

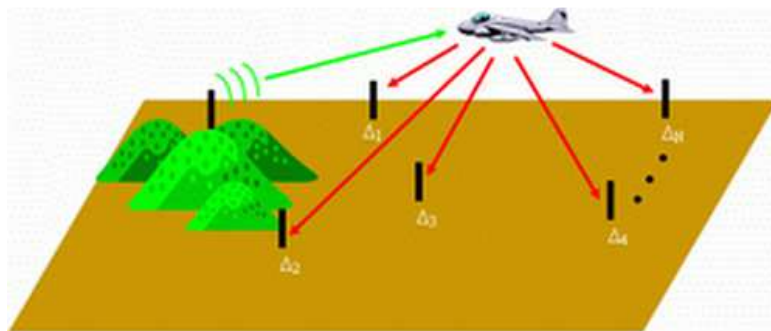
ΔΗΜΟΚΡΙΤΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΡΑΚΗΣ
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Τηλεπικοινωνιών και Διαστημικής
Εργαστήριο Μικροκυμάτων

Μελέτη Κατανεμημένου Συστήματος Ραντάρ

Διπλωματική εργασία

Βαγιωνάκης Παναγιώτης

Επιβλέπων
Γ. Κυριακού



Ξάνθη

Δεκέμβριος 2011

Στους γονείς μου και στον αδερφό μου.

Περιεχόμενα

Ευχαριστίες.....	6
Εισαγωγή.....	7
Κεφάλαιο 1.....	9
Εισαγωγικές έννοιες συστημάτων ραντάρ	9
1.1 Γενικά για το διστατικό σύστημα.....	9
1.2 Εξίσωση διστατικού ραντάρ.....	12
1.3 Ηχώ στατικών στόχων επιφάνειας γης (clutter)	14
1.4 Ενεργός διατομή στόχου	15
1.4.1 Περιοχή ψευδο-μονοστατικού RCS.....	15
1.4.2 Περιοχή Διστατικής RCS	16
1.4.3 Περιοχή RCS εμπροσθοσκέδασης.....	17
1.2 Συστήματα Συντεταγμένων	18
1.5 Δισταθές Doppler	20
1.5.1 Doppler Στόχου.....	20
1.5.2 Περιγραμματα Σταθερού Doppler, [1, σελ. 23.16]	22
Κεφάλαιο 2.....	25
Ευαισθησία και κάλυψη για παθητικά συστήματα ραντάρ	25
2.1 Βασικές παράμετροι ανίχνευσης	25
2.2 Εξίσωση διστατικού ραντάρ.....	29
2.3 Δείκτης θορύβου του δέκτη	33
2.4 Συνάρτηση Αβεβαιότητας και Κέρδος Ολοκλήρωσης	35
2.5 Παραδείγματα πρόβλεψης απόδοσης.....	42
2.5.1 Ράδιο FM	42
2.5.2 Σταθμοί βάσης κινητής τηλεφωνίας	44
2.5.3 Ψηφιακό ράδιο.....	45
2.6 Συμπεράσματα ανάλυσης ευαισθησίας	46
Κεφάλαιο 3.....	47
Επεξεργασία συστήματος PBR	47
3.1 Επεξεργασία PBR στενής ζώνης	47
3.1.1 Καταστολή απευθείας σήματος.....	48
3.1.2 Ανίχνευση Στόχου.....	55
3.1.3 Εκτίμηση Διεύθυνσης –Γωνίας Άφιξης Σήματος.....	57

3.1.4	Συσχέτιση Στόχων.....	59
3.1.5	Εκτίμηση της κατάστασης του στόχου.....	60
3.1.6	Εκτιμητές επεξεργασίας κατά δεσμίδες (Batch Estimators).....	62
3.2	Επεξεργασία PBR ευρείας ζώνης.....	64
3.2.1	Απαιτήσεις συλλογής δεδομένων.....	65
3.2.2	Προσαρμογή του σήματος αναφοράς.....	66
3.2.3	Καταστολή απευθείας σήματος και clutter.....	67
3.2.4	Προσαρμοσμένο φιλτράρισμα.....	70
3.2.5	Ανίχνευση στόχου.....	72
3.2.6	Συσχέτιση στόχων.....	73
3.2.7	Εκτίμηση της κατάστασης του στόχου.....	74
3.3	Πολυστατικό PBR.....	74
	Κεφάλαιο 4.....	78
	Προσομοίωση Παθητικού Δισταθούς Συστήματος Ραντάρ.....	78
4.1	Γενική επισκόπηση.....	78
4.2	Προσδοκώμενη απόδοση συστήματος.....	79
4.3	Συλλογή δεδομένων.....	82
4.4	Προσαρμοστικό φιλτράρισμα.....	85
4.5	Ανίχνευση στόχου με ετεροσυσχέτιση.....	90
4.5.1	Περιγραφή αλγορίθμου επεξεργασίας.....	92
4.5.2	Αποδοτικότερη αλγοριθμική διαδικασία.....	95
4.5.3	Υλοποίηση στο MATLAB.....	98
4.5.4	Αλγόριθμος ανίχνευσης CFAR.....	106
4.6	Εκτίμηση DOA και εύρεση στόχου.....	117
4.7	Διερεύνηση πολυστατικού συστήματος.....	120
4.8	Τεχνικές εντοπισμού πολυστατικού συστήματος.....	127
4.8.1	Τριγωνοποίηση.....	127
4.8.2	Τριπλευρισμός.....	128
4.8.3	Διατομή ελλείψεων.....	128
	Κεφάλαιο 5.....	131
	Εύρεση πομπών με τριγωνοποίηση.....	131
5.1	Εξοπλισμός εργαστηρίου μικροκυμάτων.....	131
5.2	Διαδικασία τριγωνοποίησης.....	131
5.3	Έλεγχος πόλωσης πομπών.....	138

5.4 Μελέτη ισχύος πομπών και κάλυψη.....	139
Κεφάλαιο 6.....	157
Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία.....	157
6.1 Συμπεράσματα	157
6.2 Μελλοντική Εργασία	158
Παράρτημα Α.....	159
Υπολογισμός οβάλ Cassini.....	159
Παράρτημα Β.....	160
Αλγόριθμος Προσαρμοστικής Καταστολής.....	160
Παράρτημα Γ	162
Κώδικας επεξεργασίας για συνάρτηση αβεβαιότητας.....	162
Παράρτημα Δ.....	165
Κώδικας εξαγωγής διαγραμμάτων πιθανότητας ανίχνευσης για το μοντέλο Rice	165
Παράρτημα Ε.....	166
Χαρακτηριστικά προτεινόμενου ψηφιακού δέκτη	166
Βιβλιογραφία	167

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Μικροκυμάτων της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, τμήμα της Πολυτεχνικής Σχολής του Δημοκρίτειου Πανεπιστημίου Θράκης.

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές ευχαριστίες μου στον καθηγητή μου και επιβλέποντα αυτής της διπλωματικής εργασίας κ. Γεώργιο Κυριακού για την ανάθεση αυτής της εργασίας και για την πολύτιμη καθοδήγηση, τη συμπαράσταση και τις συμβουλές που μου παρείχε κατά τη διάρκεια της εκπόνησης αυτής. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Τζιχάτ Εμπλιούκ για το χρόνο που μου αφιέρωσε, χωρίς να έχει άλλες πανεπιστημιακές υποχρεώσεις, για να με διδάξει και να με εντάξει στο λογισμικό που ανέπτυξε στο Εργαστήριο Μικροκυμάτων ώστε να πραγματοποιήσω τις απαραίτητες, για αυτήν τη διπλωματική εργασία, μετρήσεις με τον αναλυτή φάσματος, με ταχύτητα και εγκυρότητα. Από το περιβάλλον του εργαστηρίου, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Άγγελο για τη βοήθειά του κατά τη διάρκεια των μετρήσεων, αλλά και τον κ. Σπύρο Λάβδα και τον κ. Ηλία Αϊτίδη που με εντάξανε αρχικά στη διαδικασία των μετρήσεων δημιουργώντας ένα φιλικό και ευχάριστο περιβάλλον.

Από τον οικογενειακό μου περίγυρο ευχαριστώ πρώτα τους γονείς μου και τον αδερφό μου για τη συνεχή τους υποστήριξη και κατανόηση προς εμένα όλον αυτόν τον καιρό και την αγάπη τους που με ενδυνάμωνε πάντα. Ό,τι και να γράψω για αυτούς θα είναι λίγο. Επίσης, θέλω να ευχαριστήσω τις γιαγιάδες, τα ξαδέρφια, τις θείες και τους φίλους που με βοηθούσαν όλο αυτό το διάστημα και ηθικά και υλικά. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω μέσα από την καρδιά μου την κοπέλα μου τη Γιώτα, που υπέμενε όλο αυτό το διάστημα και μου στάθηκε αμέριστα, βοηθώντας με και ηθικά αλλά και με τις γνώσεις της για την εκπόνηση αυτής της διπλωματικής εργασίας. Την ευχαριστώ που με στήριξε και που συνεχίζει να με στηρίζει.

Εισαγωγή

Η τεχνολογία των συστημάτων Ραντάρ εξελίσσεται συνεχώς εκμεταλλευόμενη τεχνικές που αναπτύσσονται σε μια πληθώρα τομέων από τα Μικροκύματα, τις Κεραίες, τα Ολοκληρωμένα Κυκλώματα, καθώς και την ψηφιακή επεξεργασία σημάτων. Παράλληλα όμως έχουν αναπτυχθεί εξαιρετικά οι τεχνικές μείωσης της ενεργού διατομής στόχων (τεχνικές stealth), με αποτέλεσμα να είναι σχεδόν αδύνατη η ανίχνευση ορισμένων αεροσκαφών από μονοσταθή Ραντάρ (κοινής κεραίας εκπομπής και λήψης). Οι στόχοι όμως αυτοί μπορεί να ανιχνευτούν με τη χρήση δισταθών ή γενικά πολυσταθών (multistatic) Ραντάρ. Η εξέλιξη αυτή των Ραντάρ οδηγεί στα λεγόμενα κατανεμημένα (distributed) συστήματα, όπου οι πομποί και οι δέκτες μαζί με τις αντίστοιχες κεραίες εκπομπής και λήψης είναι κατανεμημένες στον προς επιτήρηση χώρο. Οι τεχνικές κατανεμημένων ραντάρ διακρίνονται ως:

- i) Ένας πομπός-πολλαπλοί δέκτες,
- ii) πολλαπλοί πομποί-ένας δέκτης και
- iii) πολλαπλοί πομποί-πολλαπλοί δέκτες.

Σε αυτό το πνεύμα είναι πολύ δημοφιλείς οι ιδέες αξιοποίησης των πηγών ραδιοσυχνοτήτων που είναι ήδη εγκατεστημένες για άλλους σκοπούς, όπως ραδιοφωνικοί πομποί FM, πομποί τηλεόρασης στα VHF και στα UHF καθώς και πομποδέκτες κινητής τηλεφωνίας (παθητικά συστήματα ραντάρ). Το μεγάλο πλεονέκτημα που προσφέρει ένα σύστημα κατανεμημένων ραντάρ, ιδίως με ήδη υπάρχουσες πηγές, είναι η ατρωσία του σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές.

Σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η κατανόηση των αρχών λειτουργίας και ανάπτυξης κατανεμημένων ραντάρ εξετάζοντας εκτεταμένα τη βάση τους που είναι το διστατικό σύστημα. Σε αυτά τα πλαίσια, αναπτύχθηκαν προσομοιώσεις σε περιβάλλον MATLAB, δίνοντας έμφαση στην επιλογή ήδη εγκατεστημένων πομπών FM για τον έλεγχο της επιτευξιμότητας ενός τέτοιου συστήματος ραντάρ στην περιοχή της Ξάνθης.

Η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελείται από έξι (6) κεφάλαια τα οποία διαρθρώνονται ως εξής:

Το πρώτο κεφάλαιο αποτελείται από βασικές έννοιες των διστατικών και πολυστατικών συστημάτων ραντάρ.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται ανάλυση για την ευαισθησία παθητικών συστημάτων ραντάρ ελέγχοντας διάφορες μορφές ευκαιριακών πηγών και την κάλυψή τους.

Στο τρίτο κεφάλαιο εξετάζονται τα κύρια συστατικά που συνθέτουν ένα παθητικό σύστημα ραντάρ. Αυτό γίνεται για τρεις κατηγορίες ραντάρ: το στενής ζώνης, το ευρείας ζώνης και το πολυστατικό.

Στο τέταρτο κεφάλαιο επιλέγεται και παρουσιάζεται αναλυτικά η μέθοδος επεξεργασίας ευρείας ζώνης και γίνονται προσομοιώσεις για την εξέταση του βασικού παθητικού διστατικού συστήματος. Στη συνέχεια μελετάται μια γεωμετρία πολυστατικού συστήματος στην ευρύτερη περιοχή της Ξάνθης.

Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι μετρήσεις που έγιναν με εξοπλισμό του εργαστηρίου Μικροκυμάτων, εντοπίζοντας, με χρήση της μεθόδου τριγωνοποίησης, κατάλληλους ευκαιριακούς πομπούς για ένα παθητικό σύστημα ραντάρ. Στη συνέχεια εξάγεται η προβλεπόμενη κάλυψη για κάποιες διστατικές διατάξεις βάσει των μετρήσεων.

Στο έκτο κεφάλαιο γίνεται μια ανασκόπηση όλης της εργασίας, παραθέτοντας συμπεράσματα για τα αποτελέσματα που εξήχθησαν σε αυτήν τη διπλωματική. Κατόπιν, γίνονται προτάσεις για μελλοντική εργασία και εξέλιξη του συστήματος.

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγικές έννοιες συστημάτων ραντάρ

Τα ραντάρ μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με τη γεωγραφική τοποθέτηση του δέκτη του συστήματος (σχήμα 1.1). Στις περισσότερες εφαρμογές, ο πομπός και ο δέκτης βρίσκονται στο ίδιο σημείο συνιστώντας ένα μονοστατικό σύστημα ραντάρ. Όμως, ο δέκτης μπορεί στην πραγματικότητα να απομακρυνθεί και μάλιστα σε αρκετά μεγάλη απόσταση δημιουργώντας έτσι ένα διστατικό σύστημα ραντάρ. Σε αυτό το κεφάλαιο θα ασχοληθούμε με το διστατικό σύστημα παρέχοντας τις απαραίτητες εισαγωγικές έννοιες για την κατανόησή του.

1.1 Γενικά για το διστατικό σύστημα

Όπως αναφέραμε πριν, ένα δισταθές ραντάρ χρησιμοποιεί κεραιές εκπομπής και λήψης σε απομακρυσμένες θέσεις (σχήμα 1.1). Ο πομπός και ο δέκτης μπορούν να είναι, και συνήθως είναι, τοποθετημένοι σε αυτές τις θέσεις για την ελαχιστοποίηση των απωλειών γραμμών μεταφοράς. Σχεδόν σε όλες τις περιπτώσεις των διστατικών ραντάρ, η τοποθέτηση των κεραιών επιλέγεται για οφέλη λειτουργικά, τεχνικά ή κόστους, αλλά και για έναν εξίσου σημαντικό παράγοντα που είναι η αναμενόμενη απόσταση των στόχων. Τα δισταθή ραντάρ σχεδιάστηκαν, εξελίχθηκαν, δοκιμάστηκαν, και αναπτύχθηκαν για στρατιωτικές, εμπορικές και επιστημονικές εφαρμογές. Τυπικές στρατιωτικές εφαρμογές περιλαμβάνουν εναέρια και διαστημική παρακολούθηση. Οι εμπορικές εφαρμογές περιλαμβάνουν μετρήσεις συμπεριφοράς του ανέμου και παρακολούθηση της εναέριας κυκλοφορίας. Στις επιστημονικές εφαρμογές βρίσκονται οι μετρήσεις ατμόσφαιρας, επιφανειών των πλανητών και μελέτη ιονοσφαιρικών αναταράξεων, [1, σελ. 23.1].

Τα δισταθή ραντάρ μπορούν να λειτουργήσουν είτε με *αφωσιωμένους πομπούς*, οι οποίοι έχουν σχεδιαστεί για διστατική λειτουργία και ελέγχονται από το δισταθές ραντάρ είτε με *ευκαιριακούς πομπούς (transmitters of opportunity)*, οι οποίοι έχουν σχεδιαστεί για άλλους σκοπούς αλλά είναι κατάλληλοι για διστατική λειτουργία. Ένας ευκαιριακός πομπός μπορεί να είναι ένα μονοσταθές ραντάρ και στην περίπτωση αυτή το δισταθές ραντάρ ονομάζεται *hitchhiker*. Όταν ο ευκαιριακός πομπός είναι ένας σταθμός εμπορικής μετάδοσης ή επικοινωνιακή ζεύξη, (πηγές άλλες εκτός από ραντάρ), τότε το δισταθές ραντάρ έχει πολλές ονομασίες όπως, *παθητικό ραντάρ, παθητικό διστατικό ραντάρ, παθητικός εντοπισμός (passive coherent location-PCL) και παρασιτικό ραντάρ*, [1, σελ. 23.1].

Οι ευκαιριακοί πομποί που χρησιμοποιούνται σε στρατιωτικές εφαρμογές μπορούν να θεωρηθούν είτε συνεργάσιμοι είτε μη-συνεργάσιμοι, όπου

συνεργάσιμος θεωρείται ένας φιλικός πομπός και μη-συνεργάσιμος θεωρείται ένας εχθρικός ή ουδέτερος πομπός, [1, σελ. 23.1].

Η ανίχνευση στόχου με δισταθές ραντάρ χρησιμοποιεί μια διαδικασία παρόμοια με αυτήν του μονοσταθούς ραντάρ, όπου ο στόχος ακτινοβολείται από έναν πομπό και η ηχώ του στόχου λαμβάνεται, ανιχνεύεται και επεξεργάζεται από ένα δέκτη. Όταν λειτουργεί με πομπούς που χρησιμοποιούν κυματομορφές συνεχούς κύματος (CW) ή υψηλού κύκλου λειτουργίας (high-duty cycle), ένας διστατικός δέκτης μπορεί να χρειαστεί να αυξήσει τη χωρική απομόνωση με χωρική ή και φασματική καταστολή για τη μείωση των επιπέδων του *απευθείας σήματος* του πομπού σε αποδεκτά επίπεδα. Το δισταθές ραντάρ μπορεί επίσης να χρησιμοποιήσει ένα μέρος του μη-κατεσταλμένου εκπεμπόμενου απευθείας σήματος ως αναφορά σε ένα *δέκτη συσχέτισης*, που ετερο-συσχετίζει τα λαμβανόμενα και τα εκπεμπόμενα σήματα, μιμούμενο τη λειτουργία προσαρμοζόμενου φιλτραρίσματος, [1, σελ. 23.1].

Ο εντοπισμός στόχου με δισταθές ραντάρ κάνει χρήση μιας διεργασίας διαφορετικής από το μονοσταθές ραντάρ. Σε μια τυπική διάταξη, το δισταθές ραντάρ μετράει, [1, σελ. 23.2]:

- α) το χρόνο διάδοσης της διαδρομής πομπός-στόχος-δέκτης, ο οποίος αποτελείται από το άθροισμα του χρόνου της διαδρομής από τον πομπό ως τον στόχο και του χρόνου της διαδρομής από το στόχο ως τον δέκτη,
- β) την κατεύθυνση άφιξης του στόχου (DOA) από το δέκτη και
- γ) την απόσταση πομπού-δέκτη ή *βάση (baseline)*, για την επίλυση του τριγώνου πομπός-στόχος-δέκτης, που ονομάζεται *δισταθές τρίγωνο*. Αυτό το τρίγωνο δίνει πληροφορία του στόχου συνήθως σε όρους απόστασης και γωνίας με τη θέση του δέκτη ως αναφορά.

Όπως αναφέραμε στην αρχή, όταν οι ξεχωριστές κεραίες εκπομπής και λήψης βρίσκονται στην ίδια τοποθεσία, όπως συμβαίνει στα κοινά ραντάρ CW, το ραντάρ έχει χαρακτηριστικά ενός μονοσταθούς, οπότε ο όρος δισταθές δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να περιγράψει ένα τέτοιο σύστημα. Σε ειδικές περιπτώσεις, οι κεραίες μπορούν να είναι σε ξεχωριστές τοποθεσίες αλλά να θεωρείται ότι λειτουργούν μονοστατικά. Για παράδειγμα, σε ένα ραντάρ «πέρα-από-τον-ορίζοντα» (over-the-horizon, OTH) η τοποθεσία εκπομπής και λήψης μπορεί να διαχωρίζονται κατά 100km ή και παραπάνω για την επίτευξη επαρκούς απομόνωσης του εκπεμπόμενου σήματος. Όμως, ο διαχωρισμός αυτός είναι μικρός συγκρινόμενος με την εμβέλεια στόχων που είναι της τάξης χιλιομέτρων (π.χ 4000 km) και έτσι το ραντάρ θεωρείται ότι λειτουργεί με μονοσταθή χαρακτηριστικά, [1, σελ. 23.2].

Το πολυστατικό ραντάρ είναι μια ομάδα δισταθών ραντάρ, που χρησιμοποιεί πολλαπλές κεραίες σε ξεχωριστές τοποθεσίες, μια κεραία για εκπομπή και

πολλαπλές κεραιές –κάθε μία σε διαφορετική τοποθεσία– για λήψη ή αντίστροφα. Η ανίχνευση στόχου γίνεται διστατικά, με κάθε ζεύγος πομπού-δέκτη να εκτελεί ανεξάρτητες ανιχνεύσεις μέσα σε μια περιοχή παρακολούθησης η οποία είναι κοινή με τα υπόλοιπα παρόμοια ζεύγη. Ο εντοπισμός στόχου τυπικά μετράει τη γραμμή βάσης (απόσταση πομπού-δέκτη, σχήμα 1.6) και παίρνει ταυτόχρονες μετρήσεις αθροισμάτων αποστάσεων από πολλαπλά ζεύγη πομπού-δέκτη, τα οποία σχεδιάζονται ως ελλείψεις, με τα ζεύγη πομπού-δέκτη να αποτελούν τις εστίες κάθε έλλειψης. Η διατομή αυτών των ελλείψεων ή των περιγραμμάτων σταθερού αθροίσματος αποστάσεων, εντοπίζει το στόχο. Είναι παρόμοια με την τεχνική multilateration, διότι χρησιμοποιούνται μόνο μετρήσεις απόστασης για τον εντοπισμό του στόχου, [1, σελ. 23.1]. Με την τεχνική multilateration, όταν γίνεται η χρήση ενός πομπού και πολλαπλών δεκτών (από δύο και πάνω), η διαφορά των αποστάσεων πομπού-στόχου και στόχου-δέκτη (για κάθε δέκτη), ορίζει μια υπερβολή με εστίες τα σημεία εκπομπής και λήψης. Το σημείο τομής όλων των υπερβολών καθορίζει τη θέση του στόχου. Με την ίδια νοοτροπία λειτουργεί ο εντοπισμός με τεχνική multilateration όταν γίνεται χρήση πολλαπλών πομπών και ενός μόνο δέκτη. Στο σχήμα 1.2 παρουσιάζονται οι ελλείψεις σταθερών αθροισμάτων απόστασης και οι υπερβολές σταθερών διαφορών απόστασης.

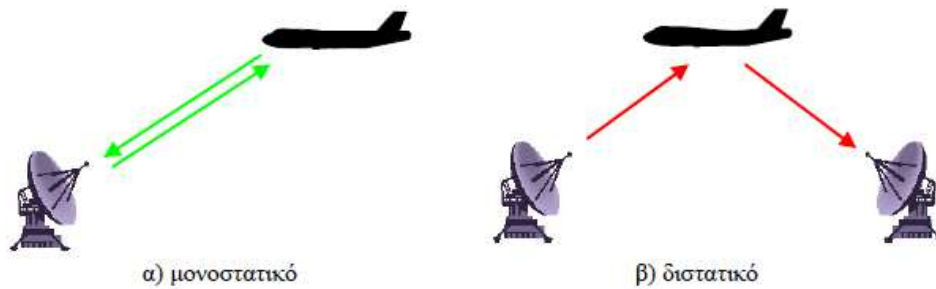
Ένα πολυστατικό ραντάρ μπορεί επίσης να χρησιμοποιήσει τριγωνοποίηση για τον εντοπισμό του στόχου, παίρνοντας ταυτόχρονες μετρήσεις DOA στόχου από πολλαπλές θέσεις λήψης. Κάποιες ιδέες, δεδομένα και εκφράσεις που αναπτύσσονται για δισταθή ραντάρ, συχνά εφαρμόζονται σε πολυσταθή ραντάρ, όπως για παράδειγμα, η εξίσωση απόστασης, η συχνότητα Doppler στόχου, η ενεργός διατομή (RCS) και την ηχώ από στατικούς στόχους, (clutter), [1, σελ. 23.2].

Τα παθητικά συστήματα λήψης ή τα συστήματα ηλεκτρονικών μέτρων υποστήριξης (Electronic Support Measures-ESM), συχνά χρησιμοποιούν δύο ή περισσότερες θέσεις λήψης. Ο σκοπός τους είναι τυπικά να ανιχνεύουν, να αναγνωρίζουν και να εντοπίζουν πομπούς όπως κάνουν και τα μονοσταθή ραντάρ. Ο εντοπισμός του στόχου γίνεται μέσω συνδυασμού μετρήσεων γωνίας από κάθε θέση λήψης (π.χ. τριγωνοποίηση) ή με διαφορά χρόνου άφιξης (time-difference-of-arrival-TDOA) ή με μετρήσεις διαφορικού Doppler (εύρεση στόχου στη διατομή περιγραμμάτων σταθερής διαφοράς μετατόπισης Doppler που δημιουργείται από το στόχο σε διαφορετικά σημεία λήψης) ανάμεσα στις θέσεις λήψης (π.χ. multilateration). Αυτά τα συστήματα συνήθως δεν είναι σχεδιασμένα για να ανιχνεύουν και να επεξεργάζονται ηχώ στόχων. Μπορούν, ωστόσο, να χρησιμοποιηθούν από ένα διστατικό ραντάρ hitchhiker για την ταυτοποίηση και τον εντοπισμό ενός κατάλληλου πομπού. Έτσι, παρόλο που έχουν πολλές απαιτήσεις και χαρακτηριστικά κοινά με τα πολυστατικά ραντάρ, δε θεωρούνται ραντάρ, [1, σελ. 23.2].

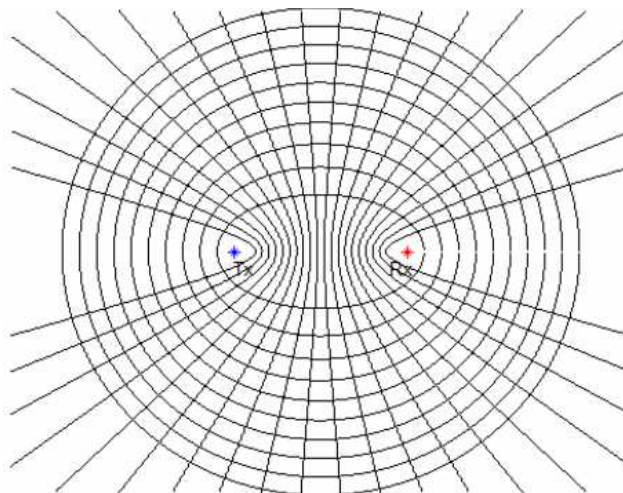
Οι προηγούμενοι ορισμοί είναι γενικοί αλλά δεν είναι ομοιόμορφα καθιερωμένοι στη βιβλιογραφία. Έχουν επίσης χρησιμοποιηθεί όροι χαρακτηρισμού

αυτών των συστημάτων όπως: οιονεί-διστατικό (quasi-bistatic), οιονεί-μονοστατικό (quasi-monostatic), ψευδο-μονοστατικό (pseudo-monostatic), τριστατικό (tristatic), πολυστατικό (polystatic) και πολύ-διστατικό (multi-bistatic). Αυτές είναι συνήθως ιδιαίτερες περιπτώσεις των αρχικά αναφερόμενων γενικών ορισμών, [1, σελ. 23.2].

Το μονοσταθές σύστημα είναι ευρέως διαδεδομένο και τα χαρακτηριστικά του είναι γνωστά. Όμως, η ανάγκη της μελέτης του διστατικού συστήματος στην παρούσα διπλωματική μας οδηγεί στη μελέτη της διστατικής εξίσωσης ραντάρ.



Σχήμα 1.1 Γεωμετρία μονοστατικού και διστατικού ραντάρ, [16, σελ. 24].



Σχήμα 1.2 Ελλείψεις σταθερών αθροισμάτων απόστασης και υπερβολές σταθερών διαφορών απόστασης με εστίες τις θέσεις εκπομπής και λήψης, [55, σελ. 4-5].

1.2 Εξίσωση διστατικού ραντάρ

Σε όλα τα συστήματα ραντάρ το πιο σημαντικό φαινόμενο, στο οποίο βασίζεται και η λειτουργία τους, είναι η ισχύς που φτάνει στο δέκτη από τον πομπό μετά τη σκέδαση από το στόχο (σχήμα 1.3). Πιο συγκεκριμένα η πυκνότητα ισχύος πάνω στο στόχο λόγω της ακτινοβολίας του πομπού δίνεται από την παρακάτω σχέση, [16, σελ. 27]:

$$P_{w_target} = \frac{G_t P_t}{4\pi \cdot R_1^2} \quad (1.1)$$

όπου R_1 η απόσταση του στόχου από τον πομπό (σχήμα 1.3).

Στη συνέχεια το φαινόμενο της σκέδασης χαρακτηρίζεται από την **ενεργό διατομή του στόχου** σ (radar cross section – RCS), με τη βοήθεια της οποίας, η έκφραση της ισχύς που ελευθερώνεται από τη σκέδαση είναι, [16, σελ. 27]:

$$P_{target} = \sigma(\mathbf{k}_i, \mathbf{k}_s, \mathbf{p}) \cdot P_{w_target} \quad (1.2)$$

Όπου \mathbf{k}_i το μοναδιαίο διάνυσμα ή κυματάριθμος στην κατεύθυνση πρόσπτωσης της ακτινοβολίας στο στόχο, \mathbf{k}_s το διάνυσμα του κυματάριθμου στην κατεύθυνση σκέδασης (δηλαδή την οπισθοσκέδαση στην περίπτωση του μονοστατικού ραντάρ προς το δέκτη) και \mathbf{p} είναι το διάνυσμα πόλωσης του προσπίπτοντος κύματος. Πρέπει να τονιστεί ότι η σκεδαζόμενη ακτινοβολία διαχέεται προς όλες τις κατευθύνσεις με κάποιο ποσοστό ισχύος. Στα μονοστατικά συστήματα το RCS που εμφανίζεται είναι αυτό της οπισθοσκέδασης. Στην περίπτωση του πολυστατικού συστήματος η ακτινοβολία συλλέγεται στους δέκτες από διάφορες κατευθύνσεις σκέδασης. Για πολλά χρόνια έχουν εφαρμοστεί τεχνικές για τη μείωση του μονοστατικού RCS με κατάλληλη τροποποίηση της γεωμετρίας του αεροσκάφους αλλά και με τη χρήση απορροφητικών υλικών. Βέβαια το γεγονός αυτό δεν είναι σε θέση να εξασφαλίσει και τον περιορισμό της ακτινοβολίας στις υπόλοιπες κατευθύνσεις, [16, σελ. 27].

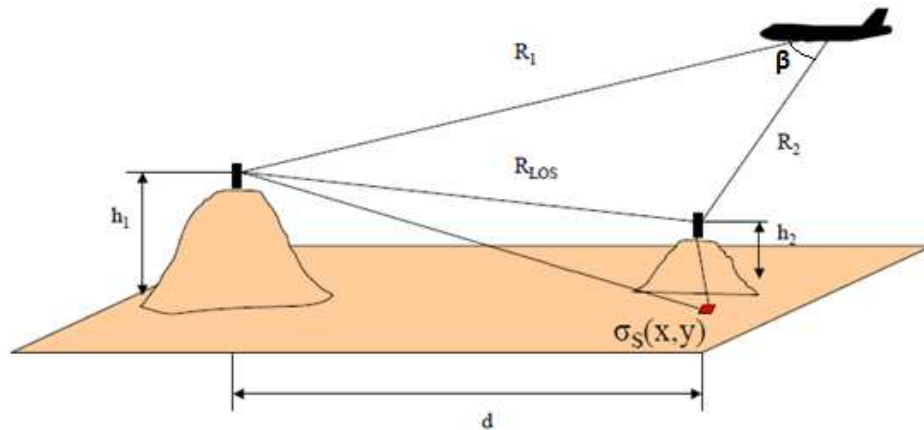
Από τη μεριά του δέκτη, είναι γνωστό ότι η ισοδύναμη επιφάνεια της κεραίας κατά τη λήψη, για κεραία κέρδους G_r και μήκος κύματος λ , δίνεται από την παρακάτω σχέση, [16, σελ. 27]:

$$A_s = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (1.3)$$

Οπότε η ισχύς που φτάνει στο δέκτη δίνεται από την σχέση (εξίσωση monostatic/bistatic radar) , [16, σελ.27]:

$$P_r = \frac{G_t G_r P_t \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \cos \psi \quad (1.4)$$

Όπου R_2 είναι η απόσταση του στόχου από το δέκτη και η γωνία ψ εκφράζει την ασυμβατότητα στην πόλωση μεταξύ του σκεδαζόμενου κύματος και της κεραίας λήψης ($\psi = 0$ αν η πόλωση είναι πλήρως συμβατή) , [16, σελ. 28].



Σχήμα 1.3 Γεωμετρία του διστατικού συστήματος

1.3 Ηχώ στατικών στόχων επιφάνειας γης (clutter)

Το σήμα επιστροφής στη θέση λήψης, εκτός του σήματος ηχούς που περιγράφηκε πριν, εμπεριέχει και ένα επιπλέον όρο. Αυτός ο όρος προκύπτει από τη σκέδαση του εκπεμπόμενου σήματος από την πηγή στο έδαφος. Η συνιστώσα αυτή της σκέδασης μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μία ισοδύναμη πυκνότητα επιφάνειας RCS που παρουσιάζει χωρική εξάρτηση δεδομένου ότι ορίζεται ως η επιφάνεια ανά μονάδα επιφάνεια γης. Δηλαδή η συνολική επιφάνεια χωρίζεται σε ένα πλήθος μικρών τμημάτων των οποίων η μέγιστη διάσταση μπορεί είναι της τάξης του μήκους κύματος αφού αντικείμενα μικρότερα από αυτή επηρεάζουν ασθενώς τη σκέδαση. Κάθε τέτοιο τμήμα μπορεί να αντιμετωπιστεί ξεχωριστά ως ένας «μικρός» σκεδαστής (σχήμα 1.3). Προφανώς όπως και σε κάθε άλλο σκεδαστή έτσι και για αυτό το «μικρό τμήμα» το RCS του εξαρτάται από τις κατευθύνσεις πρόσπτωσης, σκέδασης, την πόλωση του προσπίπτοντος κύματος και τη φύση του (ξηρά, θάλασσα, δέντρα, κλπ). Τελικά, μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μία συνεχής χωρικά μεταβαλλόμενη, πάνω στην επιφάνεια, κατανομή RCS της οποίας η σκέδαση προκαλεί μία συσσώρευση ισχύος στο δέκτη. Αυτή η συνάρτηση πυκνότητας ονομάζεται συνάρτηση αντικειμένου (object function) του RCS της επιφάνειας. Αυτό το μέγεθος μοντελοποιείται ως ένα στατιστικό μέγεθος. Επομένως, ένας τρόπος να χαρακτηριστεί είναι με τις βασικές παραμέτρους της κατανομής του, [16, σελ. 28].

Όπως ειπώθηκε και προηγουμένως κάθε «στοιχειώδες» τμήμα της επιφάνειας χαρακτηρίζεται από μία ενεργό επιφάνεια σ_S και επομένως η ισχύς που φτάνει στο δέκτη μπορεί να προσδιοριστεί ως μία επαλληλία από όλα αυτά τα «στοιχειώδη» τμήματα (σκεδαστές). Τελικά, η συνολική ισχύς clutter που συσσωρεύεται στο δέκτη είναι η υπέρθεση ισχύος από αυτήν τη χωρική κατανομή RCS, $\sigma_S(x, y)$, όπου (x, y) είναι οι συντεταγμένες του κάθε σκεδαστή πάνω στην επιφάνεια. Επίσης, πρέπει να τονιστεί ότι το σήμα της ηχούς clutter που συσσωρεύεται στο δέκτη είναι συνάρτηση της απόστασης R και της διακριτικής ικανότητας του ραντάρ στην απόσταση (όπου όταν λέμε απόσταση εννοούμε την απόσταση διάδοσης πομπής-επιφάνεια σκεδαστή-δέκτης). Πιο συγκεκριμένα αν δR είναι η διακριτική ικανότητα στην απόσταση το clutter στη θέση $R(x, y)$ δίνεται από το παρακάτω ολοκλήρωμα, [16, σελ. 28]:

$$P_{clutter}(R) = G_t G_r P_t \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \cdot \iint_{\Omega: R - \delta R \leq R_1 + R_2 \leq R + \delta R} \frac{\sigma_S(x,y)}{R_1^2 R_2^2} dS$$

$$R_1 = \sqrt{(x - x_t)^2 + (y - y_t)^2 + (z - h_1)^2}$$

$$R_2 = \sqrt{(x - x_r)^2 + (y - y_r)^2 + (z - h_2)^2}$$
(1.5)

όπου (x_t, y_t) και (x_r, y_r) είναι οι δισδιάστατες συντεταγμένες των θέσεων του πομπού και του δέκτη.

Ο επιπλέον αυτός παράγοντας σκέδασης μπορεί να «καταπνίξει» τη σκέδαση από τους επιθυμητούς στόχους, γι' αυτό η μοντελοποίηση του θεωρείται απαραίτητη ώστε να γίνει κατανοητή η φύση του και να διερευνηθούν αλγόριθμοι για την καταστολή του πράγμα που θα γίνει σε επόμενο κεφάλαιο, [16, σελ. 29].

1.4 Ενεργός διατομή στόχου

Σε αντιστοιχία με τη μονοστατική ενεργό διατομή ραντάρ σ_M , η διστατική ενεργός διατομή ραντάρ (RCS) ενός στόχου σ_B αποτελεί ένα μέτρο της ενέργειας που σκεδάζεται από το στόχο κατά την διεύθυνση του δέκτη. Τα διστατικά RCS είναι πιο περίπλοκα από τα μονοστατικά στην οπτική περιοχή (επιφάνεια που δέχεται τη δέση του ραντάρ) αφού το σ_B είναι συνάρτηση της γωνίας πρόσπτωσης (aspect angle) και της διστατικής γωνίας β . Στην οπτική περιοχή παρουσιάζουν ενδιαφέρον τρεις περιοχές διστατικού RCS: η ψευδο-μονοστατική, η διστατική, και η εμπροσθοσκέδαση. Κάθε περιοχή ορίζεται από τη διστατική γωνία. Η έκταση της κάθε περιοχής ορίζεται κυρίως από τα φυσικά χαρακτηριστικά του στόχου, [1, σελ. 23.19].

1.4.1 Περιοχή ψευδο-μονοστατικού RCS

Στην ψευδο-μονοστατική περιοχή εφαρμόζεται το θεώρημα ισοδυναμίας του Crispin και του Siegal, [19, σελ. 88]: «για πολύ μικρά μήκη κύματος, το διστατικό RCS ενός επαρκώς λείου, τέλεια αγωγίμου στόχου είναι ίσο με το μονοσταθές RCS μετρημένο στη διχοτόμο της διστατικής γωνίας». Στους επαρκώς λείους στόχους περιλαμβάνονται σφαίρες, ελλειπτικοί κύλινδροι και κώνοι, επιτρέποντας στην περιοχή να εκτείνεται έως και $\beta = 40^\circ$ και ενίοτε μέχρι και $\beta = 90^\circ$, [1, σελ. 23.19].

Για στόχους πιο περίπλοκης δομής, το μέγεθος της ψευδο-μονοστατικής περιοχής μειώνεται. Μια παραλλαγή της θεωρίας ισοδυναμίας που αναπτύχθηκε από τον Kell εφαρμόζεται σε μικρές διστατικές γωνίες, σε ορισμένες περιπτώσεις μέχρι και 5° : «το διστατικό RCS ενός σύνθετου στόχου είναι ίσο με το μονοσταθές RCS μετρούμενο στη διχοτόμο της διστατικής γωνίας με συχνότητα μικρότερη κατά έναν παράγοντα $\cos(\beta/2)$ », [1, σελ. 23.20].

Οι σύνθετοι στόχοι του Kell ορίζονται ως ένα σύνολο διακριτών κέντρων σκέδασης (απλά κέντρα όπως επίπεδες πλάκες, κέντρα ανάκλασης όπως γωνιακοί ανακλαστήρες, λοξά κέντρα ανάκλασης όπως ένα δίδρο με γωνία $\neq 90^\circ$). Όταν το

μήκος κύματος είναι μικρό σε σύγκριση με τις διαστάσεις του στόχου, αυτά τα σύνθετα μοντέλα στόχου προσεγγίζουν συμβατικά αεροσκάφη, πλοία, οχήματα εδάφους και πυραύλους. Οι στόχοι μπορεί να αποτελούνται από αγωγίμα και διηλεκτρικά υλικά, [1, σελ. 23.20].

Σε μικρές διστατικές γωνίες, ο όρος μείωσης $\cos(\beta/2)$ έχει μικρή επίδραση στην ψευδο-μονοστατική περιοχή του Kell. Για παράδειγμα, μια διστατική γωνία 10° αντιστοιχεί σε 0.4% μετατόπιση στο μήκος κύματος και συνήθως μπορεί να παραβλεφθεί. Οι δύο εκδόσεις του θεωρήματος ισοδυναμίας ισχύουν όταν εναλλάσσονται οι θέσεις πομπού και δέκτη, λόγω της αμοιβαιότητας του μέσου σκέδασης (reciprocity). Τα περισσότερα μέσα είναι αντιστρέψιμα. Εξαιρέσεις αποτελούν τα γυροτροπικά μέσα όπως υλικά φερρίτη και η ιονόσφαιρα, [1, σελ. 23.20].

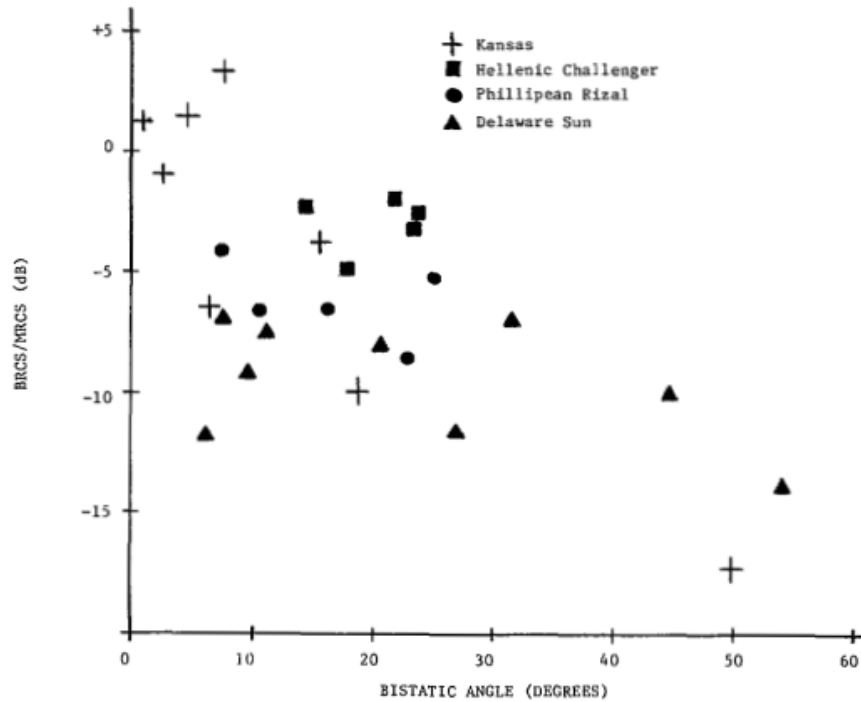
1.4.2 Περιοχή Διστατικής RCS

Η διστατική γωνία στην οποία το θεώρημα ισοδυναμίας αποτυγχάνει να προβλέψει τη δισταθή RCS καθορίζει την αρχή της δεύτερης διστατικής περιοχής. Σε αυτήν την περιοχή, το διστατικό RCS αποκλίνει από το μονοσταθές RCS. Ο Kell προσδιόρισε τρεις πηγές τέτοιας απόκλισης για σύνθετους στόχους και για μια καθορισμένη γωνία πρόσπτωσης σε σχέση με τη διστατική διχοτόμο. Αυτές οι πηγές διακρίνονται σε , [1, σελ. 23.20]:

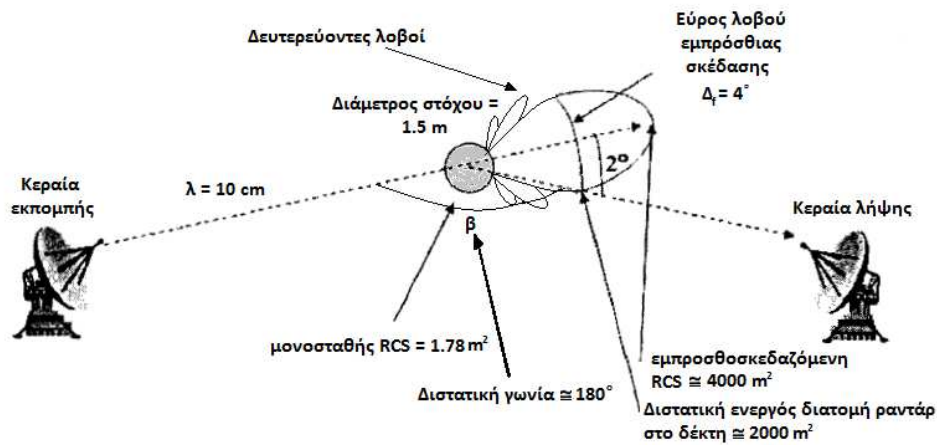
- 1) αλλαγές στη σχετική φάση ανάμεσα σε διακριτά κέντρα σκέδασης,
- 2) αλλαγές στην ακτινοβολή από διακριτά κέντρα σκέδασης,
- 3) αλλαγές στην ύπαρξη κέντρων—εμφάνιση νέων κέντρων ή εξαφάνιση εκείνων που υπήρχαν προηγουμένως.

Η πρώτη πηγή είναι ανάλογη με τις διακυμάνσεις στη μονοσταθή RCS καθώς αλλάζει η γωνία πρόσπτωσης του στόχου, αλλά τώρα το αποτέλεσμα προκαλείται από μια αλλαγή στη διστατική γωνία. Η δεύτερη πηγή απαντάται όταν το διακριτό κέντρο σκέδασης, αντανακλά ενέργεια προς τον πομπό και ο δέκτης είναι τοποθετημένος έξω από τη δέση αυτής της ανάκλασης. Έτσι, μειώνεται η λαμβανόμενη ενέργεια. Η τρίτη πηγή προκαλείται τυπικά από σκίαση, όπως συμβαίνει με την άτρακτο ενός αεροσκάφους η οποία εμποδίζει σε κάποια από τα διστατικά μονοπάτια – την οπτική επαφή (LOS) του πομπού ή του δέκτη προς ένα κέντρο σκέδασης, [1, σελ. 23.20].

Σε γενικές γραμμές, αυτή η απόκλιση έχει ως αποτέλεσμα μία διστατική RCS μικρότερη από τη μονοσταθή για σύνθετους στόχους. Για παράδειγμα, ο Ewell και ο Zehner μέτρησαν τη μονοσταθή και τη δισταθή RCS φορτηγών πλοίων στη Χ-ζώνη όταν και ο πομπός και ο δέκτης ήταν κοντά σε μικρή γωνία πρόσπτωσης (grazing incidence). Τα δεδομένα απεικονίζουν το λόγο της δισταθούς προς τη μονοσταθή RCS, σ_B/σ_M , (σχήμα 1.4). Γενικά αποδεικνύεται ότι η διστατική RCS είναι μικρότερη από τη μονοστατική. Η μείωση της διστατικής RCS ξεκινάει ανάμεσα στις $\beta = 5^\circ$ και $\beta = 10^\circ$ και τείνει προς τα κάτω μέχρι που $\sigma_B/\sigma_M = -15dB$ σε διστατική γωνία $\beta = 50^\circ$, [1, σελ. 23.20].



Σχήμα 1.4 Λόγος διστατικής προς μονοστατική RCS για τέσσερα διαφορετικά φορτηγά πλοία, [18, σελ. 148]



Σχήμα 1.5 Λοβός εμπροσθοσκέδασης (forward scatter), [15, σελ. 170].

1.4.3 Περιοχή RCS εμπροσθοσκέδασης

Η τρίτη διστατική περιοχή RCS, ή πρόσω σκέδαση, συμβαίνει όταν η διστατική γωνία πλησιάζει τις 180°. Όταν $\beta = 180^\circ$ το εμπροσθοσκεδαζόμενο RCS, σ_F , ενός στόχου με περιοχή σκίασης A (σχήμα 1.5) είναι, [15, σελ. 171]:

$$\sigma_F = \frac{4\pi \cdot A^2}{\lambda^2} \quad (1.6)$$

όπου λ , το μήκος κύματος το οποίο είναι μικρό συγκρινόμενο με τις διαστάσεις του στόχου.

Για $\beta < 180^\circ$, το εμπροσθοσκεδαζόμενο RCS αποκλίνει από το σ_F . Η απόκλιση προσεγγίζεται αντιμετωπίζοντας την περιοχή σκίασης A ως μια ομοιόμορφα ακτινοβολούμενη κεραία ανοίγματος. Στην κορυφή του εμπροσθοσκεδαζόμενου λοβού που δημιουργείται (σχήμα 1.5), κατά μήκος της αρχικής διεύθυνσης εκπομπής, αυτή η συνιστώσα του RCS είναι πιθανό να παρουσιάσει πολύ μεγάλη τιμή ή να καταπιεστεί από το απευθείας σήμα το οποίο είναι ιδιαίτερα ισχυρό. Το σημαντικό χαρακτηριστικό είναι πως ένας πομπός λίγο πιο κάτω από αυτή την ευθεία μπορεί να παρατηρήσει υψηλό ποσοστό σκέδασης ακόμα κι αν η σκεδαζόμενη ακτινοβολία που φτάνει στο δέκτη προέρχεται από δευτερεύοντες λοβούς του παραπάνω φαινομένου, (σχήμα 1.5). Το βασικό πλεονέκτημα της εμπροσθοσκέδασης είναι ότι δεν εξαρτάται από το σχήμα και από την απορρόφηση ή την ανάκλαση από την επιφάνεια του στόχου και γι αυτό αποκτά ιδιαίτερη σημασία στην περίπτωση όπου το μονοστατικό RCS είναι πολύ μικρό, [15, σελ. 171].

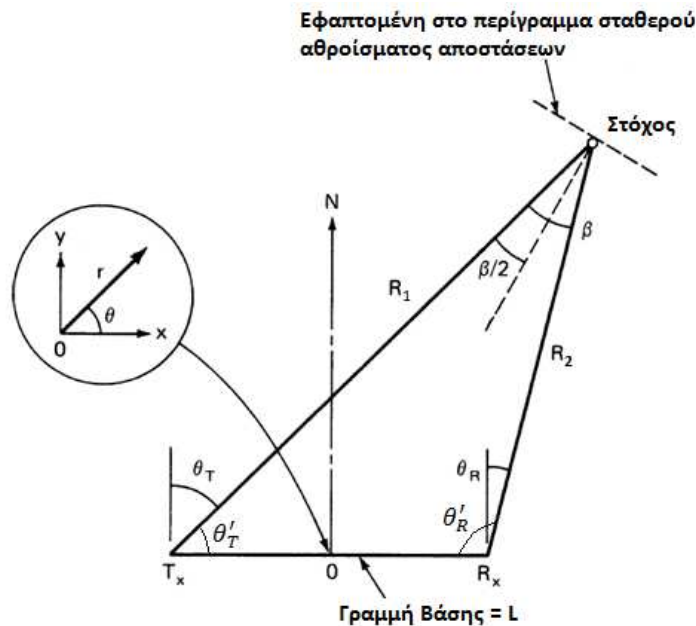
Ακόμα και για γωνίες που δεν είναι ισχυρό το παραπάνω φαινόμενο, το διστατικό RCS μπορεί να δώσει υψηλές τιμές σε σχέση με το μονοστατικό λόγω της σχηματοποίησης του στόχου. Επιφάνειες με τέτοια κλίση ώστε να έχουν μειωμένη οπισθοσκέδαση δεν έχουν το ίδιο αποτέλεσμα σε άλλες κατευθύνσεις σκέδασης. Γενικά, η πιθανότητα η τιμή του διστατικού RCS να είναι μικρή σε δύο εντελώς διαφορετικές κατευθύνσεις είναι πολύ μικρή, [15, σελ. 171].

1.2 Συστήματα Συντεταγμένων

Για την κατανόηση της γεωμετρίας του διστατικού συστήματος, είναι βολική η χρήση ενός δισδιάστατου συστήματος συντεταγμένων με αναφορά το βορρά. Το σχήμα 1.6 δείχνει το σύστημα συντεταγμένων και τις παραμέτρους που ορίζουν τη λειτουργία του δισταθούς ραντάρ στο επίπεδο (x, y) , επίσης καλούμενο διστατικό επίπεδο. Το διστατικό τρίγωνο βρίσκεται πάνω στο διστατικό επίπεδο. Η απόσταση L ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη ονομάζεται απόσταση γραμμής βάσης (baseline), R_T είναι η απόσταση ανάμεσα στον πομπό και το στόχο και R_R είναι η απόσταση μεταξύ στόχου και δέκτη. Οι γωνίες θ_T και θ_R είναι οι οπτικές γωνίες του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, οι οποίες θεωρούνται θετικές όταν μετρώνται κατά την ωρολογιακή φορά από το βορρά. Επίσης, ονομάζονται διεύθυνση άφιξης (DOA), γωνία άφιξης (AOA) ή γραμμή οπτικής επαφής (LOS). Η διστατική γωνία ή γωνία σκέδασης $\beta = \theta_T - \theta_R$, είναι η γωνία ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη με κορυφή το στόχο. Η πληροφορία της γωνίας β είναι χρήσιμη στους υπολογισμούς των παραμέτρων που έχουν σχέση με το στόχο και οι γωνίες θ_T , θ_R στους υπολογισμούς των παραμέτρων που έχουν σχέση με τον πομπό και το δέκτη, [1, σελ. 23.3].

Η διαδρομή πομπός-στόχος-δέκτης που μετράται από ένα δισταθές ραντάρ, είναι η απόσταση αθροίσματος ($R_1 + R_2$). Όπως αναφέραμε στην προηγούμενη

παράγραφο, το άθροισμα απόστασης τοποθετεί το στόχο κάπου στην επιφάνεια ενός ελλειψοειδούς του οποίου οι εστίες βρίσκονται στις θέσεις του πομπού και του δέκτη. Η διατομή του διστατικού επιπέδου και αυτού του ελλειψοειδούς παράγει τις ελλείψεις σταθερού αθροίσματος απόστασης (isorange contours). Μια χρήσιμη σχέση είναι ότι η διχοτόμος της διστατικής γωνίας είναι κάθετη με την εφαπτόμενη της έλλειψης πάνω στο στόχο. Η εφαπτομένη είναι συχνά μια καλή προσέγγιση σε ένα περίγραμμα σταθερής απόστασης μέσα στην κοινή περιοχή των ακτινών εκπομπής και λήψης, [1, σελ. 23.3].



Σχήμα 1.6 Διστατικό σύστημα συντεταγμένων σε δύο διαστάσεις, που καθορίζει το διστατικό επίπεδο. Το διστατικό τρίγωνο είναι μέσα στο διστατικό επίπεδο, [1, σελ. 23.3].

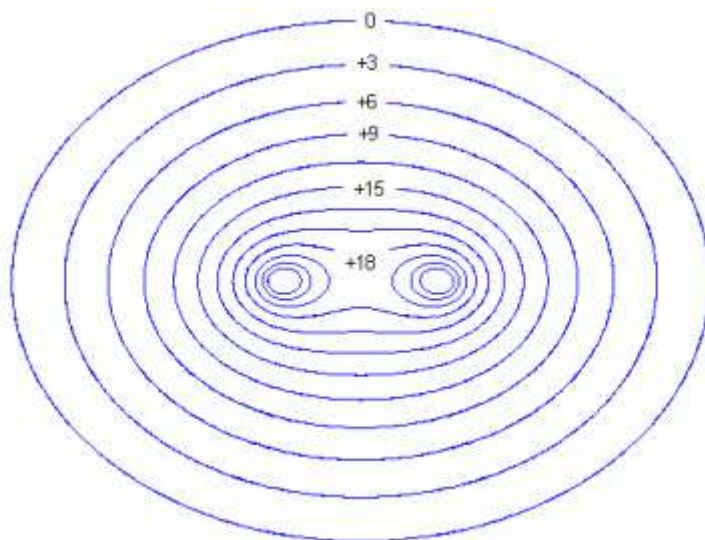
Όταν η κεραία λήψης του δισταθούς ραντάρ είναι συστοιχία φάσης (phased array) η οποία είναι κανονική ως προς τη γραμμή βάσης (baseline), τότε η θ_R , (σχήμα 1.6), μετράται απευθείας από την κεραία σε κάθε δισταθές επίπεδο. Αυτή η περίπτωση προκαλείται λόγω κωνικής παραμόρφωσης που είναι εγγενής σε όλες τις κεραίες συστοιχίας φάσης. Ωστόσο, όταν η συστοιχία δεν είναι κανονική ως προς τη γραμμή βάσης ή όταν η κεραία λήψης στρέφεται ή σκανάρει μηχανικά, η θ_R δε μετράται απευθείας. Οι μετρήσεις DOA συχνά λαμβάνονται –ή μετατρέπονται– σε γωνίες αζιμούθιου και ανύψωσης με αναφορά σε ένα (x, y, z) σύστημα συντεταγμένων με κέντρο τη θέση λήψης, όπου ο z είναι κάθετος στο κέντρο, [1, σελ. 23.4].

Για τη διστατική λειτουργία, έχουν χρησιμοποιηθεί κι άλλα συστήματα συντεταγμένων, όπως τα τρισδιάστατα συστήματα. Επίσης, ένα πολικό σύστημα συντεταγμένων φαίνεται στο σχήμα 1.6. Οι συντεταγμένες (r, θ) βρίσκονται στο διστατικό επίπεδο με αρχή αξόνων το μέσο της γραμμής βάσης. Είναι χρήσιμο για το σχεδιασμό των οβάλ του Cassini. Τα οβάλ του Cassini είναι περιγράμματα

σταθερού λόγου σήματος προς θόρυβο με εστίες τα σημεία εκπομπής και λήψης και δίνουν μια εικόνα της κάλυψης ενός διστατικού συστήματος. Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.7, αν ο απαιτούμενος λόγος σήματος ηχούς προς θόρυβο στο δέκτη είναι 9 dB τότε η περιοχή κάλυψης ορίζεται μέχρι το αντίστοιχο περίγραμμα. Σε ορισμένες περιπτώσεις οι περιεχόμενες γωνίες θ'_T και θ'_R χρησιμοποιούνται για να ορίσουν τις οπτικές γωνίες του πομπού και του δέκτη στο διστατικό τρίγωνο, έτσι ώστε $\theta'_T + \theta'_R = 180^\circ$. Σε αυτήν την περίπτωση, οι εξισώσεις $\theta'_T = 90^\circ - \theta_T$ και $\theta'_R = 90^\circ + \theta_R$ χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή εξισώσεων με αναφορά το βορρά (του συστήματος συντεταγμένων) σε εξισώσεις που αναφέρονται στις περιεχόμενες γωνίες θ'_T και θ'_R . Η γεωμετρία είναι ένας καθοριστικός παράγοντας για το διαχωρισμό της διστατικής από τη μονοσταθή λειτουργία ραντάρ, [1, σελ. 23.4].

1.5 Δισταθές Doppler

Στο σχήμα 1.8 ορίζεται η γεωμετρία του δισταθούς Doppler όταν ο στόχος, ο πομπός και ο δέκτης είναι σε κίνηση. Ο στόχος έχει διάνυσμα ταχύτητας πλάτους V και γωνίας δ σε σχέση με τη διστατική διχοτόμο. Ο πομπός και ο δέκτης έχουν διανύσματα ταχύτητας πλάτους V_T και V_R και γωνίες δ_T και δ_R , αντίστοιχα αναφερόμενες στο προβολικό σύστημα συντεταγμένων του σχήματος 1.6. Όλα τα διανύσματα είναι προβολές τρισδιάστατων διανυσμάτων πάνω στο διστατικό επίπεδο.



Σχήμα 1.7 Οβάλ του Cassini για διάφορες τιμές λόγου σήματος ηχούς προς θόρυβο, [55, σελ. 4-6]

1.5.1 Doppler Στόχου

Όταν ο πομπός και ο δέκτης είναι σταθεροί ($V_T = V_R = 0$), η διστατική μετατόπιση Doppler, αγνοώντας τα σχετικιστικά φαινόμενα, ορίζεται ως ο ρυθμός

μεταβολής του συνολικού μήκους του δρόμου του σκεδαζόμενου σήματος, κανονικοποιημένο ως προς το μήκος κύματος λ της κυματομορφής του εκπεμπόμενου σήματος. Επειδή το συνολικό μονοπάτι του σήματος έχει μήκος $R_1 + R_2$, τότε έχουμε, [18, σελ. 119]:

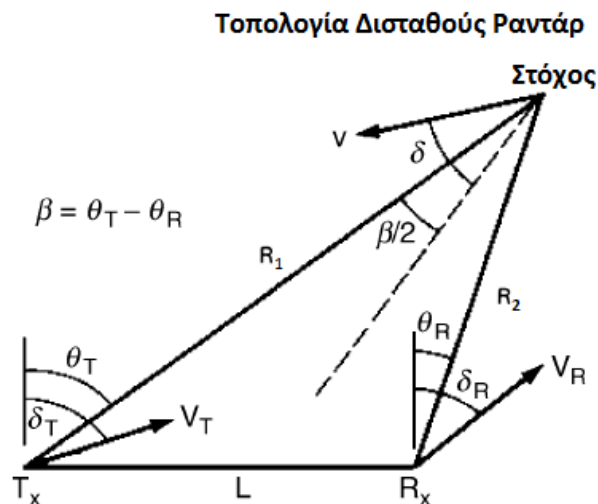
$$f_b = \frac{1}{\lambda} \left[\frac{d}{dt} (R_1 + R_2) \right] = \quad (1.7-\alpha)$$

$$= \frac{1}{\lambda} \left[\frac{dR_1}{dt} + \frac{dR_2}{dt} \right] \quad (1.7-\beta)$$

Οι ποσότητες $\frac{dR_1}{dt}$ και $\frac{dR_2}{dt}$ μπορούν να βρεθούν προβάλλοντας το διάνυσμα της ταχύτητας του στόχου στα ευθύγραμμα τμήματα R_1 και R_2 (σχήμα 1.8). Έτσι, η προβολές του διανύσματος της ταχύτητας στα R_1 και R_2 θα είναι αντίστοιχα, [18, σελ. 119]:

$$\frac{dR_1}{dt} = V \cos \left(\delta - \frac{\beta}{2} \right), \text{ και} \quad (1.8)$$

$$\frac{dR_2}{dt} = V \cos \left(\delta + \frac{\beta}{2} \right) \quad (1.9)$$



Σχήμα 1.8 Γεωμετρία διστατικού doppler για το δισταθές επίπεδο, [1, σελ. 23.15]

Συνεπώς, συνδυάζοντας τις (1.7-β), (1.8) και (1.9) έχουμε, [18, σελ. 120]:

$$f_b = \frac{v}{\lambda} \left[\cos \left(\delta - \frac{\beta}{2} \right) + \cos \left(\delta + \frac{\beta}{2} \right) \right] = \quad (1.10-\alpha)$$

$$= \left(2 \frac{v}{\lambda} \right) \cos(\delta) \cos \left(\frac{\beta}{2} \right) \quad (1.10-\beta)$$

Ο όρος f_b ορίζει επίσης τη *συχνότητα κύπων Doppler*, η οποία παράγεται από τη μίξη της Doppler του στόχου με το απευθείας σήμα στο δέκτη. Ο Willis, [18, σελ.

120], παρέχει μια έκφραση για την f_b όταν και τα τρία μέρη του συστήματος είναι σε κίνηση. Η εξίσωση (1.10) δείχνει ότι:

- Όταν $\beta = 0^\circ$, η f_b παίρνει τη μορφή της μονοστατικής περίπτωση για ένα μονοσταθές ραντάρ το οποίο βρίσκεται στη διστατική διχοτόμο. Το πλάτος της διστατικής μετατόπισης doppler δεν είναι ποτέ μεγαλύτερο από αυτό της μονοστατικής doppler.
- Όταν $\beta = 180^\circ$ η $f_b=0$ για κάθε δ , που είναι η περίπτωση εμπροσθοσκέδασης.
- Όταν $\delta = \pm 90^\circ$, η διστατική doppler είναι μηδέν. Εφόσον αυτά τα διανύσματα ταχύτητας είναι επίσης εφαπτόμενα σε μία έλλειψη αθροίσματος-αποστάσεων σε αυτό το σημείο, όλες αυτές οι ελλείψεις (συμπεριλαμβανομένης της γραμμής βάσης) γίνονται περιγράμματα μηδενικής μετατόπισης doppler στόχου.
- Όταν $\delta = 0^\circ$, η διστατική doppler είναι μέγιστη. Αφού αυτό το διάνυσμα ταχύτητας είναι επίσης εφαπτόμενο σε μια υπερβολή κάθετη στην έλλειψη αθροίσματος-αποστάσεων σε αυτό το σημείο, όλες αυτές οι υπερβολές γίνονται περιγράμματα μέγιστης μετατόπισης doppler του στόχου.
- Όταν $\delta = \pm\beta/2^\circ$, το διάνυσμα ταχύτητας έχει διεύθυνση προς τον πομπό ή το δέκτη και η $f_b = (2V/\lambda) \cos^2(\beta/2)$, η οποία είναι ειδική περίπτωση της εξ. (1.10)

Αν ένα μονοσταθές ραντάρ είναι τοποθετημένο στη θέση του πομπού και ένας διστατικός hitchhiker βρίσκεται στη θέση του δέκτη, μετρώντας και τα δύο τη doppler του στόχου, f_M και f_b , αντίστοιχα, οι δύο μετρήσεις μπορούν να συνδυαστούν για την εκτίμηση του διανύσματος ταχύτητας του στόχου (V , δ) στο διστατικό επίπεδο. Μια τέτοια εκτίμηση είναι, [1, σελ. 23.15]:

$$\delta = \tan^{-1}\{[f_M / f_b \sin(\beta/2)] - \cot(\beta/2)\} \quad (1.11)$$

$$V = \lambda f_b / 2\cos\delta = \lambda f_M / 2\cos(\delta - \beta/2) \quad (1.12)$$

όπου η β βρίσκεται λύνοντας το διστατικό τρίγωνο, για παράδειγμα, χρησιμοποιώντας μονοστατική απόσταση, μονοστατική οπτική επαφή (LOS) και μία εκτίμηση της γραμμής βάσης. Μια τρίτη τοποθεσία hitchhiker επιτρέπει στο διάνυσμα ταχύτητας στόχου να μετριέται σε τρεις διαστάσεις. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται διπλό-doppler για δύο μετρήσεις και πολλαπλό-doppler για τρεις ή περισσότερες, και χρησιμοποιείται για τη μέτρηση τρισδιάστατων διανυσμάτων πεδίων ανέμου, [1, σελ. 23.15].

1.5.2 Περιγράμματα Σταθερού Doppler, [1, σελ. 23.16]

Όταν ένας στόχος είναι σταθερός και ο πομπός και ο δέκτης κινούνται (π.χ. σε εναέριες πλατφόρμες), η διστατική μετατόπιση doppler στη θέση του δέκτη f_{TR} είναι:

$$f_{TR} = (V_T / \lambda) \cos(\delta_T - \theta_T) + (V_R / \lambda) \cos(\delta_R - \theta_R) \quad (1.13)$$

όπου οι παράμετροι ορίζονται στο σχήμα 1.8.

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων με σταθερή μετατόπιση Doppler στην επιφάνεια της Γης ονομάζεται περιγράμμα σταθερού Doppler (*isodoppler contour* ή *isodop*). Οι επιστροφές στατικών στόχων χαρακτηρίζονται από αυτά τα περιγράμματα, τα οποία ονομάζονται *μετατόπιση Doppler του clutter*. Στη μονοσταθή περίπτωση με επίπεδη γη, αυτά τα περιγράμματα σταθερού doppler είναι κωνικά τμήματα σε τρεις διαστάσεις και ακτινικές γραμμές που προέρχονται από το ραντάρ σε δύο διαστάσεις. Επειδή αυτά τα περιγράμματα είναι ευθυγραμμισμένα με την οπτική γωνία του ραντάρ, το clutter καλείται στάσιμο. Στη διστατική περίπτωση, τα περιγράμματα σταθερού doppler παραποιούνται μακριά από την οπτική γωνία, ανάλογα με τη γεωμετρία και την κίνηση της πλατφόρμας, και τότε το clutter καλείται μη-στάσιμο. Τα διστατικά περιγράμματα isodoppler είναι ανεπτυγμένα αναλυτικά σε δυο διαστάσεις και με επίπεδη γη θέτοντας $f_{TR} =$ σταθερό στην εξίσωση 1.10 και λύνοντας για θ_R (ή θ_T).

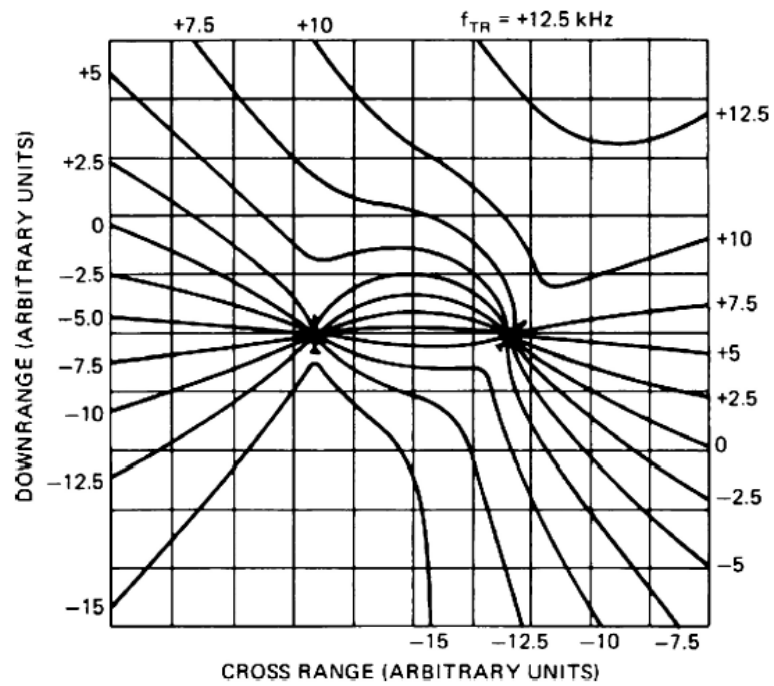
Το σχήμα 1.9 είναι μια παράσταση διστατικών isodop, σε ένα διδιάστατο διστατικό επίπεδο, δηλαδή εκεί που ο πομπός και ο δέκτης είναι σε μηδενικό ή σχεδόν μηδενικό ύψος, με τις ακόλουθες συνθήκες: $V_T = V_R = 250 \text{ m/s}$, $\theta_T = 0^\circ$, $\theta_R = 180^\circ$, και $\lambda = 0.03 \text{ m}$.

Οι διαστάσεις του πλέγματος στο διστατικό επίπεδο είναι αυθαίρετες. Αυτό σημαίνει πως τα isodop είναι σταθερά με την κλίμακα. Στις αριστερές και τις δεξιές πλευρές του σχήματος 1.9 τα isodop είναι προσεγγιστικά στάσιμα, αποτελώντας τα ψευδο-μονοστατικά σημεία λειτουργίας. Οπουδήποτε αλλού, τα isodop είναι μη στάσιμα. Σε αυτές τις μη-στάσιμες περιοχές, η ποιότητα διστατικής απεικόνισης SAR είναι περιορισμένη και η απόδοση MTI είναι υποβαθμισμένη όταν χρησιμοποιούνται κανονικές τεχνικές επεξεργασίας μονοστατικού ραντάρ.

Η έρευνα ξεκίνησε το 1990 για τη βελτίωση της ποιότητας των διστατικών εικόνων SAR οι οποίες ήταν περιορισμένες σε χρόνους ολοκλήρωσης μερικών δευτερολέπτων και έτσι ήταν περιορισμένου ενδιαφέροντος. Συγκεκριμένα, οι αστάθειες φάσης του τοπικού ταλαντωτή μειώθηκαν και οι αλγόριθμοι αυτόματης εστίασης εξελίχθηκαν για τη βελτίωση της ακρίβειας μετρήσεων της απόστασης από το κέντρο φάσης κεραιών μέχρι τη σκηνή απεικόνισης, [1, σελ. 23.17].

Επίσης, εξελίχθηκε η διστατική μέθοδος STAP για τη βελτίωση της απόδοσης του MTI με ξεχωριστά κινούμενες πλατφόρμες εκπομπής και λήψης. Λαμβάνοντας υπόψη ότι το διστατικό clutter παρουσιάζει μη-στάσιμα χαρακτηριστικά χώρου-χρόνου, οι διστατικές μέθοδοι STAP δεν είναι απλές εφαρμογές μονοστατικών προσεγγίσεων, αλλά μια νέα κλάση αλγορίθμων. Συγκεκριμένα, εφαρμόζουν μια εξαρτώμενη από τα δεδομένα βαρύτητα σε τάσεις που συλλέγονται από πολλαπλά κανάλια κεραιών λήψης και από παλμούς. Αυτή η βαρύτητα προσαρμόζει δυναμικά μια απόκριση φίλτρου σε γωνία και διστατική μετατόπιση Doppler για την καταστολή ανακλάσεων του clutter εδάφους. Για αυτή τη λειτουργία απαιτείται ψηφιακή διαμόρφωση δέσμης (digital beamforming). Άλλα απαραίτητα στοιχεία για την καταστολή ανακλάσεων του clutter, περιλαμβάνουν ένα μέσο για την εκτίμηση του χωρο-χρονικού πίνακα συνδιακύμανσης του clutter και μια υπόθεση του διανύσματος διεύθυνσης του στόχου. Σε γενικές γραμμές, τα βοηθητικά δεδομένα που λαμβάνονται από κελιά απόστασης εκτός του υπό εξέταση κελιού (CUT) χρησιμοποιούνται για να εκτιμήσουν τον άγνωστο, αλλά κρίσιμο, πίνακα

συνδιακύμανσης clutter. Έτσι, η καταστολή του διαστατικού clutter έχει βελτιωθεί σημαντικά, [1, σελ. 23.17].



Σχήμα 1.9 Διαστατικά περιγράμματα σταθερού doppler για δύο διαστάσεις και επίπεδη γη (Courtesy Lee R. Moyer, Technology Service Corp.), [1, σελ. 23.16].

Κεφάλαιο 2

Ευαισθησία και κάλυψη για παθητικά συστήματα ραντάρ

Τα παθητικά διστατικά συστήματα ραντάρ είναι όπως είδαμε μια κατηγορία ραντάρ που εκμεταλλεύονται ευκαιριακές πηγές εκπομπών. Λαμβάνοντας υπόψη τη διστατική εξίσωση ραντάρ που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, αναπτύσσεται μια μορφή εξίσωσης η οποία προσαρμόζεται στις απαιτήσεις των παθητικών συστημάτων. Στη συνέχεια παρουσιάζονται παραδείγματα για την εξέταση και τη σύγκριση της ευαισθησίας και της κάλυψης τριών διαφορετικών ευκαιριακών πηγών.

2.1 Βασικές παράμετροι ανίχνευσης

Η ικανότητα ενός δέκτη ραντάρ να ανιχνεύει ένα ασθενές σήμα ηχούς περιορίζεται από τη στάθμη της ισχύος του θορύβου, η οποία καταλαμβάνει το ίδιο φάσμα συχνοτήτων με το σήμα. Το ασθενέστερο σήμα που μπορεί να ανιχνεύσει ο δέκτης ονομάζεται *ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα*, S_{min} , [17, σελ. 31]. Άρα η ευαισθησία σε ένα δέκτη θεωρείται το ελάχιστο σήμα εισόδου, S_{min} , που απαιτείται για να παραχθεί στην έξοδο ένα καθορισμένο σήμα με ένα καθορισμένο λόγο σήματος προς θόρυβο, [14, σελ. 5-2.1].

Ο πιο σημαντικός παράγοντας, που περιορίζει την ευαισθησία του δέκτη, είναι ο θόρυβος και γι' αυτό είναι απαραίτητη μια περιγραφή του. Ο θόρυβος οφείλεται σε ανεπιθύμητη ηλεκτρομαγνητική ενέργεια που παρεμβαίνει στην ικανότητα του δέκτη να ανιχνεύσει το επιθυμητό σήμα. Μπορεί να δημιουργείται στον ίδιο το δέκτη ή να εισέρχεται μέσω της κεραίας λήψης μαζί με το επιθυμητό σήμα. Ακόμη και αν το ραντάρ λειτουργούσε σε περιβάλλον χωρίς εξωτερικές πηγές θορύβου και ο δέκτης ήταν τόσο τέλειος ώστε να μην παράγει θόρυβο, θα υπήρχε πάλι αναπόφευκτα ο θόρυβος λόγω θερμικής κίνησης των ηλεκτρονίων αγωγής στα ωμικά τμήματα των βαθμίδων εισόδου του δέκτη. Αυτός ονομάζεται θερμικός θόρυβος και η ισχύς του είναι ανάλογη προς τη θερμοκρασία T ($^{\circ}K$, βαθμούς Kelvin) των ωμικών στοιχείων των κυκλωμάτων και το εύρος ζώνης B_n του δέκτη, [17, σελ. 34]:

$$P_n = k \cdot T \cdot B_n \quad (2.1)$$

όπου: $k = 1.38 \cdot 10^{-23} J/^{\circ}K$, η σταθερά Boltzmann. Για τη συνηθισμένη θερμοκρασία δωματίου, $T = 290 \text{ }^{\circ}K$ ($17 \text{ }^{\circ}C$), ο συντελεστής $k \cdot T$ είναι ίσος με $4 \cdot 10^{-21} \text{ Watt/Hz}$ εύρους ζώνης, [17, σελ. 34].

Στην πράξη οι δέκτες παρουσιάζουν ισχύ θορύβου μεγαλύτερη από αυτή που προκύπτει από το θερμικό θόρυβο μόνο. Ανεξάρτητα από τους υπόλοιπους

μηχανισμούς δημιουργίας θορύβου, η συνολική ισχύς θορύβου στην έξοδο ενός πρακτικού δέκτη μπορεί να υπολογιστεί σαν το γινόμενο της ισχύος θερμικού θορύβου ενός “ιδανικού” δέκτη επί ένα συντελεστή που ονομάζεται “δείκτης θορύβου” (noise figure), F_n . Ο συντελεστής F_n δίνεται από την εξίσωση [17, σελ. 35]:

$$F_n = \frac{N_o}{kT_o \cdot B_n \cdot G_a} \quad (2.2)$$

όπου N_o η ισχύς θορύβου στην έξοδο του δέκτη και G_a το διαθέσιμο κέρδος του.

Η τυπική θερμοκρασία T_o λαμβάνεται ίση με $290 \text{ }^\circ\text{K}$ σύμφωνα με τον ορισμό του IEEE. Ο θόρυβος N_o μετράται στο γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου του δέκτη, συνήθως στην έξοδο του IF ενισχυτή. Το εύρος ζώνης B_n είναι αυτό του IF ενισχυτή και το κέρδος G_a δίνεται από το λόγο ισχύος του σήματος στην έξοδο, (S_o), προς την ισχύ στην είσοδο, (S_i). Ο όρος $kT_o B_n$ είναι ο θόρυβος N_1 στην είσοδο του δέκτη, οπότε η (2.2) γράφεται ως, [17, σελ. 35]:

$$F_n = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.3)$$

Έτσι, ο δείκτης θορύβου F_n μπορεί να ορισθεί και σαν ένα μέτρο της μείωσης του λόγου S/N , καθώς το σήμα διέρχεται μέσα από το δέκτη. Η ισχύς του σήματος στην είσοδο του δέκτη με τη βοήθεια της (2.2) και (2.3) γράφεται ως, [17, σελ. 35]:

$$S_i = kT_o \cdot B_n \cdot F_n \cdot (S_o/N_o) \quad (2.4)$$

Αν η ελάχιστη ανιχνεύσιμη ισχύς σήματος S_{min} στην είσοδο του δέκτη (ευαισθησία του δέκτη) είναι αυτή που αντιστοιχεί στον ελάχιστο λόγο σήματος προς θόρυβο στην έξοδο, με τον οποίο είναι δυνατή η ανίχνευση $(S_o/N_o)_{min}$, τότε, [14, σελ. 5-2.1]:

$$S_{min} = kT_o \cdot B_n \cdot F_n \cdot (S_o/N_o)_{min} \quad (2.5)$$

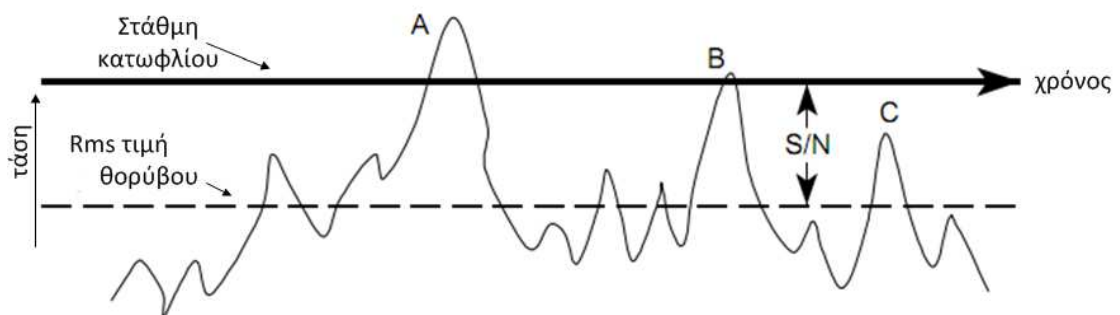
Ο προσδιορισμός του ελάχιστου ανιχνεύσιμου σήματος είναι μερικές φορές δύσκολος λόγω της στατιστικής του φύσης και γιατί το κριτήριο απόφασης ως προς την ύπαρξη ή όχι στόχου μπορεί να μην είναι πολύ καλά ορισμένο, [17, σελ. 31].

Η ανίχνευση στηρίζεται στην εγκαθίδρυση μιας *στάθμης κατωφλίου* στην έξοδο του δέκτη. Αν η έξοδος του δέκτη ξεπερνά το κατώφλι τότε θεωρείται ότι υπάρχει σήμα (σχήμα 2.1). Αυτό ονομάζεται *ανίχνευση κατωφλίου*. Στο σχήμα 2.1 φαίνεται μια τυπική περιβάλλουσα της εξόδου ενός δέκτη ραντάρ. Αυτή μπορεί να αντιπροσωπεύει μια σάρωση της εξόδου βίντεο, η οποία απεικονίζεται σε μια οθόνη A-score. Η διακύμανση του σήματος, που παρατηρείται στο σχήμα 2.1, οφείλεται στην τυχαία φύση του θορύβου. Αν παρουσιασθεί ένα μέγιστο

μεγαλύτερο από τις γειτονικές αιχμές θορύβου, όπως αυτό στο σημείο A, θα μπορούσε να αναγνωριστεί με βάση το πλάτος του. Αυτό γίνεται θέτοντας τη στάθμη κατωφλίου αρκετά υψηλή ώστε να μην υπερβαίνεται όταν υπάρχει μόνο θόρυβος, αλλά μόνο παρουσία κάποιου ισχυρού σήματος. Στην περίπτωση που το σήμα ηχούς (από κάποιο στόχο) είναι ασθενές, για να αναγνωρισθεί, θα πρέπει η στάθμη κατωφλίου να χαμηλώσει τόσο ώστε οι αιχμές του θορύβου να μην την ξεπερνούν. Διαφορετικά, θα λαμβάνεται λανθασμένη ένδειξη παρουσίας στόχου, [17, σελ. 32].

Όπως φαίνεται στο σχήμα η έξοδος του δέκτη είναι τέτοια που στα σημεία A και B ανιχνεύεται ορθά η ύπαρξη στόχου. Στο σημείο C όμως, παρόλο που το πλάτος του “καθαρού” από θόρυβο σήματος είναι ίσο με αυτό στο B, η επαλληλία του σήματος και του θορύβου είναι τέτοια ώστε ο θόρυβος αφαιρείται από το σήμα ενώ στο B προστίθεται. Έτσι, η παρουσία θορύβου μερικές φορές βοηθάει στην ανίχνευση ασθενών σημάτων (σημείο B) και μερικές φορές προκαλεί την απώλειά τους (σημείο C). Ασθενή σήματα, όπως αυτό στο σημείο C, μπορούν να ανιχνευθούν αν η στάθμη κατωφλίου γίνει χαμηλότερη. Αυτό όμως αυξάνει την πιθανότητα κάποιες αιχμές του θορύβου να ξεπεράσουν το κατώφλι και να δώσουν λάθος ένδειξη παρουσίας στόχου, γεγονός που ονομάζεται “λανθασμένος συναγερμός”. Η πιθανότητα εμφάνισης στόχου ενώ δεν είναι υπαρκτός λόγω σημάτων με πλάτος που ξεπερνάει το κατώφλι ονομάζεται πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού, P_{fa} . Αν η στάθμη κατωφλίου τεθεί πολύ χαμηλά, έχουμε λανθασμένη ένδειξη στόχου, ενώ αν τεθεί πολύ υψηλά έχουμε απώλεια στόχων. Η τελική επιλογή της στάθμης κατωφλίου προκύπτει από ένα συμβιβασμό μεταξύ του πόσο σημαντικό είναι να γίνει σφάλμα, [17, σελ. 32]:

- i. από αποτυχία αναγνώρισης σήματος (π.χ. πιθανότητα αστοχίας) και
- ii. από λανθασμένη ένδειξη ύπαρξης σήματος (πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού).



Σχήμα 2.1 Τυπική περιβάλλουσα της εξόδου του δέκτη συναρτήσει του χρόνου. Τα σημεία A, B και C αντιπροσωπεύουν άθροισμα σήματος και θορύβου. Τα A και B ανιχνεύονται σωστά ενώ το C χάνεται, [17, σελ. 32].

Όπως παρατηρούμε από τα παραπάνω, η πιθανότητα να ανιχνευτεί ένα σήμα εξαρτάται από τη στάθμη κατωφλίου, και από το λόγο σήματος προς μέσο θόρυβο. Επομένως, ορίζεται η πιθανότητα ανίχνευσης, P_d , ως η πιθανότητα το επιθυμητό

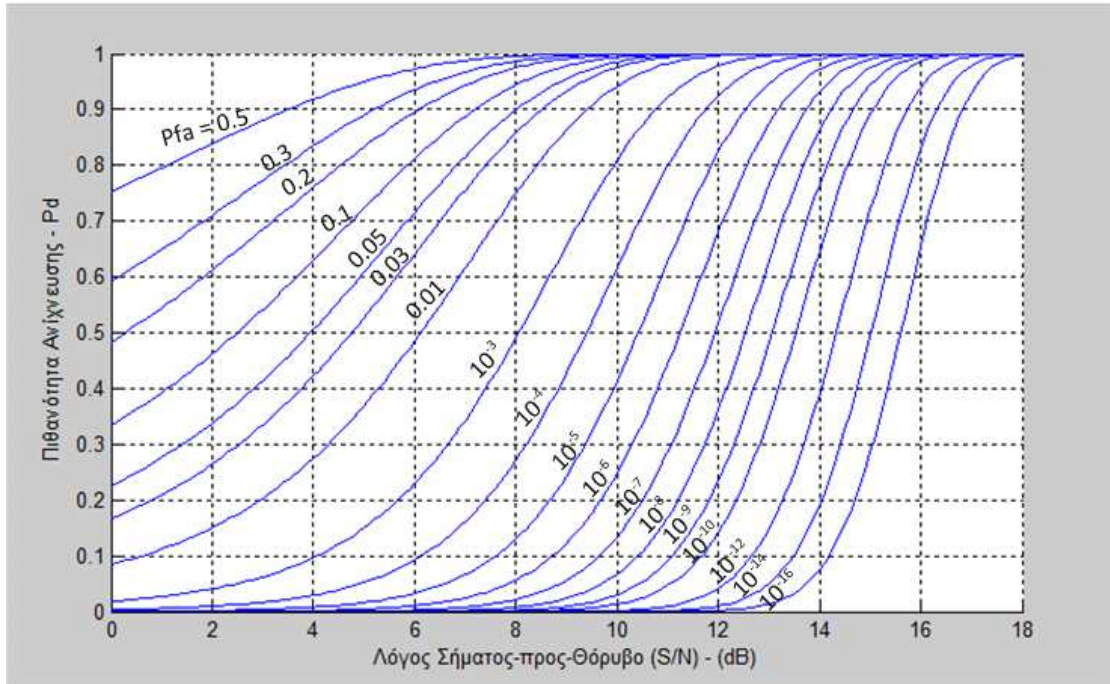
σήμα επιστροφής από κάποιο στόχο (ηχώ) να ξεπεράσει το προκαθορισμένο κατώφλι. Ο ελάχιστος αποδεκτός λόγος σήματος προς θόρυβο εξαρτάται από την προσδοκώμενη χρήση του δέκτη. Για παράδειγμα, ένας δέκτης που πρέπει να ανιχνεύσει έναν απλό παλμό ραντάρ χρειάζεται πιθανότατα μεγαλύτερο ελάχιστο S/N από ένα δέκτη που ολοκληρώνει ένα μεγάλο αριθμό παλμών ραντάρ (αυξάνοντας τη συνολική ενέργεια του σήματος), για την ίδια πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού, [14, σελ. 5-2.2].

Η εύρεση της επιθυμητής πιθανότητας ανίχνευσης μπορεί να γίνει μέσω διάφορων κατανομών όπως η Gaussian, η Rayleigh και η Rice, ανάλογα με την περίπτωση που εξετάζεται. Συγκεκριμένα, οι παράγοντες που καθορίζουν το επιθυμητό μοντέλο (κατανομή) μπορεί να είναι το περιβάλλον ανίχνευσης (θόρυβος, clutter) και οι διακυμάνσεις του σήματος ηχούς. Οι διακυμάνσεις του σήματος ηχούς (fluctuations) είναι μεταβολές στο πλάτος του που εξαρτώνται από τη γεωμετρία και το μέγεθος του στόχου, αλλά και από τη γωνία πρόσπτωσης του εκπεμπόμενου σήματος πάνω στο στόχο, [27, σελ. 199].

Ένα παράδειγμα είναι η περίπτωση διστατικού ραντάρ με χρήση πομπών FM, όπου το μήκος κύματος είναι συγκρίσιμο με τις διαστάσεις ενός στόχου. Σε αυτήν την περίπτωση το επιστρεφόμενο σήμα, λόγω του συγκρίσιμου μήκους κύματος με το μέγεθος του στόχου, παρουσιάζει μικρές διακυμάνσεις στο πλάτος του. Συνεπώς, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα μοντέλο Rice. Ο υπολογισμός της πιθανότητας ανίχνευσης του δισταθούς ραντάρ εξαρτάται από το λόγο S/N (ή SNR) και από την πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού και δίνεται από τον τύπο, [27, σελ. 199]:

$$P_d = Q \left[\sqrt{2SNR}, \sqrt{2 \ln \left(\frac{1}{P_{fa}} \right)} \right] \quad (2.6)$$

Από την εξίσωση (2.6) μπορούμε να εξάγουμε ένα νομογράφημα (σχήμα 2.2) για τον απαιτούμενο λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR) συναρτήσει της πιθανότητας ανίχνευσης (P_d) και πιθανότητας λανθασμένου συναγερμού (P_{fa}). Για την εξαγωγή του νομογραφήματος 2.2 δημιουργήσα έναν αλγόριθμο σε MATLAB, βάσει της παραπάνω εξίσωσης για διάφορες πιθανότητες λανθασμένου συναγερμού και για SNR από 0-18 dB, ο οποίος βρίσκεται στο Παράρτημα Δ. Σύμφωνα με το σχήμα 2.2 αν επιλέξουμε μια πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού $P_{fa} = 10^{-3}$, τότε για πιθανότητα ανίχνευσης $P_d = 0.9999$, ο απαιτούμενος λόγος σήματος προς θόρυβο θα είναι $SNR = 14.2 \text{ dB}$.



Σχήμα 2.2 Νομογράφημα Λόγου Σήματος-προς-Θόρυβο SNR ως συνάρτηση της πιθανότητας ανίχνευσης (P_d) και της πιθανότητας λανθασμένου συναγερμού, (P_{fa}).

2.2 Εξίσωση διστατικού ραντάρ

Το πρώτο βήμα για την ανάλυση της απόδοσης ενός παθητικού συστήματος ραντάρ είναι η διστατική εξίσωση ραντάρ. Στο προηγούμενο κεφάλαιο καταλήξαμε στη σχέση (1.4) που περιγράφει τη λαμβανόμενη ισχύ του σήματος ηχούς στο δέκτη. Για να κάνουμε πρόβλεψη της απόδοσης ενός παθητικού συστήματος ραντάρ χρειάζεται να ληφθεί υπόψη η ισχύς του θορύβου στο δέκτη. Η ισχύς του θορύβου στο δέκτη ισούται με το γινόμενο της ισχύος του θερμικού θορύβου, όπως περιγράφεται από την εξίσωση (2.1), με τον ισοδύναμο δείκτη θορύβου. Οπότε ο λόγος σήματος προς θόρυβο στο δέκτη έχει ως εξής:

$$SNR = P_r \cdot \frac{1}{P_n} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma_b L}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \cdot \frac{1}{kT_0 BF} \quad (2.7)$$

όπου:

- P_r = ισχύς λαμβανόμενου σήματος
- P_n = ισχύς θορύβου του δέκτη
- P_t = εκπεμπόμενη ισχύς
- G_t = κέρδος κεραίας εκπομπής
- R_1 = απόσταση πομπού-στόχου
- σ_b = διστατική ενεργός διατομή στόχου
- R_2 = απόσταση στόχου-δέκτη
- G_r = κέρδος κεραίας λήψης
- λ = μήκος κύματος σήματος
- k = σταθερά Boltzmann

T_0 = θερμοκρασία αναφοράς
 B = ισοδύναμο εύρος ζώνης δέκτη
 F = ισοδύναμος δείκτης θορύβου δέκτη
 $L(\leq 1)$ = απώλειες συστήματος

Στην εξίσωση (2.7) προσθέσαμε και μια παράμετρο L η οποία περιγράφει διάφορες πρόσθετες απώλειες στο σύστημα λόγω διάδοσης. Χρησιμοποιώντας αυτήν την εξίσωση (2.7) για την πρόβλεψη της απόδοσης του συστήματος ενός παθητικού συστήματος ραντάρ, είναι κρίσιμη η κατανόηση της σωστής τιμής κάθε μιας από τις παραμέτρους που πρόκειται να χρησιμοποιηθούν. Η εκπεμπόμενη ισχύς P_t είναι σημαντική για πολλές πηγές παθητικού ραντάρ. Επειδή οι δέκτες λήψης εμπορικών μεταδόσεων και επικοινωνιών συχνά έχουν μη αποδοτικές κεραίες και κακό δείκτη θορύβου και οι δρόμοι λήψης είναι πολλές φορές εκτός οπτικής επαφής, η ισχύς των πομπών πρέπει να είναι σημαντικά μεγαλύτερη για να ανταπεξέλθει στις ελλείψεις αποδοτικότητας και στις απώλειες. Έτσι, οι πομποί εμπορικών μεταδόσεων έχουν συνήθως μεγάλη εκπεμπόμενη ισχύ για να αντισταθμίσουν αυτές τις απώλειες, γεγονός που εκμεταλλεύονται τα παθητικά συστήματα ραντάρ, [9, σελ. 154]. Στην Ελλάδα, μια τυπική τιμή υψηλής ισχύος FM εκπομπών και αναλογικής τηλεόρασης είναι τα 10 kW, [24]. Αυτοί οι πομποί χρησιμοποιούν πανκατευθυντικές κεραίες στο αζιμούθιο (σχήματα 2.4-5) και βρίσκονται σε λόφους ή σε ψηλές τοποθεσίες για να έχουν καλή κάλυψη, [9, σελ. 154].

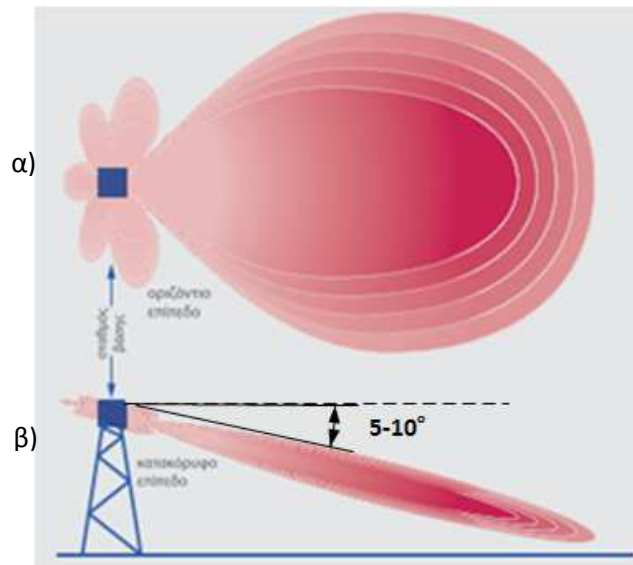
Οι εκπομπές κινητής τηλεφωνίας GSM λαμβάνουν χώρα σε ζώνες των 900 MHz και 1.8 GHz. Η διαμόρφωση είναι τέτοια ώστε οι ζώνες καθοδικής (downlink) και ανοδικής ζεύξης (uplink) να είναι η καθεμία 25 MHz εύρους ζώνης, διαιρεμένες σε 125 υπο-ζώνες FDMA καθένα εύρους ζώνης 200 kHz. Κάθε συγκεκριμένος σταθμός βάσης θα χρησιμοποιεί μόνο ένα μικρό αριθμό υπο-ζωνών. Η κάθε υπο-ζώνη στη συνέχεια χωρίζεται μέσω TDMA σε 8 κανάλια, χρησιμοποιώντας διαμόρφωση GMSK, το καθένα από τα οποία εξυπηρετεί μία κλήση, [28]. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας των κεραιών των σταθμών βάσης κινητής τηλεφωνίας είναι τυπικά διατεταγμένα σε τομείς των 120° στο αζιμούθιο και είναι διαμορφωμένα στο κατακόρυφο επίπεδο έτσι ώστε να αποφεύγεται η σπατάλη ισχύος, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3, [9, σελ. 154]. Το μοτίβο επαναχρησιμοποίησης συχνότητας σημαίνει ότι θα υπάρχουν κυψέλες οι οποίες κάνουν χρήση των ίδιων συχνοτήτων μέσα σε μικρές αποστάσεις.

Η $EIRP$ είναι η Ισοδύναμη Ισοτροπική Ακτινοβολούμενη Ισχύς (Equivalent Isotropic Radiated Power) και εκφράζει τη φαινομενική ακτινοβολούμενη ισχύ προς το δέκτη, εάν υποθεθεί ότι το σήμα ακτινοβολείται ισομερώς προς σ' όλες τις κατευθύνσεις, έτσι όπως ένα σφαιρικό κύμα που εκπηγάζει από ένα σημείο (πηγή), [32]. Η ισχύς $EIRP$ δίνεται από την εξίσωση:

$$EIRP = P_t G_t \quad (2.8)$$

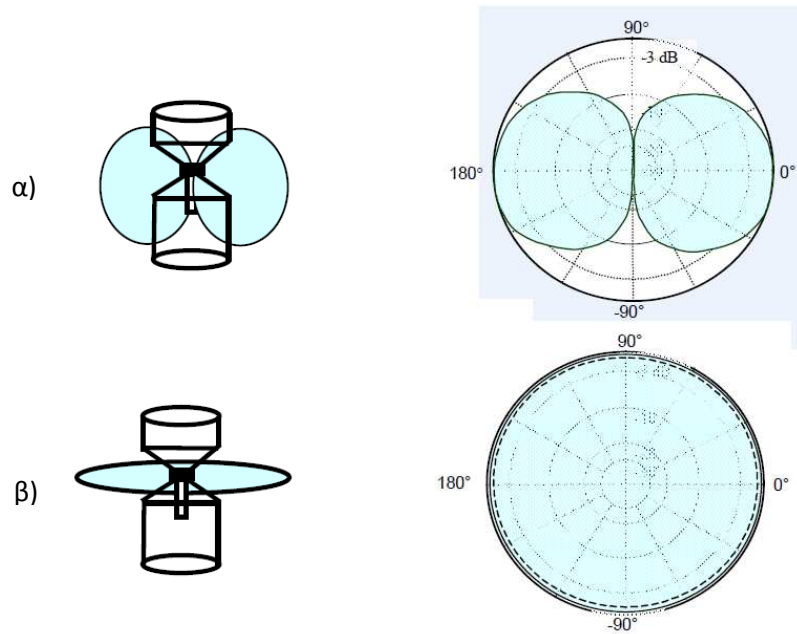
όπου P_t είναι η εκπεμπόμενη ισχύς και G_t είναι το κέρδος της κεραίας εκπομπής

Στην περίπτωση των κεραιών των σταθμών βάσης κινητής τηλεφωνίας η *EIRP* κυμαίνεται από 40-500 Watt, [29].

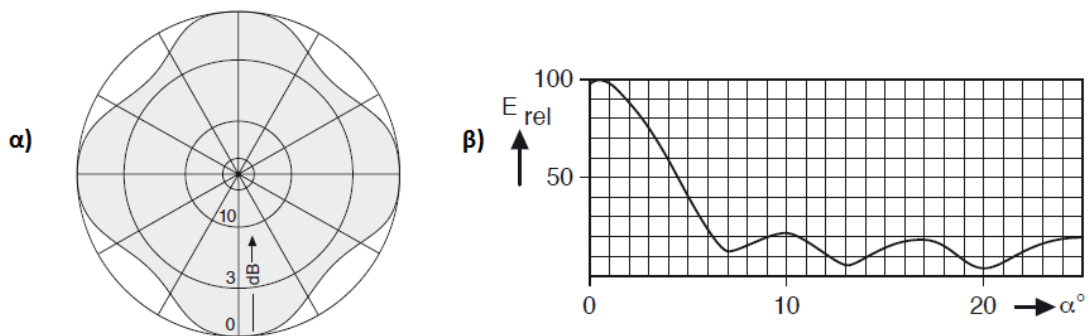


Σχήμα 2.3 Κατεύθυνση και σχήμα λοβών ακτινοβολίας σταθμών βάσης, α) στο αζιμούθιο και β) στη γωνία ανύψωσης. Στην κατακόρυφη διεύθυνση το μέγιστο της δέσμης προσανατολίζεται χαμηλότερα από τον οριζοντα κατά γωνία tilt-down ίση με $5-10^\circ$ για αποφυγή της σπατάλης ισχύος, [22, σελ. 14].

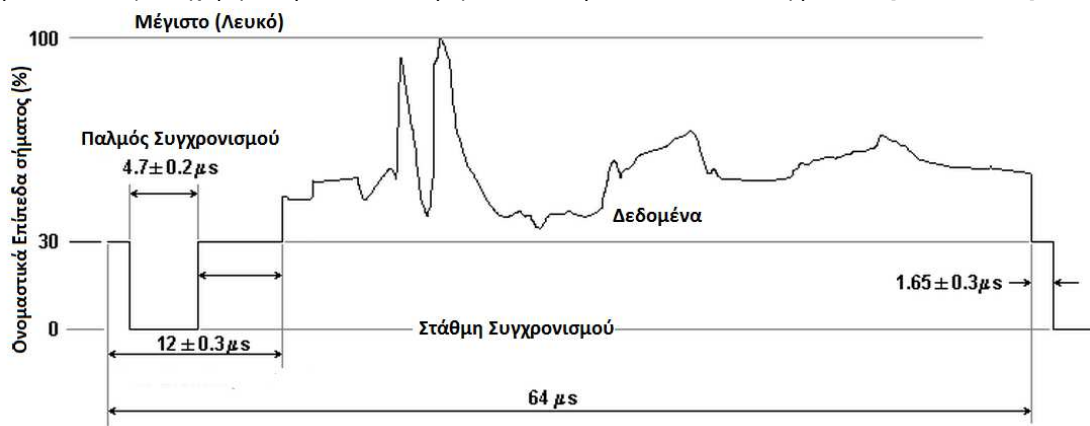
Σε κάθε περίπτωση είναι απαραίτητο να εξετάζεται η ισχύς του σήματος στο τμήμα εκείνο του φάσματος που χρησιμοποιείται για τους σκοπούς του παθητικού συστήματος ραντάρ. Για παράδειγμα, το σήμα ενός σήματος αναλογικής τηλεόρασης σε ένα σύστημα PAL (Phase Alternating Line) αποτελείται από 25 πλαίσια/δευτερόλεπτο με 625 γραμμές/πλαίσιο, όπου κάθε πλαίσιο αποτελείται από 2 πεπλεγμένα πεδία. Επομένως, ο ρυθμός επανάληψης της γραμμής είναι 15.625 KHz, δηλαδή η επανάληψη της γραμμής έχει περίοδο 64μs (σχήμα 2.6). Το συνολικό σήμα έχει εύρος ζώνης 5.5 MHz, [30, σελ 4]. Όμως, από το συνολικό σήμα μπορούμε να επιλέξουμε μόνο το τμήμα του φάσματος (π.χ. εύρους 16 KHz) που περιέχει το φέρον εικόνας ή του ήχου. Συνεπώς, η τιμή της ισχύος που μας ενδιαφέρει είναι εκείνη του φέροντος της εικόνας ή του ήχου και όχι του υπόλοιπου σήματος η οποία διαφέρει. Κατά την επεξεργασία σε ένα παθητικό σύστημα ραντάρ, η εκμετάλλευση του πλήρους σήματος δημιουργεί αβεβαιότητες στην εύρεση της απόστασης κάποιου στόχου, οι οποίες σχετίζονται με το ρυθμό επανάληψης της γραμμής που γίνεται με περίοδο 64 μs, [9, σελ. 154]. Οι αβεβαιότητες αυτές προκύπτουν από τις αρμονικές του φέροντος οι οποίες είναι διατεταγμένες ανά 50 Hz, [31, σελ. 6.3]. Συμπερασματικά, θα μπορούσε να επιτευχθεί μικρότερη αβεβαιότητα στον εντοπισμό στόχων παίρνοντας μόνο ένα τμήμα του φάσματος του σήματος με μόνο μειονέκτημα τη μειωμένη ισχύ του σήματος, [9, σελ. 154].



Σχήμα 2.4 Κατεύθυνση και σχήμα λοβών ακτινοβολίας πομπών FM με κατακόρυφη πόλωση, α) στη γωνία ανύψωσης και β) στο αζιμούθιο (αριστερά), με τα αντίστοιχα διαγράμματα ακτινοβολίας τους από τα δεξιά. Στην κατακόρυφη διεύθυνση το μέγιστο της δέσμης προσανατολίζεται χαμηλότερα από τον οριζόντα κατά γωνία tilt-down ίση με $2-5^\circ$, [22, σελ. 2].



Σχήμα 2.5 Διαγράμματα ακτινοβολίας πομπών αναλογικής τηλεόρασης με οριζόντια πόλωση, α) στο αζιμούθιο και β) στη γωνία ανύψωσης. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5-β, το μέγιστο της δέσμης προσανατολίζεται χαμηλότερα από τον οριζόντα κατά γωνία tilt-down ίση με 0.5° , [23, σελ. 107].



Σχήμα 2.6 Παράδειγμα σήματος αναλογικής τηλεόρασης σε διάρκεια μιας περιόδου γραμμής (64 μs), [25].

2.3 Δείκτης θορύβου του δέκτη

Το επίπεδο θορύβου και παρεμβολής το οποίο πρέπει να ανταγωνιστεί το επιθυμητό σήμα προς ανίχνευση, αποτελείται από διάφορους όρους. Αυτοί μπορούν να απεικονιστούν με τη μορφή μιας δισδιάστατης συνάρτησης $P_i(\theta, f)$ της διεύθυνσης (γωνία άφιξης θ) και της συχνότητας. Οι όροι έχουν ως εξής [9, σελ. 155]:

- i) Ο βασικός δείκτης θορύβου του δέκτη, ο οποίος στα VHF ή στα UHF θα είναι μερικά dB. Η ισχύς θορύβου θα είναι ομοιόμορφα κατανεμημένη στα θ και f .
- ii) Το απευθείας σήμα από το δισταθή πομπό. Αυτό το σήμα αποτελεί την κυρίαρχη παρεμβολή, αφού καταλαμβάνει το ίδιο εύρος ζώνης με το επιθυμητό σήμα ηχούς. Αυτό το ισχυρό σήμα παρεμβολής καταλήγει στο δέκτη υπό κάποια γωνία άφιξης, ανάλογα με τη θέση που είναι προσανατολισμένη η κεραία παρακολούθησης.
- iii) Πολύοδες εκδόσεις του απευθείας σήματος (π.χ. clutter), κάθε ένα με συγκεκριμένα επίπεδα σήματος και γωνίας πρόσπτωσης και πιθανώς χρονικά μεταβαλλόμενα και μετατοπισμένα κατά Doppler.
- iv) Απευθείας και πολύοδες εκδόσεις σημάτων άλλων ομοκαναλικών εκπομπών.
- v) Άλλα σήματα π.χ. λόγω ακτινοβολίας από υπολογιστές, κρουστικά ή ψευδή (spurious) σήματα.

Αν δε ληφθούν μέτρα για την καταστολή αυτών των όρων, η ευαισθησία και το δυναμικό εύρος του συστήματος θα περιοριστούν σημαντικά.

Οι Griffiths και Baker, [9] έκαναν μετρήσεις σε περιβάλλον σημάτων και θορύβου στη VHF ζώνη γύρω στα 100 MHz στο Λονδίνο, χρησιμοποιώντας μία κατακόρυφα πολωμένη διπολική κεραία λήψης τοποθετημένη στο 10^ο όροφο ενός κτηρίου του πανεπιστημίου του Λονδίνου. Ένα τυπικό φάσμα φαίνεται στο σχήμα 2.2, το οποίο δείχνει επίπεδα απευθείας σήματος της τάξης των -45 dBm και ένα επίπεδο θορύβου της τάξης των -90 dBm, (σχήμα 2.7). Το επίπεδο θορύβου μετράται στο ελεύθερο φάσμα, ανάμεσα σε δύο εκπεμπόμενα από την πηγή σήματα, σε εύρος ζώνης 50 KHz, (σχήμα 2.7-a).

Αυτό το αποτέλεσμα είναι σημαντικό, επειδή δείχνει πόσο σοβαρό ρόλο παίζει το περιβάλλον του σήματος και του θορύβου. Στο παράδειγμα του σχήματος 2.7, το επίπεδο θορύβου είναι περίπου 40dB μεγαλύτερο από το θερμικό θόρυβο και η στάθμη των απευθείας σημάτων είναι περίπου 45dB μεγαλύτερη από το επίπεδο θορύβου.

Στην παράγραφο 2.1 είδαμε τον ορισμό του δείκτη θορύβου, F_n (σχέση 2.3). Ο συγκεκριμένος ορισμός του δείκτη θορύβου προϋποθέτει ότι όλες οι πηγές θορύβου έχουν την ίδια θερμοκρασία αναφοράς, τη θερμοκρασία δωματίου, T_0 . Ωστόσο, ένας δέκτης ραντάρ χρησιμοποιείται με κάποια κεραία η οποία, επειδή έχει κατεύθυνση στον εξωτερικό χώρο, μπορεί να έχει ισοδύναμη θερμοκρασία πολύ χαμηλότερη από τη θερμοκρασία T_0 . Σε αυτήν την περίπτωση, η υποβάθμιση

του λόγου σήματος προς θόρυβο θα είναι μεγαλύτερη από αυτή που υποδεικνύει ο απλός δείκτης θορύβου. Γι αυτό, είναι σημαντικό να εξαχθεί μια ισοδύναμη τιμή θορύβου για αυτήν την περίπτωση. Ο δείκτης θορύβου οποιασδήποτε μετρούμενης διάταξης και με θερμοκρασία αναφοράς T , εκφράζεται όπως στη σχέση (2.2) και γράφεται, [33, σελ. 19]:

$$F_T = \frac{N}{G_a k T B} \quad (2.9)$$

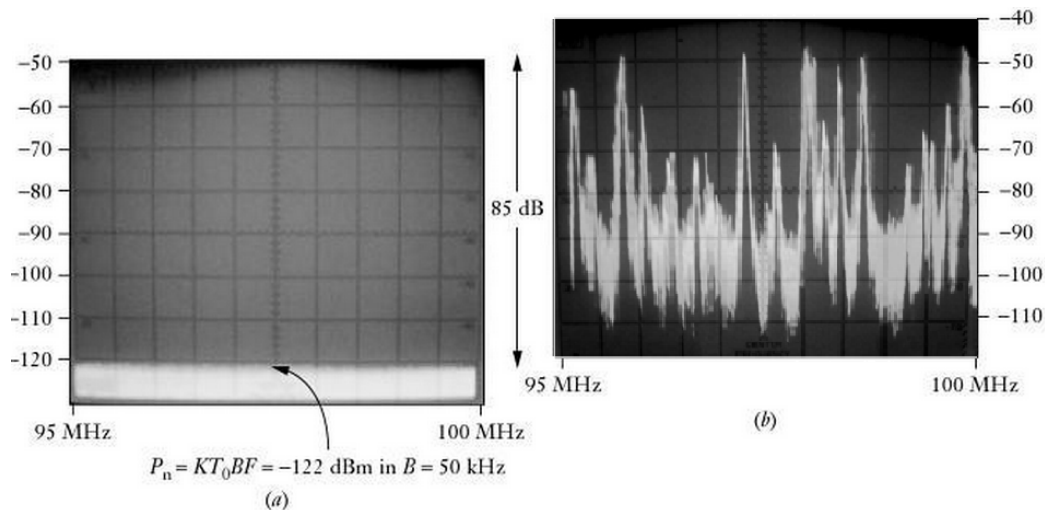
όπου, ο δείκτης T δηλώνει ότι η πηγή θορύβου και η διάταξη έχουν θερμοκρασία T , B είναι το εύρος ζώνης του θορύβου και οι υπόλοιποι παράμετροι είναι οι ίδιοι που δηλώθηκαν για την εξίσωση (2.2). Η ισχύς εξόδου του θορύβου λόγω της διάταξης μόνο, στη θερμοκρασία T , είναι $(F_T - 1)G_a k T B$. Αν μια πηγή θορύβου (δεύτερη διάταξη), η οποία βρίσκεται σε θερμοκρασία T_g , συνδεθεί με μια διάταξη η οποία είναι σε θερμοκρασία T_n , τότε η ισχύς εξόδου του θορύβου είναι, [33, σελ. 19]:

$$N = G_a k T_g B + (F_{T_n} - 1)G_a k T_n B \quad (2.10)$$

Έτσι, ο ισοδύναμος δείκτης θορύβου ορίζεται, [33, σελ. 19]:

$$F_{eff} = \frac{N}{G_a k T_g B} = \frac{G_a k T_g B + (F_{T_n} - 1)G_a k T_n B}{G_a k T_g B} = 1 + \frac{T_n}{T_g} (F_{T_n} - 1) \quad (2.11)$$

όπου F_{T_n} είναι ο δείκτης θορύβου της διάταξης στη θερμοκρασία T_n .



Σχήμα 2.7 Επίπεδα θορύβου σε ένα δέκτη παθητικού ραντάρ, [9, σελ. 156]

a) Θερμικός θόρυβος σε εύρος ζώνης 30KHz που αντιστοιχεί σε δείκτη θορύβου του δέκτη 5dB.

b) Επίπεδα σήματος και θορύβου που μετρήθηκαν στο UCL

Η οριζόντια κλίμακα είναι 95-100MHz, η κάθετη κλίμακα είναι 10dB/division, η κορυφή της οθόνης είναι -40dBm.

Η ισοδύναμη τιμή δείκτη θορύβου που θα χρησιμοποιηθεί στη σχέση (2.7) θα εξαρτηθεί από το συγκεκριμένο περιβάλλον σήματος και θορύβου και στο βαθμό της καταστολής που μπορεί να επιτευχθεί. Αν και η περίπτωση του παραδείγματος του σχήματος 2.7 είναι σοβαρή, μπορούμε να αναμένουμε χαμηλότερα επίπεδα

θορύβου σε προαστιακό και αγροτικό περιβάλλον και στις υψηλότερες συχνότητες που χρησιμοποιούν η τηλεόραση και η κινητή τηλεφωνία. Παρόλα αυτά, ένας ισοδύναμος δείκτης θορύβου 25dB δε θεωρείται σοβαρό μειονέκτημα, [9, σελ. 155].

Πίνακας 2.1: Παράμετροι σημάτων για τυπικές πηγές εκπομπής παθητικού ραντάρ, [9, σελ. 154].

Εκπομπή	Συχνότητα	Διαμόρφωση, εύρος ζώνης	$EIRP = P_t G_t$	Πυκνότητα ισχύος (W/m^2) $\Phi = \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2}$
HF broadcast	10-30 MHz*	DSB AM, 9 kHz	50 MW	-67 to -53 dBW/m ² at $R_1 = 1000$ km
VHF FM (analogue)	~100 MHz	FM, 50 kHz	250 KW	-57 dBW/m ² at $R_1 = 100$ km
UHF TV (analogue)	~550 MHz	vestigial-sideband AM (vision) FM (sound), 5.5MHz	1 MW	-51 dBW/m ² at $R_1 = 100$ km
Digital audio broadcast	~220 MHz	digital, OFDM, 220 kHz	10 KW	-71 dBW/m ² at $R_1 = 100$ km
Digital TV	~750 MHz	digital, 6 MHz	8 KW	-72 dBW/m ² at $R_1 = 100$ km
Cellphone basestation (GSM)	900 MHz, 1.8 GHz	GMSK, FDM/TDMA/FDD 200 kHz	100 W	-81 dBW/m ² at $R_1 = 10$ km
Cellphone basestation (3G)	2 GHz	CDMA 5MHz	100 W	-81 dBW/m ² at $R_1 = 10$ km

* Η κατάλληλη συχνότητα HF εξαρτάται από την ώρα της μέρας. Αυτό συμβαίνει γιατί η ακτινοβολία από τον ήλιο προκαλεί ιονισμό στην ιονόσφαιρα. Όταν αυτές οι ακτίνες προσπίπτουν σε μόρια και σε άτομα χωρίς φορτίο, τότε παράγονται ηλεκτρόνια. Δεδομένου ότι αυτή η διαδικασία απαιτεί την ηλιακή ακτινοβολία, η παραγωγή των ηλεκτρονίων εμφανίζεται μόνο στο φωτιζόμενο ημισφαίριο της ιονόσφαιρας. Έτσι, η ιονόσφαιρα δεν είναι ένα σταθερό μέσο διάδοσης αλλά μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια της ημέρας αλλά και του έτους, ανάλογα με τις εποχές και τον ηλιακό κύκλο. Συνεπώς, μια συχνότητα θα μπορούσε να παρέχει επιτυχή διάδοση τώρα, αλλά σε να μην ισχύει το ίδιο και σε χρονικό διάστημα μίας ώρας, [34].

2.4 Συνάρτηση Αβεβαιότητας και Κέρδος Ολοκλήρωσης

Σε ένα συμφασικό παθητικό σύστημα ραντάρ (PCL –Passive Coherent Location), όπως θα δούμε και αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο, για να γίνει η επεξεργασία εύρεσης του στόχου, χρειάζονται δύο σήματα στο δέκτη. Το ένα από αυτά είναι το σήμα που εκπέμπεται από την πηγή και στη συνέχεια ανακλάται από το στόχο και το δεύτερο είναι το απευθείας σήμα από την πηγή. Το απευθείας σήμα χρησιμοποιείται ως αναφορά με την οποία μπορεί να συσχετιστεί το έμμεσο ή ανακλώμενο σήμα. Η συσχέτιση, στατιστικά, μετρά το βαθμό συνάφειας-αλληλεπίδρασης ανάμεσα σε δύο ή περισσότερες μεταβλητές. Οι μεταβλητές μας σε αυτήν την περίπτωση είναι το σήμα ηχούς (ανακλώμενο σήμα) και το σήμα αναφοράς. (απευθείας από την πηγή σήμα). Το σήμα ηχούς, ιδανικά, θα είναι η εξασθενημένη στην ισχύ και μετατοπισμένη στο χρόνο (λόγω μεγαλύτερης καθυστέρησης άφιξης στο δέκτη σε σχέση με το σήμα αναφοράς) και στη συχνότητα (λόγω μετατόπισης συχνότητας Doppler που προκαλεί η ταχύτητα του στόχου), έκδοση του εκπεμπόμενου από την πηγή σήματος. Οπότε, το σήμα ηχούς μπορεί να περιγραφεί από τη σχέση, [8, σελ. 8]:

$$s(t) = ad(t - \tau_d)e^{-j2\pi f_d t} \quad (2.12)$$

όπου τ_d είναι ο χρόνος καθυστέρησης του σήματος ηχούς σε σχέση με το σήμα αναφοράς, f_d είναι η μετατόπιση συχνότητας Doppler της ηχούς σε σχέση με το σήμα αναφοράς λόγω της ταχύτητας του στόχου και a είναι η εξασθένηση της ηχούς, λόγω φαινομένων διάδοσης και λόγω απωλειών κατά τη σκέδαση του εκπεμπόμενου σήματος από το στόχο.

Αυτό το γεγονός μας προοικονομεί ότι η συσχέτιση ανάμεσα στο σήμα ηχούς από το στόχο και του απευθείας σήματος από την πηγή θα είναι μεγάλη, πράγμα που δικαιολογεί και την επιλογή για μια τέτοια επεξεργασία.

Διάφοροι παράγοντες όμως, όπως η ισχύς θορύβου στο δέκτη, ο θόρυβος στη φάση και η ασυμβατότητα στην πόλωση του σήματος στη λήψη, κάνουν το σήμα να εξασθενεί περισσότερο από τον παράγοντα διάδοσης $1/R_1^2 R_2^2$ και να καλύπτεται από τα ανεπιθύμητα θορυβώδη σήματα. Τις περισσότερες φορές το σήμα ηχούς λόγω της μεγάλης εξασθένησής του καλύπτεται από το θόρυβο στο δέκτη.

Η επεξεργασία συσχέτισης των δύο σημάτων, υπόσχεται την αντιστάθμιση των παραπάνω παραγόντων που κάνουν την ανίχνευση της ηχούς αδύνατη. Αυτή η συσχέτιση γίνεται μέσω της συνάρτησης αβεβαιότητας (AF – Ambiguity Function). Με τη συνάρτηση αβεβαιότητας είναι εφικτή η επεξεργασία εύρεσης και της απόστασης και της μετατόπισης συχνότητας Doppler και γι αυτό χρησιμοποιείται συχνά στην επεξεργασία συστημάτων ραντάρ. Η σχέση με την οποία εκφράζεται η συνάρτηση αβεβαιότητας είναι η εξής, [6, σελ. 111]:

$$A(\tau, f) = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) d^*(t - \tau) e^{j2\pi f t} dt \quad (2.13)$$

όπου s είναι το σκεδαζόμενο από το στόχο σήμα (ηχώ), d είναι το απευθείας λαμβανόμενο σήμα από την πηγή που χρησιμοποιείται ως σήμα αναφοράς, τ είναι η μεταβλητή που εκφράζει το χρόνο καθυστέρησης της ηχούς σε σχέση με το σήμα αναφοράς, f είναι η μεταβλητή που εκφράζει τη μετατόπιση συχνότητας Doppler της ηχούς σε σχέση με το απευθείας σήμα και T , είναι ο χρόνος ολοκλήρωσης του ραντάρ, που χρησιμοποιείται και ως παράγοντας κανονικοποίησης στη συνάρτηση αβεβαιότητας. Η συνάρτηση αβεβαιότητας αποτελεί την έξοδο προσαρμοσμένου φίλτρου του οποίου η απαιτούμενη καθυστέρηση είναι ο χρόνος T . Ο δέκτης προσαρμοσμένου φίλτρου χρησιμοποιείται στην πλειονότητα των ραντάρ λόγω του ότι που ανιχνεύει το επιθυμητό σήμα παρουσία πρόσθετου λευκού γκαουσιανού θορύβου κατά βέλτιστο τρόπο, [35].

Όταν το σήμα εξετάζεται σε διακριτό χρόνο, τότε η συνάρτηση αβεβαιότητας παίρνει τη μορφή, [8 σελ. 9]:

$$A(\tau, f) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s[n] d^*[n - \tau] e^{j2\pi f n/N} \quad (2.14)$$

όπου N , είναι ο αριθμός των δειγμάτων των σημάτων στο διακριτό χρόνο.

Αν πάρουμε το απόλυτο της συνάρτησης αβεβαιότητας και το υψώσουμε στο τετράγωνο, (για λόγους επεξεργασίας που θα εξηγηθούν στο 4^ο κεφάλαιο) τότε η συνάρτηση αβεβαιότητας μπορεί να απεικονιστεί σε τρεις διαστάσεις. Αυτή θα έχει στη μία διάσταση τις πιθανές χρονικές διαφορές στην άφιξη της ηχούς στο σύστημα λήψης σε σχέση με το σήμα αναφοράς (TDOA – Time Difference Of Arrival). Στη δεύτερη διάσταση θα απεικονίζονται οι πιθανές μετατοπίσεις του σήματος ηχούς

στη συχνότητα λόγω φαινομένου Doppler, σε σχέση με το σήμα αναφοράς. Η τρίτη διάσταση αποτελεί το μέτρο της συνάρτησης αβεβαιότητας υψωμένο στο τετράγωνο, $|A(\tau, f)|^2$. Μια τέτοια απεικόνιση είναι πολύ χρήσιμη αφού δίνει πληροφορία της διαστατικής απόστασης του στόχου και της διαστατικής ταχύτητάς του, με τρόπο που αναλύεται στο 4^ο κεφάλαιο.

Οι κυματομορφές που λαμβάνονται από ευκαιριακές πηγές, είναι τυχαίες, απεριοδικές και ασυσχέτιστες με τη μετατοπισμένη στο χρόνο και στη συχνότητα έκδοσή τους, όταν η χρονική καθυστέρηση και η μετατόπιση στη συχνότητα του συγκεκριμένου σήματος είναι μεγάλες. Ένα προσεγγιστικό μοντέλο για ένα τέτοιο σήμα, είναι ένα σήμα γκαουσιανού λευκού θορύβου περιορισμένου εύρους ζώνης, [8, σελ. 34].

Συνεπώς, για την εξέταση της συνάρτησης αβεβαιότητας, η διακριτή έκδοση κυματομορφής ενός ευκαιριακού πομπού, μοντελοποιείται ως ένα σήμα λευκού γκαουσιανού θορύβου με μέση τιμή μηδέν και με διακύμανση σ^2 , [8, σελ. 34]:

$$\begin{aligned} E\{A(\tau, f)\} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E\left\{s[n]d^*[n-\tau]e^{-\frac{j2\pi fn}{N}}\right\} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E\left\{ad(n-\tau_d)e^{-j2\pi fat}d^*[n-\tau]e^{-\frac{j2\pi fn}{N}}\right\} = \\ &= \begin{cases} \sigma^2, & \text{για } (\tau, f) = (\tau_d, f_d) \\ 0, & \text{διαφορετικά} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Η παραπάνω σχέση ισχύει λαμβάνοντας υπόψη ότι το σήμα ηχούς είναι η εξασθενημένη και μετατοπισμένη έκδοση του σήματος αναφοράς στο χρόνο και στη συχνότητα, όπως κάναμε και στη σχέση (2.12). Επίσης ισχύει ότι, [8, σελ. 34]:

$$E\{|A(\tau, f)|^2\} = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{N}\right) \sigma^4, & \text{για } (\tau, f) = (\tau_d, f_d) \\ \frac{1}{N} \sigma^4, & \text{διαφορετικά} \end{cases} \quad (2.16)$$

Αυτή η εξίσωση αποτελεί ένδειξη για το σχήμα της συνάρτησης αβεβαιότητας για μια ευκαιριακή πηγή ακτινοβολίας. Η εξίσωση (2.16) μπορεί να κανονικοποιηθεί διαιρώντας την με τον παράγοντα $|A(\tau_d, f_d)|^2$. Με αυτήν την κανονικοποίηση, η μέση τιμή της συνάρτησης αβεβαιότητας στο σημείο (τ_d, f_d) , έχει τιμή 1 και στις υπόλοιπες τιμές χρόνου καθυστέρησης και μετατόπισης Doppler, η μέση τιμή θα είναι, [8, σελ. 34]:

$$E\{|A(\tau, f)|^2\} = \frac{\frac{1}{N}\sigma^4}{\left(1+\frac{1}{N}\right)\sigma^4} = \frac{1}{1+N} \cong \frac{1}{N} \quad (2.17)$$

Θεωρώντας μεγάλο αριθμό δειγμάτων N .

Δεδομένου ότι το λαμβανόμενο σήμα έχει υποστεί δειγματοληψία στο ρυθμό Nyquist, [8 σελ. 34], ο χρόνος ανάμεσα σε διαδοχικά δείγματα είναι $1/B$, όπου B , είναι το εύρος ζώνης του σήματος. Παρόλο που συνήθως για ζωνοπερατά σήματα εύρους ζώνης B , απαιτείται ρυθμός δειγματοληψίας $f_s \geq 2B$, αποδεικνύεται από την [1], ότι στην περίπτωση της ορθογώνιας δειγματοληψίας (Quadrature Sampling) ότι αρκεί $f_s > B$, [1, 25.3]. Αν το μήκος του σήματος είναι T , τότε ο αριθμός των

δειγμάτων είναι $N = TB$. Έτσι υψώνουμε τη συνάρτηση αβεβαιότητας στο τετράγωνο. Στο σημείο όπου προσαρμόζουμε το σήμα αναφοράς να έχει την ίδια χρονική καθυστέρηση και μετατόπιση στη συχνότητα λόγω Doppler, η μέση τιμή της συνάρτησης αβεβαιότητας θα έχει πλάτος $N = TB$ πάνω από τη μέση τιμή της τιμής της για τα υπόλοιπα (τ, f) . Αυτό το αποτέλεσμα προκύπτει χωρίς να έχουμε συμπεριλάβει το θόρυβο στα σήματα. Σε μη ιδανική περίπτωση, θεωρούμε ότι λόγω της τυχαίας φύσης του θορύβου, ο θόρυβος από το κανάλι του σήματος ηχούς με το θόρυβο από το σήμα αναφοράς έχουν μηδενική συσχέτιση. Σε αυτήν την ιδανική περίπτωση μπορούμε να πούμε ότι έχουμε κέρδος επεξεργασίας που εκφράζεται από τη σχέση, [20, σελ. 323]:

$$G_p = TB \quad (2.18)$$

όπου G_p είναι το κέρδος επεξεργασίας ή συμφασικής ολοκλήρωσης (δεδομένου ότι για την επεξεργασία αυτή χρειάζεται η πληροφορία της φάσης), και T, B , είναι ο χρόνος ολοκλήρωσης και το εύρος ζώνης των σημάτων, αντίστοιχα. Η συμφασική ολοκλήρωση προϋποθέτει ότι τα σήματα ηχούς είναι συμφασικά, πράγμα που εξαρτάται από την επιτάχυνση του στόχου όπως θα δούμε στη συνέχεια. Με το κέρδος ολοκλήρωσης, αυξάνεται ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο της επεξεργασίας κατά τον παράγοντα G_p , οπότε, [20, σελ. 323]:

$$SNR = G_p SNR_{in} \quad (2.19)$$

όπου SNR_{in} είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο.

Έτσι, το σήμα αναφοράς παρέχει το απαραίτητο κέρδος επεξεργασίας για την ευαισθησία του συστήματος και το εύρος ζώνης από το οποίο εξαρτάται η διακριτικότητα του συστήματος. Η διακριτικότητα στη διστατική απόσταση εκφράζεται από τη σχέση, [4, σελ 61]:

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (2.20)$$

Το εύρος ζώνης του σήματος εξαρτάται από το περιεχόμενο της διαμόρφωσής του σήματος. Επομένως, και η διακριτικότητα της απόστασης εξαρτάται από τη διαμόρφωση του σήματος. Το ισοδύναμο εύρος ζώνης του δέκτη, B , είναι αυτό του απευθείας λαμβανόμενου σήματος, [9, σελ. 156].

Η συνάρτηση αβεβαιότητας μπορεί να εκφραστεί από τη σχέση, [20, σελ. 323]:

$$A(\tau, f) = \int_0^T s(t) d^* \left(t - \frac{R}{c} \right) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} V t} dt \quad (2.21)$$

όπου R είναι η διστατική απόσταση, V είναι η διστατική ταχύτητα του στόχου και c είναι η ταχύτητα του φωτός.

Η συσχέτιση που εκφράζεται από την εξίσωση (2.21), προϋποθέτει ένα διστατικό μοντέλο κίνησης που περιγράφεται ως, [20, σελ. 323]:

$$r(t) = R + Vt \quad (2.22)$$

Αν ο στόχος χαρακτηρίζεται από πιο περίπλοκη κίνηση, τότε προκύπτει μια ασυμφωνία φάσης στη σχέση (2.21), (σχήμα 2.8). Ας θεωρήσουμε ότι ο στόχος έχει μια μη μηδενική διστατική επιτάχυνση A_b . Αυτό το εκτεταμένο μοντέλο κίνησης μπορεί να εκφραστεί ως, [20, σελ. 323]:

$$r^*(t) = R + Vt + A_b \frac{t^2}{2} \quad (2.23)$$

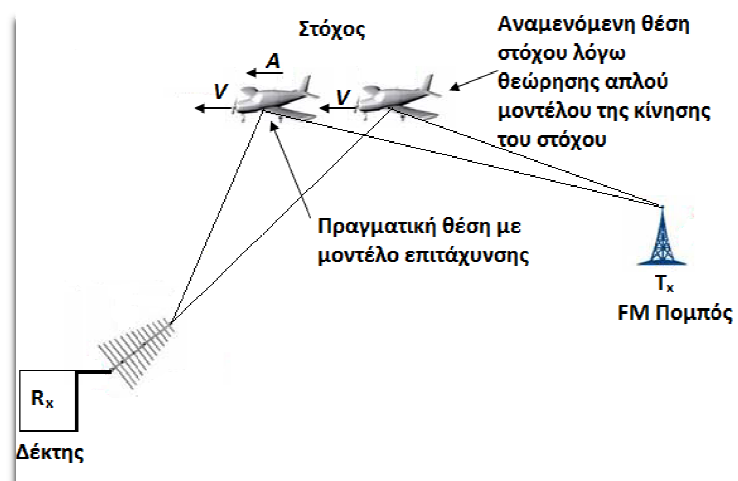
Η ασυμφωνία φάσης ανάμεσα στο πραγματικό (2.23) και το υποτιθέμενο μοντέλο (σχήμα 2.8), μπορεί να υπολογιστεί ως, [20, σελ. 323]:

$$\Delta\varphi(t) = \frac{2\pi}{\lambda} (r^*(t) - r(t)) \quad (2.24)$$

Θεωρώντας ότι η διαφορά στη φάση δεν πρέπει να ξεπερνά τα π rad, στα τελευταία δείγματα του διαστήματος παρατήρησης σε σχέση με τα αρχικά δείγματα, ο μέγιστος χρόνος παρατήρησης (συμφασικής ολοκλήρωσης) για μια δεδομένη επιτάχυνση μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(t) &= \frac{2\pi}{\lambda} (r^*(t) - r(t)) = \frac{2\pi}{\lambda} \left(A_b \frac{t^2}{2} \right) \Rightarrow \\ t^2 &= \frac{\Delta\varphi(t)\lambda}{\pi A_b} \Rightarrow \\ T_{MAX} &= \left(\frac{\lambda}{A_b} \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Σε περίπτωση που ο χρόνος ολοκλήρωσης είναι μεγαλύτερος, τότε το κέρδος συμφασικής ολοκλήρωσης μειώνεται. Αυτό συμβαίνει γιατί το κέρδος επεξεργασίας θα κατανομηθεί στις διαφορετικές μετατοπίσεις στη συχνότητα Doppler που έχουν δημιουργηθεί στα διάφορα δείγματα του σήματος ηχούς κατά το χρόνο παρατήρησης.



Σχήμα 2.8 Ασυμφωνία φάσης της ηχούς λόγω του ότι ο δέκτης αναμένει ένα στόχο με σταθερή ταχύτητα, ενώ στην πραγματικότητα έχει μια διστατική επιτάχυνση επιτάχυνση A_b .

Για μια κυματομορφή VHF FM radio εύρους ζώνης 50KHz και για χρόνο ολοκλήρωσης $T_{MAX} = 1$ sec, το κέρδος επεξεργασίας θα είναι $10\log(1 \cdot 50 \cdot 10^3) = 47\text{dB}$. Από αυτό, η εξίσωση του διασταθούς ραντάρ μπορεί να αναδιατυπωθεί στην ακόλουθη μορφή, [9, σελ. 157]:

$$(R_1 R_2)_{max} = \left(\frac{P_t G_t \sigma_b G_r \lambda^2 L G_p}{(4\pi)^3 (S/N)_{min} k T_0 B F} \right)^{1/2} \quad (2.26)$$

Η απόσταση $(R_1 R_2)_{max}$ προβλέπει την κάλυψη γύρω από τον πομπό και το δέκτη στη μορφή των γνωστών οβάλ του Cassini. Ένα οβάλ του Cassini είναι ο γεωμετρικός τόπος των σημείων των οποίων το γινόμενο των αποστάσεων από δύο σταθερά σημεία (εστίες) είναι σταθερό. Τα οβάλ του Cassini ορίζονται ως εξής [55, σελ. 4-6]:

$$R_1 R_2 = b^2 \quad (2.27)$$

όπου b είναι μια σταθερά. Συνεπώς, μπορούμε να θέσουμε μια σταθερά K ως εξής:

$$K = \frac{P_t G_t \sigma_b G_r \lambda^2 L G_p}{(4\pi)^3 k T_0 B F} \quad (2.28)$$

που συνεπάγεται:

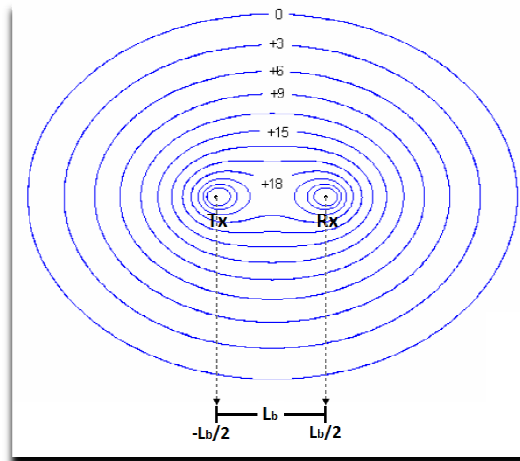
$$b = \sqrt[4]{\frac{K}{S/N}} \quad (2.29)$$

Από τις εξισώσεις (2.26) και (2.28) έχουμε:

$$(R_1 R_2)_{max} = \left(\frac{K}{(S/N)_{min}} \right)^{1/2} \quad (2.30)$$

Αφού η K είναι σταθερά, για κάθε τιμή λόγου σήματος προς θόρυβο, (S/N) , αντιστοιχεί ένα οβάλ του Cassini (σχήμα 2.9), δηλαδή:

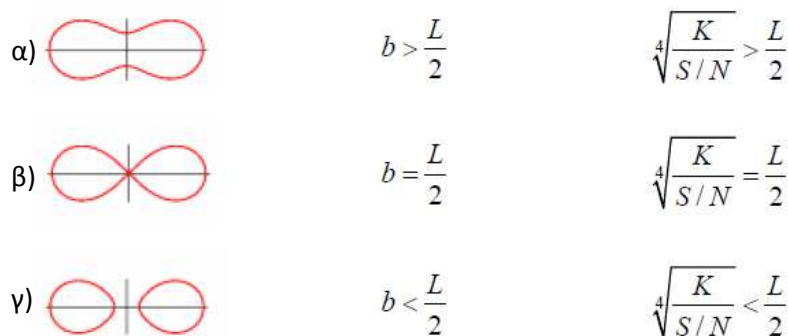
$$R_1 R_2 = \left(\frac{K}{S/N} \right)^{1/2} \quad (2.31)$$



Σχήμα 2.9 Οβάλ του Cassini για διάφορες τιμές του λόγου σήματος προς θόρυβο, [55, σελ. 4.6].

Στη διστατική διάταξη (σχήμα 1.6), οι εστίες των οβάλ αποτελούν τις θέσεις πομπού και δέκτη και βρίσκονται στις θέσεις $(-\frac{L_b}{2}, 0)$ και $(\frac{L_b}{2}, 0)$, αντίστοιχα, όπου L_b είναι η μεταξύ τους απόσταση (γραμμή βάσης), (σχήμα 2.9). Στο σχήμα 2.10 παρατηρούμε τρεις περιπτώσεις οβάλ του Cassini, [55, σελ. 4-6]:

- Στην πρώτη, (σχήμα 2.10-α), ο λόγος σήματος προς θόρυβο είναι τόσο μικρός ώστε η σταθερά b να είναι μεγαλύτερη από το μισό της γραμμής βάσης L_b , ($b > \frac{L_b}{2}$). Το οβάλ που δημιουργείται αποτελεί ένα ενιαίο περίγραμμα.
- Στη δεύτερη, (σχήμα 2.10-β), ο λόγος σήματος προς θόρυβο είναι τέτοιος ώστε η σταθερά b να είναι ίση με το μισό της γραμμής βάσης L_b , ($b = \frac{L_b}{2}$). Τότε το οβάλ του Cassini αποτελεί ένα περίγραμμα σχήματος “8”.
- Στην τρίτη, (σχήμα 2.10-γ), ο λόγος σήματος προς θόρυβο είναι μεγάλος, οπότε η σταθερά b να είναι μικρότερη του μισού της γραμμής βάσης L_b , ($b < \frac{L_b}{2}$). Τότε το ενιαίο περίγραμμα καταρρέει σε δύο μικρότερα οβάλ, συμμετρικά ως προς τον κεντρικό άξονα.



Σχήμα 2.10 Τρεις περιπτώσεις οβάλ του Cassini, [55, σελ. 4-6].

Η μορφή της εξίσωσης (2.30) του δισταθούς ραντάρ, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να προβλέψει την απόδοση διαφόρων ευκαιριακών πηγών. Αυτό γίνεται εφικτό μέσω των οβάλ του Cassini, όπως είδαμε παραπάνω, βάσει των παραμέτρων που

περιγράφουν τα επιμέρους διστατικά συστήματα ανάλογα με την ευκαιριακή πηγή που χρησιμοποιούν, [9, σελ. 157].

2.5 Παραδείγματα πρόβλεψης απόδοσης

Όλα τα παραπάνω δείχνουν πως πρέπει να δοθεί προσοχή στη χρήση της εξίσωσης του δισταθούς ραντάρ για την πρόβλεψη της απόδοσης παθητικών συστημάτων ραντάρ. Σε αυτό το τμήμα παρουσιάζονται τρία δισταθή συστήματα ευκαιριακών πηγών εκπομπής, προσπαθώντας να ελέγξουμε την πιθανή απόδοσή τους. Τα συστήματα που συμπεριλαμβάνονται ως παραδείγματα είναι το FM ράδιο, σταθμοί βάσης κινητής τηλεφωνίας και το ψηφιακό ράδιο και αναφέρονται από τους Griffiths και Baker, [9]. Σε κάθε περίπτωση θεωρείται μία ομοιοκατευθυντική κεραία λήψης, ένας στόχος με RCS 1m^2 , ισοδύναμο δείκτη θορύβου 25dB, απώλειες 5dB και χρόνος ολοκλήρωσης $T = 0.1\text{ s}$, [9, σελ. 157].

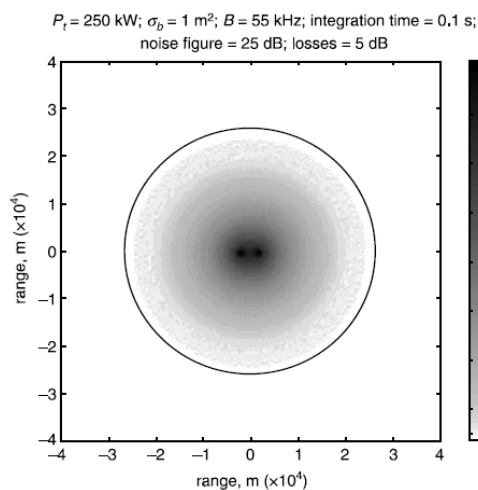
2.5.1 Ράδιο FM

Οι μεταδόσεις FM έχουν εγγενείς τις ελκυστικές ιδιότητες της πολύ ευρείας κάλυψης και της σχετικά υψηλής ισχύος των πομπών τους. Σε αυτό το παράδειγμα ο πομπός βρίσκεται στο Wrotham νοτιοανατολικά της Αγγλίας και ο δέκτης στο UCL. Η ισχύς του πομπού είναι 250kW και οι μεταδόσεις γίνονται σε εύρος 89.1-93.5MHz. Το σχήμα 2.11 δείχνει ένα διάγραμμα της εμβέλειας ανίχνευσης. Το περίγραμμα αναπαριστά ένα λόγο σήματος προς θόρυβο 15dB (και αυτή η τιμή του λόγου σήματος προς θόρυβο χρησιμοποιείται για όλα τα σχήματα αυτού του τύπου). Το εύρος ζώνης της διαμόρφωσης θεωρείται 55kHz, το οποίο είναι σημαντικά μικρότερο από το προβλεπόμενο για αυτές τις μεταδόσεις. Όπως φαίνεται στη βιβλιογραφία [10], το πραγματικό εύρος ζώνης της διαμόρφωσης είναι συνάρτηση του περιεχομένου του προγράμματος μετάδοσης και γι' αυτό είναι μεταβαλλόμενο με το χρόνο, οπότε τα 55kHz είναι μια τυπική τιμή. Ένας λόγος σήματος προς θόρυβο 15dB ή μεγαλύτερος διατηρείται μέχρι μια απόσταση 30km περίπου. Αυτή η απόδοση περιορίζεται από τον ενεργό δείκτη θορύβου του δέκτη και καλύτερη απόδοση θα μπορούσε να επιτευχθεί με καλύτερη καταστολή του απευθείας σήματος και του θορύβου. Ένας παράγοντας που πρέπει να λαμβάνεται υπόψη είναι η ισχύς των πομπών, η οποία μπορεί να είναι από 4W έως και 250kW, πράγμα το οποίο πρέπει να συνυπολογίζεται προσεκτικά στην πρόβλεψη της απόδοσης, [9, σελ. 157].

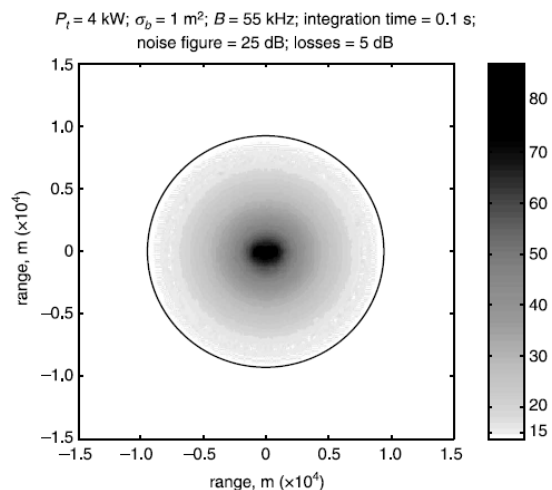
Το σχήμα 2.12 δείχνει πόσο μεταβάλλεται η απόσταση ανίχνευσης όταν γίνεται χρήση ενός δεύτερου πομπού. Σε αυτό το παράδειγμα γίνεται εκμετάλλευση ενός πομπού στο Crystal Palace, ο οποίος έχει ισχύ 4kW. Η εμβέλεια κάλυψης είναι αναλογικά μικρότερη καθώς η εκπεμπόμενη ισχύς είναι περίπου 18dB πιο κάτω και ο λόγος σήματος προς θόρυβο 15dB περιορίζεται σε μία απόσταση λίγο μεγαλύτερη των 10km, [9, σελ. 157].

Στο σχήμα 2.13 φαίνεται πως αλλάζει η κάλυψη όταν γίνεται εκμετάλλευση δύο πομπών ταυτόχρονα χρησιμοποιώντας μη-συμφασική ολοκλήρωση. Με αυτόν τον τρόπο η εμβέλεια ανίχνευσης εκτείνεται σε πάνω από 30km. Ωστόσο, μια

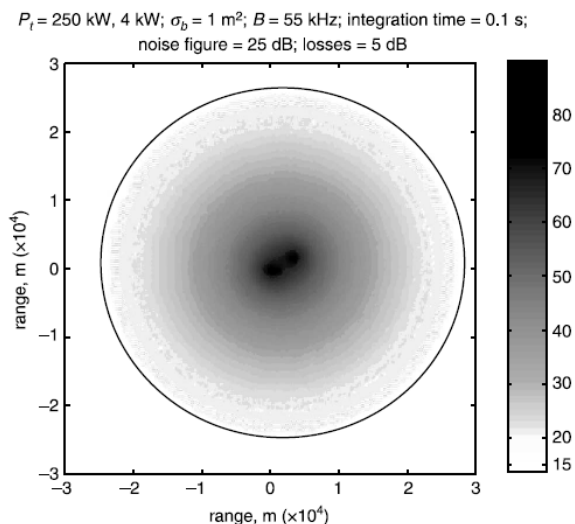
εναλλακτική λύση είναι να γίνει επεξεργασία των ανιχνεύσεων από τον κάθε πομπό ανεξάρτητα και ύστερα να συνδυάζονται. Ο συμφασικός συνδυασμός δεν είναι πιθανός καθώς οι εκπομπές θα είναι πιθανώς σε διαφορετικές συχνότητες και μη συγχρονισμένες. Συνολικά, η υψηλή ισχύς εκπομπών και η καλή κάλυψη καθιστούν τις μεταδόσεις FM ιδιαίτερα κατάλληλες για εναέρια ανίχνευση στόχων τόσο για εμπορικές όσο και για στρατιωτικές εφαρμογές. Ομοίως, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για θαλάσσια πλοήγηση σε παράκτια ύδατα αν και η ηχώ στατικών στόχων (clutter) θα μπορούσε να αποτελέσει σημαντικό πρόβλημα, [9, σελ. 157].



Σχ. 2.11 Εμβέλεια ανίχνευσης για έναν πομπό FM στο Wrotham νοτιοανατολικά της Αγγλίας με ένα δέκτη στο UCL. Το συμπαγές περίγραμμα παριστάνει λόγο σήματος προς θόρυβο 15dB, [9, σελ. 157].



Σχ. 2.12 Εμβέλεια ανίχνευσης για έναν πομπό FM στο Crystal Palace με ένα δέκτη στο UCL. Το συμπαγές περίγραμμα παριστάνει λόγο σήματος προς θόρυβο 15dB, [9, σελ. 157].



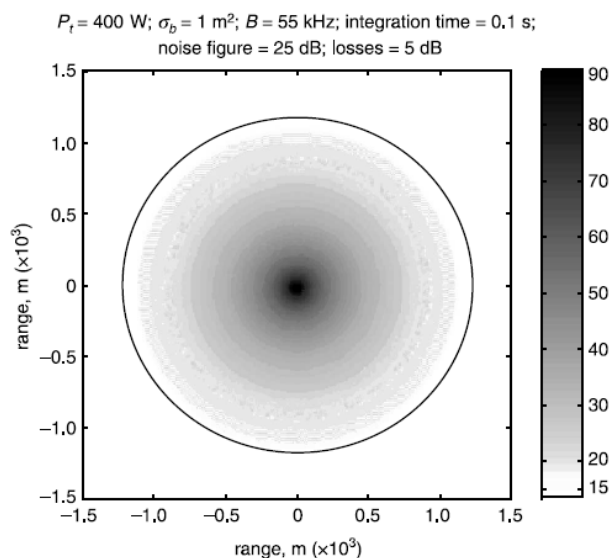
Σχ. 2.13 Εμβέλεια ανίχνευσης για δύο πομπούς FM στο Wrotham και στο Crystal Palace με ένα δέκτη στο UCL. Το συμπαγές περίγραμμα παριστάνει λόγο σήματος προς θόρυβο 15dB, [9, σελ. 158].

Πίνακας 2.2: Παράδειγμα χαρακτηριστικών ενός σταθμού βάσης που βρίσκεται στο βόρειο άκρο της Gower Street στο Λονδίνο, [9, σελ. 155].

Όνομα παρόχου	T-Mobile
Ύψος κεραίας	35.8 m
Συχνότητα	1800 MHz
Ισχύς πομπού	26 dBW
Τύπος μετάδοσης	GSM

2.5.2 Σταθμοί βάσης κινητής τηλεφωνίας

Το δεύτερο σύστημα κάνει χρήση πομπών από σταθμούς βάσης κινητής τηλεφωνίας με παραμέτρους που βρίσκονται στον πίνακα 2.2. Αυτός ο συγκεκριμένος πομπός που χρησιμοποιείται ως παράδειγμα έχει μια συχνότητα λειτουργίας 1800 MHz και βρίσκεται προς το βόρειο άκρο της Grower Street περίπου 200m από το κτήριο του UCL όπου βρίσκεται πάλι ο δέκτης. Οι άλλοι παράμετροι διατηρούνται σταθεροί όπως στην πρώτη περίπτωση. Ένα διάγραμμα εμβέλειας ανίχνευσης φαίνεται στο σχήμα 2.14, το οποίο δείχνει μια μέγιστη απόσταση περίπου 1.2km, ενώ θα μπορούσε να επιτευχθεί πιο καλή απόδοση με καλύτερη καταστολή θορύβου και απευθείας σημάτων και με κεραίες λήψης υψηλότερου κέρδους. Είναι σαφές πως η εμβέλεια είναι πολύ μικρότερη από το πρώτο παράδειγμα και γι' αυτό φαίνεται πως έχει λιγότερες εφαρμογές. Ωστόσο, δεδομένου ότι υπάρχει ένα εκτεταμένο και ποικίλο δίκτυο σταθμών βάσης, οι στόχοι μπορούν να ανιχνευτούν μέσω ενός τέτοιου δικτύου. Συνεπώς, η κάλυψη μπορεί να επεκταθεί σε όλη την περιοχή που καταλαμβάνει το δίκτυο αυτό. Αυτό επεκτείνει το εύρος της εφαρμογής περιλαμβάνοντας καταμέτρηση οχημάτων για τη διαχείριση της ροής της κυκλοφορίας και την απομακρυσμένη παρακολούθηση της κίνησης γύρω από κτήρια ως μηχανισμός ασφαλείας, πιθανότατα δρώντας ως προειδοποιητικό μέσο για ένα σύστημα κάμερας [9, σελ. 158].

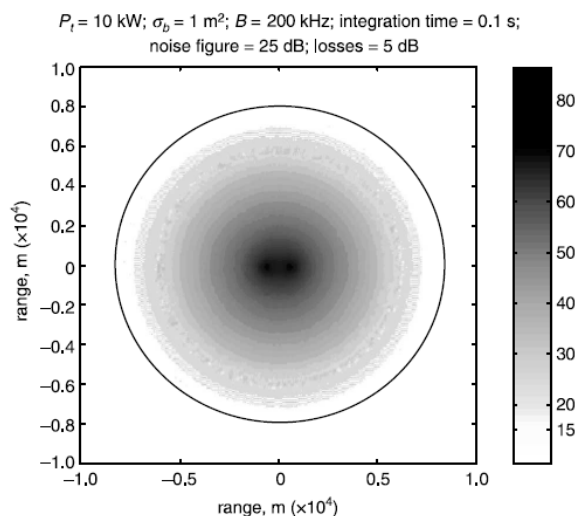


Σχ. 2.14 Εμβέλεια ανίχνευσης για ένα σταθμό βάσης κινητής τηλεφωνίας τοποθετημένο στο βόρειο άκρο της Grower Street με ένα δέκτη στο UCL. Το συμπαγές περίγραμμα παριστάνει λόγο σήματος προς θόρυβο 15dB, [9, σελ. 158].

2.5.3 Ψηφιακό ράδιο

Το τρίτο παράδειγμα κάνει χρήση μιας μετάδοσης ψηφιακού ήχου (DAB) από το Crystal Palace στο νότιο Λονδίνο. Η ισχύς αυτών των εκπομπών είναι 10 kW και οι συχνότητες λειτουργίας είναι 174-240 MHz. Το σχήμα 2.15 δείχνει την εμβέλεια ανίχνευσης. Όπως είναι αναμενόμενο για έναν πομπό υψηλής ισχύος αυτού του τύπου, η κάλυψη είναι σε μια απόσταση μέχρι και 9 km περίπου. Έτσι, παρόλη την υψηλότερη ισχύ εκπομπής από αυτή της FM μετάδοσης, η μέγιστη εμβέλεια ανίχνευσης είναι μικρότερη. Αυτό οφείλεται στην υψηλότερη συχνότητα αντισταθμίζοντας τη χαμηλότερη ισχύ εκπομπής. Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ξανά πως ισχύς εξόδου εκπομπών αυτού του τύπου ποικίλουν από 500W έως και 10kW, [9, σελ. 158].

Ένα από τα πλεονεκτήματα του PCL είναι ότι μπορεί να γίνει εκμετάλλευση πολλών διαφορετικών ευκαιριακών πομπών με μία μόνο θέση λήψης. Αυτό έχει το πλεονέκτημα ότι προσφέρει ποικιλία συχνοτήτων και χωρική ποικιλία και αυτό καθιστά το PCL σε μεγάλο βαθμό ισοδύναμο με ένα σύστημα ραντάρ που χρησιμοποιεί πολλαπλές θέσεις εκπομπής και μόνο ένα δέκτη (multi-site ή netted radar system). Υπάρχουν επίσης κι άλλες πτυχές της απόδοσης οι οποίες πρέπει να συμπεριληφθούν. Για παράδειγμα, οι εκπομπές FM έχουν χρησιμοποιηθεί για μετρήσεις στην ιονόσφαιρα, άρα μπορούμε να περιμένουμε ότι έχουν χρήσιμη κάλυψη ύψους. Αντίθετα οι σταθμοί βάσης κινητής τηλεφωνίας στοχεύουν σκόπιμα τις εκπομπές τους προς το έδαφος και μπορεί να μην έχουν τόσο καλή εναέρια κάλυψη σε μεγάλα ύψη. Ένας άλλος παράγοντας που πρέπει να λαμβάνεται υπόψη προσεκτικά είναι ο χρόνος ολοκλήρωσης. Σε αυτό το υποκεφάλαιο υποθέσαμε ένα χρόνο ολοκλήρωσης 0.1 δευτερόλεπτα και πως η ολοκλήρωση είναι 100% αποτελεσματική. Στην πράξη οι στόχοι θα αποσυσχετίζουν το σήμα εκπομπής και η ολοκλήρωση θα είναι λιγότερο αποδοτική. Μια λογική υπόθεση είναι η μείωση του λόγου σήματος προς θόρυβο κατά 3dB περίπου. Η εφαρμογή ενός φίλτρου ιχνηλασίας Doppler μπορεί να βελτιώσει το λόγο αυτό. Για την εκτίμηση της απόδοσης πρέπει να γίνεται προσεκτική η επιλογή των παραμέτρων που χρησιμοποιούνται. Εν τέλει, πρέπει να λαμβάνονται υπόψη παράγοντες σημαντικοί όπως οι απώλειες διάδοσης, το περιβάλλον και οι ιδιότητες του clutter, [9, σελ. 158].



Σχ. 2.15 Εμβέλεια ανίχνευσης για έναν εκπομπό DAB που βρίσκεται στο Crystal Palace και ενός δέκτη τοποθετημένου στο UCL. Το συμπαγές περίγραμμα παριστάνει λόγο σήματος προς θόρυβο 15dB, [9, σελ. 158].

2.6 Συμπεράσματα ανάλυσης ευαισθησίας

Σε αυτό το τμήμα η διστατική εξίσωση ραντάρ αναδιατυπώθηκε σε μια μορφή η οποία αναδεικνύει εύκολα τα χαρακτηριστικά σχεδιασμού ενός παθητικού διστατικού συστήματος ραντάρ (PBR – Passive Bistatic Radar). Τονίζεται η σημασία της διστατικής γεωμετρίας και η άμεση εξάρτηση στη φύση της εκπεμπόμενης κυματομορφής [9, σελ. 158]. Η όλη μελέτη αυτού του κεφαλαίου βασίστηκε σε δημοσιευμένα αποτελέσματα, κυρίως αυτά της ομάδας των Griffiths και Baker, [9,10]. Η μορφή και η φύση των ανακλάσεων του διστατικού στόχου και της ηχούς στατικών στόχων (clutter) δεν είναι επαρκώς γνωστές και απαιτούν περαιτέρω εκτεταμένη έρευνα. Δείχτηκε ότι ο θόρυβος και το περιβάλλον σημάτων μπορεί να είναι περιοριστικά για ένα δέκτη παθητικού διστατικού συστήματος ραντάρ και πως είναι απαραίτητη κατάλληλη καταστολή των απευθείας σημάτων και του θορύβου. Ακόμα και τότε, η εξίσωση ραντάρ θα πρέπει να κάνει χρήση μιας κατάλληλης τιμής δείκτη θορύβου ούτως ώστε να προβλέπει την απόδοση ανίχνευσης. Παρουσιάστηκε ένας εμπειρικός κανόνας έκφρασης ο οποίος υποδεικνύει τα υψηλά επίπεδα καταστολής του απευθείας σήματος που απαιτούνται για να εξασφαλιστεί η επίτευξη μέγιστων αποστάσεων ανίχνευσης.

Η πρόβλεψη εμβέλειας ανίχνευσης και κάλυψης για μια ποικιλία ευκαιριακών πηγών εκπομπής, δείχνει πως είναι εύκολα επιτεύξιμες, αποστάσεις ανίχνευσης πολλών δεκάδων χιλιομέτρων. Αυτές οι αποστάσεις όμως, εξαρτώνται και πάλι σε μεγάλο βαθμό από τις ιδιότητες των ευκαιριακών πηγών και από την ικανότητα να καταστέλλεται το απευθείας σήμα και ο θόρυβος στο δέκτη. Ωστόσο, είναι αναμενόμενο ότι συστήματα πλήρους κλίμακας θα έχουν απόδοση κοντά στα επίπεδα που παρουσιάστηκαν εδώ. Έτσι, τα παθητικά διστατικά συστήματα PBR μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να υποστηρίξουν ένα αρκετά ευρύ φάσμα εφαρμογών, με την προϋπόθεση ότι είναι σύμφωνα με τους περιορισμούς που παρουσιάζονται από τη διαθεσιμότητα των ευκαιριακών πηγών. Μπορούμε λοιπόν να συνεχίσουμε τη διερεύνηση εξετάζοντας τις μεθόδους επεξεργασίας για τα παθητικά συστήματα [9, σελ. 159].

Κεφάλαιο 3

Επεξεργασία συστήματος PBR

Σε αυτήν την ενότητα εξετάζονται τα κύρια συστατικά που συνθέτουν ένα παθητικό σύστημα ραντάρ (PBR –Passive Bistatic Radar). Αυτό γίνεται για τις τρεις κατηγορίες επεξεργασίας οι οποίες είναι η στενού εύρους, η ευρείας ζώνης και η επεξεργασία πολυστατικού συστήματος.

3.1 Επεξεργασία PBR στενής ζώνης

Οι τεχνικές επεξεργασίας στενής ζώνης παθητικού ραντάρ, προσεγγίζουν το πρόβλημα εντοπισμού του στόχου από μια ασυνήθιστη προοπτική. Αντί να προσπαθούν να μετρήσουν άμεσα την απόσταση και την κατεύθυνση του στόχου, όπως γίνεται και σε ένα συμβατικό ραντάρ, έχουν ως στόχο την εκτίμηση της θέσης του στόχου από αυτές τις παραμέτρους που μπορούν εύκολα να μετρηθούν, [2, σελ. 260].

Η επεξεργασία στενής ζώνης χρησιμοποιείται, για παράδειγμα, από ένα παθητικό διστατικό σύστημα (PBR) που εκμεταλλεύεται τις εκπομπές αναλογικής τηλεόρασης. Όπως αναφέραμε και στην παράγραφο 2.2 και φαίνεται στο σχήμα 2.6, η περίοδος σάρωσης της γραμμής είναι 64 μs από τα οποία τα 12 μs έχουν ίδια χαρακτηριστικά για κάθε γραμμή (παλμός συγχρονισμού). Επίσης, μια γραμμή τηλεοπτικής εικόνας έχει μεγάλη ομοιότητα με την προηγούμενή της. Για την εύρεση της απόστασης ενός στόχου, θα πρέπει να γίνει συσχέτιση του σήματος ηχούς με το σήμα αναφοράς, πράγμα που γίνεται εφικτό με τη συνάρτηση αβεβαιότητας όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Όμως, η ομοιότητα μεταξύ των γραμμών, κάνει τα σήματα ηχούς από ένα στόχο να συσχετίζονται με το σήμα αναφοράς, κατά τη διάρκεια του χρόνου επεξεργασίας (συσχέτισης), σε περισσότερα σημεία από αυτά που αντιστοιχούν στην αληθινή απόστασή του. Ο μεγάλος αριθμός επανάληψης των γραμμών, κάνει επίσης μεγάλο τον αριθμό των λανθασμένων συσχετίσεων (αβεβαιότητα) για την εύρεση της πληροφορίας της απόστασης του στόχου. Αυτή η αβεβαιότητα στη διστατική απόσταση, R , θα είναι ίση με:

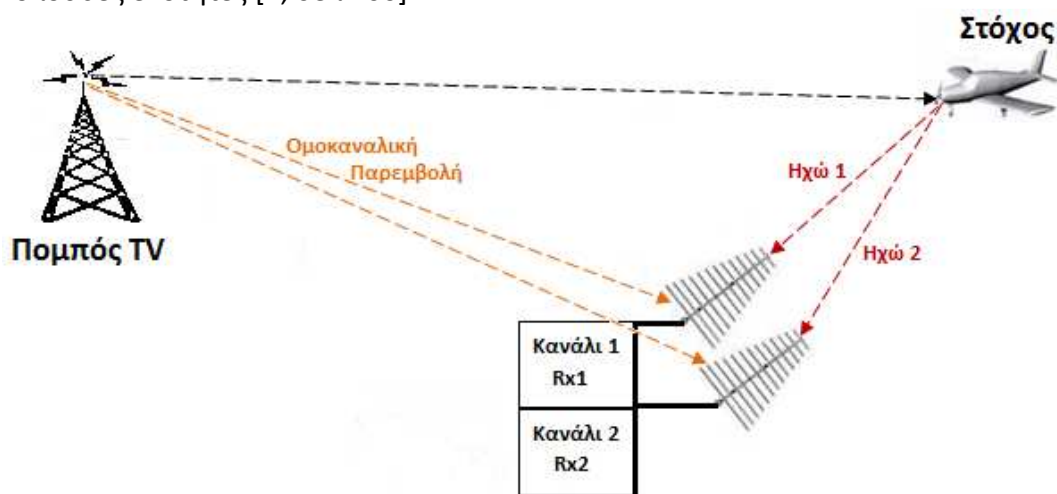
$$R = c \cdot t_l = 3 \cdot 10^8 \cdot 64 \cdot 10^{-6} = 19.2 \text{ km} \quad (3.1)$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός και t_l είναι η περίοδος επανάληψης της γραμμής. Συμπερασματικά, παρατηρούμε πως η αβεβαιότητα στην εύρεση της διστατικής απόστασης, μέσω συσχέτισης του σήματος ηχούς με το σήμα αναφοράς, είναι πολύ μεγάλη. Άρα η εκτίμηση της θέσης του στόχου θα πρέπει γίνει μέσω άλλων παραμέτρων, οι οποίες μπορούν να μετρηθούν πιο εύκολα όπως προαναφέρθηκε, πράγμα που γίνεται μέσω επεξεργασίας στενής ζώνης PBR.

Στην περίπτωση του PBR που βασίζεται στις εκπομπές αναλογικής τηλεόρασης, οι παράμετροι που μπορούν να μετρηθούν, είναι η μετατόπιση συχνότητας Doppler

του στόχου και, σε μικρότερο βαθμό, η κατεύθυνσή του (διεύθυνση άφιξης της ηχούς). Οι προσεγγίσεις που υιοθετούνται έχουν μεγάλη ομοιότητα με πολλές τεχνικές ΤΜΑ (target motion analysis) οι οποίες χρησιμοποιούνται σε παθητικά συστήματα σόναρ. Παρατηρώντας την πιο απλή διάταξη, που φαίνεται στο σχήμα 3.1 (με μία μόνο θέση λήψης και μια πηγή εκπομπής) είναι απαραίτητο να καταγράφονται στο ιστορικό και οι μετατοπίσεις Doppler αλλά και οι κατευθύνσεις ούτως ώστε να γίνεται εκτίμηση της θέσης του στόχου. Σε πολυστατικές διατάξεις, με πολλαπλούς πομπούς, είναι δυνατή η εκτίμηση της θέσης ενός στόχου από πολλαπλές μετρήσεις Doppler από κάθε πομπό, αν και η κατεύθυνση είναι ακόμα σημαντική στη διαδικασία συσχέτισης στόχων και επίσης βελτιώνει την εκτίμηση, [2, σελ. 260].

Στα πλαίσια του PBR, η ανωτέρω προσέγγιση εφαρμόζεται ευρύτερα σε μετρήσεις του διαμορφωμένου κατά πλάτος φέροντος εικόνας του σήματος τηλεόρασης, το οποίο περιέχει έως και 50% της εκπεμπόμενης ισχύος. Ωστόσο, είναι γενικά εφαρμόσιμη σε κάθε κυματομορφή που περιλαμβάνει μια ισχυρή συνιστώσα συνεχούς κύματος. Με το σύστημα τηλεόρασης SECAM, το φέρον ήχου είναι επίσης διαμορφωμένο κατά πλάτος, και έτσι είναι εφικτό να εφαρμόζονται αυτές οι τεχνικές στο φέρον ήχου (αλλά όχι με συστήματα PAL και NTSC, τα οποία κάνουν χρήση φέροντος ήχου διαμορφωμένο κατά FM). Η επεξεργασία PBR στενής ζώνης μπορεί να χωριστεί σε έξι κύρια στάδια και αυτά περιγράφονται στις ακόλουθες ενότητες [2, σελ 260].



Σχήμα 3.1 Τυπική διάταξη δισταθούς σε επεξεργασία PBR στενής ζώνης, κατά την οποία δε γίνεται λήψη σήματος αναφοράς (σήμα απευθείας από τον πομπό) σε ξεχωριστό κανάλι.

3.1.1 Καταστολή απευθείας σήματος

Ένα κοινό πρόβλημα σε όλα τα συστήματα PBR είναι ότι ο δέκτης του ραντάρ πρέπει να ανιχνεύει ηχώ στόχων, πολύ χαμηλής ισχύος, παρουσία ενός πολύ ισχυρού και συνεχώς εκπεμπόμενου σήματος απευθείας από τον πομπό. Σε αντίθεση με το συμβατικό σύστημα ραντάρ, ένα PBR δεν έχει την πολυτέλεια χρήσης μιας εκπομπής παλμών και συνεπώς μιας περιόδου παύσης εκπομπών κατά

την οποία μπορεί να κάνει λήψη της ηχούς στόχων. Μπορεί να δημιουργηθεί μια απλή έκφραση για το ποσό της καταστολής του απευθείας σήματος που απαιτείται, υπολογίζοντας το λόγο του σήματος ηχούς προς το απευθείας σήμα, [2, σελ. 261]. Όπως είδαμε και στα προηγούμενα κεφάλαια, η λαμβανόμενη από το δέκτη ισχύς ηχούς κάποιου στόχου δίνεται από τη διστατική εξίσωση:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma_b}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \quad (3.1)$$

όπου P_r είναι το σήμα ηχούς του στόχου, P_t είναι ισχύς του πομπού, G_t είναι το κέρδος της κεραίας του πομπού, λ είναι το μήκος κύματος του σήματος, σ_b είναι η διστατική ενεργός διατομή του στόχου (RCS), R_1 είναι η απόσταση πομπού-στόχου και R_2 είναι η απόσταση στόχου-δέκτη. Σε αυτήν την εξίσωση θεωρούμε αμελητέες τις πρόσθετες απώλειες διάδοσης οπότε δεν εισήχθησαν.

Παρατηρώντας το σχήμα 3.1 βλέπουμε ότι το σήμα αυτό φτάνει στις κεραίες παρακολούθησης υπό κάποια γωνία διαφορετική από την περιοχή επιτήρησης. Αυτό σημαίνει ότι προς αυτήν την κατεύθυνση οι κεραίες παρακολούθησης έχουν άλλη τιμή κέρδους. Συνεπώς, η ισχύς που λαμβάνεται στο δέκτη απευθείας από τον πομπό δίνεται από τη σχέση:

$$P_i = \frac{P_t G_t' G_r' \lambda^2}{(4\pi)^2 L_b^2} \quad (3.2)$$

όπου G_t' είναι το κέρδος της κεραίας εκπομπής προς το δέκτη, G_r' είναι το κέρδος της κεραίας λήψης προς τον πομπό και L_b είναι η απόσταση πομπού δέκτη (γραμμή βάσης). Η ισχύς του πομπού προς το δέκτη αποτελεί την ανεπιθύμητη παρεμβολή. Άρα, για να έχουμε εικόνα της παρεμβολής που πρέπει να κατασταλεί, εξάγουμε το λόγο σήματος ηχούς προς παρεμβολή από τον πομπό διαιρώντας την (3.1) με την (3.2):

$$SIR = \frac{P_r}{P_i} = \frac{\sigma_b L_b^2}{4\pi R_1^2 R_2^2} \frac{G_t G_r}{G_t' G_r'} \quad (3.3)$$

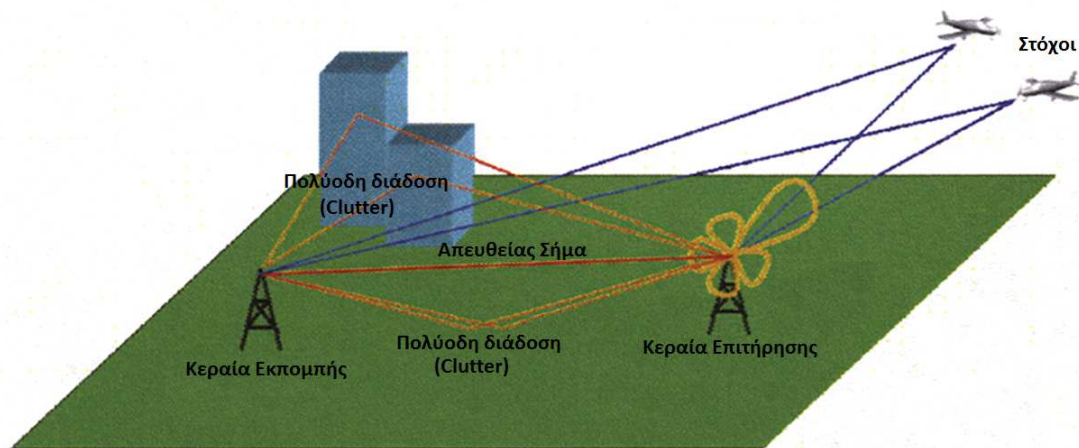
Θεωρώντας ότι τα κέρδη της κεραίας εκπομπής προς το στόχο και προς το δέκτη είναι ίδια, δηλαδή ότι $G_t = G_t'$, η (3.3) γίνεται:

$$SIR = \frac{P_r}{P_i} = \frac{G_r \sigma_b L_b^2}{G_r' 4\pi R_1^2 R_2^2} \quad (3.4)$$

Για να γίνει αντιληπτή η καταστολή που πρέπει να επιτευχθεί, ακολουθεί ένα παράδειγμα. Έστω ότι εκμεταλλευόμαστε έναν πομπό τηλεόρασης που βρίσκεται στη Θάσο και ένα δέκτης είναι τοποθετημένος σε απόσταση $L_b = 28.65 \text{ km}$ μακριά από αυτόν, στο Άβατο. Επίσης, έστω ένας στόχος με διστατική ενεργό διατομή $\sigma_b = 1 \text{ m}^2$ και αποστάσεις $R_1 = 50 \text{ km}$ και $R_2 = 41 \text{ km}$ από τον πομπό και το δέκτη αντίστοιχα. Αν ο πομπός βρίσκεται ακριβώς πίσω από μια κεραία παρακολούθησης η οποία έχει λόγο front-to-back $\frac{G_r}{G_r'} = 20 \text{ dB}$, τότε ο λόγος σήματος

ηχούς προς παρεμβολή, σύμφωνα με τη σχέση (3.4) θα είναι: $SIR = -88 \text{ dB}$. Έστω τώρα ότι ο ελάχιστος λόγος σήματος προς θόρυβο για την ανίχνευση του σήματος ηχούς είναι $(S/N)_{min} = 15 \text{ dB}$. Αυτό σημαίνει πως ο δέκτης πρέπει να είναι σχεδιασμένος ώστε να μπορεί να καταστείλει την παρεμβολή περίπου κατά $88 \text{ dB} + 15 \text{ dB} = 103 \text{ dB}$, έτσι ώστε να κατέβει στο επίπεδο του θερμικού θορύβου και το σήμα ηχούς να μπορεί να ανιχνευτεί ικανοποιητικά.

Από την εξίσωση (3.4) παρατηρούμε πως αν η εμβέλεια ανίχνευσης μειωθεί τότε ο λόγος σήματος προς παρεμβολή αυξάνεται, οπότε, η ισχύς παρεμβολής που πρέπει να κατασταλεί είναι μικρότερη. Επιπλέον, το σήμα διαρροής (παρεμβολής) θα είναι χρονικά μεταβαλλόμενο καθώς το εκπεμπόμενο από την πηγή σήμα υπόκειται σε πολλαπλές διαδρομές σκέδασης (σχήμα 3.2). Αυτή η συμπεριφορά απαιτεί διεξοδική και λεπτομερή κατανόηση για τη βελτιστοποίηση της απόδοσης ενός συγκεκριμένου σχεδιασμού, [2, σελ. 261].



Σχήμα 3.2 Παρεμβολή στο σήμα ηχούς από το απευθείας σήμα και από τις χρονικά καθυστερημένες εκδόσεις του λόγω πολύοδης διάδοσης, [11, σελ. 2].

Υπάρχουν διάφορες τεχνικές που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την καταστολή των παρεμβολών στο σήμα ηχούς. Αυτές περιλαμβάνουν, [2, σελ. 261]:

- (α) φυσική θωράκιση, (σχήμα 3.3)
- (β) προσαρμοστική καταστολή (adaptive cancellation) και
- (γ) επεξεργασία Doppler (Fourier).

Κάθε μία από αυτές τις τεχνικές παρέχει διαφορετικά χαρακτηριστικά καταστολής στο επίπεδο (θ, f) , δηλαδή στη γωνία άφιξης των σημάτων στις κεραιές παρακολούθησης και στη συχνότητα λήψης. Έτσι, η φυσική θωράκιση ή οι τεχνικές μορφοποίησης λοβού παρέχουν καταστολή ως συνάρτηση της γωνίας θ , αφού αυτές οι τεχνικές φροντίζουν χωρικά την “προστασία” των κεραιών επιτήρησης από τις ανεπιθύμητες παρεμβολές. Επίσης, η επεξεργασία Doppler ή το προσαρμοστικό φιλτράρισμα παρέχουν καταστολή ως συνάρτηση της συχνότητας f , φροντίζοντας να απορρίπτονται τα σήματα με ανεπιθύμητες συχνότητες. Επιπλέον, ο συνδυασμός υψηλών κερδών κεραιάς και η προσαρμοστική μορφοποίηση λοβού επιτρέπουν την εκμετάλλευση πολλαπλών ταυτόχρονων μεταδόσεων. Λεπτομερέστερα έχουμε, [2, σελ. 261]:

α) *Φυσική θωράκιση*, (σχήμα 3.3). Η απλούστερη προσέγγιση είναι η εκμετάλλευση απομακρυσμένων πομπών, έτσι ώστε το σήμα να μη λαμβάνεται απευθείας και κάθε διαρροή σήματος πομπού στα κανάλια λήψης να γίνεται μόνο λόγω μηχανισμών διάδοσης με απώλειες όπως η περίθλαση ή η τροποσφαιρική σκέδαση. Το μειονέκτημα αυτής της προσέγγισης είναι ότι ο πομπός και ο δέκτης μοιράζονται μόνο μια κοινή περιοχή κάλυψης σε μεγαλύτερα ύψη και συνεπώς είναι απίθανη η ανίχνευση αεροσκαφών που βρίσκονται σε χαμηλά ύψη, [2, σελ. 262].

Το Manastash Ridge radar αποτελεί ένα παράδειγμα χρήσης φυσικής θωράκισης (σχήμα 3.3). Αυτό το radar αναπτύχθηκε από το πανεπιστήμιο του Ουάσινγκτον για τη μελέτη ιονοσφαιρικών αναταράξεων στην Ε-περιοχή, χρησιμοποιώντας μεταδόσεις υπαρχόντων μεταδόσεων πομπών FM στα 88-108 MHz. Επίσης με αυτό το ραντάρ που ανέπτυξαν έχουν τη δυνατότητα ανίχνευσης αεροσκαφών, ιχνών μετεωριτών αλλά και άλλων φαινομένων. Σε αυτήν την περίπτωση η καταστολή επιτυγχάνεται τοποθετώντας το δέκτη στην άλλη πλευρά ενός μεγάλου βουνού το οποίο είναι ο διαχωριστής του δέκτη με τον πομπό. Σε άλλες περιπτώσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν κάποιες πιο απλές μέθοδοι όπως η κατάλληλη ανάπτυξη υλικού απορρόφησης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων (RAM –Radar Absorbing Material) (σχήμα 3.4), [2, σελ. 262]. Τα RAM απορροφούν μέρος της προσπίπτουσας ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας (RF) και τη μετατρέπουν σε θερμότητα.

β) *Προσαρμοστική καταστολή*. Μια πιο πολύπλοκη προσέγγιση είναι η χρήση ενός κοντινότερου πομπού (και συνεπώς εκμεταλλευόμενοι το πλεονέκτημα της κάλυψης χαμηλών υψών). Εδώ απαιτείται η χρησιμοποίηση δύο καναλιών τουλάχιστον στο σύστημα λήψης, ένα για τη λήψη της ηχούς των στόχων και ένα για την άμεση λήψη του σήματος του πομπού. Υποθέτοντας ότι το κανάλι ηχούς και οι κεραίες αναφοράς στρέφονται σε διαφορετικές διευθύνσεις (ιδανικά με τον πομπό να βρίσκεται σε μηδενικό διάγραμμα ακτινοβολίας στην κεραία λήψης της ηχούς), είναι εφικτή η χρήση ενός απλού αναλογικού καταστολέα για την εξάλειψη μιας καθυστερημένης και κλιμακούμενης έκδοσης του σήματος αναφοράς από το σήμα ηχούς. Έτσι, εξαλείφεται ένα ποσοστό του άμεσου σήματος του πομπού από το κανάλι ηχούς. Αν και αυτό μπορεί να γίνει πιο κομψά με προσαρμοστικές ψηφιακές τεχνικές επεξεργασίας σήματος, θα πρέπει ιδανικά να γίνεται πριν τη δειγματοληψία, για την ελαχιστοποίηση των απαιτήσεων δυναμικού εύρους στον ψηφιακό δέκτη, [2, σελ. 262].

Στο σχήμα 3.5 βλέπουμε μια διάταξη ενός αναλογικού καταστολέα που εξετάστηκε και αναλύθηκε στην [36] για δισταθή ραντάρ που βασίζονται σε εκπομπές FM. Αυτός λειτουργεί πριν την εφαρμογή δειγματοληψίας στα κανάλια αναφοράς και παρακολούθησης. Ο στόχος του είναι να καταστείλει την παρεμβολή του απευθείας από την πηγή σήματος στα κανάλια παρακολούθησης, εκτιμώντας την τάση της μέσω του σήματος αναφοράς. Αποτελείται από τρεις διευκρινιστές πλάτους (Amplitude Discriminators), δύο διαφορικούς ενισχυτές, έναν εξασθενητή ελεγχόμενο από τάση (VCA –Voltage Control Attenuator) και από έναν μετατοπιστή φάσης ελεγχόμενο από τάση (VCPS –Voltage Control Phase Shifter).

Στο σχήμα 3.6 φαίνεται η τοποθέτηση μηδενικού διαγράμματος ακτινοβολίας (null) της κεραίας λήψης προς τα ισχυρά σήματα πομπών. Η συγκεκριμένη μέθοδος χρησιμοποιεί μια κυκλική συστοιχία κεραιών (8 στοιχείων) της οποίας η μορφή του

διαγράμματος ακτινοβολίας ελέγχεται διαμορφώνοντας κατάλληλα το πλάτος και τη φάση του λαμβανόμενου σήματος σε κάθε στοιχείο της συστοιχίας, [42, σελ. 1143].

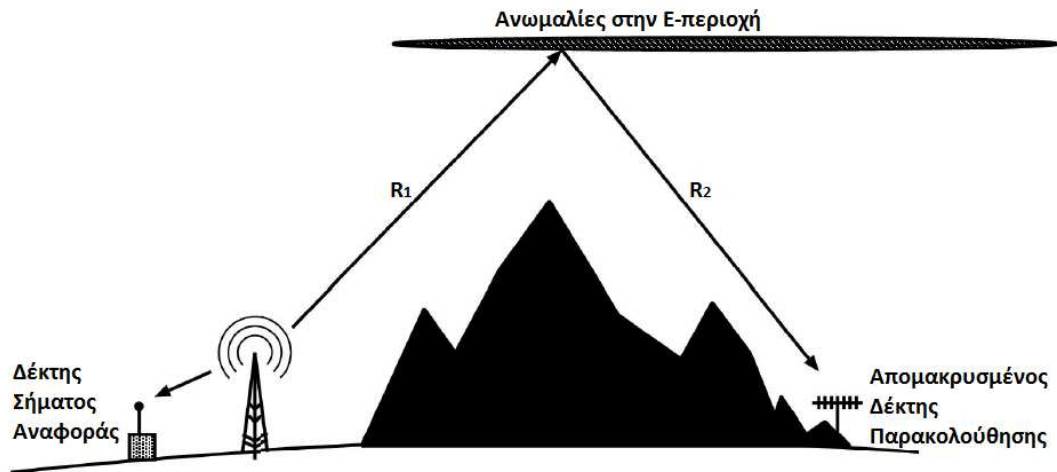
γ) *Επεξεργασία Doppler (Fourier)*. Η επεξεργασία Doppler γίνεται για την εύρεση της ταχύτητας του στόχου. Ένα παράδειγμα για να γίνει κατανοητή η επεξεργασία Doppler στην περίπτωση του PBR στενής ζώνης, είναι η περίπτωση εκμετάλλευσης ενός πομπού αναλογικής τηλεόρασης. Στην περίπτωση της αναλογικής τηλεόρασης, το φέρον μιας εκπομπής έχει σταθερή και γνωστή συχνότητα. Αυτό το γεγονός δίνει το πλεονέκτημα ότι δε χρειάζεται συγχρονισμός με το απευθείας από την πηγή σήμα. Αυτός ο συγχρονισμός θα μπορούσε να γίνει με ένα σύστημα λήψης το οποίο θα συνέλλεγε το σήμα αναφοράς με μια κεραία στραμμένη προς την πηγή. Συνεπώς, χωρίς τη διαδικασία συγχρονισμού, η μετατόπιση συχνότητας Doppler μπορεί να γίνει γνωστή λαμβάνοντας ένα δείγμα σήματος (π.χ. 2 δευτερολέπτων) από την περιοχή παρακολούθησης και εφαρμόζοντας γρήγορο μετασχηματισμό Fourier σε αυτό (FFT –Fast Fourier Transform). Έτσι, συγκρίνοντας τη συχνότητα στο λαμβανόμενο δείγμα ηχούς από το στόχο, με την αναμενόμενη συχνότητα του εκπεμπόμενου σήματος (δεδομένου ότι αυτό έχει σταθερή συχνότητα), μπορούμε να βρούμε τη διστατική μετατόπιση στη συχνότητα Doppler. Μια τέτοια επεξεργασία απαιτεί απλά ένα σταθερό στη συχνότητα φέρον, πράγμα που είναι εφικτό και από άλλες μεταδόσεις εκτός των τηλεοπτικών. Τέτοιες είναι, μεταδόσεις ευκαιριακών πηγών AM (Amplitude Modulation), PM (Phase Modulation) στενής ζώνης και FM (Frequency Modulation) στενής ζώνης, [37, σελ. 166].

Για την ανίχνευση ιπτάμενων στόχων και για τη μέτρηση της μετατόπισης Doppler της ηχούς τους, η προσέγγιση PBR στενής ζώνης κάνει χρήση ενός συστήματος λήψης στενής ζώνης. Αυτό πραγματοποιεί κάτω-μετατόπιση του σήματος (down-conversion) από τη ραδιοκυματική συχνότητα στη βασική ζώνη σε ένα στενό εύρος ζώνης γύρω από το φέρον CW, συγκρίσιμο με το αναμενόμενο εύρος των μετατοπίσεων Doppler των στόχων που μας ενδιαφέρουν. Αυτό είναι τυπικά της τάξης μερικών kHz, π.χ. 16 kHz για πολιτικά αεροσκάφη κάνοντας χρήση ενός ευκαιριακού πομπού UHF. Ύστερα, αυτό το σήμα δειγματοληπτείται και ψηφιοποιείται έτσι ώστε να επιτρέπεται ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Έτσι, η ανίχνευση στόχου και η μέτρηση Doppler επιτυγχάνεται εφαρμόζοντας γρήγορο μετασχηματισμό Fourier (FFT) στις χρονικές ακολουθίες των δεδομένων που έχουν υποστεί δειγματοληψία, [2, σελ. 262].

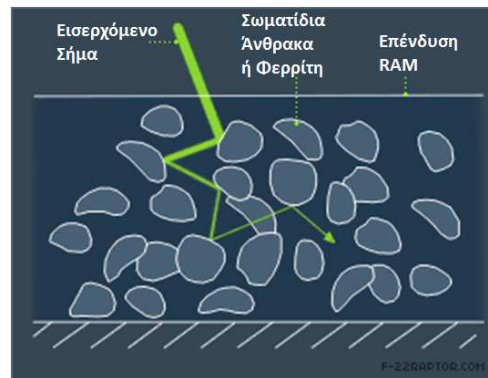
Αν γίνεται εκμετάλλευση του φέροντος εικόνας του σήματος τηλεόρασης (σχήμα 3.6), τότε το σήμα μετά από την επεξεργασία FFT δε θα δείχνει μόνο τη μετατοπισμένη κατά Doppler ηχώ του φέροντος αλλά και πολλές περιοδικές δομές που απέχουν μεταξύ τους απόσταση ίση με τα πολλαπλάσια του ρυθμού του frame της τηλεόρασης (50 Hz στην Ευρώπη και 60 Hz στη Βόρεια Αμερική). Αυτές μπορούν να βελτιωθούν σε μεγάλο βαθμό από την επεξεργασία καταστολής που γίνεται πριν την εφαρμογή του FFT. Έτσι, κάθε εναπομείνασα δομή μπορεί μετά να αντιμετωπιστεί από τον αλγόριθμο ανίχνευσης. Η φασματική ανάλυση επαναλαμβάνεται επ' αόριστον σε διαδοχικά μπλοκ δεδομένων, έχοντας ως αποτέλεσμα μια χρονική ακολουθία μετατοπίσεων Doppler για κάθε στόχο, [2, σελ. 263].

Παρακάτω όπου αναφερόμαστε για κελιά Doppler (Doppler cells) εννοούμε τις αναμενόμενες μετατοπίσεις του σήματος ηχούς στη συχνότητα λόγω φαινομένου

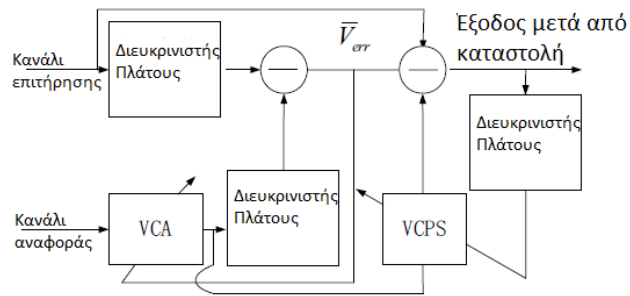
Doppler. Αυτές οι αναμενόμενες μετατοπίσεις εξαρτώνται από τη διακριτικότητα του διστατικού συστήματος. Με τη σειρά της η διακριτικότητα στη συχνότητα Doppler είναι η ελάχιστη μονάδα μετατόπισης στη συχνότητα που μπορεί να ανιχνεύσει το σύστημα. Όταν δύο στόχοι κινούνται με διαφορετικές ταχύτητες προκαλούν και διαφορετικές μετατοπίσεις Doppler στην ηχώ τους που λαμβάνεται από το σύστημα ραντάρ. Όταν η διαφορά μεταξύ των δύο μετατοπίσεων στη συχνότητα της ηχούς των στόχων είναι μικρότερη από τη διακριτικότητα του συστήματος τότε το σύστημα ραντάρ δεν μπορεί να διακρίνει την ύπαρξη δύο στόχων, αλλά ενός.



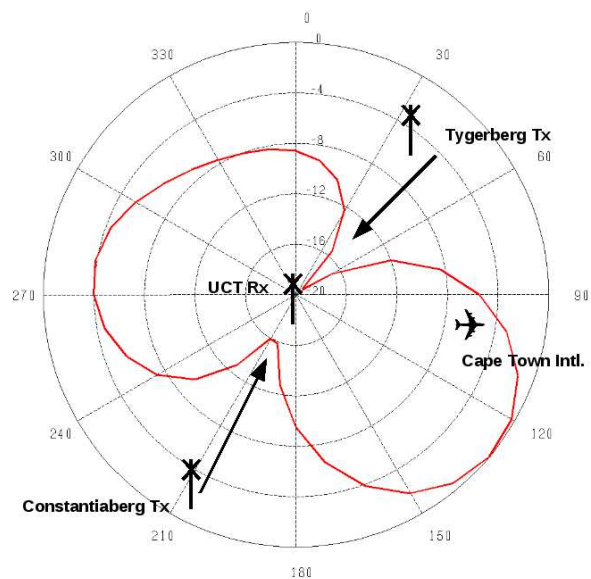
Σχήμα 3.3 Παράδειγμα φυσικής θωράκισης. Το μέσο θωράκισης από παρεμβολή είναι ένα βουνό, [41, σελ. 120].



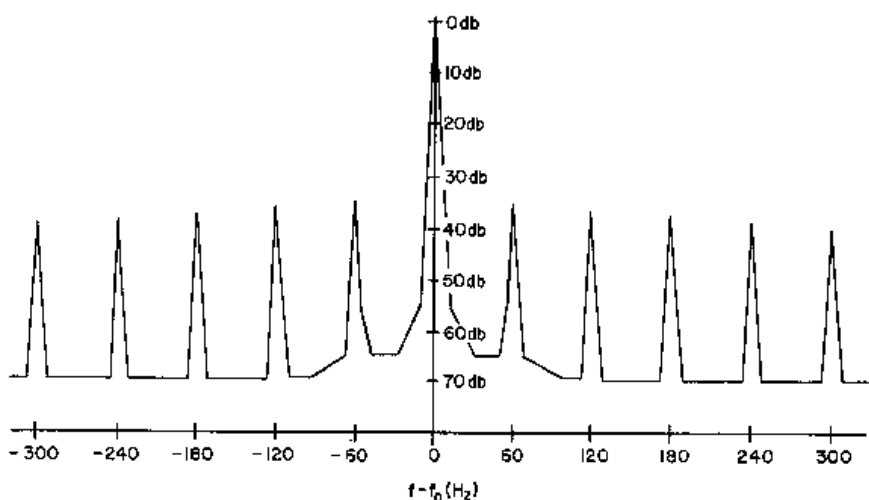
Σχήμα 3.4 Δομή Radar Absorbing Material (RAM).



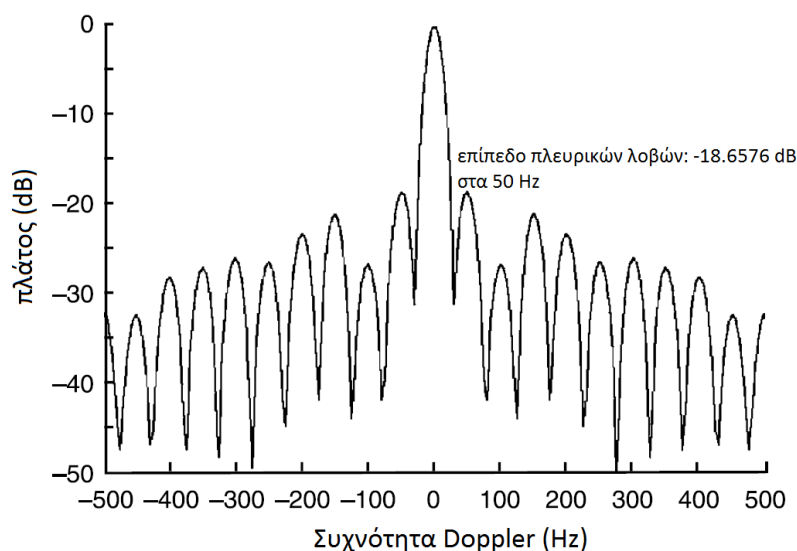
Σχήμα 3.5 Δομή αναλογικού καταστολέα του σήματος παρεμβολής απευθείας από την πηγή στα κανάλια παρακολούθησης, [36, σελ. 2].



Σχήμα 3.6 Τοποθέτηση μηδενικού διαγράμματος ακτινοβολίας (null) της κεραίας λήψης προς τα ισχυρά σήματα πομπών. Η συγκεκριμένη μέθοδος χρησιμοποιεί μια κυκλική συστοιχία κεραίων (8 στοιχείων) της οποίας η μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας ελέγχεται διαμορφώνοντας κατάλληλα το πλάτος και τη φάση του λαμβανόμενου σήματος σε κάθε στοιχείο της συστοιχίας, [42, σελ. 1143].



Σχήμα 3.7 Τυπικό φάσμα τηλεόρασης κοντά στο φέρον, στις ΗΠΑ. Παρατηρούμε πολλές αρμονικές οι οποίες επαναλαμβάνονται ανά 60 Hz.



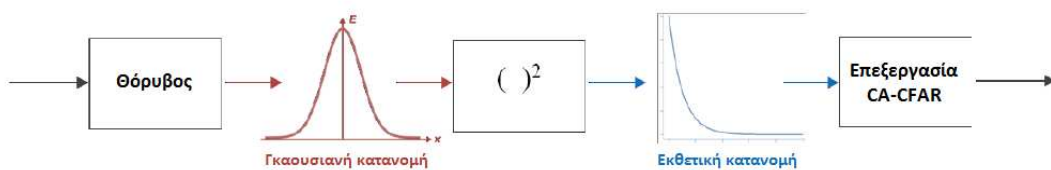
Σχήμα 3.8 Διακριτικότητα Doppler μέσω της συνάρτησης αβεβαιότητας κατά την οποία συσχετίζεται το απευθείας σήμα με τον εαυτό του (self-ambiguity), για τηλεοπτικό σήμα στα UHF, [2, σελ. 281]. Παρατηρούμε την εμφάνιση πλευρικών λοβών ανά 50 Hz που είναι και ο ρυθμός επανάληψης πλαισίου (frame rate).

3.1.2 Ανίχνευση Στόχου

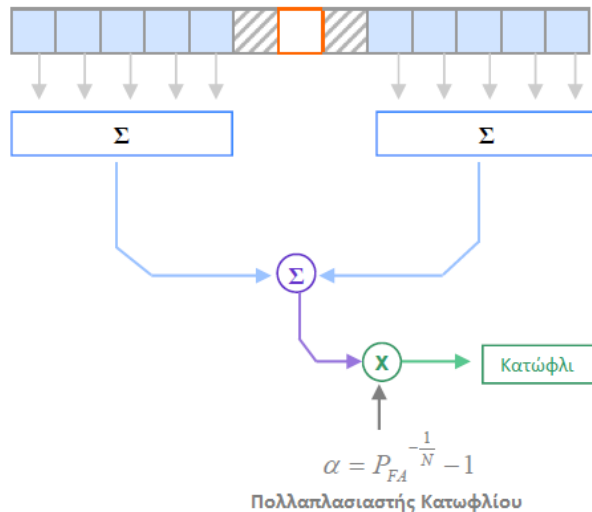
Έχοντας επιτυχώς αφαιρέσει το απευθείας σήμα από το έμμεσο κανάλι, το σύστημα PBR τότε βρίσκεται αντιμέτωπο με το πρόβλημα της ανίχνευσης του στόχου. Τυπικά εφαρμόζεται ένας μετασχηματισμός Fourier σε ένα μπλοκ δεδομένων διάρκειας 1 δευτερολέπτου. Μετά είναι απαραίτητο να προσδιοριστούν ποιες από τις φασματικές γραμμές είναι ηχώ στόχων μετατοπισμένη κατά Doppler σε ένα υπόβαθρο ηχούς στατικών στόχων (clutter) και παρεμβολών. Αν ο πομπός που εκμεταλλευόμαστε εκπέμπει ένα καθαρό συνεχές σήμα (CW) τότε η

επεξεργασία είναι πολύ απλή, καθώς οποιαδήποτε μετατοπισμένη στη συχνότητα συνιστώσα αποτελεί πιθανό στόχο. Αυτό ισχύει στην περίπτωση απλών διαμορφωμένων κατά πλάτος φέροντων ήχου. Σε μια τέτοια περίπτωση, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας πολύ απλός αλγόριθμος σταθερού λανθασμένου συναγερμού CA-CFAR (cell-averaging constant false alarm rate) για την ανίχνευση των επιστρεφόμενων σημάτων από τους στόχους. Αυτό είναι μαθηματικά βέλτιστο κατά την ανίχνευση στόχων σε ένα υπόβαθρο λευκού γκαουσιανού θορύβου, το οποίο είναι μια καλή προσέγγιση στις περισσότερες περιπτώσεις, [2, σελ. 262].

Στον αλγόριθμο CFAR η πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού, P_{fa} , είναι η πιθανότητα να αναγνωρισθεί κάποια αιχμή θορύβου, κατά την επεξεργασία Fourier, ως στόχος. Ο θόρυβος έχει πλάτη που ποικίλουν ανάλογα με την κατανομή που ακολουθεί. Έτσι, θα υπάρχει πάντα μια πεπερασμένη πιθανότητα ο τυχαίος θόρυβος να υπερβαίνει αυτό κατώφλι, όσο ψηλά και να τεθεί αυτό. Είναι εύκολα αντιληπτό λοιπόν πως ο καθορισμός ενός τέτοιου σταθερού κατωφλίου, που να απορρίπτει όλους αυτούς τους λανθασμένους συναγερμούς, είναι αδύνατος. Ο θόρυβος ακολουθεί γκαουσιανή κατανομή που σημαίνει ότι έχει μηδενική μέση τιμή. Για τη λειτουργία του αλγορίθμου πρέπει το σήμα να υψωθεί στο τετράγωνο αφού γίνει μετασχηματισμός Fourier. Με αυτόν τον τρόπο η γκαουσιανή κατανομή του θορύβου γίνεται εκθετική κατανομή που δεν έχει μέση τιμή μηδέν (σχήμα 3.9). Συνεπώς, ο αλγόριθμος CA-CFAR κάνει εκτίμηση του μέσου θορύβου (που ακολουθεί μια εκθετική κατανομή) στα γειτονικά κελιά Doppler ενός υπό εξέταση κελιού. Τα γειτονικά κελιά ονομάζονται κελιά αναφοράς και ο αριθμός τους είναι ίδιος και από τις δύο πλευρές του υπό εξέταση κελιού. Επίσης, τα άμεσα γειτονικά κελιά (συνήθως ένα από την κάθε πλευρά του υπό εξέταση κελιού) χρησιμεύουν ως κελιά φρούρησης και δεν υπολογίζεται η μέση τιμή τους. Στη συνέχεια, ο αλγόριθμος πολλαπλασιάζει το μέσο θόρυβο που εκτιμήθηκε με έναν συντελεστή (σχήμα 3.10), για τον καθορισμό του κατωφλίου αρκετά ψηλά ώστε να περιορίσει το ρυθμό εμφάνισης λανθασμένων συναγερμών σε ένα μικρό ανεκτό επίπεδο [3, σελ. 15].



Σχήμα 3.9 Διαδικασία πριν την εφαρμογή επεξεργασίας σταθερού λανθασμένου συναγερμού (CA-CFAR), [3, σελ. 11].



Σχήμα 3.10 Επεξεργασία CA-CFAR. Αρχικά, στο παράθυρο CFAR υπολογίζεται η μέση τιμή των γειτονικών κελιών και στη συνέχεια αυτή η τιμή πολλαπλασιάζεται με το συντελεστή α που εξαρτάται από την πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού P_{fa} και από τον αριθμό των κελιών αναφοράς, N , [3, σελ. 17].

Ωστόσο, για τα περισσότερα περιοδικά σήματα, το πρόβλημα είναι ελαφρά πιο περίπλοκο. Για σήματα όπως το φέρον εικόνας της τηλεόρασης, υπάρχουν συνήθως πολλές μετατοπισμένες στη συχνότητα δομές μέσα στο φάσμα, οι οποίες σχετίζονται στην περιοδικότητα του σήματος και όχι στις επιστροφές που έρχονται από το στόχο. Ευτυχώς αυτές τείνουν να γίνονται σε σταθερή συχνότητα με το πέρασμα του χρόνου και συνεπώς μπορούν να αφαιρεθούν με την τροποποίηση του αλγορίθμου CA-CFAR για τον καθορισμό του κατωφλίου ανίχνευσης στο επίπεδο που είναι το σήμα το μέσο χρόνο σε κάθε κελί Doppler. Με αυτόν τον τρόπο, οι περιοδικές δομές που απασχολούν συνεχώς ένα συγκεκριμένο κελί Doppler θα προκαλέσουν την αύξηση του κατωφλίου και συνεπώς δε θα ανιχνευτούν από τον αλγόριθμο. Αυτό φυσικά, έχει ως αποτέλεσμα κάποια απώλεια ευαισθησίας σε αυτές τις συχνότητες Doppler και έτσι είναι προτιμότερο να χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με μια προσέγγιση καταστολής του απευθείας σήματος [2, σελ. 263].

3.1.3 Εκτίμηση Διεύθυνσης –Γωνίας Άφιξης Σήματος

Οι μετρήσεις διεύθυνσης είναι ουσιαστικής σημασίας όταν εκτιμάται η θέση ενός στόχου χρησιμοποιώντας μια απλή διστατική διάταξη και είναι ιδιαίτερα βοηθητικές στην επίλυση του προβλήματος της συσχέτισης στόχων όταν γίνεται εκμετάλλευση πολλαπλών πομπών. Δυστυχώς, στις ζώνες συχνοτήτων VHF και UHF τις οποίες χρησιμοποιούν τα περισσότερα συστήματα PBR στενής ζώνης, η ακριβής εκτίμηση της διεύθυνσης του στόχου είναι δύσκολη. Πρώτον, για λόγους κόστους, τα περισσότερα συστήματα PBR τείνουν να χρησιμοποιούν σχετικά απλά συστήματα κεραιάς –συντά δεν είναι παρά ένα ζεύγος Yagi ή λογαριθμικών περιοδικών κεραιών (log-periodic) οι οποίες απέχουν μεταξύ τους μισό μήκος κύματος. Δεύτερον, σε αυτές τις συχνότητες οι πολύοδες ανακλάσεις από κτήρια και άλλα αντικείμενα στο περιβάλλον μπορούν να προκαλέσουν σημαντικές

αποκλίσεις στις μετρήσεις διεύθυνσης της γωνίας άφιξης του σήματος. Ως αποτέλεσμα, τα περισσότερα συστήματα PBR στενής ζώνης πρέπει να αντιμετωπίσουν αποκλίνουσες και θορυβώδεις μετρήσεις για την εύρεση της διεύθυνσης του στόχου. Ο απλούστερος (και φτηνότερος) τρόπος για την εκτίμηση της διεύθυνσης, είναι η χρήση ενός συστήματος λήψης με δύο κανάλια, με δύο κεραίες διαχωρισμένες μεταξύ τους κατά μισό μήκος κύματος. Με τη χρήση ιντερφερομέτρου μπορεί να γίνει ο υπολογισμός της διεύθυνσης άφιξης της ηχούς από τη διαφορά φάσης των επιστροφών στα δύο κανάλια (σχήμα 3.11), [2, σελ. 263]. Η διαφορά του χρόνου άφιξης της ηχούς στα δύο κανάλια εκφράζεται ως διαφορά φάσης, [14, σελ. 5-8.8]:

$$\Delta\varphi = \omega\Delta\tau = 2\pi a(f/c) = 2\pi(d \sin\theta)/\lambda, \quad (3.5)$$

όπου θ είναι η γωνία άφιξης
 d είναι η απόσταση των κεραιών και
 λ είναι το μήκος κύματος.

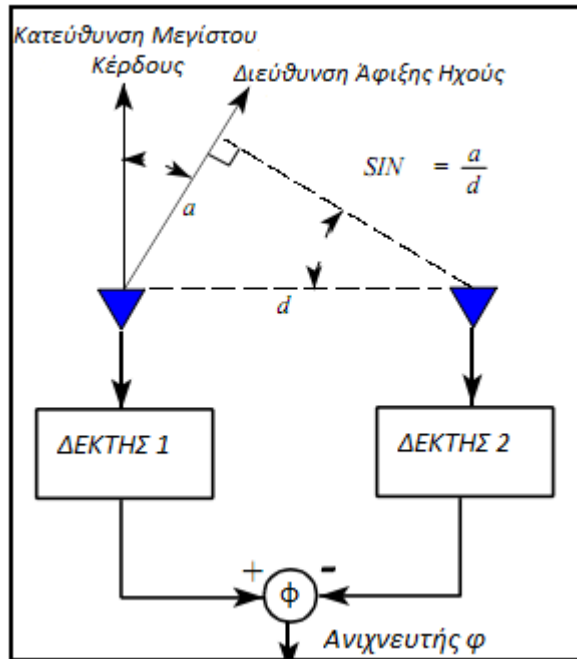
Έτσι, λύνοντας ως προς τη γωνία άφιξης έχουμε:

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda \Delta\varphi}{2\pi d}\right) \quad (3.6)$$

Θεωρείται ότι $-\sin^{-1}[\lambda/(2d)] < \theta < \sin^{-1}[\lambda/(2d)]$ για την αποφυγή αβεβαιοτήτων διεύθυνσης. Η διαφορά φάσης, $\Delta\varphi$, μπορεί να υπολογίζεται άμεσα από το όρισμα φάσης που παράγεται από τους μιγαδικούς αριθμούς που προκύπτουν από την επεξεργασία FFT στο κάθε κανάλι, [2, σελ. 264].

Αν χρησιμοποιούνται απλά δίπολα ως κεραίες τότε η παραπάνω έκφραση είναι συνήθως επαρκής. Ωστόσο, πολλές υλοποιήσεις χρησιμοποιούν κατευθυντικές κεραίες όπως οι Yagi ή οι λογαριθμικές-περιοδικές, ώστε να επωφεληθούν από το κέρδος που παρέχουν οι συγκεκριμένες κεραίες. Τέτοιες κεραίες είναι περισσότερο ευπαθείς λόγω θεμάτων αμοιβαίας σύζευξης, ιδιαίτερα για σήματα που φτάνουν εκτός της περιοχής παρακολούθησης, πράγμα που προκαλεί σημαντικές διαφορές στη σχέση ανάμεσα στη διαφορά φάσης και στη γωνία σε σχέση με την παραπάνω έκφραση. Σε αυτές τις περιπτώσεις είναι περισσότερο ακριβές να δημιουργείται ένας πίνακας αναφοράς (look-up table) με αριθμητική ηλεκτρομαγνητική μοντέλοποίηση ή ακριβή βαθμονόμηση, [2, σελ. 264].

Πιο εξελιγμένα συστήματα PBR χρησιμοποιούν πολλαπλές κεραίες για να παρέχουν μία σειρά επικαλυπτόμενων δεσμών. Τότε μπορούν να χρησιμοποιηθούν τυπικές μονοπαλικές τεχνικές πλάτους για την εκτίμηση της διεύθυνσης του στόχου. Μια τέτοια προσέγγιση προσφέρει πλεονεκτήματα όπως το κέρδος της κεραίας, καλή κάλυψη τομέα και μετρήσεις διεύθυνσης –αλλά με κόστος την αύξηση του αριθμού των δεκτών και του φορτίου επεξεργασίας, [2, σελ. 264].



Σχήμα 3.11 Εύρεση της γωνίας άφιξης της ηχούς με συμβολομετρία φάσης, [14, σελ. 5-8.8].

3.1.4 Συσχέτιση Στόχων

Η επεξεργασία συσχέτισης στόχων είναι απαραίτητη για τη σύνδεση μεμονωμένων ανιχνεύσεων από κάθε FFT και CFAR με κάθε αεροσκάφος. Η επεξεργασία είναι ανάλογη με το τυπικό πρόβλημα εντοπισμού στόχου στα συμβατικά ραντάρ, και στην οποία συνδυάζονται στο χρόνο τα επιμέρους διαγράμματα στόχων από κάθε σκανάρισμα, ούτως ώστε να σχηματιστούν οι τροχιές κάθε στόχου. Ωστόσο, ενώ ένας συμβατικός ανιχνευτής ραντάρ μπορεί να δέχεται μετρήσεις απόστασης και διεύθυνσης και να έχει ως έξοδο τροχιές στόχων σε καρτεσιανές συντεταγμένες. Στα συστήματα PBR στενού εύρους ζώνης ο ανιχνευτής δέχεται διαγράμματα σε Doppler και διεύθυνση και έχει ως έξοδο τροχιές, πάλι σε Doppler και διεύθυνση. Η μετατροπή αυτών σε τροχιές στόχων σε καρτεσιανές συντεταγμένες συνήθως γίνεται σε μια δεύτερη, ξεχωριστή φάση λόγω των δυσκολιών της αρχικοποίησης του ίχνους μόνο με μετρήσεις Doppler και διεύθυνσης [2, σελ. 264].

Η συσχέτιση στόχων σε διεύθυνση και συχνότητα Doppler μπορεί να τεθεί ως ένα κλασικό πρόβλημα εντοπισμού, όπου οι μετρήσεις είναι η συχνότητα Doppler και η διεύθυνση και η κατάσταση του στόχου περιλαμβάνει τη συχνότητα Doppler, το ρυθμό μεταβολής συχνότητας Doppler, τη γωνία διεύθυνσης και το ρυθμό μεταβολής της γωνίας διεύθυνσης. Πράγματι, αρκεί η συσχέτιση καθαρά στο πεδίο Doppler, με μέτρηση της Doppler και με την κατάσταση στόχου να περιλαμβάνει μόνο την Doppler και το ρυθμό Doppler. Η ακρίβεια των μετρήσεων της γωνίας διεύθυνσης είναι συνήθως αρκετά φτωχή σε σύγκριση με τις μετρήσεις Doppler, ώστε η παράλειψή τους από τη φάση ιχνηλασίας να έχει μικρό αντίκτυπο στην ακρίβεια του αποτελέσματος της συσχέτισης, [2, σελ. 264].

Όταν εξετάζονται στο πεδίο του διστατικού Doppler, ακόμα και αεροσκάφη που πετάνε με μια σταθερή ταχύτητα, έχουν σχετικά καμπυλώδες ιστορικό τροχιών,

τυπικά σχήματος ήπιου 'S', από θετικές Doppler έως αρνητικές καθώς κινούνται προς το σύστημα, από το σημείο της μεγαλύτερης προσέγγισης και ύστερα μακριά ξανά. Η συμπεριφορά αυτή οφείλεται στο γεγονός ότι η μετατόπιση συχνότητας Doppler εξαρτάται από τις προβολές του διανύσματος της ταχύτητας στόχου στη διεύθυνση πομπού-στόχου και στόχου-δέκτη. Τα αεροσκάφη που έχουν πιο πολύπλοκους ελιγμούς, θα έχουν και πιο πολύπλοκα ιστορικά Doppler, [2, σελ. 264].

Ως αποτέλεσμα, η συσχέτιση στόχων επιτυγχάνεται καλύτερα χρησιμοποιώντας έναν αλγόριθμο ιχνηλασίας σχεδιασμένο για να αντιμετωπίσει στόχους με πολύπλοκους ελιγμούς, ακόμα και αν τα αεροσκάφη δεν εκτελούν τέτοιου είδους ελιγμούς, [2, σελ. 264].

Ένα σημαντικό εργαλείο στη συσχέτιση στόχων είναι το φίλτρο Kalman. Στη στατιστική, το φίλτρο Kalman είναι μια μαθηματική μέθοδος που ονομάστηκε από το δημιουργό της, Rudolf E. Kálmán. Ο σκοπός του φίλτρου είναι να χρησιμοποιεί μετρήσεις από χρονικές παρατηρήσεις, οι οποίες περιέχουν θόρυβο (τυχαίες διακυμάνσεις) και άλλες ανακρίβειες. Στη συνέχεια, βάσει αυτών των παρατηρήσεων, το φίλτρο Kalman παρέχει τιμές που τείνουν να είναι πιο κοντά στις πραγματικές, [38].

Σε έρευνες που έγιναν χρησιμοποιήθηκε ένα τυπικό Kalman φίλτρο με κάποια λογική ανίχνευσης ελιγμών που αύξανε τεχνητά τον πίνακα συνδιακύμανσης, [2, σελ. 264] Έτσι, η κανονικοποιημένη διαφορά ανάμεσα στις εκτιμήσεις καταστάσεων και μετρήσεων ξεπερνούσε ένα συγκεκριμένο κατώφλι. Αυτό επέτρεπε στον ιχνηλάτη να διατηρεί τον εντοπισμό σε ήπια καμπυλώδη ιστορικά Doppler. Ωστόσο, μια τέτοια προσέγγιση μπορεί να είναι αργή στην ανταπόκριση της έναρξης και της λήξης των ελιγμών και έτσι πιο πρόσφατες τεχνικές ιχνηλασίας, όπως το φίλτρο αλληλεπιδρώντων πολλαπλών μοντέλων (IMM), μπορεί να προσφέρει καλύτερη απόδοση σε τέτοιες περιπτώσεις. Συνεπώς είναι σημαντικό να διασφαλιστεί ότι η διαδικασία συσχέτισης των στόχων είναι όσο το δυνατόν πιο σταθερή, [2, σελ. 264].

3.1.5 Εκτίμηση της κατάστασης του στόχου

Η εκτίμηση κατάστασης του στόχου είναι το κρίσιμο (και ασυνήθιστο) τμήμα στην επεξεργασία PBR στενού εύρους ζώνης. Σε αυτό το βήμα οι παράμετροι εντοπισμού του στόχου (όπως η θέση, η κατεύθυνση και η ταχύτητα) εκτιμώνται από τις μετρήσεις Doppler και γωνίας διεύθυνσης. Είναι εφικτές διάφορες προσεγγίσεις οι οποίες εξαρτώνται από τον αριθμό των πομπών που αξιοποιούνται ταυτόχρονα. Αν υπάρχει μόνο ένας πομπός τότε είναι δυνατό να γίνει εκτίμηση της θέσης του στόχου από το χρονικό ιστορικό των μετρήσεων διεύθυνσης και Doppler, αλλά με κόστος την καθυστέρηση μερικών δεκάδων δευτερολέπτων πριν γίνει η αρχικοποίηση του εντοπισμού. Αν είναι διαθέσιμη ηχώ από τέσσερις ή περισσότερους πομπούς ταυτόχρονα τότε είναι δυνατόν να γίνει υπολογισμός της θέσης του στόχου άμεσα από τις μετρήσεις Doppler. Ωστόσο, η επίτευξη ταυτόχρονης ανίχνευσης από τέσσερις ή περισσότερους πομπούς μπορεί να είναι δύσκολη σε πολλές περιοχές και το πρόβλημα της σωστής σύνδεσης πολλαπλών

σκεδάσεων ηχούς από πολλαπλούς πομπούς με πολλαπλούς στόχους είναι πρόκληση, [2, σελ. 265].

Η διαδικασία εκτίμησης της κατάστασης μπορεί να γίνει εύκολα αντιληπτή αν υποθέσουμε ένα στόχο, όπως στο σχήμα 3.12, ο οποίος πετάει με σταθερή ταχύτητα, από μια αρχική θέση (x_0, y_0) τη χρονική στιγμή t_0 , με συνιστώσες ταχύτητας (\dot{x}, \dot{y}) . Ο δέκτης υποτίθεται ότι είναι στην αρχή του καρτεσιανού συστήματος συντεταγμένων και ο πομπός στη θέση $(0, L)$. Το δισταθές ραντάρ υπολογίζει το φάσμα Doppler κάθε T δευτερόλεπτα, που είναι ο χρόνος επιτήρησης, οπότε μετά από n δείγματα τη χρονική στιγμή $t = (t_0 + nT)$, ο δέκτης μετράει μια διστατική απόσταση:

$$R_b = R_1 + R_2 = |E_1 - p| + |E_2 - p| \quad (3.7)$$

όπου E_1 είναι η θέση του πομπού, E_2 είναι η θέση του δέκτη και p είναι η θέση του στόχου. Ουσιαστικά, ο γεωμετρικός τόπος που περιγράφει η παραπάνω εξίσωση (3.7) αποτελεί μια έλλειψη, με τη μία εστία στη θέση του πομπού, και την άλλη στη θέση του δέκτη. Συνεπώς, αντικαθιστώντας τα σημεία με τις κατάλληλες συντεταγμένες όπως φαίνονται στο σχήμα 3.12, η μετρούμενη διστατική απόσταση γίνεται:

$$\begin{aligned} R_b &= \sqrt{(0-x)^2 + (0-y)^2} + \sqrt{(0-x)^2 + (L-y)^2} = \\ &= \sqrt{x^2 + y^2} + \sqrt{x^2 + (L-y)^2} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Επίσης, η μετρούμενη διστατική συχνότητα Doppler στο δέκτη σύμφωνα με τις εξισώσεις (1.7-α) και (1.7-β) είναι:

$$\begin{aligned} f_b &= \frac{1}{\lambda} \left[\frac{d}{dt} (R_b) \right] = \frac{1}{\lambda} \left[\frac{d}{dt} (R_1 + R_2) \right] = \frac{1}{\lambda} \left[\frac{dR_1}{dt} + \frac{dR_2}{dt} \right] = \\ &= \frac{1}{\lambda} \left[\frac{d(\sqrt{x^2+y^2})}{dt} + \frac{d(\sqrt{x^2+(L-y)^2})}{dt} \right] = \\ &= \frac{1}{\lambda} \left[\frac{d(x^2+y^2)}{2\sqrt{x^2+y^2}} + \frac{d(x^2+(L-y)^2)}{2\sqrt{x^2+(L-y)^2}} \right] = \frac{1}{\lambda} \left[\frac{2x\dot{x}+2y\dot{y}}{2\sqrt{x^2+y^2}} + \frac{2x\dot{x}-2(L-y)\dot{y}}{2\sqrt{x^2+(L-y)^2}} \right] \\ &= \frac{1}{\lambda} \left[\frac{x\dot{x}+y\dot{y}}{\sqrt{x^2+y^2}} + \frac{x\dot{x}-(L-y)\dot{y}}{\sqrt{x^2+(L-y)^2}} \right] \end{aligned} \quad (3.9)$$

Αφού ο στόχος ξεκινάει από τη θέση (x_0, y_0) , τη χρονική στιγμή $t = (t_0 + nT)$ θα βρίσκεται στη θέση $(x, y) = (x_0 + nT\dot{x}, y_0 + nT\dot{y})$, όπου u_x και u_y είναι οι συνιστώσες της ταχύτητας του στόχου στους άξονες x και y αντίστοιχα. Άρα, $u_x = \dot{x}$ και $u_y = \dot{y}$. Οπότε αν αντικαταστήσουμε $x = x_0 + nT\dot{x}$ και $y = y_0 + nT\dot{y}$ η (3.9) γίνεται:

$$F(n) = \frac{1}{\lambda} \left[\frac{(x_0+nT\dot{x})\dot{x}+(y_0+nT\dot{y})\dot{y}}{\sqrt{(x_0+nT\dot{x})^2+(y_0+nT\dot{y})^2}} + \frac{(x_0+nT\dot{x})\dot{x}-[L-(y_0+nT\dot{y})]\dot{y}}{\sqrt{(x_0+nT\dot{x})^2+[L-(y_0+nT\dot{y})]^2}} \right] \quad (3.10)$$

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.12, η διεύθυνση του στόχου θα είναι:

$$\theta(n) = \tan^{-1}\left(\frac{x}{y}\right) \Rightarrow$$

$$\theta(n) = \tan^{-1}\left(\frac{x_0+nT\dot{x}}{y_0+nT\dot{y}}\right) \quad (3.11)$$

Συνεπώς είναι προφανές ότι οι μετρήσεις Doppler και γωνίας διεύθυνσης είναι συναρτήσεις πολλών γνωστών παραμέτρων, n , T , L και λ και αγνώστων παραμέτρων εντοπισμού $x = (x_0, \dot{x}, y_0, \dot{y})$.

3.1.6 Εκτιμητές επεξεργασίας κατά δεσμίδες (Batch Estimators)

Είναι δυνατό να γίνει εκτίμηση των αγνώστων παραμέτρων εντοπισμού $(x_0, \dot{x}, y_0, \dot{y})$ από μια ακολουθία μετρήσεων Doppler, $F_m(k)$, και διεύθυνσης, $\theta_m(k)$, για δείγματα τις χρονικές στιγμές $k = 0, \dots, m-1$, αντιμετωπίζοντας το πρόβλημα ως ένα πρόβλημα ελαχιστοποίησης. Για να τεθεί ως πρόβλημα ελαχιστοποίησης, θεωρούμε ένα διάνυσμα μετρήσεων, [2, σελ. 265]:

$$z^T = (F_m(0), \theta_m(0), F_m(1), \theta_m(1), \dots, F_m(m-1), \theta_m(m-1)) \quad (3.12)$$

και ένα αντίστοιχο διάνυσμα εξισώσεων κατάστασης, [2, σελ. 265]:

$$h^T = (F(0), \theta(0), F(1), \theta(1), \dots, F(m-1), \theta(m-1)) \quad (3.13)$$

Το πρόβλημα που προκύπτει, είναι η προσπάθεια στην ελαχιστοποίηση της διαφοράς ελαχίστων τετραγώνων ανάμεσα στις μετρήσεις και στις εξισώσεις κατάστασης, επιλέγοντας τις καλύτερες τιμές των παραμέτρων του ίχνους, x . Η διαφορά ορίζεται ως, [2, σελ. 266]:

$$J_{LS} = \frac{1}{2} [z - h(x)]^T [z - h(x)] \quad (3.14)$$

Αυτή η εξίσωση μπορεί να ελαχιστοποιηθεί από πολλούς αλγορίθμους ελαχίστων τετραγώνων, οι οποίοι υιοθετούν επαναληπτική προσέγγιση για τον καθορισμό των τιμών των παραμέτρων x που ελαχιστοποιούν την J_{LS} . Για τη λύση αυτού του προβλήματος, δημοφιλείς αλγόριθμοι είναι ο αλγόριθμος της Πιο Απότομης Καθόδου (steepest descent algorithm), ο Gauss–Newton και ο Levenberg–Marquardt, [2, σελ. 266].

Σημειώνουμε ότι για να εκτιμήσουμε τις παραμέτρους του ίχνους του στόχου, η διαφορά ελαχίστων τετραγώνων, J_{LS} , θα πρέπει να έχει ένα μοναδικό και καλά ορισμένο ελάχιστο. Στην πράξη, το πληροφοριακό περιεχόμενο των μετρήσεων της μετατόπισης συχνότητας Doppler και της διεύθυνσης του στόχου είναι πολύ μικρό. Συνεπώς, είναι απαραίτητο να γίνεται παρατήρηση της εξέλιξης της συχνότητας Doppler και της διεύθυνσης σε σχέση με το χρόνο. Αυτό γίνεται κάποια δευτερόλεπτα πριν την έναρξη της εκτίμησης, έτσι ώστε να υπάρχει επαρκής πληροφορία για να παραχθεί μοναδική εκτίμηση των παραμέτρων ίχνους του στόχου. Ως αποτέλεσμα η J_{LS} θα μπορεί να έχει ένα καλά ορισμένο ελάχιστο, που

ήταν η αρχική απαίτηση. Αν χρησιμοποιηθεί μικρή ακολουθία μετρήσεων, τότε ο αλγόριθμος ελαχιστοποίησης θα έχει μεγάλη δυσκολία στη σύγκλιση. Ένα παράδειγμα, είναι η περίπτωση του διασταθούς ραντάρ βάσει των αναλογικών τηλεοπτικών μεταδόσεων που αναπτύχθηκε από τον Howland, [37]. Σε αυτό το σύστημα, χρειάζονται χρονικές περίοδοι παρατηρήσεων της τάξης του ενός λεπτού.

Επιπλέον, για την εξασφάλιση της σωστής σύγκλισης, οι αλγόριθμοι που αναφέρθηκαν παραπάνω απαιτούν μια καλή αρχική εκτίμηση της κατάστασης του στόχου, έτσι ώστε αυτοί να συγκλίνουν στο σωστό ελάχιστο. Αυτό συμβαίνει επειδή τέτοιοι αλγόριθμοι είναι βασισμένοι σε μια γραμμική προσέγγιση των εξισώσεων των μετρήσεων. Αν επιλεγθεί λάθος σημείο αρχικοποίησης, αυτή η προσέγγιση είναι εσφαλμένη και δεν είναι πια χρήσιμη για την εύρεση του ελαχίστου. Δυστυχώς, υπάρχει πολύ μικρή διαθέσιμη εκ των προτέρων (*a priori*) πληροφορία για την τοποθεσία ενός στόχου. Όμως, είναι δυνατόν να συναχθούν κάποιες βασικές πληροφορίες για το τεταρτημόριο στο οποίο βρίσκεται ο στόχος, για το πρόσημο του \dot{x} από τη μέτρηση της διεύθυνσης του στόχου και για το πρόσημο της μετατόπισης συχνότητας Doppler. Ο Howland, [39], προτείνει το ακόλουθο σχήμα, [2, σελ. 266]:

$$x_0^{initial} = \begin{cases} 0, & \text{αν } |\theta| < 15^\circ \\ -50\text{sgn}(\theta), & \text{διαφορετικά} \end{cases}$$

$$y_0^{initial} = 50\text{sgn}(90 - |\theta|),$$

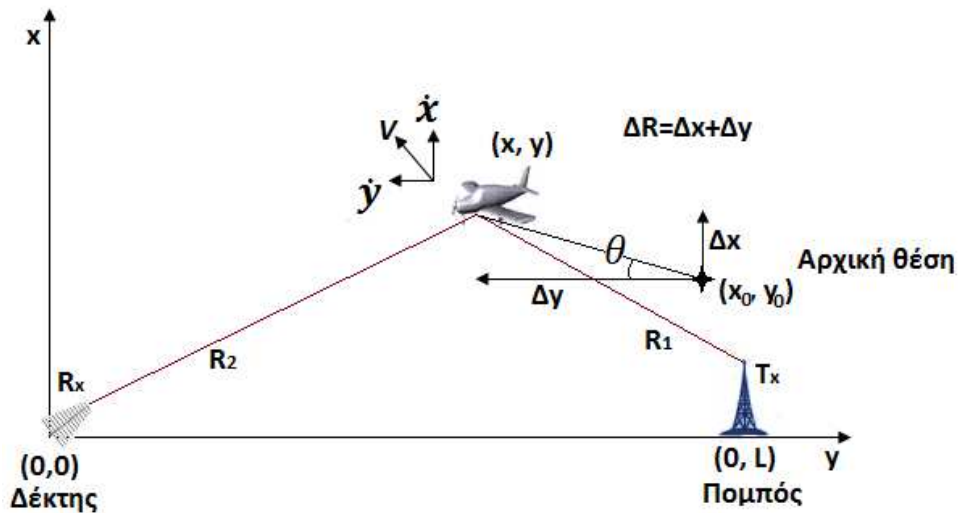
$$\dot{x}_0^{initial} = 0.2\text{sgn}(F\theta),$$

$$\dot{y}_0^{initial} = 0$$

όπου οι τιμές 50 km and 0.2 km/s, επιλέχθηκαν αυθαίρετα ώστε να διασφαλιστεί ότι η παράμετρος βρίσκεται ξεκάθαρα στο σωστό τεταρτημόριο. Επειδή είναι αδύνατο να γίνει εκ των προτέρων (*a priori*) πρόβλεψη της y συνιστώσας της ταχύτητας, αυτή απλά τίθεται ως 0 km/s. Όταν δεν υπάρχουν άλλες διαθέσιμες πληροφορίες, αυτή η προσέγγιση εξασφαλίζει τουλάχιστον ότι οι αρχικές τιμές είναι περίπου σωστές, [2, σελ. 266].

Στην αναφορά [37], ο Howland περιγράφει τη χρήση ενός γενετικού αλγορίθμου ούτως ώστε να ψάξει την αρχική τιμή της εκτίμησης, πριν βελτιώσει την τιμή μέσω ενός συμβατικού αλγορίθμου ελαχιστοποίησης. Σύμφωνα με αυτόν, η προσέγγιση ήταν επαρκώς αποτελεσματική αλλά κάπως δαπανηρή υπολογιστικά. Είναι απίθανο να γίνει εφαρμογή αυτού του συστήματος σε πραγματικό χρόνο, [2, σελ. 266].

Ενώ η χρήση επεξεργασίας κατά δεσμίδες (batch processing), όπως αυτή περιγράφηκε παραπάνω, είναι καλή για την αρχικοποίηση ενός ίχνους, είναι μη αποδοτική για τη διατήρηση του ίχνους. Επιπλέον, επειδή οι εξισώσεις υποθέτουν ότι ο στόχος διατηρεί μια σταθερή ταχύτητα κατά τη διάρκεια της περιόδου του δείγματος, η οποία είναι ένα λεπτό περίπου, το σύστημα δεν είναι ικανό να παρακολουθήσει τις μανούβρες του στόχου, [2, σελ. 266].



Σχήμα 3.12 Γεωμετρία Διστατικού Συστήματος Ραντάρ.

Επειδή απαιτούνται πολλά δευτερόλεπτα παρατηρήσεων για να γίνει κατάλληλα παρατηρήσιμη η κατάσταση του στόχου, είναι απαραίτητο πάντα να γίνει αρχικοποίηση του ίχνους του PBR στενής δέσμης με κάποια μορφή εκτιμητή δεσμίδας (batch estimator), ο οποίος λαμβάνει ρητά υπόψη τα ιστορικά του Doppler και της γωνίας διεύθυνσης. Ωστόσο, αφού αρχικοποιηθεί σωστά το ίχνος, αρκεί να γίνει χρήση μιας πιο αποδοτικής υπολογιστικά επαναληπτικής προσέγγισης για τη διατήρηση του ίχνους. Έτσι, μια καλή επιλογή για αυτήν την εκτίμηση είναι ένα Kalman φίλτρο, και επειδή οι μετρήσεις Doppler και γωνίας διεύθυνσης συσχετίζονται με την κατάσταση του στόχου με μη-γραμμικό τρόπο, είναι απαραίτητη η χρήση ενός μη γραμμικού εκτιμητή όπως είναι το εκτεταμένο φίλτρο Kalman (EKF), [2, σελ. 267].

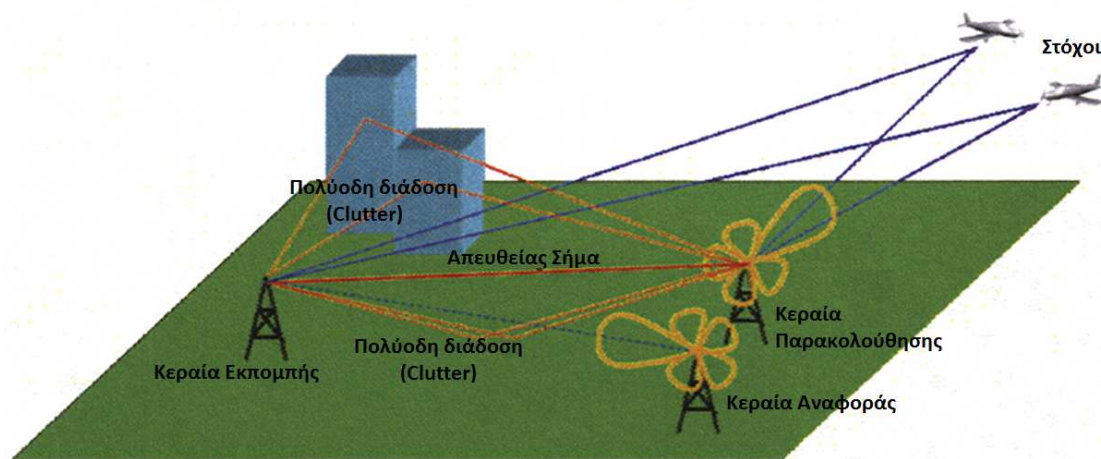
3.2 Επεξεργασία PBR ευρείας ζώνης

Σε αντίθεση με την επεξεργασία στενής ζώνης, η επεξεργασία PBR ευρείας ζώνης χρησιμοποιεί το πλήρες εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος και εφαρμόζει μια προσέγγιση συμβατικού προσαρμοσμένου φίλτρου για το πρόβλημα εντοπισμού. Είναι εφαρμόσιμη σε κάθε κυματομορφή που έχει λογική συνάρτηση αβεβαιότητας και μπορεί να εφαρμοστεί σε εμπορικές μεταδόσεις FM, καθώς και σε ψηφιακά σήματα εκπομπής όπως σε συστήματα κινητής τηλεπικοινωνίας GSM, σε ψηφιακές μεταδόσεις ήχου (DAB), στην ψηφιακή τηλεόραση (DVB) και στην τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (HDTV).

Μεγάλο μέρος από την επεξεργασία σήματος είναι παρόμοιο με του PBR στενής ζώνης, με την κύρια διαφορά να αποτελεί η αντικατάσταση της φασματικής ανάλυσης FFT με μια αποδοτική εφαρμογή ετεροσυσχέτισης, για τον καθορισμό της απόστασης στόχου και της συχνότητας Doppler από τις σκεδάσεις των στόχων. Ως ελάχιστη απαίτηση, το σύστημα πρέπει να περιλαμβάνει ένα κανάλι αναφοράς και δύο κανάλια ηχούς, (σχήμα 3.13). Η προσέγγιση συνοψίζεται ως εξής, [2, σελ. 268]:

- Συλλογή δεδομένων σε τουλάχιστον τρία κανάλια
- Προσαρμογή του σήματος αναφοράς
- Καταστολή του ανεπιθύμητου σήματος που λαμβάνεται απευθείας στα κανάλια ηχούς, είτε στο χώρο από την κεραία, είτε με καταστολή στο πεδίο του χρόνου
- Προσαρμοσμένο φιλτράρισμα ευαίσθητο σε Doppler από την ετεροσυσχέτιση του σήματος αναφοράς με τα κανάλια ηχούς
- Εντοπισμός στόχου χρησιμοποιώντας έναν αλγόριθμο σταθεροποίησης πιθανότητας λανθασμένου συναγερμού (CFAR –Constant False Alarm Rate)
- Συσχέτιση στόχων στο χώρο απόστασης-Doppler-γωνίας διεύθυνσης
- Εκτίμηση της κατάστασης του στόχου χρησιμοποιώντας ένα μη-γραμμικό φίλτρο.

Σε κάποιες εφαρμογές, η συσχέτιση στόχων και η εκτίμηση κατάστασης του στόχου μπορεί να συνδυαστούν σε ένα μόνο βήμα. Όπως και στην επεξεργασία PBR στενής ζώνης, η διεύθυνση του στόχου μπορεί να εκτιμηθεί από δύο κανάλια ηχούς με συμβολομετρία (interferometry) μετά το στάδιο ανίχνευσης, [2, σελ. 269].

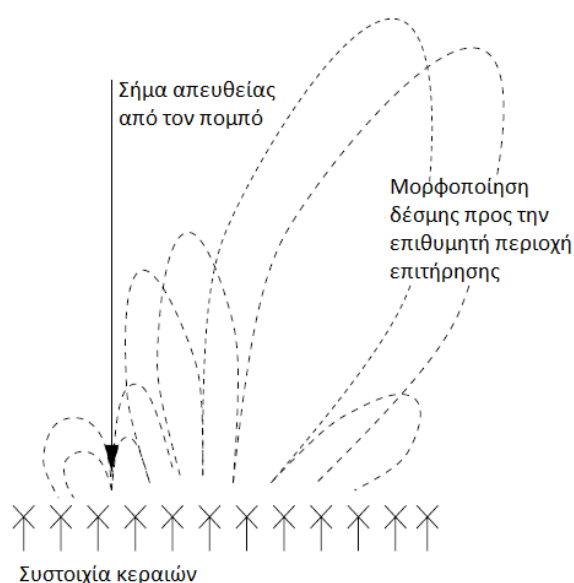


Σχήμα 3.13 Γεωμετρία διστατικού συστήματος ευρείας ζώνης, [11, σελ. 2].

3.2.1 Απαιτήσεις συλλογής δεδομένων

Η κύρια απαίτηση για την επεξεργασία σήματος είναι η διαθεσιμότητα ενός σήματος αναφοράς, το οποίο λαμβάνεται άμεσα από τον πομπό (σχήμα 3.13). Με το σήμα αυτό γίνεται συσχέτιση των σημάτων που συλλέγονται από δύο ή περισσότερα κανάλια ηχούς. Ο κύριος περιορισμός στην απόδοση ανίχνευσης είναι το πρόβλημα της κατεύθυνσης λήψης του εκπεμπόμενου από την ευκαιριακή πηγή σήματος προς τα κανάλια ηχούς. Αυτό το σήμα μπορεί να είναι 80 ή 90 dB μεγαλύτερο σε μέγεθος από την ηχώ των στόχων και πρέπει να κατασταλεί πριν από τη διαδικασία του προσαρμοσμένου φιλτραρίσματος. Αυτό το γεγονός οδηγεί στην απαίτηση υψηλής δυναμικής περιοχής και στη χρήση εξοπλισμού λήψης με μεγάλη γραμμική περιοχή και χαμηλό δείκτη θορύβου, [2, σελ. 269].

Σε απλές εφαρμογές είναι απαραίτητη η δοκιμή της στρέψης των κεραιών των καναλιών ηχούς έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η απευθείας λήψη του σήματος του πομπού και πιθανώς να γίνεται χρήση κάποιας μορφής αναλογικού καταστολέα για την περαιτέρω μείωση του σήματος, πριν τη δειγματοληψία. Σε πιο εξελιγμένες εφαρμογές, χρησιμοποιούνται τεχνικές αναλογικής μορφοποίησης λοβού έτσι ώστε να στρέφεται μηδενικό διάγραμμα ακτινοβολίας προς τον πομπό (σχήμα 3.14). Σε σπάνιες περιπτώσεις, όπως στο ραντάρ Manastash Ridge, [40], μπορούν να χρησιμοποιηθούν χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος ώστε να γίνει φυσικό μπλοκάρισμα στη λήψη του απευθείας σήματος προς τα κανάλια ηχούς (σχήμα 3.3). Αυτό απαιτεί στη συνέχεια κάποιο απομακρυσμένο, συγχρονισμένο δέκτη για τη λήψη του σήματος αναφοράς, και περιορίζει την ανίχνευση ραντάρ σε στόχους μεγάλου υψομέτρου, [2, σελ. 269].



Σχήμα 3.14 Μορφοποίηση δέσμης έτσι ώστε το μέγιστο κέρδος της δέσμης να είναι στραμμένο στην επιθυμητή περιοχή παρακολούθησης στόχων και το διάγραμμα ακτινοβολίας να είναι μηδενικό προς την κατεύθυνση του πομπού, [8, σελ. 19].

3.2.2 Προσαρμογή του σήματος αναφοράς

Για την εφαρμογή του σταδίου προσαρμοσμένου φιλτραρίσματος, είναι απαραίτητο να γίνει ετερο-συσχέτιση των σημάτων στα κανάλια ηχούς με το σήμα αναφοράς. Σε ορισμένες περιπτώσεις, μπορεί να είναι απαραίτητο να γίνει κάποια επεξεργασία στο σήμα αναφοράς για τη βελτίωση της ποιότητάς του. Για ένα σύστημα στο οποίο γίνεται εκμετάλλευση σταθμών FM, αυτή η προσαρμογή του σήματος δεν είναι απαραίτητη, αλλά μπορούν να χρησιμοποιηθούν τεχνικές εξισορρόπησης καναλιού για την αφαίρεση των ανεπιθύμητων πολύοδων συνιστωσών μέσα στο σήμα. Για άλλες πηγές σήματος, ωστόσο, αυτή η διαδικασία είναι σημαντική, [2, σελ. 269].

Ένα καλό παράδειγμα για αυτήν την περίπτωση είναι τα σήματα ψηφιακής μετάδοσης ήχου (DAB) που προέρχονται από δίκτυα απλής συχνότητας (SFN –Single Frequency Networks). Σε αυτήν την περίπτωση, το μη επεξεργασμένο σήμα αναφοράς θα περιλαμβάνει το άθροισμα πολλών πανομοιότυπων, αλλά μετατοπισμένων χρονικά, αντιγράφων του σήματος αναφοράς από κάθε πομπό μέσα στο πεδίο οπτικής επαφής του δέκτη. Έτσι, είναι αναγκαίο να αξιοποιηθούν τα ανθεκτικά στην πολύοδη διάδοση χαρακτηριστικά της κυματομορφής της σύμφωνης διαμόρφωσης με πολύπλεξη συχνότητας ορθογωνίων φερουσών (COFDM) και να ξαναδημιουργηθεί ένα καθαρό σήμα αναφοράς. Αν δε γίνει αυτό, τότε ακόμα και ένας μόνο στόχος θα είχε ως αποτέλεσμα πολλαπλές ανιχνεύσεις όταν θα γινόταν η συσχέτιση με το σήμα αναφοράς, [2, σελ. 269].

Ένα άλλο παράδειγμα που αναδεικνύει την ανάγκη για κάποια μορφή προσαρμογής του σήματος είναι όταν γίνεται εκμετάλλευση μιας ψηφιακής κυματομορφής η οποία περιέχει κάποια μορφή ανεπιθύμητων περιοδικών δομών. Η επεξεργασία με μια τέτοια κυματομορφή έχει ως αποτέλεσμα πολλαπλές δομές στη συνάρτηση αβεβαιότητας. Με την αποκοπή αυτών των δομών από το σήμα αναφοράς πριν από τη συσχέτιση, είναι δυνατόν να βελτιωθεί η συνάρτηση αβεβαιότητας, αλλά πάντα με κόστος κάποιας απώλειας στην ευαισθησία [2, σελ. 270].

3.2.3 Καταστολή απευθείας σήματος και clutter

Η απόδοση ανίχνευσης των συστημάτων PBR ευρείας ζώνης τείνει να περιορίζεται ουσιαστικά από το δυναμικό εύρος του συστήματος λήψης και συνεπώς από την επικάλυψη (masking) ασθενούς ηχούς στόχων από την ανεπιθύμητη λήψη του σήματος του πομπού στο ίδιο κανάλι. Με απλή ανάλυση χρησιμοποιώντας την εξίσωση ραντάρ, φαίνεται πως σε μια τυπική διάταξη διστατικού ραντάρ, το ανεπιθύμητο απευθείας σήμα μπορεί να είναι 90 dB ή και μεγαλύτερο από την ηχώ ενός τυπικού στόχου σε μια απόσταση 100 km. Ακόμα και μετά από επεξεργασία προσαρμοσμένου φιλτραρίσματος η οποία παρέχει ιδανικά περίπου 50 dB κέρδος επεξεργασίας σήματος, η ηχώ των στόχων μπορεί να είναι ακόμα 40 dB πιο κάτω από τη στάθμη θορύβου, η οποία καθορίζεται από τους πλευρικούς λοβούς απόστασης και Doppler του ανεπιθύμητου σήματος. Οι πλευρικοί λοβοί δημιουργούνται στην επιφάνεια τη συνάρτησης αβεβαιότητας λόγω συσχέτισης του απευθείας σήματος που παρεμβάλλεται στα κανάλια ηχούς με το σήμα αναφοράς. Στο σχήμα 3.15-a παρατηρούμε τη συνάρτηση αβεβαιότητας στις τρεις διαστάσεις, στο 3.15-b την όψη της διστατικής απόστασης και στο 3.15-c την όψη της διστατικής μετατόπισης Doppler της συνάρτησης αβεβαιότητας. Στα σχήματα αυτά είναι φανερό η δημιουργία πλευρικών λοβών στη διστατική

απόσταση και στη μετατόπιση Doppler λόγω της συσχέτισης της ισχυρής παρεμβολής στα κανάλια ηχούς με το απευθείας σήμα. Μάλιστα, σύμφωνα με τη [2], οι πλευρικοί λοβοί στην όψη της μετατόπισης Doppler είναι περίπου 29 dB κάτω από τον κεντρικό λοβό. Συνεπώς, είναι πολύ σημαντικό, τα ανεπιθύμητα σήματα παρεμβολής απευθείας από την πηγή καθώς και οι ισχυρές παρεμβολές λόγω ηχούς στατικών στόχων να καταστέλλονται ώστε να μην επικαλύπτουν τα ασθενή επιθυμητά σήματα ηχούς. Αυτή η καταστολή πρέπει να γίνεται πριν από τη διαδικασία προσαρμοσμένου φιλτραρίσματος, [2, σελ. 270].

Το πρώτο στάδιο για τη μείωση του απευθείας σήματος που λαμβάνεται στα κανάλια της ηχούς, είναι η προσπάθεια χωρικού φιλτραρίσματος του σήματος μέσω του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας λήψης. Με απλά συστήματα κεραιών αυτό γίνεται με τη στρέψη των κεραιών έτσι ώστε το σήμα πομπού να πέφτει σε μηδενικό Δ.Α. ή σε χαμηλό πλευρικό λοβό και σε πιο εξελιγμένα συστήματα κεραιών συστοιχίας με την εφαρμογή προσαρμοστικής μορφοποίησης λοβού (adaptive beam-forming), όπως στο σχήμα 3.14.

Ωστόσο, ακόμα και μετά τη μείωση της παρεμβολής χρησιμοποιώντας το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας, είναι απαραίτητο να γίνει περαιτέρω φιλτράρισμα του απευθείας σήματος και της ηχούς στατικών στόχων (clutter) με προσαρμοστικό φιλτράρισμα στο πεδίο του χρόνου. Μια προσέγγιση που μπορεί να υιοθετηθεί είναι η χρήση μιας διάταξης προσαρμοστικής ακύρωσης θορύβου (adaptive noise canceller), με την οποία το σήμα από την κεραία αναφοράς χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της παρεμβολής και ύστερα με την αφαίρεσή της από τα κανάλια ηχούς [6, σελ. 109].

Στο σχήμα 3.16 φαίνεται μια δομή που κάνει αντιληπτή τη διαδικασία προσαρμοστικού φιλτραρίσματος. Ο στόχος του προσαρμοστικού φίλτρου καταστολής είναι η εκτίμηση του επιθυμητού σήματος $d(n)$, (σήμα ηχούς χωρίς παρεμβολές) από μια θορυβώδη παρατήρηση, [6, σελ. 109].

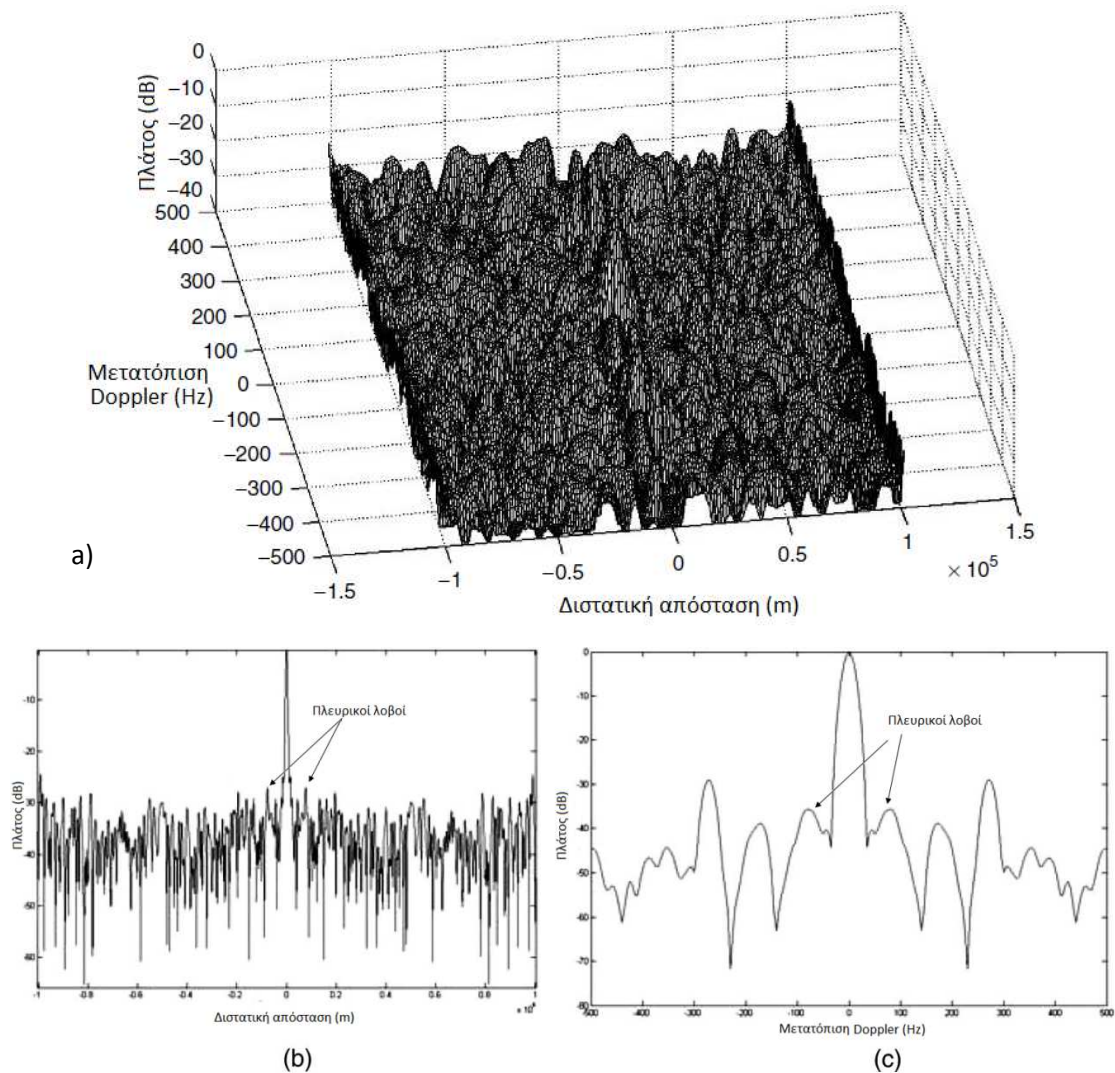
$$x(n) = d(n) + w_1(n) \quad (3.15)$$

που λαμβάνεται από την κεραία παρακολούθησης, όπου $w_1(n)$ είναι η ανεπιθύμητη. Αυτή η παρεμβολή αποτελείται από το σήμα απευθείας από τον πομπό και από την ηχώ στατικών στόχων. Το $w_2(n)$ αποτελεί το σήμα από την κεραία αναφοράς και χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της παρεμβολής.

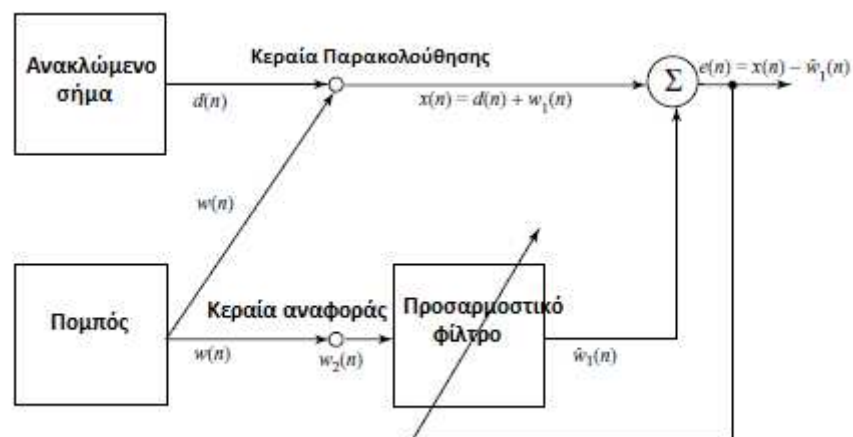
Το έργο του προσαρμοστικού φίλτρου είναι να κάνει μια εκτίμηση των παρεμβολών, η οποία συμβολίζεται ως $\hat{w}_1(n)$, μέσω του σήματος αναφοράς που είναι το $w_2(n)$. Στη συνέχεια, αυτή η εκτίμηση αφαιρείται από το σήμα της αρχικής ανίχνευσης, (σχέση 3.16) παράγοντας μια εκτίμηση του αληθινού σήματος ηχούς (σχήμα 4.5), [6, σελ. 110].:

$$e(n) = x(n) - \hat{w}_1(n) \quad (3.16)$$

Αυτή η προσέγγιση βασίζεται στο ότι το κανάλι αναφοράς δεν περιέχει σήματα ηχούς, διαφορετικά θα αφαιρούνταν και εκείνα με το προσαρμοστικό φιλτράρισμα και θα χάνονταν οι επιθυμητοί στόχοι, [6, σελ. 110].



Σχήμα 3.15 Συνάρτηση αβεβαιότητας ενός σταθμού FM. a) Η συνολική επιφάνεια της συνάρτησης αβεβαιότητας. b) Πλευρικοί λοβοί στην όψη της διστατικής απόστασης και c) πλευρικοί λοβοί στην όψη της διστατικής μετατόπισης Doppler λόγω της συσχέτισης της παρεμβολής με το με το σήμα αναφοράς, [2, σελ. 179].



Σχήμα 3.16 Δομή προσαρμοστικής απόρριψης θορύβου, [6, σελ. 110].

3.2.4 Προσαρμοσμένο φιλτράρισμα

Το στάδιο επεξεργασίας προσαρμοσμένου φιλτραρίσματος είναι η βασική διαφορά ανάμεσα στην επεξεργασία PBR στενής και ευρείας ζώνης. Σε αυτό το στάδιο, το σήμα ηχούς συσχετίζεται με τα μετατοπισμένα κατά Doppler αντίγραφα του σήματος αναφοράς έτσι ώστε να σχηματίσουν μια τράπεζα φίλτρων προσαρμοσμένη σε κάθε πιθανή μετατόπιση Doppler. Μια τέτοια προσέγγιση είναι απαραίτητη λόγω της μορφής λοβού ('thumbtack') που παρουσιάζει η συνάρτηση αβεβαιότητας των περισσότερων ευκαιριακών πηγών. Αν και αυτό σημαίνει ότι είναι πιθανές ξεκάθαρες μετρήσεις απόστασης και Doppler, υποδηλώνει επίσης ότι το προσαρμοσμένο φίλτρο είναι μη ανεκτικό σε κάθε μετατόπιση Doppler της ηχούς.

Το στάδιο προσαρμοσμένου φίλτρου εξυπηρετεί δύο βασικούς σκοπούς: τη δημιουργία επαρκούς κέρδους επεξεργασίας σήματος ώστε να επιτρέπεται η ανίχνευση των στόχων πάνω από το επίπεδο θορύβου και την εκτίμηση της διαστατικής απόστασης και μετατόπισης Doppler της ηχούς των στόχων. Η χρήση χρόνου ολοκλήρωσης 1 δευτερολέπτου, αντιστοιχεί σε διακριτικότητα ταχύτητας γύρω στο 1.5 m/s και σε ένα κέρδος επεξεργασίας 47 dB, για ένα τυπικό σταθμό FM στα 100 MHz με ένα μέσο εύρος ζώνης διαμόρφωσης γύρω στα 50 kHz, [2, σελ. 171].

Αυτό το στάδιο επεξεργασίας σήματος είναι ανάλογο με τον υπολογισμό της συνάρτησης αβεβαιότητας, όπως είδαμε και στο 2^ο κεφάλαιο και ορίζεται ως, [6, σελ. 111]:

$$|\Psi(\tau, \nu)| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} e(n)d^*(n-\tau)e^{j2\pi\nu n/N} \right| \quad (3.15)$$

όπου Ψ δηλώνει την επιφάνεια απόστασης-Doppler που πρέπει να υπολογιστεί, $e(n)$, είναι το φιλτραρισμένο σήμα ηχούς και $d(n)$ είναι το σήμα αναφοράς, καθυστερημένο κατά μία ποσότητα τ δευτερολέπτων και μετατοπισμένο σε Doppler κατά ν Hz. Μπορεί να θεωρηθεί ως η ετεροσυσχέτιση του σήματος ηχούς με το μετατοπισμένο κατά Doppler σήμα αναφοράς, [2, σελ. 271].

Στην παράγραφο 2.4 είδαμε πως όταν γίνει προσαρμογή του σήματος αναφοράς στην κατάλληλη καθυστέρηση στο χρόνο και στην κατάλληλη μετατόπιση στη συχνότητα, τότε η συνάρτηση αβεβαιότητας έχει τιμή $G_p = TB$ μεγαλύτερη από τις υπόλοιπες τιμές της (καθυστερήσεις στο χρόνο και μετατοπίσεις στη συχνότητα Doppler). Αυτό είναι και το κέρδος επεξεργασίας που προαναφέραμε, το οποίο είναι και το κέρδος προσαρμογής. Η προσαρμογή έγκειται στο ότι το σήμα αναφοράς προσαρμόζεται κατάλληλα έτσι ώστε να πάρει τη συζυγή τιμή του σήματος ηχούς και συνεπώς η συνάρτηση αβεβαιότητας να πάρει τη μέγιστη τιμή της.

Το σήμα αναφοράς μπορεί να χρησιμοποιήσει μια συνάρτηση βάρους για τη μείωση των πλευρικών λοβών της απόστασης, με κόστος τη μειωμένη διακριτικότητα. Σε αυτό το στάδιο επεξεργασίας είναι πιθανόν μια έντονη υπολογιστικά διαδικασία. Με ένα δείγμα σήματος 1 δευτερολέπτου, με ρυθμό δειγματοληψίας μιγαδικών δειγμάτων στα 200 kHz και με 500 πιθανές μετατοπίσεις Doppler, αυτό συνεπάγεται 500 μιγαδικές ετεροσυσχετίσεις 200 000 μιγαδικών δειγμάτων κάθε δευτερόλεπτο, [2, σελ. 271].

Σημαντική βελτίωση της απόδοσης μπορεί να επιτευχθεί θεωρώντας ότι η συσχέτιση μπορεί να εφαρμοστεί αποδοτικά ως ένας πολλαπλασιασμός στο πεδίο της συχνότητας. Επιτρέπεται έτσι σε κάθε συσχέτιση να εφαρμόζεται ως πολλαπλασιασμός του FFT του σήματος ηχούς με τον FFT του σήματος αναφοράς, αντιστρέφοντάς το και μετατοπίζοντάς το κατά τον αριθμό των δειγμάτων που χρειάζονται για την εφαρμογή της μετατόπισης Doppler. Ο αντίστροφος μετασχηματισμός FFT τότε εφαρμόζεται σε αυτό το γινόμενο και επιστρέφει το αποτέλεσμα της συσχέτισης για αυτήν την μετατόπιση Doppler. Τότε η διαδικασία επαναλαμβάνεται για κάθε πιθανή μετατόπιση Doppler, διαπιστώνοντας ότι ο FFT του σήματος ηχούς είναι ίδιος κάθε φορά και το μετατοπισμένο κατά Doppler σήμα αναφοράς είναι απλά μια διαφορετική μετατόπιση των στοιχείων στον FFT του αρχικού σήματος αναφοράς. Έτσι, ο κύριος υπολογισμός για κάθε μετατόπιση Doppler είναι ο πολλαπλασιασμός δύο αποτελεσμάτων FFT, ακολουθούμενο από έναν αντίστροφο μετασχηματισμό. Ωστόσο, ακόμα κι αυτή η προσέγγιση μπορεί να είναι ανεπαρκής για λειτουργία σε πραγματικό χρόνο, [2, σελ. 271].

Μια πιο αποδοτική προσέγγιση είναι η θεώρηση ότι δεν υπάρχουν στόχοι σε κάθε μετατόπιση Doppler. Έτσι, μπορεί να γίνει εφαρμογή μιας τεχνικής αποδεκατισμού (decimation) στη συσχέτιση, για να μειωθεί σημαντικά το μέγεθος του FFT του Doppler που πρέπει να εφαρμοστεί, με πολύ μικρή απώλεια στο κέρδος επεξεργασίας. Αυτή η προσέγγιση επιτρέπει την αύξηση της απόδοσης κατά έναν παράγοντα της τάξης του 15 όταν εφαρμόζεται σε σήμα FM, πραγματοποιώντας υπολογισμό σε πραγματικό χρόνο χρησιμοποιώντας μερικούς υπολογιστές desktop, [2, σελ. 271].

Για να δούμε την ανάγκη της χρήσης του αποδεκατισμού θα χρησιμοποιήσουμε το γινόμενο $y(n') = e(n)d^*(n - n')$. Όταν η καθυστέρηση n' στο συζυγές σήμα αναφοράς αντιστοιχεί στην καθυστέρηση του σήματος ηχούς με το σήμα αναφοράς, τότε η μεγαλύτερη αιχμή του $FFT(y(n'))$ αντιστοιχεί στη μετατόπιση συχνότητας Doppler της ηχούς του στόχου. Το μέγιστο εύρος μετατοπίσεων στη συχνότητα Doppler που προκαλεί ένας στόχος είναι πολύ μικρότερο σε σχέση με το συνολικό εύρος συχνοτήτων που μπορεί να καλύψει το οποίο είναι $[-f_s/2, f_s/2]$, όπου f_s είναι η συχνότητα δειγματοληψίας. Γι αυτό το λόγο μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα φίλτρο αποδεκατισμού ώστε να μειώσει τη συχνότητα δειγματοληψίας στο επιθυμητό εύρος μετατοπίσεων. Για να γίνει ο αποδεκατισμός, το σήμα $y(n')$ εισάγεται στη δομή αποδεκατισμού, π.χ. δομή CIC (Cascaded Integrator-Comb)

όπως θα δούμε και στο επόμενο κεφάλαιο, και αποδεκατίζεται κατά έναν παράγοντα R . Ο νέος ρυθμός δειγματοληψίας είναι $f_{ns} = f_s/R$. Επομένως, το μήκος του διανύσματος εξόδου του φίλτρου είναι κατά έναν παράγοντα R μικρότερο. Στη συνέχεια εφαρμόζεται ένα χαμηλοπερατό φίλτρο ώστε να αφαιρεθούν οι συχνότητες πάνω από τη μέγιστη μετατόπιση συχνότητας Doppler. Έτσι, η επεξεργασία είναι ταχύτερη αφού το μήκος του απαιτούμενου FFT (Fast Fourier Transform) είναι επίσης μικρότερο κατά έναν παράγοντα R , [42, σελ. 3].

Για παράδειγμα αν χρησιμοποιούμε συχνότητα δειγματοληψίας 200 KHz, απαιτείται ένας FFT μήκους 2^{18} . Όμως, με τη διαδικασία αποδεκατισμού κατά έναν παράγοντα $R = 128$, ο ρυθμός δειγματοληψίας γίνεται $f_{ns} = 200 \text{ KHz}/128 = 1562.5 \text{ Hz}$. Το εύρος μετατοπίσεων συχνότητας Doppler μπορεί να είναι στο μέγιστο εύρος $[-781.25 \text{ Hz}, 781.25 \text{ Hz}]$, οπότε αν έχουμε στόχους οι οποίοι προκαλούν μέγιστη μετατόπιση Doppler 300 Hz, τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής $f_c = 300 \text{ Hz}$. Το απαιτούμενο μήκος του FFT τώρα είναι $\frac{2^{18}}{R} = \frac{2^{18}}{128} = 2048$ σημεία, οπότε είναι προφανής η αύξηση της ταχύτητας επεξεργασίας.

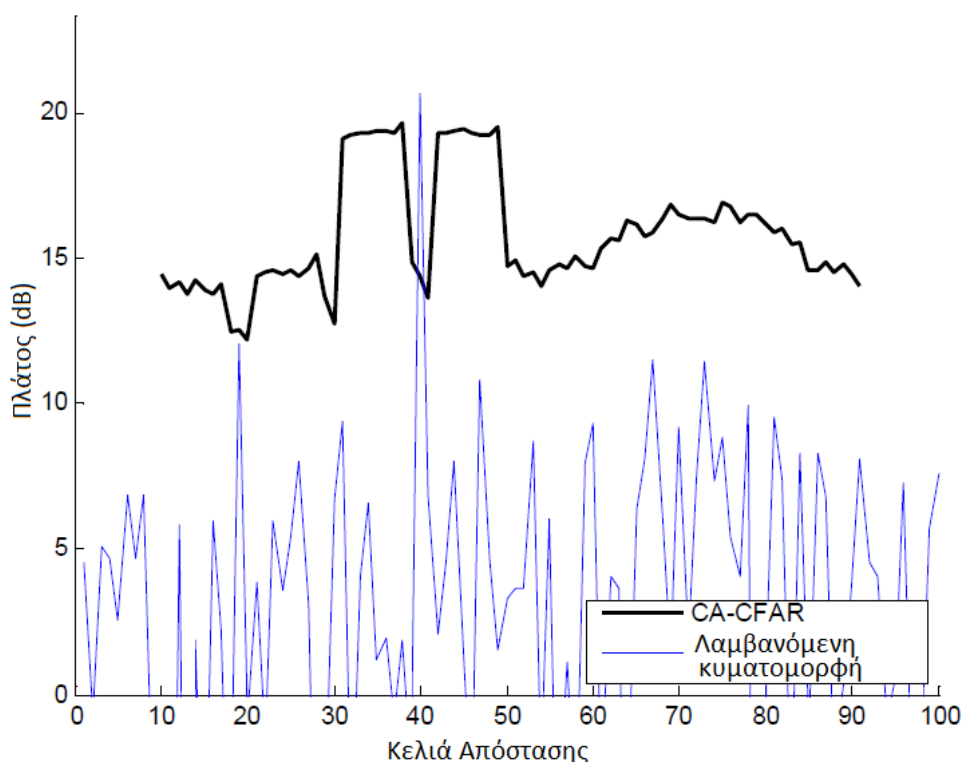
3.2.5 Ανίχνευση στόχου

Έχοντας υπολογίσει την επιφάνεια συσχέτισης, η ανίχνευση στόχου είναι απλά ζήτημα αναγνώρισης των αιχμών που ξεπερνούν ένα κατώφλι ανίχνευσης. Δεδομένου ότι το αρχικό στάδιο προσαρμοστικής επεξεργασίας σήματος ήταν αποτελεσματικό και ότι όλες οι διαρροές του σήματος αναφοράς έχουν αφαιρεθεί, η επεξεργασία ανίχνευσης έχει συνήθως να αντιμετωπίσει μια γκαουσιανή στάθμη θορύβου. Γι αυτόν τον σκοπό είναι πολύ αποτελεσματικός ένας απλός αλγόριθμος σταθεροποίησης λανθασμένου συναγερμού CFAR, [2, σελ. 272].

Στην επεξεργασία PBR στενής ζώνης είδαμε την εφαρμογή του αλγορίθμου CA-CFAR μετά από την επεξεργασία Fourier. Στην περίπτωση της επεξεργασίας PBR ευρείας ζώνης, το παράθυρο CA-CFAR λειτουργεί σε όλη την επιφάνεια της συνάρτησης αβεβαιότητας. Επειδή η συνάρτηση αβεβαιότητας έχει και κελιά διστατικής απόστασης και διστατικής μετατόπισης Doppler, ο αλγόριθμος σταθερού λανθασμένου συναγερμού θα λειτουργεί πρώτα στη μία διάσταση και μετά στην άλλη. Για παράδειγμα θα λειτουργεί πρώτα στα κελιά απόστασης και στη συνέχεια στα κελιά Doppler. Στο σχήμα 3.17 φαίνεται η εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR στα κελιά απόστασης για μια πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού, $P_{fa} = 10^{-4}$ και αριθμό κελιών αναφοράς $N = 32$.

Σε κάποιες περιπτώσεις, ωστόσο, μπορούν να παρατηρηθούν για μερικά δευτερόλεπτα πολύ μεγάλες επιστροφές στόχων. Αυτό μπορεί να συμβεί όταν παρατηρείται μια κατοπτρική ανάκλαση από κάποιο μεγάλο αεροσκάφος jet ή όταν ένας στόχος περνάει πολύ κοντά από τον πομπό ή τον δέκτη. Σε αυτήν την

περίπτωση, οι πλευρικοί λοβοί απόστασης και Doppler αυτής της μεγάλης επιστροφής ηχούς μπορεί να είναι αρκετή για να επικαλύψει άλλες, πιο μικρές επιστροφές ηχούς στόχων στην επιφάνεια συσχέτισης. Μια διαδικασία που προτείνεται είναι μια επαναληπτική αφαίρεση τέτοιων επιστροφών. Αυτό γίνεται εκτιμώντας την θέση τους στην επιφάνεια απόστασης-Doppler και ύστερα φιλτράροντάς τις προσαρμοστικά από τα αρχικά δεδομένα, πριν τον επανυπολογισμό της επιφάνειας συσχέτισης. Η προσέγγιση αυτή μπορεί να επαναληφθεί για κάθε δυνατή επιστροφή ηχούς, αλλά με κόστος τη λειτουργία σε μη-πραγματικό χρόνο σε κάποιες περιπτώσεις, [2, σελ. 272].



Σχήμα 3.17 Εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR στα κελιά απόστασης, [3, σελ. 23].

3.2.6 Συσχέτιση στόχων

Το στάδιο συσχέτισης στόχων είναι παρόμοιο με αυτό που περιγράφηκε στην επεξεργασία PBR στενής ζώνης. Ωστόσο, σε αυτήν την περίπτωση το Kalman φίλτρο χρησιμοποιείται για την ιχνηλασία των επιστροφών των στόχων στο πεδίο απόστασης-Doppler. Για τη συσχέτιση των στόχων μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποδοτικά, σε αυτό το πεδίο, ένα τυπικό φίλτρο Kalman με μετρήσεις απόστασης, Doppler και γωνίας διεύθυνσης και εκτιμήσεων απόστασης, Doppler, ρυθμού μεταβολής Doppler, γωνίας διεύθυνσης και ρυθμού μεταβολής γωνίας διεύθυνσης. Το γεγονός ότι το σύστημα πραγματοποιεί εκτιμήσεις Doppler (που είναι ανάλογες με το ρυθμό μεταβολής της απόστασης) υψηλής ποιότητας, σημαίνει ότι το φίλτρο

μπορεί πολύ εύκολα να ακολουθήσει ένα στόχο στο πεδίο απόστασης-Doppler, [2, σελ. 272].

3.2.7 Εκτίμηση της κατάστασης του στόχου

Τελευταίο βήμα στην επεξεργασία PBR ευρείας ζώνης είναι η επεξεργασία εκτίμησης κατάστασης στόχου, η οποία πάλι μπορεί να προσεγγιστεί με παρόμοια χρήση ενός εκτεταμένου φίλτρου Kalman όπως εκείνου που αναφέρθηκε στην PBR επεξεργασία στενής ζώνης. Ωστόσο, η επεξεργασία PBR ευρείας ζώνης επωφελείται και από τις μετρήσεις διστατικής απόστασης, πέρα των μετρήσεων διστατικής Doppler και γωνίας διεύθυνσης. Αυτό καθιστά τη διαδικασία αρχικοποίησης ίχνους αρκετά απλούστερη, χωρίς την ανάγκη για χρήση τεχνικών επεξεργασίας αρχικοποίησης, [2, σελ. 272].

3.3 Πολυστατικό PBR

Οι περιγραφές των PBR στενής και ευρείας ζώνης που παρέχονται ως εδώ, υποθέτουν τη χρήση ενός μόνο δέκτη και ενός πομπού. Σε αυτήν την περίπτωση, και τα δύο συστήματα βασίζονται σε μεγάλο βαθμό στη χρήση της γωνίας διεύθυνσης για την εκτίμηση της θέσης του στόχου. Αυτή, ακολουθείται από μια επεξεργασία ιχνηλασίας και εκτίμησης για την παραγωγή ενός εξομαλυμένου ίχνους στόχου. Στην πράξη, η αξιοπιστία και η ακρίβεια ενός συστήματος PBR μπορεί να βελτιωθεί σημαντικά με εκμετάλλευση πολλαπλών πομπών καθώς και, προαιρετικά, πολλαπλών δεκτών. Αν γίνει χρησιμοποίηση πολλαπλών πομπών, τότε λαμβάνονται πολλαπλές ανεξάρτητες μετρήσεις διστατικής απόστασης και Doppler, καθώς και πολλαπλές μετρήσεις της ίδιας γωνίας διεύθυνσης (καθώς η γωνία αυτή εξαρτάται από τη διεύθυνση του στόχου και είναι ανεξάρτητη από τη θέση του πομπού). Αν χρησιμοποιηθούν πολλαπλοί δέκτες, (σχήμα 3.18) τότε και οι τρεις μετρήσεις είναι διαφορετικές για ένα δεδομένο στόχο σε διαφορετικούς δέκτες, [2, σελ. 273].

Μπορεί να γίνει επεξεργασία των πολλαπλών ανεξάρτητων μετρήσεων απόστασης, Doppler και διεύθυνσης ενός στόχου επεκτείνοντας το διάλυμα μετρήσεων ενός αλγορίθμου Εκτεταμένου φίλτρου Kalman (Extended Kalman Filter - EKF), που χρησιμοποιείται για την απλή επεξεργασία PBR, έτσι ώστε να περιλαμβάνει όλες τις διαθέσιμες μετρήσεις. Αυτή η μάλλον μικρή αλλαγή στο EKF προκαλεί σημαντικές βελτιώσεις στην ακρίβεια και στην ευρωστία των αποτελεσμάτων του συστήματος PBR, [2, σελ. 273]. Ωστόσο, η τεχνική πρόκληση τίθεται στη σύνδεση δεδομένων. Όταν γίνεται χρήση πολλαπλών πομπών, η σωστή σύνδεση των επιστροφών ηχούς που μετρώνται από κάθε πομπό προς το στόχο δεν

είναι ασήμαντη. Με απλά λόγια, αν χρησιμοποιούνται δύο πομποί και είναι παρόντες δύο στόχοι, τότε δεν είναι ξεκάθαρο πως θα γίνει η αντιστοίχιση των δύο επιστροφών ηχούς που λαμβάνονται από τον ένα πομπό από αυτές που λαμβάνονται από τον άλλο πομπό –υπάρχουν δύο πιθανές αντιστοιχίσεις. Αν τώρα υπάρχουν n στόχοι και δύο πομποί, τότε υπάρχουν n^2 τρόποι με τους οποίους οι επιστροφές ηχούς μπορούν να συνδυαστούν. Αν τώρα ληφθεί το πρόβλημα λανθασμένων συναγερμών και χαμένων ανιχνεύσεων, τότε είναι ξεκάθαρο ότι το πρόβλημα μπορεί να γίνει εξαιρετικά περίπλοκο. Αν είναι διαθέσιμη μια έγκυρη μέτρηση διεύθυνσης στόχου, τότε μπορεί να βοηθήσει στην ελάττωση του αριθμού των πιθανών αντιστοιχίσεων, καθώς οι σωστές αντιστοιχίσεις θα έχουν ίδιες μετρήσεις γωνίας διεύθυνσης. Ωστόσο, τα προβλήματα πολύοδης διάδοσης και μικρών ανοιγμάτων κεραίας στα VHF κάνουν τις μετρήσεις διεύθυνσης να είναι σπάνια αρκετά έγκυρες, περιορίζοντας τη χρησιμότητά τους.

Όπως είδαμε στην παράγραφο 3.1.5 ο δέκτης, σύμφωνα με την εξίσωση 3.7, μετράει μια διστατική απόσταση:

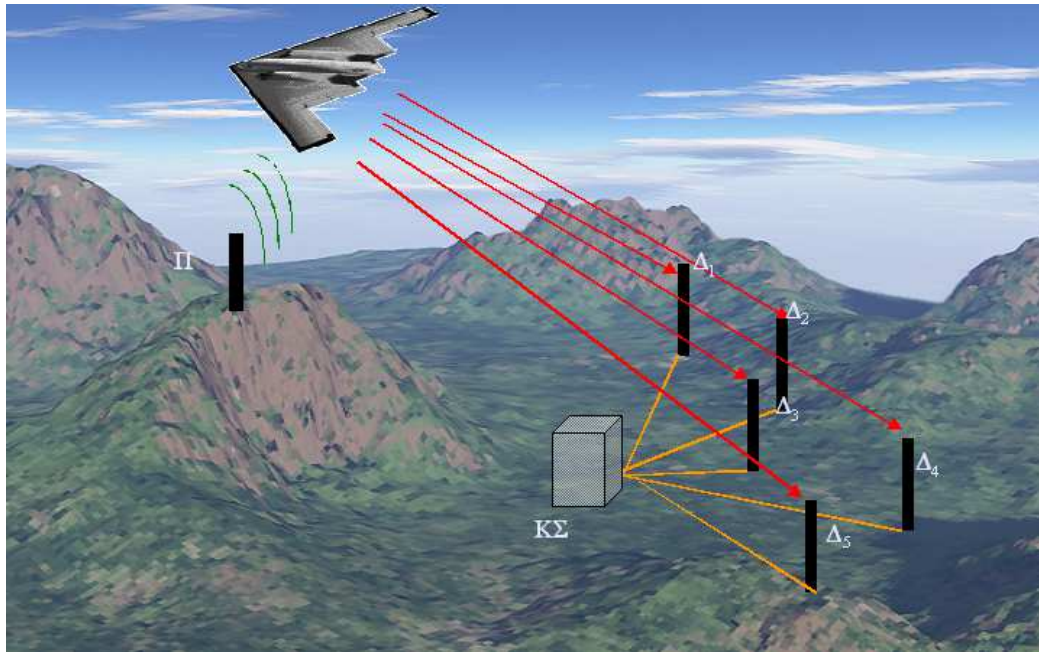
$$R_b = R_1 + R_2 = |E_1 - p| + |E_2 - p|$$

Άρα, όταν εκμεταλλευόμαστε έναν πομπό και $i = 1, \dots, N$ δέκτες τότε η μετρούμενη διστατική απόσταση από τον i -οστό δέκτη θα είναι, [44, σελ. 53]:

$$R_i = |\mathbf{r} - \mathbf{r}_0| + |\mathbf{r} - \mathbf{r}_i| = \sqrt{x^2 + y^2} + \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} \quad (3.16)$$

όπου $|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|$ είναι η απόσταση του στόχου από τον πομπό και $|\mathbf{r} - \mathbf{r}_i|$ είναι η απόσταση του στόχου από τον i -οστό δέκτη.

Βλέπουμε ότι η μέτρηση διστατικής απόστασης αντιστοιχεί σε μια έλλειψη με τον πομπό και το δέκτη στις εστίες της, (σχήμα 3.19), [43]. Έτσι, όταν γίνει σύνδεση ενός ζεύγους μετρήσεων, ο στόχος πρέπει να βρίσκεται κοντά στη διατομή αυτών των ελλείψεων (κοντά, όχι πάνω, λόγω σφαλμάτων στις μετρήσεις απόστασης). Ωστόσο, ένα ζεύγος ελλείψεων θα τέμνεται γενικά σε τέσσερις θέσεις και έτσι απαιτείται ακόμα η γνώση της διεύθυνσης άφιξης για να βοηθήσει την επίλυση αυτής της αβεβαιότητας. Το πλεονέκτημα είναι όμως ότι η διεύθυνση απαιτείται μόνο για διαχωρισμό, και συνεπώς μπορούν να είναι ανεκτές σχετικά μεγάλες ανακρίβειες καθώς η ακρίβεια θέσης εξαρτάται κατά κύριο λόγο από την ακρίβεια της εύρεσης της απόστασης.

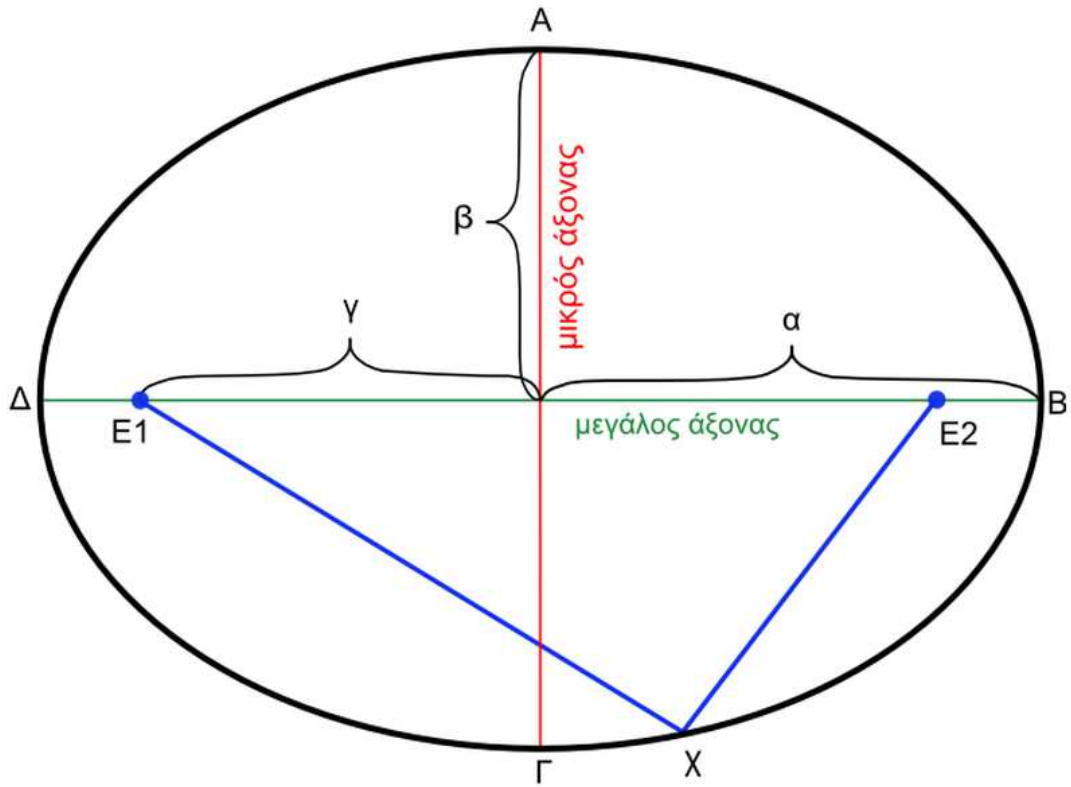


Σχήμα 3.18 Πολυστατικό σύστημα ραντάρ με έναν πομπό και πολλαπλούς δέκτες, [44, σελ. 25].

Ο καθορισμός των σημείων διατομής των δύο ελλείψεων είναι ένα σημαντικό μαθηματικό πρόβλημα για το οποίο όμως υπάρχουν υπολογιστικές λύσεις. Μια απλή προσέγγιση είναι η εκτέλεση μιας αναζήτησης πλέγματος (grid search), ελέγχοντας κάθε πιθανή καρτεσιανή λύση για να δούμε αν υπάρχει μια έλλειψη από κάθε πομπό σε αυτό το σημείο. Εναλλακτικά, μπορούν να χρησιμοποιηθούν πιο αναλυτικές προσεγγίσεις, όπως, [2, σελ. 273]:

- i. η καταγραφή των σημείων στη μια έλλειψη σε παραμετρική μορφή, $x = x_1 + \alpha_1 \cos \theta$ και $y = y_1 + \beta_1 \sin \theta$,
- ii. για μια έλλειψη με κέντρο στο (x_1, y_1) με άξονες α και β .
- iii. Τα σημεία στη δεύτερη έλλειψη (με εστίες στις θέσεις F_1 και F_2 και κύριο άξονα α_1) θα ικανοποιούν την $|E_1 - p| + |E_2 - p| - 2\alpha_1 = 0$.
- iv. Έτσι, οι λύσεις της διατομής βρίσκονται αντικαθιστώντας το (x, y) με το p και ψάχνοντας για τις τιμές του θ που λύνουν την εξίσωση.

Το πρόβλημα εντοπισμού ενός στόχου και της σύνδεσης μετρήσεων είναι πολύ πιο εύκολο αν χρησιμοποιούνται τρεις ή περισσότεροι πομποί. Στην περίπτωση τριών πομπών με ένα στόχο, δημιουργούνται τρεις ελλείψεις οι οποίες συνήθως τέμνονται σε ένα μόνο σημείο. Τότε η θέση του στόχου μπορεί εύκολα να βρεθεί, ακόμα και χωρίς κάποια μέτρηση γωνίας διεύθυνσης. Το πρόβλημα στη συνέχεια είναι απλά θέμα εύρεσης των θέσεων στις οποίες τέμνονται τρεις ή περισσότερες ελλείψεις (μια από κάθε πομπό). Φυσικά, από τη στιγμή που καθορίζεται μια τροχιά με αυτόν τον τρόπο, μπορεί στη συνέχεια να διατηρηθεί με διατομές μόνο δύο ελλείψεων ή περιστασιακά με απλή ανίχνευση [2, σελ. 274]].

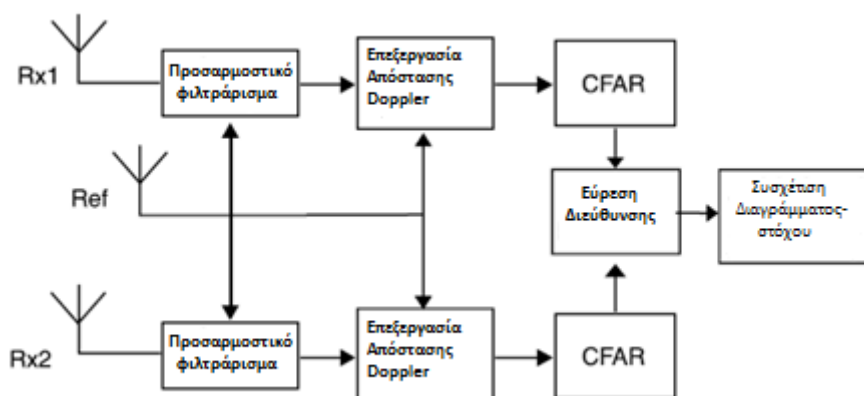


Σχήμα 3.19 Έλλειψη, [43].

Κεφάλαιο 4

Προσομοίωση Παθητικού Δισταθούς Συστήματος Ραντάρ

Σε αυτό το κεφάλαιο προσομοιώνουμε ένα παθητικό διστατικό σύστημα (PBR) με χρήση ενός πομπού FM αναλύοντας έτσι τη βάση του πολυστατικού συστήματος με εκμετάλλευση κάποιας ευκαιριακής πηγής. Η προσομοίωση γίνεται με χρήση MATLAB χρησιμοποιώντας δεδομένα από τα λογισμικά Radio Mobile και CRC-COVWEB που χρησιμοποιούν το μοντέλο διάδοσης Longley-Rice [46], [47]. Θα γίνει χρήση παραμέτρων εμπορικά διαθέσιμου εξοπλισμού ώστε να δοθεί μια εικόνα για την απόδοση του συστήματος. Η προσομοίωση βασίζεται στο πειραματικό μοντέλο του Howland, του Maksimiuk και του Reitsma, [6]. Η απλή αρχιτεκτονική του συστήματος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.1.



Σχήμα 4.1 Μπλοκ διάγραμμα επεξεργασίας σήματος σε ένα διστατικό σύστημα ραντάρ, [6, σελ. 109]

4.1 Γενική επισκόπηση

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.1, το σήμα συλλέγεται από ένα ψηφιακό σύστημα δέκτη που αποτελείται από τουλάχιστον τρία κανάλια. Αυτό επιτρέπει την ύπαρξη ενός καναλιού αναφοράς και δύο καναλιών παρακολούθησης. Η επιλογή δύο καναλιών παρακολούθησης γίνεται για την εύρεση της γωνίας άφιξης της ηχούς με την τεχνική Direction Of Arrival (DOA). Τα ψηφιακά δεδομένα από τα τρία κανάλια τροφοδοτούνται στον επεξεργαστή απόστασης-Doppler, που εξάγει δύο επιφάνειες της συνάρτησης αβεβαιότητας μία για κάθε κανάλι παρακολούθησης. Ύστερα εφαρμόζεται ένα συμβατικό σχήμα ανίχνευσης σταθερού ρυθμού λανθασμένου συναγερμού (CFAR) στις δύο επιφάνειες της συνάρτησης

αβεβαιότητας για τον καθορισμό της απόστασης και της μετατόπισης Doppler κάθε στόχου. Η μιγαδική τιμή του σήματος ηχούς ενός στόχου που λαμβάνεται από κάθε κανάλι επιτήρησης, (R_{x1}, R_{x2}) τροφοδοτείται ύστερα στον επεξεργαστή εύρεσης της διεύθυνσής (DOA). Με δύο κανάλια παρακολούθησης, το σύστημα εύρεσης διεύθυνσης χρησιμοποιεί συμβολομετρία φάσης για την εκτίμηση της διεύθυνσης του στόχου. Σε αυτό το στάδιο επεξεργασίας στο σύστημα έχει καθοριστεί η διστατική απόσταση, η διεύθυνση και η μετατόπιση Doppler ενός αριθμού στόχων. Πριν αρχίσουμε την ανάλυση της επεξεργασίας, είναι απαραίτητο να ελεγχθεί η προσδοκώμενη απόδοση του συστήματος στην ανίχνευση στόχων.

4.2 Προσδοκώμενη απόδοση συστήματος

Στο προτεινόμενο σύστημα μπορεί να γίνει εκμετάλλευση ενός κατακόρυφα πολωμένου ραδιοπομπού FM, ο οποίος βρίσκεται περίπου 29 km μακριά από το δέκτη. Ο πομπός έχει μια ισοδύναμη ακτινοβολούμενη ισχύ εκπομπής (ERP – Equivalent Radiated Power) 10 kW και συχνότητα 106.7 MHz.

Υποθέτουμε ένα στόχο με ενεργό διατομή (RCS) 10 m^2 και ένα κέρδος επεξεργασίας ετεροσυσχέτισης 47 dB όπως υπολογίζεται από τη σχέση 2.3. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο περιοριστικός παράγοντας στην απόδοση ενός παθητικού διστατικού συστήματος (PBR) είναι η παρεμβολή του απευθείας σήματος από τον πομπό.

Στο σχήμα 4.2 παρουσιάζεται η θεωρητική κάλυψη του συστήματος με οβάλ του Cassini, τα οποία δείχνουν σε δισδιάστατη γεωμετρία τις πιθανές θέσεις στόχων με λόγο σήματος προς θόρυβο μεγαλύτερο από 15 dB. Τα οβάλ του Cassini περιγράφηκαν στην παράγραφο 2.4. Η τιμή λόγου σήματος προς θόρυβο 15 dB, χρησιμοποιείται ως λογικό όριο για την επίτευξη ανίχνευσης στόχων. Στο σχήμα 4.3 παρουσιάζεται ο λόγος του σήματος ηχούς προς την παρεμβολή από την πηγή εκπομπής με οβάλ του Cassini, όπου οι πιθανές θέσεις στόχων έχουν επιστροφές λόγου σήματος προς θόρυβο μικρότερο από 15 dB, λαμβάνοντας υπόψη την καταστολή από την κεραία αλλά πριν ληφθούν υπόψη η επεξεργασία συσχέτισης και το προσαρμοστικό φιλτράρισμα. Αυτή η παρεμβολή είναι έως και 70 dB μεγαλύτερη από την αναμενόμενη ηχώ του στόχου με την προαναφερόμενη ενεργό διατομή, σε μια απόσταση 57 km από το δέκτη, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3. Έτσι, αναδεικνύεται η ανάγκη καλής καταστολής αυτής της παρεμβολής. Στα δύο σχήματα, η περιοχή που ορίζεται από την κυρτή γωνία των δύο ευθειών, δηλώνει την περιοχή παρακολούθησης υποθέτοντας μια κεραία λήψης ηχούς με μπροστινό άνοιγμα 60° (εικόνα 4.1). Για τον υπολογισμό των οβάλ κάλυψης, δημιουργήσα έναν κώδικα σε MATLAB, ο οποίος δίνεται στο παράρτημα Α. Τα οβάλ, που εξάγονται από τον κώδικα, έχουν ως κέντρο το μέσον της γραμμής βάσης L_b του

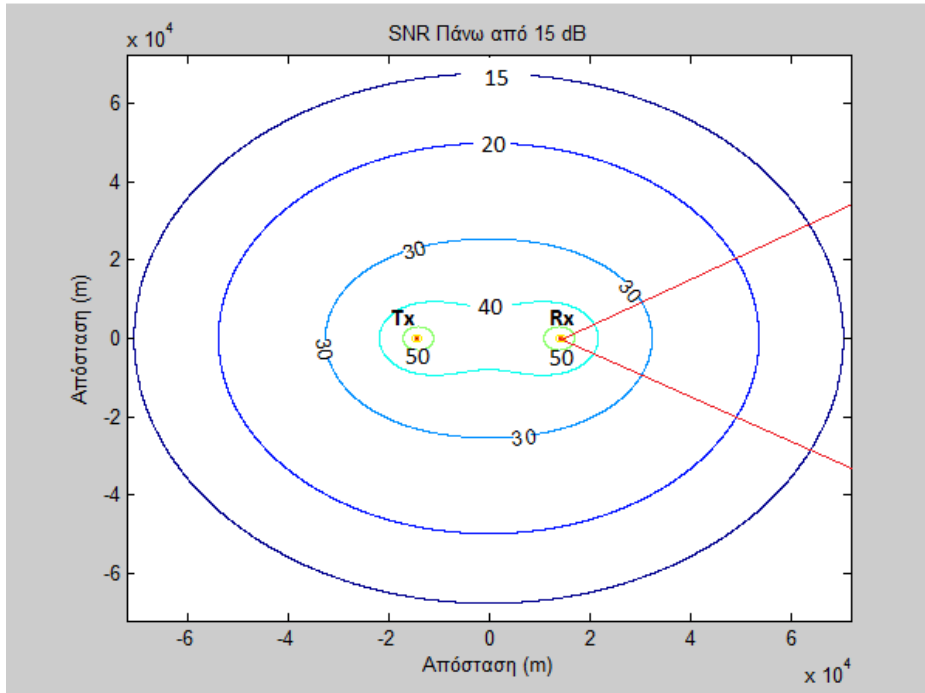
διστατικού συστήματος. Συνεπώς οι εστίες βρίσκονται στις θέσεις $(-\frac{L_b}{2}, 0)$ και $(\frac{L_b}{2}, 0)$, του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, (σχήμα 2.9). Ο λόγος σήματος προς θόρυβο υπολογίζεται από τη σχέση (2.7) λαμβάνοντας υπόψη το κέρδος επεξεργασίας 47 dB από τη σχέση (2.18), τότε αυτή μετατρέπεται στη σχέση (4.1). Επίσης, ο λόγος σήματος ηχούς (P_r) προς παρεμβολή (P_i) στις αντίστοιχες αποστάσεις θα βρίσκεται από τη σχέση (4.2) [12]:

$$SNR = \frac{P_r}{P_n} = G_p \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \cdot \sigma_b \cdot \frac{1}{4\pi R_2^2} \cdot \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{kT_0 BF} \cdot L \quad (4.1)$$

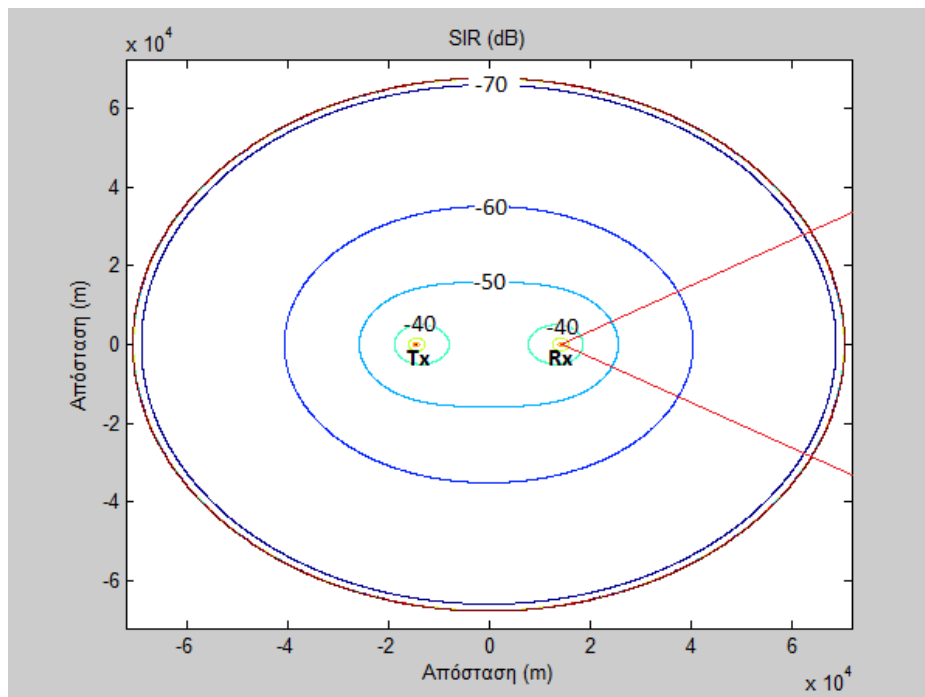
$$SIR = \frac{P_r}{P_i} = \frac{G_t G_r \sigma_b L_b^2}{G_{rt} 4\pi R_1^2 R_2^2} \quad (4.2)$$

Οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται στις παραπάνω εξισώσεις είναι γνωστές από τις προηγούμενες παραγράφους. Αυτό που προστίθεται είναι το G_p που είναι το κέρδος επεξεργασίας, όπως χρησιμοποιείται και στη σχέση (2.4), το G_{rt} είναι το κέρδος της κεραίας παρακολούθησης στην κατεύθυνση του πομπού που εκμεταλλευόμαστε και L_b^2 είναι η απόσταση πομπού-δέκτη (γραμμή βάσης). Από τη σχέση (4.2) γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι χρειάζεται να γίνει επιλογή μιας κεραίας παρακολούθησης η οποία να έχει όσο το δυνατόν μικρότερο κέρδος προς την κατεύθυνση του πομπού. Αν ο πομπός βρίσκεται πίσω από την κεραία ακριβώς τότε η κεραία παρακολούθησης είναι απαραίτητο να έχει όσο το δυνατόν μεγαλύτερο λόγο front-to-back.

Από τα οβάλ Cassini, (σχήματα 4.2-3) όπως δείξαμε στην παράγραφο 2.4, για τους λόγους σήματος ηχούς προς θόρυβο και σήματος ηχούς προς παρεμβολή, παρατηρούμε ότι είναι εφικτή η παρακολούθηση στόχων σε μια αξιοσέβαστη περιοχή κάλυψης. Έτσι, μπορούμε να προχωρήσουμε στην ανάλυση της επεξεργασίας ξεκινώντας με τη συλλογή των δεδομένων στο σύστημα λήψης.



Σχήμα 4.2 Προβλεπόμενη κάλυψη (λόγος σήματος προς θόρυβο) συστήματος, σύμφωνα με την εξίσωση (4.1) και δεδομένα που φαίνονται στον πίνακα 4.1.



Σχήμα 4.3 Προβλεπόμενος λόγος σήματος προς παρεμβολή σύμφωνα με την εξίσωση (4.2) και δεδομένα που φαίνονται στον πίνακα 4.1.

Πίνακας 4.1 Δεδομένα υπολογισμού οβάλ Cassini για την πρόβλεψη της κάλυψης του διστατικού συστήματος.

Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	28650 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	10 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_{rt}	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_r	-27 dB
Κέρδος επεξεργασίας	G_p	47 dB
Μήκος κύματος	λ	2.81 m
Εύρος ζώνης θορύβου	B	55 kHz
Δείκτης θορύβου	F	15 dB
Απώλειες	L	14 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	1 s

4.3 Συλλογή δεδομένων

Στο βασικό διστατικό σύστημα η συλλογή δεδομένων γίνεται από τρεις κεραίες, ένα κανάλι αναφοράς και δύο κανάλια παρακολούθησης για την εύρεση της γωνίας άφιξης του σήματος. Κάθε κεραία είναι συνδεδεμένη σε ένα ψηφιακό δέκτη όπως ο Cubic Communications VXI-3570A, του οποίου τα χαρακτηριστικά παρατίθενται στο παράρτημα Δ. Έτσι έχουμε τρεις δέκτες στη θέση λήψης.

Ο VXI-3570A, στο αναλογικό τμήμα του έχει τρία στάδια IF. Στο πρώτο στάδιο IF γίνεται άνω μετατόπιση συχνότητας (up-conversion) στα 1621.4 MHz, η δεύτερη IF είναι στα 21.4 MHz και η τρίτη IF στα 1.4 MHz. Η επιλογή της αρχικής άνω μετατόπισης συχνότητας. Χρησιμοποιείται συνήθως σε συσκευές μέτρησης πολύ μεγάλου εύρους ζώνης, όπως οι Αναλυτές φάσματος, αφού έτσι περιορίζουμε το κανονικοποιημένο εύρος ζώνης (σε οκτάβες) του τοπικού ταλαντωτή. Επιπλέον αυτή η μετατόπιση και των υπόλοιπων σταδίων IF δίνει καλύτερη απόρριψη της συχνότητας ειδώλου. Το σήμα δειγματοληπτείται ορθογωνικά σε ένα εύρος 110 KHz στο ψηφιακό μέρος του δέκτη.

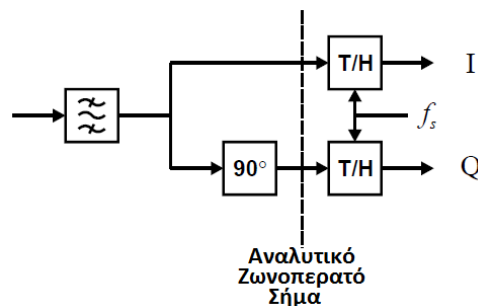
Η ιδέα της ορθογωνικής αποδιαμόρφωσης στηρίζεται στη δειγματοληψία του μιγαδικού αναλυτικού σήματος που δημιουργείται από ένα διαχωριστή φάσης (phase-splitter), σχήμα 4.4, [48, σελ. 29]. Στο δέκτη του ραντάρ το λαμβανόμενο RF σήμα μετατρέπεται αρχικά εν γένει σε ένα σήμα IF (ενδιάμεσης συχνότητας). Αυτό, στη συνέχεια διέρχεται από ένα ζωνοπερατό φίλτρο και χωρίζεται σε δύο συνιστώσες, την συμφασική και την ορθογωνική συνιστώσα (I & Q = in-phase & quadrature-phase components αντίστοιχα), χρησιμοποιώντας δύο σύγχρονους ανιχνευτές που έχουν ίδιο σήμα τοπικού ταλαντωτή, αλλά 90° διαφορά μεταξύ τους. Τα I & Q σήματα μπορούν να διατηρούν την πληροφορία φάσης ($\varphi = \tan^{-1}(Q/I)$) εντός του IF σήματος και συνεπώς να μας παρέχουν την διάκριση

ανάμεσα σε αρνητική και θετική μετατόπιση Doppler (προσέγγιση ή απομάκρυνση στόχου), [49, σελ. 28].

Το σήμα μετά την ορθογωνική αποδιαμόρφωση γίνεται μιγαδικό ($I + jQ$) ή αλλιώς αναλυτικό. Το αναλυτικό σήμα δεν έχει αρνητικές συνιστώσες συχνότητας, οπότε η ελάχιστη συχνότητα δειγματοληψίας $f_s = B$. Συνεπώς η επιλογή μιας συχνότητας δειγματοληψίας $f_s > B$ είναι επαρκής ώστε να αποφεύγεται το φαινόμενο aliasing (ανεπιθύμητη επικάλυψη των αντιγράφων του φάσματος). Στο σχήμα 4.5 βλέπουμε το αρχικό φάσμα του πραγματικού σήματος που περιέχει και θετικές και αρνητικές συνιστώσες. Στο σχήμα 4.6 φαίνεται το σήμα μετά από ορθογωνική δειγματοληψία.

Ο Skolnik, [1, σελ. 25.6] παρέχει ένα παράδειγμα για την ορθογωνική δειγματοληψία. Η χρησιμοποιούμενη διάταξη φαίνεται στο σχήμα 4.7. Έστω ένα πραγματικό σήμα με κεντρική συχνότητα f_c στα 75 MHz και με εύρος ζώνης $B = 40$ MHz στη μία πλευρά του φάσματός του (θετική ή αρνητική one-sided bandwidth). Η συχνότητα δειγματοληψίας είναι $f_s = 50 \text{ MHz} < 2B = 40 \text{ MHz}$ και όπως φαίνεται από τη διαδικασία που ακολουθείται στο σχήμα 4.8 δεν υπάρχει επικάλυψη στα αντίγραφα του φάσματος όπως εξηγείται και στη σελίδα 37.

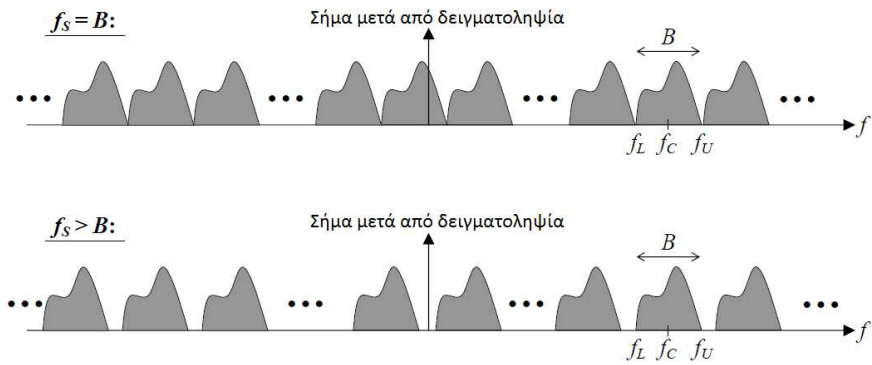
Σύμφωνα με τον Howland, [6], τα δεδομένα από τους τρεις δέκτες μπορούν να μεταδοθούν μέσω ενός τοπικού δικτύου (LAN) στη μονάδα επεξεργασίας. Από κάθε δέκτη συλλέγονται δεδομένα 1.342 δευτερολέπτων. Η συχνότητα δειγματοληψίας είναι 195.313 KHz οπότε συλλέγονται 262144 μιγαδικά δείγματα από κάθε κανάλι. Αυτά οδηγούνται στο πρώτο στάδιο επεξεργασίας που είναι το προσαρμοστικό φιλτράρισμα (adaptive filtering). Σε αυτό το στάδιο γίνεται η καταστολή του ανεπιθύμητου απευθείας σήματος από τα κανάλια παρακολούθησης.



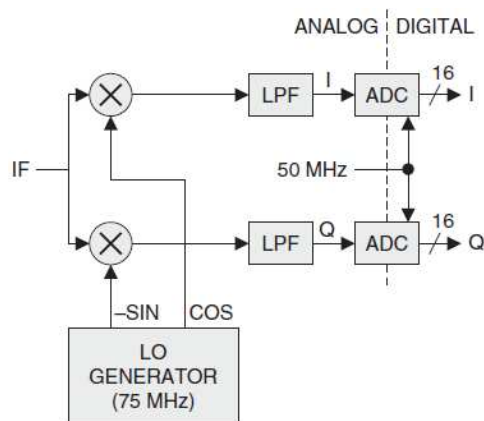
Σχήμα 4.4 Ορθογωνική δειγματοληψία, [48, σελ. 29].



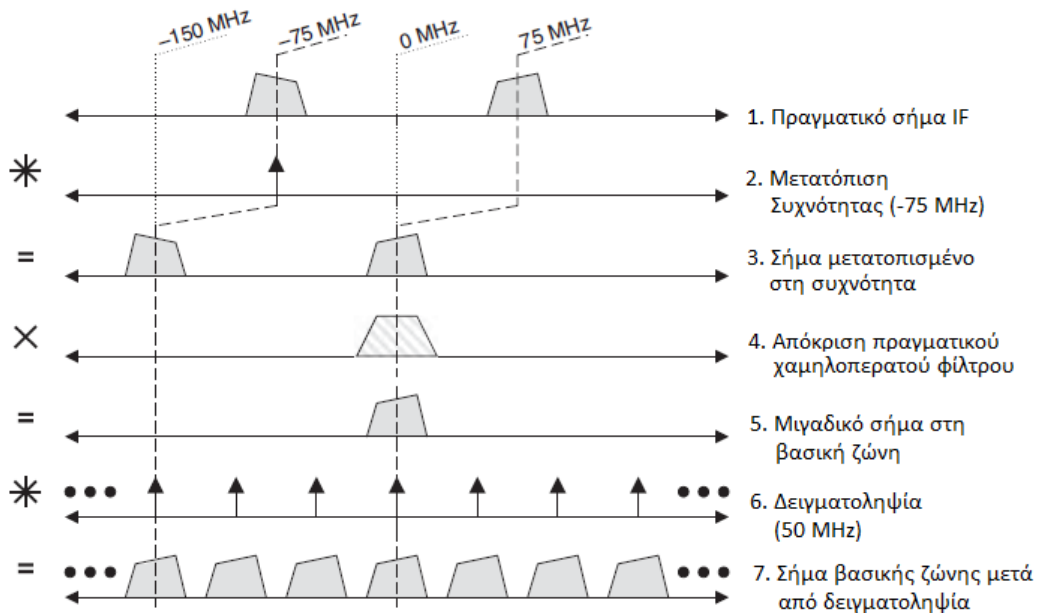
Σχήμα 4.5 Φάσμα αρχικού πραγματικού σήματος. Παρατηρούμε τις θετικές και τις αρνητικές φασματικές συνιστώσες του σήματος, [50, σελ. 20].



Σχήμα 4.6 Σήμα μετά από δειγματοληψία. Παρατηρούμε ότι μια συχνότητα δειγματοληψίας λίγο μεγαλύτερη από το εύρος ζώνης του σήματος, B , είναι επαρκής, [50, σελ. 24].



Σχήμα 4.7 Διάταξη ορθογωνικής δειγματοληψίας παραδείγματος, [1, σελ. 25.7].



Σχήμα 4.8 Διαδικασία ορθογωνικής δειγματοληψίας στο πεδίο συχνότητας αναλυτικά, [1, 25.6].

4.4 Προσαρμοστικό φιλτράρισμα

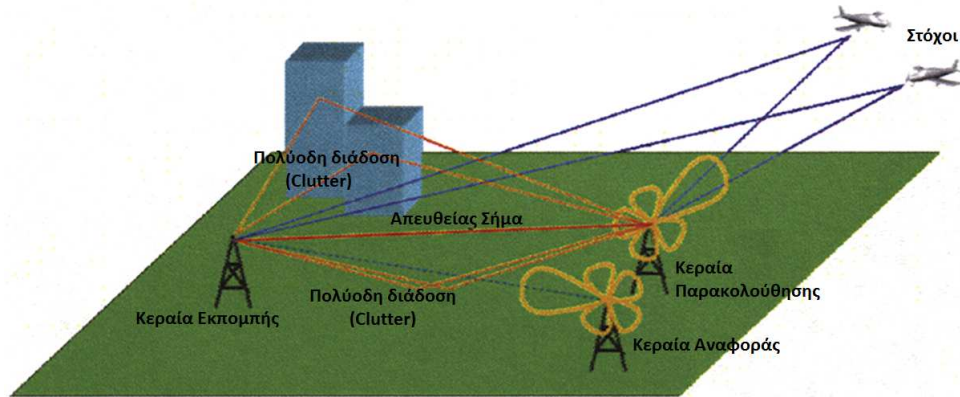
Η επεξεργασία ετεροσυσχέτισης ανάμεσα στο σήμα αναφοράς και στα κανάλια παρακολούθησης έχει ως αποτέλεσμα κάθε ανεπιθύμητο σήμα αναφοράς στα κανάλια παρακολούθησης να περιορίζεται στις ψηφίδες (bins) μηδενικής απόστασης και μετατόπισης Doppler (απουσία κίνησης μεταξύ πομπού και δέκτη). Αυτό συμβαίνει, γιατί το απευθείας από τον πομπό σήμα που διαρρέει στα κανάλια παρακολούθησης έχει μηδενική διαφορά χρόνου άφιξης σε σχέση με το σήμα αναφοράς, δεδομένου ότι η κεραία του καναλιού αναφοράς βρίσκεται στην ίδια θέση με τις κεραίες των καναλιών παρακολούθησης. Επίσης, το απευθείας σήμα που παρεμβάλλεται στα κανάλια παρακολούθησης λόγω απουσίας κίνησης μεταξύ πομπού και δέκτη δε θα είναι μετατοπισμένο στη συχνότητα.

Παρόλα αυτά, το σήμα αναφοράς συσχετίζεται με την εξασθενημένη μορφή του, δημιουργώντας σημαντικούς πλευρικούς λοβούς σε διστατική απόσταση και συχνότητα Doppler στη συνάρτηση αβεβαιότητας. Στην καλύτερη περίπτωση, με χρόνο ολοκλήρωσης 1 δευτερολέπτου και 50 kHz ισοδύναμο εύρος ζώνης, αυτοί θα είναι 47 dB κάτω από το κύριο μέγιστο της αυτοσυσχέτισης. Ωστόσο, δεδομένου ότι το απευθείας σήμα μπορεί να είναι έως και 80-90 dB ισχυρότερο από τις επιστροφές ηχούς, αυτό σημαίνει ότι οι πλευρικοί λοβοί παραμένουν 30-40 dB μεγαλύτεροι από τις επιστροφές που αναμένουμε να ληφθούν. Επίσης, αναμένονται επιστροφές σημάτων σκεδαζομένων από ακίνητους σκεδαστές στο έδαφος (clutter).

Το αναμενόμενο σήμα λήψης στα κανάλια παρακολούθησης αποτελείται από το απευθείας σήμα $d(t)$ και τις εκδόσεις του που φτάνουν στο δέκτη μέσω πολύοδης διάδοσης. Η πολύοδη διάδοση, όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.9, προκαλείται από ανακλάσεις του σήματος του πομπού από το έδαφος και από άλλους στατικούς στόχους (clutter), αλλά και από τους επιθυμητούς στόχους (ηχώ). Τα σήματα που προκύπτουν από την πολύοδη διάδοση λόγω στατικών στόχων, μπορούν να είναι μεγαλύτερης ισχύος από την ισχύ της ηχούς των επιθυμητών στόχων. Αυτά παρεμβάλλονται όπως και το απευθείας από τον πομπό σήμα στα κανάλια παρακολούθησης φτάνοντας με κάποια γωνία άφιξης στις κεραίες επιτήρησης. Συνεπώς, η τελική ισχύς που δημιουργούν οι παρεμβολές λόγω πολύοδης διάδοσης εξαρτάται και από το κέρδος της κεραίας παρακολούθησης προς αυτήν τη γωνία άφιξης. Τα σήματα λόγω πολύοδης διάδοσης από στατικούς στόχους, είναι καθυστερημένες εκδόσεις του απευθείας σήματος, (σήματος αναφοράς) οπότε θα έχουν μια διαφορά χρόνου άφιξης σε σχέση με αυτό, στα κανάλια παρακολούθησης. Η ηχώ θα είναι επίσης η εξασθενημένη και καθυστερημένη μορφή του σήματος αναφοράς, στο χρόνο αλλά θα είναι επίσης μετατοπισμένη στη συχνότητα (μετατόπιση Doppler) σε σχέση με αυτό. Οπότε, το λαμβανόμενο σήμα στα κανάλια παρακολούθησης μπορεί να εκφραστεί από τη σχέση 4.3, [11]:

$$s_{surv}(t) = A_{surv}d(t) + \sum_{m=1}^{N_T} a_m d(t - \tau_m) e^{j2\pi f_{dm}t} + \sum_{i=1}^{N_C} c_i d(t - \tau_c) + n_{surv} \quad (4.3)$$

όπου: $0 \leq t < T_i$



Σχήμα 4.9 Γεωμετρία παθητικού διστατικού συστήματος, [11, σελ. 2]

T_i : ο χρόνος ολοκλήρωσης

$d(t)$: η μιγαδική περιβάλλουσα του απευθείας σήματος (καθυστερημένο αντίγραφο του εκπεμπόμενου σήματος)

A_{surv} : το μιγαδικό πλάτος του απευθείας λαμβανόμενου σήματος από τον πλάγιο/οπίσθιο λοβό της κεραίας παρακολούθησης

a_m , τ_m και f_{dm} : το μιγαδικό πλάτος, η καθυστέρηση (σε σχέση με το σήμα αναφοράς) και η συχνότητα Doppler του m -οστού στόχου ($m = 1, \dots, N_T$) αντίστοιχα

c_i και τ_c : το μιγαδικό πλάτος και η καθυστέρηση (σε σχέση με το σήμα αναφοράς) του i -οστού σταθερού σκεδαστή εδάφους ($i = 1, \dots, N_C$)

$n_{surv}(t)$: η συνεισφορά του θερμικού θορύβου

Ο πρώτος όρος στην (4.3) δηλώνει το απευθείας σήμα από την πηγή. Ο δεύτερος όρος δηλώνει το άθροισμα των σημάτων ηχούς των επιθυμητών στόχων που λαμβάνονται στα κανάλια παρακολούθησης. Ο τρίτος όρος αναπαριστά το άθροισμα των σημάτων λόγω στατικών στόχων. Ο τέταρτος όρος δηλώνει τη συνεισφορά του θερμικού θορύβου στο δέκτη.

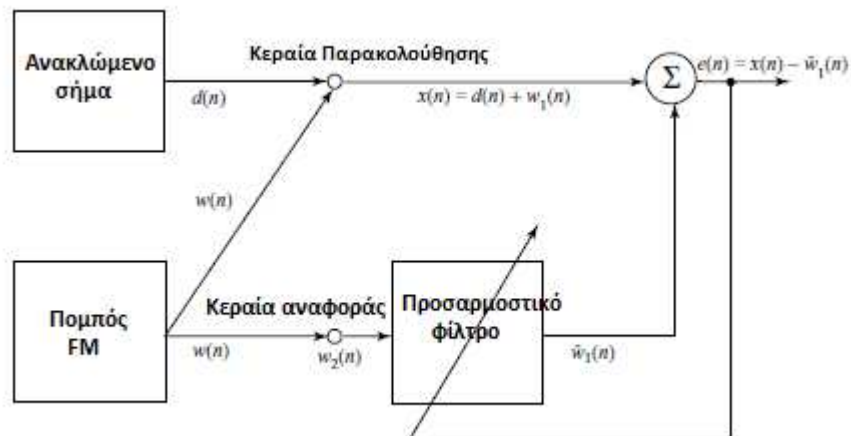
Από τους όρους που περιέχει η (4.3) μόνο ο δεύτερος είναι επιθυμητός, καθώς περιέχει την πληροφορία για τους στόχους που θέλουμε να παρακολουθήσουμε. Γι αυτό το λόγο είναι κρίσιμα σημαντική η απόρριψη του απευθείας σήματος και της ηχούς λόγω στατικών στόχων (clutter) από τα κανάλια παρακολούθησης πριν την έναρξη της επεξεργασίας ετεροσυσχέτισης. Έτσι, χρησιμοποιείται ένα φίλτρο προσαρμοστικής απόρριψης θορύβου όπως του σχήματος 4.10. Ο στόχος του προσαρμοστικού φίλτρου καταστολής (σχήμα 4.10) είναι η εκτίμηση του επιθυμητού σήματος $d(n)$, (σήμα ηχούς χωρίς παρεμβολές) από μια θορυβώδη παρατήρηση:

$$x(n) = d(n) + w_1(n) \quad (4.4)$$

που λαμβάνεται από την κεραία παρακολούθησης, όπου $w_1(n)$ είναι η ανεπιθύμητη παρεμβολή. Αυτή η παρεμβολή αποτελείται από το σήμα απευθείας από τον πομπό και από την ηχώ στατικών στόχων, όπως περιγράψαμε παραπάνω (σχέση 4.3). Το $w_2(n)$ αποτελεί το σήμα από την κεραία αναφοράς και χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της παρεμβολής.

Το έργο του προσαρμοστικού φίλτρου είναι να κάνει μια εκτίμηση των παρεμβολών, η οποία συμβολίζεται ως $\hat{w}_1(n)$, μέσω του σήματος αναφοράς που είναι το $w_2(n)$. Στη συνέχεια, αυτή η εκτίμηση αφαιρείται από το σήμα της αρχικής ανίχνευσης, (σχέση 4.4) παράγοντας μια εκτίμηση του αληθινού σήματος ηχούς (σχήμα 4.10):

$$e(n) = x(n) - \hat{w}_1(n) \quad (4.5)$$



Σχήμα 4.10 Δομή προσαρμοστικής απόρριψης θορύβου

Για την υλοποίηση του προσαρμοστικού φίλτρου χρησιμοποιείται ένας αλγόριθμος συνδυασμένης επεξεργασίας εκτίμησης. Η δομή του φίλτρου παρουσιάζεται στο σχήμα 4.11 και αποτελείται από δύο μέρη:

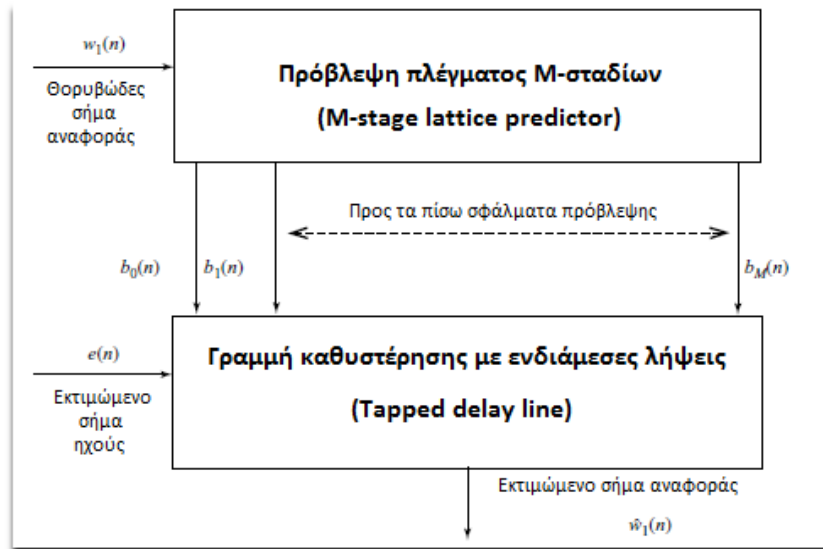
- ένας προσαρμοστικός εκτιμητής δικτυωτού πλέγματος M-σταδίων (adaptive lattice predictor)
- μια προσαρμοστική γραμμή καθυστέρησης με ενδιάμεσες λήψεις (tapped delay line)

Η δομή του εκτιμητή πλέγματος M-σταδίων φαίνεται στο σχήμα 4.12. Τα σήματα εξόδου στο m-οστό στάδιο είναι:

$$f_m(n) = f_{m-1}(n) + \kappa_m^* b_{m-1}(n-1), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (4.6)$$

$$b_m(n) = \kappa_m f_{m-1}(n) + b_{m-1}(n-1), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (4.7)$$

όπου M είναι η τάξη εκτίμησης. Οι μεταβλητές $f_m(n)$ και $b_m(n)$ είναι το m -οστό σφάλμα πρόσω πρόβλεψης (forward error) και το m -οστό προς τα πίσω σφάλμα πρόβλεψης (backward error) αντίστοιχα. Ο συντελεστής k_m είναι ο m -οστός συντελεστής ανάκλασης.

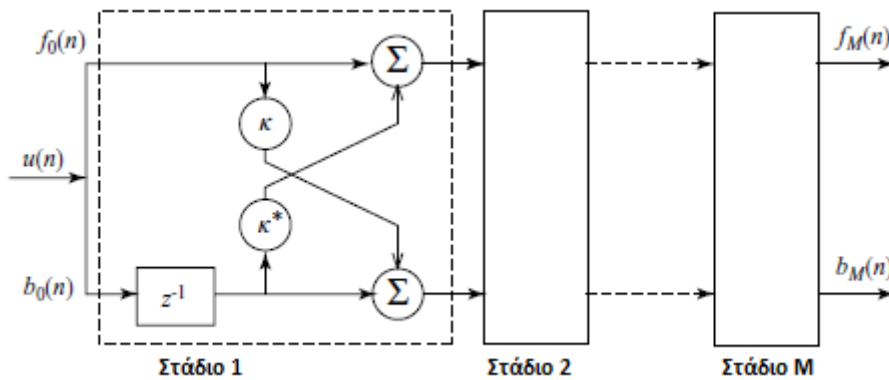


Σχήμα 4.11 Συνδυασμένη επεξεργασία εκτίμησης του σήματος αναφοράς, [6, σελ. 110].

Σε κάθε στάδιο του φίλτρου, το προς τα πίσω σφάλμα πρόβλεψης $b_m(n)$, $m = 1, 2, \dots, M$, συνδέεται στην είσοδο ενός φίλτρου πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (FIR).

Ο εκτιμητής πλέγματος M -σταδίων μετατρέπει την ακολουθία των συσχετισμένων δειγμάτων εισόδου $x(n), x(n-1), \dots, x(n-M)$ σε μια ακολουθία ασυσχέτιστων σφαλμάτων πρόβλεψης $b_0(n), b_1(n), \dots, b_m(n)$. Το δεύτερο μέρος του φίλτρου χρησιμοποιεί τα προς τα πίσω σφάλματα για την εκτίμηση του επιθυμητού σήματος $y(n)$. Το πρώτο μέρος του φίλτρου είναι ισοδύναμο με τον αλγόριθμο Gram-Schmidt και το δεύτερο μέρος του φίλτρου ισοδυναμεί με ένα φίλτρο πολλαπλής παλινδρόμησης (multiple regression filter).

Μαθηματικά, η συνδυασμένη επεξεργασία εκτίμησης περιγράφεται από δύο αλγορίθμους. Ο πρώτος αλγόριθμος είναι ο GAL (gradient adaptive lattice) και χρησιμοποιείται για την προσαρμογή των συντελεστών k_m στη δομή του εκτιμητή πλέγματος. Στο δεύτερο φίλτρο, ενημερώνονται οι συντελεστές $h(n)$ (σχήμα 4.13) χρησιμοποιώντας τον κανονικοποιημένο αλγόριθμο ελαχίστων τετραγώνων (NLMS). Στο σχήμα 4.13 παρουσιάζεται ο συνδυασμένος εκτιμητής.



Σχήμα 4.12 Δομή εκτιμητή πλέγματος, [6, σελ. 110], που υλοποιεί το προσαρμοστικό φίλτρο.

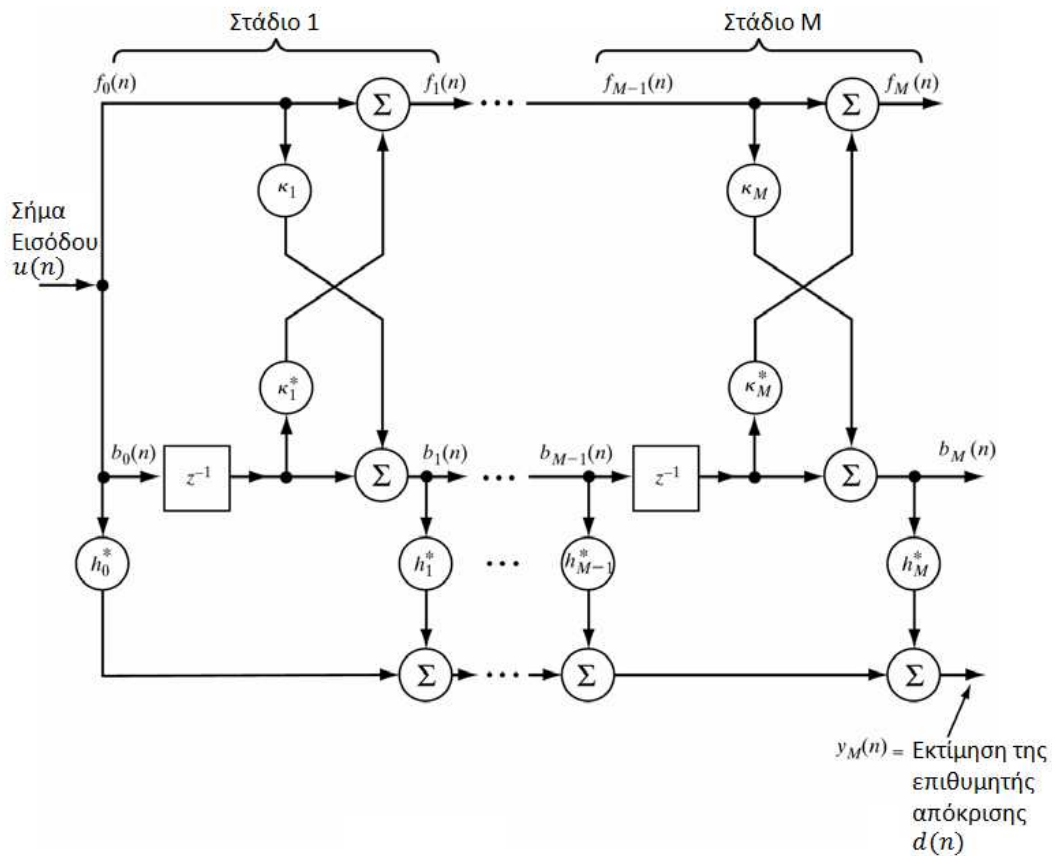
Παρόλο που η δομή του φίλτρου φαίνεται να είναι υπερβολικά περίπλοκη, σύμφωνα με την [6] έχει βρεθεί πειραματικά ότι η διασπορά ιδιοτιμών στον πίνακα συσχέτισης εμποδίζει την άμεση χρήση απλούστερων αλγορίθμων, επειδή ο ρυθμός σύγκλισης είναι πολύ μικρός.

Η επιλογή της τάξης του φίλτρου πρόβλεψης M δεν ακολουθεί κάποια γνωστή μέθοδο, όπως το θεωρητικό κριτήριο του Akaike ή το κριτήριο ελάχιστου μήκους περιγραφής, αλλά βασίζεται σε εμπειρικές παρατηρήσεις [6]. Μια τιμή του $M = 50$ έχει βρεθεί βέλτιστη για αυτό το σύστημα για καταστολή του σήματος αναφοράς και της ηχούς στατικών στόχων (clutter) σε αποδεκτό χρόνο υπολογισμού.

Ο αλγόριθμος της συνδυασμένης επεξεργασίας καταστολής των ανεπιθύμητων σημάτων που παρεμβάλουν τα επιθυμητά σήματα ηχούς, δημιουργήθηκε σε MATLAB και εξετάστηκε στα πλαίσια αυτής της Διπλωματικής. Ο κώδικας αυτός δίνεται στο παράρτημα Β. Έτσι, δημιουργήθηκε μια κυματομορφή διαμορφωμένη κατά συχνότητα (FM) με βάση κάποιο αρχείο μουσικής wav ώστε να προσομοιωθεί ένα σήμα με διακυμάνσεις που απαντώνται σε ένα πραγματικό σύστημα εκπομπής FM. Το σήμα ηχούς έχει υποστεί παρεμβολή από το σήμα αναφοράς που βρίσκεται στον πίσω λοβό της κεραίας παρακολούθησης. Τα σήματα ηχούς που δημιουργήθηκαν για δυο στόχους που βρίσκονται σε κάποια διστατική απόσταση R_1 και R_2 με κάποιες ταχύτητες v_1 και v_2 είναι 90 dB κάτω από το επίπεδο του σήματος αναφοράς και το σήμα παρεμβολής είναι 35 dB κάτω από το σήμα αναφοράς λόγω του ότι βρίσκεται σε οπίσθιο λοβό της κεραίας παρακολούθησης. Στα σχήματα 4.14 και 4.15 παρουσιάζεται η συνάρτηση αβεβαιότητας μετά από μια επεξεργασία απόστασης-Doppler, η οποία θα περιγραφεί στην επόμενη παράγραφο. Στο σχήμα 4.14 η επεξεργασία λειτουργεί χωρίς το στάδιο του προσαρμοστικού φιλτραρίσματος. Είναι προφανές ότι ο μόνος λοβός που επικρατεί είναι εκείνος στη θέση μηδενικής διστατικής απόστασης και Doppler πράγμα που σημαίνει ότι πρόκειται για σήμα παρεμβολής. Αντίθετα, στο σχήμα 4.15, η ανίχνευση, που επαληθεύεται με τη συνάρτηση αβεβαιότητας, κάνει χρήση του προσαρμοστικού φιλτραρίσματος που περιγράφηκε. Παρατηρούμε ότι οι δύο στόχοι είναι πια εμφανείς στην επιφάνεια διστατικής απόστασης-Doppler και ότι πριν καλύπτονταν από το ισχυρότερο σήμα αναφοράς που παρεμβαλλόταν στην επεξεργασία εξαγωγής των επιθυμητών στόχων.

Μετά την εφαρμογή του προσαρμοστικού φίλτρου όπως φαίνεται στο σχήμα 4.15 το απευθείας σήμα απορρίπτεται και οι στόχοι είναι καθαρά ορατοί. Συνολικά το προσαρμοστικό φίλτρο μπορεί να καταστείλει παρεμβολές σχεδόν 75 dB και η

απόδοσή του είναι φανερά κρίσιμη για την απόδοση ολόκληρου του συστήματος PBR. Έτσι, σειρά έχει η περιγραφή της επεξεργασίας για την εξαγωγή των πληροφοριών διστατικής απόστασης και Doppler.

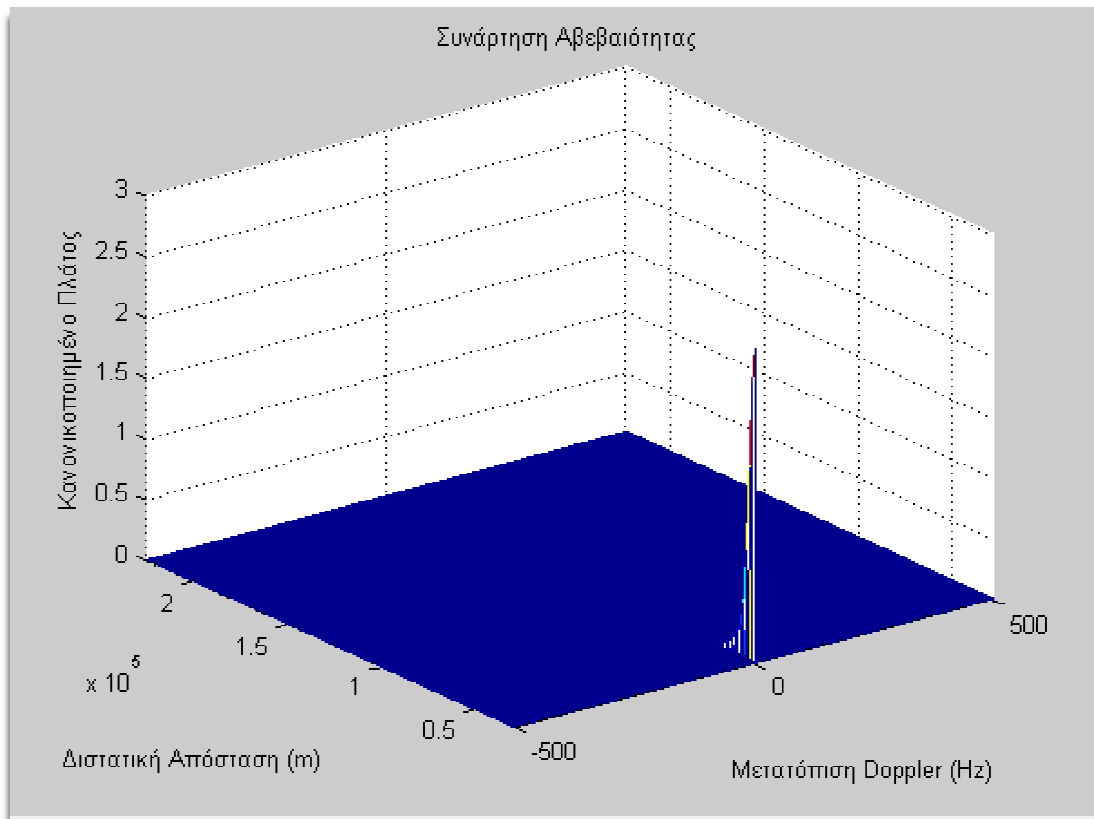


Σχήμα 4.13 Κοινή επεξεργασία εκτίμησης εσωτερικά, [7, σελ. 17].

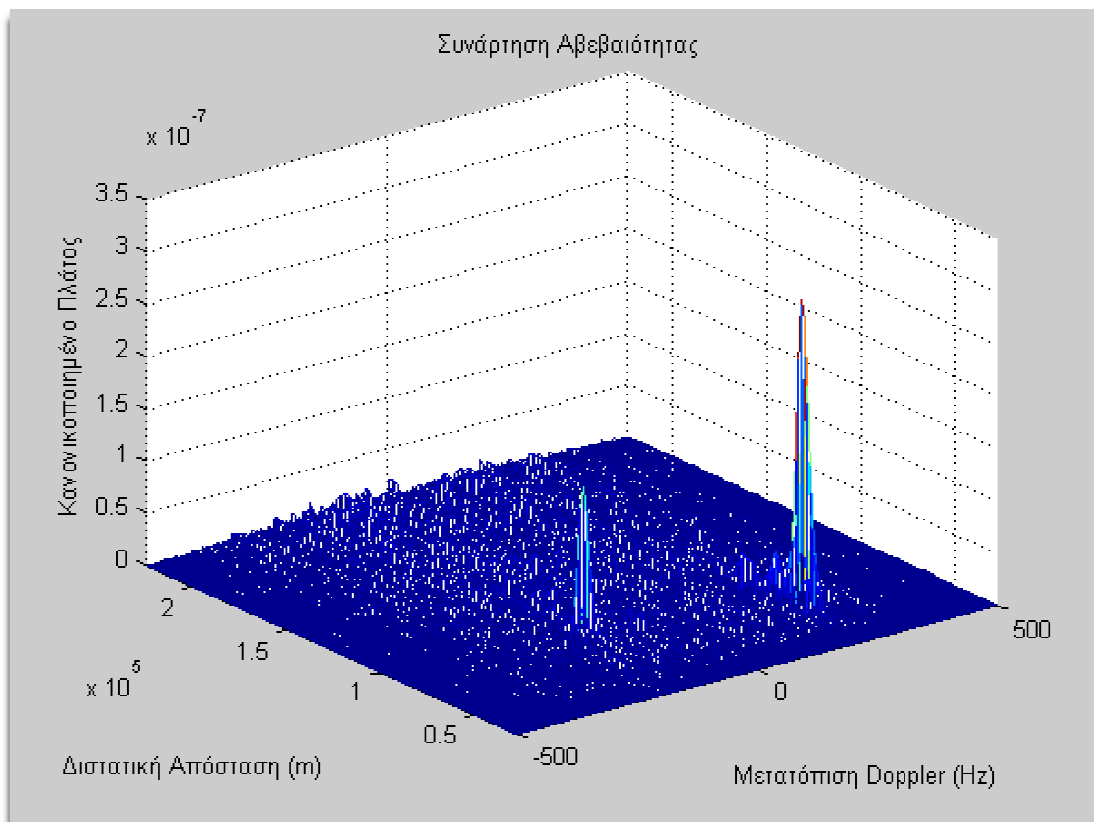
4.5 Ανίχνευση στόχου με ετεροσυσχέτιση

Έχοντας φιλτράρει προσαρμοστικά το απευθείας σήμα είναι απαραίτητη η αναζήτηση των μετατοπισμένων κατά Doppler και καθυστερημένων χρονικά επιστροφών ηχούς από τους στόχους. Αυτό το βήμα επεξεργασίας εξυπηρετεί δύο διαφορετικούς σκοπούς στο σύστημα ραντάρ:

- να λειτουργεί ως προσαρμοσμένο φίλτρο για το σύστημα ραντάρ και να παρέχει το απαραίτητο κέρδος επεξεργασίας σήματος ώστε να επιτρέπεται η ανίχνευση της ηχούς των στόχων,
- να εκτιμάει τη διστατική απόσταση και τη μετατόπιση Doppler του στόχου.



Σχήμα 4.14 Επικράτηση της παρεμβολής-θέσης (0,0), χωρίς προσαρμοστικό φιλτράρισμα.



Σχήμα 4.15 Εμφάνιση των 2 στόχων μετά από προσαρμοστικό φιλτράρισμα.

Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μια διακριτικότητα απόστασης (με έναν πομπό) περίπου 2-3 km (εξαρτώμενη από τη στιγμιαία διαμόρφωση του σήματος, που εξαρτάται από το περιεχόμενο του προγράμματος της ραδιοφωνικής μετάδοσης). Η διακριτικότητα Doppler είναι αντίστροφη του χρόνου συμφασικής ολοκλήρωσης, δηλαδή τυπικά 1 Hz, που αντιστοιχεί σε μια διακριτικότητα ταχύτητας γύρω στα 1.5 m/s. Οι διακριτικότητες προσεγγίζονται αντίστοιχα από τις σχέσεις (4.8) και (4.9) παρακάτω [4]. Όταν γίνεται η υλοποίηση του δέκτη του ραντάρ, ο σχεδιαστής μπορεί να επιλέξει ένα υποσύνολο αποστάσεων και μετατοπίσεων Doppler προς εξέταση.

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (4.8)$$

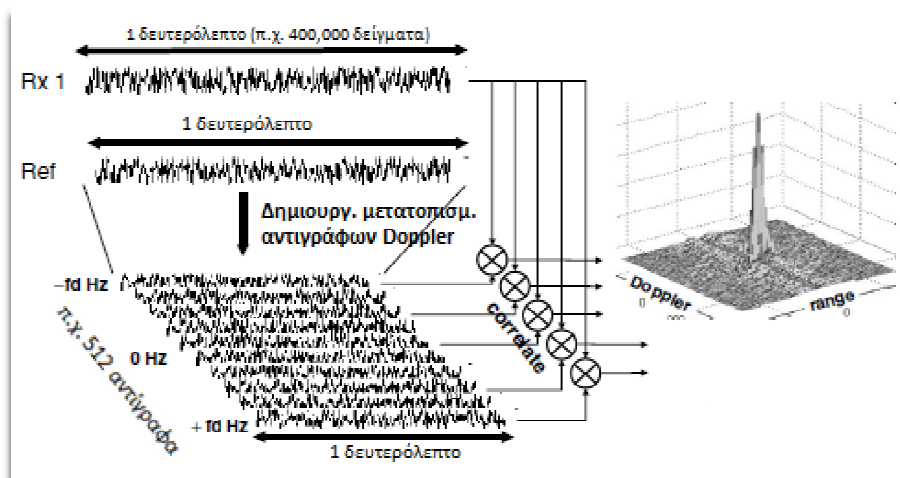
$$\Delta f = \frac{1}{T_i} \quad (4.9)$$

όπου B είναι το εύρος ζώνης του λαμβανόμενου σήματος και T_i είναι ο χρόνος ολοκλήρωσης.

Πρακτικά, ο χρόνος συμφασικής ολοκλήρωσης περιορίζεται από τη μετακίνηση των στόχων έξω από το κελιά Doppler, και μερικές φορές από τα κελιά της απόστασης, που μας ενδιαφέρει. Ένας χρόνος ολοκλήρωσης γύρω στο 1 δευτερόλεπτο είναι βέλτιστος για τις περισσότερες περιπτώσεις πολιτικής εναέριας κυκλοφορίας και παρέχει ένα υπολογιστικό κέρδος περίπου 47 dB αν στη σχέση 2.3 ορίσουμε το χρόνο ολοκλήρωσης 1 δευτερόλεπτο και το ισοδύναμο εύρος ζώνης 50 kHz.

4.5.1 Περιγραφή αλγορίθμου επεξεργασίας

Η γενική ιδέα της εκτίμησης απόστασης-Doppler φαίνεται στο σχήμα 4.16. Ο αλγόριθμος λειτουργεί με ένα δείγμα δεδομένων ενός δευτερολέπτου και δημιουργεί μετατοπισμένα κατά Doppler αντίγραφα του σήματος αναφοράς. Ακολούθως, ο αλγόριθμος λειτουργεί ως μια τράπεζα φίλτρων, κάθε ένα προσαρμοσμένο σε διαφορετική ταχύτητα στόχου.



Σχήμα 4.16 Έννοια της ετεροσυσχέτισης

Η επεξεργασία στο σχήμα 4.16 είναι ανάλογη με τον υπολογισμό της συνάρτησης αβεβαιότητας και μπορεί να γραφτεί σε διακριτό χρόνο ως, [6, σελ 109]:

$$|\Psi(\tau, \nu)| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} e(n) d^*(n - \tau) e^{j2\pi\nu n/N} \right| \quad (4.10)$$

όπου το Ψ δηλώνει την επιφάνεια στο διάγραμμα πλάτους-απόστασης-Doppler (ARD) που επιζητούμε να υπολογίσουμε, το $e(n)$ δηλώνει το φιλτραρισμένο σήμα ηχούς και $d(n)$ παριστάνει το σήμα αναφοράς. Η μεταβλητή τ δηλώνει το χρόνο καθυστέρησης που αντιστοιχεί στην εξεταζόμενη διστατική διαφορά χρόνου άφιξης (TDOA) και η ν δηλώνει την εξεταζόμενη μετατόπιση Doppler. Έτσι, μπορεί να υπολογιστεί η διστατική απόσταση $R_B = R_T + R_R$ από τη διαφορά χρόνου άφιξης (TDOA) ανάμεσα στο σκεδαζόμενο και απευθείας σήμα [4].

Αυτός ο ορισμός οδηγεί φυσιολογικά σε δύο διαφορετικές προσεγγίσεις για τον αποτελεσματικό υπολογισμό της επιφάνειας της συνάρτησης αβεβαιότητας, $|\Psi(\tau, \nu)|$. Ο πρώτος τρόπος προσέγγισης του ορισμού του $|\Psi(\tau, \nu)|$ είναι ως μια ετεροσυσχέτιση ανάμεσα στα σήματα $e(n)$ και $d^*(n - \tau) e^{j2\pi\nu n/N}$. Ο δεύτερος τρόπος προσέγγισης του $|\Psi(\tau, \nu)|$ είναι ως ένας διακριτός μετασχηματισμός Fourier του $e(n) d^*(n - \tau)$. Οι δύο τρόποι, έχουν ως αποτέλεσμα δύο διαφορετικούς αλγόριθμους υπολογισμού.

Και στους δύο αλγόριθμους, το σήμα αναφοράς $d(n)$ μπορεί να σταθμιστεί χρησιμοποιώντας μια συνάρτηση βαρύτητας πριν τον υπολογισμό της επιφάνειας της συνάρτησης αβεβαιότητας ούτως ώστε να μειωθούν οι πλευρικοί λοβοί στα κελιά της απόστασης και της μετατόπισης Doppler, με κόστος ενός πιο διευρυμένου κύριου μεγίστου και μιας μικρής απώλειας στο κέρδος επεξεργασίας [6].

4.5.1.1 Προσέγγιση ετεροσυσχέτισης

Αυτή η προσέγγιση επιζητά τον υπολογισμό μιας αποτελεσματικής ετεροσυσχέτισης ανάμεσα στο $e(n)$ και το $d(n) e^{j2\pi\nu n/N}$. Σημειώνουμε πως το γινόμενο $d(n) e^{j2\pi\nu n/N}$ αναπαριστά τη μετατοπισμένη κατά συχνότητα έκδοση του $d(n)$. Αυτή η προσέγγιση μπορεί να υλοποιηθεί πολλαπλασιάζοντας άμεσα το $d(n)$ με το μιγαδικό διάνυσμα $e^{j2\pi\nu n/N}$. Πιο αποδοτικά υπολογίζουμε απλά τον FFT του $d(n)$ και ύστερα αναστρέφουμε τα στοιχεία του μετασχηματισμένου σήματος και μετατοπίζοντάς το κατάλληλα για την εύρεση της σωστής μετατόπισης συχνότητας. Τα βήματα που περιλαμβάνει ο αλγόριθμος είναι τα ακόλουθα, [2, σελ. 297]:

- Υπολογισμός του FFT του $e(n)$ δηλώνοντάς τον $E(n)$
- Υπολογισμός του FFT του $d(n)$ δηλώνοντάς τον $D(n)$

Στη συνέχεια, για κάθε ζητούμενη μετατόπιση Doppler

- Αναστροφή των στοιχείων του $D(n)$ για την εύρεση της απαιτούμενης συχνότητας Doppler
- Πολλαπλασιασμός του ανεστραμμένου $D(n)$ με το $E(n)$

- Αντιστροφή του FFT για την εύρεση της ετεροσυσχέτισης του $e(n)$ με το μετατοπισμένο κατά Doppler $d(n)$ για όλες τις πιθανές καθυστερήσεις $0 < \tau < N$
- Απόρριψη δεδομένων από τις μη επιθυμητές αποστάσεις

Αυτός ο αλγόριθμος επιτρέπει τον υπολογισμό ενός περιορισμένου αριθμού μετατοπίσεων Doppler, αλλά όλων των πιθανών αποστάσεων (στην περίπτωση ενός χρόνου ολοκλήρωσης 1 δευτερολέπτου. Σημειώνουμε ότι, οι ακολουθίες δεν είναι συμπληρωμένες με μηδενικά (zero-padded) ώστε να πραγματοποιούν γραμμική ετεροσυσχέτιση [2, σελ.298].

4.5.1.2 Προσέγγιση με DFT

Αυτή η προσέγγιση επιζητά τον υπολογισμό του διακριτού μετασχηματισμού Fourier του $e(n)d^*(n - \tau)$ για κάθε απόσταση ενδιαφέροντος. Για τον υπολογισμό της επιφάνειας ARD για κάθε απόσταση ενδιαφέροντος θα πρέπει να, [2, σελ. 298]:

- σχηματίσουμε την ανάστροφη εικόνα των στοιχείων του $d(n)$ και να δημιουργήσουμε το συζυγή του για την εύρεση του απαιτούμενου χρόνου καθυστέρησης $d^*(n - \tau)$
- πολλαπλασιάζουμε το ανεστραμμένο σήμα $d(n)$ με το $e(n)$
- υπολογίσουμε τον FFT του γινομένου $e(n)d^*(n - \tau)$
- απορρίπτουμε τα δεδομένα μετατοπίσεων Doppler που δε μας ενδιαφέρουν

Πρέπει να σημειώσουμε πως αυτός ο αλγόριθμος επιτρέπει τον υπολογισμό ενός περιορισμένου αριθμού αποστάσεων, αλλά όλων των πιθανών μετατοπίσεων Doppler (περιορισμένο μόνο από το ρυθμό δειγματοληψίας).

4.5.1.3 Σύγκριση των μεθόδων ετεροσυσχέτισης και DFT

Οι δύο προσεγγίσεις για τον υπολογισμό της ετεροσυσχέτισης έχουν παραπλήσιο υπολογιστικό φορτίο ανά τμήμα πάνω στην επιφάνεια της συνάρτησης αβεβαιότητας, αλλά χρησιμοποιούνται με διαφορετικούς τρόπους. Από τη σκοπιά της ετεροσυσχέτισης επιτρέπονται μόνο τομείς υπολογισμού απόστασης στις μετατοπίσεις Doppler που μας ενδιαφέρουν υπολογίζοντας τις αντίστοιχες αποστάσεις. Αντίθετα, στην προσέγγιση του DFT υπολογίζονται οι μετατοπίσεις Doppler για τις αντίστοιχες αποστάσεις που μας ενδιαφέρουν, πάνω στην επιφάνεια ARD. Κατά συνέπεια, είναι σαφές ότι η πρώτη προσέγγιση είναι πιο αποτελεσματική όταν οι μετατοπίσεις Doppler που τίθενται υπό εξέταση είναι λιγότερες από τα κελιά απόστασης και αντίστροφα. Στην πράξη, μπορεί να χρειάζεται να εφαρμοστούν και οι δύο αλγόριθμοι, με την πιο αποδοτική προσέγγιση να μπορεί να επιλέγεται δυναμικά ανάλογα με τον τρόπο λειτουργίας του διαστατικού συστήματος, [2, σελ. 298].

4.5.1.4 Απαιτήσεις επεξεργασίας

Ένα εύρος ζώνης συλλογής δεδομένων 110 kHz απαιτεί ένα ρυθμό δειγματοληψίας 195k μιγαδικών (I/Q) δειγμάτων ανά δευτερόλεπτο. Αν υποθεθεί ένας χρόνος ολοκλήρωσης 1.342 δευτερολέπτων τότε δημιουργούνται 262144 δείγματα, που ισοδυναμούν με 2^{18} δείγματα, που μπορούν να μετασχηματιστούν αποδοτικά στο πεδίο Fourier χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο radix-2. Ως παράδειγμα, ένας στόχος ταξιδεύει με ταχύτητα 360 m/s δημιουργεί μια μετατόπιση συχνότητας Doppler έως ± 240 Hz στα 100 MHz, πράγμα που σημαίνει ότι έχουμε 646 μετατοπίσεις Doppler που μας ενδιαφέρουν με ένα χρόνο ολοκλήρωσης 1.342 δευτερολέπτων. Ομοίως, με μια διακριτικότητα απόστασης 1364 m, για διστατική διαφορά $R_1 + R_2 - L_b$, 0-300 km υποδηλώνει 220 αποστάσεις ενδιαφέροντος. $R_1 + R_2$ είναι η διστατική απόσταση και L_b είναι η διστατική γραμμή βάσης, [2, σελ. 299].

Με αυτές τις υποθέσεις, και οι δύο αλγόριθμοι έχουν παραπλήσια υπολογιστική πολυπλοκότητα και απαιτούν τον υπολογισμό FFT περίπου 256k-σημείων και 220 πολλαπλασιασμών ενός ζεύγους 256k διανυσμάτων ανά δευτερόλεπτο. Ένας radix-2 FFT απαιτεί $N \log_2 N$ πολλαπλάσια και συνεπώς το υπολογιστικό φορτίο είναι περίπου $220 \times [2^{18} \times \log_2(2^{18}) + 2^{18}] = 1.096 \times 10^9$ μιγαδικά πολλαπλάσια ανά δευτερόλεπτο. Ένας άλλος τρόπος σκέψης είναι ότι το σύστημα πρέπει να είναι ικανό να πολλαπλασιάζει ένα ζεύγος 256k διανυσμάτων εκτελώντας έναν FFT 256k-σημείων μέσα σε 4.55 ms. Αν χρησιμοποιείται παραπάνω από ένα κανάλι παρακολούθησης τότε οι απαιτήσεις επεξεργασίας αυξάνονται ανάλογα. Έτσι, επεξεργασία, με δύο δέκτες παρακολούθησης που χρησιμοποιούνται για την υποστήριξη συμβολομετρίας, απαιτεί έναν FFT 256k-σημείων σε 2.275 ms, [2, σελ. 299].

Στην πράξη, το φορτίο μπορεί να μειωθεί αν μειωθούν οι ζητούμενες αποστάσεις και μετατοπίσεις Doppler. Για παράδειγμα, αν οι στόχοι αναμένονται μόνο σε μια εμβέλεια 150 km αυτό σημαίνει ότι χρειάζονται μόνο 110 αναμενόμενες αποστάσεις και συνεπώς ένας FFT 256k-σημείων μέσα σε 9.1 ms ανά κανάλι, [2, σελ. 299].

4.5.2 Αποδοτικότερη αλγοριθμική διαδικασία

Το κύριο μειονέκτημα των προσεγγίσεων που περιγράφηκαν στις προηγούμενες παραγράφους είναι το υπερβολικά μεγάλο φορτίο επεξεργασίας λόγω των υπολογισμών γρήγορων μετασχηματισμών Fourier (FFT) για ισχυρά σήματα εισόδου. Αυτό μπορεί να επιλυθεί με την εφαρμογή μιας τεχνικής αποδεκατισμού (decimation) που επιτρέπει απόρριψη δεδομένων σε συχνότητες Doppler όπου είναι γνωστή η ανυπαρξία στόχων, πριν από τον υπολογισμό του μετασχηματισμού Fourier. Η τεχνική αποδεκατισμού όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 3.2.4, μειώνει το ρυθμό δειγματοληψίας κατά έναν παράγοντα R , επιταχύνοντας έτσι την επεξεργασία. Για παράδειγμα αν ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι f_s , τότε μετά από αποδεκατισμό αυτός γίνεται f_s/R , [2, σελ. 300].

Αυτός ο τροποποιημένος αλγόριθμος χρησιμοποιεί κάποια επιπλέον βήματα επεξεργασίας για τον αποδεκατισμό του σήματος. Παρόλα τα επιπλέον βήματα όμως, το υπολογιστικό κόστος μειώνεται σχεδόν χωρίς καθόλου απώλεια στο κέρδος επεξεργασίας σήματος [2, σελ. 300].

Ο αλγόριθμος συνοψίζεται ως εξής:

Παράμετροι:

- $d(n)$ – το σήμα αναφοράς,
- $e(n)$ – το σήμα ηχούς,
- p – ο αρχικός χρόνος καθυστέρησης, που παίζει σημαντικό ρόλο στην κατανομημένη έκδοση του αλγορίθμου. Για απλό CPU $p = 0$,
- N_b – ο αριθμός των αποστάσεων ενδιαφέροντος,
- R – συντελεστής αποδεκατισμού.

Υπολογισμός:

- $d_m(n) = \text{conjugate}(\text{delay_by}(d(n), p))$,
- $N_F = \lfloor N/R \rfloor$, ο αριθμός σημείων στον FFT μετά τον αποδεκατισμό

for $k = 1, 2, \dots, N_b$:

- $s(n) = d_m(n)e(n)$ – γινόμενο του χρονικά καθυστερημένου, συζυγούς σήματος αναφοράς και ενός σήματος ηχούς,
- $s_d(n) = \text{CIC}(s(n), R)$ – αποδεκατισμός κατά έναν παράγοντα R ,
- $s_d(n) = \text{LPF}(s_d(n))$ – φιλτράρισμα των συχνοτήτων έξω από την επιθυμητή ζώνη (out-of-band filtering),
- $S = \text{FFT}(s_d(n), N_F)$ – υπολογισμός των μετατοπίσεων Doppler,
- $\text{delay_by}(d(n), 1)$ – καθυστέρηση του σήματος αναφοράς στο πεδίο του χρόνου κατά ένα δείγμα,
- $R_d(k) = S$ – δημιουργία της επιφάνειας απόστασης-Doppler.

Η κύρια διαφορά ανάμεσα στους βασικούς αλγόριθμους και σε αυτήν την μετατροπή είναι η παρουσία δύο πρόσθετων συναρτήσεων στη διαδικασία επεξεργασίας, δηλαδή ενός φίλτρου CIC (cascaded integrator-comb) (σχήμα 4.17) και ενός χαμηλοπερατού FIR (Finite Impulse Response) φίλτρου (LPF). Το φίλτρο CIC αποτελεί μια πολύ αποδοτική υλοποίηση ενός φίλτρου αποδεκατισμού, [2, σελ. 300].

Ο αλγόριθμος λειτουργεί ως εξής. Αρχικά, υπολογίζεται το γινόμενο του χρονικά καθυστερημένου, συζυγούς σήματος αναφοράς με το σήμα ηχούς. Το σήμα, $s(n)$, εισάγεται στη δομή CIC όπου ολοκληρώνεται χρησιμοποιώντας έναν ολοκληρωτή ενός σταδίου, αποδεκατίζεται κατά έναν παράγοντα R και κατόπιν διαφορίζεται στο ενός σταδίου κτενωτό τμήμα (comb section). Ο ολοκληρωτής λειτουργεί στον αρχικό ρυθμό ολοκλήρωσης f_s . Μετά τον αποδεκατισμό, το κτενωτό τμήμα λειτουργεί στο μειωμένο ρυθμό δειγματοληψίας $f_{ns} = f_s/R$. Επομένως, το μήκος του διανύσματος εξόδου του φίλτρου είναι κατά έναν παράγοντα R μικρότερο. Στη συνέχεια, το αποδεκατισμένο σήμα $s_d(n)$ φιλτράρεται χαμηλοπερατά ούτως ώστε να αφαιρεθούν οι συχνότητες εκτός της επιθυμητής ζώνης. Τέλος, υπολογίζοντας

τον αλγόριθμο FFT στα φιλτραρισμένα δεδομένα του διανύσματος $s_d(n)$ έχουμε ως αποτέλεσμα τον υπολογισμό όλων των ταχυτήτων λόγω μετατόπισης Doppler για όλους τους στόχους από ένα εύρος συχνοτήτων στην τρέχουσα εξεταζόμενη διστατική απόσταση.

Στο εξεταζόμενο διστατικό σύστημα χρησιμοποιούνται οι ακόλουθες παράμετροι, [2, σελ. 230]:

- Εύρος ζώνης δέκτη, $BW = 110$ kHz.
- I-Q δειγματοληψία των σημάτων εισόδου με συχνότητα $f_s = 195.313$ kHz.
- Συντελεστής αποδεκατισμού $R = 128$.
- Συχνότητα δειγματοληψίας μετά τον αποδεκατισμό $f_{ns} = f_s/R = 1525.88$ Hz.
- Συχνότητα αποκοπής για το πέμπτης-τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο FIR, $f_c = 500$ Hz.

Η διαφορά στην υπολογιστική πολυπλοκότητα (computational complexity) ανάμεσα στην αρχική και τη βελτιωμένη έκδοση του αλγορίθμου έχει ως εξής:

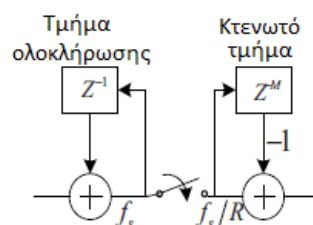
- $O(\text{CIC}) - N$ μιγαδικές προσθέσεις στον ολοκληρωτή ενός σταδίου, $N_d = N/R$ προσθέσεις στον κτενωτό ολοκληρωτή.
- $O(\text{FFT}) - N_d \log_2(N_d)$ μιγαδικές πράξεις.
- $O(\text{LPF}) - 5N_d$ μιγαδικοί πολλαπλασιασμοί και $5N_d$ προσθέσεις.

Το υπολογιστικό κόστος των επιπλέον βημάτων στην επεξεργασία είναι:

$$O_t = O(\text{CIC}) + O(\text{LPF}) + O(\text{FFT})$$

Για $N = 2^{18} = 262144$ δείγματα, $R = 128$ και $N_d = 2048$, η τιμή του O_t είναι: $O_t = 2^{18} + 2048 \log_2(2048) + 10 \times 2048 \approx 305123$ πράξεις. Η πολυπλοκότητα του αλγορίθμου που περιγράφεται στο 4.5.1.2 είναι $O_{\text{FFT}} = N \log_2(N) = 2^{18} \log_2(2^{18}) = 4718592$. Επομένως ο παράγοντας αύξησης της υπολογιστικής ταχύτητας S_f είναι:

$$S_f = \frac{(O_{\text{FFT}})}{(O_t)} = 15.46.$$



Σχήμα 4.17 Δομή CIC (Cascaded Integrator-Comb), [42, σελ. 1].

Η επιλογή της συχνότητας αποκοπής του χαμηλοπερατού στα 500 Hz, έγινε με τη λογική ότι δε θα υπάρχει μεγαλύτερη μετατόπιση συχνότητας Doppler από αυτήν την τιμή. Για παράδειγμα αν οι πιθανοί στόχοι είναι μαχητικά αεροσκάφη τύπου Dassault-Breguet Mirage 2000 τότε η μέγιστη ταχύτητά τους είναι περίπου 650 m/s,

[51]. Στο πρώτο κεφάλαιο είδαμε την εξίσωση της διστατικής μετατόπισης Doppler και είδαμε ότι εξαρτάται εκτός από την ταχύτητα του στόχου, από το μήκος κύματος της εκπεμπόμενης κυματομορφής και από τη γωνία του διανύσματος της ταχύτητας σε σχέση με τη διστατική διχοτόμο. Θεωρώντας ότι ο στόχος κινείται με τη μέγιστη ταχύτητά του και ότι οι γωνίες β και δ είναι στην πιο ακραία περίπτωση μηδενικές, τότε για τη μεγαλύτερη συχνότητα (οπότε και στο μικρότερο μήκος κύματος) στα FM που είναι τα 108 MHz έχουμε μια μέγιστη μετατόπιση συχνότητας Doppler:

$$f_b = \left(2 \frac{v}{\lambda}\right) \cos(\delta) \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) = 468 \text{ Hz}$$

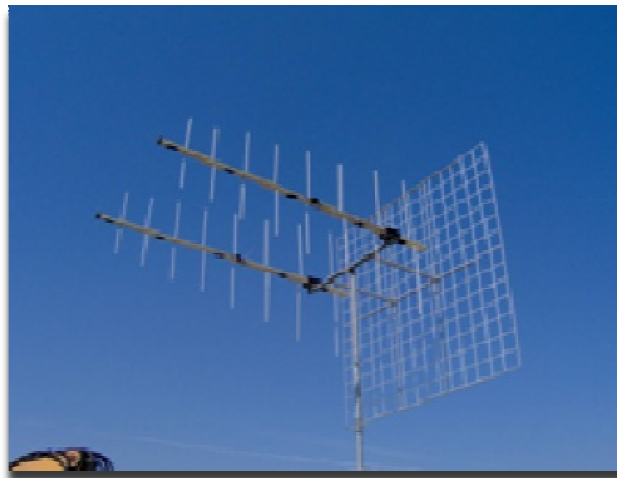
Συνεπώς, τα 500 Hz είναι μια αποδεκτή συχνότητα αποκοπής του χαμηλοπερατού φίλτρου για τον εντοπισμό στόχων χρησιμοποιώντας πομπούς FM ως ευκαιριακές πηγές ακτινοβολίας για ένα δισταθές ραντάρ.

4.5.3 Υλοποίηση στο MATLAB

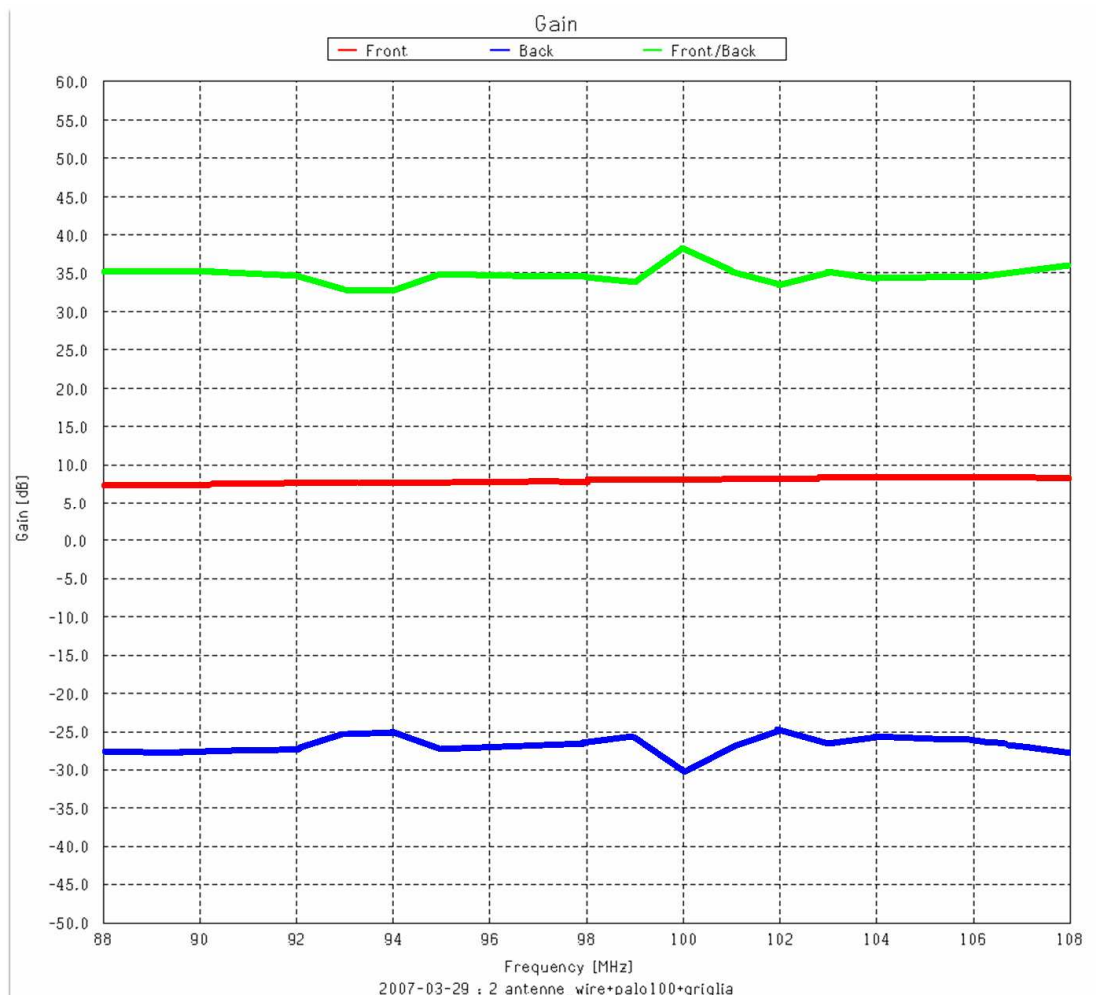
Τον παραπάνω αλγόριθμο υλοποίησα σε κώδικα MATLAB για τη συνέχεια αυτής της προσομοίωσης, ο οποίος δίνεται στο παράρτημα Γ. Είδαμε πρόωρα στα σχήματα 4.14 και 4.15 αποτελέσματα αυτής της αλγοριθμικής διαδικασίας για δύο στόχους, ώστε να εξεταστεί κατά πόσο είναι ευκαταίρα η καταστολή ανεπιθύμητων παρεμβολών, μετά από το στάδιο προσαρμοστικού φιλτραρίσματος. Τώρα μπορούμε να δούμε τα αποτελέσματα της συνάρτησης αβεβαιότητας.

Στο προτεινόμενο σύστημα μπορεί να γίνει εκμετάλλευση ενός κατακόρυφα πολωμένου ραδιοπομπού FM, ο οποίος βρίσκεται στη Θάσο 28.65 km μακριά από το δέκτη. Ο πομπός έχει μια ισοδύναμη ακτινοβολούμενη ισχύ $ERP = P_t G_t = 17 \text{ kW}$, συχνότητα εκπομπής 106.7 MHz και βρίσκεται σε υψόμετρο γύρω στα 1100 m παρέχοντας έτσι εξαιρετική κάλυψη για παρακολούθηση σε χαμηλά ύψη και σε μεγάλες αποστάσεις. Ο δέκτης βρίσκεται στο Άβατο και χρησιμοποιεί δύο κατακόρυφα πολωμένες λογαριθμικές-περιοδικές κεραίες μπροστά από έναν ανακλαστήρα πλέγματος. Η κεραία λήψης στρέφεται για βέλτιστο προσανατολισμό, ώστε να τοποθετήσει τον πομπό σε μηδενικό στο διάγραμμα ακτινοβολίας για τη μείωση του ανεπιθύμητου απευθείας σήματος. Ο τομέας παρακολούθησης ραντάρ είναι περίπου 60° στο αζιμούθιο και προσανατολίζεται στην αντίθετη κατεύθυνση από τον πομπό FM. Η προτεινόμενη κεραία παρακολούθησης φαίνεται στην εικόνα 4.1. Επίσης παραθέτουμε στο σχήμα 4.18 το διάγραμμα κέρδους της κεραίας, στην πρόσω κατεύθυνση, στην πίσω κατεύθυνση καθώς και τη διαφορά τους (front-to-back ratio) όπως προκύπτει από τη μέθοδο ροπών [5]. Οι κεραίες είναι σχεδιασμένες έτσι ώστε να παρέχουν μέγιστο κέρδος προς την περιοχή παρακολούθησης και ελάχιστο κέρδος προς την περιοχή εκπομπής όπου είναι δυνατές οι παρεμβολές. Από το σχήμα 4.18 παρατηρούμε ότι ο λόγος front-to-back είναι περίπου 35 dB γεγονός πολύ ευνοϊκό για την υλοποίηση του συστήματος που εξετάζουμε. Σημαίνει ότι έτσι θα έχουμε αρκετά χαμηλή παρεμβολή ώστε να

φιλτραριστεί προσαρμοστικά και να διακρίνουμε την ηχώ στόχων κατά την επεξεργασία απόστασης-Doppler.



Εικόνα 4.1 Προτεινόμενη κεραία παρακολούθησης, [5, σελ. 2].



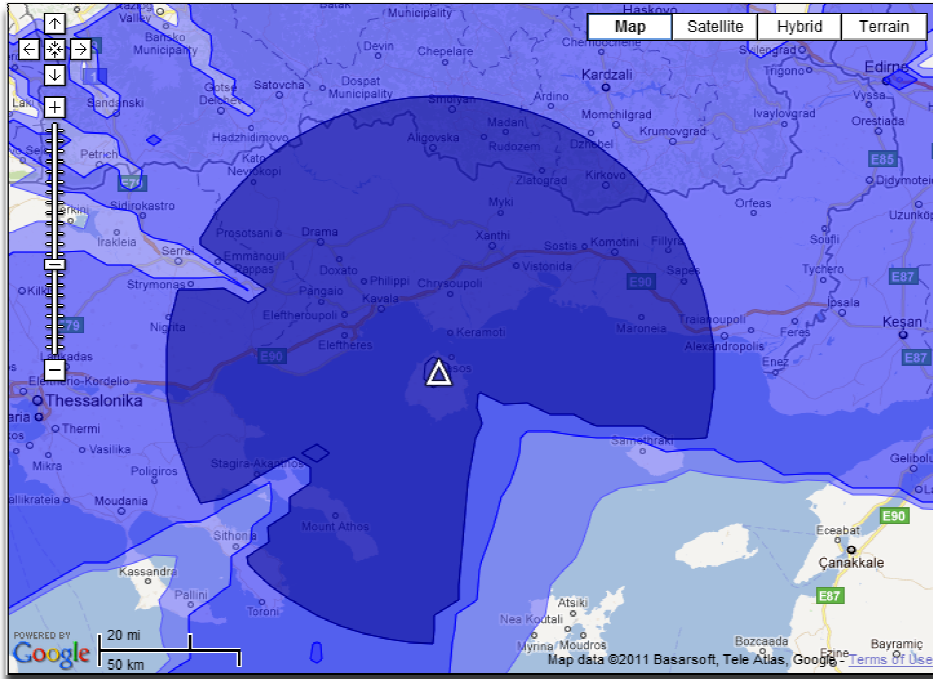
Σχήμα 4.18 Πρόσω κέρδος (μεσαία), πίσω κέρδος (κατώτερα) και λόγος front-to-back (πάνω), [5, σελ. 2].

Ελέγχουμε την κάλυψη του συγκεκριμένου πομπού με το πρόγραμμα CRC-COVWEB [47] που χρησιμοποιεί το μοντέλο διάδοσης Longley-Rice. Το μοντέλο

Longley-Rice είναι δημιουργήθηκε για τον υπολογισμό της εξασθένησης των ραδιοσημάτων τηλεπικοινωνιακών ζεύξεων σε ένα εύρος συχνοτήτων 20 MHz έως 20 GHz, [46]. Το CRC-COVWEB χρησιμοποιεί υψομετρικά δεδομένα για τον υπολογισμό της κάλυψης σε μια ορισμένη περιοχή όταν το ύψος του σημείου λήψης είναι από 0.5-3000 m. Λόγω της ευκολίας χρήσης του και της διαθεσιμότητάς του στο διαδίκτυο χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή των χαρτών κάλυψης των πομπών στις επιθυμητές περιοχές. Το ίδιο μοντέλο Longley-Rice χρησιμοποιεί και το λογισμικό Radio Mobile το οποίο λαμβάνει υψομετρικά δεδομένα μέσω αρχείων SRTM (Shuttle Radar Topography Mission) για τον υπολογισμό της κάλυψης και των απωλειών του συστήματος, [46].

Τα δεδομένα SRTM, συνιστούν μια παγκόσμια βάση ψηφιακών τοπογραφικών δεδομένων (Ψηφιακά Μοντέλα Εδάφους – DEM) και είναι το αποτέλεσμα της συνεργασίας των οργανισμών NASA & NIMA (National Imagery and Mapping Agency – ΗΠΑ) και των Ιταλικών και Γερμανικών Οργανισμών Διαστήματος (ASI & DLR αντίστοιχα). Τα πρωτογενή δεδομένα συλλέχθηκαν το 2000 από το διαστημικού λεωφορείο Endeavour (αποστολή STS-99) καλύπτοντας το 99,96% της στεριάς ανά την υφήλιο (για το 94.59% συλλέχθηκαν τουλάχιστο 2 φορές και 3 φορές τουλάχιστο για το 50%). Τα δεδομένα έχουν ανάλυση 90 μέτρων ενώ διατίθεται και βελτιωμένη έκδοση SRTM V2 σε σχέση με όχθες ποταμών-λιμνών, ακτογραμμή και διορθωμένα σφάλματα μεμονωμένων pixels, [52, σελ 1].

Οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται στο Radio Mobile και στο CRC-COVWEB είναι επίσης ο τύπος και η πόλωση της κεραίας εκπομπής και λήψης (π.χ. κεραία εκπομπής διπολική με κατακόρυφη πόλωση και κεραία λήψης γαγι-uda με κατακόρυφη πάλι πόλωση), το ύψος τους, η αγωγιμότητα, η διαθλαστικότητα και η διηλεκτρική σταθερά του εδάφους καθώς και η κλιματική ζώνη της επικείμενης περιοχής. Έτσι, χρησιμοποιήσαμε το πρόγραμμα Radio Mobile για την εύρεση των απωλειών στο εξεταζόμενο σύστημα στα δύο μονοπάτια που ακολουθεί το σήμα (πομπός-στόχος, στόχος-δέκτης). Στο συγκεκριμένο σύστημα η κάλυψη του πομπού για μια περιοχή λήψης φαίνεται στην εικόνα 4.2 όταν ο στόχος μας βρίσκεται σε ένα ύψος 2000 m. Στην εικόνα 4.3 φαίνονται οι εντάσεις του πεδίου που αναπαριστά κάθε χρώμα στην εικόνα 4.2.



Εικόνα 4.2 Κάλυψη πομπού FM στη Θάσο με χρήση CRC-COVWEB, [47], σε περιοχή λήψης ύψους 2 km.

Από	Έως	Χρώμα
45 dBμV/m	60 dBμV/m	Γαλάζιο
60 dBμV/m	75 dBμV/m	Μπλε
75 dBμV/m	100 dBμV/m	Σκούρο μπλε

Εικόνα 4.3 Επεξήγηση χρωμάτων της εικόνας 4.2

Θεωρούμε τώρα έναν στόχο που έχει διαστατική RCS $\sigma_b = 10 \text{ m}^2$ και με μια ταχύτητα η οποία προκαλεί μια μετατόπιση Doppler 220.7 Hz στο εκπεμπόμενο από την πηγή σήμα. Ο στόχος είναι μέσα στην περιοχή κάλυψης του πομπού όπως φαίνεται στην εικόνα 4.2, αλλά και του δέκτη. Οι παράμετροι του διαστατικού συστήματος παρατίθενται στον πίνακα 4.2, ενώ η γεωμετρία του συστήματος απεικονίζεται στις εικόνες 4.4 και 4.5. Χρησιμοποιώντας αυτές τις παραμέτρους και εφαρμόζοντάς τις στις εξισώσεις (4.1) και (4.2) για τον υπολογισμό των τρεχόντων λόγων σήματος ηχούς προς θόρυβο και σήματος προς παρεμβολή έχουμε:

$$SNR_{\theta\epsilon\omega\rho} = \frac{P_r}{P_n} = G_p \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \cdot \sigma_b \cdot \frac{1}{4\pi R_2^2} \cdot \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{kT_0 BF} \cdot L = 32.2 \text{ dB}$$

$$SIR = \frac{P_r}{P_i} = \frac{G_t G_r \sigma_b R^2}{G_{rt} 4\pi R_1^2 R_2^2} = -54 \text{ dB}$$

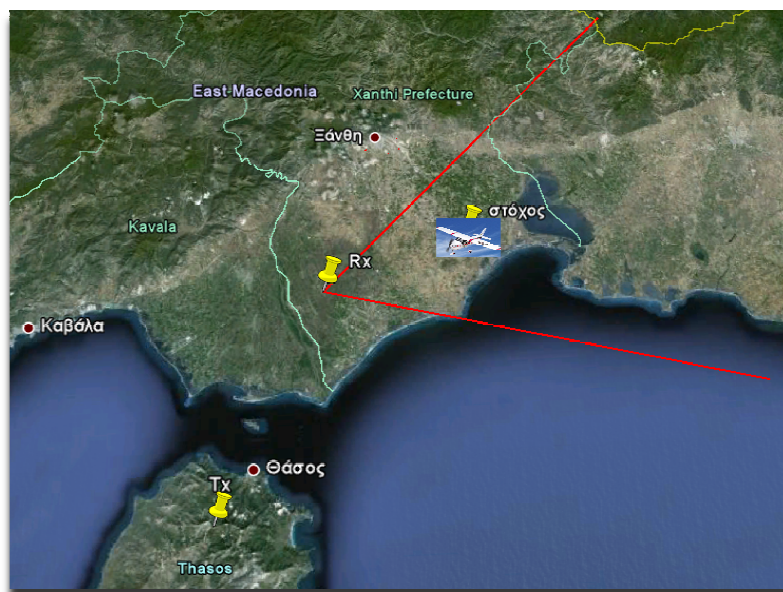
Ο λόγος σήματος προς θόρυβο χωρίς το θεωρητικό κέρδος ολοκλήρωσης, G_p , έχει ως εξής:

$$SNR = \frac{P_r}{P_n} = \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \cdot \sigma_b \cdot \frac{1}{4\pi R_2^2} \cdot \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{kT_0 BF} \cdot L = -11.34 \text{ dB}$$

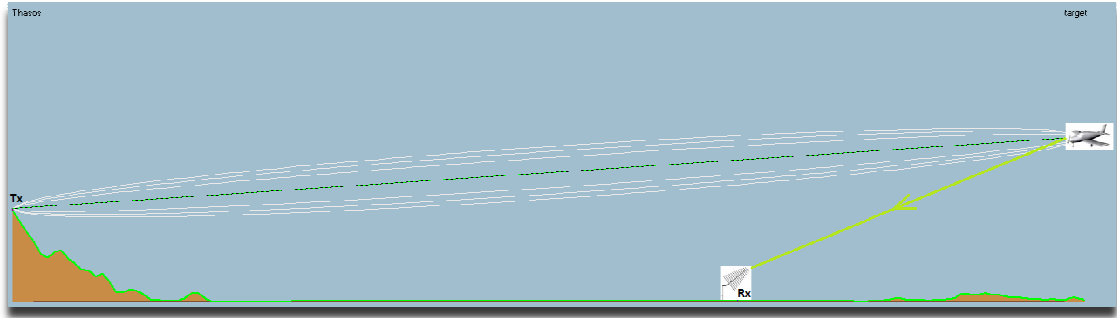
Αυτό σημαίνει πως για να εντοπιστεί το σήμα χρειάζεται η προσομοίωση να παράγει ένα ελάχιστο κέρδος ολοκλήρωσης $G_p = 15 + 11.34 = 26.34 \text{ dB}$, θεωρώντας ότι ο ελάχιστος λόγος σήματος προς θόρυβο του σήματος ηχούς είναι 15 dB . Επίσης, παρατηρούμε πως η παρεμβολή είναι 54 dB μεγαλύτερη από το σήμα ηχούς γεγονός ευνοϊκό εφόσον μπορεί να κατασταλεί αποτελεσματικά με την εφαρμογή προσαρμοστικού φιλτραρίσματος όπως προαναφέρθηκε στην παράγραφο 4.4.

Πίνακας 4.2 Παράμετροι διστατικού συστήματος ραντάρ

Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-στόχου	R_1	42.49 km
Απόσταση δέκτη-στόχου	R_2	16.88 km
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	28.65 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m^2
Κέρδος κεραίας εκπομπής	G_t	1.7
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	10 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-27 dB
Απώλειες συστήματος	L	14 dB
Μήκος κύματος	λ	2.81 m
Εύρος ζώνης λήψης	B	110 kHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	1.342 s



Εικόνα 4.4 Εξεταζόμενο σύστημα PBR



Εικόνα 4.5 Γεωμετρία συστήματος PBR με Radio Mobile

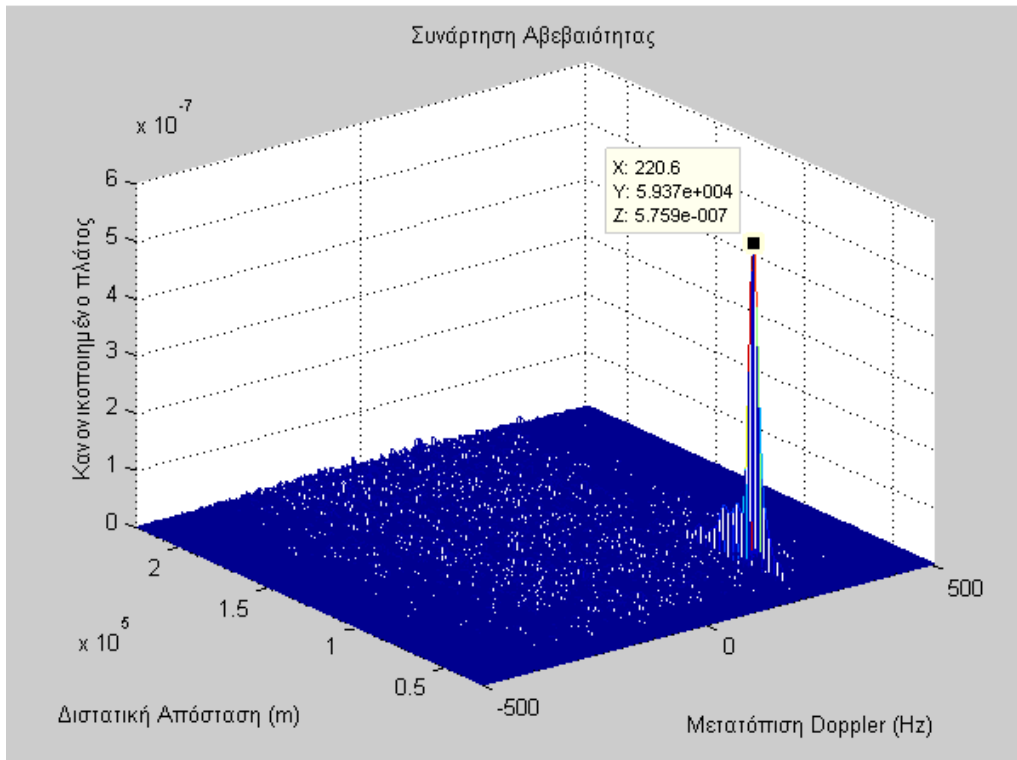
Έχοντας καταστείλει τις παρεμβολές μέσω του προσαρμοστικού φιλτραρίσματος μπορούμε να εξάγουμε τη συνάρτηση αβεβαιότητας για την εύρεση της διστατικής απόστασης και μετατόπισης Doppler του στόχου. Τα σχήματα που ακολουθούν δείχνουν τα αποτελέσματα της συνάρτησης αβεβαιότητας (σχήματα 4.19-4.22). Η εξίσωση 4.11 μας δίνει τη διαφορά χρόνου άφιξης του σήματος ηχούς σε σχέση με το σήμα αναφοράς (TDOA). Ο χρόνος που κάνει για να φτάσει το σήμα από τον πομπό στο δέκτη απευθείας είναι τ_R . Το σήμα ηχούς κάνει τη διαδρομή πομπός-στόχος-δέκτης που διαρκεί χρόνο $\tau_{R1} + \tau_{R2}$. Έτσι η μετρούμενη διαφορά χρόνου άφιξης (TDOA) υπολογίζεται ως εξής:

$$\tau_d = \tau_{R1} + \tau_{R2} - \tau_R \quad (4.11)$$

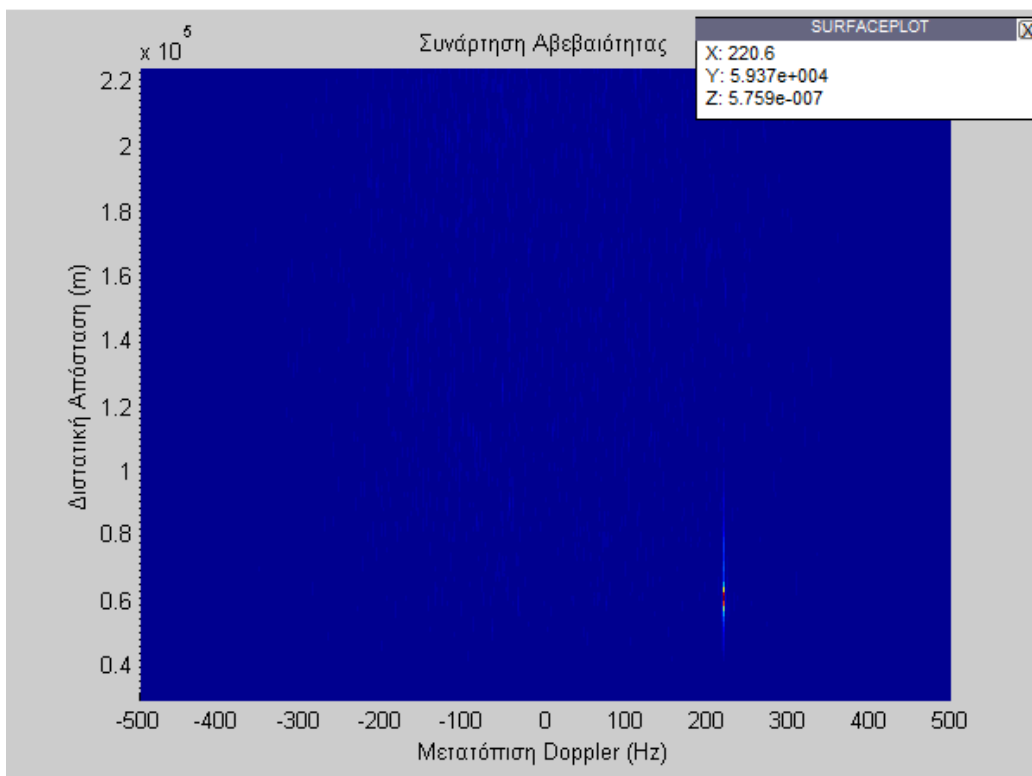
Οπότε πολλαπλασιάζοντας με την ταχύτητα του φωτός την εξίσωση η διαφορά χρόνου άφιξης προκύπτει σε διαφορά απόστασης:

$$R_d = R_1 + R_2 - L_b \quad (4.12)$$

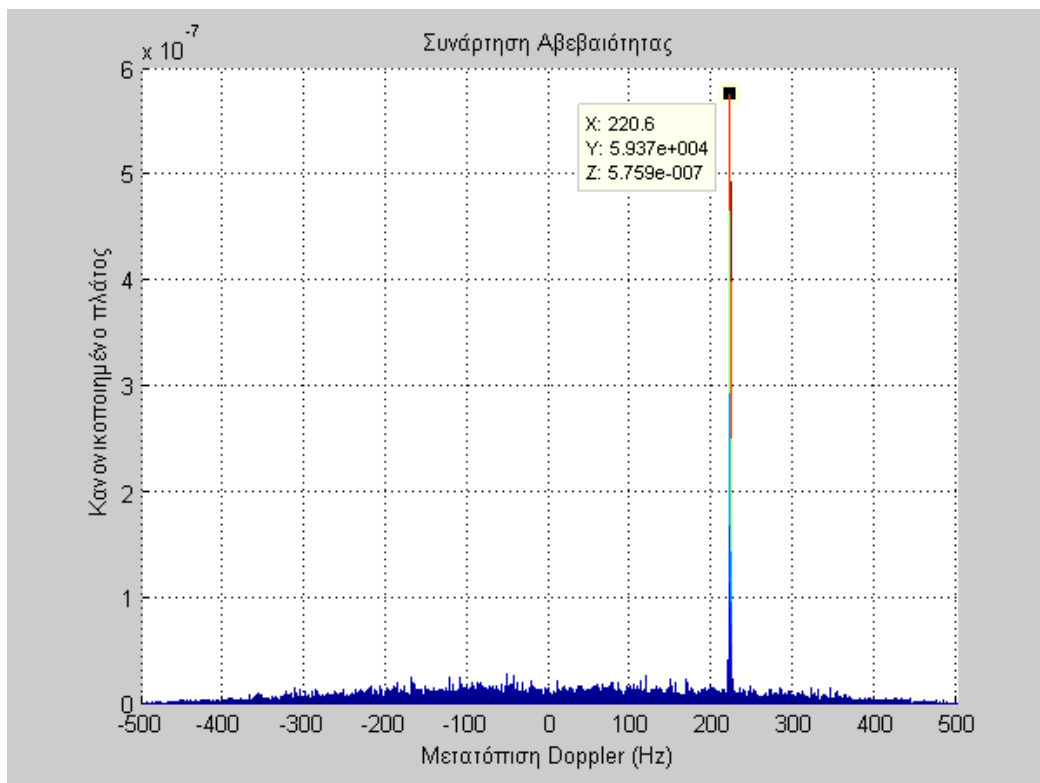
Άρα για να βρούμε τη διστατική απόσταση $R_b = R_1 + R_2$, προσθέτουμε στην (4.12) την απόσταση L_b που είναι η απόσταση πομπού δέκτη ή διαφορετικά η γραμμή βάσης. Με αυτήν την αλλαγή μετατρέπουμε στη συνάρτηση αβεβαιότητας τη διάσταση όπου συνηθίζεται να απεικονίζεται η διαφορά χρόνου άφιξης τ_d με τη διστατική απόσταση, για λόγους καλύτερης απεικόνισης των διαγραμμάτων.



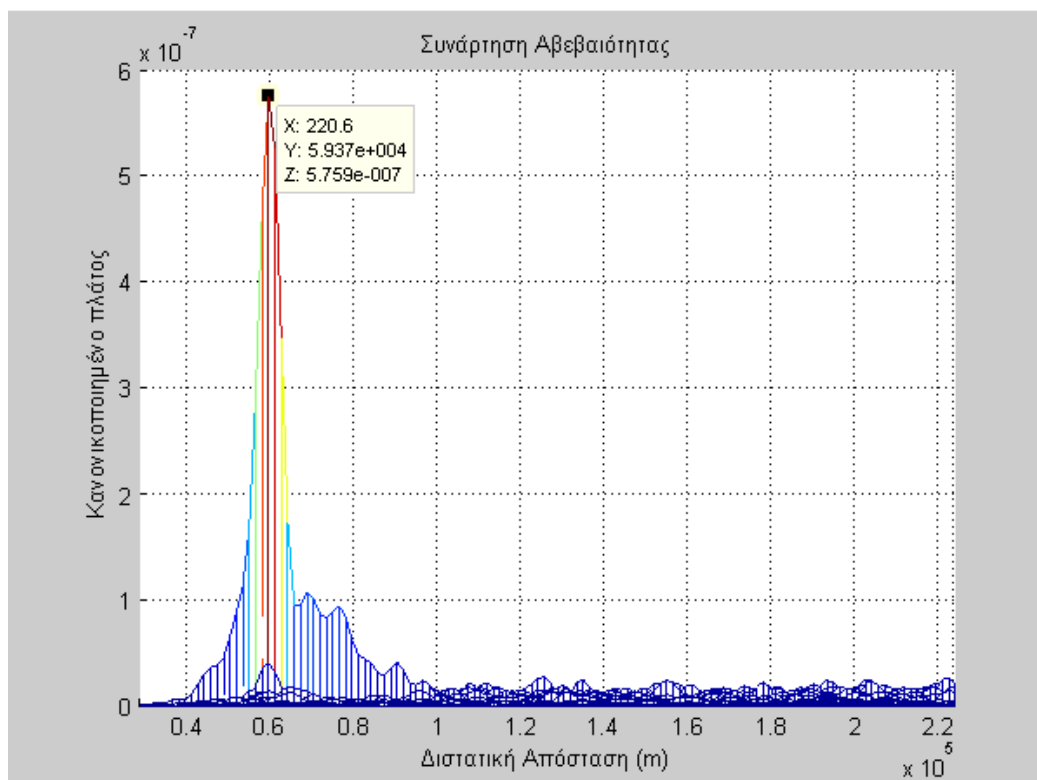
Σχήμα 4.19 Τρισδιάστατη όψη της συνάρτησης αβεβαιότητας. X: είναι η μετατόπιση Doppler, Y: είναι η Διστατική Απόσταση $R_1 + R_2$ και Z: είναι το πλάτος της συνάρτησης αβεβαιότητας.



Σχήμα 4.20 Συνάρτηση αβεβαιότητας σε δύο όψεις – Με έντονο κόκκινο η θέση στόχου



Σχήμα 4.21 Απεικόνιση στη διάσταση της μετατόπισης Doppler



Σχήμα 4.22 Απεικόνιση στη διάσταση της διαστατικής απόστασης

Από τα σχήματα της συνάρτησης αβεβαιότητας (4.19, 4.21, 4.22), ο λόγος σήματος προς θόρυβο στο επιθυμητό σήμα ηχούς είναι 17 dB. Αυτό σημαίνει ότι το κέρδος επεξεργασίας είναι περίπου 28 dB. Επίσης, στα παραπάνω διαγράμματα (4.19-4.22) παρατηρούμε μεγάλη ακρίβεια στην εύρεση της μετατόπισης Doppler, αφού είναι αυτή που υποθέσαμε ότι έχει ο στόχος (220.7 Hz). Η διακριτικότητα είναι γύρω στο 1 Hz όπως φαίνεται και από το εύρος του λοβού στην τομή της συνάρτησης αβεβαιότητας συναρτήσει της μετατόπισης Doppler. Το μέγιστο του λοβού δείχνει τιμή διστατικής απόστασης 59.37 km που είναι αυτή που περιμέναμε. Όμως, παρατηρούμε και χαμηλότερους πλευρικούς λοβούς στη διστατική απόσταση, (σχήμα 4.22) που δηλώνουν την αβεβαιότητα στην εύρεση της πραγματικής διστατικής απόστασης του στόχου, υποβαθμίζοντας τη διακριτικότητα (ικανότητα να διακριθούν δύο στόχοι). Συνεπώς, όπως φαίνεται σε κάθε τομή, η διακριτικότητα είτε στη διστατική απόσταση (σχήμα 4.22) είτε στη μετατόπιση Doppler (σχήμα 4.21), ορίζεται από το εύρος του λοβού σε αυτήν την τομή.

Επιπλέον, υπάρχουν μικρότερες αιχμές οι οποίες είναι αρκετά κατώτερα από το επιθυμητό σήμα ηχούς και αγγίζουν τα επίπεδα θορύβου. Πολλά από αυτά όμως, μπορούν να ξεγελάσουν και να ανιχνευτούν ως ασθενή σήματα ηχούς, υποδηλώνοντας έτσι την παρουσία πρόσθετων στόχων. Αυτό το γεγονός οδηγεί στην ανάγκη ανίχνευσης για το αν πρόκειται για αληθινούς στόχους ή για κάποιο θόρυβο, πράγμα που γίνεται με έναν αλγόριθμο CFAR.

4.5.4 Αλγόριθμος ανίχνευσης CFAR

Στην προηγούμενη παράγραφο πήραμε μια εικόνα της απόδοσης του εξεταζόμενου συστήματος. Παρατηρήσαμε, όπως προαναφέρθηκε, πολλές αιχμές στην επιφάνεια της συνάρτησης αβεβαιότητας λόγω των άγνωστων χαρακτηριστικών της κυματομορφής που εκμεταλλευόμαστε και λόγω του θορύβου που υφίσταται στα κανάλια παρακολούθησης. Αυτές οι αιχμές που προκύπτουν από τα επίπεδα θορύβου και ηχούς στατικών στόχων που λαμβάνονται από το δέκτη εισάγονται στη συνέχεια στην επεξεργασία ετεροσυσχέτισης μαζί με το επιθυμητό σήμα ηχούς. Είναι προφανές λοιπόν, πως όλα αυτά τα ανεπιθύμητα σήματα θα προκαλούν την εμφάνιση λανθασμένων συναγερμών, δηλαδή την ανίχνευση στόχων οι οποίοι δεν είναι υπαρκτοί.

4.5.4.1 Για το CFAR

Ο στόχος του αλγορίθμου σταθερού ρυθμού λανθασμένου συναγερμού CFAR (constant false alarm rate) είναι να θέτει το κατώφλι αρκετά ψηλά ώστε να περιορίσει τους λανθασμένους συναγερμούς σε επιτρεπτά όρια, αλλά και αρκετά χαμηλά ώστε να επιτρέπει την ανίχνευση απομακρυσμένων ή μικρού μεγέθους στόχων.

Στον αλγόριθμο CFAR η πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού, P_{fa} , είναι η πιθανότητα να αναγνωρισθεί κάποια αιχμή θορύβου ή ηχούς στατικών στόχων ως πραγματικός στόχος. Ο θόρυβος έχει πλάτη που ποικίλουν ανάλογα με την

κατανομή που ακολουθεί, όπως είδαμε και στην παράγραφο 3.1.2. Το ίδιο ισχύει και για την ηχώ στατικών στόχων (clutter). Έτσι, θα υπάρχει πάντα μια πεπερασμένη πιθανότητα ο τυχαίος θόρυβος ή η ηχώ στατικών στόχων (clutter) να υπερβαίνει αυτό κατώφλι, όσο ψηλά και να τεθεί αυτό. Είναι εύκολα αντιληπτό λοιπόν πως ο καθορισμός ενός τέτοιου σταθερού κατωφλίου, που να απορρίπτει όλους αυτούς τους λανθασμένους συναγερμούς, είναι αδύνατος. Ο στόχος του αλγόριθμου CFAR είναι να κάνει αρχικά μια αξιόπιστη εκτίμηση της μέσης τιμής του θορύβου ο οποίος είναι υψωμένος στο τετράγωνο λόγω του ότι χρησιμοποιούμε το τετράγωνο της συνάρτησης αβεβαιότητας. Στη συνέχεια, ο αλγόριθμος πολλαπλασιάζει τη μέση τιμή του υψωμένου στο τετράγωνο θορύβου που εκτιμήθηκε, με έναν πολλαπλασιαστή, για τον καθορισμό του κατωφλίου αρκετά ψηλά ώστε να περιορίσει το ρυθμό εμφάνισης λανθασμένων συναγερμών σε ένα μικρό ανεκτό επίπεδο.

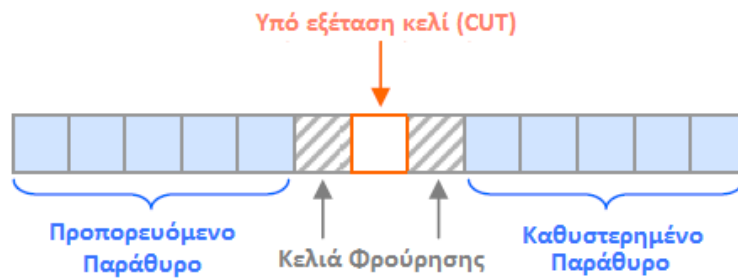
Σε πολλά περιβάλλοντα λειτουργίας, η κατανομή θορύβου/ηχούς στατικών στόχων (clutter) είναι γνωστή εξ αρχής γνωρίζοντας τη συνάρτηση πυκνότητας-πιθανότητας (PDF). Για παράδειγμα, η ηχώ από το έδαφος (clutter) χαρακτηρίζεται συνήθως με κατανομή Weibull ενώ τα σύννεφα με κατανομή Gauss. Επίσης, η κατανομή Rayleigh τάσης περιγράφει την περιβάλλουσα θορύβου ενός ζωνοπερατού φίλτρου στενής ζώνης (όπως είναι το IF φίλτρο σε έναν υπερετερόδυνο δέκτη), τις διακυμάνσεις στην ενεργό διατομή ορισμένων τύπων πολύπλοκων στόχων και πολλά είδη ηχούς στατικών στόχων (clutter) και σημάτων ηχούς λόγω καιρικών συνθηκών [17]. Γνωρίζοντας έτσι τη στατιστική κατανομή, μπορεί να βρεθεί μια μέση τιμή του υψωμένου στο τετράγωνο θορύβου, πολλαπλασιάζοντάς τον κατάλληλα με ένα συντελεστή (σχήμα 4.24), καθορίζοντας ένα κατώφλι που επιτυγχάνει την επιθυμητή πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού. Άρα αυτό που μένει, είναι να γίνει εκτίμηση της μέσης τιμής του θορύβου και της ηχούς στατικών στόχων (clutter), αφού έχουν υψωθεί στο τετράγωνο. Αυτό γίνεται κατά μήκος των ψηφίδων απόστασης και Doppler στην επιφάνεια της συνάρτησης αβεβαιότητας με ένα παράθυρο CFAR.

4.5.4.2 Παράθυρο CFAR

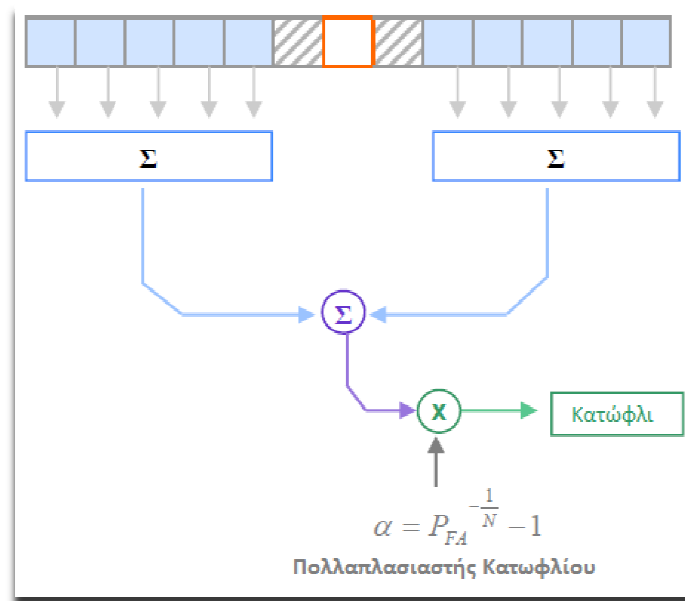
Για την εκτίμηση του θορύβου/clutter (ηχούς στατικών στόχων) σε μια ψηφίδα απόστασης, χρησιμοποιούνται άλλες γειτονικές ψηφίδες. Γι αυτόν τον σκοπό, οι περισσότεροι αλγόριθμοι CFAR χρησιμοποιούν ένα κινούμενο παράθυρο. Το παράθυρο αυτό αποτελείται από τα εξής συστατικά τα οποία παρουσιάζονται και στο σχήμα 4.23:

- Το υπό εξέταση κελί (CUT ή cell under test), που είναι η ψηφίδα στην οποία γίνεται εκτίμηση του θορύβου/ηχούς στατικών στόχων (clutter) για τον καθορισμό του κατωφλίου του.
- Τα κελιά αναφοράς που είναι τα γειτονικά κελιά του CUT. Διαφορετικοί αλγόριθμοι CFAR κάνουν χρήση διαφορετικών αλγορίθμων για τη χρήση τους ώστε να γίνει η εκτίμηση του θορύβου.

- Τα κελιά «φρούρησης» (guard-cells) που είναι προαιρετικά και μπορεί να διαφέρουν σε αριθμό. Αν υπάρχει στόχος στο υπό εξέταση κελί, αυτός μπορεί να εκτείνεται στα διπλανά κελιά. Αυτό θα μπορούσε να οδηγήσει σε ανακριβείς εκτιμήσεις του θορύβου. Έτσι, αυτά τα κελιά προστατεύουν από αυτήν την ανακρίβεια. Τυπικά, χρησιμοποιείται ένα κελί φρούρησης στην κάθε πλευρά του υπό εξέταση κελιού [3].



Σχήμα 4.23 Παράθυρο CFAR, [3, σελ. 17].



Σχήμα 4.24 Μπλοκ διάγραμμα CA-CFAR, [3, σελ. 22].

4.5.4.3 CA-CFAR

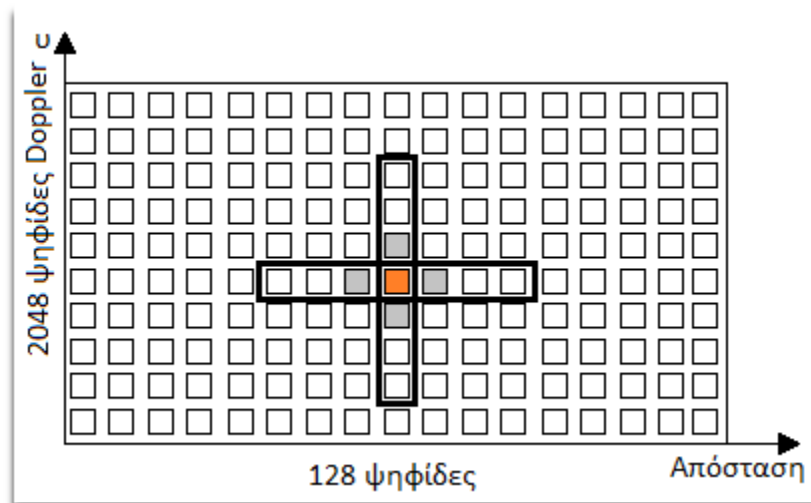
Για τον καθορισμό μιας σταθερής πιθανότητας λανθασμένου συναγερμού βάσει της εκτίμησης της διακύμανσης του θορύβου, ο αλγόριθμος CFAR που χρησιμοποιούμε εδώ είναι ο CA-CFAR (cell-averaging CFAR). Ο CA-CFAR υπολογίζει το μέσο όρο των κελιών αναφοράς που προηγούνται και που υστερούν του υπό εξέταση κελιού όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.24. Ο αριθμός κελιών φρούρησης που επιλέγουμε είναι δύο, ένα από την κάθε πλευρά του CUT. Επίσης, ο αριθμός των κελιών αναφοράς που χρησιμοποιούνται για την εξαγωγή του μέσου όρου του

υψωμένου στο τετράγωνο θορύβου, είναι $M = 10$, με $M/2$ σε κάθε πλευρά του υπό εξέταση κελιού [6, σελ. 112].

Ο αλγόριθμος CA-CFAR λειτουργεί σε ολόκληρη την επιφάνεια ARD που εξάγουμε από την επεξεργασία ετεροσυσχέτισης. Επειδή έχουμε και κελιά απόστασης και Doppler ο αλγόριθμος δημιουργεί πρώτα το κατώφλι στο πεδίο της απόστασης και ύστερα στο πεδίο Doppler όπως φαίνεται στο σχήμα 4.25.

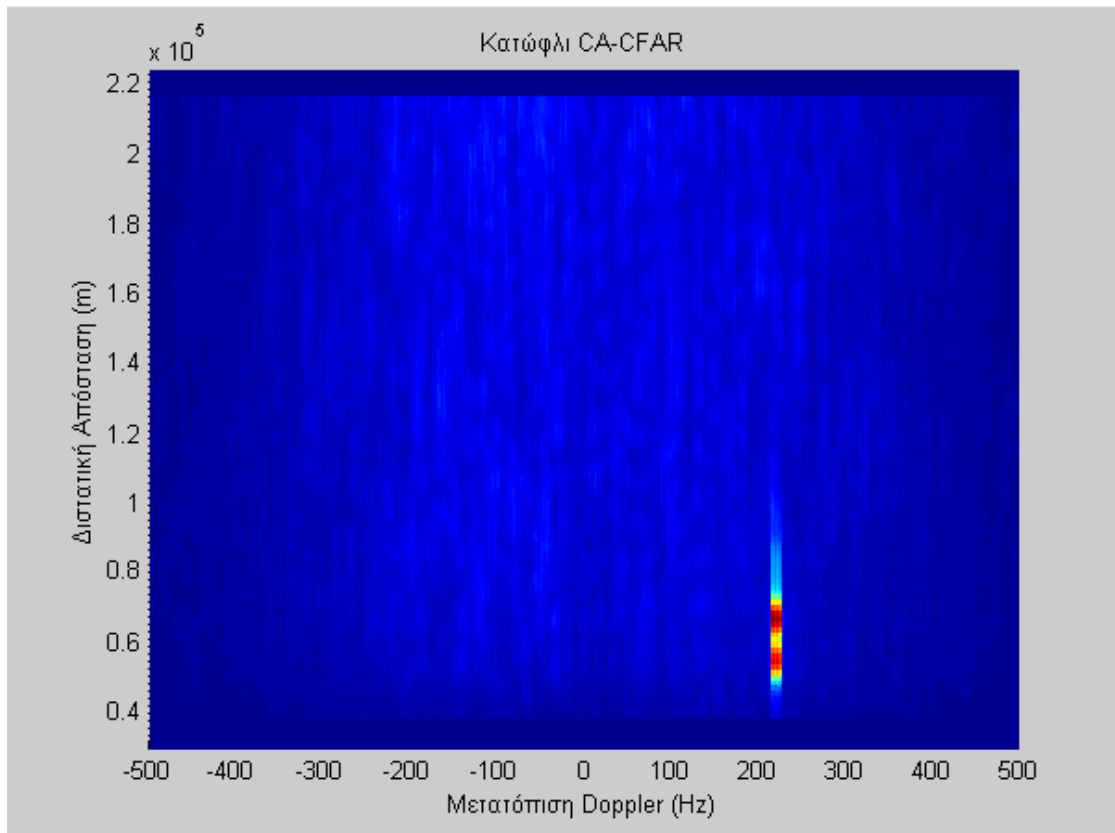
Για την εξαγωγή του κατωφλίου πρέπει πρώτα να υπολογιστεί το τετράγωνο της συνάρτησης αβεβαιότητας $|\Psi(\tau, \nu)|^2$ που λειτουργεί ως προσαρμοσμένο φίλτρο, ώστε να γίνει η σύγκρισή της με αυτό το κατώφλι, [8, σελ. 11]. Αυτό γίνεται επειδή με την ύψωση στο τετράγωνο –είτε λόγω ενός ανιχνευτή τετραγωνικού νόμου είτε ψηφιακά, οι συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας (Probability Density Function – PDF), Rayleigh και Gauss γίνονται εκθετικές κατανομές. Αυτό το γεγονός είναι βολικό στην αναλυτική αντιμετώπιση της ανίχνευσης στόχων και ρυθμών λανθασμένου συναγερμού, αν λάβουμε υπόψη τη σχετική απλότητα στην ολοκλήρωση της εκθετικής συνάρτησης [3, σελ. 10].

Όταν ξεπερνιέται λοιπόν, το κατώφλι σημαίνει ότι έχουμε πιθανό στόχο. Συνεπώς, για το υπό εξέταση σύστημα, μπορούμε να δούμε στα σχήματα 4.26-29 την απεικόνιση του κατωφλίου όπως αυτό δημιουργείται από τον αλγόριθμο CA-CFAR για τη συνάρτηση αβεβαιότητας, με σταθερή πιθανότητα λανθασμένου συναγερμού $P_{fa} = 0.001$. Οι δύο γειτονικοί λοβοί που διακρίνονται στα σχήματα 4.26-29, είναι αποτέλεσμα του αλγορίθμου ανίχνευσης CA-CFAR, ο οποίος δημιουργεί υπερυψωμένο κατώφλι σταθερού λανθασμένου συναγερμού στα κελιά γύρω από τη θέση του στόχου.

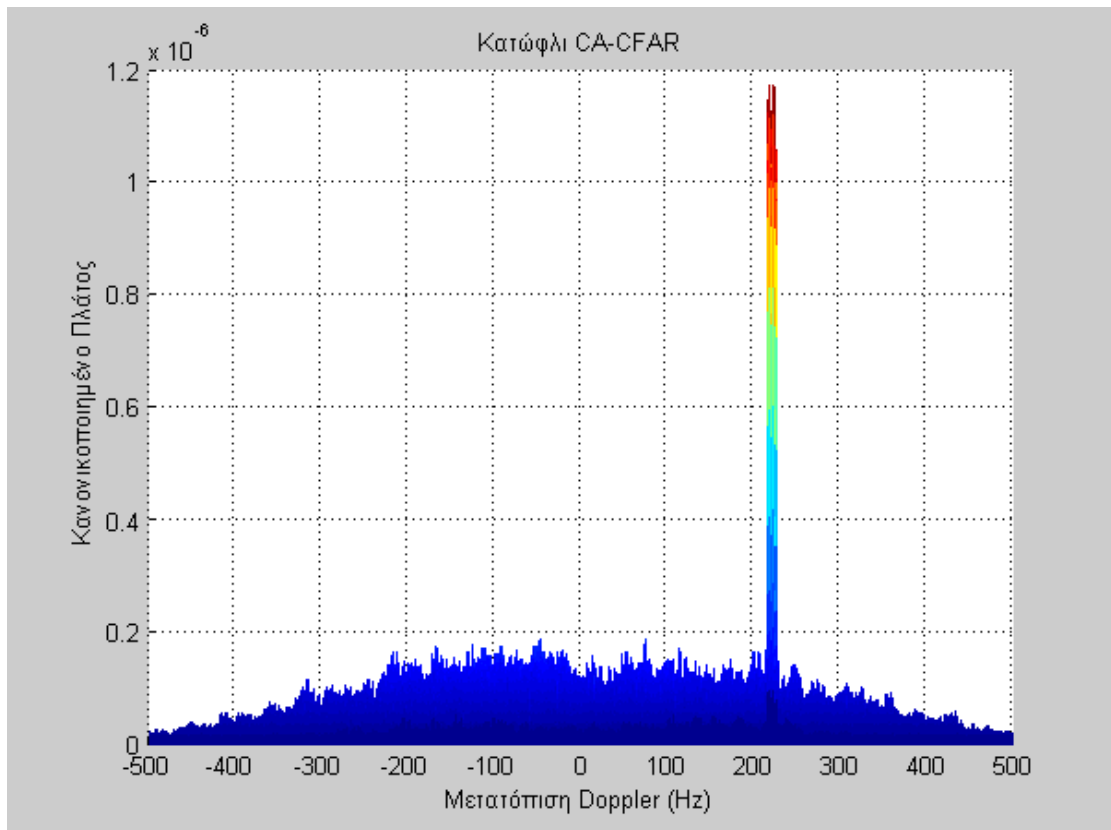


Σχήμα 4.25 Εφαρμογή CA-CFAR στις δύο διαστάσεις της επιφάνειας ARD πρώτα στην απόσταση και μετά στη μετατόπιση Doppler (ταχύτητα).

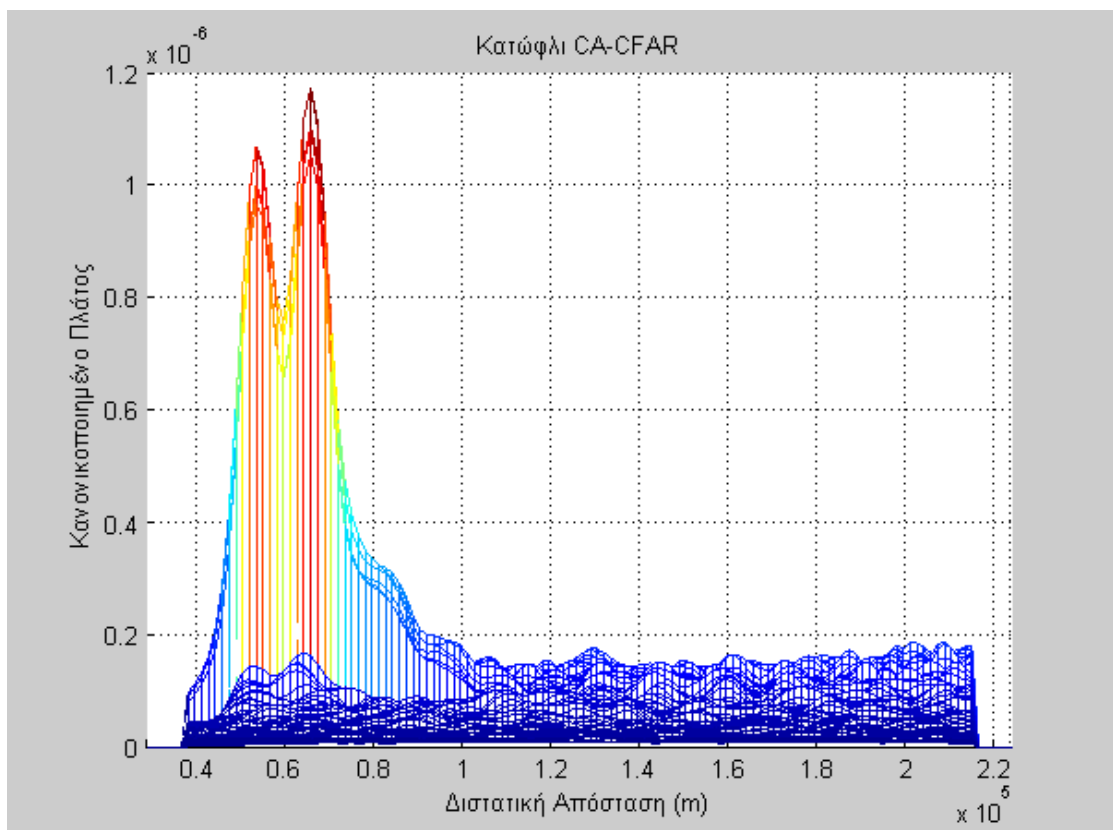
Μετά την εφαρμογή του προσαρμοστικού κατωφλίου στις δύο διαστάσεις όπως περιγράφηκε, έρχεται η σειρά του διαχωρισμού του αληθινού σήματος από το θόρυβο. Συγκρίνοντας έτσι τη συνάρτηση κατωφλίου που εξάγαμε σε αυτήν την παράγραφο, με τη συνάρτηση αβεβαιότητας με την οποία ασχοληθήκαμε στην προηγούμενη παράγραφο, βρίσκουμε το επιθυμητό σήμα του στόχου. Το σήμα του στόχου το οποίο περνάει το κατώφλι της πιθανότητας $P_{fa} = 0.001$ που ορίζεται από τον αλγόριθμο CA-CFAR παρουσιάζεται στα σχήματα 4.30-4.33.



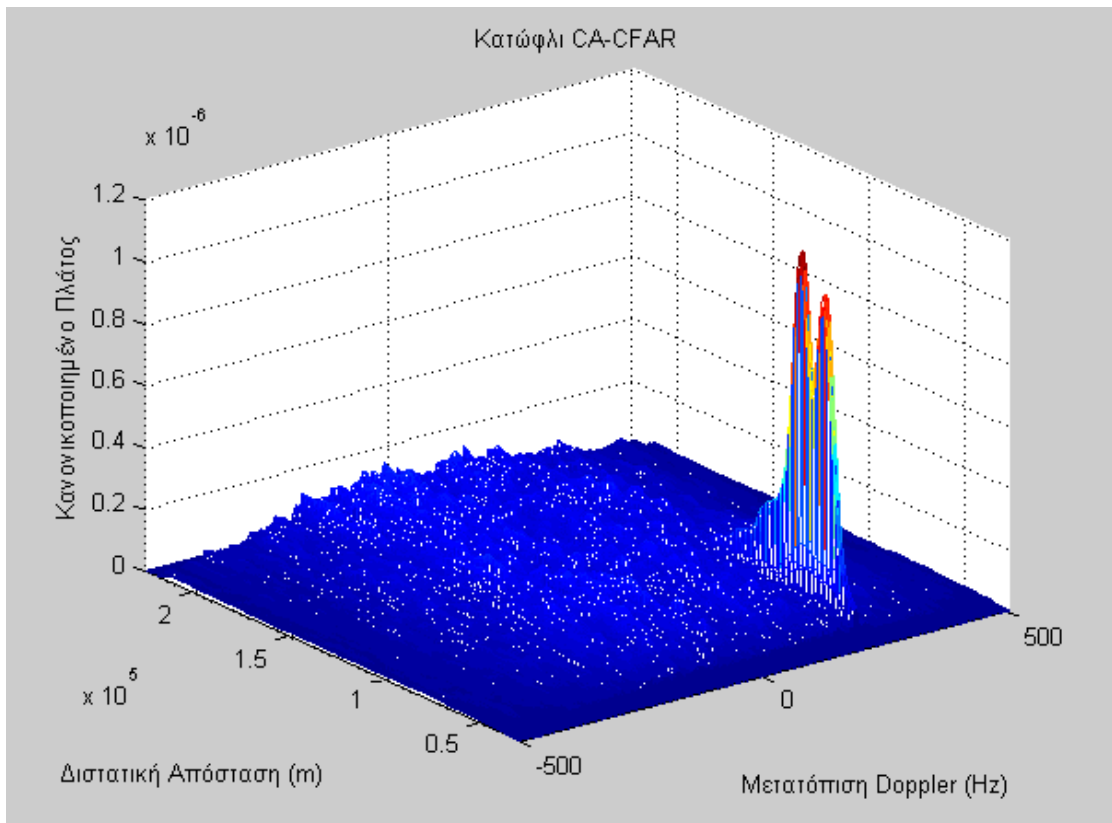
Σχήμα 4.26 Κατώφλι CA-CFAR στις δύο διαστάσεις της συνάρτησης αβεβαιότητας



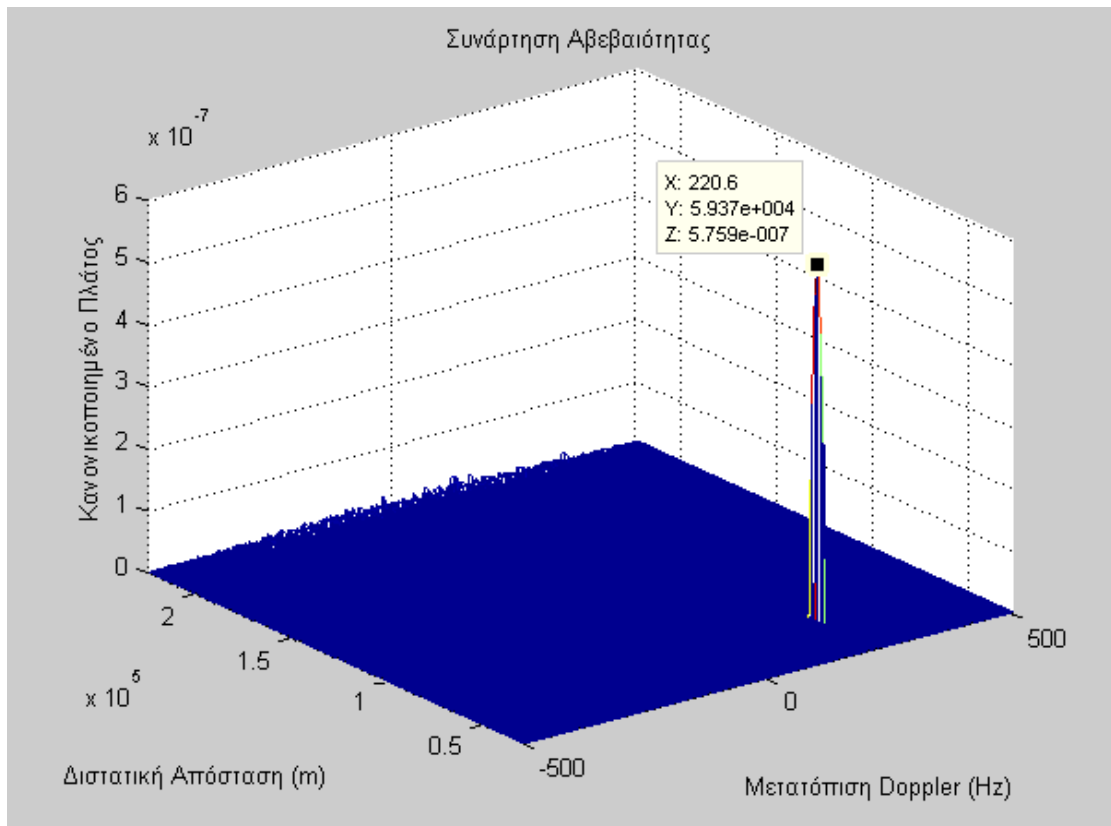
Σχήμα 4.27 Κατώφλι CA-CFAR στο πεδίο Doppler



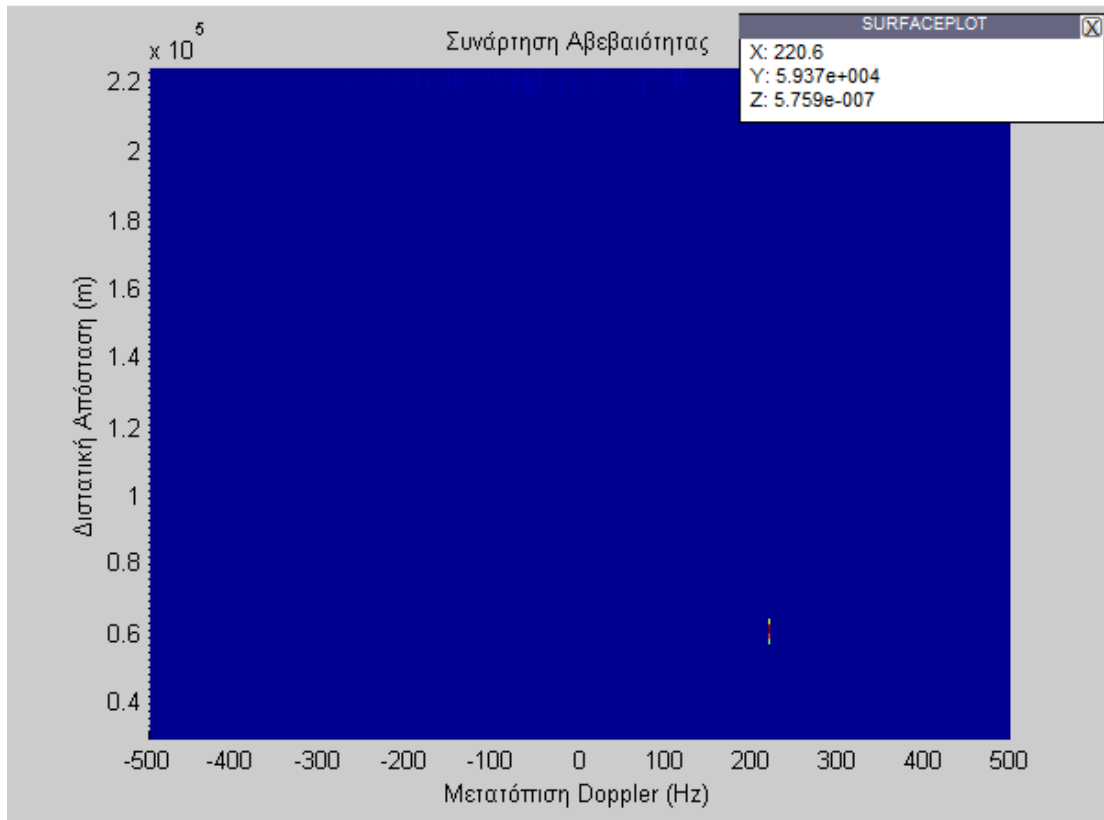
Σχήμα 4.28 Κατώφλι CA-CFAR στο πεδίο απόστασης



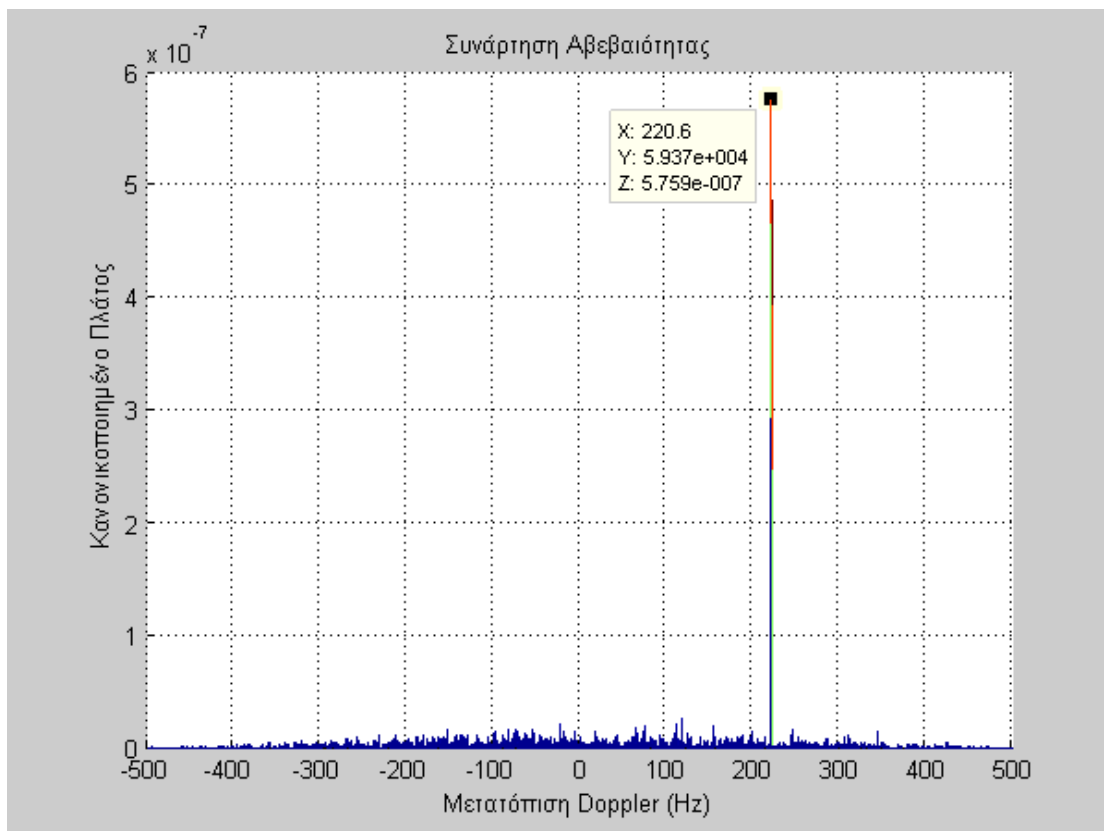
Σχήμα 4.29 Κατώφλι CA-CFAR στην επιφάνεια ARD



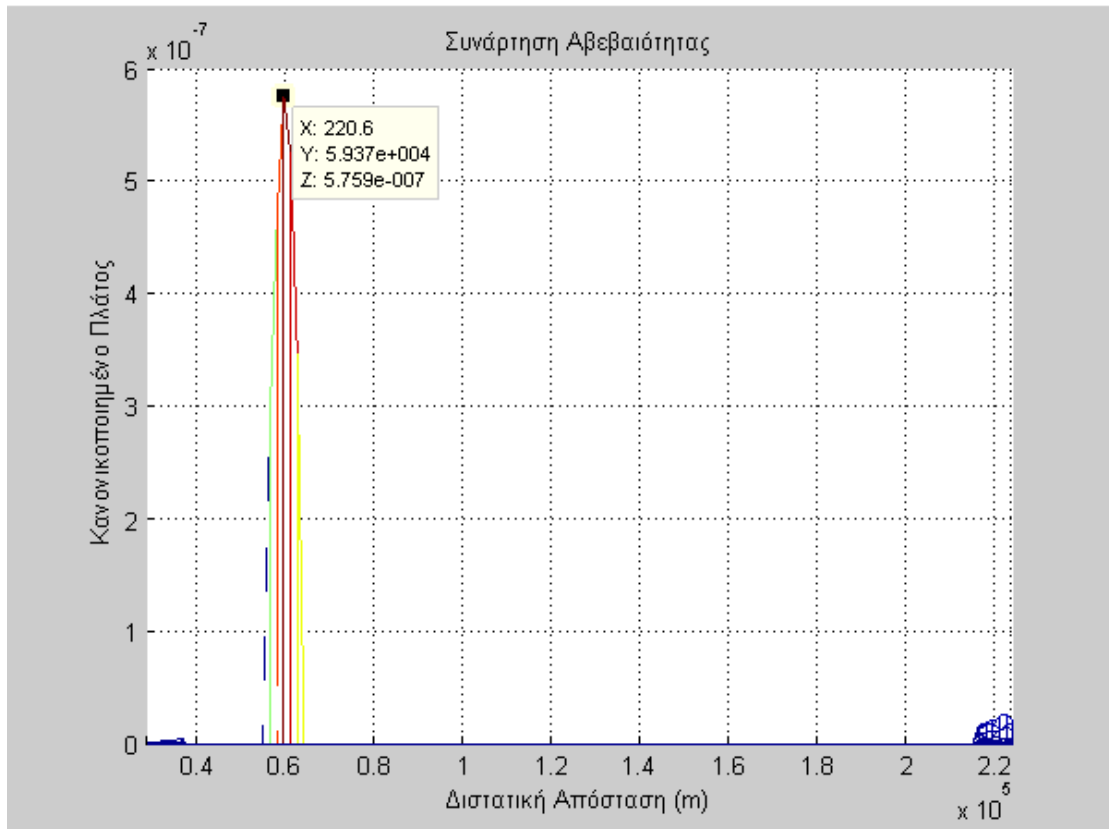
Σχήμα 4.30 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Απεικόνιση 3-Δ.



Σχήμα 4.31 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Απεικόνιση 2-Δ.



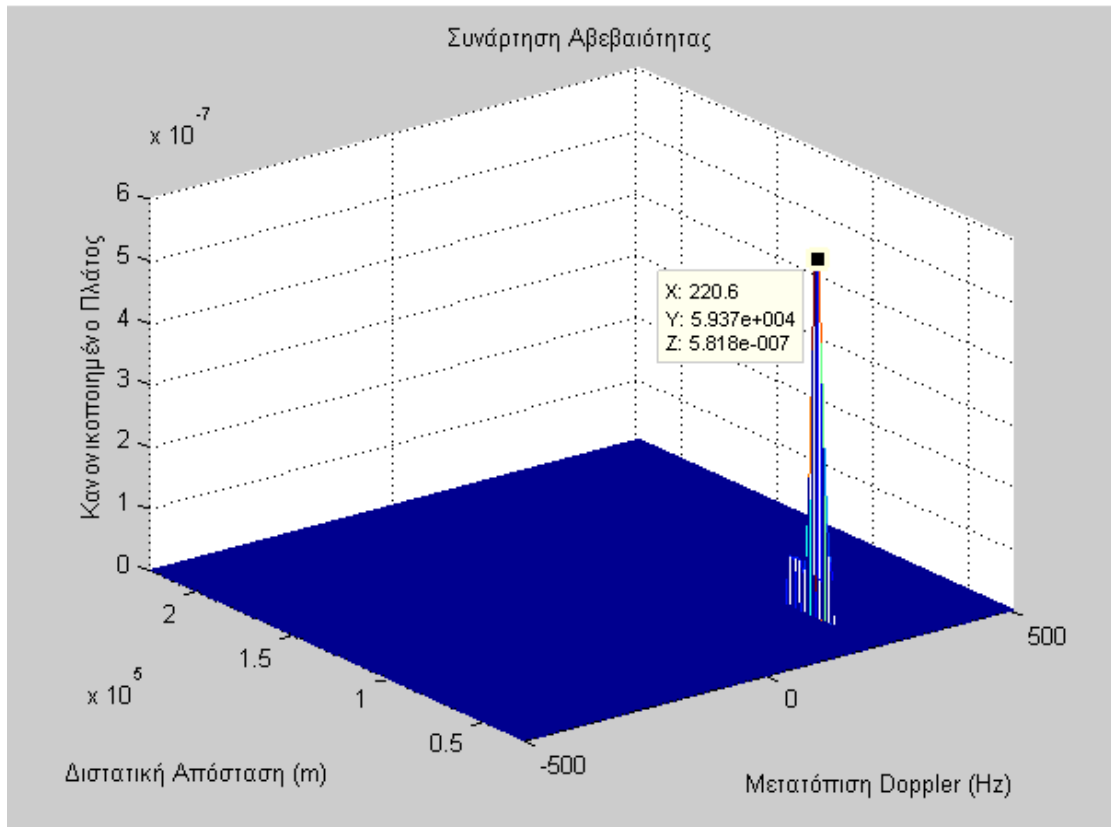
Σχήμα 4.32 Συνάρτηση αβεβαιότητας μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Πεδίο Doppler.



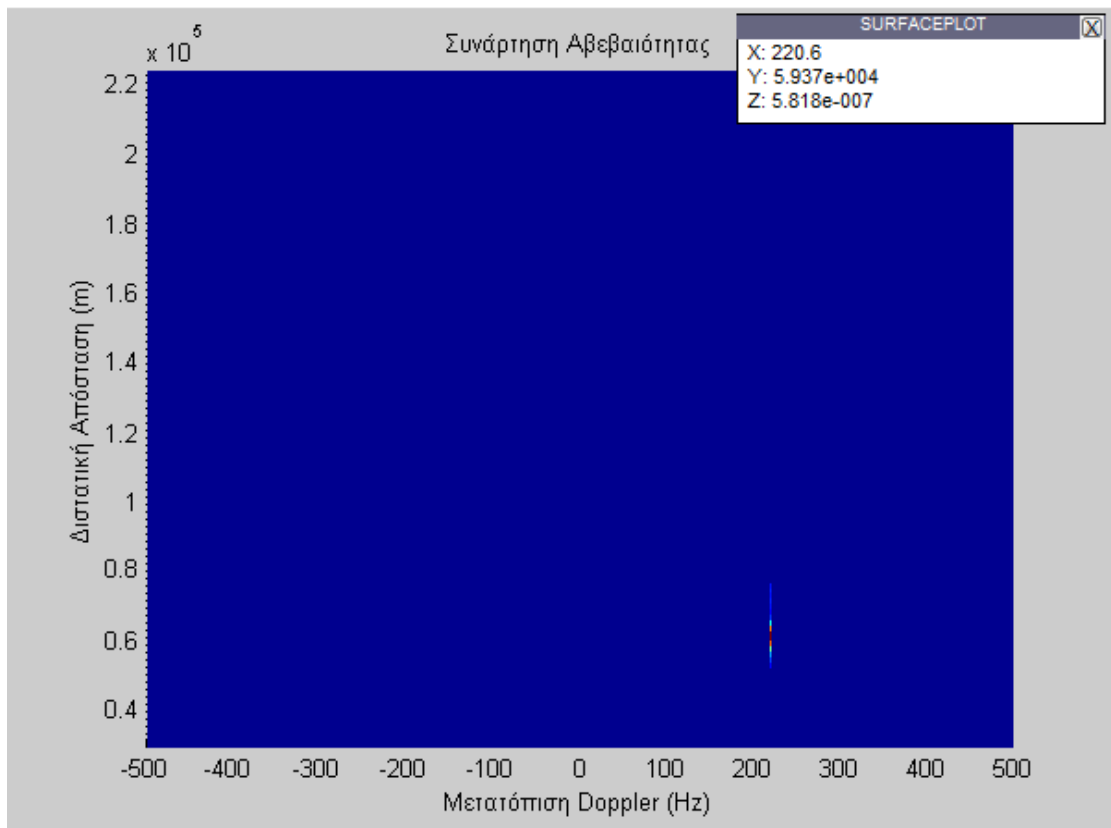
Σχήμα 4.33 Συνάρτηση αβεβαιότητας μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Πεδίο απόστασης.

Ο καθορισμός του κατωφλίου με τον αλγόριθμο ανίχνευσης CA-CFAR βοηθάει στο φιλτράρισμα της εξαγόμενης συνάρτησης αβεβαιότητας από τους λανθασμένους συναγερούς που δημιουργούνται από την παρουσία θορύβου και ηχούς στατικών στόχων (clutter) στο επιθυμητό σήμα ηχούς. Στο σχήμα 4.32 παρατηρούμε μικρές αιχμές σε χαμηλά επίπεδα. Οι ίδιες αιχμές φαίνονται και στο σχήμα 4.33 χαμηλά αριστερά και δεξιά. Αυτές οι αιχμές είναι τα προϊόντα της αρχικής συνάρτησης αβεβαιότητας. Αυτό συμβαίνει γιατί στα 6 ακριανά κελιά της συνάρτησης αβεβαιότητας δεν υπολογίζεται το κατώφλι από τον αλγόριθμο CA-CFAR.

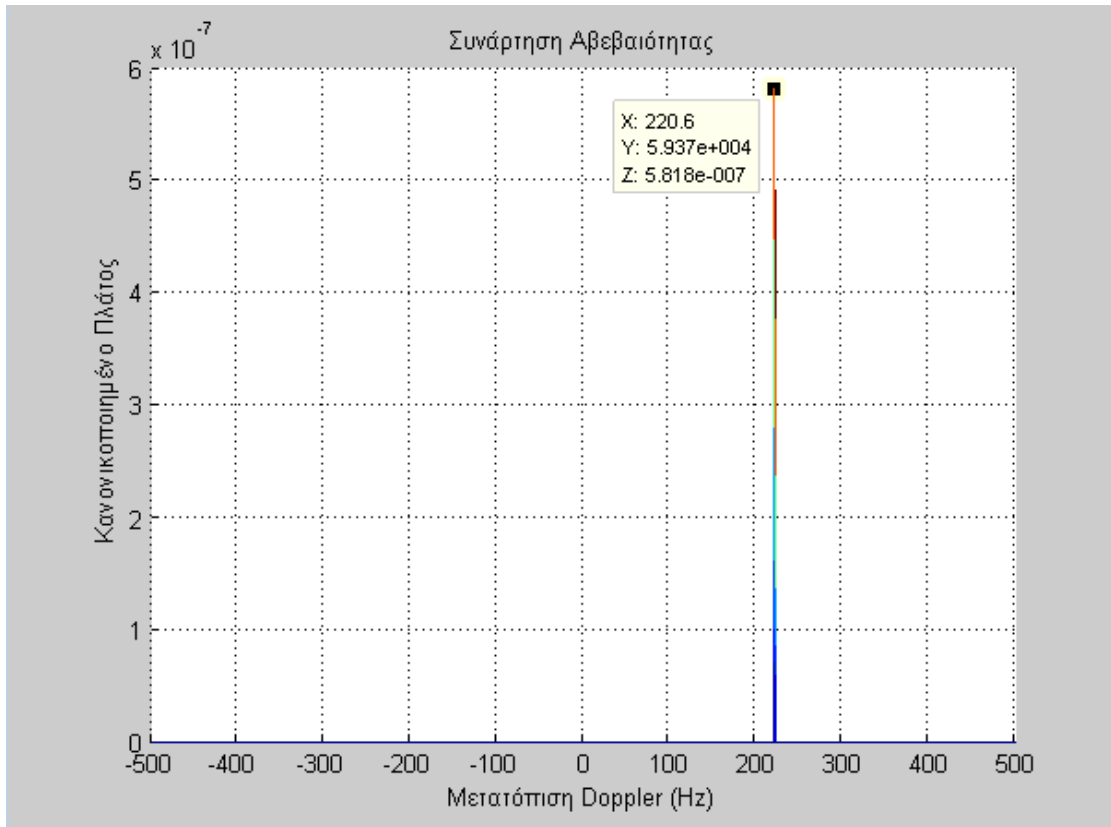
Μπορούμε να θεωρήσουμε τώρα ότι αντί για τον αλγόριθμο CA-CFAR χρησιμοποιούμε ένα σταθερό κατώφλι στη συνάρτηση αβεβαιότητας. Τότε έχουμε τα ακόλουθα σχήματα:



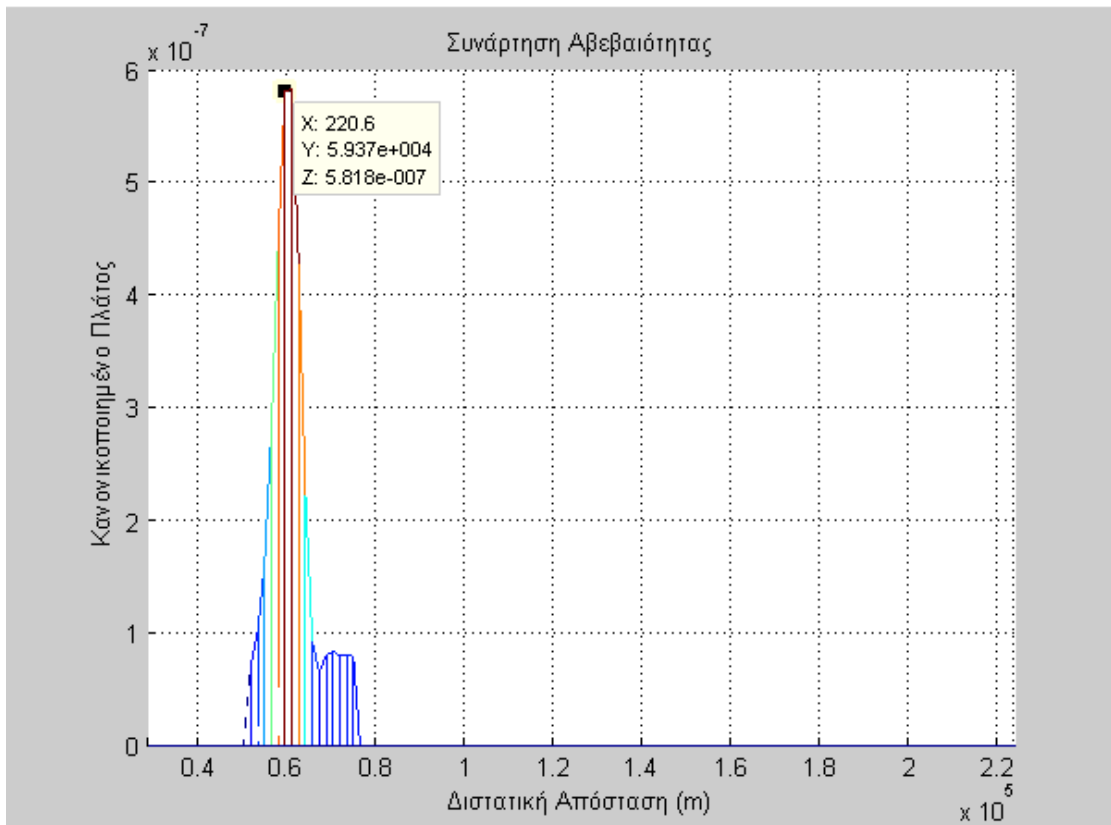
Σχήμα 4.34 Συνάρτηση αβεβαιότητας μετά την εφαρμογή σταθερού κατωφλίου. Απεικόνιση 3-Δ.



Σχήμα 4.35 Συνάρτηση αβεβαιότητας μετά την εφαρμογή σταθερού κατωφλίου. Απεικόνιση 2-Δ.



Σχήμα 4.36 Συνάρτηση αβεβαιότητας μετά την εφαρμογή σταθερού κατωφλίου. Πεδίο Doppler.



Σχήμα 4.37 Συνάρτηση αβεβαιότητας μετά την εφαρμογή σταθερού κατωφλίου. Πεδίο απόστασης.

Από τα παραπάνω, παρατηρώντας ιδιαίτερα το σχήμα 4.37 βλέπουμε ότι η εφαρμογή ενός σταθερού κατωφλίου μπορεί να μην απορρίψει λοβούς όπως φαίνονται στο σχήμα αυτό. Αυτοί οι πλευρικοί λοβοί χειροτερεύουν τη διακριτική ικανότητα του δισταθούς ραντάρ. Συνεπώς, συγκρίνοντας το σχήμα 4.37 με το 4.33, βλέπουμε ότι η απόδοση ενός προσαρμοσμένου κατωφλίου απορρίπτει καλύτερα τις αιχμές που προκαλούνται λόγω θορύβου.

Έχοντας «καθαρίσει» πια τους λανθασμένους συναγερμούς από την επιφάνεια της συνάρτησης αβεβαιότητας, οι λοβοί που παραμένουν αποτελούν πια αληθινούς στόχους για το διστατικό σύστημα ραντάρ. Έτσι, μπορούν να εξαχθούν πια, η διστατική απόσταση και η διστατική Doppler κάθε αληθινού στόχου. Όμως, όπως έχουμε δει από το 1^ο κιάλας κεφάλαιο, η εύρεση της διστατικής απόστασης μας εξασφαλίζει μονάχα την παρουσία του στόχου πάνω σε μια έλλειψη με σταθερό άθροισμα αποστάσεων R_1 και R_2 από τον πομπό και το δέκτη αντίστοιχα. Συνεπώς, είναι επιτακτική η ανάγκη της εύρεσης της ακριβούς θέσης πάνω σε αυτήν την έλλειψη, πράγμα που γίνεται με τη χρήση μιας τεχνικής DOA όπως περιγράφεται στη συνέχεια.

4.6 Εκτίμηση DOA και εύρεση στόχου

Στα πλαίσια του διστατικού συστήματος η εύρεση στόχου επιτυγχάνεται με εύρεση της διεύθυνσης άφιξης του σήματος ηχούς. Αυτό, στο σύστημα που εξετάζουμε, γίνεται με συμβολομετρία φάσης αφού, όπως αναφέρθηκε στην αρχή του κεφαλαίου, το σύστημα αποτελείται από δύο κεραίες οι οποίες συνδέονται σε δύο δέκτες. Η κεραία που μπορεί να χρησιμοποιηθεί φαίνεται στην εικόνα 4.1 και έχει δύο λογαριθμικές κεραίες μπροστά από έναν ανακλαστήρα πλέγματος σχηματίζοντας ένα ιντερφερόμετρο. Η εύρεση της γωνίας άφιξης, θ , γίνεται όπως περιγράφηκε στο 3.1.3 με εύρεση της διαφοράς φάσης, $\Delta\varphi$, των δύο σημάτων ηχούς που λαμβάνονται από τις δύο κεραίες παρακολούθησης (σχήμα 4.29):

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda \Delta\varphi}{2\pi d} \right) \quad (4.13)$$

όπου d είναι η απόσταση ανάμεσα στις δύο κεραίες και λ είναι το μήκος κύματος. Για την ελαχιστοποίηση των αβεβαιοτήτων γωνίας οι κεραίες απέχουν μισό μήκος κύματος. Αυτό δίνει μια αβεβαιότητα 180° για το αν ένας στόχος βρίσκεται μπροστά ή πίσω από την κεραία παρακολούθησης. Όμως, στην πράξη αυτό είναι αποδεκτό εξαιτίας του μεγάλου λόγου μπρος-πίσω λοβού (front-to-back) που χρησιμοποιεί το σύστημα για τη μείωση των παρεμβολών στη λήψη ηχούς, καθιστώντας σπάνια την ανίχνευση στόχων πίσω από την περιοχή παρακολούθησης της κεραίας.

Έχοντας δημιουργήσει τις συναρτήσεις αβεβαιότητας και αφού βρεθούν οι στόχοι, τότε η φάση από τις δύο επιστροφές ηχούς στις κεραίες λήψης υπολογίζεται από το όρισμα της μιγαδικής τιμής τους (από την τιμή της συνάρτησης αβεβαιότητας πριν μπει σε απόλυτο και υψωθεί στο τετράγωνο). Το σχήμα 4.38 δείχνει τη μέθοδο εύρεσης της διεύθυνσης με συμβολομετρία φάσης [14].

Έστω ότι η γωνία μεταξύ της γραμμής βάσης R και της γραμμής απόστασης στόχου-δέκτη R_2 είναι η $\theta' = \theta'' + \theta$, όπου η θ'' είναι η γωνία ανάμεσα σε πομπό

και δέκτη και θ είναι η διεύθυνση άφιξης όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.6. Κατόπιν χρησιμοποιώντας το χρόνο διαφοράς άφιξης του σήματος ηχούς σε σχέση με το σήμα αναφοράς τ_d , μπορούμε να βρούμε την απόσταση R_2 ως εξής:

Επειδή τ_d είναι η διαφορά άφιξης του σήματος ηχούς σε σχέση με το σήμα αναφοράς, σημαίνει ότι αναφορά το σχήμα 4.6 έχουμε:

$$\tau_d = \frac{R_1 + R_2 - R}{c} \quad (4.14)$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός, άρα:

$$R_1 + R_2 - R = c\tau_d \quad (4.15)$$

Επίσης, από το νόμο συνημιτόνων έχουμε:

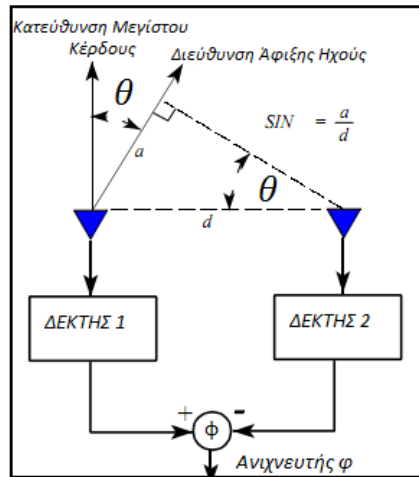
$$R_1^2 = R^2 + R_2^2 - 2RR_2 \cos \theta' \quad (4.16)$$

Λύνοντας την (4.15) ως προς R_1 έχουμε:

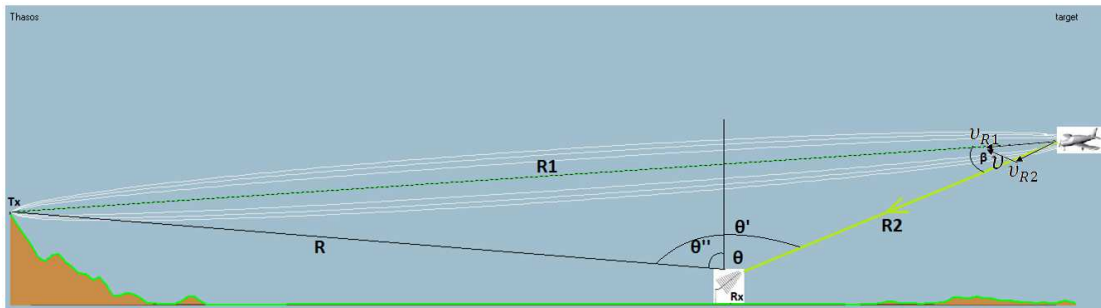
$$R_1 = R - R_2 + c\tau_d \quad (4.17)$$

οπότε, αντικαθιστώντας την (4.17) στην (4.16) παίρνουμε:

$$\begin{aligned} (R - R_2 + c\tau_d)^2 &= R^2 + R_2^2 - 2RR_2 \cos \theta' \Rightarrow \\ R^2 + R_2^2 + (c\tau_d)^2 - 2RR_2 - 2c\tau_d R_2 + 2Rc\tau_d &= R^2 + R_2^2 - 2RR_2 \cos \theta' \Rightarrow \\ (c\tau_d)^2 - 2RR_2 - 2c\tau_d R_2 + 2Rc\tau_d &= 2RR_2 \cos \theta' \Rightarrow \\ 2(R + c\tau_d - R \cos \theta')R_2 &= (c\tau_d)^2 + 2Rc\tau_d \Rightarrow \\ R_2 &= \frac{(c\tau_d)^2 + 2Rc\tau_d}{2(R + c\tau_d - R \cos \theta')} \Rightarrow \\ R_2 &= \frac{c\tau_d(c\tau_d + 2R)}{2(c\tau_d + R(1 - \cos \theta'))} \end{aligned} \quad (4.18)$$



Σχήμα 4.38 Direction of arrival, [14, σελ. 5-8.8].



Εικόνα 4.6 Διστατική γεωμετρία συστήματος

Επίσης, από το σχήμα 4.6, η ταχύτητα, v , και η κατεύθυνση που ταξιδεύει ο στόχος, θ_v , ορίζονται πάλι με το νόμο των συνημιτόνων ως εξής, [8, σελ. 22]:

$$v^2 = v_{R1}^2 + v_{R2}^2 + 2v_{R1}v_{R2} \cos \beta \quad (4.19)$$

και

$$\theta_v = \sin^{-1} \left[\frac{v_{R1}}{v} \sin \beta \right] \quad (4.20)$$

όπου:

$$\begin{aligned} v_{R1} &= \text{η ταχύτητα του στόχου στην κατεύθυνση } R_1 \\ &= \frac{R_2}{R_1+R_2} \left(\frac{cf_d}{f_c} + R \cdot R_2 \frac{d\theta}{dt} \sin \theta' - R \cos \theta' \right) \end{aligned} \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned} v_{R2} &= \text{η ταχύτητα του στόχου στην κατεύθυνση } R_2 \\ &= \frac{-R_1}{R_1+R_2} \left(\frac{cf_d}{f_c} + R \cdot R_2 \frac{d\theta}{dt} \sin \theta' - R \cos \theta' \right) \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} \beta &= \text{η διστατική γωνία} \\ &= \cos^{-1} \left[\frac{R_1^2 + R_2^2 - R^2}{2R_1R_2} \right] \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$R_1 = R - R_2 + c\tau_d \quad (4.24)$$

f_d είναι η μετατόπιση Doppler που έχει βρεθεί από τη συνάρτηση αβεβαιότητας.

4.7 Διερεύνηση πολυστατικού συστήματος

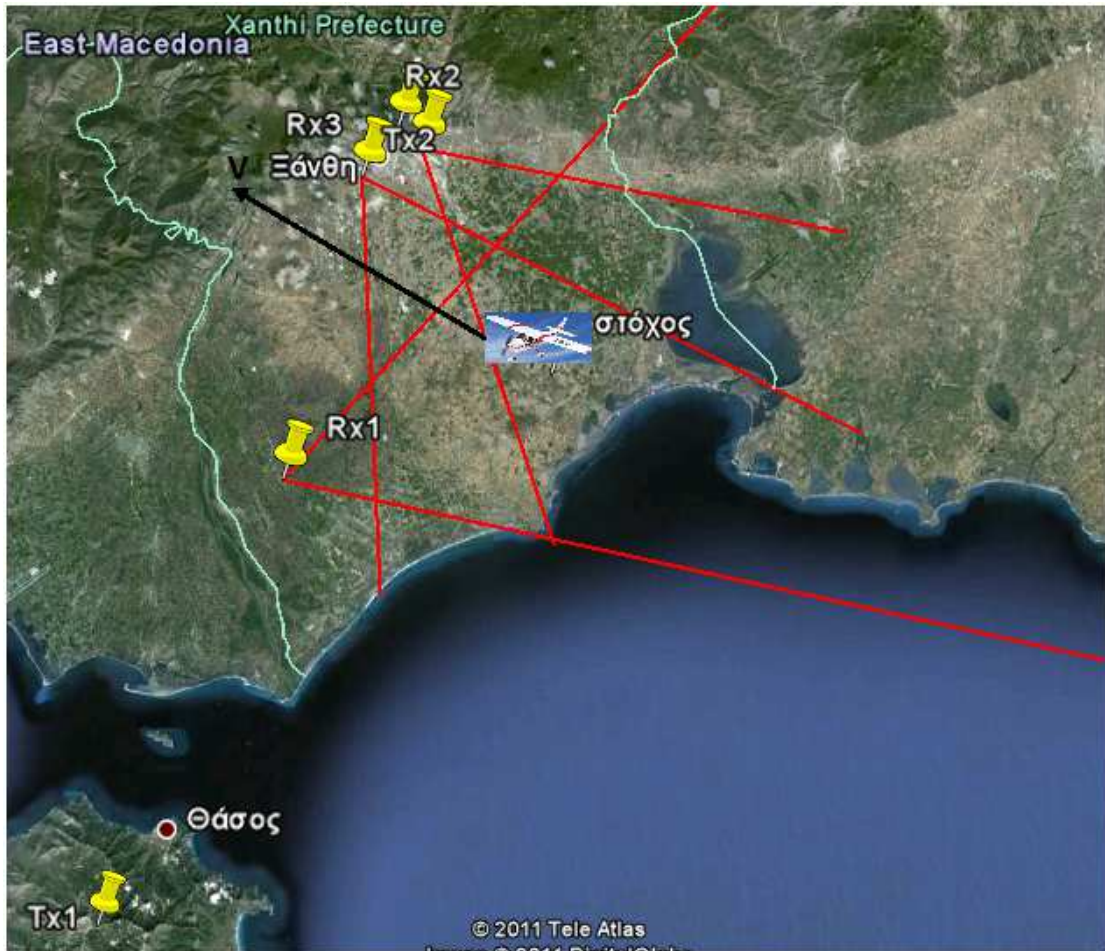
Το σύστημα που εξετάσαμε κάνει χρήση ενός πομπού και ενός δέκτη αποτελώντας ένα απλό διστατικό σύστημα. Για τη μετατροπή του σε πολυστατικό αρκεί η προσθήκη κι άλλων διστατικών συστημάτων στην τοπολογία. Γι αυτόν τον σκοπό προτείνεται η χρήση ενός FM πομπού που μεταδίδει από την Παναγιά Ξάνθης στα 100 MHz και σύμφωνα με το [18] εκπέμπει με ισχύ 4.5 kW. Επίσης, προτείνονται και δύο σημεία λήψης που εκμεταλλεύονται τις μεταδόσεις αυτού του πομπού. Χρησιμοποιώντας λοιπόν, παρόμοιες κεραιές παρακολούθησης με αυτή που εξετάστηκε για το προηγούμενο διστατικό σύστημα, γίνεται εφικτή η παρακολούθηση της ευρύτερης εναέριας περιοχής στο νομό Ξάνθης. Οι θέσεις των πομπών και των δεκτών φαίνονται στον παρακάτω χάρτη (εικόνα 4.6) και οι παράμετροι των νέων διστατικών συστημάτων στους πίνακες 4.3 και 4.4.

Πίνακας 4.3 Παράμετροι συστήματος² $T_{x2} - R_{x2}$

Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-στόχου	R_1	17.452 km
Απόσταση δέκτη-στόχου	R_2	15.118 km
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	1.85 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Κέρδος κεραιάς εκπομπής	G_t	1.7
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	4.5 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-27 dB
Απώλειες συστήματος	L	11.7 dB
Μήκος κύματος	λ	3 m
Εύρος ζώνης λήψης	B	110 kHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	1.342 s

Πίνακας 4.4 Παράμετροι συστήματος³ $T_{x2} - R_{x3}$

Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-στόχου	R_1	17.452 km
Απόσταση δέκτη-στόχου	R_2	16.888 km
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	3.62 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Κέρδος κεραιάς εκπομπής	G_t	1.7
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	4.5 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-27 dB
Απώλειες συστήματος	L	11.7 dB
Μήκος κύματος	λ	3 m
Εύρος ζώνης λήψης	B	110 kHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	1.342 s



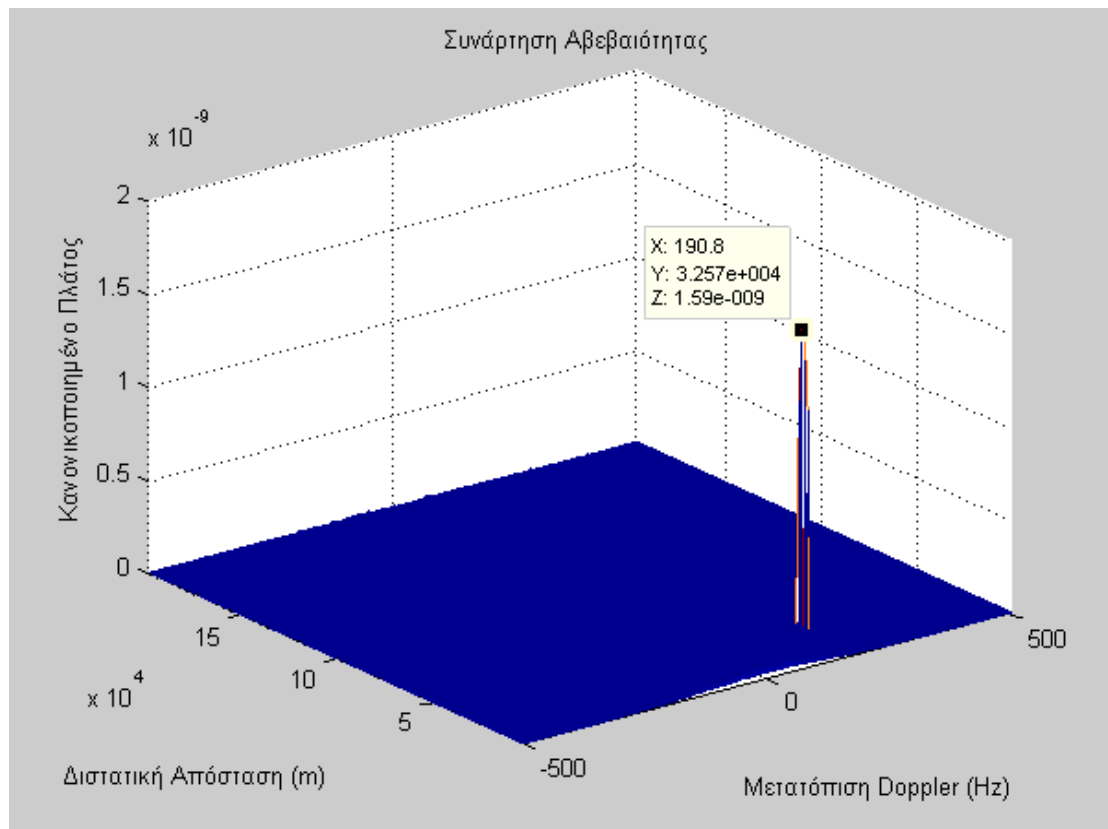
Εικόνα 4.7 Προτεινόμενο πολυστατικό σύστημα

Οι παράμετροι που περιγράφονται στον πίνακα 4.3 ανήκουν στο σύστημα. Σε αυτό το δισταθές σύστημα ραντάρ ο στόχος απέχει από τον πομπό 17.452 km και 15.118 km από το δέκτη. Το σύστημα αυτό έχει το ίδιο σύστημα λήψης με το πρώτο διστατικό σύστημα. Η απόστασή του όμως από τον πομπό είναι πολύ πιο κοντινή από ότι στο πρώτο. Αυτό σημαίνει ότι οι παρεμβολές θα είναι μεγαλύτερες. Στο δεύτερο διστατικό σύστημα ο στόχος απέχει επίσης 17.452 km από τον πομπό αφού αυτός είναι κοινός στα δύο τελευταία διστατικά συστήματα. Η απόσταση του στόχου από το δέκτη R_{x3} είναι 16.888 km. Ο δέκτης αυτός βρίσκεται σε απόσταση μεγαλύτερη από ότι στο δεύτερο διστατικό σύστημα ($T_{x2} - R_{x2}$), που σημαίνει ότι οι παρεμβολές από τα απευθείας από τον πομπό σήματα στο σήμα ηχούς θα είναι μικρότερες σε σχέση με αυτό. Ο στόχος έχει ταχύτητα $V = 450 \text{ m/s}$ (εικόνα 4.7). Συνεπώς, η μετατόπιση στη συχνότητα λόγω Doppler θα είναι διαφορετική για κάθε σύστημα όπως και η διστατική απόσταση. Στο δεύτερο σύστημα η μετατόπιση στη συχνότητα λόγω Doppler θα είναι 190.8 Hz ενώ στο τρίτο διστατικό σύστημα θα είναι 216.1 Hz. Όπως φαίνεται κι από τους πίνακες 4.3, 4.4 η απόσταση R_1 θα είναι ίδια και για τα δύο νέα διστατικά συστήματα αφού κάνουν χρήση του ίδιου πομπού. Επίσης, θεωρούμε ίδιο διστατικό RCS χάρην απλότητας και ίδιους χρόνους ολοκλήρωσης και δείκτες θορύβου συστήματος λήψης. Οι λόγοι σήματος προς θόρυβο για τα νέα συστήματα υπολογίζονται από τις σχέσεις (4.1) και (4.2) και προκύπτουν τα αποτελέσματα του πίνακα 4.5.

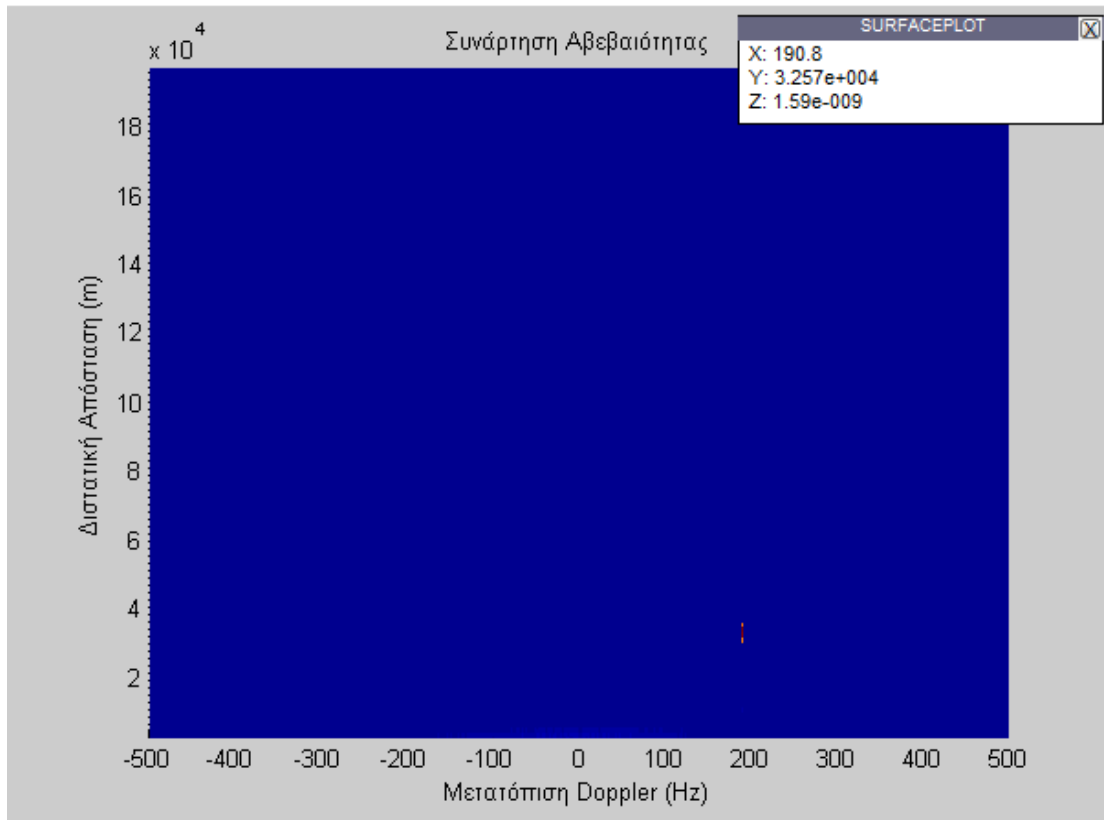
Πίνακας 4.5 Εύρεση SNR και SIR για τα διστατικά συστήματα $T_{x2} - R_{x2}$ και $T_{x2} - R_{x3}$.

SNR_2	-4.81 dB
SIR_2	-69.4 dB
SNR_3	-5.24 dB
SIR_3	-64 dB

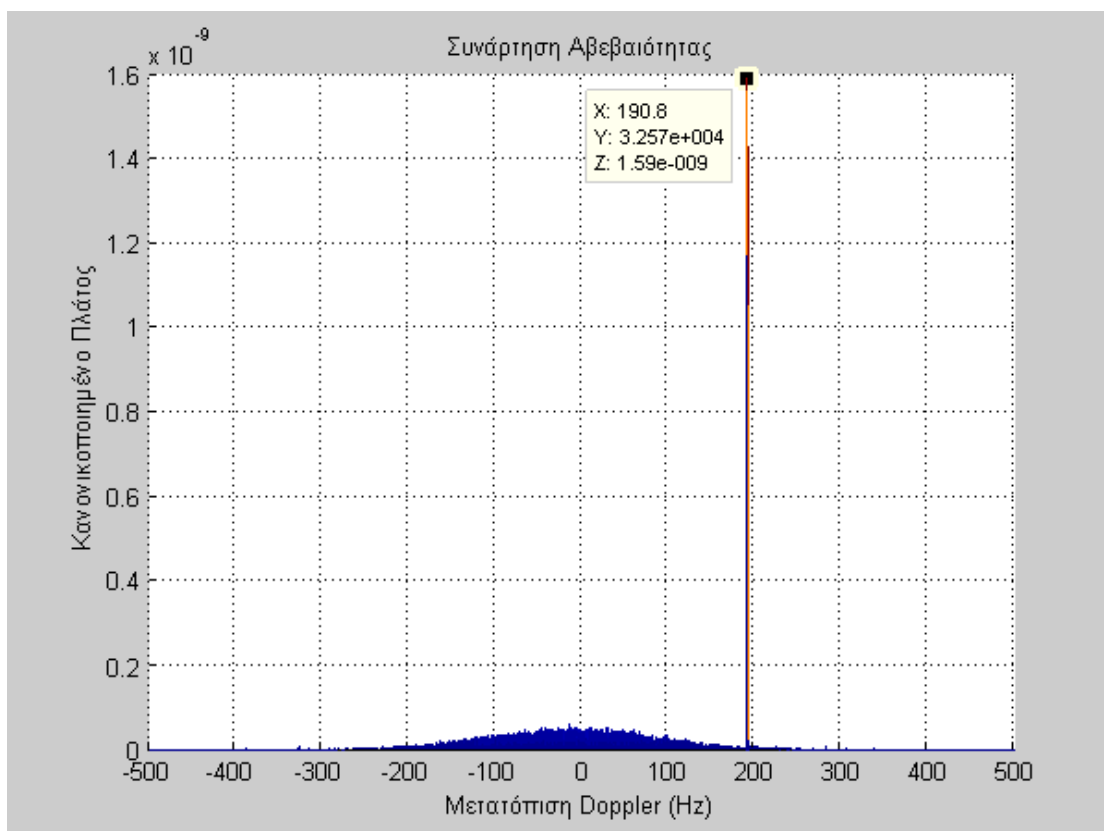
Για τα δύο νέα διστατικά συστήματα με τον κοινό πομπό εξάγουμε τις συναρτήσεις αβεβαιότητας μετά την εφαρμογή του κατωφλίου σταθερής πιθανότητας λανθασμένου συναγερού. Για το διστατικό σύστημα με το δέκτη R_{x2} έχουμε:



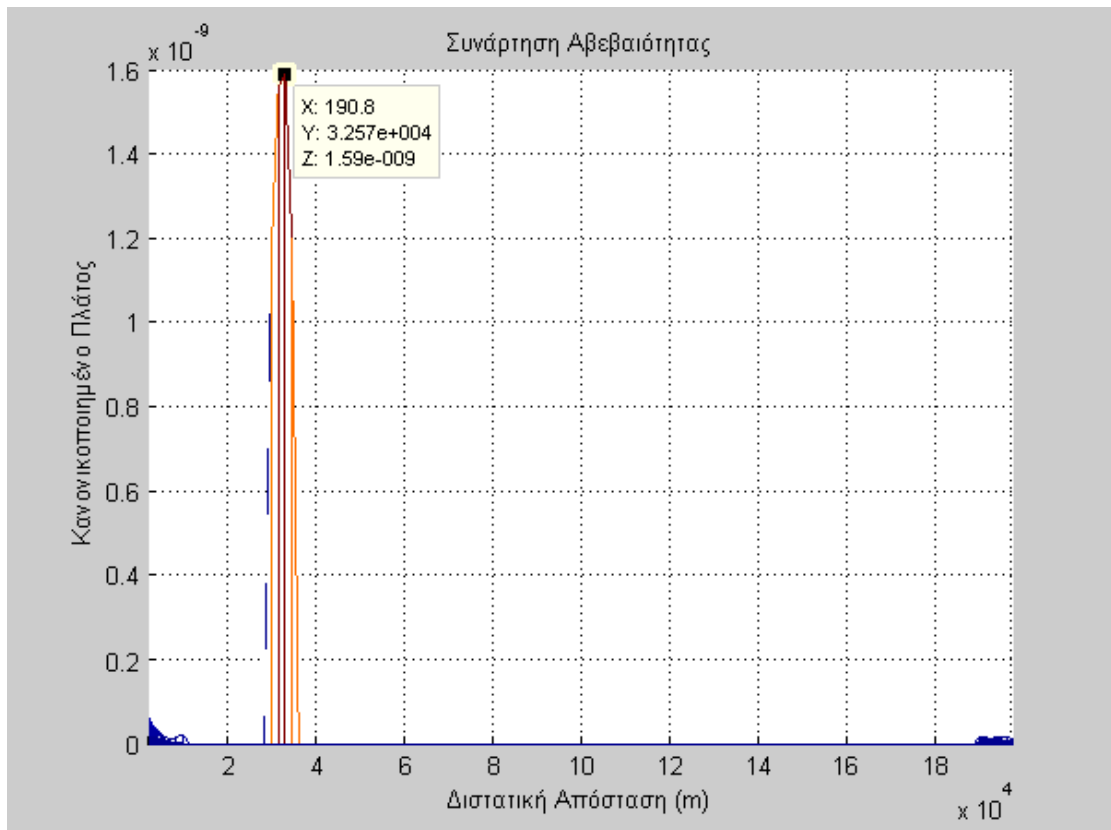
Σχήμα 4.39 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Απεικόνιση 3-Δ. Ο πομπός βρίσκεται στο T_{x2} και ο δέκτης στη θέση R_{x2} .



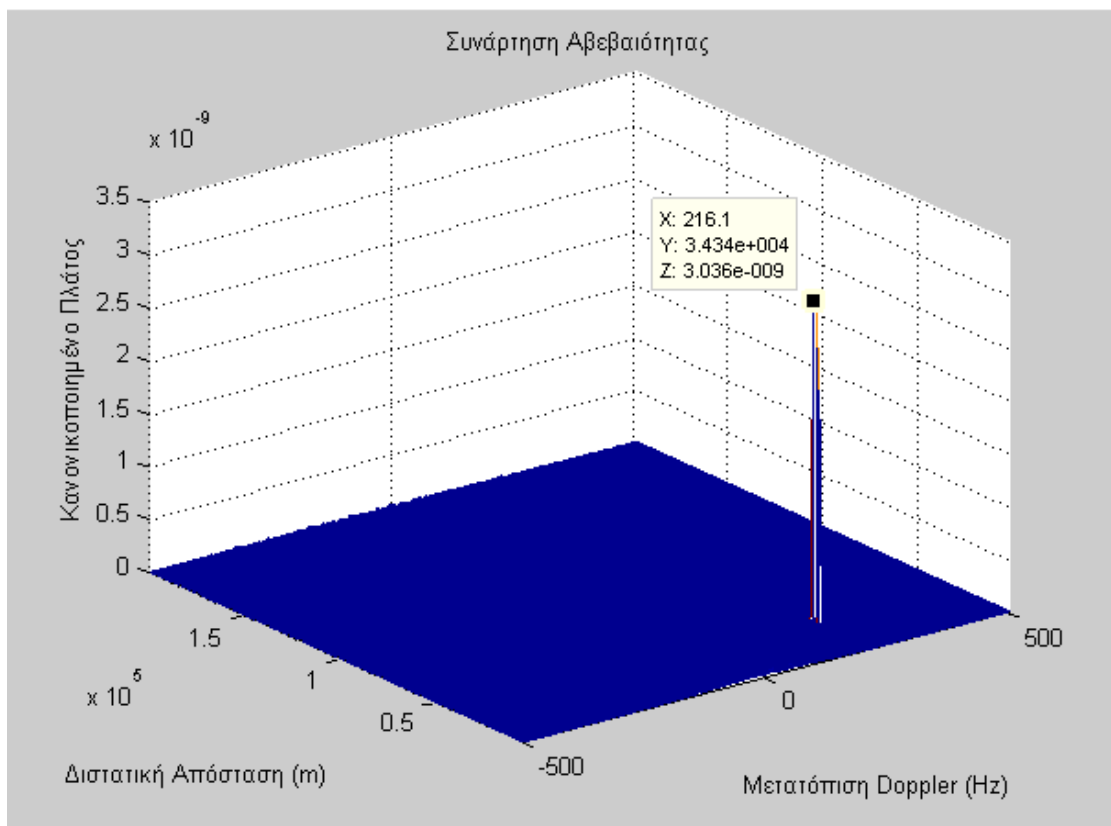
Σχήμα 4.40 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Απεικόνιση 2-Δ. Ο πομπός βρίσκεται στο T_{x2} και ο δέκτης στη θέση R_{x2} .



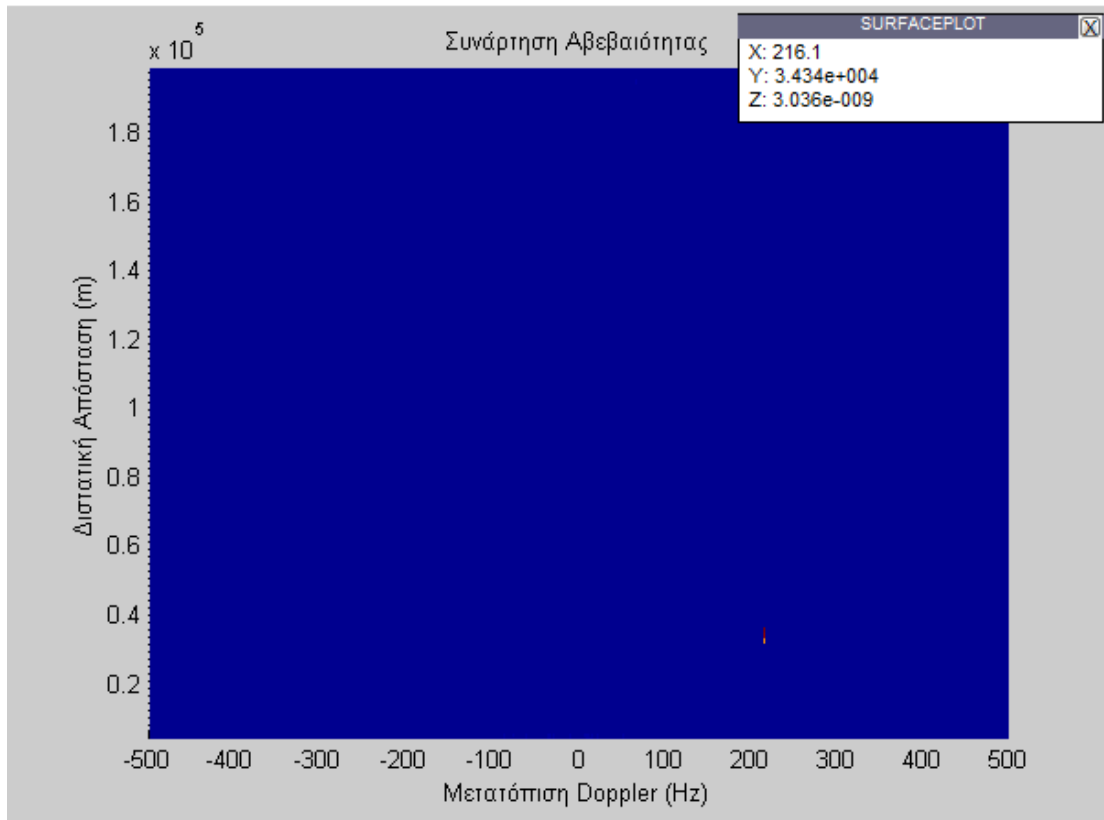
Σχήμα 4.41 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Πεδίο Doppler. Ο πομπός βρίσκεται στο T_{x2} και ο δέκτης στη θέση R_{x2} .



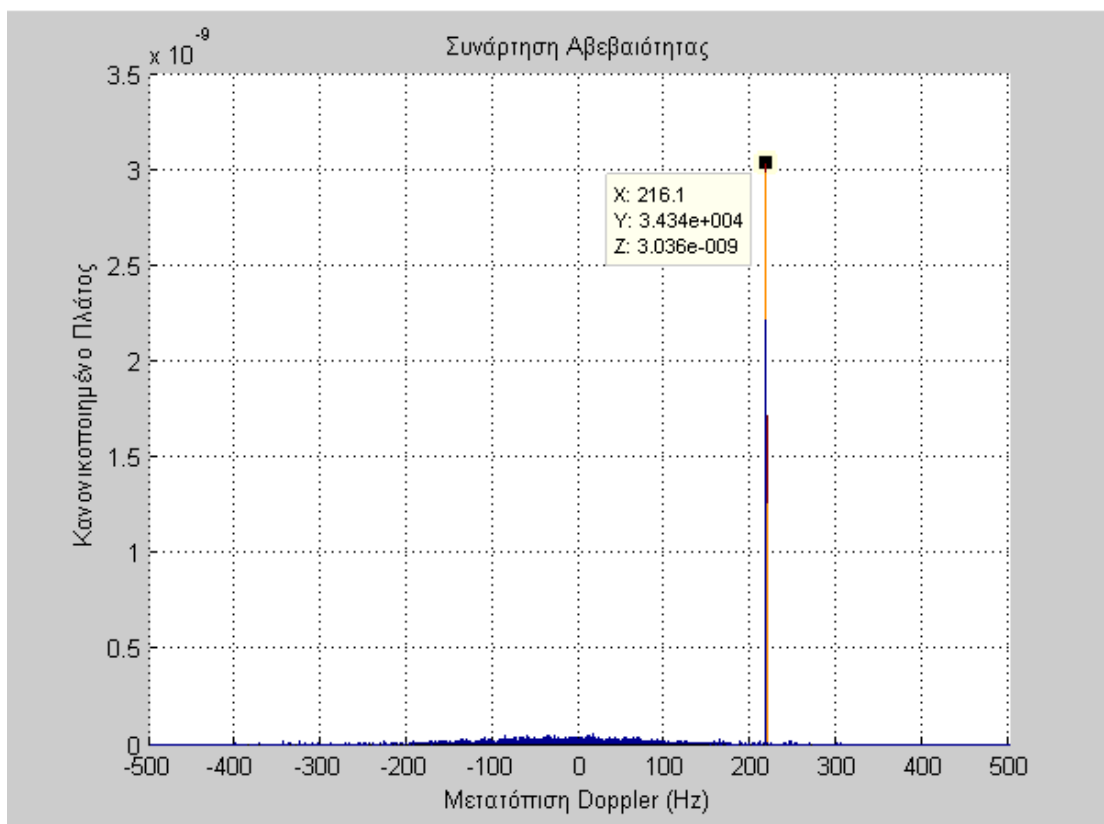
Σχήμα 4.42 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Πεδίο διαστατικής απόστασης. Ο πομπός βρίσκεται στο T_{x2} και ο δέκτης στη θέση R_{x2} .



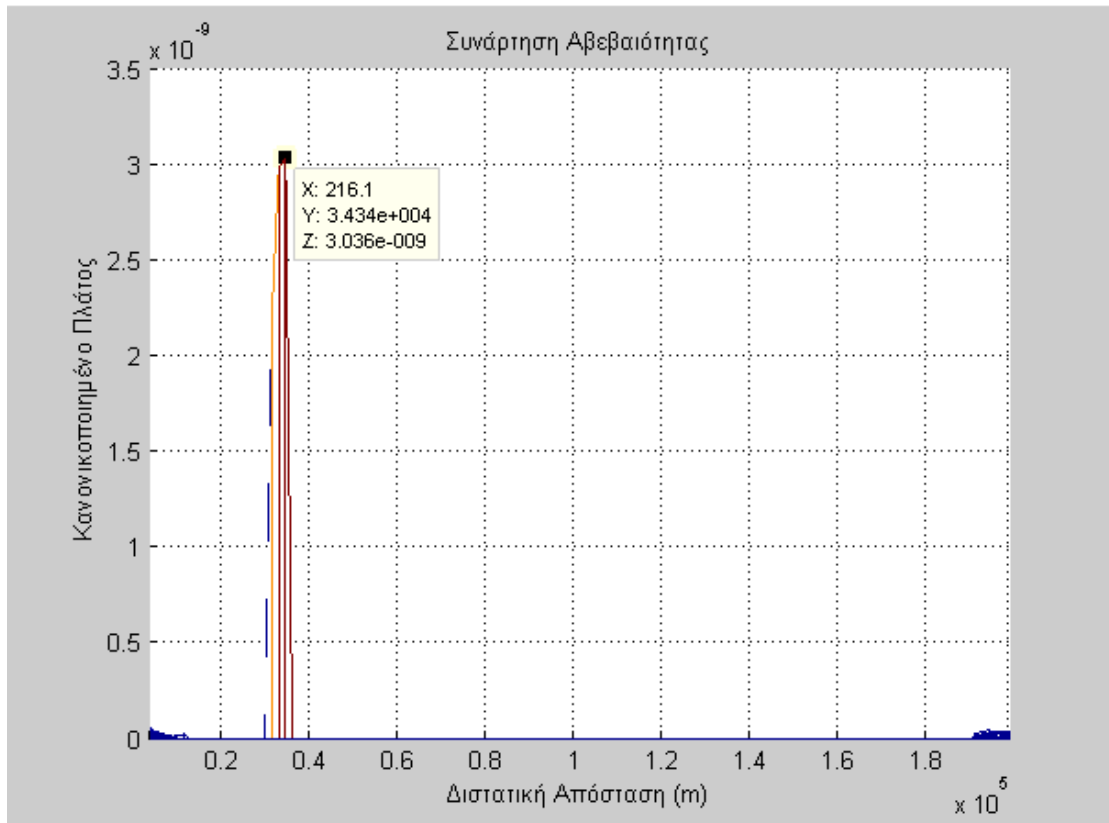
Σχήμα 4.43 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Απεικόνιση 3-Δ. Ο πομπός βρίσκεται στο T_{x2} και ο δέκτης στη θέση R_{x3} .



Σχήμα 4.44 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Απεικόνιση 2-Δ. Ο πομπός βρίσκεται στο T_{x2} και ο δέκτης στη θέση R_{x3} .



Σχήμα 4.45 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Πεδίο Doppler. Ο πομπός βρίσκεται στο T_{x2} και ο δέκτης στη θέση R_{x3} .



Σχήμα 4.46 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Πεδίο διστατικής απόστασης. Ο πομπός βρίσκεται στο T_{x2} και ο δέκτης στη θέση R_{x3} .

Στο δεύτερο διστατικό σύστημα ($T_{x2} - R_{x2}$) ο λόγος σήματος ηχούς προς θόρυβο που προκύπτει είναι **24 dB** και στο τρίτο δισταθές σύστημα ($T_{x2} - R_{x3}$) είναι **27.8 dB**. Το κέρδος επεξεργασίας στην προσομοίωση είναι περίπου **31 dB**, δηλαδή μικρότερο από το θεωρητικό που είναι 47 dB, αλλά επαρκές για τον εντοπισμό στόχων από τα επιμέρους δισταθί συστήματα ραντάρ.

Όπως είδαμε και από τον πίνακα 4.5, για το σύστημα ($T_{x2} - R_{x2}$), τα κανάλια λήψης θα υποφέρουν τη μεγαλύτερη παρεμβολή από το σήμα απευθείας από τον πομπό T_{x2} . Αυτό το γεγονός φαίνεται καθαρά στα σχήματα 4.41 και 4.42. Όπως είδαμε στη σελίδα 50, τα επίπεδα παρεμβολής, πρέπει να κατασταλούν τόσο ώστε να κατέβουν στα επίπεδα θερμικού θορύβου ώστε να γίνεται εφικτός ο εντοπισμός του στόχου. Η καταστολή στο δεύτερο διστατικό σύστημα, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.41 είναι αρκετά μεγάλη καθώς τα επίπεδα παρεμβολής είναι σε χαμηλά επίπεδα. Αυτό σημαίνει ότι ακόμα και με αυτά τα επίπεδα παρεμβολής το προσαρμοστικό φιλτράρισμα λειτουργεί ικανοποιητικά αφού δεν υπάρχει επικάλυψη του σήματος ηχούς στη συνάρτηση αβεβαιότητας. Επειδή ο αλγόριθμος CA-CFAR δεν απορρίπτει τα πρώτα 6 κελιά η παρουσία αυτής της παρεμβολής είναι εμφανής, όμως μπορούμε να την αγνοήσουμε καθώς περιορίζεται στα κελιά μηδενικής απόστασης και Doppler, οπότε δεν υπάρχει κίνηση στόχου. Ένας σημαντικός παράγοντας που συμβάλλει στον εντοπισμό του στόχου σε αυτό το σύστημα είναι και το σχετικά υψηλό λόγο σήματος ηχούς προς θόρυβο, $SNR_2 = -4.81 \text{ dB}$, οπότε αν θεωρήσουμε ότι το κέρδος επεξεργασίας σε όλα τα διστατικά συστήματα είναι ίδιο, τότε ο τελικός λόγος σήματος προς θόρυβο στο δεύτερο σύστημα θα είναι μεγαλύτερος από ότι στο πρώτο, σύμφωνα με τη σχέση 2.19.

Στο τρίτο δισταθές σύστημα ($T_{x2} - R_{x3}$), τα επίπεδα παρεμβολής είναι χαμηλότερα από ότι στο δεύτερο διστατικό σύστημα, όπως φαίνεται στα σχήματα 4.45 και 4.46. Συνεπώς, η ανίχνευση στόχου είναι εφικτή και σε αυτήν την περίπτωση αγνοώντας τα κελιά μηδενικής απόστασης και Doppler, αφού αυτό σημαίνει ότι δεν υπάρχει κινούμενος στόχος. Ο τελικός λόγος σήματος προς θόρυβο είναι μεγαλύτερος από ότι στο πρώτο διστατικό σύστημα. Αυτό γίνεται γιατί έχει επειδή και ο αρχικός λόγος σήματος προς θόρυβο ήταν μικρότερος. Το δεύτερο και το τρίτο διστατικό σύστημα έχουν πιο κοντινούς λόγους σήματος προς θόρυβο, καθώς και οι αρχικοί λόγοι είναι πιο κοντινοί.

Στα δύο νέα διστατικά συστήματα, προκύπτουν:

- ✓ δύο διαφορετικές διστατικές αποστάσεις, $R_{b2} = 32.57 \text{ km}$ και $R_{b3} = 34.34 \text{ km}$
- ✓ μετατοπίσεις στη συχνότητα Doppler $f_{d2} = 191 \text{ Hz}$ και $f_{d3} = 216.1 \text{ Hz}$
- ✓ και γωνίες άφιξης της ηχούς.

Το σύστημα αυτό, κάνοντας χρήση δύο πομπών και τριών δεκτών αποτελεί ένα πολυστατικό σύστημα. Η διαδικασία εύρεσης της γωνίας άφιξης της ηχούς στις θέσεις λήψης είναι πολύ σημαντική για τον καθορισμό της ζητούμενης θέσης του στόχου. Αυτό γιατί με τρεις διαφορετικές αποστάσεις δέκτη-στόχου όπως υπολογίζονται από την εξίσωση 4.14 και με τις αντίστοιχες γωνίες άφιξης μπορεί να επιτευχθεί μεγάλη ακρίβεια στην εύρεση του στόχου. Για την εύρεση της θέσης του στόχου, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί κάποια τεχνική εντοπισμού, δεδομένων των μετρήσεων από το κάθε διστατικό σύστημα.

4.8 Τεχνικές εντοπισμού πολυστατικού συστήματος

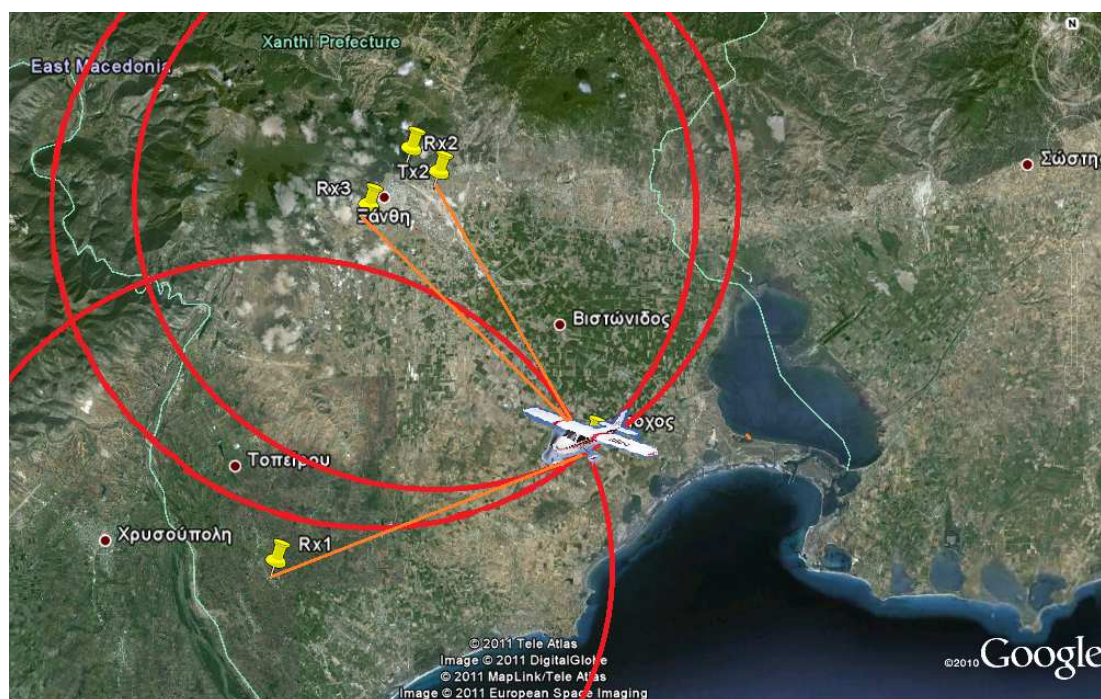
Οι τεχνικές εντοπισμού που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εύρεση της θέσης του στόχου, είναι η τριγωνοποίηση (triangulation) και ο τριπλευρισμός (trilateration) όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.8. Επιπρόσθετα, η εύρεση στόχων μπορεί να στηριχτεί στη διατομή των ελλείψεων διστατικής απόστασης όπως φαίνεται στην εικόνα 4.9.

4.8.1 Τριγωνοποίηση

Με τη διαδικασία της τριγωνοποίησης χρειάζεται η παρατήρηση τουλάχιστον δύο γωνιών άφιξης της ηχούς για την εύρεση του στόχου, οπότε όσο αυξάνεται ο αριθμός των γωνιών άφιξης (με αύξηση του αριθμού των επιμέρους διστατικών συστημάτων), τόσο αυξάνεται η ακρίβεια εντοπισμού της θέσης του στόχου. Η εύρεση του στόχου γίνεται στο σημείο τομής των διαφορετικών ευθειών όταν αυτές εκτείνονται προς τη διεύθυνση άφιξης της ηχούς.

4.8.2 Τριπλευρισμός

Στα επιμέρους διστατικά συστήματα, εξάγονται οι διστατικές αποστάσεις μέσω της συνάρτησης αβεβαιότητας και οι διευθύνσεις άφιξης της ηχούς του στόχου εφαρμόζοντας την τεχνική DOA όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 4.6. Σύμφωνα με την εξίσωση (4.18) ανάλογα με τις τιμές αυτές, μπορούμε να υπολογίσουμε τις αποστάσεις του στόχου από κάθε δέκτη. Θεωρούμε ότι κάθε δέκτης αποτελεί το κέντρο ενός κύκλου με ακτίνα την απόσταση στόχου-δέκτη, (R_2). Συνεπώς έχοντας τρεις δέκτες σημαίνει ότι θα ορίζονται και τρεις κύκλοι. Αυτοί οι τρεις κύκλοι τέμνονται σε μια κοινή περιοχή μέσα στην οποία εντοπίζεται και ο επιθυμητός στόχος. Αυτή η τεχνική ονομάζεται τριπλευρισμός (trilateration). Στην εικόνα 4.8 παρουσιάζεται αυτή η τεχνική. Οι κόκκινοι κύκλοι από τα επιμέρους διστατικά συστήματα τέμνονται σε ένα κοινό σημείο, το οποίο αποτελεί και τη θέση του στόχου.



Εικόνα 4.8 Εύρεση στόχου με τριγωνοποίηση (πορτοκαλί ευθείες) και με τριπλευρισμό (κόκκινοι κύκλοι).

4.8.3 Διατομή ελλείψεων

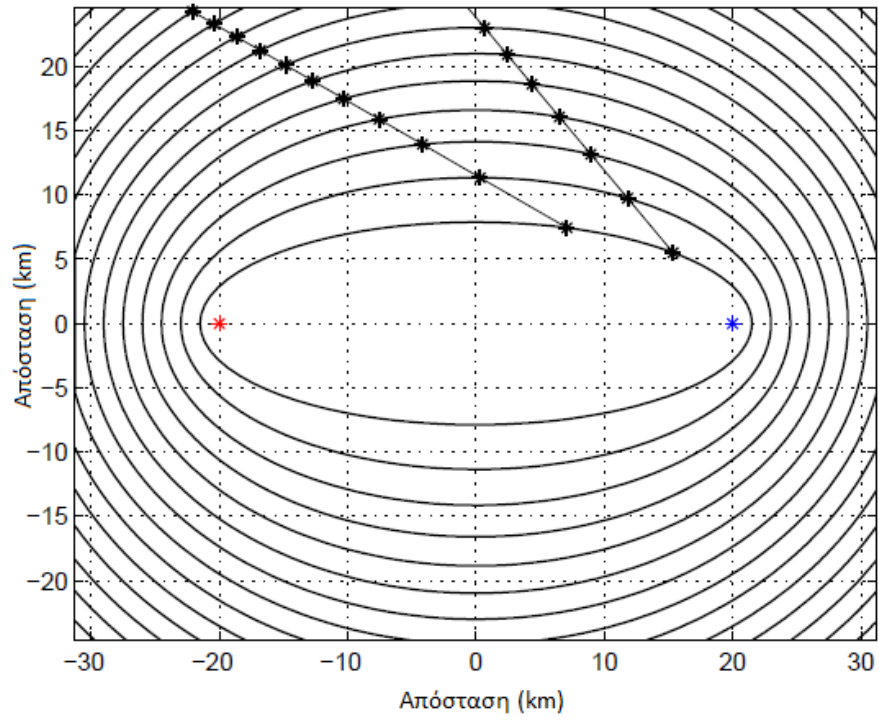
Όπως είναι γνωστό από την παράγραφο 3.1.5, η διστατική απόσταση που μετράται από ένα ζεύγος πομπού-δέκτη, ορίζει μια έλλειψη (με τον πομπό και το δέκτη στις εστίες της) πάνω στην οποία βρίσκεται ο στόχος όπως η κόκκινη γραμμή στην εικόνα 4.9. Ομοίως, η διστατική απόσταση του ίδιου στόχου χρησιμοποιώντας διαφορετικό ζεύγος πομπού-δέκτη θα ορίζει μια δεύτερη έλλειψη αντίστοιχα πάνω στην οποία θα βρίσκεται ο στόχος, όπως η μπλε γραμμή στην εικόνα 4.9. Στην περίπτωση όπου διαφορετικά διστατικά συστήματα εκμεταλλεύονται τον ίδιο πομπό, όπως η μπλε και η μαύρη έλλειψη στην εικόνα 4.9, αλλά έχουν διαφορετική

θέση λήψης, τότε η μία εστία των ελλείψεων που αυτά ορίζουν θα είναι κοινή. Προφανώς οι δύο ή τρεις ή πολλαπλές ελλείψεις θα τέμνονται στη θέση του στόχου. Δυστυχώς όμως, θα τέμνονται και σε άλλες θέσεις όπου δεν υπάρχει στόχος ('ghost' locations). Αν οι ελλείψεις έχουν μια κοινή εστία, (λόγω κοινού πομπού ή δέκτη) συνήθως τέμνονται σε δύο θέσεις μόνο (μία σωστή και μία «φάντασμα»), ιδιότητα που πρέπει να εκμεταλλευόμαστε όταν κάνουμε χρήση αυτής της μεθόδου.

Αν χρησιμοποιούνται N διστατικά ραντάρ και υπάρχουν M στόχοι, τότε θα έχουμε $N \cdot (N - 1)M^2$ διατομές ελλείψεων, από τις οποίες μόνο M αντιστοιχούν σε αληθινές θέσεις, ενώ οι υπόλοιποι είναι στόχοι φαντάσματα. Για την απόρριψη των ψεύτικων στόχων θα πρέπει να γίνεται συνδυασμός της τεχνικής της διατομής των επιμέρους ελλείψεων με την τεχνική DOA για την εύρεση της διεύθυνσης της ηχούς των στόχων. Στο σχήμα 4.47 φαίνεται η χρήση της τεχνικής DOA για μια έλλειψη. Είναι προφανές ότι με αυτόν τον τρόπο, ο τομέας που καλύπτει μια έλλειψη ελαχιστοποιείται κατά πολύ και έτσι οι πιθανοί στόχοι μπορούν να ανιχνευτούν στη σωστή θέση με μεγαλύτερη ακρίβεια.



Εικόνα 4.9 Εύρεση στόχου με διατομή ελλείψεων



Σχήμα 4.47 Διασταθές ραντάρ με πομπό που κάνει χρήση ομοιοκατευθυντικής κεραίας (κόκκινο) και με δέκτη που κάνει χρήση κατευθυντικής κεραίας για την εύρεση των στόχων, [53, σελ. 7].

Κεφάλαιο 5

Εύρεση πομπών με τριγωνοποίηση

Στο προηγούμενο κεφάλαιο προσομοιώσαμε ένα παθητικό διστατικό σύστημα που κάνει χρήση πομπού FM. Είδαμε πόσο σημαντικό είναι οι ευκαιριακές πηγές να έχουν μεγάλη εκπεμπόμενη μέση ισχύ για το σχεδιασμό ενός τέτοιου συστήματος. Αυτή η ανάγκη μας οδήγησε στην εύρεση αυτών των πομπών με την τεχνική τριγωνοποίησης. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με εξοπλισμό του εργαστηρίου μικροκυμάτων ο οποίος περιγράφεται παρακάτω.

5.1 Εξοπλισμός εργαστηρίου μικροκυμάτων

Ο εξοπλισμός που χρησιμοποιήθηκε είναι δύο κεραίες, ένα ομοαξονικό καλώδιο και ένας αναλυτής φάσματος. Οι κεραίες που χρησιμοποιήθηκαν είναι μια δικωνική (biconical) και μια περιοδική λογαριθμική (log periodic). Η δικωνική κεραία χρησιμοποιήθηκε για μετρήσεις στη ζώνη συχνοτήτων 30-230 MHz, ενώ η λογαριθμική για τη ζώνη συχνοτήτων από τα 230-2300 MHz. Ο αναλυτής φάσματος είναι ένας ADVANTEST R3131 (εικόνα 5.1), ο οποίος είναι ελεγχόμενος από laptop, μέσω μιας κάρτας συλλογής δεδομένων IO Tech με χρήση του λογισμικού Spectrum Analyzer Software του εργαστηρίου Μικροκυμάτων.

5.2 Διαδικασία τριγωνοποίησης

Για την εύρεση της θέσης των ευκαιριακών πομπών χρησιμοποιήθηκε η τεχνική της τριγωνοποίησης ή τριγωνισμού. Με αυτήν την τεχνική, απαιτούνται δύο ή περισσότερες θέσεις λήψης των εκπεμπόμενων σημάτων. Αυτό, γιατί με την εύρεση της διεύθυνσης από κάθε σημείο, δημιουργείται μία ευθεία προς αυτό. Οπότε, χρειάζονται τουλάχιστον δύο ευθείες για να μας δείξουν την επιθυμητή θέση εκπομπής στο σημείο τομής τους. Λόγω των αναμενόμενων σφαλμάτων στην εύρεση της ακριβούς θέσης των πομπών, τα σημεία που επιλέχθηκαν για τριγωνοποίηση είναι τέσσερα. Οι συντεταγμένες των σημείων μετρήσεων καταγράφονται στον πίνακα 5.1.

Για την πραγματοποίηση των μετρήσεων, κάθε φορά, τοποθετούνταν μία κεραία στα σημεία του πίνακα 5.1. Η κεραία που χρησιμοποιούσαμε περιστρεφόταν γύρω από το σημείο μετρήσεων για την πλήρη ανίχνευση του αζιμούθιου (360°) όπως φαίνεται στην εικόνα 5.2 για το πρώτο σημείο μετρήσεων (οροφή κτηρίου Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ). Λόγω της άγνωστης πόλωσης της κεραίας εκπομπής, σε κάθε διεύθυνση, εξετάζονταν και η οριζόντια και η κατακόρυφη πόλωση κεραίας λήψης (εικόνες 5.3-5.6). Αυτό στην περίπτωση της δικωνικής κεραίας γινόταν μόνο μια φορά για την κατακόρυφη πόλωση, αφού όπως φαίνεται στην εικόνα 5.3 σε κάθε διεύθυνση η κεραία έχει την ίδια οπτική γωνία.



Εικόνα 5.1 Σύνδεση αναλυτή φάσματος ADVANTEST R3131 με laptop



Εικόνα 5.2 Διευθύνσεις που ελέγχθηκαν στην οροφή του κτηρίου Ηλεκτρολόγων Μηχ. και Μηχ. Η/Υ



Εικόνα 5.3 Δικωνική κεραία, κατακόρυφη πόλωση



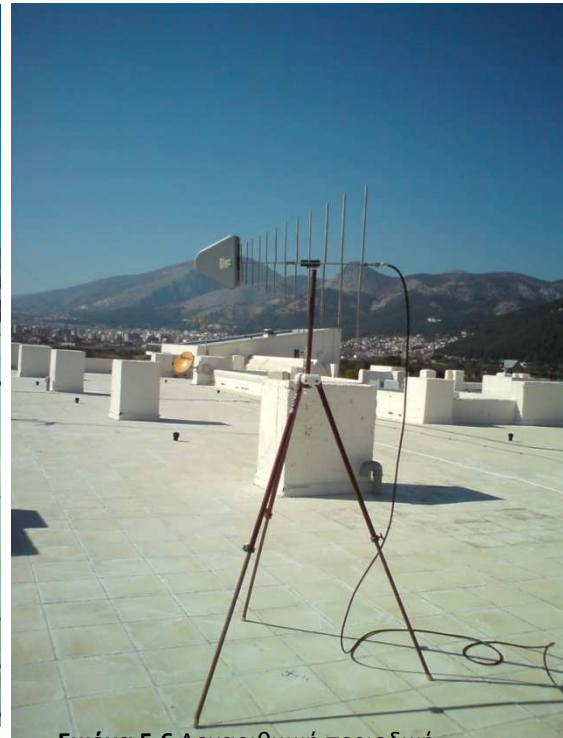
Εικόνα 5.4 Δικωνική κεραία, οριζόντια πόλωση

Πίνακας 5.1 Θέσεις μετρήσεων

	Θέση	Γεωγραφικό Πλάτος	Γεωγραφικό Μήκος
1	Κτήριο Ηλεκτρολόγων Μηχ.	41° 8'21.06"B	24°54'51.96"A
2	Κιμμέρια	41° 7'35.58"B	24°55'01.62"A
3	Νέος Ζυγός	41° 7'13.98"B	24°54'09.60"A
4	Καλλιθέα	41° 7'31.98"B	24°52'15.12"A



Εικόνα 5.5 Λογαριθμική περιοδική κεραία - οριζόντια πόλωση



Εικόνα 5.6 Λογαριθμική περιοδική κεραία - κατακόρυφη πόλωση

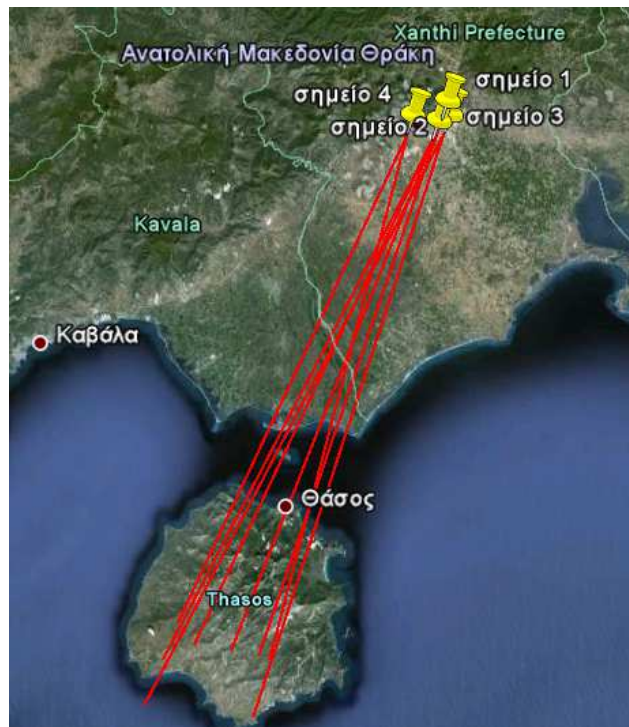
Σε κάθε διεύθυνση συλλέγονται μετρήσεις με το λογισμικό του αναλυτή φάσματος. Έτσι, εξάγονται διαγράμματα της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου ($\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$) συναρτήσεως της συχνότητας, αφού πρώτα λαμβάνονται υπόψη τα χαρακτηριστικά εξασθένησης του ομοαξονικού καλωδίου, καθώς και του παράγοντα της κάθε κεραίας (AF – antenna factor). Η μετατροπή της έντασης από $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ σε dBm γίνεται ως εξής, [56]:

$$\text{dBm} = \text{dB}\mu\text{V}/\text{m} - \text{AF} - 107 \quad (5.1)$$

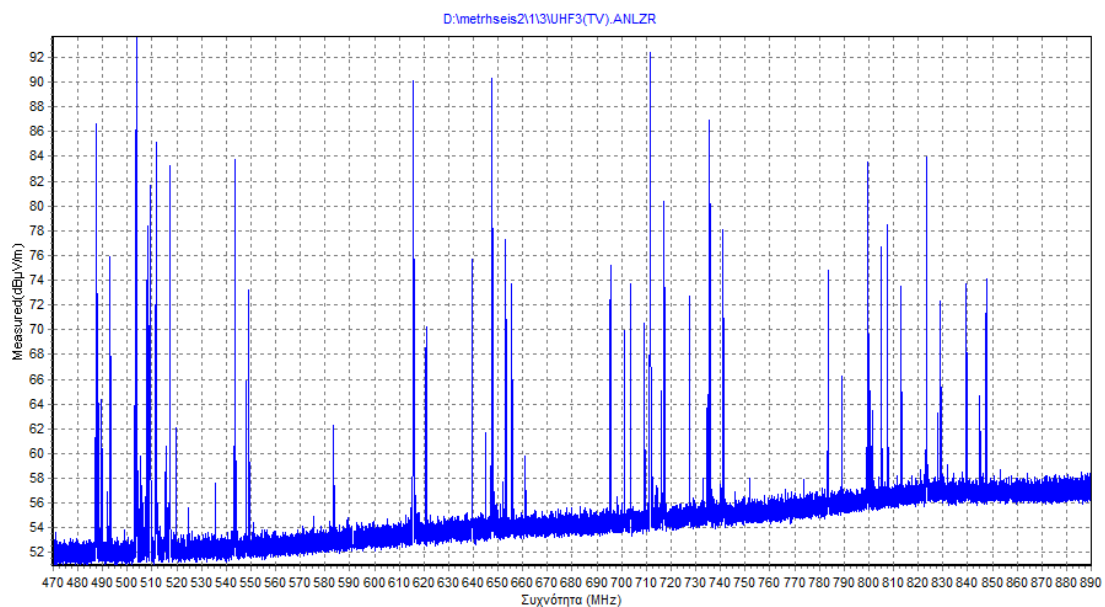
Το λογισμικό του εργαστηρίου χωρίζει τα λαμβανόμενα πεδία σε ζώνες συχνοτήτων (FM, VHF, UHF, GSM, DCS, 3G κλπ.), με την κατάλληλη διακριτικότητα εύρους ζώνης.

Εξετάζοντας τα διαγράμματα έντασης-συχνότητας ελέγχουμε προς ποια διεύθυνση από αυτές που εξετάστηκαν η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου είναι μεγαλύτερη. Λόγω αβεβαιοτήτων στις μετρήσεις παίρνουμε μια μικρή γωνία ($\sim 6^\circ$) γύρω από κάθε διεύθυνση στην οποία βρήκαμε ότι υπάρχει μέγιστη τιμή στο ηλεκτρικό πεδίο. Με αυτόν τον τρόπο έγινε εντοπισμός τριών πομπών με μεγάλη

ισχύ μετάδοσης. Στην εικόνα 5.7 φαίνεται μια κοινή περιοχή των διευθύνσεων που ελέγξαμε η οποία βρίσκεται στη Θάσο. Στο σχήμα 5.1 παρουσιάζεται ενδεικτικά το διάγραμμα της έντασης για τις συχνότητες της τηλεόρασης όπως παρατηρείται από το σημείο 1 προς αυτή τη διεύθυνση.

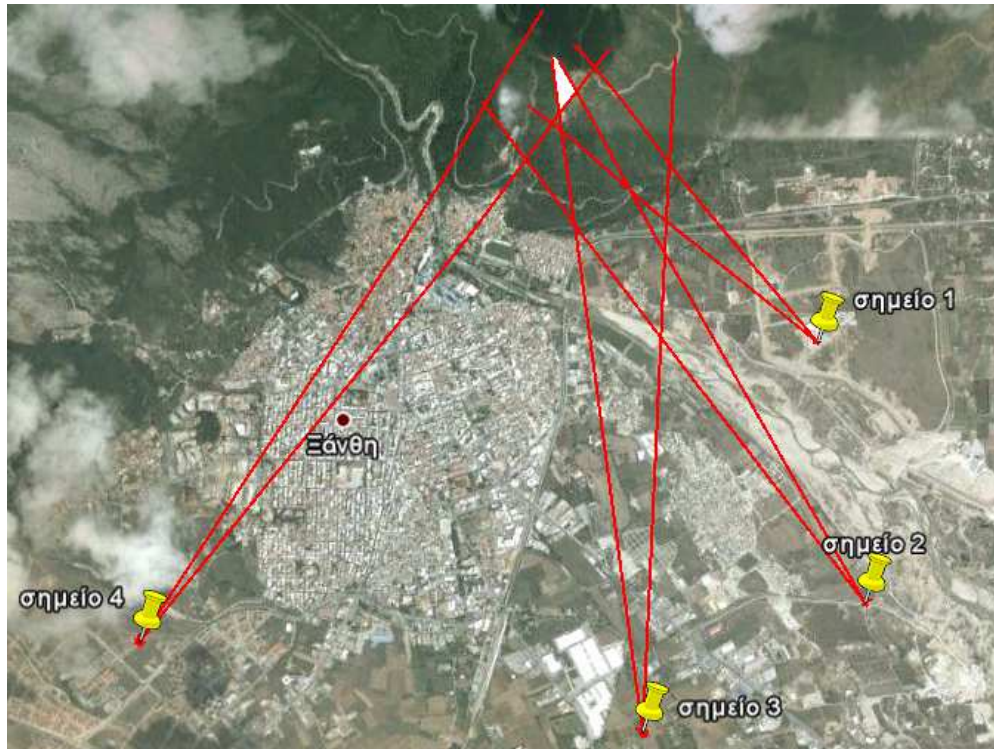


Εικόνα 5.7 Κοινή περιοχή διευθύνσεων στη Θάσο

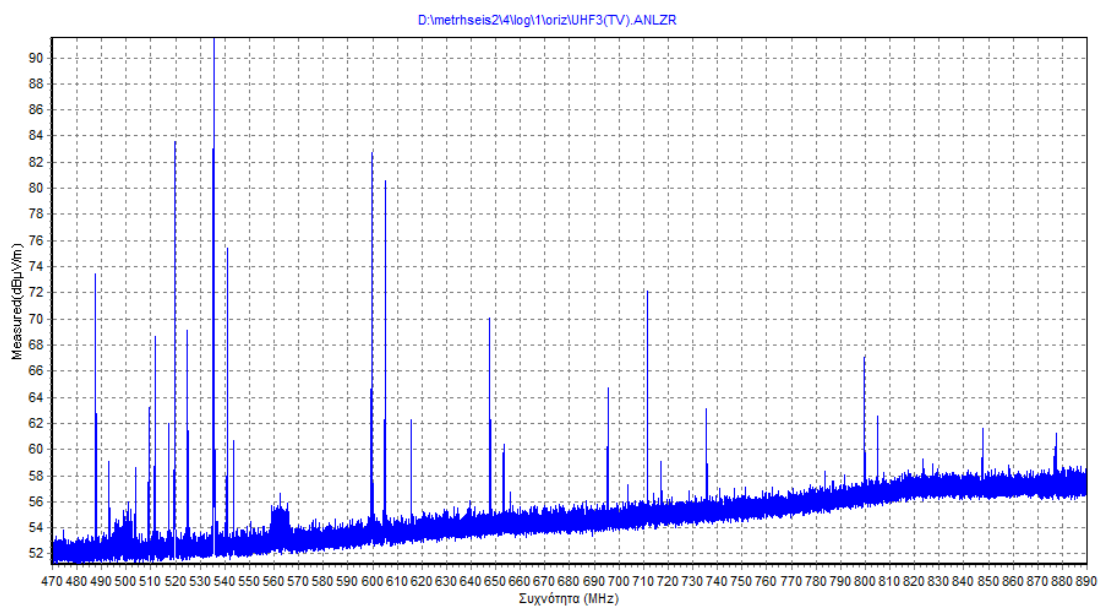


Σχήμα 5.1 Ένταση πεδίου από το σημείο 1 προς τον πρώτο πομπό (Θάσος) για συχνότητες TV (οριζόντια πόλωση)

Την ίδια διαδικασία ακολουθούμε για τη δεύτερη ομάδα εκπομπών μεγάλης ισχύος. Έτσι, σχηματίζουμε τις διευθύνσεις όπως και προηγουμένως. Παρατηρούμε πως η δεύτερη ομάδα πομπών εντοπίζεται ανάμεσα στις θέσεις μετρήσεων αφού οι διευθύνσεις που σχηματίζονται δεν τείνουν να παραλληλίζονται όπως στον πρώτο εντοπισμό πηγών. Οι τομείς που ορίζουν οι γωνίες διεύθυνσης τέμνονται σε μια μικρότερη περιοχή που δηλώνει τη θέση των ζητούμενων πομπών (εικόνα 5.8).

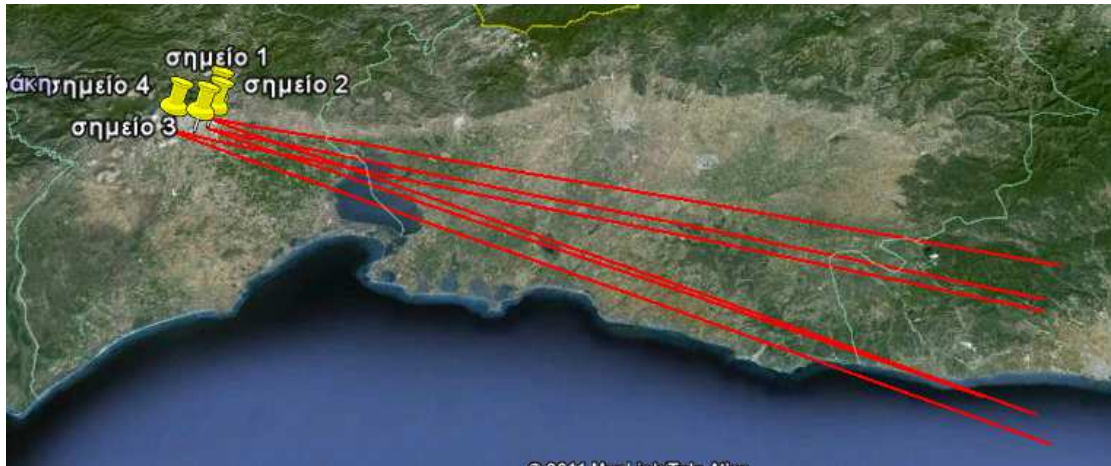


Εικόνα 5.8 Εύρεση δεύτερης ομάδας πομπών (άσπρη επιφάνεια)

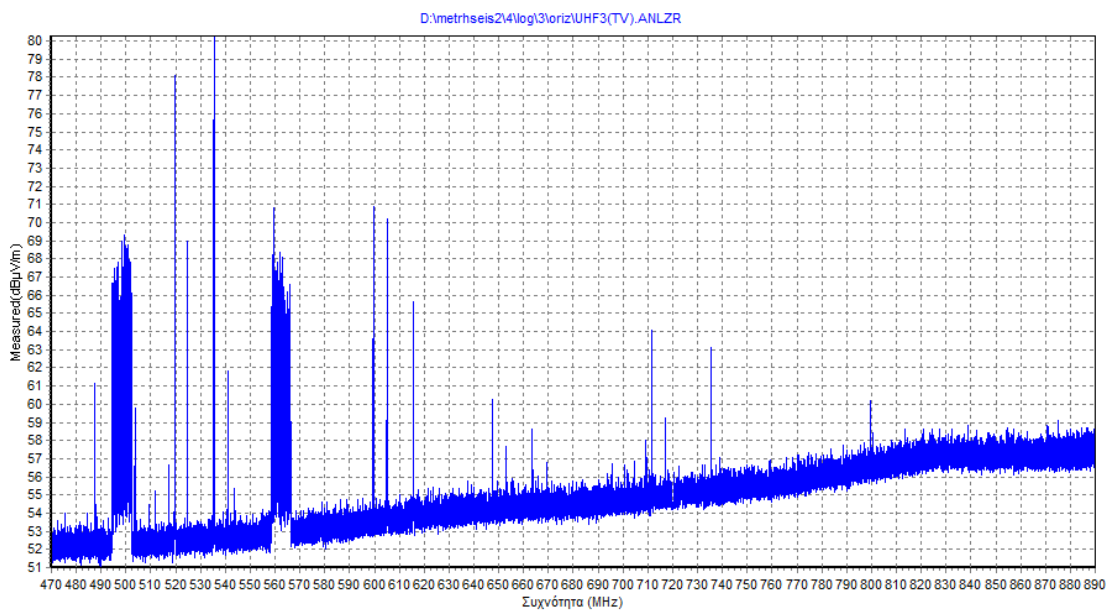


Σχήμα 5.2 Ένταση πεδίου από το σημείο 4 προς δεύτερο εντοπισμό (Ξάνθη) για συχνότητες TV (οριζόντια πόλωση)

Ομοίως, βρίσκουμε μια τρίτη ομάδα ευκαιριακών πηγών. Σε αυτήν, όπως και στην πρώτη περίπτωση φαίνεται ότι οι διευθύνσεις που ορίζονται από κάθε θέση μετρήσεων, τείνει να παραλληλίζονται οπότε δεν μπορούμε να περιορίσουμε αρκετά την περιοχή εκπομπής (εικόνα 5.9). Παρόλα αυτά, έχουμε μια εικόνα της διεύθυνσης αυτών των μεταδόσεων, η οποία παρέχει επαρκή πληροφορία για των πομπών τους στην περίπτωση εκμετάλλευσής τους ως ευκαιριακές πηγές.

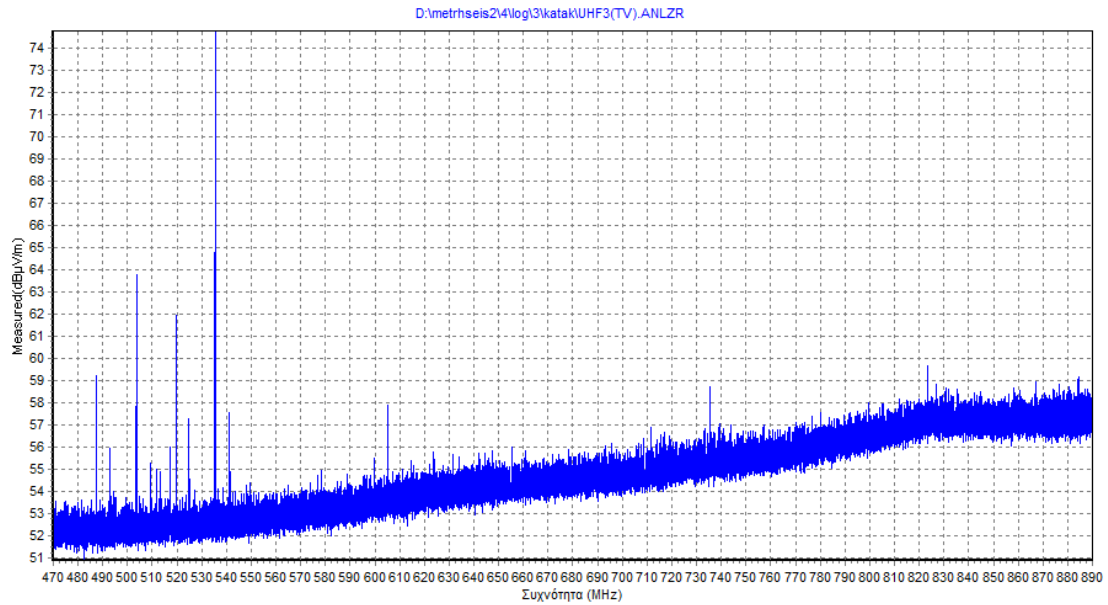


Εικόνα 5.9 Εύρεση τρίτης ομάδας πηγών εκπομπής

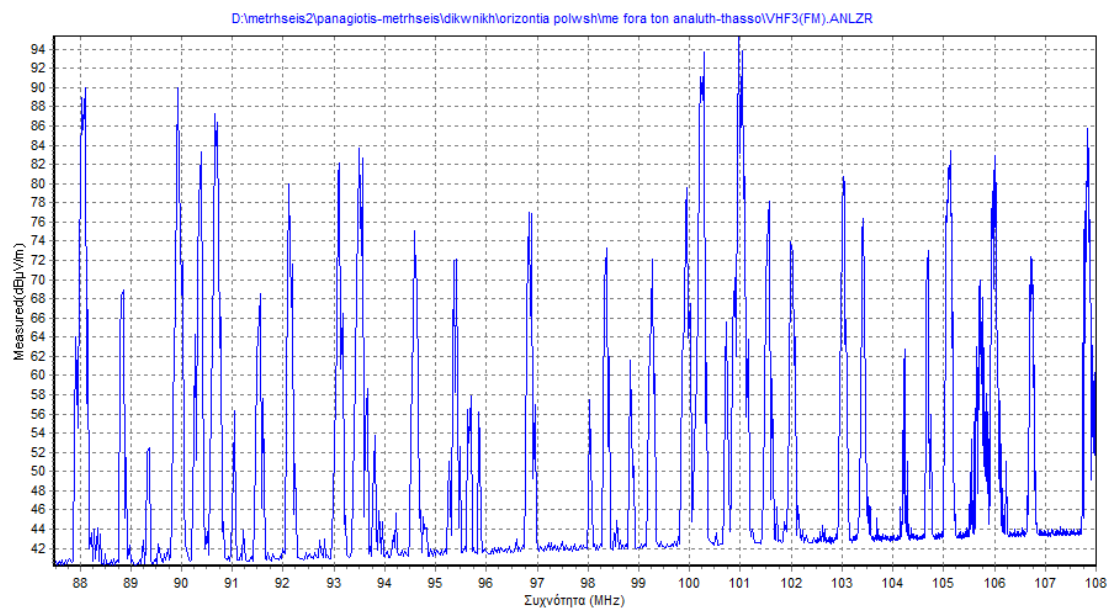


Σχήμα 5.3 Ένταση πεδίου από το σημείο 4 προς τρίτο σημείο για συχνότητες TV (οριζόντια πόλωση)

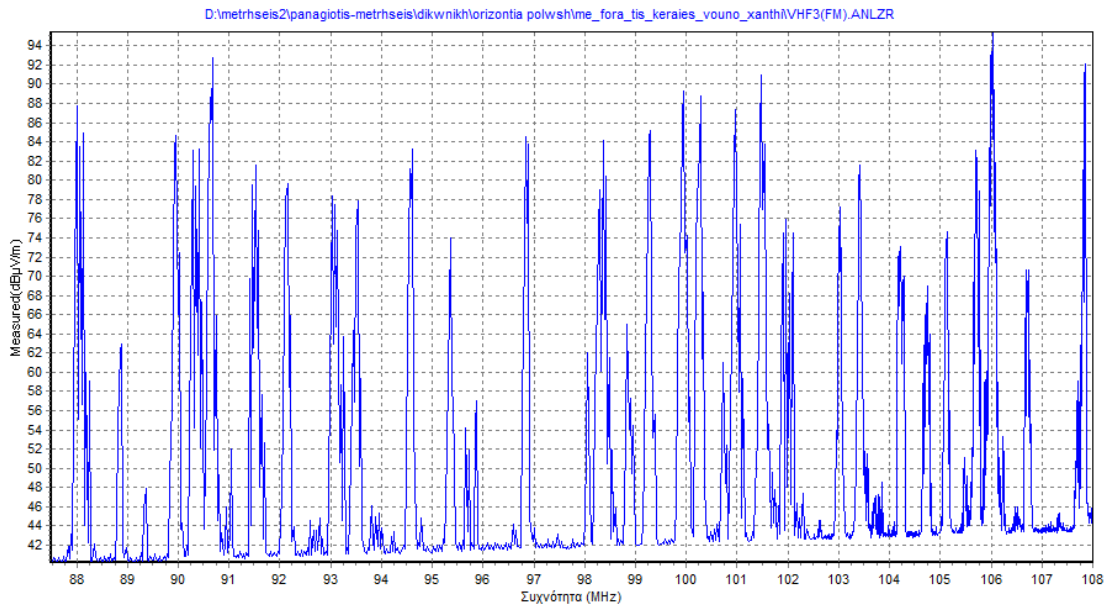
Προς τις ίδιες κατευθύνσεις στράφηκε και η δικωνική κεραία με τη σειρά της, θέτοντάς τη σε οριζόντια πόλωση. Η έλλειψη μεγάλης κατευθυντικότητας της δικωνικής κεραίας, εμποδίζει τη χρησιμοποίησή της για εύρεση της ακριβούς διεύθυνσης εκπομπών. Παρόλα αυτά, από τα σχήματα 5.5 και 5.6 φαίνεται πως εμφανίζονται ισχυρά σήματα στη ζώνη των FM συχνοτήτων (87.5-108 MHz).



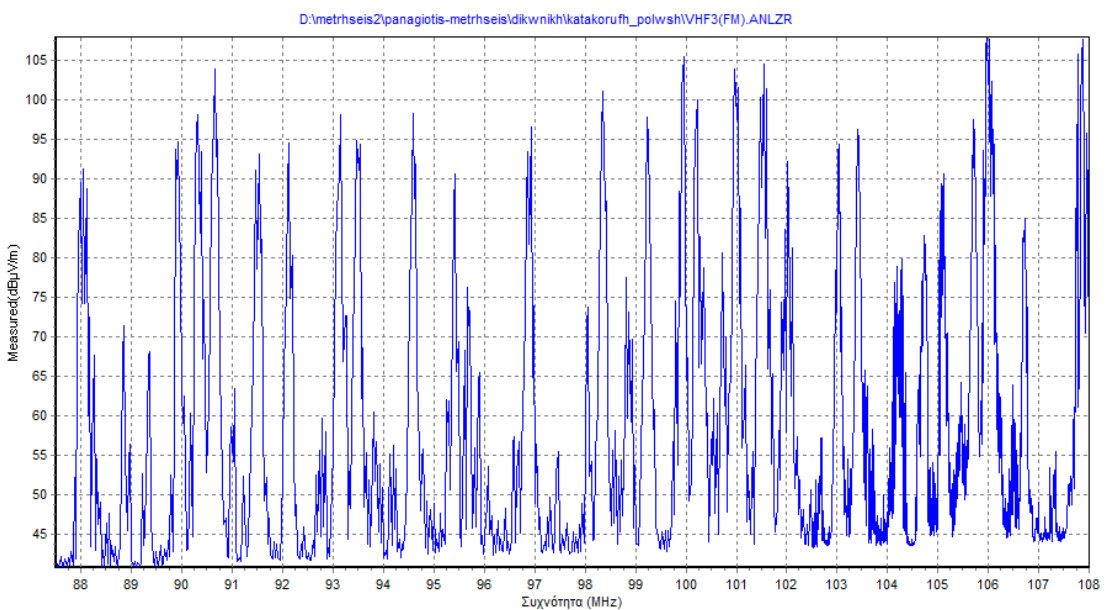
Σχήμα 5.4 Ένταση πεδίου από το σημείο 4 προς τρίτο σημείο για συχνότητες TV (κατακόρυφη πόλωση)



Σχήμα 5.5 Ένταση πεδίου από το σημείο 1 προς το πρώτο σημείο για τη ζώνη FM (οριζόντια πόλωση δικωνικής κεραίας)



Σχήμα 5.6 Ένταση πεδίου από το σημείο 1 προς το δεύτερο σημείο για τη ζώνη FM (οριζόντια πόλωση δικωνικής κεραίας)



Σχήμα 5.7 Ένταση πεδίου στο σημείο 1 (κατακόρυφη πόλωση δικωνικής κεραίας)

5.3 Έλεγχος πόλωσης πομπών

Τα αποτελέσματα του σχήματος 5.5 εξάγονται όταν η δικωνική κεραία είναι στραμμένη προς την πρώτη κατεύθυνση εκπομπής, ενώ του σχήματος 5.6 όταν είναι στραμμένη προς τη δεύτερη θέση από τις προηγούμενα αναφερόμενες (Θάσος, Ξάνθη). Η χρήση της κατακόρυφης πόλωσης παράγει το διάγραμμα του σχήματος 5.7. Σε αυτό φαίνεται πως η ισχύς των σημάτων λήψης είναι περίπου 11 dB μεγαλύτερη από την ισχύ των λαμβανόμενων σημάτων κατά την χρήση οριζόντιας πόλωσης. Αυτό δηλώνει ότι οι πομποί FM είναι κατακόρυφα πολωμένοι. Αντίθετα,

για τα σήματα τηλεόρασης είναι αναγκαία η χρήση οριζόντιας πόλωσης. Αυτό φαίνεται ξεκάθαρα αν συγκρίνουμε τα διαγράμματα των σχημάτων 5.3 και 5.4. Στο σχήμα 5.4 παρουσιάζονται τηλεοπτικά σήματα δύο εκ των οποίων πρόκειται για ψηφιακές εκπομπές, αφού το φάσμα τους καταλαμβάνει περίπου ένα εύρος 8 MHz. Το αντίστοιχο διάγραμμα (5.4) για την ίδια κατεύθυνση χρησιμοποιώντας κατακόρυφη πόλωση, δείχνει την απώλεια των ψηφιακών σημάτων και την πτώση στη λαμβανόμενη ισχύ των υπολοίπων σημάτων.

5.4 Μελέτη ισχύος πομπών και κάλυψη

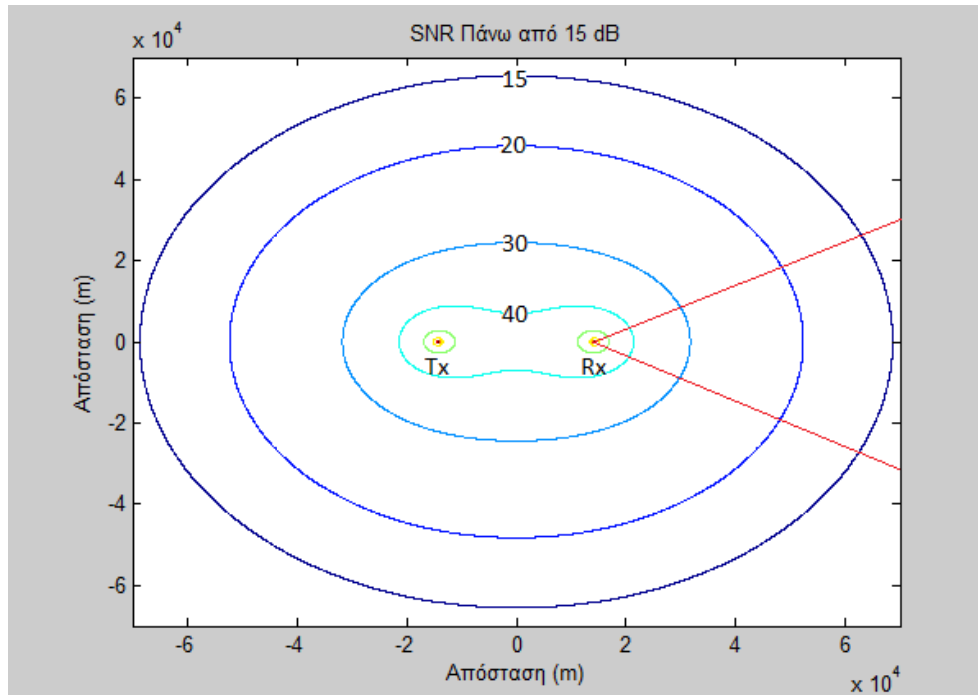
Στο προηγούμενο κεφάλαιο διερευνήσαμε ένα διστατικό σύστημα το οποίο βασιζόταν στην εκμετάλλευση ενός πομπού FM με συχνότητα φέροντος στα 106.7 MHz. Βασιζόμενοι στην πηγή [45] πήραμε δεδομένη την ισοδύναμη ακτινοβολούμενη ισχύ (ERP) να είναι στα 10 KW. Με τη βοήθεια των μετρήσεων που πραγματοποιήθηκαν μπορούμε να ελέγξουμε αν όντως η ισχύς αυτού του πομπού είναι επαρκής για τη λειτουργία του συστήματος. Στο σχήμα 5.7 φαίνεται η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου σε $dB\mu V/m$. Στα 106.7 MHz η ένταση είναι $83 dB\mu V/m$. Ο παράγοντας της δικωνικής κεραίας σε αυτήν τη συχνότητα είναι $AF = 10.6 dB/m$. Χρησιμοποιώντας τη σχέση 5.1 βρίσκουμε την ισχύ του σήματος στο σημείο λήψης στα $P_1 = -34.6 dBm$. Χρησιμοποιώντας το λογισμικό Radio Mobile που αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4, η απώλεια του σήματος με το μοντέλο διάδοσης Longley-Rice από τη Θάσο στο σημείο λήψης 1 είναι $L = 107.1 dBm$. Έτσι, η στιγμιαία ERP του πομπού μπορεί να προσεγγιστεί ως: $ERP = P_1 + L = 72.5 dBm$ ή $ERP = 17.78 kW$. Έτσι, είναι θεμιτή και πρόσφορη η εκμετάλλευση αυτού του πομπού για το κτίσιμο παθητικών διστατικών συστημάτων. Συμπερασματικά, με κατάλληλη κατανομή δεκτών μπορεί να δημιουργηθεί ένα πολυστατικό σύστημα που να καλύπτει την ευρύτερη περιοχή στο νομό Ξάνθης.

Πίνακας 5.2 Παράμετροι συστήματος με τον πομπό στη Θάσο και το δέκτη στο Άβατο.

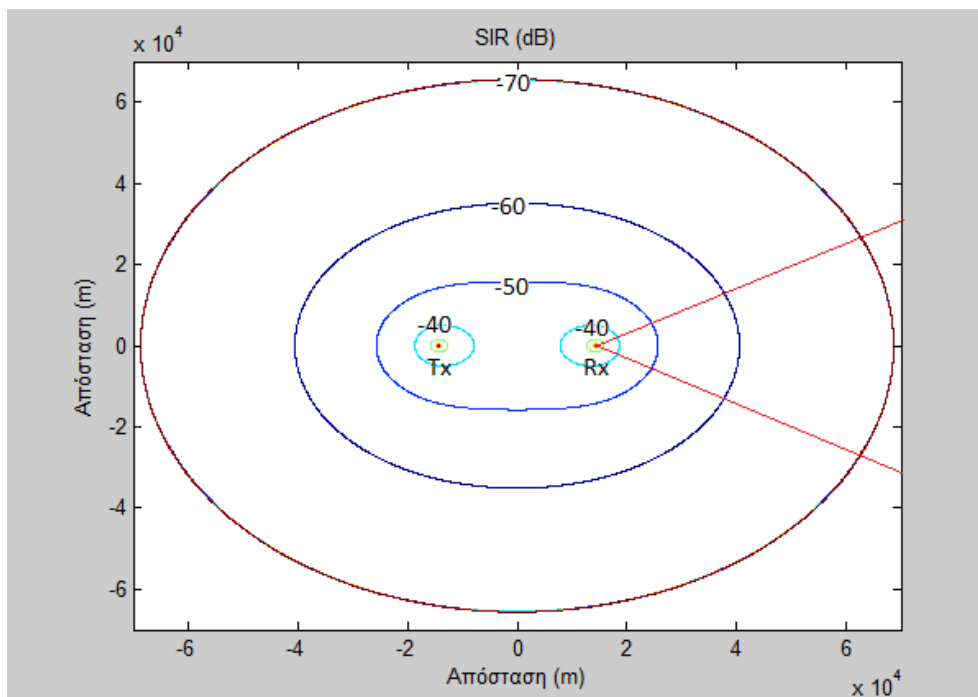
Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	28.65 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	17.78 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-27 dB
Κέρδος επεξεργασίας	G_p	32 dB
Μήκος κύματος	λ	2.81 m
Εύρος ζώνης θορύβου	B	55 kHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	1 s
Απώλειες διάδοσης	L	5 dB

Στον πίνακα 5.2 μπορούμε να δούμε τις παραμέτρους ενός διστατικού συστήματος ραντάρ που κάνει εκμετάλλευση του πομπού αυτού στη Θάσο με το δέκτη στο Άβατο όπως εξετάσαμε και στο 4^ο κεφάλαιο. Η κάλυψη θα δίνεται από τα

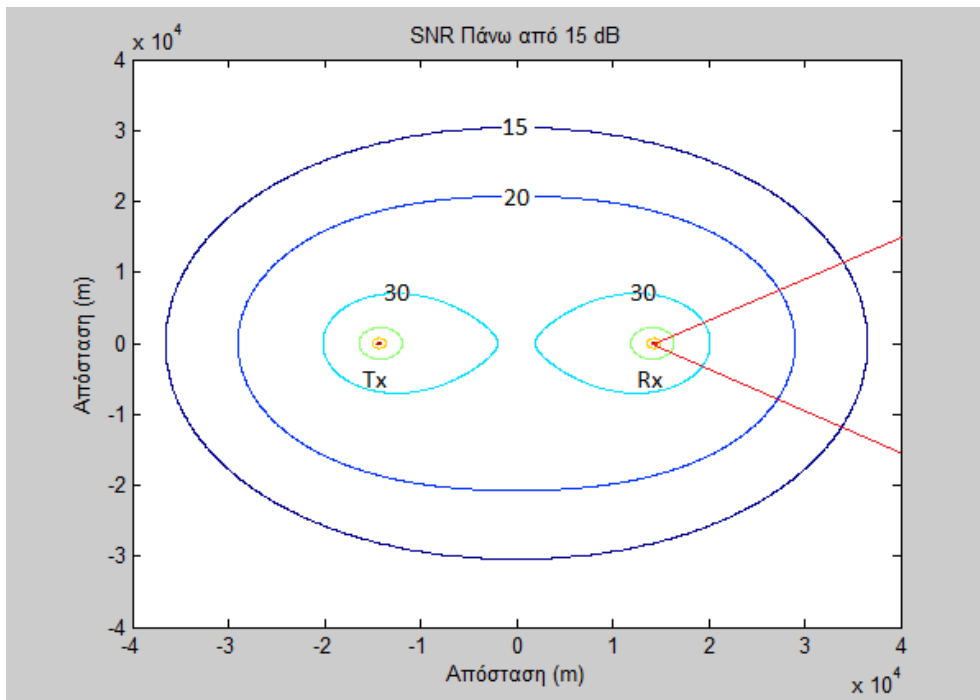
σχήματα 5.8 και 5.9 που αποτελούν τα οβάλ του Cassini. Εδώ χρησιμοποιούμε το κέρδος επεξεργασίας που βρήκαμε ότι προκύπτει από την προσομοίωση στο 4^ο κεφάλαιο που είναι περίπου 32 dB. Στα σχήματα 5.8 και 5.9 παρουσιάζεται το αποτέλεσμα κάλυψης αν χρησιμοποιούνταν ένας δέκτης όπως εκείνος στο Παράρτημα Ε. Στα σχήματα 5.10 και 5.11 φαίνεται η κάλυψη αν χρησιμοποιείται ως δέκτης ο αναλυτής φάσματος R3131a ο οποίος έχει δείκτη θορύβου 24 dB.



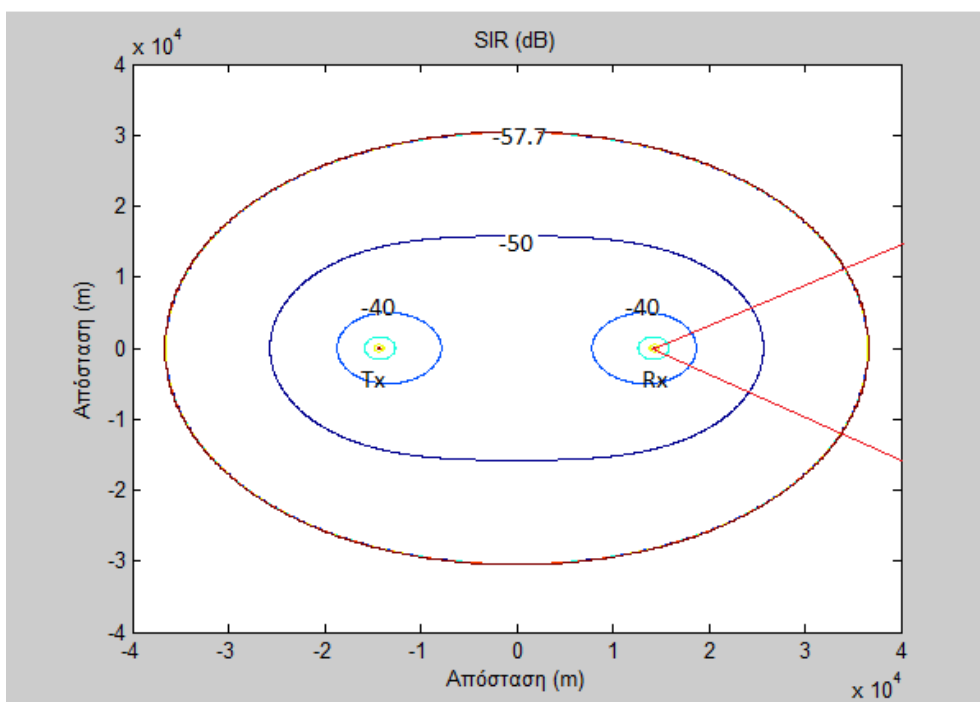
Σχήμα 5.8 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.2



Σχήμα 5.9 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.2



Σχήμα 5.10 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.



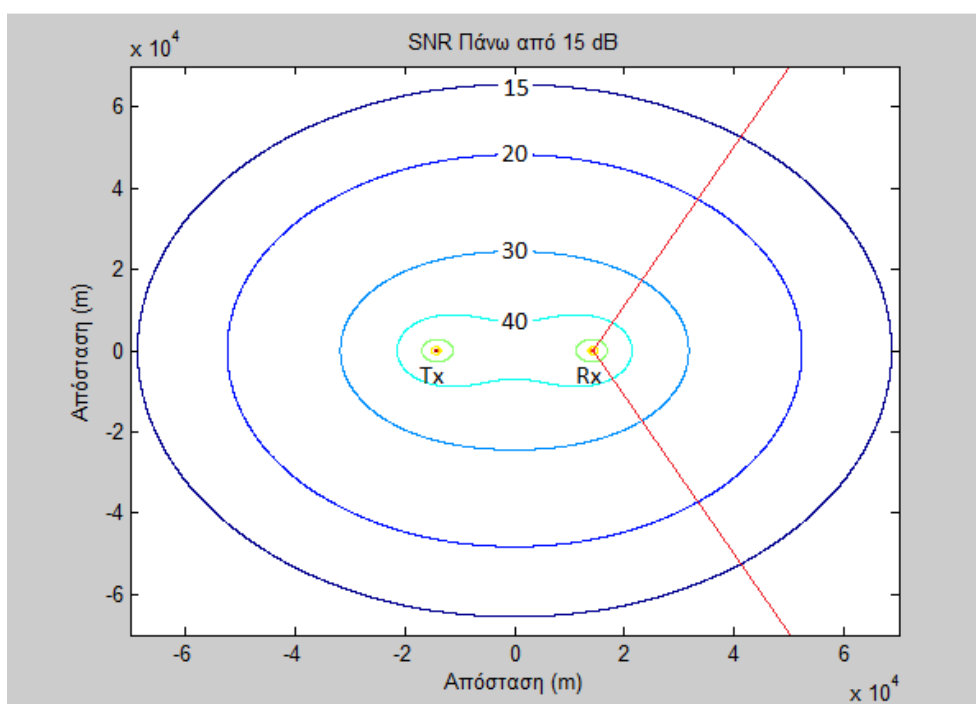
Σχήμα 5.11 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.

Για αυτήν την περίπτωση μπορούμε να εξετάσουμε την περίπτωση μιας κεραίας η οποία έχει άνοιγμα 120° αλλά έχει το μειονέκτημα ότι ο λόγος μπρος-πίσω λοβού (front-to-back) δεν είναι 35 dB όσο είναι της κεραίας με την οποία εξετάσαμε τα προηγούμενα διστατικά συστήματα, αλλά είναι 20 dB. Αυτό σημαίνει ότι το σήμα απευθείας από την πηγή, που παρεμβάλλει τα κανάλια ηχούς, θα είναι μεγαλύτερο.

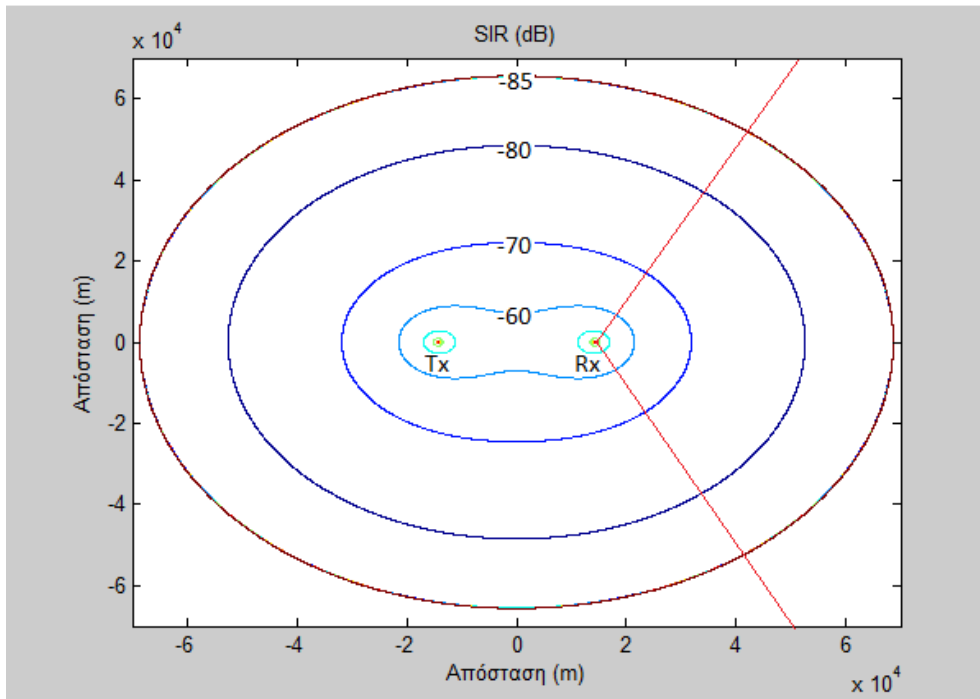
Οι νέοι παράμετροι περιγράφονται στον πίνακα 5.3. Ακολουθούν τα οβάλ που δείχνουν το λόγο σήματος προς θόρυβο και το λόγο σήματος προς παρεμβολή για τις παραμέτρους του πίνακα 5.3.

Πίνακας 5.3 Παράμετροι συστήματος με τον πομπό στη Θάσο και το δέκτη στο Άβατο.

Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	28.65 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	17.78 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-12 dB
Κέρδος επεξεργασίας	G_p	32 dB
Μήκος κύματος	λ	2.81 m
Εύρος ζώνης θορύβου	B	55 kHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	1 s
Απώλειες διάδοσης	L	5 dB



Σχήμα 5.12 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.3



Σχήμα 5.13 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.3

Συγκρίνοντας το λόγο σήματος προς παρεμβολή μεταξύ των σχημάτων 5.9 και 5.13, παρατηρούμε όπως ήταν και αναμενόμενο ότι ο λόγος σήματος προς παρεμβολή στη δεύτερη περίπτωση είναι μικρότερος κατά 15 dB. Παρόλα αυτά, η προσαρμοστική καταστολή είναι ακόμα ικανή να καταστείλει την ανεπιθύμητη παρεμβολή από το απευθείας σήμα και να γίνει εντοπισμός ενός στόχου για το διστατικό σύστημα που εξετάστηκε στο κεφάλαιο 4. Οι νέοι παράμετροι του συστήματος αυτού περιγράφονται από τον πίνακα 5.4.

Πίνακας 5.4 Παράμετροι διστατικού συστήματος ραντάρ

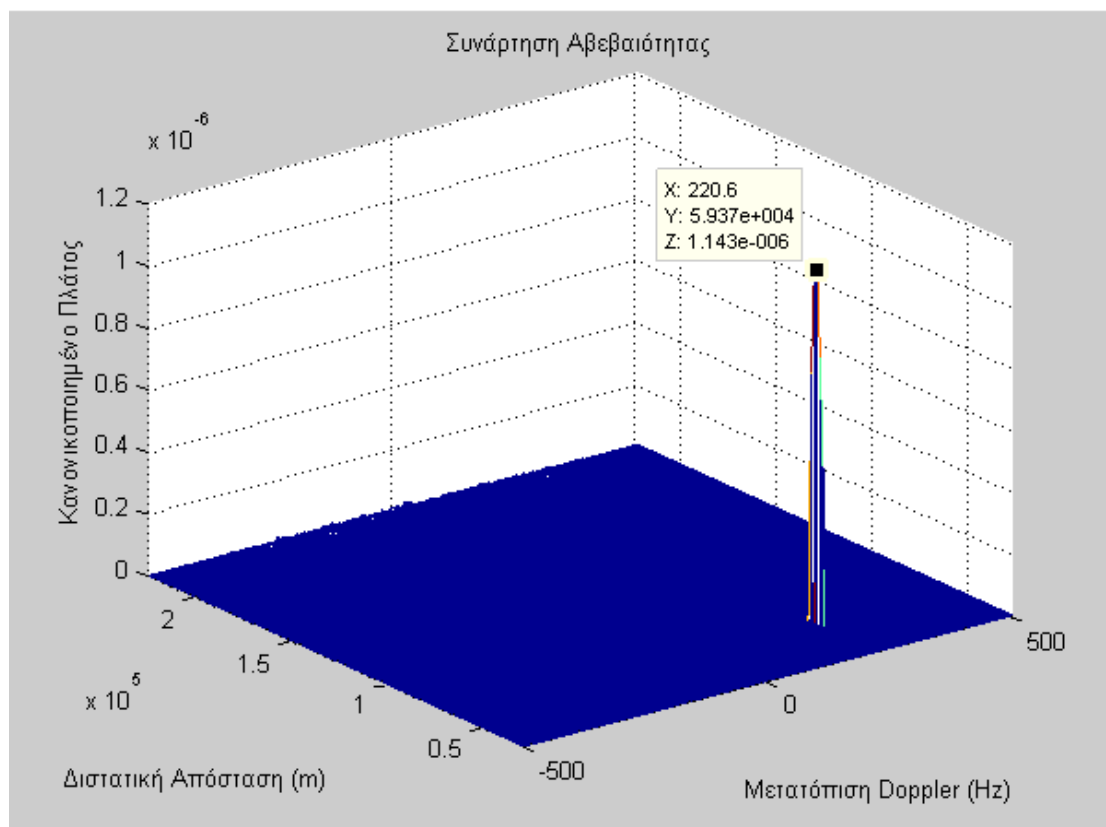
Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-στόχου	R_1	42.49 km
Απόσταση δέκτη-στόχου	R_2	16.88 km
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	28.65 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	10 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-12 dB
Απώλειες συστήματος	L	12.9 dB
Μήκος κύματος	λ	2.81 m
Εύρος ζώνης θορύβου	B	55 kHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	1.342 s

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο και σήματος προς παρεμβολή θα είναι αντίστοιχα:

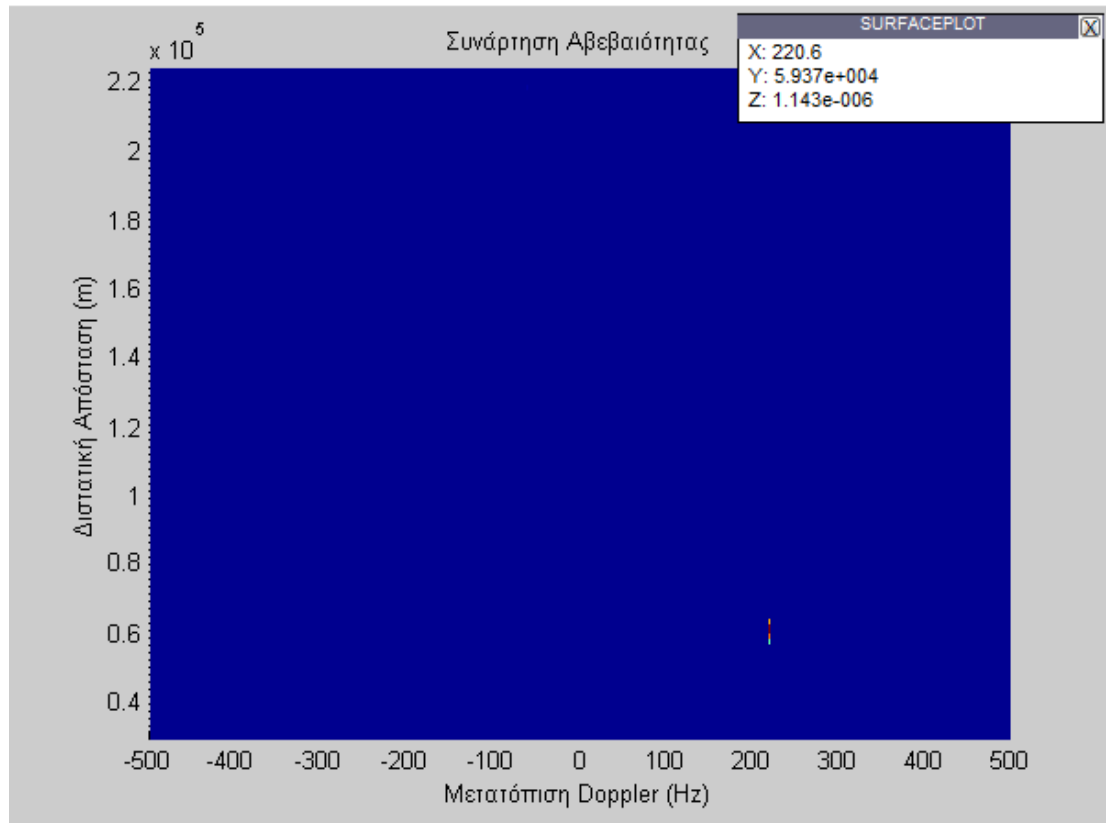
$$SNR = \frac{P_r}{P_n} = \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \cdot \sigma_b \cdot \frac{1}{4\pi R_2^2} \cdot \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{kT_0 BF} \cdot L = -8.9 \text{ dB}$$

$$SIR = \frac{P_r}{P_i} = \frac{G_t G_r \sigma_b R^2}{G_{rt} 4\pi R_1^2 R_2^2} = -69 \text{ dB}$$

Αφού γίνει προσαρμοστική καταστολή και μετά από την εφαρμογή του κατωφλίου με τον αλγόριθμο CA-CFAR όπως περιγράφηκαν στο 4^ο κεφάλαιο, η συνάρτηση αβεβαιότητας, σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.4 και των παραπάνω εξισώσεων φαίνεται στα σχήματα 5.14 και 5.15.



Σχήμα 5.14 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR. Απεικόνιση 3-Δ.



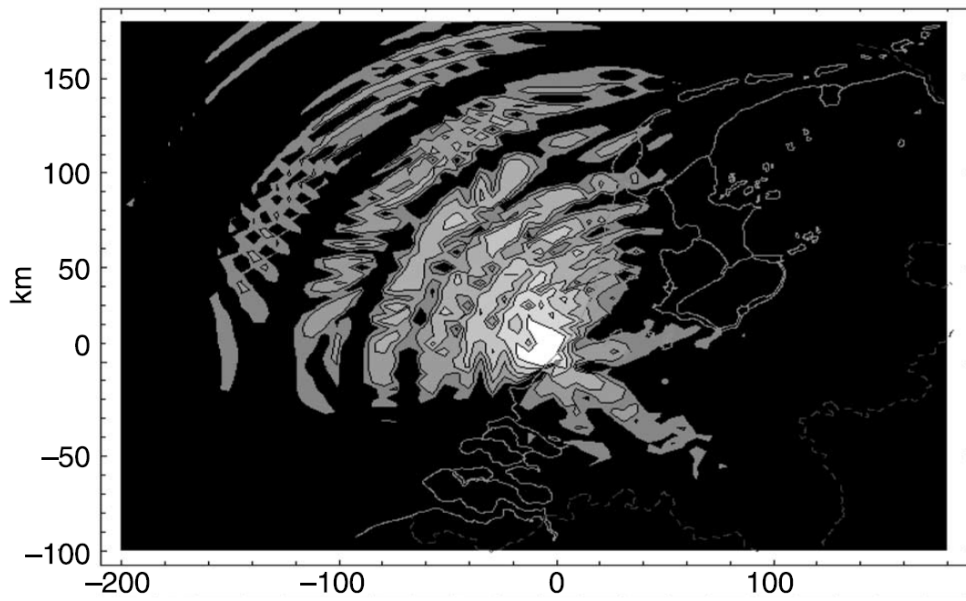
Σχήμα 5.15 Ανίχνευση στόχου μετά την εφαρμογή κατωφλίου CA-CFAR.

Πίνακας 5.5 Παράμετροι δισταθούς συστήματος Howland, [6], [2, σελ. 291].

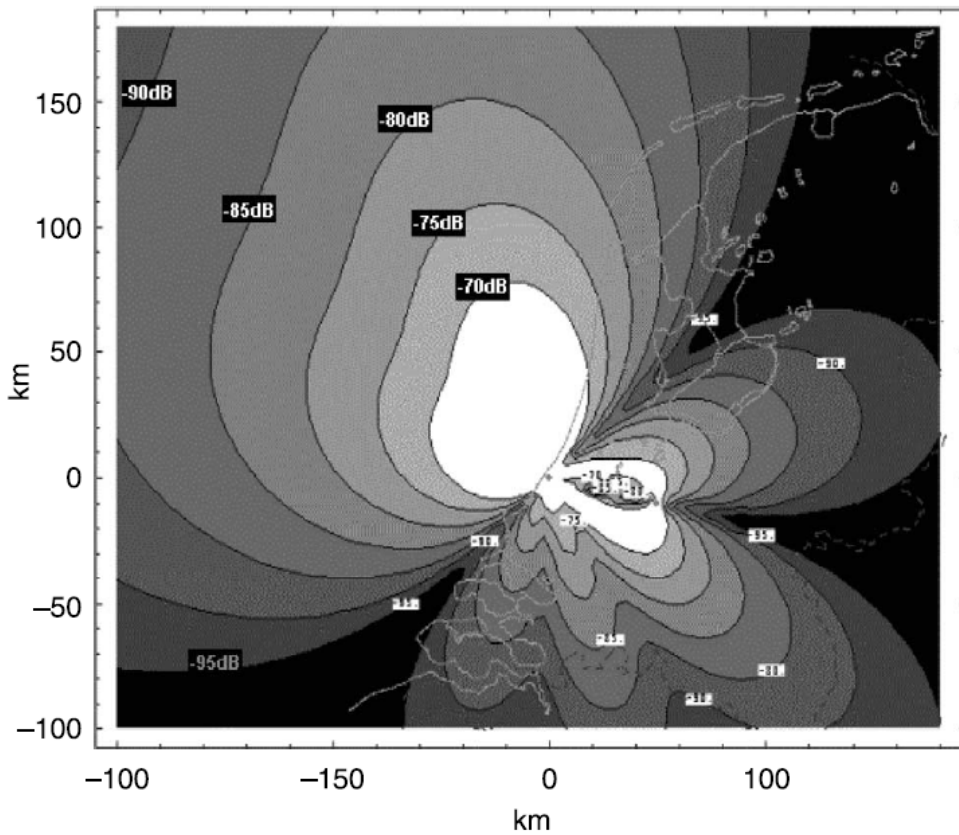
Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	50 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	100 kW
Λόγος μπρος-πίσω λοβού	G_{fb}	20 dB
Κέρδος επεξεργασίας	G_p	47 dB
Μήκος κύματος	λ	3.11 m
Εύρος ζώνης θορύβου	B	55 kHz
Δείκτης θορύβου	F	15 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	1 s

Όπως φαίνεται από τα σχήματα 5.14 και 5.15, η ανεπιθύμητη παρεμβολή από τον πομπό καταστέλλεται και ο στόχος μπορεί να εντοπιστεί στο διάγραμμα της συνάρτησης αβεβαιότητας. Ο Howland στην [6] έχει εξάγει δύο σχήματα (5.16 και 5.17) ένα για το λόγο σήματος προς θόρυβο (5.16) και ένα για το λόγο σήματος προς παρεμβολή (5.17). Αυτά λαμβάνουν υπόψη τη μορφοποίηση λοβών της κεραίας που χρησιμοποιεί. Οι παράμετροι του συστήματος του Howland φαίνονται στον πίνακα 5.5. Σύμφωνα με τον Howland, όπως αναφέραμε και στο 4^ο κεφάλαιο, η προσαρμοστική καταστολή μπορεί να βοηθήσει στον εντοπισμό στόχων καταστέλλοντας πλήρως παρεμβολές έως και περίπου 75 dB μεγαλύτερες από το σήμα ηχούς. Αυτό επιβεβαιώνεται και από τα παραπάνω σχήματα της συνάρτησης

αβεβαιότητας (5.15, 5.16), όπου παρατηρούμε πλήρη καταστολή των ανεπιθύμητων παρεμβολών.



Σχήμα 5.16 Λόγος σήματος προς θόρυβο πάνω από 15 dB, [6, σελ. 108].



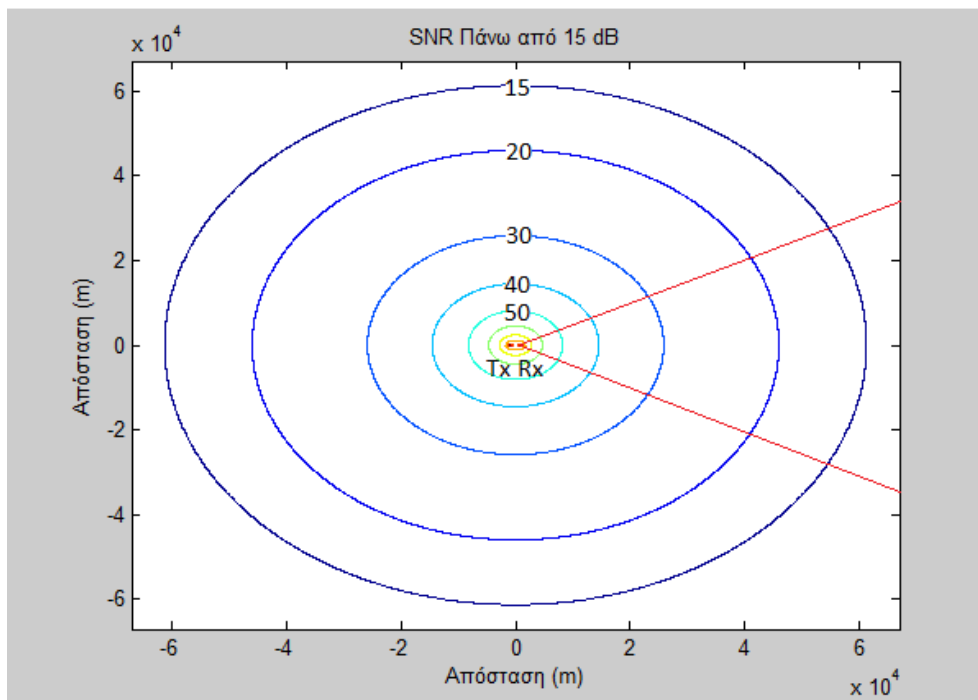
Σχήμα 5.17 Λόγος σήματος προς παρεμβολή, [6, σελ. 108].

Στα ακόλουθα σχήματα θα συνεχίσει η εξέταση με την αρχική κεραία που υποθέσαμε.

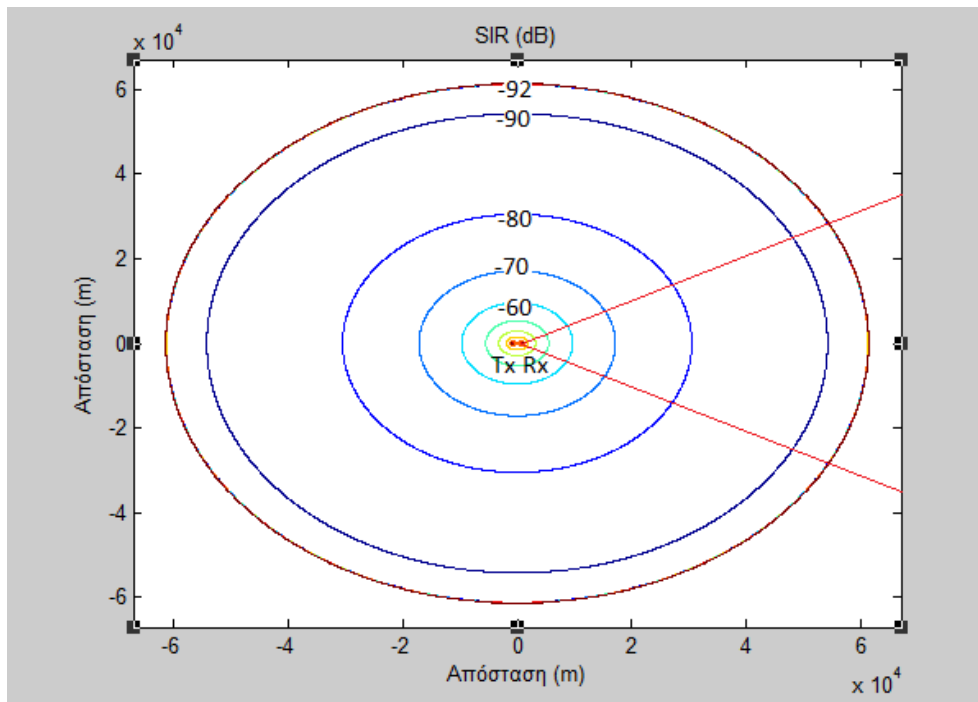
Ένας αρκετά ισχυρός πομπός FM στην Ξάνθη είναι στα 107.8 MHz. Σύμφωνα με τις μετρήσεις στη θέση 1 με τη δικωνική κεραία σε κατακόρυφη πόλωση, η ισοδύναμη ακτινοβολούμενη ισχύς θα είναι: $ERP_{dBm} = 105 - 10.6 - 107 + 83.6 = 71 dBm$. Άρα $ERP = 12.59 kW$. Στον πίνακα 5.6 παρατίθενται οι παράμετροι ενός διστατικού συστήματος ραντάρ που κάνει εκμετάλλευση του πομπού αυτού στην Ξάνθη με το δέκτη στο σημείο 1 των μετρήσεων (Σχολή Ηλεκτρολόγων).

Πίνακας 5.6 Παράμετροι συστήματος με τον πομπό στην Ξάνθη και το δέκτη στο σημείο 1.

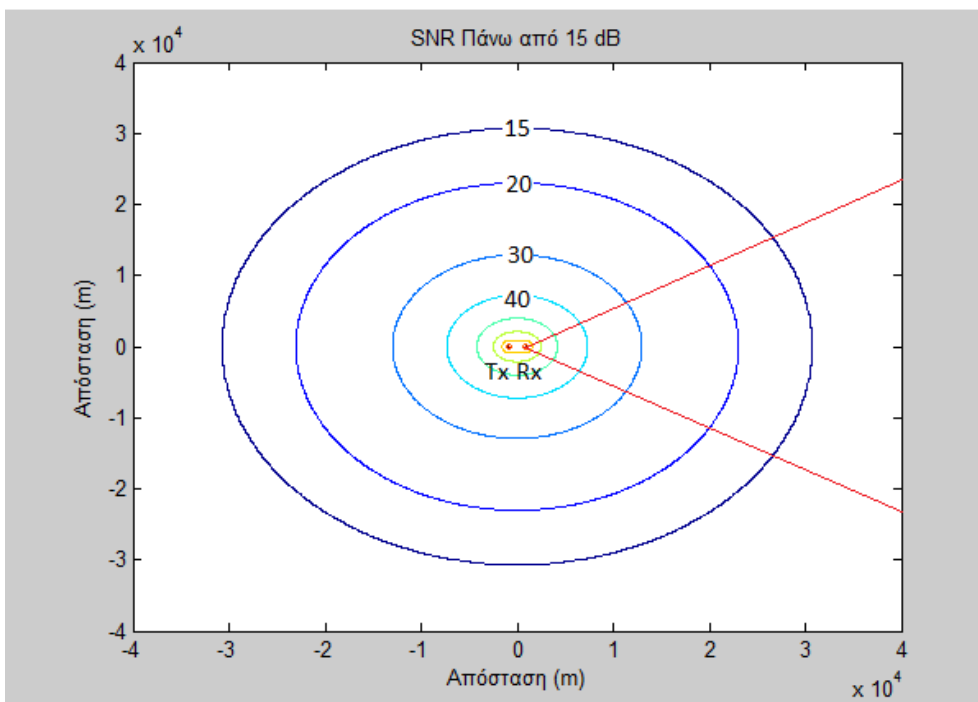
Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	1.85 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	12.59 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-27 dB
Κέρδος επεξεργασίας	G_p	32 dB
Μήκος κύματος	λ	2.78 m
Εύρος ζώνης θορύβου	B	55 kHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	1 s
Απώλειες διάδοσης	L	5 dB



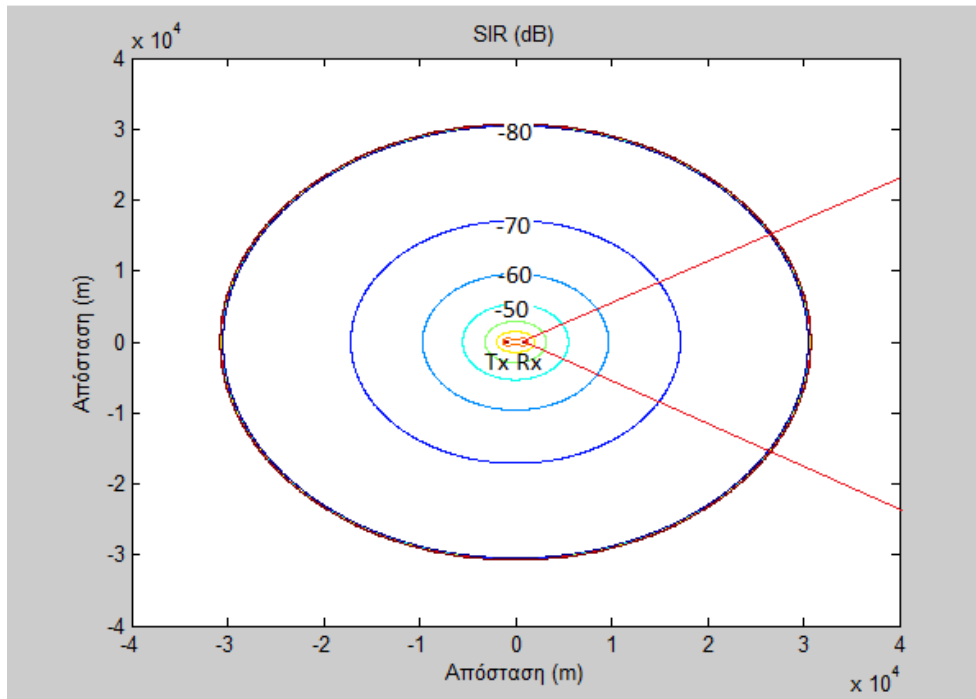
Σχήμα 5.16 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.6



Σχήμα 5.17 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.6



Σχήμα 5.18 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.



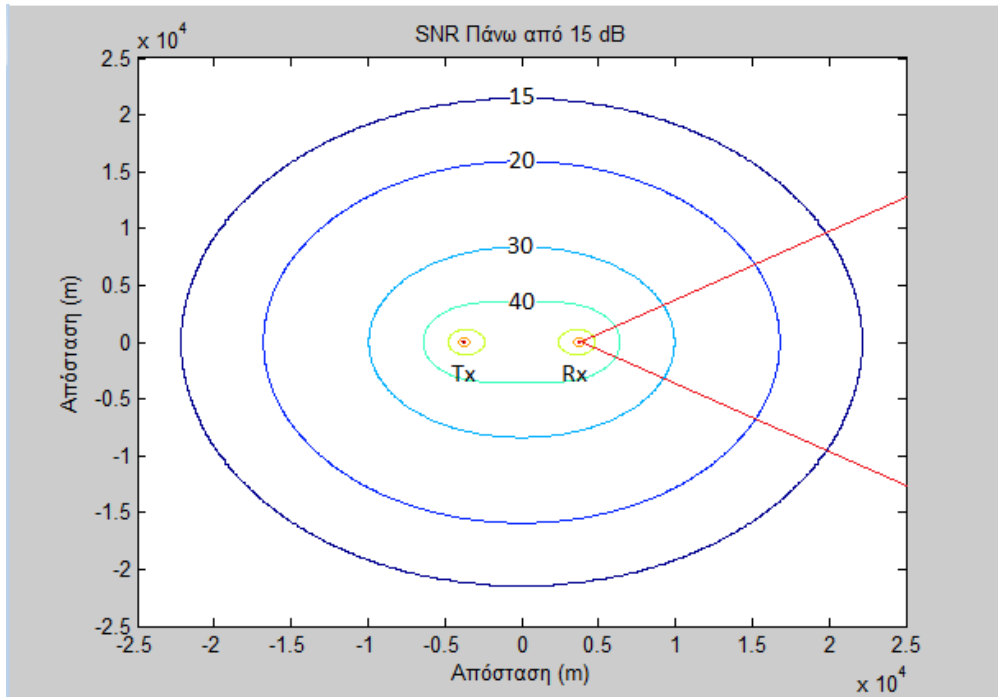
Σχήμα 5.19 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.

Πίνακας 5.7 Παράμετροι συστήματος με ευκαιριακή πηγή τον πομπό DVB-T στην Πλάκα Αλεξανδρούπολης και ένα δέκτη 7.56 km μακριά.

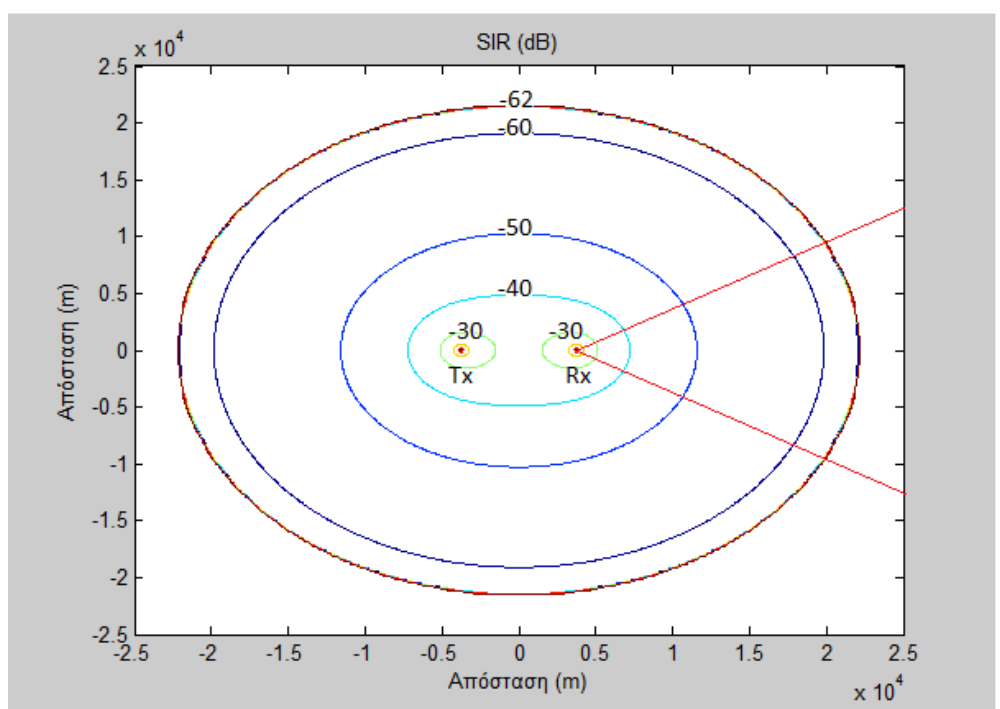
Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	7.56 km
Διαστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	2.51 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-27 dB
Κέρδος επεξεργασίας	G_p	54.77 dB
Μήκος κύματος	λ	0.6 m
Εύρος ζώνης θορύβου	B	6 MHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	50 ms
Απώλειες διάδοσης	L	5 dB

Στο σχήμα 5.3 παρατηρούμε το φάσμα μεταδόσεων ψηφιακής τηλεόρασης (DVB-T). Στα 500 MHz ο παράγοντας της λογαριθμικής περιοδικής κεραίας είναι $AF = 18 \text{ dB/m}$. Σύμφωνα με το λογισμικό Radio Mobile, οι απώλειες διάδοσης από την περιοχή εκπομπής στη συγκεκριμένη περιοχή λήψης είναι 118 dB. Η ισοδύναμη ακτινοβολούμενη ισχύς θα είναι $ERP_{dBm} = 69 - 18 - 107 + 120 = 64 \text{ dBm}$. Άρα σε Watt θα είναι $ERP = 2512 \text{ Watt}$. Μια τυπική τιμή χρόνου ολοκλήρωσης σε ένα σύστημα με ευκαιριακή πηγή έναν πομπό ψηφιακής τηλεόρασης σύμφωνα με την [54, σελ. 4] είναι τα 50 ms. Οπότε, χρησιμοποιώντας ένα χρόνο ολοκλήρωσης

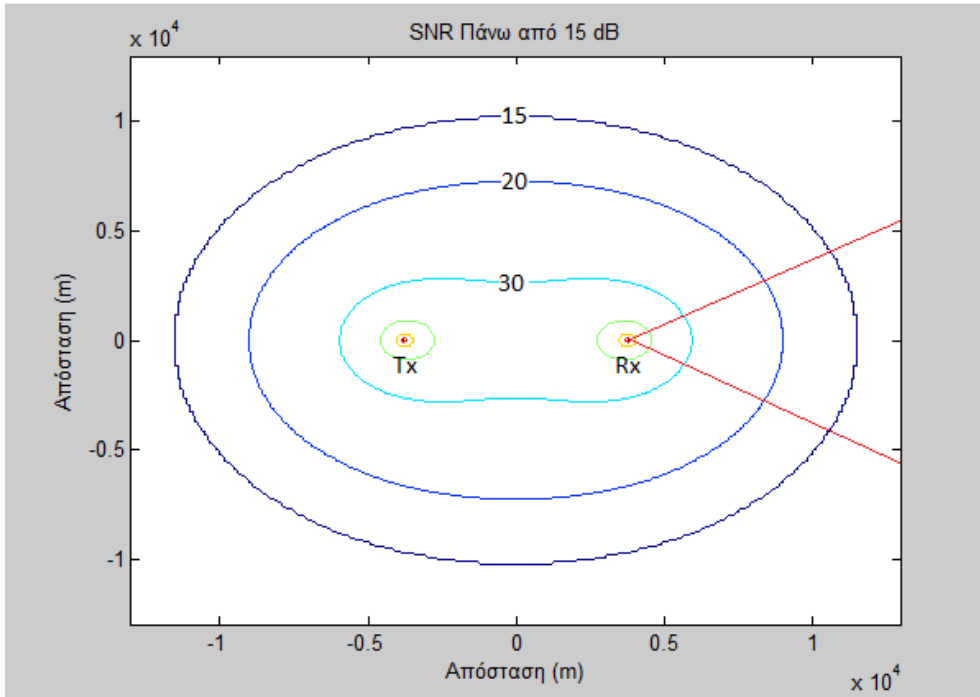
$T_i = 50ms$ και έχοντας ένα εύρος ζώνης $B = 6 MHz$, το κέρδος επεξεργασίας θα είναι: $G_p = T_i B = 54.77 dB$. Ο πίνακας 5.7 συνοψίζει παρακάτω τις τιμές με τις οποίες ένα τέτοιο διστατικό σύστημα μπορεί να λειτουργήσει αποδοτικά. Ο πομπός βρίσκεται στην Πλάκα Αλεξανδρούπολης και ο δέκτης βρίσκεται σε απόσταση 7.56 km μακριά από αυτόν.



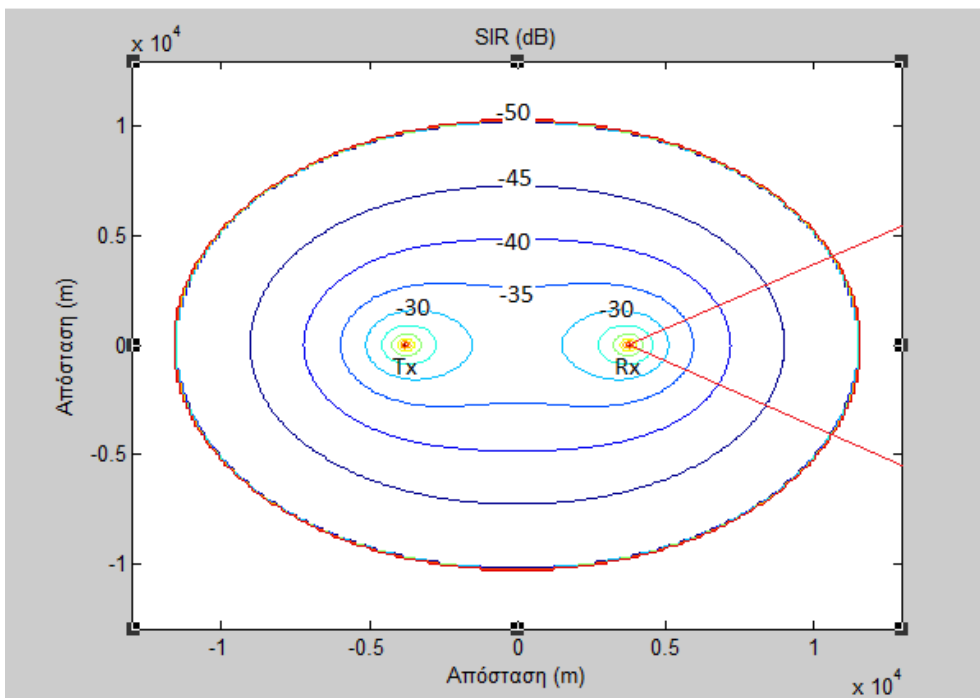
Σχήμα 5.20 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.7



Σχήμα 5.21 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.7



Σχήμα 5.22 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.



Σχήμα 5.23 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.

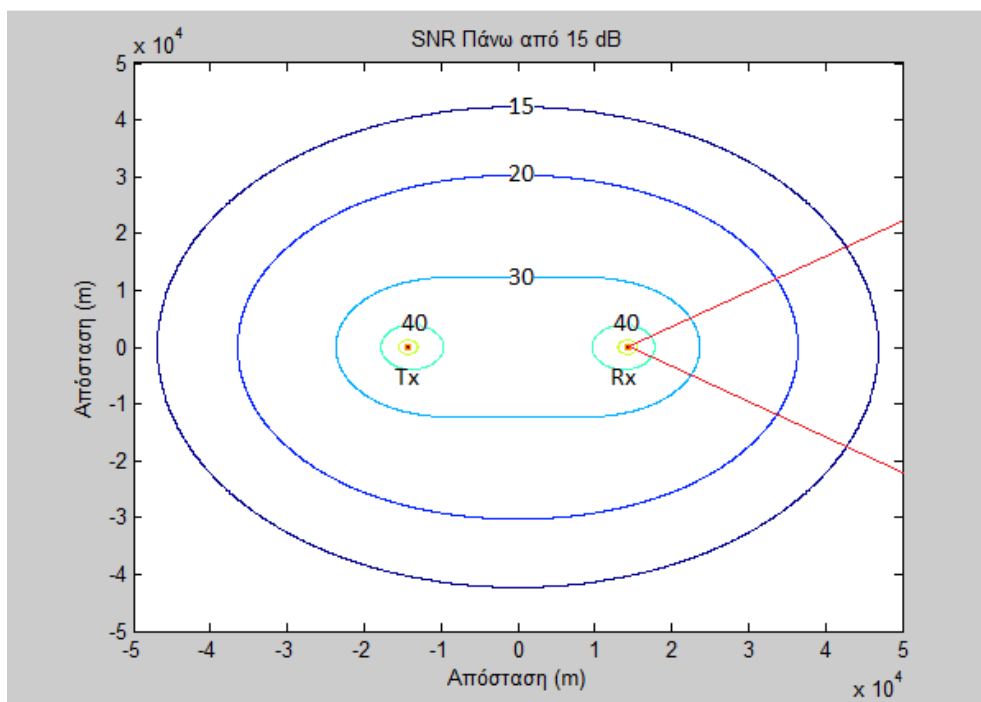
Όπως είδαμε στο 3^ο κεφάλαιο ένα αναλογικό τηλεοπτικό σήμα παρέχει αρκετά μεγάλη αβεβαιότητα στην εύρεση της διαστατικής απόστασης και της μετατόπισης στη συχνότητα Doppler, λόγω των περιοδικών δομών που περιέχει. Γι αυτό το λόγο, συνήθως χρησιμοποιείται μικρός χρόνος ολοκλήρωσης και το κέρδος επεξεργασίας

αντισταθμίζεται από το μεγάλο εύρος ζώνης του συνολικού σήματος. Αν χρησιμοποιήσουμε ένα χρόνο ολοκλήρωσης $T_i = 0.01 \text{ s}$, το κέρδος επεξεργασίας με ένα τέτοιο σήμα θα είναι $G_p = BT_i = 5.5 \cdot 10^6 \cdot 0.01 = 550000$. Άρα, σε dB θα είναι $G_p = 57.4 \text{ dB}$.

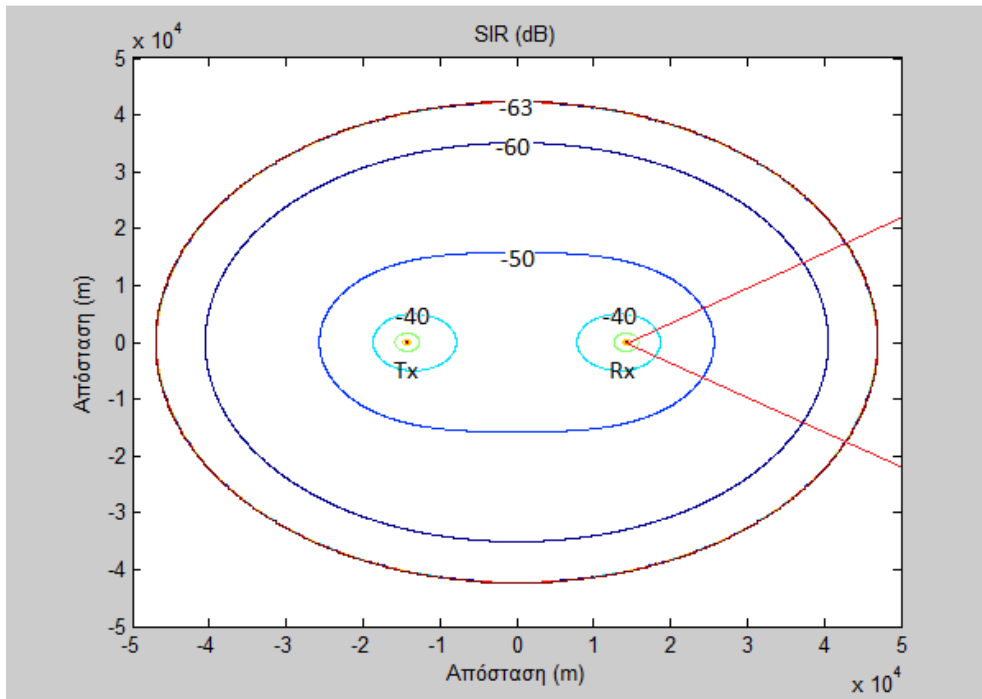
Ένας ισχυρός τηλεοπτικός πομπός είναι στη Θάσο στα 503.6 MHz σύμφωνα με τις μετρήσεις. Στο σημείο 4 μετρήθηκαν $91 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$. Άρα όπως λειτουργήσαμε και στα προηγούμενα, θα έχουμε ισοδύναμη ακτινοβολούμενη ισχύ: $ERP_{dBm} = 91 - 18 - 107 + 107.5 = 73.5 \text{ dBm}$, δηλαδή σε Watt θα είναι: $ERP = 22.39 \text{ kW}$. Στον πίνακα 5.8 παρουσιάζονται οι παράμετροι ενός διστατικού συστήματος με τον πομπό στη Θάσο και το δέκτη στο Άβατο όπως έγινε και για το πρώτο διστατικό σύστημα που εξετάστηκε.

Πίνακας 5.8 Παράμετροι συστήματος με τον πομπό στη Θάσο και το δέκτη στο Άβατο.

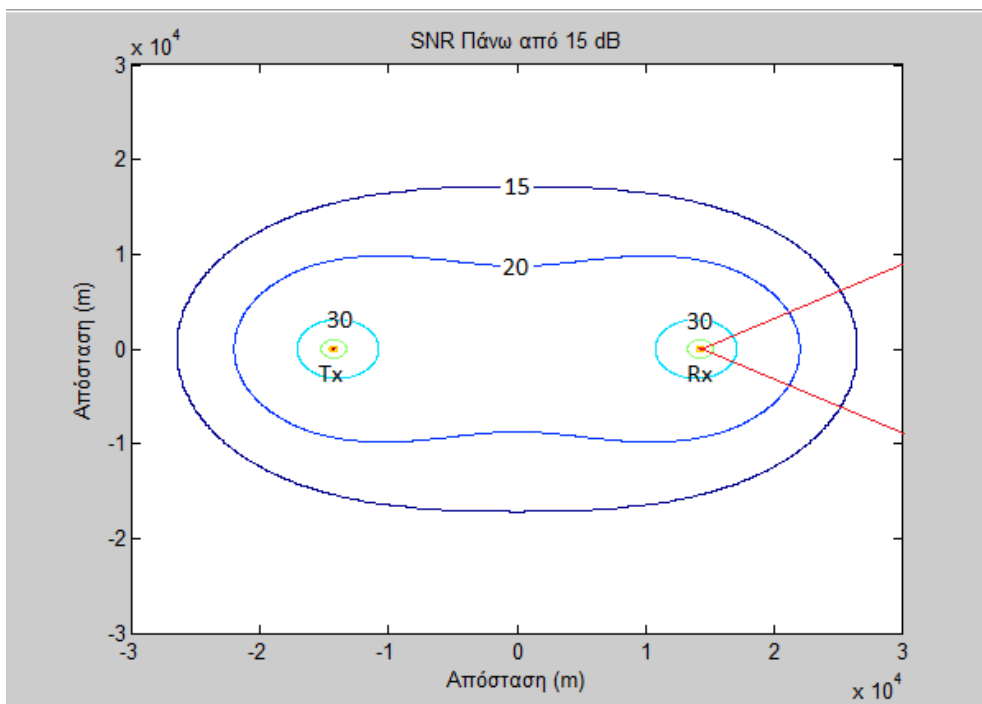
Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	28.65 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m^2
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	22.39 kW
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-27 dB
Κέρδος επεξεργασίας	G_p	57.4 dB
Μήκος κύματος	λ	0.596 m
Εύρος ζώνης θορύβου	B	5.5 MHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	0.1 s
Απώλειες διάδοσης	L	5 dB



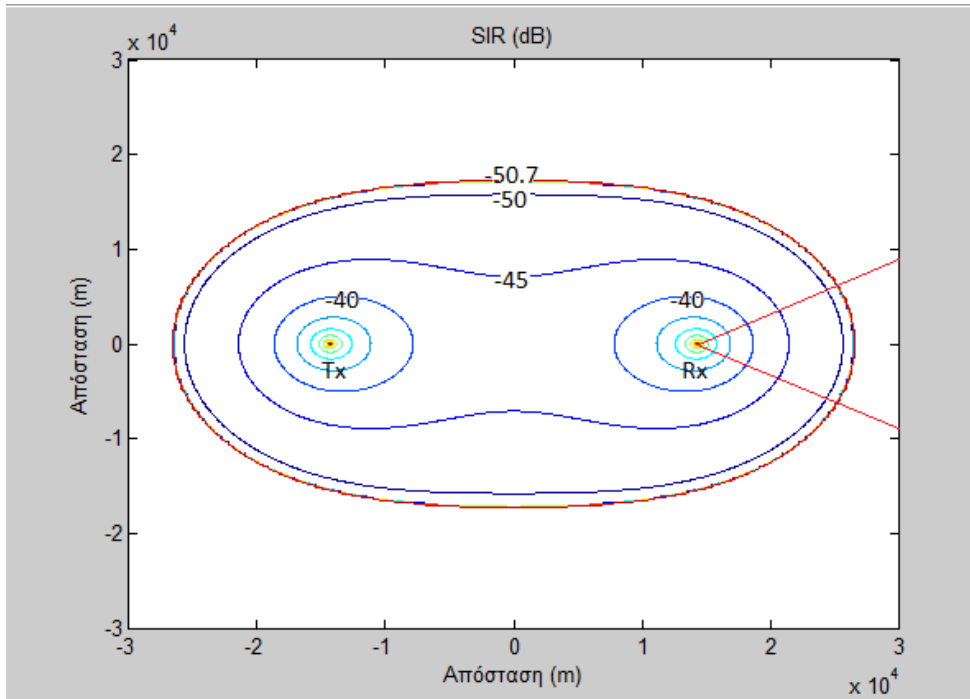
Σχήμα 5.24 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.8



Σχήμα 5.25 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.8



Σχήμα 5.26 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.

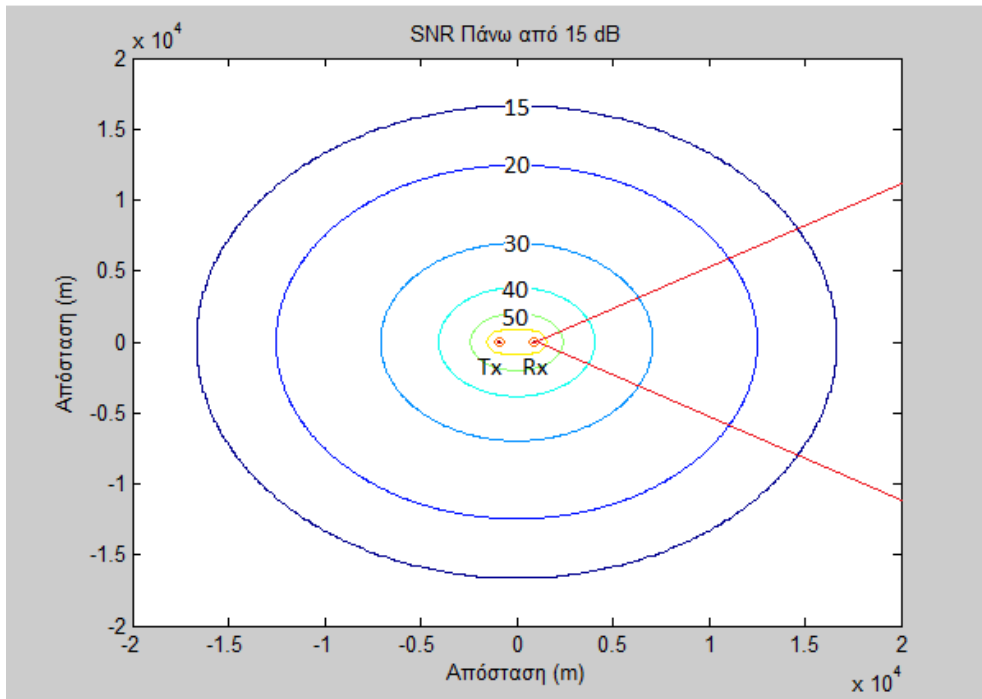


Σχήμα 5.27 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.

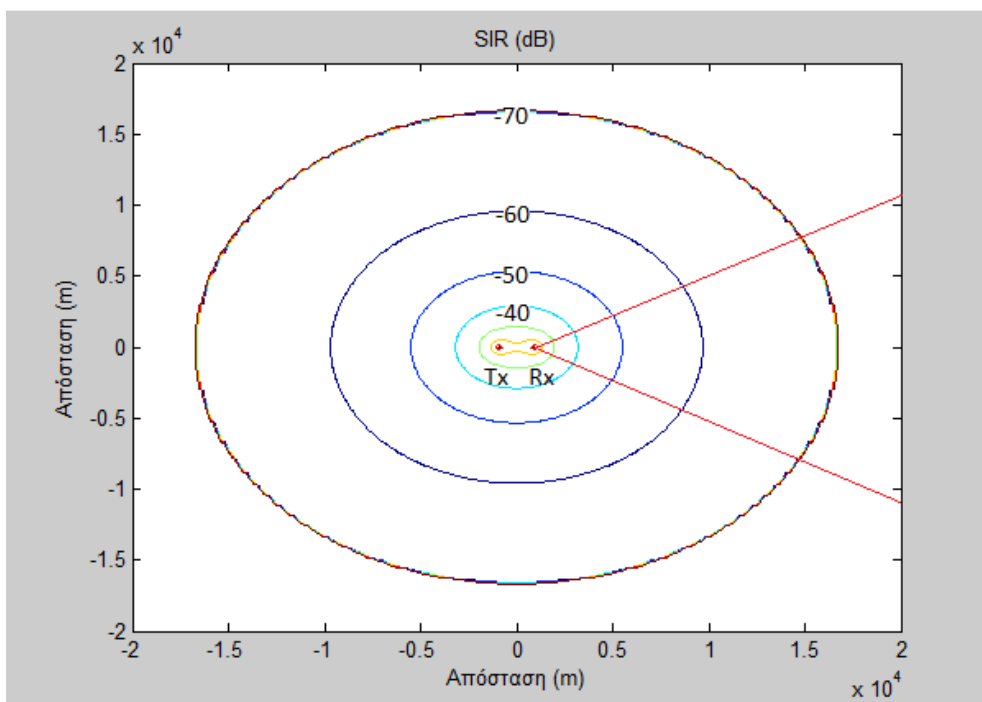
Στην Ξάνθη, σύμφωνα με τις μετρήσεις ο πιο ισχυρός τηλεοπτικός πομπός είναι στα 535.5 MHz. Με τον ίδιο τρόπο η ισοδύναμη ακτινοβολούμενη ισχύς, σύμφωνα με τις μετρήσεις στη θέση 4 και βάσει του λογισμικού Radio Mobile, θα είναι: $ERP_{dBm} = 94 - 18 - 107 + 83.2 = 52.2 \text{ dBm}$. Άρα σε Watt θα είναι: $ERP = 490 \text{ W}$. Στον πίνακα 5.9 παρουσιάζονται οι παράμετροι ενός διστατικού συστήματος με τον πομπό στην Ξάνθη και το δέκτη στο σημείο 1 των μετρήσεων (Σχολή Ηλεκτρολόγων).

Πίνακας 5.9 Παράμετροι συστήματος με τον πομπό στην Ξάνθη και το δέκτη στο σημείο 1.

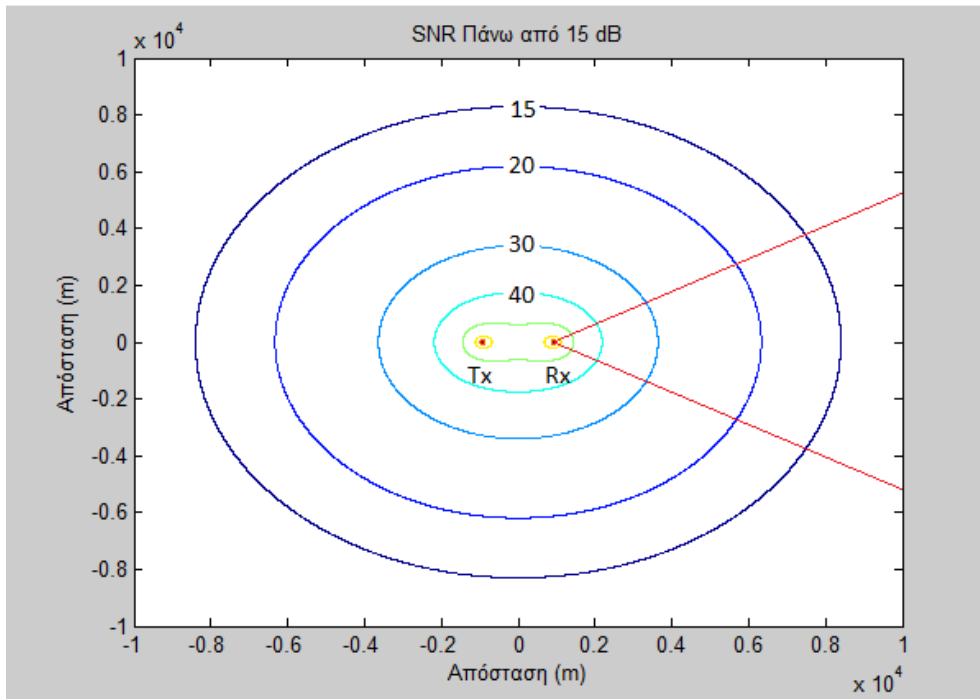
Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Απόσταση πομπού-δέκτη	R	1.85 km
Διστατικό RCS	σ_B	10 m ²
Εκπεμπόμενη ERP	$P_t G_t$	490 W
Κέρδος λήψης προς στόχο	G_r	8 dB
Κέρδος λήψης προς πομπό	G_{rt}	-27 dB
Κέρδος επεξεργασίας	G_p	57.4 dB
Μήκος κύματος	λ	0.56 m
Εύρος ζώνης θορύβου	B	5.5 MHz
Δείκτης θορύβου	F	12 dB
Χρόνος ολοκλήρωσης	T_i	0.1 s
Απώλειες διάδοσης	L	5 dB



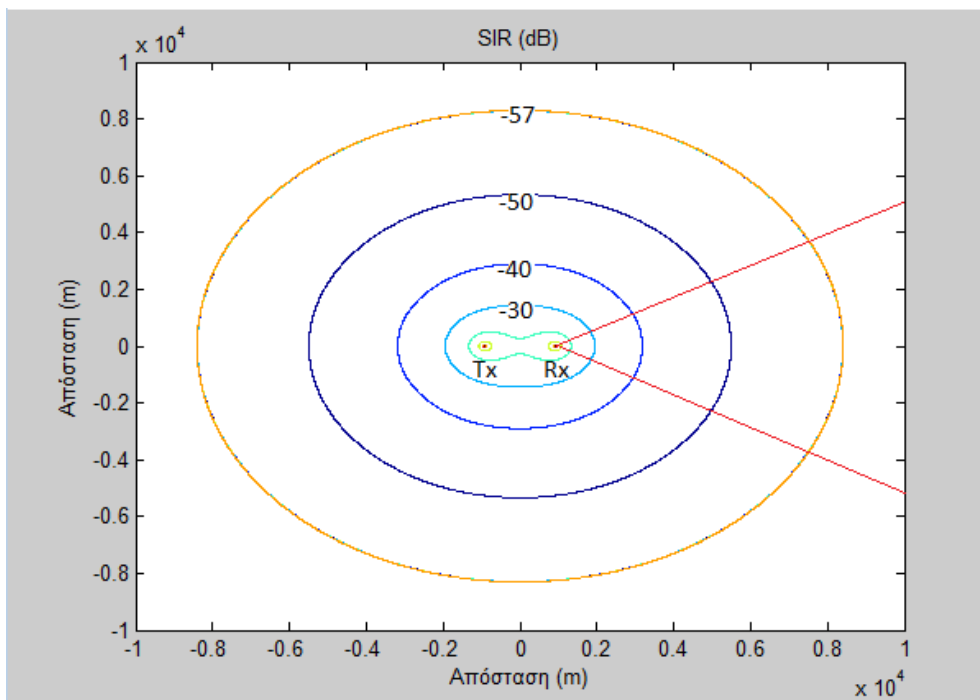
Σχήμα 5.28 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.9



Σχήμα 5.29 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή σύμφωνα με τα δεδομένα του πίνακα 5.9



Σχήμα 5.30 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς θόρυβο με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.



Σχήμα 5.31 Κάλυψη με οβάλ του Cassini. Λόγος σήματος προς παρεμβολή με 24 dB δείκτη θορύβου στο δέκτη.

Κεφάλαιο 6

Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία

6.1 Συμπεράσματα

Σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας ήταν η μελέτη των κατανεμημένων ή αλλιώς πολυστατικών συστημάτων ραντάρ, για τον εντοπισμό εναέριων στόχων και ιδιαίτερα εκείνων που εφαρμόζουν τεχνικές μείωσης ενεργού διατομής (τεχνικές stealth). Για το λόγο αυτό αναλύθηκε το βασικό διστατικό σύστημα, που αποτελεί το δομικό λίθο των πολυσταθών ραντάρ και ιδιαίτερα το παθητικό σύστημα το οποίο κάνει χρήση ευκαιριακών πηγών εκπομπής.

Αρχικά έγινε η κατανόηση των βασικών παραμέτρων που χαρακτηρίζουν το δισταθές σύστημα και των πλεονεκτημάτων του. Για αυτό το σκοπό, προσδιορίστηκαν πρωτεύουσες σημασίες έννοιες όπως η διστατική εξίσωση ραντάρ, η διστατική μετατόπιση Doppler και η διστατική ενεργός διατομή και τα οβάλ του Cassini. Στη συνέχεια έγινε ανάλυση της ευαισθησίας του δέκτη για διάφορες γνωστές ευκαιριακές πηγές. Κατόπιν, προσδιορίστηκαν οι βασικοί τρόποι επεξεργασίας σήματος περιγράφοντας τα συστατικά τους και τις απαιτήσεις τους για την αποτελεσματική λειτουργία τους. Στο 4^ο κεφάλαιο εξετάστηκε η απαιτούμενη επεξεργασία σήματος προσομοιώνοντας ένα σήμα μετάδοσης διαμορφωμένο κατά FM. Επιλέχθηκε ο αποδοτικότερος αλγόριθμος επεξεργασίας σε συνδυασμό με τον αλγόριθμο ανίχνευσης CA-CFAR και αναπτύχθηκαν σε κώδικα. Τελικά, έγινε αναζήτηση ευκαιριακών πηγών με εξοπλισμό του εργαστηρίου Μικροκυμάτων ελέγχοντας κατά πόσο είναι πρόσφορη η αξιοποίησή τους σε ένα παθητικό σύστημα ραντάρ.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι αισιόδοξα. Τα διαγράμματα της συνάρτησης αβεβαιότητας που εξάγονται από την επεξεργασία απόστασης-Doppler δίνουν πολύ καλή εικόνα της θέσης και της ταχύτητας του στόχου. Για τη διεξαγωγή σωστών αποτελεσμάτων διστατικής απόστασης-Doppler από τη συνάρτηση αβεβαιότητας, εξετάστηκαν οι απαραίτητες διαδικασίες προσαρμοστικού φιλτραρίσματος και του αλγορίθμου CA-CFAR. Με τη μέθοδο προσαρμοστικού φιλτραρίσματος που χρησιμοποιήθηκε, καταστέλλονται αποτελεσματικά τα ανεπιθύμητα σήματα παρεμβολής. Αυτή η μέθοδος απορρίπτει τις παρεμβολές έως και 40 dB μεγαλύτερες από τα σήματα ηχούς. Η μέθοδος CA-CFAR όπως παρουσιάστηκε δημιουργεί ένα προσαρμοστικό κατώφλι σταθερής πιθανότητας λανθασμένου συναγερού αποτελώντας ένα πολύ καλό τρόπο εκτίμησης του θορύβου και του clutter. Διερευνώντας το διστατικό και το πολυστατικό σύστημα κρίθηκε απαραίτητη η εύρεση της διεύθυνσης των επιστρεφόμενων σημάτων ηχούς με την τεχνική DOA εφαρμόζοντας συμβολομετρία φάσης. Ανεξαρτήτου της τεχνικής εντοπισμού που μπορεί να επιλεγθεί, η χρήση DOA παίζει μείζονα ρόλο, αφού έτσι περιορίζονται οι αναμενόμενες θέσεις στόχων. Για το σκοπό αυτό εξετάζεται η χρήση δύο καναλιών παρακολούθησης με κεραιές σχεδιασμένες να αποδίδουν μεγάλο λόγο front-to-back εξυπηρετώντας ταυτόχρονα κατάλληλη εξασθένιση των ανεπιθύμητων παρεμβολών στα σήματα ηχούς. Για την ευρύτερη

περιοχή της Ξάνθης προτάθηκε η χρήση τριών σημείων λήψης και δύο πομπών FM επαρκούς ισχύος για την ευρύτερη παρακολούθησή της. Στο πέμπτο κεφάλαιο χρησιμοποιήθηκε η τεχνική της τριγωνοποίησης για την εύρεση της διεύθυνσης των εμπορικών πομπών μετάδοσης. Τα επίπεδα της εκπεμπόμενης ισχύος που βρέθηκαν στις μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν, διαπιστώνονται ικανά για τη δημιουργία παθητικών συστημάτων ραντάρ. Έτσι, επαληθεύεται η ορθότητα της επιλογής ενός κατανεμημένου παθητικού συστήματος ραντάρ για την εναέρια επιτήρηση.

6.2 Μελλοντική Εργασία

Οι δυνατότητες της περαιτέρω εξέλιξης αυτού του συστήματος είναι πάρα πολλές. Η παρουσία πολλαπλών στόχων και η ιχνηλασία τους απαιτεί τεχνικές μη γραμμικών φίλτρων Kalman ή particle filter. Αυτές οι τεχνικές μπορούν να εφαρμοστούν σε συνδυασμό με τεχνικές σύντηξης δεδομένων των διαφόρων δεδομένων διστατικής απόστασης, διστατικής Doppler και γωνίας διεύθυνσης, από τα επιμέρους διστατικά συστήματα παρακολούθησης. Ένα πρόσφορο πεδίο έρευνας στα παθητικά κατανεμημένα ραντάρ, είναι η δυναμική επιλογή της κατάλληλης ευκαιριακής πηγής από κάθε διστατικό σύστημα, ανάλογα με τα επίπεδα ισχύος και το περιεχόμενο του προγράμματος κάθε εκπομπής. Αυτό, γιατί το περιεχόμενο του προγράμματος εκπομπών, είναι αυτό που καθορίζει τη διακριτικότητα του παθητικού διστατικού ραντάρ και τις αβεβαιότητες που μπορούν να προκύψουν στον ακριβή εντοπισμό της θέσης των στόχων.

Παράρτημα Α

Υπολογισμός οβάλ Cassini

```
Pt=10000; %Transmitted power
Gr=10^0.8; %front-to-back ratio
Gr2=10^(-2.7);
Gt=1; %Antenna gain of transmitter
c=3e8; %speed of light
f=95.1*10^6; %carrier frequency
lamda=c/f; %wavelength
k=1.38*10^(-23); %Boltzmann constant
B=110000; %Received bandwidth
s=10; %Target RCS in m^2
FdB=15; %Noise figure
F=10^(FdB/10); %Noise factor
Gpdb=47; %processing gain in dB
Gp=10^(Gpdb/10); %processing gain
T0=290; %standard noise temperature
LossesdB=14; %Losses in dB
Losses=10^(-LossesdB/10); %Losses
K=(Pt*Gt*Gr*Losses*(lamda^2)*s*Gp)/((4*pi)^3*k*T0*B*F);
L=28650; %distance of Tx-Rx
[X,Y] = meshgrid(-67000:100:67000,-67000:100:67000);
snr=K./((X.^2+Y.^2).^2-(L^2/2)*(X.^2-Y.^2)+((L^4)/16)); %signal-to-noise ratio
snrdb=10*log10(snr); %signal-to-noise ratio in dB
snrdb1=snrdb.*(snrdb>=15); %contours of target detection under 15dB snr
figure(1)
[C,h] = contour(X,Y,snrdb1);
set(h,'ShowText','on','TextStep',get(h,'LevelStep')*3)
sir1=s*Gr*L^2./(Gr2*(4*pi*((X.^2+Y.^2).^2-((L^2)/2)*(X.^2-Y.^2)+((L^4)/16))));
%signal-to-interference ratio
sdr=10*log10(sir1); %signal-to-interference ratio in dB
sir1=sdr.*(snrdb>=15); % SIR contours of target detection under 15dB snr
figure(2)
[C1,h1] = contour(X,Y,sir1);
set(h1,'ShowText','on','TextStep',get(h1,'LevelStep')*1)
```

Παράρτημα Β

Αλγόριθμος Προσαρμοστικής Καταστολής

```
function y = adaptfiltering7(d,u,M )
%% Συνδυασμένη επεξεργασία εκτίμησης GAL-NLMS
%
% y = adaptfiltering5(u,d,M )
% d: είναι το θορυβώδες σήμα αναφοράς που χρησιμοποιούμε για την
εκτίμηση της
% παρεμβολής
% u: είναι το σήμα ηχούς από το οποίο θέλουμε να αφαιρέσουμε την
παρεμβολή
% τα σήματα πρέπει πρώτα να διαχωρίζονται ορθογωνικά πριν την είσοδο
% M: είναι η τάξη του φίλτρου πρόβλεψης που δείχνει σε πόσα στάδια γίνεται
% φιλτράρισμα
% y: είναι η έξοδος του φίλτρου που αποτελεί την εκτίμηση του σήματος
ηχούς
% χωρίς παρεμβολή

%% Παράμετροι φίλτρου

% M = 50;          % final prediction order
beta = 0.996;     % constant lying between 0 and 2
mi = 0.006;       % const < 0.1

%% Αρχικοποίηση

% for prediction order m = 1,2,... M put
delta = 1;        % small constant
f = zeros(M+1,1); % forward prediction error
b = zeros(M+1,1); % backward prediction error
E = delta*ones(M,1); % whatever..
k = zeros(M,1);   % reflection coeff..
w = zeros(M+1,1); % output weights
N=length(d);
delta_1= 0.001;
y = zeros(1,N); % output
%% Adaptive Filtering

for n = 1:N

    b_prev = b;
    E_prev = E;
    k_prev = k;

    % for time n = 1,2,..., put:
    f(1) = d(n); % d(n) lattice predictor input
    b(1) = d(n);
```



```

% prediction:
for m = 1:M
    f(m+1) = f(m) + k(m)*b_prev(m);
    b(m+1) = b_prev(m) + k(m)*f(m);
    E(m) = beta*E_prev(m) + (1-beta)*(f(m)*f(m) + b_prev(m)*b_prev(m));
    k(m) = k_prev(m) - mi*(f(m)*b(m+1) + b_prev(m)*f(m+1))/E(m);
end
e = u(n) - w.'*b;
w = w + (beta/(b.'*b + delta_1))*b*e;
y(1,n) = e;
end
end

```

Παράρτημα Γ

Κώδικας επεξεργασίας για συνάρτηση αβεβαιότητας

```
%% Προσομοίωση παθητικού διστατικού συστήματος με χρήση ευκαιριακού
πομπού
%
y=wavread('C:\diplwm\signal3.wav'); %Λήψη δείγματος 2 δευτ. από αρχείο
wav
fc=120000; % συχνότητα φέροντος
Fs=195313; % συχνότητα δειγματοληψίας
tt=length(y);
fdev=55e3; % απόκλιση συχνότητας
xi=1:44100/(Fs+2):tt;
x=1:tt;
clear o
%erp=10000;
%erp1=erp/(10^10.76);
%erp11=10*log10(erp1);
yi1 = interp1(x,y,xi);
n=262144; % αριθμός δειγμάτων που χρησιμοποιούνται για την επεξεργασία
t = (0:1/Fs:((size(yi1,1)-1)/Fs));
t = t(:,ones(1,size(yi1,2)));
int_y = cumsum(yi1)/Fs;
yi = cos(2*pi*fc*t + 2*pi*fdev*int_y); % Διαμόρφωση FM του σήματος
% tt=length(o);
% xi=1:44100/(Fs+2):tt;
% x=1:tt;
% y=o(x);
% clear o
% %erp=10000;
% %erp1=erp/(10^10.76);
% %erp11=10*log10(erp1);
% yi = interp1(x,y,xi);
clear y
s1=length(yi);
%em=erp1*gaus(yi(50:s1/2+49),25); %Transmitted signal
em1=(yi(50:n+49)); %Transmitted signal
snr=76.167;
snr2=41.1867;
var1=var(em1);
var2=var1/(10^(snr/10));
noise1=sqrt(var2)*randn(size(em1));
noise2=sqrt(var2)*randn(size(em1));
em =em1+noise1;
em22=(yi(50:n+49)); %Interference
var3=var(noise1);
var5=10^(snr2/10)*var3;
```

```

em2=sqrt(var5)*em22;
snr3=-12.7761;
var4=10^(snr3/10)*var3;
fd= 220.7;
% fd2= 105;
fc2=fc+fd;
% fc3=fc+fd2;
%pr=erp1/10^3.5;
%prdB=10*log10(pr);
%e=pr*gaus(yi(31:s1/2+30),15); % Echo signal1
%e3=pr*gaus(yi(31:s1/2+30),15); % Echo signal2
e=sqrt(var4)*(yi(29:n+28))+noise2; % Echo signal
% e3=(1/10^7)*gaus(yi(31:n+30),15); % Echo signal2
N=length(e);
emiq=zeros(1,N);
emiq2=zeros(1,N);
eiq=zeros(1,N);
% eiq4=zeros(1,N);
emiq1=hilbert(em); %metasxhmatismos hilbert gia dhmiourgia migadikou
shmatos
emiq3=hilbert(em2);
eiq1=hilbert(e);
% eiq3=hilbert(e3);
for ii=1:length(emiq)
    p1=phase(emiq1(ii));
    p2=phase(eiq1(ii));
    p3=phase(emiq3(ii));
%    p3=phase(eiq3(ii));
    emiq2(ii)=abs(emiq3(ii))*exp(-1j*p3);
    emiq(ii)=abs(emiq1(ii))*exp(-1j*p1); %shma metatopismeno kata doppler
kai metatopish fashs
    eiq(ii)=abs(eiq1(ii))*exp(-1j*p2+1j*2*pi*fd*ii/195313-2*1j*pi*fc2*20/195313);
%    eiq4(ii)=abs(eiq3(ii))*exp(1j*p3+1j*2*pi*fd2*ii/195313-
2*1j*pi*fc3*20/195313);
end
%% Προσαρμοστικό φίλτράρισμα (adaptive filtering)
emiq111=real(emiq2);
emiq222=imag(emiq2);
emiq11=real(emiq);
emiq22=imag(emiq);
eiq11=real(eiq);
eiq22=imag(eiq);
% eiq411=real(eiq4);
% eiq422=imag(eiq4);
eiq2realsum = eiq11+emiq111;
eiq2imagsum = eiq22+emiq222;
tic;
M=128;
eiqad1 = adaptfiltering5(emiq11,eiq2realsum,M);

```

```

eiqad2 = adaptfiltering5(emiq22,eiq2imagsum,M);
eiq=complex(eiqad1,eiqad2);
%% Επεξεργασία εξαγωγής της επιφάνειας ARD
Ni=2^18;
R=128;
dm=conj(emiq);
Nf=Ni/R;
Nb=128;
Rm=zeros(Nb,2048);
for k=1:Nb
    s2=dm.*eiq;
    sd1=cicd(s2, R);
    sd=lpf4(sd1);
    % Sf=(abs(fftshift((fft(sd, Nf)))))/Nf;
    Sf=(abs(fftshift((fft(sd, Nf))))/Ni).^2;
    dm=delay(dm,1);
    Rm(k,:)=Sf;
end
%% Δημιουργία κατωφλίου με τον αλγόριθμο CA-CFAR
Rm11=zeros(Nb,2048);
Rm1=zeros(Nb,2048);
for ra=1:length(Rm(:,1))
    Rm11(ra,:)=CA_CFAR1(0.01,10, Rm(ra,:)); % [3]
end
for do=1:length(Rm(1,:))
    Rm1(:,do)=CA_CFAR1(0.01,10, Rm11(:,do));
end
%Για μέγιστη μετατόπιση συχνότητας 500 Hz
Rm3=Rm(:,354:1696); % Επιφάνεια ARD υψωμένη στο τετράγωνο
Rm2=Rm1(:,354:1696); % Επιφάνεια ARD κατωφλίου
x=-500:1000/1342:500;
c=3e8;
%y1=1:256;
L=28650; % Γραμμή βάσης (baseline) σε m - Ορισμός κάθε φορά ανάλογα με
το δισταθές σύστημα!!!
y2=0:(c/Fs):(Nb*c/Fs-1); % Εύρεση απόστασης ως αποτέλεσμα TDOA
(R1+R2-L)
y1=y2+L; %Εύρεση διστατικής απόστασης R1+R2
% mesh(x,y1,Rm2)
t2=toc;
%shma xwris ca-cfar
mesh(x,y1,Rm3)
figure(2)
mesh(x,y1,Rm3.*(Rm3>Rm2))

```

Παράρτημα Δ

Κώδικας εξαγωγής διαγραμμάτων πιθανότητας ανίχνευσης για το μοντέλο Rice

```
% Probability of detection diagrams
snrdB=0:0.1:18;
pfa=[0.5 0.3 0.2 0.1 0.05 0.03 0.01 10^-3 10^-4 10^-5 10^-6 10^-7 10^-8 10^-9
10^-10 10^-12 10^-14 10^-16];
for i=1:18
pd=marcumq((2*10.^(snrdB/10)).^0.5,sqrt(2*log(1/pfa(i))));
grid on
hold on
plot(snrdb,pd)
end
```

Παράρτημα Ε

Χαρακτηριστικά προτεινόμενου ψηφιακού δέκτη

VXI-3570A VHF/UHF DSP RECEIVER



FEATURES

- Wide Tuning Range: 20 - 3000 MHz
- 10 Hz tuning resolution
- Quadrature digital IF output (I&Q)
- Slave LO input/output for DF applications
- 10 Hz tuning resolution
- Internal frequency reference (option)
- C40 communications port output (option)
- Sweep and scan functions up to 100 channels per second
- 18 Synthesized digital IF filters
- 11 Preselection filters
- High dynamic range: IP3 >+10 dBm typical
NF 12 dB typical

Βιβλιογραφία

- [1] Merrill I. Skolnik, *“Radar handbook,”* McGraw-Hill, 3rd Edition, New York, 2008.
- [2] Paul Howland, Hugh Griffiths, Chris Baker, *“Passive Bistatic Radar Systems,”* in *“Bistatic Radar: Emerging Technology,”* Cherniakov, M., Ed.; John Wiley & Sons: Chichester, England, 2008.
- [3] James J. Jen, *“A Study of CFAR Implementation Cost and Performance Tradeoffs in Heterogeneous Environments,”* Pomona, California, 2011.
- [4] Pavel Bezousek, Vladimir Schejbal, *“Coherent Multilateration Systems,”* Microwaves Radar and Remote Sensing Symposium, Kiev, Ukraine, 2008.
- [5] A. Di Lallo, A. Farina, R. Fulcoli, P. Genovesi, R. Lalli, R. Mancinelli, *“Design, Development and Test on Real Data of an FM Based Prototypical Passive Radar,”* IEEE Radar Conference, Rome, Italy, 2008.
- [6] P.E. Howland, D. Maksimiuk, G. Reitsma, *“FM radio based bistatic radar,”* IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152, No. 3, Netherlands, June 2005.
- [7] Marek Trawicki, *“Adaptive Noise Cancellation (ANC) Of Noisy Signals,”* Marquette University, May 2006.
- [8] M. A. Ringer, G. J. Frazer, S. J. Anderson, *“Waveform Analysis of Transmitters of Opportunity for Passive Radar,”* DSTO Electronics and Surveillance Research Laboratory, Australia, June 1999.
- [9] H.D. Griffiths, C.J. Baker, *“Passive coherent location radar systems. Part 1: Performance prediction,”* IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152, No. 3, London, UK, June 2005.
- [10] C.J. Baker, H.D. Griffiths, I. Papoutsis, *“Passive coherent location radar systems. Part 2: Waveform properties,”* IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152, No. 3, London, UK, June 2005.

- [11] P. Lombardo, F. Colone, C. Bongioanni, A. Lauri, T. Bucciarelli, “PBR activity at INFOCOM: Adaptive Processing Techniques and Experimental Results,” IEEE Radar Conference, Rome, Italy, 2008.
- [12] Titus Oyedokun, Dr. Yoann Piachard, “Passive Coherent Location Radar Using Digital TV signal,” Cape Town, 2009.
- [13] Cubic Defense Applications, Inc., “VXI-3570A VHF/UHF DSP Receiver,” Technical Specification, San Diego, California, 2007.
- [14] “Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook,” Naval Air Warfare Center Weapons Division, Point Mugu, California, April 1999.
- [15] Εμμανουήλ Γ. Αλιβιζάτος, “Μελέτη και Ανάπτυξη Πολυστατικού Συστήματος Ραντάρ Ανίχνευσης και Τρισδιάστατης Παρακολούθησης Ιπτάμενων Οχημάτων Χαμηλής Ενεργού Επιφάνειας Ραντάρ,” , Αθήνα, Οκτώβριος 2005.
- [16] Μιχαήλ Ν. Πέτσιος, “Ιχνηλασία Πολυστατικού Συστήματος Ραντάρ Ανίχνευσης Ιπτάμενων Οχημάτων,” Αθήνα, Ιανουάριος 2004.
- [17] Γ. Κυριακού, “Σημειώσεις Συστημάτων Ραντάρ”, Ξάνθη 1991.
- [18] N. Willis, “Bistatic Radar,” SciTech Publishing, 2nd edition, USA 2005.
- [19] J. W. Crispin, Jr. et al., “A theoretical method for the calculation of radar cross section of aircraft and missiles,” University of Michigan, Radiation Lab. Rept. 2591-1-H, July 1959.
- [20] Mateusz Malanowski, Krzysztof Kulpa, “Analysis of Integration Gain in Passive Radar,” International Conference on Radar, Warsaw, October 2008.
- [21] http://www.eett.gr/opencms/opencms//admin/downloads/Informative_Documentation/hlktromagnitikh_Entypo_3.pdf
- [22] http://dapatechnology.com/wp-content/themes/dapa/data/PDFs/english/DAPA_DJ-FM_88-108.pdf
- [23] <http://www.kathrein-scala.com/catalog/hpbcast.pdf>

- [24] <http://tvradio.ert.gr/radio/>
- [25] <http://graffiti.virgin.net/ljmayeres.mal/var/tvband.htm>
- [26] <https://admin.qsl.net/>
- [27] M. Tobias, A.D. Lanterman, "Probability hypothesis density-based multitarget tracking with bistatic range and Doppler observations," IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152, No. 3, Atlanta, GA, USA, June 2005.
- [28] <http://www.cs.ucl.ac.uk/staff/t.pagtzis/wireless/gsm/radio.html>
- [29] [http://el.wikipedia.org/wiki/%CE%A3%CF%84%CE%B1%CE%B8%CE%BC%CF%8C%CF%82_%CE%92%CE%AC%CF%83%CE%B7%CF%82_\(BTS\)](http://el.wikipedia.org/wiki/%CE%A3%CF%84%CE%B1%CE%B8%CE%BC%CF%8C%CF%82_%CE%92%CE%AC%CF%83%CE%B7%CF%82_(BTS))
- [30] <http://users.iit.demokritos.gr/~ntsap/courses/bes04/lectures/mm09.pdf>
- [31] Hugh Griffiths, "Passive Bistatic Radar," RTO-EN-SET-133 - Multistatic Surveillance and Reconnaissance: Sensor, Signals and Data Fusion, April 2009.
- [32] <http://www.hellascams.gr/grc/wi-fi-calculators/eirp/>
- [33] T. W. Murphy, "Noise and Noise figure in microwave receivers," Maryland, 1949.
- [34] <http://www.qsl.net/g3yrc/hf%20propagation/hf%20propagation.htm>
- [35] http://en.wikipedia.org/wiki/Matched_filter
- [36] H. Wan, S. Li, Z. Wang, "Direct Path Interference Cancellation in FM Radio-Based Passive Radar," 2006 8th International Conference on Signal Processing, Beijing, April 2007.
- [37] P.E. Howland, "Target tracking using television-based bistatic radar," IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, Vol. 146, No. 3, Malvern, UK, June 1999.
- [38] http://en.wikipedia.org/wiki/Kalman_filter
- [39] P.E. Howland, "Television-based bistatic radar" PhD Thesis, School of Electronic and Electrical Engineering, University of Birmingham, September 1997.

- [40] <http://rrsl.ee.washington.edu/Projects/Manastash/status/mrr.html>
- [41] J.D. Sahr, D.M. Gidnera, Chucai Zhou, F.D. Lind, "Passive VHF radar for ionospheric physics," Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, Seattle, WA, USA, November 1999.
- [42] P.-H. E. Tsai, K. Ebrahim, G. Lange, Y. Paichard, M. Inggs, "Null Placement in a Circular Antenna Array for Passive Coherent Location Systems," Washington, DC, May 2010.
- [42] Cai-sheng Zhang, Guo-jun Li, Xiao-ming Tang, You He, "An Improved Algorithm for Passive Bistatic Radar Detection and Parameters estimation," 2010 IEEE 10th International Conference on Signal Processing (ICSP), Beijing, October 2010.
- [43] <http://el.wikipedia.org/wiki/%CE%88%CE%BB%CE%BB%CE%B5%CE%B9%CF%88%CE%B7>
- [44] Ευστάθιος Γ. Γκορτσάς, "Αλγόριθμοι Ιχνηλασίας Ιπτάμενου Στόχου από Πολυστατικό Σύστημα Ραντάρ," Αθήνα, Ιούλιος 2009.
- [45] <http://fmscan.org/>
- [46] http://www.g3tvu.co.uk/Radio_Mobile.htm
- [47] <http://lrcov.crc.ca/main/>
- [48] Markku Renfors, "Sampling and Multirate Techniques for Complex and Bandpass Signals," Finland, September 2010.
- [49] Αναστάσιος Γ. Γιοβανίδης, "Διερεύνηση και υλοποίηση αλγορίθμου επεξεργασίας σήματος για πολυστατικό ραντάρ αντίστροφης συνθετικής απεικόνισης," Αθήνα, Ιούνιος 2005.
- [50] Mikko Valkama, Markku Renfors, "Advanced I/Q Signal Processing for Communication Systems," Orlando, FL, November 2003.
- [51] http://el.wikipedia.org/wiki/Dassault-Breguet_Mirage_2000
- [52] Inforest o.c. Newsletter, Τεύχος 2, Αθήνα, Οκτώβριος 2010.
- [53] Jonas Myhre Christiansen, "DVB-T based Passive Bistatic Radar Simulated and experimental data analysis of range and Doppler walk," Norway, June 2009.

[54] M. Conti, D. Petri, A. Capria, M. Martorella, F. Berizzi, E. Dalle Mese, "Ambiguity Function Sidelobes Mitigation in Multichannel DVB-T Passive Bistatic Radar," 2011 Proceedings International, Radar Symposium (IRS), Pisa, Italy, Sept. 2011.

[55] Terje Johnsen, Karl Erik Olsen, "*Bi- and Multistatic Radar*," RTO-EN-SET-086, Norway, 2006.

[56] <http://www.radioing.com/eengineer/convert.html>