



Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Σχολή Τεχνολογιών Πληροφορικής και Επικοινωνιών
Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Τεχνικές Διαμόρφωσης Διαγράμματος Ακτινοβολίας
για Συχνοτικά και Χωρικά Ευρυζωνικά Συστήματα Στοιχειοκεραιών**

Βασίλειος Α. Τσέκενης
Μεταπτυχιακός Φοιτητής του τμήματος
Ψηφιακών Συστημάτων του Πανεπιστημίου Πειραιώς

Πειραιάς, 2019



University of Piraeus

School of Information and Communication Technologies
Department of Digital Systems

MASTER THESIS

**Beamforming Techniques for Frequency
and Spatial Wideband Antenna Array Systems**

Vasileios A. Tsekenis

Postgraduate Student of the department of
Digital Systems of the University of Piraeus

Piraeus, 2019

.....
Βασίλειος Τσέκενης

Μεταπτυχιακός φοιτητής του τμήματος
Ψηφιακών Συστημάτων του Παν. Πειραιά

Copyright © Βασίλειος Τσέκενης, 2019

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος.

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

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

.....
Vasileios Tsekenis

Postgraduate student of the Department of
Digital Systems of the University of Piraeus

Copyright © Vasileios Tsekenis, 2019

All rights reserved.

Copying, storing or distributing of this dissertation, as part or as a whole, for commercial purposes is prohibited. Copying, storing or distributing this dissertation for non-profit, educational or research purposes is allowed, provided the source is explicitly mentioned and the nonce-text is preserved. Questions concerning the nonprofit use of this dissertation will have to be addressed to the author.

The concepts and conclusions included in this work express the author's personal opinion and should not be interpreted that they represent University of Piraeus official concepts.

Στο Λεξ,
με πολλή αγάπη

Dedicated to Lex,
with love

Abstract

Despite the fact that the Telecommunications and Computer Networks are relatively new fields, they have been growing tremendously over the past few years and the technological steps that have been made are enormous. Nowadays, due to the increased use of new wireless communication systems, the need to develop new tools and techniques, in order to optimize the performance in a plethora of new and different scenarios with the restrictions they impose, is considered necessary. One technique is the shaping of the beam pattern of array antennas so that the users are more efficiently served by increasing the SNR ratio. Moreover, the number of users can be increased by creating many radiation lobes and adjusting each one to a different user. In the presented study different models and beamforming techniques were examined and introduced for a wide range of different scenarios and requirements.

More specifically, at the beginning of this dissertation, its purpose is clearly introduced and the requirements that need to be satisfied of the new generation networks are analyzed. Subsequently, the main features, difficulties and restrictions that the wireless propagation environment sets are referred as it is a fact that this should be seriously taken into account when a system is being designed. The following chapters aim to present the different beamforming techniques and the challenges that emerge depending on the requirements of both the signal bandwidth and the antenna size, factors that play a major role during the phase of system design.

To conclude, it should be noted that the main emphasis in this dissertation is given to the phenomena created due to the spatial and frequency wideband transmission as the coexistence of these two system characteristics causes intense changes in the radiation pattern of the antenna array and requires special handling techniques.

Key-Words: Array antenna, beamforming, weights, narrowband systems, wideband systems, beam squint.

Περίληψη

Ο κλάδος των Τηλεπικοινωνιών και των Δικτύων Υπολογιστών, παρά το γεγονός ότι είναι ένας σχετικά νέος επιστημονικός κλάδος, έχει γνωρίσει τεράστια ανάπτυξη τα τελευταία χρόνια και τα τεχνολογικά βήματα που έχουν γίνει είναι τεράστια. Έτσι, στη σημερινή εποχή, λόγω της αυξανόμενης χρήσης νέων συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών, η ανάγκη για την ανάπτυξη νέων τεχνικών με σκοπό την βελτιστοποίηση των επιδόσεων σε νέα και διαφορετικά περιβάλλοντα και περιορισμούς κρίνεται αναγκαία. Μια τέτοια τεχνική είναι η μορφοποίηση των λοβών ακτινοβολίας των στοιχειοκεραίων προκειμένου οι χρήστες να μπορούν να εξυπηρετηθούν πιο αποδοτικά μέσω της αύξησης του σηματοθορυβικού λόγου αλλά και να αυξηθεί το πλήθος των χρηστών που εξυπηρετούνται ταυτόχρονα μέσω της δημιουργίας πολλαπλών λοβών ακτινοβολίας ώστε ο καθένας να αντιστοιχεί και σε ένα διαφορετικό χρήστη. Στην παρούσα εργασία εξετάστηκαν και παρουσιάστηκαν διαφορετικά μοντέλα στοιχειοκεραίων και διαφορετικές τεχνικές μορφοποίησης δέσμης ακτινοβολίας αυτών για διαφορετικά σενάρια απαιτήσεων.

Πιο συγκεκριμένα, στην αρχή της παρούσας εργασίας γίνεται μια εισαγωγή στους κύριους σκοπούς της και παρουσιάζονται οι απαιτήσεις που χρειάζεται να ικανοποιηθούν από τα δίκτυα μελλοντικής γενιάς. Στη συνέχεια αναφέρονται τα βασικά χαρακτηριστικά των στοιχειοκεραίων και παρουσιάζονται οι δυσκολίες και οι περιορισμοί που θέτει το ασύρματο περιβάλλον διάδοσης το οποίο πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψιν κατά τη σχεδίαση του συστήματος ασύρματης μετάδοσης. Τα επόμενα κεφάλαια έχουν ως σκοπό την παρουσίαση των διαφορετικών τεχνικών μορφοποίησης δέσμης ακτινοβολίας και των προβλημάτων που παρουσιάζονται ανάλογα των απαιτήσεων τόσο ως προς το εύρος ζώνης των σημάτων όσο και ως προς το μέγεθος της στοιχειοκεραίας, παραγόντων που είναι αρκετά ικανοί να υποβαθμίσουν την ποιότητα της ασύρματης μετάδοσης.

Τέλος, σημειώνεται πως κυριότερη έμφαση στην παρούσα διπλωματική δίνεται στα φαινόμενα που δημιουργούνται λόγω της χωρικής και συχνοτικής ευρυζωνικότητας των συστημάτων μετάδοσης και λήψης καθώς η συνύπαρξη των δύο αυτών χαρακτηριστικών επιφέρει έντονες μεταβολές στο διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας και χρήζει ειδικών τεχνικών αντιμετώπισης.

Λέξεις-Κλειδιά: Στοιχειοκεραία, διάυλος, μορφοποίηση διαγράμματος ακτινοβολίας, βάρη, συστήματα στενής ζώνης, συστήματα ευρείας ζώνης, beam squint.

Ευχαριστίες

Τελειώνοντας τη μεταπτυχιακή φοιτητική μου περίοδο και ολοκληρώνοντας τη διπλωματική μου εργασία νιώθω την ανάγκη να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου σε όλα τα άτομα τα οποία με βοήθησαν στηρίζοντας με σε αυτό το δύσκολο διάστημα της ζωής μου.

Πρώτα από όλα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Αθανάσιο Κανάτα, Καθηγητή μου στο τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων, ο οποίος πίστεψε σε μένα και τις δυνατότητες μου και ανέλαβε την επίβλεψη της διπλωματικής μου εργασίας σε ένα αρκετά απαιτητικό και πάρα πολύ ενδιαφέρον θέμα.

Ακόμα, θα ήθελα να ευχαριστήσω ειδικά τους φίλους μου, οι οποίοι με στήριξαν, με βοήθησαν να συνεχίσω και να μην τα παρατήσω, πίστεψαν σε μένα και έδειξαν την κατάλληλη κατανόηση και συμπαράσταση σε όλες τις δύσκολες στιγμές που υπήρξαν.

Τέλος, αυτή η εργασία θα ήταν αδύνατο να ολοκληρωθεί αν η οικογένεια μου δε μου παρείχε την κατάλληλη στήριξη, ενθάρρυνση και υπομονή καθ' όλη την φοιτητική μου περίοδο. Τους ευχαριστώ και θα τους αγαπάω για πάντα.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κατάλογος Σχημάτων	16
Κατάλογος Συντμήσεων	19
Κεφάλαιο 1 Εισαγωγή	20
1.1 Αντικείμενο Έρευνας	20
1.2 Διάρθρωση Εργασίας	21
1.3 Ευρυζωνικότητα	22
1.4 Απαιτήσεις Δικτύων Επόμενης Γενιάς	23
Κεφάλαιο 2 Μοντελοποίηση Συστημάτων Στοιχειοκεραιών	25
2.1 Εισαγωγή και Θεωρητικό Υπόβαθρο	25
2.1.1 Κατηγοριοποίηση Κεραιών	25
2.1.1.1 Ισοτροπικές Κεραίες	25
2.1.1.2 Ομοιοκατευθυντικές Κεραίες	26
2.1.1.3 Κατευθυντικές Κεραίες	27
2.1.2 Μαθηματικό Υπόβαθρο Συστημάτων Στοιχειοκεραιών	28
2.1.2.1 Χαρακτηριστικά Στοιχειοκεραιών	28
2.1.2.1.1 Διάγραμμα Ακτινοβολίας	28
2.1.2.1.2 Κατευθυντικό Κέρδος και Κατευθυντικότητα	28
2.1.2.1.3 Μοντελοποίηση Συστήματος Στοιχειοκεραίας	30
2.1.2.2 Ομοιόμορφες Γραμμικές Στοιχειοκεραίες	33
2.1.2.3 Ορθογωνικές Επίπεδες Στοιχειοκεραίες	34
2.2 Ασύρματος Τηλεπικοινωνιακός Ραδιοδιάυλος	36
2.2.1 Θόρυβος	36
2.2.2 Διαλείψεις	37
2.2.2.1 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας	38
2.2.2.1.1 Απώλειες Ελεύθερου Χώρου (FSL)	39
2.2.2.2 Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας	40
2.2.2.2.1 Πολυδιαδρομική Διάδοση (Multipath Propagation)	40
2.2.2.2.1.1 Εύρος Ζώνης Συνοχής	41
2.2.2.2.2 Το Φαινόμενο Doppler	44
2.2.2.2.2.1 Χρόνος Συνοχής	44

Κεφάλαιο 3 Ψηφιακή Μορφοποίηση Δέσμης σε Συστήματα Στενής Ζώνης.....	47
3.1 Βασικές Αρχές και Μοντελοποίηση Συστημάτων Μορφοποίησης Δέσμης	47
3.1.1 Αναλογική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας.....	48
3.1.2 Ψηφιακή Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας.....	49
3.1.3 Υβριδική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας.....	49
3.2 Υπόθεση Στενής Ζώνης	50
3.3 Τεχνικές Μορφοποίησης Δέσμης.....	52
3.3.1 Συμβατική Διάταξη Σχηματισμού Δέσμης (Conventional Beamformer).....	52
3.3.2 Null Steering Beamformer.....	64
3.3.3 Βέλτιστος Beamformer – MVDR.....	65
3.3.4 Ελάχιστη Ενέργεια Εξόδου (Minimum Output Energy)	71
3.3.5 Μεγιστοποίηση του SINR	72
3.4 Ισοδυναμία Κριτηρίων	73
Κεφάλαιο 4 Ψηφιακή Μορφοποίηση Δέσμης σε Συστήματα Ευρείας Ζώνης.....	77
4.1 Συστήματα Ευρείας Ζώνης στη Συχνότητα	77
4.1.1 Μαθηματικό Υπόβαθρο.....	77
4.1.2 Επεξεργασία Σημάτων στο Πεδίο του Χρόνου	85
4.1.2.1 Συχνοτική Απόκριση Ευρυζωνικών Συστημάτων.....	88
4.1.2.2 Εύρεση Βέλτιστων Βαρών	90
4.1.3 Επεξεργασία Σημάτων στο Πεδίο της Συχνότητας	91
4.1.4 Σχέση Χρονικών και Συχνοτικών Βαρών.....	94
4.1.5 Επεξεργασία Χρονικών Σημάτων με Χρήση DFT	96
4.1.5.1 Εκτίμηση Βαρών	97
4.2 Επεξεργασία Συχνοτικά Ευρυζωνικών Σημάτων Στοιχειοκεραίες με Μεγάλο Πλήθος Στοιχείων	101
Αναφορές.....	110

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 2.1	Διάγραμμα Ακτινοβολίας Ομοιοκατευθυντικής Κεραίας	Σελίδα 26
Σχήμα 2.2	Σύστημα Στοιχειοκεραίας	Σελίδα 30
Σχήμα 2.3	Αναπαράσταση Στοιχείων Στοιχειοκεραίας ως ΓΧΑ Φίλτρα	Σελίδα 31
Σχήμα 2.4	Σχηματική αναπαράσταση των μηχανισμών διάδοσης	Σελίδα 38
Σχήμα 2.5	Απώλειες Ελεύθερου Χώρου για Συχνότητες 900MHz (GSM) και 1800MHz (3G)	Σελίδα 40
Σχήμα 2.6	Επίδραση της Πολυδιαδρομικής Διάδοσης στα Σήματα Λήψης	Σελίδα 41
Σχήμα 2.7	Εύρος Ζώνης Συνοχής και Εύρος Ζώνης Σήματος	Σελίδα 43
Σχήμα 3.1	Αναλογική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας	Σελίδα 48
Σχήμα 3.2	Ψηφιακή Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας	Σελίδα 49
Σχήμα 3.3	Υβριδική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας	Σελίδα 50
Σχήμα 3.4	Συμβατική Διάταξη Σχηματισμού Δέσμης Ακτινοβολίας	Σελίδα 52
Σχήμα 3.5	Υβριδική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας για Σήματα Στενής Ζώνης	Σελίδα 53
Σχήμα 3.6	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με Αποστάσεις Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{4}$	Σελίδα 57
Σχήμα 3.7	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με Αποστάσεις Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{2}$	Σελίδα 58
Σχήμα 3.8	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με Αποστάσεις Μεταξύ των Στοιχείων $d = \lambda$	Σελίδα 58
Σχήμα 3.9	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με Αποστάσεις Μεταξύ των Στοιχείων $d = 2\lambda$	Σελίδα 59
Σχήμα 3.10	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 20° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης	Σελίδα 60
Σχήμα 3.11	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου	Σελίδα 60

	20° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Ανύψωσης)	
Σχήμα 3.12	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 20° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Αζιμούθιου)	Σελίδα 61
Σχήμα 3.13	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 60° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης	Σελίδα 61
Σχήμα 3.14	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 60° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Ανύψωσης)	Σελίδα 62
Σχήμα 3.15	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 60° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Αζιμούθιου)	Σελίδα 62
Σχήμα 3.16	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 90° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης	Σελίδα 63
Σχήμα 3.17	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 90° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Ανύψωσης)	Σελίδα 63
Σχήμα 3.18	Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 90° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Αζιμούθιου)	Σελίδα 64
Σχήμα 3.19	Μπλοκ Διάγραμμα Λειτουργίας του MVDR Beamformer	Σελίδα 66
Σχήμα 3.20	Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με τη Χρήση του MVDR Beamformer για Απόσταση Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{4}$	Σελίδα 68
Σχήμα 3.21	Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με τη Χρήση του MVDR Beamformer για Απόσταση Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{2}$	Σελίδα 69
Σχήμα 3.22	Συμπεριφορά του MVDR Beamformer παρουσία σημάτων παρεμβολής για Απόσταση Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{4}$	Σελίδα 70
Σχήμα 3.23	Συμπεριφορά του MVDR Beamformer παρουσία σημάτων παρεμβολής για Απόσταση Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{2}$	Σελίδα 70
Σχήμα 4.1	Ομοιόμορφη Γραμμική Στοιχειοκεραία	Σελίδα 78

Σχήμα 4.2	Το Φαινόμενο Beam Squint σε Ομοιόμορφη Γραμμική Στοιχειοκεραία 4 Στοιχείων (1)	Σελίδα 79
Σχήμα 4.3	Το Φαινόμενο Beam Squint σε Ομοιόμορφη Γραμμική Στοιχειοκεραία 4 Στοιχείων (2)	Σελίδα 80
Σχήμα 4.4	Διάγραμμα Ακτινοβολίας Παράγοντα Διάταξης Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας για Διαφορετικά Πλήθη Στοιχείων και Αποστάσεων Μεταξύ τους	Σελίδα 82
Σχήμα 4.5	Επίδραση των Βαρών στο Διάγραμμα Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας	Σελίδα 84
Σχήμα 4.6	Διάγραμμα Μπλοκ της TDL Τεχνικής	Σελίδα 85
Σχήμα 4.7	Διάγραμμα Μπλοκ της Επεξεργασίας Ευρυζωνικών Σημάτων στο Πεδίο της Συχνότητας	Σελίδα 92
Σχήμα 4.8	Διάγραμμα Ακτινοβολίας Ευρυζωνικών Σημάτων με τη Χρήση του TDL Επεξεργαστή (1)	Σελίδα 100
Σχήμα 4.9	Διάγραμμα Ακτινοβολίας Ευρυζωνικών Σημάτων με τη Χρήση του TDL Επεξεργαστή (2)	Σελίδα 100
Σχήμα 4.10	Καθυστερήσεις Προσπιπτόντων Σημάτων σε Γραμμική Ομοιόμορφη Στοιχειοκεραία Λόγω του Μεγάλου Όγκου της	Σελίδα 101
Σχήμα 4.11	Απεικόνιση της Τετραγωνικής Περιοχής Διάχυσης Εντασης του Ευρυζωνικά Χώρο-Συχνοτικού Συστήματος στο Πεδίο Γωνίας-Καθυστερήσης και Ανάλυση της στα Πεδία Γωνία-Συχνότητα και Πλήθος Κεραιών-Καθυστερήση (1)	Σελίδα 107
Σχήμα 4.12	Απεικόνιση της Τετραγωνικής Περιοχής Διάχυσης Εντασης του Ευρυζωνικά Χώρο-Συχνοτικού Συστήματος στο Πεδίο Γωνίας-Καθυστερήσης και Ανάλυση της στα Πεδία Γωνία-Συχνότητα και Πλήθος Κεραιών-Καθυστερήση (2)	Σελίδα 108
Σχήμα 4.13	Απεικόνιση της Τετραγωνικής Περιοχής Διάχυσης Εντασης του Ευρυζωνικά Χώρο-Συχνοτικού Συστήματος στο Πεδίο Γωνίας-Καθυστερήσης και Ανάλυση της στα Πεδία Γωνία-Συχνότητα και Πλήθος Κεραιών-Καθυστερήση (3)	Σελίδα 109

Κατάλογος Συντμήσεων

AMV	Array Manifold Vector	MMSE	Minimum Mean Square Error
AWGN	Additive White Gaussian Noise	MSE	Mean Square Error
DFT	Discrete Fourier Transform	MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
FDM	Frequency Domain Method	OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
FSL	Free Space Loss	PDP	Power Delay Profile
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	PSD	Power Spectral Density
INR	Interference-to-Noise Ratio	SNR	Signal-to-Noise Ratio
ISI	Intersymbol Interference	SINR	Signal-to-Interference-plus- Noise Ratio
MOE	Minimum Output Energy	TDL	Tapped Delay Line

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Αντικείμενο Έρευνας

Στην επιστήμη των μηχανικών των Τηλεπικοινωνιών και των Δικτύων Υπολογιστών, η κατανόηση των αρχών και των θεμελιωδών εννοιών καθώς και των μηχανισμών που τη διέπουν, αποτελεί το κύριο μέλημα όλων όσων ως σκοπό έχουν τη συνεισφορά, εξέλιξη και διεύρυνση της. Το προηγούμενο διότι, ο κύριος σκοπός της επιστήμης αυτής στις σύγχρονες και ολοένα πιο απαιτητικές κοινωνίες, είναι η ανάπτυξη πλήρων και αποδοτικών συστημάτων ικανά να διαχειριστούν ανάγκες που έχουν δημιουργηθεί κατά τις τελευταίες δεκαετίες με σημαντικότερη την ανάγκη για επικοινωνία. Οι πραγματικές προκλήσεις που καλούνται να αντιμετωπίσουν οι μηχανικοί εν γένει περιστρέφονται γύρω από τον πραγματικό σχεδιασμό και την υλοποίηση τέτοιων συστημάτων και ως εκ τούτου οποιαδήποτε παρανόηση ή ακόμα και μη εκμάθηση θεμελιωδών εννοιών και διαδικασιών μπορεί να επιφέρει τεράστια ζημιά και σπατάλη χρόνου.

Η παρούσα εργασία έχει ως στόχο να καταστήσει πλήρως κατανοητά τα κυριότερα προαναφερθέντα θεωρητικά ζητήματα, παρουσιάζοντας αναλυτικά την απαραίτητη θεωρία με τελικό σκοπό την προσομοίωση και παρουσίαση συστημάτων μετάδοσης και λήψης πληροφορίας, όπως αυτή παρουσιάζεται στα τελευταία κεφάλαια.

Ειδικότερα θα εξεταστούν οι βασικές αρχές των συστημάτων στοιχειοκεραίων και εν συνεχεία τα συστήματα στοιχειοκεραίων νέας γενιάς τα οποία ως κύριο μέλημα έχουν τη δημιουργία και

μορφοποίηση κατάλληλων δεσμών ακτινοβολίας ο σκοπός των οποίων είναι η πιο αποδοτική εξυπηρέτηση των χρηστών καθώς και η αύξηση του πλήθους αυτών σύμφωνα με τους περιορισμούς που θέτει ο ασύρματος τηλεπικοινωνιακός ραδιοδιάυλος.

1.2 Διάρθρωση Εργασίας

Η παρούσα εργασία έχει κατανεμηθεί σε 4 κεφάλαια, τα οποία παρουσιάζονται στη συνέχεια αυτής της ενότητας.

Κεφάλαιο 1

Ο λόγος ύπαρξης του παρόντος κεφαλαίου είναι η αναφορά εισαγωγικών εννοιών και πληροφοριών πάνω στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα ασύρματης μετάδοσης επόμενης γενιάς.

Κεφάλαιο 2

Οι διαφορετικές απαιτήσεις των συστημάτων μετάδοσης και λήψης πληροφορίας καθιστούν αναγκαία την σωστή επιλογή κεραιοσυστημάτων τα οποία θα πρέπει να αναπτυχθούν προκειμένου να επιτευχθεί η βελτιστοποίηση της επικοινωνίας. Ακόμα, ο ασύρματος τηλεπικοινωνιακός ραδιοδιάυλος ή, σε απλούστερη ορολογία, το κανάλι μέσα από το οποίο θα περάσει η πληροφορία κατά την ασύρματη μετάδοση της από τον πομπό στο δέκτη χρήζει αναλυτικής περιγραφής και μοντελοποίησης. Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν οι βασικές αρχές των συστημάτων κεραιών και τα κρισιμότερα σημεία που πρέπει να δοθεί έμφαση όσον αφορά το διάυλο επικοινωνίας.

Κεφάλαιο 3

Μια από τις κυριότερες προκλήσεις που καλούνται να αντιμετωπίσουν τα ραδιοσυστήματα είναι αυτή της μορφοποίησης της δέσμης ακτινοβολίας προκειμένου να εξυπηρετήσουν πιο αποδοτικά, μέσω της αύξησης του σηματοθορυβικού λόγου και της ακύρωσης των παρεμβολών, τους χρήστες που κάνουν χρήση των εφαρμογών. Ειδικότερα, θα εξεταστούν τεχνικές οι οποίες αφορούν συστήματα στενής ζώνης στα οποία το εύρος ζώνης των σημάτων είναι αρκετά μικρό και ο ραδιοδιάυλος έχει μικρή έως μηδαμινή επίδραση σε αυτά.

Κεφάλαιο 4

Τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα επόμενης γενιάς χαρακτηρίζονται κυρίως από την αύξηση του εύρους ζώνης το οποίο διατίθεται για την επικοινωνία αλλά και τη μεγάλη αύξηση

του πλήθους των κεραιών που χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση και λήψη πληροφορίας. Παρά τα πλεονεκτήματα που αναδύονται, το μεγάλο εύρος ζώνης των σημάτων και ο όγκος της κεραιάς είναι ικανά να προκαλέσουν και αρκετά προβλήματα τα οποία υποβαθμίζουν την επικοινωνία με το κυριότερο να αφορά την δραματική επίδραση του διαύλου στα σήματα πληροφορίας. Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται επέκταση των τεχνικών μορφοποίησης δέσμης που αναφέρονται στο προηγούμενο κεφάλαιο προκειμένου αυτές να προσαρμοστούν σε συχνοτικά και χωρικά ευρυζωνικά συστήματα τα οποία χρήζουν ιδιαίτερης διαχείρισης καθώς θέτουν νέους περιορισμούς και απαιτήσεις προκειμένου να διατηρηθεί και να βελτιστοποιηθεί η ασύρματη μετάδοση, όπως θα παρουσιαστεί στη συνέχεια αυτής της διπλωματικής.

1.3 Ευρυζωνικότητα

Η επιστήμη της πληροφορικής και των τηλεπικοινωνιών, αν και μετράει λίγες δεκαετίες, έχει κάνει τεράστια άλματα και τα τεχνολογικά επιτεύγματα που έχουν γίνει τον τελευταίο αιώνα είναι ανεκτίμητα καθώς καλύπτονται πλέον ολοένα και περισσότερες ανάγκες που δημιουργούνται και η ποιότητα ζωής έχει βελτιωθεί σημαντικά. Ωστόσο, η συνεχής ζήτηση από τις κοινωνίες για ακόμα περισσότερες και πιο αξιόπιστες παροχές είναι ένα ανοιχτό ζήτημα το οποίο απασχολεί τον κόσμο του τεχνολογικού τομέα. Σε αυτό το σημείο έρχεται να αποκτήσει θέση η ευρυζωνικότητα που, αν και συχνά η έννοια της συνδέεται με την παροχή πολύ πιο γρήγορων ταχυτήτων, προσφέρει πολλά περισσότερα.

Σύμφωνα με τον κύριο ορισμό [6], η ευρυζωνικότητα αφορά ένα προηγμένο και καινοτόμο, από κοινωνικοπολιτική και τεχνολογική άποψη, περιβάλλον το οποίο παρέχει γρήγορες συνδέσεις σε ένα πάρα πολύ μεγάλο μέρος του πληθυσμού. Ακόμα, οι στόχοι και οι βλέψεις για το μελλοντικό ευρυζωνικό διαδίκτυο αφορούν κυρίως τα παρακάτω

- Διαρκής, σταθερή και αξιόπιστη σύνδεση οπουδήποτε.
- Πολύ γρηγορότερες ταχύτητες σε σχέση με τα συμβατικά δικτυακά περιβάλλοντα (10-100 φορές πάνω)
- Κάλυψη των αναγκών σε εύρος ζώνης και διαθεσιμότητα
- Συχνή αναβάθμιση με σχετικά χαμηλό κόστος

Ο σκοπός είναι τα επόμενα χρόνια να στηθούν και να υλοποιηθούν οι κατάλληλες δικτυακές υποδομές υψηλής ποιότητας και μεγάλων ταχυτήτων δίνοντας μια γκάμα επιλογών στο χρήστη ανάμεσα σε εναλλακτικές προτάσεις σύνδεσης, εφαρμογών και υπηρεσιών. Για τους παραπάνω σκοπούς πρέπει κάθε κοινωνία να έχει θεσπίσει τα κατάλληλα ρυθμιστικά πλαίσια και πολιτικές οι οποίες είναι αναγκαίες για την ενδυνάμωση της καινοτομίας, την προστασία του ανταγωνισμού και τέλος την εγγύηση της οικονομικής ανάπτυξης της.

1.4 Απαιτήσεις Δικτύων Επόμενης Γενιάς

Ο τομέας της πληροφορικής και των τηλεπικοινωνιών έχει γνωρίσει τεράστια ανάπτυξη τις τελευταίες δεκαετίες και οι ανάγκες οι οποίες έχουν δημιουργηθεί είναι πάρα πολλές πλέον έτσι ώστε η επιστήμη αυτή να αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι της καθημερινότητας όλων των ανθρώπων. Ωστόσο, πλέον οι ανάγκες οι οποίες έχουν δημιουργηθεί και οι απαιτήσεις των συστημάτων ξεφεύγουν από αυτές της απλής επικοινωνίας μεταξύ των χρηστών και της επεξεργασίας σχετικά μικρού όγκου δεδομένων.

Τα επεξεργαστικά συστήματα νέας γενιάς έχουν ως σκοπό την βελτίωση της καθημερινότητας όλων των ανθρώπων μέσα από όλες τις διαφορετικές υπηρεσίες που προσφέρουν και που πρόκειται να παρέχουν στο εγγύς μέλλον. Αυτό μπορεί να παρατηρηθεί μέσα από την πληθώρα εφαρμογών του τομέα της πληροφορικής και των τηλεπικοινωνιών σε πάρα πολλούς κλάδους όπως η μάθηση, η οικονομία, η ιατρική, η ασφάλεια κ.λπ. Ωστόσο, στον αντίποδα θα πρέπει να αντιμετωπιστούν οι δυσκολίες οι οποίες ανακύπτουν μέσα από τη χρήση όλων αυτών των εφαρμογών από προβλήματα βελτιστοποίησης έως και την κατανάλωση ενέργειας.

Οι κυριότερες τεχνολογίες οι οποίες έχουν λάβει μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον στον τομέα των τηλεπικοινωνιών τα τελευταία χρόνια είναι αυτές οι οποίες θα απαρτίσουν την επόμενη γενιά δικτύων και τηλεπικοινωνιών (5G). Οι κυριότερες υπό ανάπτυξη τεχνολογίες-κλειδιά είναι η δημιουργία συστημάτων μετάδοσης πληροφορίας τα οποία θα αποτελούνται από πάρα πολλές κεραιές (Massive MIMO), η μετάδοση πληροφορίας σε εξαιρετικά υψηλές συχνότητες (Millimeter Wave Communications) καθώς και η μελέτη τεχνικών μορφοποίησης δέσμης σε ευρυζωνικά συστήματα (Wideband Beamforming) όπως και ο συνδυασμός των τεχνολογιών αυτών μεταξύ τους. Προκειμένου να επιτευχθούν οι στόχοι οι οποίοι έχουν τεθεί για το δίκτυο επόμενης γενιάς, οι τεχνικές και τα υπό ανάπτυξη συστήματα καλούνται να δημιουργήσουν εύφορο έδαφος ώστε να ικανοποιούνται οι παρακάτω απαιτήσεις:

- 10x έως 100x αύξηση του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας
- 1000x αύξηση της χωρητικότητας των δικτύων
- 10x αύξηση της ενεργειακής απόδοσης
- 10x έως 30x μείωση της καθυστέρησης της επικοινωνίας

Η παρούσα εργασία ασχολείται με το να παρουσιάσει στον αναγνώστη μια από τις προαναφερθείσες τεχνικές που θα χρησιμοποιηθεί στα δίκτυα νέας γενιάς, αυτήν της μορφοποίησης δέσμης ακτινοβολίας ευρυζωνικών συστημάτων η οποία υπερασπίζεται ότι θα αποτελέσει σημαντικό παράγοντα έτσι ώστε να αναβαθμιστούν τα συστήματα και να υλοποιηθούν οι στόχοι που αναφέρθηκαν. Έτσι, στα επόμενα κεφάλαια παρουσιάζονται οι αρχές των συστημάτων κεραιών και το θεωρητικό και μαθηματικό υπόβαθρο με τελικό σκοπό την παρουσίαση της τεχνικής αυτής και της επέκτασής της για ευρυζωνικά συστήματα επικοινωνιών.

Κεφάλαιο 2

Μοντελοποίηση Συστημάτων Στοιχειοκεραιών

2.1 Εισαγωγή και Θεωρητικό Υπόβαθρο

2.1.1 Κατηγοριοποίηση Κεραιών

2.1.1.1 Ισοτροπικές Κεραίες

Στην επιστήμη των τηλεπικοινωνιών, ως ισοτροπικές κεραιές ή ισοδύναμα ως ισοτροπικοί ακτινοβολητές ονομάζονται αυτοί οι οποίοι έχουν τη δυνατότητα να εκπέμπουν ενέργεια σε κάθε διεύθυνση με την ίδια ένταση, ομοιόμορφα στο χώρο δηλαδή. Για τους συγκεκριμένους ακτινοβολητές, κατ' ακολουθίαν, το διάνυσμα Poynting δεν εξαρτάται από τις γωνιακές μεταβλητές της ανύψωσης και του αζιμούθιου (θ, φ) αλλά εξαρτάται μόνο από την ακτινική απόσταση r από τον ακτινοβολητή.

$$\mathbf{P}_0(\mathbf{r}) = \frac{W_{\text{rad}}}{4\pi r^2} \hat{\mathbf{r}} \quad (2.1)$$

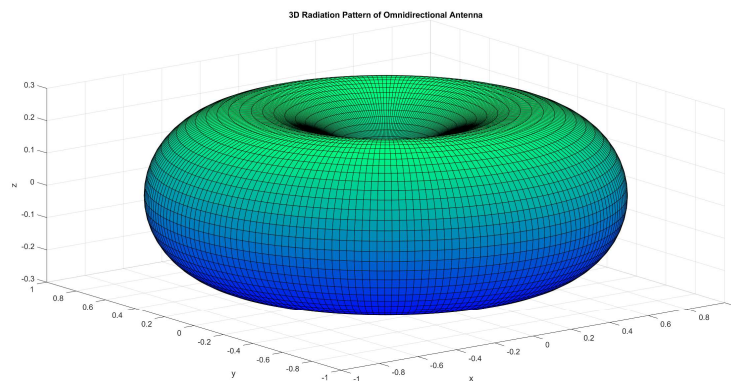
όπου, W_{rad} , η ισχύς ακτινοβολίας.

Τέτοιου είδους ακτινοβολία ωστόσο είναι γνωστό πως μπορεί να επιτευχθεί μόνο από σημειακές πηγές. Οι συγκεκριμένοι ακτινοβολητές δεν είναι υλοποιήσιμοι, ωστόσο οι ιδεατές αυτές κεραίες θεωρούνται ως κεραίες αναφοράς προκειμένου να γίνει συγκριθούν οι διάφορες κεραίες που χρησιμοποιούνται σε διάφορες εφαρμογές ως προς το χαρακτηριστικό της κατευθυντικότητας τους το οποίο θα αναλυθεί περαιτέρω στην §2.1.1.3.

2.1.1.2 Ομοιοκατευθυντικές Κεραίες

Ο συγκεκριμένος τύπος κεραιών είναι ο πιο κοινός στις ασύρματες επικοινωνίες όπως το ραδιόφωνο και η τηλεόραση για το λόγο πως αυτά τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα έχουν τη δυνατότητα να εκπέμπουν ραδιοκύματα ισόποσης ισχύος σε όλες τις διευθύνσεις της αζιμουθιακής γωνίας θ , για δεδομένη γωνία ανύψωσης φ . Συνεπώς, η ειδοποιός διαφορά ανάμεσα σε αυτά τα συστήματα και τα συστήματα ισοτροπικών ακτινοβολητών είναι η εξάρτηση των πρώτων από τη γωνία ανύψωσης. Ακόμα, θα πρέπει να τονιστεί ότι το γεγονός πως τα συγκεκριμένα συστήματα παρόλο που έχουν τη δυνατότητα εκπομπής ραδιοκυμάτων ομοιόμορφα σε όλες τις γωνίες του αζιμούθιου, η εξάρτηση από τη γωνία ανύψωσης τα καθιστά μη κατευθυντικά ως προς την εκπομπή και λήψη (βλ. §2.1.1.3).

Συμπληρωματικά, η μέγιστη ένταση αυτών των συστημάτων βρίσκεται στην περιοχή όπου η γωνία ανύψωσης λαμβάνει την τιμή των 0° ενώ όσο η γωνία ανύψωσης αυξάνεται τόσο μειώνεται η ισχύς εκπομπής η οποία και τελικά λαμβάνει μηδενική τιμή όταν η γωνία ανύψωσης λάβει την τιμή των 90° .



Σχήμα 2.1: Διάγραμμα Ακτινοβολίας Ομοιοκατευθυντικής Κεραίας

Ωστόσο, το γεγονός πως τα συγκεκριμένα συστήματα έχουν τη δυνατότητα εκπομπής κυματομορφών ταυτόχρονα ομοιόμορφα και στις 360° του αζιμούθιου μπορεί εν γένει να οδηγήσει σε ένα πλήθος προβλημάτων τα οποία εν δυνάμει μπορούν να υποβαθμίσουν την ποιότητα επικοινωνίας. Η κυριότερη πρόκληση που καλούνται να αντιμετωπίσουν τα συστήματα αυτά είναι αυτή της παρεμβολής καθώς, λόγω του διαγράμματος ακτινοβολίας που δημιουργούν, καθίστανται ανίκανα να ακυρώσουν παρεμβολές που λαμβάνονται από γειτονικά συστήματα αλλά ταυτόχρονα μπορούν να δημιουργήσουν προβλήματα παρεμβολής σε κοντινά συστήματα. Το προηγούμενο έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της Διασυμβολικής Παρεμβολής (ISI) το οποίο με τη σειρά του μειώνει τη χωρητικότητα του καναλιού μέσω του οποίου μεταφέρεται η πληροφορία.

Ακόμα, λόγω του γεγονότος πως οι συγκεκριμένες κεραίες ακτινοβολούν ομοιόμορφα στις 360° του αζιμούθιου και άρα η εκπομπή είναι η κατευθυντική, οι κεραίες αυτές παρουσιάζουν χαμηλή απολαβή κι έτσι το ποσοστό ενέργειας το οποίο φθάνει στον τελικό χρήστη μειώνεται. Έτσι εμφανίζεται ένα πλήθος περιορισμών, κυρίως όσον αφορά τη χωρητικότητα του διαύλου, του ελέγχου ισχύος, της κάλυψης και της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας.

Τέλος, αξίζει να αναφερθεί πως, παλαιότερα, προκειμένου να ξεπεραστούν τα περισσότερα από τα προβλήματα που συζητήθηκαν, θεωρήθηκε από τους σχεδιαστές αυτών των συστημάτων πως μια πιθανή αύξηση της ισχύος των εκπεμπόμενων κυματομορφών θα βελτίωνε την επίδοσή τους. Ωστόσο, αυτό έκανε τα πράγματα πολύ χειρότερα καθώς η κατάσταση αυτή δημιουργεί πολύ ισχυρή διακαναλική παρεμβολή αναμεταξύ των γειτονικών συστημάτων που λειτουργούν στην ίδια συχνότητα, υποβαθμίζοντας τελικά περισσότερο την απόδοση λόγω της δραματικής μείωσης της χωρητικότητας του διαύλου.

2.1.1.3 Κατευθυντικές Κεραίες

Κατά τη σχεδίαση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων τις προηγούμενες δεκαετίες αναδύθηκαν διάφορες προκλήσεις οι οποίες θα έπρεπε να ξεπεραστούν προκειμένου να υπάρξει δραστική βελτίωση των συστημάτων επικοινωνιών. Ένα βασικό πρόβλημα για το οποίο έπρεπε να βρεθεί λύση και στο οποίο εστιάζεται το ερευνητικό ενδιαφέρον ακόμα και σήμερα είναι αυτό της διακαναλικής παρεμβολής από γειτονικά συστήματα εκπομπής ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Η ανάγκη για διαρκή βελτιστοποίηση της αποδοτικότητας των συστημάτων κεραίων, με όσο το δυνατόν γίνεται λιγότερη παρεμβολή σε γειτονικά συστήματα, οδήγησε στην ανάπτυξη συστημάτων τα οποία έχουν τη δυνατότητα εκπομπής και λήψης ισχύος σε συγκεκριμένες κατευθύνσεις. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της δημιουργίας στενών λοβών ακτινοβολίας ισχύος οι οποίοι προσανατολίζονται σε συγκεκριμένο στόχο ενώ στις υπόλοιπες κατευθύνσεις εκπέμπουν και λαμβάνουν με τη λιγότερη δυνατή ισχύ που δύνανται. Με αυτόν τον τρόπο αυξάνεται το κέρδος της κεραίας, το οποίο θα εξεταστεί στην §2.1.2.1.2, ενώ ταυτόχρονα αποφεύγονται οι παρεμβολές από και σε γειτονικά συστήματα μετάδοσης πληροφορίας.

2.1.2 Μαθηματικό Υπόβαθρο Συστημάτων Στοιχειοκεραίων

2.1.2.1 Χαρακτηριστικά Στοιχειοκεραίων

2.1.2.1.1 Διάγραμμα Ακτινοβολίας

Όταν εξετάζεται ένα κεραιοσύστημα, ένα από τα βασικότερα χαρακτηριστικά το οποίο λαμβάνει το μεγαλύτερο ενδιαφέρον είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας αυτού. Αυτό διότι μέσα από το διάγραμμα ακτινοβολίας γίνονται εμφανείς οι διευθύνσεις στις οποίες είναι ικανό το σύστημα να αποστείλει και να λάβει πληροφορία. Ουσιαστικά, το διάγραμμα ακτινοβολίας εκφράζει το σχήμα και την κατεύθυνση των λοβών ακτινοβολίας της κεραίας μέσα από τους οποίους εκπέμπονται και λαμβάνονται ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Ακόμα, μέσα από το διάγραμμα ακτινοβολίας γίνεται εμφανές ένα μέτρο του κέρδους με το οποίο λαμβάνονται και αποστέλλονται τα σήματα καθώς αυτό μεταβάλλεται ανάλογα της κατεύθυνσης μετάδοσης πληροφορίας όπως παρουσιάζεται στη συνέχεια.

Κατά την εξέταση ενός διαγράμματος ακτινοβολίας, υπάρχουν διάφορα χαρακτηριστικά των λοβών αυτού τα οποία παρουσιάζουν ενδιαφέρον. Σημειώνεται πως ο κάθε λοβός ακτινοβολίας του συστήματος εκτείνεται ανάμεσα σε δύο περιοχές πολύ χαμηλής έως μηδενικής έντασης. Υψηλό ενδιαφέρον συνήθως παρουσιάζει η διεύθυνση και η ένταση του κύριου λοβού ο οποίος περιέχει τη διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας και ο οποίος χρησιμοποιείται ουσιαστικά για την επικοινωνία με τα υπόλοιπα συστήματα. Στον αντίποδα, μέσα από το διάγραμμα ακτινοβολίας μπορούν να παρατηρηθούν και διαφορετικοί λοβοί ακτινοβολίας τους οποίους κάποιος θα πρέπει να χειριστεί κατάλληλα. Οι λοβοί οι οποίοι εμφανίζονται και δε βρίσκονται στην διεύθυνση ενδιαφέροντος ονομάζονται δευτερεύοντες λοβοί και εν γένει χρειάζεται με κατάλληλη σχεδίαση να ελαχιστοποιηθεί η ένταση τους προκειμένου να αποφευχθούν παρεμβολές με γειτονικά συστήματα κυρίως καθώς αντιπροσωπεύουν ακτινοβολία προς ανεπιθύμητες κατευθύνσεις. Ακόμα, ένας λοβός ο οποίος παρουσιάζει ενδιαφέρον είναι ο οπίσθιος λοβός ο οποίος βρίσκεται σε διεύθυνση 180° από τον κύριο λοβό, δηλαδή στην ακριβώς αντίθετη αυτού.

Ένα ακόμα χαρακτηριστικό το οποίο χρήζει ενδιαφέροντος είναι το γωνιακό εύρος Δ_θ του κύριου λοβού ή ισοδύναμα η γωνία ημίσειας ισχύος θ_{3dB} (rad) η οποία σχηματίζεται από τις διευθύνσεις εκατέρωθεν του κύριου λοβού στις οποίες η ένταση ακτινοβολίας λαμβάνει τη μισή τιμή της μέγιστης. Αυτό έχει μεγάλη σημασία κατά τη σχεδίαση των συστημάτων καθώς η συγκεκριμένη γωνία ορίζει το κατά πόσο κατευθυντική είναι η υπό ανάπτυξη κεραία.

2.1.2.1.2 Κατευθυντικό Κέρδος και Κατευθυντικότητα

Το κέρδος ενός κεραιοσυστήματος εκφράζει την απολαβή αυτού στις διάφορες διευθύνσεις εκπομπής και λήψης και είναι ένα χαρακτηριστικό το οποίο χρειάζεται πάντα να λαμβάνεται

υπόψιν κατά το σχεδιασμό των συστημάτων. Όπως προαναφέρθηκε στην §2.1.2.1.1, σε διαφορετικές χωρικές διευθύνσεις αλλάζει εν γένει το κέρδος ή αλλιώς η απολαβή της κεραίας. Σημαντική πληροφορία δίνεται ωστόσο από το κέρδος του λοβού ενδιαφέροντος, του κύριου. Έτσι, θεωρείται ένα μέτρο το οποίο εκφράζει το κατά πόσο κατευθυντική είναι η κεραία, σε συγκεκριμένη διεύθυνση, το οποίο ονομάζεται κατευθυντικό κέρδος και ορίζεται συναρτήσει των συντεταγμένων (θ, φ) του σημείου υπολογισμού της έντασης του πεδίου της ακτινοβολίας και της έντασης ακτινοβολίας του ισοτροπικού ακτινοβολητή ως εξής

$$D_g(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{W_{\text{rad}}} \quad (2.2)$$

όπου,

$U(\theta, \varphi)$, η ένταση ακτινοβολίας στην διεύθυνση (θ, φ) ,

U_0 , η ένταση ακτινοβολίας του ισοτροπικού ακτινοβολητή και

W_{rad} , η συνολική ισχύς ακτινοβολίας, με

$$W_{\text{rad}} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (2.3)$$

Ακόμα, ορίζεται ως Κατευθυντικότητα η μέγιστη τιμή του κατευθυντικού κέρδους της κεραίας

$$D = D_g(\theta, \varphi)|_{\text{max}} = \frac{U(\theta, \varphi)|_{\text{max}}}{U_0} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.4)$$

όπου, $U(\theta, \varphi)|_{\text{max}}$ η μέγιστη τιμή της έντασης ακτινοβολίας,

Ω_A , ο Στερεός Λοβός ακτινοβολίας

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F_n(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (2.5)$$

όπου, F_n το Κανονικοποιημένο Διάγραμμα Ισχύος

$$F_n(\theta, \varphi) = F_n(\Omega) = \frac{P_r(\theta, \varphi, d)}{P_r(\theta, \varphi, d)|_{\text{max}}} = \frac{P_r(\Omega, d)}{P_r(\Omega, d)|_{\text{max}}} \quad (2.6)$$

Ο Στερεός Λοβός Ακτινοβολίας δηλώνει τη στερεά γωνία μέσω της οποίας ο ακτινοβολητής θα εξέπεμπε όλη του την ισχύ αν ακτινοβολούσε σταθερά $U(\theta, \varphi)|_{\text{max}}$ προς κάθε κατεύθυνση στο εσωτερικό της γωνίας αυτής.

Ακόμα, από τα παραπάνω, είναι εμφανές πως για τον ιστροπικό ακτινοβολητή, ο οποίος ακτινοβολεί το ίδιο προς όλες τις διευθύνσεις, η κατευθυντικότητα του είναι μοναδιαία. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση, η κατευθυντικότητα λαμβάνει τιμές μεγαλύτερης της μονάδας.

Τέλος, με τη γνώση της γωνίας ημίσειας ισχύος του αζιμούθιου θ_{3dB} και της γωνίας ημίσειας ισχύος ανύψωσης φ_{3dB} λαμβάνεται η προσεγγιστική σχέση για το Στερεό Λοβό Ακτινοβολίας

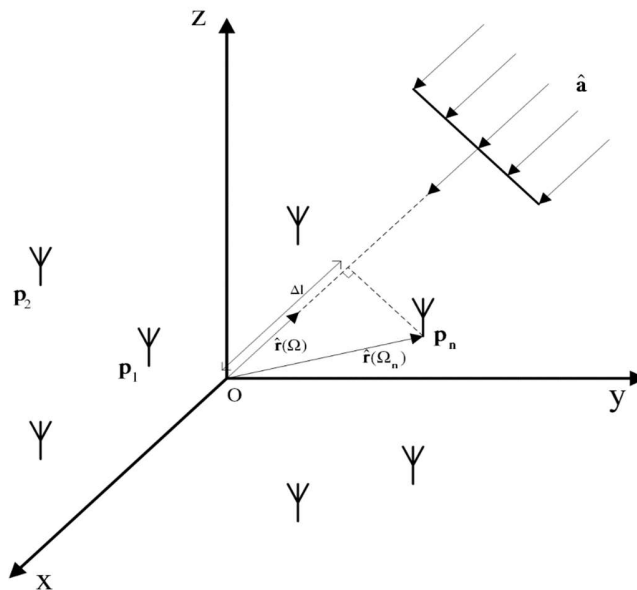
$$\Omega_A \approx \theta_{3dB} \varphi_{3dB} \text{ (sterads)} \quad (2.7)$$

καθώς και για την Κατευθυντικότητα

$$D \approx \frac{4\pi}{\theta_{3dB} \varphi_{3dB}} = \frac{41000}{\theta_{3dB}^{\circ} \varphi_{3dB}^{\circ}} \quad (2.8)$$

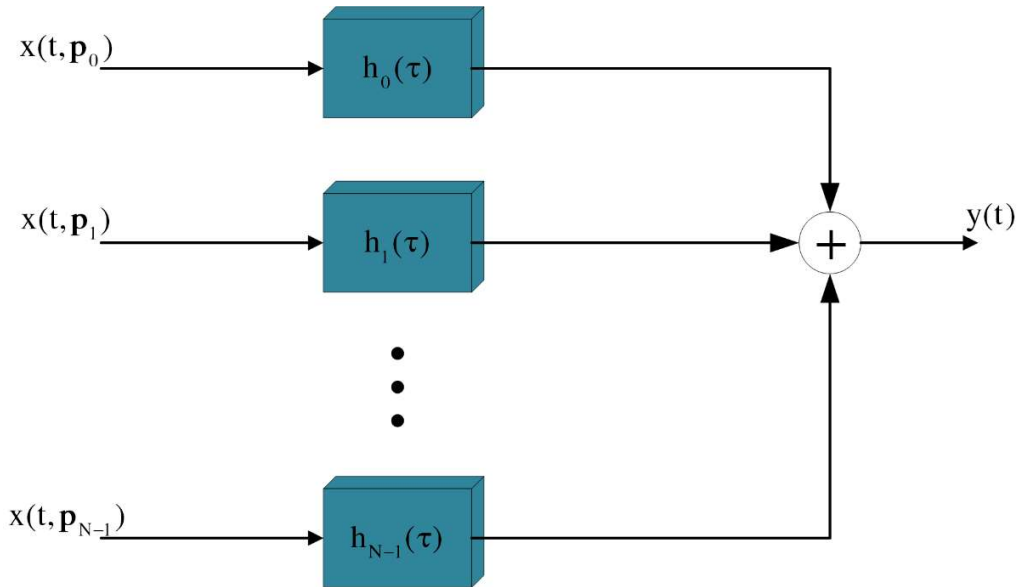
2.1.2.1.3 Μοντελοποίηση Συστήματος Στοιχειοκεραίας

Έστω στοιχειοκεραία N στοιχείων με τα κεραιοστοιχεία της να βρίσκονται διάσπαρτα στο καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων με το σημείο O να επισημαίνει το κέντρο του συστήματος. Αν τα διανύσματα θέσης των κεραιοστοιχείων είναι $\{\mathbf{p}_n\}$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$ και λαμβάνεται κύμα από την κατεύθυνση $\hat{\mathbf{a}}$, η κεραία δειγματοληπτεί διακριτά και χωρικά τα λαμβανόμενα σήματα που προσπίπτουν σε αυτήν κι έτσι η απόκριση κάθε στοιχείου θα είναι συνάρτηση του χρόνου και της θέσης του καθώς η συμπεριφορά του εξαρτάται από την κατεύθυνση (θ, φ) ή το κυματοδιάνυσμα \mathbf{k} . Το σχήμα 2.2 παρουσιάζει ένα τυπικό παράδειγμα στοιχειοκεραίας.



Σχήμα 2.2: Σύστημα Στοιχειοκεραίας

Όπως προαναφέρθηκε, κάθε κεραιοστοιχείο παρουσιάζει διαφορετική απόκριση λόγω της διαφορετικής θέσης του και του χρόνου που λαμβάνει τα διαφορετικά σήματα. Συνεπώς, το κάθε κεραιοστοιχείο μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένα ΓΧΑ φίλτρο με διαφορετική κρουστική απόκριση. Εφόσον το τελικό σήμα το οποίο λαμβάνει ο δέκτης είναι το άθροισμα των επιμέρους σημάτων που διασχίζουν τα κεραιοστοιχεία, στο σχήμα 2.3 παρουσιάζεται η αντιπροσωπευτική αναπαράσταση των στοιχείων της στοιχειοκεραίας ως ΓΧΑ φίλτρα.



Σχήμα 2.3: Αναπαράσταση Στοιχείων Στοιχειοκεραίας ως ΓΧΑ Φίλτρα

Συνεπώς, αν θεωρήσουμε το διάνυσμα $\mathbf{x}(t, \mathbf{p})$ το οποίο περιλαμβάνει όλα τα σήματα εισόδου στα κεραιοστοιχεία της στοιχειοκεραίας

$$\mathbf{x}(t, \mathbf{p}) = \begin{bmatrix} x(t, \mathbf{p}_0) \\ x(t, \mathbf{p}_1) \\ \vdots \\ x(t, \mathbf{p}_{N-1}) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

η έξοδος του κάθε φίλτρου θα δίνεται από τη συνέλιξη του σήματος εισόδου με την κρουστική απόκριση του φίλτρου και το τελικό σήμα θα είναι

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(t - \tau) x_n(\tau, \mathbf{p}_n) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{h}^T(t - \tau) \mathbf{x}(\tau, \mathbf{p}) d\tau \quad (2.10)$$

όπου,

$\mathbf{h}(\tau) = [h_0(\tau), h_1(\tau), \dots, h_{N-1}(\tau)]^T$, το διάνυσμα των κρουστικών αποκρίσεων των φίλτρων.

Κάθε κεραιοστοιχείο λαμβάνει το σήμα με διαφορετική καθυστέρηση. Αν θεωρήσουμε ως σημείο αναφοράς την αρχή των αξόνων O , τότε αν ένα κεραιοστοιχείο έχει διάνυσμα θέσης \mathbf{p}_n , η σχετική καθυστέρηση ως προς το χρόνο άφιξης στην αρχή των αξόνων, θα δίνεται από το λόγο της διαφοράς της απόστασης που κάνει το σήμα να φθάσει στα δύο σημεία προς την ταχύτητα διάδοσης του κύματος, όπου για το κενό θα ισούται με την ταχύτητα του φωτός c . Αποδεικνύεται πολύ εύκολα πως η διαφορά της απόστασης είναι ίση με το μήκος της προβολής του διανύσματος \mathbf{p}_n στην κατεύθυνση άφιξης του λαμβανόμενου σήματος $\hat{\mathbf{a}} = -\hat{\mathbf{r}}(\Omega)$ ως εξής

$$\Delta l = \frac{\langle \mathbf{p}_n, \hat{\mathbf{a}} \rangle}{\|\hat{\mathbf{a}}\|} = \frac{\hat{\mathbf{a}}^T \mathbf{p}_n}{\|\hat{\mathbf{a}}\|} = \hat{\mathbf{a}}^T \mathbf{p}_n \quad (2.11)$$

επίσης,

$$\langle \mathbf{p}_n, \hat{\mathbf{a}} \rangle = \hat{\mathbf{a}}^T \mathbf{p}_n = \langle \hat{\mathbf{a}}, \mathbf{p}_n \rangle = \mathbf{p}_n^T \hat{\mathbf{a}} \quad (2.12)$$

Συνεπώς, η σχετική καθυστέρηση κάθε σημείου δίνεται από την εξίσωση 2.13

$$\tau_n = \frac{\hat{\mathbf{a}}^T \cdot \mathbf{p}_n}{c} \quad (2.13)$$

κι έτσι η εξίσωση 2.9 παίρνει την μορφή

$$\mathbf{x}(t, \mathbf{p}) = \begin{bmatrix} x(t, \mathbf{p}_0) \\ x(t, \mathbf{p}_1) \\ \vdots \\ x(t, \mathbf{p}_{N-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(t - \tau_0) \\ x(t - \tau_1) \\ \vdots \\ x(t - \tau_{N-1}) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Ορίζεται ακόμα ένα νέο μέγεθος, το Διάνυσμα Πολλαπλότητας της Στοιχειοκεραίας (Array Manifold Vector, AMV) το οποίο εμπεριέχει όλα τα χωρικά χαρακτηριστικά αυτής [1].

$$\mathbf{v}_{\mathbf{k}}(\mathbf{k}) = \left[\mathbf{e}^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_0}, \mathbf{e}^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_1}, \dots, \mathbf{e}^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_{N-1}} \right]^T \quad (2.15)$$

Αν θεωρήσουμε πως τα διανύσματα θέσης έχουν μόνο z-συνιστώσα και ότι το σημείο αναφοράς είναι το κέντρο της στοιχειοκεραίας, τότε το παραπάνω διάνυσμα μετατρέπεται ως εξής

$$\mathbf{v}_{\mathbf{k}}(\mathbf{k}) = \left[e^{j\left(\frac{N-1}{2}\right)k_z d}, e^{j\left(\frac{N-1}{2}-1\right)k_z d}, \dots, e^{-j\left(\frac{N-1}{2}\right)k_z d} \right]^T \quad (2.16)$$

όπου d η απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων.

Συνεπώς, αν θεωρηθούν τα στοιχειώδη σήματα

$$x_n(t, \mathbf{p}_n) = e^{j(2\pi f_c t - \mathbf{k}^T \mathbf{p}_n)} \quad (2.17)$$

τότε το διάνυσμα όλων των σημάτων εισόδου θα λάβει τη μορφή

$$\mathbf{x}(t, \mathbf{p}) = \begin{bmatrix} x(t, \mathbf{p}_0) \\ x(t, \mathbf{p}_1) \\ \vdots \\ x(t, \mathbf{p}_{N-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(t - \tau_0) \\ x(t - \tau_1) \\ \vdots \\ x(t - \tau_{N-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j(2\pi f_c t - \mathbf{k}^T \mathbf{p}_0)} \\ e^{j(2\pi f_c t - \mathbf{k}^T \mathbf{p}_1)} \\ \vdots \\ e^{j(2\pi f_c t - \mathbf{k}^T \mathbf{p}_{N-1})} \end{bmatrix} = e^{j2\pi f_c t} \mathbf{v}_{\mathbf{k}}(\mathbf{k}) \quad (2.18)$$

όπου,

$$\mathbf{k} = \frac{\omega}{c} \hat{\mathbf{a}} = \frac{2\pi}{\lambda} \hat{\mathbf{a}} = -\frac{2\pi}{\lambda} \hat{\mathbf{r}}(\Omega) = -\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{u} \quad (2.19)$$

όπου το διάνυσμα $-\mathbf{u}$ εισάγει τη μετατροπή των καρτεσιανών συντεταγμένων σε σφαιρικών ως εξής

$$\hat{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} \hat{x}\hat{\mathbf{a}} \\ \hat{y}\hat{\mathbf{a}} \\ \hat{z}\hat{\mathbf{a}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(-\hat{\mathbf{r}}(\Omega)) \\ \hat{\mathbf{y}}(-\hat{\mathbf{r}}(\Omega)) \\ \hat{\mathbf{z}}(-\hat{\mathbf{r}}(\Omega)) \end{bmatrix} = -\mathbf{u} = \begin{bmatrix} -u_x \\ -u_y \\ -u_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos(\alpha) \\ -\cos(\beta) \\ -\cos(\gamma) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \cos(\varphi) \\ -\sin(\theta) \sin(\varphi) \\ -\cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

με u_x, u_y, u_z να δηλώνουν τα συνημίτονα κατεύθυνσης και α, β, γ τις γωνίες που σχηματίζει το διάνυσμα $\hat{\mathbf{a}}$ με τα μοναδιαία διανύσματα $\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{y}}, \hat{\mathbf{z}}$.

2.1.2.2 Ομοιόμορφες Γραμμικές Στοιχειοκεραίες

Το πρώτο είδος στοιχειοκεραίας το οποίο θα εξεταστεί είναι αυτό στο οποίο όλα τα N στοιχεία αυτής είναι ομοιόμορφα τοποθετημένα κατά μήκος ενός άξονα. Σημειώνεται πως το συγκεκριμένο είδος στοιχειοκεραίων μπορεί να δημιουργήσει διακριτικότητα μόνο στον άξονα της γωνίας ανύψωσης φ ενώ η τιμή της έντασης σε όλες τις γωνίες του αζιμούθιου θ , για δεδομένη γωνία ανύψωσης, είναι η ίδια.

Όπως θα αναφερθεί και στα επόμενα κεφάλαια, το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας στοιχειοκεραίας καθορίζεται από τον παράγοντα διάταξης αυτής καθώς και το διάγραμμα ακτινοβολίας κάθε στοιχείου σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση

$$F_{\text{array}} = F_{\text{element}} * AF_{\text{array}} \quad (2.21)$$

Αν δ η διαφορά φάσης μεταξύ των διαδοχικών κεραιοστοιχείων, αποδεικνύεται [1] πως ο παράγοντας διάταξης της στοιχειοκεραίας είναι

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (2.22)$$

όπου $\psi = kd\cos\theta + \delta$.

Ακόμα, αφού το άθροισμα αφορά γεωμετρική πρόοδο N όρων, μπορεί να αποδειχθεί πως για μια στοιχειοκεραία με κέντρο την αρχή των αξόνων O , ο παράγοντας διάταξης παίρνει τη μορφή

$$AF = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \quad (2.23)$$

ενώ η κανονικοποιημένη έκφραση του μπορεί να οριστεί ως εξής

$$(AF)_{\text{normalized}} \cong \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N\psi}{2}} \quad (2.24)$$

Στα σχήματα 3.6, 3.7, 3.8 και 3.9 της ενότητας §3.1 παρουσιάζονται τα τυπικά διαγράμματα ακτινοβολίας της απλούστερης περίπτωσης ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας για διαφορετικές τιμές του πλήθους των κεραιοστοιχείων και των αποστάσεων μεταξύ τους.

2.1.2.3 Ορθογωνικές Επίπεδες Στοιχειοκεραίες

Το δεύτερο είδος στοιχειοκεραίων αφορούν στοιχειοκεραίες τα στοιχεία των οποίων είναι κατανομημένα σε δύο διαστάσεις, προσφέροντας έτσι περισσότερους βαθμούς ελευθερίας. Αποτελούν γενίκευση του πρώτου είδους και προσφέρουν ευελιξία στη σχεδίαση. Σε αντίθεση με τις γραμμικές στοιχειοκεραίες, οι ορθογωνικές στοιχειοκεραίες μπορούν να δημιουργήσουν διακριτικότητα τόσο στον άξονα της γωνίας ανύψωσης όσο και στον άξονα της γωνίας του

αξιμούθιου. Αξίζει να σημειωθεί επίσης πως αυτό το είδος στοιχειοκεραιών είναι σε θέση να δημιουργήσει συμμετρικά διαγράμματα ακτινοβολίας στα οποία οι πλευρικοί λοβοί έχουν χαμηλή ένταση αλλά και πως μπορούν να δημιουργήσουν .

Αν η στοιχειοκεραία αποτελείται από M παράλληλες σειρές κατά μήκος του άξονα y και N παράλληλες σειρές κατά μήκος του άξονα x , αποδεικνύεται πως ο παράγοντας διάταξης αυτής θα είναι [1]

$$\begin{aligned} AF &= AF_x AF_y = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm(kdx \sin \theta \cos \varphi + \delta_x)} \sum_{n=0}^{N-1} b_n e^{jn(kdys \sin \theta \sin \varphi + \delta_y)} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} w_{mn} e^{j(m\psi_x + n\psi_y)} \end{aligned} \quad (2.25)$$

όπου

$$\psi_x = kdx \sin \theta \cos \varphi + \delta_x \quad (2.26)$$

$$\psi_y = kdys \sin \theta \sin \varphi + \delta_y$$

dx, dy οι αποστάσεις μεταξύ των κεραιοστοιχείων σε κάθε άξονα, $w_{mn} = a_m b_n e^{j\delta_x \delta_y}$ το μιγαδικό βάρος κάθε στοιχείου και δ_x, δ_y οι φάσεις των στοιχείων.

Αποδεικνύεται πως ο κανονικοποιημένος παράγοντας διάταξης της εξίσωσης (2.25) είναι

$$AF = \frac{\sin\left(\frac{M\psi_x}{2}\right) \sin\left(\frac{N\psi_y}{2}\right)}{M \sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right) N \sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \quad (2.27)$$

και προκειμένου να στραφεί ο κύριος λοβός στην κατεύθυνση (θ_0, φ_0) οι φάσεις δ_x, δ_y θα πρέπει να τεθούν ως εξής

$$\delta_x = -kdx \sin \theta_0 \cos \varphi_0 \quad (2.28)$$

$$\delta_y = -kdys \sin \theta_0 \sin \varphi_0$$

Στα σχήματα 3.10, 3.13 και 3.16 της ενότητας §3.1 παρουσιάζονται τα τυπικά διαγράμματα ακτινοβολίας της απλούστερης περίπτωσης τετραγωνικής κεραίας με στροφή του κύριου λοβού

κατά συγκεκριμένες γωνίες αζιμούθιου και ανύψωσης σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις του κεφαλαίου.

2.2 Ασύρματος Τηλεπικοινωνιακός Ραδιοδίαυλος

2.2.1 Θόρυβος

Τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα αποτελούνται από ένα πλήθος μηχανημάτων τα οποία παράγουν θόρυβο. Ο θόρυβος αποτελεί ένα κύριο θέμα συζήτησης στην επιστήμη της Θεωρίας Πληροφορίας και μπορεί να ειπωθεί πως είναι μια στοχαστική διαδικασία η οποία παραμορφώνει τα σήματα τα οποία μεταδίδονται αποτελώντας την κυριότερη πηγή υποβάθμισης των συστημάτων. Διαχωρίζεται σε διάφορες κατηγορίες, ως προς τον τύπο του όπως θερμικός, λευκός, παρεμβολής, κρουστικός κ.λπ. και ως προς τη δράση του ως αθροιστικός ή/και πολλαπλασιαστικός με κοινό στοιχείο όλων την αρνητική επίδραση στα σήματα. Από τα παραπάνω, η κυριότερη κατηγορία θορύβου είναι ο θερμικός ο οποίος εκφράζεται ως θερμική διαταραχή και έχει μεγάλη σημασία στον τομέα των τηλεπικοινωνιών καθώς δημιουργείται από την τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων λόγω των ηλεκτρονικών διατάξεων στα συστήματα των πομποδεκτών.

Ο θόρυβος είναι ένα στοχαστικό φαινόμενο το οποίο προκύπτει από το συνδυασμό και την άθροιση πάρα πολλών εξωτερικών παραγόντων (εξαρτήματα, ανθρώπινοι παράγοντες, φυσικές διαδικασίες κ.λπ.). Έτσι, σύμφωνα με το Κεντρικό Οριακό Θεώρημα, ο θόρυβος πολλές φορές κατά το σχεδιασμό των συστημάτων λαμβάνεται υπόψιν πως μπορεί να προσεγγιστεί από την Κανονική Κατανομή θα είναι δηλαδή μια Γκαουσιανή διαδικασία, συνήθως με μηδενική μέση τιμή.

Προκειμένου να παρθούν αποφάσεις και να σχεδιαστούν τα συστήματα, πολλές φορές οι σχεδιαστές αυτών προβαίνουν σε θεωρήσεις, παραδοχές και μοντελοποιήσεις των διαδικασιών που συναντούν. Έτσι, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει το μοντέλο του **Αθροιστικού Λευκού Γκαουσιανού Θορύβου (AWGN)** σύμφωνα με το οποίο ο θόρυβος που υπεισέρχεται στα σήματα ακολουθεί την Κανονική Κατανομή, είναι επίπεδος, δηλαδή η Φασματική Πυκνότητα Ισχύος (PSD) του παραμένει σταθερή σε όλο το εύρος του υπό μελέτη φάσματος συχνοτήτων του συστήματος (εξού και ο όρος 'λευκός') και δρα αθροιστικά στα σήματα πληροφορίας που παράγονται.

$$S_{AWGN}(f) = \frac{N_0}{2}, \forall f \geq 0 \quad (2.29)$$

Η παραπάνω θεώρηση για το θόρυβο εφαρμόζεται σε πλήθος ερευνών και σχεδιασμών καθώς μέσω αυτής μπορούν να αντιμετωπισθούν προβλήματα τα οποία εν γένει χωρίς την θεώρηση αυτή

¹ $N_0 = kT$, όπου $k = 1.38 * 10^{-23} \left(\frac{\text{Joules}}{\text{Kelvin}} \right)$ η σταθερά του Boltzmann.

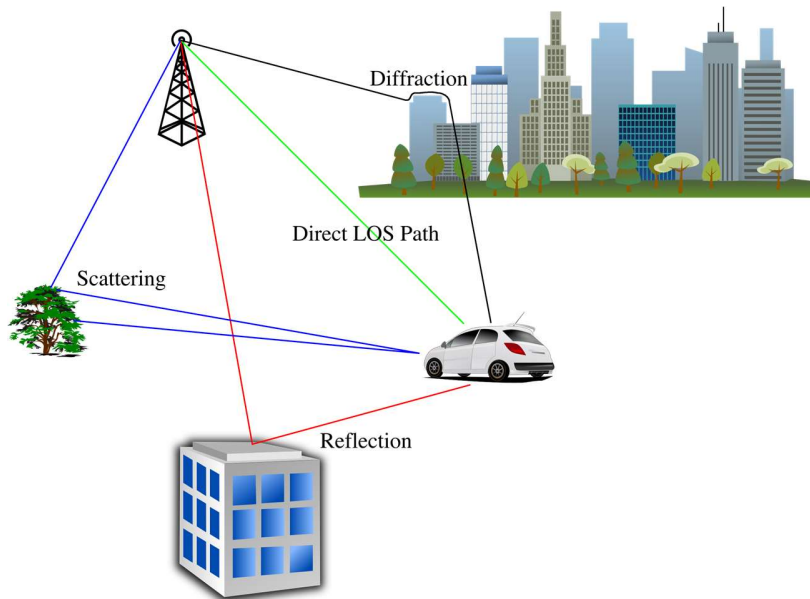
θεωρούνται πλήρως στοχαστικά και αποτελούν τροχοπέδη στην επίτευξη των στόχων. Σε αυτό το μοντέλο θορύβου, γνωρίζοντας την κατανομή που ακολουθάει ο θόρυβος, μέσω των κατάλληλων μαθηματικών μεθόδων και τεχνικών, που θα χρησιμοποιηθούν και δειχθούν στην παρούσα εργασία, είναι δυνατό να προσεγγιστεί η κατανομή των σημάτων που φθάνουν στους δέκτες και συνεπώς να προκύψουν κρίσιμα συμπεράσματα και τεχνικές με σκοπό τη λήψη βέλτιστων αποφάσεων και την εξέλιξη των συστημάτων. Επίσης, γνωρίζοντας πως ο θόρυβος αυτός έχει σταθερή ισχύ σε όλο το φάσμα και πως είναι αθροιστικός, εξαλείφεται ένα πλήθος περιορισμών.

2.2.2 Διαλείψεις

Ο ασύρματος δίαυλος μπορεί να ειπωθεί πως είναι εκείνο το μοναδικό μέσο όπου σε αυτό θα διαδοθούν τα ΗΜ κύματα που αποστέλλονται από τους πομπούς. Όμως, κάθε διαφορετικό περιβάλλον διάδοσης σημαίνει και επιβολή νέων και διαφορετικών περιορισμών για τα συστήματα επικοινωνιών και συνεπώς πριν την ανάπτυξη ενός συστήματος θα πρέπει να έχει μελετηθεί ο δίαυλος προκειμένου να αποκτηθεί η γνώση για τα χαρακτηριστικά του και το πόσο μπορεί να επηρεάσει την ποιότητα της επικοινωνίας.

Εν γένει, ένας δίαυλος αποτελείται από ένα μεγάλο πλήθος σκεδαστών (scatterers), όπως κτήρια, κατασκευές (ακόμα και άνθρωποι!), οι οποίοι παρεμποδίζουν την μετάδοση πληροφορίας παρεμβάλλοντας ανάμεσα στις ηλεκτρικές διαδρομές που ακολουθούν τα κύματα με αποτέλεσμα η ισχύς αυτών που τελικά φθάνουν στους δέκτες να μειώνεται αρκετά. Συνήθως, λόγω του μεγάλου πλήθους των σκεδαστών και με βάση το Κεντρικό Οριακό Θεώρημα, η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να προσεγγιστεί από την κανονική κατανομή, όμως τα σήματα τα οποία φθάνουν στους δέκτες μπορεί να είναι αρκετά εξασθενημένα καθιστώντας έτσι τη διαδικασία της ανίχνευσης και έπειτα πιθανώς της αποδιαμόρφωσης της πληροφορίας μια πραγματικά δύσκολη διαδικασία. Όμως, αυτή η μείωση της ισχύος των σημάτων που διαδίδονται δεν οφείλεται μόνο στους σκεδαστές καθώς σημαντικό ρόλο στη μείωση της ισχύος των σημάτων, όπως θα φανεί στην ενότητα αυτή, παίζει και η απόσταση των ενδιαφερομένων κατά την ανταλλαγή πληροφορίας καθώς και η πολυκατευθυντική (broadcast) διάδοση των ΗΜ κυμάτων η οποία οδηγεί στο φαινόμενο της Διασυμβολικής Παρεμβολής από το ίδιο το σήμα, αφού οι καθυστερημένες εκδόσεις των συμβόλων, οι οποίες ακολουθούν διαφορετικά μονοπάτια, παρεμβάλλουν στα σύμβολα που έπονται χρονικά.

Όλες οι προαναφερθείσες περιπτώσεις διάλειψης όπως και διαφορετικές μορφές αυτών μπορούν να συνοψιστούν σε δύο κατηγορίες, ανάλογα με την επίδραση που έχουν στα κύματα που διαδίδονται, τις Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας και της Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας, οι οποίες θα αναλυθούν στη συνέχεια της εργασίας.



Σχημα 2.4: Σχηματική Αναπαράσταση των Μηχανισμών Διάδοσης

2.2.2.1 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας

Οι διαλείψεις αυτές ονομάζονται έτσι καθώς η επίδραση που έχουν στην ισχύ των σημάτων που λαμβάνει ο δέκτης είναι βραδεία. Τα κυριότερα είδη διαλείψεων που υπάγονται σε αυτήν την κατηγορία είναι οι **απώλειες διάδοσης** και η **σκίαση**. Οι απώλειες διάδοσης σημαίνουν πως η ισχύς του σήματος φθίνει σταδιακά, συνήθως με σταθερό ρυθμό, λόγω της απόστασης μεταξύ των πομπών και δεκτών ενώ η σκίαση πως η ισχύς του σήματος παρουσιάζει τυχαία μεταβολή γύρω από τη μέση τιμή της εξασθένισης της, λόγω της παρεμβολής μεγάλων αντικειμένων μεταξύ των αποστολέων και των παραληπτών για δεδομένη απόσταση. Λόγω του ότι σε ένα περιβάλλον διάδοσης ΗΜ κυμάτων εν γένει λαμβάνουν χώρα τόσο η μετατόπιση του δέκτη όσο και η ύπαρξη μεγάλων εμποδίων, ο όρος απώλειες διάδοσης καταχρηστικά συνηθίζεται να περιλαμβάνει τα δύο προηγούμενα είδη διαλείψεων μεγάλης κλίμακας.

Κατά καιρούς έχουν προταθεί διάφορα μοντέλα, αναλυτικά και εμπειρικά, προκειμένου να υπάρξει η δυνατότητα προσδιορισμού της στάθμης της λαμβανόμενης ισχύος των σημάτων στους δέκτες για διαφορετικές περιπτώσεις προβλημάτων οι οποίες καλύπτουν ένα μεγάλο εύρος περιβαλλόντων. Στη συνέχεια θα παρουσιαστεί συγκεκριμένα το μοντέλο απωλειών ελευθέρου χώρου στο οποίο προσδιορίζεται η στάθμη της ισχύος στο δέκτη απουσία σκεδαστών με κύρια παράμετρο αυτή της αποστάσεως.

2.2.2.1.1 Απώλειες Ελεύθερου Χώρου (FSL)

Το συγκεκριμένο μοντέλο θεωρεί πως ο χώρος διάδοσης των σημάτων δεν περιλαμβάνει σκεδαστές κι έτσι το σήμα φθάνει μέσω οπτικής επαφής στο δέκτη. Ακόμα, ο χώρος στον οποίο διαδίδονται τα σήματα θεωρείται συνήθως ο αέρας και συνεπώς η ισχύς του σήματος φθίνει ανάλογα της αποστάσεως που διανύει αυτό και μόνο.

Σύμφωνα με το μοντέλο αυτό, η ισχύς που φθάνει στο δέκτη, ορίζεται ως εξής [5]

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \underbrace{\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2}_{L_{FSL}} \quad (2.30)$$

όπου,

P_r , η λαμβανόμενη ισχύς στο δέκτη

P_t , η ισχύς εκπομπής

G , τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης

λ , το μήκος κύματος²

d , η απόσταση πομπού-δέκτη.

Από την εξίσωση 2.30, προκύπτει πως οι απώλειες για την περίπτωση ισοτροπικών κεραιών εκπομπής και λήψης είναι η εξής

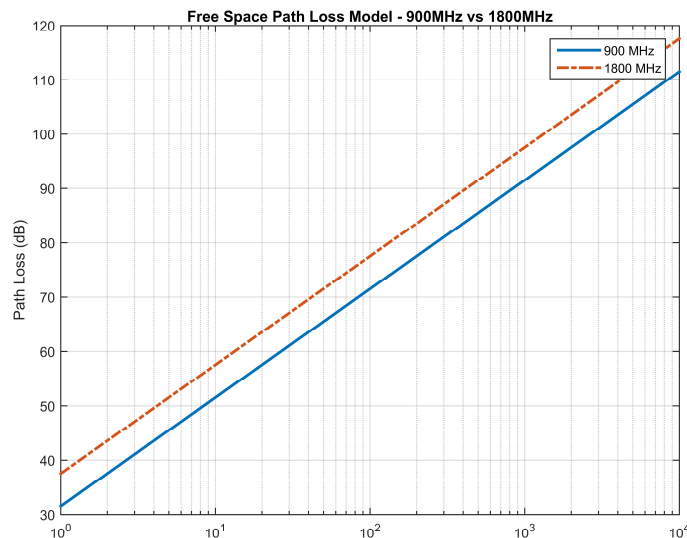
$$L_{FSL(G=1)} = \frac{P_r(d)}{P_t} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (2.31)$$

ή με τη χρήση Decibels

$$L_{FSL(G=1)}(\text{dB}) = 21.98 - 20 \log_{10}(\lambda) + 20 \log_{10}(d) \quad (2.32)$$

Στο σχήμα 2.5 παρουσιάζονται συγκριτικά στο ίδιο γράφημα οι απώλειες ισχύος για το μοντέλο FSL για σήματα εκπομπής με συχνότητες 900MHz (Global System for Mobile communications, GSM) και 1800MHz (3G) για περίπτωση $G=1$.

² $\lambda = \frac{c}{f}$ όπου, $c=299\,792\,458 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ η ταχύτητα του φωτός, f η συχνότητα.



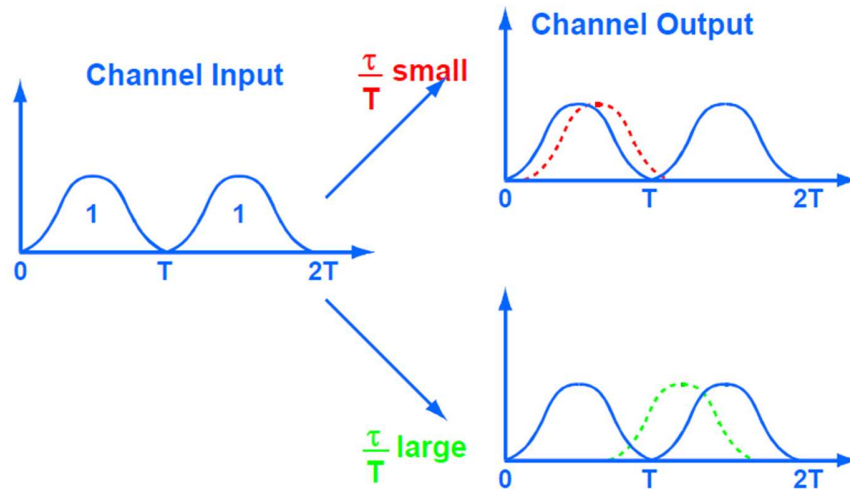
Σχήμα 2.5: Απώλειες Ελεύθερου Χώρου για Συχνότητες 900MHz (GSM) και 1800MHz (3G)

2.2.2.2 Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας

Η ασύρματη διάδοση είναι από τη φύση της broadcast κι έτσι τα σήματα τα οποία εκπέμπονται από τους πομπούς φθάνουν στους δέκτες μέσω ενός πλήθους –θεωρητικά άπειρων– μονοπατιών (multipath) μέσω των διαφορετικών μηχανισμών διάδοσης (ανάκλαση, διάθλαση, περίθλαση, συμβολή). Με τον όρο διαλείψεις μικρής κλίμακας συχνά αναφερόμαστε σε γρήγορες μεταβολές όχι μόνο της ισχύος των σημάτων αλλά και του πλάτους και της φάσης αυτών οι οποίες μεταβολές συμβαίνουν για σχετικά μικρή χρονική διάρκεια και επηρεάζονται από τη σχετική κίνηση/θέση μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Οι κυριότεροι λόγοι για τους οποίους αυτό συμβαίνει είναι το multipath που προαναφέρθηκε καθώς και το φαινόμενο Doppler, όπου συζητούνται στη συνέχεια της ενότητας αυτής.

2.2.2.2.1 Πολυδιαδρομική Διάδοση (Multipath Propagation)

Με τον όρο Multipath Propagation αναφερόμαστε συχνά στη λήψη πολλαπλών αντιγράφων του ίδιου σήματος στο δέκτη σε διαφορετικούς χρόνους άφιξης, λόγω της broadcast διάδοσης, τα οποία έχουν ακολουθήσει διαφορετικές διαδρομές κατά τη μετάδοση τους λόγω κυρίως της ύπαρξης σκεδαστών. Τόσο τα πλάτη όσο και οι φάσεις των καθυστερημένων σημάτων αυτών έχουν αλλοιωθεί από τον δίαυλο και αθροίζονται διανυσματικά στους δέκτες με αποτέλεσμα να δημιουργείται ISI από το ίδιο το σύστημα η οποία πτωχώνει την ποιότητα της επικοινωνίας καθώς αν τα σήματα αυτά φθάνουν με μεγάλες καθυστερήσεις τ , μεγαλύτερες από τη χρονική διάρκεια του συμβόλου T , τότε επηρεάζουν και τα επόμενα σήματα πληροφορίας.



Σχημα 2.6: Επίδραση της Πολυδιαδρομικής Διάδοσης στα Σήματα Λήψης

Με βάση τα παραπάνω, αν θεωρήσουμε πως το εύρος ζώνης του καναλιού είναι θεωρητικά άπειρο, τότε μπορεί να μοντελοποιηθεί [5] ως ένα φίλτρο με κρουστική απόκριση την

$$h(t, \tau) = \sum_i \alpha_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.33)$$

όπου η μεταβλητή t αναφέρεται στην αλλαγή της απόκρισης αυτής όσο περνάει ο χρόνος ενώ η τ αναφέρεται στις διαφορετικές καθυστερήσεις της δεδομένης χρονικής στιγμής.

Όμως, τα συστήματα των πομποδεκτών καθώς εν γένει και ο διάυλος πολλές φορές θέτουν περιορισμούς για το εύρος ζώνης ώστε αυτό να περιορίζεται. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μέσω του μετασχηματισμού Fourier την αλλαγή της κρουστικής απόκρισης κι έτσι για τα σήματα που φθάνουν στο δέκτη, ο διαχωρισμός είναι μια δύσκολη διαδικασία. Έτσι, αν θεωρηθεί πως το εύρος ζώνης ενός διαύλου περιορίζεται από έναν τετραγωνικό παλμό εύρους B , ο μετασχηματισμός Fourier λέει πως αυτό στο πεδίο της καθυστέρησης εμφανίζεται με τη μορφή αθροισμάτων συναρτήσεων $B \text{sinc}(B\tau)$ και οι συνιστώσες των σημάτων δύσκολα πλέον διαχωρίζονται.

$$h(t, \tau) = \sum_i \alpha_i \text{sinc}(B(\tau - \tau_i(t))) \quad (2.34)$$

2.2.2.2.1.1 Εύρος Ζώνης Συνοχής

Καθώς τα σήματα διαδίδονται μέσα από το μέσο, το διάυλο επικοινωνίας, το οποίο υποστηρίζει συγκεκριμένο εύρος ζώνης, είναι γνωστό από την ανάλυση κατά Fourier πως το φάσμα του

λαμβανόμενου σήματος προκύπτει ως πολλαπλασιασμός του φάσματος του σήματος αποστολής και του φάσματος του καναλιού ως εξής

$$Y(f) = H(f)X(f). \quad (2.35)$$

Συνεπώς, ορίζεται η έννοια του εύρους ζώνης συνοχής του καναλιού W_c για το οποίο το κανάλι παρουσιάζει υψηλή συσχέτιση στο μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς του, δηλαδή σχετικά σταθερό πλάτος και συνεπώς δε μεταβάλλει τα χαρακτηριστικά των σημάτων που το φάσμα τους βρίσκεται στο διάστημα του εύρους ζώνης αυτού. Σε αυτήν την περίπτωση λέμε ότι το κανάλι υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις (Flat Fading) και η σχέση εννοιολογικά που συνδέει το εύρος ζώνης συνοχής με την καθυστέρηση είναι πως όσο πιο σταθερό πλάτος έχει η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου, τόσο λιγότερα θα είναι και τα καθυστερημένα αντίγραφα του σήματος. Σε αντιδιαστολή με το προηγούμενο, αν η συνάρτηση μεταφοράς παρουσιάζει αλλαγές στο πλάτος της, τότε το κανάλι υπόκειται σε συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις (Frequency Selective Fading).

Σε συνέχεια των παραπάνω, ορίζεται η Ενεργός Διασπορά Καθυστερήσης (rms delay spread) ως εξής

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (2.36)$$

όπου

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_k P_h(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P_h(\tau_k)} \quad (2.37)$$

και

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P_h(\tau_k)\tau_k^2}{\sum_k P_h(\tau_k)} \quad (2.38)$$

με $\overline{\tau}$ να συμβολίζει τη μέση επιπλέον καθυστέρηση (Mean Excess Delay) και $P_h(\cdot)$ η συνάρτηση προφίλ ισχύος καθυστέρησης (PDP) του διαύλου.

Αναφέρθηκε προηγουμένως πως η έννοια του εύρους ζώνης συνοχής και της καθυστέρησης συνδέονται, παρακάτω φαίνεται και μαθηματικά η σχέση αυτή [5]

$$\sigma_\tau W_c \geq \frac{1}{2\pi} \arccos(c) \quad (2.39)$$

όπου c το επίπεδο συσχέτισης του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού.

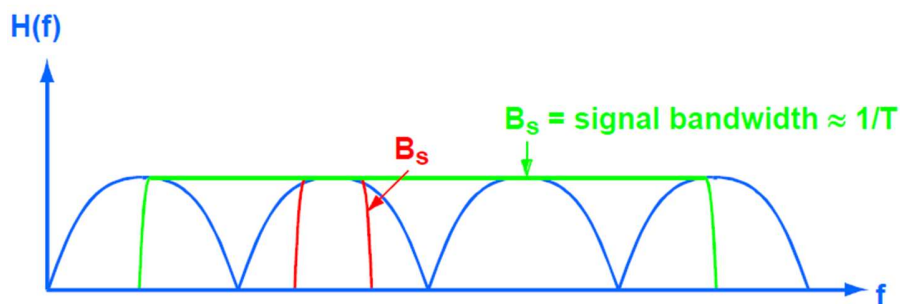
Έτσι, αν η τιμή του επιπέδου συσχέτισης c είναι 0.5 τότε το εύρος ζώνης ορίζεται εμπειρικά σύμφωνα με τη σχέση 2.40 ως εξής

$$W_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.40)$$

ενώ για τιμή του επιπέδου συσχέτισης ίση με 0.9

$$W_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.41)$$

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να τονιστεί πως ένα κανάλι θεωρείται ότι υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις μόνο μετά τη σύγκριση του εύρους ζώνης του με το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος, καθώς αν το κανάλι παρουσιάζει σταθερή απόκριση σε ένα εύρος συχνοτήτων όμως το εκπεμπόμενο σήμα κάνει χρήση συχνοτήτων και εκτός του εύρους αυτού, τότε το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς σε αυτά τα σημεία του λαμβανόμενου σήματος θα αλλοιωθεί.



Σχημα 2.7: Εύρος Ζώνης Συνοχής και Εύρος Ζώνης Σήματος

Συνεπώς, τελικά, θεωρούμε πως το κανάλι υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις αν

$$W_s \ll W_c \text{ και } T_s \gg \sigma_\tau \quad (2.42)$$

ενώ το κανάλι θεωρείται συχνοεπιλεκτικό αν

$$W_s > W_c \text{ και } T_s < \sigma_\tau \quad (2.43)$$

όπου W_s , W_c το εύρος ζώνης του σήματος και του καναλιού αντίστοιχα και T_s η χρονική διάρκεια του συμβόλου που εκπέμπεται.

2.2.2.2.2 Το Φαινόμενο Doppler

Κατά τη μετάδοση, η απόσταση και η ταχύτητα των πομποδεκτών αλλάζουν με τρόπο δυναμικό, όπως παραδείγματος χάριν συμβαίνει στα κυψελωτά δίκτυα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία του φαινομένου Doppler, όπου σύμφωνα με αυτό, στο δέκτη, η συχνότητα των λαμβανόμενων σημάτων αντιλαμβάνεται ως διαφορετική (μεγαλύτερη ή μικρότερη) από αυτήν του πομπού με αποτέλεσμα να μειώνεται η επίδοση της επικοινωνίας. Έτσι, αν θεωρήσουμε παραδείγματος χάριν έναν δέκτη ο οποίος κινείται κατά μήκος μια λεωφόρου και έναν ακίνητο σταθμό βάσης ο οποίος είναι πολύ μακριά από τον δέκτη, τότε η μετατόπιση Doppler βρίσκεται ως εξής

$$f_d = \frac{u}{\lambda} \cos\theta \quad (2.44)$$

όπου u η ταχύτητα του δέκτη, λ το μήκος κύματος και θ η γωνία που σχηματίζεται ανάμεσα στην κατεύθυνση της κίνησης του δέκτη και στην κατεύθυνση άφιξης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος που προσπίπτει σε αυτόν.

Σε σύνδεση με την προηγούμενη ενότητα στην οποία συζητήθηκε το multipath, μπορούμε να παρατηρήσουμε εδώ πως λόγω του φαινομένου Doppler αν θεωρήσουμε πως στο χώρο υπάρχουν πολλοί σκεδαστές, τότε εν γένει, σύμφωνα με την εξίσωση 2.43, κάθε διαφορετικό αντίγραφο του ίδιου σήματος θα έχει διαφορετική μετατόπιση Doppler. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη διεύρυνση του εύρους ζώνης γύρω από την κεντρική συχνότητα ενώ για το πεδίο του χρόνου μπορούμε να πούμε πως σημαίνει τη δυναμική αλλαγή του μέτρου της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Συνεπώς, μπορεί να ειπωθεί πως όσο μεγαλύτερος είναι ο ρυθμός μεταβολής της κρουστικής απόκρισης του διαύλου, τόσο πιο έντονο είναι το φαινόμενο Doppler και η διεύρυνση του εύρους ζώνης.

2.2.2.2.1 Χρόνος Συνοχής

Με αφορμή την προηγούμενη ενότητα στην οποία αναφέρθηκε πως λόγω του φαινομένου Doppler η κρουστική απόκριση του διαύλου αλλάζει με τρόπο δυναμικό, σε αυτήν την ενότητα θα συζητηθεί ένα μέτρο το οποίο καθορίζει το πόσο γρήγορα μεταβάλλεται αυτή η κρουστική απόκριση.

Ένας διάυλος υπόκειται σε αργές διαλείψεις (Slow Fading) εάν το πλάτος της κρουστικής του απόκρισης μεταβάλλεται με μικρότερο ρυθμό σε σχέση με το σήμα που αποστέλλεται και συνεπώς παραμένει σταθερή για το χρονικό διάστημα του μεταδιδόμενου συμβόλου. Από την άλλη, ένας διάυλος υπόκειται σε γρήγορες διαλείψεις (Fast Fading) εάν το πλάτος της κρουστικής του απόκρισης παρουσιάζει αλλαγές κατά τη διάρκεια του μεταδιδόμενου συμβόλου. Υπάρχει πάλι μια σχέση [1], όμοια με πριν, η οποία συνδέει το χρόνο συνοχής με τη διασπορά Doppler και ορίζεται ως εξής

$$\sigma_v T_c \geq \frac{1}{2\pi} \arccos(c) \quad (2.45)$$

όπου T_c , το χρονικό διάστημα στο οποίο το κανάλι παραμένει σταθερό, σ_v η διασπορά Doppler και c το επίπεδο συσχέτισης της απόκρισης του καναλιού.

Έτσι, αν $c=0.5$ ο χρόνος συνοχής βρίσκεται ως εξής

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_d} \quad (2.46)$$

Τελικά, σε συνέχεια των παραπάνω, θεωρούμε πως το κανάλι υπόκειται σε αργές διαλείψεις αν

$$W_s \gg \sigma_v \text{ και } T_s \ll T_c \quad (2.47)$$

ενώ σε γρήγορες διαλείψεις αν

$$W_s < \sigma_v \text{ και } T_s > T_c \quad (2.48)$$

όπου W_s το εύρος ζώνης του σήματος και T_s η χρονική διάρκεια του συμβόλου που εκπέμπεται.

Κεφάλαιο 3

Ψηφιακή Μορφοποίηση Δέσμης σε Συστήματα Στενής Ζώνης

3.1 Βασικές Αρχές και Μοντελοποίηση Συστημάτων Μορφοποίησης Δέσμης

Κατά τη σχεδίαση των ασυρμάτων συστημάτων επικοινωνιών οι σχεδιαστές έρχονται αντιμέτωποι με μια πληθώρα παραγόντων οι οποίοι επιβάλλουν πολλαπλούς περιορισμούς και υποβαθμίζουν τα συστήματα, με τον κυριότερο παράγοντα να είναι οι διαλείψεις. Έτσι, θα πρέπει να βρεθούν τρόποι προκειμένου να ξεπεραστούν ή να εξομαλυνθούν οι αρνητικές επιδράσεις των διάφορων παραμέτρων αυτών ώστε το υπό ανάπτυξη σύστημα κατά τη φάση του σχεδιασμού του να είναι αρκετά ελπιδοφόρο όντας σε θέση να αντιμετωπίσει προβλήματα που θα παρουσιαστούν κατά την περίοδο λειτουργίας του.

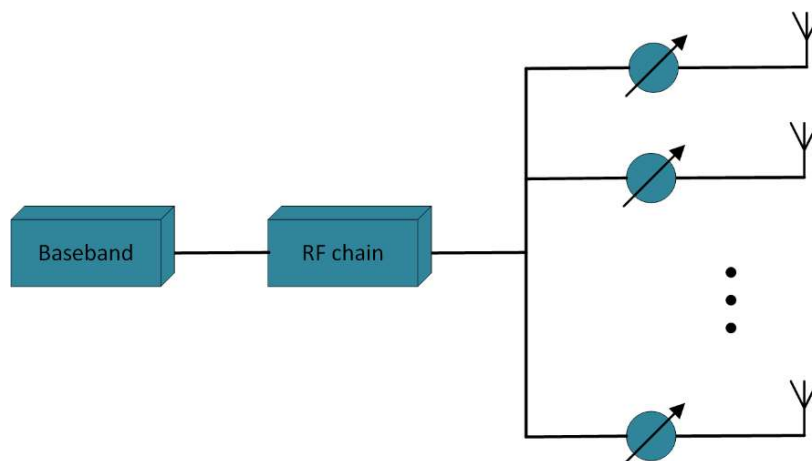
Εν γένει, το κανάλι επικοινωνίας είναι στοχαστικό και συνήθως γίνεται η θεώρηση πως μεταβάλλεται γραμμικά με το χρόνο. Έτσι, λόγω αυτής της στοχαστικότητας, πολλές φορές το κανάλι μπορεί να επηρεάσει αρκετά τα σήματα που μεταδίδονται αλλάζοντας το πλάτος και τη φάση τους με τρόπο τυχαίο με τελικό αποτέλεσμα η διαδικασία της αναγνώρισης του σήματος και η εξαγωγή πληροφορίας στο δέκτη να αποτελέσει μια επίπονη διαδικασία. Βέβαια, το κανάλι

μπορεί σε πολλές περιπτώσεις να δρα και προς όφελος του σήματος ενδυναμώνοντας το, όμως κάθε σχεδίαση συστήματος επικοινωνιών για να είναι αξιόπιστη λαμβάνει υπόψιν τις χειρότερες περιπτώσεις συμπεριφοράς του καναλιού και προσπαθεί να τις μεγιστοποιήσει. Συνεπώς η εύρεση και χρήση νέων και πιο αποδοτικών τεχνικών μετάδοσης αλλά και λήψης αποτελούν βασικό αντικείμενο έρευνας. Βάσει αυτού, στο παρόν κεφάλαιο δίνεται μια σαφής και κατανοητή εικόνα της επεξεργασίας των σημάτων των οποίων λαμβάνονται από τα κεραιοσυστήματα καθώς αυτά διαδίδονται μέσα από τον τηλεπικοινωνιακό ραδιοδιάυλο.

3.1.1 Αναλογική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας

Έστω στοιχειοκεραία N στοιχείων, τυχαία κατανεμημένων στον καρτεσιανό χώρο, η οποία λαμβάνει σήματα πληροφορίας τα οποία προσπίπτουν σε αυτή. Στην περίπτωση της αναλογικής μορφοποίησης δέσμης, ο σκοπός είναι η στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας προς την κατεύθυνση του προσπίπτοντος κύματος με σκοπό με τη μέγιστη απολαβή ισχύος και την ελαχιστοποίηση έτσι των πιθανών σφαλμάτων που θα υπήρχαν σε άλλη περίπτωση.

Στην αναλογική μορφοποίηση δέσμης η επεξεργασία των σημάτων γίνεται στο αναλογικό πεδίο RF. Έτσι, τα κεραιοστοιχεία του δέκτη είναι εξοπλισμένα με αναλογικούς φασιθέτες και ενισχυτές οι οποίοι τροποποιούν τη φάση και το πλάτος αντίστοιχα των επιμέρους σημάτων. Τα σήματα έπειτα αθροίζονται και το άθροισμα αυτών τροφοδοτείται στο δέκτη μέσω μιας αλυσίδας RF όπου τελικά μετατρέπεται στο ψηφιακό πεδίο. Τα παραπάνω αποτυπώνονται στο σχήμα 3.1 το οποίο παρουσιάζει ένα τυπικό μοντέλο αναλογικής μορφοποίησης δέσμης.

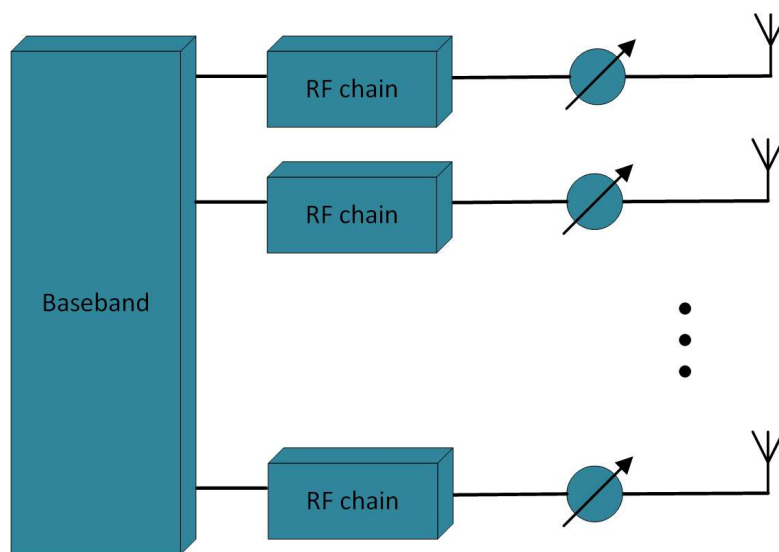


Σχήμα 3.1: Αναλογική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας

Συγκριτικά με τις τεχνικές μορφοποίησης δέσμης, η αναλογική μορφοποίηση δέσμης παρουσιάζει το χαμηλότερο κόστος και κατανάλωση ενέργειας. Ωστόσο, λόγω της μιας αλυσίδας RF, είναι σε θέση να δημιουργήσει έναν μόνο λοβό ακτινοβολίας.

3.1.2 Ψηφιακή Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας

Σε αντίθεση με την αναλογική μορφοποίηση δέσμης, στην ψηφιακή εκδοχή της τα σήματα υφίστανται επεξεργασία στο ψηφιακό πεδίο όπου εκεί τροποποιείται η φάση και το πλάτος τους. Στην ψηφιακή μορφοποίηση δέσμης κάθε κεραία είναι συνδεδεμένη με ένα RF chain το οποίο μεταφέρει τα αναλογικά σήματα στο δέκτη τα οποία μετατρέπονται σε ψηφιακά. Συνεπώς, λόγω της φύσης των συστημάτων αυτών είναι δυνατή η δημιουργία πολλαπλών και στενών λοβών ακτινοβολίας όπου ο καθένας μπορεί να εξυπηρετήσει και έναν διαφορετικό χρήστη. Ωστόσο, το υψηλό κόστος καθώς και η κατανάλωση ενέργειας των συστημάτων αυτών είναι περιοριστικοί παράγοντες ως προς την ευρεία ενσωμάτωσή τους στα κινητά τερματικά και συνήθως είναι προτιμότερη η χρήση τους μόνο στους σταθμούς βάσης.



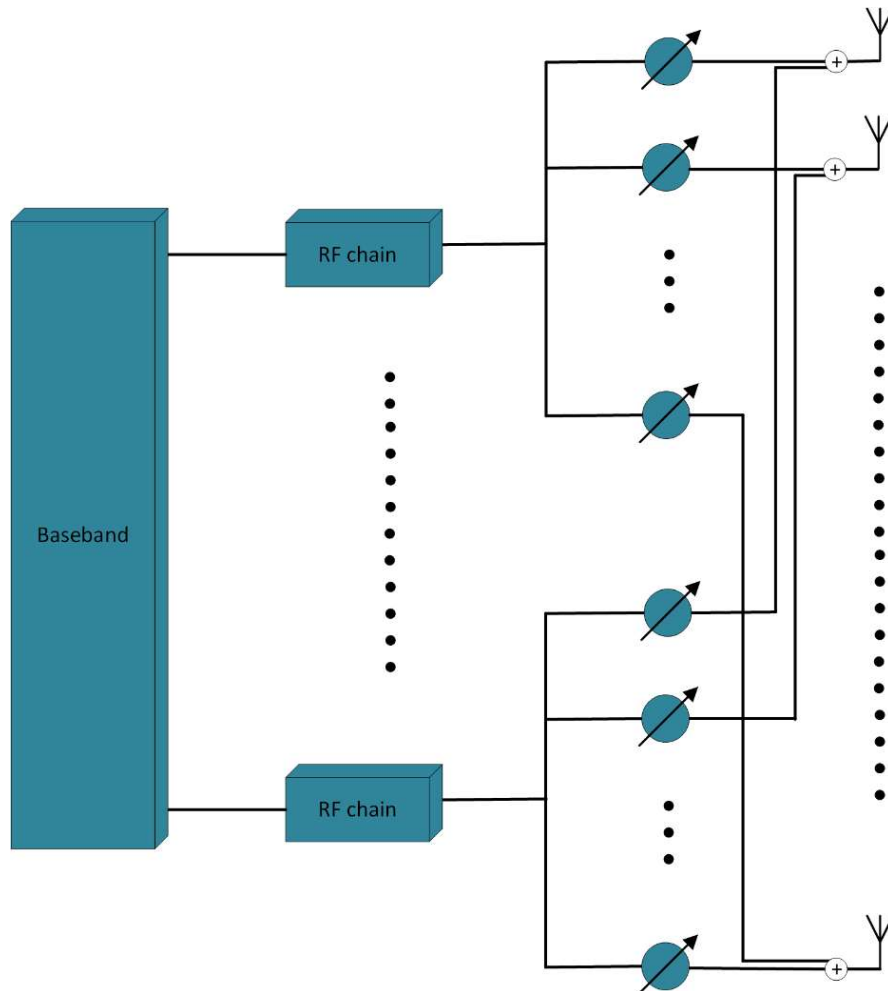
Σχήμα 3.2: Ψηφιακή Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας

3.1.3 Υβριδική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας

Η ιδέα της υβριδικής μορφοποίησης δέσμης προέρχεται από το γεγονός πως δημιουργείται η ανάγκη αξιοποίησης των προτερημάτων και των δύο παραπάνω τεχνικών λαμβάνοντας υπόψιν το πλήθος των χρηστών που μπορούν να εξυπηρετηθούν ταυτόχρονα, το κόστος και την μέγιστη επιθυμητή κατανάλωση ενέργειας.

Στην υβριδική μορφοποίηση δέσμης κάθε RF chain συνδέεται με πολλαπλές κεραίες όπου η κάθε μια είναι συνδεδεμένη με έναν ολισθητή φάσης και έναν ενισχυτή. Έτσι, το σήμα μετά τη μετατροπή του σε αναλογικό και εφόσον έχει προηγηθεί ψηφιακή επεξεργασία, μεταφέρεται μέσω των RF chain σε φασιθέτες και ενισχυτές και τέλος σε αθροιστές οι οποίοι τροφοδοτούν την

εκάστοτε κεραία. Μέσω της χρήσης αυτής της τεχνικής είναι δυνατή η μείωση των περιορισμών που επιβάλλουν οι δύο προηγούμενες τεχνικές ενώ διατηρούνται τα προτερήματα της καθεμίας. Σημειώνεται ωστόσο πως το μέγιστο πλήθος των ταυτόχρονα εξυπηρετούμενων χρηστών παραμένει μικρότερο σε σχέση με την τεχνική της πλήρους ψηφιακής μορφοποίησης δέσμης.



Σχήμα 3.3: Υβριδική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας

3.2 Υπόθεση Στενής Ζώνης

Θεωρούμε σήμα που καταφθάνει σε στοιχειοκεραία N στοιχείων $s(t)$ και εύρους ζώνης W . Η μιγαδική περιβάλλουσα του σήματος σε κάθε στοιχείο n της στοιχειοκεραίας, αν θεωρηθεί πως οι καθυστερήσεις υπολογίζονται ως προς ένα συγκεκριμένο σημείο αναφοράς το οποίο είναι το κέντρο μάζας της στοιχειοκεραίας, θα είναι $s(t - \tau_n)e^{-j\omega_c \tau_n}$ και το σήμα συνεπώς μπορεί να γραφεί ως εξής

$$x(t, \mathbf{p}_n) = \text{Re}[s(t - \tau_n)e^{j\omega_c(t-\tau_n)}] = \text{Re}[s(t - \tau_n)e^{j\omega_c t}e^{-j\omega_c \tau_n}], \quad n = 0, \dots, N - 1 \quad (3.1)$$

Ακόμα, αν ισχύει πως $|2\pi f \tau_n| \ll 1$ για $|f| < \frac{W}{2}$, $n = 0, \dots, N - 1$ τότε θα ισχύει πως $e^{-j2\pi f \tau_n} \approx 1$, $n = 0, \dots, N - 1$. Είναι γνωστό πως ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier του φασματικού περιεχομένου του καθυστερημένου σήματος στο n στοιχείο είναι

$$s(t - \tau_n) = \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} S(f)e^{-j2\pi f \tau_n}e^{-j2\pi f t} df \approx \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} S(f)e^{-j2\pi f t} df = s(t), \quad n = 0, \dots, N - 1 \quad (3.2)$$

Άρα,

$$s(t - \tau_n)e^{-j\omega_c \tau_n} \approx s(t)e^{-j\omega_c \tau_n}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.3)$$

Επιπρόσθετα, αν η σχετική μέγιστη καθυστέρηση ανάμεσα σε οποιαδήποτε δύο στοιχεία της κεραίας είναι

$$\Delta T_{\max} = \max_{n,m=0,\dots,N-1;\mathbf{u}} \{\Delta T_{nm}(\mathbf{u})\} \quad (3.4)$$

κι αφού η αρχή των αξόνων είναι το κέντρο μάζας της στοιχειοκεραίας, για το μακρινό πεδίο, θα ισχύει πως $\tau_n \leq \Delta T_{\max}$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$. Συνεπώς, ισοδύναμα μπορεί να θεωρηθεί πως η εξίσωση (3.3) ισχύει αν

$$W\Delta T_{\max} \ll 1 \quad (3.5)$$

και άρα η εξίσωση (3.1) μπορεί να γραφεί ως εξής

$$x(t, \mathbf{p}_n) = \text{Re}[s(t)e^{j\omega_c t}e^{-j\omega_c \tau_n}] \quad (3.6)$$

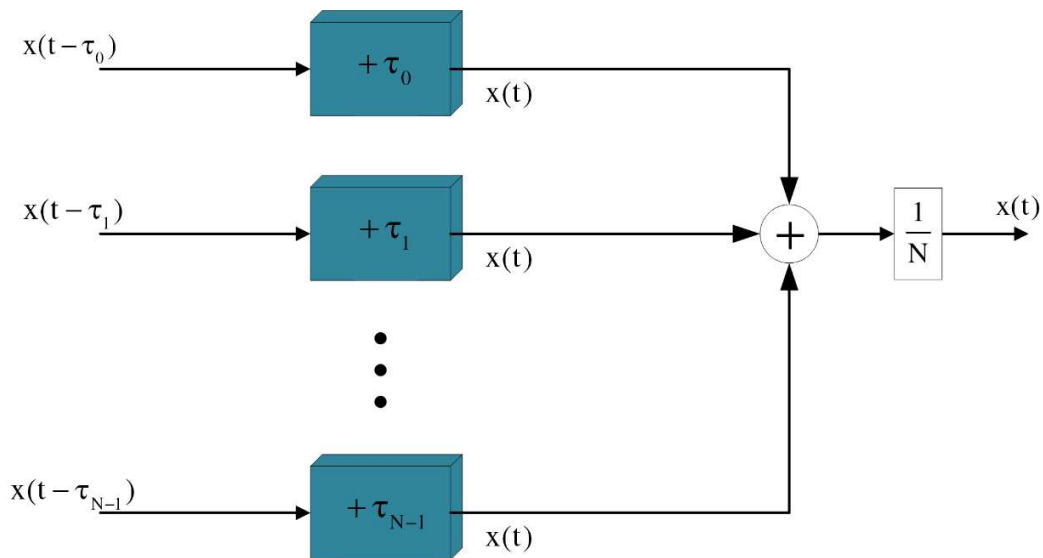
Οπότε, μπορεί εύκολα να προκύψει το συμπέρασμα πως η καθυστέρηση πλέον προσεγγίζεται μόνο από μια ολίσθηση φάσης, κάτι το οποίο στο εξής θα αναφέρεται ως υπόθεση στενής ζώνης.

3.3 Τεχνικές Μορφοποίησης Δέσμης

3.3.1 Συμβατική Διάταξη Σχηματισμού Δέσμης (Conventional Beamformer)

Έστω προσπίπτον κύμα σε στοιχειοκεραία N στοιχείων τυχαία κατανομημένων στο καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων. Κάθε κεραιοστοιχείο n λαμβάνει χωροχρονικά μια διαφορετική έκδοση του σήματος η οποία θα είναι καθυστερημένη κατά χρόνο τ_n . Αν θεωρηθεί πως οι επιμέρους καθυστερήσεις των διαφορετικών σημάτων στα στοιχεία ή η κατεύθυνση άφιξης του προσπίπτοντος είναι γνωστά, τότε, προκειμένου να ανακτηθεί σωστά το σήμα, σε κάθε κεραιοστοιχείο διορθώνεται η καθυστέρηση του σήματος που καταφθάνει και τα σήματα αθροίζονται συνεπώς συμφασικά προκειμένου να ανακτηθεί το τελικό σήμα. Σημειώνεται δε πως, μέσω αυτής της διαδικασίας, το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας στρέφεται προς την κατεύθυνση του προσπίπτοντος κύματος.

Στο σχήμα 3.4 παρουσιάζεται μια τυπική διάταξη του συγκεκριμένου beamformer.



Σχήμα 3.4: Συμβατική Διάταξη Σχηματισμού Δέσμης Ακτινοβολίας

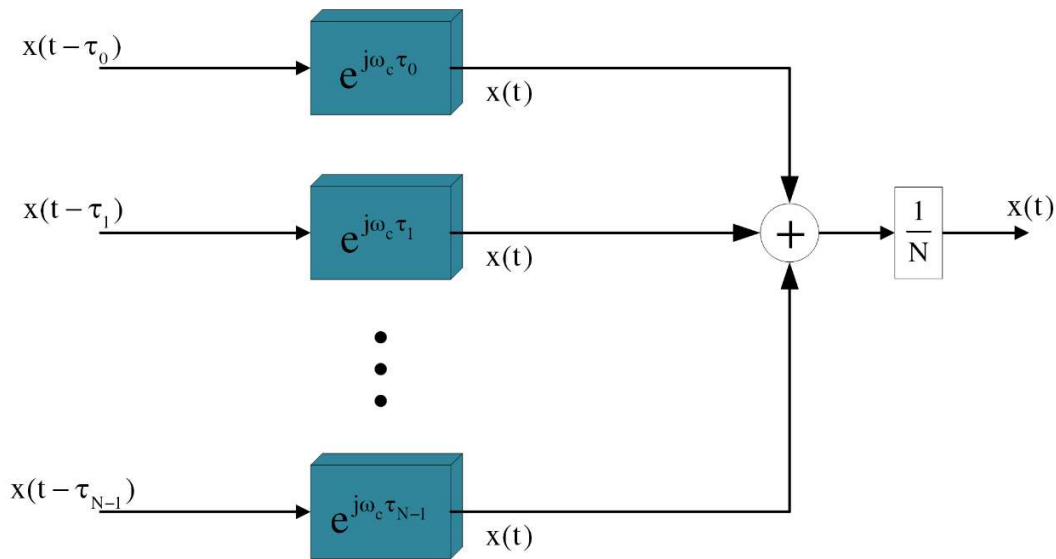
Ωστόσο, οι κρουστικές αποκρίσεις των γραμμών καθυστέρησης θα είναι

$$\mathbf{h}(\tau) = \begin{bmatrix} h_0(\tau) \\ h_1(\tau) \\ \vdots \\ h_{N-1}(\tau) \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} \delta(\tau + \tau_0) \\ \delta(\tau + \tau_1) \\ \vdots \\ \delta(\tau + \tau_{N-1}) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

όπου στο πεδίο της συχνότητας, αυτές θα είναι

$$\mathbf{H}^T(f) = \frac{1}{N} [e^{j2\pi f\tau_0} \quad e^{j2\pi f\tau_1} \quad \dots \quad e^{j2\pi f\tau_{N-1}}] = \frac{1}{N} \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \quad (3.8)$$

Εφόσον τα σήματα που λαμβάνονται μπορούν να θεωρηθούν στενής ζώνης τότε οι καθυστερήσεις που εισάγονται μπορούν να διορθωθούν από απλούς ολισθητές φάσης. Στο σχήμα 3.5 παρουσιάζεται η τροποποιημένη εκδοχή του σχήματος 3.4 για σήματα στενής ζώνης.



Σχήμα 3.5: Υβριδική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας για Σήματα Στενής Ζώνης

Έτσι, αν $w_n = H_n(\omega) = e^{j\omega\tau_n}$ το βάρος με το οποίο πολλαπλασιάζεται το σήμα στο n-οστό κεραιοστοιχείο, τότε το διάνυσμα των βαρών θα έχει την παρακάτω μορφή

$$\mathbf{w}^H = \frac{1}{N} [e^{j\omega\tau_0} \quad e^{j\omega\tau_1} \quad \dots \quad e^{j\omega\tau_{N-1}}] = \frac{1}{N} \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \quad (3.9)$$

και η απόκριση του beamformer σε κατεύθυνση \mathbf{k} θα είναι η εξής

$$y(\mathbf{k}) = \mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}) = \frac{1}{N} \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}) \quad (3.10)$$

Στη γενική περίπτωση θεωρούμε M πηγές και $N \geq M$ κεραιοστοιχεία. Το σήμα που καταφθάνει στο n-οστό στοιχείο της κεραίας θα είναι

$$\mathbf{x}_n(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) e^{-j\mathbf{k}_m^T \mathbf{p}_n} + \mathbf{n}_n(t) \quad (3.11)$$

Αν οι πηγές είναι ασυσχέτιστες, δηλαδή

$$E[s_m(t)s_l^*(t)] = E[s_m^*(t)s_l(t)] = \begin{cases} 0, & m \neq l \\ p_m, & m = l \end{cases} \quad (3.12)$$

και ο θόρυβος είναι χρονικά λευκός με μηδενική μέση τιμή και διασπορά σ_n^2 και είναι ασυσχέτιστος με το σήμα

$$E[s_m(t)\mathbf{n}_n^*(t)] = E[s_m^*(t)\mathbf{n}_n(t)] = 0 \quad (3.13)$$

αλλά και χωρικά λευκός

$$E[n_k(t)n_n^*(t)] = \begin{cases} 0, & k \neq n \\ \sigma_n^2, & k = n \end{cases} \quad (3.14)$$

τότε το σήμα εισόδου θα είναι

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_m) + \mathbf{n}(t) \quad (3.15)$$

και το σήμα εξόδου της στοιχειοκεραίας θα είναι τελικά

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) \mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_m) + \mathbf{w}^H \mathbf{n}(t) \quad (3.16)$$

Συνεπώς, αν θεωρηθεί προσπίπτον σήμα $\mathbf{x}_s(t) = s(t) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)$ στην στοιχειοκεραία το οποίο καταφθάνει την επιθυμητή πηγή στην κατεύθυνση \mathbf{k}_s (look direction) τότε, με τη χρήση του Conventional Beamformer, το τελικό σήμα που θα λάβει ο δέκτης θα είναι

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}_s(t) = s(t) \frac{1}{N} \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = s(t) \quad (3.17)$$

με μέση ισχύ η οποία αποδεικνύεται πως είναι

$$\begin{aligned} P(\mathbf{w}) &= E[\mathbf{w}^H \mathbf{x}_s(t) \mathbf{x}_s^H(t) \mathbf{w}] = \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}_s(t) \mathbf{x}_s^H(t)] \mathbf{w} \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\mathbf{x}_s} \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \rho_s \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{w} = \rho_s \end{aligned} \quad (3.18)$$

όπου, $\mathbf{R}_{\mathbf{x}_s}$ ο πίνακας συσχέτισης της στοιχειοκεραίας³.

Αν τώρα θεωρηθεί μόνο σήμα παρεμβολής στην κατεύθυνση \mathbf{k}_i

$$\mathbf{x}(t) = s_i(t) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) \quad (3.19)$$

το σήμα στην έξοδο θα είναι

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = s_i(t) \frac{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i)}{N} \quad (3.19)$$

όπου εύκολα παρατηρείται πως το πλήθος των κεραιοστοιχείων καθορίζει και το ποσοστό της παρεμβολής που υπεισέρχεται στο σύστημα.

Η μέση ισχύς της παρεμβολής θα είναι

$$P(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_i \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \rho_i \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_i) \mathbf{w} = \rho_i \frac{1}{N} \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_i) \frac{1}{N} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = \rho_i (1 - \rho) \quad (3.20)$$

με

$$\rho = 1 - \frac{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_i) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{N^2} \quad (3.21)$$

Τέλος, αν θεωρηθεί πως η κεραία λειτουργεί μόνο σε συνθήκες θορύβου, $\mathbf{x}(t) = \mathbf{n}(t)$, τα σήματα τα οποία θα προσφέρει στην έξοδο της θα είναι

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = \frac{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{n}(t)}{N} \quad (3.22)$$

³ \mathbf{R}_x για 3 στοιχεία: $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)] = E \begin{bmatrix} x_0(t) \\ x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0^*(t) & x_1^*(t) & x_2^*(t) \end{bmatrix} =$
 $= E \begin{bmatrix} x_0(t)x_0^*(t) & x_0(t)x_1^*(t) & x_0(t)x_2^*(t) \\ x_1(t)x_0^*(t) & x_1(t)x_1^*(t) & x_1(t)x_2^*(t) \\ x_2(t)x_0^*(t) & x_2(t)x_1^*(t) & x_2(t)x_2^*(t) \end{bmatrix}$

με μέση ισχύ

$$P(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_n \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \sigma_n^2 \mathbf{I}_N \mathbf{w} = \sigma_n^2 \frac{1}{N} \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \frac{1}{N} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = \frac{\sigma_n^2}{N} \quad (3.23)$$

δηλαδή ο θόρυβος στην έξοδο είναι N φορές μικρότερος από ότι σε κάθε στοιχείο ξεχωριστά.

Ολοκληρώνοντας, βάσει όλων των προηγούμενων, σε ένα σύστημα θα συνυπάρχουν επιθυμητό σήμα, σήμα παρεμβολής και θόρυβος. Έτσι, αν το σήμα εισόδου στην στοιχειοκεραία είναι

$$\mathbf{x}(t) = s(t)\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) + s_i(t)\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) + \mathbf{n}(t) \quad (3.24)$$

τότε το σήμα εξόδου, θα είναι ισοδύναμα με τα προηγούμενα

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = \frac{1}{N} \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) [s(t)\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) + s_i(t)\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) + \mathbf{n}(t)] \quad (3.25)$$

και εφόσον ο πίνακας συσχέτισης είναι

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{x_s} + \mathbf{R}_{x_i} + \mathbf{R}_n = p_s \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) + p_i \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i)\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_i) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N \quad (3.26)$$

η μέση ισχύς εξόδου θα είναι

$$P(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} = p_s + p_i(1 - \rho) + \frac{\sigma_n^2}{N} \quad (3.27)$$

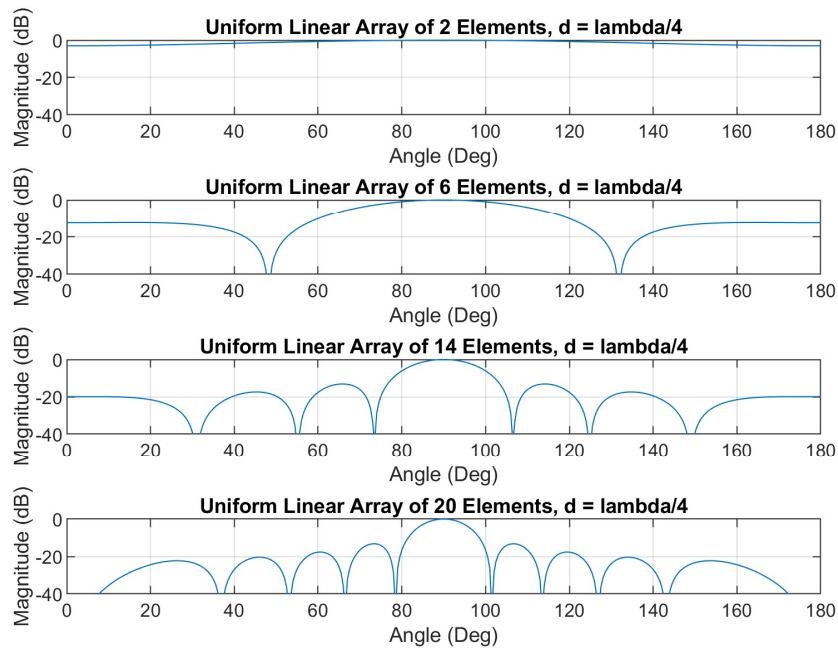
με λόγο σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR)

$$\text{SINR}_{\text{out}} = \frac{\hat{P}_s}{\hat{P}_i + \hat{P}_n} = \frac{p_s}{p_i(1 - \rho) + \frac{\sigma_n^2}{N}} \quad (3.28)$$

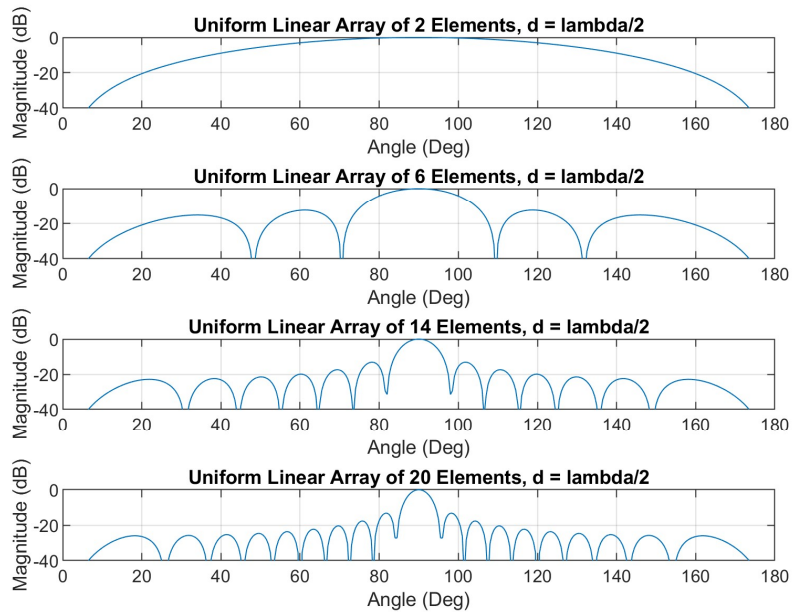
ενώ αν δεν υπάρχει παρεμβολή, ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR) είναι

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \frac{\hat{P}_s}{\hat{P}_n} = N \frac{p_s}{\sigma_n^2} = N(\text{SNR}_{\text{in}}) \quad (3.29)$$

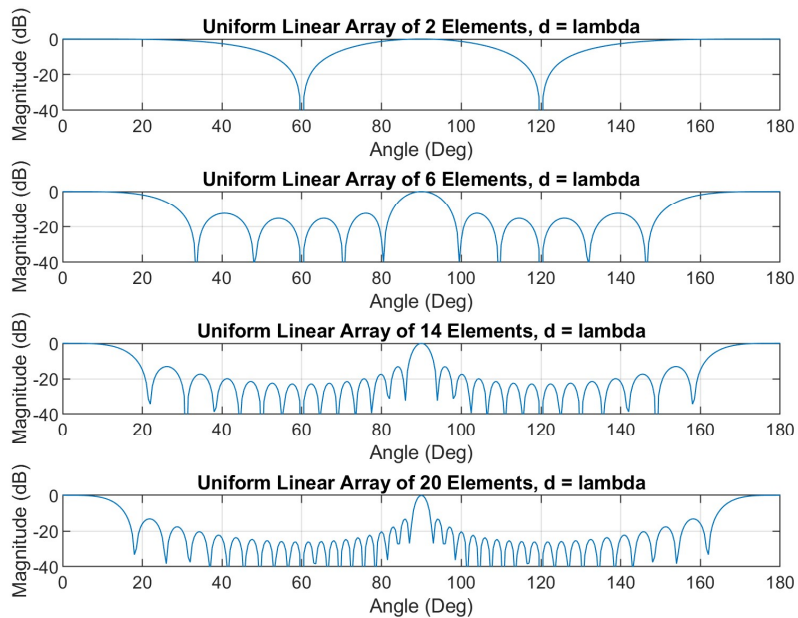
Στα σχήματα 3.6, 3.7, 3.8 και 3.9 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας για διαφορετικές περιπτώσεις ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας στην οποία εφαρμόζεται η τεχνική της συμβατικής διάταξης σχηματισμού δέσμης. Στις μοντελοποιήσεις έχει γίνει η θεώρηση της απουσίας παρεμβολής και θορύβου και τα επιμέρους διαγράμματα διαφοροποιούνται με βάση το πλήθος των στοιχείων και της απόστασης μεταξύ τους.



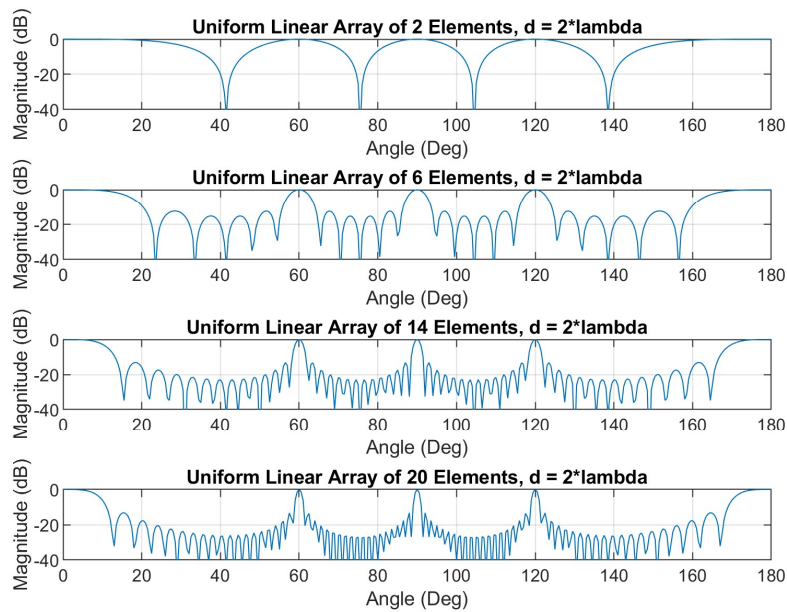
Σχήμα 3.6: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με Αποστάσεις Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{4}$



Σχήμα 3.7: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με Αποστάσεις Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{2}$

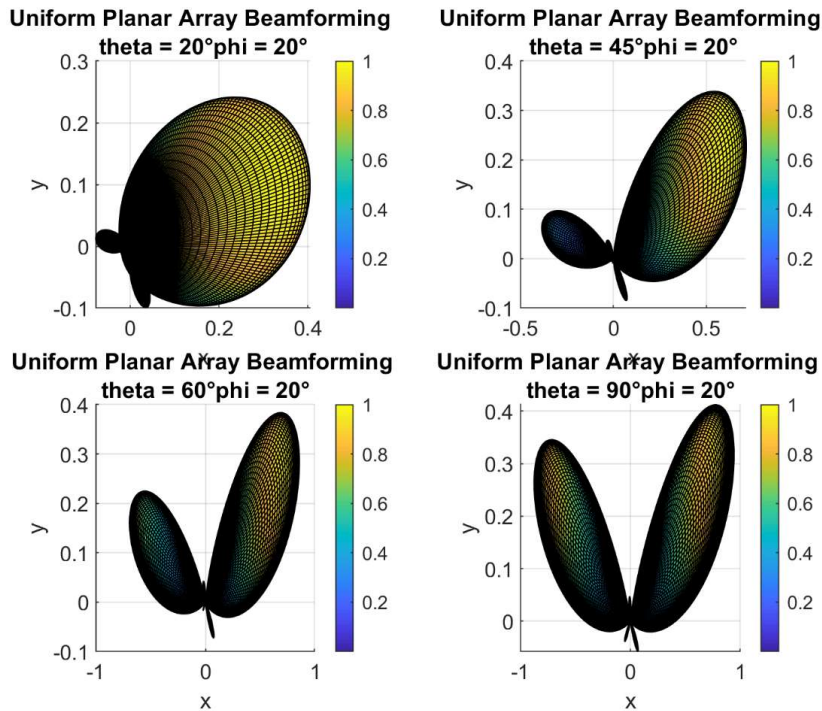


Σχήμα 3.8: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με Αποστάσεις Μεταξύ των Στοιχείων $d = \lambda$

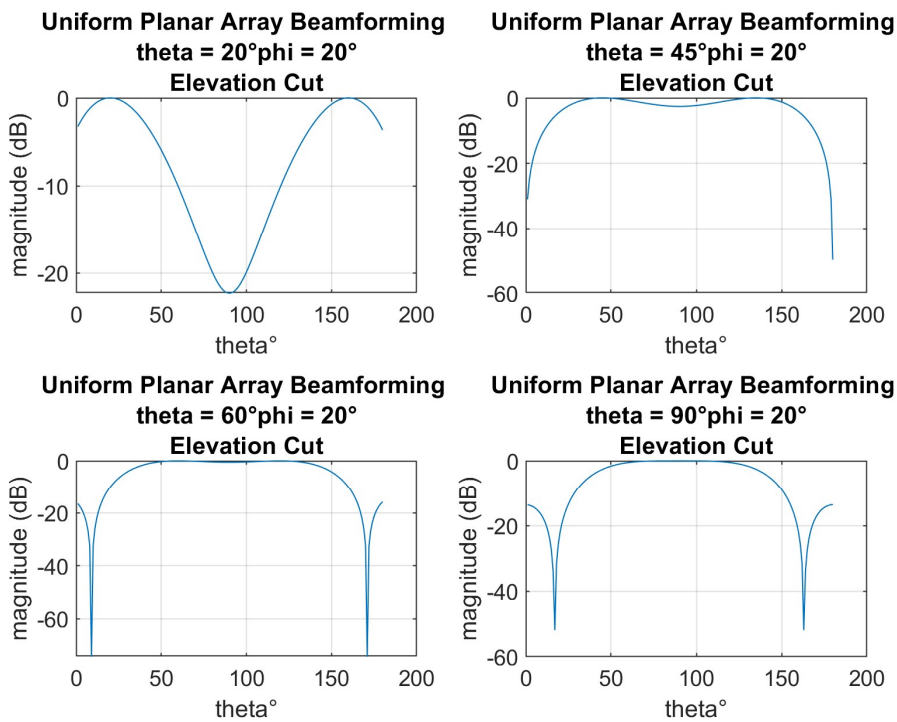


Σχήμα 3.9: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με Αποστάσεις Μεταξύ των Στοιχείων $d = 2\lambda$

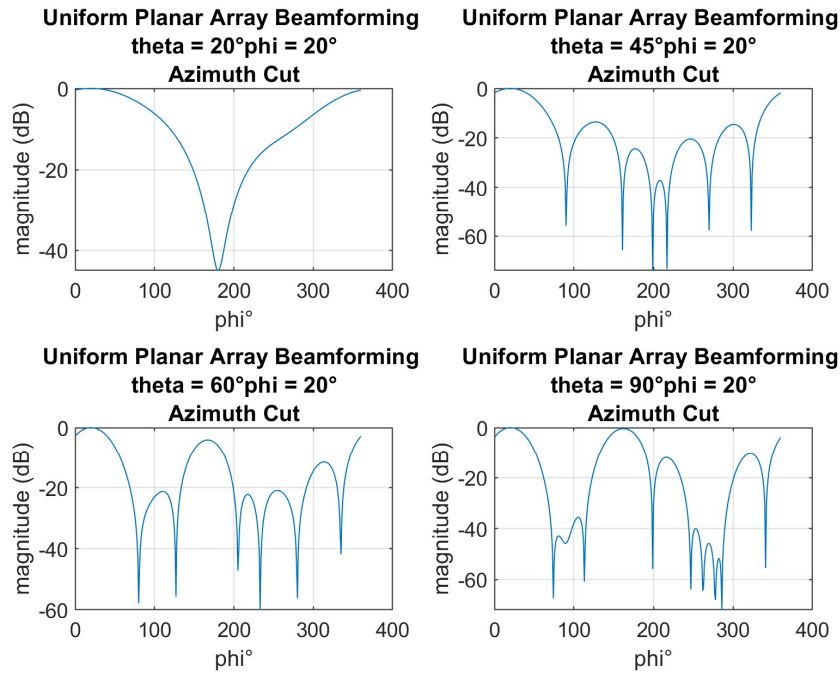
Τέλος, στα σχήματα 3.10, 3.13 και 3.16 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας για διαφορετικές περιπτώσεις ομοιόμορφης τετραγωνικής στοιχειοκεραίας στην οποία εφαρμόζεται η τεχνική της συμβατικής διάταξης σχηματισμού δέσμης. Στις μοντελοποιήσεις έχει επίσης γίνει η θεώρηση της απουσίας παρεμβολής και θορύβου ενώ τα επιμέρους διαγράμματα διαφοροποιούνται με βάση τις κατευθύνσεις του κύριου λοβού ακτινοβολίας οι οποίες ορίζονται από τις γωνίες του αζιμούθιου και της ανύψωσης που έχουν επιλεγεί. Ακόμα, προκειμένου να καταστούν πιο σαφή τα διαγράμματα ακτινοβολίας της τετραγωνικής στοιχειοκεραίας των σχημάτων 3.10, 3.13 και 3.16, το καθένα από αυτά αναλύεται σε 2 επιμέρους διαγράμματα τα οποία παρουσιάζουν αντίστοιχα μια τομή για τη γωνία ανύψωσης και για τη γωνία του αζιμούθιου στις οποίες παρατηρείται το μέγιστο κέρδος, σε λογαριθμική κλίμακα.



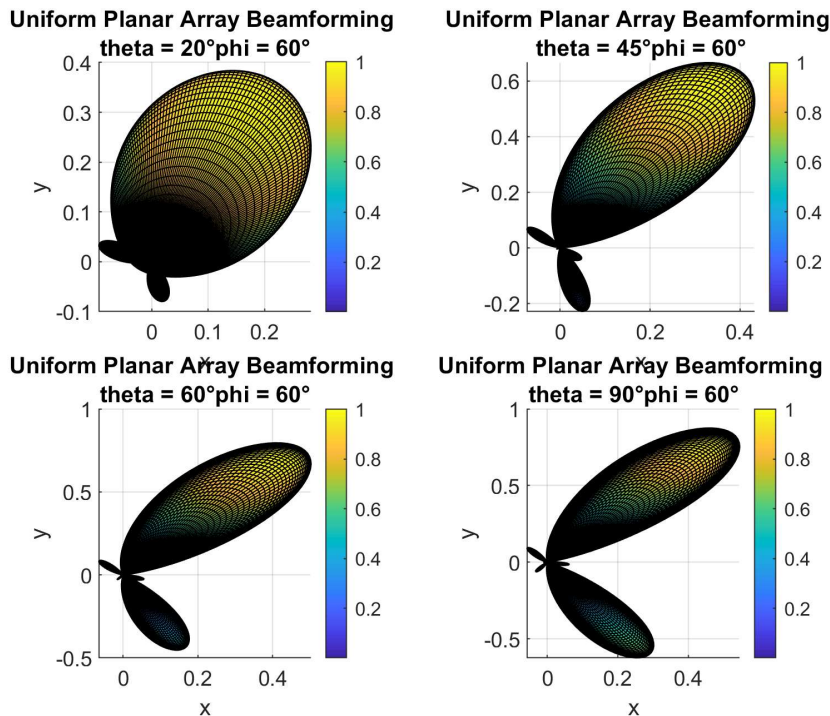
Σχήμα 3.10: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 20° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης



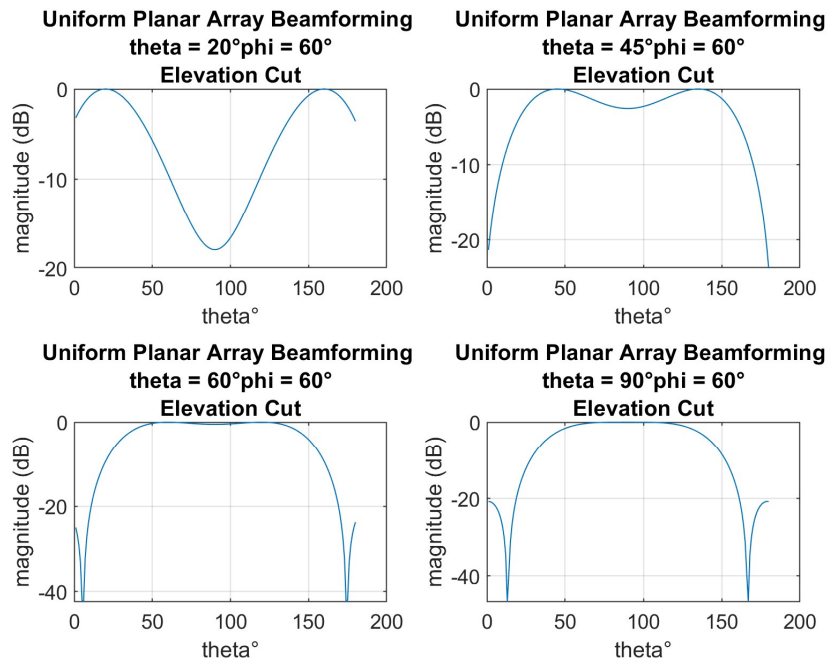
Σχήμα 3.11: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 20° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Ανύψωσης)



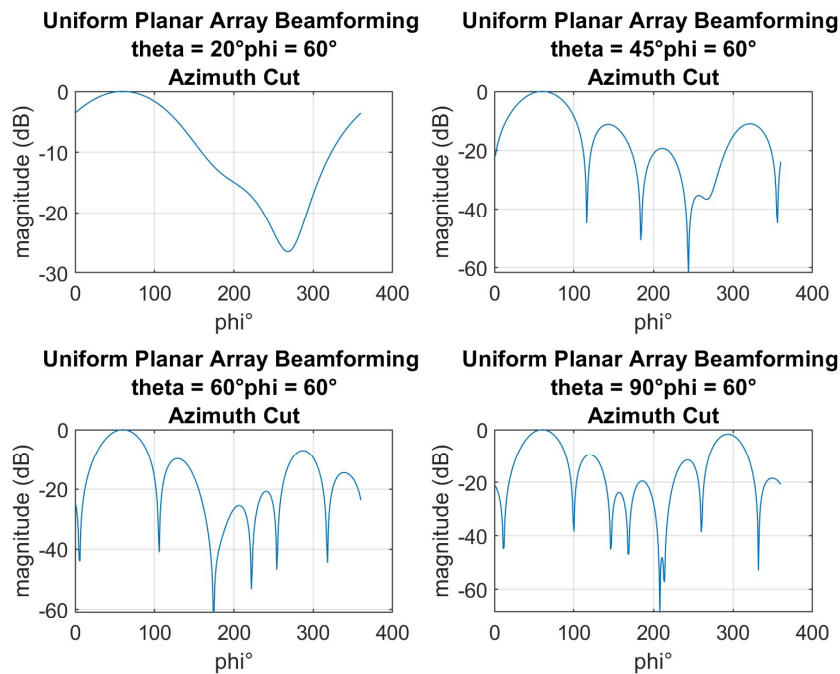
Σχήμα 3.12: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 20° για Διαφορετικές Γωνίες Ανόψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Αζιμούθιου)



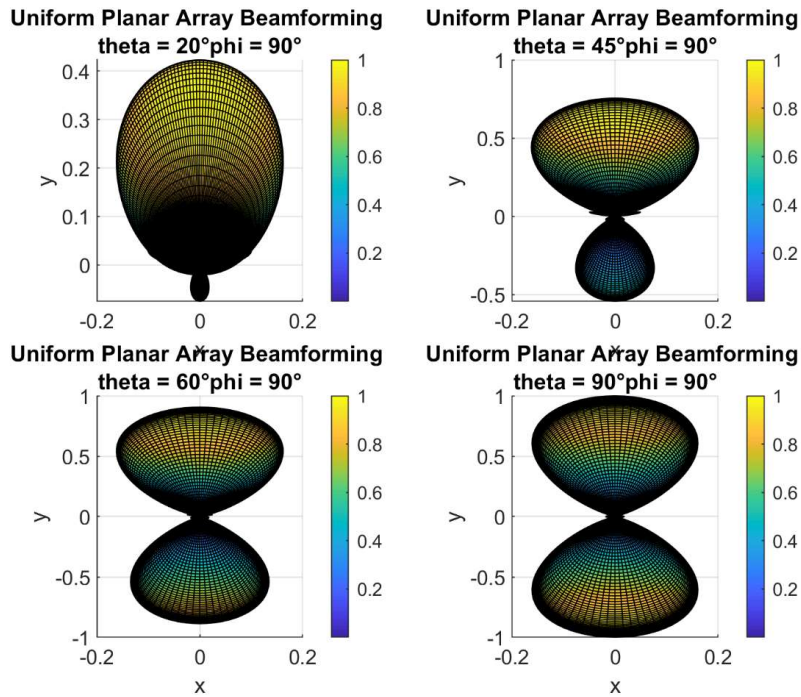
Σχήμα 3.13: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 60° για Διαφορετικές Γωνίες Ανόψωσης



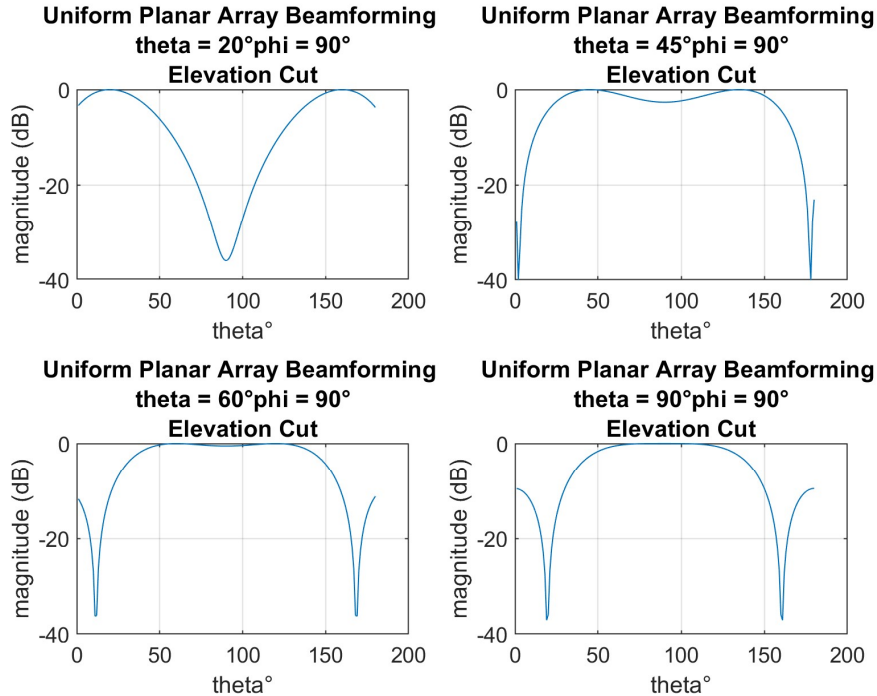
Σχήμα 3.14: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 60° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Ανύψωσης)



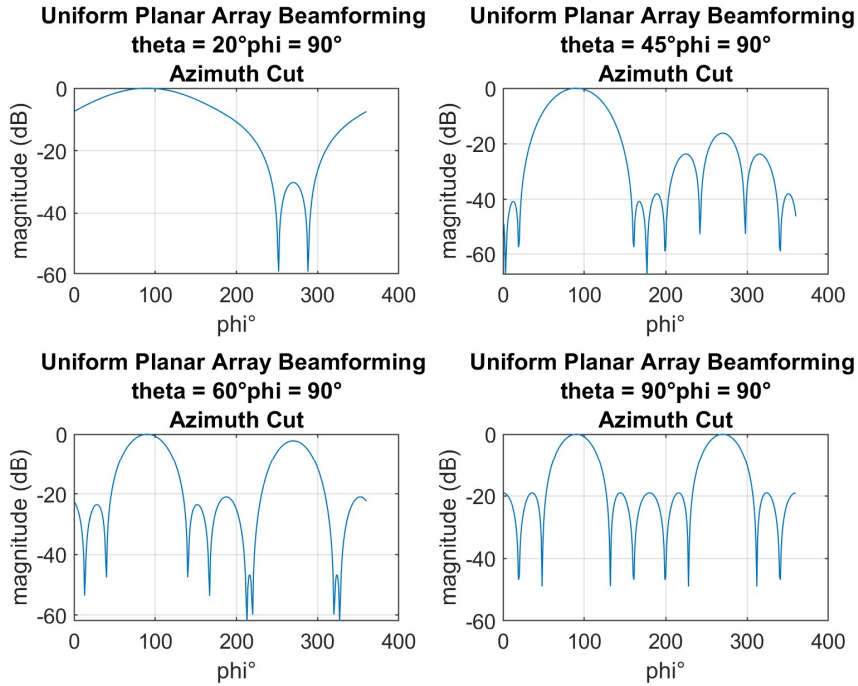
Σχήμα 3.15: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 60° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Αζιμούθιου)



Σχήμα 3.16: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 90° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης



Σχήμα 3.17: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 90° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Ανύψωσης)



Σχήμα 3.18: Συμβατική Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Τετραγωνικής Στοιχειοκεραίας για Δεδομένη Γωνία Αζιμούθιου 90° για Διαφορετικές Γωνίες Ανύψωσης (Παρατήρηση Γωνίας Αζιμούθιου)

3.3.2 Null Steering Beamformer

Ο συγκεκριμένος beamformer χρησιμοποιείται όταν είναι επιθυμητή η λήψη ενός σήματος το οποίο προέρχεται από την κατεύθυνση \mathbf{k}_s ενώ όλα τα υπόλοιπα σήματα από κατευθύνσεις $\mathbf{k}_i, i = 1, \dots, k$ χρειάζεται να απορριφθούν. Έτσι απαιτεί γνώση των κατευθύνσεων των σημάτων παρεμβολής. Με τη μορφή περιορισμών, τα βάρη υπολογίζονται ως εξής

$$\mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = 1 \quad (3.30)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) = 0, i = 1, \dots, k \quad (3.31)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{A} = \mathbf{e}_1^T = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \quad (3.32)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) \ \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_1) \ \dots \ \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_k)] \quad (3.33)$$

Τα βάρη μπορούν να υπολογιστούν πολύ εύκολα με τη χρήση του αντίστροφου πίνακα \mathbf{A}^{-1} , όταν αυτός ωστόσο υπάρχει, δηλαδή οι στήλες του είναι γραμμικώς ανεξάρτητες. Έτσι όταν ο πίνακας \mathbf{A} είναι τετραγωνικός, δηλαδή $k = N - 1$, η λύση για το διάνυσμα των βαρών είναι

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{e}_1^T \mathbf{A}^{-1} \quad (3.34)$$

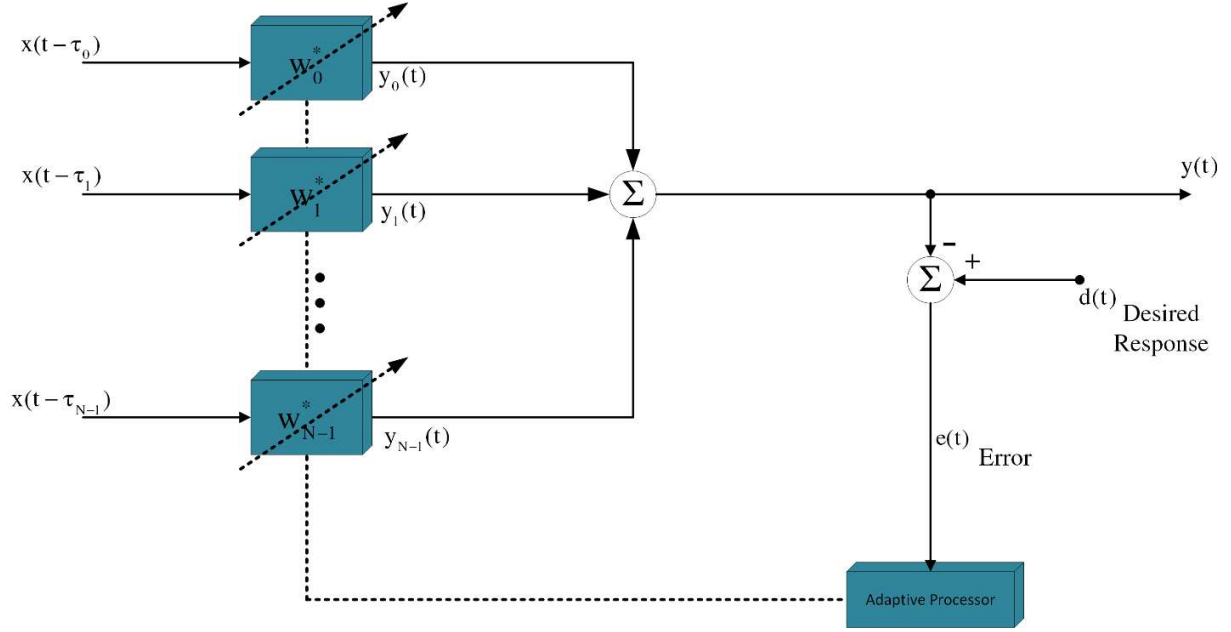
ενώ όταν $k < N - 1$ η λύση βρίσκεται μέσω της χρησιμοποίησης του ψευδοαντίστροφου πίνακα $\mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ ως εξής

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{e}_1^T \mathbf{A}^+ = \mathbf{e}_1^T (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \quad (3.35)$$

χωρίς ωστόσο να ελαχιστοποιείται η ισχύς του θορύβου στην έξοδο.

3.3.3 Βέλτιστος Beamformer – MVDR

Ο προηγούμενος beamformer, όπως συζητήθηκε, προκειμένου να λειτουργήσει απαιτεί γνώση των κατευθύνσεων των παρεμβολών προκειμένου να τις ελαχιστοποιήσει. Ακόμα, δε βελτιστοποιεί το SNR στην έξοδο της κεραίας. Στον αντίποδα, ο Optimal Beamformer ο οποίος συχνά αναφέρεται και ως Minimum Variance Distortionless Response (MVDR), υπόσχεται τη βελτιστοποίηση του SNR στην έξοδο της κεραίας με βάση τη γνώση μόνο της κατεύθυνσης του επιθυμητού σήματος. Έτσι, με δεδομένο ένα διάνυσμα εισόδου, ο συγκεκριμένος beamformer παρέχει μια εκτίμηση της επιθυμητής απόκρισης τέτοια ώστε να ελαχιστοποιείται η μέση τετραγωνική τιμή του σφάλματος εκτίμησης (MMSE). Είναι λοιπόν εμφανές πως ο συγκεκριμένος beamformer αφορά ένα προσαρμοστικό (adaptive) σύστημα στο οποίο τα βάρη εκπαιδεύονται προκειμένου να επιτευχθεί η επιθυμητή απόκριση.



Σχήμα 3.19: Μπλοκ Διάγραμμα Λειτουργίας του MVDR Beamformer

Αν $d(t)$ το σήμα αναφοράς, τότε το σφάλμα μπορεί να γραφεί ως εξής

$$e(t) = d(t) - y(t) = d(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (3.36)$$

Ακόμα, ισχύουν τα παρακάτω

$$\begin{aligned} |e(t)|^2 &= |d(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2 = e(t)e^*(t) = [d(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)] [d(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)]^* = \\ &= d(t)d^*(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)d^*(t) - d(t)\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) + \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\mathbf{w} \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$E[|e(t)|^2] = E[d(t)d^*(t)] + \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)]\mathbf{w} - \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}(t)d^*(t)] - E[\mathbf{x}^H(t)d(t)]\mathbf{w} \quad (3.38)$$

και εφόσον $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)]$ και $\mathbf{p} = E[\mathbf{x}(t)d^*(t)] \Rightarrow \mathbf{p}^H = E[\mathbf{x}^H(t)d(t)]$ τότε θα ισχύει πως το μέσο τετραγωνικό σφάλμα θα είναι

$$\text{MSE} \triangleq \xi = E[|e(t)|^2] = E[|d(t)|^2] + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{p} - \mathbf{p}^H \mathbf{w} \quad (3.39)$$

Προκειμένου να βρεθεί η ελάχιστη τιμή του MSE, θα χρειαστεί η παραγώγιση ως προς το διάνυσμα των βαρών ως εξής

$$\frac{\partial \xi}{\partial \mathbf{w}^*} = 0 \Rightarrow \mathbf{R}\mathbf{w} = \mathbf{p} \quad (3.40)$$

Αφού, $\frac{\partial \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}}{\partial \mathbf{w}^*} = \mathbf{R}\mathbf{w}$, $\frac{\partial \mathbf{w}^H \mathbf{p}}{\partial \mathbf{w}^*} = \mathbf{p}$ και $\frac{\partial \mathbf{p}^H \mathbf{w}}{\partial \mathbf{w}^*} = 0$.

Έτσι, τα βάρη του συγκεκριμένου beamformer θα είναι

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_{\text{MMSE}} = \mathbf{p} \Rightarrow \mathbf{w}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (3.41)$$

Χρησιμοποιώντας το βέλτιστο διάνυσμα βαρών, το σφάλμα εκτίμησης θα είναι

$$\mathbf{e}_{\text{opt}}(t) = d(t) - y_{\text{opt}}(t) = d(t) - \hat{d}(t) = d(t) - \mathbf{w}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{x}(t) \quad (3.42)$$

και το ελάχιστο μέσο τετραγωνικό σφάλμα

$$\begin{aligned} \text{MMSE} &\triangleq \xi_{\min} = E[|\mathbf{e}_{\text{opt}}(t)|^2] = E[|d(t) - \hat{d}(t)|^2] \\ &= E[|d(t)|^2] + \mathbf{w}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{\text{MMSE}} - \mathbf{w}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{p} - \mathbf{p}^H \mathbf{w}_{\text{MMSE}} \\ &= E[|d(t)|^2] - \mathbf{p}^H \mathbf{w}_{\text{MMSE}} \\ &= E[|d(t)|^2] - \mathbf{p}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \end{aligned} \quad (3.43)$$

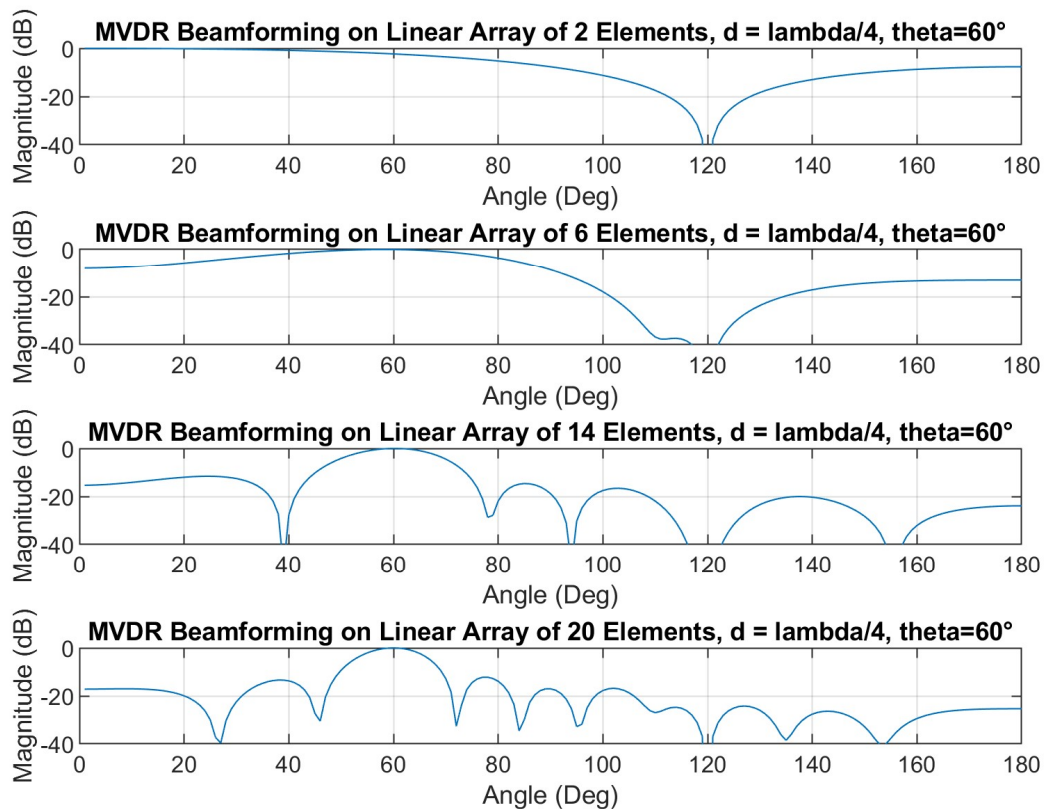
ενώ εφόσον ικανοποιείται η παρακάτω εξίσωση

$$E[|\hat{d}(t)|^2] = \mathbf{w}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{\text{MMSE}} = \mathbf{w}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{p} = \mathbf{p}^H \mathbf{w}_{\text{MMSE}} \quad (3.44)$$

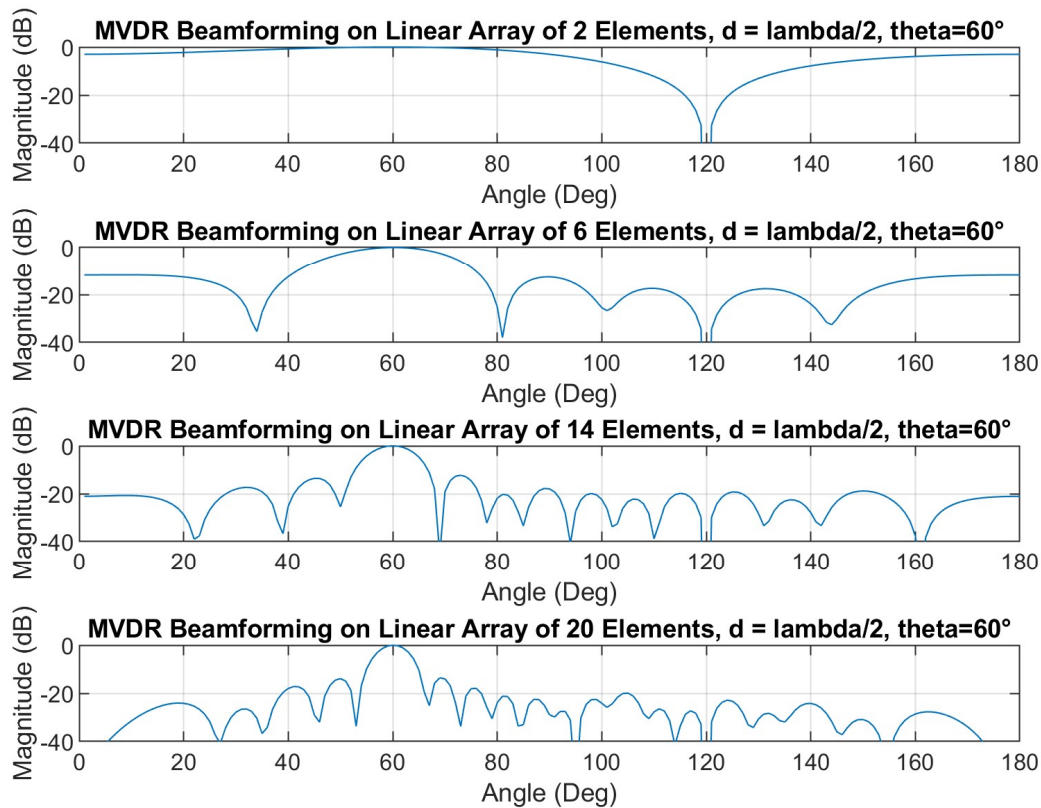
ένας εναλλακτικός τρόπος ορισμού του MMSE είναι αυτός της εξίσωσης (3.45)

$$\begin{aligned} \text{MMSE} &\triangleq \xi_{\min} = E[|\mathbf{e}_{\text{opt}}(t)|^2] = E[|d(t) - \hat{d}(t)|^2] = E[|d(t)|^2] - \mathbf{p}^H \mathbf{w}_{\text{MMSE}} \\ &= E[|d(t)|^2] - E[|\hat{d}(t)|^2] \end{aligned} \quad (3.45)$$

Στα σχήματα 3.20 και 3.21 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας για διαφορετικές περιπτώσεις ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας στην οποία εφαρμόζεται η τεχνική MVDR. Στις μοντελοποιήσεις έχει γίνει η θεώρηση της απουσίας παρεμβολής ενώ τα επιμέρους διαγράμματα διαφοροποιούνται με βάση το πλήθος των κεραιοστοιχείων που έχουν τεθεί.



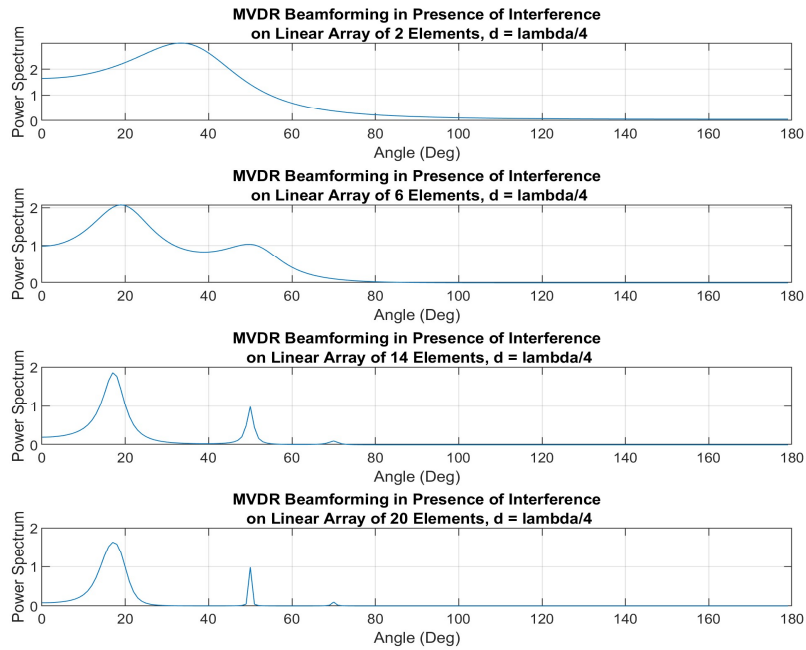
Σχήμα 3.20: Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με τη Χρήση του MVDR Beamformer για Απόσταση Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{4}$



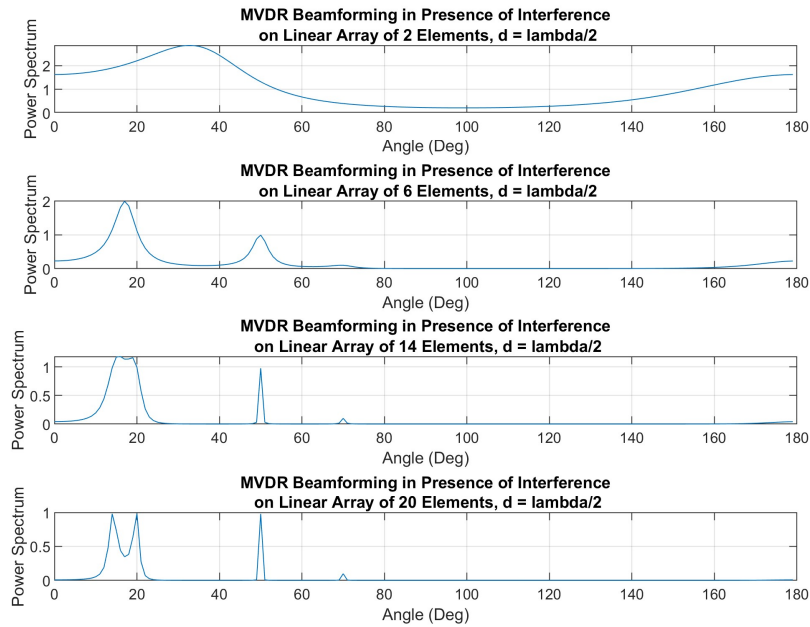
Σχήμα 3.21: Μορφοποίηση Δέσμης Ακτινοβολίας Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας με τη Χρήση του MVDR Beamformer για Απόσταση Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{2}$

Ακόμα, αξίζει να παρουσιαστεί η επίδοση της τεχνικής αυτής παρουσία σημάτων παρεμβολής. Έτσι, στα σχήματα 3.22 και 3.23 παρουσιάζονται δύο περιπτώσεις κεραιοσυστήματος που κάνει χρήση της MVDR τεχνικής οι οποίες διαφοροποιούνται ως προς την απόσταση των κεραιοστοιχείων της κεραίας. Και στις δύο περιπτώσεις λαμβάνονται επιθυμητά σήματα στις γωνίες 20° και 50° και σήματα παρεμβολής στις γωνίες 14° και 70° , όλα παρουσία λευκού γκαουσιανού αθροιστικού θορύβου. Ακόμα, το SNR των σημάτων λήψης είναι ίσο με 20dB ενώ το INR για το σήμα παρεμβολής στη γωνία 14° είναι ίσο με 20dB ενώ για το σήμα παρεμβολής στη γωνία 70° είναι ίσο με 10dB.

Όπως είναι άμεσα εμφανές και από τα διαγράμματα, η ικανότητα του συγκεκριμένου επεξεργαστή να διακρίνει τα επιθυμητά σήματα από τα σήματα παρεμβολής εξαρτάται τόσο από την απόσταση των κεραιοστοιχείων της κεραίας όσο και από το πλήθος αυτών.



Σχήμα 3.22: Συμπεριφορά του MVDR Beamformer παρουσία σημάτων παρεμβολής για Απόσταση Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{4}$



Σχήμα 3.23: Συμπεριφορά του MVDR Beamformer παρουσία σημάτων παρεμβολής για Απόσταση Μεταξύ των Στοιχείων $d = \frac{\lambda}{2}$

3.3.4 Ελάχιστη Ενέργεια Εξόδου (Minimum Output Energy)

Αν και ο προηγούμενος beamformer είναι βέλτιστος, χρειάζεται γνώση του σήματος αναφοράς προκειμένου να μπορέσει να εκπαιδεύσει τα βάρη που θέτει στα σήματα εισόδου. Από την άλλη, ο beamformer ελάχιστης ενέργειας εξόδου (MOE) δε λαμβάνει υπόψιν του κανένα σήμα αναφοράς αλλά χρειάζεται τη γνώση της κατεύθυνσης άφιξης του επιθυμητού σήματος \mathbf{k}_s ή της χωρικής υπογραφής του $\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)$. Το γεγονός πως ο MOE δεν έχει γνώση κανενός σήματος αναφοράς τον καθιστά αυτόματα τυφλή τεχνική (blind).

Σύμφωνα με την MOE, η επιλογή των βαρών γίνεται έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί η διασπορά εξόδου, δηλαδή η μέση ισχύς ενώ ταυτόχρονα τα σήματα τα οποία καταφθάνουν από τη look direction να έχουν προκαθορισμένο κέρδος και φάση, με αυτό να σημαίνει ισοδύναμα τη μεγιστοποίηση του SINR. Χρησιμοποιούνται έτσι γραμμικοί περιορισμοί στα βάρη του beamformer και μαθηματικά αυτό μπορεί να γραφεί ως εξής

$$\arg \min_{\mathbf{w}} E[|y(t)|^2] \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = g \quad (3.46)$$

$$\arg \min_{\mathbf{w}} E[|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2] \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = g \quad (3.47)$$

όπου

$$\mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = g \Leftrightarrow \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{w} = g^* \quad (3.48)$$

Τα βάρη μπορούν πολύ εύκολα να βρεθούν με τη χρήση της μεθόδου των πολλαπλασιαστών Lagrange ως εξής

$$\begin{aligned} L(\mathbf{w}; \lambda) &= E[|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2] + \lambda [\mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) - g] \\ &= E[\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \mathbf{w}] + \lambda [\mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) - g] \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} + \lambda [\mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) - g] \end{aligned} \quad (3.49)$$

κι έτσι

$$\frac{\partial L(\mathbf{w}; \lambda)}{\partial \mathbf{w}^H} = \mathbf{R} \mathbf{w} + \lambda \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = 0 \Rightarrow \mathbf{w}_{\text{MOE}} = \lambda \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) \quad (3.50)$$

Αντικαθιστώντας στον περιορισμό, υπολογίζεται ο πολλαπλασιαστής Lagrange

$$\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s)\mathbf{w}_{\text{MOE}} = g^* \Rightarrow \lambda = -g^* \frac{1}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \quad (3.51)$$

Και τελικά, με τη χρήση των εξισώσεων (3.50) και (3.51), το διάνυσμα των βαρών θα είναι

$$\mathbf{w}_{\text{MOE}} = g^* \frac{\mathbf{R}^{-1}\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \quad (3.52)$$

όπου για $g = 1$, προκύπτει το φίλτρο του MVDR

$$\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \frac{\mathbf{R}^{-1}\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \quad (3.53)$$

Θα πρέπει σε αυτό το σημείο να σημειωθεί πως παραπάνω αναλύθηκε ένα πρόβλημα με γραμμικό περιορισμό και, προκειμένου να βρεθεί η λύση, χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος των πολλαπλασιαστών Lagrange. Είναι ωστόσο εφικτή η προσθήκη περισσότερων γραμμικών περιορισμών προκειμένου να γίνει καλύτερος έλεγχος του διαγράμματος ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας, π.χ. να μηδενιστούν παρεμβολές των οποίων η κατεύθυνση είναι γνωστή. Έτσι, αν θεωρηθούν γενικά L περιορισμοί και N κεραιοστοιχεία, τότε οι περιορισμοί μπορούν να γραφούν με τη χρήση ενός πίνακα περιορισμών $\mathbf{C}_{N \times L}$ και ενός διανύσματος απόκρισης $\mathbf{f}_{1 \times L}$ ως εξής

$$\mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f} \quad (3.54)$$

με γενική λύση για τα βάρη αυτήν της εξίσωσης 3.55

$$\mathbf{w}_{\text{MOE}} = \frac{\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}}{\mathbf{C}^H\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}} \mathbf{f} \quad (3.55)$$

3.3.5 Μεγιστοποίηση του SINR

Θεωρούμε επιθυμητό σήμα και θόρυβο στη look direction και παρεμβολές σε non-look directions. Έτσι, το λαμβανόμενο σήμα εισόδου μπορεί να γραφεί ως εξής

$$\mathbf{x}(t) = s(t)\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) + s_i(t)\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) + \mathbf{n}(t) = s(t)\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) + \mathbf{n}_{n+i}(t) \quad (3.56)$$

ενώ για το σήμα εξόδου θα ισχύει

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = s(t) \mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) + \mathbf{w}^H \mathbf{n}_{n+i}(t) \quad (3.57)$$

Σε αυτήν την περίπτωση, το SINR στην έξοδο της στοιχειοκεραίας θα είναι

$$\text{SINR}_{\text{out}} = \frac{\hat{P}_s}{\hat{P}_N} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_N \mathbf{w}} \quad (3.58)$$

όπου $\mathbf{R}_N = \mathbf{R}_{x_i} + \mathbf{R}_n$.

Με τη χρήση του συγκεκριμένου beamformer γίνεται προσπάθεια ελαχιστοποίησης της ισχύος της παρεμβολής και του θορύβου ως εξής

$$\arg \min_{\mathbf{w}} E[|\mathbf{w}^H \mathbf{n}_{n+i}(t)|^2] \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = g \quad (3.59)$$

$$\arg \min_{\mathbf{w}} E[|\mathbf{w}^H \mathbf{R}_N \mathbf{w}|^2] \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = g \quad (3.60)$$

και η λύση για το διάνυσμα των βαρών, όμοια με τα προηγούμενα, είναι

$$\mathbf{w}_{\text{maxSINR}} = g^* \frac{\mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \quad (3.61)$$

Ο συγκεκριμένος beamformer επίσης πρέπει να σημειωθεί πως ονομάζεται και Maximum Likelihood (ML) φίλτρο καθώς βρίσκει την εκτίμηση μέγιστης πιθανοφάνειας της ισχύος του επιθυμητού σήματος, αφού θεωρεί όλες τις πηγές ως παρεμβολές.

3.4 Ισοδυναμία Κριτηρίων

Παρά το γεγονός πως οι διαφορετικοί beamformers χρησιμοποιούνται προκειμένου να ικανοποιήσουν διαφορετικές απαιτήσεις των συστημάτων, αποδεικνύεται [1] πως όλα τα κριτήρια είναι μεταξύ τους ισοδύναμα. Στη συνέχεια της ενότητας αυτής θα παρουσιαστούν οι ισοδυναμίες μεταξύ των κριτηρίων παρατηρώντας πως τα βάρη αυτών είναι ανάλογα.

Το πρώτο ζεύγος ισοδυναμίας που εξετάζεται είναι αυτό των beamformer Ελάχιστης Ενέργειας Εξόδου (MOE) και Μεγιστοποίησης του SINR. Τα βάρη που επιλέγονται στην περίπτωση της τεχνικής MOE, όπως συζητήθηκε, είναι

$$\mathbf{w}_{\text{MOE}} = \mathbf{g}^* \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \quad (3.62)$$

ενώ της τεχνικής της μεγιστοποίησης του SINR

$$\mathbf{w}_{\text{maxSINR}} = \mathbf{g}^* \frac{\mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \quad (3.63)$$

Από τις εξισώσεις 3.62 και 3.63, παρατηρώντας τους αριθμητές των λόγων, είναι εμφανές πως τα βάρη είναι ανάλογα

$$\mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = c \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) \quad (3.64)$$

όπου

$$c = \frac{p_s^{-2}}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) + p_s^{-2}} \quad ; \quad p_s = E[|s(t)|^2] \quad (3.65)$$

Έπειτα, μπορεί να αποδειχθεί η ισοδυναμία μεταξύ των κριτηρίων MOE και MMSE καθώς τα βάρη που επιλέγονται στην τεχνική MMSE είναι

$$\mathbf{w}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (3.66)$$

όπου

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)] \quad (3.67)$$

και

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= E[\mathbf{x}(t) d^*(t)] \\ &= E[(s(t) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) + s_i(t) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) + \mathbf{n}(t)) s^*(t)] \\ &= E[s(t) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) s^*(t)] + E[s_i(t) \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_i) s^*(t)] + E[\mathbf{n}(t) s^*(t)] \\ &= E[|s(t)|^2] \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) = p_s \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) \end{aligned} \quad (3.68)$$

Συνεπώς η εξίσωση 3.66 μπορεί να γραφεί ως εξής

$$\mathbf{w}_{\text{MMSE}} = p_s \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) \quad (3.69)$$

Εφόσον

$$\mathbf{w}_{\text{MOE}} = \mathbf{g}^* \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \quad (3.70)$$

και

$$\hat{P}_{\text{MOE}} = \mathbf{w}_{\text{MOE}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{\text{MOE}} = \frac{\mathbf{w}_{\text{MOE}}^H \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} = \frac{\mathbf{w}_{\text{MOE}}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} = \frac{\mathbf{g}^*}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \quad (3.71)$$

παρατηρούμε πως πάλι υπάρχει αναλογία μεταξύ των βαρών και συνεπώς τα δύο κριτήρια είναι ισοδύναμα.

Ακόμα, η μέση ισχύς εξόδου της τεχνικής MVDR είναι

$$\begin{aligned} \hat{P}_{\text{MVDR}} &= \mathbf{w}_{\text{MVDR}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \frac{\mathbf{w}_{\text{MVDR}}^H \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} = \frac{\mathbf{w}_{\text{MVDR}}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \\ &= \frac{1}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} \end{aligned} \quad (3.72)$$

με σηματοθορυβικό λόγο εξόδου

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \frac{\hat{P}_s}{\hat{P}_n} = p_s \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s) \quad (3.73)$$

και κέρδος στοιχειοκεραίας (Array Gain)

$$\mathbf{G} = \frac{p_s \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\frac{p_s}{p_n}} \quad (3.74)$$

Αν τώρα θεωρηθεί πως υπάρχει μόνο ασυσχέτιστος θόρυβος $\mathbf{R}_N = \sigma_n^2 \mathbf{I}$, τα βάρη της τεχνικής MVDR θα είναι

$$\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \frac{\mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{\mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)} = \frac{\mathbf{v}_k(\mathbf{k}_s)}{N} \quad (3.75)$$

το οποίο δηλώνει πως προκύπτουν τα ίδια βάρη με την τεχνική του Conventional Beamformer.

Κεφάλαιο 4

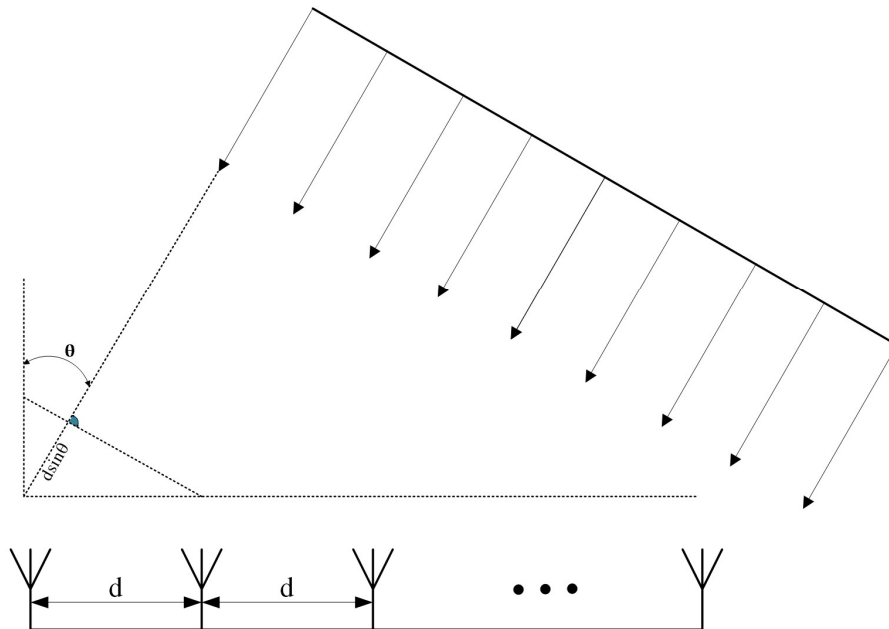
Ψηφιακή Μορφοποίηση Δέσμης σε Συστήματα Ευρείας Ζώνης

4.1 Συστήματα Ευρείας Ζώνης στη Συχνότητα

4.1.1 Μαθηματικό Υπόβαθρο

Το είδος κεραιοσυστημάτων τα οποία θα εξεταστούν στην παρούσα ενότητα είναι αυτά για τα οποία η θεώρηση της υπόθεσης στενής ζώνης δεν ισχύει καθώς το εύρος ζώνης τους είναι αρκετά μεγάλο ώστε να ισχύει πως $|2\pi f \tau_n| \gg 1$ για $|f| < \frac{W}{2}$, $n = 0, \dots, N - 1$. Συνεπώς, η θεώρηση της εξίσωσης (3.3) πλέον δεν ισχύει και θα πρέπει να βρεθεί διαφορετικός τρόπος ανάκτησης των σημάτων των οποίων καταφθάνουν στην κεραία.

Χάριν απλούστευσης, θεωρούμε στοιχειοκεραία L στοιχείων κατά μήκος του άξονα x και ευρυζωνικά σήματα τα οποία λαμβάνονται από αυτήν. Λόγω της θεώρησης ευρείας ζώνης, κάθε διαδοχικό κεραιοστοιχείο θα λαμβάνει καθυστερημένες εκδόσεις του σήματος οι οποίες πλέον δε μπορούν να προσεγγιστούν από μια ολίσθηση φάσης μόνο. Αν τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας απέχουν μεταξύ τους απόσταση d και το σήμα λαμβάνεται από γωνία θ τότε η καθυστέρηση σε κάθε κεραιοστοιχείο θα είναι πολλαπλάσιο του $d \sin \theta$, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.1



Σχήμα 4.1: Ομοιόμορφη Γραμμική Στοιχειοκεραία

Οι καθυστερήσεις σε κάθε κεραιοστοιχείο μπορούν να εκφραστούν με μια διαφορά φάσης του λαμβανόμενου σήματος η οποία εξαρτάται από τη συχνότητα αυτού, σύμφωνα με τη σχέση 4.1

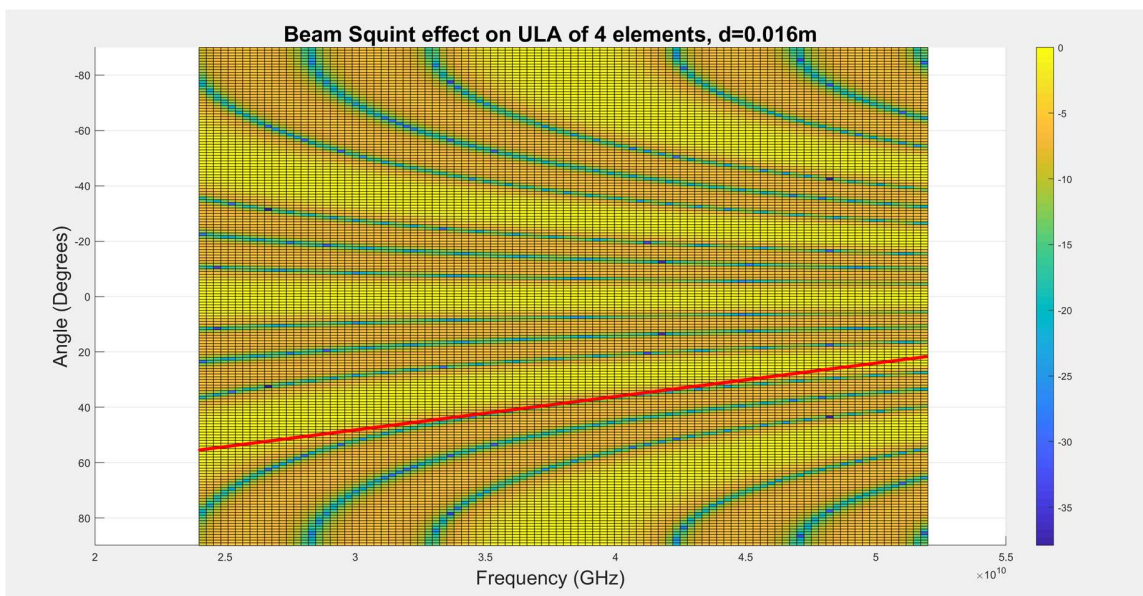
$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d \sin\theta}{\lambda} \quad (4.1)$$

Αυτή η εξάρτηση από τη συχνότητα οδηγεί σε ένα φαινόμενο το οποίο ονομάζεται Beam Squint σύμφωνα με το οποίο ο κύριος λοβός ακτινοβολίας τους κεραιοσυστήματος σε συγκεκριμένη συχνότητα στρέφεται σε συγκεκριμένη γωνία λόγω της διαφοράς φάσης που δημιουργείται [4]. Έτσι, αν αλλάξει η συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος, ο λοβός θα στραφεί σε μια διαφορετική κατεύθυνση και πάλι κάτι το οποίο σημαίνει πως η κατεύθυνση του κύριου λοβού ακτινοβολίας εξαρτάται από την τρέχουσα συχνότητα των σημάτων λήψης. Έτσι, αν χρησιμοποιείται αναλογικό beamforming με φασιθέτες και οι φάσεις έχουν επιλεγεί σύμφωνα με συγκεκριμένη συχνότητα φέροντος, η γωνία του κύριου λοβού θα μετατοπιστεί σύμφωνα με την τρέχουσα συχνότητα.

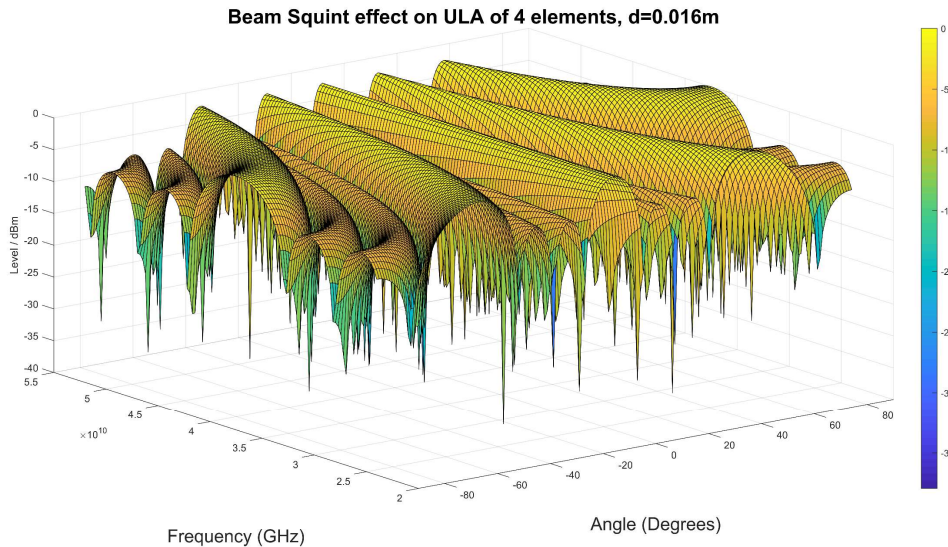
Τα παραπάνω μπορούν να γίνουν άμεσα εμφανή στο σχήμα 4.2 στο οποίο στο οποίο παρουσιάζεται η ένταση του διαγράμματος ακτινοβολίας μιας στοιχειοκεραίας 4 ιστροπικών

στοιχείων απόστασης μεταξύ τους 16mm συναρτήσκει της συχνότητας λειτουργίας και της κατεύθυνσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας της κεραίας που εξετάζεται στην περίπτωση αυτή είναι από 24GHz έως 52GHz ενώ, ενδεικτικά, το μήκος κύματος για συχνότητα 24GHz είναι 12.5mm, για συχνότητα 39GHz είναι 7.7mm και για συχνότητα 54GHz είναι 5.6mm. Ήδη, όπως φαίνεται στο σχήμα στις περιοχές έντονης έντασης, από την αρχική συχνότητα λειτουργίας, παρατηρούνται περισσότεροι του ενός κύριοι λοβοί (3 συνολικά) λόγω της συγκεκριμένης απόστασης των κεραιοστοιχείων ενώ όσο η συχνότητα αυξάνεται εισχωρούν και άλλοι δύο στην ορατή περιοχή της κεραίας από τα περίπου 35GHz.

Σύμφωνα με ότι προαναφέρθηκε, παρατηρείται στροφή των κύριων λοβών όσο η συχνότητα αυξάνεται κάτι το οποίο παρατηρείται πολύ έντονα παρατηρώντας π.χ. το λοβό που βρίσκεται στις περίπου 57° για συχνότητα ίση με 24GHz ο οποίος καταλήγει να βρίσκεται στις περίπου 22° για συχνότητα ίση με 52GHz.



Σχήμα 4.2: Το Φαινόμενο Beam Squint σε Ομοιόμορφη Γραμμική Στοιχειοκεραία 4 Στοιχείων (1)



Σχήμα 4.3: Το Φαινόμενο Beam Squint σε Ομοιόμορφη Γραμμική Στοιχειοκεραία 4 Στοιχείων (2)

Ωστόσο, η εξίσωση 4.1 χρησιμοποιώντας χρονικές καθυστερήσεις μπορεί να εκφραστεί ως εξής

$$\Delta t = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (4.2)$$

όπου εμφανώς η εξάρτηση από τη συχνότητα εξαλείφεται δηλαδή αν χρησιμοποιηθούν γραμμές καθυστέρησης αντί για φασιθέτες στους αναλογικούς beamformers. Τα σήματα βέβαια θα πρέπει να ευθυγραμμιστούν τέλεια προκειμένου να αθροιστούν εποικοδομητικά.

Το φαινόμενο του Beam Squint υποβαθμίζει αρκετά τα συστήματα που χρησιμοποιούν αρχιτεκτονικές αναλογικών beamformer με χρήση ολισθητών φάσης. Παρόλο που η χρήση ψηφιακών beamformer φαίνεται να εξομαλύνει τα περισσότερα προβλήματα καθώς δίνει τη δυνατότητα βελτιστοποίησης των φάσεων ανάλογα της συχνότητας σε μεγάλα συχνотικά εύρη, η χρήση τους δεν είναι πάντα εφικτή για πρακτικές εφαρμογές λόγω του μεγάλου κόστους, της πολυπλοκότητας τους, της κατανάλωσης ενέργειας και της δυσκολίας ενσωμάτωσής τους σε κινητά τερματικά. Η χρήση ψηφιακών beamformer συνήθως είναι κατάλληλη για χρήση σε σταθμούς βάσης καθώς η ανάγκη για επίδοση υπερβαίνει την ανάγκη για κινητικότητα, μιας και, όπως έχει ήδη αναφερθεί, με τη χρήση ψηφιακού beamforming είναι δυνατή η εξυπηρέτηση πολλαπλών χρηστών ταυτόχρονα.

Ωστόσο, φαίνεται πως η χρήση υβριδικών beamformer μπορεί να ξεπεράσει κάποιες από τις παραπάνω προκλήσεις. Δεδομένου πως οι χρήσεις υβριδικών τεχνικών έχει ως στόχο να

αξιοποιήσει τα προτερήματα και των δύο τεχνικών μαζί, μπορεί να επιτευχθεί σημαντική μείωση του κόστους και της συνολικής δαπάνης ενέργειας. Ωστόσο, αφού το πλήθος των επεξεργαστών μειώνεται, υπάρχουν λιγότεροι βαθμοί ελευθερίας όσον αφορά την επεξεργασία στο ψηφιακό πεδίο και συνεπώς το πλήθος των διαφόρων χρηστών που μπορούν να εξυπηρετηθούν ταυτόχρονα μειώνεται σε σχέση με μια αρχιτεκτονική καθαρού ψηφιακού beamforming [4].

Προκειμένου τα παραπάνω να γίνουν κατανοητά, θα αναλυθεί στη συνέχεια το βασικό μοντέλο στοιχειοκεραίας και ευρυζωνικών σημάτων τα οποία καταφθάνουν σε αυτή. Έτσι, έστω πως η στοιχειοκεραία αποτελείται από N όμοια και ισαπέχοντα στοιχεία απόστασης d μεταξύ τους τοποθετημένα στον άξονα x . Αν το διάγραμμα ακτινοβολίας του κάθε κεραιοστοιχείου είναι $F_{\text{element}}(\theta, \varphi)$, τότε το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας, για μεγάλο πλήθος κεραιοστοιχείων, θα είναι

$$F_{\text{array}}(\theta, \varphi) = F_{\text{element}}(\theta, \varphi) * AF_{\text{array}}(\theta, \varphi) \quad (4.3)$$

όπου $AF_{\text{array}}(\theta, \varphi)$ ο παράγοντας διάταξης της στοιχειοκεραίας, ορισμένος ως εξής

$$AF_{\text{array}}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jnkd\sin\theta\cos\varphi} e^{j\Delta\varphi} ; \quad k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4.4)$$

με τον παράγοντα a_n να ορίζει την ένταση των βαρών και τη γωνία $\Delta\varphi$ να χρησιμοποιείται για τη στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας σε συγκεκριμένη κατεύθυνση σύμφωνα με την εξίσωση 4.1.

Αν θεωρήσουμε

$$\psi = kd\sin\theta\cos\varphi + \Delta\varphi \quad (4.5)$$

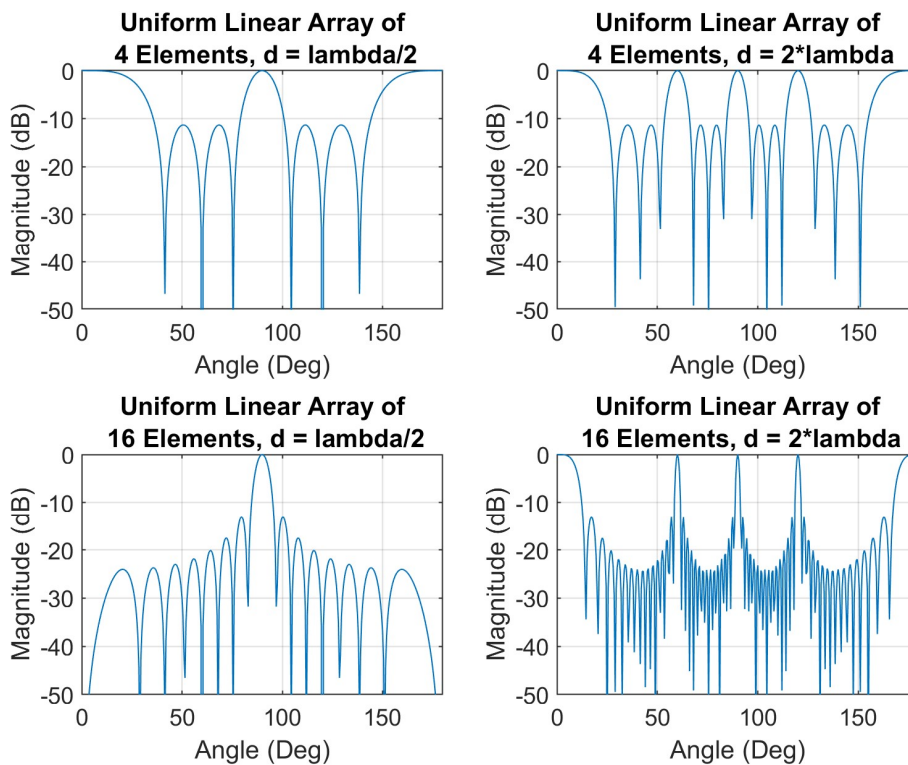
τότε η εξίσωση 4.4 μπορεί να γραφεί σε απλουστευμένη μορφή ως εξής

$$AF_{\text{array}}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jn\psi} \quad (4.6)$$

Ακόμα, αποδεικνύεται [4] πως η κανονικοποιημένη μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας σύμφωνα με την 4.6 είναι

$$|AF_{\text{array}}| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right| \quad (4.7)$$

Τόσο το πλήθος των κεραιοστοιχείων όσο και η μεταξύ τους απόσταση καθορίζουν σημαντικά το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας. Όσο το πλήθος των κεραιοστοιχείων αυξάνεται, το διάγραμμα ακτινοβολίας αποκτά περισσότερο κατευθυντική μορφή αλλά ταυτόχρονα δημιουργούνται επιπλέον πλευρικοί λοβοί ακτινοβολίας οι οποίοι είναι ασθενέστεροι. Από την άλλη, όταν η απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων υπερβαίνει το μισό της τιμής του μήκους κύματος, δημιουργούνται περισσότεροι εκ του ενός κύριοι λοβοί οι οποίοι εισέρχονται στην ορατή περιοχή κάτι το οποίο δεν είναι επιθυμητό αφού η ενέργεια ακτινοβολείται και λαμβάνεται από κατευθύνσεις που δεν είναι θεμιτές. Παρόλα αυτά, μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ των στοιχείων, σημαίνει μεγαλύτερη κατευθυντικότητα. Τα παραπάνω μπορούν να γίνουν εμφανή στο σχήμα 4.4 στο οποίο παρατηρείται πως όσο αυξάνεται το πλήθος των στοιχείων αυξάνεται και η κατευθυντικότητα των ήδη υπάρχοντων λοβών και όσο αυξάνεται η απόσταση των στοιχείων οι λοβοί γίνονται πιο κατευθυντικοί αλλά εισέρχονται νέοι κύριοι λοβοί στο διάγραμμα.



Σχήμα 4.4: Διάγραμμα Ακτινοβολίας Παράγοντα Διάταξης Ομοιόμορφης Γραμμικής Στοιχειοκεραίας για Διαφορετικά Πλήθη Στοιχείων και Αποστάσεων Μεταξύ τους

Στην περίπτωση συνεπώς όπου έχουν εισέλθει νέοι κύριοι λοβοί στην ορατή περιοχή, θα πρέπει είτε να μειωθεί η απόσταση των στοιχείων της κεραίας είτε να περιοριστεί η ορατή περιοχή της στοιχειοκεραίας για την οποία ισχύει η σχέση 4.8

$$\sin|\theta_0| \leq \frac{\lambda}{d} - 1 \quad (4.8)$$

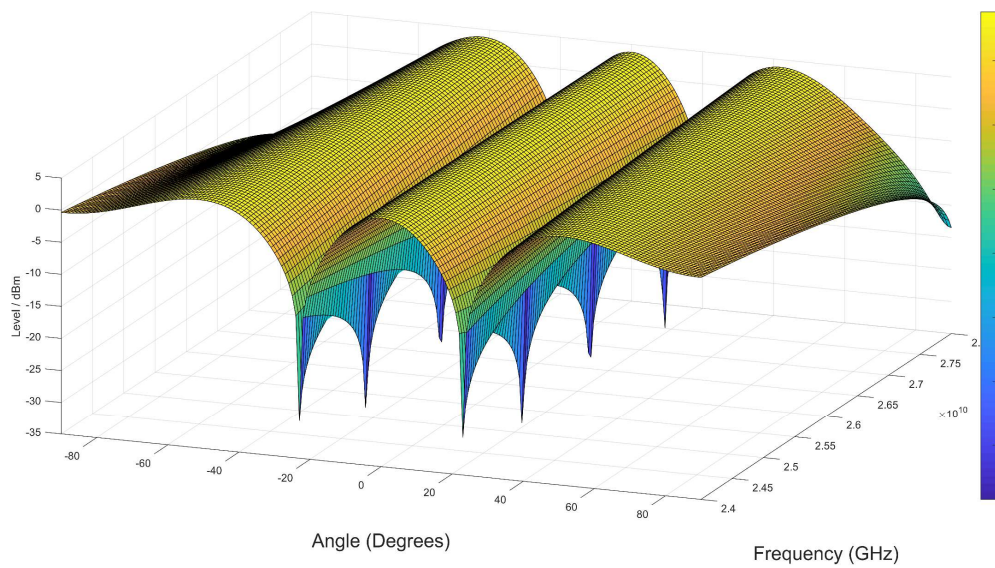
από την οποία υπολογίζεται η μέγιστη τιμή της απόστασης d για δεδομένο εύρος σάρωσης $|\theta_0|$

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin|\theta_0|} \quad (4.9)$$

Έτσι, για δεδομένο εύρος σάρωσης $|\theta_0| < 45^\circ$, η απόσταση των κεραιοστοιχείων δε θα πρέπει να υπερβεί την τιμή 0.58λ ώστε να μην εισέλθουν ανεπιθύμητοι κύριοι λοβοί σε αυτήν την περιοχή.

Σύμφωνα με την 4.1, προκειμένου να στραφεί ο λοβός σε συγκεκριμένη γωνία, θα χρειαστεί να εισαχθούν βάρη προκειμένου να αλλάξει η φάση των κεραιοστοιχείων. Έτσι, για στροφή του λοβού κατά 10° υπολογίζεται πως πρέπει να εισαχθεί διαφορά φάσης στα κεραιοστοιχεία $\Delta\varphi = 94^\circ$. Ακόμα, σύμφωνα με την 4.8, οι πλευρικοί λοβοί οποίοι δημιουργούνται θα βρίσκονται περίπου στις περιοχές $\pm 40^\circ$.

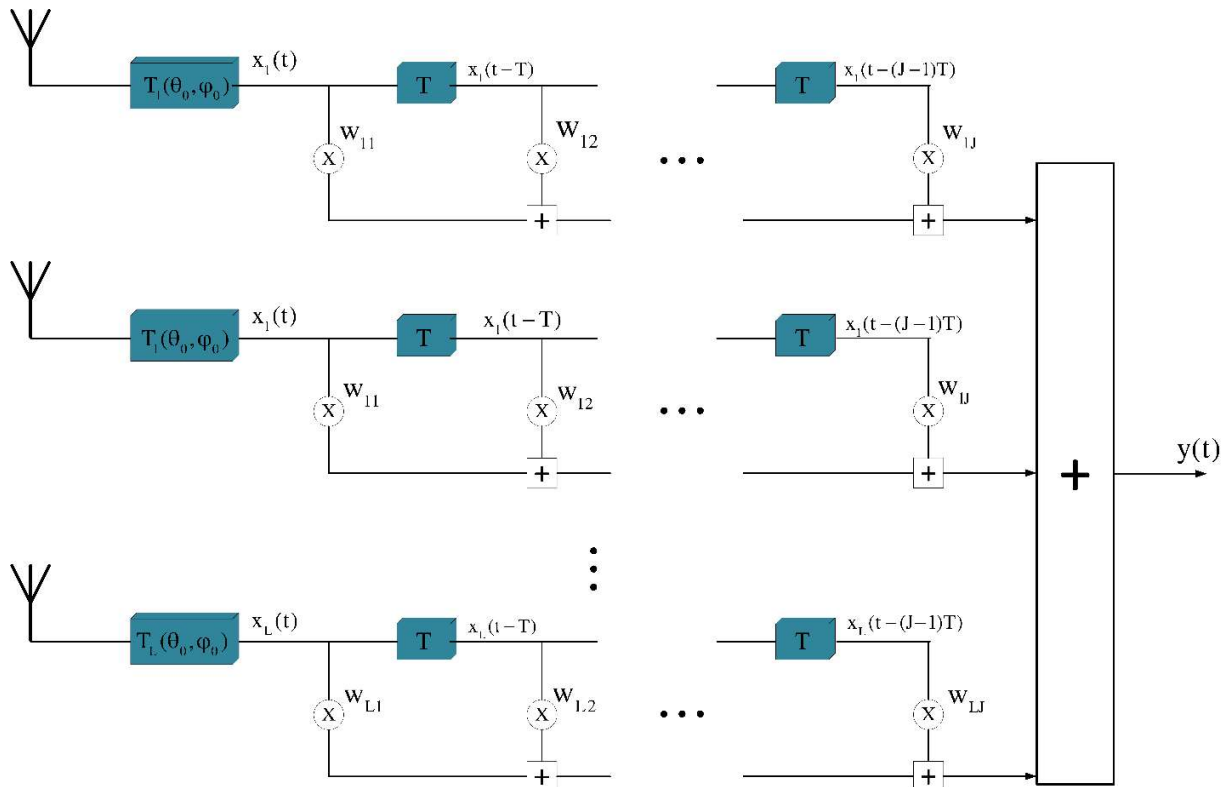
Σε αυτό το σημείο πρέπει να τονιστεί πως παρόλο που τα βάρη τα οποία καθορίζουν τη διαφορά φάσης στα κεραιοστοιχεία χρησιμοποιούνται προκειμένου να καθοριστεί η γωνία του κύριου λοβού, τα βάρη με τα οποία καθορίζεται η ένταση των στοιχείων παρέχουν μέσα με τα οποία μπορεί να τροποποιηθεί ο κύριος λοβός ακτινοβολίας καθώς και οι πλευρικοί λοβοί. Έτσι, αν η στοιχειοκεραία αποτελείται από 4 ευθυγραμμισμένα στοιχεία και τα βάρη στο πρώτο και το τελευταίο λαμβάνουν όσο το περισσότερο μηδενικές τιμές όσον αφορά την ένταση τους ενώ τα υπόλοιπα λάβουν μοναδιαίο βάρος, το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας είναι προσεγγιστικά ίσο με το διάγραμμα ακτινοβολίας μια στοιχειοκεραίας 2 στοιχείων. Αυτό γίνεται εύκολα εμφανές στο σχήμα 4.5 στο οποίο τα βάρη που αφορούν την ένταση των στοιχείων είναι $[0.2 \ 1 \ 1 \ 0.2]$ σε αντίθεση με τα προηγούμενα γραφήματα όπου όλα τα βάρη ήταν μοναδιαία. Εφόσον τα βάρη στο πρώτο και τελευταίο στοιχείο λαμβάνουν αρκετά μικρή τιμή, η κεραία αρχίζει να συμπεριφέρεται όμοια με μια κεραία 2 στοιχείων κι έτσι παρατηρείται η αύξηση του εύρους του κύριου λοβού ακτινοβολίας αλλά και των 2 πλευρικών.



Σχήμα 4.5: Επίδραση των Βαρών στο Διάγραμμα Ακτινοβολίας Στοιχειοκεραίας

4.1.2 Επεξεργασία Σημάτων στο Πεδίο του Χρόνου

Στην παρούσα ενότητα, παρουσιάζεται το μοντέλο του Tapped Delay Line Broadband Processor ο οποίος χρησιμοποιείται προκειμένου να ξεπεραστούν τα προβλήματα τα οποία εισάγονται λόγω των καθυστερήσεων των επιμέρους σημάτων στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας. Η λειτουργία της τεχνικής αυτής παρουσιάζεται στο σχήμα 4.6.



Σχήμα 4.6: Διάγραμμα Μπλοκ της TDL Τεχνικής

Παραπάνω, θεωρούμε $T_l(\varphi_0, \theta_0)$, $l = 1, \dots, L$ τους καθαρούς χρόνους καθυστέρησης των στοιχείων προκειμένου να στραφεί η στοιχειοκεραία προς τη look direction (φ_0, θ_0) . Έτσι αν θεωρήσουμε ως σημείο αναφορά το κέντρο μάζας της στοιχειοκεραίας, ο χρόνος που χρειάζεται για ένα σήμα να φθάσει από το σημείο αναφοράς στο l -οστό κεραιοστοιχείο θα είναι

$$T_l(\varphi_0, \theta_0) = T_0 + \tau_l(\varphi_0, \theta_0) \quad (4.10)$$

όπου η παράμετρος T_0 ονομάζεται bulk delay και εισάγεται προκειμένου να ικανοποιείται η απαίτηση $T_l(\theta_0, \varphi_0) > 0, \forall l$.

Οπότε, αν θεωρηθεί το σήμα $s(t)$ στο σημείο αναφοράς, το σήμα στο l -οστό στοιχείο θα είναι $s(t + \tau_l(\theta, \varphi))$. Ωστόσο, γενικά λαμβάνονται σήματα από πολλές και διαφορετικές κατευθύνσεις (θ, φ) . Συνεπώς, αν $x_l(t)$ η έξοδος του l -οστού στοιχείου, το οποίο είναι προσανατολισμένο⁴ στην κατεύθυνση (θ_0, φ_0) , αυτή μπορεί να γραφεί ως εξής [2]

$$x_l(t) = s(t + \tau_l(\varphi, \theta) - T_l(\varphi_0, \theta_0)) \quad (4.11)$$

Αρα, για τα σήματα τα οποία λαμβάνονται από την κατεύθυνση (φ_0, θ_0) , η έξοδος $x_l(t)$ παίρνει την παρακάτω μορφή

$$x_l(t) = s(t + \tau_l(\varphi_0, \theta_0) - T_l(\varphi_0, \theta_0)) \stackrel{4.10}{\Rightarrow} x_l(t) = s(t - T_0) \quad (4.12)$$

Συμπληρωματικά, στο σχήμα που παρουσιάστηκε, η παράμετρος J αφορά το πλήθος των καθυστερήσεων (taps) που θα εφαρμοστούν προκειμένου να εξομαλυνθεί η καθυστέρηση του εκάστοτε σήματος, η παράμετρος T επισημαίνει την τιμή της καθυστέρησης σε κάθε βήμα ενώ τέλος οι παράμετροι w_{ij} , $i = 1, \dots, L$, $j = 1, \dots, J$ τα βάρη με τα οποία πολλαπλασιάζονται τα σήματα σε κάθε κλάδο σε κάθε βήμα.

Με βάση τα παραπάνω, η έξοδος μπορεί να γραφεί ως εξής

$$y(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^J x_l(t - (k-1)T) w_{lk} \quad (4.13)$$

Αν το διάνυσμα $\mathbf{W}^T = [\mathbf{w}_1^T \ \mathbf{w}_2^T \ \dots \ \mathbf{w}_J^T]$ μήκους $1 \times LJ$ ορίζει τα συνολικά βάρη στο σύστημα όπου ο κάθε δείκτης υποδηλώνει τη στήλη των L βαρών σε κάθε tap και $\mathbf{X}^T(\mathbf{t}) = [\mathbf{x}^T(t) \ \mathbf{x}^T(t-T) \ \dots \ \mathbf{x}^T(t-(J-1)T)]$ με $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_L(t)]^T$, το τελικό σήμα μπορεί να γραφεί με τη μορφή πινάκων ως εξής

$$y(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{X}(t) \quad (4.14)$$

όπου, αν ο πίνακας $\mathbf{X}(t)$ περιέχει στοχαστικές μεταβλητές μηδενικής μέσης τιμής, η ισχύς εξόδου θα είναι

$$P(\mathbf{W}) = \mathbf{W}^T \mathbf{R} \mathbf{W} \quad (4.15)$$

⁴ Ο προσανατολισμός της κεραίας σε συγκεκριμένη κατεύθυνση γίνεται μέσω της εισαγωγής καθυστέρησης στα κεραιοστοιχεία αυτής. Στο εξής η φράση «προσανατολισμός στοιχειοκεραίας» θα σημαίνει αυτήν ακριβώς την καθυστέρηση.

με $\mathbf{R}_{L \times L} = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t)]$ να δηλώνει τον πίνακα συσχέτισης με τα στοιχεία του να δηλώνουν τη συσχέτιση μεταξύ των διάφορων εξόδων των taps. Η συσχέτιση μεταξύ των εξόδων του m-οστού tap στον l-οστό κλάδο και του n-οστού tap στον k-οστό κλάδο θα είναι

$$(\mathbf{R}_{m,n})_{l,k} = E[x_l(t - (m - 1)T)x_k(t - (n - 1)T)] \quad (4.16)$$

όπου ο πίνακας $\mathbf{R}_{m,n}$ είναι μεγέθους $L \times L$ και ορίζει τη συσχέτιση των εξόδων των στοιχείων στα m και n taps μετά από (m - 1) και (n - 1) καθυστερήσεις. Αντικαθιστώντας με την εξίσωση (4.11), ο πίνακας αναδιαμορφώνεται ως εξής

$$(\mathbf{R}_{m,n})_{l,k} = \rho[(m - n)T + T_1(\varphi_0, \theta_0) - T_k(\varphi_0, \theta_0) + \tau_k(\varphi, \theta) + \tau_l(\varphi, \theta)] \quad (4.17)$$

όπου $\rho(\tau)$ η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης του σήματος $s(t)$

$$\rho(\tau) = E[s(t)s(t + \tau)] \quad (4.18)$$

η οποία σχετίζεται με το φάσμα $S(f)$ σύμφωνα με τον τύπο της εξίσωσης 4.19

$$\rho(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)e^{j2\pi f\tau} df \quad (4.19)$$

Τέλος, αν θεωρήσουμε M ανεξάρτητες πηγές, ο πίνακας συσχέτισης της στοιχειοκεραίας θα είναι

$$\mathbf{R} = \sum_{l=1}^M \mathbf{R}_l \quad (4.20)$$

όπου \mathbf{R}_l ο πίνακας συσχέτισης της πηγής στην κατεύθυνση (φ_l, θ_l) . Ακόμα, και αν η ισχύς του επιθυμητού σήματος είναι $P_s(\mathbf{W}) = \mathbf{W}^T \mathbf{R}_s \mathbf{W}$ και του θορύβου και παρεμβολής $P_N(\mathbf{W}) = \mathbf{W}^T \mathbf{R}_N \mathbf{W}$ με $\mathbf{R}_N = \mathbf{R}_i + \mathbf{R}_n$, ο σηματοθορυβικός λόγος θα είναι

$$\text{SNR}(\mathbf{W}) = \frac{\mathbf{W}^T \mathbf{R}_s \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \mathbf{R}_N \mathbf{W}} \quad (4.21)$$

4.1.2.1 Συχνотική Απόκριση Ευρυζωνικών Συστημάτων

Θεωρούμε σήμα το οποίο καταφθάνει σε στοιχειοκεραία L στοιχείων από μονοχρωματική πηγή και του η οποίου η συχνότητα είναι f , συνεπώς μπορεί να αναπαρασταθεί σε μιγαδική μορφή ως $e^{j2\pi ft}$. Αν το σήμα λαμβάνεται από την κατεύθυνση (φ, θ) και η κεραία έχει προσανατολιστεί στην κατεύθυνση (φ_0, θ_0) τότε το σήμα στο l -οστό στοιχείο της κεραίας θα είναι $e^{j2\pi f(t+\tau_l(\varphi, \theta)+T_l(\varphi_0, \theta_0))}$. Η απόκριση στη συχνότητα του επεξεργαστή $H(f, \varphi, \theta)$ για τα σήματα τα οποία καταφθάνουν από κατεύθυνση (φ, θ) συνεπώς θα είναι [2]

$$\begin{aligned} H(f, \varphi, \theta) &= \sum_{l=1}^L e^{j2\pi f\tau_l(\varphi, \theta)} e^{-j2\pi fT_l(\varphi_0, \theta_0)} \sum_{k=1}^J \mathbf{w}_k e^{-j2\pi f(k-1)T} \\ &= \mathbf{S}^T(f, \varphi, \theta) \mathbf{T}(f) \sum_{k=1}^J \mathbf{w}_k e^{-j2\pi f(k-1)T} \end{aligned} \quad (4.22)$$

όπου ο πίνακας $\mathbf{T}(f)$ δηλώνει τις καθυστερήσεις που εισάγονται λόγω του προσανατολισμού της κεραίας στην κατεύθυνση (φ_0, θ_0)

$$\begin{aligned} \mathbf{T}(f) &= \text{diag}([e^{-j2\pi fT_1(\varphi_0, \theta_0)} \quad e^{-j2\pi fT_2(\varphi_0, \theta_0)} \quad \dots \quad e^{-j2\pi fT_L(\varphi_0, \theta_0)}]) \\ &= \begin{bmatrix} e^{-j2\pi fT_1(\varphi_0, \theta_0)} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi fT_2(\varphi_0, \theta_0)} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & e^{-j2\pi fT_L(\varphi_0, \theta_0)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.23)$$

και ο πίνακας $\mathbf{S}^T(f, \varphi, \theta)$ ορίζει τις καθυστερήσεις που δημιουργούνται στα επιμέρους κεραιοστοιχεία από τα σήματα που καταφθάνουν από κατευθύνσεις (φ, θ)

$$\mathbf{S}^T(f, \varphi, \theta) = [e^{j2\pi f\tau_1(\varphi, \theta)} \quad e^{j2\pi f\tau_2(\varphi, \theta)} \quad \dots \quad e^{j2\pi f\tau_L(\varphi, \theta)}] \quad (4.24)$$

Από τις εξισώσεις 4.23 και 4.24 είναι φανερό πως

$$\mathbf{S}^T(f, \varphi_0, \theta_0) \mathbf{T}(f) = \mathbf{a}(f) [1 \quad 1 \quad \dots \quad 1] \quad (4.25)$$

όπου $\mathbf{a}(f) = e^{-j2\pi fT_0}$.

Συνεπώς, η εξίσωση της απόκρισης 4.22 για την κατεύθυνση (φ_0, θ_0) αναδιαμορφώνεται ως εξής

$$H(\mathbf{f}, \varphi_0, \theta_0) = a(\mathbf{f}) \sum_{k=1}^J f_k e^{-j2\pi \mathbf{f}(\mathbf{k}-1)^T} \quad (4.26)$$

με $f_k = \mathbf{1}^T \mathbf{w}_k$, $k = 1, \dots, J$.

Αν \mathbf{f} ένα J -διάστατο διάνυσμα περιορισμών εκφρασμένο ως

$$\mathbf{f} = [f_1 \ f_2 \ \dots \ f_J]^T \quad (4.27)$$

και $\mathbf{C}_{L \times J}$ ένας πίνακας περιορισμών

$$\mathbf{C} = \text{diag}([\mathbf{1} \ \mathbf{1} \ \dots \ \mathbf{1}]) = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{1} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

τότε η επιλογή των βαρών μπορεί να εκφραστεί σύμφωνα με τη σχέση της εξίσωσης (4.27)

$$\mathbf{C}^T \mathbf{W} = \mathbf{f} \quad (4.29)$$

Εφόσον η παράμετρος $a(\mathbf{f})$ καθορίζει την καθαρή καθυστέρηση όπως αναφέρθηκε στην §4.1.2, οι τιμές του διανύσματος \mathbf{f} χρησιμοποιούνται προκειμένου να καθοριστεί η απόκριση στην κατεύθυνση (φ_0, θ_0) . Προκειμένου να επιτευχθεί επίπεδη απόκριση στην κατεύθυνση (φ_0, θ_0) , η επιλογή για τις τιμές του διανύσματος \mathbf{f} επιλέγονται σύμφωνα με τη σχέση (4.30)

$$f_i = \begin{cases} 1, & i = k_0 \\ 0, & i \neq k_0 \end{cases} \quad (4.30)$$

όπου η παράμετρος k_0 μπορεί να βελτιστοποιηθεί.

Επεξηγηματικά, σύμφωνα με την τελευταία εξίσωση, φαίνεται πως στη διάταξη του TDL που παρουσιάστηκε στην §4.1.2, στα taps i , στα οποία ισχύει πως $f_i = 0$, το άθροισμα των βαρών τους για όλα τα στοιχεία του i -οστού tap θα είναι ίσο με το 0 ενώ στο tap k στο οποίο $f_k = 1$ το άθροισμα θα είναι ίσο με τη μονάδα εκφυλίζοντας έτσι τα σήματα από ευρυζωνικά σε στενής ζώνης. Αυτό σημαίνει πως διατηρείται μονάχα μια στήλη χωρίς μηδενικό άθροισμα κι έτσι η συχνοτική απόκριση για την κατεύθυνση που έχει επιλεγεί είναι επίπεδη.

Αποδεικνύεται [2] πως για μεγάλο πλήθος taps J η τιμή του k_0 η οποία βελτιστοποιεί την επίδοση είναι $\frac{J}{2}$ για $k_0 = 2n$, $n \in \mathbb{Z}$ ενώ για $k_0 = 2n + 1$, $n \in \mathbb{Z}$ αυτή θα είναι $\frac{J+1}{2}$.

4.1.2.2 Εύρεση Βέλτιστων Βαρών

Όπως προαναφέρθηκε στην ενότητα §4.1.2, η συνάρτηση μεταφοράς του επεξεργαστή στη look direction μπορεί να καθοριστεί με βάση τα J taps του συστήματος. Ο σκοπός προκειμένου να βρεθούν τα βέλτιστα βάρη τα οποία θα εφαρμοστούν στα σήματα εισόδου σε κάθε κεραιοστοιχείο θα σημαίνουν ελαχιστοποίηση του θορύβου σε όλες τις non-look directions, ελαχιστοποιώντας έτσι τη συνολική μέση ισχύ εξόδου αλλά ταυτόχρονα διατηρώντας τη σχέση των περιορισμών της εξίσωσης 4.29

Το παραπάνω πρόβλημα εκφράζεται μαθηματικά ως εξής

$$\min_{\mathbf{W}} \mathbf{W}^T \mathbf{R} \mathbf{W} \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{C}^T \mathbf{W} = \mathbf{f} \quad (4.31)$$

Με τη χρήση των πολλαπλασιαστών Lagrange, τα βάρη μπορούν να υπολογιστούν πολύ εύκολα χρησιμοποιώντας την συνάρτηση κόστους

$$J(\mathbf{W}) = \frac{1}{2} \mathbf{W}^T \mathbf{R} \mathbf{W} + \lambda^T (\mathbf{C}^T \mathbf{W} - \mathbf{f}) \quad (4.32)$$

με τον παράγοντα $\frac{1}{2}$ να χρησιμοποιείται για λόγους απλούστευσης του προβλήματος και τον παράγοντα λ να δηλώνει πίνακα. Υπολογίζοντας την κλίση της συνάρτησης ως προς τον πίνακα \mathbf{W} ή αλλιώς τις μερικές παραγώγους αυτού και μηδενίζοντας το αποτέλεσμα, βρίσκεται ο πίνακας $\hat{\mathbf{W}}$ που αφορά τη λύση του προβλήματος για τα βάρη.

$$\nabla_{\mathbf{W}} J(\mathbf{W}) = \mathbf{R} \mathbf{W} + \mathbf{C} \lambda \quad (4.31)$$

Συνεπώς, αν $\hat{\mathbf{W}}$ είναι η λύση, τότε

$$\mathbf{R} \hat{\mathbf{W}} + \mathbf{C} \lambda = 0 \Rightarrow \hat{\mathbf{W}} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} \lambda \quad (4.33)$$

Αφού ο πίνακας $\hat{\mathbf{W}}$ ικανοποιεί τον περιορισμό, ο πίνακας λ μπορεί να βρεθεί εύκολα ως εξής

$$\mathbf{C}^T \hat{\mathbf{W}} = \mathbf{f} \stackrel{4.33}{\Rightarrow} -\mathbf{C}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} \lambda = \mathbf{f} \Rightarrow \lambda = -(\mathbf{C}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (4.34)$$

Άρα, με βάση των εξισώσεων 4.32 και 4.33, ο πίνακας των βαρών θα είναι

$$\hat{\mathbf{W}} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} \lambda \stackrel{4.34}{\Rightarrow} \hat{\mathbf{W}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (4.35)$$

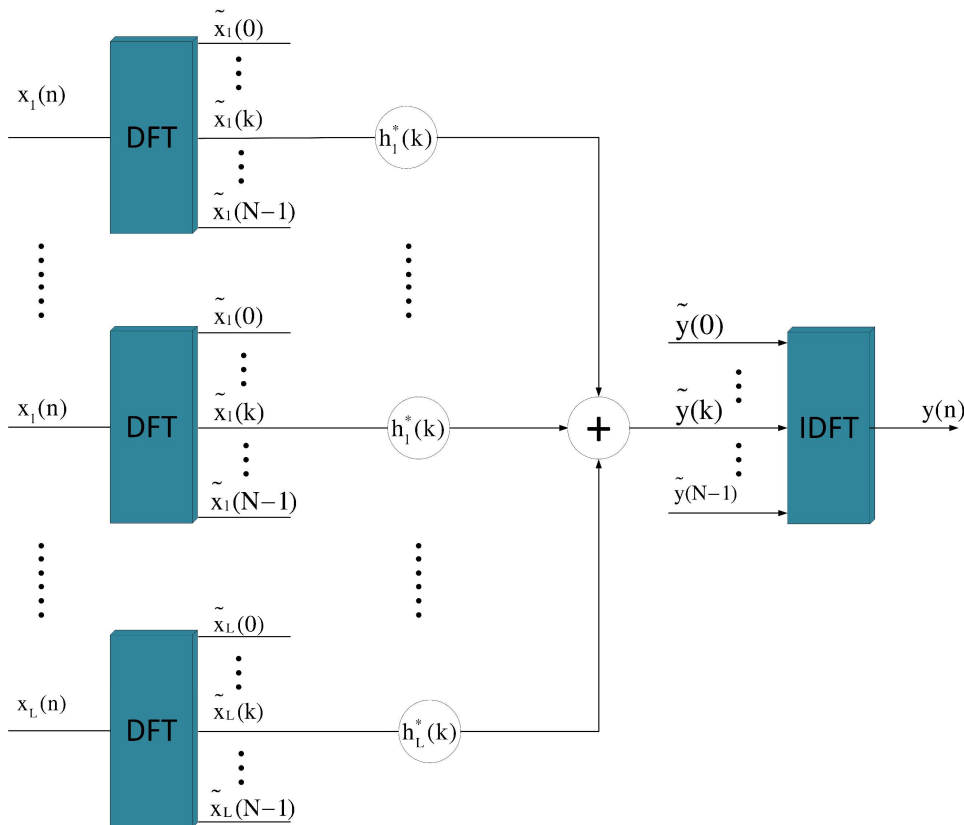
ενώ η μέση ισχύς

$$\hat{P}(\mathbf{W}) = \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{R} \hat{\mathbf{W}} = \mathbf{f}^T (\mathbf{C}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (4.36)$$

4.1.3 Επεξεργασία Σημάτων στο Πεδίο της Συχνότητας

Στην ενότητα §4.1.1 παρουσιάστηκε το μοντέλο επεξεργασίας ευρυζωνικών σημάτων στο οποίο η επεξεργασία των λαμβανόμενων από κάθε κεραιοστοιχείο σημάτων γίνεται στο πεδίο του χρόνου (TDL). Ωστόσο, ένας ακόμα τρόπος επεξεργασίας είναι μέσω της μεταφοράς των σημάτων αυτών στο πεδίο της συχνότητας (Frequency Domain Method – FDM) όπου με την κατάλληλη επεξεργασία μπορεί να ανακτηθεί πλήρως το ευρυζωνικό σήμα στην έξοδο της στοιχειοκεραίας του δέκτη.

Έτσι, στο σχήμα 4.7 παρουσιάζεται η επεξεργασία των λαμβανόμενων σημάτων στο συχνοτικό πεδίο όπου κάθε ευρυζωνικό σήμα σε κάθε κεραιοστοιχείο μεταφέρεται στο πεδίο της συχνότητας με τη χρήση Διακριτού Μετασχηματισμού Fourier (DFT) και κάθε έξοδος (bin) επεξεργάζεται από μια δομή στενής ζώνης. Έπειτα, στα σήματα εξόδου εφαρμόζεται ένα βάρος, τα γινόμενα αθροίζονται προκειμένου να δημιουργηθεί μια τελική έξοδος από κάθε bin από όλα τα DFT blocks και τέλος με τη χρήση του Αντίστροφου Διακριτού Μετασχηματισμού Fourier (IDFT) επαναφέρεται το ανακτημένο επιθυμητό σήμα στο πεδίο του χρόνου.



Σχήμα 4.7: Διάγραμμα Μπλοκ της Επεξεργασίας Ευρυζωνικών Σημάτων στο Πεδίο της Συχνότητας

Πιο συγκεκριμένα, έστω στοιχειοκεραία L στοιχείων η οποία λαμβάνει σήματα από ασυσχέτιστες πηγές παρουσία λευκού θορύβου με $s(t)$ προσπίπτον ευρυζωνικό πραγματικό σήμα με Φασματική Πυκνότητα Ισχύος (PSD) $S(f)$ και συνάρτηση αυτοσυσχέτισης σύμφωνα με τις εξισώσεις 4.18 και 4.19. Αν $x_i(t)$ το σήμα που φθάνει στο i -οστό στοιχείο μετά τον προσανατολισμό της κεραίας στη look direction (βλ. υποσημείωση 4), f_s η συχνότητα δειγματοληψίας και T η περίοδος δειγματοληψίας, τότε το σήμα στο i -οστό στοιχείο μπορεί να γραφεί σε διακριτή μορφή ως $x_i(nT)$. Χάριν απλοποίησης η μεταβλητή T παραλείπεται, αφού η περίοδος δειγματοληψίας δεν παίζει κανένα ρόλο στην επεξεργασία, οπότε $x_i(nT) \equiv x_i(n)$. Έτσι, τα δείγματα κάθε στοιχείου, μετά τις καθυστερήσεις που εισάγονται προκειμένου να επιτευχθεί ο προσανατολισμός, μπορούν να γραφούν σε μορφή διανύσματος ως εξής

$$\mathbf{x}(n) = [x_1(n) \ x_2(n) \ \dots \ x_L(n)]^T \quad (4.37)$$

Έτσι, αν θεωρηθούν N δείγματα σε κάθε κεραία $\mathbf{x}(n - i + 1)$, $i = 1, \dots, N$, με το $\mathbf{x}(n)$ να δηλώνει τα πιο πρόσφατα στοιχεία, αυτά υφίστανται επεξεργασία στο συχνοτικό πεδίο, με βάση τη δομή που παρουσιάστηκε στο σχήμα 4.7. Σύμφωνα με αυτή, τα δείγματα μεταφέρονται πρώτα στο

συχνотικό πεδίο σε N bins με τη χρήση DFT ως $\tilde{\mathbf{x}}(n - i + 1)$ και έπειτα υφίστανται επεξεργασία από N επεξεργαστές στενής ζώνης.

Αν ως $\tilde{y}(k)$ δηλώνεται το άθροισμα των γινομένων των k -οστών bin των στοιχείων με τα αντίστοιχα βάρη, τότε

$$\tilde{y}(k) = \mathbf{h}^H(k)\tilde{\mathbf{x}}(k) \quad (4.38)$$

όπου το μιγαδικό διάνυσμα $\mathbf{h}(k)$ δηλώνει τα L βάρη του επεξεργαστή στενής ζώνης για το k -οστό bin κάθε στοιχείου

$$\mathbf{h}(k) = [h_1(k) \ h_2(k) \ \dots \ h_L(k)]^T \quad (4.39)$$

με $h_l^*(k)$ το βάρος του k -οστού bin του l -οστού καναλιού

και αν $\tilde{\mathbf{x}}(k)$ τα δείγματα όλων των στοιχείων για το k -οστό bin

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = [\tilde{x}_1(k) \ \tilde{x}_2(k) \ \dots \ \tilde{x}_L(k)]^T \quad (4.40)$$

με $\tilde{x}_l(k)$ το δείγμα του k -οστού bin του l -οστού καναλιού στο πεδίο της συχνότητας. Τα N συχνотικά δείγματα του l -οστού καναλιού $\tilde{x}_l(k), k = 1, 2, \dots, N$ σχετίζονται με τα χρονικά δείγματα $x_l(n), n = 1, 2, \dots, N$ με τη χρήση του DFT σύμφωνα με τη σχέση 4.41

$$\tilde{x}_l(k) = \sum_{i=1}^N x_{li} e^{-j\frac{2\pi}{N}(i-1)k}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.41)$$

όπου $x_{li} \equiv x_l(n - i + 1), i = 1, 2, \dots, N$ με $x_{l1} \equiv x_l(n)$ το πιο πρόσφατο δείγμα. Έτσι, χρησιμοποιώντας τα δείγματα $x(n - i + 1), i = 1, 2, \dots, N$ ο επεξεργαστής παράγει N συχνотικά δείγματα $\tilde{y}(k), k = 0, 1, \dots, N-1$ τα οποία μεταφέρονται στο πεδίο του χρόνου ως N δείγματα εξόδου $y(n - i + 1), i = 1, 2, \dots, N$ με τη χρήση του IDFT σύμφωνα με τη σχέση 4.42

$$y(n - i + 1) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{y}(k) e^{j\frac{2\pi}{N}(i-1)k} \quad (4.42)$$

όπου $y(n)$ να δηλώνει την πιο πρόσφατη έξοδο. Αυτή επιτυγχάνεται για $i = 1$, συνεπώς σύμφωνα με την (4.42) η πιο πρόσφατη έξοδος μπορεί να γραφεί ως εξής

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{y}(k) \quad (4.43)$$

το οποίο σημαίνει πως η πιο πρόσφατη έξοδος επιτυγχάνεται με την εύρεση του μέσου όρου των εξόδων των N επεξεργαστών στενής ζώνης χωρίς τη χρήση του IDFT N -σημείων. Αυτό ακριβώς το γεγονός εκμεταλλεύεται μια άλλη τεχνική, αυτή της Επεξεργασίας Κυλιόμενου Παραθύρου (Sliding Window Processing) όπου τα N πιο πρόσφατα στοιχεία μεταφέρονται στο πεδίο της συχνότητας με τη χρήση DFT και η έξοδος στο πεδίο του χρόνου επιτυγχάνεται με τον υπολογισμό του μέσου όρου των N αυτών δειγμάτων. Σύμφωνα με αυτήν την τεχνική, κάθε φορά που ένα νέο δείγμα καταφθάνει, χρειάζεται να γίνει η μεταφορά στο πεδίο της συχνότητας, να γίνει η επεξεργασία με τους επεξεργαστές στενής ζώνης και να υπολογιστεί το αποτέλεσμα με τη χρήση της σχέσης 4.43.

4.1.4 Σχέση Χρονικών και Συχνοτικών Βαρών

Έστω N δείγματα σε κάθε κεραία $\mathbf{x}(n - i + 1), i = 1, \dots, N$. Σύμφωνα με τη δομή TDL το αποτέλεσμα $y(n)$ ορίζεται μέσω της σχέσης

$$y(n) = \mathbf{W}^T \mathbf{X} \quad (4.44)$$

όπου,

$$\mathbf{X}^T = [\mathbf{x}^T(n) \quad \mathbf{x}^T(n-1) \quad \dots \quad \mathbf{x}^T(n - (N-1))],$$

$$\mathbf{x}(n) = [x_1(n) \quad x_2(n) \quad \dots \quad x_L(n)]^T,$$

$$\mathbf{W}^T = [\mathbf{w}_1^T \quad \mathbf{w}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{w}_J^T].$$

και η έξοδος θα είναι

$$y(n) = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^J w_{lm} x_{lm}(n - (m-1)) = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^J w_{lm} x_l \quad (4.45)$$

Σύμφωνα με την εξίσωση 4.45 έπεται πως η έξοδος τη χρονική στιγμή n εξαρτάται από την παρούσα είσοδο $x_l(n)$ καθώς και τις $J-1$ εισόδους, δηλαδή $x_l(n-1), \dots, x_l(n-J+1)$. Οπότε, για δεδομένο σετ N δειγμάτων, μπορούν να ανακτηθούν μόνο $N - (J+1)$ δείγματα εξόδου, τα $y(n), y(n-1), \dots, y(n-N+J)$. Συνεπώς, για $J = N$ ο επεξεργαστής παράγει μόνο ένα δείγμα εξόδου

$$y(n) = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^N w_{lm} x_{lm} \quad (4.46)$$

Σύμφωνα με τη δομή επεξεργασίας στο πεδίο της συχνότητας που παρουσιάστηκε στην §4.1.3, αν ο επεξεργαστής επεξεργαστεί τα ίδια N , δείγματα, προκειμένου το αποτέλεσμα να είναι το ίδιο με τη δομή TDL, από τις εξισώσεις 4.43 και 4.46 θα πρέπει να ισχύει

$$\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^N w_{lm} x_{lm} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{y}(k) \quad (4.47)$$

Αφού

$$\tilde{y}(k) = \sum_{l=1}^L h_l^*(k) \tilde{x}_l(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.48)$$

τότε σύμφωνα με τις εξισώσεις 4.41 και 4.47 θα ισχύει

$$\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^N w_{lm} x_{lm} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=1}^L h_l^*(k) \sum_{i=1}^N x_{li} e^{-j\frac{2\pi}{N}(i-1)k} = \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^N x_{li} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h_l^*(k) \right) e^{-j\frac{2\pi}{N}(i-1)k} \quad (4.49)$$

η οποία ισχύει αν

$$w_{lm} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h_l^*(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}(m-1)k}, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad m = 1, 2, \dots, N \quad (4.50)$$

όπου για τα βάρη w_{lm} ισχύει πως

$$w_{lm} = \text{DFT} \left\{ \frac{h_l^*(k)}{N}, k = 0, 1, \dots, N-1 \right\}, \quad m = 1, 2, \dots, N \quad (4.51)$$

Συνεπάγεται συνεπώς πως οι δύο επεξεργαστές παράγουν όμοια αποτελέσματα όταν το μήκος της δομής TDL, J , είναι ίσο με N και τα σετ των βαρών καθορίζονται από την εξίσωση 4.50

4.1.5 Επεξεργασία Χρονικών Σημάτων με Χρήση DFT

Στην προηγούμενη ενότητα, παρουσιάστηκε η δομή επεξεργασίας ευρυζωνικών σημάτων στην οποία τα ευρυζωνικά χρονικά σήματα μεταφέρονται στο πεδίο των συχνοτήτων, μετατρέπονται σε σήματα στενής ζώνης με τη χρήση του DFT και υφίστανται επεξεργασία με τεχνικές επεξεργασίας σημάτων στενής ζώνης. Τα τελικά σήματα στο τέλος μεταφέρονται και πάλι στο πεδίο του χρόνου με τη χρήση του IDFT.

Στον αντίποδα, η επεξεργασία στο πεδίο του χρόνου (Time Domain Method – TDM), όπως αυτή συζητήθηκε στην §4.1.1, χρησιμοποιεί τη δομή TDL όπου τα βάρη επιλέγονται σύμφωνα με τους περιορισμούς που ορίζονται όταν είναι γνωστή η look direction. Στην παρούσα ενότητα θα παρουσιαστεί η δομή TDL για ευρυζωνικά σήματα στην οποία τα βάρη εκτιμώνται με τη χρήση δομής DFT.

Το πρόβλημα περιορισμών που έχει ήδη αναλυθεί είναι το εξής

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{W}^T \mathbf{R} \mathbf{W} \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{C}^T \mathbf{W} = \mathbf{f} \quad (4.52)$$

με λύση για τον πίνακα των βαρών την παρακάτω

$$\hat{\mathbf{W}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (4.53)$$

Η μέθοδος DFT εκτιμά τα βάρη του επεξεργαστή ευρυζωνικών σημάτων σε δύο βήματα. Πρώτα εκτιμάει τα βάρη των επιμέρους επεξεργαστών στενής ζώνης μέσω της ελαχιστοποίησης της μέσης ισχύς εξόδου σε κάθε συχνοτικό bin και έπειτα χρησιμοποιεί τις σχέσεις για το χρονικό και συχνοτικό πεδίο που αναλύθηκαν στις ενότητες §4.1.2 και §4.1.3 προκειμένου ώστε οι έξοδοι να είναι πανομοιότυποι και να βρεθούν τα απαιτούμενα βάρη.

Αν και ο δύο κύριες τεχνικές εκτιμάνε τα βάρη της δομής TDL, η κύρια διαφορά τους με την τεχνική που παρουσιάζεται στην παρούσα ενότητα είναι πως η τελευταία ελαχιστοποιεί τη μέση ισχύ εξόδου κάθε συχνοτικού bin από το να ελαχιστοποιεί τη μέση ισχύ εξόδου του επεξεργαστή όπως γίνεται στην τεχνική TDM. Έτσι, αν το άθροισμα των μέσων ισχύων εξόδου από κάθε συχνοτικό bin δεν ισούται με τη μέση ισχύ εξόδου του TDL επεξεργαστή τότε με τη χρήση της DFT μεθόδου δε μεγιστοποιείται το μέσο SNR εξόδου όπως γίνεται στην TDM. Ωστόσο, με τη συγκεκριμένη τεχνική είναι δυνατή η επεξεργασία μεγάλου όγκου πληροφορίας και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για εφαρμογές πραγματικού χρόνου μέσω της παράλληλης δομής υλοποίησης όπως αυτή θα εξηγηθεί παρακάτω.

4.1.5.1 Εκτίμηση Βαρών

Έστω δομή FDM και M_0 σετ δειγμάτων μήκους N τα οποία πρόκειται να επεξεργαστούν. Ακόμα, έστω $\tilde{y}(k, m)$ η έξοδος του k -οστού συχνοτικού bin του m -οστού σετ δειγμάτων. Η μέση ισχύς του k -οστού bin θα είναι

$$P(k) = \frac{1}{M_0} \sum_{m=0}^{M_0-1} \tilde{y}(k, m) \tilde{y}^*(k, m) \quad (4.54)$$

όπου

$$\tilde{y}(k, m) = \mathbf{h}^H(k) \tilde{\mathbf{x}}(k, m) \quad (4.55)$$

Η εξίσωση (4.54) μπορεί έτσι να γραφεί ως εξής

$$P(k) = \mathbf{h}^H(k) \mathbf{R}_f(k) \mathbf{h}(k) \quad (4.56)$$

με

$$\mathbf{R}_f(k) = \frac{1}{M_0} \sum_{m=0}^{M_0-1} \tilde{\mathbf{x}}(k, m) \tilde{\mathbf{x}}^H(k, m) \quad (4.57)$$

η οποία μπορεί να γραφεί επίσης

$$(\mathbf{R}_f(k))_{l,n} = \frac{1}{M_0} \sum_{m=0}^{M_0-1} \tilde{x}_l(k, m) \tilde{x}_n^*(k, m) \quad (4.58)$$

με τους πίνακες να υπολογίζονται από τα M_0 σετ δειγμάτων, καθένα μήκους N . Σημειώνεται πως όσο αυξάνεται το M_0 η εκτίμηση προσεγγίζει ασυμπτωτικά την πραγματική συσχέτιση.

Εφόσον

$$\tilde{x}_l(k, m) = \sum_{i=1}^N x_{li}(m) e^{-j\frac{2\pi}{N}(i-1)k} \quad (4.59)$$

η εξίσωση (4.58) μπορεί να γραφεί ως εξής

$$(\mathbf{R}_f(k))_{l,n} = \frac{1}{M_0} \sum_{m=0}^{M_0-1} \sum_{i=1}^N x_{li}(m) e^{-j\frac{2\pi}{N}(i-1)k} \sum_{i=1}^N x_{ni}(m) e^{j\frac{2\pi}{N}(i-1)k} \quad (4.60)$$

όπου η μεταβλητή $x_l(m)$ δηλώνει τα N δείγματα στη δομή TDL για το m -οστό σετ δειγμάτων

$$\mathbf{x}_l(m) = \begin{bmatrix} x_{l1}(m) \\ x_{l2}(m) \\ \vdots \\ x_{lN}(m) \end{bmatrix}, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (4.61)$$

Αν το διάνυσμα $\mathbf{e}(k)$ ορίζει τους N φασιθέτες στο k -οστό bin των κλάδων

$$\mathbf{e}(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{N}k} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1)k} \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

τότε η σχέση (4.58) αλλάζει ως εξής

$$\begin{aligned} (\mathbf{R}_f(k))_{l,n} &= \frac{1}{M_0} \sum_{m=0}^{M_0-1} \mathbf{e}^H(k) \mathbf{x}_l(m) \mathbf{x}_n^T(m) \mathbf{e}(k) \\ &= \mathbf{e}^H(k) (\hat{\mathbf{R}}_{l,n}) \mathbf{e}(k), \quad l, n = 1, \dots, L \end{aligned} \quad (4.63)$$

όπου

$$\hat{\mathbf{R}}_{l,i} = \frac{1}{M_0} \sum_{m=0}^{M_0-1} \mathbf{x}_l(m) \mathbf{x}_i^T(m) \quad (4.64)$$

με τον πίνακα $\hat{\mathbf{R}}_{l,i}$ να είναι μεγέθους $N \times N$ και να δηλώνει τις συσχετίσεις των δειγμάτων των l -οστών και i -οστών στοιχείων της δομής TDL για τα M_0 σετ δειγμάτων μήκους N .

Έτσι, προκειμένου να υπολογιστούν τα βάρη με την τεχνική αυτή θα πρέπει να εκτιμηθούν αρχικά οι πίνακες συσχέτισης για τα k -οστά bins $\mathbf{R}_f(k)$, $k = 0, \dots, J - 1$ της δομής TDL μήκους J με βάση τις εξισώσεις 4.62 και 4.63 όπου στην πρώτη τη θέση της μεταβλητής N παίρνει η μεταβλητή J .

Ακόμα, χρειάζεται να υπολογιστούν τα συχνοτικά βάρη $\hat{\mathbf{h}}(k)$, $k = 0, \dots, J - 1$

$$\hat{\mathbf{h}}(\mathbf{k}) = \frac{\mathbf{R}_f^{-1}(\mathbf{k})\mathbf{1}\tilde{f}_k^*}{\mathbf{1}^T\mathbf{R}_f^{-1}(\mathbf{k})\mathbf{1}} \quad (4.65)$$

τα οποία είναι οι λύσεις του προβλήματος περιορισμών προκειμένου να επιτευχθεί ο εκφυλισμός των ευρυζωνικών σημάτων σε στενής ζώνης, το οποίο αναλύεται ως εξής

$$\min_{\mathbf{h}(\mathbf{k})} \mathbf{h}^H(\mathbf{k})\mathbf{R}_f(\mathbf{k})\mathbf{h}(\mathbf{k}) \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{h}^H(\mathbf{k})\mathbf{1} = \tilde{f}_k, \quad \mathbf{k} = 0, \dots, J-1 \quad (4.66)$$

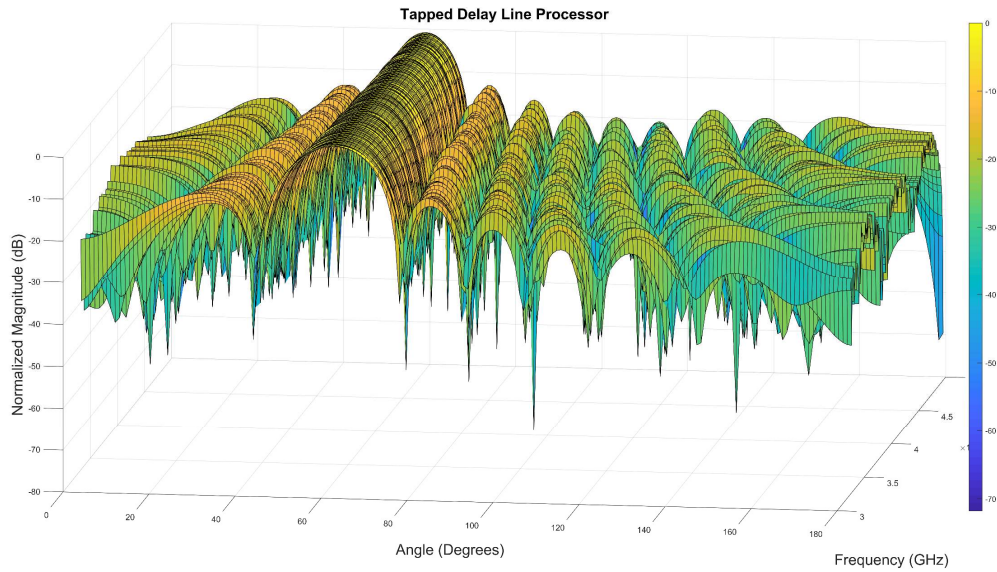
Όπου

$$\tilde{f}_k = \sum_{m=1}^J f_m e^{j\frac{2\pi}{J}(m-1)k}, \quad \mathbf{k} = 0, \dots, J-1 \quad (4.67)$$

Τέλος, υπολογίζονται τα βάρη για τη δομή TDL

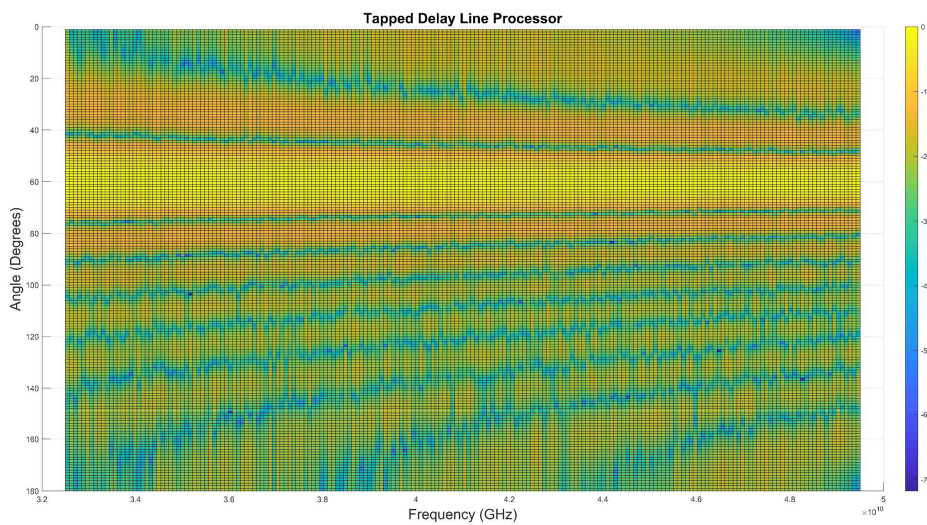
$$\hat{w}_{ml} = \frac{1}{J} \sum_{k=0}^{J-1} \hat{h}_l^*(\mathbf{k}) e^{-j\frac{2\pi}{J}(m-1)k}, \quad m = 1, \dots, J, \quad l = 1, \dots, L \quad (4.68)$$

Στη συνέχεια παρουσιάζεται το αποτέλεσμα και σχολιάζεται η συμπεριφορά αυτού του επεξεργαστή για περίπτωση σεναρίου στο οποίο το εύρος των συχνοτήτων που εξετάζονται αφορούν το διάστημα [32.5, 49.5]GHz με απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων ίση με $\frac{\lambda}{2}$, υπολογισμένη για την ελάχιστη τιμή του μήκους κύματος, η οποία προκύπτει μέσω της μέγιστης συχνότητας. Επιπρόσθετα, η κεραία είναι προσανατολισμένη στις 60° και τα βάρη του επεξεργαστή έχουν υπολογιστεί σύμφωνα με την εξίσωση 4.68. Η γωνία άφιξης του σήματος λήψης είναι 60° και θεωρείται πως υπεισέρχεται σε αυτό μιγαδικός γκαουσιανός θόρυβος κυκλικά συμμετρικός με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία διακύμανση τέτοια ώστε ο σηματοθορυβικός λόγος να είναι SNR = 20dB ενώ το περιβάλλον χαρακτηρίζεται από απουσία παρεμβολών και επίδρασης τηλεπικοινωνιακού ραδιοδιαύλου. Το πλήθος των κεραιών λήψης είναι ίσο με L = 12, το πλήθος των block δειγμάτων εισόδου είναι ίσο με M₀ = 1000 ενώ το πλήθος των δειγμάτων κάθε σετ είναι ίσο με N = 16. Τέλος, η χρονική καθυστέρηση που εισάγει κάθε tap του επεξεργαστή έχει τεθεί ίση με $\frac{1}{2(49.5-32.5)*10^9}$ ενώ το πλήθος αυτών και το μήκος του μετασχηματισμού Fourier είναι ίσα με το πλήθος των δειγμάτων του κάθε σετ, δηλαδή J = N_{fft} = N. Σημειώνεται πως η διακριτότητα του γραφήματος έχει τεθεί ίση με 200, κάτι το οποίο σημαίνει πως παρουσιάζονται 201 διαφορετικές συχνότητες με απόσταση μεταξύ τους 85MHz.



Σχήμα 4.8: Διάγραμμα Ακτινοβολίας Ευρυζωνικών Σημάτων με τη Χρήση του TDL Επεξεργαστή (1)

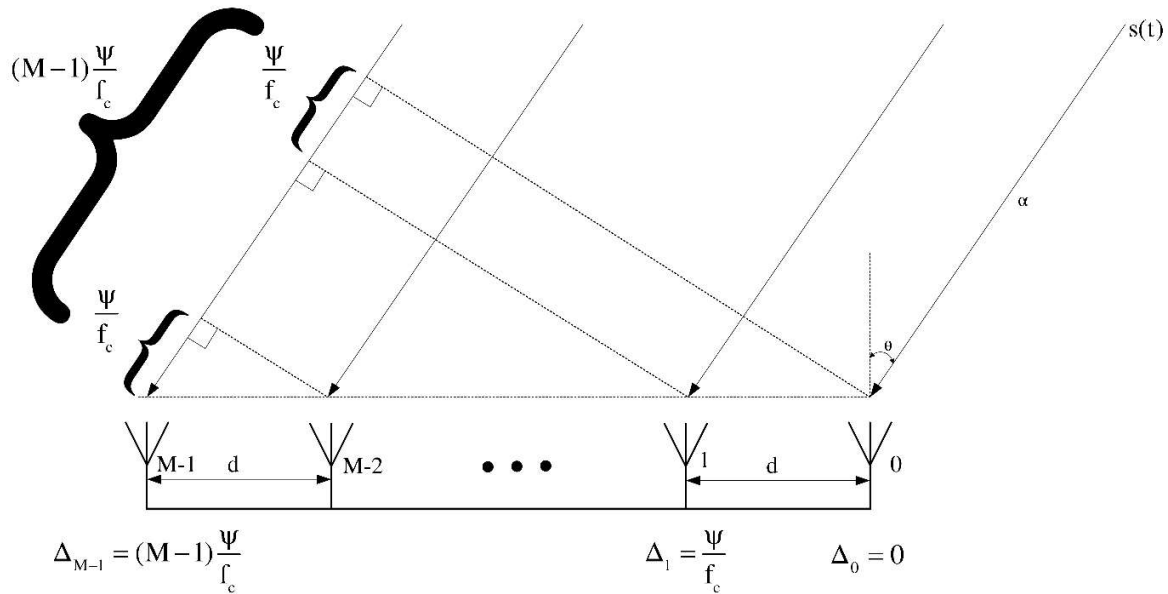
Όπως παρατηρείται στο σχήμα 4.8, με τη χρήση του συγκεκριμένου επεξεργαστή είναι ικανή η διατήρηση του κύριου λοβού της στοιχειοκεραίας στην κατεύθυνση των 60° στην οποία λαμβάνεται το ευρυζωνικό σήμα για όλες τις διαφορετικές συχνότητες που εξετάζονται και συνεπώς να εξαλειφθεί το φαινόμενο beam squint. Ακόμα, στο σχήμα 4.9 δίνεται μια πιο αντιπροσωπευτική εικόνα του επεξεργαστή καθώς φαίνεται πιο ευδιάκριτα η διατήρηση του επιθυμητού κύριου λοβού στις 60° σε όλο το εύρος των συχνοτήτων που εξετάστηκαν ενώ παράλληλα παρατηρείται το φαινόμενο beam squint στους υπόλοιπους δευτερεύοντες λοβούς μέσω της στροφής της γωνίας τόσο αυτών που προϋπήρχαν από τις αρχικές συχνότητες αλλά όσο και αυτών που εισήρθαν στην ορατή περιοχή της κεραίας καθώς η συχνότητα αυξανόταν.



Σχήμα 4.9: Διάγραμμα Ακτινοβολίας Ευρυζωνικών Σημάτων με τη Χρήση του TDL Επεξεργαστή (2)

4.2 Επεξεργασία Συχνотικά Ευρυζωνικών Σημάτων Στοιχειοκεραίες με Μεγάλο Πλήθος Στοιχείων

Έστω γραμμική ομοιόμορφη στοιχειοκεραία M στοιχείων με απόσταση μεταξύ τους d κατά μήκος ενός άξονα. Ακόμα, έστω σήματα $s(t)$ μήκους κύματος λ_c τα οποία καταφθάνουν σε αυτή από γωνία θ μέσω διαύλου απολαβής α . Κατ' ακολουθίαν, τα σήματα αυτά, αν απαλειφθεί ο παράγοντας της καθυστέρησης, μπορούν να αναπαρασταθούν σε ζωνοπερατή μορφή ως $\text{Re}\{as(t)e^{j2\pi f_c t}\}$.



Σχήμα 4.10: Καθυστερήσεις Προσπιπτόντων Σημάτων σε Γραμμική Ομοιόμορφη Στοιχειοκεραία Λόγω του Μεγάλου Όγκου της

Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.10, η χρονική καθυστέρηση μεταξύ δύο διαδοχικών κεραιοστοιχείων είναι $\tau = \frac{\psi}{f_c}$ όπου

$$\psi \triangleq \frac{d \sin \theta}{\lambda_c} \quad (4.69)$$

και άρα

$$\frac{\Psi}{f_c} = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (4.70)$$

όπου c η ταχύτητα του φωτός.

Χωρίς βλάβη της γενικότητας, θεωρείται τέλειος συγχρονισμός του σήματος με το πρώτο κεραιοστοιχείο. Οπότε, το ζωνοπερατό σήμα το οποίο λαμβάνεται από το m -οστό κεραιοστοιχείο μπορεί να εκφραστεί ως

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \alpha_s \left(t - m \frac{\Psi}{f_c} \right) e^{j2\pi f_c \left(t - m \frac{\Psi}{f_c} \right)} \right\} = \text{Re} \left\{ \alpha_s \left(t - m \frac{\Psi}{f_c} \right) e^{-j2\pi m \Psi} e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (4.71)$$

και συνεπώς το λαμβανόμενο σήμα σε βασική ζώνη που λαμβάνεται από το m -οστό κεραιοστοιχείο θα είναι

$$y_m(t) \triangleq \alpha_s \left(t - m \frac{\Psi}{f_c} \right) e^{-j2\pi m \Psi} \quad (4.72)$$

Εφόσον γίνεται η θεώρηση πως το εύρος ζώνης των σημάτων είναι αρκετά μεγάλο, η υπόθεση στενής ζώνης δεν ισχύει κι έτσι η σχέση $s(t - \tau_n) \approx s(t)$ δε μπορεί να εφαρμοστεί για τα σήματα λήψης. Ακόμα, έστω πως το πλήθος των κεραιοστοιχείων είναι αρκετά μεγάλο έτσι ώστε η τιμή της καθυστέρησης στο m -οστό στοιχείο, $m \frac{\Psi}{f_c}$, να είναι συγκρίσιμη με την τιμή της διάρκειας του συμβόλου T_s . Το τελευταίο έχει ως αποτέλεσμα το m -οστό στοιχείο να λαμβάνει ένα διαφορετικό σύμβολο από αυτό που λαμβάνεται από το πρώτο στοιχείο, το οποίο είναι τέλεια συγχρονισμένο με τα σήματα λήψης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται Spatial-Wideband Effect και λαμβάνει χώρα στις περιπτώσεις συστημάτων επικοινωνιών όπου το πλήθος των κεραιοστοιχείων είναι πολύ μεγάλο ή τα σήματα λήψης έχουν αρκετά μεγάλο εύρος ζώνης.

Τόσο η Χωρική Ευρυζωνικότητα όσο και η Συχνοτική Ευρυζωνικότητα είναι σε θέση να υποβαθμίσουν τα συστήματα επικοινωνιών. Παρόλα αυτά, μέχρι πρόσφατα δεν είχε εμφανιστεί η ανάγκη εμπεριστατωμένης μελέτης της Χωρικής Ευρυζωνικότητας στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Ωστόσο, λόγω των απαιτήσεων στα συστήματα νέας γενιάς, η ανάγκη κατανόησης των συνθηκών εμφάνισης και της επίλυσης των ζητημάτων αυτής κρίνεται αναγκαία. ΔοφσΣτη συνέχεια θα αναλυθεί η συμπεριφορά χώρο-συχνοτικών ευρυζωνικών συστημάτων και θα παρουσιαστούν τα ζητήματα τα οποία ο συνδυασμός αυτών των δύο θέτει.

Προκειμένου τα παραπάνω να γίνουν κατανοητά, θεωρούμε ένα σύστημα massive MIMO το οποίο αποτελείται από ένα σταθμό βάσης εξοπλισμένο ομοίμορφη γραμμική στοιχειοκεραία M στοιχείων και P χρήστες όπου τα τερματικά τους είναι εφοδιασμένα με μια κεραία. Ακόμα, θεωρούμε πως ο διάυλος επικοινωνίας είναι συχνοεπιλεκτικός και πως γίνεται χρήση OFDM

μετάδοσης η οποία είναι πλέον η πιο κοινή στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Το γεγονός πως τα σήματα διαδίδονται μέσα από συχνοεπιλεκτικό διάλο σημαίνει πως στον κάθε δέκτη λαμβάνονται L το πολύ πολλαπλά αντίγραφα του κάθε αρχικού σήματος εκπομπής τα οποία έχουν διαφορετικές καθυστερήσεις, πλάτος και φάση. Η κατεύθυνση άφιξης ενός αντίγραφου του σήματος το οποίο ακολουθεί το ηλεκτρικό μονοπάτι l και έχει εκπεμφθεί από τον p -οστό χρήστη συμβολίζεται με τη μεταβλητή $\theta_{p,l}$. Συνεπώς, η χρονική καθυστέρηση μεταξύ δύο διαδοχικών κεραιοστοιχείων θα είναι

$$\Psi_{p,l} \triangleq \frac{d \sin \theta_{p,l}}{\lambda_c} \quad (4.73)$$

Η καθυστέρηση που αφορά το εκπεμπόμενο σήμα το οποίο εκπέμπεται από τον p -οστό χρήστη, ακολουθεί το l -οστό ηλεκτρικό μονοπάτι και λαμβάνεται από το m -οστό κεραιοστοιχείο του σταθμού βάσης είναι $\tau_{p,l,m}$. Αν θεωρηθεί τέλειος συγχρονισμός του πρώτου κεραιοστοιχείου, τότε η καθυστέρηση μπορεί να γραφεί ως εξής

$$\tau_{p,l,m} = \tau_{p,l,0} + m \frac{\Psi_{p,l}}{f_c} ; \quad \tau_{p,l} \triangleq \tau_{p,l,0} \quad (4.74)$$

Έτσι, το σήμα λήψης βασικής ζώνης που λαμβάνεται από το m -οστό κεραιοστοιχείο εκπεμπόμενο από τον p -οστό χρήστη και το οποίο αποτελείται από την προσθετική συμβολή των επιμέρους αντιγράφων του εκπεμπόμενου αρχικού σήματος τα οποία δημιουργούνται λόγω του συχνοεπιλεκτικού διαύλου θα είναι

$$y_{p,m}(t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} \bar{\alpha}_{p,l} x_p(t - \tau_{p,l,m}) e^{-j2\pi f_c \tau_{p,l,m}} \quad (4.75)$$

όπου L_p το πλήθος των ηλεκτρικών μονοπατιών που δημιουργούνται από το χρήστη p προς το σταθμό βάσης, $\bar{\alpha}_{p,l}$ το μιγαδικό κέρδος του l -οστού καναλιού μεταξύ του p -οστού χρήστη και του σταθμού βάσης και x_p το σήμα εκπομπής του p -οστού χρήστη.

Βάσει της εξίσωσης 4.74, η εξίσωση 4.75 μπορεί να γραφεί επίσης ως εξής

$$\begin{aligned} y_{p,m}(t) &= \sum_{l=0}^{L_p-1} \bar{\alpha}_{p,l} e^{-j2\pi f_c \tau_{p,l}} x_p \left(t - \tau_{p,l} - m \frac{\Psi_{p,l}}{f_c} \right) e^{-j2\pi f_c m \frac{\Psi_{p,l}}{f_c}} \\ &= \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_{p,l} x_p \left(t - \tau_{p,l} - m \frac{\Psi_{p,l}}{f_c} \right) [\mathbf{a}(\Psi_{p,l})]_m \end{aligned} \quad (4.76)$$

όπου η μεταβλητή $\alpha_{p,l}$ δηλώνει το ισοδύναμο μιγαδικό κέρδος του καναλιού

$$\alpha_{p,l} \triangleq \bar{\alpha}_{p,l} e^{-j2\pi f_c \tau_{p,l}} \quad (4.77)$$

ενώ το διάνυσμα $\mathbf{a}(\psi_{p,l})$ ορίζει τα χωρικά χαρακτηριστικά της στοιχειοκεραίας, περιέχει τη φάση κάθε στοιχείου και ονομάζεται array manifold vector ή spatial-domain steering vector το οποίο είναι προσανατολισμένο προς τη γωνία θ

$$\mathbf{a}(\psi_{p,l}) = [1 \quad e^{-j2\pi\psi_{p,l}} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(M-1)\psi_{p,l}}]^T \quad (4.78)$$

Επίσης, το χώρο-χρονικό κανάλι μέσα από το οποίο διαδίδεται σήμα από τον p -οστό χρήστη προς το m -οστό κεραιοστοιχείο του σταθμού βάσης μπορεί να μοντελοποιηθεί ως εξής

$$\begin{aligned} [\mathbf{h}_{ST,p}(t)]_m &= \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_{p,l} [\mathbf{a}(\psi_{p,l})]_m \delta(t - \tau_{p,l,m}) \\ &= \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_{p,l} [\mathbf{a}(\psi_{p,l})]_m \delta\left(t - t - \tau_{p,l} - m \frac{\psi_{p,l}}{f_c}\right) \end{aligned} \quad (4.79)$$

ενώ μέσω του μονοδιάστατου μετασχηματισμού Fourier λαμβάνεται η χώρο-συχνοτική απόκριση αυτού

$$\begin{aligned} [\mathbf{h}_{SF,p}(f)]_m &= \int_{-\infty}^{+\infty} [\mathbf{h}_{ST,p}(t)]_m e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_{p,l} [\mathbf{a}(\psi_{p,l})]_m e^{-j2\pi f \tau_{p,l,m}} \\ &= \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_{p,l} e^{-j2\pi m \psi_{p,l}} e^{-j2\pi f \tau_{p,l}} e^{-j2\pi f m \frac{\psi_{p,l}}{f_c}} \end{aligned} \quad (4.80)$$

Αν N το πλήθος των υποφερόντων του OFDM σήματος και $\eta = \frac{f_s}{N}$ Hz η συχνοτική απόσταση αυτών, η παραπάνω αναπαράσταση της χώρο-συχνοτικής φύσης του καναλιού μπορεί να μοντελοποιηθεί με τη βοήθεια των υποφερόντων n , $\forall n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$. Μπορεί να οριστεί συνεπώς το διάνυσμα το οποίο καθορίζει τη συχνοτική απόκριση της στοιχειοκεραίας και

ονομάζεται frequency-domain steering vector προσανατολισμένο ως προς την καθυστέρηση που δημιουργείται από το l-οστό ηλεκτρικό μονοπάτι του p-οστού χρήστη

$$\mathbf{b}(\tau_{p,l}) \triangleq [1 \ e^{-j2\pi\eta\tau_{p,l}} \ \dots \ e^{-j2\pi(N-1)\eta\tau_{p,l}}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (4.81)$$

Επίσης, ορίζεται ο πίνακας $\Theta(\psi_{p,l}) \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ο οποίος περιγράφει τις αλλαγές στις φάσεις κάθε στοιχείου συναρτήσει της συχνότητας f και συνεπώς το φαινόμενο του beam squint

$$\Theta(\psi_{p,l}) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi\eta\frac{\psi_{p,l}}{f_c}} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)\eta\frac{\psi_{p,l}}{f_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(M-1)\eta\frac{\psi_{p,l}}{f_c}} & \dots & e^{-j2\pi(M-1)(N-1)\eta\frac{\psi_{p,l}}{f_c}} \end{bmatrix} \quad (4.82)$$

$$m \in \{0, 1, \dots, M-1\}, \quad n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$$

Έτσι, ο πίνακας ο οποίος περιγράφει τη χώρο-συχνотική απόκριση για όλα τα M κεραιοστοιχεία του σταθμού βάσης για όλες τις διαφορετικές συχνотότητες που ορίζουν τα υποφέροντα της OFDM μετάδοσης για τον p-οστό χρήστη θα είναι [3]

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_p &= [\mathbf{h}_{\text{SF},p}(0) \ \mathbf{h}_{\text{SF},p}(\eta) \ \dots \ \mathbf{h}_{\text{SF},p}((N-1)\eta)] \\ &= \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_{p,l} \left(\mathbf{a}(\psi_{p,l}) \mathbf{b}^T(\tau_{p,l}) \right) \circ \Theta(\psi_{p,l}) \end{aligned} \quad (4.83)$$

με "ο" να δηλώνει το γινόμενο Hadamard.

Σημειώνεται πως η μέγιστη στροφή φάσης στον πίνακα $\Theta(\psi_{p,l})$ είναι προσεγγιστικά $\frac{f_s}{f_c} \frac{d}{\lambda_c} M$ ενώ για δομές λίγων κεραιών ή για δομές πολλών κεραιών με αρκετά στενό εύρος ζώνης f_s για κάθε ηλεκτρικό μονοπάτι, όπου η μέγιστη στροφή φάσης είναι πολύ μικρότερη της μονάδας και κοντά στο μηδέν, ο πίνακας δεν υπάρχει ή όλες οι τιμές του πίνακα τείνουν να γίνουν μονάδα.

Εφόσον ο πίνακας \mathbf{H}_p δηλώνει τη συνολική χώρο-συχνотική απόκριση του καναλιού, ο δισδιάστατος αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier αυτού δηλώνει τον πίνακα γωνίας-καθυστέρησης του καναλιού

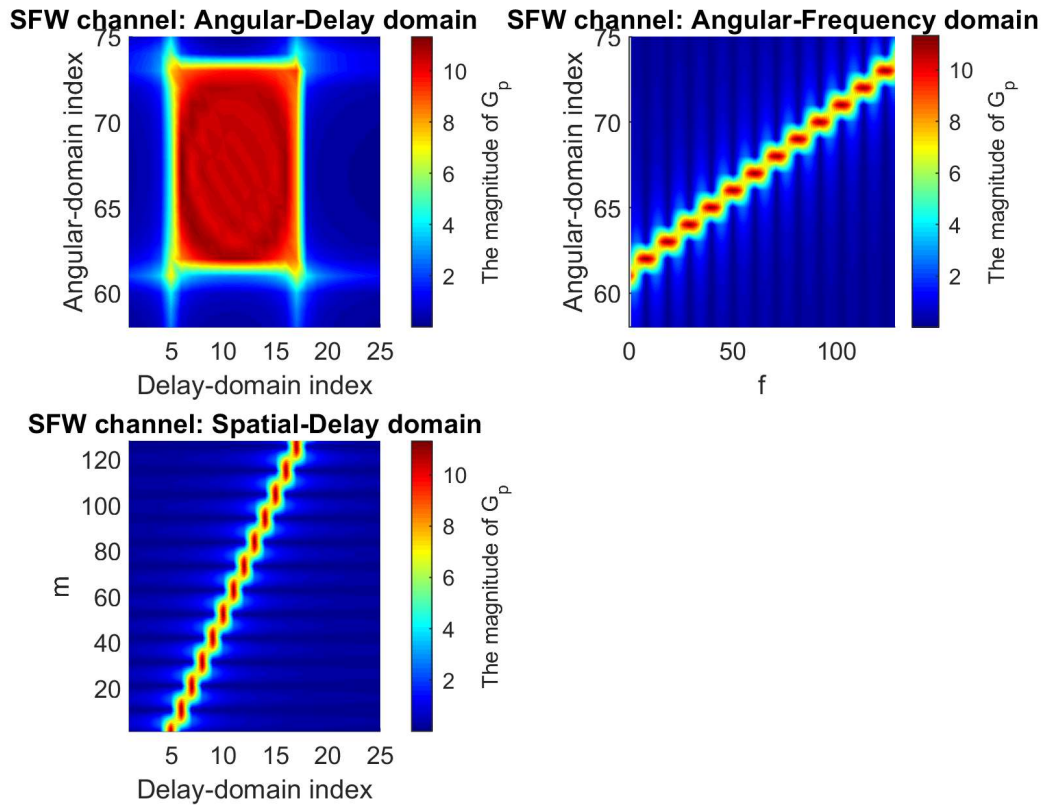
$$\mathbf{G}_p \triangleq \mathbf{F}_M^H \mathbf{H}_p \mathbf{F}_N^* \quad (4.84)$$

όπου \mathbf{F}_M είναι ο κανονικοποιημένος M -διάστατος πίνακας μετασχηματισμού Fourier του οποίου η θέση (p, q) είναι

$$[\mathbf{F}_M]_{p,q} \triangleq \frac{e^{-j\frac{2\pi}{M}pq}}{\sqrt{M}} \quad (4.85)$$

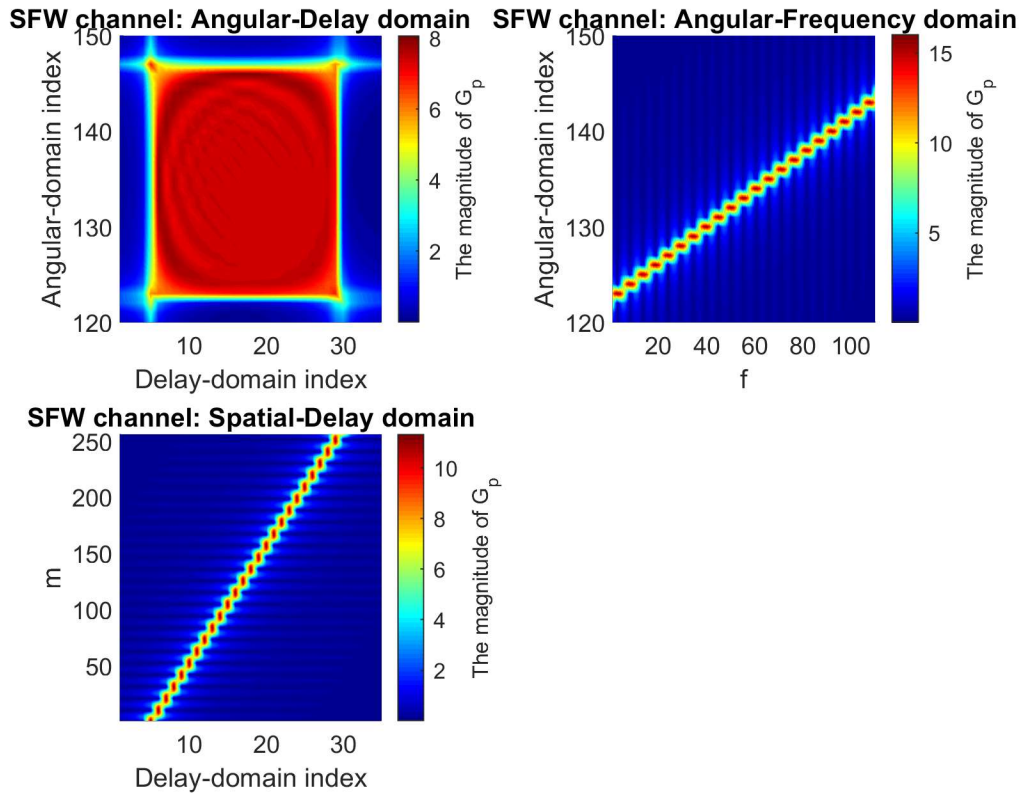
Αποδεικνύεται πως ο πίνακας \mathbf{G}_p είναι ένας αραιός πίνακας ο οποίος περιέχει L_p μη μηδενικές τετραγωνικές περιοχές όπου η κάθε μια αντιστοιχεί σε διαφορετικά ηλεκτρικά μονοπάτια. Αυτό γίνεται διότι ο ίδιος ο πίνακας $\Theta(\psi_{p,1})$ διαχέει την ενέργεια κάθε μονοπατιού σε μια τετραγωνική περιοχή. Συνεπώς, κάθε διαφορετικό μονοπάτι σημαίνει και διαφορετικό μέγεθος τετραγωνικής περιοχής μέσα στην οποία διαχέεται η ενέργεια.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται σενάρια ευρυζωνικών συστημάτων μέσα από τα οποία αποτυπώνεται καλύτερα το φαινόμενο που λαμβάνει χώρα σε αυτά. Έτσι, στην 1^η εικόνα του σχήματος 4.11 παρατηρείται ένα ηλεκτρικό μονοπάτι το οποίο αποτυπώνεται στο δέκτη ως μια τετραγωνική διάχυση της έντασης του σήματος στους άξονες της γωνίας και της καθυστέρησης, η οποία εξαρτάται κυρίως από τη γωνία άφιξης του σήματος, το εύρος ζώνης που καταλαμβάνει αυτό και τις χωρικές καθυστερήσεις που δημιουργούνται λόγω του μεγάλου πλήθους των κεραιοστοιχείων. Στο συγκεκριμένο σενάριο οι αποστάσεις των κεραιοστοιχείων του δέκτη είναι ίσες με $d = \frac{\lambda_c}{2}$ ενώ το πλήθος αυτών είναι ίσο με $M = 128$. Όσον αφορά το λαμβανόμενο σήμα, γίνεται χρήση OFDM πολυπλεξίας με πλήθος υποφερόντων ίσο με $N = 128$ ενώ η κεντρική συχνότητα αυτού είναι $f_c = 100\text{MHz}$ και το εύρος ζώνης του ίσο με $\text{BW} = 0.5f_c = 50\text{MHz}$ κάτι το οποίο δηλώνει πως τα υποφέροντα των OFDM συμβόλων ισαπέχουν 390KHz μεταξύ τους. Ακόμα, πρέπει να τονιστεί πως στο σήμα υπάρχει αρχική καθυστέρηση κι έτσι η άφιξη στο δέκτη δε φτάνει από την αρχή της έναρξης της προσομοίωσης. Σημειώνεται πως ο άξονας της γωνίας αφορά δείκτες στο διάστημα $[0, M - 1]$ οι οποίοι αφορούν το διάστημα γωνιών $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ ενώ ο άξονας της καθυστέρησης αφορά δείκτες στο διάστημα $[0, N - 1]$ οι οποίοι αφορούν καθυστερήσεις στο διάστημα $[0, NT_s]$. Τέλος, αυτή η τετραγωνική περιοχή έντασης μπορεί να αναλυθεί σε δύο επιμέρους συναρτήσεις δύο διαστάσεων, αυτής της έντασης συναρτήσει της γωνίας άφιξης και της συχνότητας του σήματος πληροφορίας και αυτής της έντασης συναρτήσει της θέσης κάθε κεραιοστοιχείου και της χωρικής καθυστέρησης αυτού μέσα από το οποίο φαίνεται ξεκάθαρα το φαινόμενο του beam squint καθώς όσο η συχνότητα αυξάνεται, ο κύριος λοβός του διαγράμματος ακτινοβολίας στρέφεται. Οι δύο αυτές διδιάστατες συναρτήσεις που αναφέρθηκαν απεικονίζονται στη 2^η και 3^η εικόνα τους σχήματος 4.11 αντίστοιχα.



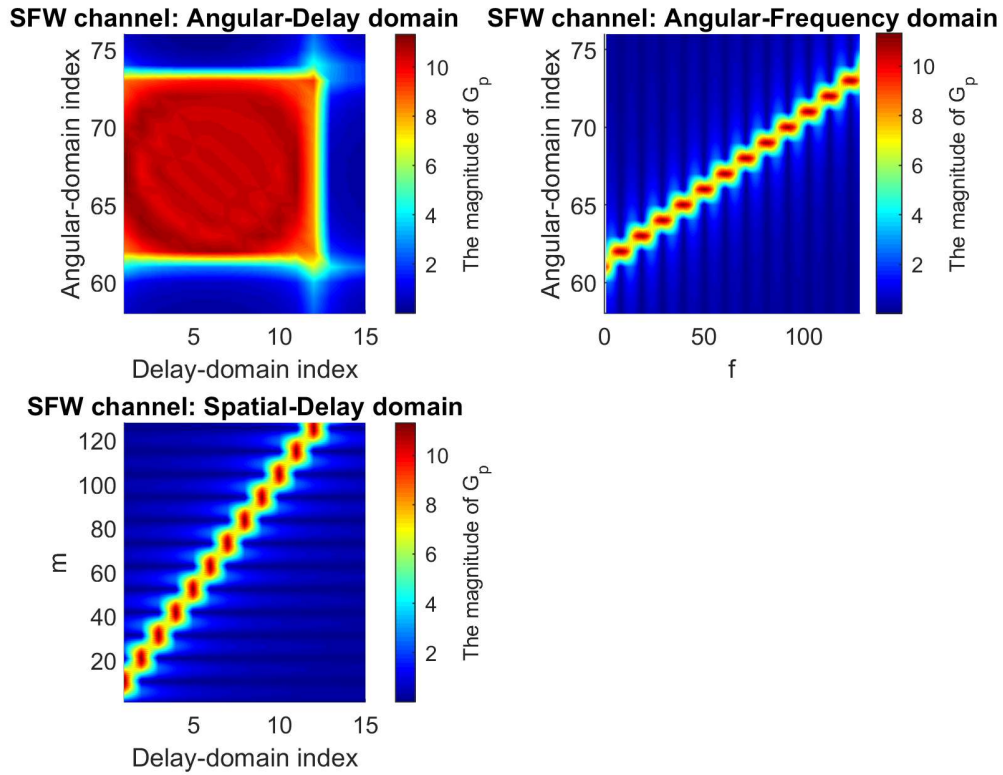
Σχήμα 4.11: Απεικόνιση της Τετραγωνικής Περιοχής Διάχυσης Εντασης του Ευρυζωνικά Χώρο-Συχνотικού Συστήματος στο Πεδίο Γωνίας-Καθυστέρησης και Ανάλυση της στα Πεδία Γωνία-Συχνότητα και Πλήθος Κεραιών-Καθυστέρηση (1)

Είναι προφανές πως όσο αυξάνεται το πλήθος των κεραιοστοιχείων τόσο θα αυξάνεται και το εμβαδόν της τετραγωνικής περιοχής ενδιαφέροντος καθώς αυξάνεται η καθυστέρηση στα κεραιοστοιχεία και συνεπώς και η φάση των σημάτων που λαμβάνουν προκαλώντας εντονότερο beam squint. Τα προηγούμενα αποτυπώνονται στις εικόνες του σχήματος 4.12 όπου το πλήθος των κεραιοστοιχείων έχει τεθεί ίσο με $M = 256$.



Σχήμα 4.12: Απεικόνιση της Τετραγωνικής Περιοχής Διάχυσης Εντασης του Ευρυζωνικά Χώρο-Συχνοτικού Συστήματος στο Πεδίο Γωνίας-Καθυστέρησης και Ανάλυση της στα Πεδία Γωνία-Συχνότητα και Πλήθος Κεραιών-Καθυστέρηση (2)

Ενδιαφέρον παρουσιάζει ακόμα η παραμετροποίηση του εύρους ζώνης του σήματος λήψης καθώς όσο αυτό μικραίνει τόσο μειώνεται η υποβάθμιση που δημιουργεί στο σύστημα το φαινόμενο beam squint. Στο σχήμα 4.13 παρουσιάζεται το σενάριο στο οποίο το εύρος ζώνης του σήματος είναι $BW = 0.2f_c = 20\text{MHz}$ και συνεπώς τα υποφέροντα των OFDM συμβόλων ισαπέχουν 156.250KHz μεταξύ τους. Στο συγκεκριμένο σενάριο το πλήθος των κεραιοστοιχείων έχει τεθεί ξανά ίσο με $M = 128$ ενώ έχει αφαιρεθεί η αρχική καθυστέρηση.



Σχήμα 4.13: Απεικόνιση της Τετραγωνικής Περιοχής Διάχυσης Εντασης του Ευρυζωνικά Χώρο-Συχνοτικού Συστήματος στο Πεδίο Γωνίας-Καθυστέρησης και Ανάλυση της στα Πεδία Γωνία-Συχνότητα και Πλήθος Κεραιών-Καθυστέρηση (3)

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] Α. Κανάτας and Γ. Πάντος, *Ασύρματες Επικοινωνίες*, 2nd ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ι.Κ.Ε., 2017.
- [2] L. Godara, *Smart antennas*. Boca Raton: CRC Press, 2004.
- [3] B. Wang, F. Gao, S. Jin, H. Lin, and G. Y. Li, “Spatial- and frequency-wideband effects in millimeter-wave massive MIMO systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 66, no. 13, pp. 3393–3406, 2018.
- [4] M. Reil and G. Lloyd, “Millimeter-Wave Beamforming: Antenna Array Design Choices and Characterization,” *Rohde Schwarz White Pap. IMA276_2e*, p. 28, 2016.
- [5] Κ. Φίλιππος, Κ. Αθανάσιος και Γ. Πάντος, “*Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*”, 2η έκδοση, 2013.
- [6] Σ. Φετοκάκης, “*Ευρυζωνικά δίκτυα, υποδομές και υπηρεσίες – Παρόν και μέλλον*”, Αθήνα, 2006.
- [7] E. Björnson, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, “Massive MIMO: Ten myths and one critical question,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 2, pp. 114–123, 2016.
- [8] T. E. Bogale and L. B. Le, “Beamforming for multiuser massive MIMO systems: Digital versus hybrid analog-digital,” *2014 IEEE Glob. Commun. Conf. GLOBECOM 2014*, pp. 4066–4071, 2014.
- [9] G. Fodor *et al.*, “An Overview of Massive MIMO Technology Components in METIS,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 6, pp. 155–161, 2017.
- [10] X. Gao, O. Edfors, F. Rusek, and F. Tufvesson, “Massive MIMO Performance Evaluation Based on Measured Propagation Data,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 14, no. 7, pp. 3899–3911, 2015.
- [11] R. Gentile, “Hybrid Beamforming for 5G Systems,” 2017.
- [12] X. Gu, A. Valdes-Garcia, A. Natarajan, B. Sadhu, D. Liu, and S. K. Reynolds, “W-band scalable phased arrays for imaging and communications,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 4, pp. 196–204, 2015.

- [13] D. Hall, J. Llinas, and S. Stearns, *the Electrical Engineering*. 2004.
- [14] P. W. Hannan, “The Element-Gain Paradox for a Phased-Array Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 4, pp. 423–433, 1964.
- [15] P. Harris *et al.*, “Performance characterization of a real-time massive MIMO system with LOS mobile channels,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 35, no. 6, pp. 1244–1253, 2017.
- [16] S. He, J. Wang, Y. Huang, B. Ottersten, and W. Hong, “Codebook-Based Hybrid Precoding for Millimeter Wave Multiuser Systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 65, no. 20, pp. 5289–5304, 2017.
- [17] R. W. Heath, N. Gonzalez-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, and A. M. Sayeed, “An Overview of Signal Processing Techniques for Millimeter Wave MIMO Systems,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 10, no. 3, pp. 436–453, 2016.
- [18] I. A. Hemadeh, K. Satyanarayana, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, “Millimeter-Wave Communicatiolais: Physical Channel Models, Design Considerations, Antenna Constructions, and Link-Budget,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 20, no. 2, pp. 870–913, 2018.
- [19] J. Hoydis, S. Ten Brink, and M. Debbah, “Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: How many antennas do we need?,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 160–171, 2013.
- [20] H. Huh, G. Caire, H. C. Papadopoulos, and S. A. Ramprasad, “Achieving ‘massive MIMO’ spectral efficiency with a not-so-large number of antennas,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 11, no. 9, pp. 3226–3239, 2012.
- [21] C. Kim, T. Kim, and J. Y. Seol, “Multi-beam transmission diversity with hybrid beamforming for MIMO-OFDM systems,” *2013 IEEE Globecom Work. GC Wkshps 2013*, pp. 61–65, 2013.
- [22] T. Kim, J. Park, J. Seol, S. Jeong, J. Cho, and W. Roh, “06831646 Tens of Gbps Support with mmWave Beamforming Systems for Next Generation Communications by Samsung in Globe comm 2013.pdf,” pp. 3685–3690, 2013.
- [23] Y. C. Ko and M. J. Kim, “Channel estimation and analog beam selection for uplink multiuser hybrid beamforming system,” *Eurasip J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2016, no. 1, 2016.
- [24] C. L. Koh, “Broadband Adaptive Beamforming With Low Complexity And Frequency Invariant Response,” *Constraints*, 2009.
- [25] F. H. Komba, X. Pingping, and C. Hongyun, “Beamforming Weight Vectors Designing for 60 GHz Wireless Communication Systems,” pp. 1–10, 1957.

- [26] M. N. Kulkarni, A. Ghosh, and J. G. Andrews, “A Comparison of MIMO Techniques in Downlink Millimeter Wave Cellular Networks with Hybrid Beamforming,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 5, pp. 1952–1967, 2016.
- [27] S. Kutty and D. Sen, “Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 949–973, 2016.
- [28] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, 2014.
- [29] E. G. Larsson, T. L. Marzetta, H. Q. Ngo, and H. Yang, “Antenna Count for Massive MIMO: 1.9 GHz vs. 60 GHz,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 9, pp. 132–137, 2018.
- [30] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, “An overview of massive MIMO: Benefits and challenges,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 742–758, 2014.
- [31] T. L. Marzetta, “Massive MIMO: An introduction,” *Bell Labs Tech. J.*, vol. 20, pp. 11–12, 2015.
- [32] T. L. Marzetta, “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, 2010.
- [33] K. W. Mckiou and A. Sankisa, “Location Based Service Extensions for Enablement,” vol. 16, no. 2, pp. 39–56, 2011.
- [34] A. F. Molisch *et al.*, “Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 9, pp. 134–141, 2017.
- [35] S. Mukherjee and S. K. Mohammed, “How much bandpass filtering is required in massive MIMO base stations?,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 5, pp. 4481–4486, 2017.
- [36] R. R. Müller, L. Cottatellucci, and M. Vehkaperä, “Blind pilot decontamination,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 773–786, 2014.
- [37] H. V. Myneni and P. Sircar, “Two-dimensional beam forming and interference reduction using different arrays,” *2012 1st Int. Conf. Recent Adv. Inf. Technol. RAIT-2012*, no. March 2012, pp. 794–799, 2012.
- [38] H. Q. Ngo, A. Ashikhmin, H. Yang, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, “Cell-Free Massive MIMO Versus Small Cells,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 16, no. 3, pp. 1834–1850, 2017.
- [39] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, “Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 4, pp. 1436–1449, 2013.
- [40] M. R. Orazov, V. E. Radzinsky, E. N. Nosenko, M. B. Khamoshina, A. O. Dukhin, and M.

- G. Lebedeva, “Immune-inflammatory predictors of the pelvic pain syndrome associated with adenomyosis,” *Gynecol. Endocrinol.*, vol. 33, no. February, pp. 44–46, 2017.
- [41] W. Paper, MATLAB, and W. Paper, “Hybrid Beamforming for Massive MIMO Phased Array Systems,” no. May, p. 22, 2017.
- [42] C. Powell and A. Engineer, “Technical Analysis : Beamforming vs . MIMO Antennas,” no. March, 2014.
- [43] W. S. Presented and B. Duarte, “MIMO and Beamforming in the 5G Context SBrT 2017 A Brief History of Keysight,” 2017.
- [44] J. G. Andrews *et al.*, “What will 5G be?,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, 2014.
- [45] W. Rf, “Home of RF and Wireless Vendors and Resources,” pp. 1–6, 2016.
- [46] K. Roth, H. Pirzadeh, A. Lee Swindlehurst, and J. A. Nossek, “A Comparison of Hybrid Beamforming and Digital Beamforming With Low-Resolution ADCs for Multiple Users and Imperfect CSI,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 12, no. 3, pp. 484–498, 2018.
- [47] A. Roze, M. Crussiere, M. Helard, and C. Langlais, “Comparison between a hybrid digital and analog beamforming system and a fully digital Massive MIMO system with adaptive beamsteering receivers in millimeter-Wave transmissions,” *Proc. Int. Symp. Wirel. Commun. Syst.*, vol. 2016-October, pp. 86–91, 2016.
- [48] H. Seleem, A. I. Sulyman, and A. Alsanie, “Hybrid Precoding-Beamforming Design with Hadamard RF Codebook for mmWave Large-Scale MIMO Systems,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 6813–6823, 2017.
- [49] F. Sohrabi and W. Yu, “Hybrid Analog and Digital Beamforming for mmWave OFDM Large-Scale Antenna Arrays,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 35, no. 7, pp. 1432–1443, 2017.
- [50] F. Sohrabi and W. Yu, “Hybrid Digital and Analog Beamforming Design for Large-Scale Antenna Arrays,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 10, no. 3, pp. 501–513, 2016.
- [51] W. H. Tranter, K. S. Shanmugan, T. S. Rappaport, and K. L. Kosbar, *Book - wireless simulations*, vol. 1. 2003.
- [52] K. T. Truong and R. W. Heath, “Effects of channel aging in massive MIMO systems,” *J. Commun. Networks*, vol. 15, no. 4, pp. 338–351, 2013.
- [53] P. Vallet, P. Loubaton, and X. Mestre, “Improved subspace estimation for multivariate observations of high dimension: The deterministic signals case,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 2, pp. 1043–1068, 2012.

- [54] B. Wang *et al.*, “Spatial-Wideband Effect in Massive MIMO with Application in mmWave Systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 12, pp. 134–141, 2018.
- [55] G. Zucchelli, R. Gentile, and H. Chen, “Hybrid-Beamforming Design for 5G Wireless Communications,” pp. 1–10, 2017.
- [56] Z. Xiao, T. He, P. Xia, and X. G. Xia, “Hierarchical Codebook Design for Beamforming Training in Millimeter-Wave Communication,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 15, no. 5, pp. 3380–3392, 2016.
- [57] A. Yazdan Panah, K. Yogeewaran, and Y. Maguire, “Performance of regression-based precoding for multi-user massive MIMO-OFDM systems,” *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, vol. 2016, no. 1, pp. 1–9, 2016.
- [58] H. Yin, D. Gesbert, M. Filippou, and Y. Liu, “A coordinated approach to channel estimation in large-scale multiple-antenna systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 264–273, 2013.
- [59] X. Yu, J. C. Shen, J. Zhang, and K. B. Letaief, “Alternating Minimization Algorithms for Hybrid Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 10, no. 3, pp. 485–500, 2016.
- [60] D. Zhang, Y. Wang, X. Li, and W. Xiang, “Hybridly Connected Structure for Hybrid Beamforming in mmWave Massive MIMO Systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 66, no. 2, pp. 662–674, 2018.
- [61] K. Zheng, L. Zhao, J. Mei, B. Shao, W. Xiang, and L. Hanzo, “Survey of Large-Scale MIMO Systems,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 17, no. 3, pp. 1738–1760, 2015.
- [62] Y. Zou, W. Rave, and G. Fettweis, “Analog beamsteering for flexible hybrid beamforming design in mmwave communications,” *EUCNC 2016 - Eur. Conf. Networks Commun.*, pp. 94–99, 2016.
- [63] A. Alkhateeb, “Millimeter Wave and Massive MIMO Communications for Next-Generation Wireless Systems,” 2016.
- [64] I. Ahmed *et al.*, “A survey on hybrid beamforming techniques in 5G: Architecture and system model perspectives,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 20, no. 4, pp. 3060–3097, 2018.
- [65] S. Antenna and T. Includes, “Beamforming & Beamsteering Antennas Antenna beam forming : the basics.”