

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ
ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ
Ι Δ Ρ Υ Μ Α



ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ

Τ.Ε.Ι. ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ Τ.Ε.

**«Μορφοποίηση λοβού ακτινοβολίας σε διάταξη
δύο αισθητήρων με εφαρμογή σε περιβάλλον
έξυπνης χειροσυσκευής (κινητού τηλεφώνου)»**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΧΡΗΣΤΟΥ ΜΕΝΕΓΑ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: Ιωάννης Α. Πικραμμένος, Δρ. Μηχ. ΕΜΠ

ΣΠΑΡΤΗ, ΝΟΕΜΒΡΙΟΣ 2016

ΔΗΛΩΣΗ ΜΗ ΛΟΓΟΚΛΟΠΗΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΗΨΗΣ ΠΡΟΣΩΠΙΚΗΣ ΕΥΘΥΝΗΣ

Γνωρίζοντας τις συνέπειες του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, δηλώνω ενυπογράφως ότι είμαι ο αποκλειστικός συγγραφέας της παρούσας Πτυχιακής εργασίας, για την ολοκλήρωση της οποίας κάθε βοήθεια είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται λεπτομερώς στην εργασία αυτή. Έχω αναφέρει πλήρως και με σαφείς αναφορές, όλες τις πηγές δεδομένων, απόψεων, θέσεων και προτάσεων, ιδεών και λεκτικών αναφορών, είτε κατά κυριολεξία είτε βάσει επιστημονικής παράφρασης. Αναλαμβάνω την προσωπική και ατομική ευθύνη ότι σε περίπτωση αποτυχίας στην υλοποίηση των ανωτέρω δηλωθέντων στοιχείων, είμαι υπόλογος έναντι λογοκλοπής, γεγονός που σημαίνει αποτυχία στην Πτυχιακή μου Εργασία και κατά συνέπεια αποτυχία απόκτησης του Τίτλου Σπουδών, πέραν των λοιπών συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων. Δηλώνω, συνεπώς, ότι αυτή η Πτυχιακή Εργασία προετοιμάστηκε και ολοκληρώθηκε από εμένα προσωπικά και αποκλειστικά και ότι, αναλαμβάνω πλήρως όλες τις συνέπειες του νόμου στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της δεν μου ανήκει διότι είναι προϊόν λογοκλοπής ή άλλης πνευματικής ιδιοκτησίας.

(Υπογραφή)

.....

Χ. Μένεγας

Νοεμβρίου 2016

Περίληψη

Η λήψη σήματος από χειροσυσσκευές επηρεάζεται από το περιβάλλον. Ο θόρυβος και οι παρεμβολές ανταγωνίζονται το σήμα στο δέκτη. Συνήθως προέρχονται από διαφορετικές κατευθύνσεις σε σχέση με αυτή του κυρίως σήματος. Για να περιορίσουμε την επίδραση τους αναπτύσσουμε διατάξεις ανίχνευσης της προέλευσης τους. Οι διατάξεις στη συνέχεια απομειώνουν τη σήμα του θορύβου αφήνοντας το κυρίως σήμα ελεύθερο. Για το σκοπό αυτό επιλέγονται μια σειρά διατάξεις οι οποίες αξιολογούνται με βάση τα αποτελέσματα προσομοίωσης.

Λέξεις κλειδιά

Λοβός ακτινοβολίας, αλγόριθμος καθυστέρησης και άθροισης, αλγόριθμος ελάχιστης διακύμανσης χωρίς παραμόρφωση.

Abstract

Signal reception from mobile devices is subject to environmental superposition. Noise and interference from surrounding signals are competing with signal source at the receiver. Usually they come from different to the main signal directions. In order to leverage their influence we develop origination tracking schemes. These schemes suspend noise signal, leaving free the main signal. For this reason, series of algorithms are evaluated according to simulation results.

Keywords

Antenna lobe, delay and sum algorithm, Minimum Variance Distortionless Response algorithm

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα καταρχήν να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου κ. Ιωάννης Α. Πικραμμένο, Δρ. Μηχ. ΕΜΠ για την επίβλεψη της πτυχιακής μου εργασίας και για την ευκαιρία που μου έδωσε να την εκπονήσω. Επίσης τον ευχαριστώ ιδιαίτερα για την καθοδήγηση του και την εξαιρετική συνεργασία που είχαμε. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου για την καθοδήγηση και την ηθική συμπαράσταση που μου προσέφεραν.

Σπάρτη, Νοέμβριος 2016

Χρήστος Μένεγας

Πίνακας συντομογραφιών

FDMA	Frequency Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
CME	Coronal Mass Explosion
CCIR	Comité consultatif international pour la radio)
DAS	Delay And Sum
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
GSC	Generalized Sidelobe Canceller
FFT	Fast Fourier Transformation

Πίνακας Περιεχομένων

1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	11
2	ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ	12
2.1	Αρχές ακτινοβολίας	12
2.1.1	Μοτίβο ακτινοβολίας	12
2.1.2	Πολικό διάγραμμα	13
2.1.3	Κέρδος ακτινοβολία	14
2.1.4	Εύρος δέσμης	14
2.1.5	Αναλογία «από εμπρός προς τα πίσω»	15
2.1.6	Πολικότητα	15
2.1.7	Διπολική κεραία	16
2.1.8	Συστοιχία δίπολων	18
2.1.9	Κατευθυντικές κεραίες	19
2.2	Αρχές λήψης σήματος	20
2.2.1	Θόρυβος λήψης	21
2.3	Χωρική διάκριση προέλευσης σήματος	22
2.4	Θόρυβος	24
2.4.1	Ανθρωπογενείς θόρυβος	25
2.4.2	Ηλιακή δραστηριότητα	26
2.4.3	Ατμοσφαιρικός θόρυβος	27
2.5	Περιορισμοί περιβάλλοντος έξυπνων συσκευών	27
2.5.1	Περιορισμοί αλγορίθμου	27
2.5.2	Περιορισμοί συσκευής	28
3	ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΜΟΡΦΟΠΟΙΗΣΗΣ	30
3.1	Παρουσίαση 1 ^{ης} τεχνικής	30
3.2	Παρουσίαση 2 ^{ης} τεχνικής	36
3.3	Παρουσίαση 3 ^{ης} τεχνικής	38
3.4	Χρονικά παράθυρα	39
3.5	Συγκριτική αξιολόγηση	41
4	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ	42
4.1	Δοκιμή 1 ^η	42
4.2	Δοκιμή 2 ^η	47
4.3	Σύγκριση αποτελεσμάτων	52

5	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	53
6	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	54
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι ΚΩΔΙΚΑΣ	55

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1	Γεωμετρία πεδίου λήψης κύματος από δίπολο.	12
Σχήμα 2	Διάγραμμα ακτινοβολίας – πολικό (περίπτωση επιπέδου ανύψωσης).....	13
Σχήμα 3	Διαγράμματα ακτινοβολίας διπολικής κεραίας.	16
Σχήμα 4	Πολικά διαγράμματα αξιμούθιου επιπέδου και επίπεδου ανύψωσης συστοιχίας δίπολων κεραιών.	18
Σχήμα 5	Διαγράμματα ακτινοβολίας συστοιχίας επίπεδων κεραιών.	20
Σχήμα 6	Διάταξη δύο κεραιών σε συστοιχία όπου προσπίπτει επίπεδο κύμα υπό γωνία.....	23
Σχήμα 7	Διάγραμμα θορύβου ανά κατηγορία πηγής [10]	25
Σχήμα 2	Διάταξη DAS.....	30
Σχήμα 3	Διάταξη συμβατικού DAS για συστοιχία n στοιχείων.....	31
Σχήμα 4	Διάταξη του GSC	38
Σχήμα 5	Διάγραμμα απόκρισης χρονικών παραθύρων στο πεδίο των συχνοτήτων...	40
Σχήμα 6	Απόκριση διάταξης DAS στο πεδίο των συχνοτήτων για γωνίες 27° και 90°	45
Σχήμα 7	Απόκριση διάταξης MVDR στο πεδίο των συχνοτήτων για γωνίες 27° και 90°	50

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1	Συνάρτηση λαμβανόμενου σήματος ανά κατηγορία διαμόρφωσης.	23
Πίνακας 1	Απόκριση διάταξης DAS στο πεδίο του χρόνου για διαφορετικές γωνίες	42
Πίνακας 2	Απόκριση της διάταξης DAS για διαφορετικές συχνότητες θορύβου	46
Πίνακας 3	Απόκριση διάταξης MVDR στο πεδίο του χρόνου για διαφορετικές γωνίες.....	47
Πίνακας 4	Απόκριση της διάταξης MVDR για διαφορετικές συχνότητες θορύβου...	50

1 Εισαγωγή

Με την έλευση των έξυπνων τηλεφώνων οι τηλεπικοινωνίες έγιναν καθημερινό κομμάτι της ζωής μας. Οι επικοινωνίες αυτές πάσχουν από ένα κοινό χαρακτηριστικό, τον θόρυβο. Ο θόρυβος είναι πανταχού παρόν και εισβάλλει στις επικοινωνίες από διαφορετικές μεριές. Προέλευση του είναι τόσο το εξωτερικό στη συσκευή περιβάλλον όσο και το εσωτερικό. Χαρακτηριστικό του θορύβου είναι ότι είναι διάχυτος στο χώρο τη στιγμή που το σήμα ενδιαφέροντος προέρχεται από μία και μοναδική προέλευση. Σκοπός της πτυχιακής είναι να αναγνωρίζει την προέλευση του σήματος ενδιαφέροντος με σκοπό τον περιορισμό του θορύβου.

Ειδικότερα, θα χρησιμοποιηθεί η τεχνική της μορφοποίησης του λοβού ακτινοβολίας με σκοπό τη μεγιστοποίηση των χαρακτηριστικών του σήματος ενδιαφέροντος σε σχέση με το θόρυβο. Η ανίχνευση της προέλευσης του σήματος ενδιαφέροντος βασίζεται στη χρήση δύο αισθητήρων. Οι πολλαπλοί αισθητήρες κάνουν δυνατή την αναγνώριση της γωνίας πρόσπτωσης και με τον τρόπο αυτό την χωρική διάκριση της προέλευσης των σημάτων.

Οι τεχνικές μορφοποίησης λοβού ακτινοβολίας είναι ευρύτατα διαδεδομένες. Λαμβάνοντας υπόψη τους περιορισμούς στο περιβάλλον έξυπνης συσκευής θα πρέπει να εξεταστούν διαφορετικές επιλογές αλγορίθμων μορφοποίησης λοβού για να επιλεγεί ο καταλληλότερος. Στόχος είναι να επιδειχθεί η λειτουργία του σε περιβάλλον συσκευής Android.

Η πτυχιακή δομείται ως ακολούθως:

- Στο δεύτερο κεφάλαιο αναλύεται η μορφοποίηση λοβού ακτινοβολίας και οι διαθέσιμες τεχνικές από τη βιβλιογραφία
- Στο τρίτο κεφάλαιο θα παρουσιαστούν και θα αναλυθούν οι περιορισμοί εκτέλεσης εφαρμογής σε περιβάλλον έξυπνης συσκευής.
- Στο τέταρτο κεφάλαιο θα συγκριθούν οι τεχνικές μορφοποίησης και θα δοκιμαστεί η αποτελεσματικότητά τους με προσομοίωση.

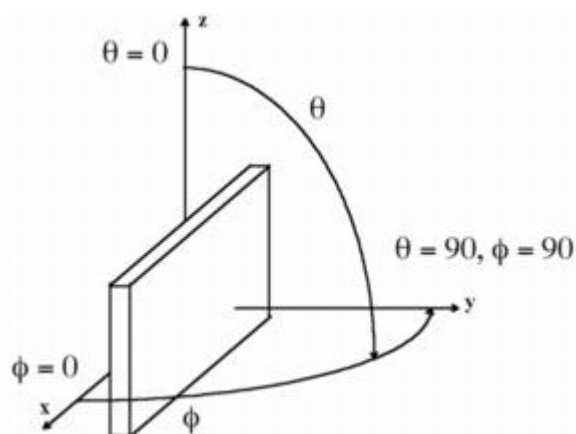
2 Θεωρητικό Υπόβαθρο

2.1 Αρχές ακτινοβολίας

Το σημαντικότερο μέρος συστήματος ασύρματου δικτύου είναι η κεραία. Υπάρχουν αρκετοί διαφορετικοί τύποι και όλα έχουν τη θέση τους. Σε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνιών χρησιμοποιούνται συνήθως δίπολα ή κατευθυντικές κεραίες. Μια κεραία είναι ένας μετατροπέας μεταξύ καθοδηγούμενων κυμάτων και ακτινοβολούντων κυμάτων, ή το αντίστροφο. Τα κύματα αποτελούν ηλεκτρομαγνητικά σήματα ενεργείας. Η εκπομπή της ενέργειας χαρακτηρίζεται από μοτίβο ακτινοβολίας της κεραίας.

2.1.1 Μοτίβο ακτινοβολίας

Το μοτίβο αυτό καλείται διάγραμμα ακτινοβολίας. Το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι η γραφική παράσταση των ιδιοτήτων ακτινοβολίας της κεραίας ως συνάρτηση του χώρου. Δηλαδή, περιγράφει πώς η κεραία ακτινοβολεί ενέργεια στο χώρο. Μια κεραία ακτινοβολεί ενέργεια προς όλες τις κατευθύνσεις ταυτόχρονα έτσι ώστε το σχέδιο της κεραίας είναι συνεχές στο τρισδιάστατο χώρο. Για να περιγράψουμε το τρισδιάστατο μοντέλο σε δύο επίπεδα μοτίβα χρησιμοποιούμε τα πολικά διαγράμματα. Τα πολικά διαγράμματα παράγονται με τομές στο τρισδιάστατο μοντέλο, στη μέγιστη τιμή του. Στο ακόλουθο σχήμα παρουσιάζεται σύστημα συντεταγμένων που χρησιμοποιείται για την πραγματοποίηση μετρήσεων σε πολικά διαγράμματα.

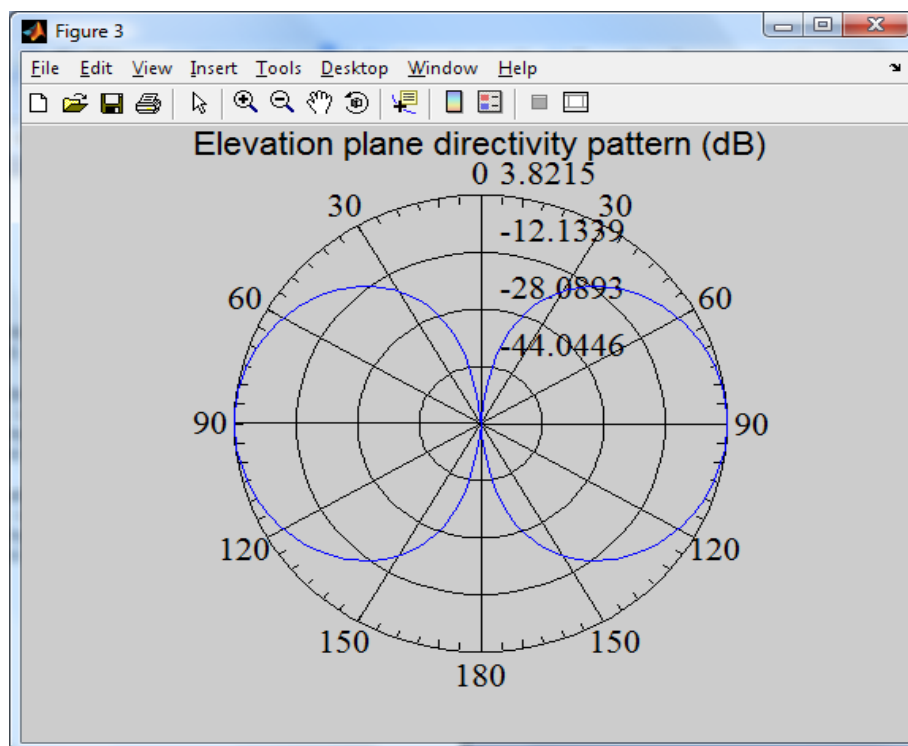


Σχήμα 1 Γεωμετρία πεδίου λήψης κύματος από δίπολο.

Στις μετρήσεις πολικών διαγραμμάτων θα συναντήσετε συχνά τους όρους αζιμούθιο επίπεδο και υψομετρικό επίπεδο. Ο όρος αζιμούθιο βρίσκεται συνήθως σε σχέση με "ορίζοντα" ή "η οριζόντια», ενώ ο όρος ανύψωση αναφέρεται συνήθως στην "κάθετη". Στο παραπάνω σχήμα, το επίπεδο χ - γ ($\theta = 90$ μοίρες) είναι το αζιμούθιο. Το αζιμούθιο επίπεδο μετριέται σε ολόκληρο το επίπεδο χ - γ γύρω από την κεραία υπό δοκιμή. Το επίπεδο ανύψωση είναι τότε ένα επίπεδο ορθογώνιο προς το επίπεδο χ - γ , δηλαδή το επίπεδο γ - z . Το επίπεδο ανύψωση εφαρμόζεται σε ολόκληρο το γ - z επίπεδο γύρω από την κεραία υπό δοκιμή.

2.1.2 Πολικό διάγραμμα

Οποιοδήποτε δεδομένο πολικό διάγραμμα έχει τρόπους ακτινοβολίας του προτύπου που καλούνται λοβός. Ένα λοβός μπορεί να είναι ένα κύριος, πλευρικός ή οπίσθιος σε σχέση με το τμήμα του διαγράμματος στο οποίο εμφανίζονται. Σε γενικές γραμμές, ένας λοβός είναι οποιοδήποτε μέρος του μοτίβου που περιβάλλεται από περιοχές με σχετικά ασθενέστερη ακτινοβολία. Έτσι, ένα λοβός είναι οποιοδήποτε μέρος του προτύπου που εξέχει και τα ονόματα των διαφόρων τύπων των λοβών είναι κάπως αυτονόητα. Στο ακόλουθο σχήμα εμφανίζεται μια προβολή ενός προτύπου ακτινοβολίας με τους λοβούς επισημαίνονται σε κάθε τύπο του



Σχήμα 2 Διάγραμμα ακτινοβολίας – πολικό (περίπτωση επιπέδου ανύψωσης).

Τα επίπεδα πολικών διαγραμμάτων (αζιμούθιο και ανύψωσης) συχνά εμφανίζονται σε πολικές συντεταγμένες. Αυτό δίνει στον αναγνώστη τη δυνατότητα να εποπτεύσει εύκολα πώς η κεραία ακτινοβολεί σε όλες τις κατευθύνσεις. Εναλλακτικά, είναι χρήσιμο να εμφανίζονται τα πολικά διαγράμματα σε καρτεσιανές συντεταγμένες, ειδικά όταν υπάρχουν πολλοί πλευρικοί λοβοί και όπου τα επίπεδα αυτών των πλευρικών λοβών είναι σημαντικά.

2.1.3 Κέρδος ακτινοβολία

Το κέρδος μιας κεραίας ορίζεται ως η αναλογία του κέρδους ενέργειας σε μια δεδομένη κατεύθυνση προς την απολαβή ισχύος μιας κεραίας αναφοράς στην ίδια κατεύθυνση. Είναι συνήθης πρακτική να χρησιμοποιήσετε μια ιστροπική κεραία ως κεραία αναφοράς σε αυτόν τον ορισμό. Μία ιστροπική κεραία θα είναι χωρίς απώλειες και θα εκπέμπει ενέργεια εξίσου σε όλες τις κατευθύνσεις. Αυτό σημαίνει ότι το κέρδος της είναι $G = 1$ ή 0 dB. Είναι σύνηθες να χρησιμοποιείται η μονάδα dB_i (ντεσιμπέλ σε σχέση με μια ιστροπική) για το κέρδος, το οποίο υπολογίζεται χρησιμοποιώντας τον ακόλουθο τύπο:

$$G_{\text{dBi}} = 10 * \log(G_{\text{numeric}} / G_{\text{isotropic}}) = 10 * \log(G_{\text{numeric}})$$

Σημειώστε ότι όταν ένας αριθμός αναφέρεται για κέρδος μιας κεραίας, υποτίθεται ότι αυτό είναι το μέγιστο κέρδος (το κέρδος στην κατεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας).

Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι μια κεραία με κέρδος δεν δημιουργεί εκπεμπόμενη ισχύς. Η κεραία κατευθύνει απλά τον τρόπο που η εκπεμπόμενη ισχύς διανέμεται σε σχέση με την ακτινοβολούμενη σε όλες τις κατευθύνσεις ενέργεια. Το κέρδος είναι ακριβώς ο χαρακτηρισμός του τρόπου που η ισχύς ακτινοβολείται.

2.1.4 Εύρος δέσμης

Το εύρος δέσμης 3-dB (ή εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος) μιας κεραίας ορίζεται τυπικά για κάθε ένα από τα κύρια επίπεδα. Το εύρος δέσμης 3-dB σε κάθε επίπεδο ορίζεται ως η γωνία μεταξύ των σημείων στο κύριο λοβό που είναι κάτω από το μέγιστο κέρδος κατά 3 dB. Το εύρος δέσμης 3 dB στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται ως η γωνία μεταξύ των δύο μπλε γραμμών στο πολικό διάγραμμα. Σε αυτό το παράδειγμα, το εύρος δέσμης 3-dB είναι περίπου 37 μοίρες. Κεραίες με μεγάλο

εύρος λοβού έχουν συνήθως χαμηλό κέρδος και κεραίες με τα στενά ε'ρος λοβού τείνουν να έχουν υψηλότερο κέρδος. Να θυμάστε ότι το κέρδος είναι ένα μέτρο του πόσο μεγάλο μέρος της δύναμης ακτινοβολείται σε μια δεδομένη κατεύθυνση. Έτσι μια κεραία που κατευθύνει το μεγαλύτερο μέρος της ενέργειάς του σε μια στενή δέσμη θα έχουν υψηλότερη ισχύ, άρα και κέρδος.

2.1.5 Αναλογία «από εμπρός προς τα πίσω»

Η αναλογία από εμπρός προς τα πίσω χρησιμοποιείται ως ένα ποσοστό του μεγέθους της ενέργειας και επιχειρεί να περιγράψει το επίπεδο της ακτινοβολίας προς το πίσω μέρος μιας κατευθυντικής κεραίας. Βασικά, η αναλογία εμπρός-πίσω είναι η αναλογία του κέρδους αιχμής στην εμπρός κατεύθυνση προς το κέρδος 180ο πίσω από την κορυφή. Φυσικά σε μια κλίμακα dB, ο λόγος είναι μόνο η διαφορά μεταξύ του κέρδους αιχμής στην εμπρόσθια κατεύθυνση και την απολαβή 180 μοίρες πίσω από την κορυφή.

2.1.6 Πολικότητα

Μια κεραία παράγει ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα που μεταβάλλεται στο χρόνο καθώς ταξιδεύει μέσα στο χώρο. Αν το κύμα που ταξιδεύει στο χρόνο έχει το ηλεκτρικό πεδίο πάντοτε στο ίδιο επίπεδο, τότε λέγεται ότι είναι πολωμένο γραμμικά. Αν αυτό το κύμα περιστρέφεται στο χρόνο καθώς ταξιδεύει, λέγεται ότι είναι πολωμένο ελλειπτικά. Ως ειδική περίπτωση, αν το κύμα περιστρέφεται σε ένα κυκλικό μονοπάτι, το κύμα λέγεται κυκλικά πολωμένο. Αυτό σημαίνει ότι ορισμένες κεραίες είναι ευαίσθητες σε συγκεκριμένα είδη των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Η πρακτική σημασία αυτής της έννοιας είναι ότι οι κεραίες με την ίδια πόλωση έχουν την καλύτερη απόδοση λήψης του σήματος.

Αν μια γραμμικά πολωμένη κεραία εκπέμπει ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα τότε αυτό ταξιδεύει με το διάνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου στην κατεύθυνση "πάνω-κάτω" ή κάθετα. Η καλύτερη δυνατή κεραία-δέκτης αυτής της κατηγορίας κυμάτων θα είναι μια άλλη κεραία που είναι επίσης γραμμικά πολωμένη. Ως γραμμική πόλωση επίσης εκλαμβάνουμε τη δυνατότητα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων να ταξιδεύουν με το ηλεκτρικό πεδίο στην κατεύθυνση "δεξιά προς τα αριστερά" (οριζόντια). Συχνά κεραίες μπορεί απλά να περιστραφεί φυσικά ώστε η κάθετη πόλωση να γίνει οριζόντια.

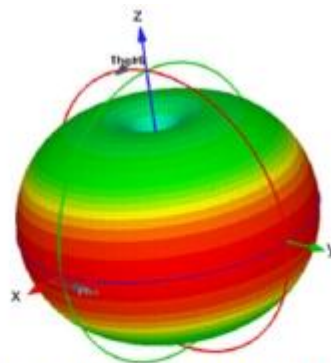
Οι κυκλικά πολωμένες κεραίες εκπέμπουν ηλεκτρομαγνητικά κύματα που το διάνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου περιστρέφεται δεξιόστροφα. Αυτή η κατηγορία ονομάζεται κυκλική πόλωση. Σημειώστε ότι η πόλωση μιας κεραίας δεν σημαίνει πάντα κάτι για το μέγεθος ή το σχήμα της κεραίας. Ένα δίπολο ονομάζεται συνήθως κάθετα πολωμένο λόγω του τρόπου εκπομπής, δηλαδή επειδή είναι τοποθετημένη κάθετα και πολώνεται γραμμικά. Όμως υπάρχουν και κυκλικά πολωμένες κεραίες με ανάλογα χαρακτηριστικά. Δηλαδή, η κατάσταση πόλωση μιας κεραίας δεν σχετίζεται με το σχήμα της.

2.1.7 Διπολική κεραία

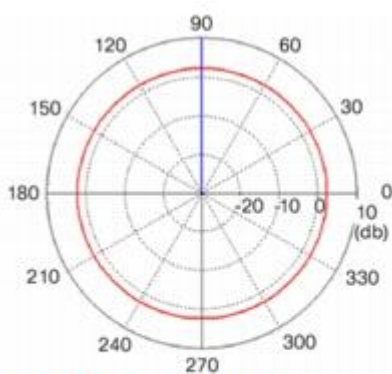
Μία διπολική κεραία πιο συχνά αναφέρεται σε ένα δίπολο μισού μήκους κύματος ($\lambda/2$). Η κεραία κατασκευάζεται από αγώγιμα στοιχεία των οποίων το συνολικό μήκος είναι το μισό του μήκους κύματος σε συχνότητα που προορίζεται λειτουργίας του.



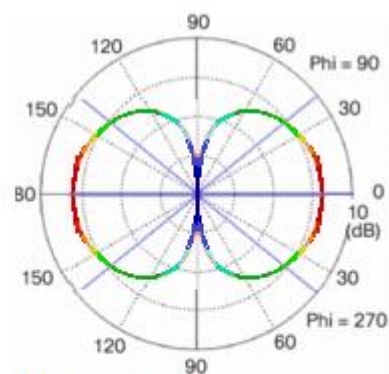
Δίπολο



Τρισδιάστατο Μοτίβο



Πολικό αζιμούθιο διάγραμμα



Πολικό διάγραμμα ανύψωσης

Σχήμα 3 Διαγράμματα ακτινοβολίας διπολικής κεραίας.

Αυτή είναι μια απλή κεραία που ακτινοβολεί την ενέργεια του έξω προς τον ορίζοντα (κάθετα προς την κεραία). Τα διάγραμμα που παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα προκύπτει από ένα ιδανικό δίπολο που σχηματίζεται από δύο λεπτούς αγωγούς προσανατολισμένους κάθετα κατά μήκος του άξονα z. Η προκύπτουσα τρισδιάστατη απεικόνιση μοιάζει σαν λουκουμά ή σαν κουλούρι. Η κεραία βρίσκεται στην μέση της τρύπας και ακτινοβολεί την ενέργεια προς τα έξω. Η ενέργεια που ακτινοβολείται προς τα έξω, κάθετα προς την κεραία στο X-Y (αζιμούθιο) επίπεδο, έχει την μέγιστη τιμή.

Το αζιμούθιο επίπεδο σχηματίζεται από την τομή του τρισδιάστατου μοντέλου στο οριζόντιο επίπεδο (x-y). Παρατηρήστε ότι το μοτίβο στο αζιμούθιο επίπεδο είναι μη-κατευθυντικό, δηλαδή, η κεραία ακτινοβολεί την ενέργειά του εξίσου σε όλες τις κατευθύνσεις με τον ίδιο τρόπο. Έτσι, το μοτίβο στο αζιμούθιο επίπεδο είναι ένας κύκλος με ακτίνα το μέγιστο κέρδος, που φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Το μοτίβο είναι κατευθυντικό κατά φύση και έτσι η κεραία λέγεται ομοιοκατευθυντική.

Το μοτίβο στο επίπεδο ανύψωσης σχηματίζεται από την τομή του τρισδιάστατου μοντέλου στο επίπεδο X-Z ή το επίπεδο Y-Z. Παρατηρούμε ότι η διπολική κεραία έχει εύρος δέσμης 78° , όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα από τις μπλε ευθείες γραμμές στο δεξιό ή αριστερό ημισφαίριο. Αυτές οι γραμμές αντιστοιχούν σε τιμή 3-dB κάτω από το μέγιστο κέρδος, δηλαδή στο μισό σε απόλυτη τιμή του μέγιστου. Το εύρος δέσμης στο επιπέδου ανύψωση είναι το συνολικό γωνιακό εύρος μεταξύ των δύο σημείων 3-dB της καμπύλης του μοτίβου ακτινοβολίας.

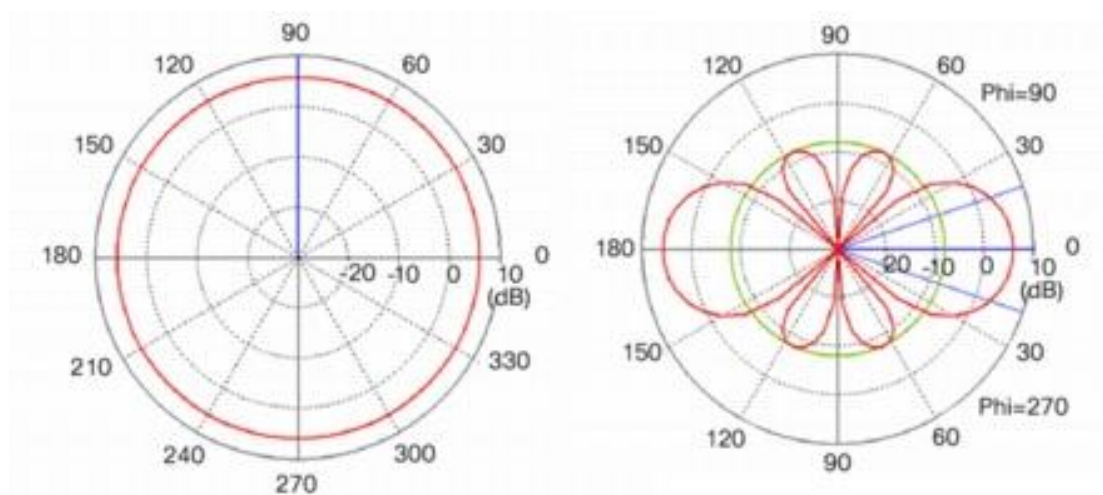
Το κέρδος του διπόλου ημίσεως κύματος είναι περίπου 2,2 dBi. Αυτή η τιμή προκύπτει από το εύρος δέσμης 3-dB και το κέρδος ενός θεωρητικού δίπολου ημίσεως κύματος. Η αξία των 2.2 dBi αναλογεί στον ορίζοντα (οριζόντιο επίπεδο) στο επίπεδο ανύψωσης και παντού στο επίπεδο αζιμούθιο. Σημειώστε ότι το μοτίβο στο αζιμούθιο επίπεδο είναι ένας κύκλος που διέρχεται από την τιμή 2.2 dBi για κάθε τιμή της γωνίας φ .

Λαμβάνοντας υπόψη αυτά τα μοτίβα κεραίας, μια διπολική κεραία θα πρέπει να τοποθετηθεί κατακόρυφα προσανατολισμένη σε σχέση με το έδαφος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το μέγιστο ποσό της ενέργειας που ακτινοβολεί προς τα έξω να καταλαμβάνει την περιοχή ενδιαφέροντος. Η μηδενική τιμή ακτινοβολίας στη μέση του μοτίβου αφορά τις κατευθύνσεις επάνω και κάτω από την κεραία

2.1.8 Συστοιχία δίπολων

Για να δημιουργήσουμε μια ομοιοκατευθυντική κεραία με μεγαλύτερη απολαβή, χρησιμοποιούμε πολλαπλές κεραίες (είτε καλώδια είτε στοιχεία σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα) σε κάθετο επίπεδο με γραμμικό τρόπο. Με τον τρόπο αυτό διατηρούμε το μοτίβο στο αζιμούθιο επίπεδο αλλά μεταβάλλουμε αυτό στο επίπεδο ανύψωσης ώστε να είναι περισσότερο κατευθυντικό και κατά συνέπεια υψηλότερο κέρδος. Αυτή η διάταξη συχνά αναφέρεται ως γραμμική συστοιχία. Σημειώστε ότι το υψηλότερο κέρδος δεν σημαίνει ότι η κεραία δημιουργεί περισσότερη ισχύ αλλά ότι η ίδια ποσότητα ενέργειας εκπέμπεται με πιο εστιασμένο τρόπο.

Ένα παράδειγμα μοτίβου γραμμικής συστοιχίας από τρεις ομοιοκατευθυντικές κεραίες φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Το αζιμούθιο επίπεδο διατηρεί το κυκλικό σχήμα του ενώ στο επίπεδο ανύψωσης παρατηρούμε ένα «λουκουμά», όπως ακριβώς και στο απλό δίπολο, αλλά περισσότερο πεπλατισμένο. Επίσης παρατηρούμε «αυτιά» να πηγάζουν από το κέντρο του λουκουμά με μικρότερη εμβέλεια από αυτόν. Τα «αυτιά» αυτά είναι γνωστά ως πλευρικοί λοβοί.



Σχήμα 4 Πολικά διαγράμματα αζιμούθιου επίπεδου και επίπεδου ανύψωσης συστοιχίας δίπολων κεραιών.

Το προκύπτον κέρδος είναι περίπου 5,8 dBi με εύρος δέσμης περίπου 38° στο επίπεδο ανύψωσης, όπως φαίνεται από τις μπλε γραμμές στο δεξιό ημισφαίριο. Αυτό το εύρος δέσμης είναι πολύ στενότερο από το απλό δίπολο. Είναι εύκολο να δούμε

πώς η ενέργεια που ακτινοβολείται από την κεραία είναι πιο εστιασμένη, με αποτέλεσμα υψηλότερο κέρδος (σε σχέση με το απλό δίπολο). Όπως είναι χαρακτηριστικό στις κατευθυντικές κεραίες με υψηλό κέρδος, στο επίπεδο ανύψωσης εμφανίζονται πλευρικοί λοβοί. Οι πλευρικοί λοβοί σχηματίζονται πάνω και κάτω από τους κύριους λοβούς στο τρισδιάστατου μοντέλου. Αυτοί οι λοβοί είναι περίπου 14 dB κάτω από το μέγιστο κέρδος.

2.1.9 Κατευθυντικές κεραίες

Οι κατευθυντικές κεραίες χρησιμοποιούνται κυρίως για επικοινωνίες από σημείο προς σημείο. Τέτοιες κεραίες είναι τα παραβολικά κάτοπτρα, οι επίπεδες (patch) κεραίες, οι κεραίες χοάνης, κλπ. Το κύριο χαρακτηριστικό τους είναι η υψηλή απολαβή (κέρδος) και οι πολλοί πλευρικοί λοβοί.

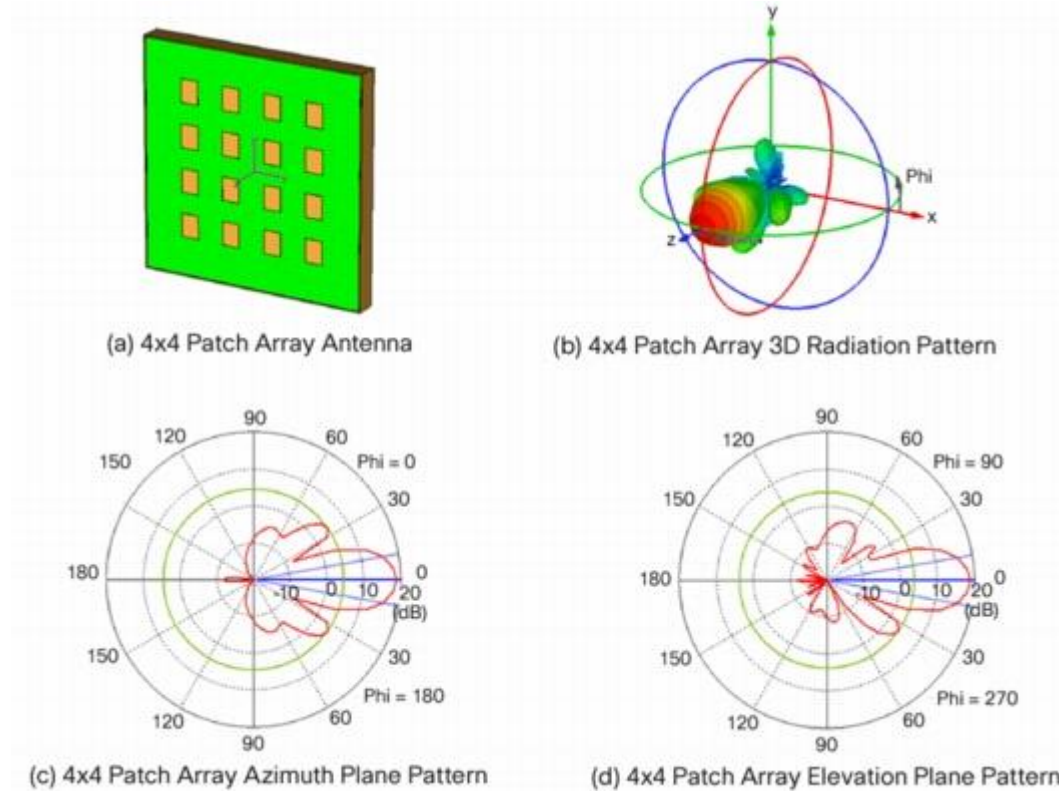
2.1.9.1 Επίπεδες (Patch) Κεραίες

Μια επίπεδη κεραία (patch), στην απλούστερη μορφή της, είναι μια αγωγίμη πλάκα με τη μορφή ορθογώνιου ή έλλειψης που βρίσκεται πάνω σε ένα μονωμένο επίπεδο. Οι κεραίες αυτές είναι ελκυστικές λόγω του χαμηλού προφίλ τους και της ευκολίας κατασκευής τους. Το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας επίπεδης κεραίας χαρακτηρίζεται από ένα και μόνο κύριο λοβό με μέσο εύρος δέσμης. Συχνά, το εύρος δέσμης τόσο στο αζιμούθιο όσο και στο επίπεδο ανύψωσης είναι παρόμοια. Αποτέλεσμα αυτού είναι ένα μοτίβο ακτινοβολίας που περιλαμβάνει ένα αρκετά κυκλικό λοβό, σαφώς προσανατολισμένο. Ο κεντρικός λοβός περιβάλλεται από πλευρικούς λοβούς οι οποίοι σχηματίζουν ρηχά μηδενικά προς τα πάνω και προς τα κάτω από την κεραία. Μια επίπεδη κεραία έχει μέγιστο κέρδος περίπου 8,8 dBi με εύρος δέσμης 57°.

2.1.9.2 Συστοιχίες επίπεδων κεραιών

Συχνά χρησιμοποιούμε συστοιχίες από επίπεδες κεραίες σε διάταξη πίνακα. Οι κεραίες αυτές τροφοδοτούνται από κοινή πηγή και άρα έχουν παρόμοια λειτουργικότητα. Με την γραμμικά στοιχισμένη συστοιχία επίπεδων κεραιών κερδίζουμε υψηλότερη απολαβή. Το κέρδος αυτό συνεπάγεται ακόμα στενότερο εύρος δέσμης σε σχέση με την απλή επίπεδη κεραία. Μια συστοιχία 4×4 έχει κέρδος 18 dBi με εύρος λοβού στο αζιμούθιο και στο επίπεδο ανύψωσης στις 20°. Στην συγκεκριμένη κατηγορία κεραιών δεν υπάρχει ουσιαστικά οπίσθιος λοβός μιας και ο

λόγος εμπρόσθιας προς οπίσθιας ακτινοβολίας έχει τιμή 30 dB. Οι πλευρικοί λοβοί του μοτίβου έχουν τουλάχιστον 14 dB διαφορά από την τιμή μέγιστου κέρδους.



Σχήμα 5 Διαγράμματα ακτινοβολίας συστοιχίας επίπεδων κεραίων.

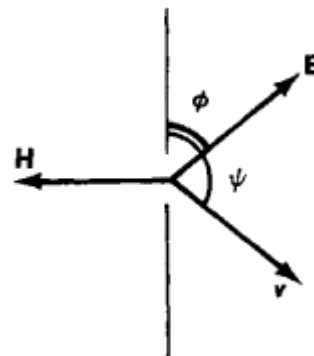
2.2 Αρχές λήψης σήματος

Κάθε κεραία που μεταδίδει ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία μπορεί να επίσης λάβει ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία. Εάν ένα κύμα που διαδίδεται στο χώρο επιδράσει ενός δίπολου, ηλεκτρικό πεδίο διεγείρεται στο δίπολο ως αποτέλεσμα του νόμου του Lenz. Το πεδίο ταλαντώνεται λόγω του ημιτονοειδούς χαρακτήρα του κύματος. Το ηλεκτρικό σήμα μετασχηματίζεται λοιπόν σε συχνότητα. Το μοτίβο λήψης του δέκτη αποδεικνύεται ότι είναι ταυτόσημο με αυτό του πομπού. Δηλαδή, ένα δίπολο λαμβάνει καλύτερα στις κατευθύνσεις στις οποίες ακτινοβολεί καλύτερα. Αυτό είναι κοινό χαρακτηριστικό όλων των τύπων κεραίων, που απορρέει από το θεώρημα της

¹ http://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-antennas-accessories/prod_white_paper0900aecd806a1a3e.html

αμοιβαιότητας. Το θεώρημα αμοιβαιότητας καθιστά δυνατό τον προσδιορισμό των χαρακτηριστικών λήψης μιας κεραίας εκπομπής επί τη βάσει των ιδιοτήτων μετάδοσης της.

Η ενέργεια που ένα δίπολο εξάγει από το προσπίπτον ηλεκτρομαγνητικό κύμα εξαρτάται από το μήκος της L , το μήκος κύματος λ , και τη γωνία πρόσπτωσης ψ του κύματος σε σχέση με τον άξονα του δίπολου. Επίσης από τη γωνία $\phi = \psi + \pi/2$ που περιγράφει τη διαφορά του διανύσματος του ηλεκτρικού πεδίου από τον άξονα του δίπολου. Ιδανικές συνθήκες λήψης υπάρχουν όταν $\phi = 0$ ($\psi = \pi/2$). Όταν $\phi = \pi/2$ το ηλεκτρικό πεδίο του κύματος δεν επιδρά στον αγωγό της κεραίας και άρα δεν έχουμε ηλεκτρικό ρεύμα.



Ωστόσο, εάν $0 < \phi < \pi/2$, τότε είναι προφανές ότι η ενέργεια που εξάγεται από την κεραία λήψης από το πεδίο είναι ανάλογη προς το τετράγωνο του ηλεκτρικού πεδίου E σε συνάρτηση με την προβολή του στον άξονα της κεραίας $\cos(\psi)$ ($E \cos(\psi)$)². Με άλλα λόγια, αυτή η ενέργεια σχετίζεται με την πόλωση του προσπίπτοντος κύματος. Όπως προκύπτει από τα ανωτέρω ότι, στην περίπτωση της ακτινοβολίας και της λήψης, θα πρέπει να εξασφαλίζονται οι βέλτιστες συνθήκες, δηλαδή τα δύο δίπολα να βρίσκεται στο ίδιο επίπεδο και το δίπολο που λαμβάνει πρέπει να είναι κάθετα προς την κατεύθυνση της διάδοσης των κυμάτων. Η κεραία λήπτης αποσπτά από το εισερχόμενο κύμα τόση ενέργεια όση το κύμα μεταφέρει διερχόμενο από διατομή σε μορφή τετραγώνου πλευρών $\lambda / 2\sqrt{2}$.

2.2.1 Θόρυβος λήψης

Μια κεραία λήψης λαμβάνει θόρυβο μαζί με το χρήσιμο σήμα. Σύμφωνα με το νόμο Rayleigh-Jeans, ο αέρας και η επιφάνεια της γης κοντά σε μια κεραία δημιουργούν ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία με την απορρόφηση της ενέργειας του διερχόμενου κύματος. Ο θόρυβος προκύπτει, επίσης, μέσω των ενεργειακών απωλειών στους αγωγούς και τα διηλεκτρικά της πηγής.

Όλες οι πηγές εξωτερικού θορύβου περιγράφεται από το λεγόμενο θόρυβο, ή ισοδύναμα θερμοκρασία κεραίας Η ισχύς του θορύβου αυτού στη ζώνη συχνοτήτων $\Delta\nu$ ενός δέκτη βρίσκεται από την:

$$P_{ex} = k \cdot T \cdot \Delta\nu$$

όπου k η σταθερά του Boltzmann. Σε συχνότητες κάτω από 30 MHz ο ατμοσφαιρικός θόρυβος παίζει κυρίαρχο ρόλο. Στο ζώνη μήκους κύματος εκατοστών (GHz) η ακτινοβολία της επιφάνειας της γης, η οποία συνήθως εισέρχεται στη κεραία μέσα από τις δευτερεύουσες λοβούς του διαγράμματος ακτινοβολίας της, έχει καθοριστική συμβολή. Ως εκ τούτου, για τις κεραίες με εξαιρετικά στενό εύρος ακτινοβολίας η θερμοκρασία κεραίας που προκαλείται από την γη είναι υψηλή (αυτό μπορεί να φθάσει $140^\circ - 250^\circ \text{ K}$). Αντίθετα, σε κεραίες με ευρύτερο μοτίβο είναι συνήθως $50^\circ - 80^\circ \text{ K}$, αλλά με ειδικά μέτρα μπορεί να μειωθεί σε $15^\circ - 20^\circ \text{ K}$.

2.3 Χωρική διάκριση προέλευσης σήματος

Η απόκριση μιας κεραίας έχει συνήθως ομοιοκατευθυντική μορφή. Δηλαδή έχει την ίδια ευαισθησία στην λήψη σημάτων από οποιαδήποτε κατεύθυνση. Τα σήματα όμως έχουν την ιδιότητα να διαδίδονται ακτινικά από την πηγή προς τον δέκτη. Έτσι, όταν έρχεται ένα σήμα από βόρεια κατεύθυνση, θόρυβος από δυτικά και ταυτόχρονα σήμα παρεμβολής από ανατολικά, τότε η κεραία συνθέτει τις εισόδους σε ένα ενιαίο σήμα. Η χωρική διάκριση των σημάτων σύμφωνα με την προέλευση τους είναι σημαντική προκειμένου να περιορίσουμε τις επιδράσεις στο κύριο σήμα.

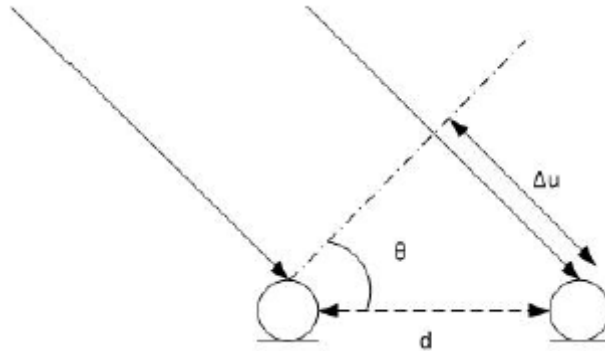
Για να πετύχουμε τη χωρική διάκριση θα πρέπει να κάνουμε σύγκριση των εισερχόμενων σημάτων βάση της προέλευσης τους. Στο καρτεσιανό επίπεδο αυτό γίνεται με χρήση του διανύσματος και της επιφάνειας αναφοράς ενώ στο σφαιρικό σύστημα βάση τη γωνία πρόσπτωσης. Μια τεχνική διάκρισης της προέλευσης των σημάτων είναι η ανάπτυξη συστοιχίας ομοίων κεραιών σε ευθεία γραμμή με ίσα διαστήματα μεταξύ τους. Με τον τρόπο αυτό κάθε σήμα που δεν μεταδίδεται κάθετα στη συστοιχία θα πρέπει να διανύσει άνισο διάστημα Δu μεταξύ δύο διαδοχικών δίπολων, λόγω της γωνίας προέλευσης του. Η απόσταση αυτή είναι ανάλογη με το διάστημα d μεταξύ των κεραιών και της γωνία θ πρόσπτωσης.

Ο χρόνος που απαιτείται για να διέλθει το σήμα ισούται με

$$\tau = \frac{d}{c} \cdot \sin(\theta)$$

Στην γενική της μορφή, όπου η συστοιχία έχει l δίπολα, η εξίσωση γίνεται:

$$\tau_l = \frac{d}{c} (l - 1) \cdot \sin(\theta)$$



Σχήμα 6 Διάταξη δύο κεραιών σε συστοιχία όπου προσπίπτει επίπεδο κύμα υπό γωνία

Όπου c η ταχύτητα διάδοσης του μετώπου του σήματος σε δευτερόλεπτα και οι υπόλοιπες μεταβλητές αφορούν την συστοιχία σε μέτρα και rad αντίστοιχα. Το σήμα που επάγεται σε κάθε στοιχείο της συστοιχίας υπολογίζεται από τον τύπο:

$$m_i(t)e^{j2\pi f_0 t}$$

όπου:

$m_i(t)$ η συνάρτηση διαμόρφωσης στο i στοιχείο της συστοιχίας.

f_0 η συχνότητα διαμόρφωσης

Η παραπάνω συνάρτηση παίρνει διαφορετικές μορφές ανάλογα με την τεχνική διαμόρφωσης. Για τις βασικές κατηγορίες έχουμε ότι:

Πίνακας 1 Συνάρτηση λαμβανόμενου σήματος ανά κατηγορία διαμόρφωσης.

FDMA	$m_i(t) = A_i e^{j\xi_i(t)}$	A_i πλάτος φορέα $\xi_i(t)$ το μήνυμα
TDMA	$m_i(t) = \sum_n d_i(n) \cdot p(t - n\Delta)$	$p(t)$ παλμός δειγματοληψίας $d_i(n)$ σύμβολο μηνύματος Δ διάστημα δειγματοληψίας
CDMA	$m_i(t) = d_i(t) \cdot g(t)$	$d_i(n)$ ακολουθία μηνύματος $g(t)$ ψευδοτυχαία ακολουθία διπολικού (+1, -1) θορύβου

Θεωρώντας ότι η πηγή του σήματος είναι μακριά από την συστοιχία και πως το μεσοδιάστημα είναι κενό, μπορούμε να υποθέσουμε ότι το μέτωπο του κύματος είναι επίπεδο. Με τον τρόπο αυτό στοιχειοθετείται το παραπάνω Σχήμα 6, πρόπτωσης του σήματος στην συστοιχία. Επίσης, δεν λαμβάνεται υπόψη η απόσβεση ως αμελειαία.

Το σήμα που επάγεται σε κάθε στοιχείο i της συστοιχίας θα είναι:

$$m_i(t) \cdot e^{j2\pi f_0(t+\tau_i(\phi_i, \theta_i))}$$

Για την εξαγωγή της παραπάνω εξίσωσης υποθέσαμε ότι το εύρος του σήματος είναι στενό, τόσο ώστε κατά τη διαμόρφωση οι τιμές του σήματος να παραμένουν σχεδόν σταθερές ($m_i(t) \cong m_i(t + \tau_i(\phi_i, \theta_i))$). Άρα, το συνολικό σήμα που συλλέγεται από όλα τα στοιχεία της συστοιχίας θα είναι:

$$x_l = \sum_{i=1}^M m_i(t) \cdot e^{j2\pi f_0(t+\tau_i(\phi_i, \theta_i))} + n_l(t)$$

όπου $n_l(t)$ τυχαίος θόρυβος στο στοιχείο l .

Από την στιγμή που υπολογίζεται η γωνία θ με βάση την απόσταση Δu , το σύστημα θα πρέπει να εξαλείψει κάθε άλλο σήμα που δεν προέρχεται από την ίδια κατεύθυνση. Με τον τρόπο αυτό θα απομονωθεί το κύριο σήμα από τον θόρυβο και τις παρεμβολές του περιβάλλοντος. Για να επιτευχθεί αυτό το αποτέλεσμα θα εξετάσουμε μια σειρά από μεθόδους.

2.4 Θόρυβος

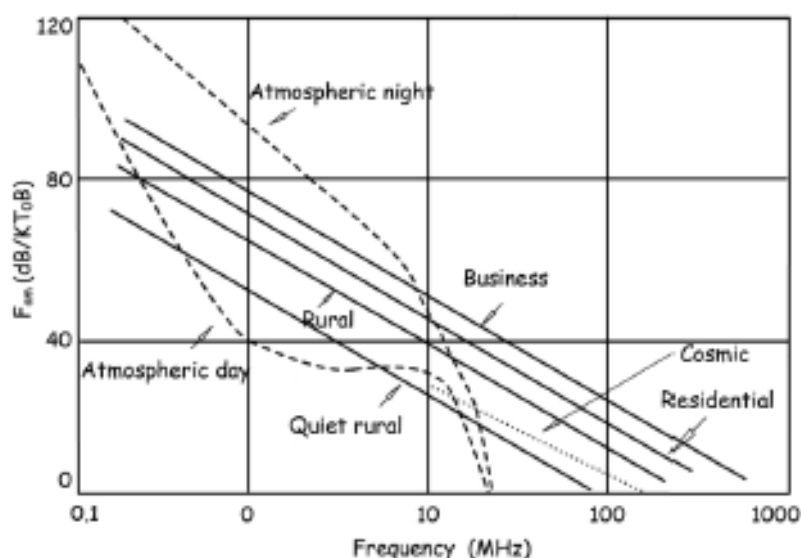
Όταν οι άνθρωποι μιλούν για ραδιοεκπομπή, η ισχύς του σήματος θεωρείται ως το βασικότερο στοιχείο στην προσπάθεια να μεταδοθεί από τον πομπό στο δέκτη. Ωστόσο, δεδομένου ότι το πρόβλημα της λήψης είναι πιο περίπλοκη από το να τροφοδοτήσουμε την κεραία του πομπού με παραπάνω ηλεκτρική ενέργεια, ο καλύτερος τρόπος για να αντιμετωπίσουμε το πρόβλημα είναι να χρησιμοποιήσουμε την αναλογία σήματος προς θόρυβο (SNR). Το SNR είναι ένα πραγματικό μέτρο της αποτελεσματικότητας της ασύρματης επικοινωνίας.

Το πρόβλημα του θορύβου προέρχεται από ποικίλες πηγές και προελεύσεις με σημαντικότερες:

- τις ανθρωπογενείς
 - παρεμβολές
 - περιορισμοί υλικών και μεθόδων
- τις μη ανθρωπογενείς
 - ηλιακή δραστηριότητα
 - ατμόσφαιρα

2.4.1 Ανθρωπογενείς θόρυβος

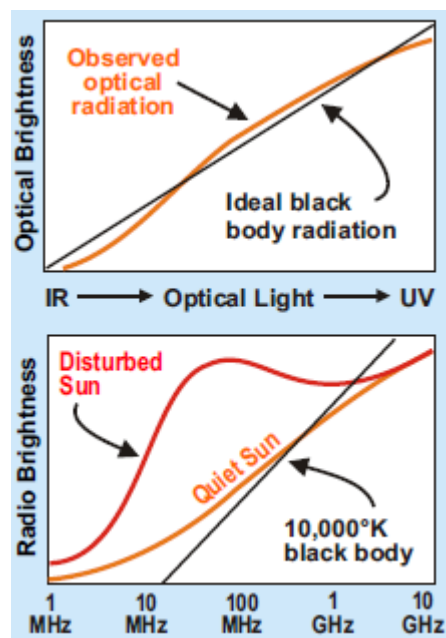
Ο ανθρωπογενείς θόρυβος από ανθρώπινες δραστηριότητες. Η ένταση του εξαρτάται από την απόσταση από την πηγή, από την συχνότητα και από την ισχύ εκπομπής. Κυριότεροι παράγοντες περιγραφής της ανθρωπογενούς δραστηριότητας είναι η ισχύς και η συχνότητα. Επίσης, σημαντική είναι η μορφή της ακτινοβολίας, αν είναι συνεχής ή εκρηκτική, η διαμόρφωση καθώς και η πολικότητα του κύματος. Στις επίγειες επικοινωνίες οι πηγές θορύβου βρίσκονται κυρίως στις επιχειρήσεις, βιομηχανικές και στις οικιακές περιοχές. Στις αγροτικές (υπαιθρου) περιοχές οι πηγές θορύβου σπανίζουν (βλέπε για παράδειγμα έκθεση CCIR / ITU, 1990). Η ισχύς του θορύβου στις αγροτικές περιοχές είναι κατά μέσο όρο 20-30 dB κάτω από την επιχειρηματική και κατοικημένη περιοχή, όπως φαίνεται και στο ακόλουθο σχήμα.



2.4.2 Ηλιακή δραστηριότητα

Από τα τέλη του 1800 παρατηρήθηκε ότι η ηλιακή δραστηριότητα επηρεάζεται τις τηλεγραφική γραμμές και αργότερα τις ραδιοεπικοινωνίες. Ωστόσο, δεν υπήρχε καμία επιστημονική απόδειξη για αυτό. Από το 1920 και μετά, ραδιοερασιτέχνες συσχέτισαν εμπειρικά τις υψηλές ραδιοεπικοινωνίες με την ηλιακή δραστηριότητα. Η επιστημονική απόδειξη δεν ήρθε παρά τη δεκαετία του 1970, οπότε τα διαστημόπλοια Voyager έξω από το προστατευτικό περίβλημα της ατμόσφαιρας επιβεβαίωσαν την ύπαρξη του ηλιακού ανέμου. Αργότερα συνδέθηκαν οι ηλιακές εκλάμψεις με τον ηλιακό άνεμο και με τις στεφανιαίες εκτινάξεις μάζας (CME).

Ο ήλιος δεν αποτελεί θερμική πηγή μόνο αλλά η λαμβανόμενη φωτεινότητα μεταβάλλονται σε σχέση με τη συχνότητα. Αυτό ονομάζεται νόμος ακτινοβολίας του μαύρου σώματος του Planck. Ωστόσο, η ενέργεια των ραδιοεκπομπών δεν ακολουθεί την ακτινοβολία μέλανος σώματος, διαφοροποιώντας τον τρόπο που η ενέργεια εκπορεύεται από τον ήλιο μας².



Κατά τη διάρκεια της ημέρας ακτινοβολία από τον ήλιο ionίζει τα μόρια στην ανώτερη ατμόσφαιρα απομακρύνοντας ηλεκτρόνια μακριά από αυτά. Τα ελεύθερα ηλεκτρόνια αυξάνουν την πυκνότητα των ηλεκτρονίων της ιονόσφαιρας σε στρώσεις, τις λεγόμενες D, E και F. Τα στρώματα E και F ανακλούν τα υψηλής συχνότητας σήματα που προέρχονται από την επιφάνεια της Γης, αντανακλώντας τα πίσω στη γήινη επιφάνεια. Τα σήματα αυτά όμως πρέπει να περάσει μέσα από το D στρώμα, το πλησιέστερο προς την επιφάνεια της Γης. Αυτό το στρώμα καλείται στρώμα απορρόφησης δεδομένου ότι τα υψηλής συχνότητας σήματα θα χάσουν ενέργεια διερχόμενα από εδώ. Η επίδραση του D στρώματος είναι διπλή μιας και τα ανερχόμενα σήματα

² <http://www.aoc.nrao.edu/~pharden/hobby/FDIM81.pdf>

ανακλούνται στα ανώτερα στρώματα και διέρχονται ξανά κατερχόμενα. Η συνολική απώλεια ενέργειας υπολογίζεται σε 2-6dB.

Όταν ο ήλιος είναι ενεργός η συχνότητα της ακτινοβολίας του είναι περίπου 18 MHz τη νύχτα έως 30 MHz την ημέρα, ενώ όταν δεν είναι ενεργός οι παραπάνω συχνότητες διαμορφώνονται περίπου στα 10MHz και 20 MHz αντίστοιχα. Στην περίπτωση ηλιακής εξάρσεως, την ηλιακή καταιγίδα, οι συχνότητες κυμαίνονται μεταξύ 300 και 1000 MHz.

2.4.3 Ατμοσφαιρικός θόρυβος

Ο ατμοσφαιρικός θόρυβος προέρχεται από τις καιρικές συνθήκες. Ειδικότερα, αυτός ο θόρυβος προέρχεται από κεραυνούς και λιγότερο από αστραπές. Επίσης, τα επίπεδα υγρασίας στην ατμόσφαιρα αποδομούν την ακεραιότητα του σήματος με την αποπόλωση του.

Ξεκινώντας από τη δεκαετία του 1960 και έως τη δεκαετία του 1980, έγινε μια παγκόσμια προσπάθεια για να μετρηθούν όλα αυτά τα φαινόμενα και την επίδραση τους. Το αποτέλεσμα ήταν η έκθεση CCIR 322, το οποίο έχει ενημερωθεί αρκετές φορές. Η τελευταία έκδοση είναι η CCIR 322-3, το οποίο συνοψίζει σημαντικές ποσότητες στοιχείων μετρήσεων για θορύβους. Ένας αναγνώστης της δημοσίευσης θα καταλάβει γρήγορα ότι η συχνότητα παίζει μεγάλο ρόλο στην ραδιοεπικοινωνίες αναφορικά με τα επίπεδα του θορύβου. Για παράδειγμα, οι κεραυνοί δημιουργούν εκπομπή ευρέος φάσματος σε υψηλές συχνότητες, με την ισχύ του θορύβου να μειώνεται καθώς αυξάνει η συχνότητα. Στις χαμηλές συχνότητες κυριαρχεί ο ατμοσφαιρικός θόρυβος.

2.5 Περιορισμοί περιβάλλοντος έξυπνων συσκευών

2.5.1 Περιορισμοί αλγορίθμου

Για να δουλέψει αποτελεσματικά ο αλγόριθμος θα πρέπει η απόσταση μεταξύ των κεραιών της συστοιχίας να είναι ανάλογη του ήμισυ του μήκους κύματος. Το μήκος αυτό προκύπτει αντιστρόφως ανάλογα με τη συχνότητα αναφοράς. Λαμβάνοντας σαν δεδομένο ότι η λειτουργία των κινητών τηλεφώνων βρίσκεται στη περιοχή των 900 – 1800 MHz το αντίστοιχο μήκος κύματος είναι 0,333 έως 0,167 μέτρα. Επομένως η απόσταση μεταξύ των κεραιών θα είναι 0,155 έως 0,083 μέτρα. Οι

αποστάσεις αυτές είναι ανάλογες με τις διαστάσεις του κινητού και άρα μπορούν να ενσωματωθούν σε αυτό.

Ένας άλλος παράγοντας που πρέπει να ληφθεί υπόψη είναι ότι η διάδοση των κυμάτων γίνεται με σφαιρική μορφή. Η υπόθεση ότι το προσπίπτον κύμα είναι επίπεδο ισχύει για τις πολύ μεγάλες αποστάσεις, όχι όμως για τις κοντινές. Όσο λοιπόν εγγύτερα βρίσκεται η πηγή του σήματος στη συστοιχία τόσο χειρότερα θα είναι τα αποτελέσματα αναφορικά με την υπόθεση του επίπεδου μετώπου του κύματος.

Με τον ίδιο τρόπο θα απωλέσουμε ακρίβεια της μεθόδου αν λάβουμε υπόψη ότι ο χώρος δεν είναι ελεύθερος απωλειών οι οποίες επιδρούν στο σήμα. Οι απώλειες θα επιδρούσαν διαφορετικά σε κάθε μέλος της συστοιχίας, αλλοιώνοντας την εικόνα για το σήμα.

Τέλος, η προέλευση του σήματος θεωρείται δεδομένη και σταθερή. Μεταβολή της θέσης της πηγής σημαίνει και διαφορετική τιμή της γωνίας θ που επηρεάζει τη λειτουργία του αλγορίθμου.

2.5.2 Περιορισμοί συσκευής

Προκειμένου να επιτύχουμε αποδοτική λειτουργία του προτεινόμενου συστήματος, θα πρέπει η συσκευή να έχει τη δυνατότητα να λάβει σωστά το σήμα. Δηλαδή να είναι σε θέση να δειγματοληπτήσει τα εισερχόμενα σήματα στις συχνότητες αναφοράς τους, δηλαδή στα $f = 1\text{GHz}$ περίπου. Αυτό σημαίνει πως η συσκευή έχει ρολόι που λειτουργεί με 2GHz ή περισσότερο ώστε να επιτύχει το ζητούμενο, δηλαδή συχνότητα $f_s = 2 * f$. Σε διαφορετική περίπτωση, δηλαδή όταν η συχνότητα δειγματοληψίας είναι μικρότερη του διπλάσιου της συχνότητας αναφοράς, τότε εμφανίζεται το φαινόμενο της ολίσθησης με αποτέλεσμα την εσφαλμένη λήψη του σήματος και άρα και της εμπεριεχόμενης πληροφορίας.

Ένας άλλος περιορισμός της συσκευής είναι η κατανάλωση ενέργειας. Λόγο των χωρικών και λειτουργικών περιορισμών, μια εφαρμογή της συσκευής δεν μπορεί να καταναλώνει αλόγιστα ενέργεια. Για παράδειγμα σε ένα Samsung Galaxy S7 active διαθέτει μπαταρία 4.000 mAh σε τάση λειτουργίας $3,7\text{ Volt}$ ³. Τα παραπάνω μεγέθη

³ Samsung galaxy s7 specifications.

(<http://www.samsung.com/global/microsite/galaxys7/html/specification.htm>)

οδηγούν στο αποτέλεσμα ότι διαθέτουμε περίπου 15 Wh να καταναλώσουμε. Όμως δεν είναι όλη η ενέργεια διαθέσιμη αποκλειστικά για μία εφαρμογή και άρα θα πρέπει να περιοριστούμε στην αναγκαία για την λειτουργία της εφαρμογής. Η αποδοτική λειτουργία της εφαρμογής απαιτεί αρκετά μακρύ χρονικό διάστημα προκειμένου να χαρτογραφήσει το περιβάλλον του σήματος. Ας υποθέσουμε ότι το διάστημα αυτό είναι 1 ώρα. Αυτό συνεπάγεται ότι οι απαιτήσεις σε ενέργεια μπορούν να κορυφωθούν στη 1 Wh. Από την άλλη μεριά, τα εμπλεκόμενα με την υποστήριξη της λειτουργίας της εφαρμογής μέρη της συσκευής, δηλαδή ο επεξεργαστής, η μνήμη και ο δέκτης, δεν πρόκειται να φτάσουν πότε σε τόσο υψηλά επίπεδα κατανάλωσης. Κατά συνέπεια ο περιορισμός αυτός (της κατανάλωσης ενέργειας) δεν εμπίπτει στην περίπτωση της προτεινόμενης εφαρμογής.

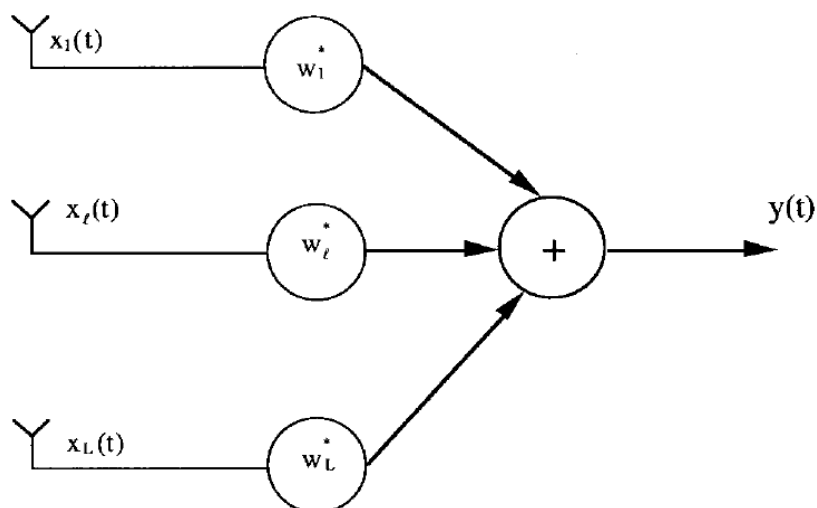
Επίσης, για να μπορέσουμε να εφαρμόσουμε την προτεινόμενη μεθοδολογία στο περιβάλλον θα πρέπει να αναφερθούμε σε στιγμιότυπα. Τα στιγμιότυπα αυτά θα πρέπει να είναι αρκούντως μεγάλα ώστε να αποτυπώνουν με τη μεγαλύτερη δυνατή ακρίβεια τα χαρακτηριστικά των σημάτων, αλλά παράλληλα αρκούντως μικρά ώστε να μην επηρεαστεί η συνάφεια του σήματος. Με τον τρόπο αυτό διατηρούμε την αναγνωρισιμότητα του σήματος και παράλληλα την διανθίζουμε με τα χαρακτηριστικά των παρεμβολών του περιβάλλοντος. Για να γίνει η επεξεργασία του σήματος χρησιμοποιούνται μετασχηματισμοί FFT. Μια ενδεικτική τιμή διάρκειας για το σκοπό αυτό είναι 20ms.

3 Τεχνικές μορφοποίησης

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν οι διαφορετικές τεχνικές για την ανάκτηση της κατεύθυνσης του κύριου σήματος και τον περιορισμό των λοιπών. Οι τεχνικές που θα διερευνηθούν είναι (α) η τεχνική καθυστέρησης και άθροισης (DAS), (β) η τεχνική απόκρισης ελάχιστης διακύμανσης (MVDR) και (γ) η τεχνική γενικευμένης ανάσχεσης πλευρικών λοβών (GSC). Στο τέλος της ενότητας θα επιλεγεί μια περιοχή για την βέλτιστη απόδοσή τους.

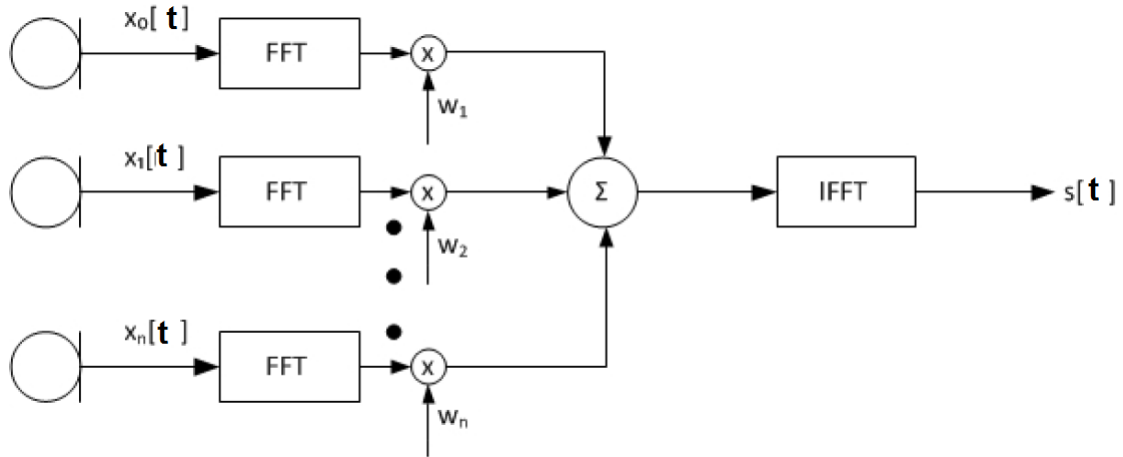
3.1 Παρουσίαση 1^{ης} τεχνικής

Η τεχνική καθυστέρησης και άθροισης (Delay and Sum) χρησιμοποιείται ευρέως για τη σύνθεση πολύπλοκων σημάτων. Στην περίπτωση μας για τη σύνθεση σήματος από διαφορετικές κατευθύνσεις. Η λειτουργία της τεχνικής έρχεται να αντιστρέψει το φαινόμενο της πρόσπτωσης επίπεδο κύματος σε συστοιχία. Δηλαδή προσθέτει καθυστέρηση στο 1^ο στοιχείο όπου προσπίπτει το κύμα και σε όλα τα επόμενα μέχρι το τελευταίο. Στο τελευταίο, όπου η καθυστέρηση της άφιξης του στιγμιότυπου του κύματος σε σχέση με το 1^ο έχει τη μέγιστη τιμή, η τεχνική δεν προσθέτει καθυστέρηση. Η καθυστέρηση προτίθεται στην έξοδο των στοιχείων της συστοιχίας όπως παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 8 Διάταξη DAS

Σε περίπτωση που η εισαγόμενη από την τεχνική καθυστέρηση w_x ταυτίζεται με αυτή λόγω της γωνίας πρόσπτωσης (τ) τότε τα σήματα θα αθροιστούν σαν σε συντονισμό. Σε αντίθετη περίπτωση τα σήματα μπορεί ακόμα και να αλληλοαναιρούνται. Καθόσον η καθυστέρηση αυτή συνήθως δεν είναι ακέραιο πολλαπλάσιο των χρονικά διατεταγμένων δειγμάτων, χρησιμοποιούμε την μετατόπιση φάσης στο πεδίο των συχνοτήτων (Fourier) παρά το πεδίο του χρόνου. Με βάση αυτό το Σχήμα 8 γίνεται:



Σχήμα 9 Διάταξη συμβατικού DAS για συστοιχία n στοιχείων

Από κάθε στοιχείο εισόδου μετατρέπουμε το σήμα $x(t)$ στο πεδίο των συχνοτήτων με μετασχηματισμό Fourier. Κατόπιν εισάγουμε καθυστέρηση και πολλαπλασιάζουμε το πλάτος των εισόδων με ένα συντελεστή w όπου $w_1 = \dots = w_n = 1/n$, δηλαδή το πλήθος των εισόδων. Το παραγόμενο σήμα από κάθε είσοδο το οδηγούμε σε έναν αθροιστή. Ο αθροιστής συνδυάζει τα σήματα των n εισόδων και το αποτέλεσμα μεταφέρεται πάλι στο πεδίο του χρόνου με αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier. Το τελικό σήμα που εξέρχεται της διάταξης είναι το $s(t)$. Ισχύει ότι ($n = L$):

$$y(t) = \sum_{l=1}^L w_l^* \cdot x_l(t)$$

όπου το w_l^* είναι τι συζυγές μιγαδικό του w_l .

Τώρα μπορούμε να εκφράσουμε τα βάρη ως ακολούθως:

$$W = [w_1, w_2, \dots, w_l]^T$$

όπου το T συμβολίζει τον συστρεμμένο πίνακα, όπως στο ακόλουθο παράδειγμα:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 3 & 4 \\ 5 & 6 \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}^T = \begin{bmatrix} 1 & 3 & 5 \\ 2 & 4 & 6 \end{bmatrix}$$

Αντιστοίχως για τα σήματα:

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_l(t)]^T$$

και η εξίσωση της διάταξης γίνεται:

$$Y(t) = W^H X(t)$$

όπου το H συμβολίζει τον συζυγή μιγαδικό, όπως στο ακόλουθο παράδειγμα:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & -2 - i \\ 1 + i & i \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}^H = \begin{bmatrix} 1 & 1 - i \\ -2 + i & -i \end{bmatrix}$$

Αν υποθέσουμε ότι το $X(t)$ είναι διαδικασία στατική με μέσο όρο 0, τότε για δεδομένο W ισχύει ότι η ισχύς εξόδου της διάταξης είναι:

$$P(w) = E[y(t) \cdot y^*(t)] = W^H \cdot R \cdot W$$

όπου το σύμβολο $*$ ταυτίζεται με το σύμβολο H . Επίσης, η $E[\cdot]$ συμβολίζει τον τελεστή προσμονής, όπως το ακόλουθο παράδειγμα:

$$E[X] = \frac{x_1 p_1 + x_2 p_2 + \dots + x_k p_k}{1} = \frac{x_1 p_1 + x_2 p_2 + \dots + x_k p_k}{p_1 + p_2 + \dots + p_k}$$

Τέλος, R είναι ο πίνακας συσχέτισης που ορίζεται ως:

$$R = E[X(t) \cdot X^H(t)]$$

Τα στοιχεία του πίνακα R περιλαμβάνουν την συσχέτιση μεταξύ των μελών της συστοιχίας. Δηλαδή το στοιχείο R_{ij} προφανώς αποτελεί την συσχέτιση των i και j

στοιχείων της συστοιχίας. Αποδεικνύεται ότι ο πίνακας αυτός μπορεί να γραφεί και ως:

$$R = \sum_{i=1}^M p_i S_i S_i^H + \sigma_n^2 I$$

όπου S_i ο πίνακας των κατευθυντικών διανυσμάτων θέσης στην συστοιχία βάση της γωνίας πρόσπτωσης:

$$S_i = \left[e^{j2\pi f_0 \tau_1(\phi_i, \theta_i)}, \dots, e^{j2\pi f_0 \tau_L(\phi_i, \theta_i)} \right]^T$$

σ_n η διακύμανση του λευκού θορύβου και I ο μοναδιαίος πίνακας. Ως p_i εννοούμε την ισχύ που μετράται στο i στοιχείο. Αξίζει να σημειωθεί ότι το p_i είναι η διακύμανση της $m_i(t)$ όταν θεωρήσουμε την m_i ως στατική με μηδενικό μέσο όρο διαδικασία.

Αν αντικαταστήσουμε τα s_i με ένα πίνακα διαστάσεων $L \times M$:

$$A = [s_1, s_2, \dots, s_M]$$

τότε:

$$R = AQA^H + \sigma_n^2 I$$

όπου Q ο $M \times M$ πίνακας συσχέτισης της πηγής. Σε σήματα που οι πηγές δεν είναι συσχετισμένες ισχύει ότι:

$$S_{ij} = \begin{cases} p_i, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$$

Στην περίπτωση λοιπόν του συμβατικού μορφοποιητή λοβού (διάταξη DAS) τα βάρη προκύπτουν από την εξίσωση:

$$W_i = \frac{1}{L} S_0$$

όπου S_0 το οδηγούν διάνυσμα στην κατεύθυνση του σήματος.

Η απόκριση του διανύσματος βαρών W_i έχει μοναδιαία τιμή στην κατεύθυνση του κυρίως σήματος. Δηλαδή η απόκριση της διάταξης που έχει οδηγηθεί στην κατεύθυνση του κυρίως σήματος ισούται με την ισχύ του σήματος αυτού καθαυτού. Για την απόδειξη του παραπάνω έστω ότι το σήμα που επάγεται στο i στοιχείο της συστοιχίας είναι:

$$x_l(t) = m(t) \cdot e^{j2\pi f_0(t+\tau_l(\phi_0, \theta_0))}$$

Λαμβάνοντας υπόψη το οδηγούν διάνυσμα η παραπάνω γίνεται:

$$x_l(t) = m(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} \cdot S_0$$

Τότε η έξοδος της διάταξης είναι:

$$y(t) = W^H \cdot X(t) = m(t)e^{j2\pi f_0 t}$$

Η μέση ισχύς της διάταξης τότε θα ήταν:

$$P(W) = E[y(t) \cdot y^*(t)] = p$$

Για να περιγράψουμε την λειτουργία της τεχνικής υποθέτουμε ότι $n = 2$. στην περίπτωση αυτή η απόσταση μεταξύ των στοιχείων της συστοιχίας είναι d όπως περιγράφεται στο Σχήμα 6. Έστω ότι το σήμα που μετρά το στοιχείο 0 είναι: $x_0(t) = r(t) + v_0(t)$ και στο στοιχείο 1: $x_1(t) = r(t - \tau) + v_1(t)$, όπου $r(t)$ το σήμα της απόμακρης πηγής και $v_x(t)$ το σήμα θορύβου σε κάθε στοιχείο.

Στη συνέχεια, θα πρέπει να καθορίσουμε το χρονικό παράθυρο T λήψης δειγμάτων το οποίο είναι ικανό και απαραίτητο για την εξαγωγή συμπερασμάτων από την τεχνική. Δηλαδή το πλήθος των δειγμάτων που θα πρέπει να συνεκτιμηθούν ώστε η τεχνική να καταλήξει σε συμπέρασμα προκύπτουν από την κατά σειρά συλλογή δεδομένων σε πλήθος M . Το πλήθος αυτό ισοδυναμεί με χρονική διάρκεια αν λάβουμε υπόψη μας το ρυθμό δειγματοληψίας. Δεδομένης της συχνότητας δειγματοληψίας F_s στο διπλάσιο της συχνότητας του σήματος, έχουμε ότι:

$$M = F_s \cdot T = 2 \cdot 900 \text{MHz} \cdot 0,1422222 \text{nsec} = 1800 \cdot 10^9 \cdot 0,1422222 \cdot 10^{-9} = 1800 \cdot 0,1422222 \\ \dots = 256$$

Η τιμή του T προέκυψε με την αντίστροφη διαδικασία προκειμένου το αποτέλεσμα να είναι $M = 256$. Αυτό είναι ζητούμενο της διάταξης μετασχηματισμού Fourier από διακριτό πεδίο σε διακριτό πεδίο (DDFT) μιας και ο τρόπος λειτουργίας της προτιμά το μήκος της εισόδου να είναι σε ακέραια δύναμη του 2. Με την προϋπόθεση αυτή

μπορούμε να εκτελέσουμε τον FFT⁴. Σε διαφορετική περίπτωση, αν δηλαδή το μήκος των δειγμάτων M δεν ήταν ακέραια δύναμη του 2 τότε θα έπρεπε να το μετασχηματίσουμε στην αμέσως μεγαλύτερη τιμή με χρήση προσθήκης μηδενικών (padding).

Η μετατροπή ενός σήματος από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο των συχνοτήτων παράγει μια νέα μορφή η οποία απαρτίζεται από L συχνότητες. Οι συχνότητες αυτές σε συνδυασμό με τη συχνότητα δειγματοληψίας καθορίζουν ένα εύρος για κάθε μια ίσο με F_s / L Hz. Για το συρμό λοιπόν των δειγμάτων ισχύει ότι η κεντρική τους συχνότητα θα βρίσκεται στη θέση:

$$F_c(k) = k \frac{F_s}{L}, 0 \leq k \leq 256$$

Ανατρέχοντας στο Σχήμα 9 μπορούμε να πούμε ότι για κάθε k στιγμιότυπο του σήματος ισχύει ότι:

$$\hat{s}(k) = w_k \cdot \hat{x}(k), \dots \hat{s} \text{ και } \hat{x} \dots \text{στο πεδίο των συχνοτήτων}$$

Για τον υπολογισμό των βαρών w χρησιμοποιούμε την ακόλουθη υπόθεση:

$$w_k = \frac{1}{2} \left[1, e^{-j\zeta(k)} \right]^T$$

όπου: $\zeta(k) = \frac{2 \cdot \pi \cdot F_c(k) \cdot d}{c} \sin(\theta)$ η μετάπτωση της φάσης.

Για τις ανάγκες της απόδειξης θεωρούμε ότι η έξοδος του FFT είναι:

$$\hat{x}(k) = \left[1, e^{-j\xi} \right]^T \cdot \hat{r}(k) + \hat{v}(k)$$

όπου T ο δείκτης ανάστροφος για πίνακα και ξ ο συντελεστής μετάπτωσης φάσης:

$$\xi = \frac{2 \cdot \pi \cdot F \cdot d}{c} \sin(\theta)$$

όπου F η συχνότητα του σήματος.

⁴ P. Kraniuskas, "A plain man's guide to the fft," Signal Processing Magazine, IEEE, vol. 11, no. 2, pp. 24–35, April 1994.

Η παραπάνω διαδικασία περιέγραψε τον τρόπο υπολογισμού της εξόδου για είσοδο του k στιγμιότυπου του σήματος στο χρονικό παράθυρο αναφοράς. Για την πλήρη σύνθεση του σήματος στο χρονικό παράθυρο αναφοράς απαιτούνται 256 στιγμιότυπα άρα 256 επαναλήψεις της διαδικασίας. Για την πλήρη σύσταση σήματος διάρκειας ενός δευτερολέπτου απαιτείται η επανάληψη της διαδικασίας για 7.031.250.000 φορές.

3.2 Παρουσίαση 2^{ης} τεχνικής

Η παραπάνω τεχνική DAS έχει το πλεονέκτημα της απλότητας. Οι απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ είναι περιορισμένες λόγω του απλού σχεδιασμού. Την ίδια στιγμή όμως έχει το μειονέκτημα της περιορισμένης λειτουργικότητας. Σε αντιδιαστολή με αυτό παρουσιάζεται η τεχνική της απόκρισης ελάχιστη διακύμανσης χωρίς παραμόρφωση (Minimum Variance Distortionless Response).

Ας θεωρήσουμε λοιπόν ότι στόχος της 2^{ης} τεχνικής παραμένει ο καθορισμός της κατεύθυνσης εισερχόμενου σήματος από συστοιχία. Η τεχνική αυτή έχει διαφορετική θεώρηση από την προηγούμενη. Σε αυτή, γίνεται κατ' αρχήν προσπάθεια μετριασμού του θορύβου και των παρεμβολών, ενώ αποσκοπεί στην μείωση της συνολικής ισχύος.

Η ελάχιστη ισχύς που εξέρχεται της διάταξης για κάθε χρονικό παράθυρο και κάθε στιγμιότυπο k δίνεται από την:

$$\min(P) = \min(w^H R w)$$

όπου w είναι διάνυσμα σταθερών βαρών και H το σύμβολο της ερμιατιανής προσαρμογής του πίνακα⁵ και R ο πίνακας αυτοσυσχέτισης του θορύβου. Μάλιστα ισχύει ότι:

$$P(\theta) = \frac{1}{S_\theta^H \cdot R^{-1} S_\theta}$$

Για να υπολογίσουμε τον όρο αυτοσυσχέτισης του θορύβου προβαίνουμε στην εξής τεχνική:

⁵ Ερμιατιανός είναι ο πίνακας όπου $\alpha^{ij} = \alpha^{ji}$

- συνήθως σε ένα επικοινωνιακό σύστημα, τα πρώτα δείγματα που λαμβάνονται είναι θόρυβος. Για παράδειγμα, σε μια τηλεφωνική επικοινωνία η απουσία ομιλίας στις πρώτες στιγμές μας επιτρέπει να εκτιμήσουμε το θόρυβο στη γραμμή. Λαμβάνοντας την τιμή του σήματος αυτή προκύπτει ο πίνακας αυτοσυσχέτισης ως ακολούθως:

$$R = \begin{bmatrix} |\hat{v}_1|^2 & \hat{v}_1 \cdot \hat{v}_2^H \\ \hat{v}_1^H \cdot \hat{v}_2 & |\hat{v}_2|^2 \end{bmatrix}$$

όπου v_n υποδεικνύει το θόρυβο που λαμβάνεται σε κάθε στοιχείο της συστοιχίας.

Από τα παραπάνω μπορεί εύκολα να εξαχθεί το συμπέρασμα ότι η τιμή του P ελαχιστοποιείται όταν το w είναι το μηδενικό διάνυσμα (0). Για τις ανάγκες της απόδειξης θεωρούμε ότι το κέρδος της διάταξης θα πρέπει να είναι ένα. Λαμβάνοντας υπόψη τις καθυστερήσεις στα στιγμιότυπα του σήματος στην συστοιχία έχουμε ότι:

$$c^H \cdot w = 1$$

Με βάση το παραπάνω αποδεικνύεται ότι :

$$w = R^{-1} \cdot c \cdot (c^H \cdot R^{-1} \cdot c)^{-1}$$

Είναι σαφές πως η απουσία θορύβου ($R = I$) μας οδηγεί σε ένα μοντέλο βαρών w , όπως η προηγούμενη τεχνική όπως φαίνεται ακολούθως:

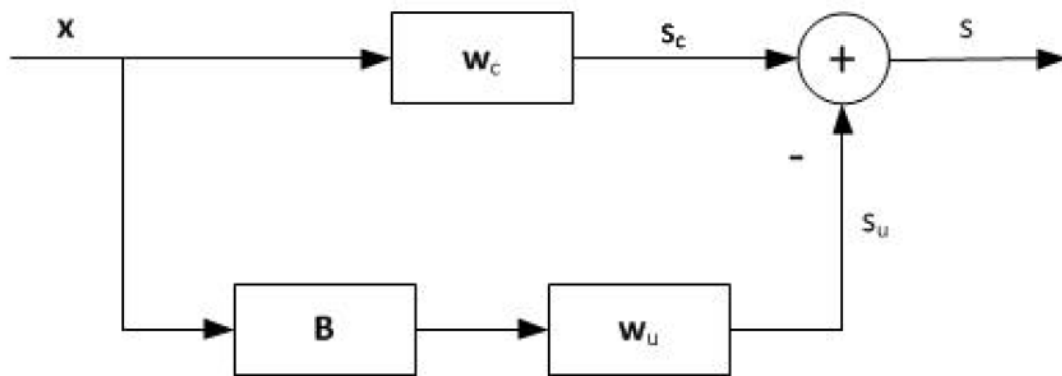
$$w = I^{-1} \cdot c \cdot (c^H \cdot I^{-1} \cdot c)^{-1} = c \cdot (c^H \cdot c)^{-1} = c \cdot (\|c\|^2)^{-1} = c \cdot \frac{1}{2} = \frac{c}{2}$$

Όπως γίνεται αντιληπτό, οι παραπάνω τιμές των βαρών θα πρέπει να υπολογιστούν για κάθε χρονικό παράθυρο και για κάθε στιγμιότυπο. Αυτή η διαδικασία είναι υπολογιστικά πολύπλοκη ή ακόμα και αδύνατη δεδομένου του ότι το σήμα αναφοράς δεν είναι απόλυτα γνωστό⁶. Αυτό συμβαίνει όταν σε ένα τυχαίο σήμα ο πίνακας αυτοσυσχέτισης είναι δυνατόν να περιέχει μοναδικότητες ή διαφορετικά στον υπολογισμό του ανάστροφου πίνακα να προκύπτει διαίρεση με το μηδέν.

⁶ J. Van de Sande, "Real-time beamforming and sound classification parameter generation in public environments," Master thesis, Delft University of Technology, Feb. 2012.

3.3 Παρουσίαση 3^{ης} τεχνικής

Παρόλο που η δεύτερη τεχνική αναμένεται να έχει καλύτερη απόδοση σε σχέση με την πρώτη, η υπολογιστική του πολυπλοκότητα είναι μειονέκτημα. Για την απλούστευση των υπολογισμών χρησιμοποιούμε την Τρίτη τεχνική, της γενικευμένης ακύρωσης πλευρικών λοβών (Generalised Sidelobe Canceller, GSC). Η άρση της πολυπλοκότητας που παρουσίασε η δεύτερη τεχνική λόγω του περιορισμού της ισότητας με το ένα γίνεται όταν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μηχανισμό με και χωρίς περιορισμό. Αυτός ο μηχανισμός παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 10 Διάταξη του GSC

Το πάνω μέρος του διαγράμματος αφορά το μέρος με περιορισμό και το κάτω χωρίς περιορισμό. Το πάνω μέρος αποτελείται από μια διάταξη ανάλογη με την DAS ενώ το κάτω μέρος αποτελείται από ένα πίνακα μετριάσμου και το αντίστοιχο πίνακα βαρών. Ο πίνακας μετριάσμου αποκλείει το μέρος του σήματος x επιτρέποντας την διέλευση στον θόρυβο και τις παρεμβολές. Αν η προσέγγιση του θορύβου γίνει σωστά τότε το σήμα του άνω σκέλους μπορεί να είναι ελεύθερο θορύβου. Αυτό γίνεται με την προσθήκη διάταξης αφαίρεσης του θορύβου από το σήμα x και το αποτέλεσμα οδηγείται στη διάταξη βαρών. Κατά συνέπεια, το σήμα s θα είναι μέρος κατευθυντικής ακτινοβολίας στο μέρος χωρίς περιορισμό και ταυτόχρονα ελεύθερο θορύβου στο μέρος με περιορισμό. Τα παραπάνω θα πρέπει να ισχύουν για κάθε χρονικό παράθυρο και για κάθε στιγμιότυπο. Οπότε:

$$w = w_c - Bw_u$$

Σημειώστε ότι τα βάρη w_u είναι ανεξάρτητα από το μέγεθος του παραθύρου. Τα βάρη w_c μπορούν εύκολα να υπολογιστούν με μέθοδο ανάλογη της DAS. Εφαρμόζοντας τον περιορισμό της δεύτερης τεχνικής έχουμε ότι:

$$c^H B = 0$$

$$\min(P) = \min\left((w_c - Bw_u)^H \cdot R \cdot (w_c - Bw_u)\right)$$

Εφαρμόζοντας την ανάλογη υπόθεση με την δεύτερη τεχνική, έχουμε:

$$w_u = (B^H R B)^{-1} B^H R w_c$$

Αναφορικά με τον υπολογισμό του πίνακα B λαμβάνουμε υπόψη την πρόταση [] που αφού γίνει συμφασική έχει την ακόλουθη μορφή:

$$B = \begin{bmatrix} -1 \\ e^{-j\zeta} \end{bmatrix}$$

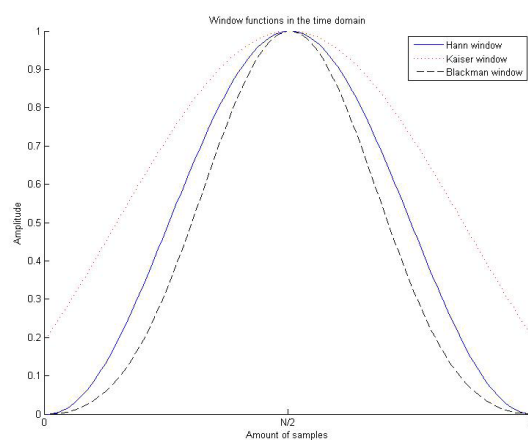
Μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι η μη προσήκουσα επιλογή του πίνακα B . Τότε υπάρχει «διαρροή» του σήματος. Το φαινόμενο αυτό λαμβάνει χώρα [5], [6] όταν ο πίνακας αποκλεισμού αποτυγχάνει να περιορίσει ολοκληρωτικά το σήμα οπότε αυτό διέρχεται από το κάτω μέρος της διάταξης και αφαιρείται από τον εαυτό του.

3.4 Χρονικά παράθυρα

Για να εξάγουμε αξιόπιστα αποτελέσματα από την εφαρμογή των τεχνικών απαιτείται η συλλογή σειράς στιγμιότυπων.

Πολλές φορές ζητούμενο είναι η επικάλυψη των διαδοχικών δειγματοληψιών προκειμένου να αυξηθεί η ανάλυση του σήματος. Επιπρόσθετα, ζητούμενο είναι να εξομαλυνθούν τα όρια των διαδοχικών συρμών στιγμιότυπων τα οποία είναι απότομα. Για το λόγο αυτό υιοθετήσαμε το χρονικό παράθυρο.

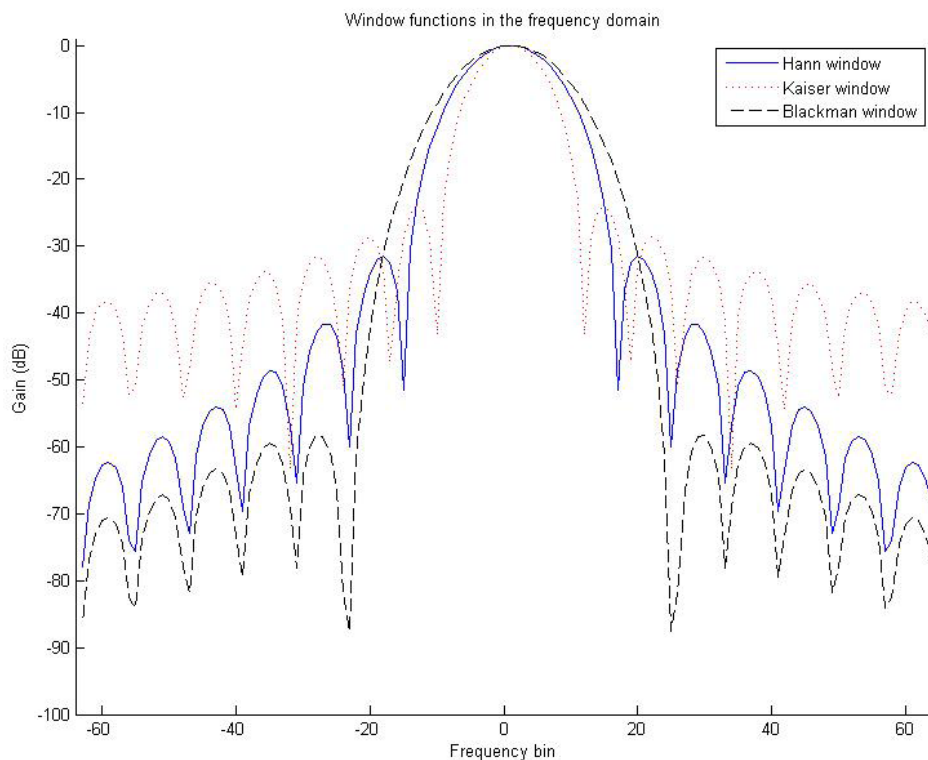
Το χρονικό παράθυρο μπορεί να έχει διαφορετικά χαρακτηριστικά, στην βιβλιογραφία [7], [8] απαντάμε προτάσεις ειδικά για μετασχηματισμό FFT όπως:



- το χρονικό παράθυρο Hann
- το χρονικό παράθυρο Kaiser
- το χρονικό παράθυρο Blackman

Τα παραπάνω παρουσιάζονται σχηματικά στο διπλανό σχήμα.

Παρατηρούμε ότι κάθε χρονικό παράθυρο διαθέτει διαφορετική φασματική απόκριση. Αυτό γίνεται καλύτερα αντιληπτό με το γράφημα που ακολουθεί:



Σχήμα 11 Διάγραμμα απόκρισης χρονικών παραθύρων στο πεδίο των συχνοτήτων

Για να επιλέξουμε από τους παραπάνω τύπους παραθύρων θα πρέπει να παραθέσουμε τις απαιτήσεις:

- δεν επιθυμούμε μικρό κεντρικό λοβό μιας και περιορίζει το πλήθος των στιγμιότυπων
- δεν επιθυμούμε μικρούς σε πλάτος πλευρικούς λοβούς γιατί έτσι γίνονται απότομα (λιγότερο ομαλά) τα όρια του παραθύρου

- δεν επιθυμούμε να αυξήσουμε την πολυπλοκότητα του αλγορίθμου

Με τα παραπάνω υπόψη καταλήγουμε στο να επιλέξουμε τον τύπο Hann. Σύμφωνα με αυτόν, τα βάρη ορίζονται ως ακολούθως:

$$h(k) = \frac{1 + \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k}{M}\right)}{2}, 0 \leq k \leq M - 1$$

όπου k είναι ο αύξον αριθμός στιγμιότυπου και M το συνολικό πλήθος των στιγμιότυπων στο χρονικό παράθυρο. Ιδιότητα του χρονικού παραθύρου Hann είναι πως αν προσθέσεις ένα ακόμα χρονικό παράθυρο Hann στα πλευρά του (αριστερά ή δεξιά) το αποτέλεσμα θα είναι ένα σταθερό 1, συμβάλλοντας ουδέτερα στο σύστημα. Επίσης, το χρονικό παράθυρο Hann έχει ικανοποιητική ακρίβεια πλάτους, καλή απόκριση συχνότητας και χαμηλή διαρροή σήματος. Η διαρροή λαμβάνει χώρα όταν μια χρονικά μεταβαλλόμενη λειτουργία επιβληθεί στο σήμα εισόδου. Η λειτουργία αυτή θα ενισχυθεί από το παράθυρο Hann αλλά υπό σε καμιά περίπτωση δεν αντισταθμίζει το κέρδος από τη χρονική του απόκριση.

3.5 Συγκριτική αξιολόγηση

Οι τεχνικές που αναλύθηκαν στην παρούσα ενότητα αποσκοπούν στον περιορισμό της επίδρασης του θορύβου. Η 1^η τεχνική αν και απλούστερη περιορίζεται στο εύρος της εφαρμογής της μιας και ο θόρυβος εκλαμβάνεται ως μέρος του σήματος. Η 2^η τεχνική είναι σαφώς απλούστερη στην αντίληψη της αλλά εξαιρετικά απαιτητική σε υπολογιστικούς πόρους. Για το λόγο αυτό αν και κρίνεται η καλύτερη αναφορικά με το αποτέλεσμα δεν είναι η πλέον συμφέρουσα. Η 3^η τεχνική μοιάζει με την 2^η αλλά χωρίς το υπολογιστικό φόρτο. Εδώ η καλή προσέγγιση του θορύβου οδηγεί στο επιθυμητό αποτέλεσμα.

4 Προσομοίωση και αποτελέσματα

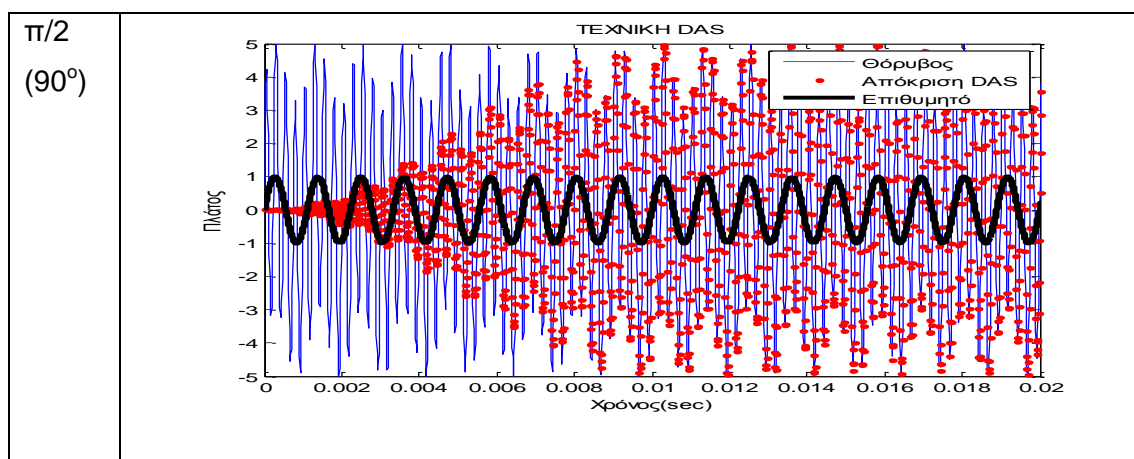
Για την εύρεση της καλύτερης τεχνικής καθορισμού της προέλευσης του σήματος που μπορούμε να εφαρμόσουμε σε μια χειροσυσκευή, θα καταφύγουμε σε προσομοίωση. Σε αυτήν θα λάβουν μέρος μόνο οι δύο πρώτες τεχνικές καθώς η τρίτη απαιτεί σημαντικό χρόνο εκτέλεσης τον οποίο δεν διαθέτουμε. Αντί αυτού, η δεύτερη τεχνική θεωρείται παρόμοια αλλά με πολύ καλύτερη επίδοση σε απαιτήσεις υπολογιστικού χρόνου. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων θα παρατεθούν και θα σχολιαστούν.

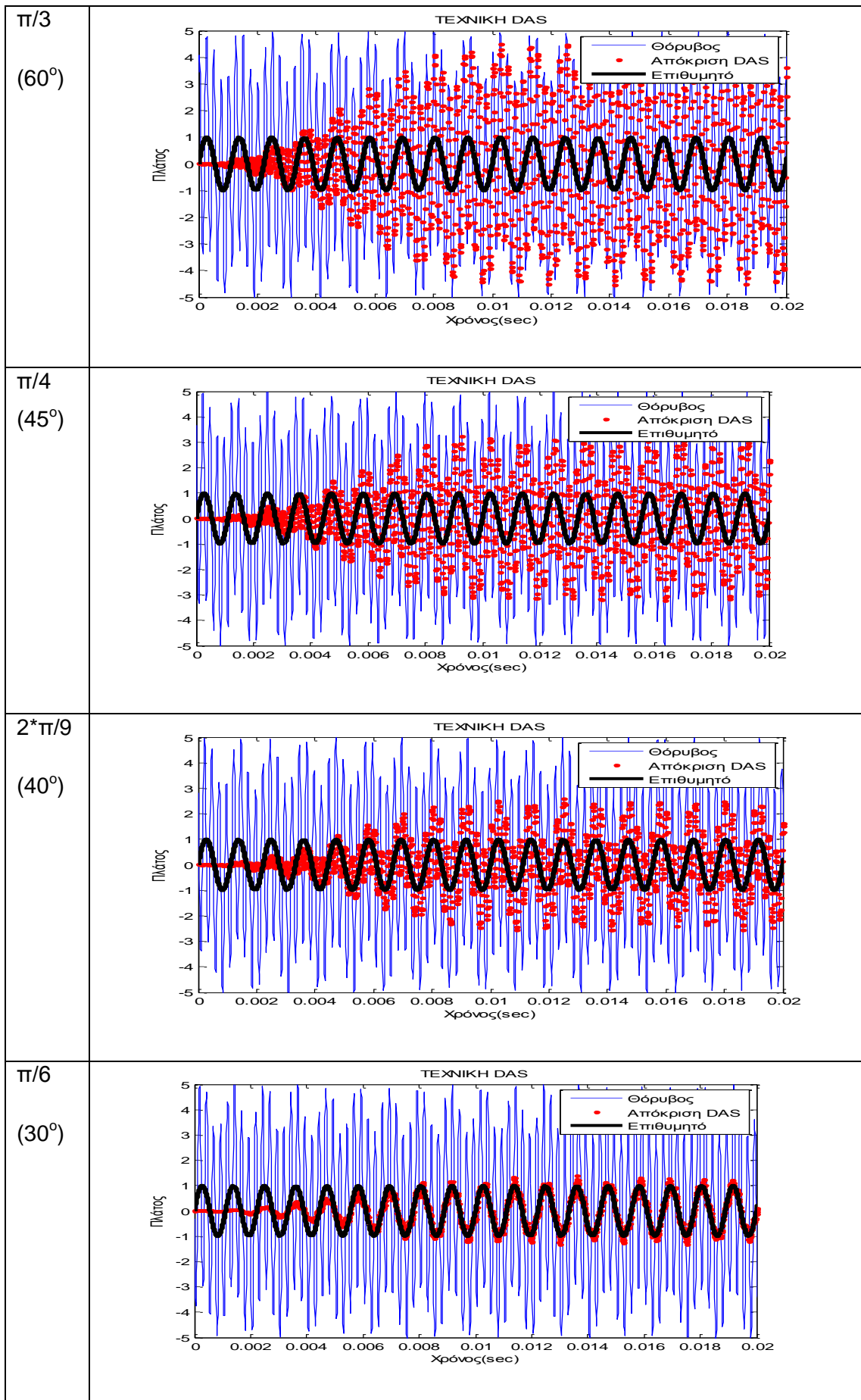
4.1 Δοκιμή 1^η

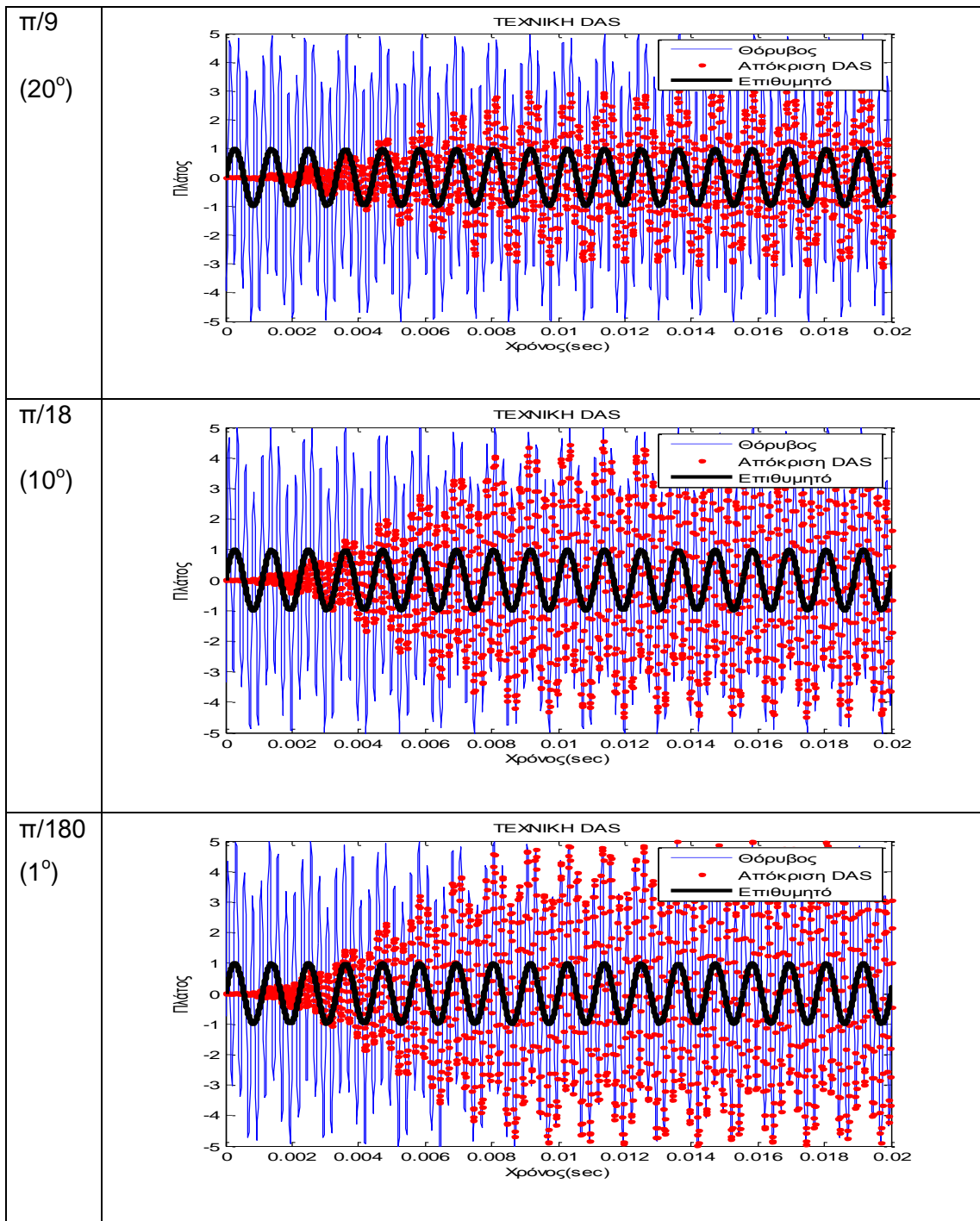
Η πρώτη προσομοίωση αφορούσε την πρώτη τεχνική, την τεχνική DAS. Στη προσομοίωση εμπλέχθηκαν μία πηγή θορύβου και μία πηγή σήματος από διαφορετικές κατευθύνσεις. Η απόσταση μεταξύ των κεραιών ορίστηκε στα 0,083 μέτρα (900 MHz) και η συχνότητα δειγματοληψίας στα 4 GHz. Για τη συλλογή των δειγμάτων ορίστηκε χρονικό παράθυρο 0,1422222 nsec που αντιστοιχεί σε 256 δείγματα σε συνολική διάρκεια σήματος 1 δευτερολέπτου. Το σήμα τοποθετήθηκε στις 180° ενώ ο θόρυβος επιλέχθηκε σε 4πλάσιο πλάτος και συχνότητα 1800 MHz από διαφορετικές γωνίες.

Κατά την προσομοίωση η τεχνική DAS απέδωσε τα ακόλουθα αποτελέσματα για διαφορετικές γωνίες προέλευσης του θορύβου:

Πίνακας 2 Απόκριση διάταξης DAS στο πεδίο του χρόνου για διαφορετικές γωνίες







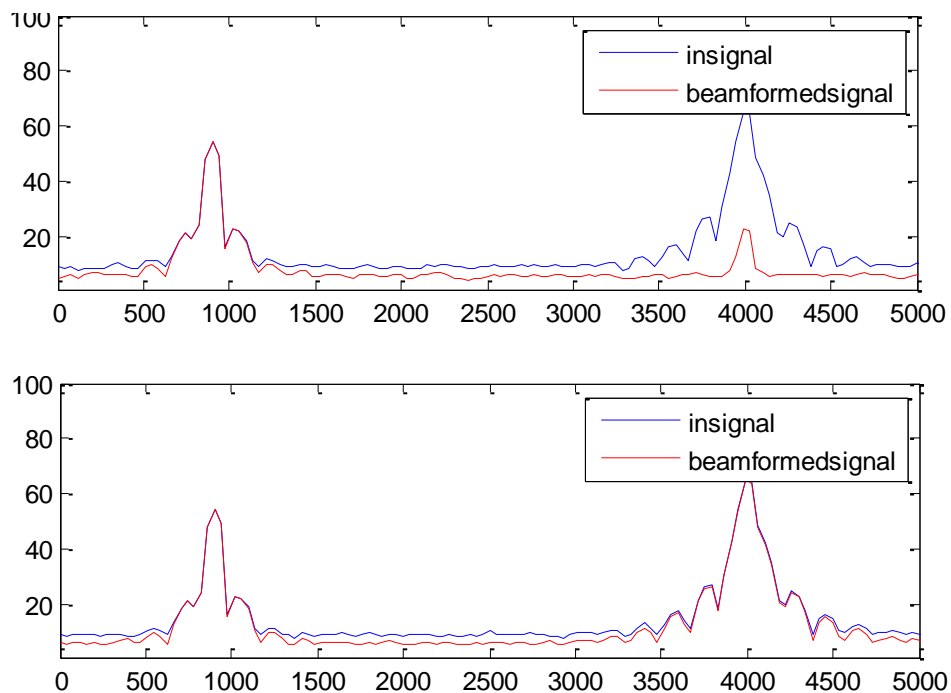
Παρατηρούμε ότι για γωνία πρόσπτωσης του θορύβου 30° η συμπεριφορά της διάταξης DAS είναι ιδανική. Η έξοδος της διάταξης (με κόκκινο) ταυτίζεται σχεδόν με το σήμα (μαύρο) παρά την ύπαρξη του θορύβου (μπλε). Για κάθε άλλη γωνία υπάρχει απόκλιση από το επιθυμητό σήμα έως και ταύτιση με το σήμα του θορύβου. Η ακριβής γωνία που η διάταξη έχει την βέλτιστη απόκριση είναι οι 27° όπως προέκυψε στην προσομοίωση με σειριακή τροφοδότηση δεδομένων.

Μια άλλη παρατήρηση αφορά τη διαδικασία προσομοίωσης όπου η απόκριση της διάταξης δεν είναι ομοιόμορφη αλλά μεταβάλλεται με την πάροδο του χρόνου. Αυτό το φαινόμενο στην προσομοίωση λέγεται μεταβατικό. Από τα διαγράμματα συμπεραίνουμε ότι για να φτάσει η απόκριση της διάταξης DAS σε σταθερή κατάσταση θα πρέπει να παρέλθει χρόνος ίσος με το μισό χρονικό παράθυρο.

Όταν διαφοροποιηθεί η συχνότητα του σήματος θορύβου διαφοροποιείται και η συμπεριφορά της διάταξης DAS. Για παράδειγμα, σε συχνότητα θορύβου διπλάσια του σήματος η βέλτιστη απόκριση της διάταξης παρατηρείται στις 90° αποκλίνοντας από αυτή για κάθε άλλη γωνία.

Ανάλογη συμπεριφορά επιδεικνύεται όταν η συχνότητα του σήματος θορύβου πλησιάζει αυτή του κύριου σήματος, δηλαδή στις 90° έχουμε καλύτερη απόδοση από ότι στις άλλες γωνίες προέλευσης, αλλά ποτέ δεν συγκλίνουν προς την ιδανική συμπεριφορά.

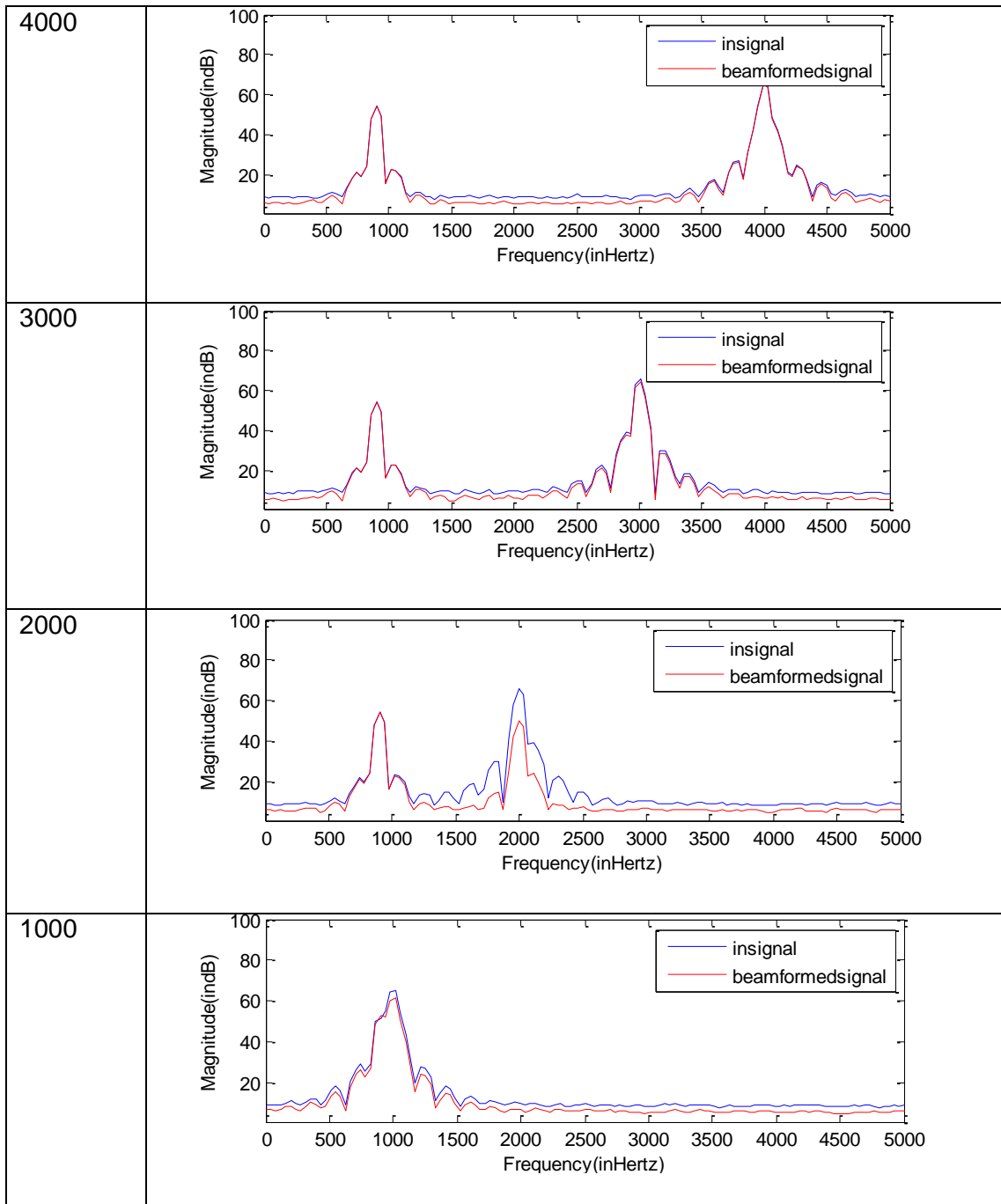
Ενδεικτικά παρατίθεται το διάγραμμα απόκρισης συχνότητας για τα παραπάνω πειράματα όταν η γωνία είναι 27° και 90° αντίστοιχα:



Σχήμα 12 Απόκριση διάταξης DAS στο πεδίο των συχνοτήτων για γωνίες 27° και 90° .

Τα αντίστοιχα φασματικά αποτελέσματα για διαφορετικές συχνότητες σήματος θορύβου (γωνία 90°) παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 3 Απόκριση της διάταξης DAS για διαφορετικές συχνότητες θορύβου



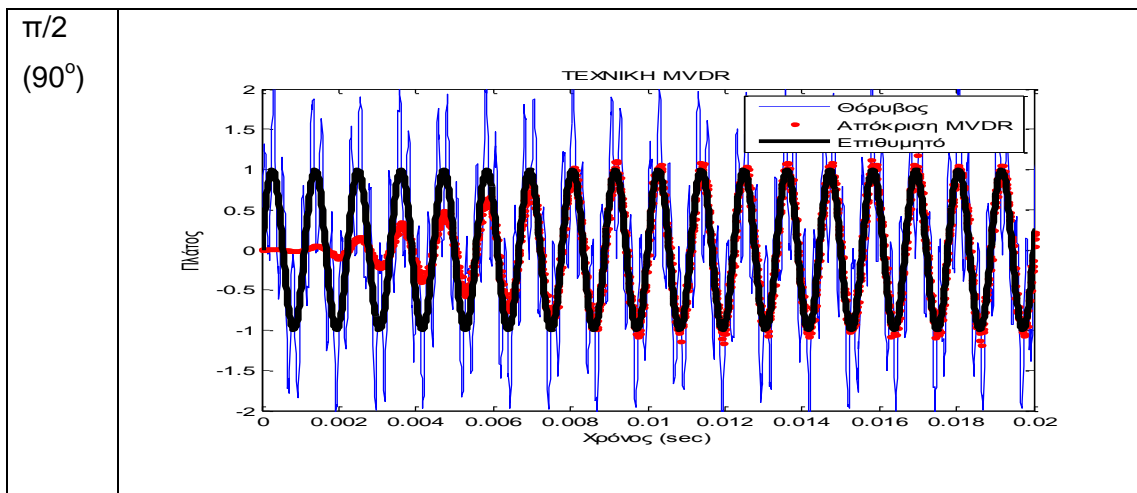
Παρατηρούμε ότι η απόδοση της διάταξης DAS μεταβάλλεται με τη συχνότητα του σήματος και τη γωνία προέλευσης του.

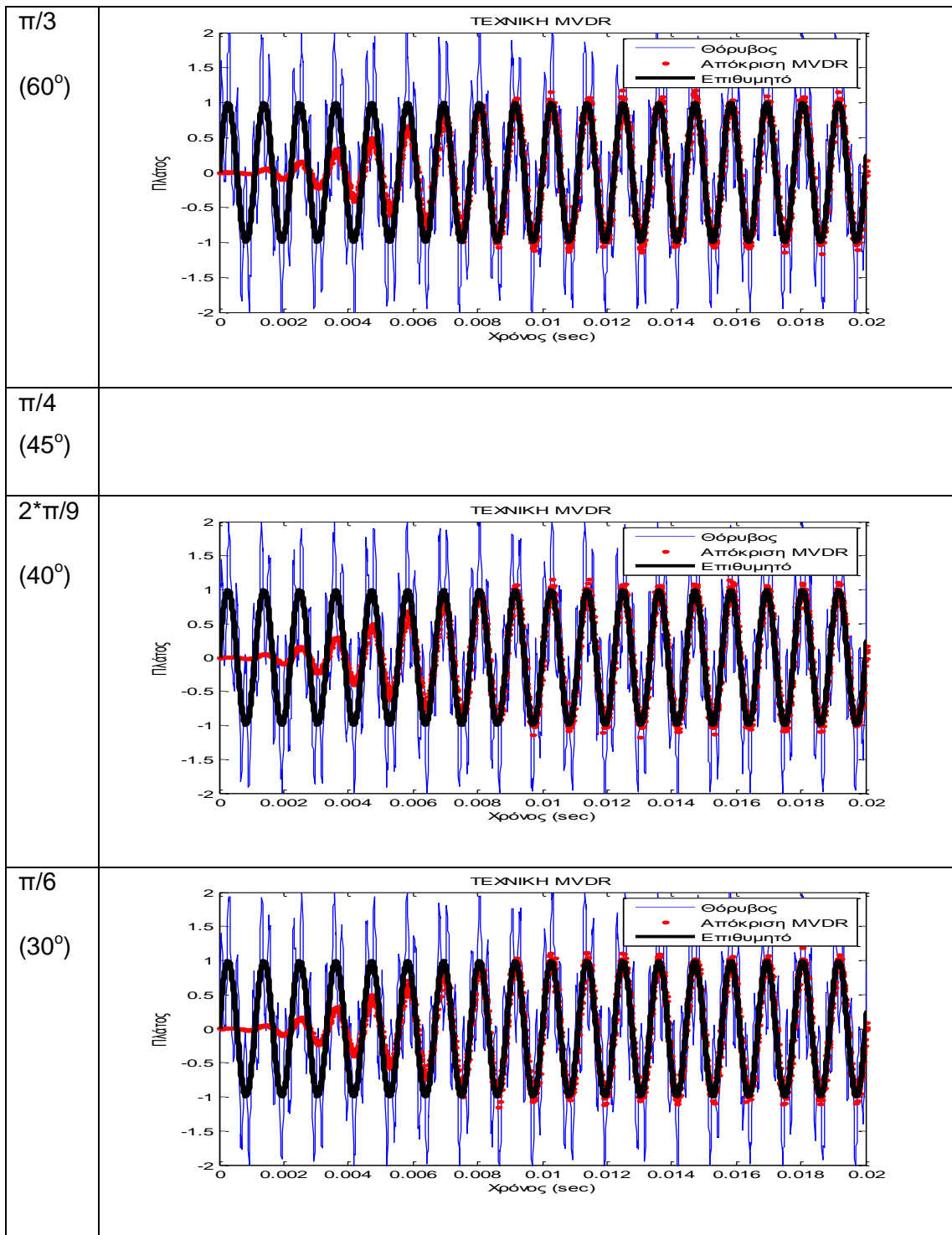
4.2 Δοκιμή 2^η

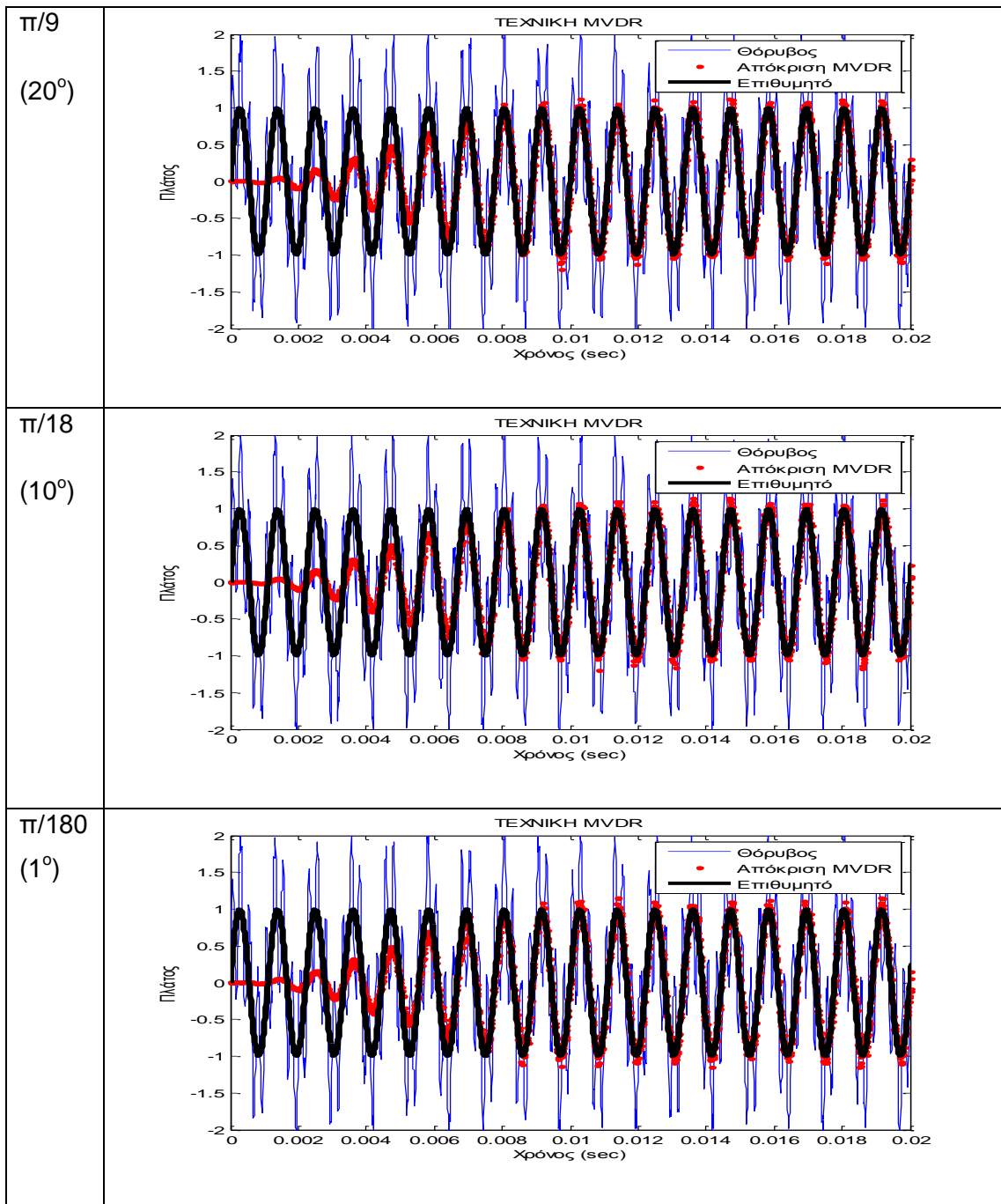
Στην δεύτερη δοκιμή εφαρμόστηκε η τεχνική MVDR. Εφαρμόστηκαν οι ίδιες λειτουργικές συνθήκες με την πρώτη τεχνική για την εξαγωγή συγκρίσιμων αποτελεσμάτων. Κατά την εφαρμογή της δεύτερης τεχνικής θα πρέπει να γίνει μια εκτίμηση της αυτοσυσχέτισης του θορύβου. Για την εξαγωγή αξιόπιστων αποτελεσμάτων, ο χρόνος προσομοίωσης θα πρέπει να τουλάχιστον δεκαπλάσιος του χρονικού παραθύρου, λόγω των μεταβατικών φαινομένων. Σε κάθε χρονικό παράθυρο υπολογίζεται ο πίνακας αυτοσυσχέτισης και ανατροφοδοτεί το επόμενο χρονικό παράθυρο με τον μέσο όρο τους προκειμένου να υπολογιστεί μια εκτίμηση της αυτοσυσχέτισης του θορύβου. Μετά την παρέλευση των 10 χρονικών παραθύρων προστίθεται το κυρίως σήμα, το οποίο είναι όπως και στην πρώτη τεχνική προερχόμενο από γωνία 180°. Παράλληλα προστίθεται σήμα θορύβου από διαφορετικές γωνίες.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 4 Απόκριση διάταξης MVDR στο πεδίο του χρόνου για διαφορετικές γωνίες

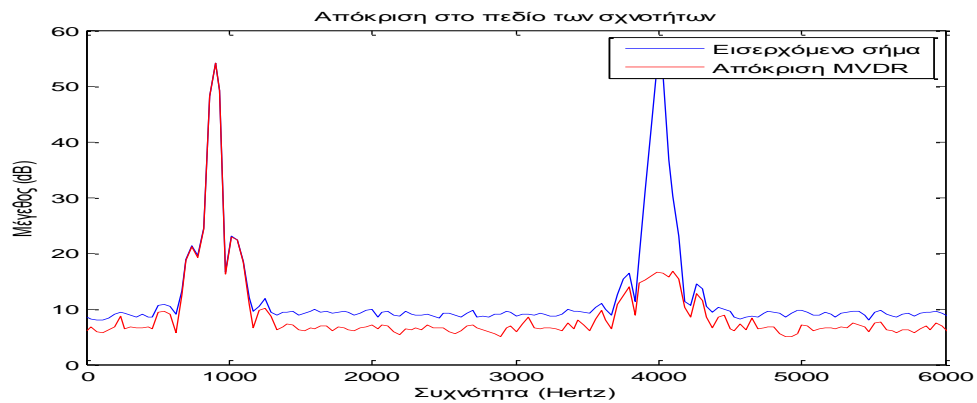
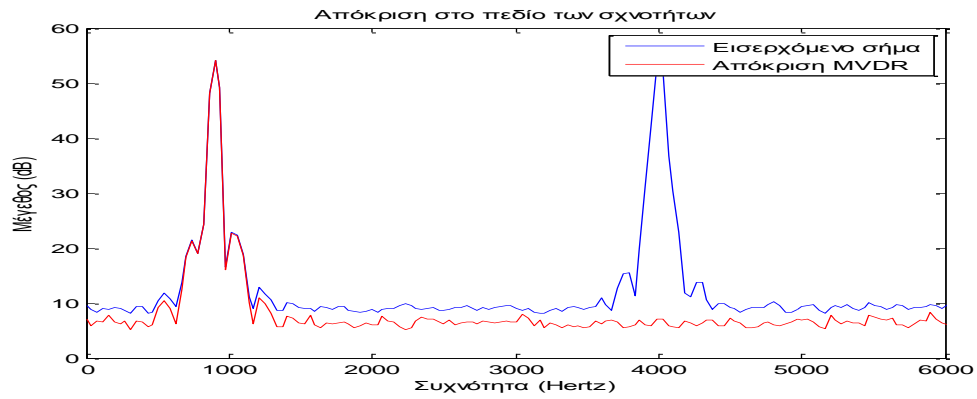






Παρατηρούμε ότι η ιδανική συμπεριφορά επιτυγχάνεται για γωνίες πρόσπτωσης μεταξύ 20° και 30°. Σε κάθε άλλη γωνία η απόκριση της διάταξης αποκλίνει από την επιθυμητή αλλά ποτέ δεν ταυτίζεται με τον θόρυβο (εκτός αν το σήμα και ο θόρυβος προέρχονται από το ίδιο σημείο).

Ενδεικτικά παρατίθεται το διάγραμμα απόκρισης συχνότητας για τα παραπάνω πειράματα όταν η γωνία είναι 27° και 90° αντίστοιχα:

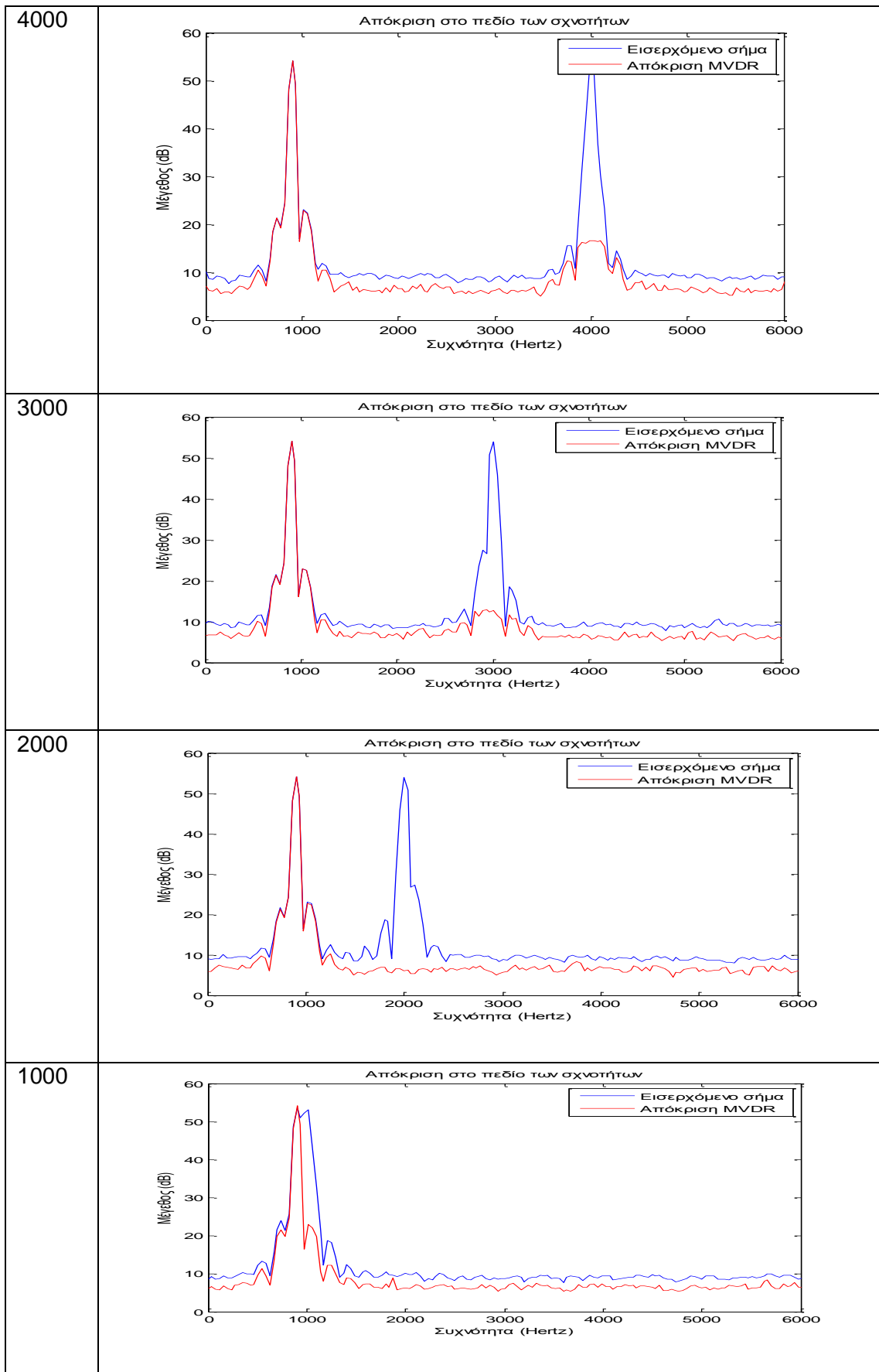


Σχήμα 13 Απόκριση διάταξης MVDR στο πεδίο των συχνοτήτων για γωνίες 27° και 90° .

Παρατηρούμε ότι σε σχέση με το Σχήμα 12 η απόκριση της δεύτερης τεχνικής είναι αισθητά βελτιωμένη αναφορικά με την απόσβεση του θορύβου.

Τα αντίστοιχα αποτελέσματα για διαφορετικές συχνοτήτες θορύβου παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 5 Απόκριση της διάταξης MVDR για διαφορετικές συχνοτήτες θορύβου



Παρατηρούμε ότι, σε αντίθεση με την πρώτη τεχνική, όσο πλησιάζει το σήμα θορύβου στη συχνότητα του κυρίως σήματος τόσο καλύτερη είναι η επίδοσης της διάταξης MVDR. Αναφέρεται ότι η επίδοση της δεύτερης τεχνικής παραμένει βέλτιστη στην περιοχή των 27° ανεξάρτητα από τη συχνότητα του θορύβου.

4.3 Σύγκριση αποτελεσμάτων

Για την αξιολόγηση των αποτελεσμάτων των τεχνικών που αναφέρθηκαν θα αξιοποιήσουμε τους στόχους που θέσαμε νωρίτερα στο κεφάλαιο.

Το πρώτο κριτήριο ήταν ο περιορισμός του θορύβου που προέρχεται από τρίτη προέλευση. Σε σχέση με αυτό το κριτήριο και οι δύο τεχνικές πέτυχαν τον περιορισμό της έντασης του θορύβου σε σχέση με το κύριο σήμα. Μάλιστα ο περιορισμός αυτός ανέρχεται στα 10dB:

- η πρώτη τεχνική επιτυγχάνει περιορισμό κατά 10dB για συγκεκριμένες συχνότητες και γωνίες προέλευσης, και μικρότερο αλλού
- η δεύτερη τεχνική επιτυγχάνει περιορισμό κατά 10dB σε όλες τις συχνότητες και τις γωνίες προέλευσης, επιδεικνύοντας με αυτό τον τρόπο τη προσαρμοστικότητα της τεχνικής πρόβλεψης και περιορισμού του θορύβου.

Το δεύτερο κριτήριο αφορούσε την προσαρμοστικότητα στις διαφορετικές συχνότητες. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων έδειξαν ότι η πρώτη τεχνική έχει τη δυνατότητα απόκρισης σε διαφορετικές συχνότητες στην περιοχή ενδιαφέροντος αλλά με αυξανόμενη ευαισθησία όσο πλησιάζουμε στην συχνότητα του κυρίου σήματος. Η συμπεριφορά αυτή δεν είναι ιδανική για τη δεδομένη γωνία αλλά μεταβάλλεται σύμφωνα και με αυτή. Αντίθετα, η δεύτερη τεχνική προσαρμόζεται με μικρότερη ευαισθησία κοντά στη συχνότητα του κυρίως σήματος απομειούμενη πιο μακριά, χωρίς να μεταβάλλεται με τη γωνία προέλευσης..

5 Συμπεράσματα

Στην ΠΕ εξετάσαμε την δυνατότητα προσαρμογής της διάταξης κεραιών σε εισερχόμενη ακτινοβολία από διακριτές πηγές. Για το λόγο αυτό υιοθετήσαμε διαφορετικές τεχνικές περιορισμού σημάτων από διαφορετικές πηγές, τις DAS και MVDR. Μια τρίτη αναφέρθηκε βιβλιογραφικά αλλά δεν υλοποιήθηκε χάριν οικονομίας υπολογιστικού χρόνου.

Η πρώτη τεχνική πέτυχε να περιορίσει την επίδραση του ετερόκλητου σήματος στο κύριο για δεδομένη συχνότητα και γωνία. Μεταβάλλοντας τη γωνία ή την συχνότητα η συμπεριφορά διαφοροποιήθηκε. Η ιδανική συμπεριφορά της διάταξης για το βασικό σενάριο ορίστηκε στις 27°. Η συμπεριφορά της διάταξης για διαφορετικές συχνότητες περιορίζεται αισθητά ως και δραματικά.

Η δεύτερη τεχνική επέδειξε εξαιρετικά αποτελέσματα σε σχέση με τους στόχους. Όχι μόνο περιόρισε δραστικά την επίδραση του θορύβου στο κυρίως σήμα αλλά το καταφέρνει ανεξάρτητα από τη συχνότητα. Η τεχνική αυτή είναι θεωρητικά εφάμιλλη με την τρίτη η οποία δεν υλοποιήθηκε σε επίπεδο προσομοίωσης.

Η ΠΕ περιορίστηκε στις υποθέσεις ότι η πηγή σήματος και θορύβου είναι αρκετά μακριά ώστε το προσπίπτον σήμα να θεωρείται επίπεδο και πως τα σημεία λήψης της συστοιχίας είναι μόνο δύο. Επόμενη μελέτη θα μπορούσε να άρει αυτούς τους περιορισμούς και να ερευνήσει το φαινόμενο σε βάθος.

6 Βιβλιογραφία

- [1] Ulaby, F. T., Michielssen, E. & Ravaioli, U. [2007], *Fundamentals of Applied Electromagnetics*, sixth edn, Prentice Hall, New Jersey.
- [2] Balanis, C. A. [2005], *Antenna Theory Analysis and Design*, third edn, John Wileys & Sons, Inc, New Jersey.
- [3] L. Griffiths and C. Jim, “An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 1, pp. 27–34, Jan. 1982.
- [4] N. Jablon, “Steady state analysis of the generalized sidelobe canceller by adaptive noise cancelling techniques,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 3, pp. 330–337, Mar. 1986.
- [5] N. Jablon, “Steady state analysis of the generalized sidelobe canceller by adaptive noise cancelling techniques,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 3, pp. 330–337, Mar. 1986.
- [6] L. Lepauloux, P. Scalart, and C. Marro, “Computationally efficient and robust frequency domain GSC,” in *12th IEEE International Workshop on Acoustic Echo and Noise Control*, Tel-Aviv, Israël, Aug 2010.
- [7] S. Rapuano and F. Harris, “An introduction to fft and time domain windows,” *Instrumentation Measurement Magazine, IEEE*, vol. 10, no. 6, pp. 32–44, Dec. 2007.
- [8] F. Harris, “On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, Jan. 1978.
- [9] Aarts M., Pries H., Doff A., “Two sensors beamforming algorithm”, DULFT University, 2014
- [10] Cesidio Bianchi and Antonio Meloni, |Natural and man-made terrestrial electromagnetic noise: an outlook”, *ANNALS OF GEOPHYSICS, VOL. 50, N. 3*, June 2007.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι ΚΩΔΙΚΑΣ

```
%DAS

clear all;

close all;

clc;

d=0.083;           %ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ
N=2;              %ΑΡΙΘΜΟΣ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ
c=300;           %ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΣΗΜΑΤΟΣ
freq = 900;      %ΣΗΜΑ
freq2 = 1000;    %ΘΟΡΥΒΟΣ
phi = pi;        %ΓΩΝΙΑ ΠΡΟΣΠΤΩΣΗΣ ΣΗΜΑΤΟΣ
theta = pi*(10/180); %ΓΩΝΙΑ ΠΡΟΣΠΤΩΣΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ
fs=80000;        %ΔΕΙΓΜΑΤΟΛΗΨΙΑ
parathiro = 0.02; %ΓΙΑ ΛΟΓΟΥΣ ΕΥΚΡΙΝΙΑΣ ΤΩΝ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ

M_no = fs*parathiro; %ΑΡΙΘΜΟΣ ΔΕΙΓΜΑΤΩΝ ΑΝΑ ΠΑΡΑΘΥΡΟ
noise_amp = 0.1;    %ΠΛΑΤΟΣ ΣΘΟΡΥΒΟΥ
L=2^(ceil(log2(M_no))); %FFT
totaltime = 1;      %ΣΥΝΟΛΙΚΟΣ ΧΡΟΝΟΣ
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

%%INPUTSIGNAL

M_tot = linspace(0,totaltime,fs*totaltime).'; %ΣΥΝΟΛΟ ΔΕΙΓΜΑΤΩΝ
ΣΤΟ ΧΡΟΝΟ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

tau_1 = d/c*sin(phi ); %τ1
tau_2 = d/c*sin(theta ); %τ2

signal_1 = sin(2*pi*freq*M_tot); %ΣΗΜΑ ΣΤΟ ΣΤΟΙΧΕΙΟ 1
```

```

signal_2= sin(2*pi*freq*(M_tot-tau_1)); %ΣΗΜΑ ΣΤΟ ΣΤΟΙΧΕΙΟ 2

noise_1 = 4*sin(2*pi*freq2*M_tot) + noise_amp*randn(totaltime*fs,1); %ΘΟΡΥΒΟΣ
ΣΤΟ ΣΤΟΙΧΕΙΟ 1

noise_2 = 4*sin(2*pi*freq2*(M_tot-tau_2))+noise_amp*randn(totaltime*fs,1);
%ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΟ ΣΤΟΙΧΕΙΟ 2

signal_total_1 = signal_1 + noise_1; %ΣΤΟΙΧΕΙΟ 1
signal_total_2 = signal_2 + noise_2; %ΣΤΟΙΧΕΙΟ 2

x1 = [signal_1,signal_2];

xsum=[signal_total_1,signal_total_2 ];

f_center=linspace(0,fs-fs/(2*L),L).'; %Thecenterfrequenciesforeachbin

zeta=-i*pi*2*f_center*d*sin(phi)/c; %Thephaseshiftofthesignalfor-
mic2

a_n=1/N; %Theamplitudeweights

w=a_n*[(exp(zeta)),ones(L,1)]; %Weightswithdelays

%%RECONSTRUCTINGTHEORIGINALSIGNAL

nr_frames=floor((length(signal_1)-M_no)/(M_no/2));

rec_signal=zeros(size(signal_1(:,1)));

rec_signal_total_1=zeros(size(signal_total_1(:,1)));

testsignal_1=zeros(L,nr_frames);

testsignal_2=zeros(L,nr_frames);

for I=1:nr_frames

    win=[sqrt(hanning(M_no)),sqrt(hanning(M_no))];

    frame_x1 = x1((M_no/2)*(I-1)+1:(M_no/2)*(I-1)+M_no,:).*win);

    fft_x1=fft(frame_x1,L);

    frame_xsum=xsum((M_no/2)*(I-1)+1:(M_no/2)*(I-1)+M_no,:).*win);

    fft_xsum=fft(frame_xsum,L);

```



```

fft_xsum(end,:)=real(fft_xsum(end,:));
fft_x1([1,L/2+1,:])=real(fft_x1([1,L/2+1,:]));
part1=fft_x1(1:L/2+1,:);
fft_x1=[part1;conj(flipud(part1(2:end-1,:)))];
fft_xsum([1,L/2+1,:])=real(fft_xsum([1,L/2+1,:]));
part1=fft_xsum(1:L/2+1,:);
fft_xsum=[part1;conj(flipud(part1(2:end-1,:)))];
estimate_fft_signal=w.*(fft_x1);
estimate_fft_signal_2=estimate_fft_signal(:,1)+estimate_fft_signal(:,2);
estimate_fft_signal_total_1=w.*(fft_xsum);

estimate_fft_signal_total_1_2=estimate_fft_signal_total_1(:,1)+estimate_fft_signal_total_1(:,2);

testsignal_2(:,1)=estimate_fft_signal_total_1_2;
testsignal_1(:,1)=fft_xsum(:,1);
estimate_signal=real(iff(estimate_fft_signal_2));
estimate_signal_total_1=real(iff(estimate_fft_signal_total_1_2));

rec_signal((M_no/2)*(I-1)+1:(M_no/2)*(I-1)+M_no)=rec_signal((M_no/2)*(I-1)+1:(M_no/2)*(I-1)+M_no)+estimate_signal(1:M_no).*(sqrt(hanning(M_no)));

rec_signal_total_1((M_no/2)*(I-1)+1:(M_no/2)*(I-1)+M_no)=rec_signal_total_1((M_no/2)*(I-1)+1:(M_no/2)*(I-1)+M_no)+estimate_signal_total_1(1:M_no).*(sqrt(hanning(M_no)));

end

t=linspace(0,totaltime,totaltime*fs);

figure;

subplot(2,1,2)

```

```

plot(t,real(signal_total_2 (1:totaltime*fs)));
hold on
plot(t, real(rec_signal_total_1(1:totaltime*fs) ),'.r');
plot(t, real(signal_2(1:totaltime*fs)), 'linewidth',3,'color','k');
legend('Θόρυβος','Απόκριση DAS','Επιθυμητό')
title('TEXNIKH DAS')
axis([0 0.02 -5 5]);
xlabel('Χρόνος(sec)');
ylabel('Πλάτος');
figure;
subplot(2,1,1)
plot(linspace(1,fs,L),10*log10(mean(abs(testsignal_1).^2,2)));
hold on
plot(linspace(1,fs,L),10*log10(mean(abs(testsignal_2).^2,2)), 'r');
title('SpectrumplotsofinsignalandsignalafterbeamformingindB')
legend('insignal','beamformedsignal')
axis([0 5000 1 100]);
xlabel('Frequency(inHertz)');
ylabel('Magnitude(indB)');
polarfreq=[300,600];
polarbin = zeros(1, length(polarfreq));
for I=1:length(polarfreq);
    polarbin(I) = floor(polarfreq(I) / fs*L);
    delta = ((c / f_center(polarbin(I)) ) /d )^-1;
    % polarg0(polarhoek,abs(w_dakje));
    % title(['Frequency=',num2str(polarfreq(I))])
end

```