμμετρων δικτυωμάτων, απομένει η επιλογή του κατάλληλου διαιρέτη/συζεύκτη για τη

δημιουργία διαγραμμάτων ακτινοβολίας με όσο το δυνατόν χαμηλότερο επίπεδο δευτερευόντων λοβών.

4.7. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό μελετήθηκαν, σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν ασύμμετρα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler, για την ανάπτυξη ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς. Σε σχέση με την τεχνική της ταυτόχρονης διέγερσης πολλαπλών θυρών εισόδου, το πλεονέκτημα έχει να κάνει με τη διέγερση μόνο μιας θύρας κάθε φορά, αποφεύγοντας έτσι τα πρόσθετα εξωτερικά κυκλώματα.

Η σύνθεση των κυκλωμάτων βασίζεται στη χρήση ασύμμετρων διαιρετών/συζευκτών και των αντίστοιχων κυκλωμάτων ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος. Έτσι, προκύπτει μία τροποποιημένη τοπολογία του πίνακα Butler, η οποία όμως μπορεί να δημιουργήσει ανομοιόμορφες κατανομές τροφοδοσίας στην έξοδο. Σχεδιάστηκαν δύο διαφορετικές τοπολογίες, κάνοντας χρήση διαφορετικών διατάξεων ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και των μετρήσεων είναι γενικά ικανοποιητικά και ενθαρρυντικά. Η επιλογή του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη είναι προτιμώτερη, ιδιαίτερα σε περιπτώσεις όπου απαιτείται εξαιρετικά χαμηλό επίπεδο δευτερευόντων λοβών.

Σε γενικές γραμμές, τα ασύμμετρα δικτυώματα υπερτερούν σε μια σειρά από χαρακτηριστικά τα οποία αποτελούν κυρίως μειονεκτήματα για τα συστήματα ταυτόχρονης διέγερσης, όπως αναφέρθηκαν εκτενώς στο Κεφάλαιο 3 και στην παράγραφο 4.2.3. Το θέμα της μειωμένης απόδοσης και των απωλειών είναι σημαντικό, αλλά και αναμενόμενο και μπορεί να αντιμετωπιστεί με ενισχυτικές διατάξεις.

Επιπλέον, το θέμα της υλοποίησης δισδιάστατων τοπολογιών είναι και αυτό σημαντικό. Βασιζόμενοι στην αρχιτεκτονική που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 2 (Σχ.2.21-2.22), η τροφοδοσία μιας επίπεδης συστοιχίας μπορεί να

γίνει από δικτυώματα τοποθετημένα σε οριζόντιες ή/και κατακόρυφες στοίβες. Εδώ οι ασύμμετροι πίνακες μπορεί να αποδειχθούν πολύ πιο πρακτικοί και αποδοτικοί, καθώς δεν απαιτούνται πρόσθετα κυκλώματα σε κάθε στοίβα, όπως στην τεχνική της διέγερσης πολλαπλών θυρών.

Σε ότι αφορά την τεχνική της ολίσθησης της ακολουθίας φάσης εξόδου μέσω των κυκλωμάτων των μεταγόμενων διακοπτών, αυτή εφαρμόστηκε όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις. Τα αποτελέσματα είναι τα αναμενόμενα, ενώ σημαντική είναι η αύξηση του επιπέδου του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών (-0.5dB), η οποία οφείλεται και στο σχετικά αυξημένο εύρος δέσμης.

Συνεπώς, οι ασύμμετροι πίνακες Butler αποτελούν εν γένει μία πιο ολοκληρωμένη λύση για την ανάπτυξη συστημάτων ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς. Τέλος, η ιδέα του σχεδιασμού ασύμμετρων δικτυωμάτων τύπου πίνακα επεκτείνεται στο επόμενο κεφάλαιο, με το σχεδιασμό δικτυωμάτων που βασίζονται στον πίνακα Nolen.

Κεφάλαιο 5

Ασύμμετρα Δικτυώματα Τύπου Πίνακα Nolen

5.1. Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό μελετώνται συστήματα ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών που βασίζονται σε δικτυώματα τύπου πίνακα Nolen [26]. Η εργασία εστιάζεται στη σύνθεση, το σχεδιασμό και την υλοποίηση καινοτόμων δικτυωμάτων διαμόρφωσης δέσμης, τα οποία δημιουργούν ανομοιόμορφες κατανομές πλάτους τροφοδοσίας. Το γεγονός αυτό αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα σε σχέση με το συμβατικό πίνακα Nolen, η τοπολογία του οποίου δεν επιτρέπει τη δημιουργία ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους, για ίδιο αριθμό θυρών εισόδου και εξόδου.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο πίνακας Nolen είναι ένα δίκτυο σειριακής τροφοδοσίας, ο οποίος παρουσιάζει σημαντικές ομοιότητες με τον πίνακα Blass [25]. Γενικά, οι πίνακες Nolen και Blass δεν έχουν χρησιμοποιηθεί ευρέως, σε αντίθεση με τον πίνακα Butler, κυρίως λόγω της ιδιαιτερότητας της τοπολογίας τους (Σχ.2.26-2.27).

Παρά το γεγονός ότι τα δικτυώματα τύπου πίνακα Nolen και εν γένει τα σειριακά δικτυώματα εμφανίζουν κάποια μειονεκτήματα σε σχέση με τις παράλληλες τοπολογίες (όπως ο πίνακας Butler), από την άλλη πλευρά

διαθέτουν και σημαντικά πλεονεκτήματα. Συγκεκριμένα, ενώ οι σειριακές τοπολογίες απαιτούν μεγαλύτερο αριθμό διατάξεων, ταυτόχρονα δεν απαιτούν τη χρήση διασταυρώσεων στις γραμμές μεταφοράς. Το τελευταίο χαρακτηριστικό τα καθιστά ελκυστικές εναλλακτικές λύσεις για την υλοποίηση δικτυωμάτων μεγάλης τάξης, κατάλληλων για την τροφοδοσία συστοιχιών με σχετικά αυξημένο αριθμό κεραιών (π.χ. >16), όπου οι παράλληλες τοπολογίες τύπου πίνακα Butler γίνονται εξαιρετικά πολύπλοκες. Επίσης, όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, τα παράλληλα δικτυώματα δεν μπορούν να υλοποιήσουν οποιαδήποτε ανομοιόμορφη κατανομή, λόγω των περιορισμών που υφίστανται από την αρχή διατήρησης της ενέργειας, από το μέγιστο δυνατό κλάσμα διαίρεσης ισχύος των υβριδικών συζευκτών, αλλά και των παράλληλων διασυνδέσεων της κυκλωματικής τοπολογίας.

Αντίθετα, οι σειριακές τοπολογίες μπορούν θεωρητικά να δημιουργήσουν οποιαδήποτε ανομοιόμορφη κατανομή, με μοναδικό περιορισμό το μέγιστο επιτεύξιμο κλάσμα διαίρεσης ισχύος. Ακόμη, τα σειριακά δικτυώματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην τροφοδοσία συστοιχιών με σάρωση συχνότητας. Επιπλέον, τα παράλληλα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler σχεδιάζονται συνήθως με ίδιο αριθμό εισόδων-εξόδων (N), όπου $N=2^n$, ενώ οι σειριακές τοπολογίες μπορούν να σχεδιαστούν το ίδιο εύκολα για διαφορετικούς αριθμούς εισόδων-εξόδων και για $N\neq2^n$. Τέλος, συγκρίνοντας τους πίνακες Blass και Nolen, η επιλογή του τελευταίου μοιάζει περισσότερο ελκυστική, καθώς διαθέτει υψηλότερη κυκλωματική απόδοση, μικρότερο αριθμό διατάξεων και μειωμένη πολυπλοκότητα.

Παρόλα αυτά, έχουν δημοσιευθεί πρόσφατα κάποιες μελέτες, οι οποίες κάνοντας χρήση ενός αλγορίθμου για το σχεδιασμό, εστιάζουν στην εύρεση των βέλτιστων χαρακτηριστικών των διατάξεων ενός πίνακα Blass, με στόχο τη μείωση των απωλειών και την αύξηση της απόδοσης [102]. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι σημαντικά, ιδίως στην περίπτωση του πίνακα

Blass, ο οποίος εμφανίζει υψηλές απώλειες εξαιτίας της ύπαρξης των τερματισμένων φορτίων. Η ίδια προσέγγιση έχει εφαρμοστεί και στην [103], όπου γίνεται εφικτή η δημιουργία ακτινοβολούμενων δεσμών με τυχαίους γωνιακούς προσανατολισμούς, καθώς και η δημιουργία μη ορθογώνιων κατανομών τροφοδοσίας εξόδου. Μία ιδιαίτερη περίπτωση εφαρμογής του παραπάνω αλγόριθμου λαμβάνει χώρα στις [104-105], όπου χρησιμοποιείται για το σχεδιασμό πινάκων Nolen. Η ιδιαιτερότητα έγκειται στο γεγονός ότι στην περίπτωση του πίνακα Nolen δεν απαιτούνται τερματισμένα φορτία, καθώς δεν υπάρχουν μη χρησιμοποιούμενες θύρες εξόδου.

Όμως, η εργασία στην παρούσα διατριβή βασίζεται στη διαδικασία ανάλυσης και σχεδιασμού που παρουσιάζεται στην [35], καθώς αποτελεί μία απλούστερη και περισσότερο γενική και εφαρμόσιμη τεχνική, η οποία μπορεί να επεκταθεί και σε παρόμοιου τύπου σειριακά δίκτυα τροφοδοσίας. Έτσι, η τεχνική αυτή αναλύεται λεπτομερώς και επεκτείνεται στην παρούσα εργασία. Η σύνθεση των δικτυωμάτων που προτείνονται βασίζεται στο σχεδιασμό σειριακών δικτυωμάτων διπλής σειράς (*dual-series*), τα οποία διαθέτουν μόνο δύο θύρες εισόδου. Ο σχεδιασμός τέτοιου τύπου δικτυωμάτων με βέλτιστη απόδοση έχει γίνει στην [106], όμως η διαδικασία δεν μπορεί να επεκταθεί σε δικτυώματα με περισσότερες θύρες εισόδου. Αντίθετα, στην παρούσα διατριβή προτείνεται μία τεχνική σχεδιασμού δικτυωμάτων με τυχαίους αριθμούς εισόδων – εξόδων (MxN), όπου ο αριθμός εισόδων ισούται με $M=2^m$.

Πρέπει να τονιστεί ότι μέχρι πρόσφατα, δεν έχει δημοσιευθεί στη βιβλιογραφία ο σχεδιασμός ενός ασύμμετρου (ανισομερούς διαίρεσης ισχύος στις εξόδους) πίνακα Nolen με ίσο αριθμό εισόδων και εξόδων (NxN), παρά τις σχετικές μελέτες για συμβατικούς πίνακες Nolen [104, 107-108]. Η μοναδική περίπτωση ασύμμετρου πίνακα Nolen εμφανίζεται στην [105], όπου παρουσιάζεται ένας ασύμμετρος πίνακας 4 εισόδων και 8 εξόδων (4x8). Στην πραγματικότητα, είναι αδύνατο να σχεδιαστεί ένας ασύμμετρος πίνακας

Nolen N εισόδων – N εξόδων, εξαιτίας των περιορισμών που καθορίζονται από την αρχή διατήρησης της ενέργειας, καθώς το κύκλωμα θεωρητικά δε διαθέτει απώλειες. Όμως, όπως εκτενώς αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 3, η ύπαρξη απωλειών είναι απαραίτητη για το σχεδιασμό ασύμμετρων δικτυωμάτων τύπου πίνακα που δε διαθέτουν πρόσθετα εξωτερικά κυκλώματα. Από την άλλη πλευρά, αυτό μπορεί να επιτευχθεί μόνο όταν ο πίνακας Nolen διαθέτει μεγαλύτερο αριθμό θυρών εξόδου (N) από τον αριθμό των θυρών εισόδου (M). Η μέθοδος αυτή εφαρμόζεται στην [105], όπου ουσιαστικά τα πρόσθετα κυκλώματα διαίρεσης ισχύος στις εξόδους, ενσωματώνονται στην τοπολογία του πίνακα, παραλλάσοντας την αντίστοιχη τεχνική που αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 3.

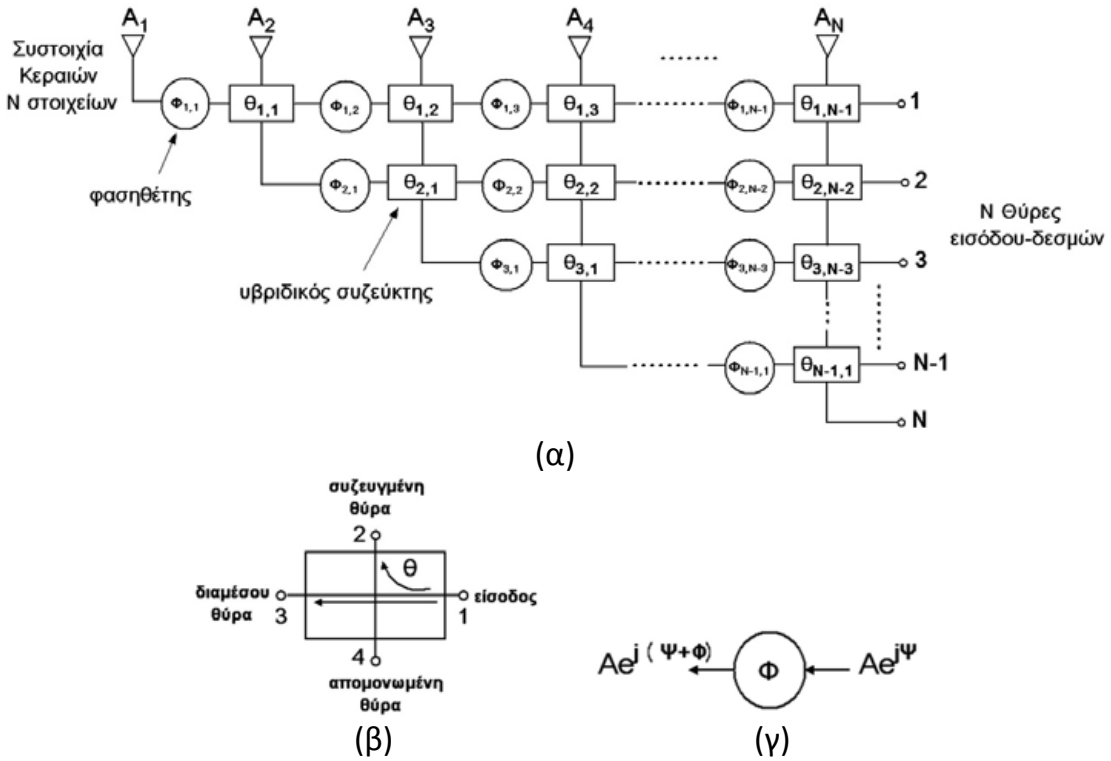
Με βάση όλα τα παραπάνω, στην παρούσα διατριβή σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν ασύμμετρα δικτυώματα τύπου πίνακα Nolen, τα οποία διαθέτουν ίδιο (NxN) ή διαφορετικό αριθμό εισόδων – εξόδων (MxN), όπου ο αριθμός εισόδων είναι δύναμη του 2. Η τοπολογία βασίζεται στη χρήση των κυκλωμάτων διπλής σειράς και στην εισαγωγή απωλειών στο δικτύωμα, με αποτέλεσμα τη δημιουργία ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους. Έτσι, τροφοδοτώντας μία γραμμική συστοιχία, τα δικτυώματα δημιουργούν μη ορθογώνιες ακτινοβολούμενες δέσμες με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς.

Το πρώτο μέρος του κεφαλαίου αφιερώνεται σε μία λεπτομερή περιγραφή και ανάλυση του πίνακα Nolen. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται η διαδικασία σύνθεσης των νέων τοπολογιών, ενώ παρατίθενται συγκεκριμένα παραδείγματα σχεδιασμού και υλοποίησης των πρωτότυπων δικτυωμάτων. Παρουσιάζονται αναλυτικά τα αποτελέσματα προσομοίωσης και μετρήσεων, ενώ στο τελευταίο μέρος του κεφαλαίου γίνεται μία αποτίμηση και σύγκριση των δικτυωμάτων με τα αντίστοιχα που βασίζονται στον πίνακα Butler.

5.2. Γενική Περιγραφή του Πίνακα Nolen

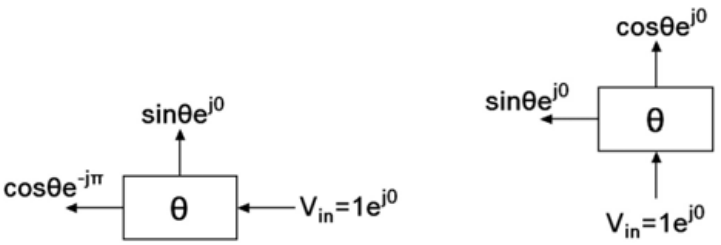
Καθώς η πρώτη παρουσίαση του πίνακα Nolen παρατέθηκε στην ενότητα 2.5.2.3, στην παράγραφο αυτή θα παρατεθεί μία εκτενέστερη περιγραφή και μαθηματική ανάλυση του δικτυώματος, η οποία χρησιμεύει στην κατανόηση της λειτουργίας του και στη διαδικασία σύνθεσης των νέων δικτυωμάτων που παρουσιάζονται στις επόμενες ενότητες.

Το αναλυτικό σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen απεικονίζεται στο Σχήμα 5.1(α). Όπως φαίνεται, ο πίνακας Nolen βασίζεται στη σειριακή τροφοδοσία της συστοιχίας, σε αντίθεση με τον πίνακα Butler. Ακόμα, ο αριθμός των θυρών εισόδου ενός πίνακα Nolen μπορεί να είναι διαφορετικός από τον αριθμό των θυρών εξόδου. Παρόλα αυτά, όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο πίνακας Nolen αποτελεί μία γενικευμένη περίπτωση του πίνακα Butler [1, 26], στον οποίο μπορεί να απλοποιηθεί [35].



Σχήμα 5.1. Ο πίνακας Nolen και οι βαθμίδες του. (α) Αναλυτικό σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen, (β) Ο υβριδικός συζεύκτης και η λειτουργία του και (γ) Ο φασηθέτης και η λειτουργία του.

Όπως σε όλα τα δικτυώματα τροφοδοσίας πολλαπλών δεσμών, η λειτουργία του βασίζεται στη διαδοχική διέγερση των θυρών εισόδου, κάθε μία από τις οποίες δημιουργεί μία διαφορετική ακτινοβολούμενη δέσμη στο χώρο. Οι βασικές του βαθμίδες είναι οι υβριδικοί/κατευθυντικοί συζεύκτες (διατάξεις θ) και οι φασηθέτες (διατάξεις φ), οι οποίες περιγράφονται σχηματικά στα Σχήματα 5.1(β) και 5.1(γ), αντίστοιχα. Η τιμή του θ καθορίζει το συντελεστή σύζευξης πλάτους του συζεύκτη, ενώ η τιμή του φ καθορίζει τη μετατόπιση φάσης που εισάγει ο φασηθέτης. Τα χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς πλάτους του υβριδικού συζεύκτη που χρησιμοποιείται, φαίνονται στο Σχήμα 5.2.



(α) (β)

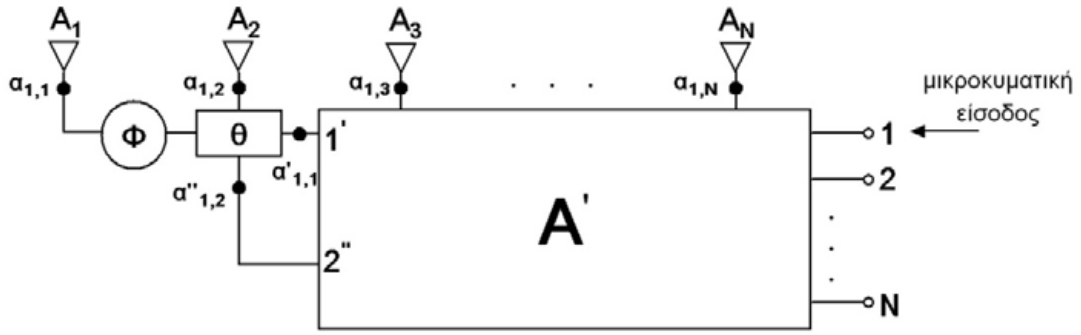
Σχήμα 5.2. Χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς πλάτους του συζεύκτη [35]. (α) Διέγερση θύρας 1 (Σχ.5.1(β)), (β) Διέγερση θύρας 4 (Σχ.5.1(β)).

Ανάλυση του Δικτυώματος

Η διαδικασία ανάλυσης του δικτυώματος είναι σχετικά απλή και σε γενικές γραμμές περιγράφεται ως εξής: Ξεκινώντας από το επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας, προσδιορίζονται αρχικά οι συντελεστές διέγερσης (κατανομή πλάτους και φάσης) της συστοιχίας $\alpha_{n,i}$ (όπου n=αριθμός θύρας εισόδου και i=αριθμός κεραίας), όπως αυτοί φαίνονται στο Σχήμα 5.3, για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1. Αυτό επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας τις κλασσικές τεχνικές σύνθεσης διαγραμμάτων ακτινοβολίας [1, 2]. Αφού καθοριστούν (ή είναι εξ' αρχής γνωστοί) οι συντελεστές διέγερσης, είναι εφικτό να προσδιοριστούν οι τιμές των διατάξεων θ και φ, ακολουθώντας μία

επαναληπτική διαδικασία ανάλυσης του κυκλώματος, η οποία παρατίθεται παρακάτω.

Έτσι, ο σχεδιασμός του δικτυώματος ξεκινά από τις γνωστές-επιθυμητές κατανομές ρευμάτων τροφοδοσίας των κεραιών. Θεωρώντας διέγερση της θύρας 1 (Σχ.5.3) και με δεδομένο ότι η τέταρτη θύρα των συζευκτών είναι απομονωμένη (Σχ.5.1(β)), το σήμα ρέει μόνο κατά μήκος της πρώτης γραμμής του δικτυώματος στο Σχ.5.1(α) και μοιράζεται στις κεραίες με τα επιθυμητά σχετικά πλάτη. Συνεπώς, με δεδομένα τα πλάτη αυτά, προσδιορίζονται τα χαρακτηριστικά των συζευκτών και φασηθετών της πρώτης σειράς (ή γραμμής).



Σχήμα 5.3. Ελαχιστοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen κατά το πρώτο βήμα της επαναληπτικής διαδικασίας [35].

Ο προσδιορισμός των τιμών των βαθμίδων επιτυγχάνεται εφαρμόζοντας μία ομάδα επαναληπτικών εξισώσεων, οι οποίες περιγράφουν ένα μόνο μέρος του κυκλώματος κάθε φορά. Στο πρώτο βήμα της επαναληπτικής διαδικασίας αναλύεται μόνο το τμήμα του κυκλώματος που περιλαμβάνει τις δύο κεραίες που βρίσκονται πιο μακριά από τις εισόδους (A_1 και A_2), ενώ το υπόλοιπο κύκλωμα (Α΄) θεωρείται άγνωστο, όπως φαίνεται στο Σχ.5.3. Λαμβάνοντας υπ'όψιν τα χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς του υβριδικού συζεύκτη (Σχ.5.2), οι μιγαδικοί συντελεστές διέγερσης $\alpha_{n,1}$, $\alpha_{n,2}$ των κεραιών A_1 και A_2 αντίστοιχα, στη γενική περίπτωση διέγερσης της θύρας n, δίνονται ως [35]:

$$\alpha_{n,1} = \alpha'_{n,1}\cos\theta e^{j(\phi-\pi)} + \alpha''_{n,2}\sin\theta e^{j\phi} \quad (5.1\alpha)$$

$$\alpha_{n,2} = \alpha'_{n,1}\sin\theta e^{j0} + \alpha''_{n,2}\cos\theta e^{j0} \quad (5.1\beta)$$

ενώ η αρχή διατήρησης της ενέργειας απαιτεί ότι:

$$(\alpha'_{n,1})^2 + (\alpha''_{n,2})^2 = (\alpha_{n,1})^2 + (\alpha_{n,2})^2 \quad (5.1\gamma)$$

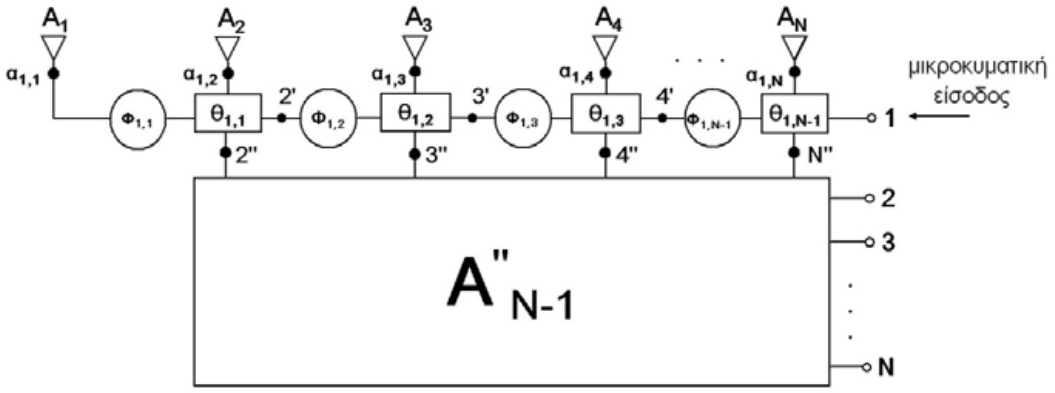
Συνεπώς, για να προσδιοριστούν οι τιμές των δύο πρώτων διατάξεων θ και φ ($\theta_{1,1}$ και $\phi_{1,1}$ στο Σχ.5.1(α)), η (5.1) επιλύεται για n=1 θεωρώντας διέγερση της θύρας εισόδου 1 (και $\alpha''_{1,2}$=0), όπως φαίνεται στο Σχ.5.3. Η (5.1) παίρνει τώρα τη μορφή:

$$\alpha_{1,1} = \alpha'_{1,1}\cos\theta e^{j(\phi-\pi)} \quad (5.2\alpha)$$

$$\alpha_{1,2} = \alpha'_{1,1}\sin\theta e^{j0} \quad (5.2\beta)$$

$$(\alpha'_{1,1})^2 = (\alpha_{1,1})^2 + (\alpha_{1,2})^2 \quad (5.2\gamma)$$

Οι τιμές των υπόλοιπων διατάξεων θ και φ της πρώτης σειράς του κυκλώματος προσδιορίζονται εφαρμόζοντας διαδοχικά εξισώσεις παρόμοιες με την (5.1), υπολογίζοντας κάθε φορά ένα ζεύγος φασηθέτη-συζεύκτη και καταλήγοντας στο κύκλωμα του Σχήματος 5.4.



Σχήμα 5.4. Ελαχιστοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen για τον προσδιορισμό των τιμών θ και φ της πρώτης σειράς [35].

Συγκεκριμένα, αντίστοιχα επαναλαμβάνεται και η διαδικασία σύνταξης και επίλυσης των επαναληπτικών εξισώσεων. Έτσι, γενικεύοντας την (5.1) και για τα επόμενα ζεύγη κεραίας-κόμβου, καταλήγουμε στη γενική περίπτωση

διέγερσης της θύρας εισόδου n (και για i>1, όπου i=θύρα κεραίας ή εσωτερικός κόμβος):

$$\alpha'_{n,i} = \alpha'_{n,i+1}\cos\theta_{n,i}e^{j(\phi_{n,i}-\pi)} + \alpha''_{n,i+1}\sin\theta_{n,i}e^{j\phi_{n,i}} \quad (5.3\alpha)$$

$$\alpha_{n,i+1} = \alpha'_{n,i+1}\sin\theta_{n,i}e^{j0} + \alpha''_{n,i+1}\cos\theta_{n,i}e^{j0} \quad (5.3\beta)$$

$$(\alpha'_{n,i+1})^2 + (\alpha''_{n,i+1})^2 = (\alpha_{n,i+1})^2 + (\alpha'_{n,i})^2 \quad (5.3\gamma)$$

Κατά συνέπεια, η (5.3) επιλύεται επαναληπτικά για n=1 και για όλα τα κατάλληλα ζεύγη κόμβων/θυρών κεραιών, ξεκινώντας από τα πιο μακρινά από τις θύρες εισόδου, έως ότου υπολογιστούν όλες οι τιμές των θ και φ της πρώτης σειράς ($\theta_{1,i}$ και $\phi_{1,i}$).

Πρέπει να τονιστεί, ότι καθώς η απομόνωση των συζευκτών θεωρείται ιδανικά άπειρη, η διαρροή ισχύος (ρεύματος) από την πρώτη προς τη δεύτερη σειρά των συζευκτών θεωρείται μηδενική, ενώ επιπλέον δεν υπάρχει διέγερση από τις υπόλοιπες θύρες εισόδου 2,3,...,N. Συνεπώς, δεν εμφανίζεται σήμα στους κόμβους 2˝,3˝,...,N˝ του Σχ. 5.4, πράγμα που σημαίνει ότι οι μιγαδικοί συντελεστές $\alpha''_{1,2}$ έως $\alpha''_{1,N}$ είναι ίσοι με μηδέν στην περίπτωση διέγερσης της θύρας εισόδου n=1. Έτσι, η (5.3) εφαρμόζεται μόνο στις θύρες των κεραιών A_1 έως A_N και στους κόμβους 2΄ έως N΄. Πρώτα εξετάζονται οι κόμβοι των κεραιών A_1 και A_2, όπως φαίνεται και στο Σχ.5.3, ενώ η διαδικασία επαναλαμβάνεται, κινούμενοι προς τη θύρα εισόδου. Είναι σημαντικό να τηρείται η αρχή διατήρησης της ενέργειας σε όλη τη διαδικασία. Με βάση τα παραπάνω, η (5.3) για n=1 (i>1) παίρνει τη μορφή:

$$\alpha'_{1,i} = \alpha'_{1,i+1}\cos\theta_{1,i}e^{j(\phi_{1,i}-\pi)} \quad (5.4\alpha)$$

$$\alpha_{1,i+1} = \alpha'_{1,i+1}\sin\theta_{1,i}e^{j0} \quad (5.4\beta)$$

$$(\alpha'_{1,i+1})^2 = (\alpha_{1,i+1})^2 + (\alpha'_{1,i})^2 \quad (5.4\gamma)$$

Συνοψίζοντας, ενεργοποιώντας τη θύρα εισόδου 1 και θεωρώντας γνωστή την κατανομή τροφοδοσίας της συστοιχίας, η (5.2) επιλύεται στο πρώτο βήμα της διαδικασίας (Σχ.5.3). Στη συνέχεια επιλύεται επαναληπτικά η (5.4) για κάθε διαδοχικό ζεύγος κόμβου-θύρας κεραίας (i,i+1) του Σχ.5.4, ώστε να

προσδιοριστούν οι τιμές των διατάξεων της πρώτης σειράς, $\theta_{1,i}$ και $\phi_{1,i}$ αντίστοιχα. Με αυτόν τον τρόπο, συντάσσεται και επιλύεται ένα απλό γραμμικό σύστημα δύο εξισώσεων με δύο αγνώστους (τηρώντας παράλληλα την αρχή διατήρησης της ενέργειας, όπως αυτή εκφράζεται στις (5.1γ) και (5.3γ)).

Η ίδια διαδικασία ακολουθείται για όλες τις υπόλοιπες θύρες εισόδου (n=2,3,…,N), λαμβάνοντας υπ΄όψιν τις διαφορετικές ακολουθίες φάσης που δημιουργεί η διέγερση κάθε θύρας. Για παράδειγμα, με την εφαρμογή διέγερσης στη θύρα 2, το σήμα περιορίζεται στις δύο πρώτες γραμμές του Σχ.5.1(α) (οι βαθμίδες της πρώτης γραμμής έχουν ήδη προσδιοριστεί), παρέχοντας στις κεραίες της συστοιχίας τους απαιτούμενους συντελεστές διέγερσης για τη δεύτερη δέσμη. Η διαδικασία σχεδιασμού τώρα προσδιορίζει τις τιμές των συζευκτών και των φασηθετών της δεύτερης γραμμής. Με τον ίδιο τρόπο προχωράει η διαδικασία στη διέγερση της τρίτης θύρας, κ.ο.κ.

Ειδικότερα, το Σχήμα 5.5 απεικονίζει το ελαχιστοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen για την περίπτωση διέγερσης της θύρας n=2. Στην περίπτωση αυτή, πρέπει να ληφθούν υπ’ όψιν όλες οι διαφορετικές διαδρομές του σήματος μεταξύ της πρώτης και της δεύτερης σειράς, ενώ η διαδικασία καθορίζει τις τιμές των διατάξεων της δεύτερης σειράς, $\theta_{2,i}$ και $\phi_{2,i}$, όπως αναφέρθηκε. Ομοίως με πριν, δεν εμφανίζονται σήματα προς και από την τρίτη σειρά ($\alpha''''_{2,i}$=0), λόγω της θεωρητικά άπειρης απομόνωσης των συζευκτών και της απουσίας διέγερσης στις υπόλοιπες θύρες.

Ξεκινώντας, όπως και πριν, από τους γνωστούς συντελεστές της κατανομής, αλλά και της ήδη γνωστές τιμές των διατάξεων της πρώτης σειράς (και θεωρώντας μηδενικό σήμα από τη θύρα n=1, αλλά και από όλες τις υπόλοιπες θύρες εισόδου), οι μιγαδικοί συντελεστές $\alpha''_{2,2}$ έως $\alpha''_{2,N}$ χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των τιμών των διατάξεων της δεύτερης σειράς (σημειώνεται ότι $\alpha''_{n,2}=\alpha'''_{n,2}$). Οι επαναληπτικές εξισώσεις

που αφορούν στη δεύτερη σειρά του κυκλώματος, για τη γενική περίπτωση διέγερσης της θύρας n (n>1), παίρνουν τώρα τη μορφή (για i>1, όπου i=εσωτερικός κόμβος):

$$\alpha'''_{n,i} = \alpha'''_{n,i+1}\cos\theta_{n,i-1}e^{j(\phi_{n,i-1}-\pi)} + \alpha''''_{n,i+1}\sin\theta_{n,i-1}e^{j\phi_{n,i-1}} \quad (5.5\alpha)$$

$$\alpha''_{n,i+1} = \alpha'''_{n,i+1}\sin\theta_{n,i-1}e^{j0} + \alpha''''_{n,i+1}\cos\theta_{n,i-1}e^{j0} \quad (5.5\beta)$$

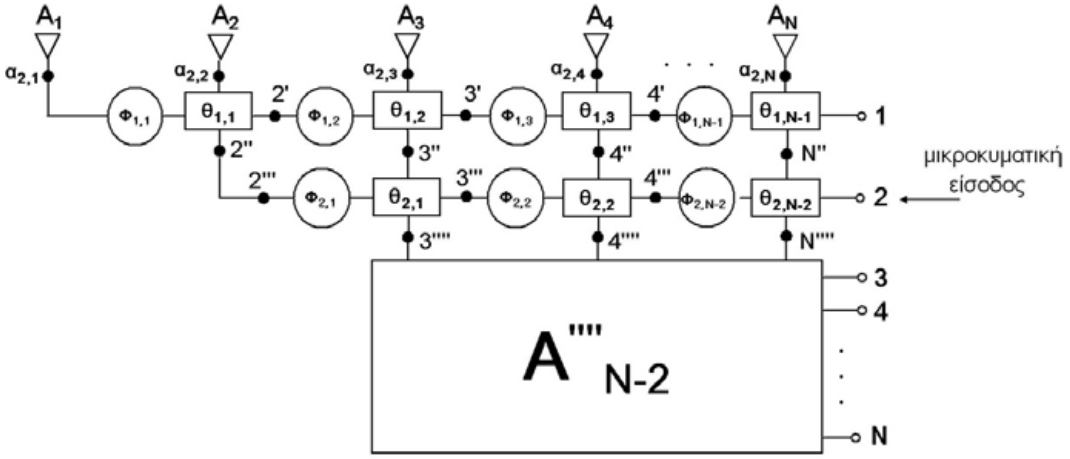
$$(\alpha'''_{n,i+1})^2 + (\alpha''''_{n,i+1})^2 = (\alpha''_{n,i})^2 + (\alpha''_{n,i+1})^2 \quad (5.5\gamma)$$

Ειδικά για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 2, καταλήγουν ως:

$$\alpha'''_{2,i} = \alpha'''_{2,i+1}\cos\theta_{2,i-1}e^{j(\phi_{2,i-1}-\pi)} \quad (5.6\alpha)$$

$$\alpha''_{2,i+1} = \alpha'''_{2,i+1}\sin\theta_{2,i-1}e^{j0} \quad (5.6\beta)$$

$$(\alpha'''_{2,i+1})^2 = (\alpha''_{2,i})^2 + (\alpha''_{2,i+1})^2 \quad (5.6\gamma)$$



Σχήμα 5.5. Ελαχιστοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen για τον προσδιορισμό των τιμών θ και φ της δεύτερης σειράς.

Με αυτόν τον τρόπο, οι διαδοχικές ελαχιστοποιήσεις του κυκλώματος και η επίλυση των επαναληπτικών εξισώσεων συνεχίζονται για όλες τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών εισόδου (1,2,...,N). Έτσι, προσδιορίζονται οι τιμές όλων των διατάξεων θ και φ του δικτυώματος.

Συμπερασματικά, όπως αποδείχθηκε, η αρχική διαδικασία σχεδιασμού του πίνακα Nolen ελαχιστοποιείται στο σχεδιασμό μίας μονής σειράς διατάξεων, η οποία αντιστοιχεί σε μία θύρα εισόδου. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται

προσθέτοντας μία θύρα εισόδου και μία σειρά διατάξεων κάθε φορά. Όμως, όπως έχει ήδη αναφερθεί, τέτοιου είδους δικτυώματα Ν εισόδων – Ν εξόδων χωρίς απώλειες είναι ακατάλληλα για τη δημιουργία ανομοιόμορφων κατανομών τροφοδοσίας. Έτσι, η προτεινόμενη λύση σε αυτό το πρόβλημα, παρατίθεται στις επόμενες παραγράφους, όπου παρουσιάζονται νέου τύπου σειριακά δικτυώματα τύπου πίνακα Nolen που παρέχουν χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς.

5.3. Σύνθεση Ασύμμετρων Δικτυώματων Τύπου Πίνακα Nolen

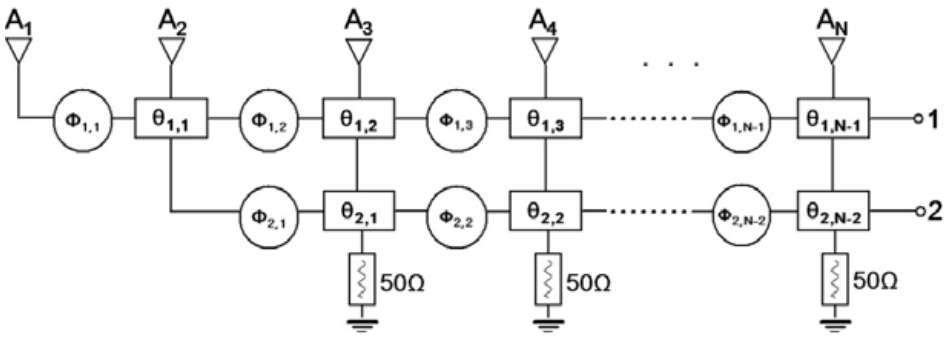
Δικτυώματα Διπλής Σειράς

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, ο σχεδιασμός ενός ασύμμετρου (ανομοιόμορφης κατανομής) πίνακα Nolen NxN είναι αδύνατος, λόγω της έλλειψης απωλειών στο κύκλωμα. Αυτό εκφράζεται μαθηματικά από την αδυναμία πλήρους επίλυσης των εξισώσεων (5.1) έως (5.6) για ανομοιόμορφες κατανομές πλάτους τροφοδοσίας. Ο σχεδιασμός ενός τέτοιου δικτυώματος είναι εφικτός μόνο όταν ο αριθμός των θυρών εξόδου (N) είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό των θυρών εισόδου (M) [105]. Παρόλα αυτά, όταν ο αριθμός των θυρών εισόδου είναι ίσος με τον αριθμό των θυρών εξόδου, οι (5.1)-(5.6) μπορούν να επιλυθούν για αυθαίρετες κατανομές μόνο για δύο διαδοχικές θύρες εισόδου, κάνοντας έτσι εφικτό το σχεδιασμό δικτυωμάτων διπλής σειράς.

Συνεπώς, η σύνθεση των ασύμμετρων δικτυωμάτων που προτείνονται, βασίζεται στο σχεδιασμό δικτυωμάτων διπλής σειράς. Το γενικό σχηματικό διάγραμμα ενός τέτοιου δικτυώματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.6. Όπως φαίνεται, το δικτύωμα είναι στην πραγματικότητα ένας πίνακας Nolen 2xN, όπου οι μη χρησιμοποιούμενες απομονωμένες θύρες των υβριδικών συζευκτών τερματίζονται σε φορτία 50Ω.

Έτσι, το πρόβλημα του σχεδιασμού ενός ασύμμετρου πίνακα Nolen NxN ανάγεται στο σχεδιασμό ενός βασικού δικτυώματος διπλής σειράς 2xN, όπου

οι (5.1)-(5.6) επιλύονται για κάθε τυχαία (θεωρητικά) κατανομή πλάτους και φάσης και για τις δύο περιπτώσεις διέγερσης των θυρών εισόδου. Όπως σε όλα τα δικτυώματα πολλαπλών δεσμών, η διέγερση κάθε θύρας αντιστοιχεί σε διαφορετική ακτινοβολούμενη δέσμη στο χώρο.



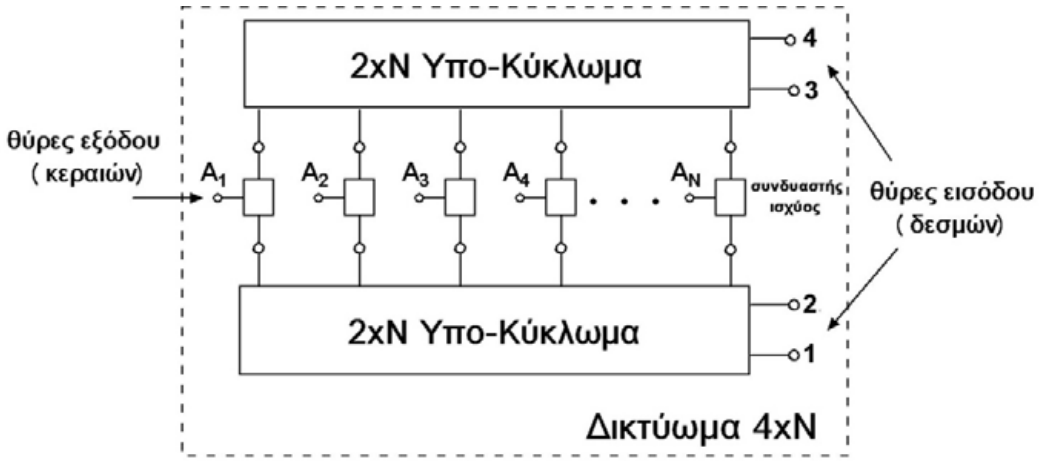
Σχήμα 5.6. Σχηματικό διάγραμμα του δικτυώματος διπλής σειράς 2xN.

Δικτυώματα 4 εισόδων – Ν εξόδων

Η σύνθεση δικτυωμάτων με μεγαλύτερο αριθμό εισόδων ($M=2^k$) πραγματοποιείται συνδυάζοντας σταδιακά δίκτυα MxN μικρότερης τάξης, όπου $M_{k+1}=2M_k$, ενώ με τον ίδιο τρόπο υλοποιείται και ένα δικτύωμα ίδιου αριθμού εισόδων-εξόδων, όπου $M=N=2^k$. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.7 για την περίπτωση ενός δικτυώματος 4xN που υλοποιείται συνδυάζοντας δύο υποκυκλώματα 2xN, οι θύρες εξόδου (κεραιών) κάθε υποκυκλώματος 2xN συνδέονται ανά ζεύγη με τις κεραίες μέσω ενός συνδυαστή ισχύος. Τα σήματα τροφοδοσίας προέρχονται από ένα υποκύκλωμα κάθε φορά, ανάλογα με τη θύρα εισόδου (δέσμη) που ενεργοποιείται. Ο συνδυαστής ισχύος είναι απαραίτητος, ώστε οι κεραίες να τροφοδοτούνται με τα σήματα που έρχονται και από τα δύο διαφορετικά υποκυκλώματα.

Είναι σημαντικό να τονιστεί το γεγονός ότι καθώς όλα τα υποκυκλώματα σχεδιάζονται για να δημιουργούν την ίδια κατανομή πλάτους, οι αντίστοιχες τιμές θ (συντελεστές σύζευξης) των υβριδικών συζευκτών είναι ίδιες για κάθε ένα από τα υποκυκλώματα που απαρτίζουν το συνολικό δικτύωμα. Έτσι, ο υπολογισμός τους είναι απαραίτητος μόνο για ένα υποκύκλωμα. Αντίθετα,

αυτό που αλλάζει είναι οι τιμές των φασηθετών (φ), καθώς η διέγερση κάθε θύρας εισόδου δημιουργεί μία διαφορετική ακολουθία φάσης στις εξόδους και κατά συνέπεια, μία διαφορετική ακτινοβολούμενη δέσμη στο χώρο. Παρόλα αυτά, εάν προσδιοριστούν οι τιμές των φασηθετών φ ενός υποκυκλώματος, η επανάληψη της διαδικασίας για τον υπολογισμό όλων των υπολοίπων τιμών φ μπορεί να αποφευχθεί, κάνοντας απλούς υπολογισμούς, όπως θα περιγραφεί και παρακάτω.

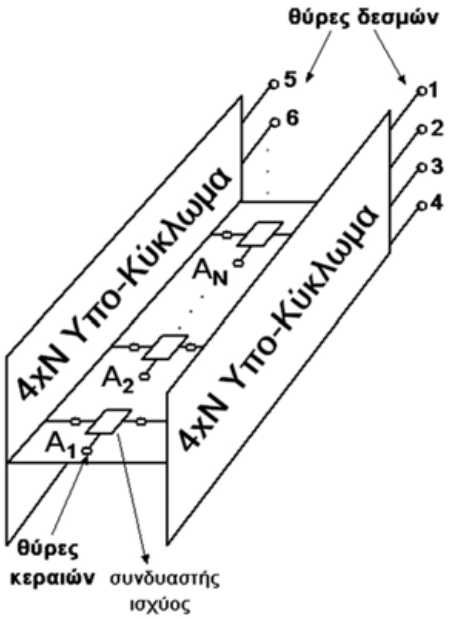


Σχήμα 5.7. Σχηματικό διάγραμμα ενός επίπεδου δικτυώματος 4xN, αποτελούμενο από δύο υποκυκλώματα 2xN.

Δικτυώματα 8 εισόδων – N εξόδων

Επίσης, για τη σύνθεση δικτυωμάτων με μεγαλύτερο αριθμό θυρών εισόδου (π.χ. 8xN), συνδυάζονται υποκυκλώματα 4xN σε μορφή “τούβλου” (*brick*) μέσω συνδυαστών ισχύος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.8. Η διαδικασία μπορεί να επαναληφθεί με παρόμοιο τρόπο για την υλοποίηση δικτυωμάτων με ακόμα περισσότερες θύρες εισόδου (16xN, 32xN, κτλ), συνδυάζοντας αντίστοιχα μικρότερης τάξης υποκυκλώματα, πάντα χρησιμοποιώντας συνδυαστές ισχύος για τις ενδιάμεσες βαθμίδες. Όμως, αξίζει να σημειωθεί ότι η επίπεδη τοπολογία διατηρείται μόνο για δικτυώματα που διαθέτουν έως και 4 θύρες εισόδου (4xN), καθώς για μεγαλύτερο αριθμό θυρών είναι απαραίτητη η πολυεπίπεδη ή τρισδιάσταση τοπολογία, όπως φαίνεται στο

Σχ.5.8. Ίσως η καλύτερη προσέγγιση για την υλοποίηση τέτοιων δικτυωμάτων είναι η χρήση της τεχνολογίας κεραμικού χαμηλής θερμοκρασίας (*Low Temperature Co-fired Ceramic, LTCC*), η οποία δίνει τη δυνατότητα σχετικά εύκολης υλοποίησης πολυστρωματικών τοπολογιών [109-114].



Σχήμα 5.8. Σχηματικό διάγραμμα ενός πολυεπίπεδου δικτυώματος 8xN σε μορφή "τούβλου", αποτελούμενο από δύο υποκυκλώματα 4xN.

Επιπρόσθετα, η αύξηση του αριθμού των θυρών εισόδου οδηγεί σε αναλογική αύξηση του αριθμού των συνδυαστών ισχύος που απαιτούνται. Για παράδειγμα, ενώ στο δικτύωμα 4xN (Σχ.5.7) απαιτείται μία σειρά από συνδυαστές ισχύος, στο δικτύωμα 8xN (Σχ.5.8) απαιτούνται συνολικά τρεις σειρές (μία για κάθε υποκύκλωμα και μία πριν τις κεραίες). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αντίστοιχη αύξηση των απωλειών. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιώντας συνδυαστές ισχύος (π.χ. τύπου Wilkinson), το σήμα τροφοδοσίας που προέρχεται από κάθε θύρα εισόδου του δικτυώματος 4xN, φτάνει στις θύρες των κεραιών με 50% απώλειες (3dB), λόγω της λειτουργίας του συνδυαστή ισχύος, όπως έχει αναλυθεί στο Κεφάλαιο 4. Αντίστοιχα, στην περίπτωση του δικτυώματος 8xN, οι απώλειες φτάνουν το 75% (6dB), καθώς το σήμα τροφοδοσίας διέρχεται από δύο σειρές συνδυαστών ισχύος 3dB. Οι

απώλειες αυτές μπορούν να αντισταθμιστούν με τη χρήση ενισχυτών ισχύος στο σύστημα, οι οποίοι μπορούν να τοποθετηθούν στις εισόδους των κεραιών, υλοποιώντας ενεργά στοιχεία.

Επιπλέον, όπως έχει ήδη αναφερθεί αναλυτικά και στο Κεφάλαιο 3, η επιλεκτική εισαγωγή απωλειών στο κύκλωμα είναι απαραίτητη, προκειμένου να είναι εφικτή η δημιουργία ανομοιόμορφων κατανομών πλάτους τροφοδοσίας. Για τους συνδυαστές ισχύος μπορούν να χρησιμοποιηθούν τρίθυρες διατάξεις τύπου Wilkinson ή τετράθυροι υβριδικοί συζεύκτες 3dB. Στην περίπτωση των συνδυαστών τύπου Wilkinson, οι απώλειες των 3dB προέρχονται από την ασυμμετρία που δημιουργείται λόγω της εμφάνισης σήματος σε μία θύρα εισόδου κάθε φορά, όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο. Από την άλλη πλευρά, στην περίπτωση των τετράθυρων υβριδικών συζευκτών, η μία θύρα εξόδου συνδέεται με την κεραία ενώ η δεύτερη τερματίζεται. Έτσι, το μισό της εισερχόμενης ισχύος (3dB) καταναλίσκεται στο τερματισμένο φορτίο. Σε κάθε περίπτωση, οι απώλειες αυξάνονται κατά 3dB κάθε φορά που αυξάνεται (διπλασιάζεται) ο αριθμός των θυρών εισόδου ($M_{k+1}=2M_k$). Η τιμή αυτή είναι η ιδανική τιμή των απωλειών και δεν περιλαμβάνει επιπρόσθετες απώλειες που μπορεί να δημιουργηθούν κατά την υλοποίηση του κυκλώματος (π.χ. μετάλλου, διηλεκτρικού, κ.ά.). Επίσης, το βασικό υποκύκλωμα 2xN θεωρητικά δε διαθέτει απώλειες, επομένως δε χρειάζεται βελτίωση της απόδοσης του.

Τέλος, παρόλο που η διαδικασία δίνει έμφαση στο σχεδιασμό ασύμμετρων δικτυωμάτων, μπορεί να χρησιμοποιηθεί με τον ίδιο τρόπο για το σχεδιασμό δικτυωμάτων με ομοιόμορφη κατανομή πλάτους, ως εναλλακτική επιλογή έναντι του συμβατικού πίνακα Nolen.

5.4. Ο Ασύμμετρος Συζεύκτης

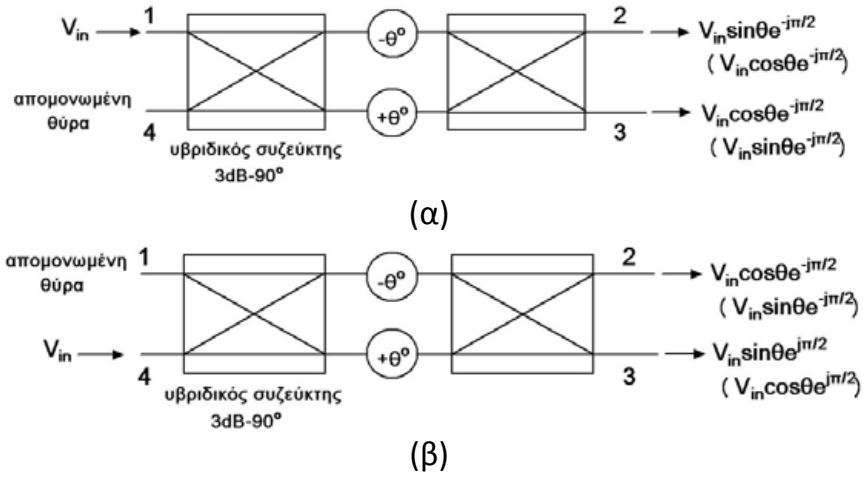
Όπως είναι εύκολα αντιληπτό, η επιλογή του συζεύκτη για την υλοποίηση των διατάξεων θ του δικτυώματος είναι εξαιρετικά σημαντική, καθώς

αποτελούν τις πιο βασικές διατάξεις του κυκλώματος. Σύμφωνα και με τα απαιτούμενα χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς της διάταξης (Σχ.5.2), θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένας ασύμμετρος υβριδικός συζεύκτης 180^o τύπου δακτυλίου (*ring coupler*) [87-88]. Όμως, παρά το γεγονός ότι η κυκλική του διάταξη είναι εξαιρετικά πρακτική σε τοπολογίες όπως αυτή του πίνακα Nolen, οι λόγοι διαίρεσης ισχύος που μπορεί να προσφέρει δεν είναι αρκετά υψηλοί (π.χ. 25-30). Ως εκ τούτου, δεν αποτελεί τη βέλτιστη επιλογή για τη δημιουργία μιας ανομοιόμορφης κατανομής εξαιρετικά χαμηλών πλευρικών λοβών σε ένα σειριακό δικτύωμα.

Η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο παρουσιάζει αρκετά πλεονεκτήματα και είναι κατάλληλη και για το σχεδιασμό σειριακών δικτυωμάτων, που γενικά απαιτούν μεγαλύτερους λόγους διαίρεσης ισχύος, εξαιτίας της εν σειρά τροφοδοσίας της συστοιχίας. Παρόλα αυτά, στις περιπτώσεις σχεδιασμού πινάκων τύπου Nolen που περιγράφονται στην παρούσα διατριβή, χρησιμοποιήθηκε η πιο κλασσική τοπολογία ασύμμετρου συζεύκτη, η οποία υλοποιείται συνδέοντας διαδοχικά δύο συμβατικούς συζεύκτες 3dB 90^o, μέσω ενός ζεύγους φασηθετών κατάλληλης τιμής [4, 16, 35]. Το σχηματικό διάγραμμα, καθώς και η λειτουργία του κυκλώματος φαίνονται στο Σχήμα 5.9. Όπως φαίνεται, οι τιμές των φασηθετών είναι αντίθετες (±θ), ενώ η απόλυτη τιμή της μετατόπισης φάσης (θ) καθορίζει το ποσοστό του σήματος που εξέρχεται από κάθε θύρα εξόδου και κατά συνέπεια, το λόγο διαίρεσης πλάτους V_2/V_3 ($sin\vartheta/cos\vartheta$) και ισχύος P_2/P_3 $(sin\vartheta/cos\vartheta)^2$. Η διέγερση της θύρας 1 ή 4 αντίστοιχα, καθορίζει τη διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου, όπως φαίνεται και στο Σχ.5.9. Ειδικότερα, η διέγερση της θύρας 1 δημιουργεί ισοφασικά σήματα στις εξόδους, με τιμή της φάσης ίση με –π/2 (-90^o). Αντίστοιχα, η διέγερση της θύρας 4 δημιουργεί σήματα με διαφορά φάσης ίση με π (180^o), ενώ το κάθε ένα έχει συγκεκριμένη τιμή φάσης (-π/2 και π/2, αντίστοιχα). Τέλος, εάν αντί της τιμής του θ χρησιμοποιηθεί η συμπληρωματική της (90^o-θ),

παράγονται οι συναρτήσεις εξόδου που φαίνονται μέσα στις παρενθέσεις. Αυτό οδηγεί σε αντιστροφή του λόγου διαίρεσης ισχύος $(cos\vartheta/sin\vartheta)^2$, αλλά διατήρηση των απόλυτων τιμών και της διαφοράς φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου.

Θεωρητικά, η τοπολογία του Σχ. 5.9 μπορεί να δημιουργήσει αρκετά μεγάλους λόγους διαίρεσης ισχύος, ακόμα και συγκριτικά με την τοπολογία του προηγούμενου κεφαλαίου, μεταβάλλοντας μόνο την τιμή του θ. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκε στο σχεδιασμό των σειριακών δικτυωμάτων, όπου οι απαιτήσεις για τις τιμές του κλάσματος διαίρεσης ισχύος, ακόμα και στην ομοιόμορφη κατανομή, είναι σχετικά μεγάλες.

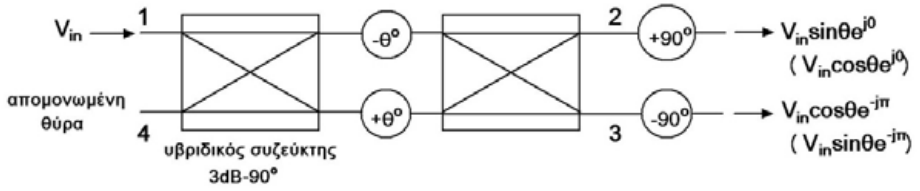


Σχήμα 5.9. Σχηματικό διάγραμμα και λειτουργία ασύμμετρου συζεύκτη αποτελούμενου από δύο διαδοχικά συνδεδεμένους συζεύκτες 3dB 90^o. (α) Διέγερση θύρας 1, (β) Διέγερση θύρας 4.

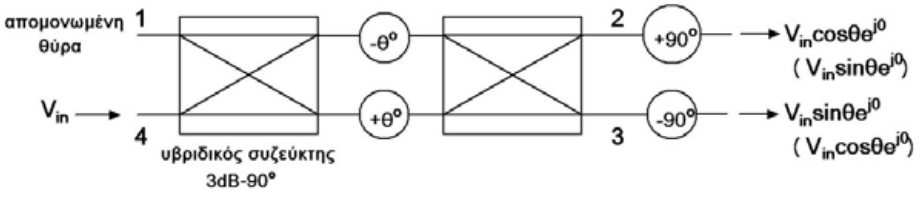
Όμως, ο συζεύκτης που θα χρησιμοποιηθεί, πρέπει να διαθέτει τα χαρακτηριστικά λειτουργίας που περιγράφονται στο Σχ.5.2. Οι τοπολογίες του Σχ.5.9 μπορούν να δημιουργήσουν τις απαιτούμενες συναρτήσεις μεταφοράς πλάτους, με την προσθήκη δύο επιπλέον φασηθετών 90^o και -90^o στις εξόδους τους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.10. Έτσι, το κύκλωμα του Σχ.5.10(α) είναι ισοδύναμο με το συζεύκτη που περιγράφεται στο Σχ.5.2(α),

ενώ το κύκλωμα του Σχ.5.10(β) ισοδυναμεί με το συζεύκτη του Σχ.5.2(β), αντίστοιχα.

Έτσι, καθώς έχει βρεθεί η τοπολογία του ασύμμετρου συζεύκτη που θα χρησιμοποιηθεί, οι επόμενες ενότητες παρουσιάζουν το συνολικό σχεδιασμό και την υλοποίηση του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen.



(α)



(β)

Σχήμα 5.10. Σχηματικό διάγραμμα και λειτουργία του ασύμμετρου συζεύκτη που χρησιμοποιήθηκε. (α) Διέγερση της θύρας 1 όπου δημιουργείται ένας λόγος διαίρεσης ισχύος P_2/P_3 ίσος με $(sin\vartheta/cos\vartheta)^2$ με διαφορά φάσης ίση με 180^o μεταξύ των σημάτων εξόδου, (β) Διέγερση της θύρας 4 όπου δημιουργείται ένας λόγος διαίρεσης ισχύος P_2/P_3 ίσος με $(cos\vartheta/sin\vartheta)^2$ με ισοφασικά σήματα εξόδου.

5.5. Σχεδιασμός και Υλοποίηση Ασύμμετρου Πίνακα 4 εισόδων – 4 εξόδων Τύπου Nolen

Προκειμένου να επαληθευθεί η προτεινόμενη διαδικασία σύνθεσης και σχεδιασμού, σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε ένας ασύμμετρος πίνακας 4x4, χρησιμοποιώντας τη μεθοδολογία που περιγράφηκε στις προηγούμενες παραγράφους. Ο πίνακας 4x4 αποτελεί το απλούστερο δικτύωμα που μπορεί να σχεδιαστεί με την εν λόγω μεθοδολογία.

Για την κατανομή πλάτους τροφοδοσίας επιλέχθηκε η κατανομή Chebyshev με επίπεδο δευτερευόντων λοβών ίσο με -30dB, ενώ οι ακολουθίες φάσης στις θύρες εξόδου που δημιουργούνται από τη διέγερση

των θυρών εισόδου είναι ίσες με αυτές που δημιουργεί ένας πίνακας Butler 4x4 ($\pm 45^o$, $\pm 135^o$). Οι θεωρητικοί συντελεστές της κατανομής Chebyshev -30dB φαίνονται στον Πίνακα 5.1.

Το δικτύωμα σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε σε μικροταινιακή μορφή στη ζώνη S (2-4GHz) με κεντρική συχνότητα λειτουργίας ίση με f_o=3GHz, χρησιμοποιώντας το εμπορικά διαθέσιμο υπόστρωμα ROGERS 4003C με διηλεκτρική σταθερά ε_r=3.38, πάχος διηλεκτρικού h=0.508mm (20mil) και εφαπτομένη απωλειών tanδ=0.0021 [81].

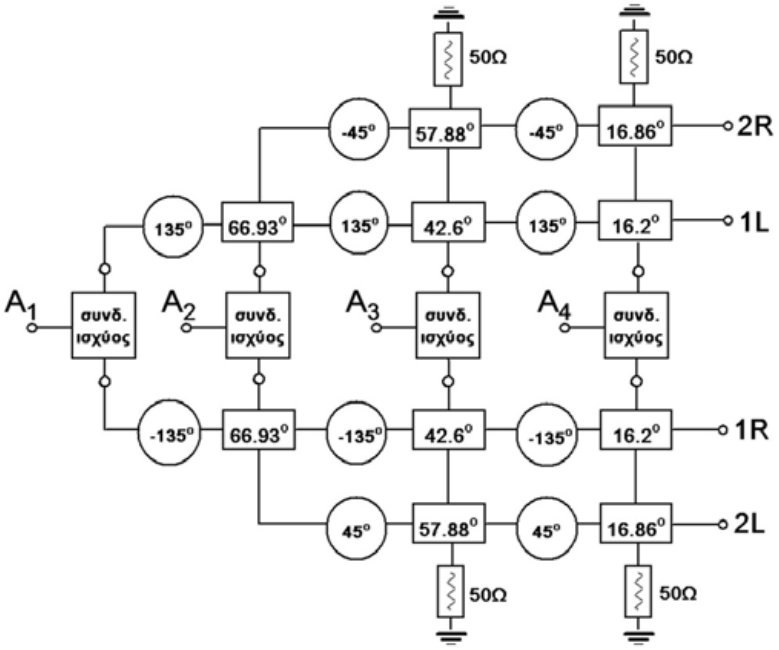
Πίνακας 5.1. Συντελεστές κατανομής Chebyshev για την επίτευξη SLL ίσου με -30dB σε μία συστοιχία 4 κεραιών.

Κεραία Συστοιχίας	**Κανονικοποιημένη Κατανομή Πλάτους**	**Κανονικοποιημένη Κατανομή Ισχύος**	**(dB)**
A1	0.429	0.184	-7.35
A2	1	1	0
A3	1	1	0
A4	0.429	0.184	-7.35

Οι τιμές θ και φ των συζευκτών και φασηθετών αντίστοιχα, υπολογίζονται ακολουθώντας τη διαδικασία των προηγούμενων παραγράφων, χρησιμοποιώντας τους συντελεστές διέγερσης της συστοιχίας που προκύπτουν από την κατανομή Chebyshev -30dB και τις ακολουθίες φάσης που ορίστηκαν. Στο Σχήμα 5.11 απεικονίζεται το σχηματικό διάγραμμα του δικτυώματος, όπου φαίνονται και οι τιμές των διατάξεων θ και φ. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι ακριβείς τιμές των φασηθετών που σημειώνονται στο Σχ.5.11 είναι θεωρητικές, καθώς είναι δύσκολο να επιτευχθεί ακρίβεια δύο δεκαδικών ψηφίων στην τιμή του φασηθέτη. Παρόλα αυτά, η προσέγγιση στον κοντινότερο ακέραιο είναι επαρκής και δε μεταβάλλει ουσιαστικά το συντελεστή σύζευξης.

Όπως φαίνεται στο Σχ.5.11, ο πίνακας αποτελείται από δύο δικτυώματα διπλής σειράς, το καθένα από τα οποία είναι σχεδιασμένο για τη δημιουργία δύο διαφορετικών κατευθυντικών δεσμών. Πρέπει να τονιστεί ότι η επιλογή

των δημιουργούμενων δεσμών σε κάθε δικτύωμα διπλής σειράς δεν είναι τυχαία. Στο σχηματικό διάγραμμα του Σχ.5.11 φαίνεται ότι τα ζεύγη των δεσμών είναι τα 1R-2L και 1L-2R. Αυτά τα ζεύγη είναι και τα μοναδικά που μπορούν συνδυαστούν, καθώς μόνο με τη συγκεκριμένη ομαδοποίηση επιλύονται οι (5.1)-(5.6), χωρίς να παραβιάζεται η αρχή διατήρησης της ενέργειας. Επίσης, οι αντίστοιχες τιμές του συντελεστή θ των συζευκτών είναι ίδιες και για τα δύο δικτυώματα διπλής σειράς, όπως έχει ήδη αναφερθεί, καθώς η διέγερση κάθε θύρας εισόδου δημιουργεί την ίδια κατανομή πλάτους τροφοδοσίας στις εξόδους.



Σχήμα 5.11. Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen, αποτελούμενου από δύο δικτυώματα διπλής σειράς (2x4).

Από την άλλη πλευρά, καθώς κάθε ακτινοβολούμενη δέσμη έχει διαφορετικό προσανατολισμό στο χώρο, η ακολουθία φάσης που τη δημιουργεί είναι διαφορετική. Έτσι, διαφορετικές είναι και οι αντίστοιχες τιμές των φασηθετών φ σε κάθε σειρά του δικτυώματος. Όμως, λόγω της συμμετρίας στις γωνιακές θέσεις προσανατολισμού των δεσμών, υπολογίζοντας τις τιμές φ για το ένα δικτύωμα διπλής σειράς, μπορούν να

καθοριστούν και οι αντίστοιχες τιμές φ του δεύτερου δικτυώματος, μέσω απλής αντιστροφής του προσήμου της τιμής του φ.

Συγκεκριμένα, η πρώτη σειρά του δικτυώματος 1R-2L απαιτεί φασηθέτες με τιμή ίση με -135^{o}, ενώ η συνδεδεμένη θύρα εισόδου είναι η 1R. Η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων διέγερσης που δημιουργεί είναι ίση με -45^{o}. Η αντίστοιχη θύρα του δικτυώματος 1L-2R είναι η 1L, η διέγερση της οποίας δημιουργεί μια διαφορά φάσης ίση με +45^{o} στα σήματα εξόδου, δηλαδή ίδιας απόλυτης τιμής αλλά αντίθετου προσήμου, ως προς τη θύρα 1R. Έτσι, μπορεί συμπερασματικά να βρεθεί, αποφεύγοντας την επίλυση των (5.1)-(5.6) για δεύτερη φορά, ότι η απαιτούμενη τιμή των φασηθετών στην πρώτη σειρά του δικτυώματος 1L-2R ισούται με +135^{o}, έχοντας δηλαδή ίδια απόλυτη τιμή και αντίθετο πρόσημο ως προς την αντίστοιχη σειρά του δικτυώματος 1R-2L. Το ίδιο ισχύει και για τις υπόλοιπες θύρες εισόδου, 2L και 2R.

Συνεπώς, καθώς οι τιμές όλων των διατάξεων του δικτυώματος έχουν προσδιοριστεί, το επόμενο βήμα είναι ο σχεδιασμός και η προσομοίωση του κυκλώματος. Πριν από αυτό όμως παρατίθεται μία ενότητα για το σχεδιασμό των ασύμμετρων υβριδικών συζευκτών που συνθέτουν τον πίνακα.

5.5.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση των Ασύμμετρων Συζευκτών

Ο Πίνακας 5.2 συνοψίζει τις απαιτούμενες τιμές του συντελεστή θ των συζευκτών, για τη δημιουργία της ανομοιόμορφης κατανομής Chebyshev -30dB. Η ονοματολογία των συντελεστών ακολουθεί το Σχ.5.6. Για την υλοποίηση της απαραίτητης μετατόπισης φάσης θ, που ορίζει το συντελεστή διαίρεσης ισχύος του συζεύκτη, χρησιμοποιήθηκαν τμήματα μικροταινιακών γραμμών μεταφοράς κατάλληλου ηλεκτρικού μήκους. Ο Πίνακας 5.3 παρουσιάζει συγκεντρωτικά τις θεωρητικές τιμές σε αντιδιαστολή με τις τιμές που προέκυψαν από την κυκλωματική και την ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση για το συντελεστή θ και το λόγο διαίρεσης ισχύος κάθε

συζεύκτη (όπως απεικονίζεται στο Σχ.5.9), στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz. Όπως φαίνεται, τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά, καθώς υπάρχει σημαντική συμφωνία μεταξύ των θεωρητικών τιμών και των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης. Συγκεκριμένα, οι αποκλίσεις της τιμής του θ από τις θεωρητικές κυμαίνονται στο 3-5%, με τη μέγιστη να φτάνει το 8.5%. Παρόλα αυτά, η μέγιστη απόκλιση στο λόγο διαίρεσης ισχύος δεν ξεπερνάει το 4%.

Πίνακας 5.2. Τιμές των συντελεστών θ για τη δημιουργία της κατανομής Chebyshev -30dB από τον ασύμμετρο πίνακα 4x4 τύπου Nolen.

Τιμές συντελεστή θ (°)		
$\theta_{1,1}$	**$\theta_{1,2}$**	**$\theta_{1,3}$**
66.93	42.6	16.2
	$\theta_{2,1}$	**$\theta_{2,2}$**
	57.88	16.86

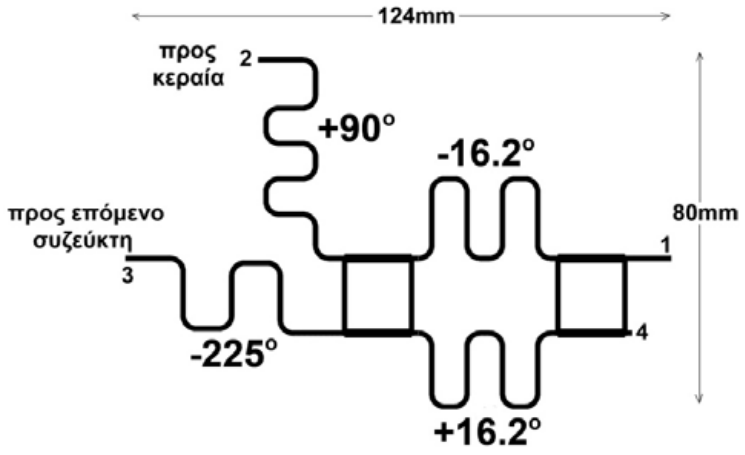
Πίνακας 5.3. Θεωρητικά δεδομένα και αποτελέσματα κυκλωματικής και Η/Μ προσομοίωσης για τις τιμές του θ και του λόγου διαίρεσης ισχύος των συζευκτών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz.

Θεωρητική τιμή			**Κυκλωματική προσομοίωση**			**Η/Μ προσομοίωση (MoM)**		
θ (°)	**Λόγος διαίρεσης ισχύος**		**θ (°)**	**Λόγος διαίρεσης ισχύος**		**θ (°)**	**Λόγος διαίρεσης ισχύος**	
	(dB)	**Απόλυτη τιμή**		**(dB)**	**Απόλυτη τιμή**		**(dB)**	**Απόλυτη τιμή**
66.93	7.41	5.5:1	69	7.64	5.8:1	67.86	7.48	5.6:1
42.6	0.73	1.18:1	46.2	0.74	1.19:1	40.95	0.7	1.17:1
16.2	10.75	11.9:1	15.17	10.75	11.9:1	15.7	10.69	11.7:1
57.88	4.04	2.54:1	60.76	3.97	2.5:1	59.14	4.09	2.56:1
16.86	10.37	10.89:1	16.18	10.36	10.86:1	16.56	10.34	10.81:1

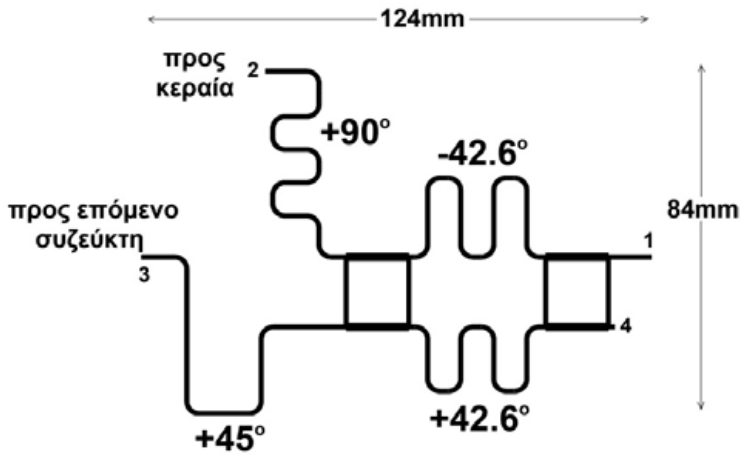
Το επόμενο βήμα έχει να κάνει με το σχεδιασμό των συζευκτών, με βάση το σχηματικό διάγραμμα του Σχ.5.10, το οποίο περιλαμβάνει και τις πρόσθετες μετατοπίσεις φάσης. Οι διατάξεις αυτές είναι που τελικά χρησιμοποιούνται για τη σύνθεση του συνολικού δικτυώματος.

Για λόγους συντομίας, το Σχήμα 5.12 παρουσιάζει ενδεικτικά τα μικροταινιακά χωρομετρικά διαγράμματα των συζευκτών $\theta_{1,3}$ (16.2°) και $\theta_{1,2}$ (42.6°), αντίστοιχα. Στα κυκλώματα έχουν συμπεριληφθεί οι απαιτούμενες

πρόσθετες μετατοπίσεις φάσης (Σχ.5.10), καθώς και η τιμή του φασηθέτη φ που συνδέεται διαδοχικά με κάθε συζεύκτη (Σχ.5.11). Όλοι οι συζεύκτες που αποτελούν το δικτύωμα, με τη μορφή που παρουσιάζονται στο Σχ.5.12, προσομοιώθηκαν κυκλωματικά και ηλεκτρομαγνητικά (MoM).



(α)

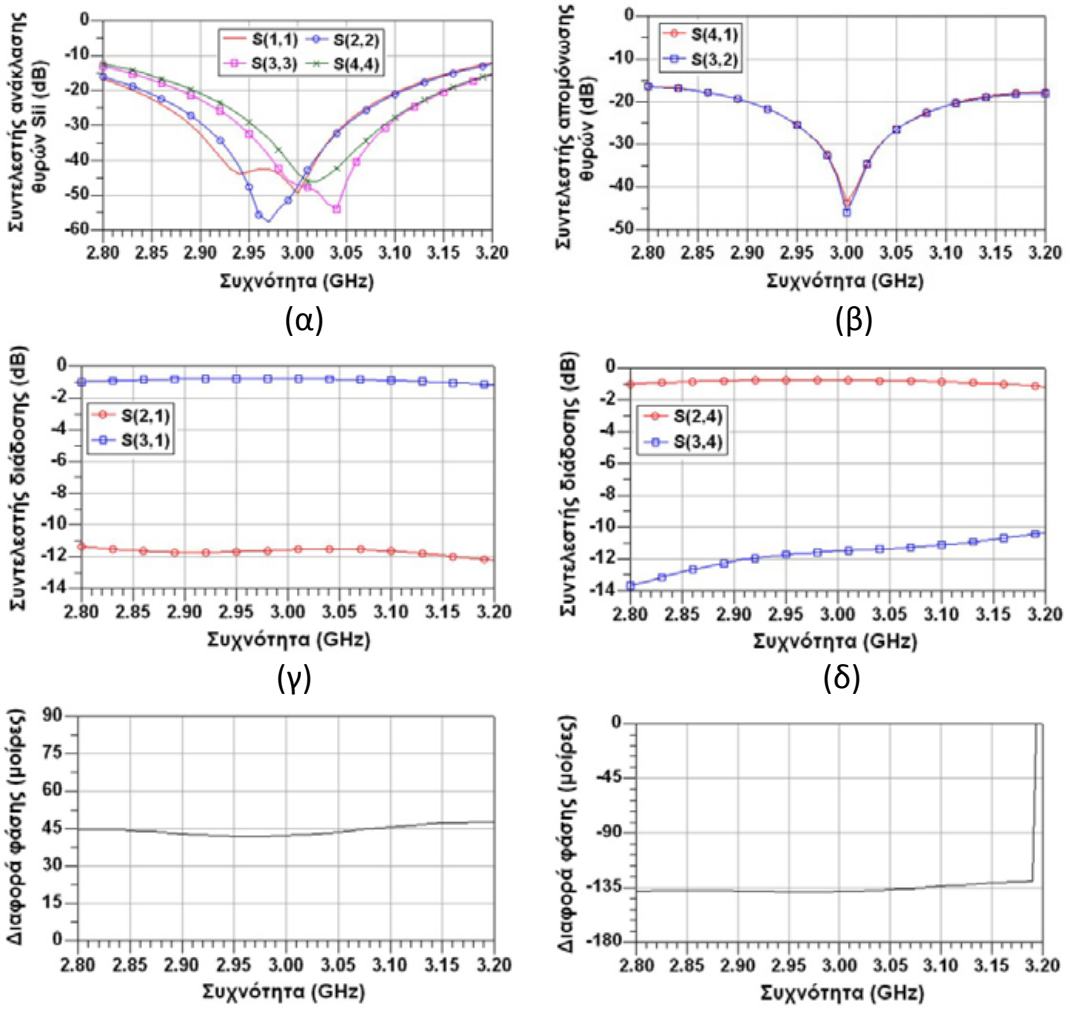


(β)

Σχήμα 5.12. Μικροταινιακά χωρομετρικά διαγράμματα των ασύμμετρων υβριδικών συζευκτών. (α) Συζεύκτης $\theta_{1,3}$ (16.2^o), (β) Συζεύκτης $\theta_{1,2}$ (42.6^o).

Στο Σχήμα 5.13 παρουσιάζονται ενδεικτικά τα αποτελέσματα της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του συζεύκτη του Σχ.5.12(α). Οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών είναι κάτω από -40dB στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Οι συντελεστές διάδοσης είναι ίσοι με -0.77dB και -11.5dB περίπου στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας, ενώ οι ιδανικές τιμές είναι -0.35dB και -11.1dB, αντίστοιχα. Έτσι, ο λόγος διαίρεσης

ισχύος είναι ίσος με 11.83:1 (10.73dB), ενώ η ιδανική τιμή ισούται με 11.9:1 (10.75dB), όπως φαίνεται στον Πίνακα 5.3. Η απόκλιση είναι ίση με 0.6%. Τέλος, οι διαφορές φάσης των σημάτων εξόδου παρουσιάζουν επίσης σημαντική συμφωνία με τις θεωρητικές τιμές, οι οποίες είναι ίσες με $+45^{o}$ και -135^{o}, για τις περιπτώσεις διέγερσης της θύρας 1 και 4, αντίστοιχα. Συνεπώς, τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά.



Σχήμα 5.13. Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης (MoM) του συζεύκτη του Σχ.5.12(α). (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης μεταξύ των θυρών, (γ) Συντελεστές διάδοσης στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 1, (δ) Συντελεστές διάδοσης στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4, (ε) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου στις θύρες 2 και 3 στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 1 και (στ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου στις θύρες 2 και 3 στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4.

Προσομοίωση Υποκυκλωμάτων Διπλής Σειράς

Αντίστοιχα ικανοποιητικά αποτελέσματα παρουσιάζουν και οι υπόλοιποι συζεύκτες. Όμως, καθώς το συνολικό κύκλωμα αποτελείται από δύο βασικά υποκυκλώματα διπλής σειράς, χρειάζεται να παρατεθούν κάποια αποτελέσματα για τη συμπεριφορά των δύο υποκυκλωμάτων. Έτσι, ο Πίνακας 5.4 παρουσιάζει συνοπτικά τις τιμές των συντελεστών ανάκλασης των θυρών εισόδου και την κανονικοποιημένη κατανομή πλάτους που προέκυψαν από την ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση των δύο υποκυκλωμάτων διπλής σειράς (1R-2L και 1L-2R), στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz. Οι ιδανικές απόλυτες τιμές των συντελεστών της κατανομής υπενθυμίζονται μέσα στις παρενθέσεις. Οι αποκλίσεις στην κατανομή πλάτους δεν ξεπερνούν το 5%.

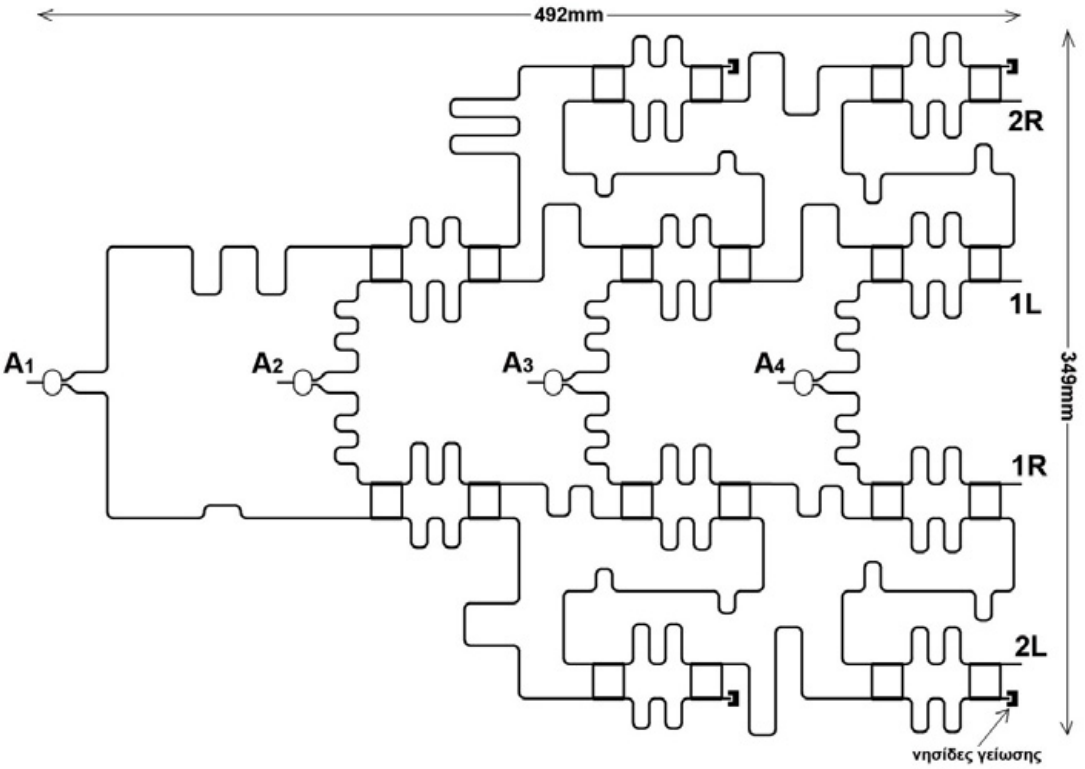
Πίνακας 5.4. Αποτελέσματα Η/Μ προσομοίωσης (MoM) για τους συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου και την κατανομή πλάτους των δύο βασικών υποκυκλωμάτων, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz.

		Κανονικοποιημένη Κατανομή Πλάτους							
Θύρα εισόδου	**Συντ. ανάκλασης εισόδου S_{ii} (dB)**	**A1** ***(0.429)***		**A2** ***(1)***		**A3** ***(1)***		**A4** ***(0.429)***	
		Απόλ. τιμή	**(dB)**	**Απόλ. τιμή**	**(dB)**	**Απόλ. τιμή**	**(dB)**	**Απόλ. τιμή**	**(dB)**
1R	-34.6	0.4	-7.96	0.95	-0.45	1	0	0.44	-7.1
2L	-28.7	0.45	-6.9	0.98	-0.18	1	0	0.45	-6.9
1L	-34.1	0.41	-7.7	0.96	-0.35	1	0	0.43	-7.3
2R	-29.3	0.42	-7.53	0.97	-0.26	1	0	0.45	-6.9

Τα αποτελέσματα του Πίνακα 5.4 είναι ικανοποιητικά, τόσο για τους συντελεστές ανάκλασης όσο και για την παραγόμενη κατανομή πλάτους. Έτσι, στην επόμενη ενότητα παρατίθεται ο σχεδιασμός και η προσομοίωση του συνολικού πίνακα 4x4 τύπου Nolen.

5.5.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Πίνακα

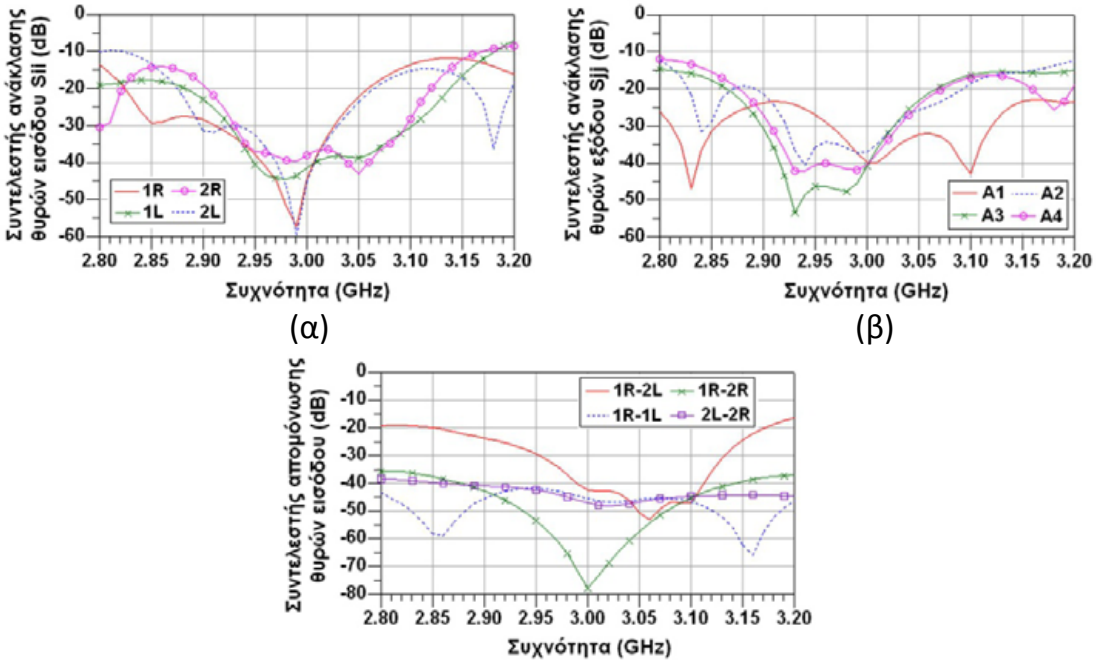
Το μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα (*layout*) του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen που σχεδιάστηκε, για την επίτευξη κατανομής Chebyshev -30dB, φαίνεται στο Σχήμα 5.14.



Σχήμα 5.14. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen που σχεδιάστηκε, για την επίτευξη κατανομής Chebyshev -30dB.

Όπως και στα δικτυώματα που παρουσιάστηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια, λόγω του μεγέθους του κυκλώματος, μόνο κυκλωματική προσομοίωση έλαβε χώρα. Παρόλα αυτά, τα αποτελέσματα της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης των επί μέρους διατάξεων, μερικά από τα οποία παρατέθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους, είναι ικανοποιητικά και προϊδεάζουν για τη συμπεριφορά του συνολικού κυκλώματος. Έτσι, στο Σχήμα 5.15 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης (S-παράμετροι) των θυρών του δικτυώματος του Σχ.5.14. Οι τιμές των συντελεστών ανάκλασης των θυρών εισόδου βρίσκονται κάτω από -35dB στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας (3GHz), ενώ διατηρούνται χαμηλότερες των -20dB για ένα εύρος ζώνης ίσο με 150MHz, από 2.9GHz έως 3.05GHz. Τα αποτελέσματα είναι παρόμοια για τους συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου. Τέλος, οι τιμές των συντελεστών απομόνωσης μεταξύ των θυρών εισόδου παραμένουν

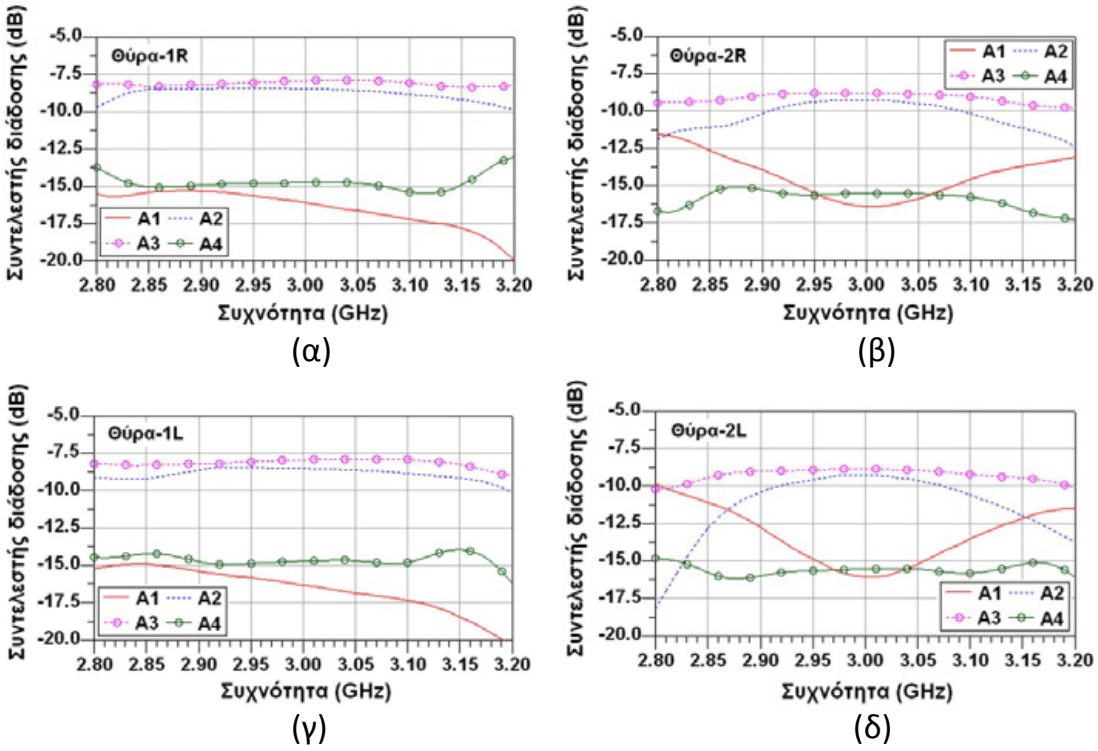
χαμηλότερες από -40dB στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας, ενώ διατηρούνται κάτω των -20dB από τα 2.8GHz έως τα 3.2GHz περίπου. Έτσι, τα αποτελέσματα θεωρούνται ικανοποιητικά.



Σχήμα 5.15. Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου.

Το Σχήμα 5.16 παρουσιάζει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης (S-παράμετροι) από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών). Οι ιδανικές τιμές (που προκύπτουν από την προσομοίωση του κυκλώματος με ιδανικά στοιχεία) είναι ίσες με -6.75dB για τα κεντρικά στοιχεία της συστοιχίας (A2 και A3) και -14.15dB για τα ακραία στοιχεία της συστοιχίας (A1 και A4). Έτσι, ο λόγος ισχύος μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας κεντρικών και ακραίων στοιχείων είναι ίσος με 7.4dB (5.5:1), όπως ορίζεται και από την κατανομή Chebyshev (7.35dB ή 5.43:1). Οι μικρές αποκλίσεις που παρατηρούνται σε σχέση με τα

αντίστοιχα αποτελέσματα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 (Κεφ.4) είναι ασήμαντες και οφείλονται στη διαφορετική τοπολογία και το διαφορετικό πλήθος των διατάξεων που χρησιμοποιούνται. Επίσης, είναι σημαντικό να τονιστεί ότι ακόμα και αυτές οι ιδανικές τιμές, περιλαμβάνουν απώλειες ίσες με 3dB, εξαιτίας της χρήσης των συνδυαστών Wilkinson, όπως έχει ήδη αναφερθεί.



Σχήμα 5.16. Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδωσαν αντίστοιχες τιμές που κυμαίνονται από -7.9dB έως -9.3dB για τα κεντρικά στοιχεία και από -14.7dB έως -16.4dB για τα ακραία στοιχεία, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz. Έτσι, η αντίστοιχη μέση τιμή είναι περίπου -8.6dB με μία απόκλιση ίση με ±0.7dB για τα κεντρικά στοιχεία και -15.7dB με μία απόκλιση ίση με ±1dB περίπου για τα ακραία. Η μέγιστη απόκλιση από τις ιδανικές τιμές

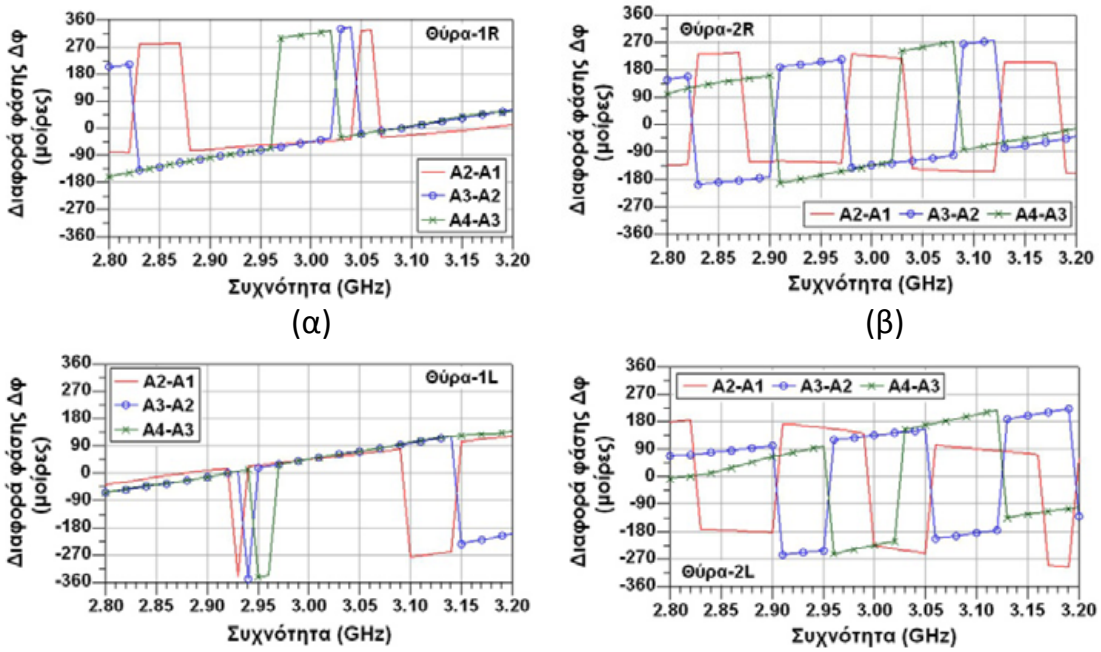
φτάνει τα -2.55dB για τα κεντρικά στοιχεία και τα -2.25dB για τα ακραία. Αντίστοιχα, η μέση τιμή της απόκλισης είναι ίση με -1.9dB για τα κεντρικά στοιχεία και -1.5dB για τα ακραία. Ακόμη, οι αποκλίσεις μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας συμμετρικών κεραιών φτάνουν το 1dB, για τη χειρότερη περίπτωση της διέγερσης της θύρας 1L και την τροφοδοσία των κεραιών A1 και A4.

Επίσης, ο μέσος λόγος ισχύος μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας κεντρικών και ακραίων στοιχείων είναι ίσος με 7.25dB (5.3:1) για τις κεντρικές δέσμες (1R και 1L) και 6.8dB (4.8:1) για τις ακραίες (2R και 2L), ενώ συνολικά είναι ίσος με 7.1dB (5.13:1). Έτσι, παρά τις όποιες αποκλίσεις που παρατηρούνται, λόγω της ύπαρξης παρασιτικών φαινομένων και απωλειών μετάλλου και διηλεκτρικού, οι τιμές του λόγου διαίρεσης ισχύος είναι αρκετά κοντά στις ιδανικές (περίπου 11% μέγιστη απόκλιση), διατηρώντας έτσι την απαιτούμενη κατανομή ισχύος στις κεραίες της συστοιχίας. Συνολικά, τα αποτελέσματα κρίνονται ικανοποιητικά σε ένα εύρος ζώνης ίσο με 100MHz, από 2.95GHz έως 3.05 GHz.

Το Σχήμα 5.17 παρουσιάζει τα αποτελέσματα για τις διαφορές φάσης των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, για τις περιπτώσεις διέγερσης όλων των θυρών εισόδου, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση. Παρατηρούνται και πάλι τα άλματα 360^{o}, λόγω μεταβολής με τη συχνότητα του ηλεκτρικού μήκους των διαδρομών του σήματος.

Ο Πίνακας 5.5 παραθέτει τις τιμές των διαφορών φάσης στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας, όπου φαίνεται ότι τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά, καθώς οι αποκλίσεις από τις θεωρητικές τιμές δεν ξεπερνούν το 0.9%. Ο Πίνακας 5.6 παραθέτει την κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο ασύμμετρος πίνακας 4x4 τύπου Nolen, όπως αυτή προέκυψε από την προσομοίωση του κυκλώματος του Σχ.5.14, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz. Οι ιδανικές τιμές της κατανομής πλάτους και των διαφορών φάσης υπενθυμίζονται στις παρενθέσεις. Η μέση τιμή της

απόκλισης των συντελεστών πλάτους είναι ίση με 6.8%, ενώ η μέγιστη φτάνει το 11.9%.



Σχήμα 5.17. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Εξάρτηση Απωλειών από τη Διαδρομή Εισόδου-Κεραίας

Σ'αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί το εξής: Όπως φαίνεται και από το Σχ.5.16, τα σήματα που τροφοδοτούν τις κεραίες A1 και A2 που απέχουν περισσότερο από τις θύρες εισόδου, εμφανίζουν μεγαλύτερες απώλειες από τα αντίστοιχα σήματα των κεραιών A3 και A4, καθώς οι απώλειες αυξάνονται με την αύξηση του μήκους της διαδρομής του σήματος. Έτσι, ενώ η κατανομή ορίζει ότι οι κεραίες A1 και A4 πρέπει να τροφοδοτούνται με σήματα ίσης ισχύος, καθώς είναι τοποθετημένες συμμετρικά ως προς το κέντρο της συστοιχίας, πάντα η κεραία A1 τροφοδοτείται με μικρότερη ισχύ από την κεραία A4, λόγω των αυξημένων απωλειών. Το ίδιο συμβαίνει και με τις

κεραίες Α2 και Α3. Το γεγονός οφείλεται εν γένει στη σειριακή διάταξη της τοπολογίας, όπου κάποιες κεραίες απέχουν περισσότερο από τις θύρες εισόδου, με αποτέλεσμα τα σήματα τροφοδοσίας να φτάνουν εκεί με μεγαλύτερες απώλειες.

Κατά συνέπεια, αν οι αποκλίσεις των σημάτων τροφοδοσίας συμμετρικά τοποθετημένων κεραιών είναι αρκετά μεγάλες ώστε να στρεβλώσουν σημαντικά την κατανομή τροφοδοσίας (και άρα το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας), πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν στον τελικό σχεδιασμό. Έτσι, η αρχική κατανομή πλάτους/ισχύος πρέπει να επαναπροσδιοριστεί, ορίζοντας συνεχώς αυξανόμενα ποσοστά ισχύος τροφοδοσίας προς τα πιο απομακρυσμένα στοιχεία, σε σχέση με αυτά που προστάζει η αρχική θεωρητική κατανομή. Δηλαδή, το δίκτυο τροφοδοσίας πρέπει να σχεδιαστεί έτσι ώστε να τροφοδοτεί τα πιο απομακρυσμένα στοιχεία με μεγαλύτερη ισχύ από αυτήν που ορίζει η θεωρητική κατανομή. Το επιπλέον ποσοστό ισχύος πρέπει να αυξάνεται όσο αυξάνεται η απόσταση της κεραίας από την είσοδο και είναι αυτό που θα καταναλωθεί κατά τη διαδρομή του σήματος προς την κεραία, αντισταθμίζοντας τις απώλειες, με αποτέλεσμα η κεραία να τροφοδοτηθεί τελικά με την απαιτούμενη ισχύ. Στην περίπτωσή μας, όπως φαίνεται και από τα αποτελέσματα του Σχ.5.16 και του Πίνακα 5.6, οι λόγοι διαίρεσης ισχύος είναι ικανοποιητικοί, με αποτέλεσμα η κατανομή να μη μεταβάλλεται τόσο σημαντικά ώστε να δημιουργηθεί πρόβλημα στις ακτινοβολούμενες δέσμες, όπως θα φανεί και παρακάτω στα διαγράμματα ακτινοβολίας. Έτσι, δεν απαιτείται επαναπροσδιορισμός της κατανομής και επανασχεδιασμός του δικτυώματος.

Τέλος, το πρόβλημα θα μπορούσε να αντιμετωπιστεί εν γένει με την υλοποίηση μιας σειριακής τοπολογίας όπου η είσοδος βρίσκεται στο κέντρο της γραμμής και όχι στο άκρο, όπως π.χ. στην [115]. Έτσι, οι απώλειες θα επιδρούν θετικά, διαμορφώνοντας ολοένα και μειούμενα πλάτη τροφοδοσίας προς τα δύο άκρα της συστοιχίας, όπως είναι επιθυμητό.

Πίνακας 5.5. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen.

	Διαφορά φάσης Δφ (^{o})			
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**
1R	*-45*	-45.4	-45.2	-45.1
2R	*-135*	-135	-135.1	-135.2
1L	*+45*	+44.6	+44.8	+44.9
2L	*+135*	+135	+134.9	+134.8

Πίνακας 5.6. Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας 4x4 τύπου Nolen, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του δικτυώματος στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz.

	ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ			
	Στοιχείο Συστοιχίας			
Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου	**A1** ***(0.429)***	**A2** ***(1)***	**A3** ***(1)***	**A4** ***(0.429)***
1R	0.394	0.937	1	0.457
(Δφ=-45^o)	-62.3^o	-107.7^o	-152.9^o	162^o
2L	0.439	0.956	1	0.465
(Δφ=135^o)	170.2^o	-54.8^o	80.1^o	-145.1^o
1L	0.378	0.929	1	0.457
(Δφ=45^o)	27.7^o	72.3^o	117.1^o	162^o
2R	0.417	0.948	1	0.461
(Δφ=-135^o)	-99.8^o	125.2^o	-9.9^o	-145.1^o

Διαγράμματα Ακτινοβολίας

Το Σχήμα 5.18(β) παρουσιάζει τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προέκυψαν, χρησιμοποιώντας την κατανομή του Πίνακα 5.6, ενώ το Σχήμα 5.18(α) απεικονίζει τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν χρησιμοποιώντας τα θεωρητικά δεδομένα. Το δικτύωμα τροφοδοτεί μία γραμμική συστοιχία τεσσάρων ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών. Η απόσταση μεταξύ των στοιχείων κρατήθηκε ίση με $0.4\lambda_o$, ώστε να κατασταλλεί το επίπεδο των “grating lobes”, όπως έχει αναφερθεί και στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Όπως φαίνεται από τη σύγκριση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας του Σχ.5.18, υπάρχει σημαντική συμφωνία μεταξύ των θεωρητικών

αποτελεσμάτων και αυτών που προκύπτουν από τα δεδομένα της προσομοίωσης. Συγκεκριμένα, οι γωνίες μεγίστου έχουν απόλυτη ταύτιση, ενώ γενικά διατηρείται και το επιθυμητό επίπεδο των δευτερευόντων λοβών, ιδιαίτερα για τις κεντρικές δέσμες 1R και 1L. Στις ακραίες δέσμες 2R και 2L υπάρχει μία σχετική αύξηση που φτάνει τα 4dB, όμως παραμένει συνολικά χαμηλότερα από -20dB.

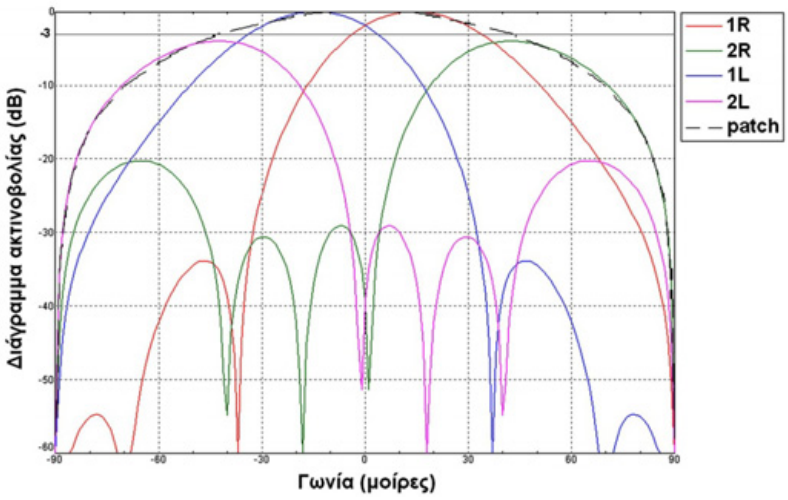
Επιπλέον, η κατευθυντικότητα είναι ίση με 10.7dB για όλες τις δέσμες και στις δύο περιπτώσεις, ενώ παρόμοια διατηρείται και η τιμή του εύρους δέσμης, στις 37^{o}. Όλες οι τιμές ταυτίζονται με τις αντίστοιχες του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4. Ακόμη, το επίπεδο των “grating lobe” διατηρείται στα ίδια επίπεδα (<-16dB), ενώ υπάρχει μία σχετική άμβλυνση των μηδενισμών στο Σχ.5.18(β), οι οποίοι όμως παραμένουν χαμηλότερα των -30dB. Εδώ πρέπει να τονιστεί ότι περαιτέρω μείωση της απόστασης των στοιχείων οδηγεί σε επιπλέον μείωση του επιπέδου των “grating lobes”, ώστε αυτοί να εξισωθούν με το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών. Αντίστοιχα όμως, οδηγεί και σε αύξηση του εύρους των δεσμών (ιδίως των κεντρικών) κατά 8% περίπου (3^{o}) και γι’αυτό δεν εφαρμόστηκε εδώ.

Έτσι, τα αποτελέσματα κρίνονται ικανοποιητικά. Πρέπει να αναφερθεί ότι παρά το γεγονός ότι οι αποκλίσεις στους συντελεστές πλάτους της κατανομής του Πίνακα 5.6 φτάνουν το 12%, αυτές δεν επιφέρουν σημαντικές επιπτώσεις στα διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν. Κατά συνέπεια, ο σχεδιασμός του δικτυώματος θεωρείται επιτυχής. Επόμενο βήμα είναι η κατασκευή και οι μετρήσεις, που παρατίθενται στην επόμενη ενότητα.

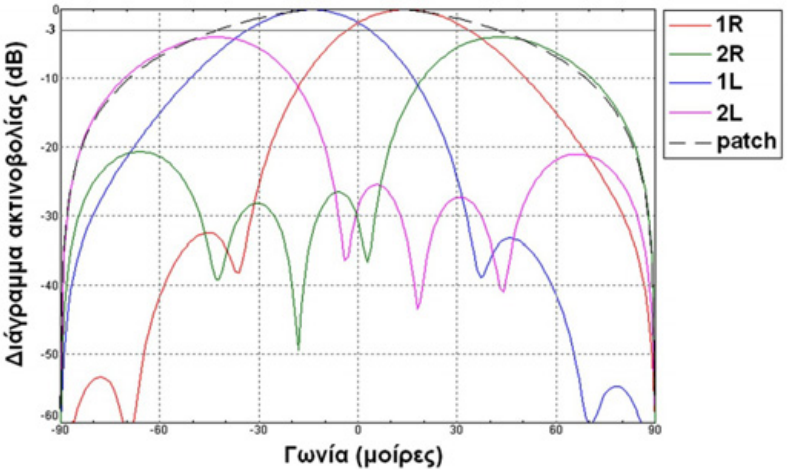
Συντελεστής Απόδοσης του Δικτυώματος

Το τελευταίο μέρος της επεξεργασίας των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης του δικτυώματος έχει να κάνει με την απόδοση του κυκλώματος. Όπως έχει αναφερθεί και στα προηγούμενα κεφάλαια, η μέγιστη δυνατή απόδοση ενός δικτυώματος μπορεί να καθοριστεί με βάση

τους συντελεστές ισχύος της κατανομής που παράγει στην έξοδό του [65]. Στηριζόμενοι σε αυτόν τον ορισμό, η μέγιστη δυνατή απόδοση ενός δικτυώματος που παράγει μία κατανομή Chebyshev -30dB είναι ίση με 59.2%, όπως και στην περίπτωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4. Όμως, όπως και εκεί, έτσι και σε αυτήν την περίπτωση, εξαιτίας της χρήσης των συνδυαστών ισχύος που προσθέτουν 3dB απώλειες, η πραγματική μέγιστη εφικτή τιμή της απόδοσης ισούται με 50%.



(α)



(β)

Σχήμα 5.18. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας τεσσάρων ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών ($d=0.4\lambda_o$), που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Ιδανικά διαγράμματα, (β) Χρησιμοποιώντας την κατανομή του Πίνακα 5.6, που προέκυψε από την προσομοίωση του κυκλώματος.

Συνεπώς, από την επεξεργασία των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης, αρχικά προσδιορίστηκε η συνολική ισχύς που φτάνει στις εξόδους του δικτυώματος, χρησιμοποιώντας το μέτρο των συντελεστών διάδοσης. Στη συνέχεια, προσδιορίστηκε η τιμή της απόδοσης, συγκρίνοντας με την τιμή της ισχύος εισόδου. Έτσι, βρέθηκε ότι η μέση τιμή της απόδοσης για όλες τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών εισόδου είναι συνολικά ίση με 33.3%. Η τιμή αυτή μπορεί να φαίνεται σχετικά μικρή, αν όμως συγκριθεί με τη μέγιστη θεωρητική (59.2%), τότε η απόδοση είναι ίση με 56.4%, ενώ σε σύγκριση με την πραγματική μέγιστη (50%) ο συντελεστής απόδοσης φτάνει το 66.6%.

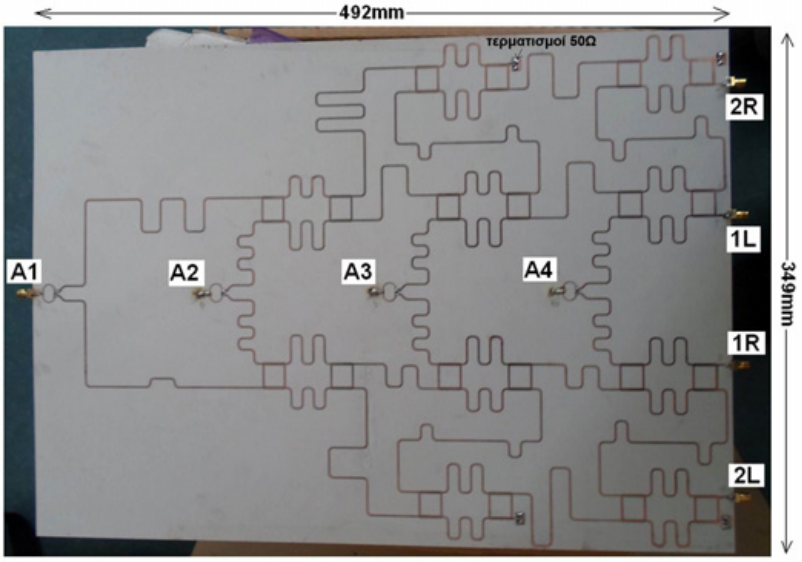
Εν τέλει, σε σχέση με ένα ιδανικό κύκλωμα χωρίς απώλειες που παράγει ομοιόμορφη κατανομή τροφοδοσίας (απόδοση=100%), η πραγματική τιμή του συντελεστή απόδοσης ισούται με 33.3%. Έτσι, σύμφωνα και με τη σχετική θεωρία που αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 2, οι αυξημένες απώλειες και η σχετικά μειωμένη απόδοση είναι το αντίτιμο για την επίτευξη ανομοιόμορφης κατανομής τροφοδοσίας και επομένως, χαμηλού επιπέδου δευτερευόντων λοβών. Όπως έχει αναφερθεί και στα προηγούμενα κεφάλαια, οι αυξημένες απώλειες μπορούν να αντισταθμιστούν με τη χρήση ενισχυτών ισχύος στο σύστημα, είτε στο επίπεδο του δικτύου τροφοδοσίας είτε στο επίπεδο της συστοιχίας (ενεργά στοιχεία).

5.5.3. Κατασκευή και Μετρήσεις

Το μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του πρωτότυπου πίνακα 4x4, όπως κατασκευάστηκε, απεικονίζεται στο Σχήμα 5.19. Για τους τερματισμούς των 50Ω χρησιμοποιήθηκαν δύο SMT chip αντιστάσεις των 100Ω συνδεδεμένες παράλληλα, αντί μίας των 50Ω, για να επιτευχθεί καλύτερη συμμετρία και μεγαλύτερη ακρίβεια.

Το Σχήμα 5.20 απεικονίζει τα αποτελέσματα των μετρήσεων (S-παράμετροι) των συντελεστών ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών

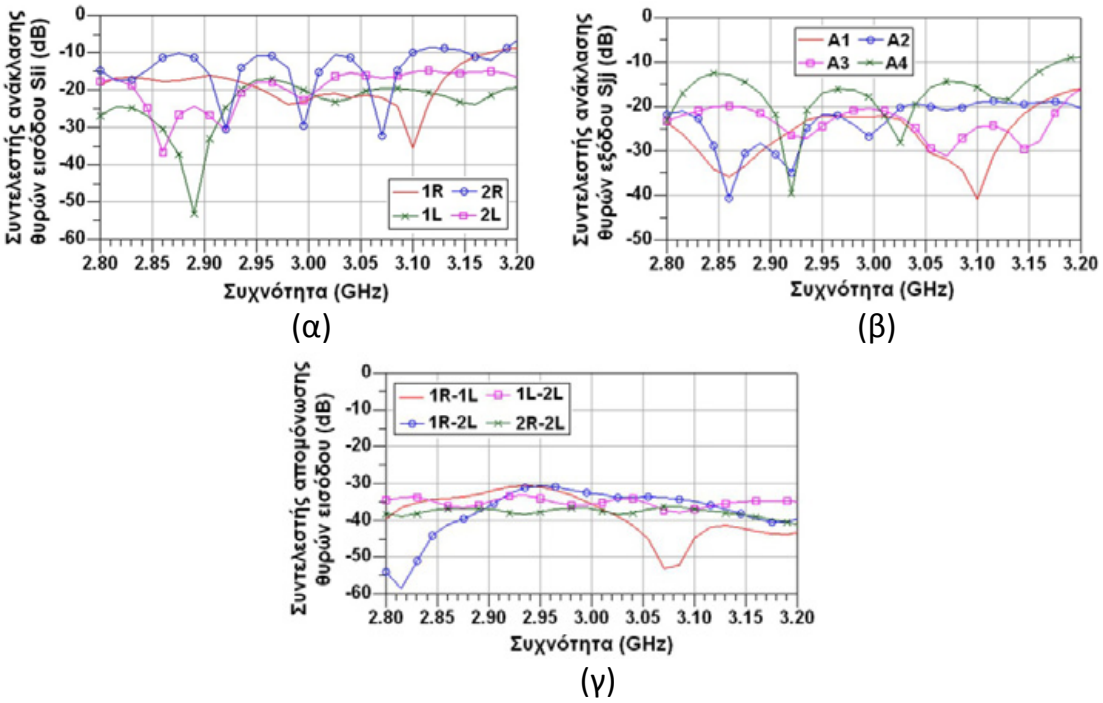
εισόδου και εξόδου του δικτυώματος του Σχ.5.19. Όπως φαίνεται, υπάρχουν γενικά αποκλίσεις σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του Σχ.5.15. Όμως, οι τιμές των συντελεστών ανάκλασης παραμένουν χαμηλότερες από -20dB στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας, ενώ οι συντελεστές απομόνωσης είναι καλύτεροι από -30dB σε όλο το παρατηρούμενο εύρος ζώνης, από 2.8GHz έως 3.2GHz. Κατά συνέπεια, τα αποτελέσματα θεωρούνται ικανοποιητικά, τουλάχιστον για την κεντρική συχνότητα λειτουργίας.



Σχήμα 5.19. Μικροταινιακή πλακέτα του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen, όπως κατασκευάστηκε.

Το Σχήμα 5.21 παρουσιάζει τα αποτελέσματα των μετρήσεων για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου. Οι τιμές των συντελεστών διάδοσης κυμαίνονται από -8.7dB έως -10.2dB για τα κεντρικά στοιχεία και από -14.4dB έως -18.7dB για τα ακραία στοιχεία, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz. Έτσι, η αντίστοιχη μέση τιμή είναι περίπου -9.45dB με μια απόκλιση ίση με ±0.75dB για τα κεντρικά στοιχεία και -16.7dB με μια απόκλιση ίση με ±2dB περίπου για τα ακραία. Επίσης, η μέγιστη απόκλιση από τις ιδανικές τιμές φτάνει τα -3.45dB για τα κεντρικά

στοιχεία και τα -4.55dB για τα ακραία. Αντίστοιχα, η μέση τιμή της απόκλισης είναι ίση με -2.7dB για τα κεντρικά στοιχεία και -2.55dB για τα ακραία.



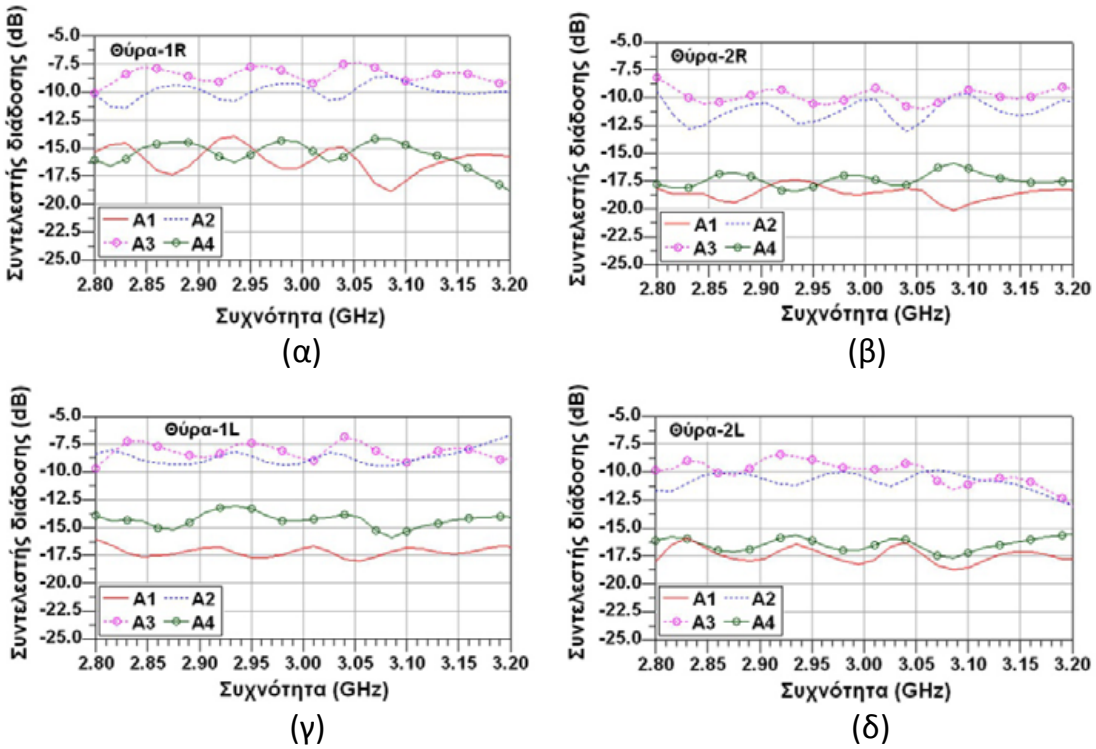
Σχήμα 5.20. Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου.

Σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, οι τιμές των αποκλίσεων είναι ίσες με 0.85dB για τα κεντρικά και 1dB για τα ακραία στοιχεία. Ακόμη, όπως φαίνεται και από το Σχ.5.21, οι αποκλίσεις μεταξύ των συντελεστών προς συμμετρικές κεραίες είναι σχετικά αυξημένες και φτάνουν τα 2.5dB για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1L και της τροφοδοσίας των κεραιών A1 και A4. Τέλος, ο μέσος λόγος ισχύος μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας κεντρικών και ακραίων στοιχείων είναι ίσος με 6.7dB (4.7:1) για τις κεντρικές δέσμες (1R και 1L) και 7.8dB (6:1) για τις ακραίες (2R και 2L), ενώ συνολικά είναι ίσος με 7.2dB (5.25:1).

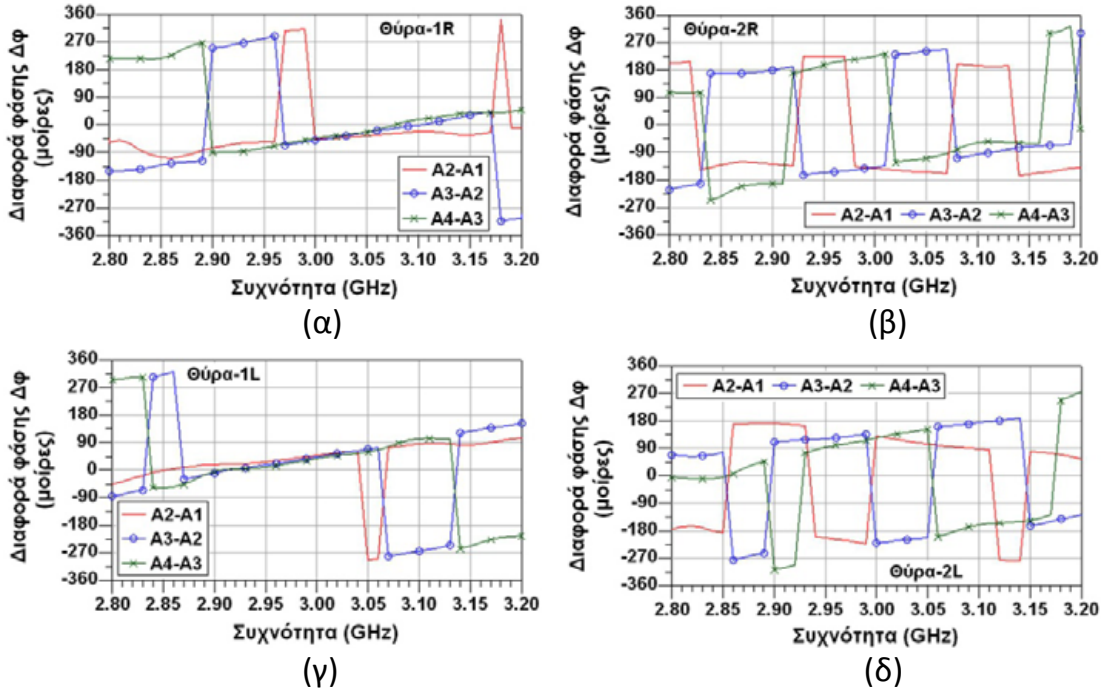
Συνεπώς, τα αποτελέσματα των μετρήσεων παρουσιάζουν αποκλίσεις σε σχέση με τα θεωρητικά και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, όπως ήταν

αναμενόμενο. Παρόλα αυτά, παρά τις σχετικά αυξημένες απώλειες του κυκλώματος, παραμένουν έως ένα βαθμό ικανοποιητικά, καθώς οι λόγοι διαίρεσης ισχύος διατηρούνται σε θεμιτά επίπεδα, έχοντας μία μέγιστη απόκλιση που φτάνει το 13% ως προς τις θεωρητικές τιμές. Οι επιπτώσεις των αποκλίσεων θα φανούν στα διαγράμματα ακτινοβολίας που παρουσιάζονται παρακάτω.

Το Σχήμα 5.22 απεικονίζει τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις, ενώ ο Πίνακας 5.7 παραθέτει τις τιμές των διαφορών φάσης στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Η μέση τιμή της απόκλισης από τις ιδανικές τιμές είναι ίση με 6.4%, ενώ η μέγιστη φτάνει το 15.5% στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Τα αποτελέσματα θεωρούνται ικανοποιητικά.



Σχήμα 5.21. Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.



Σχήμα 5.22. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

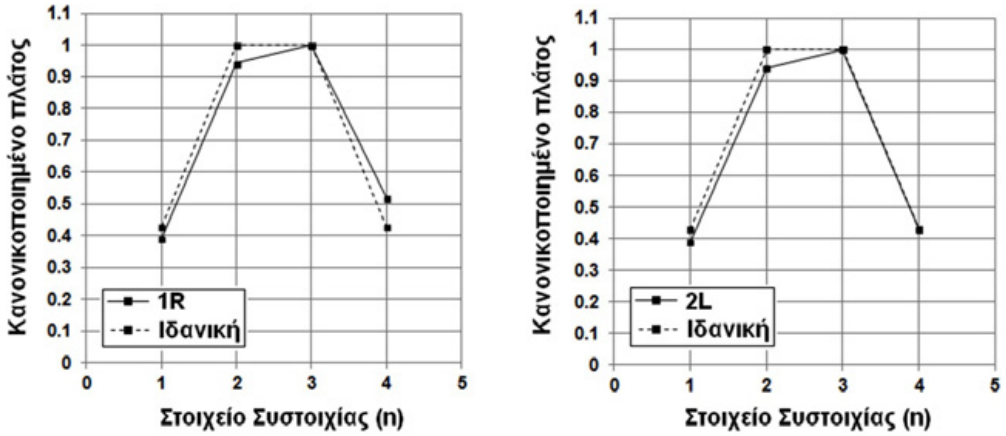
Ο Πίνακας 5.8 παραθέτει την κατανομή τροφοδοσίας, όπως προέκυψε από τα δεδομένα των μετρήσεων (μέτρο και φάση συντελεστών διάδοσης), στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Η μέση τιμή της απόκλισης στους συντελεστές πλάτους είναι περίπου 10%, με τη μέγιστη να φτάνει το 21%. Το Σχήμα 5.23 απεικονίζει δύο παραδείγματα κατανομών, όπως προέκυψαν από τα δεδομένα του Πίνακα 5.8.

Πίνακας 5.7. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen.

	Διαφορά φάσης Δφ (°)			
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**
1R	*-45*	-47.4	-50.6	-44.2
2R	*-135*	-143.2	-138.6	-133.9
1L	*+45*	+48.6	+43.3	+38
2L	*+135*	+131.4	+139.5	+123.3

Πίνακας 5.8. Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας 4x4 τύπου Nolen, όπως προέκυψε από τη μέτρηση του δικτυώματος στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz.

	ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ			
	Στοιχείο Συστοιχίας			
Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου	**A1** ***(0.429)***	**A2** ***(1)***	**A3** ***(1)***	**A4** ***(0.429)***
1R ***(Δφ=-45°)***	0.392	0.943	1	0.518
	21.5°	-25.9°	-76.5°	-120.7°
2L ***(Δφ=135°)***	0.388	0.942	1	0.431
	-43.9°	87.5°	-133°	-9.7°
1L ***(Δφ=45°)***	0.385	0.934	1	0.519
	118.7°	70.1°	26.8°	-11.2°
2R ***(Δφ=-135°)***	0.352	0.936	1	0.43
	-6.4°	-149.6°	71.8°	-62.1°



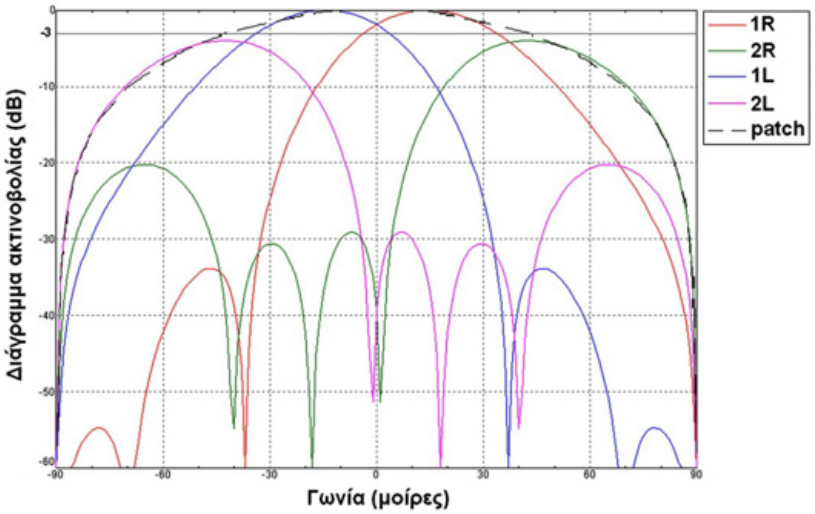
(α) (β)

Σχήμα 5.23. Παραδείγματα της κατανομής πλάτους, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις, σε σύγκριση με την ιδανική. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2L.

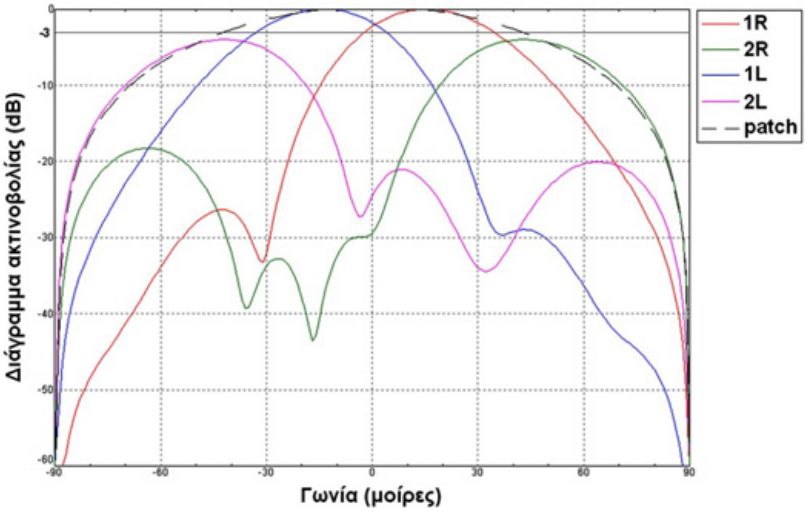
Διαγράμματα Ακτινοβολίας

Τέλος, το Σχήμα 5.24(β) απεικονίζει τα διαγράμματα ακτινοβολίας που παράγονται χρησιμοποιώντας την μετρούμενη κατανομή του Πίνακα 5.8, ενώ στο Σχήμα 5.24(α) παρουσιάζονται, προς σύγκριση, τα θεωρητικά διαγράμματα της συστοιχίας. Όπως φαίνεται, συγκρίνοντας τα διαγράμματα των Σχ.5.24(α)-(β), οι γωνίες μεγίστου ταυτίζονται πλήρως. Επίσης, το επίπεδο των πλευρικών λοβών διατηρείται χαμηλό, ιδίως στις δέσμες 1R και 1L, όπου είναι καλύτερο από -26dB. Η χειρότερη περίπτωση παρατηρείται

στη δέσμη 2L, όπου το επίπεδο των πλευρικών λοβών φτάνει τα -17dB. Οι τιμές της κατευθυντικότητας και του εύρους δέσμης δεν παρουσιάζουν ουσιαστικές μεταβολές σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, διατηρούμενες στα 10.7dB και στις 37^{o}, αντίστοιχα. Τέλος, παρατηρείται μία άμβλυνση στους περισσότερους μηδενισμούς, ενώ το επίπεδο των "grating lobes" διατηρείται σε ικανοποιητικά επίπεδα (<-15dB).



(α)



(β)

Σχήμα 5.24. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας τεσσάρων ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση ίση με 0.4λ_o, που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Χρησιμοποιώντας τους θεωρητικούς συντελεστές της κατανομής τροφοδοσίας, (β) Χρησιμοποιώντας την κατανομή του Πίνακα 5.8, που προέκυψε από τις μετρήσεις του κυκλώματος.

Γενικά, οι μετρήσεις του δικτυώματος είναι ικανοποιητικές και επιβεβαιώνουν τη σχεδιαστική αρχή, ιδίως για τις περιπτώσεις των κεντρικών δεσμών 1R και 1L. Στις ακραίες δέσμες 2R και 2L εμφανίζονται αποκλίσεις, τα αποτελέσματα όμως εξακολουθούν να είναι καλύτερα σε σχέση με ένα δικτύωμα ομοιόμορφης κατανομής.

Συντελεστής Απόδοσης του Δικτυώματος

Σε ότι έχει να κάνει με την απόδοση του κυκλώματος, όπως αυτή προέκυψε από την επεξεργασία των αποτελεσμάτων της μέτρησης, η μέση τιμή του συντελεστή απόδοσης για όλες τις θύρες εισόδου (δέσμες), είναι ίση με 27.4%. Έτσι, παρατηρείται μία μείωση κατά 17.7% σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης (33.3%), ενώ σε απόλυτες τιμές η μείωση είναι ίση με 5.9%.

Συγκρίνοντας με τη θεωρητική μέγιστη τιμή (59.2%), η τιμή του συντελεστή απόδοσης είναι ίση με 46.3%, ενώ σε σχέση με την πραγματική μέγιστη τιμή (50%) η απόδοση αυξάνεται στο 54.8%. Γενικά, το ποσοστό της μείωσης σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης θεωρείται ικανοποιητικό. Υπενθυμίζεται για άλλη μια φορά ότι οι μειωμένες απώλειες μπορούν να αντιμετωπιστούν με την εισαγωγή ενισχυτικών διατάξεων στο κύκλωμα ή στις κεραίες της συστοιχίας.

Συμπεράσματα

Με βάση όλα τα παραπάνω, ο σχεδιασμός του δικτυώματος κρίνεται επιτυχής, ενώ τα αποτελέσματα των μετρήσεων κυμαίνονται σε ικανοποιητικά έως ανεκτά επίπεδα. Σε γενικές γραμμές, η μεθοδολογία σχεδιασμού των δικτυωμάτων επιβεβαιώνεται. Έτσι, στις επόμενες ενότητες η τεχνική επεκτείνεται σε δικτυώματα με μεγαλύτερο αριθμό εισόδων-εξόδων.

5.6. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα 8 εισόδων – 8 εξόδων Τύπου Nolen

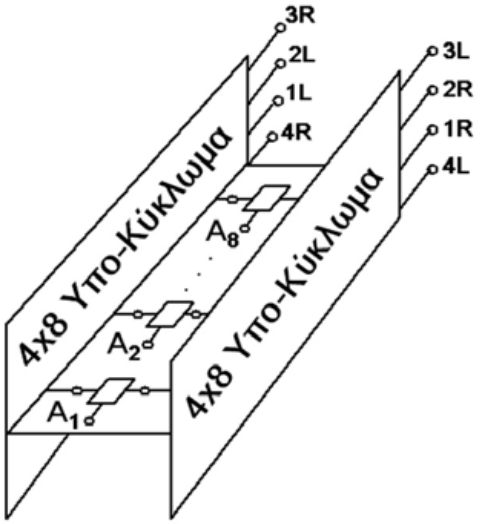
Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η σύνθεση και ο σχεδιασμός ενός ασύμμετρου πίνακα 8 εισόδων – 8 εξόδων. Έτσι, ακολουθώντας τη διαδικασία που περιγράφηκε στην παράγραφο 5.3, σχεδιάστηκε ένας ασύμμετρος πίνακας 8x8 τύπου Nolen, ικανός να παράγει μία κατανομή Chebyshev -30dB. Ο προσανατολισμός των ακτινοβολούμενων δεσμών ταυτίζεται με τον προσανατολισμό του αντίστοιχου πίνακα Butler και κατά συνέπεια, οι απαιτούμενες διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών είναι οι ίδιες, δηλαδή $\pm 22.5^{o}$, $\pm 67.5^{o}$, $\pm 112.5^{o}$ και $\pm 157.5^{o}$. Ο Πίνακας 5.9 παραθέτει τους απαιτούμενους συντελεστές της κατανομής, για την περίπτωση του δικτυώματος 8x8.

Πίνακας 5.9. Συντελεστές κατανομής Chebyshev για την επίτευξη SLL ίσου με -30dB σε μία συστοιχία 8 κεραιών.

Κεραία Συστοιχίας	Κανονικοποιημένη Κατανομή Πλάτους	Κανονικοποιημένη Κατανομή Ισχύος	(dB)
A1	0.262	0.069	-11.6
A2	0.519	0.269	-5.7
A3	0.812	0.659	-1.8
A4	1	1	0
A5	1	1	0
A6	0.812	0.659	-1.8
A7	0.519	0.269	-5.7
A8	0.262	0.069	-11.6

Το σχηματικό διάγραμμα του δικτυώματος, βασίζεται στο Σχ.5.8, όπου παρουσιάζεται η γενική περίπτωση δικτυωμάτων 8 εισόδων – N εξόδων και φαίνεται στο Σχήμα 5.25. Όπως φαίνεται, οι βασικές διατάξεις του πίνακα είναι δύο υποκυκλώματα 4 εισόδων – 8 εξόδων, τα σχηματικά διαγράμματα των οποίων φαίνονται στο Σχήμα 5.26. Κάθε υποκύκλωμα 4x8 απαρτίζεται με τη σειρά του από 2 υποκυκλώματα 2x8 (διπλής σειράς). Οι τιμές των διατάξεων θ και φ προσδιορίστηκαν με βάση τη διαδικασία που περιγράφηκε στην παράγραφο 5.2. Οι αντίστοιχες τιμές των διατάξεων θ είναι οι ίδιες για

όλα τα υποκυκλώματα, ενώ οι τιμές των διατάξεων φ αλλάζουν ανάλογα με την κατεύθυνση της ακτινοβολούμενης δέσμης. Πρέπει να τονιστεί ότι οι συνδυασμοί των θυρών εισόδου (δεσμών) ανά ζεύγη δεν είναι τυχαίοι. Οι συγκεκριμένοι, που φαίνονται στο Σχ.5.26, είναι οι μοναδικοί που μπορούν να γίνουν, χωρίς να παραβιάζεται η αρχή διατήρησης της ενέργειας. Με άλλα λόγια, μόνο για τους συγκεκριμένους συνδυασμούς θυρών στα δικτυώματα διπλής σειράς μπορούν να επιλυθούν οι (5.1)-(5.6).

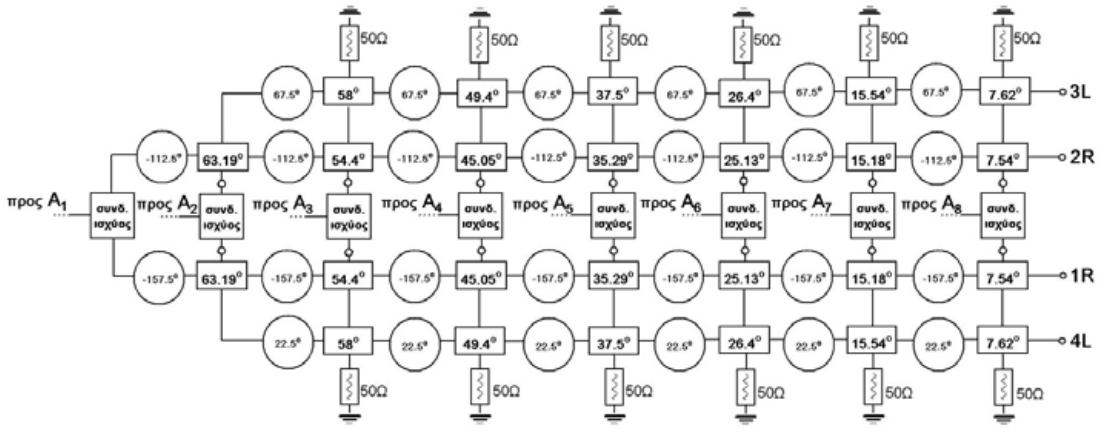


Σχήμα 5.25. Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα 8x8 τύπου Nolen, σε μορφή “τούβλου”.

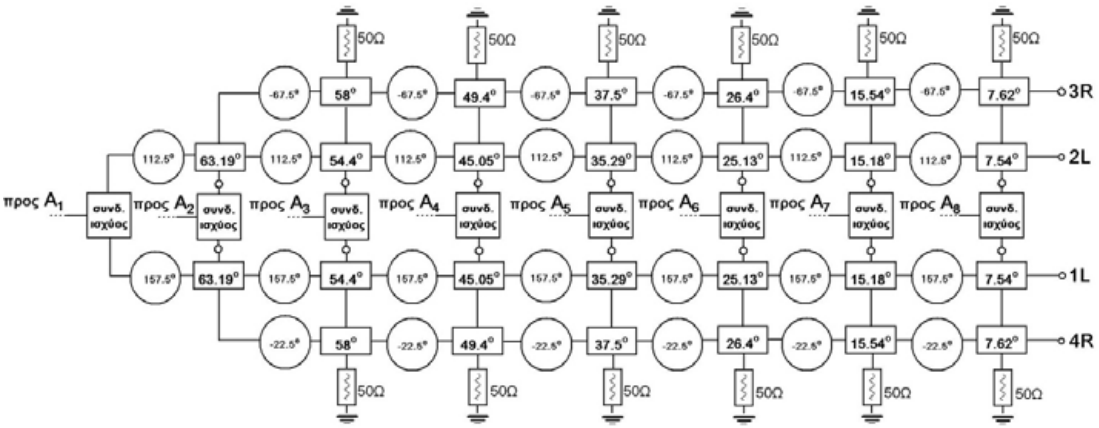
Ο Πίνακας 5.10 συνοψίζει τις τιμές των συντελεστών θ που απαιτούνται για την επίτευξη της κατανομής Chebyshev -30dB, ενώ ο Πίνακας 5.11 παραθέτει τις τιμές των φασηθετών φ που απαιτούνται σε κάθε υποκύκλωμα διπλής σειράς και επομένως, συνολικά για το σχεδιασμό του πίνακα 8x8.

Το δικτύωμα σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε χρησιμοποιώντας ιδανικές διατάξεις, χωρίς απώλειες μετάλλου και διηλεκτρικού. Το Σχήμα 5.27 απεικονίζει τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προέκυψαν από την τροφοδοσία μιας γραμμικής συστοιχίας 8 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών στη συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz. Η απόσταση των στοιχείων ορίστηκε ίση με $0.425\lambda_o$, ώστε το επίπεδο των “grating lobes” να κατασταλλεί

στο επίπεδο του ισχυρότερου πλευρικού λοβού (≈-20dB) για τις ακραίες δέσμες 4R και 4L.



(α)



(β)

Σχήμα 5.26. Σχηματικά διαγράμματα των δύο υποκυκλωμάτων 4x8 του ασύμμετρου πίνακα 8x8 τύπου Nolen. (α) Υποκύκλωμα 1R-4L-2R-3L και (β) Υποκύκλωμα 1L-4R-2L-3R.

Καθώς ο πίνακας που σχεδιάστηκε είναι ιδανικός, τα διαγράμματα του Σχ.5.27 αποτελούν στην πραγματικότητα τα θεωρητικά διαγράμματα ακτινοβολίας που παράγει η συστοιχία, τροφοδοτούμενη από το δικτύωμα. Έτσι, οι πλευρικοί λοβοί παραμένουν κάτω από -30dB για τις κεντρικές δέσμες, ενώ για τις ακραίες φτάνουν στο επίπεδο των -20dB. Η κατευθυντικότητα είναι ίση με 14dB σε όλες τις περιπτώσεις, ενώ το εύρος των δεσμών κυμαίνεται από 19^{o} έως 24^{o}. Τέλος, το CL είναι περίπου ίσο με

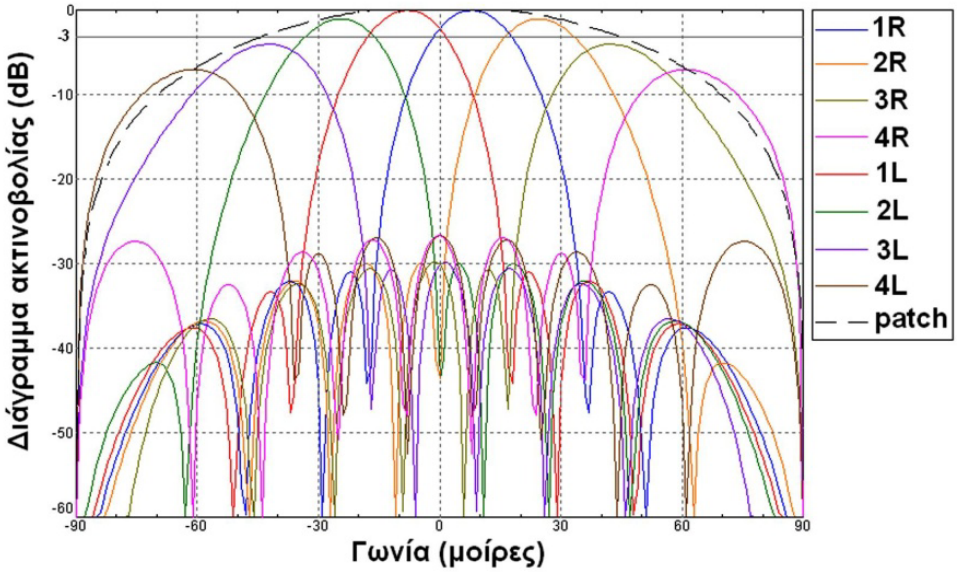
-2dB, ενώ ο γωνιακός τομέας ξεπερνάει τις 140^{o}. Συνεπώς, η σχεδιαστική αρχή επιβεβαιώνεται και σε αυτήν την περίπτωση.

Πίνακας 5.10. Τιμές των συντελεστών θ για τη δημιουργία της κατανομής Chebyshev -30dB από τον ασύμμετρο πίνακα 8x8 τύπου Nolen.

Τιμές συντελεστή θ (^{o})						
$\theta_{1,1}$	$\theta_{1,2}$	$\theta_{1,3}$	$\theta_{1,4}$	$\theta_{1,5}$	$\theta_{1,6}$	$\theta_{1,7}$
63.19	54.4	45.05	35.29	25.13	15.18	7.54
	$\theta_{2,1}$	$\theta_{2,2}$	$\theta_{2,3}$	$\theta_{2,4}$	$\theta_{2,5}$	$\theta_{2,6}$
	58	49.4	37.5	26.4	15.54	7.62

Πίνακας 5.11. Τιμές φασηθετών φ του ασύμμετρου πίνακα 8x8 τύπου Nolen.

	Τιμή φασηθέτη φ (^{o})	
Υποκύκλωμα διπλής σειράς (2x8)	**Σειρά $\phi_{1,n}$**	**Σειρά $\phi_{2,n}$**
1R-4L	-157.5	+22.5
1L-4R	+157.5	-22.5
2R-3L	-112.5	+67.5
2L-3R	+112.5	-67.5

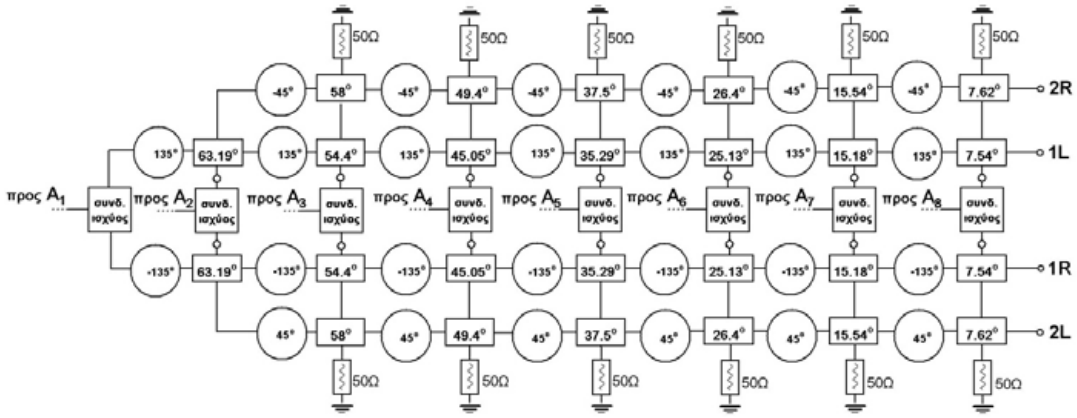


Σχήμα 5.27. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας οκτώ ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση ίση με $0.425\lambda_o$, που τροφοδοτείται από τον ιδανικό ασύμμετρο πίνακα 8x8 τύπου Nolen.

5.7. Σχεδιασμός και Προσομοίωση Ασύμμετρου Πίνακα 4 εισόδων – 8 εξόδων Τύπου Nolen

Μία ιδιαίτερη περίπτωση αποτελούν τα δικτυώματα όπου ο αριθμός των εξόδων είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό των εισόδων. Στην παράγραφο αυτή θα δοθεί το παράδειγμα ενός ασύμμετρου δικτυώματος 4 εισόδων – 8 εξόδων. Η κατανομή που επιλέχθηκε για τη διέγερση της συστοιχίας είναι και πάλι τύπου Chebyshev -30dB. Ο αριθμός των ακτινοβολούμενων δεσμών είναι 4, καθώς το κύκλωμα διαθέτει 4 θύρες εισόδου. Οι γωνιακές κατευθύνσεις των δεσμών ταυτίζονται με αυτές ενός πίνακα Butler 4x4. Συνεπώς, οι απαιτούμενες διαφορές φάσης των σημάτων εξόδου είναι ίσες με $\pm 45^{o}$ και $\pm 135^{o}$.

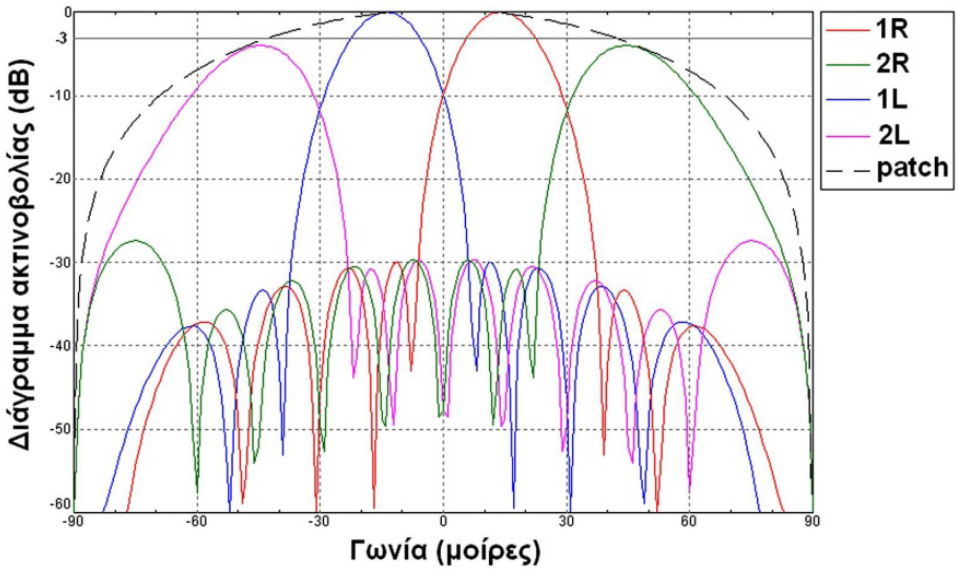
Το δικτύωμα αποτελείται από δύο υποκυκλώματα διπλής σειράς 2x8, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.28. Στην πραγματικότητα, αποτελεί ένα τμήμα του δικτυώματος 8 εισόδων – 8 εξόδων. Οι τιμές των διατάξεων θ είναι ίδιες με αυτές των κυκλωμάτων του Σχ.5.26, καθώς το κύκλωμα δημιουργεί την ίδια κατανομή, ενώ οι τιμές των διατάξεων φ είναι αυτές που φαίνονται στο Σχ.5.11 για την περίπτωση του δικτυώματος 4x4, καθώς ο γωνιακός προσανατολισμός των δεσμών είναι ο ίδιος.



Σχήμα 5.28. Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα 4x8 τύπου Nolen.

Ο σχεδιασμός του κυκλώματος έγινε με ιδανικές διατάξεις σε συχνότητα f_o=3GHz και τα αποτελέσματα για τα διαγράμματα ακτινοβολίας φαίνονται

στο Σχήμα 5.29. Η απόσταση των στοιχείων έχει οριστεί ίση με $0.5\lambda_o$, καθώς σε αυτήν την περίπτωση δεν υπάρχει πρόβλημα με το επίπεδο των “grating lobes”, το οποίο φτάνει τα -24dB. Παρόλα αυτά, με μία μικρή μείωση στην απόσταση των στοιχείων, το επίπεδο των “grating lobes” μπορεί να κατασταλλεί περαιτέρω, όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις.



Σχήμα 5.29. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας οκτώ ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση ίση με $0.5\lambda_o$, που τροφοδοτείται από τον ιδανικό ασύμμετρο πίνακα 4x8 τύπου Nolen.

Το βασικό χαρακτηριστικό των διαγραμμάτων του Σχ.5.29 είναι ότι οι διαδοχικές δέσμες έχουν εξαιρετικά χαμηλό επίπεδο σημείου τομής (CL), το οποίο φτάνει τα -10dB. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι δέσμες απέχουν μεταξύ τους γωνιακές αποστάσεις που ξεπερνούν το εύρος δέσμης μισής ισχύος κατά πολύ, αφού η συστοιχία των 8 κεραιών δημιουργεί δέσμες με στενότερο εύρος και υψηλότερη κατευθυντικότητα. Ειδικότερα, η κατευθυντικότητα κυμαίνεται από 14.5dB έως 13.1dB, ενώ το εύρος δέσμης από τις 16.6^o έως τις 21^o, αντίστοιχα. Αντίστοιχα, ο γωνιακός τομέας φτάνει τις 110^o. Όμως, το μεγάλο πλεονέκτημα του συστήματος είναι το χαμηλό επίπεδο των “grating lobes”, ειδικά σε σχέση με ένα δικτύωμα 8x8 (Σχ.5.27),

ακόμα και χωρίς να μειωθεί η απόσταση των στοιχείων των κεραιών σε τιμές μικρότερες του μισού μήκους κύματος ελευθέρου χώρου ($\lambda_o/2$).

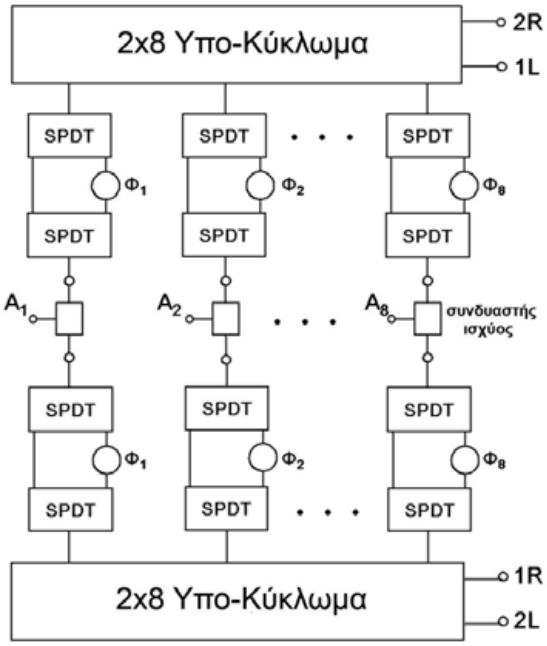
Παρόλα αυτά, η χρήση του δικτυώματος σε συστήματα που απαιτούν υψηλή ποιότητα κάλυψης δεν ενδείκνυται, καθώς το χαμηλό σημείο τομής των διαδοχικών δεσμών δημιουργεί μεγάλα γωνιακά παράθυρα με μειωμένο διαθέσιμο κέρδος και γωνιακές κατευθύνσεις με σχεδόν "τυφλά" σημεία (όπως τα σημεία τομής των δεσμών). Ένα τέτοιο δικτύωμα όμως θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σε συστήματα Προσδιορισμού της Γωνίας Άφιξης Σήματος (*Direction Of Arrival, DOA*).

5.7.1. Ασύμμετρος Πίνακας 4x8 Τύπου Nolen με Κυκλώματα Μεταγόμενων Φασηθετών

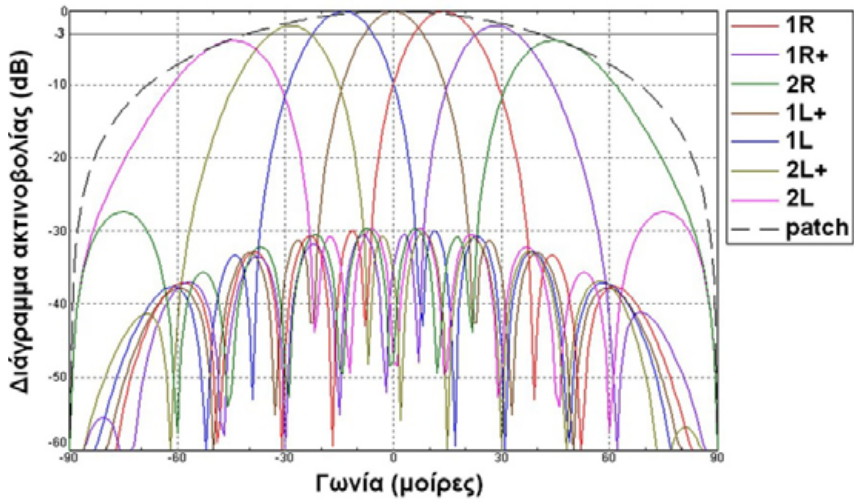
Μία λύση για την αντιμετώπιση του προβλήματος της αραιής γωνιακής κάλυψης που προσφέρουν τα διαγράμματα ακτινοβολίας του δικτυώματος 4x8 (Σχ.5.29), αποτελεί η χρήση της τεχνικής των μεταγόμενων φασηθετών, όπως αυτή έχει παρουσιαστεί στο Κεφάλαιο 2. Το σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος φαίνεται στο Σχήμα 5.30. Αξίζει να σημειωθεί ότι τα κυκλώματα μπορούν να τοποθετηθούν και μεταξύ των συνδυαστών ισχύος και των κεραιών, μειώνοντας παράλληλα και τον αριθμό των διακοπτών.

Έτσι, δημουργώντας νέες ακολουθίες φάσης στις εξόδους, παράγονται νέες ακτινοβολούμενες δέσμες. Συνεπώς, για να καλυφθούν τα γωνιακά παράθυρα μεταξύ των μεγίστων των ακτινοβολούμενων δεσμών, δημιουργούνται τρεις νέες δέσμες, τα μέγιστα των οποίων είναι γωνιακά προσανατολισμένα στα σημεία τομής των ήδη υπαρχόντων δεσμών. Για να γίνει αυτό οι νέες διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας, σύμφωνα με τη (2.20), πρέπει να είναι ίσες με $\pm 90^o$ και 0^o, ενώ χρησιμοποιώντας τη (2.21) προσδιορίζονται οι τιμές των φασηθετών Φ_1 έως Φ_8. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τα διαγράμματα ακτινοβολίας φαίνονται στο Σχήμα 5.31.

Όπως φαίνεται από το Σχ.5.31, το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών έχει αυξηθεί στα -2dB (π.χ. μεταξύ 1L+ και 1R), με αποτέλεσμα η συστοιχία να ακτινοβολεί με μεγαλύτερο ποσοστό του διαθέσιμου κέρδους μέσα στο γωνιακό τομέα (ο οποίος παραμένει στις 110^{o}). Επίσης, δημιουργείται και μία μετωπική δέσμη (1L+).



Σχήμα 5.30. Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου δικτυώματος 4x8 τύπου Nolen με τη χρήση των μεταγόμενων φασηθετών.



Σχήμα 5.31. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας οκτώ ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση ίση με 0.5λ_o, που τροφοδοτείται από τον ιδανικό ασύμμετρο πίνακα 4x8 τύπου Nolen, υλοποιώντας την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών.

Συνοψίζοντας, εφαρμόζοντας την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών η ποιότητα της γωνιακής κάλυψης βελτιώνεται κατά πολύ και το δικτύωμα γίνεται κατάλληλο προς χρήση σε συστήματα επικοινωνιών, κ.ά.

5.7.2. Σύγκριση των Δικτυωμάτων 8x8 και 4x8

Σ'αυτό το σημείο αξίζει να παρατεθεί μία σύγκριση μεταξύ των δικτυωμάτων 8 εισόδων – 8 εξόδων και 4 εισόδων – 8 εξόδων. Αρχικά, το δικτύωμα 4x8 με τη χρήση των μεταγόμενων φασηθετών μπορεί να δημιουργήσει 7 ακτινοβολούμενες δέσμες έναντι 8 του δικτυώματος 8x8. Όμως, μία από αυτές τις δέσμες είναι μετωπική, κάτι που δεν μπορεί να συμβεί στο δικτύωμα 8x8, όπως αυτό σχεδιάστηκε στην παράγραφο 5.6.

Ακόμη, ο γωνιακός τομέας κάλυψης, μετρούμενος από το αριστερό σημείο -3dB της ακραίας αριστερής δέσμης έως το δεξιό σημείο -3dB της ακραίας δεξιάς δέσμης, διαφέρει στα δύο δικτυώματα. Στην περίπτωση του πίνακα 4x8 αυτός φτάνει τις 110^{o}, ενώ στην περίπτωση του πίνακα 8x8 ξεπερνάει τις 140^{o}, με δεδομένο πάντα τη σχετική μείωση στην απόσταση μεταξύ των κεραιών ($d=0.425\lambda_o$). Επιπλέον, το επίπεδο του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών (CL) είναι περίπου το ίδιο και κυμαίνεται στα -2dB, ενώ το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών είναι χαμηλότερο στην περίπτωση του δικτυώματος 4x8 κατά 2-3dB. Επιπλέον, για τη μείωση του επιπέδου των "grating lobes" απαιτείται μείωση της απόστασης των κεραιών στο δικτύωμα 8x8, κάτι που δεν είναι απαραίτητο στο δικτύωμα 4x8.

Συμπερασματικά, με δεδομένη την αυξημένη πολυπλοκότητα του δικτυώματος 8x8, το δικτύωμα 4x8 με τη χρήση των μεταγόμενων φασηθετών θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές όπου απαιτείται σχετικά μικρότερος γωνιακός τομέας κάλυψης ή/και όπου το επίπεδο των "grating lobes" θεωρείται κρίσιμο για την αποτελεσματική λειτουργία του συστήματος.

5.8. Συμπεράσματα και Σύγκριση με τον Πίνακα Butler

5.8.1. Σύνοψη Εργασιών σε Δικτυώματα Τύπου Nolen

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε η διαδικασία σύνθεσης, σχεδιασμού και υλοποίησης νέου τύπου δικτυωμάτων σειριακής τοπολογίας, τα οποία βασίζονται στον πίνακα Nolen και μπορούν να δημιουργήσουν ανομοιόμορφες κατανομές τροφοδοσίας. Η τοπολογία βασίζεται στη σύνθεση σειριακών δικτυωμάτων διπλής σειράς, απλοποιώντας τη διαδικασία υπολογισμού και σχεδιασμού. Τα νέου τύπου δικτυώματα προσφέρουν τη δυνατότητα δημιουργίας ανομοιόμορφων κατανομών από πίνακες τύπου Nolen με ίσο αριθμό εισόδων-εξόδων, κάτι που αποτελεί καινοτομία.

Τα παραδείγματα που παρουσιάστηκαν αφορούν δικτυώματα με ίσο και διαφορετικό αριθμό εισόδων – εξόδων. Τα αποτελέσματα του σχεδιασμού είναι ικανοποιητικά, επιβεβαιώνοντας τη μεθοδολογία. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων και η απόδοση των κυκλωμάτων κρίνονται εν γένει ικανοποιητικά, δεδομένου του μεγέθους και των απωλειών των κυκλωμάτων. Επίσης, πρέπει να τονιστεί ότι η τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών (SLPS) μπορεί να χρησιμοποιηθεί ανεξάρτητα, όπως παρουσιάστηκε και εφαρμόστηκε και στα αντίστοιχα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler.

5.8.2. Σύγκριση με τα Ασύμμετρα Δικτυώματα Τύπου Πίνακα Butler

Συγκριτικά με τα αντίστοιχα ασύμμετρα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler, οι σειριακές τοπολογίες τύπου Nolen παρουσιάζουν μειονεκτήματα, αλλά και πλεονεκτήματα. Βέβαια, άμεση σύγκριση μεταξύ των δύο τοπολογιών 4 εισόδων – 4 εξόδων δεν μπορεί να γίνει, καθώς έχουν χρησιμοποιηθεί διαφορετικού τύπου ασύμμετροι συζεύκτες. Παρόλα αυτά, μπορούν να γίνουν κάποιες γενικές επισημάνσεις. Έτσι, όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή, η απουσία των διασταυρώσεων των γραμμών μεταφοράς στους πίνακες Nolen είναι σημαντική και συμβάλλει στη μείωση της

πολυπλοκότητας, ειδικά σε δικτυώματα μεγαλύτερης τάξης. Αυτό φάνηκε και στη διαδικασία του σχεδιασμού. Όμως, ο αριθμός των διατάξεων στα σειριακά δικτυώματα είναι μεγαλύτερος.

Επιπλέον, ο υπολογισμός των τιμών των διατάξεων ενός πίνακα τύπου Nolen απαιτεί μία μαθηματική διαδικασία (εξισώσεις (5.1)-(5.6)), η οποία όμως λείπει από τα αντίστοιχα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler. Αυτό όμως μπορεί να ειδωθεί και σαν πλεονέκτημα, αφού η διαδικασία αυτή μπορεί να προγραμματισθεί και συνεπώς να είναι διαθέσιμη, για δικτυώματα τυχαίας τάξης και τυχαίων κατανομών. Από την άλλη πλευρά, στους πίνακες τύπου Nolen καταργούνται οι περιορισμοί στον αριθμό των θυρών εισόδου – εξόδου και υπάρχει ακόμα μεγαλύτερη ευελιξία στην επίτευξη της επιθυμητής κατανομής τροφοδοσίας. Ειδικότερα, η κλασική τοπολογία του πίνακα Butler απαιτεί ο αριθμός των θυρών εισόδου-εξόδου να είναι δύναμη του 2 ($N=2^n$). Αυτός ο περιορισμός δεν υπάρχει στους πίνακες Nolen, όπου οι αριθμοί θυρών εισόδου-εξόδου μπορεί να είναι τυχαίοι.

Όμως, στους ασύμμετρους πίνακες τύπου Nolen που παρουσιάστηκαν, οι οποίοι διαθέτουν αριθμό θυρών εισόδου μεγαλύτερο του 4, είναι απαραίτητη η τρισδιάστατη ή πολυστρωματική υλοποίηση, ενώ οι αντίστοιχοι πίνακες τύπου Butler μπορούν θεωρητικά να υλοποιηθούν σε επίπεδη μορφή για οποιοδήποτε αριθμό θυρών εισόδου-εξόδου. Εντούτοις, για μεγάλο αριθμό θυρών εισόδου-εξόδου (π.χ. $N>32$), συνήθως απαιτείται τρισδιάστατη υλοποίηση και στους πίνακες Butler. Επίσης, παρά το γεγονός ότι χρησιμοποιήθηκαν διαφορετικού τύπου ασύμμετροι συζεύκτες, τα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler παρουσίασαν γενικά υψηλότερες τιμές απόδοσης και μικρότερες απώλειες. Το γεγονός αυτό ήταν αναμενόμενο, καθώς ο ασύμμετρος συζεύκτης που χρησιμοποιήθηκε στην περίπτωση του πίνακα Nolen εμφανίζει γενικά μεγαλύτερες απώλειες, καθώς αποτελείται από δύο διατάξεις και δύο φασηθέτες.

Ο Πίνακας 5.12 παραθέτει ενδεικτικά κάποια χαρακτηριστικά των δύο δικτυωμάτων που αφορούν τον αριθμό των διατάξεων που απαιτούνται για την υλοποίηση των αντίστοιχων πινάκων, καθώς και τις τιμές των απωλειών και της απόδοσης.

Πίνακας 5.12. Συγκριτικά στοιχεία για τον αριθμό των απαιτούμενων διατάξεων και τις απώλειες των ασύμμετρων πινάκων τύπου Butler και Nolen 4 εισόδων – 4 εξόδων.

	Ασύμμετρος πίνακας 4x4 τύπου Butler	**Ασύμμετρος πίνακας 4x4 τύπου Nolen**
Αριθμός συζευκτών	6	10
Αριθμός συζευκτών διαφορετικού k^2	1	5
Αριθμός φασηθετών	6	10
Αριθμός συνδυαστών ισχύος	4	4
Αριθμός διασταυρώσεων γραμμών μεταφοράς	7	-
Αριθμός τερματισμών	4	4
Συνολικός αριθμός διατάξεων	27	28
Συνολικές απώλειες (dB)	2.5 0.7	3.45 4.55
Απόδοση (προσομοίωση)	40%	33.3%
Απόδοση (μετρήσεις)	32.6%	27.4%

Κατά συνέπεια, θα μπορούσε να πει κανείς ότι τα ασύμμετρα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler αποτελούν μία καταλληλότερη λύση, σε σύγκριση με τα αντίστοιχα δικτυώματα τύπου Nolen. Αυτό όμως δεν ισχύει σε όλες τις περιπτώσεις. Ειδικά για την τροφοδοσία συστοιχιών με αριθμό κεραιών μεγαλύτερο του 16, η πολυπλοκότητα των δικτυωμάτων τύπου Butler αυξάνεται σημαντικά, κάνοντας έως και απαγορευτική την υλοποίησή τους. Σε τέτοιες περιπτώσεις, αλλά και σε αυτές όπου ο αριθμός των θυρών εισόδου-εξόδου δεν είναι δύναμη του 2, τα σειριακά δικτυώματα αποτελούν καλές εναλλακτικές επιλογές. Σε γενικές γραμμές, απομένει στο σχεδιαστή να αποφασίσει τη βέλτιστη λύση, με βάση τις απαιτήσεις και τις προδιαγραφές του συστήματος.

Κεφάλαιο 6

Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Σύμμορφες Συστοιχίες

6.1. Εισαγωγή

Όπως αναφέρθηκε και στο Κεφάλαιο 2 (παρ.2.3.3), μία ιδιαίτερη περίπτωση των συστοιχιών αποτελούν οι σύμμορφες συστοιχίες [1-2, 21-22]. Ως σύμμορφες, χαρακτηρίζονται οι κεραίες (και οι συστοιχίες) η γεωμετρία των οποίων συμμορφώνεται με το σχήμα της επιφάνειας πάνω στην οποία τοποθετούνται. Η επιλογή του σχήματος έχει να κάνει κυρίως με λόγους που δεν σχετίζονται με την ηλεκτρομαγνητική συμπεριφορά, όπως τα ζητήματα αεροδυναμικής [21]. Η επιφάνεια πάνω στην οποία τοποθετούνται οι σύμμορφες συστοιχίες μπορεί να είναι η άτρακτος ενός αεροπλάνου, δορυφόρου, πυραύλου ή και οποιοδήποτε κινούμενο όχημα ή σταθερή κατασκευή.

Πέρα από τους αεροδυναμικούς, κατασκευαστικούς ή και οπτικούς (αισθητικούς) λόγους, μία σύγχρονη απαίτηση, ιδίως στα αμυντικά συστήματα, είναι η κεραία να διαθέτει χαμηλή ενεργό διατομή ραντάρ (*Radar Cross Section, RCS*), ώστε να είναι δύσκολα ανιχνεύσιμη (ιδιότητες stealth) από εχθρικά συστήματα εντοπισμού (Radar, Συστήματα Ηλεκτρονικών Αντιμέτρων-ECM). Μία ακόμη πολύ σημαντική δυνατότητα

που προσφέρουν οι σύμμορφες συστοιχίες είναι η αύξηση του γωνιακού τομέα κάλυψης της κεραίας.

Οι βασικότερες γεωμετρίες σύμμορφων συστοιχιών είναι οι κυκλικές τύπου δακτυλίου (ring), οι κυλινδρικές, οι σφαιρικές και οι κωνικές. Παρόλα αυτά, υπάρχουν πολλές διαφορετικές τοπολογίες, ανάλογα με τη γεωμετρία της επιφάνειας πάνω στην οποία τοποθετούνται. Επίσης, μία ξεχωριστή περίπτωση σύμμορφων συστοιχιών είναι οι πολυεδρικές (*faceted, multi-faceted*), οι οποίες αναπτύσσονται σε πολυγωνικές-πολυεδρικές γεωμετρίες.

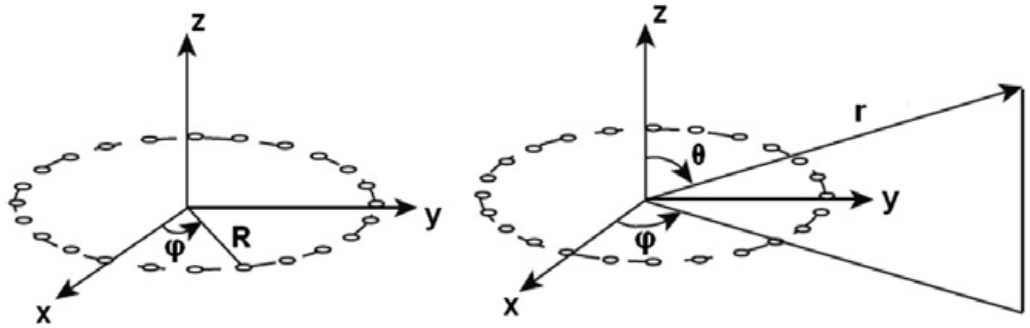
Κατά συνέπεια, η μελέτη των σύμμορφων συστοιχιών είναι σημαντική, καθώς αποτελούν μία κατηγορία κεραιών με κρίσιμες εφαρμογές, ιδίως στα αμυντικά συστήματα. Αναλυτικές πληροφορίες και πλήθος εργασιών και εφαρμογών μπορεί να βρει κανείς στη σχετική βιβλιογραφία και στις εκεί αναφορές [1-2, 21-22]. Στην παρούσα διατριβή μελετήθηκαν σύμμορφες συστοιχίες τύπου δακτυλίου και τόξου δακτυλίου, καθώς και πολυεδρικές, οι οποίες τροφοδοτούνται με δικτυώματα τύπου πίνακα Butler. Η μελέτη βασίζεται κυρίως στα ήδη υπάρχοντα δεδομένα και αποτελέσματα, προσθέτοντας κάποια νέα στοιχεία, που αφορούν στη βελτίωση των χαρακτηριστικών της συστοιχίας, όπως το χαμηλό επίπεδο δευτερευόντων λοβών και η πληρέστερη κάλυψη του χώρου. Ειδικότερα, εφαρμόζεται η τεχνική της μεταγωγής της διέγερσης σε κυκλικές συστοιχίες, υλοποιώντας όμως επικαλυπτώμενες υποσυστοιχίες, με στόχο την πιο αποτελεσματική κάλυψη του χώρου. Επιπλέον, εξετάζονται διαφορετικές γεωμετρίες πολυεδρικών συστοιχιών, στις οποίες εφαρμόζονται κυρίως ανομοιόμορφες κατανομές τροφοδοσίας, με σκοπό τη μείωση του επιπέδου των πλευρικών λοβών. Συνδέοντας με την ερευνητική δραστηριότητα των προηγούμενων κεφαλαίων, η τροφοδοσία μπορεί να δημιουργηθεί από τα ασύμμετρα δικτυώματα που παρουσιάστηκαν σε αυτά.

Έτσι, στο πρώτο μέρος του κεφαλαίου παρατίθεται μία σύντομη περιγραφή και ανάλυση των συστοιχιών που μελετήθηκαν, ενώ ακολουθούν

τα παραδείγματα των κεραιών που εξετάστηκαν και προσομοιώθηκαν. Τέλος, παρατίθενται τα συμπεράσματα και πιθανές βελτιώσεις.

6.2. Κυκλικές Συστοιχίες Τύπου Δακτυλίου

Η βασικότερη γεωμετρία σύμμορφης συστοιχίας είναι η κυκλική συστοιχία τύπου δακτυλίου, το σχηματικό διάγραμμα της οποίας φαίνεται στο Σχήμα 6.1. Τα N στοιχεία, τοποθετημένα στην περιφέρεια ενός κύκλου με ακτίνα R, έχουν γωνιακή απόσταση μεταξύ τους ίση με $\Delta\varphi$ (=2π/N), ενώ το μήκος καμπύλου τόξου που αντιστοιχεί στη μεταξύ τους απόσταση είναι ίσο με $R\Delta\varphi$ (rad).



(α) (β)

Σχήμα 6.1. Σχηματικό διάγραμμα και συντεταγμένες κυκλικής συστοιχίας δακτυλίου [21]. (α) Τοπικές συντεταγμένες, (β) Συντεταγμένες μακρινού πεδίου.

Η μελέτη της κυκλικής συστοιχίας δακτυλίου επικεντρώνεται κυρίως στο διάγραμμα ακτινοβολίας στο επίπεδο της περιφέρειας της γεωμετρίας (αζιμούθιο). Λόγω της κυκλικής γεωμετρίας, η κάλυψη φτάνει τις 360^o χρησιμοποιώντας κατευθυντικές δέσμες, προσφέροντας έτσι ένα σημαντικό πλεονέκτημα σε πολλές εφαρμογές. Επίσης, οι κυκλικές συστοιχίες είναι κατάλληλες για τη δημιουργία πανκατευθυντικών (κατά το αζιμούθιο) δεσμών, λόγω της συμμετρικής γεωμετρίας που διαθέτουν [21].

Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι αζιμουθιακή κάλυψη 360^o μπορεί να επιτευχθεί και με τη χρήση πολλαπλών γραμμικών συστοιχιών (π.χ. 4),

τοποθετημένων σε πολυεδρική γεωμετρία 360^o. Σε αυτήν την περίπτωση, κάθε γραμμική συστοιχία καλύπτει ένα γωνιακό τομέα (π.χ. τεταρτημόριο) και η συνδυαστική λειτουργία οδηγεί σε κάλυψη ολόκληρου του χώρου κατά 360^o. Όμως, με την τοπολογία αυτή εμφανίζονται απότομες μεταβολές στο διάγραμμα ακτινοβολίας, ιδιαίτερα στις περιπτώσεις των ακραίων δεσμών και κατά τη μετάβαση από ένα γωνιακό τομέα (τεταρτημόριο) σε άλλο. Αντίθετα, η συμμετρία των κυκλικών συστοιχιών αποτρέπει την εμφάνιση παρόμοιων φαινομένων.

Η συνάρτηση που περιγράφει το μακρινό πεδίο της συστοιχίας του Σχ.6.1, στο επίπεδο του αζιμουθίου, δίνεται από [21, σελ. 20]:

$$\mathrm{E}(\phi) = \sum_{n=1}^{N} V_n G(\phi - n\Delta\varphi) e^{jkR\cos(\phi - n\Delta\varphi)} \qquad (6.1)$$

όπου V_n το πλάτος διέγερσης του στοιχείου n, $G(\phi - n\Delta\varphi)$ το διάγραμμα ακτινοβολίας του απλού στοιχείου, $\Delta\varphi$ η γωνιακή απόσταση των στοιχείων, R η ακτίνα της κυκλικής γεωμετρίας και $k=2\pi/\lambda$ η σταθερά διάδοσης.

Η σημαντικότερη διαφορά με την αντίστοιχη γραμμική συστοιχία έχει να κάνει με το διάγραμμα ακτινοβολίας του απλού στοιχείου. Συγκεκριμένα, το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι στην πραγματικότητα διανυσματικό μέγεθος. Στις γραμμικές συστοιχίες, το μακρινό πεδίο (διαγράμματα ακτινοβολίας) όλων των στοιχείων έχει παράλληλα διανύσματα, καθώς όλα τα στοιχεία είναι παράλληλα τοποθετημένα πάνω στο ίδιο επίπεδο. Όμως, στις σύμμορφες συστοιχίες, κάθε κεραία είναι τοποθετημένη σε διαφορετική γωνιακή θέση, με αποτέλεσμα τα διανύσματα των διαγραμμάτων ακτινοβολίας τους να μην είναι παράλληλα.

Στην περίπτωση της κυκλικής συστοιχίας που εξετάζουμε, τα στοιχεία είναι τοποθετημένα πάνω στην περιφέρεια του κύκλου με απόσταση μεταξύ τους ίση με $R\Delta\varphi$, ενώ κάθε στοιχείο είναι προσανατολισμένο κατά την αξονική διεύθυνση. Έτσι, η τιμή του μακρινού πεδίου του απλού στοιχείου, σε δεδομένη γωνία, εξαρτάται και από τη γωνιακή του θέση ($n\Delta\varphi$). Κατά

συνέπεια, όπως παρατηρεί κανείς και από την (6.1), το διάγραμμα ακτινοβολίας του απλού στοιχείου δεν μπορεί να αποτελέσει κοινό όρο στην εξίσωση, όπως στις γραμμικές συστοιχίες, καθώς είναι διαφορετικό για κάθε γωνία φ. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αδυναμία ορισμού ενός ανεξάρτητου παράγοντα συστοιχίας και επιπλέον, το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας δεν μπορεί να οριστεί ως το γινόμενο του πεδίου του απλού στοιχείου με τον παράγοντα συστοιχίας, όπως στις γραμμικές και επίπεδες συστοιχίες [2, 21]. Εξαίρεση αποτελεί η χρήση πανκατευθυντικών (*omnidirectional*) κατά αζιμούθιο στοιχείων.

Παρόλα αυτά, όπως και στις γραμμικές συστοιχίες, για να σχηματιστεί μία κατευθυντική δέσμη προσανατολισμένη σε δεδομένη γωνία ϕ_o, πρέπει να εφαρμοστεί μία συγκεκριμένη ακολουθία στην τροφοδοσία φάσης κάθε στοιχείου της συστοιχίας, ώστε όλα τα διαγράμματα ακτινοβολίας των επιμέρους στοιχείων να προστίθενται συμφασικά στη δεδομένη επιθυμητή γωνιακή κατεύθυνση προσανατολισμού. Η διαδικασία ονομάζεται συμφασική διέγερση δέσμης (*beam cophasal excitation*). Η απαιτούμενη φάση τροφοδοσίας δίνεται από [21, σελ. 22]:

$$\psi(n) = -\mathrm{kR}\cos(\phi_o - n\Delta\varphi) \tag{6.2}$$

και η (6.1) παίρνει τη μορφή [21, σελ. 22]:

$$\mathrm{E}(\phi) = \sum_{n} V_n G(\phi - n\Delta\varphi) e^{jkR[\cos(\phi - n\Delta\varphi) - \cos(\phi_o - n\Delta\varphi)]} \tag{6.3}$$

Ολοκληρώνοντας, είναι σημαντικό να τονιστεί ότι τα διαγράμματα ακτινοβολίας που περιγράφονται από τις (6.1) και (6.3) αφορούν το επίπεδο του αζιμουθίου (ϑ=90^o). Για προσανατολισμό του μεγίστου σε τυχαίες τιμές της γωνίας ανύψωσης ϑ, το διάγραμμα ακτινοβολίας δίνεται αντικαθιστώντας στις παραπάνω εξισώσεις την τιμή του *kR* με *kRsin*ϑ [2, 21].

Συνοψίζοντας, η δημιουργία και ο προσανατολισμός κατευθυντικής δέσμης στις κυκλικές συστοιχίες αποτελεί βασικό θέμα. Στην επόμενη

παράγραφο παρατίθεται η μελέτη ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων κυκλικών συστοιχιών, τροφοδοτούμενων από πίνακα Butler.

6.3. Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενες Κυκλικές Συστοιχίες

6.3.1. Διέγερση Ρυθμών Φάσης

Το πιο βασικό εργαλείο για τη μελέτη των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των κυκλικών και κυλινδρικών συστοιχιών είναι η θεωρία των ρυθμών φάσης (*phase modes*). Γενικά, η θεωρία βασίζεται στο γεγονός ότι η κατανομή πλάτους και φάσης κατά μήκος μιας κυκλικής συστοιχίας μπορεί να εκφραστεί σαν μία μαθηματική σειρά αζιμουθιακών ρυθμών, όπου ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (DFT) κάθε ρυθμού δίνει το διάγραμμα ακτινοβολίας του ρυθμού [1]. Συνεπώς, διεγείροντας κατάλληλα πολλαπλούς ρυθμούς φάσης, μπορεί να σχηματιστεί και να στραφεί το επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας.

Ειδικότερα, θεωρώντας πανκατευθυντικά στοιχεία ακτινοβολίας, το διάγραμμα ακτινοβολίας μακρινού πεδίου μπορεί να εκφραστεί σε σειρά Fourier, ως το άθροισμα των μακρινών πεδίων όλων των ρυθμών [21, σελ. 24]:

$$\mathrm{E}(\phi) = \sum_{-\infty}^{\infty} \mathrm{A_m} e^{jm\phi} \tag{6.4}$$

όπου $\mathrm{A_m}$ το πλάτος του μακρινού πεδίου του ρυθμού φάσης m, το οποίο σχετίζεται με το πλάτος διέγερσης $\mathrm{C_m}$ του ρυθμού m με τη σχέση [21, σελ. 24]:

$$\mathrm{A_m} = C_m \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jm(\varphi-\phi)} e^{jkR(\varphi-\phi)} d\varphi = j^m C_m J_m(kR) \tag{6.5}$$

όπου $\mathrm{J_m}$ η συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και τάξης m, η ολοκληρωτική μορφή της οποίας δίνεται από την [21, σελ. 24]:

$$\mathrm{J_m}(z) = \frac{1}{2\pi j^m} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jm\phi} e^{jz\cos\phi} d\phi \tag{6.6}$$

Το (διανυσματικό) διάγραμμα ακτινοβολίας μακρινού πεδίου του ρυθμού φάσης m δίνεται από την [21, σελ. 24]:

$$E_m(\phi) = j^m C_m J_m(kR) e^{jm\phi} \quad (6.7)$$

ενώ το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας δίνεται από το άθροισμα των πεδίων όλων των ρυθμών φάσης, σύμφωνα με την (6.4). Εκτενή μαθηματική ανάλυση μπορεί κανείς να βρει στη σχετική βιβλιογραφία [1-2, 21-22, 116-117].

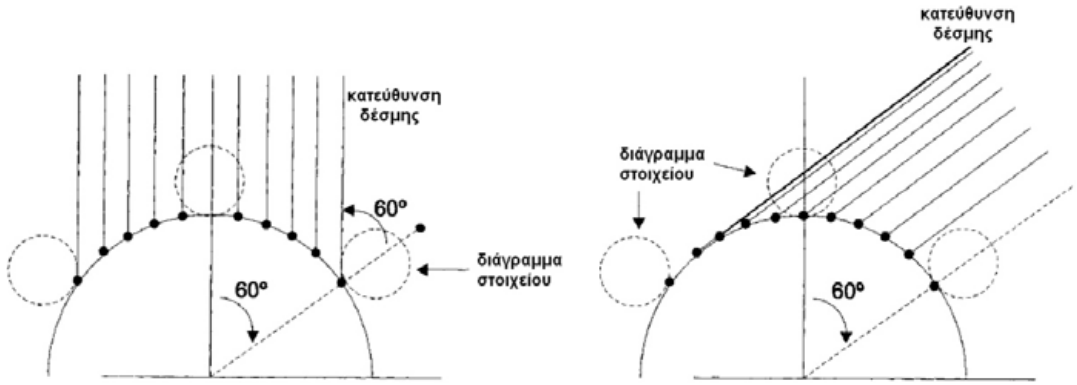
Τέλος, η παρούσα διατριβή επικεντρώνεται στη μελέτη κυκλικών συστοιχιών, όπου η διέγερση των ρυθμών φάσης βασίζεται σε τροφοδοσία με πίνακα Butler. Η πρωτότυπη συνεισφορά αφορά κυρίως την υλοποίηση επικαλυπτώμενων υποσυστοιχιών, για τη βελτιωμένη κάλυψη του χώρου.

6.3.2. Επίδραση του Διαγράμματος Ακτινοβολίας του Στοιχείου

Ένα θέμα που αξίζει να συζητηθεί έχει να κάνει με τη στροφή της κατευθυντικής ακτινοβολούμενης δέσμης σε κυκλικές συστοιχίες, συστοιχίες τόξου και γενικά σε γεωμετρίες που παρουσιάζουν καμπυλότητα. Πρέπει να τονιστεί ότι στο σχηματισμό της εκάστοτε ακτινοβολούμενης δέσμης δεν συνεισφέρει όλο το πλήθος των στοιχείων της συστοιχίας. Μόνο ένας αριθμός από αυτά συμμετέχουν ενεργά στη διαμόρφωση της δέσμης. Ο αριθμός των στοιχείων αυτών καθορίζεται από την κατανομή τροφοδοσίας, ενώ τα υπόλοιπα στοιχεία στην πραγματικότητα δεν τροφοδοτούνται.

Συνεπώς, εκτός από τις αντιδιαμετρικά τοποθετημένες κεραίες που πρώτιστα αποκλείονται, πρέπει να γίνει προσεκτική επιλογή του πλήθους και της θέσης των ενεργών κεραιών για την υλοποίηση της ενεργού υποσυστοιχίας (της συστοιχίας που αποτελείται από τις κεραίες που συνεισφέρουν στο διάγραμμα ακτινοβολίας). Το ίδιο συμβαίνει και στις συστοιχίες τύπου τόξου δακτυλίου. Σε αυτό παίζει ρόλο και το διάγραμμα ακτινοβολίας του απλού στοιχείου [2]. Η ενεργοποίηση μεγάλων υποσυστοιχιών ή η δημιουργία μεγάλων συστοιχιών τόξου δακτυλίου, με

στοιχεία που βρίσκονται τοποθετημένα (προσανατολισμένα) αρκετά εκτός του επιθυμητού ενεργού γωνιακού τομέα κάλυψης, οδηγεί σε παραμορφώσεις του πεδίου και παρασιτικά φαινόμενα. Η διαδικασία απεικονίζεται σχηματικά στο Σχήμα 6.2, για μία συστοιχία κυκλικού τόξου (τομέα) 120^{o}, η οποία όμως θα μπορούσε να αποτελεί και μία υποσυστοιχία μιας πλήρως κυκλικής συστοιχίας 360^{o}.



(α) (β)

Σχήμα 6.2. Σύμμορφη κυκλική συστοιχία τομέα 120^{o} [2]. (α) Δημιουργία μετωπικής δέσμης, (β) Στροφή της δέσμης κατά 60^{o}.

Όπως παρατηρεί κανείς από το Σχ.6.2(α), όταν δημιουργείται μία μετωπική δέσμη ως προς το κέντρο φάσης της κυκλικής συστοιχίας (ως κέντρο φάσης αναφέρεται το σημείο αναφοράς από όπου θεωρείται ότι πηγάζει η ακτινοβολία [19]), τα ακραία στοιχεία, τα οποία είναι τοποθετημένα πάνω στην κυκλική περιφέρεια σε γωνιακή απόσταση 60^{o} από το κέντρο φάσης, αναγκάζονται να στρέψουν το διάγραμμα ακτινοβολίας τους κατά 60^{o} αντίστοιχα. Αυτό ισοδυναμεί με σάρωση ευρείας γωνίας (*wide angle scanning*) για αυτά τα στοιχεία. Αντίθετα, τα στοιχεία που είναι τοποθετημένα κοντά στο κέντρο φάσης, έχουν διαγράμματα ακτινοβολίας σχεδόν παράλληλα προσανατολισμένα με την επιθυμητή γωνιακή κατεύθυνση (μετωπική) [2].

Από την άλλη πλευρά, αν η δέσμη στραφεί κατά 60^{o} προς τα δεξιά, όπως στο Σχήμα 6.2(β), τα στοιχεία που είναι τοποθετημένα στα άκρα δεξιά της

συστοιχίας είναι σχεδόν παράλληλα προσανατολισμένα με την επιθυμητή γωνιακή κατεύθυνση. Όμως, τα στοιχεία που βρίσκονται στα άκρα αριστερά εξαναγκάζονται να στρέψουν το διάγραμμα ακτινοβολίας τους πολύ πέρα από την ακροπυροδοτική κατεύθυνση, με αποτέλεσμα να σκιάζονται από την ίδια τη γεωμετρία της συστοιχίας (λόγω της καμπυλότητας) και να μη συνεισφέρουν στη διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας της δέσμης. Από τα παραπάνω φαίνεται ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας του στοιχείου είναι κρίσιμο για τη δημιουργία της ακτινοβολούμενης δέσμης μιας κυκλικής συστοιχίας (ή συστοιχίας τομέα). Επιπλέον, το πλήθος των ενεργών υποσυστοιχιών (εφαπτόμενων ή επικαλυπτόμενων) πρέπει να είναι μεγάλο, ώστε η ακτινοβολούμενη δέσμη κάθε υποσυστοιχίας να μην εξαναγκάζεται σε σάρωση σε μεγάλες γωνίες πέρα από τη μετωπική κατεύθυνση [2].

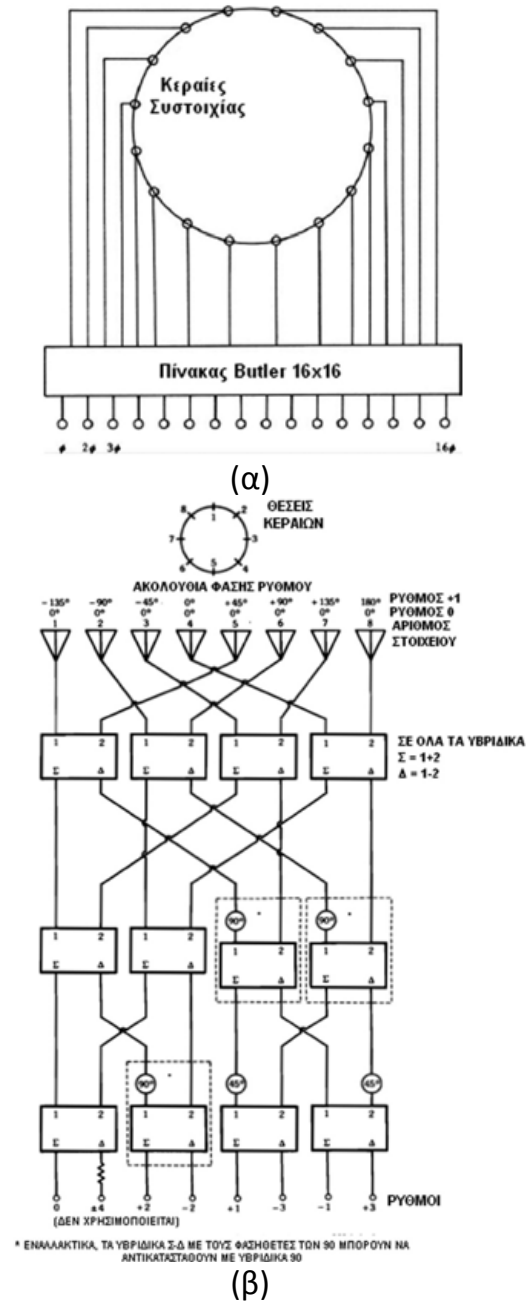
6.3.3. Τροφοδοσία Κυκλικών Συστοιχιών Δακτυλίου με Πίνακα Butler

Σύμφωνα με όσα έχουν αναφερθεί στο Κεφάλαιο 2, ο πίνακας Butler επεξεργάζεται τα σήματα εισόδου (διέγερσης) ως το κυκλωματικό ισοδύναμο του Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (*FFT*). Έτσι, με βάση και τη θεωρία των ρυθμών φάσης, ο πίνακας Butler μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την τροφοδοσία και τη διέγερση των ρυθμών φάσης σε μία κυκλική συστοιχία [1, 4]. Μία τέτοια συστοιχία ονομάζεται πολυρυθμική [4, 118].

Το γενικό σχηματικό διάγραμμα της τεχνικής αυτής φαίνεται στο Σχήμα 6.3(α), για την περίπτωση μιας κυκλικής πολυρυθμικής συστοιχίας 16 κεραιών και ενός πίνακα Butler 16 εισόδων-16 εξόδων, ενώ το Σχήμα 6.3(β) απεικονίζει έναν πίνακα Butler 8x8 κατάλληλο για την τροφοδοσία μιας κυκλικής πολυρυθμικής συστοιχίας 8 κεραιών.

Η διέγερση κάθε θύρας εισόδου του πίνακα Butler οδηγεί στη δημιουργία ενός ρυθμού φάσης στη συστοιχία και κατά συνέπεια, του αντίστοιχου ακτινοβολούμενου πεδίου. Με αυτόν τον τρόπο, η ταυτόχρονη διέγερση πολλαπλών ρυθμών (θυρών εισόδου του πίνακα Butler) με τα κατάλληλα

πλάτη και φάσεις, οδηγεί στη δημιουργία του επιθυμητού κατευθυντικού διαγράμματος ακτινοβολίας. Επιπλέον, η εφαρμογή μιας επιπρόσθετης φάσης ίσης με $n\phi_o$ στις θύρες εισόδου, όπου n=0,1,2,…,N-1, οδηγεί στη στροφή της κατευθυντικής δέσμης κατά μία γωνία ίση με ϕ_o, αντίστοιχα [1, 116-119].



(α)

(β)

Σχήμα 6.3. Τροφοδοσία κυκλικής πολυρυθμικής συστοιχίας από πίνακα Butler. (α) Γενικό σχηματικό διάγραμμα κυκλικής συστοιχίας δακτυλίου τροφοδοτούμενης από πίνακα Butler 16x16 [1], (β) Πίνακας Butler 8x8 για την τροφοδοσία κυκλικής συστοιχίας 8 κεραιών [4].

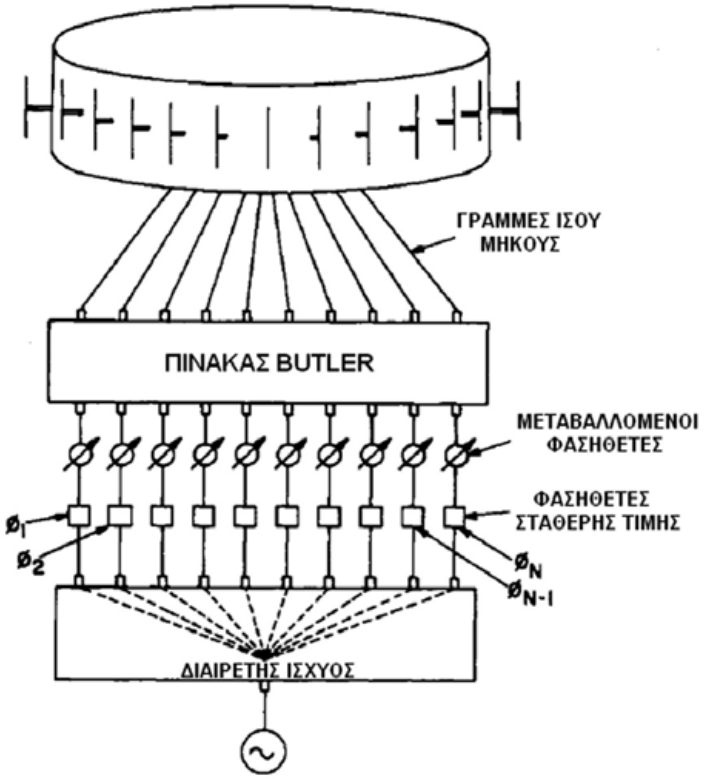
Γενικά, η μελέτη των κυκλικών συστοιχιών δακτυλίου παρουσιάζει ομοιότητες με τη μελέτη των αντίστοιχων γραμμικών συστοιχιών. Συγκεκριμένα, το διάγραμμα του ρυθμού φάσης στην κυκλική συστοιχία αντιστοιχεί στο διάγραμμα του απλού στοιχείου στη γραμμική. Έτσι, το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας αποτελείται από το (διανυσματικό) άθροισμα των επί μέρους διαγραμμάτων (πεδίων) των απλών στοιχείων, ενώ το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας μιας κυκλικής συστοιχίας αποτελείται από το (διανυσματικό) άθροισμα των διαγραμμάτων των ρυθμών φάσης. Ακόμη, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, σε μία γραμμική συστοιχία η στροφή της δέσμης επιτυγχάνεται μέσω της εφαρμογής μιας σταθερής διαφοράς φάσης τροφοδοσίας μεταξύ των στοιχείων, ενώ στην κυκλική συστοιχία επιτυγχάνεται μέσω της εφαρμογής μιας σταθερής διαφοράς φάσης μεταξύ των διεγέρσεων των ρυθμών φάσης. Επιπλέον, η επίτευξη χαμηλού επιπέδου δευτερευόντων λοβών σε μία γραμμική συστοιχία επιτυγχάνεται με τη δημιουργία ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους τροφοδοσίας των στοιχείων, ενώ αντίστοιχα σε μία κυκλική συστοιχία αυτό επιτυγχάνεται με την ανομοιόμορφη τροφοδοσία πλάτους των ρυθμών φάσης (εισόδων του πίνακα Butler).

Τέλος, πρέπει να τονιστεί ότι η δημιουργία κατευθυντικής δέσμης και η στροφή της είναι αδύνατη υπό συνθήκες διέγερσης μιας μόνο θύρας, όπως στις γραμμικές συστοιχίες, καθώς η διέγερση κάθε θύρας αντιστοιχεί στη δημιουργία ενός πεδίου ρυθμού φάσης. Σε ειδικές περιπτώσεις, όπως οι συστοιχίες κυκλικού τομέα (τόξου δακτυλίου), για να σχηματιστεί μία κατευθυντική δέσμη, ακόμα και αν αυτή δε χρειάζεται να στραφεί, ο διαφορετικός προσανατολισμός των κεραιών της συστοιχίας λόγω της καμπύλης γεωμετρίας, απαιτεί την εφαρμογή διορθωτικών φάσεων (αλλά και πλατών) τροφοδοσίας σε κάθε κεραία, ώστε όλα τα επιμέρους διαγράμματα ακτινοβολίας των απλών στοιχείων να προστίθενται συμφασικά στην επιθυμητή γωνιακή κατεύθυνση. Αυτές οι διορθωτικές φάσεις τροφοδοσίας

συνήθως παρέχονται από πρόσθετα κυκλώματα, σε σειρά συνδεδεμένα με τον πίνακα Butler.

6.3.4. Πολυρυθμική Συστοιχία Δακτυλίου Τροφοδοτούμενη από Πίνακα Butler

Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη παράγραφο, η τροφοδοσία μιας κυκλικής συστοιχίας από έναν πίνακα Butler προσφέρει πλεονεκτήματα, λόγω της έμφυτης ιδιότητας του πίνακα Butler να διεγείρει τους ρυθμούς φάσης της συστοιχίας. Μία από τις πιο χαρακτηριστικές εφαρμογές, όπου η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται για τον προσανατολισμό και τη σάρωση της ακτινοβολούμενης δέσμης κατά 360^{o}, απεικονίζεται στο Σχήμα 6.4 [118].



Σχήμα 6.4. Σχηματικό διάγραμμα πολυρυθμικής κυκλικής συστοιχίας διπόλων με τροφοδοσία πίνακα Butler [118].

Η συστοιχία του Σχ.6.4 αποτελείται από 32 διπολικές κεραίες, οι οποίες τροφοδοτούνται από έναν πίνακα Butler 32x32 [118, 120]. Η δημιουργία της

κατευθυντικής δέσμης επιτυγχάνεται μέσω της ταυτόχρονης διέγερσης πολλαπλών θυρών (στην πραγματικότητα, όλων) του πίνακα Butler, εφαρμόζοντας μία σχετική διαφορά φάσης μεταξύ τους. Αυτό επιτυγχάνεται με τους φασηθέτες σταθερής τιμής, ενώ αντίθετα, οι μεταβαλλόμενοι φασηθέτες χρησιμοποιούνται για τη στροφή της δέσμης. Παράλληλα, το επίπεδο των πλευρικών λοβών μπορεί να καθοριστεί διεγείροντας τις θύρες του πίνακα με τα κατάλληλα βάρη (πλάτη διέγερσης).

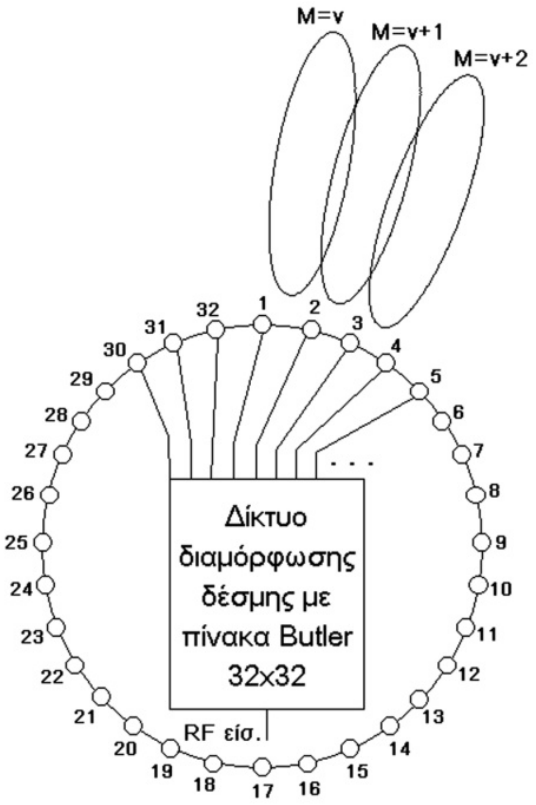
Το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας του Σχ.6.4 στο αζιμούθιο δίνεται από [118]:

$$\mathrm{E}(\phi) = \sum_{\mathrm{J}=1}^{\mathrm{N}} [\sum_{K} B_K e^{j\beta_K} e^{jJK(2\pi/N)}] \cdot A(\phi - \alpha_j) e^{j(2\pi R/\lambda)\cos(\phi-\alpha_j)} \qquad (6.8)$$

όπου J ο αριθμός του στοιχείου της κεραίας, K ο αριθμός του ρυθμού φάσης, B_K το πλάτος διέγερσης του ρυθμού φάσης, β_K η φάση διέγερσης του ρυθμού, $A(\phi-\alpha_j)$ το διάγραμμα ακτινοβολίας του απλού στοιχείου τοποθετημένου πάνω στην κυκλική περιφέρεια στη θέση $\alpha_j=J(2\pi/N)$ και R η ακτίνα της κυκλικής γεωμετρίας.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η κατευθυντική δέσμη σε μία κυκλική συστοιχία γίνεται στενότερη όσο περισσότερους ρυθμούς διεγείρουμε ταυτόχρονα, κατ' αντιστοιχία με την αύξηση του αριθμού των κεραιών σε μία γραμμική συστοιχία. Επιπρόσθετα, για τη στροφή της δέσμης, είναι απαραίτητο να εφαρμοστεί μία διαφορά φάσης μεταξύ των διεγέρσεων των ρυθμών (θύρες εισόδου του πίνακα Butler). Λόγω της κυκλικής γεωμετρίας, υποθέτουμε ότι η επιθυμητή στροφή της δέσμης ισούται με $M(2\pi/N)$, όπου M ακέραιος. Αντίστοιχα, η διαφορά φάσης διέγερσης μεταξύ των ρυθμών πρέπει να είναι ίση με $M(2\pi/N)$. Κατά συνέπεια, η φάση του $K^{στου}$ ρυθμού γίνεται ίση με $\beta_K+KM(2\pi/N)$. Από την άλλη πλευρά, τα πλάτη διέγερσης των ρυθμών B_K, παραμένουν σταθερά [118]. Έτσι, κατά τη στροφή (σάρωση) της δέσμης με τη μέθοδο που μόλις αναφέρθηκε, η κατανομή τροφοδοσίας ολισθαίνει κατά μήκος της συστοιχίας, ενώ παράλληλα ολισθαίνει και η ακτινοβολούμενη

δέσμη κατά βήματα που ισοδυναμούν με τη γωνιακή απόσταση των στοιχείων, όπως σχηματικά απεικονίζεται στο Σχήμα 6.5.

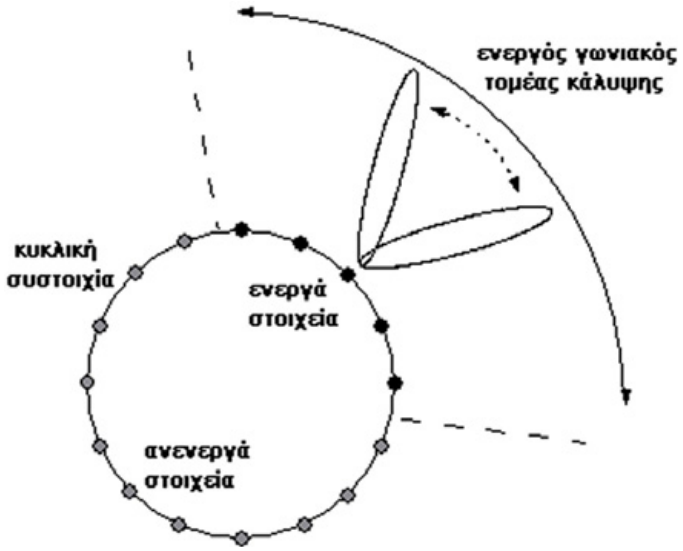


Σχήμα 6.5. Ολίσθηση της ακτινοβολούμενης δέσμης μέσω της ολίσθησης της διέγερσης σε μία κυκλική συστοιχία 32 κεραιών.

6.3.5. Μεταγωγή της Διέγερσης

Η τεχνική της μεταγωγής της διέγερσης βασίζεται στο φαινόμενο της ολίσθησης που περιγράφηκε παραπάνω. Συγκεκριμένα, όπως έχει αναφερθεί, σε μία κυκλική συστοιχία δεν είναι επιθυμητό να διεγείρονται όλα τα στοιχεία, αλλά μόνο αυτά που πραγματικά συνεισφέρουν στη δημιουργία του διαγράμματος ακτινοβολίας. Αυτά βρίσκονται τοποθετημένα (ή αντίστοιχα, διαθέτουν διαγράμματα ακτινοβολίας προσανατολισμένα) εντός ή πέριξ του ενεργού γωνιακού τομέα, όπως φαίνεται χαρακτηριστικά στο Σχήμα 6.6. Οι κεραίες αυτές αποτελούν την ενεργό υποσυστοιχία. Η διέγερση περισσότερων κεραιών είτε είναι ανώφελη, καθώς αυτές μπορεί να είναι προσανατολισμένες ακόμα και σε αντιδιαμετρικές με το γωνιακό τομέα

θέσεις, είτε ακόμη περισσότερο, επιφέρει παραμορφώσεις στο διάγραμμα ακτινοβολίας. Το πρόβλημα αυτό εμφανίζεται (σε μικρότερο όμως βαθμό) και στις κεραίες τόξου ή τομέα δακτυλίου (*arc or sector ring arrays*), οι οποίες καταλαμβάνουν ένα μόνο μέρος της κυκλικής περιφέρειας (π.χ. τόξο 90^o ή 120^o).



Σχήμα 6.6. Διέγερση της υποσυστοιχίας με το κατάλληλο πλήθος και θέση στοιχείων (με μαύρο χρώμα) μιας κυκλικής συστοιχίας δακτυλίου, για τον προσανατολισμό της δέσμης μέσα στον ενεργό γωνιακό τομέα.

Πέρα από τα προηγούμενα, σε κυκλικές συστοιχίες με σχετικά αυξημένο αριθμό κεραιών, η τάξη του πίνακα Butler και η πολυπλοκότητα του δικτύου διαμόρφωσης δέσμης (φασηθέτες, διαιρέτης ισχύος), αυξάνονται ανάλογα. Τα παραπάνω ισχύουν και στην περίπτωση συστοιχιών κυκλικού τομέα. Για παράδειγμα, υλοποιώντας την αρχιτεκτονική του Σχ.6.4 σε μία κυκλική συστοιχία με 128 κεραίες, είναι απαραίτητος ένας πίνακας Butler 128 εισόδων - 128 εξόδων, ένας διαιρέτης ισχύος 128 εξόδων και αντίστοιχος αριθμός φασηθετών. Τόσο αυξημένη πολυπλοκότητα είναι απαγορευτική για οποιοδήποτε σύστημα.

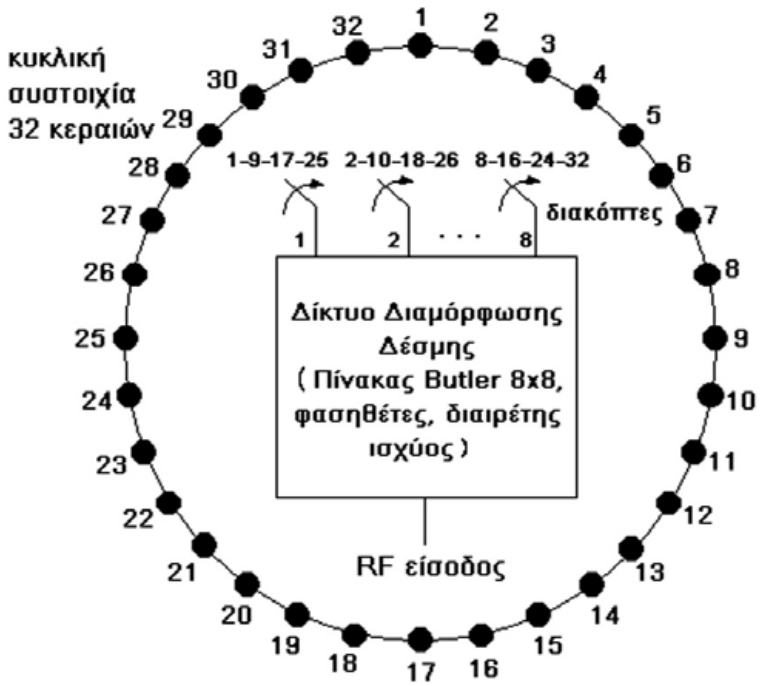
Μία λύση στο πρόβλημα, τόσο για κυκλικές όσο και για γραμμικές συστοιχίες με μεγάλο αριθμό κεραιών, έχει προταθεί στην [121], όπου η

τροφοδοσία της συστοιχίας πραγματοποιείται με πολλαπλούς πίνακες μικρότερης τάξης. Όμως, παρόλο που η τεχνική αυτή επιτυγχάνει σχετική μείωση της πολυπλοκότητας, εμπεριέχει κάποια μειονεκτήματα, όπως η αύξηση του εύρους δέσμης στις κυκλικές συστοιχίες [121]. Παρόλα αυτά, ακόμα και ακολουθώντας αυτήν την προσέγγιση, η πολυπλοκότητα του συστήματος μπορεί να παραμείνει υψηλή.

Όμως, με βάση το σκεπτικό που περιγράφεται σχηματικά στο Σχ.6.6, είναι δυνατόν η διέγερση να εφαρμόζεται κάθε φορά σε συγκεκριμένο αριθμό κεραιών της συστοιχίας (υποσυστοιχία) από ένα μικρότερο δίκτυο τροφοδοσίας και να μετάγεται μεταξύ υποσυστοιχιών, καλύπτοντας έτσι ολόκληρη την περιφέρεια της κυκλικής γεωμετρίας και οδηγώντας στη δυνατότητα κάλυψης διαφορετικών γωνιακών τομέων με συνολικό άθροισμα 360^{o}. Η τεχνική ονομάζεται μεταγωγή της διέγερσης (*excitation commutation*) και βασίζεται στο διαχωρισμό της συνολικής συστοιχίας σε επιμέρους υποσυστοιχίες και στην κατά περίπτωση (συνήθως διαδοχική) ενεργοποίηση κάθε μίας, μετάγοντας (ολισθαίνοντας) την κατανομή τροφοδοσίας, κατά τρόπο αντίστοιχο με αυτόν που επιτυγχάνεται με τη διέγερση των ρυθμών με κατάλληλη διαφορά φάσης. Η αρχή λειτουργίας είναι ίδια και στις συστοιχίες τόξου. Το κυριότερο πλεονέκτημά της είναι η χρήση μικρότερων δικτύων διαμόρφωσης δέσμης για την τροφοδοσία μεγάλων συστοιχιών. Σχετικές εφαρμογές μπορεί κανείς να βρει στις [2, 119, 122-128].

Μία από τις βασικές αρχιτεκτονικές μεταγωγής της διέγερσης φαίνεται στο Σχήμα 6.7, για την περίπτωση μιας κυκλικής συστοιχίας 32 κεραιών που τροφοδοτείται από έναν πίνακα Butler 8x8. Με αυτόν τον τρόπο, δεν είναι απαραίτητη η χρήση ενός μεγάλου δικτύου διαμόρφωσης δέσμης για την τροφοδοσία μιας συστοιχίας πολλών κεραιών. Αντίθετα, το δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης είναι τάξης μεγέθους ίσης με το πλήθος των εκάστοτε ενεργών κεραιών, δηλαδή της εκάστοτε ενεργής υποσυστοιχίας. Στην

περίπτωση του συστήματος του Σχ.6.7, η τροφοδοσία εξόδου μετάγεται μεταξύ διαφορετικών υποσυστοιχιών με τη χρήση διακοπτικών διατάξεων.



Σχήμα 6.7. Μεταγωγή της διέγερσης σε μία κυκλική συστοιχία δακτυλίου 32 κεραιών, τροφοδοτούμενη από έναν πίνακα Butler 8x8.

Ειδικότερα, στο σύστημα του Σχ.6.7 η συστοιχία χωρίζεται σε 4 υποσυστοιχίες των 8 κεραιών. Για την τροφοδοσία της επιλέγεται ένας πίνακας Butler 8x8 με τα αντίστοιχα κυκλώματα φασηθετών και το διαιρέτη ισχύος. Ο αριθμός των κεραιών κάθε υποσυστοιχίας, οι οποίες συνεισφέρουν στο σχηματισμό του διαγράμματος ακτινοβολίας, είναι ίσος με τον αριθμό των θυρών εισόδου/εξόδου του πίνακα Butler. Έτσι, κάθε φορά το δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης διεγείρει μία υποσυστοιχία 8 κεραιών, ενώ η διέγερση (κατανομή τροφοδοσίας) μετάγεται μεταξύ των υποσυστοιχιών με τη χρήση των διακοπτών, οι οποίοι στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι μιας εισόδου – τεσσάρων εξόδων (SP4T). Οι 4 υποσυστοιχίες που χρησιμοποιούνται περιλαμβάνουν τις κεραίες 1-8, 9-16, 17-24 και 25-32, αντίστοιχα. Όπως φαίνεται και στο Σχ.6.7, ο διακόπτης της θύρας εξόδου 1 του πίνακα Butler μετάγει το σήμα τροφοδοσίας μεταξύ της πρώτης κεραίας κάθε

υποσυστοιχίας (1-9-17-25), ανάλογα με την υποσυστοιχία που διεγείρεται κάθε φορά. Παρόμοια λειτουργούν και οι υπόλοιποι διακόπτες. Η διασύνδεση κάθε διακόπτη με τις αντίστοιχες κεραίες πραγματοποιείται με γραμμές μεταφοράς ίδιου ηλεκτρικού μήκους. Στην απλούστερη περίπτωση χρησιμοποιούνται ομοαξωνικά καλώδια με υψηλή σταθερότητα φάσης (*phase stable*), κατά προτίμηση ίδιου φυσικού μήκους.

Πρέπει να τονιστεί ότι κατά την τροφοδοσία κάθε υποσυστοιχίας η ακτινοβολούμενη δέσμη μπορεί να στραφεί μέσα στα όρια ενός συγκεκριμένου γωνιακού τομέα (Σχ.6.6), με τη χρήση μεταβαλλόμενων φασηθετών (όπως περιγράφηκε και στην περίπτωση του συστήματος του Σχ.6.4). Όμως, στην περίπτωση αυτή, η δέσμη δεν ολισθαίνει, αλλά στρέφεται, καθώς το κέντρο φάσης της υποσυστοιχίας παραμένει σταθερό. Τέλος, όταν απαιτείται σάρωση της δέσμης πέρα από τα όρια του εκάστοτε γωνιακού τομέα, η διέγερση μετάγεται στην επόμενη υποσυστοιχία.

Επικαλυπτώμενες Υποσυστοιχίες

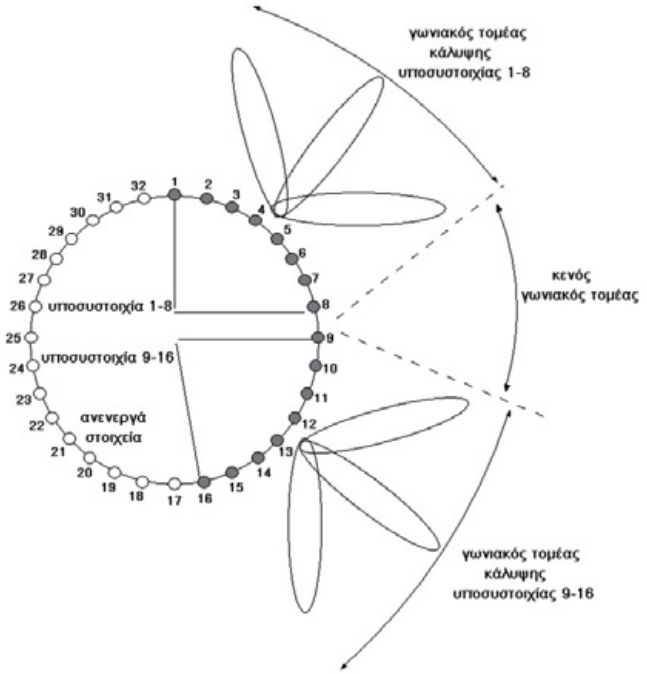
Ένα σημαντικό σημείο της τεχνικής, το οποίο πρέπει να τονιστεί, είναι το εξής: στο Σχ.6.7 η μεταγωγή του σήματος τροφοδοσίας κάθε θύρας εξόδου του πίνακα Butler υλοποιείται με βήματα των 8 στοιχείων, δηλαδή μιας υποσυστοιχίας. Με την επιλογή αυτή η διέγερση μετάγεται μεταξύ γειτονικών (εφαπτόμενων) διαδοχικών υποσυστοιχιών, δημιουργώντας πολλές φορές κενούς γωνιακούς τομείς μεταξύ των τομέων κάλυψης των υποσυστοιχιών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.8(α).

Όμως, οι κενοί γωνιακοί τομείς μπορούν να καλυφθούν υλοποιώντας τη μεταγωγή με κατάλληλο βήμα, μικρότερο του μεγέθους της υποσυστοιχίας (<8) (π.χ. 4 στοιχείων). Τότε, οι συστοιχίες είναι επικαλυπτώμενες (*overlapped*), καθώς διαθέτουν κοινές κεραίες, ενώ οι γωνιακοί τομείς τους είναι επαρκείς για τη χωρίς κενά κάλυψη του χώρου. Έτσι, στην περίπτωση της χρήσης ενός βήματος ίσου με 4 στοιχεία, δημιουργούνται 8

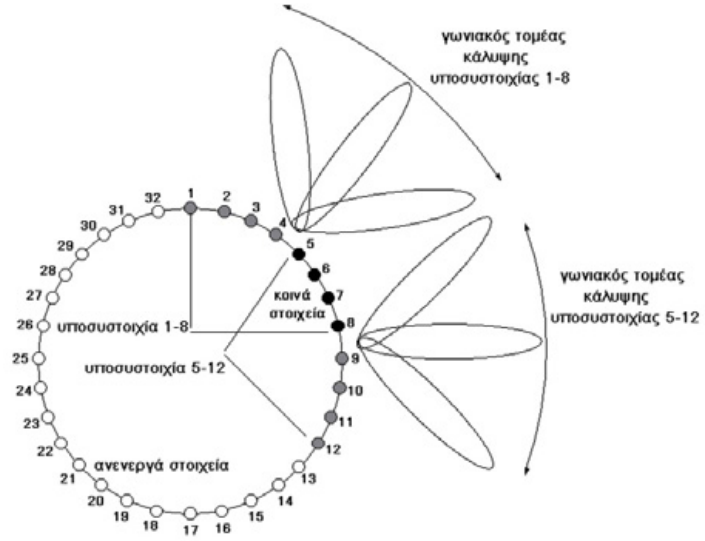
επικαλυπτώμενες υποσυστοιχίες, οι οποίες περιλαμβάνουν τις κεραίες 1-8, 5-12, 9-16, 13-20, 17-24, 21-28, 25-32 και 29-4, αντίστοιχα. Η περίπτωση αυτή περιγράφεται στο Σχήμα 6.8(β), όπου απεικονίζονται δύο επικαλυπτώμενες υποσυστοιχίες (1-8 και 5-12) της κυκλικής συστοιχίας των 32 κεραιών, τα κοινά τους στοιχεία (5-8) και οι αντίστοιχοι γωνιακοί τομείς κάλυψης, μεταξύ των οποίων δεν υπάρχει τώρα κενός χώρος. Σε ότι αφορά τις διακοπτικές διατάξεις και συγκρίνοντας με το Σχ.6.7, τώρα απαιτούνται 8 καταστάσεις μεταγωγής (διακόπτες SP8T) για κάθε θύρα εξόδου του πίνακα Butler. Έτσι, για παράδειγμα, το σήμα εξόδου της θύρας 1 του πίνακα Butler (Σχ.6.7) πρέπει να μετάγεται μεταξύ των κεραιών 1-5-9-13-17-21-25-29. Αντίστοιχη είναι η λειτουργία και για τις υπόλοιπες θύρες εξόδου.

Το πλεονέκτημα της μείωσης του βήματος μεταγωγής, πέρα από την κάλυψη των κενών γωνιακών τομέων, έχει να κάνει και με όσα περιγράφονται σχηματικά στο Σχ.6.2. Έτσι, οδηγεί σε μειωμένες απαιτήσεις προσανατολισμού της δέσμης μέσα στο γωνιακό τομέα, λόγω της πυκνότητας και της επικάλυψης των ενεργών υποσυστοιχιών. Δηλαδή, η ακτινοβολούμενη δέσμη στρέφεται κατά μικρότερες γωνίες, αποφεύγοντας έτσι τις επιπτώσεις της στροφής της δέσμης σε μεγάλες γωνίες, που αναφέρθηκαν στην παράγραφο 6.3.2. Επιπλέον, η αύξηση της πυκνότητας και η επικάλυψη των υποσυστοιχιών αυξάνει την ακρίβεια προσανατολισμού, καθώς πυκνώνουν οι ομάδες ακτινοβολούμενων δεσμών από διαφορετικές υποσυστοιχίες.

Γενικά, το μικρότερο δυνατό βήμα (ίσο με ένα στοιχείο κεραίας) μπορεί να υλοποιηθεί μετάγοντας τη διέγερση κάθε θύρας εξόδου του πίνακα Butler σε διαδοχικά στοιχεία. Τότε, οι επικαλυπτώμενες υποσυστοιχίες περιλαμβάνουν τις κεραίες 1-8, 2-9, 3-10, ... , 32-7. Σε αυτήν την περίπτωση, είναι δυνατόν η στροφή της δέσμης να μην είναι απαραίτητη, καθώς το αρκετά μικρό βήμα μεταγωγής μπορεί να οδηγεί σε πυκνά προσανατολισμένες δέσμες και επομένως, σε ικανοποιητική κάλυψη του χώρου.



(α)



(β)

Σχήμα 6.8. Γειτονικές και επικαλυπτώμενες υποσυστοιχίες 8 στοιχείων σε μία κυκλική συστοιχία 32 κεραιών. (α) Εμφάνιση κενού γωνιακού τομέα μεταξύ γειτονικών υποσυστοιχιών, (β) Κάλυψη του κενού γωνιακού τομέα με την υλοποίηση επικαλυπτόμενων υποσυστοιχιών 8 κεραιών με 4 κοινά στοιχεία.

Παρόλα αυτά, σε κάθε περίπτωση, η μείωση του βήματος μεταγωγής εμφανίζει και μειονεκτήματα, καθώς απαιτεί αύξηση της πολυπλοκότητας των διακοπτικών διατάξεων. Συγκεκριμένα, ο αριθμός των θυρών εξόδου των διακοπτών (καταστάσεις μεταγωγής) ισούται με τον αριθμό των

υποσυστοιχιών που δημιουργούνται. Συνεπώς, ο σχεδιαστής πρέπει να κάνει μία προσεκτική επιλογή και έναν συγκερασμό μεταξύ της αποτελεσματικότερης κάλυψης του χώρου και της πολυπλοκότητας του συστήματος. Εάν η στροφή της δέσμης κάθε υποσυστοιχίας δεν είναι εφικτή ή μη αποδεκτή, μία καλή προσέγγιση είναι το βήμα της μεταγωγής να είναι τέτοιο ώστε οι ακτινοβολούμενες δέσμες να απέχουν μεταξύ τους γωνιακή απόσταση ίση με το εύρος δέσμης μισής ισχύος. Αυτό εξασφαλίζει ότι το κέρδος της συστοιχίας σε κάθε γωνιακή κατεύθυνση δε θα είναι χαμηλότερο από το ήμισυ (-3dB) του διαθέσιμου (μέγιστου δυνατού), σε ολόκληρο το γωνιακό τομέα κάλυψης.

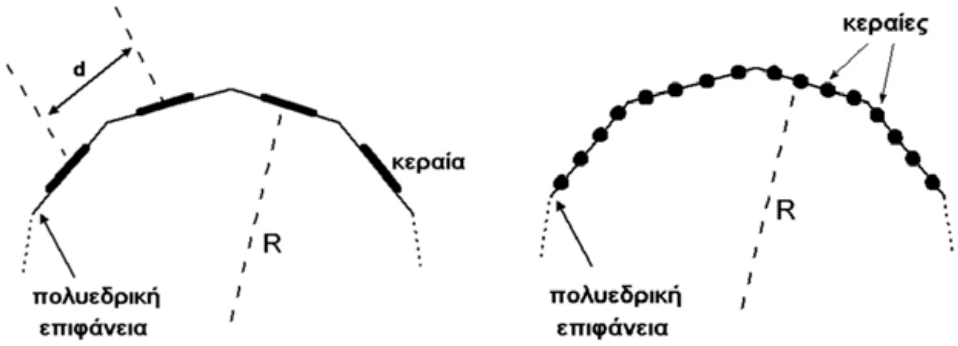
Τέλος, πρέπει να αναφερθεί ότι η τεχνική της μεταγωγής της διέγερσης μπορεί να εφαρμοστεί και σε άλλες σύμμορφες γεωμετρίες κεραιών, εκτός από τις κυκλικές τύπου δακτυλίου και τόξου, όπως οι κυλινδρικές (δισδιάστατες), οι πολυεδρικές, κτλ. Ειδικά σε ότι αφορά τις πολυεδρικές συστοιχίες, αυτές διαθέτουν κάποια πλεονεκτήματα σε σχέση με τις αντίστοιχες κυκλικές, των οποίων το μεγαλύτερο μειονέκτημα είναι η απαίτηση για τους επιπλέον μεταβλητούς φασηθέτες. Αντίθετα, ο ίδιος γωνιακός τομέας θα μπορούσε να καλυφθεί με διαδοχικές επίπεδες (γραμμικές) συστοιχίες, τοποθετημένες σε μία πολυεδρική επιφάνεια, π.χ. ένα τετράπλευρο. Με αυτόν τον τρόπο καταργείται η απαίτηση για επιπλέον φασηθέτες, αφού χρησιμοποιούνται πια πολλαπλές γραμμικές συστοιχίες, με αποτέλεσμα η στροφή της δέσμης και η μεταγωγή της διέγερσης να γίνονται απλούστερες. Ακόμα και τότε όμως, εμφανίζονται κάποια μειονεκτήματα, όπως αυτά που αναφέρονται στην επόμενη παράγραφο.

6.4. Πολυεδρικές Συστοιχίες

Μία ιδιαίτερη κατηγορία των σύμμορφων συστοιχιών αποτελούν οι πολυεδρικές συστοιχίες (*faceted, multifaceted arrays*) [2, 21]. Η υλοποίησή τους πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας πολυεδρικές επιφάνειες, οι οποίες

προσομοιάζουν τις αντίστοιχες κυκλικές, κυλινδρικές ή σφαιρικές. Δύο τυπικές γεωμετρίες πολυεδρικών συστοιχιών, που προσομοιάζουν τις αντίστοιχες κυκλικές, απεικονίζονται στο Σχήμα 6.9.

Η βασική τους διαφορά με τις αντίστοιχες πλήρως κυρτές (καμπύλες) συστοιχίες έχει να κάνει με κατασκευαστικά θέματα. Συγκεκριμένα, οι πολυεδρικές συστοιχίες μπορούν να κατασκευαστούν χρησιμοποιώντας πολλαπλές επίπεδες συστοιχίες ενωμένες μεταξύ τους, αντί μιας κυρτής καμπύλης επιφάνειας. Πέρα από την ίδια τη γεωμετρία της κεραίας, αυτό διευκολύνει πολλές φορές την τοποθέτηση και διασύνδεση των κυκλωμάτων τροφοδοσίας και επεξεργασίας του σήματος.



(α) (β)

Σχήμα 6.9. Τυπικές γεωμετρίες μονοδιάστατων πολυεδρικών συστοιχιών. (α) Συστοιχία με μία κεραία ανά έδρα, (β) Συστοιχία με μία υποσυστοιχία ανά έδρα.

Στην πραγματικότητα, οι πολυεδρικές συστοιχίες αποτελούν μία κατασκευαστική προσέγγιση των αντίστοιχων καμπύλων συστοιχιών. Σχετικές αναφορές στη βιβλιογραφία έχουν αποδείξει ότι η ηλεκτρομαγνητική τους συμπεριφορά παρουσιάζει σημαντικές ομοιότητες με τις αντίστοιχες καμπύλες [21]. Ίσως το σημαντικότερο μειονέκτημά τους είναι η πιθανή σκέδαση-περίθλαση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος στις άκρες (γωνίες) των εδρών. Από την άλλη πλευρά, ένα πλεονέκτημα που διαθέτουν είναι η δυνατότητα αύξησης του γωνιακού τομέα κάλυψης κατά τη γωνία ανύψωσης, εφαρμόζοντας μία μικρή κλίση των εδρών προς τα πάνω.

6.5. Σχεδιασμός Πολυρυθμικής Κυκλικής Συστοιχίας Δακτυλίου Τροφοδοτούμενης από Πίνακα Butler

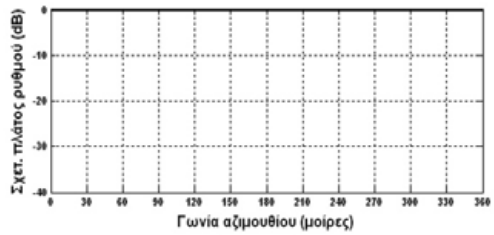
Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, αρχικά μελετήθηκε και προσομοιώθηκε μία κυκλική συστοιχία δακτυλίου τροφοδοτούμενη από δίκτυο διαμόρφωσης με πίνακα Butler, όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 6.3.4 και απεικονίζεται στο Σχ.6.4. Σκοπός είναι, αρχικά, η επιβεβαίωση των ήδη υπαρχόντων αποτελεσμάτων ([118]) και στη συνέχεια, η επέκταση της μελέτης της συστοιχίας.

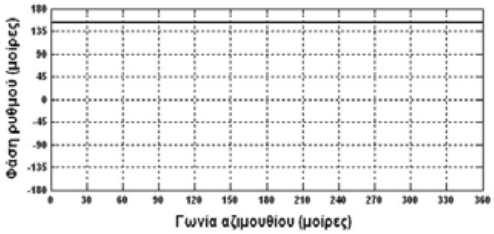
Συγκεκριμένα, η συστοιχία αποτελείται από 32 δίπολα μήκους $\lambda_o/2$, τοποθετημένα κατακόρυφα μπροστά από ένα κυκλικό μεταλλικό δακτύλιο, καλύπτοντας 360^o στο χώρο. Η απόσταση των διπόλων (d) πάνω στην κυκλική περιφέρεια είναι ίση με μισό μήκος κύματος ελευθέρου χώρου ($\lambda_o/2$) και η ακτίνα R του κυκλικού δακτυλίου ίση με $2.55\lambda_o$. Το διάγραμμα ακτινοβολίας του διπόλου μπροστά από το μεταλλικό δακτύλιο δίνεται ως [118] :

$$A(\phi) = \frac{1}{2}(1+\cos\phi) \tag{6.9}$$

Για το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας χρησιμοποιήθηκε η (6.8). Επιπλέον, όλα τα αποτελέσματα είναι ανεξάρτητα της συχνότητας, η τιμή της οποίας δεν υπεισέρχεται στους υπολογισμούς. Όλα τα παραπάνω δεδομένα εισήχθησαν σε πρόγραμμα που συντάχθηκε με κατάλληλο λογισμικό (MATLAB) [129], ώστε να εξαχθούν τα διαγράμματα ακτινοβολίας της συστοιχίας και να επιβεβαιωθεί η λειτουργία του συστήματος.

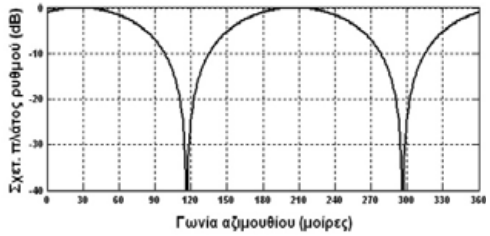
Αρχικά, στο Σχήμα 6.10 απεικονίζονται ενδεικτικά το πλάτος και η φάση ορισμένων ρυθμών ακτινοβολίας, οι οποίοι δημιουργούνται διεγείροντας τις αντίστοιχες θύρες εισόδου του πίνακα Butler. Πρέπει να σημειωθεί ότι, καθώς ο πίνακας Butler διαθέτει 32 εισόδους και 32 εξόδους, ο αριθμός των ρυθμών που μπορεί να διεγείρει είναι επίσης ίσος με 32 (0, ±1, ±2, ..., ±15, 16). Ο μέγιστος ρυθμός μπορεί να είναι είτε θετικός είτε αρνητικός (±16), ενώ ο μηδενικός ρυθμός ισοδυναμεί με πανκατευθυντική ακτινοβολία.

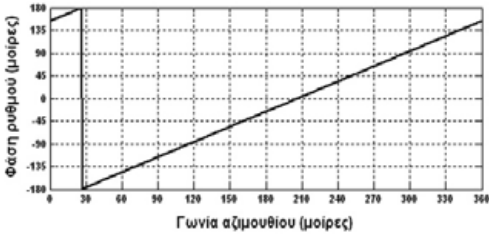




m=0

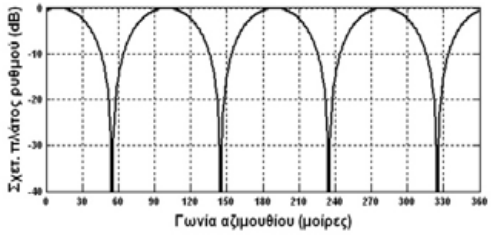
(α)

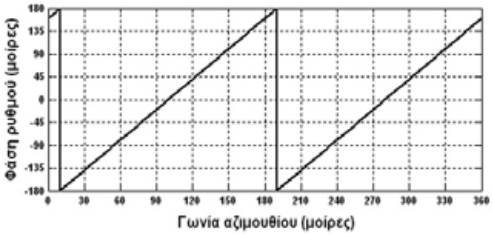




m=1

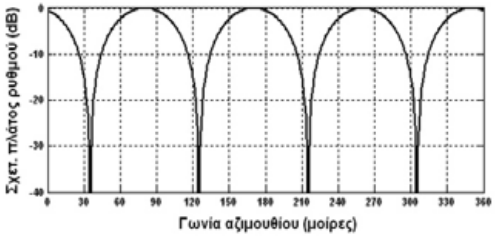
(β)

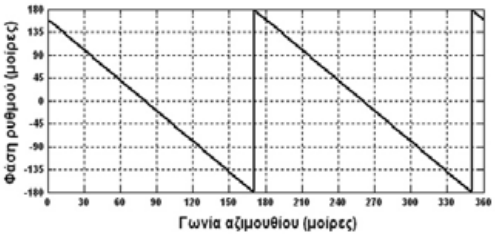




m=2

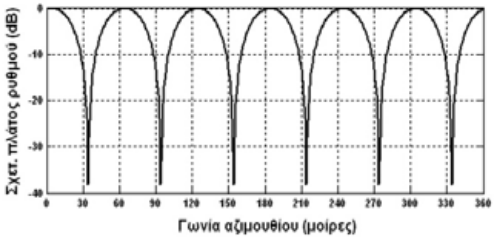
(γ)

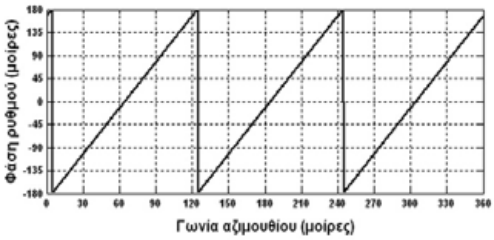




m=-2

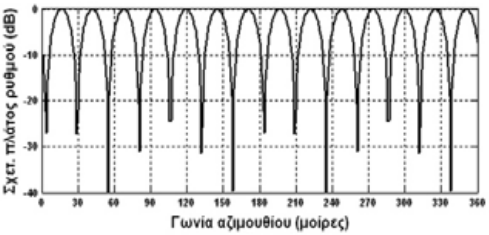
(δ)

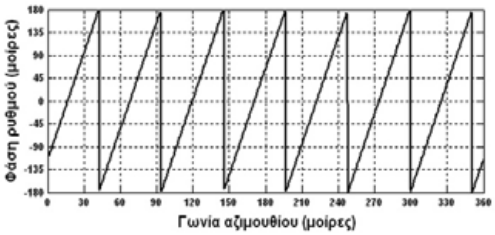




m=3

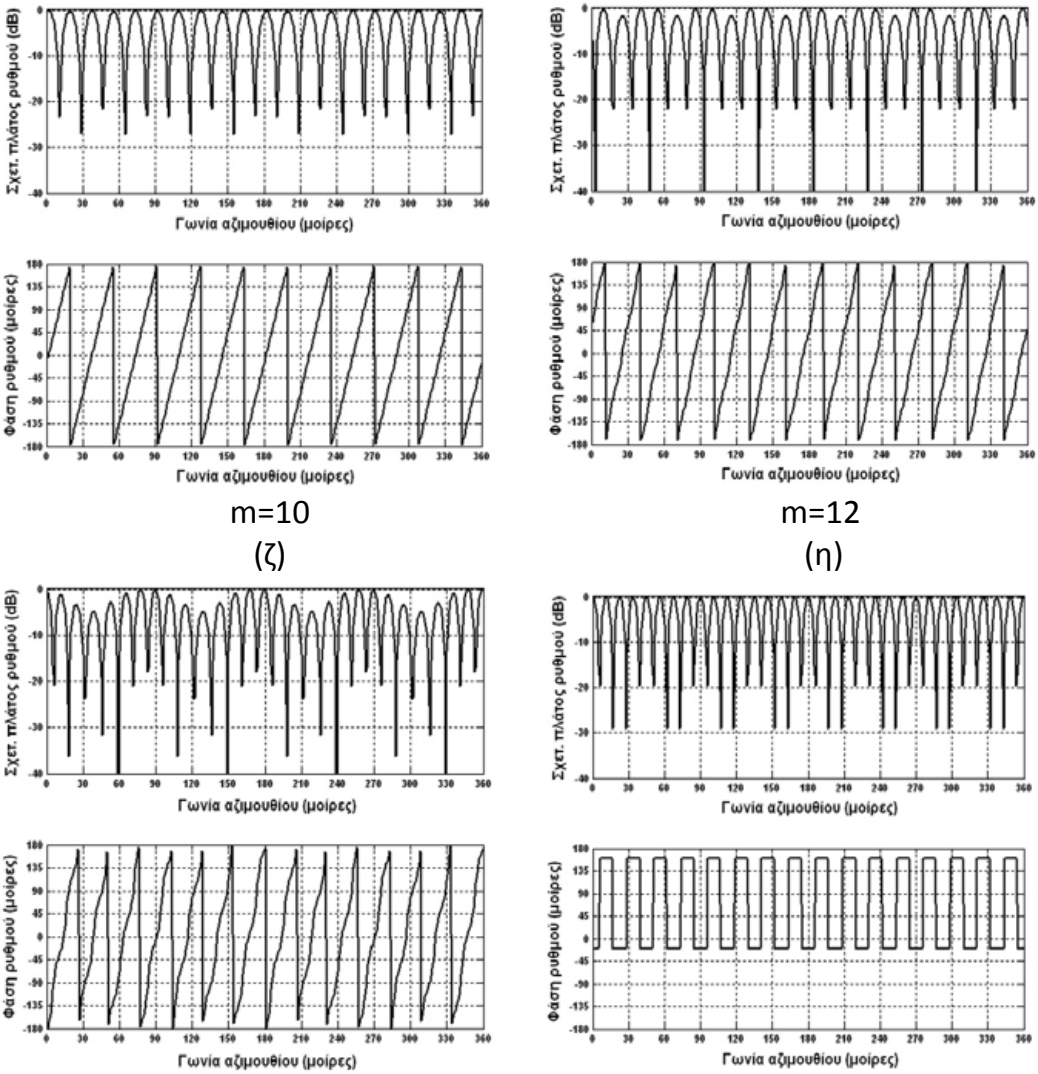
(ε)





m=7

(στ)



m=10 (ζ) m=12 (η)

m=14 (θ) m=16 (ι)

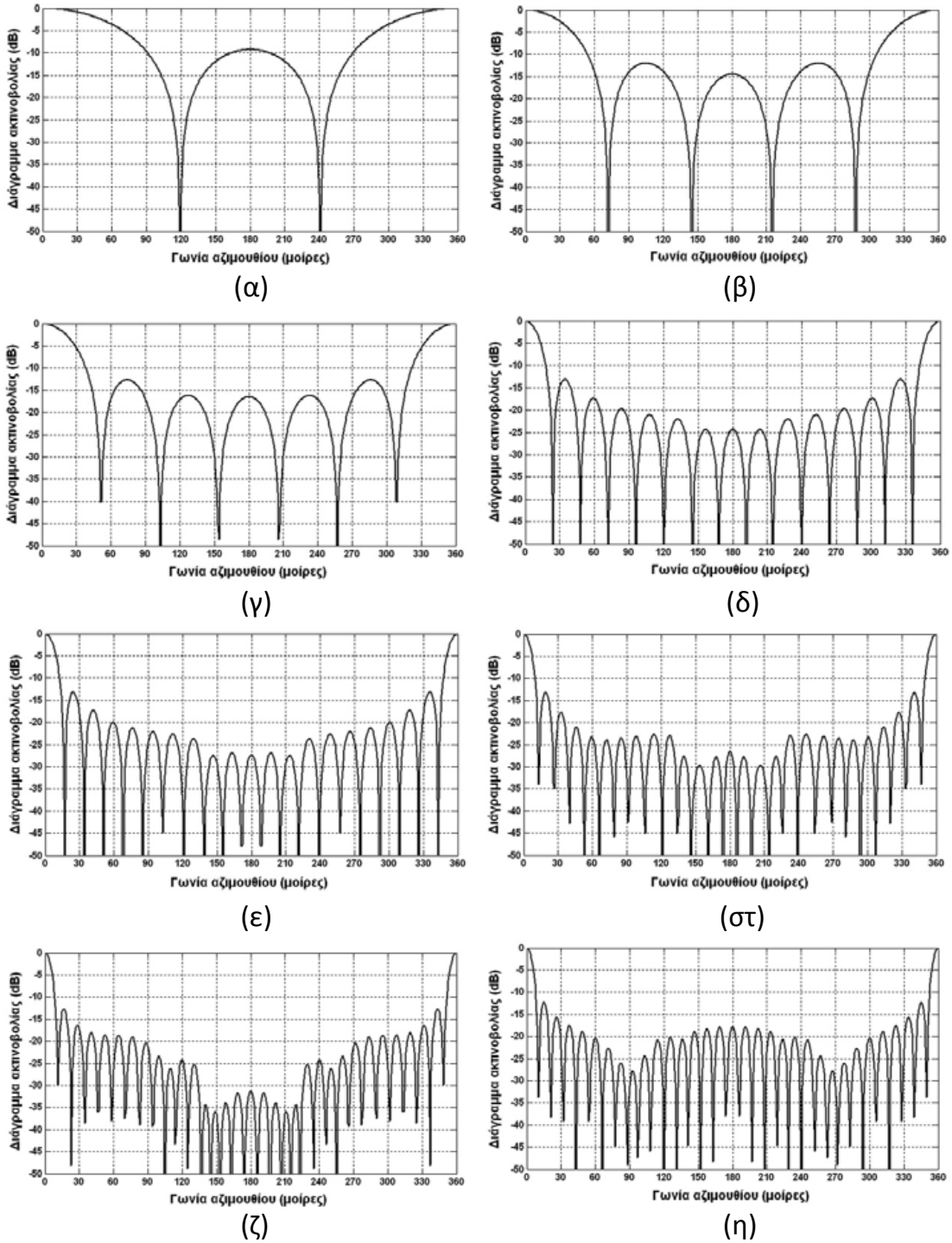
Σχήμα 6.10. Διαγράμματα πλάτους και φάσης του μακρινού πεδίου των ρυθμών φάσης (ρυθμών ακτινοβολίας) της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων, τροφοδοτούμενης από πίνακα Butler. (α) Ρυθμός 0, (β) Ρυθμός 1, (γ) Ρυθμός 2, (δ) Ρυθμός -2, (ε) Ρυθμός 3, (στ) Ρυθμός 7, (ζ) Ρυθμός 10, (η) Ρυθμός 12, (θ) Ρυθμός 14 και (ι) Ρυθμός 16.

Εκείνο που πρώτιστα παρατηρεί κανείς στο Σχ.6.10 είναι η αύξηση του αριθμού των λοβών στο πλάτος του ρυθμού, η οποία είναι ανάλογη με την αύξηση της τάξης του ρυθμού. Επίσης, ο αριθμός τους είναι διπλάσιος από την τάξη του ρυθμού. Ειδικά για το ρυθμό 0, το πλάτος του είναι σταθερό και ίσο με το μέγιστο, δίνοντας έτσι ένα πανκατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας. Επιπλέον, συγκρίνοντας τα Σχ.6.10(γ) και 6.10(δ), για δύο

ρυθμούς με ίδια τάξη και αντίθετο πρόσημο (2 και -2), παρατηρεί κανείς την αντιστροφή της φάσης μεταξύ των δύο ρυθμών, ενώ οι λοβοί του πλάτους είναι όμοιοι, αλλά μετατοπισμένοι μεταξύ τους κατά μία γωνία.

Το επόμενο βήμα έχει να κάνει με την εξαγωγή του συνολικού διαγράμματος ακτινοβολίας της συστοιχίας, διεγείροντας ταυτόχρονα πολλαπλούς ρυθμούς. Στο Σχήμα 6.11 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προέκυψαν από την προσομοίωση, για διαφορετικά πλήθη ταυτόχρονης διέγερσης ρυθμών, με ομοιόμορφη τροφοδοσία πλάτους για όλους τους ρυθμούς, ενώ η φάση τροφοδοσίας κάθε ρυθμού για σχηματισμό της δέσμης στη γωνιακή κατεύθυνση $\phi=0^o$, δίνεται στην [118]. Στην πραγματικότητα, όπως έχει ήδη αναφερθεί, το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας προκύπτει ως το άθροισμα των μακρινών πεδίων των ρυθμών φάσης, σε μορφή σειράς Fourier.

Όπως φαίνεται και από το Σχ.6.11, η αύξηση του πλήθους των ταυτόχρονα διεγειρόμενων ρυθμών οδηγεί σε μείωση του εύρους της ακτινοβολούμενης δέσμης, κατ' αντιστοιχία με μία γραμμική συστοιχία, όπου το φαινόμενο οφείλεται στην αύξηση του πλήθους των διεγειρόμενων στοιχείων. Ακόμη, παρατηρεί κανείς ότι το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας πλησιάζει στην τελική του μορφή όσο αυξάνεται το πλήθος των διεγειρόμενων ρυθμών. Ταυτόχρονα, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών (SLL) σταθεροποιείται στα -13dB περίπου, τιμή ισή με την περίπτωση ομοιόμορφης διέγερσης μιας γραμμικής συστοιχίας. Επιπλέον, το ελάχιστο επίπεδο πλευρικών λοβών παρατηρείται γύρω από την γωνιακή περιοχή των 180^o, δηλαδή αντιδιαμετρικά με την κατεύθυνση του κύριου λοβού. Αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς η διέγερση των κεραιών που βρίσκονται τοποθετημένες στις αντίστοιχες θέσεις είναι σχεδόν μηδενική, ενώ η ισχύς που ακτινοβολείται εκεί αποτελεί την προς τα πίσω ακτινοβολία.



Σχήμα 6.11. Διαγράμματα ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας, για διαφορετικά πλήθη ταυτόχρονης ομοιόμορφης διέγερσης ρυθμών φάσης. (α) Διέγερση ρυθμών -1 έως +1, (β) Διέγερση ρυθμών -2 έως +2, (γ) Διέγερση ρυθμών -3 έως +3, (δ) Διέγερση ρυθμών -7 έως +7, (ε) Διέγερση ρυθμών -10 έως +10, (στ) Διέγερση ρυθμών -13 έως +13, (ζ) Διέγερση ρυθμών -15 έως +15 και (η) Διέγερση ρυθμών -15 έως +16.

Τελικά, το ενδιαφέρον επικεντρώνεται στα Σχ.6.11(ζ) και 6.11(η). Είναι εμφανές από το Σχ.6.11(η) ότι η προσθήκη του μέγιστου ρυθμού (+16), αυξάνει το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών στον γωνιακό τομέα από 120^{o} έως 240^{o} περίπου, περιοχή που αντιστοιχεί στην προς τα πίσω ακτινοβολία της συστοιχίας, καθώς ο κύριος λοβός είναι προσανατολισμένος στις 0^{o}. Κατά συνέπεια, ο μέγιστος ρυθμός αποκλείεται από την ταυτόχρονη διέγερση, καθώς επιφέρει αρνητικά αποτελέσματα στο διάγραμμα ακτινοβολίας. Η επιλογή αυτή συμφωνεί και με τα αντίστοιχα αποτελέσματα της βιβλιογραφίας [118]. Έτσι, το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας δίνεται από την ταυτόχρονη ομοιόμορφη διέγερση 31 ρυθμών φάσης (από -15 έως +15) και είναι αυτό που απεικονίζεται στο Σχ.6.11(ζ).

Παρόλα αυτά, δεν είναι απαραίτητη πάντα η διέγερση του μέγιστου πλήθους των ρυθμών (31). Ικανοποιητικά αποτελέσματα μπορούν να επιτευχθούν και με τη διέγερση ενός μόνο ποσοστού από το σύνολο των ρυθμών, με μόνη σημαντική διαφορά την αύξηση του εύρους δέσμης (λόγω του μικρότερου πλήθους των ρυθμών). Αυτό φαίνεται χαρακτηριστικά στα Σχ.6.11(ε) (21 ρυθμοί) και 6.11(στ) (27 ρυθμοί), όπου το διάγραμμα ακτινοβολίας έχει πλήρως μορφοποιηθεί, ενώ η διαφορά τους με το Σχ.6.11(ζ) είναι το σχετικά μεγαλύτερο εύρος δέσμης.

Όμως, το πιο σημαντικό χαρακτηριστικό μιας κυκλικής συστοιχίας είναι η δυνατότητα περιστροφής της δέσμης κατά 360^{o} στο αζιμούθιο. Μάλιστα, η σάρωση της δέσμης επιτυγχάνεται χωρίς παραμορφώσεις του διαγράμματος ακτινοβολίας, εξαιτίας της κυκλικής συμμετρίας. Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 6.3.4, η εφαρμογή μιας διαφοράς φάσης ίσης με $M(2\pi/N)$ μεταξύ των σημάτων διέγερσης των ρυθμών, έχει σαν αποτέλεσμα τη στροφή της δέσμης κατά μία γωνία επίσης ίση με $M(2\pi/N)$ (M=ακέραιος). Το μέγεθος $2\pi/N$ αντιστοιχεί στη γωνιακή απόσταση των κεραιών πάνω στην περιφέρεια του κύκλου και στην περίπτωση της συστοιχίας των 32 κεραιών ισούται με $(2\pi/32)=\pi/16$. Κατά συνέπεια, εφαρμόζοντας μία σχετική διαφορά φάσης ίση

με ακέραια πολλαπλάσια του π/16, η ακτινοβολούμενη δέσμη στρέφεται αντιστοίχως. Το βασικό μέγεθος της γωνιακής στροφής (π/16) ισούται με τη γωνιακή απόσταση των κεραιών, ενώ η απόλυτη μέγιστη τιμή του συντελεστή Μ για μία πλήρη περιστροφή της δέσμης κατά 360^o είναι ίση με τον αριθμό των κεραιών Ν (=32), (το Μ μπορεί να μεταβάλλεται από 1 έως ±32 ή από -16 έως +16).

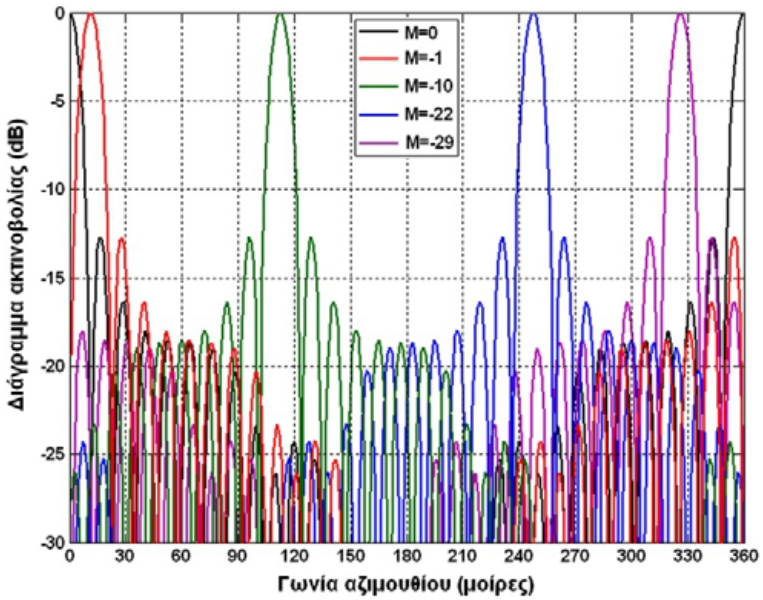
Τέλος, σε αντιστοιχία με τις γραμμικές συστοιχίες, η εφαρμογή αρνητικής διαφοράς φάσης οδηγεί σε στροφή της δέσμης προς τα δεξιά (προς τα θετικά ή προς μεγαλύτερες τιμές γωνιακής κατεύθυνσης), ενώ εφαρμογή θετικής διαφοράς φάσης στρέφει τη δέσμη προς τα αριστερά (προς τα αρνητικά ή προς μικρότερες τιμές γωνιακής κατεύθυνσης). Παρόλα αυτά, η διαπίστωση αυτή δεν είναι απόλυτη, καθώς εξαιτίας της κυκλικής συμμετρίας, η δέσμη μπορεί να προσανατολιστεί προς οποιαδήποτε γωνιακή κατεύθυνση εφαρμόζοντας είτε θετική είτε αρνητική διαφορά φάσης στις διεγέρσεις των ρυθμών.

Στροφή της Δέσμης

Με βάση τα παραπάνω, το Σχήμα 6.12 απεικονίζει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τα διαγράμματα ακτινοβολίας της συστοιχίας που προκύπτουν από τη στροφή της δέσμης, για διαφορετικές τιμές του συντελεστή Μ. Υπενθυμίζεται ότι διεγείρονται 31 ρυθμοί, ενώ το διάγραμμα ακτινοβολίας που αντιστοιχεί στην τιμή Μ=0 προκύπτει από την ισοφασική διέγερση των ρυθμών και ταυτίζεται με αυτό του Σχ.6.11(ζ). Ως αποτέλεσμα αυτού, το εύρος δέσμης μισής ισχύος (*HPBW*) των δεσμών είναι ίσο με 10^o.

Το πρώτο πράγμα που παρατηρεί κανείς από τα αποτελέσματα του Σχ.6.12 είναι το γεγονός ότι τα διαγράμματα ακτινοβολίας δεν εμφανίζουν καμία παραμόρφωση εξαιτίας της στροφής της δέσμης. Αντίθετα, είναι όμοια σε όλες τις γωνιακές κατευθύνσεις. Αυτό οφείλεται στην απόλυτη συμμετρία της κυκλικής συστοιχίας. Επίσης, η εφαρμογή αρνητικής διαφοράς φάσης (π.χ.

M=-1) στρέφει τη δέσμη προς τα δεξιά (μεγαλύτερες τιμές γωνιακής κατεύθυνσης), όπως αναμενόταν, παρόλο που ο ίδιος γωνιακός προσανατολισμός μπορεί να επιτευχθεί εφαρμόζοντας και θετική διαφορά φάσης (M=31). Το ίδιο ισχύει και για τις υπόλοιπες περιπτώσεις. Για παράδειγμα, ο προσανατολισμός που επιτυγχάνεται με M=-29 είναι ίδιος με αυτόν που επιτυγχάνεται με M=3. Τέλος, το επίπεδο του σημείο τομής διαδοχικών δεσμών (*CL*) (π.χ. δέσμη με M=0 και δέσμη με M=-1 στο Σχ.6.12) είναι ίσο με -4dB περίπου, τιμή παρόμοια με αυτή των αντίστοιχων ομοιόμορφα τροφοδοτούμενων γραμμικών συστοιχιών με απόσταση κεραιών (d) ίση με $\lambda_o/2$.



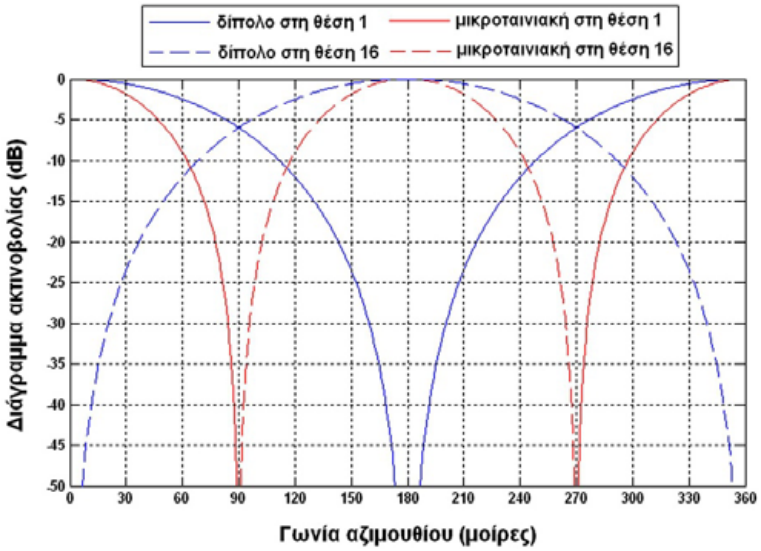
Σχήμα 6.12. Στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων, όπως προκύπτει από την προσομοίωση, για διαφορετικές τιμές του συντελεστή M.

Κυκλική Συστοιχία Ορθογωνικών Μικροταινιακών Κεραιών

Εκτός από τη συστοιχία διπόλων, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η μελέτη του συστήματος της κυκλικής συστοιχίας των 32 στοιχείων χρησιμοποιώντας ορθογωνικές μικροταινιακές (τυπωμένες) κεραίες. Οι ορθογωνικές μικροταινιακές κεραίες χρησιμοποιούνται ευρύτατα και

διαθέτουν διαστάσεις μικρότερες από τα δίπολα, επειδή τυπώνονται σε υπόστρωμα με διηλεκτρική σταθερά ε_r>1. Παρόμοια μικρές είναι και οι διαστάσεις των τυπωμένων διπόλων. Κυρίως όμως, μπορούν να υλοποιηθούν ως πλήρως σύμμορφες με τον κυκλικό μεταλλικό δακτύλιο (σε αντίθεση με τα κλασσικά δίπολα που εξέχουν αρκετά), προσφέροντας έτσι μικρότερη ενεργό διατομή ραντάρ (*RCS*), καλύτερη αεροδυναμική συμπεριφορά και βελτιωμένη αισθητική. Έτσι, η συστοιχία προσομοιώθηκε χρησιμοποιώντας αυτή τη φορά ορθογωνικές μικροταινιακές κεραίες με συνημιτονοειδές διάγραμμα ακτινοβολίας.

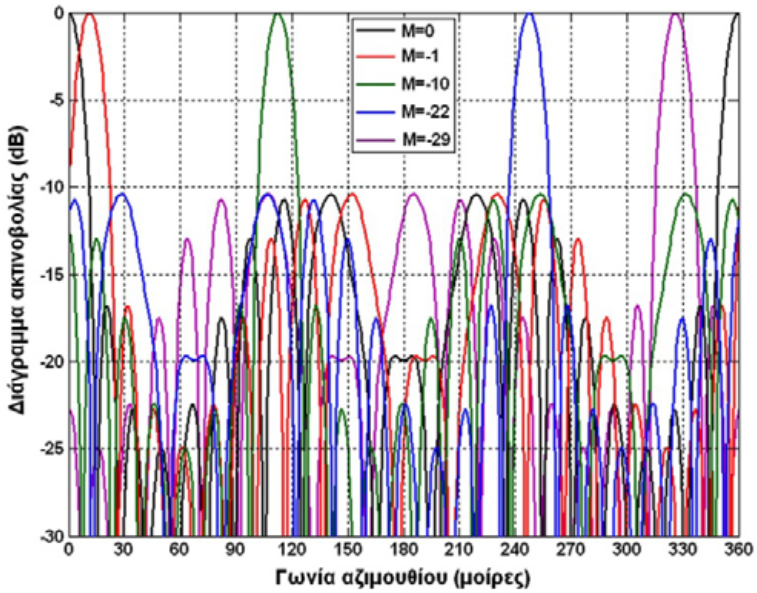
Πριν από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας, αξίζει να μελετηθούν οι διαφορές των διαγραμμάτων ακτινοβολίας του διπόλου και της ορθογωνικής μικροταινιακής κεραίας. Το Σχήμα 6.13 απεικονίζει τα διαγράμματα ακτινοβολίας των δύο τύπων κεραιών, τοποθετημένων σε δύο διαφορετικές θέσεις πάνω στο μεταλλικό κύλινδρο. Για το διάγραμμα ακτινοβολίας του διπόλου χρησιμοποιήθηκε η (6.9), ενώ για την ορθογωνική μικροταινιακή κεραία θεωρήθηκε ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι της μορφής $(\cos\varphi)^{1.5}$.



Σχήμα 6.13. Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου και της μικροταινιακής κεραίας, σε διαφορετικές θέσεις πάνω στο μεταλλικό κύλινδρο.

Είναι εμφανές ότι η κάλυψη του χώρου από τα δίπολα παρουσιάζει μικρότερες διακυμάνσεις. Υπενθυμίζεται ότι λόγω της καμπυλότητας, το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας επηρεάζεται από το διάγραμμα ακτινοβολίας του απλού στοιχείου, ανάλογα με τον προσανατολισμό του (ή τη γωνιακή του θέση). Από το Σχ.6.13 και τις διαφορές που εμφανίζουν τα διαγράμματα ακτινοβολίας, αντιλαμβάνεται κανείς ότι αναμένονται και διαφορές στα συνολικά διαγράμματα ακτινοβολίας της συστοιχίας.

Τα αποτελέσματα, για την περίπτωση της συστοιχίας με τις ορθογωνικές μικροταινιακές κεραίες και για διαφορετικές γωνιακές κατευθύνσεις (διαφορετικά M) απεικονίζονται στο Σχήμα 6.14. Οι διαφορές που παρατηρούνται σε σχέση με τα αντίστοιχα διαγράμματα του Σχ.6.12 οφείλονται στις διαφορές των διαγραμμάτων των απλών στοιχείων, όπως αυτές φαίνονται στο Σχ.6.13.



Σχήμα 6.14. Διαγράμματα ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας των 32 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών, για διαφορετικές γωνιακές κατευθύνσεις της δέσμης, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση.

Το πρώτο πράγμα που γίνεται αντιληπτό είναι η αύξηση του επιπέδου των δευτερευόντων λοβών (*SLL*), το οποίο πλησιάζει τα -10dB, σε αντίθεση με την

περίπτωση του Σχ.6.12, όπου παραμένει κάτω από -13dB. Ακόμη, είναι μεγάλο το πλήθος των ισχυρών πλευρικών λοβών, οι οποίοι όμως δεν εμφανίζονται κοντά στον κυρίως λοβό, αλλά απέχουν πάνω από 120^{o} από αυτόν. Αντίθετα, οι πλευρικοί λοβοί που είναι πιο κοντά στον κύριο λοβό έχουν ένα επίπεδο χαμηλότερο από -16dB. Επιπλέον, το εύρος δέσμης μισής ισχύος έχει αυξηθεί στις 13^{o}, ενώ το επίπεδο τομής των διαδοχικών δεσμών έχει επίσης αυξηθεί στα -2dB. Παρόλο που το τελευταίο αποτελεί πλεονέκτημα, το επίπεδο και το πλήθος των πλευρικών λοβών κάνουν μειονεκτική τη χρήση ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών έναντι των διπόλων. Ως εκ τούτου, η περίπτωση αυτή δεν συνιστά αποτελεσματική επιλογή σε μία κυκλική συστοιχία.

Ανομοιόμορφη Κατανομή Πλάτους Διέγερσης των Ρυθμών Φάσης

Στις γραμμικές συστοιχίες, η ανομοιόμορφη τροφοδοσία πλάτους των στοιχείων έχει ως αποτέλεσμα ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με χαμηλούς δευτερεύοντες λοβούς. Αντίστοιχα, στις κυκλικές συστοιχίες, η δημιουργία χαμηλών πλευρικών λοβών επιτυγχάνεται με την ανομοιόμορφη τροφοδοσία πλάτους των ρυθμών φάσης.

Η μέθοδος αυτή εφαρμόστηκε και στην παρούσα εργασία, χρησιμοποιώντας αρχικά ως κατανομή πλάτους διέγερσης των ρυθμών μία συνημιτονοειδή εις το τετράγωνο κατανομή, η οποία δίνεται από την [118]:

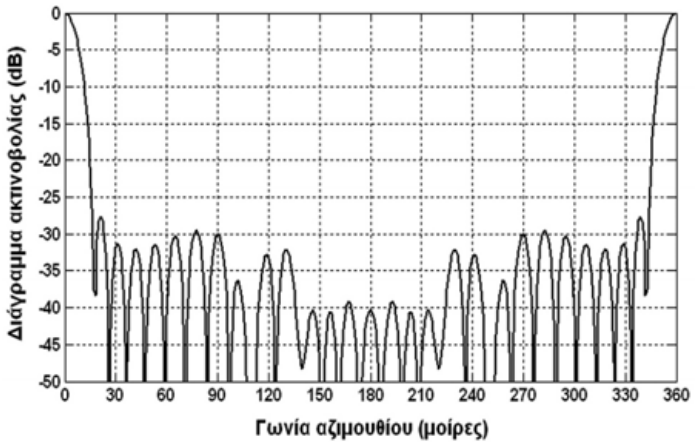
$$B_K = \cos^2(\pi K / 40) \qquad (6.10)$$

Η (6.10) ορίζει τους συντελεστές πλάτους διέγερσης για τους ρυθμούς φάσης (θύρες εισόδου του πίνακα Butler), οι οποίοι παρατίθενται στον Πίνακα 6.1. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, τόσο για την κατευθυντική δέσμη που σχηματίζεται, όσο και για διαφορετικές περιπτώσεις (θέσεις) γωνιακού προσανατολισμού της, φαίνονται στο Σχήμα 6.15. Όπως φαίνεται, το επίπεδο των πλευρικών λοβών έχει μειωθεί από τα -13dB στα -28dB περίπου, με μία σχετική αύξηση του εύρους δέσμης μισής ισχύος στις 13^{o}

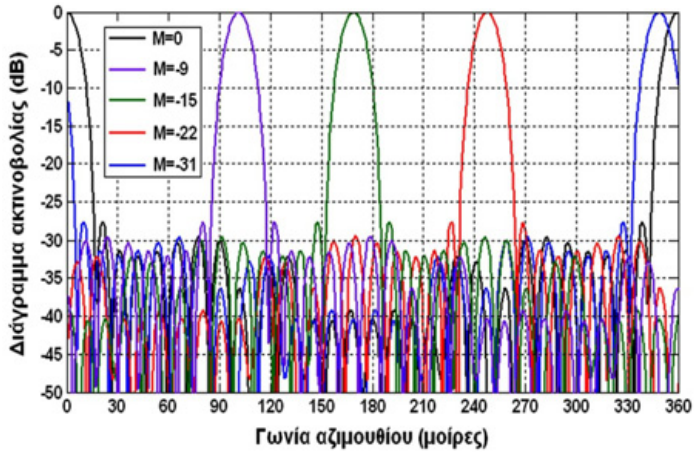
από τις 10^{o} (Σχ.6.12), ενώ το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών βρίσκεται περίπου στα -2.5dB, σε αντίθεση με την περίπτωση του Σχ.6.12 όπου φτάνει τα -4dB.

Πίνακας 6.1. Συντελεστές πλάτους διέγερσης των 31 ρυθμών φάσης, όπως ορίζονται από την κατανομή της (6.10).

Ρυθμός Φάσης	0	±1	±2	±3	±4	±5	±6	±7	±8	±9	±10	±11	±12	±13	±14	±15
Πλάτος Ρυθμού	1	0.99	0.98	0.95	0.9	0.85	0.79	0.73	0.65	0.58	0.5	0.42	0.35	0.27	0.21	0.15



(α)



(β)

Σχήμα 6.15. Διαγράμματα ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων, για την ανομοιόμορφη διέγερση πλάτους των ρυθμών φάσης της (6.10), όπως προέκυψαν από την προσομοίωση. (α) Σχηματιζόμενη κατευθυντική δέσμη, (β) Στροφή της δέσμης σε διαφορετικές γωνιακές κατευθύνσεις.

Περαιτέρω μείωση μπορεί να επιτευχθεί εφαρμόζοντας διαφορετικές κατανομές πλατών διέγερσης, όπως η Chebyshev -40dB. Οι αντίστοιχοι συντελεστές πλάτους διέγερσης παρατίθενται στον Πίνακα 6.2. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που προκύπτουν από την εφαρμογή της παραπάνω κατανομής φαίνονται στο Σχήμα 6.16.

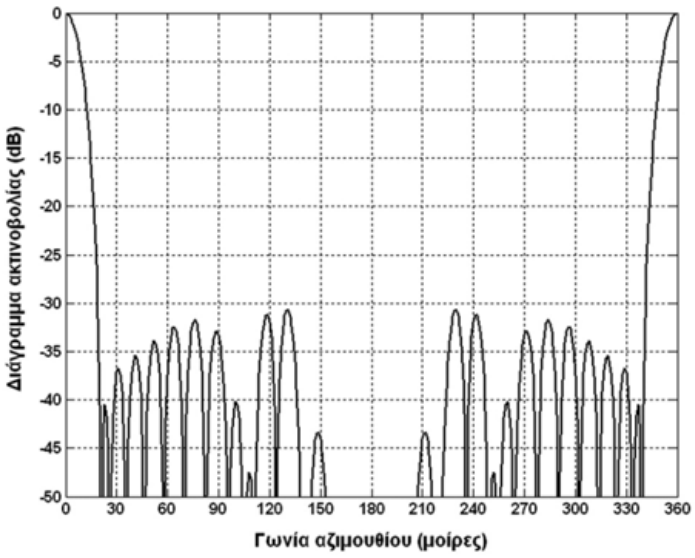
Αρχικά παρατηρείται ότι το επίπεδο των -40dB επιτυγχάνεται μόνο για τους πλευρικούς λοβούς που σχηματίζονται ακριβώς δίπλα από τον κύριο λοβό. Αντίθετα, για τους υπόλοιπους λοβούς, εμφανίζεται μία σταδιακή αύξηση στο επίπεδό τους, με αποτέλεσμα το πραγματικό επίπεδο των δευτερευόντων λοβών που επιτυγχάνεται να είναι περίπου ίσο με -31dB. Αυτό πιθανότατα οφείλεται στην επίδραση του διαγράμματος ακτινοβολίας του απλού στοιχείου, που δίνεται από την (6.9). Παρόλα αυτά, σε σχέση με την κατανομή πλατών διέγερσης της (6.10), υπάρχει μία σχετική βελτίωση στο επίπεδο των δευτερευόντων λοβών που φτάνει τα -3dB, ενώ το εύρος δέσμης μισής ισχύος αυξάνεται ελάχιστα και φτάνει τις 14^{o}. Ομοίως, αυξάνεται και το επίπεδο του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών, που τώρα γίνεται καλύτερο από -2dB.

Πίνακας 6.2. Συντελεστές πλάτους διέγερσης των 31 ρυθμών φάσης, όπως ορίζονται από την κατανομή Chebyshev -40dB.

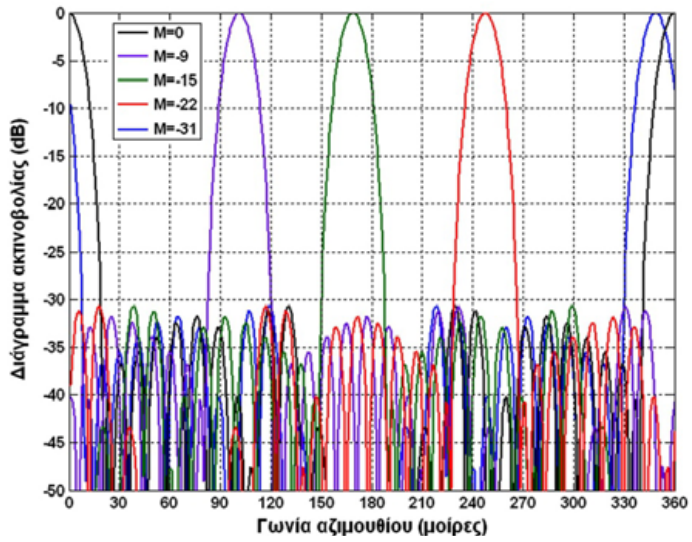
Ρυθμός Φάσης	0	±1	±2	±3	±4	±5	±6	±7	±8	±9	±10	±11	±12	±13	±14	±15
Πλάτος Ρυθμού	1	0.99	0.97	0.93	0.87	0.8	0.73	0.65	0.56	0.48	0.39	0.32	0.26	0.18	0.13	0.14

Συμπερασματικά, αφού μελετήθηκε και προσομοιώθηκε η κυκλική συστοιχία, αποδείχθηκε ότι μπορεί να επιτευχθεί αποτελεσματικός προσανατολισμός της δέσμης, επιτυγχάνοντας παράλληλα αρκετά χαμηλό επίπεδο πλευρικών λοβών μέσω της κατάλληλης διέγερσης των ρυθμών φάσης της συστοιχίας ή με άλλα λόγια, των θυρών εισόδου του πίνακα Butler που τροφοδοτεί τη συστοιχία. Τέλος, παρόλο που ο συντελεστής M (ολίσθησης της διέγερσης και της δέσμης) διατηρήθηκε σε ακέραιες τιμές,

μπορούν να χρησιμοποιηθούν και δεκαδικές (π.χ. 1.5, 2.5, κτλ.), προσφέροντας ακόμα μικρότερο βήμα ολίσθησης και ακόμα πυκνότερο πλέγμα δεσμών.



(α)



(β)

Σχήμα 6.16. Διαγράμματα ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων, για την ανομοιόμορφη διέγερση πλάτους των ρυθμών φάσης τύπου Chebyshev -40dB, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση. (α) Σχηματιζόμενη κατευθυντική δέσμη, (β) Στροφή της δέσμης σε διαφορετικές γωνιακές κατευθύνσεις.

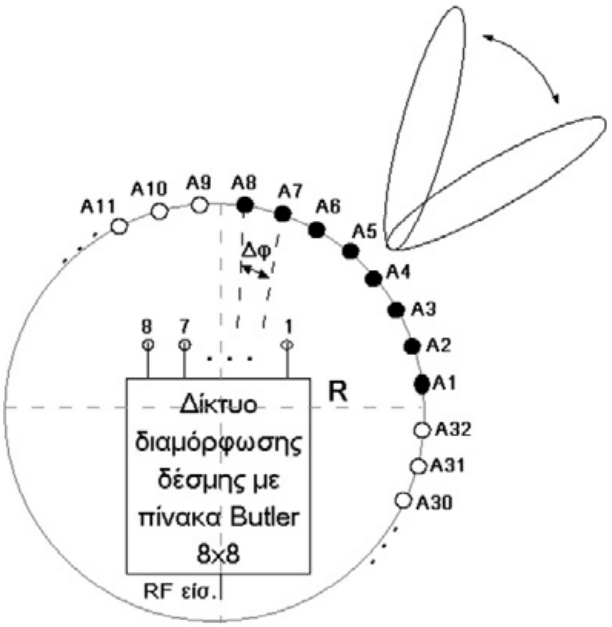
6.6. Σχεδιασμός Κυκλικής Συστοιχίας Δακτυλίου με Μεταγωγή της Διέγερσης

Παρά το γεγονός ότι η τεχνική που μελετήθηκε στην προηγούμενη παράγραφο είναι αποτελεσματική, παρουσιάζει ένα σημαντικό μειονέκτημα, όπως έχει ήδη αναφερθεί. Συγκεκριμένα, για την τροφοδοσία συστοιχιών με σχετικά μεγάλο πλήθος κεραιών απαιτεί ένα αντίστοιχα μεγάλο δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης. Το γεγονός αυτό την κάνει απαγορευτική για συστοιχίες μεγαλύτερες των 32 κεραιών. Όμως, η λύση στο πρόβλημα αυτό βρίσκεται στην τεχνική της μεταγωγής της διέγερσης, η οποία εφαρμόζεται σε αυτήν την παράγραφο.

Έτσι, προκειμένου να τροφοδοτηθεί μία συστοιχία των 32 κεραιών, υλοποιείται η τοπολογία του Σχ.6.7 που εφαρμόζει την τεχνική της μεταγωγής της διέγερσης. Για την τροφοδοσία της συστοιχίας χρησιμοποιείται τώρα ένας πίνακας Butler 8 εισόδων – 8 εξόδων ο οποίος διεγείρει κάθε φορά μία υποσυστοιχία 8 κεραιών, με σημαντική μείωση στην πολυπλοκότητα του δικτύου τροφοδοσίας της συστοιχίας. Σημειώνεται ότι από τους συνολικά 8 ρυθμούς φάσης (όσες και οι θύρες εισόδου) διεγείρονται ταυτόχρονα οι 7 (από -3 έως +3). Τα σήματα εξόδου του πίνακα Butler μετάγονται μέσω διακοπτών σε διαφορετικές υποσυστοιχίες, με αποτέλεσμα τη συνολική κάλυψη του χώρου κατά 360^{o}.

Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι, σε αντίθεση με την περίπτωση της τροφοδοσίας όλων των κεραιών της συστοιχίας, το κέντρο φάσης της υποσυστοιχίας παραμένει σταθερό, καθώς κάθε υποσυστοιχία αποτελείται από συγκεκριμένες κεραίες. Ταυτόχρονα, η τροφοδοσία ολισθαίνει μόνο κατά μήκος των κεραιών που αποτελούν την υποσυστοιχία. Έτσι, κατά τον προσανατολισμό της δέσμης κάθε υποσυστοιχίας, η δέσμη στρέφεται και δεν ολισθαίνει, όπως στην περίπτωση της τροφοδοσίας όλων των στοιχείων. Αντίθετα, ολίσθηση της δέσμης εμφανίζεται μόνο όταν η τροφοδοσία μετάγεται μεταξύ διαφορετικών υποσυστοιχιών.

Το Σχήμα 6.17 απεικονίζει την τοπολογία του συστήματος που προσομοιώθηκε. Η απόσταση d των διπόλων είναι ίση με $0.5\lambda_o$ και η ακτίνα R του κυλίνδρου ίση με $2.55\lambda_o$, όπως στην προηγούμενη παράγραφο.

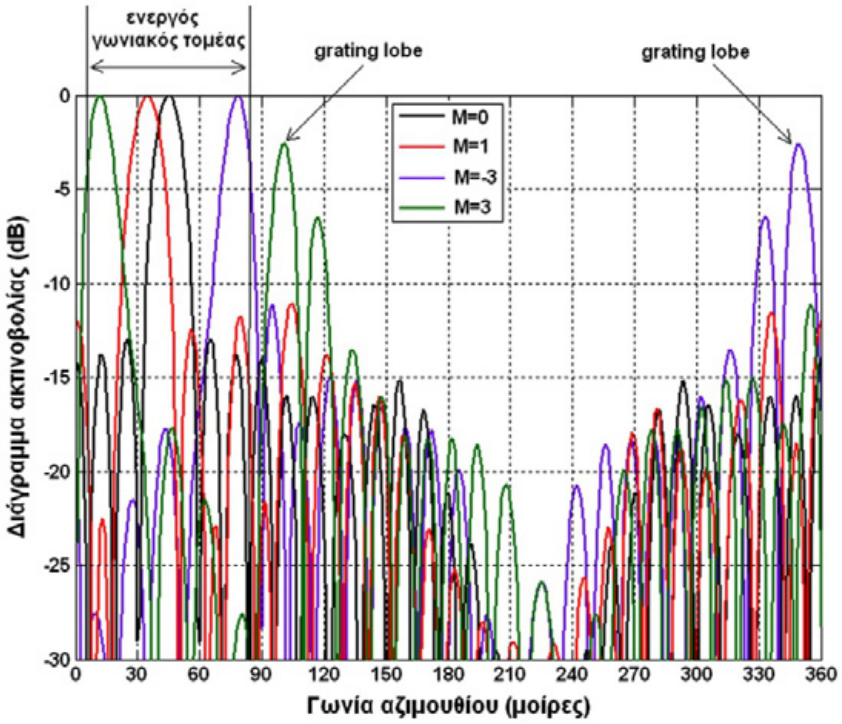


Σχήμα 6.17. Σχηματικό διάγραμμα της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων με $d=0.5\lambda_o$ και $R=2.55\lambda_o$, τροφοδοτούμενης από δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με πίνακα Butler 8x8, ενεργοποιώντας την υποσυστοιχία A1 έως A8.

Η κυκλική συστοιχία των 32 διπόλων χωρίζεται αρχικά σε 4 υποσυστοιχίες των 8 κεραιών (A1 έως A8, A9 έως A16, A17 έως A24 και A25 έως A32). Κάθε υποσυστοιχία τροφοδοτείται διαδοχικά από το δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης που περιλαμβάνει έναν πίνακα Butler 8x8. Η γωνιακή απόσταση των κεραιών $\Delta\varphi$ είναι ίση με π/16, ενώ είναι χαρακτηριστικό ότι η κεραία A1 είναι τοποθετημένη πάνω στην κυκλική περιφέρεια στη γωνιακή θέση φ_1=π/32 και η κεραία A8 στη γωνιακή θέση φ_2=π/2-π/32=15π/32. Έτσι, το κυκλικό τόξο που καταλαμβάνει κάθε υποσυστοιχία ισούται με π/2-π/16=7π/16.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τη διέγερση της υποσυστοιχίας των κεραιών A1 έως A8 του Σχ.6.17, για διαφορετικές γωνιακές κατευθύνσεις της ακτινοβολούμενης δέσμης, φαίνονται στο Σχήμα 6.18. Ειδικότερα, απεικονίζονται η μετωπική δέσμη (M=0), η μία από τις δύο διαδοχικές της

(M=1, σάρωση κατά π/16), αλλά και δύο περιπτώσεις ακραίων δεσμών (M=3 και M=-3, σάρωση κατά 3π/16 εκατέρωθεν). Γενικά, τα αποτελέσματα αποκλίνουν από τα αντίστοιχα που αφορούν στη διέγερση όλων των στοιχείων (π.χ. Σχ.6.12). Αυτό οφείλεται στην έλλειψη της πλήρως κυκλικής συμμετρίας και στο γεγονός ότι η διέγερση δεν ολισθαίνει κατά μήκος της κυκλικής συστοιχίας, αλλά στρέφεται εσωτερικά μεταξύ των στοιχείων A1 έως A8, με σταθερό κέντρο φάσης. Συγκεκριμένα, το επίπεδο των πλευρικών λοβών φτάνει τα -11dB, ενώ αντίθετα, το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών διατηρείται καλύτερο από -2dB. Ακόμη, το εύρος δέσμης μισής ισχύος είναι ίσο με 13^{o}. Όμως, για τις περιπτώσεις των ακραίων δεσμών, εμφανίζονται αρκετά ισχυροί “grating lobes”, οι οποίοι φτάνουν τα -3dB περίπου.



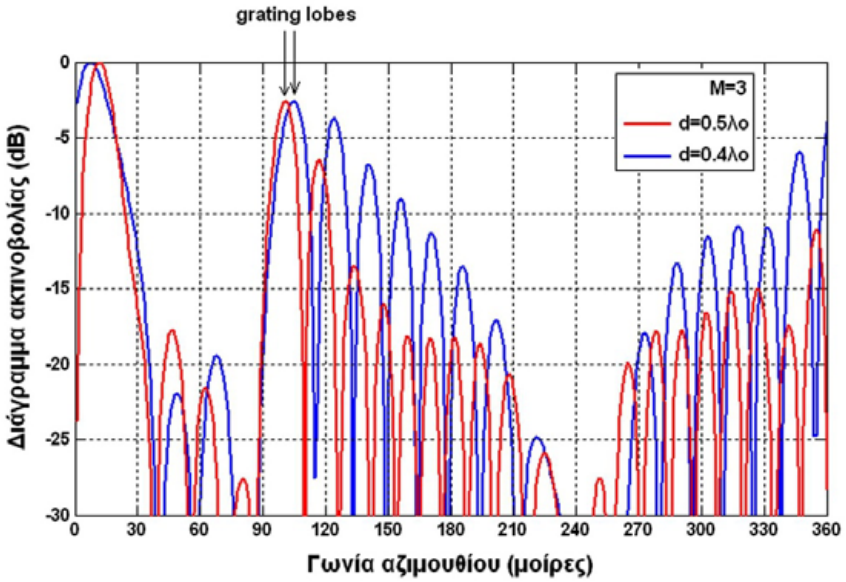
Σχήμα 6.18. Αποτελέσματα προσομοίωσης για τον προσανατολισμό της δέσμης της υποσυστοιχίας A1 έως A8 της κυκλικής συστοιχίας του Σχ.6.17.

Πρέπει να τονιστεί ότι στην πραγματικότητα, οι δέσμες με M=3 και M=-3 δεν είναι οι ακρότατες. Καθώς η υποσυστοιχία αποτελείται από 8 κεραίες, η μέγιστη τιμή του M μπορεί να είναι ίση με ±4. Παρόλα αυτά, στην περίπτωση

που η δέσμη στραφεί ακόμα περισσότερο (δηλαδή όταν M=4 ή M=-4), ο "grating lobe" γίνεται ακόμα πιο ισχυρός, φτάνοντας το επίπεδο του κύριου λοβού. Ως εκ τούτου, οι δύο ακρότατες δέσμες απορρίπτονται.

Μία λύση στο πρόβλημα της εμφάνισης ισχυρών "grating lobes" θα μπορούσε να είναι η μείωση της απόστασης των στοιχείων. Όμως, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 6.19, όπου απεικονίζεται η δέσμη με M=3 για απόσταση στοιχείων d ίση με $0.5\lambda_o$ και $0.4\lambda_o$ αντίστοιχα, η βελτίωση που επιφέρει η μείωση της απόστασης είναι ασήμαντη έως μηδενική. Επομένως, η απόσταση των στοιχείων διατηρείται ίση με $0.5\lambda_o$.

Έτσι, ακόμα και στην περίπτωση του Σχ.6.18, όπου δεν χρησιμοποιούνται οι ακρότατες δέσμες, οι "grating lobes" παραμένουν ισχυροί, ενώ ο ενεργός γωνιακός τομέας κάλυψης της υποσυστοιχίας παραμένει μικρότερος των 90^o (μετρώντας από τα σημεία -3dB, $\approx 80^o$). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η κάλυψη του χώρου των 360^o να μην είναι πλήρης και να εμφανίζονται κενοί γωνιακοί τομείς μεταξύ των ενεργών τομέων των διεγειρόμενων υποσυστοιχιών, όπως φαίνεται χαρακτηριστικά στα αποτελέσματα της προσομοίωσης του Σχήματος 6.20.

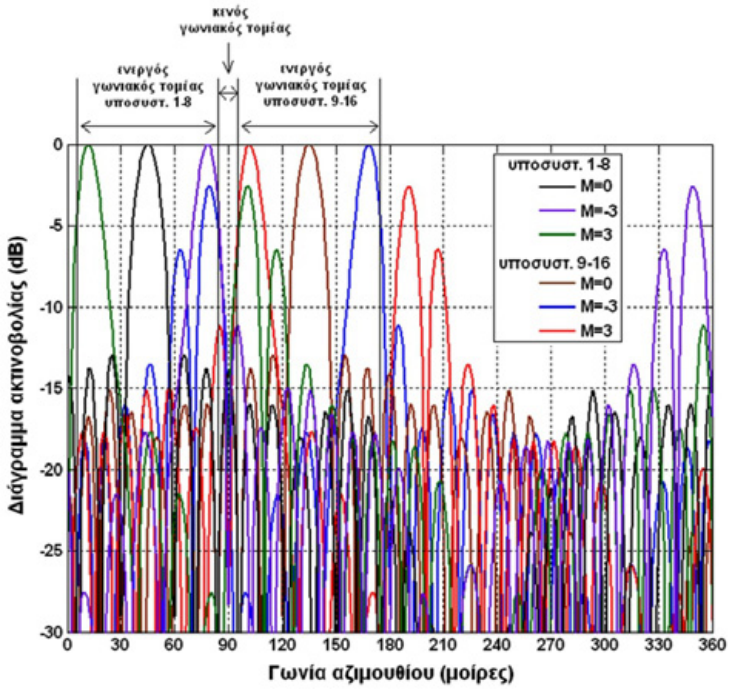


Σχήμα 6.19. Ακτινοβολούμενη δέσμη με M=3, για δύο διαφορετικές τιμές της απόστασης των στοιχείων (d).

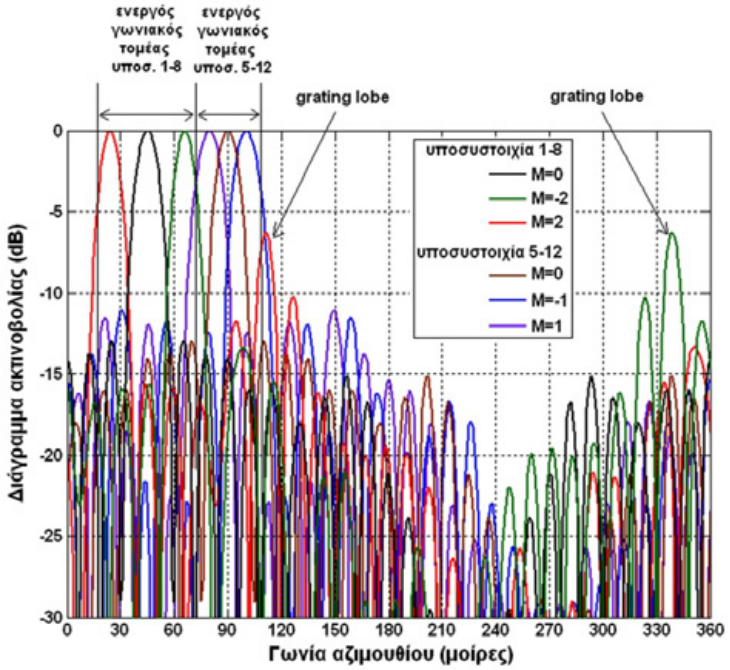
Συγκεκριμένα, όπως παρατηρεί κανείς στο Σχ.6.20, μετάγοντας τη διέγερση από την υποσυστοιχία A1-A8 στην υποσυστοιχία A9-A16, δημιουργείται ένας κενός γωνιακός τομέας μεταξύ των δύο ενεργών, ο οποίος είναι ίσος με 13^{o}, δηλαδή όσο το εύρος δέσμης μισής ισχύος. Η λύση στο πρόβλημα είναι η υλοποίηση επικαλυπτώμενων υποσυστοιχιών, ώστε να πυκνώσουν οι ενεργοί γωνιακοί τομείς και να καλυφθούν τα κενά που δημιουργούνται μεταξύ τους. Με βάση αυτό το σκεπτικό, σχηματίστηκαν 8 υποσυστοιχίες των 8 κεραιών με 4 κοινά στοιχεία (A1-A8, A5-A12, A9-A16, A13-A20, A17-A24, A21-A28, A25-A32 και A29-A4). Στόχος είναι η αποτελεσματική κάλυψη ενός γωνιακού τομέα ίσου με 90^{o}. Αν αυτό επιτευχθεί με δύο επικαλυπτώμενες υποσυστοιχίες, τότε λόγω της συμμετρίας, η συνδυασμένη ενεργοποίηση όλων των υποσυστοιχιών θα παρέχει αποτελεσματική κάλυψη του τομέα των 360^{o}. Για να γίνει αυτό όμως, απαιτείται μία αύξηση στην πολυπλοκότητα των διακοπτικών διατάξεων που μετάγουν τη διέγερση, οι οποίες τώρα πρέπει να διαθέτουν 8 καταστάσεις (θέσεις) μεταγωγής (SP8T) αντί τεσσάρων (SP4T).

Ένα παράδειγμα της υλοποίησης επικαλυπτώμενων υποσυστοιχιών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση, απεικονίζεται στο Σχήμα 6.21, για τις περιπτώσεις των υποσυστοιχιών A1-A8 και A5-A12, όπου φαίνονται η κεντρική και οι ακραίες δέσμες για κάθε ενεργή υποσυστοιχία. Αυτό που επιτυγχάνεται είναι η πλήρης κάλυψη του τομέα των 90^{o}, χωρίς την ανάγκη υπερβολικής σάρωσης της δέσμης κάθε υποσυστοιχίας. Έτσι, για την υποσυστοιχία A1-A8 οι ακραίες δέσμες τώρα αντιστοιχούν σε M=2 και M=-2 (σάρωση κατά δύο θέσεις ίσες με π/16 εκατέρωθεν της κεντρικής), μειώνοντας το επίπεδο του “grating lobe” στα -7dB περίπου. Επιπρόσθετα, όταν η διέγερση μετάγεται στην υποσυστοιχία A5-A12, η ακτινοβολούμενη δέσμη δεν είναι απαραίτητο να στραφεί σημαντικά για τη συμπλήρωση της κάλυψης του τομέα των 90^{o}. Συνεπώς, στρέφεται κατά μία θέση μόνο (M=1 και M=-1, π/16 εκατέρωθεν), αποφεύγοντας έτσι την εμφάνιση “grating

lobes”. Ακόμη, το επίπεδο του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών κυμαίνεται από -1dB έως -2.5dB περίπου.



Σχήμα 6.20. Εμφάνιση κενών γωνιακών τομέων μεταξύ των ενεργών, όπως προκύπτουν από τη διέγερση διαδοχικών υποσυστοιχιών της συστοιχίας των 32 διπόλων.



Σχήμα 6.21. Κάλυψη των κενών γωνιακών τομέων με την υλοποίηση επικαλυπτώμενων υποσυστοιχιών.

Τέλος, ακόμα αποτελεσματικότερη κάλυψη μπορεί να επιτευχθεί με την υλοποίηση ακόμα πυκνότερων υποσυστοιχιών, οι οποίες θα διαθέτουν περισσότερα κοινά στοιχεία (π.χ. A1-A8, A3-A10, κτλ). Αυτό όμως απαιτεί ακόμα μεγαλύτερη αύξηση της πολυπλοκότητας των κυκλωμάτων μεταγωγής. Επομένως, είναι απαραίτητος ένας συγκερασμός στη διαδικασία σχεδιασμού του συστήματος, ώστε να επιτυγχάνεται επαρκής κάλυψη του χώρου σύμφωνα με τις προδιαγραφές, αλλά και να διατηρείται η πολυπλοκότητα σε ανεκτά επίπεδα.

6.7. Σχεδιασμός Κυκλικής Συστοιχίας Τόξου Δακτυλίου Τροφοδοτούμενης από Πίνακα Butler

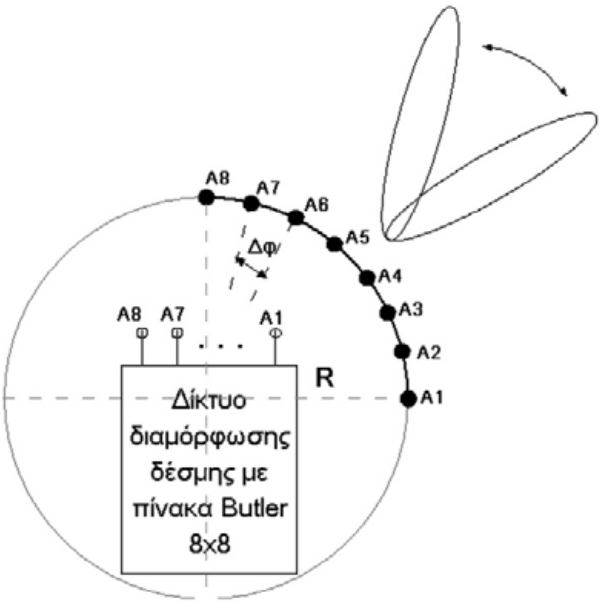
Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι συστοιχίες τύπου κυκλικού τόξου, οι οποίες καταλαμβάνουν ένα μόνο μέρος της κυκλικής περιφέρειας. Έτσι, εμφανίζουν ομοιότητες με τις αντίστοιχες υποσυστοιχίες μιας πλήρως κυκλικής συστοιχίας, χωρίς όμως να απαιτείται η μεταγωγή της διέγερσης. Η γεωμετρία τους προσφέρει μία αποτελεσματική λύση σε περιπτώσεις όπου απαιτείται συμμόρφωση μιας γραμμικής συστοιχίας με την κυκλική επιφάνεια πάνω στην οποία πρόκειται να τοποθετηθεί.

Επίσης, το βασικό τους πλεονέκτημα σε σχέση με τις αντίστοιχες γραμμικές, πέρα από την πιθανή αύξηση του γωνιακού τομέα κάλυψης, είναι η αποφυγή της πτώσης του μεγίστου των ακραίων δεσμών λόγω της επίδρασης του διαγράμματος ακτινοβολίας του απλού στοιχείου. Αυτό αποτρέπεται εξαιτίας της καμπύλης γεωμετρίας της συστοιχίας και εξηγείται αναλυτικότερα στις παραγράφους που περιγράφουν το σχεδιασμό πολυεδρικών συστοιχιών.

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής μελετήθηκαν διαφορετικές γεωμετρίες κυκλικής συστοιχίας τόξου δακτυλίου, οι οποίες παρατίθενται στις επόμενες υποενότητες.

6.7.1. Συστοιχία 8 Κεραιών Τόξου Δακτυλίου 90^o

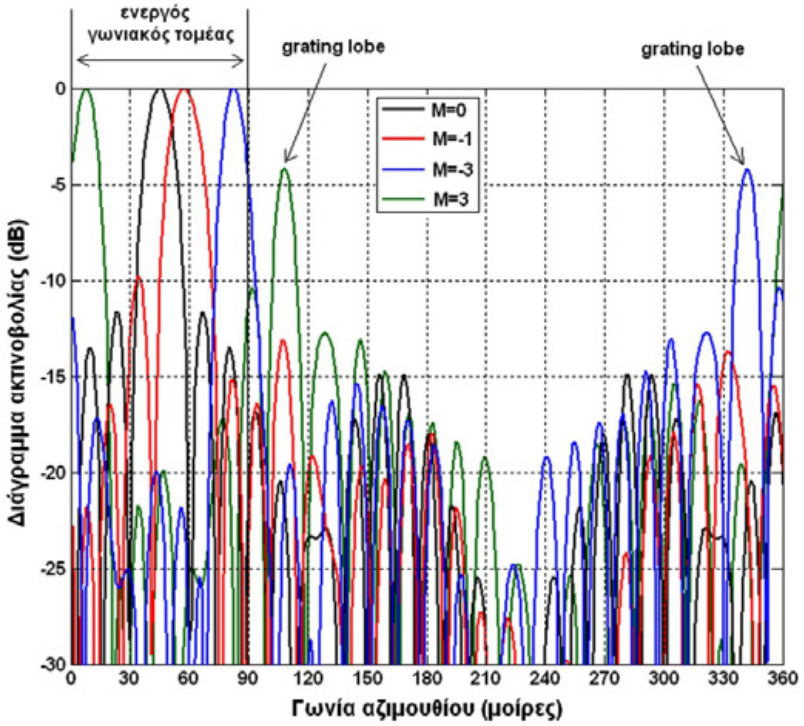
Η πρώτη συστοιχία τόξου δακτυλίου που μελετήθηκε είναι μία συστοιχία 8 κεραιών (διπόλων) η οποία καταλαμβάνει ένα κυκλικό τόξο δακτυλίου ίσο με 90^o. Το σχηματικό διάγραμμα του συστήματος φαίνεται στο Σχήμα 6.22. Η μόνη διαφορά με τη γεωμετρία της αντίστοιχης υποσυστοιχίας του Σχ.6.17 είναι ότι τώρα το στοιχείο A1 είναι τοποθετημένο στη γωνιακή θέση 0 και το στοιχείο A8 στη γωνιακή θέση π/2. Για το λόγο αυτό, για να διατηρηθεί η απόσταση d των διπόλων ίση με 0.5λ_o, η ακτίνα R του κυλίνδρου τίθεται ίση με 2.23λ_o. Επομένως, η συστοιχία καταλαμβάνει τώρα έναν πλήρη τομέα 90^o. Η μελέτη της όμως παρουσιάζει σημαντικές ομοιότητες με την περίπτωση της αντίστοιχης υποσυστοιχίας της προηγούμενης παραγράφου.



Σχήμα 6.22. Σχηματικό διάγραμμα συστοιχίας 8 κεραιών πάνω σε ένα τόξο δακτυλίου 90^o με d=0.5λ_o και R=2.23λ_o, τροφοδοτούμενης από δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με πίνακα Butler 8x8.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για ομοιόμορφη τροφοδοσία πλάτους των 7 ρυθμών φάσης (-3 έως +3) απεικονίζονται στο Σχήμα 6.23. Όπως φαίνεται, στρέφοντας τη δέσμη κατά τρεις θέσεις εκατέρωθεν της κεντρικής, επιτυγχάνεται κάλυψη ενός γωνιακού τομέα ίσου με 90^o, με την

εμφάνιση όμως “grating lobes” για τις ακραίες δέσμες. Το εύρος δέσμης μισής ισχύος είναι ίσο με 14^o, ενώ το σημείο τομής των διαδοχικών δεσμών είναι καλύτερο από -2dB. Όπως και πριν, στροφή της δέσμης κατά λιγότερες γωνιακές θέσεις οδηγεί στην εξάλειψη των “grating lobes”, μειώνει όμως παράλληλα και τον ενεργό τομέα κάλυψης. Μία λύση στο πρόβλημα είναι η εφαρμογή της μεταγωγής της διέγερσης, χρησιμοποιώντας ένα μικρότερο δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης και διακόπτες, όπως και στην περίπτωση της κυκλικής συστοιχίας των 360^o.

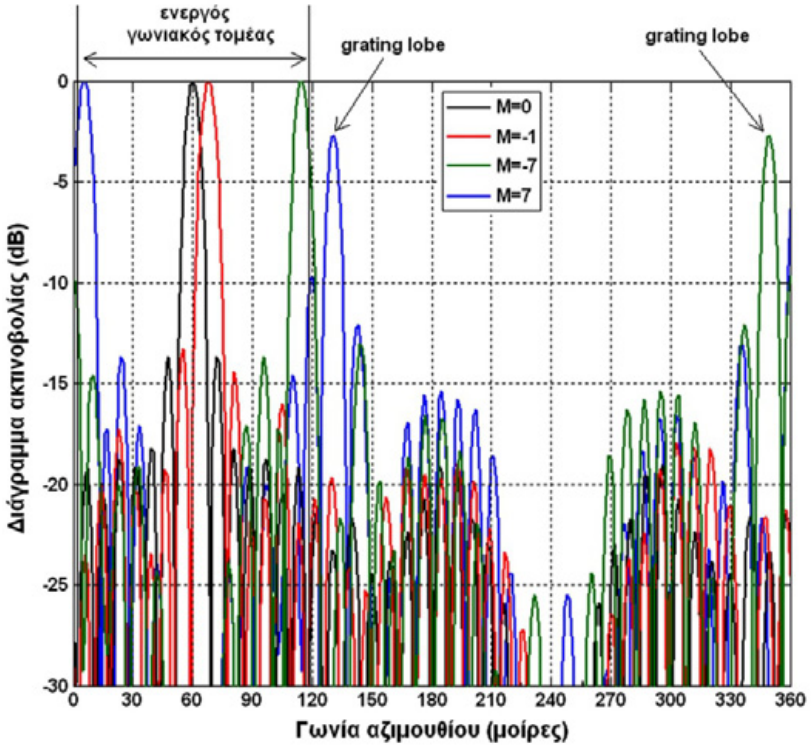


Σχήμα 6.23. Διαγράμματα ακτινοβολίας της συστοιχίας των 8 διπόλων τόξου δακτυλίου 90^o με $d=0.5\lambda_o$ και $R=2.23\lambda_o$, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση.

6.7.2. Συστοιχία 16 Κεραιών Τόξου Δακτυλίου 120^o

Η δεύτερη γεωμετρία που μελετήθηκε αποτελείται από μία συστοιχία 16 διπόλων, η οποία εκτείνεται σε ένα κυκλικό τόξο ίσο με 120^o. Η απόσταση των στοιχείων d είναι ίση με $0.5\lambda_o$ και η ακτίνα R ίση με $3.58\lambda_o$. Το δίκτυο τροφοδοσίας περιλαμβάνει έναν πίνακα Butler 16 εισόδων – 16 εξόδων, ενώ πραγματοποιείται ταυτόχρονη διέγερση 15 ρυθμών (-7 έως +7). Τα

αποτελέσματα της προσομοίωσης, για ομοιόμορφη τροφοδοσία πλάτους των ρυθμών φάσης, φαίνονται στο Σχήμα 6.24.



Σχήμα 6.24. Διαγράμματα ακτινοβολίας της συστοιχίας των 16 διπόλων τόξου δακτυλίου 120^{o} με d=0.5λ_o και R=3.58λ_o, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση.

Λόγω της αύξησης του πλήθους των ενεργών κεραιών, το εύρος δέσμης μισής ισχύος έχει μειωθεί στις 8^{o}. Επίσης, το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών είναι ίσο με -2.5dB. Όμως, παρόλο που η σάρωση της δέσμης δεν πραγματοποιείται στο μέγιστο βαθμό (M=±8), αλλά κατά μία θέση λιγότερο (M=±7), είναι και πάλι αναπόφευκτη η εμφάνιση ισχυρών “grating lobes” στην προσπάθεια κάλυψης ολόκληρου του γωνιακού τομέα των 120^{o}, όπως χαρακτηριστικά φαίνεται στο Σχ.6.24.

6.7.3. Συμπεράσματα

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τις δύο περιπτώσεις συστοιχιών τύπου τόξου δακτυλίου που εξετάστηκαν, είναι έως ένα βαθμό

ικανοποιητικά. Ιδιαίτερα για μικρές γωνίες στροφής, η παραμόρφωση της δέσμης αλλά και η επίδραση του διαγράμματος ακτινοβολίας του απλού στοιχείου είναι ανύπαρκτες.

Παρόλα αυτά, λόγω της πεπερασμένης κυκλικής γεωμετρίας, η στροφή της δέσμης σε μεγάλες γωνίες συνοδεύεται από την εμφάνιση ισχυρών “grating lobes”, όπως και στην περίπτωση των γραμμικών συστοιχιών. Επιπλέον, η μείωση της απόστασης των στοιχείων πάνω στην κυκλική περιφέρεια δεν έφερε τα αντίστοιχα αποτελέσματα, ως προς το επίπεδο των “grating lobes”, σε αντίθεση με τις αντίστοιχες γραμμικές συστοιχίες.

Όμως, ίσως η αποτελεσματικότερη μέθοδος είναι η εφαρμογή της τεχνικής της μεταγωγής της διέγερσης μεταξύ επικαλυπτώμενων (ή ακόμα και γειτονικών) υποσυστοιχιών, σε αντιστοιχία με τις κυκλικές συστοιχίες 360^{o}. Με τον τρόπο αυτό, η ακτινοβολούμενη δέσμη μπορεί να στρέφεται ελάχιστα ή και καθόλου, αποφεύγοντας έτσι φαινόμενα παραμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας, αλλά και μειώνοντας το επίπεδο των “grating lobes”.

Μία εναλλακτική γεωμετρία για τις κυκλικές συστοιχίες και τις συστοιχίες τόξου δακτυλίου αποτελούν οι πολυεδρικές, οι οποίες μελετώνται στις επόμενες παραγράφους.

6.8. Σχεδιασμός Πολυεδρικών Συστοιχιών Τροφοδοτούμενων από Πίνακα Butler

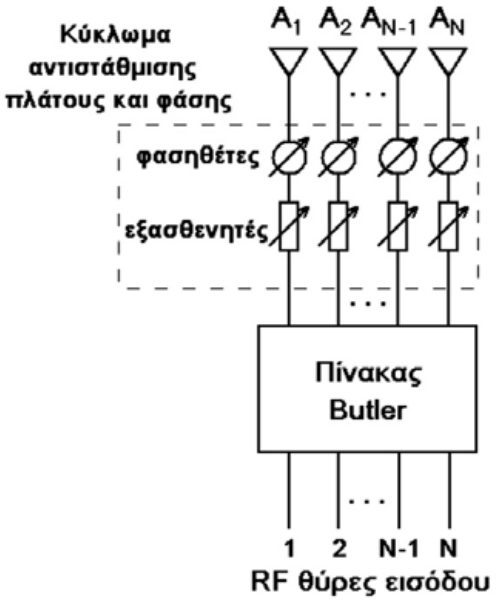
Μία ξεχωριστή κατηγορία σύμμορφων συστοιχιών αποτελούν οι πολυεδρικές συστοιχίες. Στην πραγματικότητα είναι μία προσέγγιση των αντίστοιχων κυκλικών ή τόξου δακτυλίου. Διαθέτουν όμως το πλεονέκτημα της κατασκευαστικής ευκολίας, καθώς μπορούν να υλοποιηθούν από τμήματα γραμμικών συστοιχιών/κεραιών. Ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα αποτελεί η ελευθερία στην επιλογή της κλίσης των εδρών, παράμετρος η οποία μπορεί να οδηγήσει σε αξιόλογη βελτίωση των χαρακτηριστικών

ακτινοβολίας. Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, μελετήθηκαν και προσομοιώθηκαν διαφορετικές γεωμετρίες μονοδιάστατων πολυεδρικών συστοιχιών οι οποίες τροφοδοτούνται από δίκτυα διαμόρφωσης δέσμης που βασίζονται στον πίνακα Butler.

Δύο είναι τα κύρια σημεία που πρέπει να σημειωθούν. Πρώτον, όπως έχει ήδη αναφερθεί, σε μία γραμμική συστοιχία το μέγιστο της δέσμης υποβιβάζεται καθώς αυτή στρέφεται σε μεγάλες γωνίες, εξαιτίας της επίδρασης του διαγράμματος ακτινοβολίας του απλού στοιχείου. Αυτό ισοδυναμεί με πτώση του κέρδους της συστοιχίας. Το φαινόμενο αποφεύγεται μόνο όταν το στοιχείο είναι πανκατευθυντικό. Αντίθετα, στις πολυεδρικές συστοιχίες, όπως και στις κυκλικές, το φαινόμενο αυτό δεν εμφανίζεται (ή μετριάζεται), καθώς υπάρχουν στοιχεία προσανατολισμένα σε γωνιακές κατευθύνσεις έτσι ώστε το μέγιστο του διαγράμματος ακτινοβολίας τους να συμπίπτει με το μέγιστο της ακτινοβολούμενης δέσμης. Η αποφυγή της πτώσης του μεγίστου του κυρίως λοβού ισοδυναμεί με σχετική αύξηση του κέρδους της δέσμης σε σχέση με την αντίστοιχη γραμμική συστοιχία. Δεύτερον, η τροφοδοσία που χρησιμοποιήθηκε δεν εφαρμόζει τη μέθοδο της ταυτόχρονης διέγερσης πολλαπλών θυρών του πίνακα Butler (πολυρυθμική συστοιχία), αλλά βασίζεται στη διέγερση μονής θύρας, όπως στις αντίστοιχες γραμμικές συστοιχίες. Όμως, εξαιτίας του διαφορετικού προσανατολισμού των στοιχείων είναι απαραίτητη η χρήση ενός κυκλώματος αντιστάθμισης, το οποίο θα παρέχει τις κατάλληλες διορθώσεις στο πλάτος και τη φάση των σημάτων τροφοδοσίας της συστοιχίας, ώστε όλα τα διαγράμματα ακτινοβολίας των στοιχείων να προστίθενται ισοφασικά και να δίνουν μέγιστο στην επιθυμητή γωνιακή κατεύθυνση. Το κύκλωμα αυτό θα μπορούσε να έχει τη μορφή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.25, χρησιμοποιώντας ελεγχόμενους εξασθενητές για τη διόρθωση στο πλάτος και ελεγχόμενους φασηθέτες για τη διόρθωση στη φάση των σημάτων,

αντίστοιχα. Επίσης, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένας δεύτερος πίνακας Butler συνδεδεμένος σε σειρά με τον πρώτο μέσω φασηθετών.

Στα παραδείγματα σχεδιασμού συστοιχιών που ακολουθούν, το κύκλωμα αντιστάθμισης θεωρείται δεδομένο, ενώ η έμφαση έχει δοθεί στη γεωμετρία της συστοιχίας και την κατανομή που παρέχει ο πίνακας Butler.



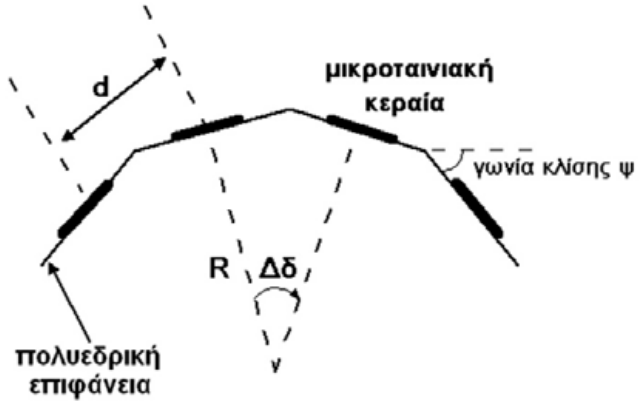
Σχήμα 6.25. Δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης πολυεδρικής συστοιχίας με πίνακα Butler και κύκλωμα αντιστάθμισης πλάτους και φάσης.

6.8.1. Σχεδιασμός Πολυεδρικής Συστοιχίας 4 Κεραιών

Η βασική γεωμετρία για τη συστοιχία των 4 κεραιών (στην περίπτωσή μας, μικροταινιακών) απεικονίζεται στο Σχήμα 6.26. Τα βασικότερα χαρακτηριστικά της είναι η ακτίνα R του εγγεγραμμένου νοητού κύκλου πάνω στον οποίο αναπτύσσεται η πολυεδρική γεωμετρία, η απόσταση d και η γωνιακή απόσταση Δδ των κεραιών, καθώς και η γωνία κλίσης ψ κάθε έδρας.

Το πρώτο παράδειγμα αφορά σε μία συστοιχία με συχνότητα λειτουργίας ίση με 10GHz, αποτελούμενη από ορθογωνικές μικροταινιακές κεραίες με απόσταση d ίση με μισό μήκος κύματος ελευθέρου χώρου ($\lambda_o/2$), γωνιακή απόσταση Δδ ίση με 20^o και ακτίνα κύκλου R ίση με $1.43\lambda_o$. Ο συνολικός τομέας έκτασης της συστοιχίας πάνω στο νοητό εγγεγραμμένο κύκλο είναι

ίσος με 60^o (3Δδ). Οι γωνίες κλίσης (ψ) των εδρών είναι ίσες με $\pm 10^o$ και $\pm 30^o$, αντίστοιχα. Τέλος, θεωρείται ότι τροφοδοτείται από ένα συμβατικό πίνακα Butler που παρέχει ομοιόμορφη τροφοδοσία πλάτους, σε συνδυασμό με το κύκλωμα αντιστάθμισης (Σχ.6.25).

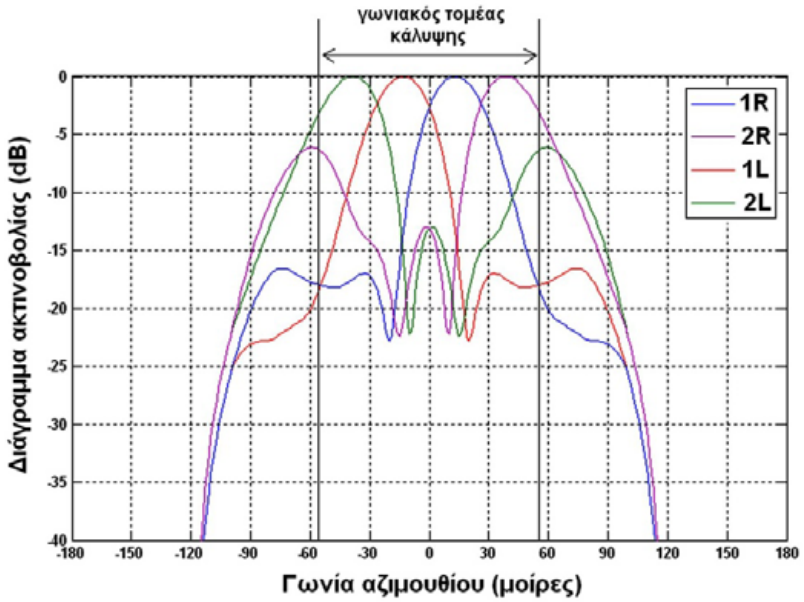


Σχήμα 6.26. Βασική γεωμετρία μιας πολυεδρικής συστοιχίας 4 κεραιών με ένα στοιχείο ανά έδρα.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στο Σχήμα 6.27. Είναι ξεκάθαρο ότι η πτώση του μεγίστου των ακραίων δεσμών αποφεύγεται, εξαιτίας του προσανατολισμού των ακραίων κεραιών σε γωνιακές κατευθύνσεις παράλληλες ή κοντινές με τον προσανατολισμό της δέσμης. Ειδικότερα, καθώς αναμένεται οι ακραίες δέσμες να στραφούν περίπου στις $\pm 40^o$, πρέπει ο τομέας στον οποίο εκτείνεται η συστοιχία να μην απέχει πολύ σε έκταση από τον γωνιακό τομέα κάλυψης και παράλληλα, να υπάρχει κεραία με το μέγιστό της προσανατολισμένο σε κοντινές γωνιακές κατευθύνσεις ή να συμπίπτει επακριβώς με τη μέγιστη γωνία προσανατολισμού της συστοιχίας. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η μείωση του μεγίστου των ακραίων δεσμών. Παρόλα αυτά, καθώς ο προσανατολισμός των ακραίων στοιχείων είναι στις $\pm 30^o$, εμφανίζεται μία μικρή άνοδος των πλευρικών λοβών που ισοδυναμεί με σχετική πτώση του μεγίστου. Έτσι, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών (SLL) κυμαίνεται από -17dB για τις κεντρικές δέσμες (1R,1L) έως -13dB περίπου για τις ακραίες

(4R,4L). Ακόμη, ο συνολικός γωνιακός τομέας κάλυψης εκτείνεται στις 110^o, το εύρος δέσμης είναι ίσο με 30^o περίπου, ενώ το επίπεδο του σημείου τομής των διαδοχικών δεσμών (CL) είναι ίσο με -2.5dB περίπου. Επιπλέον, οι δέσμες εμφανίζουν μία σχετική ορθογωνιότητα, καθώς στο σημείο μεγίστου κάθε μιας όλες οι υπόλοιπες έχουν ένα κέρδος χαμηλότερο από -10dB.

Από την άλλη πλευρά όμως, εμφανίζονται ισχυροί “grating lobes” (κοντά στα -6dB), καθώς υπάρχουν κεραίες προσανατολισμένες προς τις συμμετρικές κατευθύνσεις από αυτές του μεγίστου, λόγω της συμμετρίας της γεωμετρίας. Το γεγονός αυτό αποτελεί ίσως και το μοναδικό μειονέκτημα της συστοιχίας, μπορεί να λυθεί όμως, όπως περιγράφεται στο επόμενο παράδειγμα.



Σχήμα 6.27. Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πολυεδρική συστοιχία των 4 μικροταινιακών κεραιών με $d=\lambda_o/2$, $\Delta\delta=20^o$, $R=1.43\lambda_o$ και συνολικό τομέα έκτασης ίσο με 60^o.

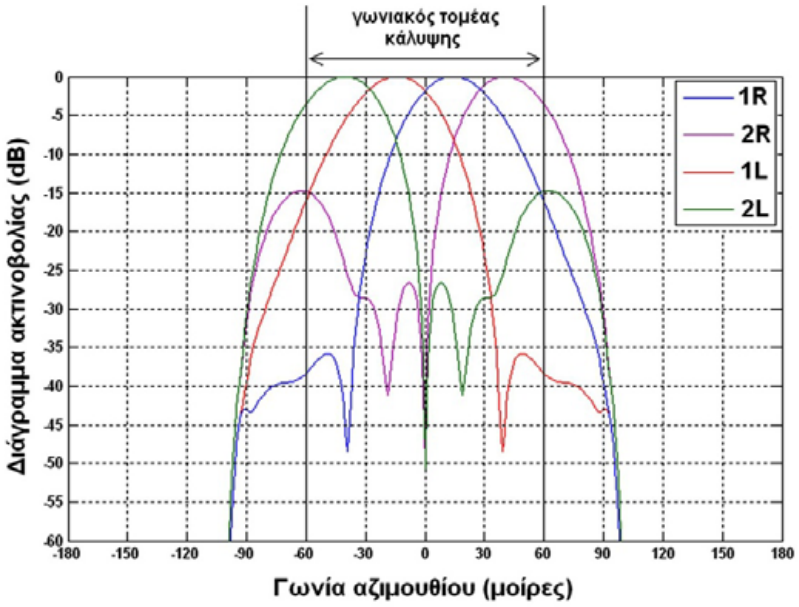
Προκειμένου να βελτιωθούν κάποια από τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας είναι ανάγκη να μεταβληθούν ορισμένες βασικές παράμετροι της συστοιχίας. Έτσι, ο νέος σχεδιασμός περιλαμβάνει μία συστοιχία όπου η απόσταση των κεραιών d έχει γίνει ίση με $0.4\lambda_o$ και η ακτίνα R του κύκλου ίση με $3.43\lambda_o$, στη

συχνότητα λειτουργίας των 10GHz. Από την άλλη πλευρά, η γωνιακή απόσταση Δδ των κεραιών έχει γίνει ίση με 6.67^{o}, εκτείνοντας τη συστοιχία σε έναν τομέα ίσο με 20^{o}, ενώ οι γωνίες κλίσης των εδρών (ψ) είναι ίσες με $\pm 3.34^{o}$ και $\pm 10^{o}$. Παρόλο που ο τομέας έκτασης της συστοιχίας έχει μειωθεί, αυτό δεν έχει σημαντικές επιπτώσεις στο συνολικό γωνιακό τομέα κάλυψης, όπως θα φανεί και από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Αντίθετα, σημαντικότερες επιδράσεις έχουν ο προσανατολισμός των ακραίων στοιχείων και η απόσταση των κεραιών. Τέλος, για την τροφοδοσία της συστοιχίας εφαρμόζεται μία κατανομή τύπου Chebyshev -30dB, η οποία μπορεί να δημιουργηθεί από έναν ασύμμετρο πίνακα Butler, όπως αυτός περιγράφηκε στο Κεφ.4.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης απεικονίζονται στο Σχήμα 6.28. Αρχικά, επιβεβαιώνεται η ύπαρξη χαμηλών πλευρικών λοβών, οι οποίοι ακόμα και για τις ακραίες δέσμες παραμένουν χαμηλότερα των -25dB, παρά τη σχετική αύξησή τους εξαιτίας της σχετικά μικρής κλίσης των εδρών και του περιορισμένου τομέα έκτασης της συστοιχίας. Επιπλέον, λόγω της μείωσης της απόστασης μεταξύ των στοιχείων, ο γωνιακός τομέας κάλυψης έχει αυξηθεί, φτάνοντας τις 120^{o}, ενώ το εύρος των δεσμών αγγίζει τις 40^{o}. Ακόμη, το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών είναι καλύτερο από -2dB, ενώ οι δέσμες δεν είναι ορθογώνιες μεταξύ τους. Όμως, η πιο κρίσιμη επίδραση της μείωσης της απόστασης έχει να κάνει με το επίπεδο των “grating lobes”, οι οποίοι τώρα διατηρούνται χαμηλότερα από -15dB, μέσα στον ορατό γωνιακό τομέα κάλυψης.

Όπως και στις γραμμικές συστοιχίες, η απόσταση των κεραιών μπορεί να μειωθεί περαιτέρω, με σκοπό την επιπλέον μείωση του επιπέδου των “grating lobes” (π.χ. στο επίπεδο των πλευρικών λοβών). Η κίνηση αυτή όμως αυξάνει την αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των στοιχείων, το εύρος των δεσμών και το επίπεδο των πλευρικών λοβών. Επομένως, μία προσεκτική επιλογή και

ένας συγκερασμός μεταξύ των παραμέτρων και των επιπτώσεών τους είναι απαραίτητος.



Σχήμα 6.28. Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πολυεδρική συστοιχία των 4 μικροταινιακών κεραιών με $d=0.4\lambda_o$, $\Delta\delta=6.67^o$, $R=3.43\lambda_o$ και συνολικό τομέα έκτασης ίσο με 20^o.

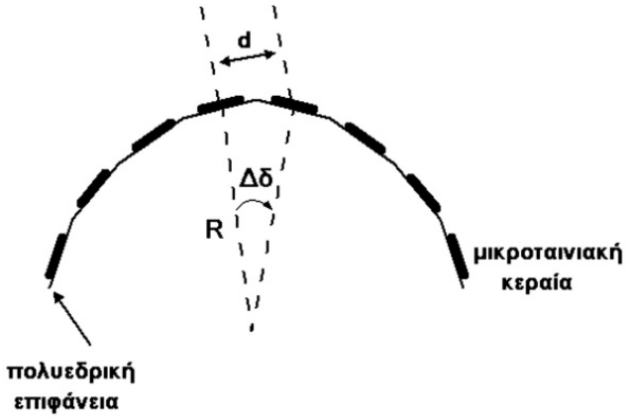
Τέλος, πρέπει να τονιστεί ότι η αύξηση της κλίσης των εδρών δεν αποτελεί πανάκεια, καθώς δεν οδηγεί πάντα σε θετικά αποτελέσματα. Αυτό οφείλεται στην εμφάνιση του φαινομένου της σκίασης και στον εξαναγκασμό των ακραίων στοιχείων για προσανατολισμό σε μεγάλες γωνίες, όπως αναφέρθηκε και στις συστοιχίες τόξου δακτυλίου.

6.8.2. Σχεδιασμός Πολυεδρικής Συστοιχίας 8 Κεραιών

Όπως είναι φυσικό, η επόμενη προσπάθεια σχεδιασμού έχει να κάνει με μία συστοιχία 8 μικροταινιακών κεραιών, με μία κεραία ανά έδρα. Η βασική της γεωμετρία φαίνεται στο Σχήμα 6.29.

Η επιλογή των βασικών παραμέτρων της γεωμετρίας έγινε με κριτήριο τη βελτίωση των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας της συστοιχίας. Έτσι, η γωνιακή απόσταση Δδ των κεραιών ορίζεται ίση με 12.86^o, εκτείνοντας τη συστοιχία

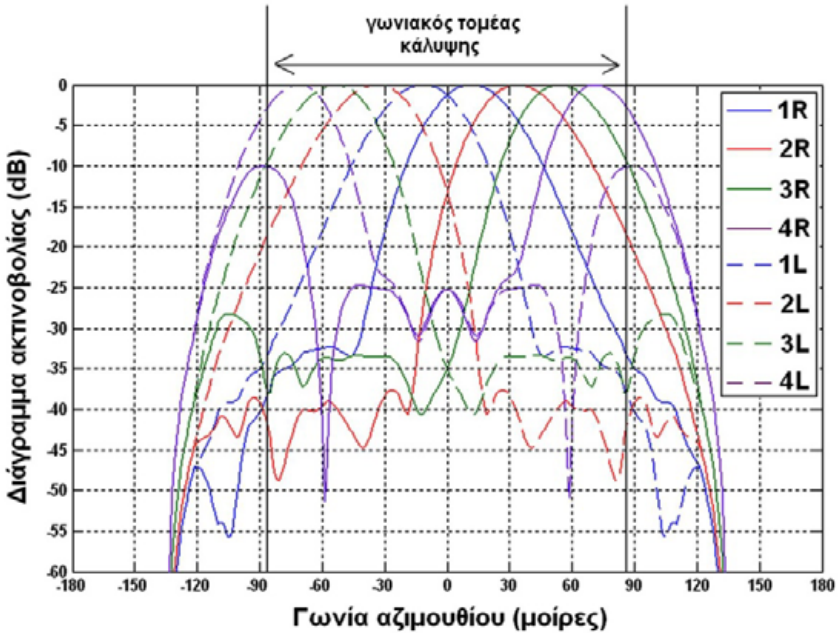
σε έναν τομέα ίσο με 90^o, ενώ οι γωνίες κλίσης των εδρών (ψ) είναι ίσες με $\pm 6.43^o$, $\pm 19.29^o$, $\pm 32.15^o$ και $\pm 45^o$, αντίστοιχα. Η απόσταση των κεραιών d ορίστηκε ίση με $0.261\lambda_o$, προκειμένου να κρατηθεί το επίπεδο των "grating lobes" χαμηλότερα των -10dB, ενώ η ακτίνα R του κύκλου προκύπτει ίση με $1.17\lambda_o$, στη συχνότητα των 10GHz. Για την τροφοδοσία επιλέχθηκε και πάλι μία κατανομή Chebyshev -30dB.



Σχήμα 6.29. Βασική γεωμετρία μιας πολυεδρικής συστοιχίας 8 κεραιών με ένα στοιχείο ανά έδρα.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης απεικονίζονται στο Σχήμα 6.30. Αρχικά παρατηρεί κανείς ότι ο γωνιακός τομέας κάλυψης της συστοιχίας έχει αυξηθεί σημαντικά, φτάνοντας τις 170^o, ενώ το εύρος δέσμης φτάνει τις 35^o, εξαιτίας της σημαντικής μείωσης της απόστασης των κεραιών. Επίσης, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών κυμαίνεται από -33dB για τις κεντρικές δέσμες (1R,1L) έως -25dB για τις ακραίες (4R,4L). Η αύξηση αυτή είναι ανεκτή και όπως και προηγουμένως, οφείλεται στο γεγονός ότι ο γωνιακός τομέας κάλυψης εκτείνεται σε μεγαλύτερες γωνίες από τον τομέα που καταλαμβάνει η συστοιχία. Επομένως, η δέσμη στρέφεται σε μεγαλύτερες γωνίες από τις γωνίες μεγίστου των ακραίων στοιχείων. Έτσι, υπάρχει μία σχετική πτώση του μεγίστου της δέσμης έναντι των πλευρικών λοβών, η οποία μεταφράζεται σε σχετική αύξηση του επιπέδου τους. Ακόμη, το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών είναι ίσο με -1dB, ενώ το επίπεδο των "grating lobes" διατηρείται

χαμηλότερο από -10dB. Επιπλέον, όπως αναμενόταν, η ορθογωνιότητα των δεσμών έχει καταργηθεί για τις άμεσα γειτονικές δέσμες, ενώ ισχύει για τις υπόλοιπες.



Σχήμα 6.30. Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πολυεδρική συστοιχία των 8 μικροταινιακών κεραιών με $d=0.261\lambda_o$, $\Delta\delta=12.86^o$, $R=1.17\lambda_o$ και συνολικό τομέα έκτασης ίσο με 90^o.

Τέλος, πρέπει να αναφερθεί ότι σε περίπτωση όπου οι ακραίες δέσμες 4R και 4L δεν ικανοποιούν τις προδιαγραφές ως προς το επίπεδο των πλευρικών λοβών και των “grating lobes”, μπορούν να εξαιρεθούν από το σύστημα. Από το Σχ.6.30 φαίνεται ότι οι δέσμες 3R και 3L διαθέτουν ικανοποιητικά χαρακτηριστικά, με επίπεδο δευτερευόντων λοβών κοντά στα -35dB, ενώ το επίπεδο των “grating lobes” είναι καλύτερο από -28dB. Η μόνη αρνητική επίπτωση είναι η μείωση του γωνιακού τομέα κάλυψης, ο οποίος γίνεται ίσος με 150^o. Όμως, ακόμα και αυτή η τιμή είναι ικανοποιητική για τις περισσότερες εφαρμογές.

Συνοψίζοντας, παρά τα όποια μειονεκτήματα, τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά και δείχνουν ότι η χρήση μιας πολυεδρικής συστοιχίας 8 κεραιών με τροφοδοσία πίνακα Butler αποτελεί μία καλή επιλογή για κάθε

είδους σύστημα εκπομπής/λήψης. Με βάση το γεγονός αυτό, η μελέτη επεκτείνεται σε συστοιχίες 16 κεραιών, όπως παρουσιάζεται στην επόμενη παράγραφο.

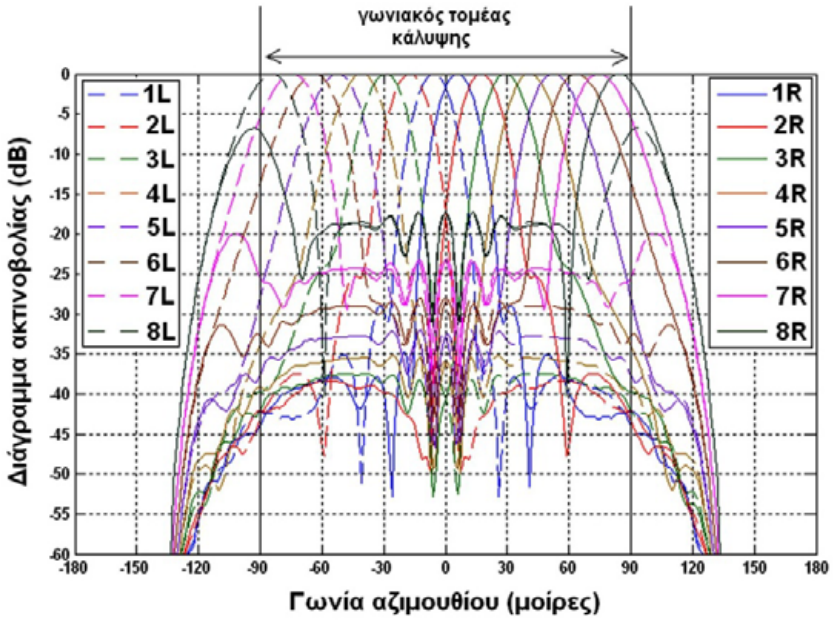
6.8.3. Σχεδιασμός Πολυεδρικής Συστοιχίας 16 Κεραιών

Παρόλο που οι πίνακες Butler 16 εισόδων – 16 εξόδων δεν είναι πολύ δημοφιλείς, εξαιτίας της πολυπλοκότητάς τους, στην παράγραφο αυτή μελετάται η περίπτωση μιας πολυεδρικής συστοιχίας 16 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με τροφοδοσία πίνακα Butler 16x16.

Έτσι, με βάση όλα τα προηγούμενα, η συστοιχία εκτείνεται σε έναν τομέα 90^o, με γωνιακή απόσταση των στοιχείων Δδ ίση με 6^o. Προκειμένου να διατηρηθεί η ισχύς των "grating lobes" σε σχετικά χαμηλά επίπεδα, η απόσταση των στοιχείων d πάνω στο νοητό κύκλο ορίστηκε ίση με $0.315\lambda_o$ και η ακτίνα R του κύκλου ίση με $3\lambda_o$. Οι γωνίες κλίσης (ψ) των εδρών είναι ίσες με $\pm3^o$, $\pm9^o$, $\pm15^o$, $\pm21^o$, $\pm27^o$, $\pm33^o$, $\pm39^o$ και $\pm45^o$, αντίστοιχα. Η κατανομή τροφοδοσίας είναι πάλι τύπου Chebyshev -30dB.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, για συχνότητα λειτουργίας ίση με 10GHz, φαίνονται στο Σχήμα 6.31. Όπως φαίνεται, ο συνολικός γωνιακός τομέας κάλυψης μπορεί να φτάσει τις 180^o, ενώ το εύρος των δεσμών κυμαίνεται από 15^o έως 20^o περίπου. Επίσης, το σημείο τομής διαδοχικών δεσμών είναι καλύτερο από -1dB. Ακόμη, για τις κεντρικές δέσμες το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών είναι χαμηλότερο από -35dB, ενώ λόγω της μεγάλης έκτασης του γωνιακού τομέα κάλυψης, οι δέσμες με μεγάλες γωνίες προσανατολισμού εμφανίζουν υψηλότερο επίπεδο πλευρικών λοβών, για τους λόγους που έχουν εξηγηθεί. Ειδικά για τις ακρότατες δέσμες 8R και 8L, το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών φτάνει τα -18dB, ενώ παράλληλα οι "grating lobes" είναι αρκετά ισχυροί, αγγίζοντας τα -7dB μέσα στο γωνιακό τομέα κάλυψης. Όμως, αυτές οι δέσμες μπορούν να εξαιρεθούν και πάλι, διατηρώντας ως ακραίες δέσμες τις 7R και 7L αντίστοιχα, οι οποίες διαθέτουν

ένα επίπεδο πλευρικών λοβών ίσο με -24dB περίπου, ενώ οι “grating lobes” παραμένουν χαμηλότερα από -20dB. Τέλος, ο γωνιακός τομέας κάλυψης σε αυτήν την περίπτωση παραμένει σε υψηλές τιμές, φτάνοντας τις 170^{o}.



Σχήμα 6.31. Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πολυεδρική συστοιχία των 16 μικροταινιακών κεραιών με $d=0.315\lambda_o$, $\Delta\delta=6^{o}$, $R=3\lambda_o$ και συνολικό τομέα έκτασης ίσο με 90^{o}.

6.8.4. Συμπεράσματα

Η μελέτη των μονοδιάστατων πολυεδρικών συστοιχιών έδειξε ότι μπορούν να αποτελέσουν σημαντικές εναλλακτικές επιλογές, έναντι των αντίστοιχων γραμμικών. Τα κυριότερα πλεονεκτήματά τους αποτελούν η αύξηση του γωνιακού τομέα κάλυψης και η αποφυγή ή ο μετριασμός της πτώσης του μεγίστου των ακραίων δεσμών. Από την άλλη πλευρά, είναι δυσκολότερες στην κατασκευή, όχι όμως όσο οι αντίστοιχες κυκλικές. Η τελική επιλογή έχει να κάνει με τις προδιαγραφές, αλλά και το ανεκτό επίπεδο πολυπλοκότητας και κόστους του συστήματος.

6.9. Σύνοψη Εργασιών

Στο κεφάλαιο αυτό μελετήθηκαν σύμμορφες γεωμετρίες κεραιών, με έμφαση στις κυκλικές τύπου δακτυλίου 360^{o}, τόξου δακτυλίου και πολυεδρικές. Το κύριό τους χαρακτηριστικό είναι η τροφοδοσία που βασίζεται στον πίνακα Butler, ο οποίος μπορεί να σχεδιαστεί με βάση όσα έχουν αναφερθεί σε προηγούμενα κεφάλαια.

Η μελέτη των συστημάτων ξεκίνησε από την επαλήθευση ήδη γνωστών αποτελεσμάτων, προσθέτοντας και νέα στοιχεία, όπως η εφαρμογή της μεταγωγής της διέγερσης και η τροφοδοσία με ασύμμετρα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler, τα οποία σχεδιάστηκαν στην παρούσα διατριβή.

Εξετάστηκαν διαφορετικές περιπτώσεις, με σκοπό την όσο το δυνατόν πιο ολοκληρωμένη κάλυψη του θέματος. Τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά, τόσο για τις κυκλικές όσο και για τις πολυεδρικές συστοιχίες και δίνουν τροφή για περαιτέρω μελέτη και ανάπτυξη παρόμοιων συστημάτων, τα οποία προσφέρουν σημαντικά πλεονεκτήματα σε πολλές εφαρμογές.

Κεφάλαιο 7

Μικροκυματική Διαμόρφωση Δέσμης σε Ραδιοσυχνοτικά Συστήματα Κεραιών Ευρείας Ζώνης

7.1. Εισαγωγή

Μία από τις πιο επιτακτικές ανάγκες στα σύγχρονα συστήματα είναι η δυνατότητα λειτουργίας ευρείας (*wideband*) ή ακόμα και υπέρ-ευρείας (*ultra-wideband, UWB*) ζώνης, η οποία απαιτεί λειτουργία που φτάνει τις αρκετές οκτάβες. Η δυνατότητα αυτή προσφέρει πολλαπλά πλεονεκτήματα στα ηλεκτρομαγνητικά συστήματα εκπομπής/λήψης. Για παράδειγμα, στα συστήματα επικοινωνιών προσφέρει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης πληροφορίας, ενώ στα συστήματα Radar ευνοεί την πολυλειτουργικότητα (*multifunction Radars*) και την απεικόνιση υψηλής ανάλυσης (*high resolution imaging*).

Σε γενικές γραμμές, η λειτουργία ευρείας ζώνης ενός συστήματος βασίζεται στην ύπαρξη διατάξεων και υποσυστημάτων ευρείας ζώνης, όπως κεραίες, ενισχυτές, κτλ. Μία από τις σημαντικότερες διατάξεις ενός συστήματος εκπομπής/λήψης αποτελεί το υποσύστημα των κεραιών του, το οποίο στα περισσότερα σύγχρονα συστήματα απαρτίζεται από συστοιχίες φάσης ή κεραίες πολλαπλών δεσμών. Παράλληλα, η καρδιά κάθε

συστήματος κεραιών με δυνατότητες ηλεκτρονικού προσανατολισμού της δέσμης είναι το δίκτυο τροφοδοσίας (ή δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης). Συνεπώς, ο σχεδιασμός μιας συστοιχίας φάσης με λειτουργία ευρείας ζώνης στηρίζεται σε μεγάλο ποσοστό στο σχεδιασμό ενός ευρείας ζώνης δικτύου διαμόρφωσης δέσμης. Σε πολλές εφαρμογές, η υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων διαμόρφωσης δέσμης και συστοιχιών φάσης έχει βασισθεί στο σχεδιασμό διατάξεων ευρείας ζώνης (όπως οι κατευθυντικοί συζεύκτες και οι διαιρέτες ισχύος), με συμβατικές ή καινοτόμες τεχνικές, οι οποίες παρουσιάζουν πλεονεκτήματα, αλλά και σημαντικά μειονεκτήματα [130-136]. Επίσης, έχουν χρησιμοποιηθεί διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου (*True-Time Delay, TTD*) [1-2, 56, 137-138].

Βέβαια, εκτός από το δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης, απαιτούνται και κεραίες ευρείας ζώνης, κατάλληλες για να υποστηρίζουν την ευρυζωνική λειτουργία του συστήματος. Μία ειδική κατηγορία κεραιών υπερ-ευρείας ζώνης αποτελούν οι συχνοτικά ανεξάρτητες κεραίες (*Frequency Independent Antennas*) [4-5, 10, 19]. Ακόμη, κάποιες από τις ευρύτερα χρησιμοποιούμενες κεραίες ευρείας και υπέρ-ευρείας ζώνης είναι οι λογαριθμικές (*log-periodic*), ελικοειδείς, σπειροειδείς, τύπου Vivaldi, κ.ά. Περισσότερες πληροφορίες μπορεί κανείς να βρει στη σχετική βιβλιογραφία [4-5, 10, 19].

Όμως, στην παρούσα διατριβή εφαρμόζεται μία νέα πρωτότυπη τεχνική που προέρχεται από το πεδίο της Μικροκυματικής Φωτονικής (*Microwave Photonics*) [47-52, 139]. Εκεί, χρησιμοποιούνται υψηλής συχνότητας οπτικά σήματα για τη διαμόρφωση, μετάδοση και επεξεργασία σημάτων μικροκυματικής συχνότητας. Λόγω της εξαιρετικά υψηλής συχνότητας (που φτάνει τις εκατοντάδες THz), ακόμα και για πολύ μικρό κλασματικό (*fractional*) εύρος ζώνης, τα οπτικά σήματα παρέχουν ένα εγγενές μεγάλο εύρος ζώνης, που φτάνει τις αρκετές εκατοντάδες GHz, για τα σχετικώς αρκετά μικρότερης συχνότητας μικροκυματικά σήματα. Κατά συνέπεια, παρέχεται λειτουργία υπερ-ευρείας ζώνης στα μικροκυματικά σήματα, με

όλα τα προαναφερθέντα πλεονεκτήματα. Επιπρόσθετα, η χρήση οπτικών σημάτων για τη μετάδοση της πληροφορίας μειώνει τις απώλειες διάδοσης.

Με βάση όλα τα παραπάνω, γίνεται μία προσπάθεια εφαρμογής της παραπάνω τεχνικής σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων. Έτσι, στην περίπτωσή μας, ως φέροντα υψίσυχνα σήματα χρησιμοποιούνται σήματα μικροκυματικών συχνοτήτων, τα οποία διαμορφώνονται και χρησιμοποιούνται για την επεξεργασία σημάτων ραδιοσυχνοτήτων (*Radiofrequency, RF*), αρκετά χαμηλότερης συχνότητας.

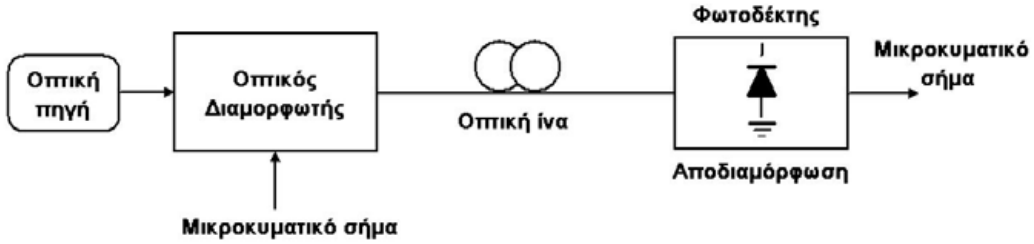
Τα οφέλη από την εφαρμογή της τεχνικής είναι πολλαπλά. Κατ'αρχήν, αποφεύγεται η χρήση οποιασδήποτε μεθόδου σχεδιασμού ευρυζωνικών διατάξεων, απλοποιώντας έτσι τη διαδικασία και μειώνοντας τη σχεδιαστική πολυπλοκότητα του συστήματος. Επιπλέον, μπορεί να υλοποιηθεί λειτουργία ευρείας ζώνης με καθυστέρηση πραγματικού χρόνου (*True-Time Delay, TTD*), η οποία είναι επιθυμητή στα περισσότερα σύγχρονα συστήματα. Επίσης, επιτυγχάνεται σημαντική μείωση του μεγέθους/όγκου του συστήματος, καθώς οι διατάξεις που λειτουργούν σε υψηλότερες συχνότητες διαθέτουν εν γένει και μικρότερο μέγεθος. Ακόμη, με τη χρήση υψίσυχνων σημάτων που φέρουν τα σήματα ραδιοσυχνότητας, επιτυγχάνεται ανοσία στις ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (*Electromagnetic Interference, EMI*) ραδιοσυχνοτήτων, η οποία είναι εξαιρετικά σημαντική σε εμπορικά και κυρίως αμυντικά συστήματα, όπως συστήματα ηλεκτρονικού πολέμου (*EW*), αντιμέτρων (*ECM, ECCM*), κ.ά. Το μοναδικό μειονέκτημα της τεχνικής έγκειται στη σχετική αύξηση της πολυπλοκότητας, εξαιτίας της ύπαρξης των κυκλωμάτων μετατροπής (προς τα άνω και προς τα κάτω, αντίστοιχα) της συχνότητας, τα οποία απαιτούνται για τη διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση των μικροκυματικών σημάτων.

Εν τέλει, το πρώτο μέρος του κεφαλαίου παρουσιάζει συνοπτικά τις βασικές τεχνικές που χρησιμοποιούνται στα συστήματα κεραιών μικροκυματικής φωτονικής και τις αντίστοιχες που προτείνονται στην

παρούσα εργασία για το σχεδιασμό ραδιοσυχνοτικών συστοιχιών φάσης. Στο υπόλοιπο μέρος του κεφαλαίου παρατίθεται αρχικά ο σχεδιασμός και η προσομοίωση ενός συστήματος ραδιοσυχνοτήτων-μικροκυμάτων με δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης τύπου πίνακα Butler. Ακολούθως, παρουσιάζεται η υλοποίηση ενός δικτυώματος τύπου πίνακα Butler στη ζώνη X (8-12GHz) και μελετάται η δυνατότητα χρήσης του σε ραδιοσυχνοτικές συστοιχίες φάσης ευρείας ζώνης. Τέλος, γίνεται μια προσπάθεια επέκτασης της τεχνικής στα μιλλιμετρικά κύματα (*mm-waves*) με σκοπό την αύξηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης, αλλά και τη δυνατότητα εφαρμογής της μεθόδου σε μικροκυματικά συστήματα κεραιών με μιλλιμετρική διαμόρφωση δέσμης.

7.2. Συστήματα Κεραιών Μικροκυματικής Φωτονικής

Ένα γενικό σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος ζεύξης μικροκυματικής φωτονικής φαίνεται στο Σχήμα 7.1. Όπως παρατηρεί κανείς, ένα μικροκυματικό σήμα διαμορφώνει ένα οπτικό φέρον και το διαμορφωμένο οπτικό σήμα διαδίδεται μέσω της οπτικής ίνας. Αφού φτάσει στο δέκτη, το οπτικό σήμα αποδιαμορφώνεται μέσω ενός φωτοδέκτη (φωτοδίοδος), λαμβάνοντας τελικά το μικροκυματικό σήμα, το οποίο αποτελεί και την πληροφορία. Έτσι, γενικά διατηρείται η αρχή λειτουργίας ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος.



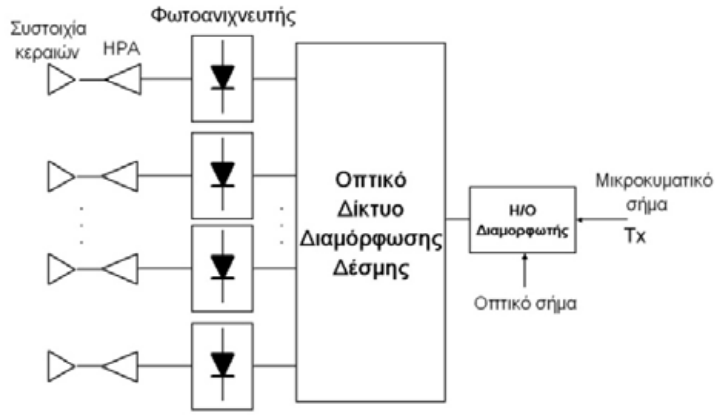
Σχήμα 7.1. Γενικό σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος ζεύξης μικροκυματικής φωτονικής [47].

Επιπρόσθετα, οι εφαρμογές της μικροκυματικής φωτονικής στα συστήματα κεραιών και ιδιαίτερα στις συστοιχίες φάσης είναι σημαντικές [1-

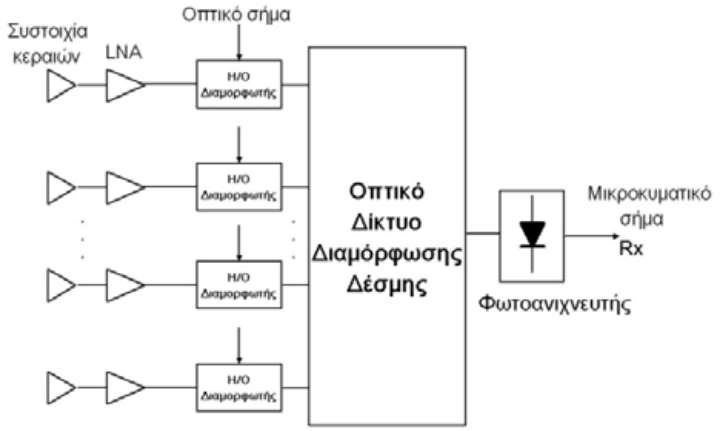
2, 47-52, 140-150]. Ένα μεγάλο ποσοστό από αυτές επικεντρώνεται στην οπτική/φωτονική διαμόρφωση δέσμης μικροκυματικών συστημάτων κεραιών [140-148], η οποία παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Η λειτουργία της παρατίθεται εν συντομία στην επόμενη παράγραφο.

7.2.1. Οπτική Διαμόρφωση Δέσμης Μικροκυματικής Συστοιχίας Φάσης

Η οπτική (ή φωτονική) διαμόρφωση δέσμης (*optical/photonic beamforming*) αποτελεί μία πολλά υποσχόμενη τεχνική για τις ευρυζωνικές μικροκυματικές συστοιχίες φάσης [1, 2, 47-55, 140-148]. Το Σχήμα 7.2 απεικονίζει δύο γενικά σχηματικά διαγράμματα μικροκυματικών συστοιχιών φάσης με οπτική διαμόρφωση δέσμης.



(α)



(β)

Σχήμα 7.2. Γενικά σχηματικά διαγράμματα μικροκυματικών συστοιχιών φάσης με οπτική διαμόρφωση δέσμης. (α) Σύστημα εκπομπής, (β) Σύστημα λήψης.

Η βασική λειτουργία της τεχνικής στηρίζεται στη διαμόρφωση ενός οπτικού σήματος από ένα μικροκυματικό, όπου το οπτικό σήμα λειτουργεί ως σήμα τοπικού ταλαντωτή (φέρον). Το διαμορφωμένο οπτικό σήμα διαχωρίζεται στη συνέχεια σε πολλαπλά κανάλια και υποβάλλεται στην κατάλληλη επεξεργασία από οπτικές (φωτονικές) διατάξεις, προσφέροντας λειτουργία ευρείας ζώνης στη μικροκυματική συνιστώσα του, ενώ εν τέλει αποδιαμορφώνεται πριν τροφοδοτήσει τη συστοιχία ή οδηγηθεί προς το δέκτη, αντίστοιχα.

Η οπτική διαμόρφωση δέσμης προσφέρει μια σειρά από πλεονεκτήματα, μερικά από τα οποία έχουν ήδη αναφερθεί, όπως η ατρωσία σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, το μειωμένο μέγεθος και βάρος, αλλά και οι μειωμένες απώλειες. Υλοποιώντας οπτική διαμόρφωση δέσμης σε μία μικροκυματική συστοιχία φάσης επιτυγχάνεται ηλεκτρονικός προσανατολισμός της δέσμης με καθυστέρηση πραγματικού χρόνου (*TTD*), κάτι που απαλλάσσει από την εμφάνιση του φαινομένου του “στραβισμού”, το οποίο εμφανίζεται σε συστοιχίες φάσης ευρείας ζώνης.

“Στραβισμός” της Δέσμης και Καθυστέρηση Πραγματικού Χρόνου

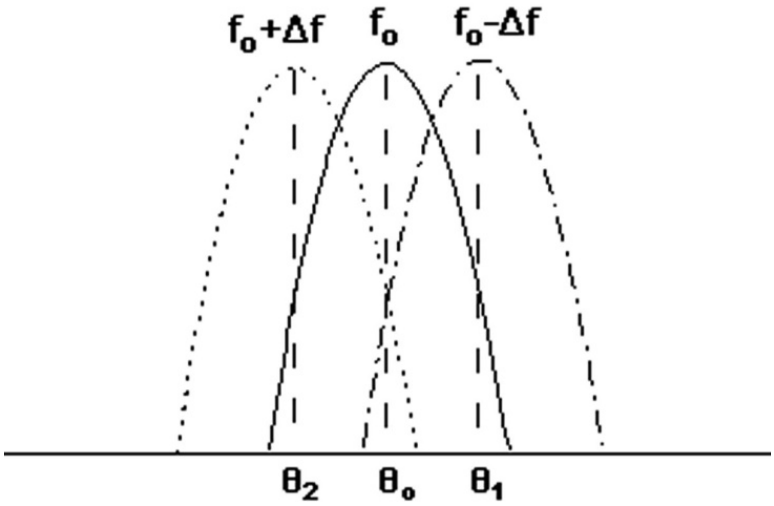
Συγκεκριμένα, σε μία συμβατική συστοιχία φάσης (ή κεραία πολλαπλών δεσμών), οι φασηθέτες ή το δικτύωμα διαμόρφωσης δέσμης που χρησιμοποιούνται, διαθέτουν περιορισμένο εύρος ζώνης. Έτσι, χρησιμοποιώντας τη βασική σχέση για τον προσανατολισμό της ακτινοβολούμενης δέσμης, η διαφορά φάσης $\Delta\phi_o$ μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας που απαιτείται για να στραφεί η δέσμη σε γωνία θ_o, δίνεται ως:

$$\Delta\phi_o = -kd\sin\theta_o = -\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_o \qquad (7.1)$$

από την οποία προκύπτει η γωνία προσανατολισμού της δέσμης θ_o:

$$\theta_o = \sin^{-1}(-\frac{\lambda\Delta\phi_o}{2\pi d}) \qquad (7.2)$$

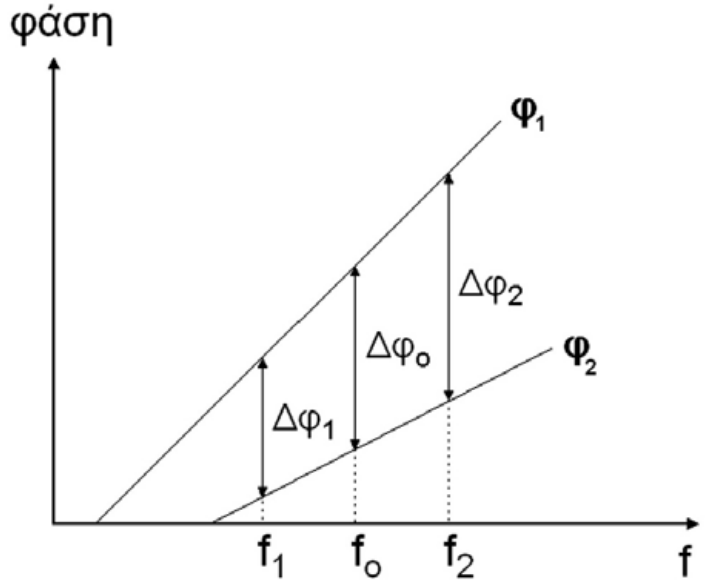
Από την (7.2) είναι εμφανές ότι η γωνία προσανατολισμού εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας. Συνεπώς, μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας (ή με άλλα λόγια του λόγου d/λ) οδηγεί σε μεταβολή της γωνίας προσανατολισμού θ_o, φαινόμενο που είναι γνωστό ως "στραβισμός" της δέσμης (*beam squint*) και απεικονίζεται στο Σχήμα 7.3. Αυτό σημαίνει ότι σε ένα ευρυζωνικό σύστημα ο προσανατολισμός της δέσμης μεταβάλλεται κατά τη λειτουργία του συστήματος μέσα στο εύρος ζώνης, κάτι που είναι ανεπιθύμητο.



Σχήμα 7.3. Μεταβολή της γωνίας προσανατολισμού της δέσμης σε συνάρτηση με τις μεταβολές στη συχνότητα λειτουργίας της συστοιχίας (φαινόμενο "στραβισμού").

Για να παραμείνει σταθερή η γωνία προσανατολισμού, ενώ μεταβάλλεται η συχνότητα λειτουργίας, είναι απαραίτητη η κατάλληλη μεταβολή της εφαρμοζόμενης διαφοράς φάσης $\Delta\phi_o$ σε όλο το εύρος ζώνης λειτουργίας, όπως φαίνεται από την (7.2). Για παράδειγμα, αύξηση της συχνότητας απαιτεί και αντίστοιχη αύξηση στη διαφορά φάσης $\Delta\phi_o$. Η διαδικασία αυτή αναπαριστάται σχηματικά στο Σχήμα 7.4. Συγκεκριμένα, απεικονίζεται η μεταβολή με τη συχνότητα στη φάση τροφοδοσίας δύο κεραιών 1 και 2 αντίστοιχα μιας συστοιχίας φάσης, ενώ φαίνεται και η απαιτούμενη διαφορά φάσης τροφοδοσίας, ώστε η γωνία προσανατολισμού να παραμένει σταθερή.

Στην πραγματικότητα, στο Σχ.7.4 αναπαριστάται η τροφοδοσία των κεραιών από γραμμές καθυστέρησης χωρίς διασπορά (*non-dispersive ή distortionless lines*), όπου η μετατόπιση φάσης μεταβάλλεται γραμμικά με τη συχνότητα. Όμως, σε πολλά συστήματα οι τιμές των φασηθετών είναι σταθερές, με αποτέλεσμα η μεταβολή της διαφοράς φάσης να είναι αδύνατη. Επιπλέον, ακόμα και σε συστήματα που κάνουν χρήση ελεγχόμενων διατάξεων ευρείας ζώνης, το φαινόμενο δεν καταστέλλεται πλήρως, καθώς το περιορισμένο εύρος ζώνης λειτουργίας των διατάξεων φασηθετών και των συμβατικών δικτύων διαμόρφωσης δέσμης καθιστά ανέφικτη την παραπάνω λειτουργία σε ευρεία ζώνη (μεγάλες μεταβολές της συχνότητας).



Σχήμα 7.4. Απαιτούμενη μεταβολή της διαφοράς φάσης τροφοδοσίας δύο κεραιών μιας συστοιχίας φάσης, ώστε η γωνία προσανατολισμού να παραμένει σταθερή με τις μεταβολές της συχνότητας λειτουργίας.

Αντίθετα, η χρήση γραμμών χρονικής καθυστέρησης (*delay lines*), αντί των γραμμών μετατόπισης φάσης (*phase shifter lines*), οδηγεί σε ευρυζωνική λειτουργία με σταθερό προσανατολισμό της ακτινοβολούμενης δέσμης, αποφεύγοντας το “στραβισμό”. Όπως αναφέρθηκε, στις γραμμές καθυστέρησης πραγματικού χρόνου (*TTD*) χωρίς διασπορά, η μεταβολή της

μετατόπισης φάσης είναι ανάλογη της συχνότητας. Έτσι, η χρονική καθυστέρηση τ=(-dφ/dω) που εισάγουν, παραμένει σταθερή (Σχ.7.4).

Ειδικότερα, εφαρμόζοντας μία κατάλληλη χρονική καθυστέρηση στα σήματα τροφοδοσίας της συστοιχίας, προκύπτει μία (ανεξάρτητη της συχνότητας) σταθερή χρονική διαφορά $\Delta\tau_o$ ισοδύναμη με την απαραίτητη διαφορά φάσης $\Delta\phi_o$, σύμφωνα με την:

$$\Delta\phi_o = \omega\Delta\tau_o \tag{7.3}$$

Έτσι, καθώς η συχνότητα μεταβάλλεται, μεταβάλλεται ανάλογα και η διαφορά φάσης των σημάτων τροφοδοσίας, με αποτέλεσμα η γωνία προσανατολισμού θ_o να παραμένει σταθερή (Σχ.7.4). Αντικαθιστώντας την (7.3) στην (7.2), προκύπτει τελικά:

$$\theta_o = \sin^{-1}(-\frac{c\Delta\tau_o}{d}) \tag{7.4}$$

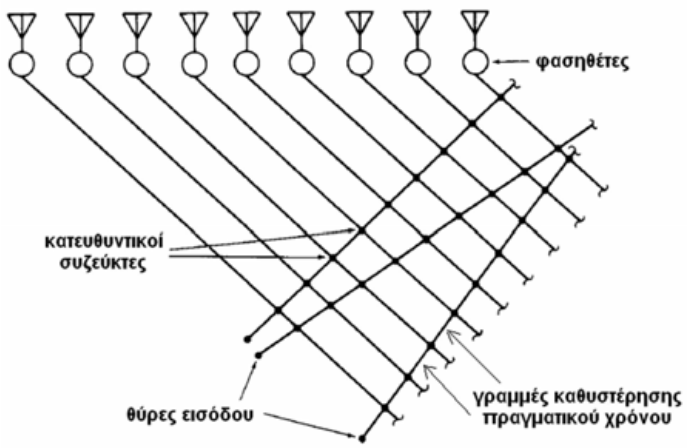
όπου c η ταχύτητα του φωτός.

Γίνεται ξεκάθαρο από την (7.4) ότι η γωνία προσανατολισμού θ_o είναι τώρα απαλλαγμένη από τη συχνοτική εξάρτηση. Αντίθετα, εξαρτάται μόνο από τη σταθερή χρονική διαφορά $\Delta\tau_o$, η οποία είναι ανεξάρτητη της συχνότητας. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη δυνατότητα λειτουργίας του συστήματος σε ευρεία ζώνη, διατηρώντας την επιθυμητή γωνία προσανατολισμού. Επιπρόσθετα, η σάρωση της δέσμης επιτυγχάνεται μεταβάλλοντας τη χρονική διαφορά $\Delta\tau_o$, μεταβάλλοντας δηλαδή τις χρονικές καθυστερήσεις που εισάγονται στα σήματα τροφοδοσίας της συστοιχίας.

Η καθυστέρηση πραγματικού χρόνου μπορεί να επιτευχθεί είτε με διατάξεις, όπως οι γραμμές καθυστέρησης, είτε με ευρυζωνικά οπτικά δικτυώματα. Οι πιο συνηθισμένες υλοποιήσεις διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου βασίζονται σε οπτικά κυκλώματα, γραμμές καθυστέρησης με διασπορά (*dispersive lines*) ή χωρίς διασπορά (*non-dispersive lines*), σύνθετες δεξιόστροφες/αριστερόστροφες γραμμές (*composite right/left-handed, CRLH*), φεροηλεκτρικές/φερομαγνητικές και

μαγνητοστατικές διατάξεις, κ.ά. Υπάρχουν αρκετές αναφορές στη βιβλιογραφία [47-55, 137-138, 140-148, 151]. Το Σχήμα 7.5 απεικονίζει το σχηματικό διάγραμμα ενός πίνακα Blass με γραμμές καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, για την τροφοδοσία μιας ευρυζωνικής συστοιχίας φάσης.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον όμως παρουσιάζουν τα οπτικά (φωτονικά) δίκτυα διαμόρφωσης δέσμης, μερικές χαρακτηριστικές περιπτώσεις των οποίων παρουσιάζονται παρακάτω.



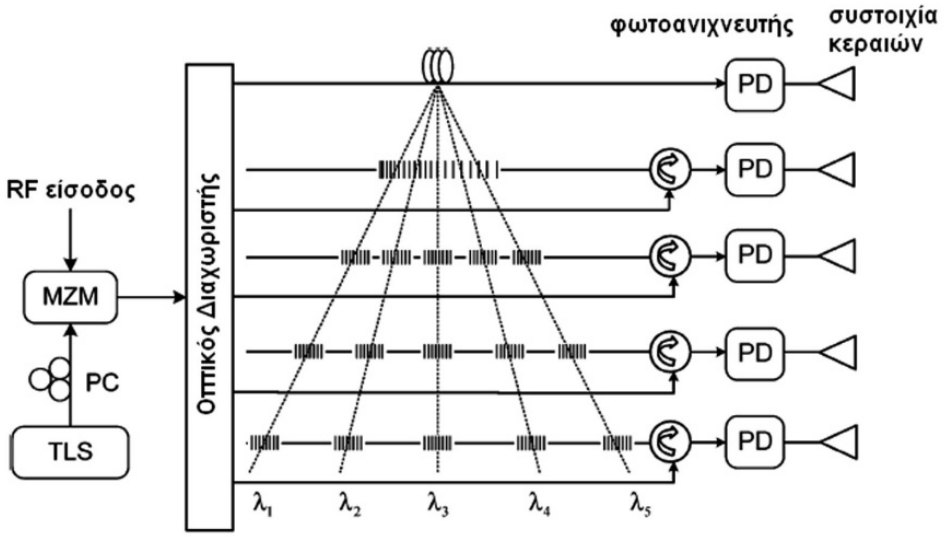
Σχήμα 7.5. Πίνακας Blass με γραμμές καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, που τροφοδοτεί μία συστοιχία φάσης [2].

Φωτονικά Δίκτυα Διαμόρφωσης Δέσμης

Το Σχήμα 7.6 παρουσιάζει το σχηματικό διάγραμμα ενός φωτονικού (οπτικού) δικτύου διαμόρφωσης δέσμης με χρήση πρίσματος FBG (*Fiber Bragg Grating*) (βλ. και Σχ.2.33). Η λειτουργία του βασίζεται στη διαμόρφωση ενός οπτικού σήματος, που παράγεται από την ελεγχόμενη πηγή φωτός με ηλεκτρικά ρυθμιζόμενο μήκος κύματος (*Tunable Laser Source, TLS*), από ένα μικροκυματικό σήμα, χρησιμοποιώντας έναν οπτικό διαμορφωτή MZM (*Mach-Zehnder Modulator*).

Το διαμορφωμένο σήμα διαχωρίζεται σε πολλαπλά κανάλια και υποβάλλεται στην κατάλληλη επεξεργασία μέσω του πρίσματος FBG. Στην πραγματικότητα, το FBG πρίσμα αποτελείται από γραμμές (οπτικές ίνες)

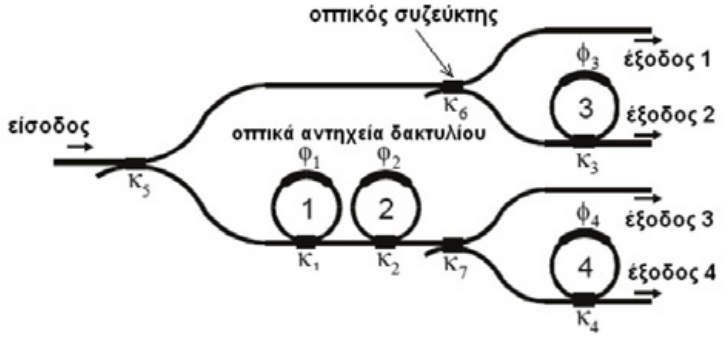
καθυστέρησης με διασπορά. Σήματα με διαφορετικές συχνότητες διαδίδονται μέσα στις γραμμές διασποράς με διαφορετικές ταχύτητες φάσης, με αποτέλεσμα η χρονική μετατόπιση που εισάγουν να είναι επίσης διαφορετική, αφού το μήκος της κάθε γραμμής είναι συγκεκριμένο. Όμως, η χρονική διαφορά μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας από διαφορετικές γραμμές παραμένει σταθερή για ένα πολύ μεγάλο εύρος ζώνης. Συνεπώς, ελέγχοντας τη χρονική διαφορά μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας επιτυγχάνεται προσανατολισμός της δέσμης με καθυστέρηση πραγματικού χρόνου ευρείας ζώνης. Ο προσανατολισμός αυτός πραγματοποιείται μεταβάλλοντας το μήκος κύματος λειτουργίας της ελεγχόμενης πηγής laser [49-50]. Εν τέλει, αφού γίνει η αποδιαμόρφωση, μέσω ενός φωτοανιχνευτή, το σήμα από κάθε κανάλι φτάνει στη μικροκυματική κεραία με το κατάλληλο πλάτος και φάση. Περισσότερες πληροφορίες μπορεί να βρει κανείς στις σχετικές αναφορές [49-50].



Σχήμα 7.6. Φωτονικό σύστημα καθυστέρησης πραγματικού χρόνου βασισμένο σε πρίσμα FBG [49].

Ένα δεύτερο παράδειγμα οπτικού δικτύου διαμόρφωσης δέσμης φαίνεται στο Σχήμα 7.7. Βασίζεται στη δενδροειδή δομή που μπορεί να υλοποιηθεί τόσο στα μικροκυματικά όσο και στα οπτικά δίκτυα και στη συγκεκριμένη

περίπτωση του Σχ.7.7 είναι κατάλληλο για την τροφοδοσία μιας γραμμικής συστοιχίας 4 κεραιών. Χρησιμοποιεί οπτικούς συζεύκτες για τη διαίρεση της ισχύος, ενώ για την εισαγωγή της κατάλληλης καθυστέρησης χρόνου χρησιμοποιούνται οπτικά αντηχεία δακτυλίου (*Optical Ring Resonators, ORR*) [144].



Σχήμα 7.7. Δενδροειδές 1x4 οπτικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης για μία συστοιχία φάσης εκπομπής [144].

Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι υπάρχουν υλοποιήσεις των κλασικών μικροκυματικών δικτύων διαμόρφωσης δέσμης, όπως οι πίνακες Butler και Blass, σε φωτονική/οπτική τεχνολογία, οι οποίες παρουσιάζουν σημαντικό ενδιαφέρον [53-55].

7.3. Ραδιοσυχνοτικά Συστήματα Κεραιών με Μικροκυματική Διαμόρφωση Δέσμης

Στηριζόμενοι σε όλα τα παραπάνω, στην παρούσα εργασία γίνεται μία προσπάθεια υλοποίησης μιας ευρυζωνικής ραδιοσυχνοτικής (RF) συστοιχίας φάσης, η οποία κάνει χρήση ενός μικροκυματικού δικτύου διαμόρφωσης δέσμης. Οι βασικές αντιστοιχίες μεταξύ της μεθόδου που εφαρμόζεται στη Μικροκυματική Φωτονική (Σχ.7.2) και στην παρούσα υλοποίηση, με RF/μικροκυματικές διατάξεις και σήματα, παρατίθενται στον Πίνακα 7.1. Η έμφαση δίνεται στο σχεδιασμό και την προσομοίωση σε επίπεδο συστήματος, καθώς και στο σχεδιασμό του ίδιου του δικτύου τροφοδοσίας.

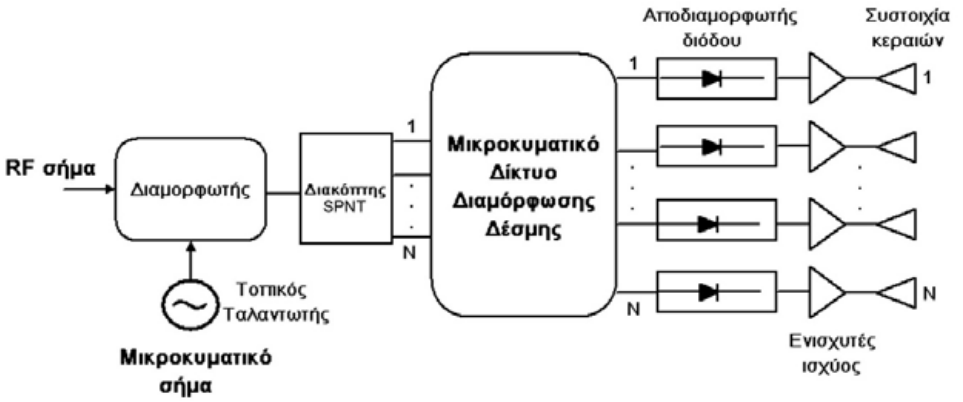
Πίνακας 7.1. Αντιστοιχίες μεταξύ μικροκυματικής φωτονικής και RF μικροκυματικής μεθόδου.

Μικροκυματική Φωτονική	**RF Μικροκυματική**
Υψίσυχνο οπτικό φέρον	Υψίσυχνο μικροκυματικό φέρον
Χαμηλόσυχνο μικροκυματικό διαμορφώνον σήμα	Χαμηλόσυχνο ραδιοσυχνοτικό (VHF/UHF) διαμορφώνον σήμα
Οπτικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης	Μικροκυματικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης
Οπτικός διαμορφωτής	Μικροκυματικός διαμορφωτής
Φωτοανιχνευτής	Μικροκυματικός ανιχνευτής διόδου

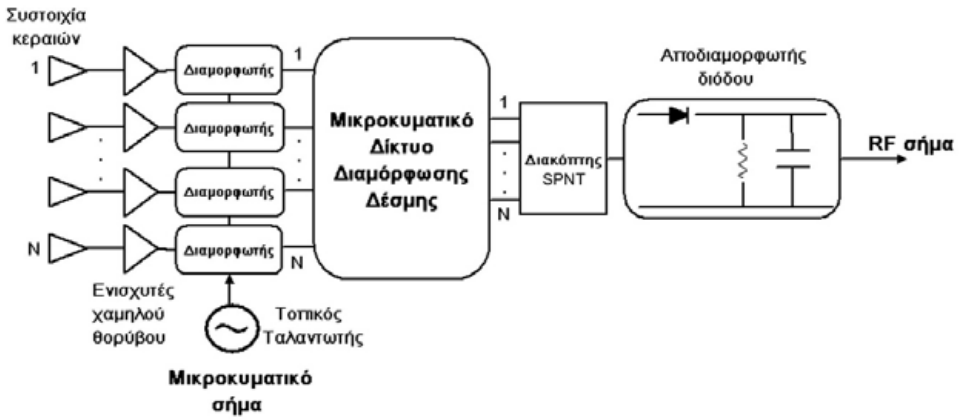
Το Σχήμα 7.8 απεικονίζει τις προτεινόμενες τοπολογίες για τα διακριτά συστήματα εκπομπής και λήψης, καθώς και για το ολοκληρωμένο σύστημα πλήρους λειτουργίας εκπομπής/λήψης. Σε αντιστοιχία με τις τεχνικές της μικροκυματικής φωτονικής, τώρα το σήμα πληροφορίας είναι ένα χαμηλόσυχνο σήμα ραδιοσυχνοτήτων (δεκάδων/εκατοντάδων MHz), το οποίο διαμορφώνει ένα υψίσυχνο μικροκυματικό φέρον (δεκάδων GHz).

Το διαμορφωμένο σήμα, αφού διαχωριστεί σε κανάλια, επεξεργάζεται από μικροκυματικές διατάξεις, οι οποίες διαθέτουν ένα εύρος ζώνης αρκετών εκατοντάδων MHz, με αποτέλεσμα να μπορούν να υποστηρίξουν ένα ευρυζωνικό ραδιοσυχνοτικό διαμορφώνον σήμα. Σ’ αυτό το σημείο πρέπει να τονιστεί ότι για τη διαμόρφωση επιλέχθηκε η διαμόρφωση πλάτους διπλής πλευρικής ζώνης (*Double Side Band Amplitude Modulation, AM-DSB*) [152], για δύο βασικούς λόγους. Ο πρώτος αφορά στη σχετικά μειωμένη πολυπλοκότητα των κυκλωμάτων (η βασική διάταξη του διαμορφωτή αποτελείται από έναν απλό μίκτη). Ο δεύτερος και πιο σημαντικός αναφέρεται στο περιορισμένο εύρος ζώνης που απαιτεί, το οποίο είναι ίσο με $2 \cdot f_m$ (όπου f_m η συχνότητα του διαμορφώνοντος σήματος). Επίσης, προσφέρει συμμετρία στο πεδίο της συχνότητας, καθώς το διαμορφώνον σήμα “τοποθετείται” εκατέρωθεν του φέροντος (f_c) στο πεδίο της συχνότητας. Η αναπαράσταση στο πεδίο της συχνότητας και στο πεδίο του χρόνου ενός κατά πλάτος διαμορφωμένου σήματος διπλής ζώνης

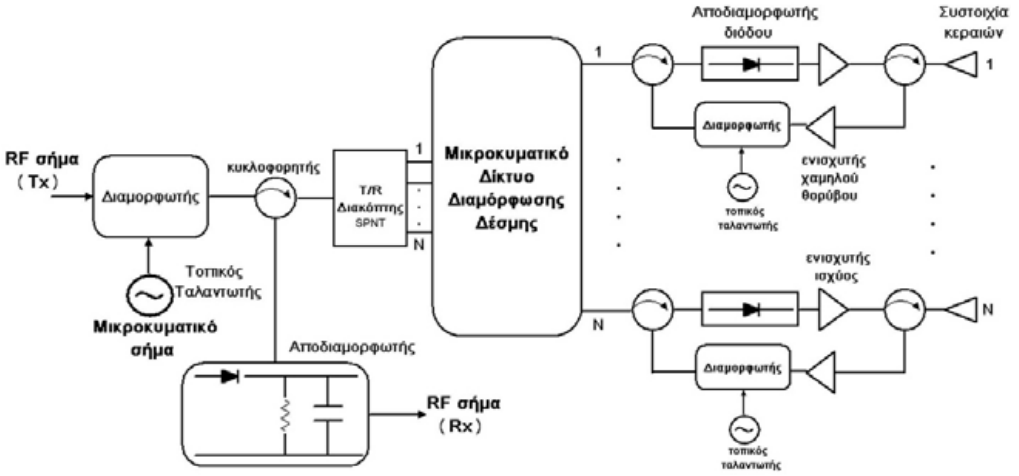
απεικονίζεται στο Σχήμα 7.9. Πρέπει να τονιστεί ότι το σήμα περιβάλλουσας είναι νοητό και απλώς αναπαριστά τις μεταβολές στο πλάτος του διαμορφωμένου φέροντος.



(α)

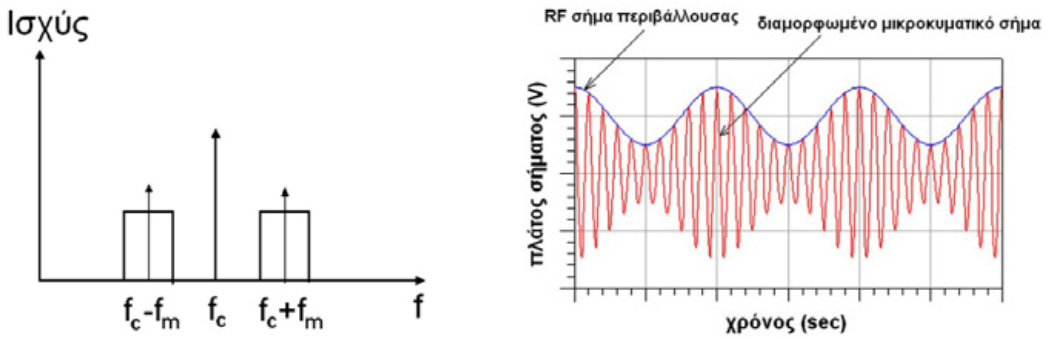


(β)



(γ)

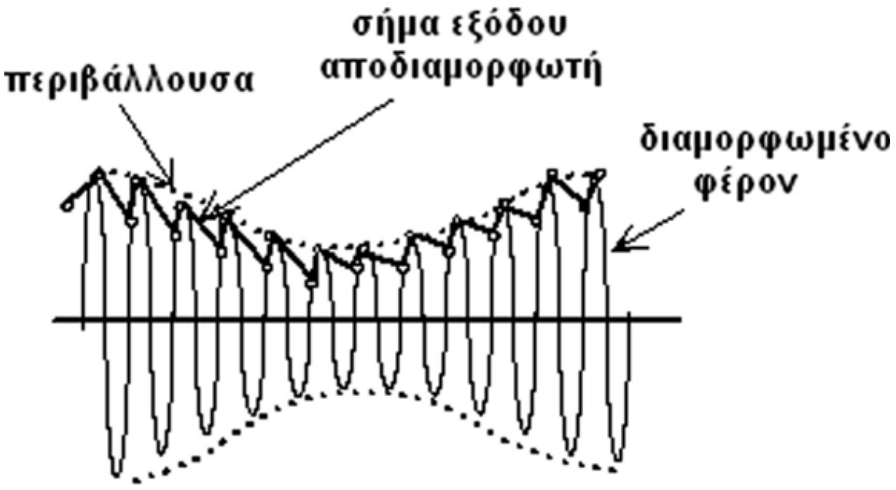
Σχήμα 7.8. Ραδιοσυχνοτικές συστοιχίες φάσης με μικροκυματική διαμόρφωση δέσμης. (α) Σύστημα εκπομπής, (β) Σύστημα λήψης και (γ) Ολοκληρωμένο σύστημα εκπομπής/λήψης.



(α) (β)

Σχήμα 7.9. Αναπαράσταση διαμόρφωσης πλάτους διπλής πλευρικής ζώνης (AM-DSB). (α) Στο πεδίο της συχνότητας, (β) Στο πεδίο του χρόνου.

Στην έξοδο του δικτύου διαμόρφωσης δέσμης το διαμορφωμένο σήμα αποδιαμορφώνεται μέσω ενός αποδιαμορφωτή διόδου (κρυσταλλικός ανιχνευτής τετραγωνικού νόμου) (Σχ.7.8(β)), ο οποίος στην πραγματικότητα ανακτά το σήμα περιβάλλουσας (ανιχνευτής περιβάλλουσας), ανιχνεύοντας τις κορυφές του διαμορφωμένου φέροντος, όπως ενδεικτικά απεικονίζεται στο Σχήμα 7.10. Όμως, στην περίπτωσή μας, το σήμα που τελικά ανιχνεύεται δεν είναι το αρχικό διαμορφώνον, αλλά αυτό το οποίο έχει υποστεί την επεξεργασία του μικροκυματικού δικτυώματος. Στο τελικό στάδιο, το ραδιοσυχνοτικό σήμα τροφοδοτεί τη συστοιχία, αφού πρώτα ενισχυθεί κατάλληλα, όπως φαίνεται στο Σχ.7.8(α).



Σχήμα 7.10. Λειτουργία αποδιαμορφωτή διόδου (κρυσταλλικός ανιχνευτής τετραγωνικού νόμου).

Η αντίστροφη διαδικασία λαμβάνει χώρα σε ένα σύστημα λήψης, όπως αυτό που φαίνεται στο Σχ.7.8(β), ενώ οι δύο λειτουργίες μπορούν να συνδυαστούν σε ένα ολοκληρωμένο σύστημα, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.8(γ).

Ραδιοσυχνοτικοί Συντελεστές Πλάτους και Φάσης

Σ'αυτό το σημείο, είναι σημαντικό να συζητηθεί το εξής θέμα: Το διαμορφωμένο φέρον υπόκειται στην επεξεργασία του μικροκυματικού δικτύου διαμόρφωσης δέσμης, το οποίο διαχωρίζει το σήμα σε κανάλια και επιβάλλει τους κατάλληλους συντελεστές πλάτους και μετατόπισης φάσης σε κάθε κανάλι. Οι συντελεστές αυτοί επιβάλλονται στο διαμορφωμένο φέρον, το οποίο αποτελείται από διαφορετικές συχνοτικές συνιστώσες (Σχ.7.9(α)). Όμως, η συστοιχία τροφοδοτείται εν τέλει από το ραδιοσυχνοτικό σήμα (στην περίπτωση του συστήματος εκπομπής του Σχ.7.8(α)). Κατά συνέπεια, είναι απαραίτητο να βρεθεί η σχέση που συνδέει τους συντελεστές που επιβάλλονται στο διαμορφωμένο φέρον (υψίσυχνο μικροκυματικό σήμα) με τους ραδιοσυχνοτικούς συντελεστές που προκύπτουν μετά την αποδιαμόρφωση, οι οποίοι είναι αυτοί που τελικά διεγείρουν τη συστοιχία (ενώ η αντίστροφη διαδικασία λαμβάνει χώρα κατά τη λήψη, όπως φαίνεται στο Σχ.7.8(β)).

Κατά συνέπεια, παρατηρώντας αρχικά το Σχήμα 7.8(α), το οποίο απεικονίζει ένα σύστημα εκπομπής, το ραδιοσυχνοτικό σήμα πληροφορίας διαμορφώνει κατά πλάτος το μικροκυματικό φέρον. Οι μαθηματικές σχέσεις που περιγράφουν το διαμορφώνον (RF), το φέρον (MW) και το διαμορφωμένο (AM) σήμα δίνονται ως:

$$U_{RF}(t) = A_{RF}\cos(\omega_{RF}t) = A_{RF}\cos(2\pi f_{RF}t) \qquad (7.5\alpha)$$

$$U_{MW}(t) = A_{MW}\cos(\omega_{MW}t) = A_{MW}\cos(2\pi f_{MW}t) \qquad (7.5\beta)$$

$$U_{AM}(t) = A_{MW}[1+U_{RF}(t)]\cos(\omega_{MW}t) \qquad (7.5\gamma)$$

Γενικά, σε ότι έχει να κάνει με τους συντελεστές πλάτους, αυτοί επιδρούν παρόμοια σε σήματα διαφορετικών συχνοτήτων (μέσα στο εύρος ζώνης του δικτυώματος). Συνεπώς, καθώς το διαμορφώνον σήμα αποτελεί την περιβάλλουσα του διαμορφωμένου, η επιβολή ενός συντελεστή πλάτους στο διαμορφωμένο σήμα επιδρά ανάλογα στο πλάτος του διαμορφώνοντος (που ανακτάται μετά την αποδιαμόρφωση). Συγκεκριμένα, ο συντελεστής πλάτους επιβάλλεται από το δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης στο πλάτος του διαμορφωμένου σήματος, δηλαδή στον παράγοντα $A_{MW}[1+U_{RF}(t)]$. Όμως, ο παράγοντας πλάτους του διαμορφωμένου σήματος περιλαμβάνει και το διαμορφώνον (περιβάλλουσα), με αποτέλεσμα ο συντελεστής πλάτους να επιδρά ανάλογα και στην περιβάλλουσα, η οποία αποτελεί το σήμα που ανακτάται από τον αποδιαμορφωτή.

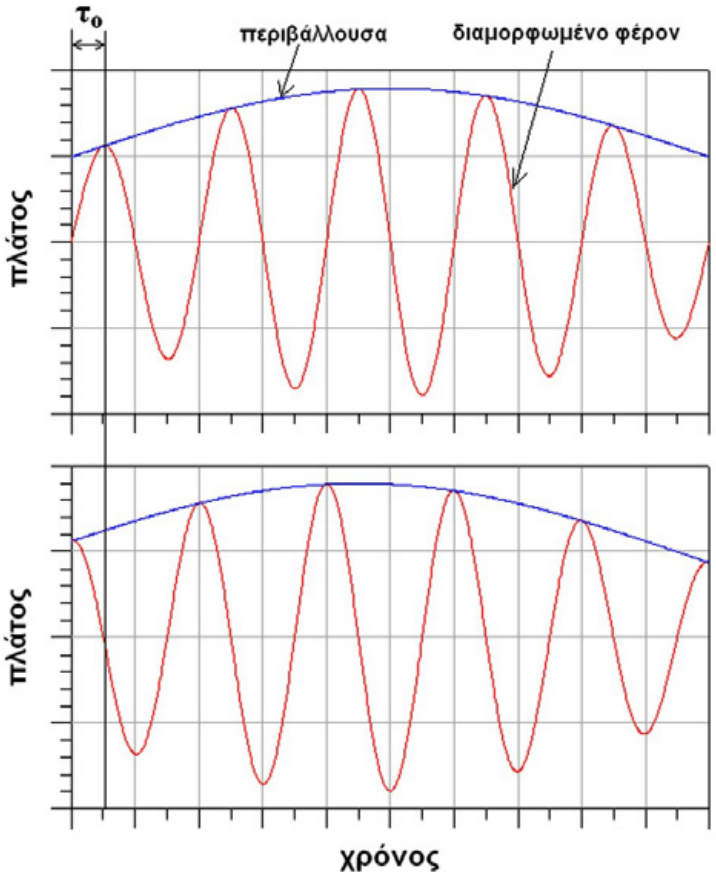
Όμως, τα πράγματα είναι λίγο διαφορετικά στην περίπτωση του συντελεστή μετατόπισης φάσης (ή χρόνου), καθώς η μετατόπιση φάσης εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος. Με άλλα λόγια, με δεδομένη τη χρονική καθυστέρηση (τ_o) που εισάγει το δικτύωμα σε κάθε κανάλι-διαδρομή, η μετατόπιση φάσης (ϕ_o) σε κάθε σήμα στην έξοδο του δικτυώματος είναι διαφορετική, ανάλογα με τη συχνότητα του σήματος ($\phi_o=\omega\tau_o$). Κατά συνέπεια, οι συχνοτικές συνιστώσες του διαμορφωμένου σήματος, αλλά και η περιβάλλουσα, υπόκεινται σε διαφορετική μετατόπιση φάσης.

Ειδικότερα, έστω ένα κατά πλάτος διαμορφωμένο σήμα στο οποίο έχει επιβληθεί μία μετατόπιση φάσης ϕ_o:

$$U'_{AM}(t) = A_{MW}[1+U_{RF}(t)]\cos(\omega_{MW}t+\phi_o) \qquad (7.6)$$

Η τιμή της μετατόπισης φάσης της (7.6) αφορά στο υψίσυχνο μικροκυματικό φέρον, ενώ αντιστοιχεί σε μία μετατόπιση χρόνου τ_o, όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.11. Αντίστροφα, η επιβολή μιας συγκεκριμένης μετατόπισης χρόνου τ_o στο φέρον, αντιστοιχεί σε μία μετατόπιση φάσης ϕ_o. Αυτή η μετατόπιση φάσης όμως δεν είναι κοινή για όλες τις συχνοτικές συνιστώσες του

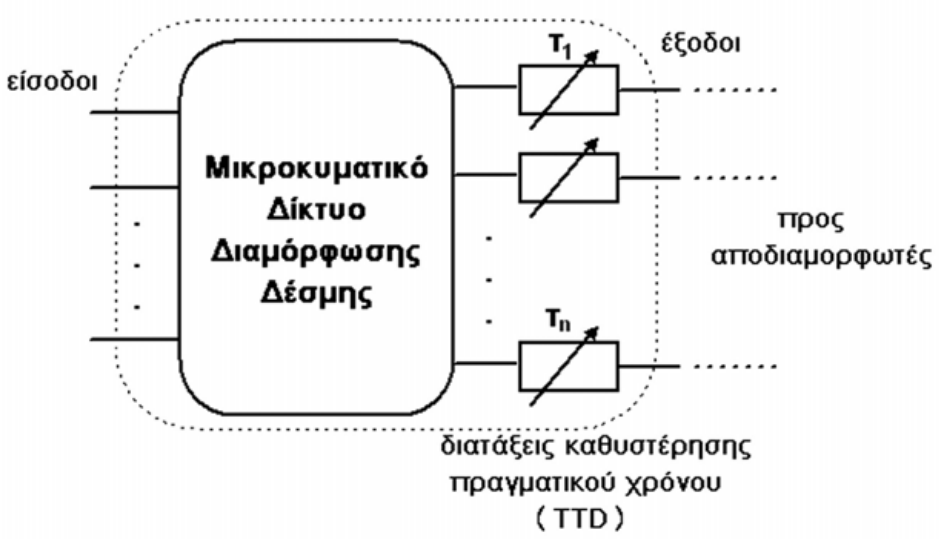
διαμορφωμένου σήματος, αλλά και για την περιβάλλουσα, όπως αντιλαμβάνεται κανείς παρατηρώντας το Σχ.7.11. Έτσι, στη συγκεκριμένη περίπτωση, ενώ η χρονική μετατόπιση που επιβάλλεται αντιστοιχεί σε μετατόπιση φάσης περίπου ίση με π/2 για το φέρον, είναι αντίστοιχα ίση με ένα μόνο μικρό κλάσμα της περιόδου της περιβάλλουσας.



Σχήμα 7.11. Μετατόπιση χρόνου (ή φάσης) σε ένα διαμορφωμένο κατά πλάτος φέρον.

Το φαινόμενο που περιγράφηκε και απεικονίζεται στο Σχ.7.11 έχει επίπτωση στη ραδιοσυχνοτική ακολουθία φάσης τροφοδοσίας της συστοιχίας. Συγκεκριμένα, το μικροκυματικό δικτύωμα δημιουργεί μία ακολουθία φάσης μεταξύ των διαμορφωμένων σημάτων εξόδου, κατάλληλη για τον προσανατολισμό της δέσμης σε συγκεκριμένη γωνιακή κατεύθυνση. Η ακολουθία αυτή δε διατηρείται μετά την αποδιαμόρφωση, όπου ανακτάται το σήμα περιβάλλουσας, γιατί τα σήματα περιβάλλουσας έχουν υποστεί

διαφορετική μετατόπιση φάσης, εξαιτίας της διαφορετικής τους συχνότητας. Όμως, είναι απαραίτητο να διατηρηθεί η ακολουθία φάσης μεταξύ των ραδιοσυχνοτικών σημάτων εξόδου, καθώς αυτά είναι που τελικά τροφοδοτούν τη συστοιχία. Συνεπώς, πρέπει να χρησιμοποιηθούν πρόσθετες διατάξεις στις εξόδους του δικτυώματος, οι οποίες θα μετατρέπουν τη μικροκυματική ακολουθία φάσης στην αντίστοιχη κατάλληλη ραδιοσυχνοτική, ώστε τελικά να επιτυγχάνεται ο επιθυμητός προσανατολισμός της δέσμης. Αυτή η περίπτωση απεικονίζεται στο Σχήμα 7.12, όπου φαίνεται ένα μικροκυματικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης στο οποίο έχουν προστεθεί στις εξόδους ελεγχόμενες (και ρυθμιζόμενες) διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, κατάλληλες για τη διόρθωση (μετατροπή) της ακολουθίας φάσης εξόδου που δημιουργεί το δικτύωμα.



Σχήμα 7.12. Μικροκυματικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με ελεγχόμενες διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου για τη δημιουργία της κατάλληλης ραδιοσυχνοτικής ακολουθίας φάσης εξόδου.

Κατά συνέπεια, είναι απαραίτητο να βρεθεί η σχέση που συνδέει τις τιμές της μετατόπισης φάσης μεταξύ του φέροντος σήματος και της περιβάλλουσας, στην έξοδο κάθε καναλιού του δικτυώματος, αλλά κυρίως τις διαφορές φάσης που προκύπτουν μεταξύ σημάτων διαφορετικών εξόδων. Ο

προσδιορισμός του μαθηματικού τύπου χρησιμεύει στη διαδικασία διόρθωσης της ακολουθίας φάσης. Σκοπός είναι να διατηρηθεί η μικροκυματική ακολουθία (διαφορά) φάσης εξόδου στα αποδιαμορφωμένα ραδιοσυχνοτικά σήματα περιβάλλουσας.

Ξεκινώντας από το Σχήμα 7.13, απεικονίζεται ενδεικτικά μία χρονική διαφορά Δτ μεταξύ των διαμορφωμένων σημάτων σε διαφορετικά κανάλια εξόδου, η οποία, ενώ αντιστοιχεί σε πολλαπλές περιόδους (k·2π) του φέροντος, ισοδυναμεί με ένα κλάσμα (<2π) της περιόδου της περιβάλλουσας. Με δεδομένη την τιμή του Δτ, η διαφορά φάσης που δημιουργείται στο φέρον σήμα και στην περιβάλλουσα, δίνεται αντίστοιχα ως:

$$\Delta\phi_{MW} = \omega_{MW}\Delta\tau \qquad (7.7\alpha)$$

$$\Delta\phi_{RF} = \omega_{RF}\Delta\tau \qquad (7.7\beta)$$

Διαιρώντας τις εξισώσεις (7.7α) και (7.7β), καταλήγουμε στη μαθηματική σχέση που συνδέει τις τιμές της διαφοράς (ή μετατόπισης) φάσης για κάθε σήμα, η οποία δίνεται ως:

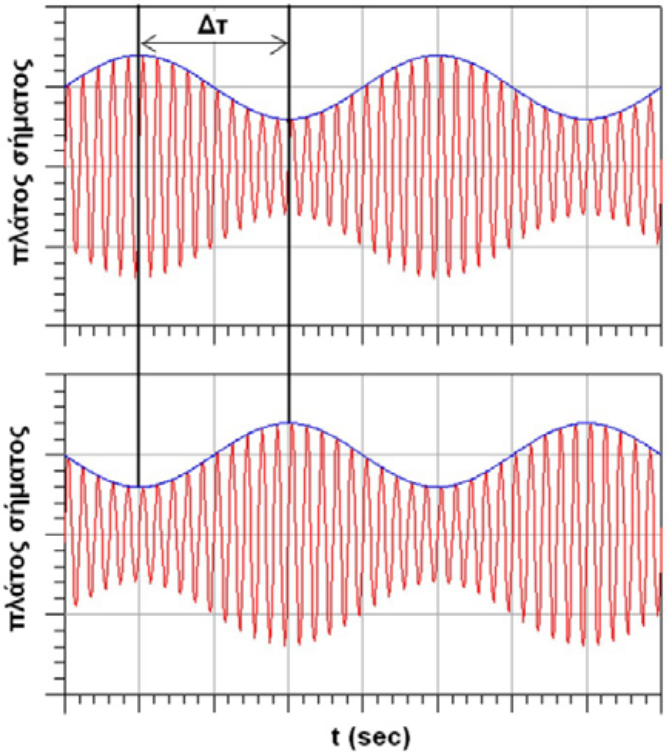
$$\Delta\phi_{MW} = \frac{f_{MW}}{f_{RF}}\Delta\phi_{RF} \qquad (7.8\alpha)$$

ή αντίστοιχα:

$$\Delta\phi_{RF} = \frac{f_{RF}}{f_{MW}}\Delta\phi_{MW} \qquad (7.8\beta)$$

Η (7.8α) δηλώνει ότι για δεδομένη χρονική διαφορά (ή μετατόπιση) Δτ, η διαφορά φάσης του φέροντος και η αντίστοιχη διαφορά φάσης που προκύπτει για την περιβάλλουσα, συνδέονται με το λόγο των αντίστοιχων συχνοτήτων (f_{MW}/f_{RF}). Συγκεκριμένα, η διαφορά φάσης του φέροντος είναι ίση με τη διαφορά φάσης της περιβάλλουσας πολλαπλασιασμένη με το λόγο των συχνοτήτων (f_{MW}/f_{RF}) ή των αντίστοιχων περιόδων (T_{RF}/T_{MW}). Επομένως, για να διατηρηθεί η απαιτούμενη ακολουθία φάσης στα ραδιοσυχνοτικά σήματα ($\Delta\phi_{MW}=\Delta\phi_{RF}$) μετά την αποδιαμόρφωση και με δεδομένο ότι η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης δε μεταβάλλει τις ακολουθίες φάσης,

πρέπει η μικροκυματική ακολουθία φάσης να πολλαπλασιάζεται με το λόγο των αντίστοιχων συχνοτήτων (f_{MW}/f_{RF}) (ιδανικά), ώστε η προκύπτουσα ακολουθία φάσης των σημάτων περιβάλλουσας να είναι η επιθυμητή.



Σχήμα 7.13. Ενδεικτική απεικόνιση χρονικής διαφοράς (ή μετατόπισης) Δτ του διαμορφωμένου σήματος, η οποία αντιστοιχεί σε διαφορετικές μετατοπίσεις φάσης του φέροντος και της περιβάλλουσας.

Έτσι, σε γενικές γραμμές, οι διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου πρέπει να εισάγουν μία πρόσθετη χρονική καθυστέρηση στο διαμορφωμένο σήμα κάθε καναλιού, ώστε η τελική τιμή της μετατόπισης φάσης του φέροντος να ισούται με την αρχική πολλαπλασιασμένη με το λόγο των συχνοτήτων (f_{MW}/f_{RF}). Με αυτόν τον τρόπο, η μετατόπιση φάσης της περιβάλλουσας θα αντιστοιχεί τελικά στην επιθυμητή μετατόπιση φάσης και κατά συνέπεια, το ίδιο θα ισχύει και για την ακολουθία φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου (διαφορές φάσης των σημάτων), η οποία δημιουργείται από το μικροκυματικό δικτύωμα, αλλά για το φέρον.

Λειτουργία Ευρείας Ζώνης με Καθυστέρηση Πραγματικού Χρόνου

Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 7.2.1 και φαίνεται και από την (7.2), η μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας του συστήματος επιβάλλει αντίστοιχη μεταβολή στη διαφορά φάσης Δφ μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας της συστοιχίας, προκειμένου να διατηρηθεί σταθερή η γωνία προσανατολισμού. Όμως, σε ένα δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης (ευρυζωνικό ή όχι) οι διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου είτε παραμένουν σταθερές με τη συχνότητα είτε αλλάζουν με τρόπο που δε διατηρεί σταθερή τη γωνία προσανατολισμού. Με άλλα λόγια, η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας δε μεταβάλλεται πάντα ανάλογα με τη συχνότητα, ώστε η γωνία προσανατολισμού να παραμένει σταθερή, σύμφωνα με την (7.2) και τη σχηματική απεικόνιση του Σχ.7.4. Κατά συνέπεια, πρέπει να επιβληθεί μία επιπρόσθετη διορθωτική μετατόπιση φάσης (ή χρόνου) στα σήματα τροφοδοσίας της συστοιχίας, ώστε να ικανοποιείται η (7.2) ή η (7.4) και η γωνία προσανατολισμού να παραμένει σταθερή με τις αλλαγές της συχνότητας λειτουργίας (ή αντίστοιχα του λόγου d/λ).

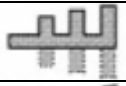
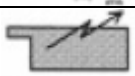
Έτσι, πέρα από την απαιτούμενη διόρθωση φάσης που αναφέρθηκε προηγουμένως, είναι απαραίτητο να υπάρχει και νέα διόρθωση, ώστε η γωνία προσανατολισμού να παραμένει σταθερή σε όλο το ραδιοσυχνοτικό εύρος ζώνης λειτουργίας. Επομένως, απαιτείται και πάλι η χρήση καθυστέρησης πραγματικού χρόνου (TTD), αυτή τη φορά για την αποφυγή του φαινομένου του “στραβισμού”. Οι νέες διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου μπορούν να προστεθούν στο κύκλωμα μετά την αποδιαμόρφωση, αφού αφορούν στη ραδιοσυχνοτική λειτουργία. Όμως, αφού ήδη χρησιμοποιούνται παρόμοιες διατάξεις πριν την αποδιαμόρφωση, στο μικροκυματικό τμήμα του συστήματος, είναι εφικτό (ίσως και βέλτιστο) η διαδικασία να ενσωματωθεί εκεί. Συνεπώς, οι διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου που απεικονίζονται στο Σχ.7.12 χρησιμοποιούνται τόσο για τη μετατροπή της μικροκυματικής ακολουθίας φάσης, όπως αναλύθηκε

προηγουμένως, όσο και για τη μεταβολή της (και επομένως και της ραδιοσυχνοτικής), ώστε να αποφεύγεται ο “στραβισμός” της δέσμης σε μεγάλο εύρος ζώνης λειτουργίας.

Πέρα από όλα τα παραπάνω, ένα τελευταίο θέμα έχει να κάνει με την επιλογή του στοιχείου της κεραίας που θα χρησιμοποιηθεί, η οποία πρέπει να είναι κεραία ευρείας ζώνης, ώστε να υποστηρίζεται η λειτουργία του συστήματος. Για το λόγο αυτό, ο Πίνακας 7.2 παραθέτει ορισμένα στοιχεία για το εύρος ζώνης και το διάγραμμα ακτινοβολίας των κυριότερων τύπων επίπεδων τυπωμένων κεραιών.

Συνοψίζοντας, η παρούσα διατριβή ασχολείται με το σχεδιασμό και την προσομοίωση σε επίπεδο συστήματος μιας ευρυζωνικής ραδιοσυχνοτικής συστοιχίας με μικροκυματικό δίκτυο τροφοδοσίας, καθώς και με την υλοποίηση του δικτύου διαμόρφωσης δέσμης. Η διαδικασία παρουσιάζεται αναλυτικά στις επόμενες παραγράφους.

Πίνακας 7.2. Εύρος ζώνης και τύπος διαγράμματος ακτινοβολίας των κυριότερων επίπεδων τυπωμένων κεραιών [48].

Τύπος κεραίας	Σχηματική Απεικόνιση	Εύρος ζώνης	Διάγραμμα ακτινοβολίας
Ορθογωνική		Στενό	Ευρύ
Σχισμής		Μέτριο	Ευρύ
Δακτυλίου		Στενό	Ευρύ
Σπειροειδής		Μεγάλο	Ευρύ
Bow-tie		Μεγάλο	Ευρύ
Vivaldi		Μεγάλο	Ακροπυροδοτικό
Μακροπεριοδική		Μεγάλο	Ακροπυροδοτικό
Διαρρέοντος κύματος		Μέτριο	Στρεφόμενο
Quasi-Yagi		Μεγάλο	Ακροπυροδοτικό

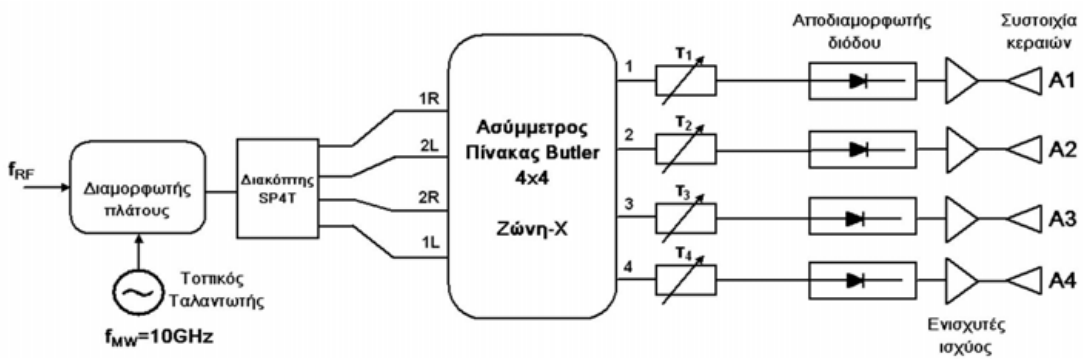
7.4. Σχεδιασμός Ευρυζωνικής Ραδιοσυχνοτικής Συστοιχίας Φάσης με Μικροκυματική Διαμόρφωση Δέσμης

Με βάση όλα όσα έχουν προαναφερθεί, στην παράγραφο αυτή παρατίθεται η βασική διαδικασία σχεδιασμού και η προσομοίωση σε επίπεδο συστήματος μιας ευρυζωνικής ραδιοσυχνοτικής (RF) συστοιχίας. Η συστοιχία χρησιμοποιεί ένα μικροκυματικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης τύπου πίνακα Butler. Στηριζόμενοι στην προηγούμενη εμπειρία στο σχεδιασμό ασύμμετρων δικτύων διαμόρφωσης δέσμης, επιλέχθηκε να σχεδιαστεί ένας ασύμμετρος πίνακας Butler 4 εισόδων - 4 εξόδων. Έτσι, το δικτύωμα χρησιμοποιείται στο σχεδιασμό μιας ραδιοσυχνοτικής συστοιχίας φάσης ευρείας ζώνης, ενώ το σύστημα συνδυάζει την ευρυζωνική λειτουργία με τη δημιουργία διαγραμμάτων ακτινοβολίας χαμηλών δευτερευόντων λοβών. Σκοπός είναι η ανάπτυξη ενός ραδιοσυχνοτικού συστήματος που θα συνδυάζει και τα δύο παραπάνω χαρακτηριστικά με επιτυχία. Το κύκλωμα σχεδιάστηκε και αναπτύχθηκε σε μικροταινιακή μορφή. Οι διαδικασίες σχεδιασμού και υλοποίησης παρατίθενται στις επόμενες υποενότητες, καθώς και αναλυτικά αποτελέσματα για την προσομοίωση συστήματος.

Το βασικό σχηματικό διάγραμμα για το σύστημα εκπομπής της ραδιοσυχνοτικής συστοιχίας φαίνεται στο Σχήμα 7.14. Σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση, ο ασύμμετρος πίνακας Butler χρησιμοποιείται ουσιαστικά για την επεξεργασία πλάτους του διαμορφωμένου σήματος (και της περιβάλλουσας) και το βασικό προσανατολισμό της δέσμης, ενώ οι διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου εισάγουν τις κατάλληλες χρονικές μετατοπίσεις (τ_n), ώστε να επιτυγχάνεται ο επιθυμητός προσανατολισμός της ραδιοσυχνοτικής συστοιχίας σε μεγάλο εύρος ζώνης, αποφεύγοντας το φαινόμενο του “στραβισμού”.

Καθώς το σύστημα βασίζεται στον πίνακα Butler, παρατίθεται αρχικά ο σχεδιασμός του και στη συνέχεια η προσομοίωση του συστήματος, χρησιμοποιώντας το δικτύωμα που σχεδιάστηκε. Τέλος, παρατίθενται τα

πειραματικά αποτελέσματα των μετρήσεων από το πρωτότυπο δικτύωμα που κατασκευάστηκε.



Σχήμα 7.14. Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος εκπομπής, με χρήση μικροκυματικού πίνακα Butler και διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου.

7.4.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Ασύμμετρου Πίνακα Butler 4x4

Το βασικότερο θέμα στο σχεδιασμό του δικτυώματος αποτελεί η επιλογή της συχνότητας λειτουργίας. Η τιμή της πρέπει να είναι σχετικά υψηλή, ώστε το κύκλωμα να παρέχει ένα ικανοποιητικό εύρος ζώνης αρκετών εκατοντάδων MHz. Κατά συνέπεια, επιλέχθηκε το δικτύωμα να σχεδιαστεί στη ζώνη X (8-12GHz), με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 10GHz, όπως φαίνεται και στο Σχ.7.14. Καθώς ο πίνακας Butler αποτελείται από υβριδικούς συζεύκτες και γραμμές μεταφοράς, αναμένεται να προσφέρει ένα εύρος ζώνης λειτουργίας περίπου ίσο με 10%, δηλαδή 1GHz.

Η διαδικασία σχεδιασμού είναι παρόμοια με αυτήν που έχει παρατεθεί στο Κεφάλαιο 4. Για την επίτευξη της ανομοιόμορφης κατανομής επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί η τοπολογία ασύμμετρου συζεύκτη που χρησιμοποιήθηκε για το σχεδιασμό του πίνακα Nolen και παρουσιάζεται στο Σχ.5.9. Για το υπόστρωμα χρησιμοποιήθηκε το διηλεκτρικό υλικό ROGERS4003C με διηλεκτρική σταθερά ε_r=3.38, πάχος h=0.508mm και εφαπτομένη απωλειών tanδ=0.0027 [81]. Τέλος, ως κατανομή τροφοδοσίας επιλέχθηκε η κατανομή Chebyshev -33dB, οι συντελεστές της οποίας φαίνονται στον Πίνακα 7.3.

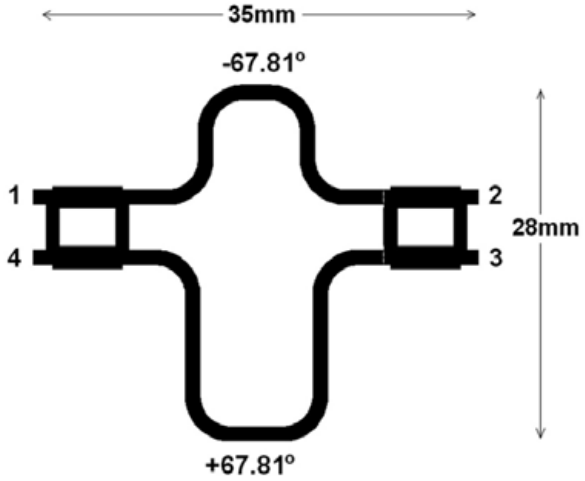
Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις, καθώς η βασική διάταξη του δικτυώματος είναι ο ασύμμετρος συζεύκτης, θα παρατεθεί αρχικά και εν συντομία ο σχεδιασμός του.

Πίνακας 7.3. Συντελεστές κατανομής Chebyshev για την επίτευξη επιπέδου πλευρικών λοβών ίσου με -33dB σε μία συστοιχία 4 κεραιών.

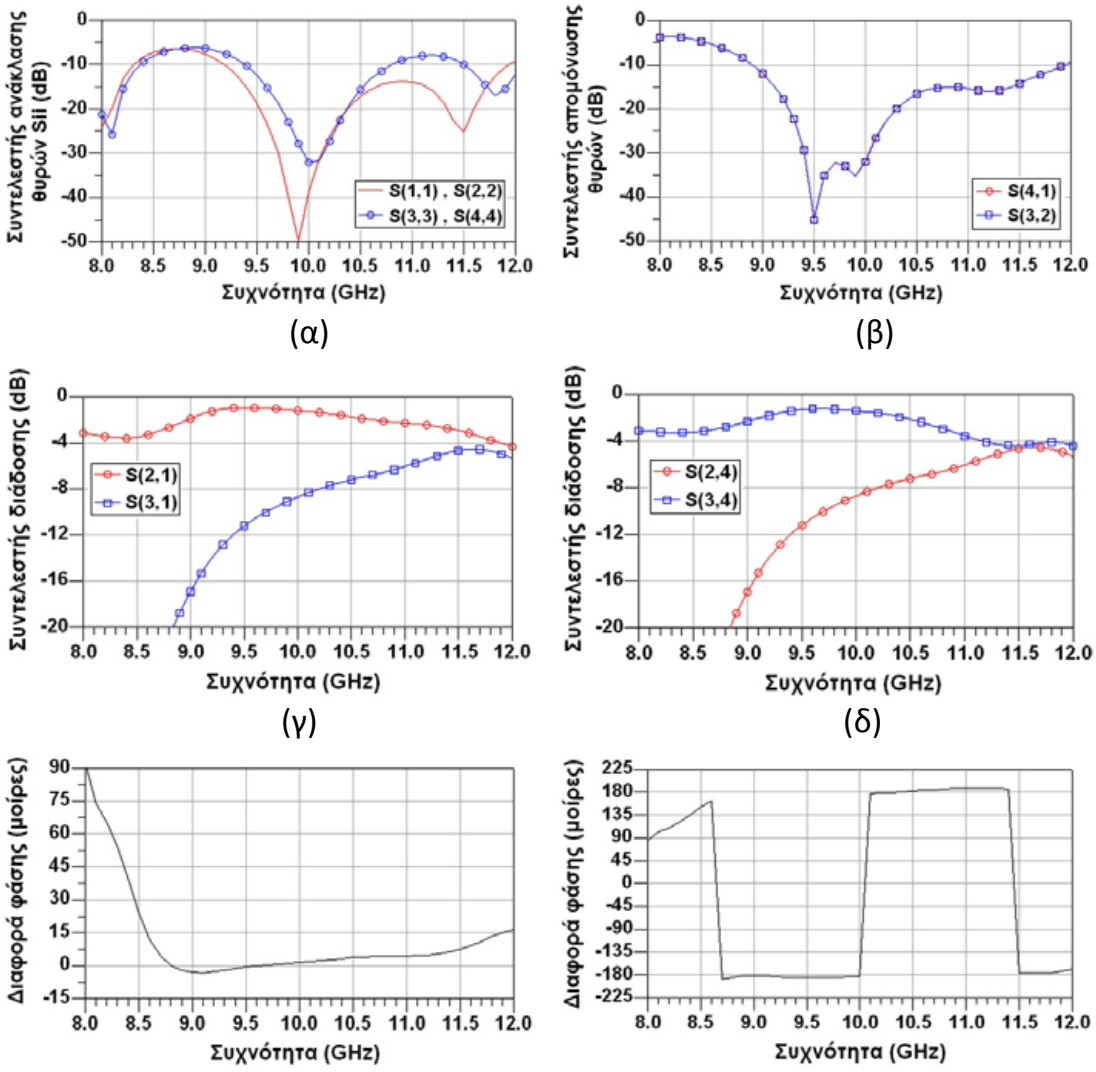
Κεραία Συστοιχίας	**Κανονικοποιημένη Κατανομή Πλάτους**	**Κανονικοποιημένη Κατανομή Ισχύος**	**(dB)**
A1	0.407	0.166	-7.8
A2	1	1	0
A3	1	1	0
A4	0.407	0.166	-7.8

7.4.1.1. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Ασύμμετρου Συζεύκτη

Από την κατανομή τροφοδοσίας προκύπτει ότι ο απαιτούμενος λόγος διαίρεσης ισχύος του ασύμμετρου συζεύκτη πρέπει να είναι ίσος με 6:1 (ή 7.8dB). Το μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του συζεύκτη που σχεδιάστηκε απεικονίζεται στο Σχήμα 7.15, όπου φαίνονται και τα χαρακτηριστικά τμήματα γραμμών μεταφοράς με το κατάλληλο ηλεκτρικό μήκος, για τη δημιουργία του απαιτούμενου λόγου διαίρεσης ισχύος. Αντίστοιχα, τα αποτελέσματα της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης (MoM) του συζεύκτη φαίνονται στο Σχήμα 7.16.



Σχήμα 7.15. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη 180^{o} με λόγο διαίρεσης ισχύος ίσο με 6:1.



Σχήμα 7.16. Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης (MoM) του ασύμμετρου συζεύκτη του Σχ.7.15. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών, (γ) Συντελεστές διάδοσης στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 1, (δ) Συντελεστές διάδοσης στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4, (ε) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου στις θύρες 2 και 3 στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 1 και (στ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου στις θύρες 2 και 3 στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4.

Όπως παρατηρεί κανείς, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης είναι ικανοποιητικά, καθώς αυτοί διατηρούνται χαμηλότερα από -30dB στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας και αντίστοιχα, χαμηλότερα των -15dB για ένα εύρος ζώνης περίπου ίσο με

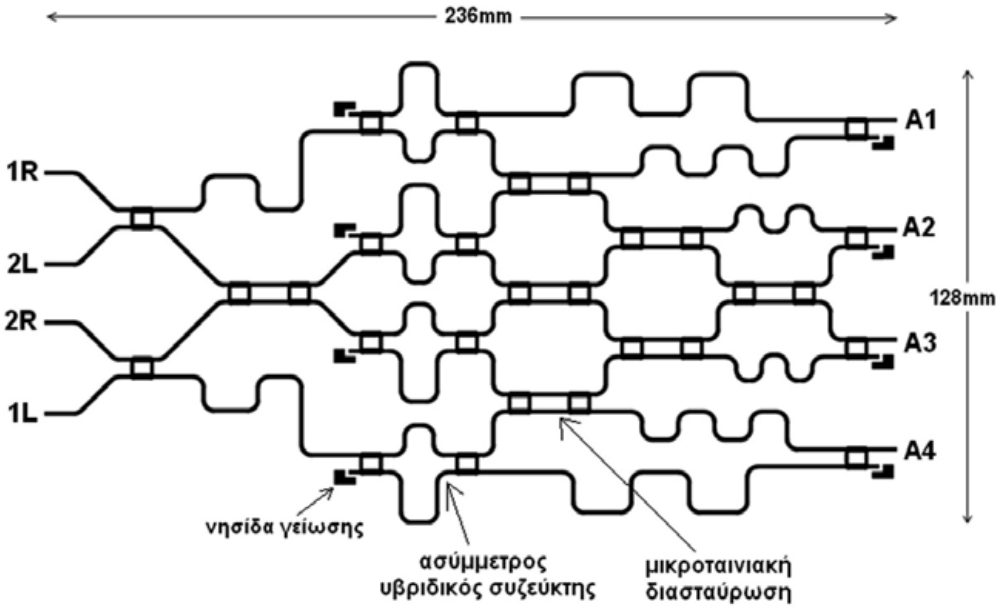
1GHz (9.5-10.5GHz). Σε ότι αφορά τους συντελεστές διάδοσης, οι ιδανικές τους τιμές είναι ίσες με -0.67dB και -8.46dB (διαφορά ίση με 7.79dB), αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδωσαν στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας των 10GHz τιμές ίσες με -1.2dB και -8.7dB (διαφορά ίση με 7.5dB), αντίστοιχα. Παρά τις απώλειες, που φτάνουν το 0.5dB, ο λόγος διαίρεσης ισχύος διατηρείται σε ικανοποιητικά επίπεδα, καθώς είναι ίσος με 5.6:1, έναντι 6:1 του θεωρητικού. Τέλος, οι διαφορές φάσης των σημάτων εξόδου αποκλίνουν ελάχιστα από τις θεωρητικές (0^o στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 1 και $\pm 180^o$ στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4).

Συνεπώς, καθώς τα αποτελέσματα για τον ασύμμετρο συζεύκτη είναι εν γένει ικανοποιητικά, το επόμενο βήμα είναι ο σχεδιασμός του πίνακα Butler, ο οποίος παρουσιάζεται παρακάτω.

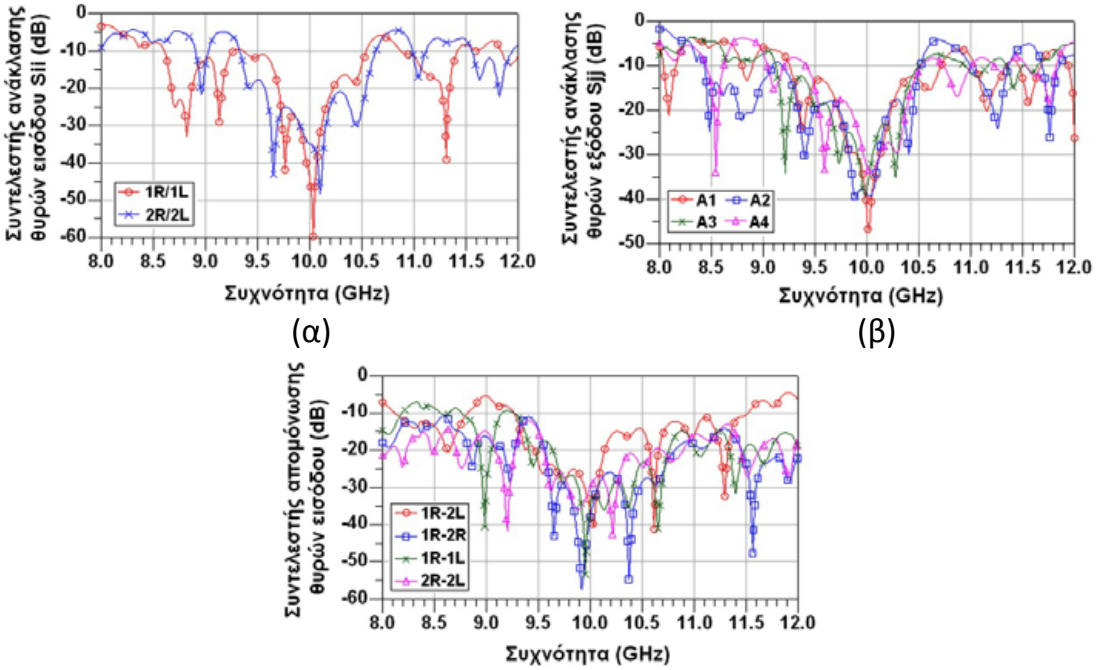
7.4.1.2. Σχεδιασμός και Προσομοίωση του Ασύμμετρου Πίνακα Butler

Το μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε, για την επίτευξη κατανομής Chebyshev -33dB φαίνεται στο Σχήμα 7.17. Η μόνη χαρακτηριστική διαφορά, σε σχέση με τις προηγούμενες περιπτώσεις, είναι η χρήση υβριδικών συζευκτών -3dB στις θύρες των κεραιών, αντί των συνδυαστών ισχύος Wilkinson. Αυτό απαιτεί επιπλέον νησίδες γείωσης, όπως φαίνεται και στο Σχ.7.17.

Σκοπός της προσομοίωσης του κυκλώματος, είναι όχι μόνο η επιβεβαίωση της σωστής λειτουργίας του, αλλά και η μελέτη της δυνατότητάς του να χρησιμοποιηθεί ως δίκτυο τροφοδοσίας σε μία ραδιοσυχνοτική συστοιχία φάσης ευρείας ζώνης. Έτσι, αρχικά στο Σχήμα 7.18 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της κυκλωματικής προσομοίωσης του δικτυώματος για τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών εισόδου και εξόδου. Παρατηρεί κανείς ότι τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά, ιδίως στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας, όπου όλοι οι συντελεστές διατηρούνται χαμηλότερα από -30dB.



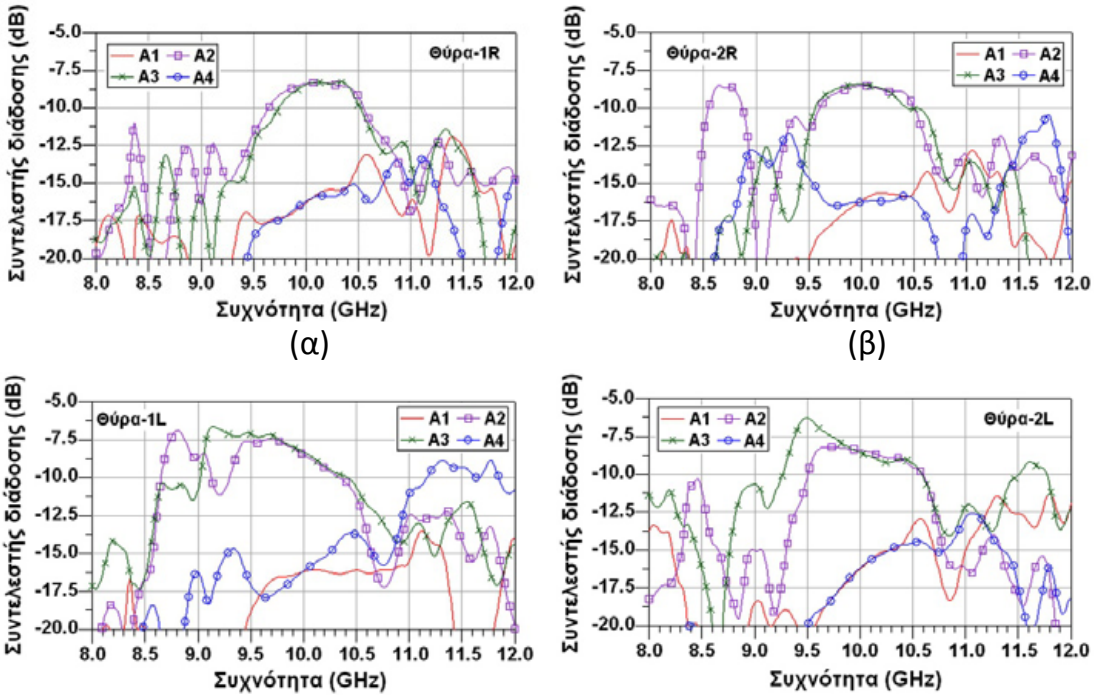
Σχήμα 7.17. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε στη ζώνη X, για την επίτευξη κατανομής Chebyshev -33dB.



Σχήμα 7.18. Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση.

Το επόμενο βήμα έχει να κάνει με τους συντελεστές διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών). Έτσι, το Σχήμα

7.19 απεικονίζει το μέτρο των συντελεστών, για όλες τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών εισόδου. Οι ιδανικές τιμές, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση χρησιμοποιώντας ιδανικές διατάξεις χωρίς απώλειες, είναι ίσες με -6.7dB για τις κεντρικές κεραίες (A2, A3) και -14.5dB για τις ακραίες (A1, A4), αντίστοιχα.

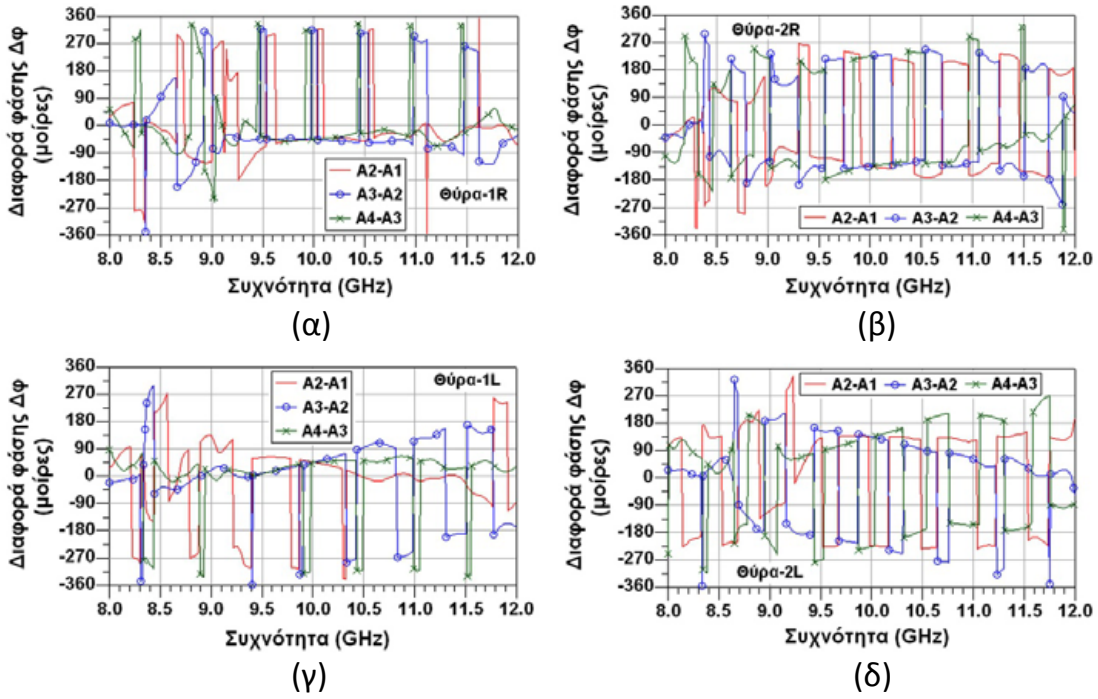


Σχήμα 7.19. Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Αναλύοντας τα αποτελέσματα του Σχ.7.19, παρατηρεί αρχικά κανείς ότι επιτυγχάνεται η δημιουργία ανομοιόμορφης κατανομής πλάτους, στη ζώνη συχνοτήτων από 9.5GHz έως 10.5GHz περίπου. Όμως, οι συντελεστές παρουσιάζουν απώλειες, οι οποίες για την κεντρική συχνότητα λειτουργίας είναι ίσες με 1.8dB, για όλες τις περιπτώσεις διέγερσης. Παρόλα αυτά, ο επιθυμητός λόγος διαίρεσης ισχύος (ή αντίστοιχα ο λόγος των συντελεστών

διέγερσης) διατηρείται, καθώς κυμαίνεται από 7.7dB έως 7.9dB, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας.

Ακολούθως, στο Σχήμα 7.20 φαίνονται τα αποτελέσματα για τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, ενώ ο Πίνακας 7.4 παραθέτει τις τιμές των διαφορών φάσης στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας των 10GHz. Οι αποκλίσεις από τις θεωρητικές τιμές δεν ξεπερνούν το 0.7%. Τα άλματα των 360^{o} στις διαφορές φάσης (Σχ.7.20) οφείλονται στις μεταβολές με τη συχνότητα του ηλεκτρικού μήκους των διαδρομών του σήματος.



Σχήμα 7.20. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Επιπρόσθετα, ο Πίνακας 7.5 παρουσιάζει συνολικά την κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί το δικτύωμα, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=10GHz. Οι αποκλίσεις στην κατανομή πλάτους φτάνουν το

1.7%. Τέλος, το Σχήμα 7.21 απεικονίζει τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν από την εφαρμογή της κατανομής τροφοδοσίας σε μία γραμμική συστοιχία τεσσάρων ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών, με μεταξύ τους απόσταση $d=0.4\lambda_o$. Στο Σχήμα 7.21(α) παρουσιάζονται τα αποτελέσματα εφαρμογής της ιδανικής κατανομής, ενώ στο Σχήμα 7.21(β) αυτά που προκύπτουν χρησιμοποιώντας την κατανομή του Πίνακα 7.5. Διαπιστώνεται ότι οι αποκλίσεις είναι μηδαμινές και αφορούν κυρίως στην ένταση των μηδενισμών.

Πίνακας 7.4. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=10GHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4.

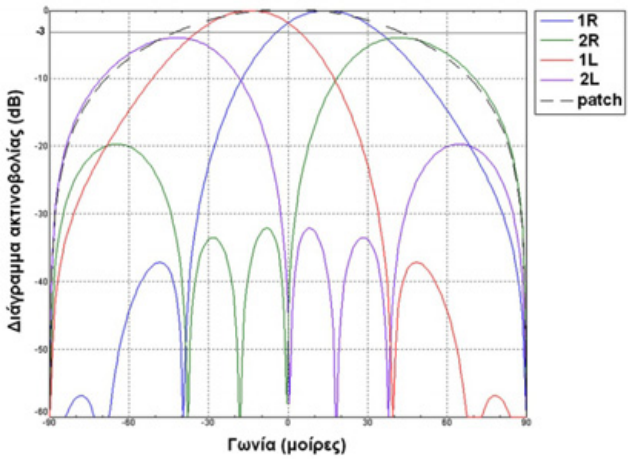
	Διαφορά φάσης Δφ (^{o})			
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**
1R	*-45*	-44.8	-45.3	-45
2R	*-135*	-134.5	-134.9	-135.3
1L	*+45*	+45.7	+44.7	+44
2L	*+135*	+135.7	+135.2	+134.1

Πίνακας 7.5. Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=10GHz.

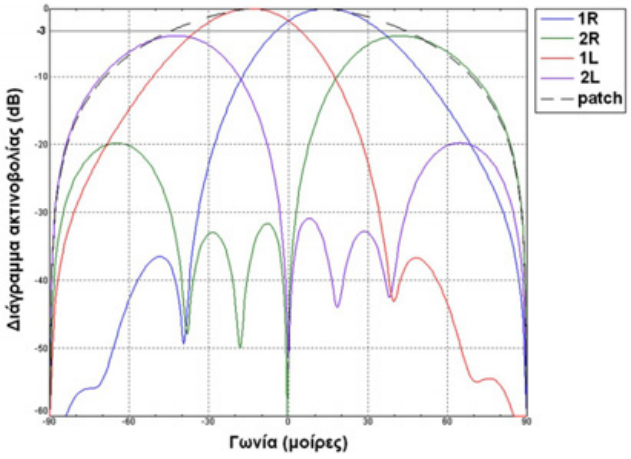
	ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ			
	Στοιχείο Συστοιχίας			
Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου	**A1** ***(0.407)***	**A2** ***(1)***	**A3** ***(1)***	**A4** ***(0.407)***
1R	0.4	1	0.992	0.408
(Δφ=-45^o)	-109^o	-153.8^o	160.9^o	115.9^o
2L	0.408	1	0.983	0.408
(Δφ=135^o)	160.7^o	-63.6^o	71.6^o	-154.3^o
1L	0.405	0.983	1	0.405
(Δφ=45^o)	26.1^o	71.8^o	116.5^o	160.5^o
2R	0.408	0.992	1	0.408
(Δφ=-135^o)	115.8^o	-18.7^o	-153.6^o	71.1^o

Συνεπώς, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης δείχνουν ότι το δικτύωμα λειτουργεί ικανοποιητικά ως μικροκυματικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης.

Πρέπει όμως να εξεταστεί η δυνατότητα προσανατολισμού της δέσμης σε λειτουργία ευρείας ζώνης μέσω της υλοποίησης ή μη, καθυστέρησης πραγματικού χρόνου. Το θέμα αυτό μελετάται στην επόμενη ενότητα.



(α)



(β)

Σχήμα 7.21. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 4 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση $d=0.4\lambda_o$, που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Εφαρμόζοντας την ιδανική κατανομή τροφοδοσίας, (β) Εφαρμόζοντας την κατανομή τροφοδοσίας του Πίνακα 7.5, που προέκυψε από την προσομοίωση του κυκλώματος.

Ραδιοσυχνοτική Λειτουργία Ευρείας Ζώνης

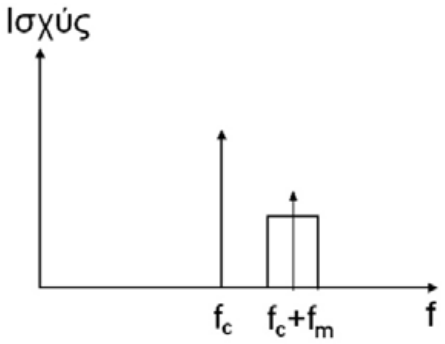
Προκειμένου το δικτύωμα που σχεδιάστηκε να είναι κατάλληλο προς χρήση ως δίκτυο τροφοδοσίας σε μία ευρυζωνική ραδιοσυχνοτική συστοιχία, είναι απαραίτητο να διαθέτει ένα σχετικά υψηλό εύρος ζώνης.

Εξετάζοντας κανείς τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και συγκεκριμένα τα Σχ.7.18-7.19, μπορεί να καταλήξει στο συμπέρασμα ότι για ένα εύρος ζώνης περίπου ίσο με 1GHz (10% της κεντρικής συχνότητας λειτουργίας), από 9.5GHz έως 10.5GHz, οι τιμές όλων των συντελεστών παραμένουν σε ικανοποιητικά επίπεδα. Ειδικότερα, οι συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών παραμένουν κάτω από -10dB, ενώ ταυτόχρονα οι συντελεστές διάδοσης δεν αλλάζουν τόσο ώστε να οδηγούν σε σημαντική παραμόρφωση της κατανομής τροφοδοσίας.

Κατά συνέπεια, έχοντας ως δεδομένο ένα διαθέσιμο εύρος ζώνης ίσο με 1GHz και λαμβάνοντας υπ'όψιν ότι η διαμόρφωση πλάτους διπλής ζώνης απαιτεί ένα εύρος ζώνης ίσο με $2f_m$, καθώς και ότι η αποδιαμόρφωση είναι ομόδυνη (f_{IF}=0), καταλήγει κανείς στο συμπέρασμα ότι η μέγιστη τιμή της συχνότητας του ραδιοσυχνοτικού διαμορφώνοντος σήματος μπορεί να είναι ίση με 500MHz (μέσα στη ζώνη UHF, *Ultra High Frequency*, 300-3000MHz). Αντίθετα, η ελάχιστη τιμή μπορεί να οριστεί αυθαίρετα. Στην περίπτωσή μας η ελάχιστη τιμή της συχνότητας ορίζεται ίση με 30MHz, η οποία είναι και η ελάχιστη τιμή της ζώνης VHF (*Very High Frequency*, 30-300MHz). Έτσι, το διαμορφώνον σήμα εκτείνεται στις ραδιοσυχνοτικές ζώνες VHF/UHF, από 30-500MHz. Με βάση όλα τα παραπάνω, το μικροκυματικό δικτύωμα μπορεί να προσφέρει στο ραδιοσυχνοτικό σήμα ένα εύρος ζώνης λειτουργίας που φτάνει τις 4 οκτάβες περίπου, υποστηρίζοντας έτσι λειτουργία υπέρ-ευρείας ζώνης.

Επιπρόσθετα, αξίζει να αναφερθεί ότι το εύρος ζώνης του διαμορφώνοντος ραδιοσυχνοτικού σήματος μπορεί να διπλασιαστεί, χρησιμοποιώντας διαμόρφωση πλάτους μονής πλευρικής ζώνης (*Single Side Band, AM-SSB*) και ορίζοντας ως φέρουσα συχνότητα την κατώτερη συχνότητα λειτουργίας του μικροκυματικού δικτυώματος. Συγκεκριμένα, η διαμόρφωση πλάτους μονής πλευρικής ζώνης απαιτεί ένα εύρος ζώνης ίσο με f_m, όπως χαρακτηριστικά φαίνεται στο Σχήμα 7.22 για την άνω ζώνη (*upper*

side band), καθώς μία από τις δύο πλευρικές ζώνες (Σχ.7.9(α)) μπορεί να αποκοπεί. Έτσι, αποφεύγοντας τη δημιουργία δεύτερης κατοπτρικής ζώνης, το ραδιοσυχνοτικό σήμα μπορεί να εκτείνεται σε όλο το διαθέσιμο εύρος ζώνης λειτουργίας του μικροκυματικού δικτυώματος. Ως εκ τούτου, καθώς το διαθέσιμο εύρος ζώνης του μικροκυματικού δικτυώματος είναι ίσο με 1GHz (9.5-10.5GHz), ως φέρουσα συχνότητα ορίζονται τα 9.5GHz, ενώ το ραδιοσυχνοτικό σήμα μπορεί τώρα να εκτείνεται από 30MHz έως 1GHz. Παρόλο που η τεχνική απαιτεί πρόσθετες διατάξεις στα κυκλώματα διαμόρφωσης (π.χ. φίλτρα αποκοπής της μίας ζώνης), οδηγεί σε σημαντική αύξηση του ραδιοσυχνοτικού εύρους ζώνης λειτουργίας.



Σχήμα 7.22. Συχνοτική αναπαράσταση διαμόρφωσης πλάτους μονής (άνω) πλευρικής ζώνης.

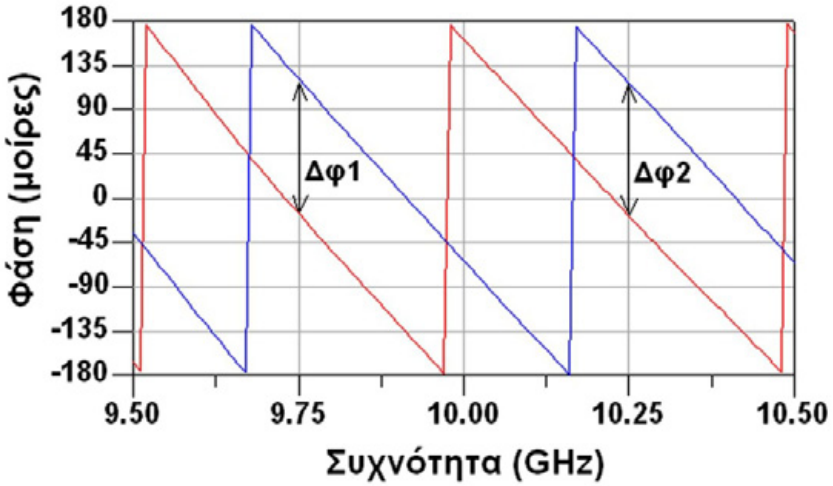
7.4.1.3. Προσανατολισμός της Δέσμης σε Λειτουργία Ευρείας Ζώνης

Πριν από την προσομοίωση του συστήματος, αξίζει να μελετηθεί η δυνατότητα προσανατολισμού της δέσμης σε λειτουργία ευρείας ζώνης, μιας συστοιχίας που τροφοδοτείται από το δικτύωμα που σχεδιάστηκε, σε μικροκυματικές συχνότητες. Η συμπεριφορά του δικτυώματος στις μικροκυματικές συχνότητες, για τις οποίες σχεδιάστηκε να λειτουργεί, θα δώσει σημαντικές πληροφορίες και για τη συμπεριφορά του ως δίκτυο τροφοδοσίας ευρείας ζώνης μιας ραδιοσυχνοτικής συστοιχίας. Το βασικό ζητούμενο είναι η μελέτη που αφορά στη δυνατότητα του κυκλώματος να

προσφέρει λειτουργία ευρείας ζώνης με καθυστέρηση πραγματικού χρόνου (χωρίς τη χρήση πρόσθετων διατάξεων).

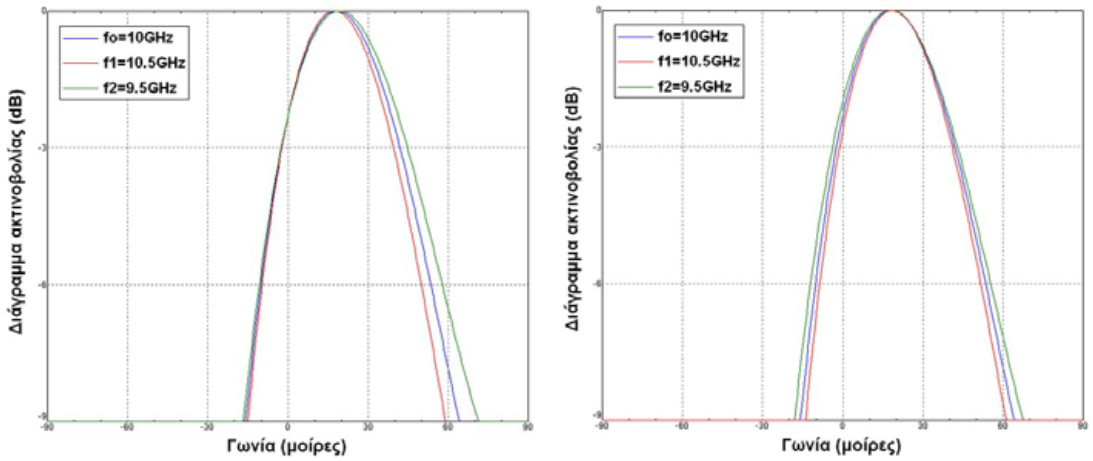
Όπως φάνηκε από τους συντελεστές διάδοσης, το κύκλωμα εμφανίζει ένα εύρος ζώνης που κυμαίνεται από 9.5GHz έως 10.5GHz. Όμως, για να επιτευχθεί προσανατολισμός της δέσμης απαλλαγμένος από το φαινόμενο του "στραβισμού", καθώς και από παραμορφώσεις του διαγράμματος ακτινοβολίας, είναι απαραίτητο οι φάσεις των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών να ακολουθούν τη μορφή του Σχ.7.4, ή με άλλα λόγια, οι διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων να μεταβάλλονται ανάλογα με τη συχνότητα.

Όμως, όπως φαίνεται από το Σχήμα 7.23, όπου απεικονίζονται ενδεικτικά οι φάσεις των σημάτων τροφοδοσίας δύο κεραιών όπως προέκυψαν από την προσομοίωση, η διαφορά φάσης μεταξύ τους παραμένει σταθερή. Επομένως, παρά το γεγονός ότι το δικτύωμα εμφανίζει ένα ορισμένο εύρος ζώνης, δεν μπορεί να προσφέρει λειτουργία καθυστέρησης πραγματικού χρόνου και άρα, προσανατολισμό της δέσμης απαλλαγμένο από το φαινόμενο του "στραβισμού". Έτσι, γίνεται απαραίτητη η χρήση πρόσθετων διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου (TTD), όπως έχει ήδη αναφερθεί και απεικονίζεται στα Σχ.7.12 και 7.14.



Σχήμα 7.23. Φάσεις των σημάτων τροφοδοσίας δύο κεραιών, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση.

Στο Σχήμα 7.24 απεικονίζονται τα αποτελέσματα από τη χρήση ή μη των διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, για την περίπτωση του παράγοντα συστοιχίας της ακτινοβολούμενης δέσμης 2L, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση. Όπως φαίνεται από το Σχ.7.24(α), όπου απεικονίζονται τα αποτελέσματα χωρίς τη χρήση των πρόσθετων διατάξεων, εμφανίζεται μία απόκλιση στον προσανατολισμό της δέσμης, περίπου ίση με 2^{o}, καθώς μεταβάλλεται η συχνότητα λειτουργίας από τα 9.5GHz έως τα 10.5GHz. Αντίθετα, στο Σχ.7.24(β), όπου έχουν χρησιμοποιηθεί οι διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, φαίνεται ότι η δέσμη δεν αποκλίνει από τον αρχικό προσανατολισμό της με τις μεταβολές της συχνότητας. Κατά συνέπεια, επιβεβαιώνεται το γεγονός ότι η λειτουργία του πίνακα Butler δεν αντιμετωπίζει το "στραβισμό" και είναι απαραίτητη η χρήση των διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου.



(α) (β)

Σχήμα 7.24. Αποτελέσματα εφαρμογής της διορθωτικής μετατόπισης χρόνου (ή φάσης) στον προσανατολισμό ευρείας ζώνης του παράγοντα συστοιχίας της δέσμης 2L μιας συστοιχίας 4 στοιχείων ($d=0.4\lambda_o$), τροφοδοτούμενης από τον πίνακα Butler. (α) Προσανατολισμός της δέσμης χωρίς την εφαρμογή της διορθωτικής μετατόπισης χρόνου, (β) Αντιμετώπιση του φαινομένου του "στραβισμού" με την εφαρμογή διορθωτικής χρονικής μετατόπισης, μέσω διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου (TTD).

Συμπερασματικά, όπως έχει ήδη αναφερθεί, αποδεικνύεται ότι ο πίνακας Butler μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την επεξεργασία πλάτους και το βασικό προσανατολισμό της δέσμης σε ένα ευρυζωνικό ραδιοσυχνοτικό σύστημα. Από την άλλη πλευρά, οι πρόσθετες διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου είναι απαραίτητες, τόσο για την απαιτούμενη μετατροπή της ακολουθίας φάσης στις ραδιοσυχνότητες, όσο και για την κατάλληλη μεταβολή της, ώστε να αντιμετωπίζεται το φαινόμενο του "στραβισμού".

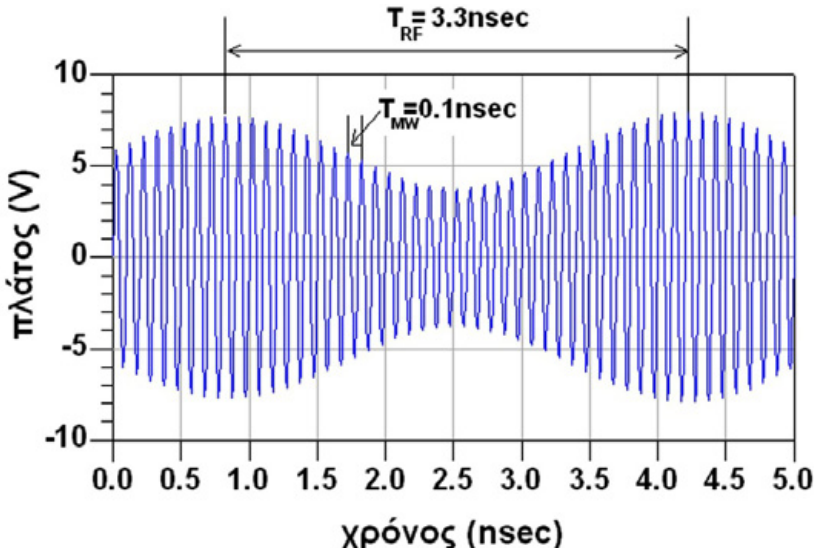
Τέλος, ακολουθεί στην επόμενη ενότητα η προσομοίωση σε επίπεδο συστήματος της ραδιοσυχνοτικής συστοιχίας φάσης.

7.4.2. Προσομοίωση Συστήματος

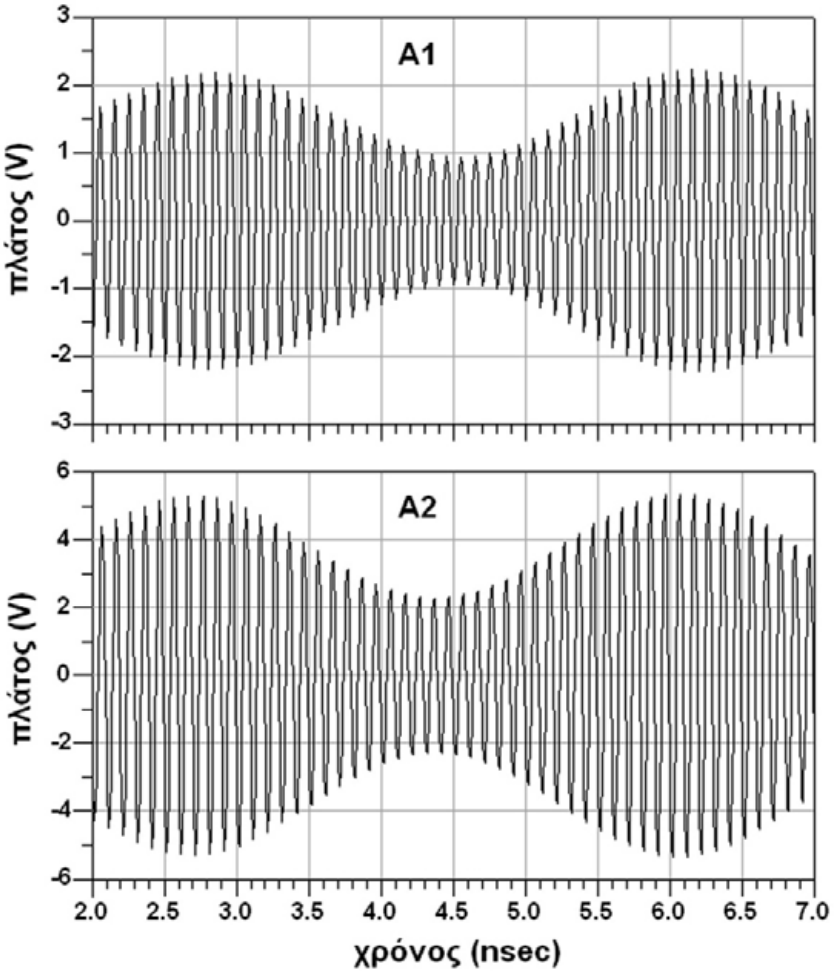
Αφού ολοκληρώθηκε η διαδικασία σχεδιασμού του πίνακα Butler, παρατίθεται σε αυτήν την παράγραφο η προσομοίωση του συστήματος εκπομπής της ραδιοσυχνοτικής συστοιχίας, για την εξαγωγή των βασικών αποτελεσμάτων και την επιβεβαίωση της λειτουργίας ευρείας ζώνης.

Έτσι, προσομοιώθηκε το σύστημα που απεικονίζεται στο Σχ.7.14, χρησιμοποιώντας τον ασύμμετρο πίνακα Butler που σχεδιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα (Σχ.7.17). Ο τοπικός ταλαντωτής παράγει ένα σήμα (φέρον) με συχνότητα f_{MW}=10GHz, ενώ θεωρείται ότι το ραδιοσυχνοτικό σήμα εισόδου (διαμορφώνον) έχει συχνότητα f_{RF}=300MHz (μέσα στο εύρος ζώνης του δικτυώματος). Εφαρμόστηκε διαμόρφωση πλάτους διπλής πλευρικής ζώνης με δείκτη διαμόρφωσης m ίσο με 0.4.

Αρχικά, το Σχήμα 7.25 απεικονίζει το διαμορφωμένο σήμα εισόδου στο πεδίο του χρόνου, ενώ στο Σχήμα 7.26 φαίνονται ενδεικτικά τα σήματα τροφοδοσίας των κεραιών A1 και A2, πριν από την αποδιαμόρφωση, όπως παράγονται από τον πίνακα Butler (σήματα στις αντίστοιχες θύρες εξόδου). Ο λόγος των πλατών (ή των ενεργών τιμών) των σημάτων είναι ίσος με 2.46:1, όπως ορίζεται από την κατανομή του Πίνακα 7.3.



Σχήμα 7.25. Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος εισόδου στο πεδίο του χρόνου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση.

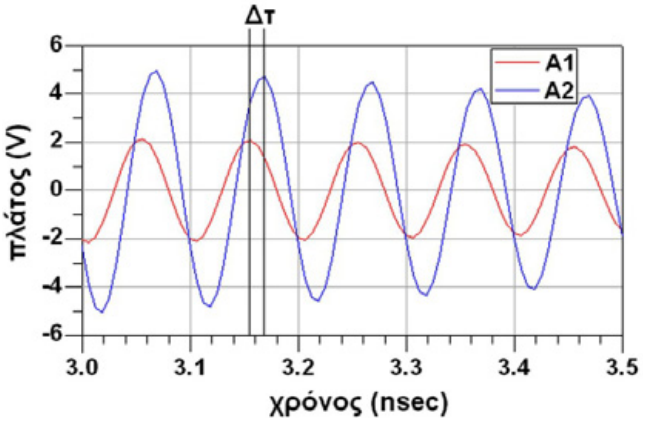


Σχήμα 7.26. Χρονική απεικόνιση των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών A1 και A2, όπως παράγονται στις αντίστοιχες θύρες εξόδου του πίνακα Butler.

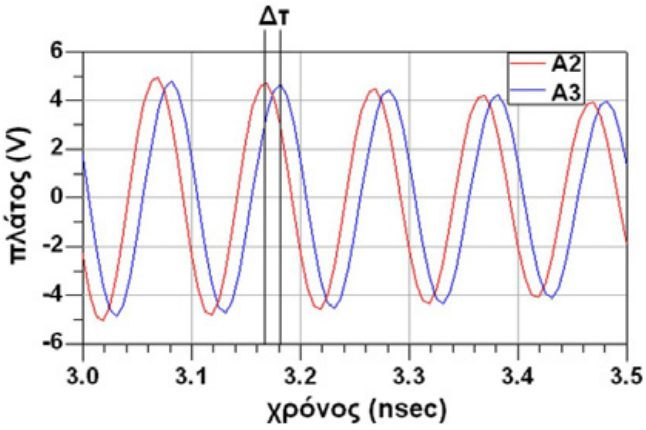
Αντίστοιχα, στο Σχήμα 7.27 απεικονίζονται με λεπτομέρεια, τα σήματα τροφοδοσίας των κεραιών ανά ζεύγη, όπως εμφανίζονται στις θύρες εξόδου του πίνακα Butler, για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1R. Η χρονική διαφορά μεταξύ των σημάτων είναι περίπου ίση με 12.5nsec, η οποία αντιστοιχεί σε διαφορά φάσης ίση με 45^o (π/4), σύμφωνα με την (7.3), για τη συχνότητα του φέροντος f_{MW}=10GHz. Επίσης, παρατηρώντας το Σχ.7.27(α), το σήμα τροφοδοσίας της κεραίας A2 έπεται του σήματος τροφοδοσίας της κεραίας A1, κάτι που αντιστοιχεί σε διαφορά φάσης -45^o. Το ίδιο συμβαίνει και για τα υπόλοιπα ζεύγη των σημάτων τροφοδοσίας. Επιπλέον, ο λόγος των πλατών διατηρείται, όπως ορίζει η κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο πίνακας Butler.

Όμως, εκείνο που έχει μεγαλύτερη σημασία είναι η μελέτη των ραδιοσυχνοτικών σημάτων τροφοδοσίας μετά την αποδιαμόρφωση, καθώς αυτά είναι τα σήματα που τελικά τροφοδοτούν τη συστοιχία. Έτσι, το Σχήμα 7.28(α) απεικονίζει τα ραδιοσυχνοτικά σήματα τροφοδοσίας των κεραιών (f_{RF}=300MHz), μετά την αποδιαμόρφωση, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση, χωρίς τη χρήση των διατάξεων καθυστέρησης. Τα σήματα αυτά αποτελούν τις περιβάλλουσες των αντίστοιχων διαμορφωμένων σημάτων που απεικονίζονται στο Σχ.7.27. Παρατηρεί κανείς, ότι ενώ διατηρούνται οι επιθυμητοί λόγοι των πλατών, οι διαφορές φάσεις (ή χρονικές διαφορές) μεταξύ των σημάτων δεν είναι οι κατάλληλες.

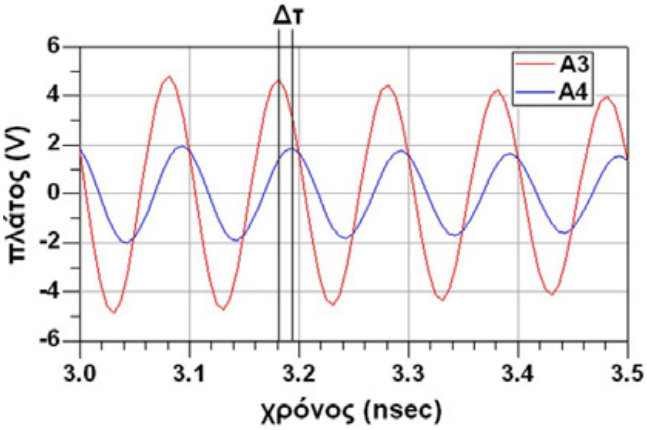
Αντίθετα, εφαρμόζοντας τις κατάλληλες τιμές χρονικής καθυστέρησης (τ_n) σε κάθε κανάλι εξόδου του πίνακα Butler, επιτυγχάνεται η δημιουργία της απαιτούμενης χρονικής διαφοράς (ή διαφοράς φάσης), όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.28(β). Η χρονική διαφορά μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας (Δτ) είναι τώρα περίπου ίση με 0.417nsec, τιμή που αντιστοιχεί σε διαφορά φάσης ίση με π/4, για τη συχνότητα του σήματος περιβάλλουσας f_{RF}=300MHz.



(α)



(β)

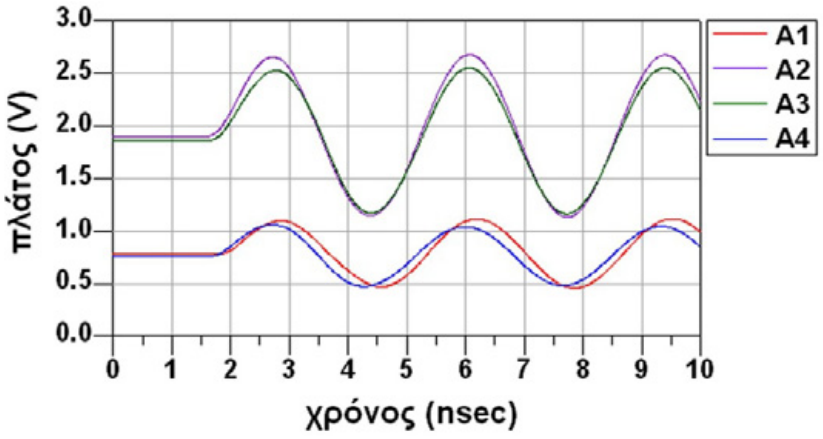


(γ)

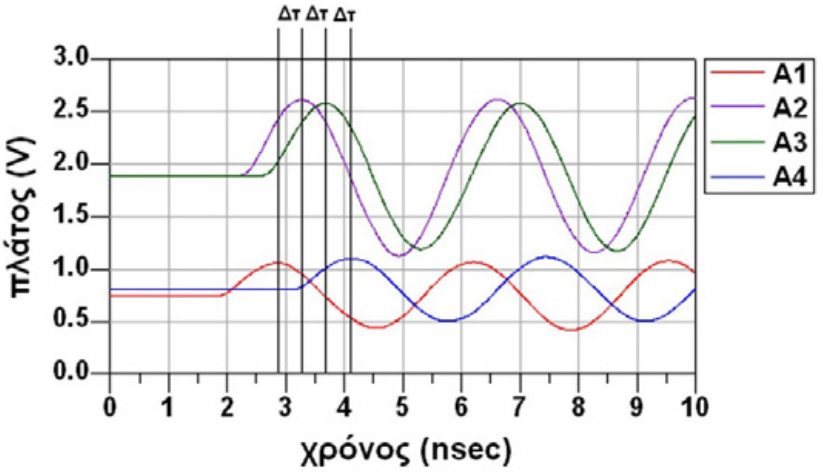
Σχήμα 7.27. Χρονική απεικόνιση των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών ανά ζεύγη, στις θύρες εξόδου του πίνακα Butler, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση, για την περίπτωση διέγερσης της θύρας εισόδου 1R. (α) Κεραίες A1-A2, (β) Κεραίες A2-A3 και (γ) Κεραίες A3-A4.

Ομοίως, το Σχήμα 7.29 απεικονίζει τα αντίστοιχα αποτελέσματα για τις υπόλοιπες περιπτώσεις διέγερσης των θυρών εισόδου του πίνακα Butler, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση. Σημειώνεται ότι για την περίπτωση

διέγερσης της θύρας 1L η χρονική διαφορά είναι αντίθετη από αυτήν της περίπτωσης της θύρας 1R, ενώ για τις θύρες 2R και 2L, η χρονική διαφορά μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας είναι τώρα ίση με 1.25nsec, τιμή που αντιστοιχεί σε διαφορά φάσης ίση με ±3π/4 (±135^{o}), όπως απαιτείται. Ο Πίνακας 7.6 παραθέτει ενδεικτικά τις τιμές της πρόσθετης χρονικής μετατόπισης που απαιτείται σε κάθε θύρα εξόδου του πίνακα Butler, για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών εισόδου 1R και 2R, αντίστοιχα.



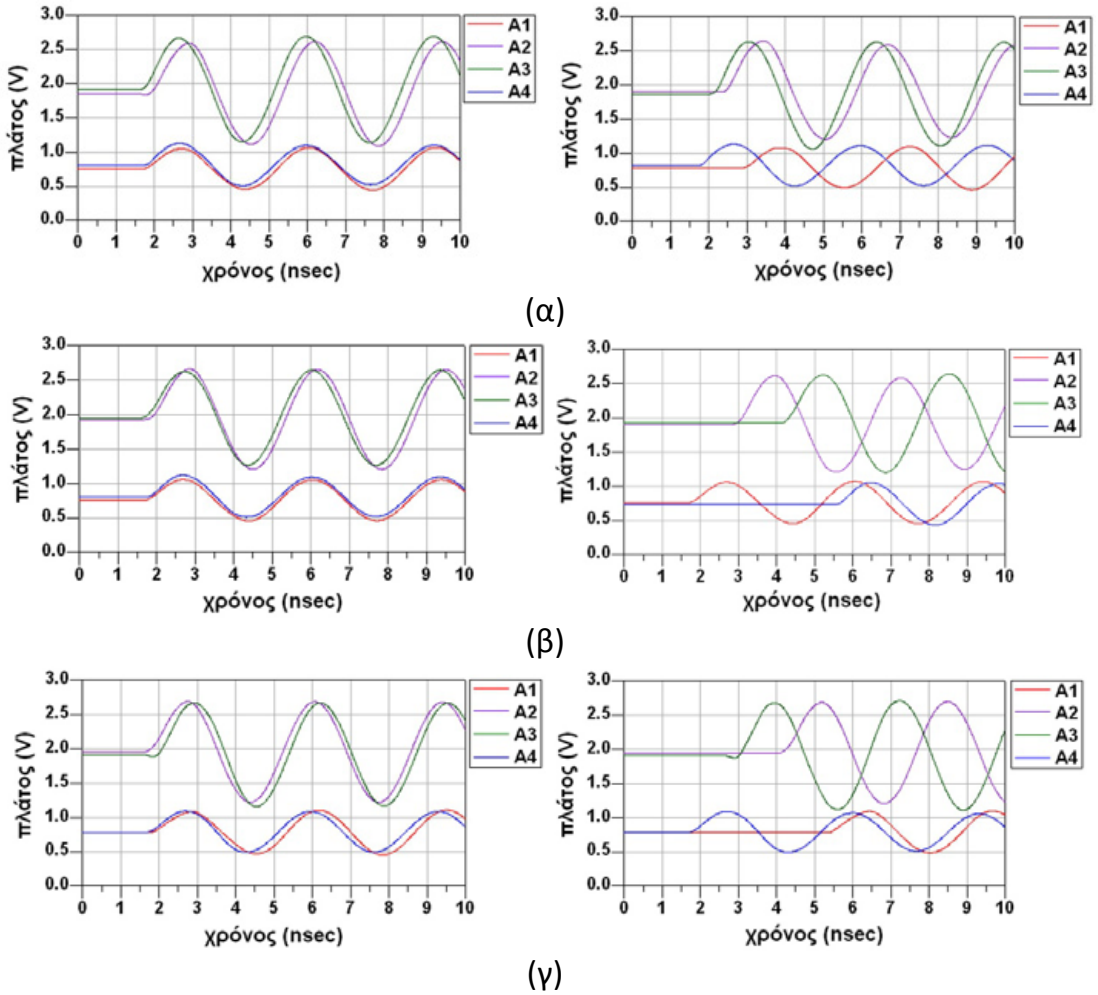
(α)



(β)

Σχήμα 7.28. Απεικόνιση στο πεδίο του χρόνου των ραδιοσυχνοτικών σημάτων τροφοδοσίας της συστοιχίας, για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1R του πίνακα Butler. (α) Χωρίς τη χρήση των διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, (β) Εφαρμόζοντας κατάλληλες χρονικές μετατοπίσεις σε κάθε κανάλι εξόδου με τις διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου.

Τα δεδομένα για το πλάτος και τις διαφορές φάσης των σημάτων τροφοδοσίας της συστοιχίας φαίνονται συγκεντρωμένα στους Πίνακες 7.7 και 7.8, αντίστοιχα. Ο Πίνακας 7.7 παραθέτει τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας, όπως προέκυψαν από τη χρήση των διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, ενώ ο Πίνακας 7.8 παραθέτει την κατανομή τροφοδοσίας της συστοιχίας, στη συχνότητα f_{RF}=300MHz (για λόγους ευκολίας, έχει γίνει αναγωγή σε όλες τις τιμές της φάσης ως προς την τιμή αναφοράς των 0^o).



Σχήμα 7.29. Απεικόνιση στο πεδίο του χρόνου των ραδιοσυχνοτικών σημάτων τροφοδοσίας της συστοιχίας, πριν (αριστερά) και μετά (δεξιά) τη χρήση των διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου. (α) Διέγερση θύρας-1L, (β) Διέγερση θύρας-2R και (γ) Διέγερση θύρας-2L.

Πίνακας 7.6. Τιμές πρόσθετης χρονικής μετατόπισης τ_n σε κάθε θύρα εξόδου του πίνακα Butler, για την κατάλληλη μετατροπή της ακολουθίας φάσης τροφοδοσίας της συστοιχίας.

	Πρόσθετη χρονική μετατόπιση τ_n (nsec)			
Θύρα διέγερσης	**Θύρα εξόδου 1**	**Θύρα εξόδου 2**	**Θύρα εξόδου 3**	**Θύρα εξόδου 4**
1R	0	+0.59	+0.93	+1.44
2R	0	+1.13	+2.5	+3.825

Πίνακας 7.7. Διαφορές φάσης μεταξύ των ραδιοσυχνοτικών σημάτων τροφοδοσίας στη συχνότητα f_{RF}=300MHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του συστήματος.

	Διαφορά φάσης Δφ (^{o})			
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**
1R	*-45*	-44.1	-46.7	-44.6
1L	*+45*	+44.8	+44.7	+44.2
2R	*-135*	-135.7	-135.7	-135.6
2L	*+135*	+134.8	+134.7	+134.5

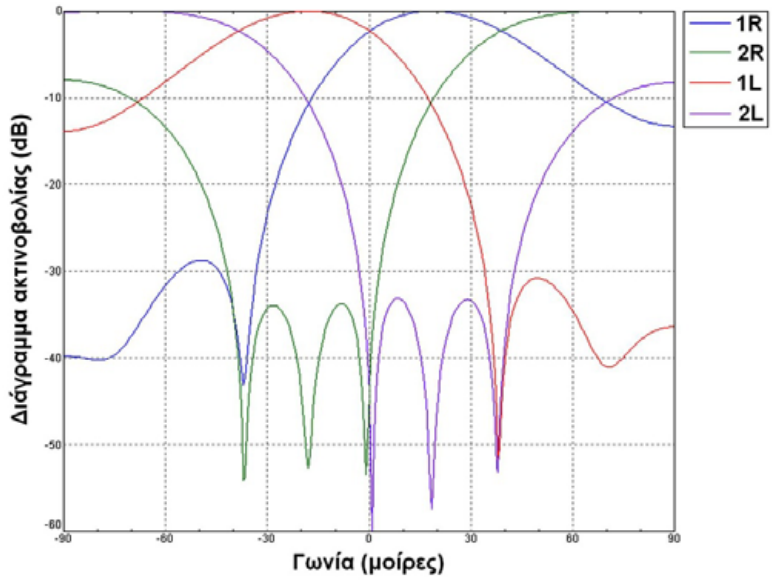
Πίνακας 7.8. Κατανομή τροφοδοσίας της συστοιχίας, στη συχνότητα f_{RF}=300MHz, όπως προέκυψε από την προσομοίωση.

	ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ			
	Στοιχείο Συστοιχίας			
Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου	**A1** ***(0.407)***	**A2** ***(1)***	**A3** ***(1)***	**A4** ***(0.407)***
1R	0.405	1	0.988	0.408
(Δφ=-45^o)	0^o	-44.1^o	-90.8^o	-135.4^o
1L	0.407	1	0.996	0.429
(Δφ=45^o)	-133.7^o	-88.9^o	-44.2^o	0^o
2R	0.402	0.995	1	0.4
(Δφ=-135^o)	0^o	-135.7^o	-271.4^o	-407^o
2L	0.405	1	0.996	0.405
(Δφ=135^o)	-404^o	-269.2^o	-134.5^o	0^o

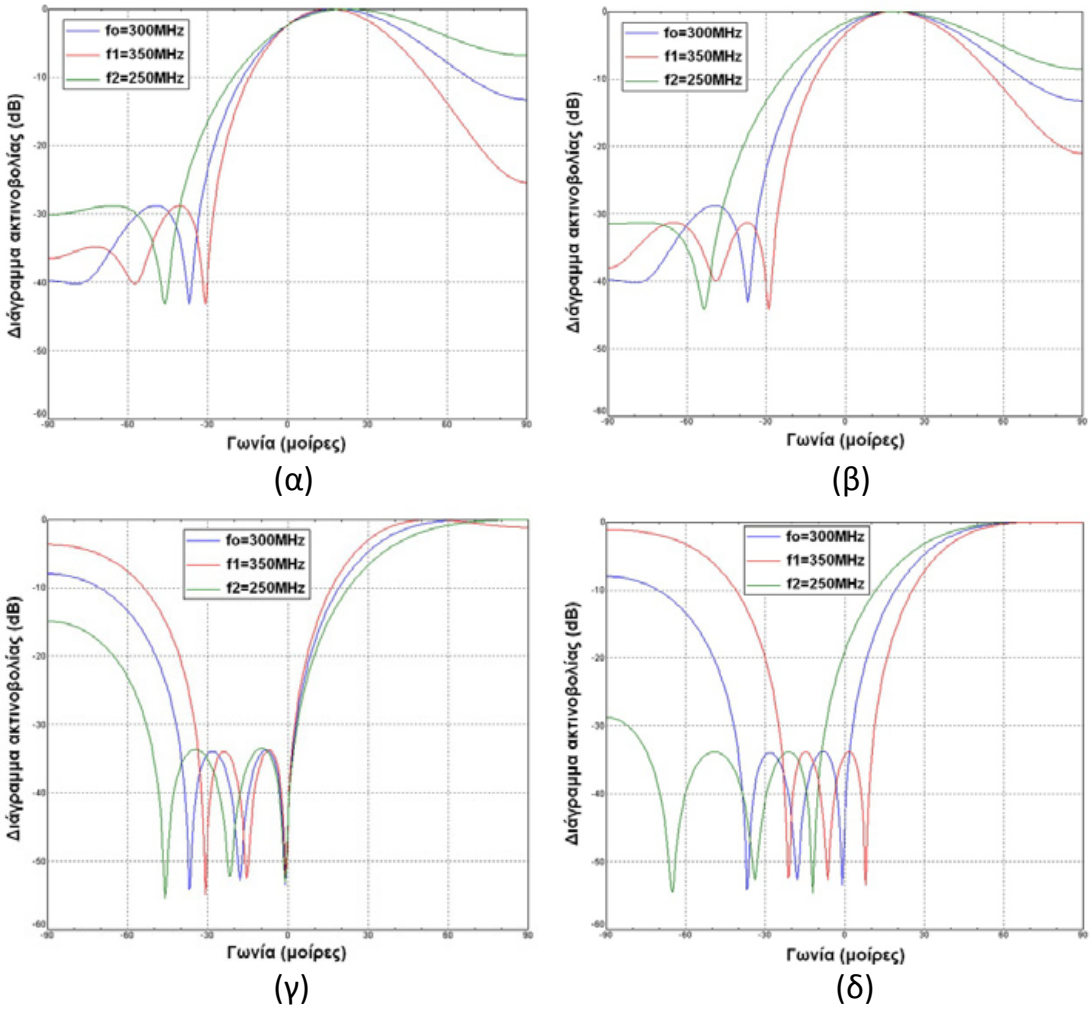
Για να διαπιστωθεί η λειτουργία του συστήματος στη ζώνη των ραδιοσυχνοτήτων, οι συντελεστές του Πίνακα 7.8 χρησιμοποιήθηκαν για την τροφοδοσία και την προσομοίωση μιας συστοιχίας 4 στοιχείων. Ως στοιχεία ακτινοβολίας χρησιμοποιήθηκαν ιδανικές ισοτροπικές πηγές, προκειμένου να παραχθεί ο παράγοντας συστοιχίας. Η επιλογή αυτή έγινε για να αποφευχθεί η επίδραση του διαγράμματος ακτινοβολίας του απλού στοιχείου στο

διάγραμμα (μακρινό πεδίο) της συστοιχίας. Γενικά, όπως έχει ήδη αναφερθεί, είναι απαραίτητη η χρήση κεραίας ευρείας ζώνης (βλ. Πίνακα 7.2), ώστε να υποστηρίζεται η λειτουργία του συστήματος. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, για μια απόσταση d μεταξύ των στοιχείων ίση με $0.4\lambda_o$, φαίνονται στο Σχήμα 7.30.

Όμως, έχει σημασία να εξεταστεί και να μελετηθεί το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας σε διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας. Έτσι, μεταβάλλοντας τη συχνότητα του σήματος περιβάλλουσας (f_{RF}), η παραπάνω διαδικασία επαναλαμβάνεται, για να προσδιοριστούν οι συντελεστές διέγερσης της συστοιχίας σε διαφορετικές συχνότητες. Η σάρωση της τιμής της ραδιοσυχνότητας έγινε μεταξύ 250-350MHz, τιμές που βρίσκονται μέσα στο εύρος ζώνης του πίνακα Butler (1GHz, 500MHz εκατέρωθεν της κεντρικής f_o=10GHz). Παράλληλα, για να αποφευχθεί ο "στραβισμός" της δέσμης, εφαρμόστηκαν και διορθωτικές χρονικές μετατοπίσεις στα σήματα τροφοδοσίας, όπως έχει ήδη αναλυθεί. Ενδεικτικά αποτελέσματα, τόσο χωρίς, όσο και με την εφαρμογή των διορθωτικών χρονικών μετατοπίσεων, για τις δέσμες 1R και 2R αντίστοιχα, απεικονίζονται στο Σχήμα 7.31.



Σχήμα 7.30. Διαγράμματα του παράγοντα συστοιχίας στη συχνότητα f_{RF}=300MHz, με απόσταση των στοιχείων $d=0.4\lambda_o$, χρησιμοποιώντας ως διεγέρσεις τους ραδιοσυχνοτικούς συντελεστές του Πίνακα 7.8.



Σχήμα 7.31. Διαγράμματα του παράγοντα συστοιχίας σε διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας, με απόσταση στοιχείων $d=0.4\lambda_o$ (f_o=300MHz). (α) Διέγερση της δέσμης 1R, χωρίς την εφαρμογή καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, (β) Διέγερση της δέσμης 1R με εφαρμογή κατάλληλης καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, (γ) Διέγερση της δέσμης 2R, χωρίς την εφαρμογή καθυστέρησης πραγματικού χρόνου και (δ) Διέγερση της δέσμης 2R με εφαρμογή κατάλληλης καθυστέρησης πραγματικού χρόνου.

Αξίζει να σημειωθεί, παρατηρώντας το Σχ.7.31, ότι εξαιτίας του σχετικά μεγάλου εύρους των δεσμών, ο “στραβισμός” στα Σχ.7.31(α) και 7.31(γ) αντίστοιχα, δεν είναι ιδιαίτερα εμφανής. Όμως, η απόκλιση της δέσμης 1R για διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας φτάνει τις 4^o, ενώ για τη δέσμη 2R ξεπερνάει τις 15^o. Τα αποτελέσματα είναι παρόμοια και για τις υπόλοιπες δέσμες. Επιπλέον, περαιτέρω μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας (μέσα στο εύρος ζώνης που παρέχει ο πίνακας Butler) είναι εφικτή, αλλά οδηγεί σε

διαγράμματα ακτινοβολίας με σημαντικά μειονεκτήματα, όπως το εξαιρετικά υψηλό εύρος δέσμης και η αύξηση του επιπέδου του “grating lobe” (π.χ. >-18dB), ακόμα και για τις δέσμες 1R και 1L. Έτσι, το πραγματικό εύρος ζώνης λειτουργίας του συστήματος, όπως υπαγορεύεται από τα αποτελέσματα του Σχ.7.31, εκτείνεται από τα 250MHz έως τα 350MHz (100MHz), φτάνοντας το 33% (ως προς την κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_{RF}=300MHz) ή αντίστοιχα το λόγο 1.4:1. Η τιμή αυτή μπορεί να βελτιωθεί, χρησιμοποιώντας στοιχεία κεραιών ευρείας ζώνης. Επίσης, καθώς τα αποτελέσματα του Σχ.7.31 περιορίζονται σημαντικά από την αύξηση του εύρους των δεσμών, η χρήση μεγαλύτερης συστοιχίας με αντίστοιχα μεγάλο δικτύωμα, μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση του εύρους ζώνης λειτουργίας, αποφεύγοντας το πρόβλημα του υπερβολικά μεγάλου εύρους δέσμης (καθώς αύξηση του ηλεκτρικού μήκους της συστοιχίας οδηγεί σε μείωση του εύρους δέσμης μισής ισχύος).

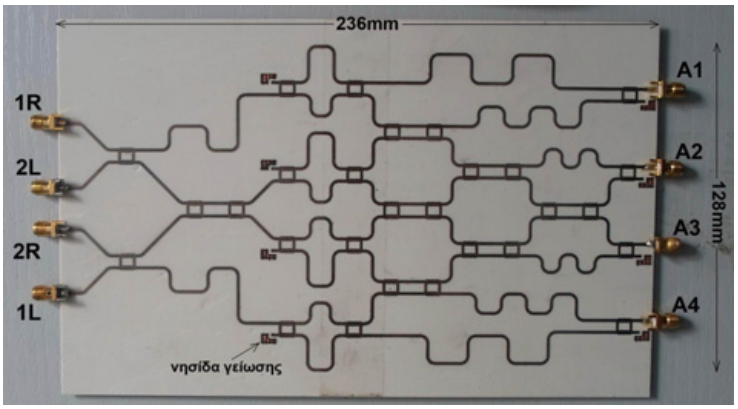
Επιπρόσθετα, πρέπει να αναφερθεί ότι οι διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου (Σχ.7.12 και 7.14) θα μπορούσαν να ενσωματωθούν στο κύκλωμα του πίνακα Butler, αντικαθιστώντας τους συμβατικούς φασηθέτες που αυτό περιλαμβάνει. Η εναλλακτική αυτή πρόταση αποτελεί μελλοντικό θέμα έρευνας.

Συνοψίζοντας, η προσομοίωση του συστήματος εκπομπής του Σχ.7.14 επιβεβαίωσε τη σχεδιαστική αρχή και απέδειξε ότι μπορεί να επιτευχθεί λειτουργία ευρείας ζώνης σε ένα ραδιοσυχνοτικό σύστημα, χρησιμοποιώντας μικροκυματική διαμόρφωση δέσμης. Η λειτουργία του συστήματος λήψης είναι αντίστοιχη και δεν παρατίθεται στην παρούσα διατριβή.

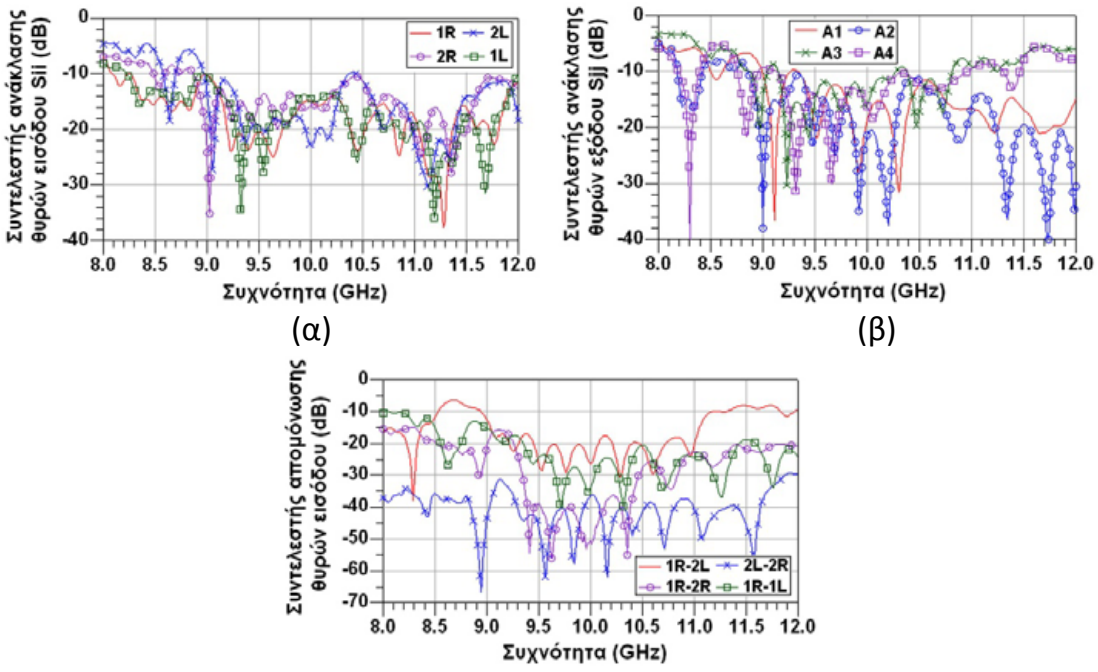
Τέλος, αφού ολοκληρώθηκε η προσομοίωση του συστήματος, παρατίθενται στην επόμενη ενότητα τα αποτελέσματα των μετρήσεων του πρωτότυπου πίνακα Butler που κατασκευάστηκε, για να εξακριβωθεί και πειραματικά το προσφερόμενο εύρος ζώνης, αλλά και η γενικότερη λειτουργία του δικτυώματος.

7.4.3. Κατασκευή και Μετρήσεις του Ασύμμετρου Πίνακα Butler

Το πρωτότυπο του δικτυώματος που κατασκευάστηκε φαίνεται στο Σχήμα 7.32, ενώ τα αποτελέσματα των μετρήσεων για τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών απεικονίζονται στο Σχήμα 7.33. Οι συντελεστές ανάκλασης των θυρών διατηρούνται κάτω από -15dB, ενώ οι συντελεστές απομόνωσης χαμηλότερα των -25dB, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας.

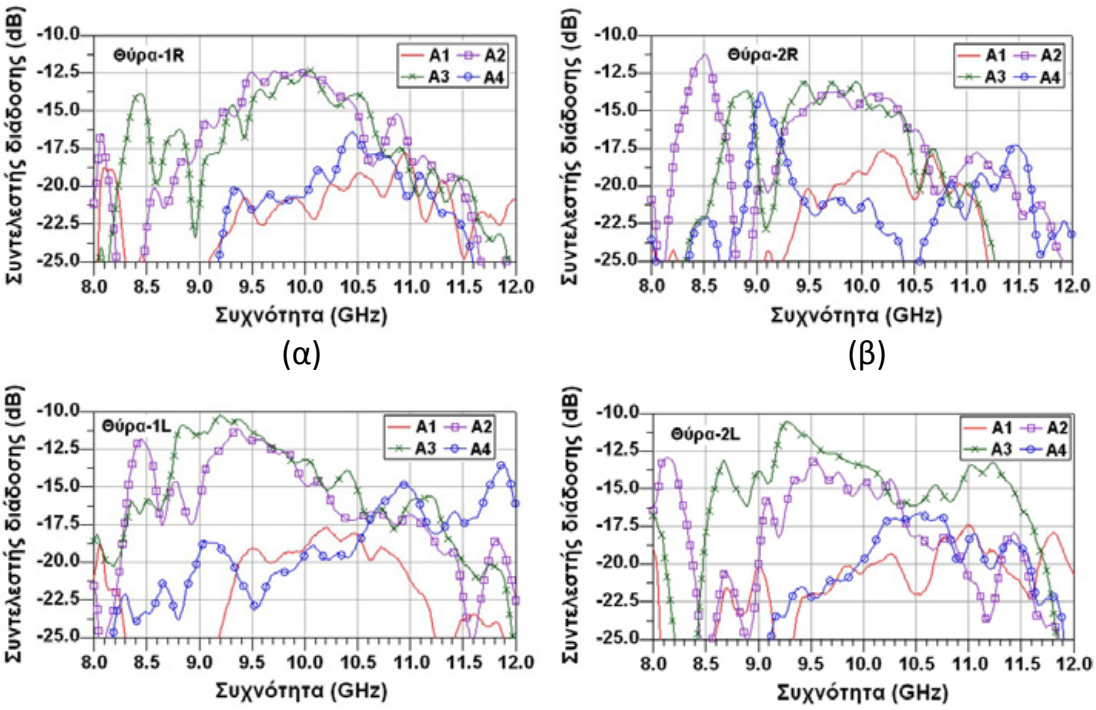


Σχήμα 7.32. Μικροταινιακή πλακέτα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X, όπως κατασκευάστηκε.



Σχήμα 7.33. Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις.

Αντίστοιχα, στο Σχήμα 7.34 φαίνεται το μέτρο των συντελεστών διάδοσης, όπως προέκυψε από την προσομοίωση. Το πρώτο πράγμα που παρατηρεί κανείς από το Σχ.7.34 είναι οι αυξημένες απώλειες που παρουσιάζουν οι συντελεστές διάδοσης. Η τιμή τους, σε σχέση με τις ιδανικές τιμές, φτάνει τα 7dB για τις κεντρικές κεραίες και τα 5.6dB για τις ακραίες, αντίστοιχα. Ο λόγος διαίρεσης ισχύος μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεντρικών και ακραίων κεραιών κυμαίνεται από 5.2dB (3.3:1) (για τη θύρα 1L) έως 8.5dB (7.1:1) (για τη θύρα 1R). Παρά τις όποιες απώλειες και αποκλίσεις, τα αποτελέσματα μπορούν να θεωρηθούν ικανοποιητικά, δεδομένης της σχετικά υψηλής συχνότητας λειτουργίας του κυκλώματος.



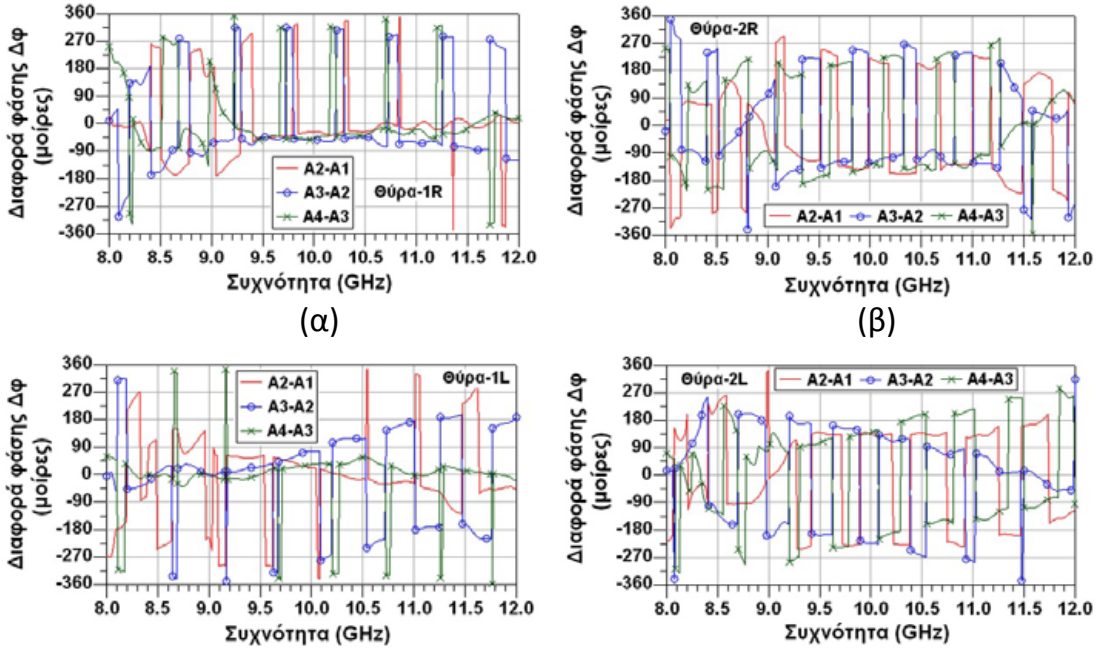
(α) (β)

(γ) (δ)

Σχήμα 7.34. Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Ακόμη, στο Σχήμα 7.35 φαίνονται οι διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, ενώ ο Πίνακας 7.9 παραθέτει τις τιμές των

διαφορών φάσης στην κεντρική συχνότητα, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις. Η μέση τιμή των αποκλίσεων από τις ιδανικές τιμές είναι ίση με 16%, ενώ η μέγιστη απόκλιση, σε μεμονωμένη περίπτωση φτάνει το 47% (θύρα 1L). Τέλος, ο Πίνακας 7.10 παραθέτει τη μετρούμενη κατανομή τροφοδοσίας στην κεντρική συχνότητα. Η μέση τιμή της απόκλισης για τους συντελεστές πλάτους είναι ίση με 10%, ενώ η μέγιστη φτάνει το 29%.



Σχήμα 7.35. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L.

Πίνακας 7.9. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=10GHz, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4.

	Διαφορά φάσης Δφ (°)			
Θύρα εισόδου	***Θεωρητική τιμή***	**A2-A1**	**A3-A2**	**A4-A3**
1R	*-45*	-26.9	-49.7	-48.7
2R	*-135*	-140.6	-123	-125.8
1L	*+45*	+33.1	+66.3	+33.4
2L	*+135*	+134.4	+135.5	+139.5

Πίνακας 7.10. Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=10GHz.

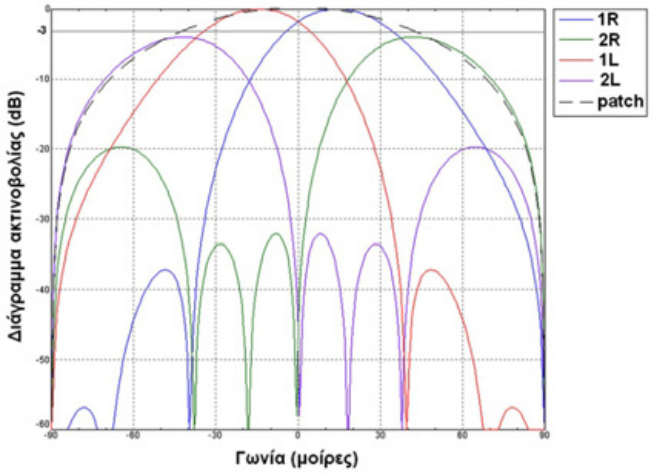
	ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ			
	Στοιχείο Συστοιχίας			
Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου	**A1** ***(0.407)***	**A2** ***(1)***	**A3** ***(1)***	**A4** ***(0.407)***
1R	0.353	0.992	1	0.391
(Δφ=-45^o)	57^o	30.1^o	-19.6^o	-68.3^o
2L	0.445	0.882	1	0.488
(Δφ=135^o)	-28^o	106.4^o	-118.1^o	21.4^o
1L	0.514	0.927	1	0.491
(Δφ=45^o)	-139.8^o	-106.7^o	-40.4^o	-7^o
2R	0.526	0.919	1	0.411
(Δφ=-135^o)	-52.7^o	166.7^o	43.7^o	-82.1^o

Τα διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν από την εφαρμογή της μετρούμενης κατανομής του Πίνακα 7.10 απεικονίζονται στο Σχήμα 7.36(β), ενώ τα ιδανικά απεικονίζονται και πάλι, προς σύγκριση, στο Σχήμα 7.36(α). Όπως φαίνεται, υπάρχουν κάποιες αποκλίσεις μεταξύ των διαγραμμάτων. Το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών στο Σχ.7.36(β) κυμαίνεται από -25dB για τις κεντρικές δέσμες έως -18dB για τις ακραίες. Επίσης, εμφανίζεται μία άμβλυνση στους μηδενισμούς, ενώ αντίθετα οι γωνίες μεγίστου παραμένουν σχεδόν αμετάβλητες. Τέλος, το επίπεδο των “grating lobes” είναι χαμηλότερο από το αναμενόμενο.

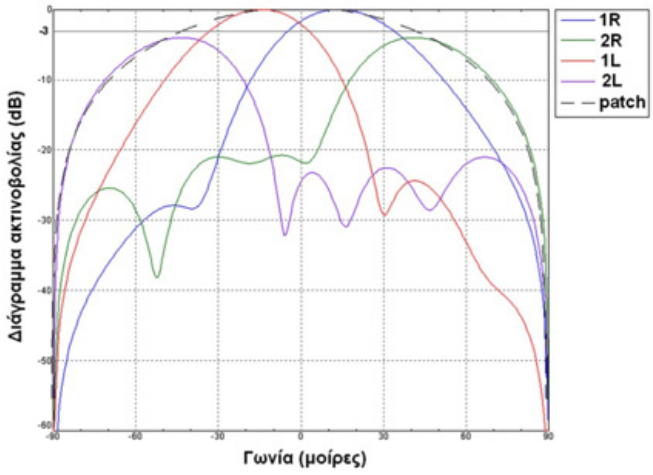
Γενικά, τα αποτελέσματα των μετρήσεων και των διαγραμμάτων ακτινοβολίας παρουσιάζουν κάποιες αποκλίσεις σε σχέση με τα ιδανικά και τα αριθμητικά αποτελέσματα, όμως η γενική συμπεριφορά του κυκλώματος παραμένει μέσα στις προδιαγραφές. Σημαντικό παράγοντα στην εμφάνιση των αποκλίσεων αποτελεί η σχετικά υψηλή συχνότητα λειτουργίας.

Όμως, στην περίπτωσή μας, το χαρακτηριστικό που παίζει τον κρισιμότερο ρόλο είναι το εύρος ζώνης του δικτυώματος. Από τα αποτελέσματα των Σχ.7.33 και 7.34, φαίνεται ότι το εύρος ζώνης του δικτυώματος διατηρείται στο 1GHz, από 9.5GHz έως 10.5GHz, ομοίως με τα αριθμητικά αποτελέσματα.

Από την άλλη πλευρά, η διατήρηση της ακολουθίας φάσης δεν είναι απαραίτητη, καθώς αυτή διορθώνεται με τις διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου. Συνεπώς, η χρήση του δικτυώματος σε πραγματικές συνθήκες αναμένεται να φέρει ικανοποιητικά αποτελέσματα, τουλάχιστον ως προς το ραδιοσυχνοτικό εύρος ζώνης λειτουργίας.



(α)



(β)

Σχήμα 7.36. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 4 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση $d=0.4\lambda_o$, που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Εφαρμόζοντας την ιδανική κατανομή τροφοδοσίας, (β) Εφαρμόζοντας την κατανομή τροφοδοσίας του Πίνακα 7.10, που προέκυψε από τις μετρήσεις του κυκλώματος.

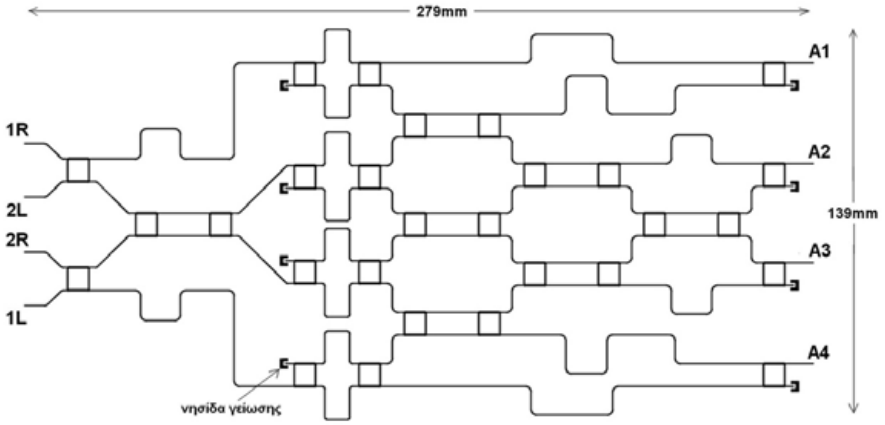
7.5. Σχεδιασμός Μιλλιμετρικού Δικτύου Διαμόρφωσης Δέσμης για την Τροφοδοσία Ευρυζωνικής Μικροκυματικής Συστοιχίας Φάσης

Χρησιμοποιώντας την εμπειρία όλων των παραπάνω, σε αυτήν την ενότητα παρατίθεται ο σχεδιασμός ενός μιλλιμετρικού δικτύου διαμόρφωσης δέσμης, με σκοπό την επέκταση της μεθόδου σε μιλλιμετρικές συχνότητες λειτουργίας (30-300GHz). Τελικός στόχος είναι η χρήση μιλλιμετρικών δικτυωμάτων διαμόρφωσης δέσμης για την τροφοδοσία ευρυζωνικών μικροκυματικών συστοιχιών. Η διαδικασία θα παρουσιαστεί εν συντομία, με έμφαση στη μελέτη του εύρους ζώνης του δικτυώματος.

Έτσι, αρχικά σχεδιάστηκε ένας ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, με κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=30GHz (ζώνη Ka, 27-40GHz), ικανός να δημιουργεί μια κατανομή τροφοδοσίας Chebyshev -30dB. Το κύκλωμα σχεδιάστηκε σε μικροταινιακή μορφή σε υπόστρωμα ROGERS4003C με διηλεκτρική σταθερά ε_r=3.38, πάχος h=0.203mm (8mil) και εφαπτομένη απωλειών tanδ=0.0027 [81]. Η μείωση του πάχους του διηλεκτρικού υποστρώματος, σε σχέση με τις προηγούμενες περιπτώσεις (από 0.508mm σε 0.203mm), κρίθηκε απαραίτητη κατά τη διαδικασία του σχεδιασμού, καθώς είναι αναγκαία για την αποφυγή διέγερσης ανώτερων ρυθμών διάδοσης. Αυτό οφείλεται στην εξαιρετικά υψηλή συχνότητα λειτουργίας. Με την επιλογή αυτή, επιτυγχάνεται η σωστή συμπεριφορά του κυκλώματος, όπως έδειξαν και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Το χωρομετρικό του διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 7.37.

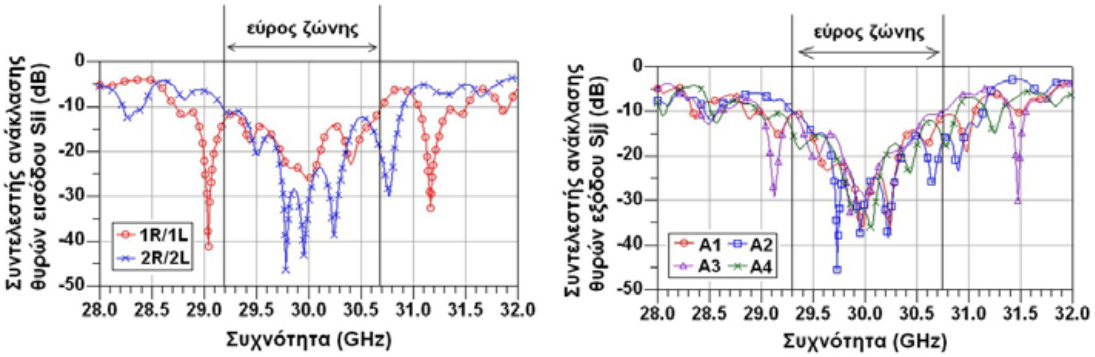
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τους συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών εισόδου και εξόδου φαίνονται στο Σχήμα 7.38. Παράλληλα, διατηρώντας το όριο των -10dB που εφαρμόστηκε και στην προηγούμενη περίπτωση, απεικονίζεται ενδεικτικά το εύρος ζώνης σε κάθε περίπτωση. Όπως φαίνεται, σε γενικές γραμμές το διαθέσιμο εύρος ζώνης εκτείνεται από 29.2GHz έως 30.7GHz περίπου, φτάνοντας το 1.5GHz. Η τιμή αυτή είναι μάλλον μέτρια, καθώς σε σχέση με τα αποτελέσματα του

σχεδιασμού του πίνακα Butler στη ζώνη X, η αναμενόμενη τιμή έπρεπε να πλησιάζει τα 3GHz (10% της κεντρικής συχνότητας λειτουργίας). Το γεγονός της εμφάνισης ενός σχετικά μειωμένου εύρους ζώνης πιθανότατα οφείλεται στη χρήση σχετικά λεπτού υποστρώματος, το οποίο όμως είναι απαραίτητο για τη σωστή απόκριση του κυκλώματος.

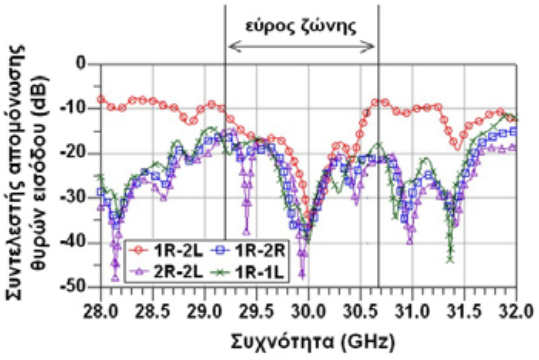


Σχήμα 7.37. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε στη ζώνη Ka, για την επίτευξη κατανομής Chebyshev -30dB.

Παρόλα αυτά, πρέπει να εξεταστούν και οι συντελεστές διάδοσης για να ολοκληρωθεί η μελέτη του κυκλώματος. Όπως φαίνεται ενδεικτικά στο Σχήμα 7.39, για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1R, το λειτουργικό εύρος ζώνης περιορίζεται στο 1GHz, από 29.5GHz έως 30.5GHz, καθώς πέρα από τα συγκεκριμένα όρια, η κατανομή παραμορφώνεται σημαντικά. Παρόμοια είναι τα αποτελέσματα και για τις υπόλοιπες θύρες, καθώς και για τις διαφορές φάσης των σημάτων εξόδου. Αυτό σημαίνει ότι δεν υπάρχει ουσιαστική αύξηση του εύρους ζώνης σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση. Παρά το γεγονός αυτό, η συμπεριφορά του κυκλώματος είναι ικανοποιητική, ως ένα μιλλιμετρικό δίκτυο τροφοδοσίας, όπως φαίνεται και από την κατανομή που προέκυψε από την προσομοίωση και παρατίθεται στον Πίνακα 7.11.

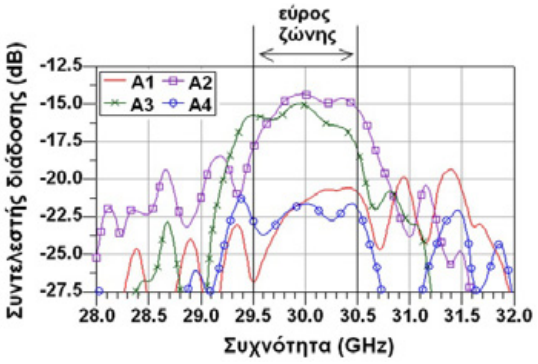


(α) (β)



(γ)

Σχήμα 7.38. Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη Ka, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση.



Σχήμα 7.39. Μέτρο των συντελεστών διάδοσης προς τις κεραίες, για την περίπτωση διέγερσης της θύρας εισόδου 1R.

Συνοψίζοντας, θα μπορούσε να πει κανείς ότι τα αποτελέσματα για το σχεδιασμό του μιλλιμετρικού δικτυώματος είναι ικανοποιητικά, όμως το διαθέσιμο εύρος ζώνης δεν είναι το αναμενόμενο, ενώ είναι ίσο με το αντίστοιχο ενός δικτύου στη ζώνη X. Ακόμα και το σχετικά αυξημένο εύρος ζώνης (1.5GHz) που παρουσιάζουν οι συντελεστές ανάκλασης και

απομόνωσης, περιορίζεται από τους συντελεστές διάδοσης. Επομένως, το δικτύωμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μία στενού εύρους ζώνης μιλλιμετρική συστοιχία, αλλά όχι για την τροφοδοσία μιας μικροκυματικής συστοιχίας ευρείας ζώνης. Πιθανές βελτιώσεις, ως προς το εύρος ζώνης, μπορεί να προκύψουν από την επιλογή διαφορετικού υποστρώματος ή/και τη χρήση διαφορετικής τεχνολογίας υλοποίησης των γραμμών μεταφοράς (π.χ. αιωρούμενη-suspended ή ανεστραμμένη-inverted μικροταινιακή γραμμή).

Πίνακας 7.11. Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=30GHz.

	ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ			
	Στοιχείο Συστοιχίας			
Επιλεγμένη Θύρα Εισόδου	**A1** ***(0.429)***	**A2** ***(1)***	**A3** ***(1)***	**A4** ***(0.429)***
1R	0.443	1	0.918	0.426
(Δφ=-45^o)	106.6^o	63.2^o	18.8^o	-27.8^o
2L	0.45	1	0.933	0.433
(Δφ=135^o)	17.6^o	153.1^o	-72.6^o	62.1^o
1L	0.433	0.917	1	0.45
(Δφ=45^o)	-117.7^o	-72.2^o	-26.6^o	18.7^o
2R	0.433	0.933	1	0.433
(Δφ=-135^o)	-27.6^o	-161.5^o	62.8^o	-72.3^o

7.6. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό μελετήθηκε και εφαρμόστηκε μία ήδη γνωστή τεχνική, από τη Μικροκυματική Φωτονική, για την υλοποίηση συστοιχιών φάσης ευρείας ζώνης. Η μέθοδος υλοποιήθηκε σε διαφορετικές συχνοτικές ζώνες, χρησιμοποιώντας μικροκυματικά και ραδιοσυχνοτικά σήματα. Το βασικό μέρος της έρευνας αφορά στην προσομοίωση συστήματος και στη δημιουργία ραδιοσυχνοτικής λειτουργίας ευρείας ζώνης με καθυστέρηση πραγματικού χρόνου. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την αρχή λειτουργίας της μεθόδου, αλλά το διαθέσιμο εύρος ζώνης δε φτάνει σημαντικά μεγάλες

τιμές. Επιπλέον, παρατέθηκε ο σχεδιασμός και η υλοποίηση του δικτύου διαμόρφωσης δέσμης (πίνακας Butler), με έμφαση στη λειτουργία ευρείας ζώνης για τα ραδιοσυχνοτικά σήματα. Τα αποτελέσματα για τον πίνακα Butler στη ζώνη X κρίνονται ικανοποιητικά, καθώς διαθέτει ένα εύρος ζώνης που φτάνει το 10%.

Επιπλέον, έγινε μία αρχική προσπάθεια επέκτασης της τεχνικής σε μιλλιμετρικές συχνότητες. Τα αποτελέσματα του σχεδιασμού για τον ασύμμετρο πίνακα Butler στη ζώνη Ka, παρότι ικανοποιητικά, δεν έδωσαν κάποια βελτίωση ως προς το εύρος ζώνης. Ειδικά για την περίπτωση αυτή, πρέπει να μελετηθεί περαιτέρω η επίπτωση του υποστρώματος και η πιθανή επιλογή κάποιου με διαφορετικά χαρακτηριστικά. Ακόμη, αξίζει να μελετηθεί η δυνατότητα χρήσης διαφορετικής τεχνολογίας υλοποίησης των γραμμών μεταφοράς και εν τέλει να γίνει ένας συγκερασμός μεταξύ απόκρισης του κυκλώματος και διαθέσιμου εύρους ζώνης.

Παρόλα αυτά, σε γενικές γραμμές, υπάρχουν περιθώρια για βελτίωση. Μία σχετικά απλή μέθοδος βελτίωσης θα μπορούσε να βασιστεί στο σχεδιασμό ενός υψίσυχνου ευρυζωνικού δικτυώματος με ένα μετριοπαθές εύρος ζώνης (π.χ. 20-30%). Αυτό μπορεί να επιτευχθεί σχετικά εύκολα, χρησιμοποιώντας διατάξεις ευρείας ζώνης, όπως ο υβριδικός συζεύκτης τριών εγκάρσιων κλάδων. Στην περίπτωση αυτή, το διαθέσιμο εύρος ζώνης μπορεί να μην είναι σημαντικό για τη ζώνη λειτουργίας του δικτυώματος και του φέροντος σήματος (μικροκυματική ή μιλλιμετρική), αυξάνει όμως σε μεγάλο βαθμό το διαθέσιμο εύρος ζώνης για την περιοχή συχνοτήτων του διαμορφώνοντος σήματος (ραδιοσυχνοτική ή μικροκυματική, αντίστοιχα).

Κεφάλαιο 8

Συμπεράσματα – Μελλοντικές Εργασίες

8.1. Συμπεράσματα

Στην παρούσα διατριβή μελετήθηκαν, σχεδιάστηκαν και αναπτύχθηκαν συστήματα ηλεκτρονικά προσανατολιζόμενων συστοιχιών. Η έμφαση δόθηκε στο σχεδιασμό των δικτύων διαμόρφωσης δέσμης. Η εργασία πραγματεύεται δικτυώματα τύπου πίνακα Butler και Nolen, αντίστοιχα.

Αρχικά, εφαρμόστηκε η τεχνική της διέγερσης ανά ζεύγη των θυρών εισόδου ενός πίνακα Butler, χρησιμοποιώντας όμως κυκλώματα διακοπτών, αντί των υβριδικών συζευκτών. Η επιλογή αυτή μειώνει τις απώλειες. Επιπλέον, υλοποιήθηκε και εφαρμόστηκε η τεχνική της ολίσθησης της ακολουθίας φάσης εξόδου, με αποτέλεσμα την αύξηση του αριθμού των ακτινοβολούμενων δεσμών. Η ταυτόχρονη υλοποίηση των δύο τεχνικών αποτελεί πρωτοτυπία στο σχεδιασμό παρόμοιων συστημάτων, ενώ τα αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα για τη συνολική συμπεριφορά του συστήματος είναι ικανοποιητικά.

Από την άλλη πλευρά, σημαντική καινοτομία στο σχεδιασμό δικτύων διαμόρφωσης δέσμης φέρνουν τα ασύμμετρα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler. Η νέα αρχιτεκτονική των δικτυωμάτων, βασιζόμενη σε ασύμμετρους υβριδικούς συζεύκτες με υψηλούς λόγους διαίρεσης ισχύος, μπορεί να

δημιουργήσει ανομοιόμορφες κατανομές που παράγουν εξαιρετικά χαμηλό επίπεδο δευτερευόντων λοβών. Επιπλέον, η πολυπλοκότητα του κυκλώματος παραμένει σε ανεκτά επίπεδα, ενώ διατηρούνται πολλές από τις βασικές ιδιότητες του συμβατικού πίνακα Butler, όπως οι γωνιακές κατευθύνσεις των δεσμών κ.ά. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι εξαιρετικά, ενώ τα πειραματικά αποτελέσματα των μετρήσεων του πρωτότυπου κυκλώματος είναι σε γενικές γραμμές ικανοποιητικά, επιβεβαιώνοντας τη σχεδιαστική αρχή. Συνεπώς, οι προτεινόμενες τοπολογίες αποτελούν διατάξεις με σημαντικά πλεονεκτήματα και πραγματική συνεισφορά στη βελτίωση των χαρακτηριστικών των συστημάτων κεραιών.

Επιπρόσθετα, τα ασύμμετρα δικτυώματα τύπου πίνακα Nolen αποτελούν καινοτομία στο σχεδιασμό παρόμοιων και εν γένει σειριακών δικτυωμάτων. Παρά το γεγονός ότι απαιτούν μεγαλύτερο αριθμό διατάξεων, αποφεύγουν τη χρήση διασταυρώσεων γραμμών, ενώ μπορεί να είναι ιδιαίτερα ελκυστικά για την τροφοδοσία συστοιχιών με μεγάλο αριθμό κεραιών. Τα αριθμητικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν τη θεωρία, ενώ τα αποτελέσματα των μετρήσεων, παρά τις απώλειες και τις αποκλίσεις, κρίνονται ικανοποιητικά.

Σε ότι αφορά τις κυκλικές και πολυεδρικές συστοιχίες, η μελέτη τους έδειξε ότι χρησιμοποιώντας ανομοιόμορφες κατανομές, αλλά και τεχνικές όπως η μεταγωγή της διέγερσης, μπορεί να επιτευχθεί σημαντική βελτίωση σε βασικά χαρακτηριστικά. Ενδεικτική περίπτωση αποτελεί η κάλυψη των κενών γωνιακών τομέων με τη χρήση της μεθόδου των επικαλυπτόμενων υποσυστοιχιών.

Τέλος, η μικροκυματική διαμόρφωση δέσμης σε ραδιοσυχνοτικά συστήματα είναι μία μέθοδος που παρουσιάζεται για πρώτη φορά στις συγκεκριμένες συχνοτικές ζώνες, ενώ η εφαρμογή της είναι ήδη δοκιμασμένη στα συστήματα μικροκυματικής φωτονικής. Η προσομοίωση σε επίπεδο συστήματος που έλαβε χώρα επιβεβαίωσε τη σχεδιαστική αρχή. Το τελικό εύρος ζώνης του συστήματος, το οποίο κυμαίνεται στο 30%, φαίνεται να

περιορίζεται από τα χαρακτηριστικά της συστοιχίας και το διάγραμμα ακτινοβολίας. Επίσης, τα αποτελέσματα των μετρήσεων για το δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης στη ζώνη-X είναι έως ένα βαθμό ικανοποιητικά, ενώ αντίθετα στη ζώνη-Ka το εύρος ζώνης του δικτυώματος δεν ήταν το αναμενόμενο. Παρόλα αυτά, σε γενικές γραμμές, φαίνεται ότι η τεχνική μπορεί να χρησιμοποιηθεί για σχετικά χαμηλές τιμές ραδιοσυχνοτήτων και για σχετικά μέτριες τιμές του εύρους ζώνης.

8.2. Μελλοντικές Εργασίες

Σε ότι αφορά τη διέγερση πολλαπλών θυρών ενός δικτυώματος, η χρήση της τεχνικής πρακτικά σταματάει στη διέγερση ζεύγους θυρών, καθώς η πολυπλοκότητα και τα υπόλοιπα μειονεκτήματα που συνεπάγεται, την καθιστούν απαγορευτική για περαιτέρω επέκταση. Εκείνο που απομένει και που μπορεί να αποδειχθεί χρήσιμο, είναι η κατασκευαστική ολοκλήρωση και η πειραματική δοκιμή του συστήματος που σχεδιάστηκε.

Αντίθετα, τα ασύμμετρα δικτυώματα τύπου πίνακα Butler, όντας μία νέα τοπολογία, μπορούν να αποδειχθούν γόνιμα για μελλοντική έρευνα και βελτιώσεις. Το πρώτο πράγμα που μπορεί να γίνει είναι ο σχεδιασμός και η υλοποίηση δικτυωμάτων μεγαλύτερης τάξης (π.χ. N=16) και η μελέτη της λειτουργίας τους, σε συνάρτηση πάντα με την πολυπλοκότητά τους. Επιπλέον, η προσπάθεια μείωσης των απωλειών και η αύξηση της απόδοσης είναι ένα σημαντικό θέμα, όπως επίσης και η αύξηση του εύρους ζώνης, καθώς είναι ένα χαρακτηριστικό που απαιτούν τα περισσότερα σύγχρονα συστήματα. Τέλος, ο σχεδιασμός ενός διαιρέτη/υβριδικού συζεύκτη με ακόμα μεγαλύτερους λόγους διαίρεσης ισχύος θα αποτελέσει ένα μεγάλο βήμα βελτίωσης των δικτυωμάτων, καθώς θα διευρύνει τον αριθμό των υλοποιήσιμων κατανομών τροφοδοσίας και θα κάνει εφικτή τη δημιουργία διαγραμμάτων ακτινοβολίας με εξαιρετικά μειωμένο επίπεδο δευτερευόντων λοβών (ακόμα και χαμηλότερα από -50dB).

Σε ότι έχει να κάνει με τα ασύμμετρα δικτυώματα τύπου Nolen, μία σημαντική βελτίωση και επέκταση της έρευνας αφορά στην προσπάθεια αναδιάταξης των θυρών εισόδου, ώστε αυτές να είναι τοποθετημένες στο κέντρο των δικτυωμάτων διπλής σειράς. Με αυτόν τον τρόπο, οι απώλειες της διαδρομής θα μετατραπούν σε πλεονέκτημα για τη δημιουργία ανομοιόμορφων κατανομών. Επίσης, ενδιαφέρον παρουσιάζει η προσπάθεια υλοποίησης ενός τρισδιάστατου δικτυώματος σε πολυεπίπεδη τεχνολογία.

Επιπρόσθετα, στο κεφάλαιο των σύμμορφων-κυκλικών συστοιχιών, απομένει η υλοποίηση ενός συστήματος κυκλικής ή/και πολυεδρικής συστοιχίας, εφαρμόζοντας τις τεχνικές που παρουσιάστηκαν και ιδιαίτερα τη μεταγωγή της διέγερσης. Επίσης, ο σχεδιασμός ενός δισδιάστατου συστήματος με ολίσθηση/μεταγωγή της διέγερσης μπορεί να οδηγήσει σε ένα σύστημα "έξυπνης επιφάνειας" (*smart skin*) με βελτιωμένα χαρακτηριστικά.

Τέλος, στο τμήμα της έρευνας που σχετίζεται με τη μικροκυματική διαμόρφωση σε ευρυζωνικά ραδιοσυχνοτικά συστήματα, η μελλοντική εργασία σχετίζεται με την προσπάθεια αύξησης του διαθέσιμου εύρους ζώνης, καθώς και με την πλήρη ανάπτυξη ενός ολοκληρωμένου συστήματος. Ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα προοπτική παρουσιάζει η υλοποίηση της τεχνικής σε μιλλιμετρικές συχνότητες, καθώς θα την καταστήσει εφαρμόσιμη σε μικροκυματικά συστήματα κεραιών, με σημαντικές εφαρμογές σε πολυλειτουργικά συστήματα ευρείας ζώνης, όπως τα σύγχρονα Ραντάρ πολλαπλών λειτουργιών (*multifunction Radars*).

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] R.C. Hansen, “Phased Array Antennas”, 2nd ed., John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2009.

[2] R.J. Mailloux, “Phased Array Antenna Handbook”, 2nd ed., Artech House, Norwood, MA, 2005.

[3] R.J. Mailloux, “Electronically Scanned Arrays”, Morgan & Claypool, 2007.

[4] Y.T. Lo and S.W. Lee, (eds.), “Antenna handbook: Theory, Applications and Design”, Chapman & Hall, New York, 1993.

[5] J.L. Volakis, (ed.), “Antenna Engineering Handbook”, 4th ed., McGraw-Hill, 2007.

[6] M.I. Skolnik, “Radar Handbook”, 3rd ed., McGraw-Hill, 2008.

[7] M.I. Skolnik, “Introduction to Radar Systems”, 2nd ed., McGraw-Hill, 1980.

[8] A.K. Bhattacharyya, “Phased Array Antennas; Floquet Analysis, Synthesis, BFNs and Active Array Antennas”, John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2006.

[9] A.J. Fenn, “Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications”, Artech House, 2008.

[10] T.A. Milligan, “Modern Antenna Design”, 2nd ed., John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2005.

[11] D. Parker and D.C. Zimmermann, “Phased Arrays - Part I: Theory and Architectures”, IEEE Transactions on Microw. Theory & Tech., vol. 50, no. 3, pp. 678-687, March 2002.

[12] D. Parker and D.C. Zimmermann, “Phased Arrays - Part II: Implementations, Applications and Future Trends”, IEEE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol.50, no. 3, pp. 688-698, March 2002.

[13] E. Brookner, “Phased Arrays and Radar – Past, Present and Future”, Microwave Journal, vol. 49, no. 1, January 2006.

[14] E. Brookner, “Now: Phased-array Radars – Past, Astounding Breakthroughs and Future Trends”, Microwave Journal, vol. 51, no. 1, January 2008.

[15] EMS Technologies, “Beam Forming Networks”, Application Note, pp.1-36, August 2004.

[16] P. Angeletti and M. Lisi, “Beam-forming Network Developments for European Satellite Antennas”, Microwave Journal, vol. 50, no. 8, August 2007.

[17] W.L. Williams and J.M. Howell, “Communications Satellite Antennas with On-orbit Pattern Flexibility”, Microwave Journal, vol. 47, no.8, August 2004.

[18] Leo G. Maloratsky, “Setting Strategies for 4x4 Printed Beam Forming Networks”, Microwave Journal, vol. 53, no.1, January 2010.

[19] C.A. Balanis, “Antenna Theory; Analysis and Design”, 2nd ed., John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 1997.

[20] R.S. Elliott, “Antenna Theory and Design”, revised ed., John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2003.

[21] L. Josefsson and P. Persson, “Conformal Array Antenna Theory and Design”, John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2006.

[22] R.C. Hansen (ed.), “Conformal Antenna Array Design Handbook”, Naval Air Systems Command publication, 1982.

[23] J.L. Butler and R. Lowe, “Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas”, Electronic Design, no.9, pp. 170-173, April 1961.

[24] J.P. Shelton and K.S. Kelleher, “Multiple beams from linear arrays”, IEEE Trans. on Antennas & Propagation, vol.9, pp. 154-161, March 1961.

[25] J. Blass, “Multidirectional antenna, a new approach to stacked beams”, IRE Int. Conf. Record, vol. 8, pt. 1, pp. 48-50, 1960.

[26] J.N. Nolen, “Synthesis of multiple beam networks for arbitrary illuminations”, Ph.D. thesis, April 1965.

[27] B. Pattan, “The Versatile Butler Matrix”, Microwave Journal, vol. 47, no. 11, November 2004.

[28] J.J. Schuss, et al, “The IRIDIUM Main Mission Antenna Concept”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 47, no. 3, pp. 416-424, March 1999.

[29] J.L. Allen, et al, “Phased Array Radar Studies”, MIT Lincoln Laboratory, Technical Report no. 236, November 1961.

[30] H.J. Moody, “The systematic design of the Butler matrix”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol .12, pp. 786-788, November 1964.

[31] J.L. Allen, et al, “Phased Array Radar Studies”, MIT Lincoln Laboratory, Technical Report no. 381, March 1965.

[32] F.E. Fakoukakis, S.G. Diamantis, A.P. Orfanides and G.A. Kyriacou, “Development of an Adaptive and a Switched Beam Smart Antenna System for Wireless Communications”, Progress in Electrom. Res. Symp. Proceedings, pp. 276-280, Hangzhou, China, August 2005.

[33] F.E. Fakoukakis, S.G. Diamantis, A.P. Orfanides and G.A. Kyriacou, “Development of an Adaptive and a Switched Beam Smart Antenna System for Wireless Communications”, Journal of Electrom. Waves & Applications, vol. 20, no. 3, pp. 399-408, 2006.

[34] C-C. Chiang, R-H. Lee and T-Y. Shih, “Design of a Beam Switching/Steering Butler Matrix for Phased Array System”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 58, no. 2, pp. 367-374, February 2010.

[35] W.C. Cummings, “Multiple Beam Forming Networks”, MIT Lincoln Laboratory, Technical Note 1978-9, April 1978.

[36] W. Rotman and R. Turner, “Wide-angle microwave lens for line source applications”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 11, no. 6, pp. 623-632, November 1963.

[37] S.P. Skobelev, “Methods of Constructing Optimum Phased-Array Antennas for Limited Field of View”, IEEE Ant. & Propag. Magazine, vol. 40, no. 2, pp. 39-49, April 1998.

[38] S.P. Skobelev, “Analysis and Synthesis of an Antenna Array with Sectoral Partial Radiation Patterns”, Telecommunications and Radio Engineering, vol. 45, pp. 116-119, November 1990.

[39] E.C. DuFort, “Constrained Feeds for Limited Scan Arrays”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 26, no. 3, pp. 407-413, May 1978.

[40] P. Franchi, et al, “Constrained Feed for Lightweight, Overlapped Subarray Antennas”, Proc. of the 1997 Antenna Applications Symposium, pp. 141-156, July 1998.

[41] C. Betancourt and C. del Rio, “Designing feeding networks with CORPS: Coherently Radiating Periodic Structures”, Microwave & Optical Technology Letters, vol. 48, no. 8, pp. 1599-1602, August 2006.

[42] C. Betancourt and C. del Rio Bocio, “A Novel Methodology to Feed Phased Array Antennas”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 55, no. 9, pp. 2489-2494, September 2007.

[43] M.A. Panduro and C. del Rio Bocio, “Design of Beam-forming networks for scannable multi-beam antenna arrays using CORPS”, Progress in Electrom. Res., PIER 84, pp. 173-188, 2008.

[44] A. Arce-Casas, D.H.C. Rosales and M.A.P. Mendoza, “Design of Multibeam CORPS-BFN for Cellular Mobile Communications Systems”, Proc. of the 5th Eur. Conf. on Ant. & Propag. (EuCAP), pp. 1272-1276, Rome, Italy, April 2011.

[45] N. Ferrando and N.J.G. Fonseca, “Investigations on the Efficiency of Array Fed Coherently Radiating Periodic Structure Beam Forming Networks”, vol. 59, no. 2, pp. 493-502, February 2011.

[46] N.J.G. Fonseca, “Design and Implementation of a Closed Cylindrical BFN-Fed Circular Array Antenna for Multiple-Beam Coverage in Azimuth”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 60. no. 2, pp. 863-869, February 2012.

[47] S. Iezekiel (ed.), “Microwave Photonics; Devices and Applications”, John Wiley & Sons, 2009.

[48] A. Vilcot, B. Cabon and J. Chazelas (eds.), “Microwave Photonics; From Components to Applications and Systems, Kluwer Academic Publishers, 2003.

[49] J. Yao, “Microwave Photonics”, Journal of Lightweight Technology, vol. 27, no. 3, pp. 314-335, February 2009.

[50] J. Yao, “A Tutorial on Microwave Photonics”, IEEE Photonics Society Newsletter, vol. 26, no. 3, pp. 5-12, June 2012.

[51] J. Capmany and D. Novak, “Microwave photonics combines two worlds”, Nature Photonics, vol. 1, pp. 319-330, June 2007.

[52] A.J. Seeds, “Microwave Photonics”, IEEE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol. 50, no. 3, pp. 877-887, March 2002.

[53] M.A. Piqueras, et al, “Photonic beamforming network for multibeam satellite-on-board phased-array antennas”, ICSO Conf., Toulouse, France, October 2008.

[54] D. Madrid, et al, “A New Optical Beamforming Architecture based on NxN Optical Butler Matrices providing 2N Beams”, Proc. of the 2002 IEEE Ant. & Propag. Soc. Int. Symp., vol. 3, pp. 592-595, San Antonio, Texas, USA, June 2002.

[55] R.T. Chen, “Polymer-based Photonic Phased-Array Antenna System based on Detector-switched Optical Blass Matrix True-time Delay Steering”, Univ. of Texas at Austin, Report no. A412183, 2000.

[56] R.J. Mailloux, “A Low-Sidelobe Partially Overlapped Constrained Feed Network for Time-Delayed Subarrays”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 49, no. 2, pp. 280-291, February 2001.

[57] R.L. Fante, “Systems Study of Overlapped Subarrayed Scanning Antennas”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 28, no. 5, pp.668-679, September 1980.

[58] H.L. Southall and D.T. McGrath, “An Experimental Completely Overlapped Subarray Antenna”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 34, no. 4, pp. 465-474, April 1986.

[59] S.G. Santarelli, et al, “Optimization of a Constrained-Feed Rotman Lens Beamformer”, Air Force Research Laboratory, report no. AFRL-RY-HS-TP-2008-0014, 2005.

[60] A. Abbaspour-Tamijani and K. Sarabandi, “Planar Implementation of the Partially Overlapped Subarrays for Millimeterwave Beam Steerable Antenna Applications”, Proc. of the 2002 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest, vol.1, pp.53-56, Seattle, WA, USA, June 2002.

[61] J.L. Allen, “A Theoretical Limitation on the Formation of Lossless Multiple Beams in Linear Arrays”, IRE Trans. on Ant. & Propag., vol. 9, no. 4, pp. 350-352, July 1961.

[62] W.D. White, “Pattern Limitations in Multiple-Beam Antennas”, IRE Trans. on Ant. & Propag., vol. 10, no. 4, pp. 430-436, July 1962.

[63] J.L. Allen, et al, “Phased Array Radar Studies”, MIT Lincoln Laboratory, Technical Report no. 228, August 1960.

[64] W.H. Kahn and H. Kurss, “The Uniqueness of the Lossless Feed Network for a Multibeam Array”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 10, no. 1, pp. 100-101, January 1962.

[65] E.C. DuFort, “Optimum Low Sidelobe High Crossover Multiple Beam Antennas”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 33, no. 9, pp. 946-954, September 1985.

[66] W.R. Lowe, “Antenna System for Radiating Directional Patterns”, U.S. patent no. 3.295.134, December 1966.

[67] E.C. DuFort, “Optimum Networks for Simultaneous Multiple Beam Antennas”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 40, no. 1, pp. 1-7, January 1992.

[68] S. Stein, “On Cross Coupling in Multiple Beam Antennas”, IRE Trans. on Ant. & Propag., vol. 10, no. 5, pp. 548-557, September 1962.

[69] J.P. Shelton, “Reduced sidelobes for Butler-matrix-fed linear arrays”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol.17, no. 5, pp. 645-647, September 1969.

[70] S. Gruszczynski, K. Wincza and K. Sachse, “Reduced Sidelobe Four-Beam N-Element Antenna Arrays Fed by 4xN Butler Matrices”, IEEE Ant. & Wirel. Propag. Letters, vol. 5, pp. 430-434, 2006.

[71] K. Wincza, S. Gruszczynski and K. Sachse, “Reduced Sidelobe Four-Beam Antenna Array Fed by Modified Butler Matrix”, Electron. Letters, vol. 42, no. 9, pp. 508-509, April 2006.

[72] W.R. Li, C.Y. Chu, K.H. Lin and S.F. Chang, “Switched-beam Antenna Based on Modified Butler Matrix with Low Sidelobe Level”, Electron. Letters, vol. 40, no. 5, pp. 290-292, March 2004.

[73] P. Cheng, et al, “A Multibeam Antenna Based on Substrate Integrated Waveguide Technology for MIMO Wireless Communications”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 57. no. 6, pp. 1813-1821, June 2009.

[74] A. Fragola, M. Orefice and M. Pirola, “A Modified Butler Matrix for Tapered Excitation of Scanned Arrays”, Proc. of the 2001 IEEE AP-S Int. Symp., vol. 4, pp. 784-787, Boston, MA, USA, July 2001.

[75] L.J. Ricardi, “Adaptive Antennas”, ch. 22 in “Antenna Engineering Handbook”, R.C Johnson and H. Jasik, (eds.), 3rd ed., McGraw-Hill, 1993.

[76] E. Siachalou, et al, “On The Design of Switched-Beam Wideband Base Stations”, IEEE Ant. & Propag. Magazine, vol. 46, no. 1, pp. 158-167, February 2004.

[77] W.P. Delaney, “An RF Multiple Beam Forming Technique”, IRE Trans. on Military Electronics, vol. 6, no. 2, pp. 179-186, April 1962.

[78] E.J. Wilkinson, “An N-Way Hybrid Power Divider”, IRE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol. 8, no. 1, pp. 116-118, January 1960.

[79] H. Novak, “Switched-Beam Adaptive Antenna System”, Ph.D. thesis, TU Wien, November 1999.

[80] Hittite Microwave Corp., “HMC784MS8GE; GaAs MMIC 10 Watt T/R Switch”, Product Data Sheet, [online]: www.hittite.com.

[81] Rogers Corp., “RO4000 Series High Frequency Circuit Materials”, Data Sheet, [online]: www.rogerscorp.com.

[82] Advanced Design System 2008 Update2, Agilent Technologies, [online]: www.home.agilent.com.

[83] J.S. Wight, W.J. Chudobiak and V. Makios, “A Microstrip and Stripline Crossover Structure”, IEEE Trans. on Microw. Theory & Techniques, vol. 24, no. 5, pp. 270, May 1976.

[84] PCAAD; Personal Computer Aided Antenna Design, [online]: antennadesignassociates.com.

[85] Hittite Microwave Corp., “HMC244G16; GaAs MMIC SP4T Non- Reflective Switch”, Product Data Sheet, [online]: www.hittite.com.

[86] H-R. Ahn, I. Wolff and I-S. Chang, “Arbitrary Termination Impedances, Arbitrary Power Division and Small-sized Ring Hybrids”, IEEE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol. 45, no. 2, pp. 2241-2247, December 1997.

[87] H-R. Ahn and I. Wolff, “Asymmetric Four Port and Branch Line Hybrids”, IEEE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol. 48, no. 9, pp. 1585-1588, September 2000.

[88] M-J. Park and B. Lee, “Design of Ring Couplers for Arbitrary Power Division With 50Ω Lines”, IEEE Microw. & Wirel. Compon. Letters, vol. 21, no. 4, pp. 185-187, April 2011.

[89] A.K Agrawal and G.F. Mikucki, “A Printed Circuit Hybrid Ring Directional Coupler for Arbitrary Power Division, IEEE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol. 34, no. 12, pp. 1401-1407, December 1986.

[90] C-L. Hsu, J-T. Kuo and C-W. Chang, “Miniaturized Dual-Band Hybrid Couplers With Arbitrary Power Division Ratios”, IEEE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol. 57, no. 1, pp. 149-156, January 2009.

[91] Y-B. Kim, et al, “A Branch Line Hybrid having Arbitrary Power Division Ratio and Port Impedances”, Proc. of the 2006 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC), pp. 1376-1379, Yokohama, December 2006.

[92] Hittite Microwave Corp., “HMC536MS8G/536MS8GE; GaAs MMIC Positive Control Switch”, Product Data Sheet, [online]: www.hittite.com.

[93] D.M Pozar, “Microwave Engineering”, 2nd ed., John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 1998.

[94] B. Li, X. Wu and W. Wu, “A 10:1 Unequal Wilkinson Power Divider Using Coupled Lines With Two Shorts”, IEEE Microw. & Wirel. Comp. Letters, vol. 19, no. 12, pp. 789-791, December 2009.

[95] J-S. Lim, et al, “A 4:1 Unequal Wilkinson Power Divider”, IEEE Microw. & Wirel. Comp. Letters, vol. 11, no. 3, pp. 124-126, March 2001.

[96] S. Oh, et al, “An Unequal Wilkinson Power Divider with Variable Dividing Ratio”, Proc. of the 2007 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., pp. 411-414, Honolulu, June 2007.

[97] J-X. Chen and Q. Xue, “Novel 5:1 Unequal Wilkinson Power Divider Using Offset Double-Sided Parallel-Strip Lines”, IEEE Microw. & Wirel. Comp. Letters, vol. 17, no. 3, pp. 175-177, March 2007.

[98] J-S. Lim, et al, “A 1:6 Unequal Wilkinson Power Divider”, Proc. of the 36th Eur. Microw. Conf., pp. 200-203, Manchester, UK, Sept. 2006.

[99] Y. Wu and Y. Liu, “An Unequal Coupled-line Wilkinson Power Divider for Arbitrary Terminated Impedances”, Progress in Electrom. Res., vol. 117, pp. 181-194, 2011.

[100] C-P. Chang, et al, “A 6:1 Unequal Wilkinson Power Divider with EBG CPW”, Progress in Electrom. Res. Letters, vol. 8, pp. 151-159, 2009.

[101] Rogers Corp., “RT/duroid 5870/5880 High Frequency Laminates”, Data Sheet, [online]: www.rogerscorp.com.

[102] S. Mosca, F. Bilotti, A. Toscano and L. Vegni, “A Novel Design Method for Blass Matrix Beam-Forming Networks”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 50, no. 2, pp. 225-232, February 2002.

[103] F. Casini, R.V. Gatti, L. Marcaccioli and R. Sorrentino, “A Novel Design Method for Blass Matrix Beam-Forming Networks”, Proc. of the 4th Eur. Radar Conf. (EuRAD) 2007, pp. 232-235, Munich, October 2007.

[104] N.J.G. Fonseca, “Printed S-band 4x4 Nolen Matrix for Multiple Beam Antenna Applications”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol.57, no. 6, pp. 1673-1678, June 2009.

[105] N.J.G. Fonseca and N. Ferrando, “Nolen Matrix with Tapered Amplitude Law for Linear Arrays with Reduced Sidelobe Level”, Proc. of the 4th Europ. Conf. on Ant. & Propag. (EuCAP), pp. 1-5, Barcelona, Spain, April 2010.

[106] W.R. Jones and E.C. DuFort, “On the Design of Optimum Dual-Series Feed Networks”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 19, no. 5, pp. 451-458, May 1971.

[107] T. Djerafi, N.J.G. Fonseca and K. Wu, “Planar Ku-Band 4x4 Nolen Matrix in SIW Technology”, IEEE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol. 58, no. 2, pp. 259-266, February 2010.

[108] T. Djerafi, N.J.G. Fonseca and K. Wu, “Broadband Substrate Integrated Waveguide 4x4 Nolen Matrix Based on Coupler Delay Compensation”, IEEE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol. 59, no. 7, pp. 1740-1745, July 2011.

[109] A. Nakatani and L. Williams, “Automatic and Optimizing High Performance LTCC Design”, Microwave Journal, vol. 47, no. 9, September 2004.

[110] L. Williams and S. Kim, “Enhance The Design of LTCC RF Modules”, Microwaves & RF, vol. 42, no. 9, September 2003.

[111] G. Tudosie, H. Barth and R. Vahldieck, “A Compact LTCC Butler Matrix Realization for Phased Array Applications”, Proc. of the 2006 Int. Microw. Symp. Digest, pp. 441-444, San Francisco, CA, USA, June 2006.

[112] R. Kulke, et al, “LTCC – Multilayer Ceramic for Wireless and Sensor Applications”, [online]: www.ltcc.de.

[113] Anaren, “LTCC Design Guide”, [online]: www.anaren.com.

[114] Murata Manufacturing Co., “Low-Temperature Co-fired Ceramics (LTCC) Multi-layer Module Boards”, [online]: www.murata.com.

[115] A. Lopez, “Monopulse Networks for Series Feeding an Array Antenna”, 1967 Ant. & Propag. Soc. Int. Symp., vol. 5, pp. 93-101, October 1967.

[116] D.E.N. Davies, “A Transformation between the Phasing Techniques Required for Linear and Circular Aerial Arrays”, Proc. of the IEE, vol. 112, pp. 2041-2045, November 1965.

[117] D.E.N. Davies, “Circular Arrays”, ch. 12 in “The Handbook of Antenna Design”, vol.II, A.W. Rudge, et al, (eds.), Peter Peregrinus, London, UK, 1983.

[118] B. Sheleg, “A Matrix-Fed Circular Array for Continuous Scanning”, Proc. of the IEEE, vol. 56, no. 11, pp. 2016-2028, November 1968.

[119] G. Skahill and W.D. White, “A New Technique for Feeding a Cylindrical Array”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 23, no. 2, pp. 253-256, March 1975.

[120] J. Popik, M. Slaba and Z. Kowalczyk, “Cylindrical Antenna Array Feeding Network for Electronic Scanning”, Proc. of the 1998 Int. Conf. on Microw. & Radar (MICON), vol. 2, pp. 384-388, Krakow, Poland, May 1998.

[121] B. Sheleg, “Butler Submatrix Feed Systems for Antenna Arrays”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 21, no. 2, pp. 228-229, March 1963.

[122] R.J. Giannini, “An Electronically-Scanned Cylindrical Array Based on a Switching-and-Phasing Technique”, Proc. of the 1969 Ant. & Propag. Soc. Int. Symp., vol. 7, pp. 199-207, December 1969.

[123] J.E. Boyns, et al, “Step-Scanned Circular-Array Antenna”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 18, no. 5, pp. 590-595, September 1970.

[124] E.J. Christopher, “Electronically Scanned TACAN Antenna”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 22, no. 1, pp. 12-16, January 1974.

[125] L.N. Shestag, “A Cylindrical Array for the TACAN System”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 22, no. 1, pp. 17-25, January 1974.

[126] A.E. Holley, E.C. DuFort and R.A. Dell-Imagine, “An Electronically Scanned Beacon Antenna”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 22, no. 1, pp. 3-12, January 1974.

[127] B. Bogner, “Circularly Symmetric RF Commutator for Cylindrical Phased Arrays”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 22, no. 1, pp. 78-81, January 1974.

[128] E.P. Irzinski, “A Coaxial Waveguide Commutator Feed for a Scanning Circular Phased Array”, IEEE Trans. on Microw. Theory & Tech., vol. 29, no. 3, pp. 266-270, March 1981.

[129] Matlab, The language of technical computing, Mathworks, [online]: www.mathworks.com.

[130] K. Wincza, S. Gruszczynski and K. Sachse, "Ultrabroadband 4x4 Butler Matrix with the Use of Multisection Coupled-line Directional Couplers and Phase Shifters", Proc. of the 2011 Microw., Radar & Remot. Sens. Symp. (MRRS), pp. 118-122, Kiev, Ukraine, August 2011.

[131] A. Corona-Chavez, et al, "A Novel Wide-band Butler Matrix for Vehicle Radars at 24GHz", Proc. of the 18th Int. Conf. on Electron., Comm. & Comp., pp. 7-10, Puebla, Spain, March 2008.

[132] M.A. Hiranandani and A.A. Kishk, "Widening Butler Matrix Bandwidth within the X-band", Proc. of the IEEE Ant. & Propag. Soc. Int. Symp., vol. 4A, pp. 321-324, July 2005.

[133] T.N. Kaifas and J.N. Sahalos, "On the Design of a Single-Layer Wideband Butler Matrix for Switched-Beam UMTS System Applications", IEEE Ant. & Propag. Magazine, vol. 48, no. 6, pp. 193-204, December 2006.

[134] M. Ben Kilani, M. Nedil, N. Kandil and T.A. Denidni, "Novel Wideband Multilayer Butler Matrix using CPW Technology", Proc. of the 2012 IEEE Ant. & Propag. Soc. Int. Symp., pp. 1-2, Chicago, IL, USA, July 2012.

[135] L. Abdelghani, T.A. Denidni and M. Nedil, "Design of a New Ultra-wideband 4x4 Butler Matrix for Beamforming Antenna Applications", Proc. of the 2012 IEEE Ant. & Propag. Soc. Int. Symp., Chicago, IL, USA, July 2012.

[136] A.A. Mohamed Ali, et al, "Design and Implementation of Two-layer Compact Wideband Butler Matrices in SIW Technology for Ku-band Applications", IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 59, no. 2, pp. 503-512, February 2011.

[137] Cheston, T.C. and J.B.L. Rao, "Time-delay Feed Architectures for Active Scanned Arrays", Proc. of the 1996 IEEE Ant. & Propag. Soc. Int. Symp. Digest, vol. 3, pp. 1620-1623, Baltimore, MA, USA, July 1996.

[138] H.V. Nguyen, S. Abielmona and C. Caloz, "Analog Dispersive Time Delayer for Beam-Scanning Phased Array without Beam-Squinting", Proc. of the 2008 IEEE Ant. & Propag. Soc. Int. Symp., pp. 1-4, San Diego, CA, USA, July 2008.

[139] J. Yao, "Photonics for Ultrawideband Communications", IEEE Microw. Magazine, vol. 10, no. 4, pp. 82-95, May 2009.

[140] R. Tang, A. Popa and J.J. Lee, “Applications of Photonic Technology to Phased Array Antennas”, Proc. of the 1990 Ant. & Propag. Soc. Int. Symp., vol. 2, pp. 758-761, Dallas, TX, USA, May 1990.

[141] J.J. Lee, et al, “Photonic Wideband Array Antennas”, IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. 43, no. 9, pp. 966-982, September 1995.

[142] P.J. Matthews, “Photonics for Phased Array Systems”, Proc. of the 2000 IEEE Int. Conf. on Phased Array Syst. & Tech., pp. 349-352, Dana Point, CA, USA, May 2000.

[143] A.N. Bratchikov, “Photonic Beam-Forming in Ultra-Wideband Phased Antenna Arrays: Present State and Perspectives”, Proc. of the 3rd Int. Conf. on Ultrawideband & Ultrashort Impulse Signals, pp. 159-164, Sevastopol, Ukraine, September 2006.

[144] L. Zhuang, et al, “Single-chip Optical Beamforming Network in LPCVD waveguide technology Based on Optical Ring Resonators”, Proc. of the 2006 Int. Top. Meet. on Microw. Photonics, pp. 1-4, Grenoble, October 2006.

[145] D. Dolfi, et al, “OBFN Activities within Thales Photonic Lab”, [online]: https://escies.org.

[146] L. Pierno, “Optical Beam Forming Networks in Selex SI”, ESA ESTEC November 2008, [online]: https://escies.org.

[147] Y. Chen and R.T. Chen, “A Fully Packaged True Time Delay Module for a K-band Phased Array Antenna System Demonstration”, IEEE Photon. Tech. Letters, vol. 14, no. 8, pp. 1175-1177, August 2002.

[148] L. Yaron, et al, “Photonic Beamformer Receiver with Multiple Beam Capabilities”, IEEE Photon. Tech. Letters, vol. 22, no. 23, pp. 1723-1725, December 2010.

[149] K. Garenaux, et al, “Recent Breakthroughs in RF Photonics for Radar Systems”, IEEE Aerospace. & Electr. Systems Magazine, vol. 22, no. 2, pp. 3-8, February 2007.

[150] S. Fathpour and N.A. Riza, “Silicon-photonics-based Wideband Radar Beamforming: Basic Design”, Opt. Engineering, vol. 49, no.1, pp. 1-7, January 2010.

[151] S. Gevorgian, “Ferroelectrics in Microwave Devices, Circuits and Systems; Physics, Modelling, Fabrication and Measurements”, Springer-Verlag, London, 2009.

[152] H. Taub and D.L. Schilling, “Principles of Communication Systems”, 2nd ed., McGraw-Hill, 1991.

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΔΗΜΟΣΙΕΥΜΕΝΩΝ ΕΡΓΑΣΙΩΝ

Διεθνή επιστημονικά περιοδικά με κριτές

- F.E. Fakoukakis and G.A. Kyriacou, "Novel Nolen matrix based beamforming networks for series-fed low SLL multibeam antennas", *Progress in Electromagnetics Research B,* vol. 51, 33-64, 2013.
- F.E. Fakoukakis, T.N. Kaifas, E.E. Vafiadis and G.A. Kyriacou, "Design and implementation of Butler matrix-based beam-forming networks for low sidelobe level electronically scanned arrays", *International Journal of Microwave and Wireless Technologies,* available on CJ02014, 2014.

Διεθνή επιστημονικά συνέδρια με κριτές

- F.E Fakoukakis and G.A. Kyriacou, "On the design of a Butler matrix-based beamformer introducing low sidelobe level and enhanced beam-pointing accuracy", *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC) 2011*, Torino, Italy.
- F.E. Fakoukakis, G.A. Kyriacou and J.N. Sahalos, "On the design of Butler-like type matrices for low SLL multibeam antennas", *6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) 2012*, Prague, Czech Republic, March 2012.
- F.E. Fakoukakis, T.N. Kaifas and G.A. Kyriacou, "Ultra-wideband radio frequency beamforming using microwave BFNs", *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS) 2012*, Moscow, Russia, August 2012.
- F.E. Fakoukakis, K.A. Gotsis, G.A. Kyriacou and J.N. Sahalos, "Beam steering for RFID readers with inherent antenna diversity", *8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) 2014*, The Hague, The Netherlands, April 2014.

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

2.1.Μία κατευθυντική ακτινοβολούμενη δέσμη συστοιχίας, προσανατολισμένη στο χώρο κατά τις γωνίες (θ,φ) 16
2.2.Χονδρικό σχηματικό διάγραμμα γραμμικής Συστοιχίας Φάσης αποτελούμενης από N στοιχεία κεραιών 17
2.3.Προσανατολισμός της ακτινοβολούμενης δέσμης σε μία γραμμική συστοιχία φάσης, μεταβάλλοντας τη διαφορά φάσης Δφ στα σήματα τροφοδοσίας-διέγερσης των στοιχείων της κεραίας 18
2.4.Χονδρικό σχηματικό διάγραμμα μιας Ηλεκτρονικά Προσανατολιζόμενης Συστοιχίας 20
2.5.Σχηματικό διάγραμμα ενεργού συστοιχίας με μονάδες εκπομπής/λήψης (T/R) πολλαπλών αλυσίδων 20
2.6.Σχηματικά διαγράμματα Προσαρμόσιμων Συστοιχιών Φάσης. (α) Σύστημα λήψης με IF-διαμόρφωση και ψηφιακή επεξεργασία σήματος, (β) Σύστημα εκπομπής με RF-διαμόρφωση βασιζόμενο σε διανυσματικούς διαμορφωτές 22
2.7.Παραδείγματα διαγραμμάτων ακτινοβολίας γραμμικής συστοιχίας. (α) Γραμμική συστοιχία 16 στοιχείων τροφοδοτούμενη με ομοιόμορφη και ανομοιόμορφη κατανομή τύπου Taylor -40dB, (β) Γραμμική συστοιχία 8 στοιχείων τροφοδοτούμενη με ανομοιόμορφες κατανομές τύπου Chebyshev 24
2.8.Γεωμετρία γραμμικής συστοιχίας 25
2.9.Τυπικό διάγραμμα ακτινοβολίας γραμμικής συστοιχίας με ομοιόμορφη κατανομή τροφοδοσίας 28
2.10.Τυπική μορφή της κατανομής Dolph-Chebyshev 29
2.11.Διάγραμμα του παράγοντα συστοιχίας μιας συστοιχίας 14 στοιχείων με μεταξύ τους απόσταση d=0.5λ και κατανομή Dolph-Chebyshev με SLL=-25dB 29
2.12.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας συστοιχίας 8 στοιχείων με κατανομή Chebyshev -30dB και απόσταση μεταξύ τους d=0.5λ και d=4λ 31
2.13.Διάγραμμα ακτινοβολίας συστοιχίας 10 στοιχείων με d=0.707λ, όπου το μέγιστο έχει στραφεί στις $+45^{o}$ 31
2.14.Παράγοντας Συστοιχίας, διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχείου και “grating lobes” μιας γραμμικής συστοιχίας Chebyshev -25dB με d=λ. (α) Παράγοντας Συστοιχίας (συνεχής γραμμή) και υποτιθέμενο διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχείου (διακεκομμένη γραμμή), (β) Παραγόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας συστοιχίας από τις καμπύλες του (α), (γ) Προσανατολισμένος (u=sinθ=0.5) Παράγοντας Συστοιχίας

(συνεχής γραμμή) και διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχείου (διακεκομμένη γραμμή) και (δ) Παραγόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας συστοιχίας από τις καμπύλες του (γ) 33
2.15.Γεωμετρία δισδιάστατης επίπεδης ορθογωνικής συστοιχίας 34
2.16.Ενδεικτικές γεωμετρίες σύμμορφων συστοιχιών. (α) Κυκλική συστοιχία τύπου δακτυλίου (ring), (β) Κυλινδρική συστοιχία 36
2.17.Χονδρικό σχηματικό διάγραμμα μιας Κεραίας Πολλαπλών Δεσμών 38
2.18.Αντιστοίχιση ακτινοβολούμενης δέσμης και θύρας εισόδου σε Κεραίες Πολλαπλών Δεσμών 39
2.19.Σχηματικά διαγράμματα παράλληλων και εν σειρά δικτύων τροφοδοσίας. (α) Παράλληλο δίκτυο, (β) Εν σειρά δίκτυο και (γ) Σειριακό δίκτυο με γραμμές τροφοδοσίας ίσου μήκους 43
2.20.Σχηματικά διαγράμματα πίνακα Butler. (α) Πίνακας Butler 4x4 (4 εισόδων-4 εξόδων) (β) Ενδεικτικές δέσμες ακτινοβολίας του πίνακα 4x4 (γ) Πίνακας Butler 8x8 (8 εισόδων-8 εξόδων) και (δ) Ενδεικτικές δέσμες ακτινοβολίας του πίνακα 8x8 46
2.21.Δισδιάστατο δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με πίνακες Butler 51
2.22.Δισδιάστατο δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με χρήση μόνο κατακόρυφης στοίβας από πίνακες Butler 51
2.23.Δημιουργία νέας ακτινοβολούμενης δέσμης μέσω της γωνιακής στροφής μιας συμβατικής 52
2.24.Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος φασηθέτη μεταγόμενης γραμμής δύο διαδρομών 54
2.25.Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος φασηθέτη μεταγόμενης γραμμής N διαδρομών 56
2.26.Σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Blass 56
2.27.Σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen 58
2.28.Γενικό σχηματικό διάγραμμα ενός μικροκυματικού φακού 60
2.29.Σχηματικό διάγραμμα του φακού τύπου Rotman 61
2.30.Σχηματικό διάγραμμα συστοιχίας με ρυθμιζόμενη καθυστέρηση χρόνου 63
2.31.Σχηματικά διαγράμματα δύο τύπων δικτυωμάτων τροφοδοσίας. (α) Δικτύωμα τύπου “σκακιέρας”, (β) Δικτύωμα σύμφωνα ακτινοβολούσας περιοδικής διάταξης (CORPS) 64
2.32.Χονδρικό σχηματικό διάγραμμα συστοιχίας με ψηφιακή διαμόρφωση δέσμης 65

2.33.Μικροκυματική συστοιχία τροφοδοτούμενη από φωτονικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με καθυστέρηση πραγματικού χρόνου, βασισμένο σε FBG (*Fiber Bragg Grating*) πρίσμα 67
2.34.Σχηματικά διαγράμματα επικαλυπτώμενων δικτύων τροφοδοσίας και συστοιχιών. (α) Επικαλυπτόμενο δίκτυο με δικτυώματα τύπου πίνακα, (β) Πλήρως επικαλυπτόμενη συστοιχία, τροφοδοτούμενη από διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, δικτύωμα τύπου πίνακα και μικροκυματικό φακό 69
3.1.Ορθογώνιες δέσμες της μορφής *sinx/x* για μία συστοιχία 8 κεραιών 74
3.2.Δικτύωμα πίνακα Butler για τη δημιουργία συνημιτονοειδούς κατανομής πλάτους στις θύρες εξόδου 82
3.3.Σχηματισμός δεσμών συνημιτονοειδούς κατανομής τροφοδοσίας, συνδυάζοντας δέσμες ομοιόμορφης κατανομής σε έναν πίνακα Butler 8x8 84
3.4.Διάταξη θυρών εισόδου του πίνακα Butler 4x4. (α) Συμβατική, (β) Αναδιατεταγμένες θύρες εισόδου 84
3.5.Ενδεικτικό παράδειγμα μετατοπισμένης και συμμετρικής συνημιτονοειδούς κατανομής πλάτους σε μία συστοιχία 8 κεραιών 87
3.6.Κύκλωμα ταυτόχρονης διέγερσης τριών θυρών εισόδου για τη δημιουργία συνημιτονοειδούς εις το τετράγωνο κατανομής 88
3.7.Σχηματικό διάγραμμα ασύμμετρου δικτυώματος τύπου πίνακα Butler με χρήση πρόσθετων κυκλωμάτων διαίρεσης ισχύος στις εξόδους και οι διατάξεις που χρησιμοποιούνται. (α) Το ασύμμετρο δικτύωμα συνολικά, (β) Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου διαιρέτη ισχύος με το φασηθέτη των 180^{o} και (γ) Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη των 180^{o} 90
3.8.Διαρροή ρεύματος πάνω στην εγκάρσια ωμική αντίσταση ενός ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson, εξαιτίας της διαφοράς δυναμικού στα άκρα της 92
3.9.Γενικό σχηματικό διάγραμμα του συστήματος χαμηλών δευτερευόντων λοβών με ταυτόχρονη διέγερση ζευγών θυρών εισόδου και αυξημένου αριθμού ακτινοβολούμενων δεσμών 95
3.10.Σχηματικά διαγράμματα κυκλωμάτων διέγερσης ζευγών θυρών εισόδου του πίνακα Butler 8x8, με τη χρήση ψηφιακά ελεγχόμενων διακοπτών. (α) Κύκλωμα διέγερσης θυρών εισόδου μόνο ανά ζεύγη, (β) Κύκλωμα διέγερσης ζεύγους θυρών ή μονής θύρας 98

3.11.Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος με τον πίνακα Butler 8x8, το κύκλωμα διέγερσης των θυρών εισόδου και το κύκλωμα των μεταγόμενων φασηθετών 100
3.12.Χωρομετρικό διάγραμμα του πίνακα Butler 8x8 σε μικροταινιακή μορφή 104
3.13.Χωρομετρικό διάγραμμα του υβριδικού συζεύκτη 3dB 90^{o} και αποτελέσματα της προσομοίωσης. (α) Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα της διάταξης, (β) Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης των σημάτων εξόδου 106
3.14.Αποτελέσματα προσομοίωσης συντελεστών ανάκλασης και απομόνωσης του πίνακα Butler 8x8 του Σχ.3.12. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου (δεσμών), (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου (κεραιών) και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου 107
3.15.Αποτελέσματα προσομοίωσης για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών) του πίνακα Butler 8x8. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L 108
3.16.Αποτελέσματα προσομοίωσης για τις διαφορές φάσης μεταξύ των θυρών εξόδου (κεραιών) που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου (δεσμών) του πίνακα Butler 8x8. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L 108
3.17.Αποτελέσματα προσομοίωσης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας τροφοδοτούμενης από τον πίνακα Butler 8x8 111
3.18.Χωρομετρικά διαγράμματα των κυκλωμάτων εισόδου και εξόδου, σε μικροταινιακή μορφή. (α) Κύκλωμα διέγερσης ζεύγους ή μονής θύρας εισόδου, (β) Κύκλωμα μεταγόμενων φασηθετών 113
3.19.Χωρομετρικό διάγραμμα ολόκληρου του συστήματος 114
3.20.Διαγράμματα ακτινοβολίας του συστήματος του Σχ.3.19 για τις περιπτώσεις διέγερσης μονής θύρας εισόδου. (α) Συμβατικές δέσμες του πίνακα Butler 8x8 (επιλογή διαδρομών “α”), (β) Νέες δέσμες (επιλογή διαδρομών “β”) και (γ) Σύνολο των ακτινοβολούμενων δεσμών 116

3.21.Παράδειγμα κατανομής πλάτους από διέγερση μονής θύρας και ζεύγους θυρών. (α) Διέγερση των μονών θυρών 1L και 1R, (β) Ταυτόχρονη διέγερση του ζεύγους θυρών 1L και 1R 117
3.22.Διαγράμματα ακτινοβολίας των συμβατικών δεσμών 1L,1R και της δέσμης χαμηλών δευτερευόντων λοβών από τη διέγερση του ζεύγους (1L,1R) 119
3.23.Διαγράμματα ακτινοβολίας του συστήματος για τις περιπτώσεις διέγερσης ζευγών θυρών εισόδου. (α) Δέσμες που προκύπτουν από τους θεωρητικούς συντελεστές διέγερσης (διαδρομές “α”), (β) Δέσμες με την επιλογή των διαδρομών “α”, (γ) Δέσμες με την επιλογή των διαδρομών “β” και (δ) Σύνολο των ακτινοβολούμενων δεσμών χαμηλών δευτερευόντων λοβών 121
3.24.Μικροταινιακή πλακέτα του πρωτότυπου πίνακα Butler 8x8 που κατασκευάστηκε 124
3.25.Αποτελέσματα μετρήσεων συντελεστών ανάκλασης και απομόνωσης του πίνακα Butler 8x8. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου (δεσμών), (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου (κεραιών) και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου 125
3.26.Αποτελέσματα μετρήσεων για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών) του πίνακα Butler 8x8. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L 126
3.27.Αποτελέσματα μετρήσεων για τις διαφορές φάσης μεταξύ των θυρών εξόδου (κεραιών) που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου (δεσμών) του πίνακα Butler 8x8. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L 128
3.28.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας τροφοδοτούμενης από τον πίνακα Butler 8x8, χρησιμοποιώντας τους μετρούμενους συντελεστές διέγερσης στη συχνότητα f=2.425GHz 130
3.29.Σχηματικό διάγραμμα του μοντελοποιημένου συστήματος χρησιμοποιώντας αρχεία μετρήσεων S-παραμέτρων 131
3.30.Διαγράμματα ακτινοβολίας του μοντελοποιημένου συστήματος του Σχ. 3.29, για τις περιπτώσεις διέγερσης μονής θύρας εισόδου. (α) Συμβατικές δέσμες του πίνακα Butler 8x8 (επιλογή διαδρομών “α”),

(β) Νέες δέσμες (επιλογή διαδρομών “β”) και (γ) Σύνολο των ακτινοβολούμενων δεσμών 133
3.31.Παράδειγμα κατανομής πλάτους από διέγερση μονής θύρας και ζεύγους θυρών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του συστήματος του Σχ.3.29. (α) Διέγερση των μονών θυρών 1L και 1R, (β) Ταυτόχρονη διέγερση του ζεύγους θυρών 1L και 1R 134
3.32.Διαγράμματα ακτινοβολίας του μοντελοποιημένου συστήματος του Σχ. 3.29, για τις περιπτώσεις διέγερσης ζευγών θυρών εισόδου. (α) Δέσμες με την επιλογή των διαδρομών “α”, (β) Δέσμες με την επιλογή των διαδρομών “β” και (γ) Σύνολο των ακτινοβολούμενων δεσμών χαμηλών δευτερευόντων λοβών 136
3.33.Σχηματικό διάγραμμα μεταγόμενου φασηθέτη 4 διαδρομών 138
3.34.Διαγράμματα ακτινοβολίας που προέκυψαν από την προσομοίωση του συστήματος με χρήση μεταγόμενων φασηθετών 4 διαδρομών 139
4.1.Σχηματικό διάγραμμα ενός συμβατικού πίνακα Butler 4x4, όπου σημειώνεται η τροφοδοσία της συστοιχίας από τους συζεύκτες της τελευταίας στήλης 145
4.2.Σχηματική απεικόνιση της λειτουργίας του ασύμμετρου συζεύκτη 90^{o}. (α) Διέγερση θύρας 1, (β) Διέγερση θύρας 4, όπου προκύπτει αντιστροφή του λόγου διαίρεσης ισχύος 146
4.3.Σχηματική απεικόνιση της απαιτούμενης λειτουργίας του ασύμμετρου συζεύκτη, με οδήγηση του ισχυρού σήματος πάντα προς τις κεντρικές κεραίες 147
4.4.Αντικατάσταση του ασύμμετρου συζεύκτη από το ισοδύναμο κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος. (α) Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου συζεύκτη, (β) Γενικό σχηματικό διάγραμμα του ισοδύναμου κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος 148
4.5.Σχηματική απεικόνιση λειτουργίας συνδυαστή ισχύος Wilkinson με μία μόνο ενεργή θύρα εισόδου 150
4.6.Σχηματικό διάγραμμα τροποποιημένου κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος που χρησιμοποιείται στο σχεδιασμό του ασύμμετρου πίνακα Butler 153
4.7.Σχηματικά διαγράμματα των ασύμμετρων και συμβατικών πινάκων Butler. (α) Συμβατικός πίνακας Butler 4x4, (β) Ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, (γ) Συμβατικός πίνακας Butler 8x8, (δ) Ασύμμετρος πίνακας Butler 8x8 και (ε) Επεξήγηση συμβόλων των διατάξεων 154

4.8.Σχηματικό παράδειγμα απεικόνισης ενός τμήματος του πίνακα Butler, για τον προσδιορισμό του λόγου διαίρεσης ισχύος του ασύμμετρου συζεύκτη 156
4.9.Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη που χρησιμοποιήθηκε 161
4.10.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 5.4:1 165
4.11.Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης (MoM) του ασύμμετρου συζεύκτη του Σχ.4.10. (α) Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές διάδοσης και (γ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1 166
4.12.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος που σχεδιάστηκε, σύμφωνα με το σχηματικό διάγραμμα του Σχ.4.6 167
4.13.Αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος του Σχ.4.12. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών 1 και 4 168
4.14.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε, για τη δημιουργία κατανομής Chebyshev -30dB 170
4.15.Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος του Σχ.4.14. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου 171
4.16.Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.14. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 172
4.17. Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των στοιχείων της συστοιχίας, που δημιουργείται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.14. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 173

4.18.Ιδανικά διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από ένα συμβατικό πίνακα Butler 4x4 ομοιόμορφης κατανομής, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz 174
4.19.Διαγράμματα ακτινοβολίας μίας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με $\lambda_o/2$. (α) Χρησιμοποιώντας τους θεωρητικούς συντελεστές διέγερσης, (β) Χρησιμοποιώντας τους συντελεστές διέγερσης που προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος 176
4.20.Μείωση του επιπέδου του "grating lobe" της δέσμης 2R μέσω της μείωσης της απόστασης των στοιχείων της συστοιχίας 177
4.21.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με $0.4\lambda_o$ 178
4.22.Διαγράμματα ακτινοβολίας μίας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4, χρησιμοποιώντας την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με $0.4\lambda_o$ 180
4.23.Μικροταινιακή πλακέτα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4, όπως κατασκευάστηκε 181
4.24.Αποτελέσματα μετρήσεων των συντελεστών ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών εισόδου και εξόδου του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.23. (α) Συντελεστές ανάκλασης εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου 182
4.25.Αποτελέσματα μετρήσεων για το μέτρο του συντελεστή διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.23. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 183
4.26.Αποτελέσματα μετρήσεων για τις διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.23. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 185

4.27.Παραδείγματα κατανομής πλάτους, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις, σε σύγκριση με την ιδανική. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2L 186
4.28.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 4 στοιχείων που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4. (α) Χρησιμοποιώντας τους ιδανικούς συντελεστές διέγερσης στη συχνότητα f_o=3GHz, (β) Χρησιμοποιώντας τα δεδομένα των μετρήσεων στη συχνότητα f=2.965GHz και για μια απόσταση d μεταξύ των στοιχείων ίση με $0.4\lambda_o$ 188
4.29.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 16:1 190
4.30.Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 16:1. (α) Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές διάδοσης και (γ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1 191
4.31.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 2.82:1 192
4.32.Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του ασύμμετρου συζεύκτη με λόγο διαίρεσης ισχύος 2.82:1. (α) Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές διάδοσης και (γ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1 193
4.33.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος 16:1 194
4.34.Αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος του Σχ.4.33. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών 1 και 4 195
4.35.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος 2.82:1 196
4.36.Αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος του Σχ.4.35. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών 1 και 4 196

4.37.Χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8 που σχεδιάστηκε σε μικροταινιακή μορφή 197
4.38.Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος του Σχ.4.37. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου 198
4.39.Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8 του Σχ.4.37. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L 199
4.40.Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των στοιχείων της συστοιχίας, που δημιουργείται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8 του Σχ.4.37. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-3R, (δ) Διέγερση θύρας-4R, (ε) Διέγερση θύρας-1L, (στ) Διέγερση θύρας-2L, (ζ) Διέγερση θύρας-3L και (η) Διέγερση θύρας-4L 201
4.41.Μείωση του επιπέδου του “grating lobe” της δέσμης 4R μέσω της μείωσης της απόστασης μεταξύ των στοιχείων της συστοιχίας 203
4.42.Παραδείγματα κατανομής πλάτους, όπως προέκυψε από την προσομοίωση, σε σύγκριση με την ιδανική. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-4L 203
4.43.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 8 στοιχείων, τροφοδοτούμενης από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 8x8, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με 0.425λ_o. (α) Χρησιμοποιώντας τους ιδανικούς συντελεστές τροφοδοσίας, (β) Χρησιμοποιώντας τους συντελεστές τροφοδοσίας που προέκυψαν από την προσομοίωση 204
4.44.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής μικροταινιακής συστοιχίας 8 στοιχείων, τροφοδοτούμενης από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 8x8, χρησιμοποιώντας την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz και για απόσταση μεταξύ των στοιχείων d ίση με 0.425λ_o 206

4.45.Ισοδύναμο κύκλωμα ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος, με ασύμμετρους διαιρέτες Wilkinson, που αντικαθιστά τον ασύμμετρο υβριδικό συζεύκτη 207
4.46.Κυκλωματικό διάγραμμα του ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson 208
4.47.Σχηματικά διαγράμματα των ασύμμετρων πινάκων Butler, με χρήση ασύμμετρων διαιρετών ισχύος τύπου Wilkinson. (α) Ασύμμετρος πίνακας 4x4, (β) Ασύμμετρος πίνακας 8x8 και (γ) Επεξήγηση συμβόλων των διατάξεων 209
4.48.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου διαιρέτη Wilkinson με λόγο διαίρεσης ισχύος 4:1 211
4.49.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος 4:1 212
4.50.Αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος ασύμμετρης διαίρεσης ισχύος του Σχ.4.49. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης, (γ) Συντελεστές διάδοσης και (δ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (3-2) για τις περιπτώσεις διέγερσης των θυρών 1 και 4 212
4.51.Γραφική απεικόνιση της συνημιτονοειδούς κατανομής σε βάθρο -6dB, για μία συστοιχία 4 κεραιών 213
4.52.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε, χρησιμοποιώντας ασύμμετρους διαιρέτες Wilkinson 214
4.53.Αποτελέσματα προσομοίωσης για το μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου (δεσμών) προς τις θύρες εξόδου (κεραιών) του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 του Σχ.4.52. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2L 215
4.54.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 4 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με απόσταση μεταξύ των στοιχείων ίση με $0.4\lambda_o$, η οποία τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler του Σχ.4.52, εφαρμόζοντας και την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών 215
4.55.Γραφική απεικόνιση της τροποποιημένης συνημιτονοειδούς εις το τετράγωνο κατανομής σε βάθρο -6dB, για μία συστοιχία 8 κεραιών 217
4.56.Μικροταινιακά χωρομετρικά διαγράμματα των κυκλωμάτων. (α) Ασύμμετρος διαιρέτης Wilkinson με λόγο διαίρεσης ισχύος 4:1, (β) Ασύμμετρος διαιρέτης Wilkinson με λόγο διαίρεσης ισχύος 2.1:1 και (γ) Ασύμμετρος πίνακας Butler 8x8 218

4.57.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 8 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με απόσταση μεταξύ των στοιχείων ίση με $0.466\lambda_o$, η οποία τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler του Σχ.4.56(γ) 219
5.1.Ο πίνακας Nolen και οι βαθμίδες του. (α) Αναλυτικό σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen, (β) Ο υβριδικός συζεύκτης και η λειτουργία του και (γ) Ο φασηθέτης και η λειτουργία του 227
5.2.Χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς πλάτους του συζεύκτη. (α) Διέγερση θύρας 1 (Σχ.5.1(β)), (β) Διέγερση θύρας 4 (Σχ.5.1(β)) 228
5.3.Ελαχιστοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen κατά το πρώτο βήμα της επαναληπτικής διαδικασίας 229
5.4.Ελαχιστοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen για τον προσδιορισμό των τιμών θ και φ της πρώτης σειράς 230
5.5.Ελαχιστοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του πίνακα Nolen για τον προσδιορισμό των τιμών θ και φ της δεύτερης σειράς 233
5.6.Σχηματικό διάγραμμα του δικτυώματος διπλής σειράς 2xN 235
5.7.Σχηματικό διάγραμμα ενός επίπεδου δικτυώματος 4xN, αποτελούμενο από δύο υποκυκλώματα 2xN 236
5.8.Σχηματικό διάγραμμα ενός πολυεπίπεδου δικτυώματος 8xN σε μορφή "τούβλου", αποτελούμενο από δύο υποκυκλώματα 4xN 237
5.9.Σχηματικό διάγραμμα και λειτουργία ασύμμετρου συζεύκτη αποτελούμενου από δύο διαδοχικά συνδεδεμένους συζεύκτες 3dB 90^o. (α) Διέγερση θύρας 1, (β) Διέγερση θύρας 4 240
5.10.Σχηματικό διάγραμμα και λειτουργία του ασύμμετρου συζεύκτη που χρησιμοποιήθηκε. (α) Διέγερση της θύρας 1 όπου δημιουργείται ένας λόγος διαίρεσης ισχύος P_2/P_3 ίσος με $(\sin\vartheta/\cos\vartheta)^2$ με διαφορά φάσης ίση με 180^o μεταξύ των σημάτων εξόδου, (β) Διέγερση της θύρας 4 όπου δημιουργείται ένας λόγος διαίρεσης ισχύος P_2/P_3 ίσος με $(\cos\vartheta/\sin\vartheta)^2$ με ισοφασικά σήματα εξόδου 241
5.11.Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen, αποτελούμενου από δύο δικτυώματα διπλής σειράς (2x4) 243
5.12.Μικροταινιακά χωρομετρικά διαγράμματα των ασύμμετρων υβριδικών συζευκτών. (α) Συζεύκτης $\theta_{1,3}$ (16.2^o) και (β) Συζεύκτης $\theta_{1,2}$ (42.6^o) 246
5.13.Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης (MoM) του συζεύκτη του Σχ.5.12(α). (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης μεταξύ των θυρών, (γ) Συντελεστές διάδοσης στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 1, (δ) Συντελεστές διάδοσης στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4, (ε) Διαφορά φάσης μεταξύ των

σημάτων εξόδου στις θύρες 2 και 3 στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 1 και (στ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου στις θύρες 2 και 3 στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4 247
5.14. Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen που σχεδιάστηκε, για την επίτευξη κατανομής Chebyshev -30dB 249
5.15. Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου 250
5.16. Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 251
5.17. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 253
5.18. Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας τεσσάρων ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών ($d=0.4\lambda_o$), που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Ιδανικά διαγράμματα, (β) Χρησιμοποιώντας την κατανομή του Πίνακα 5.6, που προέκυψε από την προσομοίωση του κυκλώματος 257
5.19. Μικροταινιακή πλακέτα του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen, όπως κατασκευάστηκε 259
5.20. Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου, (β) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών εξόδου και (γ) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών εισόδου 260
5.21. Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 261
5.22. Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψαν

από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 262
5.23.Παραδείγματα της κατανομής πλάτους, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις, σε σύγκριση με την ιδανική. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2L 263
5.24.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας τεσσάρων ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση ίση με $0.4\lambda_o$, που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα 4x4 τύπου Nolen. (α) Χρησιμοποιώντας τους θεωρητικούς συντελεστές της κατανομής τροφοδοσίας, (β) Χρησιμοποιώντας την κατανομή του Πίνακα 5.8, που προέκυψε από τις μετρήσεις του κυκλώματος 264
5.25.Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα 8x8 τύπου Nolen, σε μορφή "τούβλου" 268
5.26.Σχηματικά διαγράμματα των δύο υποκυκλωμάτων 4x8 του ασύμμετρου πίνακα 8x8 τύπου Nolen. (α) Υποκύκλωμα 1R-4L-2R-3L και (β) Υποκύκλωμα 1L-4R-2L-3R 268
5.27.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας οκτώ ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση ίση με $0.425\lambda_o$, που τροφοδοτείται από τον ιδανικό ασύμμετρο πίνακα 8x8 τύπου Nolen 269
5.28.Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα 4x8 τύπου Nolen 270
5.29.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας οκτώ ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση ίση με $0.5\lambda_o$, που τροφοδοτείται από τον ιδανικό ασύμμετρο πίνακα 4x8 τύπου Nolen 271
5.30.Σχηματικό διάγραμμα του ασύμμετρου δικτυώματος 4x8 τύπου Nolen με τη χρήση των μεταγόμενων φασηθετών 273
5.31.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας οκτώ ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση ίση με $0.5\lambda_o$, που τροφοδοτείται από τον ιδανικό ασύμμετρο πίνακα 4x8 τύπου Nolen, υλοποιώντας την τεχνική των μεταγόμενων φασηθετών 273
6.1.Σχηματικό διάγραμμα και συντεταγμένες κυκλικής συστοιχίας δακτυλίου. (α) Τοπικές συντεταγμένες, (β) Συντεταγμένες μακρινού πεδίου 280
6.2.Σύμμορφη κυκλική συστοιχία τομέα 120^o. (α) Δημιουργία μετωπικής δέσμης, (β) Στροφή της δέσμης κατά 60^o 285

6.3.Τροφοδοσία κυκλικής πολυρυθμικής συστοιχίας από πίνακα Butler. (α) Γενικό σχηματικό διάγραμμα κυκλικής συστοιχίας δακτυλίου τροφοδοτούμενης από πίνακα Butler 16x16, (β) Πίνακας Butler 8x8 για την τροφοδοσία κυκλικής συστοιχίας 8 κεραιών 287
6.4.Σχηματικό διάγραμμα πολυρυθμικής κυκλικής συστοιχίας διπόλων με τροφοδοσία πίνακα Butler 289
6.5.Ολίσθηση της ακτινοβολούμενης δέσμης μέσω της ολίσθησης της διέγερσης σε μία κυκλική συστοιχία 32 κεραιών 291
6.6.Διέγερση της υποσυστοιχίας με το κατάλληλο πλήθος και θέση στοιχείων (με μαύρο χρώμα) μιας κυκλικής συστοιχίας δακτυλίου, για τον προσανατολισμό της δέσμης μέσα στον ενεργό γωνιακό τομέα 292
6.7.Μεταγωγή της διέγερσης σε μία κυκλική συστοιχία δακτυλίου 32 κεραιών, τροφοδοτούμενη από έναν πίνακα Butler 8x8 294
6.8.Γειτονικές και επικαλυπτώμενες υποσυστοιχίες 8 στοιχείων σε μία κυκλική συστοιχία 32 κεραιών. (α) Εμφάνιση κενού γωνιακού τομέα μεταξύ γειτονικών υποσυστοιχιών, (β) Κάλυψη του κενού γωνιακού τομέα με την υλοποίηση επικαλυπτόμενων υποσυστοιχιών 8 κεραιών με 4 κοινά στοιχεία 297
6.9.Τυπικές γεωμετρίες μονοδιάστατων πολυεδρικών συστοιχιών. (α) Συστοιχία με μία κεραία ανά έδρα, (β) Συστοιχία με μία υποσυστοιχία ανά έδρα 299
6.10.Διαγράμματα πλάτους και φάσης του μακρινού πεδίου των ρυθμών φάσης (ρυθμών ακτινοβολίας) της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων, τροφοδοτούμενης από πίνακα Butler. (α) Ρυθμός 0, (β) Ρυθμός 1, (γ) Ρυθμός 2, (δ) Ρυθμός -2, (ε) Ρυθμός 3, (στ) Ρυθμός 7, (ζ) Ρυθμός 10, (η) Ρυθμός 12, (θ) Ρυθμός 14 και (ι) Ρυθμός 16 302
6.11.Διαγράμματα ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας, για διαφορετικά πλήθη ταυτόχρονης ομοιόμορφης διέγερσης ρυθμών φάσης. (α) Διέγερση ρυθμών -1 έως +1, (β) Διέγερση ρυθμών -2 έως +2, (γ) Διέγερση ρυθμών -3 έως +3, (δ) Διέγερση ρυθμών -7 έως +7, (ε) Διέγερση ρυθμών -10 έως +10, (στ) Διέγερση ρυθμών -13 έως +13, (ζ) Διέγερση ρυθμών -15 έως +15 και (η) Διέγερση ρυθμών -15 έως +16 304
6.12.Στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων, όπως προκύπτει από την προσομοίωση, για διαφορετικές τιμές του συντελεστή M 307
6.13.Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου και της μικροταινιακής κεραίας, σε διαφορετικές θέσεις πάνω στον μεταλλικό κύλινδρο 308

6.14.Διαγράμματα ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας των 32 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών, για διαφορετικές γωνιακές κατευθύνσεις της δέσμης, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση 309
6.15.Διαγράμματα ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων, για την ανομοιόμορφη διέγερση πλάτους των ρυθμών φάσης της (6.10), όπως προέκυψαν από την προσομοίωση. (α) Σχηματιζόμενη κατευθυντική δέσμη, (β) Στροφή της δέσμης σε διαφορετικές γωνιακές κατευθύνσεις 311
6.16.Διαγράμματα ακτινοβολίας της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων, για την ανομοιόμορφη διέγερση πλάτους των ρυθμών φάσης τύπου Chebyshev -40dB, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση. (α) Σχηματιζόμενη κατευθυντική δέσμη, (β) Στροφή της δέσμης σε διαφορετικές γωνιακές κατευθύνσεις 313
6.17.Σχηματικό διάγραμμα της κυκλικής συστοιχίας των 32 διπόλων με $d=0.5\lambda_o$ και $R=2.55\lambda_o$, τροφοδοτούμενης από δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με πίνακα Butler 8x8, ενεργοποιώντας την υποσυστοιχία A1 έως A8 315
6.18.Αποτελέσματα προσομοίωσης για τον προσανατολισμό της δέσμης της υποσυστοιχίας A1 έως A8 της κυκλικής συστοιχίας του Σχ.6.17 316
6.19.Ακτινοβολούμενη δέσμη με M=3, για δύο διαφορετικές τιμές της απόστασης των στοιχείων (d) 317
6.20.Εμφάνιση κενών γωνιακών τομέων μεταξύ των ενεργών, όπως προκύπτουν από τη διέγερση διαδοχικών υποσυστοιχιών της συστοιχίας των 32 διπόλων 319
6.21.Κάλυψη των κενών γωνιακών τομέων με την υλοποίηση επικαλυπτώμενων υποσυστοιχιών 319
6.22.Σχηματικό διάγραμμα συστοιχίας 8 κεραιών πάνω σε ένα τόξο δακτυλίου 90^o με $d=0.5\lambda_o$ και $R=2.23\lambda_o$, τροφοδοτούμενης από δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με πίνακα Butler 8x8 321
6.23.Διαγράμματα ακτινοβολίας της συστοιχίας των 8 διπόλων τόξου δακτυλίου 90^o με $d=0.5\lambda_o$ και $R=2.23\lambda_o$, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση 322
6.24.Διαγράμματα ακτινοβολίας της συστοιχίας των 16 διπόλων τόξου δακτυλίου 120^o με $d=0.5\lambda_o$ και $R=3.58\lambda_o$, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση 323
6.25.Δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης πολυεδρικής συστοιχίας με πίνακα Butler και κύκλωμα αντιστάθμισης πλάτους και φάσης 326

6.26.Βασική γεωμετρία μιας πολυεδρικής συστοιχίας 4 κεραιών με ένα στοιχείο ανά έδρα 327
6.27.Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πολυεδρική συστοιχία των 4 μικροταινιακών κεραιών με $d=\lambda_o/2$, $\Delta\delta=20^o$, $R=1.43\lambda_o$ και συνολικό τομέα έκτασης ίσο με 60^o 328
6.28.Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πολυεδρική συστοιχία των 4 μικροταινιακών κεραιών με $d=0.4\lambda_o$, $\Delta\delta=6.67^o$, $R=3.43\lambda_o$ και συνολικό τομέα έκτασης ίσο με 20^o 330
6.29.Βασική γεωμετρία μιας πολυεδρικής συστοιχίας 8 κεραιών με ένα στοιχείο ανά έδρα 331
6.30.Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πολυεδρική συστοιχία των 8 μικροταινιακών κεραιών με $d=0.261\lambda_o$, $\Delta\delta=12.86^o$, $R=1.17\lambda_o$ και συνολικό τομέα έκτασης ίσο με 90^o 332
6.31.Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πολυεδρική συστοιχία των 16 μικροταινιακών κεραιών με $d=0.315\lambda_o$, $\Delta\delta=6^o$, $R=3\lambda_o$ και συνολικό τομέα έκτασης ίσο με 90^o 334
7.1.Γενικό σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος ζεύξης μικροκυματικής φωτονικής 336
7.2.Γενικά σχηματικά διαγράμματα μικροκυματικών συστοιχιών φάσης με οπτική διαμόρφωση δέσμης. (α) Σύστημα εκπομπής, (β) Σύστημα λήψης 340
7.3.Μεταβολή της γωνίας προσανατολισμού της δέσμης σε συνάρτηση με τις μεταβολές στη συχνότητα λειτουργίας της συστοιχίας (φαινόμενο “στραβισμού”) 342
7.4.Απαιτούμενη μεταβολή της διαφοράς φάσης τροφοδοσίας δύο κεραιών μιας συστοιχίας φάσης, ώστε η γωνία προσανατολισμού να παραμένει σταθερή με τις μεταβολές της συχνότητας λειτουργίας 343
7.5.Πίνακας Blass με γραμμές καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, που τροφοδοτεί μία συστοιχία φάσης 345
7.6.Φωτονικό σύστημα καθυστέρησης πραγματικού χρόνου βασισμένο σε πρίσμα FBG 346
7.7.Δενδροειδές 1x4 οπτικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης για μία συστοιχία φάσης εκπομπής 347
7.8.Ραδιοσυχνοτικές συστοιχίες φάσης με μικροκυματική διαμόρφωση δέσμης. (α) Σύστημα εκπομπής, (β) Σύστημα λήψης και (γ) Ολοκληρωμένο σύστημα εκπομπής/λήψης 349
7.9.Αναπαράσταση διαμόρφωσης πλάτους διπλής πλευρικής ζώνης (AM-DSB). (α) Στο πεδίο της συχνότητας, (β) Στο πεδίο του χρόνου 350

7.10.Λειτουργία αποδιαμορφωτή διόδου (κρυσταλλικός ανιχνευτής τετραγωνικού νόμου) 350
7.11.Μετατόπιση χρόνου (ή φάσης) σε ένα διαμορφωμένο κατά πλάτος φέρον 353
7.12.Μικροκυματικό δίκτυο διαμόρφωσης δέσμης με ελεγχόμενες διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου για τη δημιουργία της κατάλληλης ραδιοσυχνοτικής ακολουθίας φάσης εξόδου 354
7.13.Ενδεικτική απεικόνιση χρονικής διαφοράς (ή μετατόπισης) Δτ του διαμορφωμένου σήματος, η οποία αντιστοιχεί σε διαφορετικές μετατοπίσεις φάσης του φέροντος και της περιβάλλουσας 356
7.14.Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος εκπομπής, με χρήση μικροκυματικού πίνακα Butler και διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου 360
7.15.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου υβριδικού συζεύκτη 180^{o} με λόγο διαίρεσης ισχύος ίσο με 6:1 361
7.16.Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του ασύμμετρου συζεύκτη του Σχ.7.15. (α) Συντελεστές ανάκλασης των θυρών, (β) Συντελεστές απομόνωσης των θυρών, (γ) Συντελεστές διάδοσης στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 1, (δ) Συντελεστές διάδοσης στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4, (ε) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου στις θύρες 2 και 3 στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 1 και (στ) Διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου στις θύρες 2 και 3 στην περίπτωση διέγερσης της θύρας 4 362
7.17.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε στη ζώνη Χ, για την επίτευξη κατανομής Chebyshev -33dB 364
7.18.Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη Χ, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση 364
7.19.Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη Χ. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 365
7.20.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη Χ. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 366

7.21.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 4 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση $d=0.4\lambda_o$, που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Εφαρμόζοντας την ιδανική κατανομή τροφοδοσίας,
(β) Εφαρμόζοντας την κατανομή τροφοδοσίας του Πίνακα 7.5, που προέκυψε από την προσομοίωση του κυκλώματος 368
7.22.Συχνοτική αναπαράσταση διαμόρφωσης πλάτους μονής (άνω) πλευρικής ζώνης 370
7.23.Φάσεις των σημάτων τροφοδοσίας δύο κεραιών, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση 371
7.24.Αποτελέσματα εφαρμογής της διορθωτικής μετατόπισης χρόνου (ή φάσης) στον προσανατολισμό ευρείας ζώνης του παράγοντα συστοιχίας της δέσμης 2L μιας συστοιχίας 4 στοιχείων ($d=0.4\lambda_o$), τροφοδοτούμενης από τον πίνακα Butler. (α) Προσανατολισμός της δέσμης χωρίς την εφαρμογή της διορθωτικής μετατόπισης χρόνου, (β) Αντιμετώπιση του φαινομένου του “στραβισμού” με την εφαρμογή διορθωτικής χρονικής μετατόπισης, μέσω διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου (TTD) 372
7.25.Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος εισόδου στο πεδίο του χρόνου, όπως προέκυψε από την προσομοίωση 374
7.26.Χρονική απεικόνιση των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών A1 και A2, όπως παράγονται στις αντίστοιχες θύρες εξόδου του πίνακα Butler 374
7.27.Χρονική απεικόνιση των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών ανά ζεύγη, στις θύρες εξόδου του πίνακα Butler, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση, για την περίπτωση διέγερσης της θύρας εισόδου 1R. (α) Κεραίες A1-A2, (β) Κεραίες A2-A3 και (γ) Κεραίες A3-A4 376
7.28.Απεικόνιση στο πεδίο του χρόνου των ραδιοσυχνοτικών σημάτων τροφοδοσίας της συστοιχίας, για την περίπτωση διέγερσης της θύρας 1R του πίνακα Butler. (α) Χωρίς τη χρήση των διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, (β) Εφαρμόζοντας κατάλληλες χρονικές μετατοπίσεις σε κάθε κανάλι εξόδου με τις διατάξεις καθυστέρησης πραγματικού χρόνου 377
7.29.Απεικόνιση στο πεδίο του χρόνου των ραδιοσυχνοτικών σημάτων τροφοδοσίας της συστοιχίας, πριν (αριστερά) και μετά (δεξιά) τη χρήση των διατάξεων καθυστέρησης πραγματικού χρόνου. (α) Διέγερση θύρας-1L, (β) Διέγερση θύρας-2R και (γ) Διέγερση θύρας-2L 378

7.30.Διαγράμματα του παράγοντα συστοιχίας στη συχνότητα f_{RF}=300MHz, με απόσταση των στοιχείων d=0.4λ_o, χρησιμοποιώντας ως διεγέρσεις τους ραδιοσυχνοτικούς συντελεστές του Πίνακα 7.8 380
7.31.Διαγράμματα του παράγοντα συστοιχίας σε διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας, με απόσταση στοιχείων d=0.4λ_o (f_o=300MHz). (α) Διέγερση της δέσμης 1R, χωρίς την εφαρμογή καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, (β) Διέγερση της δέσμης 1R με εφαρμογή κατάλληλης καθυστέρησης πραγματικού χρόνου, (γ) Διέγερση της δέσμης 2R, χωρίς την εφαρμογή καθυστέρησης πραγματικού χρόνου και (δ) Διέγερση της δέσμης 2R με εφαρμογή κατάλληλης καθυστέρησης πραγματικού χρόνου 381
7.32.Μικροταινιακή πλακέτα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X, όπως κατασκευάστηκε 383
7.33.Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις 383
7.34.Μέτρο των συντελεστών διάδοσης από τις θύρες εισόδου προς τις θύρες εξόδου, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 384
7.35.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, που δημιουργούνται από τη διέγερση των θυρών εισόδου, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Διέγερση θύρας-1R, (β) Διέγερση θύρας-2R, (γ) Διέγερση θύρας-1L και (δ) Διέγερση θύρας-2L 385
7.36.Διαγράμματα ακτινοβολίας μιας γραμμικής συστοιχίας 4 ορθογωνικών μικροταινιακών κεραιών με μεταξύ τους απόσταση d=0.4λ_o, που τροφοδοτείται από τον ασύμμετρο πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη X. (α) Εφαρμόζοντας την ιδανική κατανομή τροφοδοσίας,
(β) Εφαρμόζοντας την κατανομή τροφοδοσίας του Πίνακα 7.10, που προέκυψε από τις μετρήσεις του κυκλώματος 387
7.37.Μικροταινιακό χωρομετρικό διάγραμμα του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 που σχεδιάστηκε στη ζώνη Ka, για την επίτευξη κατανομής Chebyshev -30dB 389
7.38.Συντελεστές ανάκλασης και απομόνωσης των θυρών του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 στη ζώνη Ka, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση 390
7.39.Μέτρο των συντελεστών διάδοσης προς τις κεραίες, για την περίπτωση διέγερσης της θύρας εισόδου 1R 390

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

2.1.Παράμετροι συστοιχίας Ν στοιχείων τροφοδοτούμενης από πίνακα Butler 50
3.1.Χαρακτηριστικά συναρτήσεων κατανομών πλάτους διέγερσης συστοιχιών 70
3.2.Απαιτούμενη πρόσθετη μετατόπιση φάσης στις θύρες εξόδου-κεραιών, για τη δημιουργία των νέων ακολουθιών φάσης 96
3.3.Τιμές μετατόπισης φάσης για κάθε θύρα εισόδου, στο κύκλωμα διέγερσης ζεύγους θυρών 99
3.4.Διαφορές φάσης τροφοδοσίας που παράγονται από την επιλογή των διαδρομών “α” και “β” στο κύκλωμα των μεταγόμενων φασηθετών, για τη διέγερση μονής θύρας εισόδου του πίνακα Butler 102
3.5.Διαφορές φάσης τροφοδοσίας που παράγονται από την επιλογή των διαδρομών “α” και “β” στο κύκλωμα των μεταγόμενων φασηθετών, για τη διέγερση ζεύγους θυρών εισόδου του πίνακα Butler 103
3.6.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (κεραιών) στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=2.45GHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του πίνακα Butler 8x8 110
3.7.Ιδανική κανονικοποιημένη συνημιτονοειδής κατανομή πλάτους 117
3.8.Κατανομή τροφοδοσίας για τη διέγερση ζευγών θυρών εισόδου που δημιουργεί δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του συστήματος στην κεντρική συχνότητα f_o=2.45GHz 119
3.9.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων των θυρών εξόδου (κεραιών) στη βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας f=2.425GHz, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του πίνακα Butler 8x8 129
3.10.Κατανομή τροφοδοσίας για τις δέσμες χαμηλών δευτερευόντων λοβών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του συστήματος του Σχ.3.29 στη συχνότητα f=2.425GHz 134
3.11.Συγκριτικός πίνακας αριθμητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων για τα βασικά χαρακτηριστικά του συστήματος 137
3.12.Απαιτούμενες διαφορές φάσης των σημάτων τροφοδοσίας και θεωρητικές γωνίες μεγίστου για την περίπτωση χρήσης μεταγόμενων φασηθετών 4 διαδρομών 140
4.1.Παραδείγματα απαιτούμενων τιμών διαίρεσης ισχύος των ασύμμετρων συζευκτών για διαφορετικές κατανομές και αριθμό εισόδων/εξόδων του πίνακα Butler 156

4.2.Κατανομή πλατών ρευμάτων διέγερσης τύπου Chebyshev για επίτευξη SLL ίσου με -30dB σε μία συστοιχία 4 κεραιών 164
4.3.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 173
4.4.Κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα f_o=3GHz 174
4.5.Κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, συμπεριλαμβάνοντας κυκλώματα μεταγόμενων φασηθετών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα f_o=3GHz 179
4.6.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4, στη συχνότητα f=2.965GHz 185
4.7.Κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις στη συχνότητα f=2.965GHz 186
4.8.Αυθεντική και τροποποιημένη κατανομή Chebyshev -27dB για μία συστοιχία 8 στοιχείων 189
4.9.Μέτρο συντελεστών διάδοσης προς τις κεραίες της συστοιχίας και απώλειες συγκριτικά με τις θεωρητικές τιμές 200
4.10.Λόγοι διαίρεσης ισχύος μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών 200
4.11.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 8x8, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz 202
4.12.Κατανομή τροφοδοσίας που παράγει ο ασύμμετρος πίνακας Butler 8x8, συμπεριλαμβάνοντας κυκλώματα μεταγόμενων φασηθετών, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα f_o=3GHz 206
4.13.Κανονικοποιημένοι συντελεστές πλάτους τροφοδοσίας συνημιτονοειδούς κατανομής σε βάθρο -6dB 213
4.14.Κανονικοποιημένοι συντελεστές πλάτους τροφοδοσίας τροποποιημένης συνημιτονοειδούς εις το τετράγωνο κατανομής σε βάθρο -6dB 216
5.1.Συντελεστές κατανομής Chebyshev για την επίτευξη SLL ίσου με -30dB σε μία συστοιχία 4 κεραιών 242
5.2.Τιμές των συντελεστών θ για τη δημιουργία της κατανομής Chebyshev -30dB από τον ασύμμετρο πίνακα 4x4 τύπου Nolen 245

5.3.Θεωρητικά δεδομένα και αποτελέσματα κυκλωματικής και Η/Μ προσομοίωσης για τις τιμές του θ και του λόγου διαίρεσης ισχύος των συζευκτών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz 245
5.4.Αποτελέσματα Η/Μ προσομοίωσης (MoM) για τους συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου και την κατανομή πλάτους των δύο βασικών υποκυκλωμάτων, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz 248
5.5.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen 255
5.6.Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας 4x4 τύπου Nolen, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του δικτυώματος στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz 255
5.7.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα 4x4 τύπου Nolen 262
5.8.Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας 4x4 τύπου Nolen, όπως προέκυψε από τη μέτρηση του δικτυώματος στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=3GHz 263
5.9.Συντελεστές κατανομής Chebyshev για την επίτευξη SLL ίσου με -30dB σε μία συστοιχία 8 κεραιών 266
5.10.Τιμές των συντελεστών θ για τη δημιουργία της κατανομής Chebyshev -30dB από τον ασύμμετρο πίνακα 8x8 τύπου Nolen 269
5.11.Τιμές φασηθετών φ του ασύμμετρου πίνακα 8x8 τύπου Nolen 269
5.12.Συγκριτικά στοιχεία για τον αριθμό των απαιτούμενων διατάξεων και τις απώλειες των ασύμμετρων πινάκων τύπου Butler και Nolen 4 εισόδων – 4 εξόδων 277
6.1.Συντελεστές πλάτους διέγερσης των 31 ρυθμών φάσης, όπως ορίζονται από την κατανομή της (6.10) 311
6.2.Συντελεστές πλάτους διέγερσης των 31 ρυθμών φάσης, όπως ορίζονται από την κατανομή Chebyshev -40dB 312
7.1.Αντιστοιχίες μεταξύ μικροκυματικής φωτονικής και RF μικροκυματικής μεθόδου 348
7.2.Εύρος ζώνης και τύπος διαγράμματος ακτινοβολίας των κυριότερων επίπεδων τυπωμένων κεραιών 358
7.3.Συντελεστές κατανομής Chebyshev για την επίτευξη επιπέδου πλευρικών λοβών ίσου με -33dB σε μία συστοιχία 4 κεραιών 361

7.4.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=10GHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 367
7.5.Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=10GHz 367
7.6.Τιμές πρόσθετης χρονικής μετατόπισης τ_n σε κάθε θύρα εξόδου του πίνακα Butler, για την κατάλληλη μετατροπή της ακολουθίας φάσης τροφοδοσίας της συστοιχίας 379
7.7.Διαφορές φάσης μεταξύ των ραδιοσυχνοτικών σημάτων τροφοδοσίας στη συχνότητα f_{RF}=300MHz, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση του συστήματος 379
7.8.Κατανομή τροφοδοσίας της συστοιχίας, στη συχνότητα f_{RF}=300MHz, όπως προέκυψε από την προσομοίωση 379
7.9.Διαφορές φάσης μεταξύ των σημάτων τροφοδοσίας των κεραιών στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=10GHz, όπως προέκυψαν από τις μετρήσεις του ασύμμετρου πίνακα Butler 4x4 385
7.10.Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από τις μετρήσεις στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=10GHz 386
7.11.Κατανομή τροφοδοσίας που δημιουργεί ο ασύμμετρος πίνακας Butler 4x4, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_o=30GHz 391