



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Ανάπτυξη Μεθόδων Επεξεργασίας Σημάτων σε  
Ραντάρ Συνεχούς Σήματος για Μέτρηση της Κίνησης  
Στόχων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Νικόλαος Κ. Παρασκευόπουλος

Αθήνα, Ιανουάριος 2006





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Ανάπτυξη Μεθόδων Επεξεργασίας Σημάτων σε  
Ραντάρ Συνεχούς Σήματος για Μέτρηση της Κίνησης  
Στόχων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Νικόλαος Κ. Παρασκευόπουλος

Συμβουλευτική Επιτροπή: Παναγιώτης Φράγκος  
Νικόλαος Ουζούνογλου  
Δήμητρα Κακλαμάνη

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 19<sup>η</sup> Ιανουαρίου, 2006.

.....  
Π. Φράγκος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ν. Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Δ. Κακλαμάνη  
Άν. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....  
Η. Κουκούτσης  
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Κ. Πεκμεστζή  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Κ. Παπαδουσεύς  
Άν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Δ. Φραντζεσκάκης  
Άν. Καθ. Πανεπ. Αθηνών

Αθήνα, Ιανουάριος 2006

.....  
Νικόλαος Κ. Παρασκευόπουλος  
Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Νικόλαος Κ. Παρασκευόπουλος, 2006.  
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## Περίληψη

Η διατριβή αυτή έχει σαν αντικείμενο τη σχεδίαση, ανάπτυξη και δοκιμή των τμημάτων επεξεργασίας σε δύο ραντάρ συνεχούς κύματος. Τα RF τμήματα αναπτύχθηκαν σε παράλληλη διατριβή, ενώ η συστημική σχεδιάσή τους έγινε από κοινού.

Το πρώτο, σύστημα ΣΩΖΩΝ, αφορά ένα ραντάρ εντοπισμού ζωντανών ανθρώπων σε ερείπια κτηρίων. Η εφαρμογή του είναι στη συνδρομή του έργου σωστικών συνεργείων μετά από σεισμούς ή άλλες καταστροφές. Η χρήση ραντάρ για το σκοπό αυτό έχει αρχίσει να αναφέρεται στη βιβλιογραφία από διάφορους ερευνητές τα τελευταία χρόνια. Παράλληλα γίνονται περιορισμένες προσπάθειες ανάπτυξης προϊόντων αυτού του είδους. Η έρευνα στον τομέα αυτό είναι ακόμα σε αρχικά στάδια και η παρούσα διατριβή έχει ως σκοπό την επέκταση των γνώσεων σε αυτόν. Επίσης πρωτοτυπεί επειδή ερευνά τη χρήση ραντάρ συνεχούς κύματος για την εφαρμογή αυτή, αφού οι περισσότεροι ερευνητές χρησιμοποιούν παλμικά ραντάρ για το σκοπό αυτό. Σημαντικό μέρος της διατριβής αφορούσε τη διεξαγωγή αναλυτικών και πολυάριθμων δοκιμών του συστήματος.

Το δεύτερο ραντάρ είναι ένας πρωτότυπος αισθητήρας για μέτρηση απόστασης προσεγγίζοντων αντικειμένων σε εναέριο φορέα. Χρησιμοποιεί την τεχνική της εκπομπής δύο συχνοτήτων για μέτρηση απόστασης σε ραντάρ συνεχούς κύματος. Η τεχνική αυτή είναι απλούστερη της συνηθισμένης διαμόρφωσης συχνότητας, τόσο σε επίπεδο συστήματος όσο και σε επίπεδο επεξεργασίας. Στα πλαίσια της διατριβής αυτής σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε το υλικό και λογισμικό για την επεξεργασία του σήματος, έγινε η ολοκλήρωση με τα μικροκυματικά τμήματα του πομπού και του δέκτη και πραγματοποιήθηκαν εργαστηριακές δοκιμές όλου του συστήματος.

## Λέξεις Κλειδιά

Ραντάρ συνεχούς κύματος, ραντάρ διεισδύσεως εδάφους, μέτρηση απόστασης, ζωνοπερατή δειγματοληψία



## **Abstract**

The object of this thesis is the design, development and testing of the signal processing modules of two continuous wave radars. The RF modules were developed in a parallel thesis, while the system design was carried out in common from the two PhD theses.

The first radar, called SOZON after the Greek word for savior, is a radar for locating living people in building ruins. Its application is the assistance of rescue teams after earthquakes or other disasters. The use of radars for this purpose has been mentioned in literature from several researchers in the last years. There are also limited efforts to develop products of this kind. Research in this field is still in its initial phases. This thesis seeks to expand the relative knowledge base. The originality of this research is the use of continuous wave radars for this application, since most researchers use pulse radars. A significant part of this thesis was devoted in conducting detailed and numerous experiments.

The second radar is an original sensor for measuring the distance of objects approaching an airborne carrier vehicle. It utilises the technique of parallel transmission of two continuous wave signals. This technique is simpler than the usual frequency modulation for measuring distance in continuous wave radars. Both system design and signal processing become simpler. The hardware and software for the signal processing modules were designed and developed throughout this thesis. Additionally the microwave modules of the receiver and the transmitter were integrated with the signal processing ones and laboratory tests were conducted.

## **Keywords**

Continuous wave radars, ground penetrating radars, distance measurement, bandpass sampling





## Ευχαριστίες

Η ανά χείρας διατριβή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του ΕΜΠ, τη χρονική περίοδο 2001–2005.

Θέλω να ευχαριστήσω τον καθηγητή Νικόλαο Ουζούνογλου για την καθοδήγηση που μου προσέφερε σε όλη τη διάρκεια της έρευνας αυτής. Ευχαριστώ τον καθηγητή Παναγιώτη Φράγκο για τη συμπαράσταση και επιστημονική κατάρτιση που μου παρείχε. Ευχαριστώ θερμά την καθηγήτρια Δήμητρα Κακλαμάνη για τη βοήθειά της στην περάτωση αυτής της διατριβής. Τέλος ευχαριστώ τον καθηγητή Κιαμάλ Πεχμεσζτή για τις συμβουλές του με τους DSP.

Θέλω επίσης να ευχαριστήσω τους γονείς μου που μου παρείχαν την υλική αλλά πρωτίστως πνευματική στήριξη για να μπορέσω να ολοκληρώσω τη δύσκολη αυτή εργασία. Τους ευχαριστώ για την αγάπη τους που με έκανε άνθρωπο.

Ευχαριστώ θερμά τους φίλους και συναδέλφους Ματθαίο Μπίμπα και Κωνσταντίνο Νικέλλη. Η διατριβή του Μάνθου και η δική μου αποτέλεσαν αντικείμενο στενής συνεργασίας. Κυρίως όμως ευχαριστώ τον Κώστα και το Μάνθο για το γεγονός ότι είναι φίλοι μου τα τελευταία δέκα χρόνια.

Αισθάνομαι την ανάγκη να ευχαριστήσω και τους, μεγαλύτερους από εμένα, διδάκτορες Πέτρο Τσενέ και Ειρήνη Καρανάσιου. Η αφοσίωσή τους στην έρευνα για το αντικείμενό τους και η μεθοδικότητά τους υπήρξαν για μένα υπόδειγμα. Τους ευχαριστώ επίσης για τις φιλικές τους συμβουλές σε στιγμές δύσκολες.

Ευχαριστώ πολύ τον κ. Στέλιο Κουριδάκη για τη βοήθειά του σε πολλά πρακτικά σημεία της εργασίας μου και για τον πατρικό τρόπο με τον οποίο την παρείχε. Ευχαριστώ το διδάκτορα Μανώλη Αλιβιζάτο για τη συμβολή του στην επίλυση διαφόρων προβλημάτων και θεμάτων Fourier. Ευχαριστώ και τον Θανάση Γιδά για τη συνδρομή του σε όλες τις μηχανολογικές κατασκευές που χρειάστηκαν. Ευχαριστώ το διδάκτορα και ερευνητή Γιώργο Στρατάκο για την καθοδήγησή του σε θέματα ηλεκτρονικής και μετρήσεων. Ευχαριστώ και τον Αναστάσιο Γκαρέτσο για τη βοήθειά του στο κομμάτι των μικροελεγκτών.

Τέλος ευχαριστώ όλους τους φίλους μου, που μου έδωσαν αυτό που είναι απαραίτητο σε κάθε άνθρωπο για να ζήσει, την αγάπη τους.



# Περιεχόμενα

|   |           |
|---|-----------|
| Περιεχόμενα   | 13        |
| Κατάλογος Σχημάτων  | 17        |
| Κατάλογος Πινάκων   | 19        |
| <b>1 Εισαγωγή</b>   | <b>21</b> |
| 1.1 Ιστορική αναδρομή . . . . .   | 21        |
| 1.2 Γενικά στοιχεία για τα ραντάρ . . . . .                                     | 23        |
| 1.2.1 Παλμικά ραντάρ - Εξίσωση ραντάρ . . . . .                                 | 23        |
| 1.2.2 Ραντάρ συνεχούς κύματος . . . . .   | 26        |
| 1.3 Αντικείμενο διατριβής . . . . .   | 28        |
| <b>2 Ραντάρ ανίχνευσης επιζώντων σε ερείπια</b>                                 | <b>31</b> |
| 2.1 Εισαγωγή . . . . .  | 31        |
| 2.2 Σύγκριση μεθόδων ανίχνευσης παγιδευμένων ατόμων σε συν-<br>τρίμια . . . . . | 33        |
| 2.3 Αρχή λειτουργίας . . . . .  | 36        |
| 2.4 Περιγραφή του συστήματος . . . . .  | 39        |
| 2.5 Επεξεργασία του σήματος . . . . .   | 46        |
| 2.5.1 Το πρόβλημα . . . . .   | 46        |
| 2.5.2 Επεξεργασία με μετασχηματισμό Fourier . . . . .                           | 48        |
| 2.5.3 Αυτοσυσχέτιση μεγαλύτερης τάξης . . . . .                                 | 51        |
| 2.5.4 Το πειραματικό κριτήριο ανίχνευσης . . . . .                              | 52        |

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| 2.6      | Διεπαφή χρήστη . . . . .  | 53        |
| 2.7      | Μετρήσεις . . . . .   | 57        |
| 2.7.1    | Διαδικασία . . . . .  | 57        |
| 2.7.2    | Αποτελέσματα με το ΣΩΖΩΝ I . . . . .  | 60        |
| 2.7.3    | Αποτελέσματα με το ΣΩΖΩΝ II . . . . .   | 62        |
| 2.7.4    | Αποτελέσματα με το ΣΩΖΩΝ III . . . . .  | 64        |
| 2.7.5    | Σχολιασμός των αποτελεσμάτων . . . . .  | 70        |
| 2.8      | Συμπεράσματα . . . . .  | 75        |
| <b>3</b> | <b>Το δισυχνотικό ραντάρ μέτρησης απόστασης αστοχίας</b>                        | <b>77</b> |
| 3.1      | Εισαγωγή . . . . .  | 77        |
| 3.2      | Παρόμοια Συστήματα Ραντάρ . . . . .   | 79        |
| 3.3      | Θεωρητική περιγραφή και ανάλυση . . . . .                                       | 83        |
| 3.4      | Παράμετροι σχεδίασης . . . . .  | 91        |
| 3.5      | Επεξεργασία του σήματος με διακριτά ψηφιακά στοιχεία . . . . .                  | 93        |
| 3.5.1    | Η IF μονάδα . . . . .   | 93        |
| 3.5.2    | Παραγωγή της ενδιάμεσης συχνότητας . . . . .                                    | 94        |
| 3.5.3    | Ο μίκτης . . . . .  | 94        |
| 3.5.4    | Ο ενισχυτής αυτόματης προσαρμογής κέρδους . . . . .                             | 95        |
| 3.5.5    | Τα φίλτρα . . . . .   | 102       |
| 3.5.6    | Μέτρηση της φάσης . . . . .   | 115       |
| 3.5.7    | Μέτρηση της συχνότητας . . . . .  | 118       |
| 3.5.8    | Αποστολή αποτελεσμάτων ψηφιακά . . . . .  | 122       |
| 3.6      | Επεξεργασία του σήματος με ψηφιακό επεξεργαστή σήματος . . . . .                | 124       |
| 3.6.1    | Γενικά στοιχεία για ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος . . . . .                    | 125       |
| 3.6.2    | Γενικά στοιχεία για τη μετατροπή αναλογικού σήματος<br>σε ψηφιακό . . . . .     | 127       |
| 3.6.3    | Αριθμητική σταθερής υποδιαστολής . . . . .                                      | 129       |
| 3.6.4    | Ζωνοπερατή δειγματοληψία - Γενίκευση του θεωρήματος<br>δειγματοληψίας . . . . . | 132       |
| 3.6.5    | Το τροποποιημένο σύστημα με χρήση DSP . . . . .                                 | 135       |

|          |  |            |
|----------|--|------------|
| 3.6.6    | Ανάλυση του προβλήματος της απροσδιόριστης φάσης κατά τη δειγματοληψία . . . . . | 135        |
| 3.6.7    | Το σύστημα με IQ επεξεργασία . . . . .   | 139        |
| 3.6.8    | IQ ανάλυση των σημάτων . . . . .   | 141        |
| 3.6.9    | Ανάλυση του λογισμικού . . . . .   | 147        |
| 3.6.10   | Το τελικό σύστημα . . . . .  | 153        |
| 3.7      | Αποτελέσματα και μετρήσεις του συστήματος . . . . .                              | 154        |
| 3.7.1    | Η εργαστηριακή διάταξη μέτρησης σε επίπεδο IF . . . . .                          | 155        |
| 3.7.2    | Η εργαστηριακή διάταξη μέτρησης σε επίπεδο RF . . . . .                          | 159        |
| 3.8      | Συμπεράσματα . . . . .   | 171        |
| <b>4</b> | <b>Μελλοντική εργασία</b>  | <b>173</b> |
| 4.1      | Σύστημα ΣΩΖΩΝ . . . . .  | 173        |
| 4.1.1    | Προτάσεις βελτίωσης σε επίπεδο συστήματος . . . . .                              | 173        |
| 4.1.2    | Προτάσεις βελτίωσης του συστήματος επεξεργασίας σήματος . . . . .                | 175        |
| 4.1.3    | Το ραντάρ απεικόνισης εσωτερικού κτηρίων . . . . .                               | 176        |
| 4.2      | Δισυχνотικό ραντάρ μέτρησης απόστασης . . . . .                                  | 176        |
| 4.2.1    | Βελτιώσεις του υπάρχοντος συστήματος . . . . .                                   | 177        |
| 4.2.2    | Επέκταση σε πλήρες σύστημα προειδοποίησης συγκρούσεων και απειλών . . . . .      | 178        |
|          | <b>Βιβλιογραφία</b>  | <b>181</b> |



# Κατάλογος Σχημάτων

|      |  |    |
|------|--|----|
| 1.1  | Μορφή σημάτων σε παλμικό ραντάρ . . . . .  | 24 |
| 1.2  | Απλοποιημένο λειτουργικό διάγραμμα παλμικού ραντάρ . . . . .   | 25 |
| 1.3  | Η εκπεμπόμενη και η λαμβανόμενη συχνότητα σε ραντάρ συνεχούς κύματος με διαμόρφωση συχνότητας . . . . .          | 27 |
| 1.4  | Η διαφορά εκπεμπόμενης και λαμβανόμενης συχνότητας σε ραντάρ συνεχούς κύματος με διαμόρφωση συχνότητας . . . . . | 27 |
| 1.5  | Απλοποιημένο λειτουργικό διάγραμμα ραντάρ συνεχούς κύματος   | 28 |
| 2.1  | Λειτουργικό διάγραμμα του ραντάρ ΣΩΖΩΝ Ι . . . . .   | 39 |
| 2.2  | Φωτογραφία του ΣΩΖΩΝ Ι . . . . .   | 40 |
| 2.3  | Λειτουργικό διάγραμμα του τρισυχνοτικού ΣΩΖΩΝ ΙΙ . . . . .   | 41 |
| 2.4  | Φωτογραφία του ΣΩΖΩΝ ΙΙ . . . . .  | 42 |
| 2.5  | Λειτουργικό διάγραμμα του ραντάρ ΣΩΖΩΝ ΙΙΙ . . . . .   | 45 |
| 2.6  | Φωτογραφία του ΣΩΖΩΝ ΙΙΙ . . . . .   | 46 |
| 2.7  | Διεπαφή χρήστη του ΣΩΖΩΝ Ι . . . . .   | 55 |
| 2.8  | Η ένδειξη πλάτους του σήματος . . . . .  | 55 |
| 2.9  | Διεπαφή χρήστη του ΣΩΖΩΝ ΙΙ . . . . .  | 56 |
| 2.10 | Παράδειγμα του συστήματος καταγραφής των μετρήσεων . . . . .   | 57 |
| 2.11 | Διεπαφή χρήστη του ΣΩΖΩΝ ΙΙΙ . . . . .   | 58 |
| 2.12 | Διάταξη δοκιμών για τα ραντάρ ΣΩΖΩΝ . . . . .  | 59 |
| 2.13 | Εικόνα του ΣΩΖΩΝ Ι παρουσία ανθρώπου . . . . .   | 61 |
| 2.14 | Εικόνα του ΣΩΖΩΝ Ι απουσία ανθρώπου . . . . .  | 61 |
| 2.15 | Εικόνα του ΣΩΖΩΝ Ι όταν ο άνθρωπος κουνιέται . . . . .   | 62 |
| 2.16 | Εικόνα του ΣΩΖΩΝ ΙΙ παρουσία ανθρώπου . . . . .  | 63 |

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 2.17 | Εικόνα του ΣΩΖΩΝ ΙΙ παρουσία ανθρώπου με ασθενέστερο σήμα                         | 63  |
| 2.18 | Μέτρηση με το ΣΩΖΩΝ ΙΙΙ που ο άνθρωπος κουνιέται . . . . .                        | 65  |
| 2.19 | Χαρακτηριστικές μετρήσεις με το ΣΩΖΩΝ ΙΙΙ χωρίς άνθρωπο . .                       | 66  |
| 2.20 | Παράδειγμα μέτρησης με παροδική, έντονη κίνηση . . . . .                          | 67  |
| 2.21 | Μετρήσεις με το ΣΩΖΩΝ ΙΙΙ με άνθρωπο που κρατάει και την<br>αναπνοή του . . . . . | 68  |
| 2.22 | Χαρακτηριστικές μετρήσεις με το ΣΩΖΩΝ ΙΙΙ με ακίνητο άνθρωπο                      | 69  |
|      |   |     |
| 3.1  | Διάταξη του ραντάρ απόστασης αστοχίας . . . . .                                   | 78  |
| 3.2  | Αρχή διπλής κυματομορφής συνεχούς κύματος . . . . .                               | 80  |
| 3.3  | Αρχή συνδυασμένης κυματομορφής LFM-CW και FSK . . . . .                           | 82  |
| 3.4  | Το φάσμα του εκπεμπόμενου και λαμβανόμενου σήματος . . . .                        | 86  |
| 3.5  | Διάγραμμα της αρχής λειτουργίας του ραντάρ απόστασης αστοχίας                     | 88  |
| 3.6  | Συνολικό λειτουργικό διάγραμμα της IF μονάδας . . . . .                           | 94  |
| 3.7  | Ο ταλαντωτής για την παραγωγή της ενδιάμεσης συχνότητας . .                       | 94  |
| 3.8  | Αρχή λειτουργίας AGC . . . . .  | 95  |
| 3.9  | Σχέση κέρδους και τάσης ελέγχου για το CLC5523 . . . . .                          | 97  |
| 3.10 | Σχέση ισχύος εισόδου-τάσης εξόδου για το AD8307 . . . . .                         | 98  |
| 3.11 | Σχηματικό διάγραμμα του AGC με το CLC5523 από Protel 99 .                         | 98  |
| 3.12 | PCB του CLC5523 . . . . .   | 99  |
| 3.13 | Απόκριση του AGC με το CLC5523 . . . . .  | 99  |
| 3.14 | AGC με το AD8367 . . . . .  | 100 |
| 3.15 | PCB του AD8367 . . . . .  | 101 |
| 3.16 | Απόκριση του AGC με το AD8367 . . . . .   | 101 |
| 3.17 | Σχηματικό διάγραμμα του βαθυπερατού φίλτρου από Protel 99 .                       | 104 |
| 3.18 | Σχηματικό διάγραμμα του υψιπερατού φίλτρου από Protel 99 . .                      | 105 |
| 3.19 | Τοπολογία FLF . . . . .   | 106 |
| 3.20 | Υλοποίηση του biquad για το ζωνοπερατό φίλτρο . . . . .                           | 110 |
| 3.21 | Υλοποίηση αναστρέφοντα αθροιστή . . . . .   | 112 |
| 3.22 | Εξομοίωση του ζωνοπερατού φίλτρου με ιδανικούς ενισχυτές . .                      | 113 |
| 3.23 | Απόκριση του ζωνοπερατού φίλτρου . . . . .  | 113 |
| 3.24 | Σχηματικό διάγραμμα του ζωνοπερατού φίλτρου από Protel 99 .                       | 114 |



|      |   |     |
|------|---|-----|
| 3.25 | Μέτρηση της φάσης . . . . .   | 115 |
| 3.26 | Το σήμα σε διάφορα σημεία του κυκλώματος του σχήματος 3.25 . . . . .                                  | 116 |
| 3.27 | Λειτουργικό διάγραμμα της μονάδας μέτρησης φάσης και συχνότητας . . . . .                             | 119 |
| 3.28 | Κύκλωμα συγχρονισμού Interrupt-XOR . . . . .  | 120 |
| 3.29 | Το πλήρες σχηματικό της ψηφιακής μονάδας από Protel 99 . . . . .                                      | 123 |
| 3.30 | Το φαινόμενο της αναδίπλωσης και οι συνέπειές του . . . . .   | 133 |
| 3.31 | Ζωνοπερατή δειγματοληψία για $k$ περιττό και άρτιο . . . . .  | 134 |
| 3.32 | Λειτουργικό διάγραμμα με DSP . . . . .  | 136 |
| 3.33 | Δημιουργία των I και Q καναλιών με δύο μίχτες . . . . .   | 139 |
| 3.34 | Αρχικό λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος με DSP και IQ επεξεργασία . . . . .                       | 142 |
| 3.35 | Το φάσμα του λαμβανόμενου σήματος, μετά την IQ κάτω μετατροπή συχνότητας . . . . .                    | 144 |
| 3.36 | Τελικό λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος με DSP και IQ επεξεργασία . . . . .                       | 154 |
| 3.37 | M.O. των μετρούμενων τιμών της φάσης . . . . .  | 159 |
| 3.38 | Φάσμα του σήματος με τριγωνική μεταβολή της φάσης . . . . .   | 162 |
| 3.39 | Μετρούμενο φάσμα του σήματος με πριονωτή μεταβολή της φάσης . . . . .                                 | 163 |
| 3.40 | Το κύκλωμα δημιουργίας διαφοράς φάσης ελεγχόμενης από τάση . . . . .                                  | 164 |
| 3.41 | Διάγραμμα της εργαστηριακής διάταξης μέτρησης σε επίπεδο RF . . . . .                                 | 165 |
| 3.42 | Αποτελέσματα εργαστηριακών μετρήσεων του ραντάρ . . . . .   | 169 |
| 3.43 | Το I κανάλι απουσία στόχου (μηδενική Doppler) . . . . .   | 170 |
| 3.44 | Το I κανάλι παρουσία στόχου (μη μηδενική Doppler) . . . . .   | 170 |
| 3.45 | Η κυματομορφή που προγραμματίστηκε στη γεννήτρια στο I κανάλι για τις δοκιμές σε επίπεδο IF . . . . . | 170 |
| 4.1  | Ραντάρ συνεχούς κύματος με υπερετερόδυνο δέκτη . . . . .  | 174 |



# Κατάλογος Πινάκων

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 2.1  | Εξασθένιση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε μπετό . . . . .                         | 37  |
| 2.2  | Εξασθένιση Η/Μ κυμάτων σε μπετό στις υπό μελέτη συχνότητες                      | 38  |
| 2.3  | Απώλειες διαφόρων υλικών . . . . .  | 39  |
| 2.4  | Τεχνικά χαρακτηριστικά των αναλογικοψηφιακών μετατροπέων .                      | 47  |
| 2.5  | Πιθανότητες επιτυχούς ανίχνευσης ως προς τη μετατόπιση της<br>κεραίας . . . . . | 72  |
| 2.6  | Πιθανότητες επιτυχούς ανίχνευσης για διάφορα υλικά . . . . .                    | 73  |
| 3.1  | Τεχνικά χαρακτηριστικά του LNA . . . . .  | 91  |
| 3.2  | Τεχνικά χαρακτηριστικά του πομπού . . . . .                                     | 92  |
| 3.3  | Χαρακτηριστικά του μίκτη M1-0614ME . . . . .                                    | 95  |
| 3.4  | Ευαισθησίες των παραμέτρων του biquad Δεληγιάννης-Friend .                      | 111 |
| 3.5  | Διακριτά ψηφιακά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν . . . . .                        | 121 |
| 3.6  | Χαρακτηριστικά του ADC του επεξεργαστή TMS320LF281x . .                         | 128 |
| 3.7  | Χαρακτηριστικά του IQ μίκτη IQ-0917L . . . . .                                  | 139 |
| 3.8  | Μετρήσεις της φάσης σε επίπεδο IF, $f_d = 50$ KHz . . . . .                     | 158 |
| 3.9  | Μετρήσεις της φάσης σε επίπεδο IF, $f_d = 73$ KHz . . . . .                     | 158 |
| 3.10 | Τεχνικά χαρακτηριστικά της Varactor MA46H070-1056 . . . . .                     | 165 |
| 3.11 | Τεχνικά χαρακτηριστικά του δισυχνοτικού ραντάρ . . . . .                        | 172 |



# Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

### 1.1 Ιστορική αναδρομή

Η ανάγκη κατασκευής ενός αισθητήρα που θα επέτρεπε στον άνθρωπο να βλέπει στο σκοτάδι, σε μεγάλες αποστάσεις και σε αντίξοες συνθήκες είναι πολύ παλιά. Η ιδέα χρήσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων για το σκοπό αυτό ήρθε λίγο μετά τη διατύπωση των μαθηματικών νόμων που διέπουν τον ηλεκτρομαγνητισμό από το Maxwell [1] το 1874 και αφού ο Hertz απέδειξε πειραματικά την ύπαρξή τους το 1886. Από τις αρχές του 20ου αιώνα είχαν ήδη γίνει οι πρώτες επιτυχημένες ανιχνεύσεις πλοίων με ραδιοκύματα σε διάφορες χώρες, αρχικά κατά λάθος. Ο Hüelsmeyer εφηύρε και κατασκεύασε ένα σύστημα για αποφυγή συγκρούσεων στη θάλασσα και καταχώρησε την ευρεσιτεχνία του το 1904. Ωστόσο η τεχνολογία των ηλεκτρονικών δεν ήταν αρκετά προχωρημένη για να χρησιμοποιηθούν ευρέως τέτοια συστήματα εκείνη την εποχή.

Βάσει των αρχικών επιτυχιών, επιστήμονες σε όλον τον κόσμο προσπάθησαν να κατασκευάσουν συσκευές ανίχνευσης αεροσκαφών με χρήση ραδιοκυμάτων από τις αρχές του 20ου αιώνα. Η πρόοδος της ηλεκτρονικής, που αρχικά χρησιμοποιήθηκε στις ασύρματες επικοινωνίες με πρωτοπόρο σε αυτόν τον τομέα το Marconi [2], έδωσε ώθηση και στην ανάπτυξη των ραντάρ [3]. Αξίζει να αναφερθεί και η προσπάθεια του Έλληνα καθηγητή Παύλου Σαντορίνη για ανάπτυξη ενός εκατοστομετρικού ραντάρ το 1939.

Τη δεκαετία του 1930 συστήματα ραντάρ τέθηκαν σε υπηρεσία από τις ένοπλες δυνάμεις πολλών χωρών [4], με πρωτοπόρο την Αγγλία. Ο ίδιος ο όρος 'ραντάρ' προέρχεται από την αγγλική ακροστιχίδα Radio Detection and Ranging. Αξίζει να αναφερθεί για ιστορικούς λόγους η συσκευή Chain Home. Το 1934 φάνηκε από μία άσκηση στην Αγγλία ότι οι δυνάμεις αεράμυνας δε μπορούσαν να αντιμετωπίσουν μία αεροπορική επίθεση ελλείψει έγκαιρης προειδοποίησης για την επερχόμενη απειλή. Ο Robert Watson-Watt πρότεινε και τελικά κατασκευάστηκε το σύστημα Chain Home το οποίο από το 1939 βοηθούσε στην επόπτευση των ακτών της Μάγχης. Αποτελούνταν από πολλές κεραίες σε απόσταση μεταξύ τους που εξέπεμπαν σήμα συχνότητας 22-55 MHz. Από κάθε κεραία βρισκόταν η απόσταση του στόχου και η κατεύθυνσή του από συνδυασμό στοιχείων δύο κεραιών. Το σύστημα Chain Home έπαιξε αποφασιστικό ρόλο στη μάχη της Αγγλίας για την επιτυχή απόκρουση των γερμανικών αεροπορικών επιθέσεων από την αγγλική αεροπορία. Να αναφερθεί επίσης ότι ένα ραντάρ SCR-270 των ενόπλων δυνάμεων των ΗΠΑ είχε εντοπίσει τα ιαπωνικά αεροσκάφη που θα επιτίθονταν στο Pearl Harbor λίγο αργότερα. Η προειδοποίηση αγνοήθηκε από το επιτελείο λόγω της πειραματικής φύσης των ραντάρ εκείνη την εποχή. Μέχρι το τέλος του Δευτέρου Παγκοσμίου Πολέμου τα συστήματα ραντάρ είχαν εξελιχθεί ώστε να δίνουν κατεύθυνση και απόσταση του στόχου και είχαν τοποθετηθεί σε πολλά πολεμικά πλοία καθώς και κάποια πολεμικά αεροπλάνα.

Το 1958 σχεδιάστηκαν στις ΗΠΑ τα πρώτα τρισδιάστατα ραντάρ, δηλαδή ραντάρ που δίνουν το ύψος του στόχου επιπλέον της απόστασης και του αζιμούθιου. Σήμερα με την εξέλιξη της ηλεκτρονικής και της επιστήμης της ψηφιακής επεξεργασίας, τα ραντάρ έχουν αποκτήσει πολλές νέες δυνατότητες. Ταυτόχρονα όμως έχει καταστεί ιδιαίτερα απαιτητική η σχεδίαση και κατασκευή τους, αφού απαιτεί γνώσεις από σχεδόν όλο το γνωστικό αντικείμενο του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού.

Αν και οι πρώτες εφαρμογές του ραντάρ ήταν για στρατιωτικούς σκοπούς, η χρήση του δεν περιορίζεται σε αυτούς. Σήμερα χρησιμοποιείται για την εποπτεία και καθοδήγηση των πολιτικών και εμπορικών αεροσκαφών και πλοίων,

σαν σύστημα ναυτιλίας, ραντάρ καιρού, χαρτογράφησης, βοήθημα προσγείωσης αεροσκαφών, επιστημονικές εφαρμογές κ.α. Η χρησιμότητα του ραντάρ σε ειρηνικούς σκοπούς ήταν εμφανής ήδη από το 1912 με την πρόσκρουση του Τιτανικού σε παγόβουνο και τη βύθισή του. Η πρόσκρουση θα μπορούσε να είχε αποφευχθεί αν υπήρχαν οι κατάλληλοι αισθητήρες εποπτείας του χώρου και προειδοποίησης για τη σύγκρουση.

## 1.2 Γενικά στοιχεία για τα ραντάρ

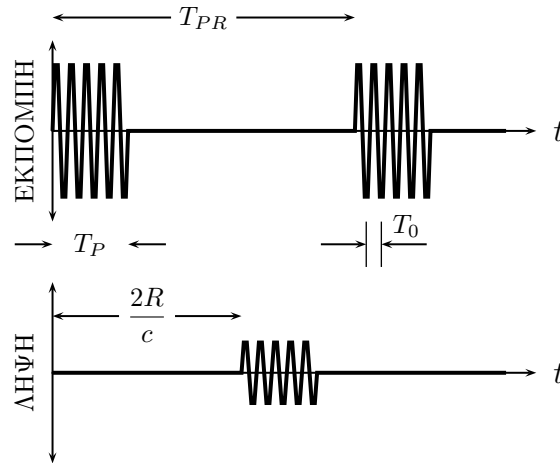
Η λειτουργία των ραντάρ βασίζεται στην εκπομπή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και επεξεργασίας της ηχούς, δηλαδή του μέρους του σήματος που επιστρέφει στο δέκτη αφού έχει ανακλαστεί από κάποιο στόχο [5, 6, 7]. Με επεξεργασία του σήματος αυτού μπορούν να βρεθούν διάφορα χαρακτηριστικά για το στόχο, συνηθέστερα από τα οποία είναι η απόστασή του από το ραντάρ και η ταχύτητά του. Δύο μεγάλες υποκατηγορίες είναι τα ραντάρ συνεχούς κύματος και τα παλμικά. Οι κατηγορίες αυτές περιγράφονται στη συνέχεια.

Αξίζει να σημειωθεί ότι χρονολογικά αναπτύχθηκαν πρώτα αισθητήρες συνεχούς κύματος, συστήματα δηλαδή που εκπέμπουν ένα συνεχές ημιτονικό σήμα. Ο λόγος ήταν ότι είναι πιο εύκολη η κατασκευή τους. Επειδή τα ραντάρ συνεχούς κύματος δεν μπορούν να μετρήσουν την απόσταση του στόχου, αρχικά αναπτύχθηκαν σαν απλοί αισθητήρες ύπαρξης στόχου. Για τον ίδιο λόγο δόθηκε περισσότερη έμφαση στην ανάπτυξη των παλμικών ραντάρ, αμέσως μόλις το επέτρεψε η τεχνολογία.

### 1.2.1 Παλμικά ραντάρ - Εξίσωση ραντάρ

Τα παλμικά ραντάρ εκπέμπουν μία σειρά παλμών ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας οι οποίοι ανακλώνται από το στόχο και επιστρέφουν στο δέκτη εξασθενημένοι και με χρονική υστέρηση. Οι παράμετροι της εκπεμπόμενης παλμοσειράς και η μορφή των επιστροφών απεικονίζονται στο σχήμα 1.1.

Με  $T_P$  συμβολίζεται η διάρκεια του παλμού. Με  $T_{PR}$  η περίοδος επανάληψης των παλμών και αντίστοιχα η συχνότητα επανάληψης παλμών,  $f_{PR}$  (Pulse

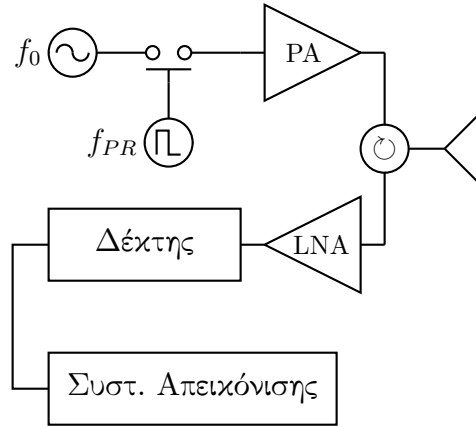


Σχήμα 1.1: Μορφή σημάτων σε παλμικό ραντάρ

Repetition Frequency, PRF). Πολύ σημαντικό μέγεθος είναι η συχνότητα λειτουργίας,  $f_0 = 1/T_0$ . Το σήμα ανακλάται από κάποιο στόχο σε απόσταση  $R$  από το ραντάρ και επιστρέφει έχοντας διανύσει απόσταση  $2R$  σε χρόνο  $2R/c$ , όπου  $c$  η ταχύτητα του φωτός. Αν ένας στόχος βρίσκεται σε απόσταση μεγαλύτερη από  $cT_{PR}/2$  το ανακλώμενο κύμα θα επιστρέψει στο ραντάρ αφού έχει εκπεμφθεί ο επόμενος παλμός. Το σύστημα θα δώσει εσφαλμένη απόσταση για το στόχο αυτό διότι δεν έχει τρόπο να γνωρίζει ότι η επιστροφή οφείλεται σε προηγούμενο παλμό. Η απόσταση  $R_{unamb} = cT_{PR}/2$  ονομάζεται μέγιστη σαφής απόσταση ή μέγιστη απόσταση στόχου χωρίς αμφιβολία μέτρησης (maximum unambiguous range).

Ένα απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του παλμικού ραντάρ φαίνεται στο σχήμα 1.2. Ο παλμός δημιουργείται με τη βοήθεια ενός ταλαντωτή και μίας γεννήτριας παλμών που ανοιγοκλείνει έναν διακόπτη. Έπειτα το σήμα ενισχύεται και εκπέμπεται. Το ανακλώμενο σήμα λαμβάνεται από την κεραία και οδηγείται σε έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου μέσω του διπλέκτη. Ο τελευταίος είναι ένα κύκλωμα που φροντίζει να απομονώνει τον πομπό από το δέκτη, ώστε να μην υπάρχει διαρροή ισχύος από τον πομπό που μπορεί να καταστρέψει το δέκτη. Ο δέκτης αποδιαμορφώνει το λαμβανόμενο παλμό, βρίσκοντας την περιβάλλουσα του, η οποία οδηγείται στο σύστημα απεικόνισης.





Σχήμα 1.2: Απλοποιημένο λειτουργικό διάγραμμα παλμικού ραντάρ

Ένα σημαντικό μέγεθος στη θεωρητική και πρακτική μελέτη των ραντάρ είναι η ενεργός διατομή του στόχου (Radar Cross Section, RCS). Η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία που προσπίπτει σε ένα υλικό σώμα σχεδιάζεται, δηλαδή εκπέμπεται προς διάφορες κατευθύνσεις. Η ισχύς που εκπέμπεται προς την πηγή του κύματος, την κεραία στην περίπτωση των ραντάρ, είναι το χρήσιμο σήμα για τη λειτουργία των ραντάρ. Η όπισθεν σχεδαζόμενη (backscattered) αυτή ισχύς είναι προφανώς ένα κλάσμα της προσπίπτουσας. Ως RCS ορίζεται το εμβαδόν μιας νοητής επιφάνειας, η οποία σχεδιάζει προς την κεραία ίση ισχύ με αυτήν που σχεδιάζει ο πραγματικός στόχος. Η σκέδαση από την επιφάνεια θεωρείται ισοτροπική [8].

Το βασικό εργαλείο που χρησιμοποιείται για να αρχίσει η σχεδίαση ενός ραντάρ είναι η ονομαζόμενη εξίσωση του ραντάρ [8, 7]. Η εξίσωση αυτή συνδέει βασικές σχεδιαστικές παραμέτρους του συστήματος, όπως η εμβέλεια, η ισχύς εκπομπής και το κέρδος των κεραιών. Σε πιο σύνθετη μορφή λαμβάνει υπόψη και τις διάφορες απώλειες, όπως για παράδειγμα τυχόν ατελή προσαρμογή των κεραιών. Η απλή μορφή της δίνεται παρακάτω:

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \sigma \lambda}{(4\pi)^3 S_{min}}} \quad (1.1)$$

Στην παραπάνω εξίσωση των ραντάρ  $R_{max}$  είναι η εμβέλεια,  $P_t$  η εκπεμπό-

μενη ισχύς,  $G$  το κέρδος της κεραίας (αν χρησιμοποιείται διαφορετική κεραία εκπομπής και λήψης, με κέρδη  $G_t$  και  $G_r$  αντίστοιχα, ο παράγοντας  $G^2$  γίνεται  $G_t G_r$ ),  $\lambda$  το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στη συχνότητα λειτουργίας,  $f_0$ ,  $\sigma$  η ενεργός διατομή του στόχου και  $S_{min}$  η ευαισθησία του δέκτη, δηλαδή η ελάχιστη ανιχνεύσιμη ισχύς.

### 1.2.2 Ραντάρ συνεχούς κύματος

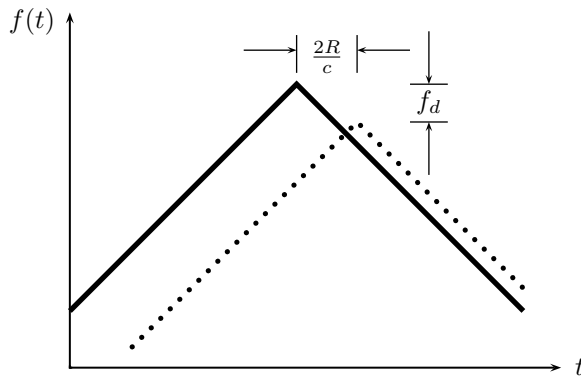
Τα ραντάρ συνεχούς κύματος, όπως λέει και το όνομά τους, εκπέμπουν μια συνεχή ημιτονοειδή κυματομορφή. Η λειτουργία τους στηρίζεται στο φαινόμενο Doppler, δηλαδή την αλλαγή της συχνότητας του ανακλώμενου κύματος όταν αυτό προσπίπτει σε στόχο με μη μηδενική σχετική ακτινική ταχύτητα ως προς την κεραία του ραντάρ. Στην απλή τους μορφή τα ραντάρ συνεχούς κύματος δεν μπορούν να μετρήσουν την απόσταση του στόχου, παρά μόνον τη σχετική ακτινική του ταχύτητα και φυσικά την ύπαρξή του.

Η συχνότητα Doppler κύματος που ανακλάται σε στόχο με σχετική ακτινική ταχύτητα  $v_r$  δίνεται από τη σχέση 1.2. Να σημειωθεί ότι η  $f_d$  έχει πρόσημο αντίθετο με της  $v_r$ . Αυτό συνεπάγεται μείωση της συχνότητας του κύματος όταν ο στόχος απομακρύνεται και αύξηση όταν προσεγγίζει. Ωστόσο πολλές φορές ενδιαφέρει μόνον η τιμή της, οπότε το πρόσημο παραλείπεται, όπως στην εξίσωση 2.3.

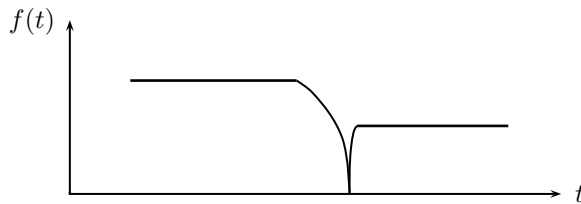
$$f_d = -2 \cdot \frac{v_r}{c} f_0 \quad (1.2)$$

Η αδυναμία μέτρησης απόστασης αίρεται αν γίνει κάποιου είδους διαμόρφωση στο εκπεμπόμενο σήμα. Ακραία περίπτωση είναι η διαμόρφωσή του κατά πλάτος με παλμούς, οπότε λαμβάνεται το παλμικό ραντάρ. Συχνά χρησιμοποιείται η γραμμική διαμόρφωση συχνότητας (Linear Frequency Modulation, LFM). Η παράσταση της συχνότητας του εκπεμπόμενου και του λαμβανόμενου σήματος απεικονίζονται στο σχήμα 1.4.

Η εκπεμπόμενη συχνότητα (συνεχής γραμμή στο σχήμα 1.4) είναι τριγωνική συνάρτηση του χρόνου. Η λαμβανόμενη (διακεκομμένη γραμμή) έχει υποστεί



Σχήμα 1.3: Η εκπεμπόμενη και η λαμβανόμενη συχνότητα σε ραντάρ συνεχούς κύματος με διαμόρφωση συχνότητας

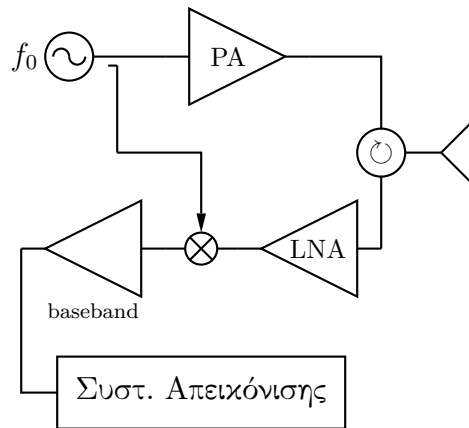


Σχήμα 1.4: Η διαφορά εκπεμπόμενης και λαμβανόμενης συχνότητας σε ραντάρ συνεχούς κύματος με διαμόρφωση συχνότητας

ολίσθηση Doppler  $f_d$  λόγω της σχετικής κίνησης του στόχου και καθυστέρηση  $2R/c$  λόγω της καθυστέρησης διάδοσης, όπως στο παλμικό ραντάρ. Μετρώντας τα δύο αυτά μεγέθη, βρίσκεται η απόσταση και η ταχύτητα του στόχου. Η μέτρηση γίνεται συχνά με μίξη των δύο σημάτων, δηλαδή πολλαπλασιασμό και φιλτράρισμα των υψηλών συχνοτήτων. Το προκύπτον σήμα έχει συχνότητα ίση με τη διαφορά της εκπεμπόμενης και της λαμβανόμενης συχνότητας.

Ένα απλουστευμένο διάγραμμα του απλού ραντάρ συνεχούς κύματος φαίνεται στο σχήμα 1.5. Η παραγόμενη συχνότητα από τον ταλαντωτή ενισχύεται από έναν ενισχυτή ισχύος και εκπέμπεται από την κεραία. Το λαμβανόμενο σήμα διαχωρίζεται από έναν μικροκυματικό κυκλοφορητή, ενισχύεται από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και οδηγείται σε μίξη με δείγμα του αρχικού σήματος. Προκύπτει σήμα με συχνότητα ίση με τη διαφορά συχνοτήτων εκπεμπόμενου

και λαμβανόμενου, δηλαδή τη Doppler. Το σήμα αυτό οδηγείται στη μονάδα απεικόνισης.



Σχήμα 1.5: Απλοποιημένο λειτουργικό διάγραμμα ραντάρ συνεχούς κύματος

Συγκριτικά με τα παλμικά ραντάρ, τα ραντάρ συνεχούς κύματος υστερούν στην αδυναμία μέτρησης απόστασης και στην προβληματική απομόνωση πομπού-δέκτη. Αυτό σημαίνει ότι λόγω της συνεχούς λειτουργίας του συστήματος και των αναπόφευκτων διαρροών του κυκλοφορητή, εμφανίζεται σήμα κατευθείαν από τον πομπό στο δέκτη που μπορεί να επισκιάσει το ασθενέστερο σήμα από το στόχο. Το πρόβλημα αυτό λύνεται συχνά με τη χρήση διαφορετικών κεραιών εκπομπής λήψης, οπότε η απομόνωση μπορεί να φτάσει τα 50 db. Τα πλεονεκτήματα των ραντάρ συνεχούς κύματος είναι κυρίως η ευκολία σχεδίασης και κατασκευής τους. Σε αυτό συμβάλει το γεγονός ότι παρόλο που η μέση ισχύς εκπομπής μπορεί να είναι ίδια, ωστόσο η μέγιστη ισχύς είναι πολύ χαμηλότερη από το παλμικό ραντάρ.

### 1.3 Αντικείμενο διατριβής

Στην ανά χείρας διατριβή μελετήθηκαν θέματα σχεδίασης συστημάτων ραντάρ συνεχούς κύματος με έμφαση στην επεξεργασία σημάτων. Οι γενικές αρχές συνεχούς κύματος μελετήθηκαν με το ραντάρ  $\Sigma\Omega Z\Omega N$ . Στη συνέχεια επεκτάθηκε η έρευνα σε μία πιο προχωρημένη τεχνική που επιτρέπει και τη μέτρηση

απόστασης, η οποία εφαρμόστηκε για τη σχεδίαση του δεύτερου ραντάρ. Αναλυτικότερα:

Το ραντάρ ΣΩΖΩΝ ανήκει στην κατηγορία ραντάρ διεισδύσεως εδάφους (Ground Penetrating Radars) [9]. Έχει σαν στόχο την ανίχνευση επιζώντων σε ερείπια κτηρίων, με κύρια εφαρμογή τη διευκόλυνση συνεργείων διάσωσης μετά από σεισμούς ή άλλες καταστροφικές ενέργειες. Η χρήση ραντάρ για την εφαρμογή αυτή έχει προταθεί πρόσφατα από την ερευνητική κοινότητα, αλλά δεν έχει εξελιχθεί σε διαδεδομένη μέθοδο. Οι μέχρι σήμερα εφαρμογές των ραντάρ διεισδύσεως εδάφους είναι εύρεση θαμμένων αντικειμένων (πχ νάρκες), εκτίμηση δομικής και μηχανικής κατάστασης κατασκευών (πχ σωληνώσεις, κτήρια), ασφάλεια, αρχαιολογία, γεωφυσικές έρευνες, εκτίμηση πόρων υπεδάφους (πχ κοιτάσματα μεταλλευμάτων) και χαρτογράφηση παγετώνων [10, 11]. Οι πολλές μετρήσεις και πειράματα που έγιναν από κοινού σε αυτήν και άλλη μία διδακτορική διατριβή [12], εξερευνούν τις δυνατότητες και τους περιορισμούς τέτοιων συστημάτων.

Το δεύτερο ραντάρ χρησιμεύει για τη μέτρηση της απόστασης προσεγγίζοντων αντικειμένων σε εναέριο φορέα. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μέτρηση της ακρίβειας βολών αντιαεροπορικών όπλων, για αυτοπροστασία αεροσκαφών από αντιαεροπορικά όπλα και για προειδοποίηση πρόσκρουσης του αεροσκάφους σε εμπόδιο. Χρησιμοποιεί μια ιδιόμορφη διαμόρφωση συχνότητας για μέτρηση της απόστασης του στόχου, την παράλληλη εκπομπή δύο διακριτών συχνοτήτων. Η τεχνολογία αυτή δεν συναντάται συχνά και έχει το πλεονέκτημα της πολύ απλής κατασκευής, ειδικά σε σύγκριση με τα πιο διαδεδομένα ραντάρ συνεχούς κύματος με διαμόρφωση στη συχνότητα. Η συχνότητα λειτουργίας του είναι τα 10.25 GHz.



## Κεφάλαιο 2

# Ραντάρ ανίχνευσης επιζώντων σε ερείπια

### 2.1 Εισαγωγή

Η πρώτη ενότητα της διατριβής αυτής αφορά μία σειρά συστημάτων ραντάρ ανίχνευσης επιζώντων σε ερείπια κτηρίων, η οποία ονομάστηκε ΣΩΖΩΝ. Ειδικότερα στα πλαίσια της παρούσας διατριβής αναπτύχθηκαν μέθοδοι επεξεργασίας σημάτων για βελτίωση των επιδόσεων των ραντάρ τύπου ΣΩΖΩΝ και το αντίστοιχο λογισμικό. Η συστημική σχεδίαση και οι δοκιμές ήταν από κοινού αντικείμενο της παρούσας και μίας παράλληλης διδακτορικής διατριβής ενώ η ανάπτυξη των μικροκυματικών ηλεκτρονικών και των κεραιών του τελευταίου συστήματος έγινε στην παράλληλη διατριβή. Η ανάγκη για ένα τέτοιο σύστημα που θα συνδράμει τα σωστικά συνεργεία σε επιχειρήσεις ανεύρεσης επιζώντων μετά από σεισμούς είναι μεγάλη ιδιαίτερα σε χώρες με μεγάλη σεισμική δραστηριότητα, όπως η Ελλάδα.

Διάφοροι ερευνητές έχουν προτείνει τη χρήση ραντάρ συνεχούς κύματος για εντοπισμό ανθρώπων, εγκλωβισμένων σε ερείπια κτηρίων [13, 14, 15, 16] τα τελευταία χρόνια. Τα ραντάρ αυτά ανήκουν στην ευρύτερη κατηγορία των ραντάρ διεισδύσεως εδάφους [17]. Παρόλα αυτά τέτοια ραντάρ δεν έχουν χρησιμοποιηθεί στη πράξη, καθώς δεν υπήρχαν μέχρι πρόσφατα εμπορικά προϊόντα. Ένα

σύστημα σε πρώιμη μορφή είχε κατασκευαστεί στο Εργαστήριο Μικροκυμάτων και λειτούργησε δοκιμαστικά στο σεισμό της Αθήνας την 7η Σεπτεμβρίου, 1999. Η πρωτοτυπία του συστήματος αυτού είναι ότι χρησιμοποιεί τεχνική συνεχούς κύματος για ανίχνευση, αντί παλμικών ραντάρ όπως τα περισσότερα άλλα συστήματα που συναντώνται στη βιβλιογραφία [18]. Η εμπειρία από τη χρήση του έδωσε ενθαρρυντικά αποτελέσματα, αλλά κατέδειξε και τις αδυναμίες του. Κρίθηκε λοιπόν απαραίτητη η βελτίωση τόσο του υλικού του, όσο και του λογισμικού επεξεργασίας του σήματος για να επιτυγχάνει ανίχνευση σε μεγαλύτερο βάθος και με μεγαλύτερη αξιοπιστία.

Μέχρι τώρα έχουν κατασκευαστεί τρία πρωτότυπα συστήματα, εκτός από το πρώιμο που χρησιμοποιήθηκε στο σεισμό του 1999, τα θετικά αποτελέσματά του οποίου ενθάρρυναν την πραγματοποίηση αυτής της μελέτης. Κάθε έκδοση χρησιμοποιεί την εμπειρία της προηγούμενης για να εισάγει βελτιώσεις σε διάφορα σημεία. Επίσης με κάθε έκδοση διερευνήθηκαν πιθανοί τρόποι περαιτέρω ανάπτυξης του συστήματος. Στο κείμενο αυτό αναλύεται κυρίως η τελευταία έκδοση, με αναφορές και συγκρίσεις με τις προηγούμενες. Ομοίως δίνονται αποτελέσματα και από τις τρεις εκδόσεις και γίνεται αναλυτική σύγκριση μεταξύ τους.

Όπως θα αναλυθεί παρακάτω, το μεγάλο εύρος μέσα στο οποίο κυμαίνονται οι παράμετροι των σημάτων για ραντάρ τέτοιου τύπου δυσχεραίνουν ιδιαίτερα τη συστηματική τους μελέτη. Για αυτό το λόγο δόθηκε έμφαση στην διεξαγωγή πειραμάτων υπό ελεγχόμενες συνθήκες τόσο στα εργαστήρια και τους χώρους του Ε.Μ.Π., όσο και σε εξωτερικούς χώρους όπως ανεγειρόμενες οικοδομές ή πραγματικά πεδία δοκιμών σωστικών συνεργείων. Η γνώση και κατανόηση της συμπεριφοράς και της λειτουργίας του ραντάρ είναι σημαντικά πρώτα βήματα για πιθανή μελλοντική αναλυτική περιγραφή των φαινομένων που εμπλέκονται. Μια θεωρητική περιγραφή θα συνέβαλε στην περαιτέρω ανάπτυξη του συστήματος ΣΩΖΩΝ.

Να σημειωθεί τέλος ότι η ανάπτυξη του συστήματος συνεχίζεται λαμβάνοντας υπόψη τις τελευταίες τεχνολογικές εξελίξεις και τα νεότερα πειραματικά δεδομένα.



## 2.2 Σύγκριση μεθόδων ανίχνευσης παγιδευμένων ατόμων σε συντρίμμια

Πριν τη λεπτομερή ανάλυση του ραντάρ συνεχούς κύματος για εντοπισμό εγλωβισμένων σε ερείπια, αξίζει να γίνει μια σύγκριση όλων των μεθόδων που έχουν κατά καιρούς προταθεί για το σκοπό αυτό.

### 1. Μικροκυματικό Ραντάρ Συνεχούς Κύματος (*Continuous Wave Radar*).

Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιεί το φαινόμενο Doppler για να ανιχνεύει τις κινήσεις του παγιδευμένου ανθρώπινου σώματος. Αποτελεί αντικείμενο αυτής της έρευνας και αναλύεται λεπτομερώς παρακάτω.

### 2. Παθητικός ακουστικός ανιχνευτής.

Η τεχνική αυτή στηρίζεται σε ένα σύστημα το οποίο περιλαμβάνει ένα μικρόφωνο για τη μετατροπή ηχητικών σημάτων χαμηλών συχνοτήτων σε ηλεκτρικά σήματα. Επίσης περιλαμβάνεται ένας ενισχυτής ο οποίος ενισχύει τις συχνότητες εκείνες που αντιστοιχούν στον ήχο της καρδιάς και ένα ζωνοπερατό φίλτρο για απομάκρυνση των ανεπιθύμητων σημάτων και του θορύβου. Το σύστημα αυτό είναι παθητικό, δηλαδή δεν εκπέμπει ενέργεια.

Το σύστημα αυτό έχει το μειονέκτημα ότι είναι πολύ ευαίσθητο στον ηχητικό θόρυβο του περιβάλλοντος. Η εμπειρία δείχνει μάλιστα ότι δεν είναι πρακτικά δυνατή η τήρηση απόλυτης ησυχίας σε ένα κατεδαφισμένο κτήριο, μετά από μία καταστροφή όπως πχ ένας σεισμός.

### 3. Μικροκυματικό ραδιόμετρο, με το οποίο ανιχνεύεται ο θερμικός θόρυβος που εκπέμπει το ανθρώπινο σώμα.

Η τεχνική αυτή βασίζεται στη χρήση του ραδιομέτρου. Το ραδιόμετρο είναι πολύ ευαίσθητο όργανο στη μέτρηση της ισχύος του θερμικού θορύβου, ο οποίος λαμβάνεται από αντικείμενα που βρίσκονται στο οπτικό πεδίο της κεραίας. Το σύστημα είναι ένα παθητικό σύστημα ανίχνευσης

αφού η κεραία λειτουργεί μόνον ως δέκτης ακτινοβολίας. Μία ενδεικτική τιμή για τη συχνότητα λειτουργίας ενός ραδιόμετρου είναι 94 GHz.

Για να δοθεί μια συνοπτική περιγραφή της λειτουργίας του ραδιόμετρου, γίνεται η υπόθεση ότι η κεραία λαμβάνει σήματα θορύβου από χώρο που δεν βρίσκεται κάποιος ζωντανός άνθρωπος. Η ισχύς που λαμβάνεται αντιστοιχεί μόνο στο θόρυβο του περιβάλλοντος. Αν αυτό έχει θερμοκρασία  $T$ , εκπέμπει θόρυβο ισχύος [19]:

$$P_1 = kTB \quad (2.1)$$

Όπου  $k$  η σταθερά του Boltzman και  $B$  το εύρος ζώνης του δέκτη.

Όταν υπάρχει άνθρωπος, το σώμα του οποίου έχει θερμοκρασία  $(T + \Delta T)$  η λαμβανόμενη ισχύς είναι:

$$P_2 = kTB + k(T + \Delta T)BL \quad (2.2)$$

$L$  είναι οι απώλειες διάδοσης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος μέσα στο υλικό του γκρεμισμένου κτηρίου. Το ραδιόμετρο δίνει σαν έξοδο μια τάση ανάλογη της λαμβανόμενης ισχύος. Μεγάλες μεταβολές στην τάση εξόδου, σε σχέση με την τιμή της όταν δεν υπάρχει άνθρωπος, υποδεικνύουν την ύπαρξη κάποιου παγιδευμένου ζωντανού ανθρώπου. Στην πράξη βέβαια η διαφορά στη θερμοκρασία μπορεί να οφείλεται και σε άλλους παράγοντες, γεγονός που μειώνει την αξιοπιστία του συστήματος.

Μια πιο εξελιγμένη παραλλαγή της τεχνικής αυτής είναι η χρήση αισθητήρα θερμικής απεικόνισης για τη σάρωση του κτηρίου. Αυτό έχει το πλεονέκτημα ότι βελτιώνει τις πιθανότητες ανίχνευσης επειδή δίνει οπτική εικόνα του εσωτερικού στο χειριστή. Για παράδειγμα μία πηγή θερμότητας με θερμοκρασία κοντά σε αυτήν του ανθρώπινου σώματος θα δίνει θετική ένδειξη στο ραδιόμετρο. Αντίθετα, στο σύστημα θερμικής απεικόνισης θα φαίνεται το σχήμα της πηγής οπότε θα βγαίνει εύκολα το συμπέρασμα ότι δεν είναι άνθρωπος.

Πάντως οι μέθοδοι του ραδιόμετρου και της θερμικής απεικόνισης απαιτούν μεγάλη θερμοκρασιακή διαφορά ανάμεσα στο σώμα του ανθρώπου και στο περιβάλλον. Αυτό δεν ισχύει πάντα, περισσότερο μάλιστα σε χώρες με θερμό κλίμα, όπως είναι για παράδειγμα η Ελλάδα. Επιπλέον λόγω του μικρού μήκους κύματος, η εξασθένιση αναμένεται μεγαλύτερη από αυτήν των κυμάτων της μεθόδου ραντάρ (όπως θα αναλυθεί στην παράγραφο 2.3).

Το κοινό χαρακτηριστικό των μεθόδων αυτών είναι ότι χρησιμοποιούν αισθητήρες τοποθετημένους στην επιφάνεια του κατεδαφισμένου κτηρίου. Υπάρχουν και άλλες μέθοδοι που δεν ανήκουν σε αυτήν την κατηγορία. Για παράδειγμα είχε αναφερθεί ότι τηλεκατευθυνόμενα ρομπότ είχαν σταλεί μέσα στα ερείπια των διδύμων πύργων στη Νέα Υόρκη για ανίχνευση επιζώντων, μετά την τρομοκρατική επίθεση που οδήγησε στην κατάρρευσή τους. Η χρήση τηλεκατευθυνόμενων ή αυτοκατευθυνόμενων ρομπότ για έρευνα και διάσωση σε περιβάλλον συντετριμμένων κτηρίων συναντάται όλο και πιο συχνά τα τελευταία χρόνια που η τεχνολογική πρόοδος καθιστά εφικτή την υλοποίησή τους. Σε σχέση με τις μετρήσεις εξ' αποστάσεως, όπως το παρουσιαζόμενο μικροκυματικό ραντάρ, η χρήση ρομπότ έχει το πλεονέκτημα ότι δίνει τη δυνατότητα στα συνεργεία πλήρους εκτίμησης της κατάστασης του εγκλωβισμένου και του γύρω περιβάλλοντός του. Επιπλέον, επειδή σχεδόν πάντα μεταδίδεται καλής ποιότητας εικόνα στα συνεργεία, η εκτίμηση έχει μικρή πιθανότητα λάθους. Επίσης είναι πιθανόν να αυξηθεί και το ηθικό του ιδίου του εγκλωβισμένου εφόσον αν αντιληφθεί το ρομπότ που ψάχνει, αφού θα ξέρει ότι τα σωστικά συνεργεία γνωρίζουν την κατάστασή του και εργάζονται για να τον απεγκλωβίσουν. Ως μειονέκτημα της μεθόδου αναφέρεται το γεγονός ότι ένα ρομπότ πρέπει να βρει κατάλληλα ανοίγματα για να ψάξει στα ερείπια, αντίθετα με τις εξ' αποστάσεως μεθόδους.

Τέλος μία πολύ κοινή μέθοδος είναι οι εκπαιδευμένοι σκύλοι, που με την οξεία όσφρηση και ακοή τους βοηθούν τα σωστικά συνεργεία στο έργο τους.

Σε γενικές γραμμές δεν υπάρχει απόλυτα αξιόπιστη μέθοδος για το σκοπό της ανίχνευσης ζωντανών ανθρώπων, εγκλωβισμένων σε ερείπια κτηρίων που

έχουν καταρρεύσει. Για αυτό είναι σημαντική η εξέλιξη και παράλληλη χρήση όλων των παραπάνω μεθόδων. Ένα παράδειγμα θα ήταν συνδυασμός ρομπότ και ραντάρ: Το ρομπότ εισχωρεί ως το σημείο που μπορεί, δηλαδή ως εκεί που υπάρχουν ανοίγματα, και σαρώνει τον υπόλοιπο χώρο με το ραντάρ. Επίσης οι μέθοδοι αυτές μπορούν να συνδυαστούν και με προληπτικά μέτρα, όπως αισθητήρες που θα ανιχνεύουν την ύπαρξη ανθρώπων σε έναν χώρο πριν την κατάρρευσή του και έπειτα θα ειδοποιούν τα σωστικά συνεργεία [20].

## 2.3 Αρχή λειτουργίας

Η λειτουργία των ραντάρ ΣΩΖΩΝ βασίζεται στο γεγονός ότι στο σώμα ενός ζωντανού ανθρώπου υπάρχουν πάντα μικροκινήσεις, ακόμα και αν αυτός είναι παγιδευμένος και αναίσθητος. Παράδειγμα είναι ο χτύπος της καρδιάς και η κίνηση του θώρακα λόγω της αναπνοής. Οι κινήσεις αυτές προκαλούν ολίσθηση Doppler σε ένα προσπίπτον ηλεκτρομαγνητικό κύμα. Η ολίσθηση αυτή είναι συνήθως ασθενής, ωστόσο μπορεί να ανιχνευθεί.

Ας υποθεθεί λοιπόν ότι ηλεκτρομαγνητικό κύμα συχνότητας  $f_0$  προσπίπτει σε ένα κινούμενο αντικείμενο, εν προκειμένω το θώρακα του παγιδευμένου ανθρώπου. Η ακτινική συνιστώσα του διανύσματος της ταχύτητας του θώρακα συμβολίζεται με  $v_r$  και  $c$  είναι η ταχύτητα του φωτός. Η κίνηση θα προκαλέσει μεταβολή της συχνότητας του ανακλώμενου κύματος κατά:

$$f_d = 2 \cdot \frac{v_r}{c} f_0 \quad (2.3)$$

Για να απλοποιηθεί η παρακάτω ανάλυση θα θεωρήσουμε ότι ο θώρακας εκτελεί αρμονική ταλάντωση με σταθερή κυκλική συχνότητα  $\Omega$ . Η ακτινική ταχύτητα του σημείου που φωτίζεται από το ηλεκτρομαγνητικό κύμα είναι:

$$v_r = v_{r0} \cos(\Omega t) \quad (2.4)$$

Οπότε και η συχνότητα Doppler προκύπτει:

$$f_d = 2 \cdot \frac{v_r}{c} f_0 \cos(\Omega t) \quad (2.5)$$

Δηλαδή η τιμή της  $f_d$  μεταβάλλεται ημιτονοειδώς. Το σήμα στην κεραία λήψης θα δίνεται από την:

$$s(t) = \alpha \cdot \cos\left(2\pi \frac{2v_r}{c} f_0 \cos(\Omega t)\right) \quad (2.6)$$

Παρατηρήθηκε πειραματικά ότι το φάσμα της κυματομορφής αυτής έχει μια ισχυρή θεμελιώδη αρμονική σε πολύ χαμηλές συχνότητες. Για τη συχνότητα εκπομπής των 10.25 GHz και στην περίπτωση που στόχος είναι ακίνητος ενήλικας, η θεμελιώδης αρμονική βρίσκεται στο διάστημα μεταξύ 0.5 και 5 Hz. Το γεγονός αυτό χρησιμοποιείται σαν κριτήριο ανίχνευσης για το οποίο θα δοθεί λεπτομερής ανάλυση στην ενότητα 2.5.

| Συχνότητα f<br>(GHz) | Εξασθένιση (db/cm) |            |
|----------------------|--------------------|------------|
|                      | Υγρασία 4%         | Υγρασία 8% |
| 1                    | 0.24               | 0.39       |
| 2                    | 0.48               | 0.79       |
| 3                    | 0.73               | 1.18       |
| 4                    | 0.97               | 1.57       |
| 6                    | 1.46               | 2.36       |
| 8                    | 1.94               | 3.15       |
| 9                    | 2.19               | 3.54       |
| 11                   | 2.67               | 3.54       |
| 13                   | 3.16               | 5.12       |
| 15                   | 3.65               | 5.91       |
| 20                   | 4.86               | 7.88       |

Πίνακας 2.1: Εξασθένιση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε μπετό [21]

Ίσως ο πιο καθοριστικός παράγοντας που επηρεάζει τη λειτουργία του συ-

στήματος και καθορίζει τα όρια στις επιδόσεις του είναι το βάθος διείσδυσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στο έδαφος. Δεδομένου του ότι η διατριβή αυτή αφορά την επεξεργασία του σήματος, δεν περιλαμβάνονται λεπτομέρειες της ανάλυσης, που έγινε στα πλαίσια παράλληλης διδακτορικής διατριβής. Να αναφερθεί μόνο για λόγους πληρότητας ότι το βάθος διείσδυσης δίνεται από τον τύπο [22]:

$$\delta = \frac{1}{\omega \sqrt{\mu\epsilon} \sqrt{\frac{1}{2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right]}} \quad (2.7)$$

Στην παραπάνω σχέση  $\mu$  είναι η μαγνητική διαπερατότητα του μέσου και  $\epsilon$  η διηλεκτρική επιτρεπτότητα του μέσου [23]. Από την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι το βάθος διείσδυσης είναι αντιστρόφως ανάλογο της τετραγωνικής ρίζας της συχνότητας,  $\omega$ , και της αγωγιμότητας του μέσου,  $\sigma$ . Προέκυψε από τα πειράματα ότι το πιο δύσκολο οικοδομικό υλικό για να περάσουν τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα είναι το μπετό, όπως προκύπτει από τις μετρήσεις που έγιναν [24]. Ο πίνακας 2.1 [21] δίνει ενδεικτικές τιμές της εξασθένισης σε μπετό για διάφορους συνδυασμούς υγρασίας και συχνότητας [25, 26].

Με γραμμική παρεμβολή προσεγγίζονται οι τιμές της εξασθένισης στις υπό μελέτη συχνότητες των 2.45 GHz και 10 GHz. Τα αποτελέσματα εμφανίζονται στον πίνακα 2.2.

| Υγρασία | 2.45 GHz (db/cm) | 10 GHz (db/cm) |
|---------|------------------|----------------|
| 4%      | 0.60             | 2.44           |
| 8%      | 0.98             | 3.94           |

Πίνακας 2.2: Εξασθένιση H/M κυμάτων σε μπετό στις υπό μελέτη συχνότητες

Από το [9], σελ. 17, λαμβάνεται ο πίνακας 2.3 με τις εξασθενίσεις ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων για διάφορα υλικά στις συχνότητες 100 MHz και 1 GHz. Είναι προφανής η ραγδαία αύξηση της εξασθένισης όσο αυξάνεται η συχνότητα λειτουργίας. Ωστόσο για τη συγκεκριμένη εφαρμογή δεν ήταν δυνατό να

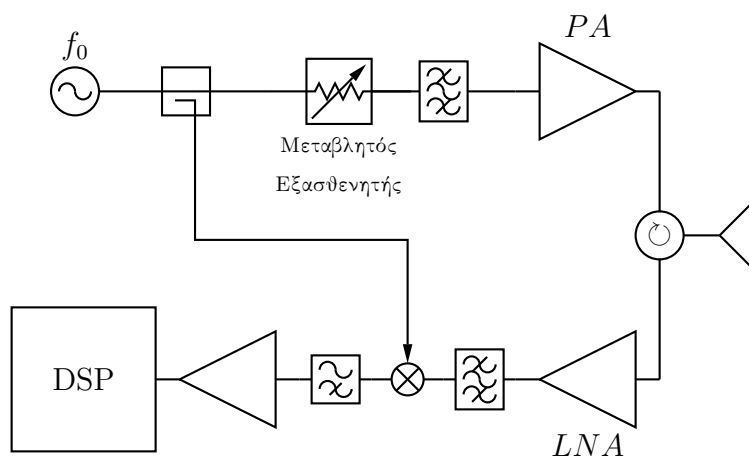
μειωθεί η συχνότητα λειτουργίας διότι το ραντάρ έπαινε να είναι ευαίσθητο στις ανθρώπινες μικροκινήσεις, λόγω της αύξησης του μήκους κύματος (βλ. ενότητα 2.7.3).

| Υλικό          | 100 MHz (db/m) | 1 GHz (db/m) |
|----------------|----------------|--------------|
| Υγρό χρώμα     | 5–300          | 50–3000      |
| Άμμος          | 0.01–2         | 0.1–20       |
| Πάγος          | 0.1–5          | 1–50         |
| Γλυκό νερό     | 0.1            | 1            |
| Θαλασσινό νερό | 1000           | 10000        |
| Στεγνό μπετό   | 0.5–2.5        | 5–25         |
| Τούβλο         | 0.3–2          | 3–20         |

Πίνακας 2.3: Απώλειες διαφόρων υλικών

## 2.4 Περιγραφή του συστήματος

Το λειτουργικό διάγραμμα του αρχικού συστήματος, ΣΩΖΩΝ I, φαίνεται στο σχήμα 2.1. Πρόκειται για τυπική διάταξη ομόδυνου ραντάρ συνεχούς κύματος.



Σχήμα 2.1: Λειτουργικό διάγραμμα του ραντάρ ΣΩΖΩΝ I



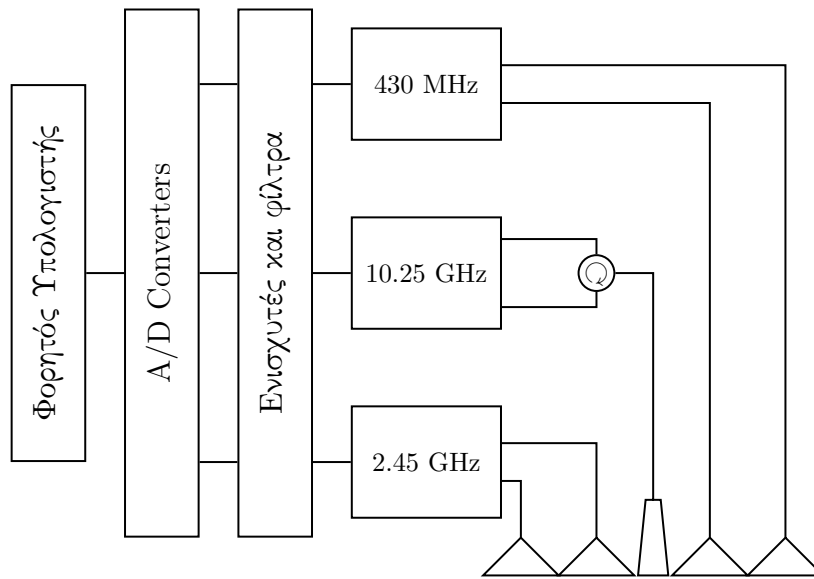
Σχήμα 2.2: Φωτογραφία του ΣΩΖΩΝ I

Στα πλαίσια της έρευνας αυτής δοκιμάστηκαν τρεις διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας, 433 MHz, 2.45 GHz και 10.25 GHz. Το πρωτότυπο σύστημα, ΣΩΖΩΝ I, καθώς και το προγενέστερο αυτού που χρησιμοποιήθηκε το 1999, λειτουργούσε στη συχνότητα 10.25 GHz. Το ΣΩΖΩΝ II λειτουργούσε και στις τρεις συχνότητες, ενώ στο ΣΩΖΩΝ III χρησιμοποιήθηκε μόνον η μεσαία, λόγω των καλύτερων χαρακτηριστικών που προσφέρει. Τα χαρακτηριστικά κάθε συχνότητας θα οποία θα αναλυθούν λεπτομερώς στη συνέχεια.

Το συνεχές σήμα δημιουργείται από ένα βρόχο κλειδώματος φάσης, (Phase Locked Loop, PLL). Μέρος του σήματος οδηγείται στο μίκτη του δέκτη, το υπόλοιπο ενισχύεται και εκπέμπεται. Η ισχύς εξόδου του ενισχυτή ισχύος (Power Amplifier, PA) είναι για τη συχνότητα των 430 MHz 10 W (40 dbm), για τα 2.45 GHz 2 W (33 dbm) και για τα 10.25 GHz 125 mW (21 dbm).

Ένα σημαντικό πρόβλημα είναι αυτό της ακτινοβολίας που διαρρέει από τον πομπό κατευθείαν στο δέκτη. Αν είναι αρκετά μεγάλο μπορεί να φέρει κάποιον ενισχυτή στον κόρο, οπότε να χαθεί όλη η πληροφορία του σήματος. Οι δρόμοι που μπορεί να ακολουθήσει το σήμα για να μεταδοθεί κατευθείαν από τον πομπό στο δέκτη είναι οι ανακλάσεις από το σύνορο αέρα-εδάφους και η διαρροή





Σχήμα 2.3: Λειτουργικό διάγραμμα του τρισυχνοτικού ΣΩΖΩΝ II

μέσω του κυκλοφορητή, η οποία είναι της τάξης των 20 db. Μία απλή μέθοδος ρύθμισης είναι ο μεταβλητός εξασθενητής που παρεμβάλλεται πριν τον τελικό ενισχυτή ισχύος του πομπού. Αν λοιπόν διαπιστωθεί από το χειριστή του συστήματος ότι ο δέκτης οδηγείται στον κόρο, μπορεί να μειωθεί η εκπεμπόμενη ισχύς. Αυτό όμως έχει σαν συνέπεια τη μείωση του βάθους διείσδυσης.

Πιο καλή λύση για την απομόνωση πομπού-δέκτη είναι η χρήση διαφορετικής κεραίας για εκπομπή και λήψη. Μετά την εμπειρία του πρώτου συστήματος στα 10.25 GHz, το οποίο είχε κοινή κεραία εκπομπής και λήψης με μικροκυματικό κυκλοφορητή, αποφασίστηκε στα επόμενα συστήματα να διαχωριστούν οι κεραίες. Αυτό φαίνεται και στο λειτουργικό διάγραμμα του ραντάρ ΣΩΖΩΝ II, σχήμα 2.3. Η κεραία για τα 10.25 GHz είναι χοανοκεραία, κέρδους 26 dbi. Για τις άλλες συχνότητες (2.45 GHz και 433 MHz) χρησιμοποιούνται κεραίες τύπου γωνιακού ανακλαστήρα. Επιτυγχάνεται έτσι απομόνωση της τάξης των 50 db. Ένα μειονέκτημα της συχνότητας των 433 MHz είναι η ογκώδης κεραία, λόγω του μεγάλου μήκους κύματος. Στο τελευταίο σύστημα, ΣΩΖΩΝ III, χρησιμοποιείται μόνον η συχνότητα των 2.45 GHz.



Σχήμα 2.4: Φωτογραφία του ΣΩΖΩΝ II· διακρίνεται ο υπολογιστής και το τμήμα χαμηλών συχνοτήτων (πάνω αριστερά), το εσωτερικό του τμήματος χαμηλών συχνοτήτων και τροφοδοσίας (πάνω δεξιά), οι κεραίες των 430 MHz και 2.45 GHz(κάτω δεξιά) και το εσωτερικό του τμήματος 430 MHz και 2.45 GHz

Ένα άλλο χαρακτηριστικό των κεραιών που επηρεάζει σημαντικά τη λειτουργία του συστήματος είναι το επίπεδο των δευτερευόντων λοβών ακτινοβολίας. Στις πρώτες μετρήσεις που έγιναν σε εξωτερικό χώρο με το ΣΩΖΩΝ I, οι χειριστές κάθονταν πίσω από την κεραία, ενώ αυτή βρισκόταν σε οριζόντια θέση για να μετράει πίσω από κατακόρυφους τοίχους. Επειδή η κεραία του ραντάρ παρουσίαζε αυξημένο οπίσθιο λοβό, έπιανε τους χειριστές και όχι τον άνθρωπο πίσω από τον τοίχο. Έτσι το σήμα έδειχνε πάντα ανίχνευση ανθρώπου. Σε πειράματα που έγιναν στο εργαστήριο διαπιστώθηκε ότι και οι πλευρικοί λοβοί δημιουργούν πρόβλημα, αν οι χειριστές κάθονται σε μικρή σχετικά απόσταση

από την κεραία. Γενικά δεν πρέπει να υπάρχει κανένας άνθρωπος σε μια περιοχή τουλάχιστον 10 μέτρων γύρω από την κεραία για να είναι τα αποτελέσματα αξιόπιστα. Η λύση που δόθηκε ήταν η πρόσθεση μιας φλάντζας πλάτους 15 cm στο άνοιγμα της χοάνης που κόβει την διαρρέουσα ακτινοβολία. Η φλάντζα φαίνεται στο σχήμα 2.2. Σαν καλύτερη λύση αναπτύχθηκε για το τελευταίο σύστημα (2.45 GHz) τυπωμένη κεραία τεχνολογίας νησίδας (patch) σε παράλληλη διατριβή. Η καινούργια κεραία έχει ανώτερα χαρακτηριστικά, τα οποία αναφέρονται συνοπτικά παρακάτω:

- Σχεδίαση λαμβάνοντας υπόψη ότι θα εκπέμπει πάνω από χώμα. Οι μετρήσεις έδειξαν ότι ο συντονισμός της ελάχιστα μεταβάλλεται όταν αλλάζει το μέσο διάδοσης (αέρας, μπετό, ξύλο, τούβλα).
- Σημαντικά μειωμένος όγκος για μεγαλύτερη ευκολία χρήσης.
- Απομόνωση παρόμοια με της προηγούμενης κεραίας, της τάξης των 50 db.
- Πολύ μικρότερο επίπεδο δευτερευόντων λοβών, με αποτέλεσμα λιγότερους ψευδείς συναγερμούς.
- Κέρδος 10 db, άνοιγμα 3 db του κυρίως λοβού 55°.

Στο δέκτη ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου ενισχύει το σήμα, αφού αυτό περάσει από ζωνοπερατό φίλτρο. Λόγω του ιδιαίτερα μικρού εύρους ζώνης (λίγα Hz) θα ήταν επιθυμητό το εύρος του φίλτρου να είναι αυτής της τάξης. Κάτι τέτοιο όμως δεν είναι εφικτό στις συχνότητες λειτουργίας, οπότε αναγκαστικά εισέρχεται στο σύστημα παραπάνω θόρυβος. Αυτός μπορεί να έχει σαν συνέπεια τον κορεσμό των ενισχυτών στο δέκτη, με αποτέλεσμα την ολοκληρωτική απώλεια πληροφορίας. Ωστόσο, όσον αφορά το συντελεστή θορύβου, το μεγάλο εύρος ζώνης δεν πειράζει. Ο λόγος είναι ότι το εύρος ζώνης του θορύβου περιορίζεται από τα φίλτρα της μονάδας χαμηλών συχνοτήτων και ακόμα περισσότερο από την ψηφιακή επεξεργασία.

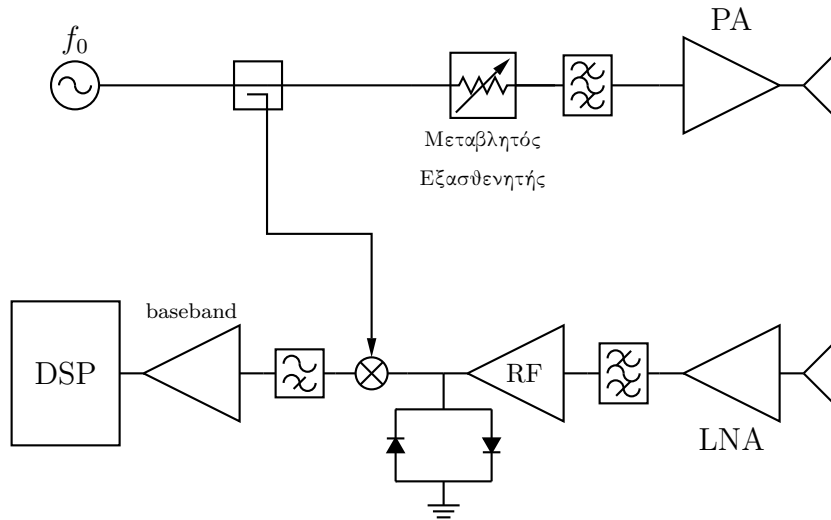
Στη συνέχεια γίνεται μίξη με δείγμα του σήματος από το PLL. Το σήμα από την έξοδο του μίκτη φιλτράρεται από ενεργό βαθυπερατό φίλτρο 4ων πόλων,

συχνότητας αποκοπής 30 Hz. Το φίλτρο αυτό περιορίζει το εύρος ζώνης θορύβου, όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Επιπλέον κόβει το θόρυβο από το δίκτυο ηλεκτροδότησης, το οποίο δημιουργεί τη γνωστή συνιστώσα στα 50 Hz. Τέλος το σήμα δειγματοληπτείται από έναν αναλογικοψηφιακό μετατροπέα και οδηγείται στον ψηφιακό επεξεργαστή. Ο ρυθμός δειγματοληψίας δεν είναι ανάγκη να είναι 60 sps, αφού το φάσμα του σήματος εκτείνεται ως λίγο πάνω από τα 10 Hz.

Τέλος να αναφερθεί ότι για τη σχεδίαση των τμημάτων υψηλών συχνοτήτων έγινε χρήση του πακέτου Advanced Design System (ADS) της Agilent, ενώ για τα τμήματα χαμηλών συχνοτήτων έγινε χρήση του Protel 99. Για την κεραία χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα High Frequency Structure Simulator (HFSS).

Το σύστημα ΣΩΖΩΝ II, το λειτουργικό διάγραμμα του οποίου εικονίζεται στο σχήμα 2.3, αποτελείται από τρία παράλληλα συστήματα. Καθένα λειτουργεί σε διαφορετική συχνότητα (430 MHz, 2.45 GHz, 10.25 GHz). Η επεξεργασία και απεικόνιση των δεδομένων των τριών συστημάτων γίνεται από κοινού στον φορητό υπολογιστή του σχήματος 2.3. Τα συστήματα στις δύο χαμηλότερες συχνότητες (430 MHz και 2.45 GHz) χρησιμοποιούν ξεχωριστές κεραίες εκπομπής και λήψης για λόγους βελτίωσης της απομόνωσής τους, όπως έχει ήδη αναφερθεί. Οι κεραίες αυτές μοιράζονται την ίδια φυσική κατασκευή. Δηλαδή η κεραία εκπομπής των 430 MHz είναι στην ίδια κατασκευή με αυτήν των 2.45 GHz. Ομοίως και οι κεραίες λήψης. Αντίθετα το σύστημα των 10.25 GHz χρησιμοποιεί ίδια κεραία με αυτή του ΣΩΖΩΝ I και έναν μικροκυματικό κυκλοφορητή για να διαχωρίζει τα σήματα. Συνολικά το σύστημα ΣΩΖΩΝ II έχει τρεις κεραίες.

Βάσει των αποτελεσμάτων των μετρήσεων του συστήματος ΣΩΖΩΝ I και II, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένα βελτιωμένο σύστημα, με σκοπό τη λύση των περισσότερων προβλημάτων που εμφάνισαν τα προηγούμενα συστήματα. Η τελευταία έκδοση του συστήματος ραντάρ ΣΩΖΩΝ III επιλέχτηκε να λειτουργεί στη συχνότητα 2.45 GHz, δεδομένου ότι συνδυάζει ικανοποιητικό βάθος διείσδυσης και χωρική ανάλυση. Το λειτουργικό του διάγραμμα δίνεται στο σχήμα 2.5. Η σχεδίαση των κοινών στοιχείων με την προηγούμενη έκδοση έγινε με σκοπό την επίτευξη βελτιωμένων αποτελεσμάτων. Για παράδειγμα ο καινούρ-

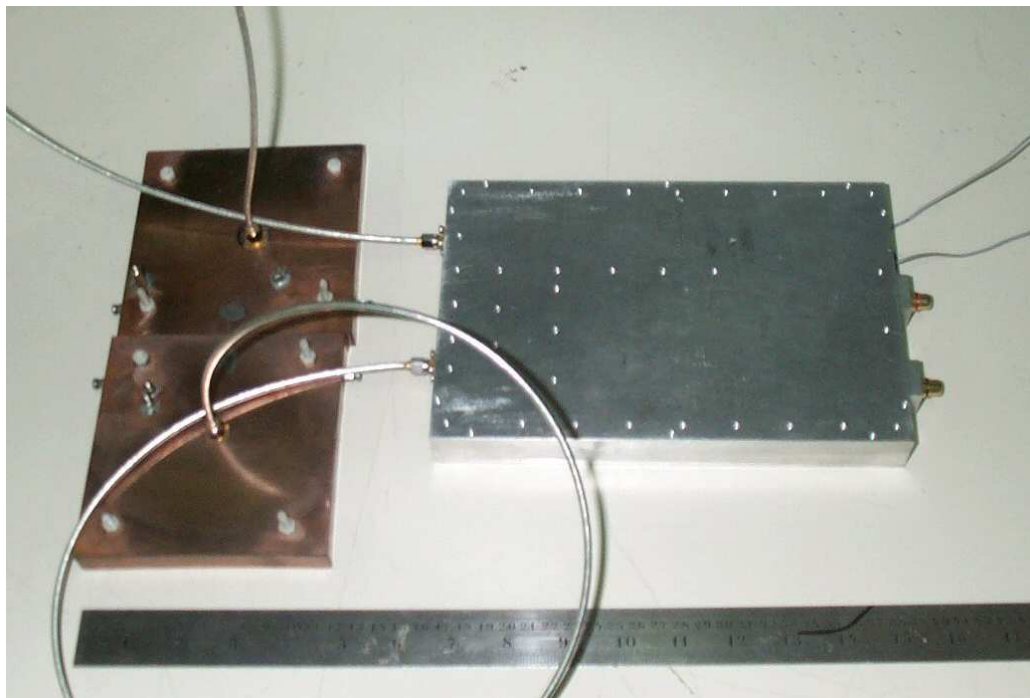


Σχήμα 2.5: Λειτουργικό διάγραμμα του ραντάρ ΣΩΖΩΝ III

γιος LNA έχει κέρδος 50 db, συντελεστή θορύβου 2 db και δυναμική περιοχή  $-120$  έως  $-55$  dbm. Προστέθηκε επίσης και δεύτερος μικροκυματικός ενισχυτής μετά το φίλτρο του δέκτη. Τέλος τοποθετήθηκε ένας περιοριστής με διόδους πριν το μίκτη του δέκτη. Αυτός προστατεύει το μίκτη από δυνατά σήματα που μπορεί να τον κάψουν. Η ισχύς εισόδου του μίκτη περιορίζεται στο 1 dbm για λαμβανόμενο σήμα με ισχύ μεγαλύτερη από  $-20$  dbm.

Ένας άλλος παράγοντας που πρέπει να ληφθεί υπόψη στα συστήματα με διαφορετική συχνότητα λειτουργίας είναι η διαφορετική Doppler που προκύπτει. Από τον τύπο της Doppler,  $f_d = f_0 \cdot (v_r/c)$ , όπου  $v_r$  η ακτινική ταχύτητα του στόχου, προκύπτει ότι κάθε κεντρική συχνότητα δίνει και άλλη  $f_d$ . Σε περίπτωση που η  $f_0$  πέσει πολύ χαμηλά, πέφτει αντίστοιχα και η  $f_d$ . Για να διαχωριστεί η χαμηλή αυτή συχνότητα από το DC πρέπει η διακριτική ικανότητα του FFT να είναι μικρότερη (βλ. ενότητα 2.5.2). Αυτό απαιτεί αύξηση του χρόνου παρατήρησης (βλ. ενότητα 2.5.4). Επίσης το σύστημα καθίσταται ευπαθές στο λεγόμενο θόρυβο αναλαμπών (flicker noise), δηλαδή θόρυβο οφειλόμενο στις προσμίξεις των ημιαγωγών ή στις καθόδους των λυχνιών που μεταβάλλεται όπως το  $1/f$ .

Ο αναλογικοψηφιακός μετατροπέας στην περίπτωση των ραντάρ με μία συχνότητα λειτουργίας (ΣΩΖΩΝ I και ΣΩΖΩΝ III) είναι ο ADC 42 της εταιρίας PICO, ενώ για το τρισυχνотικό ΣΩΖΩΝ II ο ADC 11/12 της ίδιας εταιρίας.



Σχήμα 2.6: Φωτογραφία του ΣΩΖΩΝ III

Τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους φαίνονται στον πίνακα 2.4.

## 2.5 Επεξεργασία του σήματος

### 2.5.1 Το πρόβλημα

Η ανάπτυξη ενός μαθηματικού μοντέλου που να περιγράφει το αναμενόμενο σήμα στις δύο διαφορετικές περιπτώσεις ύπαρξης και μη ύπαρξης ανθρώπου είναι πολύ δύσκολη. Αυτό διότι αναμένεται οι παράμετροι που υπεισέρχονται να είναι πολλές, όπως υλικά διάδοσης, θερμοκρασία, υγρασία, κατάσταση του παγιδευμένου, στάση του παγιδευμένου. Επίσης οι δυνατές τιμές των παραμέτρων κυμαίνονται σε ένα μεγάλο εύρος.

Πρέπει επίσης να τονιστεί ότι το μοντέλο προσέγγισης του σήματος, όπως εκφράζεται από την 2.4 είναι υπεραπλουστευμένο. Ούτε η κίνηση του στήθους λόγω της αναπνοής ούτε ο χτύπος της καρδιάς είναι ημιτονοειδούς μορφής.

|                       | ADC 42       | ADC 11/12    |
|-----------------------|--------------|--------------|
| Αριθμός καναλιών      | 1            | 11           |
| Ανάλυση               | 12 bits      | 12 bits      |
| Τάση Εισόδου          | $\pm 5$ V    | 0–2.5 V      |
| Αντίσταση εισόδου     | 1 M $\Omega$ | 1 M $\Omega$ |
| Ρυθμός δειγματοληψίας | 15 ksps      | 10 ksps      |
| Σύνδεση με Η/Υ        | Παράλληλη    |              |
| Ακρίβεια              | $\pm 1\%$    | 0.5%         |

Πίνακας 2.4: Τεχνικά χαρακτηριστικά των αναλογικοψηφιακών μετατροπέων

Ωστόσο, ακόμα και για την ημιτονοειδή προσέγγιση οι παράμετροι ποικίλουν από άτομο σε άτομο. Επιπρόσθετα, είναι πολύ πιθανό οι παράμετροι αυτοί να αλλάζουν ακόμα και για τον ίδιο άνθρωπο σε διαφορετικές χρονικές στιγμές. Για παράδειγμα ένας φοβισμένος άνθρωπος μπορεί να αναπνέει γρηγορότερα, με αποτέλεσμα μεγαλύτερη συχνότητα  $\Omega$ . Εάν ο ίδιος άνθρωπος ηρεμήσει, κοιμηθεί ή χάσει τις αισθήσεις του, η τιμή της  $\Omega$  μειώνεται. Τέλος η θέση του σώματος σε σχέση με το προσπίπτον κύμα παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος. Εάν η κίνηση που πρέπει να παρατηρηθεί είναι κάθετη στο διάνυσμα του διαδιδόμενου κύματος, τότε η ακτινική ταχύτητα μηδενίζεται, άρα και το σήμα εξαφανίζεται. Ωστόσο το μοντέλο αυτό δίνει μια εικόνα του φαινομένου και των παραγόντων που το επηρεάζουν.

Ένας επιπρόσθετος αρνητικός παράγοντας που μπορεί να εμποδίσει τη λειτουργία του συστήματος είναι ακόμα και οι μικρές αναπόφευκτες κινήσεις της κεραίας, λόγω κακής στήριξής της στο έδαφος. Εξαιτίας αυτών είναι πιθανό να δημιουργηθούν σήματα αρκετά ισχυρά ώστε να κάνουν όλα τα χρήσιμα σήματα μη διακριτά από τα σφάλματα μετρήσεων (artifacts). Επίσης, όπως έχει αναφερθεί παραπάνω, η διαρροή ακτινοβολίας λόγω των πλευρικών λοβών της κεραίας ή τυχαίων ανακλάσεων μπορεί να δημιουργήσει ψευδείς ενδείξεις (ψευδείς συναγερμούς - false alarms).

Επιπλέον προβλήματα δημιουργούνται από την έντονη ανομοιογένεια και τον υψηλό βαθμό απωλειών του μέσου διάδοσης, δηλαδή των συντριμμίων. Τα συντρίμια αποτελούνται από διαδοχικά στρώματα διαφορετικών υλικών. Τα σύνορα μεταξύ των υλικών αντανακλούν το κύμα, μειώνοντας το ποσοστό της ενέργειάς του που φτάνει στο στόχο, δηλαδή το παγιδευμένο ανθρώπινο σώμα. Τέλος το ανθρώπινο σώμα σαν σχεδαστής ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων δεν αντανακλά μεγάλο ποσοστό της προσπίπτουσας ενέργειας. Το γεγονός αυτό μειώνει ακόμα περισσότερο τη λαμβανόμενη ισχύ, δυσχεραίνοντας τη λειτουργία του συστήματος.

Αυτή η έντονη τυχαιότητα που υπεισέρχεται στη μορφή των σημάτων έχει σαν αποτέλεσμα τη δυσκολία εύρεσης ενός αυτοματοποιημένου κριτηρίου ανίχνευσης. Διαπιστώθηκε όμως πειραματικά ότι το αυτοματοποιημένο κριτήριο μπορεί να αντικατασταθεί από την εμπειρία των χειριστών του συστήματος. Το γεγονός αυτό αναφέρεται και στη βιβλιογραφία, ιδιαίτερα για ραντάρ διεισδύσεως εδάφους [27]. Για αυτό το λόγο εκτός από την ίδια την επεξεργασία του σήματος, παίζει σημαντικό ρόλο και η διεπαφή χρήστη (user interface) στις επιδόσεις του υπό εξέταση συστήματος ραντάρ.

## 2.5.2 Επεξεργασία με μετασχηματισμό Fourier

### Γενικά στοιχεία για το μετασχηματισμό Fourier

Ο μετασχηματισμός Fourier αποτελεί ιδιαίτερα χρήσιμο μαθηματικό εργαλείο σε πολλούς τομείς της επιστήμης. Διατυπώθηκε από το Γάλλο μαθηματικό Joseph Fourier στις αρχές του 19ου αιώνα. Στην μορφή των σειρών Fourier δίνει έναν τρόπο ανάπτυξης μιας συνάρτησης σε σειρά, οι όροι της οποίας είναι τριγωνομετρικές συναρτήσεις. Συγκεκριμένα για συνάρτηση  $h(t)$  ορισμένη σε διάστημα  $[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$  ισχύει [28]:

$$h(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) \quad (2.8)$$

Η μεταβλητή  $n$  εμφανίζεται στη συχνότητα κάθε ημιτονικού και συνημιτονικού όρου. Για τις σταθερές  $a_n, b_n$  της παραπάνω σχέσης ισχύει:



$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} h(t) \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt \\
b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} h(t) \sin\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt
\end{aligned}
\tag{2.9}$$

Η σχέση 2.8 ισχύει για περιοδικές συναρτήσεις με περίοδο  $T$  για όλο το πεδίο ορισμού τους. Ωστόσο σε πολλές περιπτώσεις δε μπορεί να θεωρηθεί η υπό μελέτη συνάρτηση περιοδική, ούτε και να μελετηθεί η περιοδική επέκταση τμήματός της. Για συνάρτηση  $h(t)$  συνεχή, τμηματικά λεία και απόλυτα ολοκληρώσιμη σε ολόκληρο το σύνολο των πραγματικών αριθμών δίνονται οι δύο παρακάτω ισοδύναμοι ορισμοί για το μετασχηματισμό Fourier [29]:

$$\begin{aligned}
H(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{2\pi j f t} dt \\
H(\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{j \omega t} dt
\end{aligned}
\tag{2.10}$$

Η σχέση του μετασχηματισμού με τις σειρές Fourier γίνεται εμφανής αν αντικατασταθεί το  $e^{2\pi j f t}$  με το ίσο του  $\cos(2\pi f t) + j \sin(2\pi f t)$ . Αν η  $h(t)$  θεωρηθεί ότι περιγράφει ένα σήμα στο πεδίο του χρόνου τότε ο ολοκληρωτικός αυτός μετασχηματισμός εκφράζει το συχνοτικό περιεχόμενο αυτού του σήματος και η καινούργια ανεξάρτητη μεταβλητή  $f$  ή  $\omega = 2\pi f$  τη συχνότητα.

Τόσο η  $h(t)$  όσο και ο μετασχηματισμός της μπορούν να παίρνουν τιμές στο σύνολο των μιγαδικών αριθμών.

## Ο γρήγορος μετασχηματισμός Fourier

Στα ψηφιακά συστήματα που εξετάζονται σε αυτήν τη διατριβή τόσο ο χρόνος όσο και η τιμή του μετρούμενου μεγέθους είναι κβαντισμένα [30]. Κατά συνέπεια η είσοδος του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (ΔΜΦ) είναι οι  $N$  το πλήθος τιμές του μετρούμενου μεγέθους στις χρονικές στιγμές  $nt_s$ , όπου  $t_s$  η περίοδος δειγματοληψίας [30]. Η έξοδος είναι οι  $N + 1$  τιμές του μετασχηματισμού στις συχνότητες  $f_n = n/(Nt_s)$ ,  $n = -\frac{N}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N}{2}$ . Οι ακραίες τιμές είναι ταυτοτικά ίσες, οπότε τελικά υπάρχουν  $N$  τιμές εξόδου. Συμβολίζοντας  $W_N = e^{j2\pi/N}$ , ο ΔΜΦ των  $N$  ισαπέχοντων χρονικά δειγμάτων της  $h_n = h(nt_s)$ , υπολογίζεται ως:

$$H_n = \sum_{k=0}^{N-1} W_N^{nk} h_n \quad (2.11)$$

Για κάθε τιμή του  $n$  απαιτούνται  $N$  μιγαδικοί πολλαπλασιασμοί και  $N - 1$  μιγαδικές προσθέσεις. Συνεπώς για τον υπολογισμό όλων των τιμών του ΔΜΦ απαιτούνται  $N^2$  μιγαδικοί πολλαπλασιασμοί και  $N^2 - N$  μιγαδικές προσθέσεις. Συνολικά ο απαιτούμενος χρόνος είναι τάξης  $O(N^2)$ . Οι G. C. Danielson και C. Lanczos [31] έδειξαν ότι κάθε ΔΜΦ με  $N$  άρτιο μπορεί να γραφεί σαν άθροισμα δύο ΔΜΦ πλήθους στοιχείων  $N/2$  ο καθένας. Η ακολουθία στοιχείων του πρώτου είναι τα στοιχεία της αρχικής ακολουθίας που βρίσκονται σε άρτιες θέσεις,  $H_n^\alpha$ , ενώ ο δεύτερος από τα στοιχεία σε περιττές θέσεις,  $H_n^\pi$ . Αυτό εκφράζεται:

$$H_n = H_n^\alpha + W_N^n H_n^\pi \quad (2.12)$$

Λόγω της τετραγωνικής εξάρτησης του απαιτούμενου αριθμού πράξεων από το  $N$ , ο υπολογισμός ενός ΔΜΦ μεγέθους  $N/2$  απαιτεί το ένα τέταρτο των πράξεων. Οι δύο μετασχηματισμοί κατά συνέπεια θα απαιτούν τις μισές πράξεις. Οι Cooley και Tukey το 1965 δημοσίευσαν άρθρο [32] που χρησιμοποιεί την έκφραση αυτή για να υλοποιήσει αλγόριθμο υπολογισμού του ΔΜΦ σε χρόνο τάξης  $O(N \log_2 N)$ . Ο αλγόριθμος αυτός είναι μία υλοποίηση του Γρήγορου

Μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transform, FFT). Για να εκμεταλλευθεί πλήρως η ιδιότητα Danielson-Lanczos πρέπει ο αριθμός των δειγμάτων,  $N$ , να είναι δύναμη του 2 ώστε να μπορεί να συνεχιστεί η υποδιαίρεση των ΔΜΦ σε άρτιους και περιττούς μέχρι ο αριθμός των δειγμάτων του καθενός να είναι ίσος με 1.

Κάποιες άλλες υλοποιήσεις του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier είναι αυτές των Rader [33] και Bluestein [34].

## Η επεξεργασία για αυτήν την εφαρμογή

Οι προκαταρκτικές δοκιμές με το πρώιμο πρωτότυπο του συστήματος έδειξαν ότι το λαμβανόμενο σήμα παίρνει ημιτονοειδή μορφή αν υπάρχει ζωντανός άνθρωπος στο πεδίο σάρωσης του ραντάρ και δεν παρεμβάλλονται υλικά με μεγάλη εξασθένιση. Η μορφή αυτή δεν είναι εμφανής στις συνηθισμένες περιπτώσεις, όπου τα υλικά που παρεμβάλλονται προκαλούν στο σήμα σημαντική εξασθένιση. Η εμπειρία έδειξε ότι ακόμα και σε αυτές τις περιπτώσεις η απεικόνιση του μετασχηματισμού Fourier δίνει πολύ καλύτερα αποτελέσματα, δηλαδή επιτρέπει στους χειριστές να αναγνωρίζουν την ύπαρξη ανθρώπων με καλύτερα ποσοστά επιτυχίας. Επιπλέον με το μετασχηματισμό δίνονται και άλλες δυνατές επεξεργασίες, που περιγράφονται στη συνέχεια, όπως η αυτοσυσχέτιση (ενότητα 2.5.3) και το πειραματικό κριτήριο ανίχνευσης (ενότητα 2.5.4).

Η υλοποίηση του αλγορίθμου για το γρήγορο μετασχηματισμό Fourier των Cooley-Tukey βασίστηκε στα [35, 36].

### 2.5.3 Αυτοσυσχέτιση μεγαλύτερης τάξης

Η αυτοσυσχέτιση ενός χρονικά περιορισμένου σήματος ορίζεται:

$$R(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)f(\tau+t)d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)f(\tau-t)d\tau \quad (2.13)$$

Ο παραπάνω ορισμός γενικεύεται για  $n$  χρονικές διαφορές  $t_1, \dots, t_n$  ως εξής:

$$R(t_1, \dots, t_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)f(\tau + t_1) \dots f(\tau + t_n)d\tau \quad (2.14)$$

Στο τρίτο πρωτότυπο του ραντάρ (ΣΩΖΩΝ ΙΙΙ) υλοποιήθηκε ως μέρος του προγράμματος διεπαφής και επεξεργασίας κώδικας υπολογισμού και απεικόνισης της αυτοσυσχέτισης και της αυτοσυσχέτισης δεύτερης τάξης. Η επεξεργασία αυτού του είδους δεν έδωσε στις περισσότερες περιπτώσεις καλύτερα αποτελέσματα από αυτά των προηγούμενων τεχνικών.

#### 2.5.4 Το πειραματικό κριτήριο ανίχνευσης

Από τη θεωρία αναμένεται το φάσμα του σήματος να είναι λευκός θόρυβος σε περίπτωση που δεν υπάρχει άνθρωπος στο πεδίο σάρωσης του ραντάρ, ή ο άνθρωπος είναι πολύ βαθιά για να μπορεί να ανιχνευθεί. Η πρακτική εμπειρία από τη χρήση όλων των συστημάτων ΣΩΖΩΝ επιβεβαίωσε το συμπέρασμα αυτό. Παράλληλα έδειξε ότι σε περίπτωση ύπαρξης ανθρώπου σε βάθος που να μπορεί ανιχνευθεί έχει σαν χαρακτηριστικό τη μεγάλη αύξηση των συνιστωσών του φάσματος σε συχνότητες κάτω από 5 Hz. Ένα αριθμητικό κριτήριο, που χρησιμοποιήθηκε αρχικά σαν κριτήριο ύπαρξης ανθρώπου, ήταν το ποσοστό της ενέργειας του σήματος σε αυτές τις συχνότητες. Το ποσοστό αυτό παρουσιάζεται στο γραφικό περιβάλλον του προγράμματος επεξεργασίας-διεπαφής χρήστη σαν 'Ανίχνευση Πιθανότητα: XX%'.

Ειδικά για το Διακριτό Μετασχηματισμό Fourier, η συχνότητα προσδιορίζεται σε  $N$  το πλήθος ισάπέχοντα σημεία. Η απόστασή τους σε Hz είναι  $f_s = 1/NT_s$ , όπου  $T_s$  ο συνολικός χρόνος παρατήρησης (δειγματοληψίας). Η συχνότητα στο  $i$  σημείο του Διακριτού Μετασχηματισμού Fourier ισούται με  $f_i = (i - 1)f_s$ . Η ενέργεια του σήματος που αντιστοιχεί στη  $f_i$ , όταν η μιγαδική τιμή του Διακριτού Μετασχηματισμού Fourier στο σημείο αυτό είναι  $z_i$  είναι:

$$E_i = \text{Re}\{z_i\}^2 + \text{Im}\{z_i\}^2 \quad (2.15)$$

Η συνολική ενέργεια του σήματος υπολογίζεται βάσει του θεωρήματος Par-

seval [37] ότι είναι:

$$E_{O\Lambda} = \sum_{i=0}^N E_i \quad (2.16)$$

Με τον ίδιο τρόπο υπολογίζεται και η ενέργεια στις συχνότητες από 0 έως 4 Hz. Στην πράξη όμως φάνηκε ότι δεν έχουν όλες οι συχνότητες την ίδια σημασία στη λήψη της απόφασης για ύπαρξη η όχι ανθρώπου. Έτσι πολλαπλασιάζεται η ενέργεια της  $f_i$  με κατάλληλο βάρος,  $\beta_i$ , και σχηματίζεται το άθροισμα:

$$E_x = \sum_{i=0}^N \beta_i E_i \quad (2.17)$$

Η συνάρτηση βάρους ήταν αντικείμενο πολλών πειραμάτων και δοκιμών. Η τελική, βέλτιστη μορφή της είναι:

$$\beta_i = \begin{cases} 0 & i = 0 \\ 1 & f_i \in (0, 4) \\ 5 - f_i & f_i \in [4, 5] \\ 0 & f_i > 5 \end{cases} \quad (2.18)$$

Η πιθανότητα ανίχνευσης, που εμφανίζεται στην οθόνη του προγράμματος, είναι το πηλίκο:

$$p = \frac{E_x}{E_{O\Lambda}} \quad (2.19)$$

## 2.6 Διεπαφή χρήστη

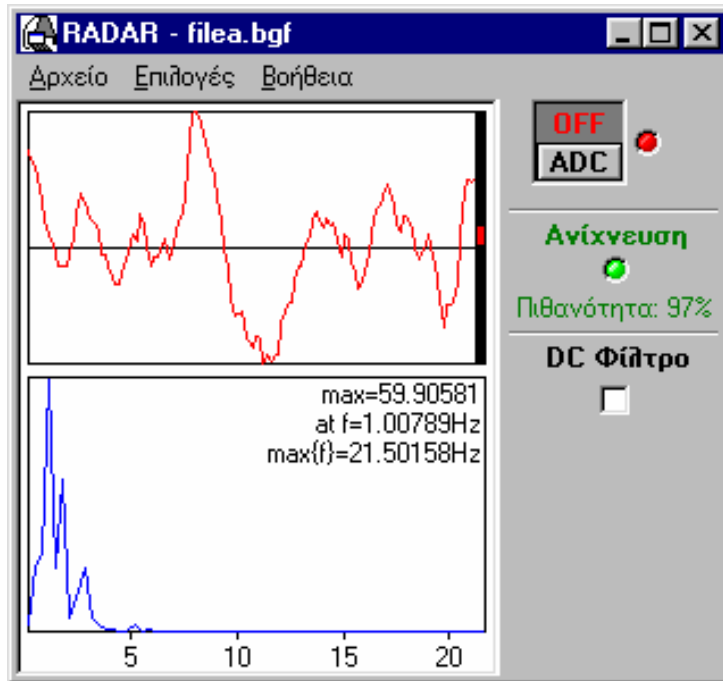
Όπως αναπτύχθηκε στην ενότητα 2.5.1 η επιτυχία στη χρήση του συστήματος στηρίζεται κατά κύριο λόγο στην εμπειρία των χειριστών του. Για αυτό και η διεπαφή χρήστη (User Interface) είναι πολύ σημαντική και παίζει ρόλο στις επιδόσεις του συστήματος.

Αρχικά είχε χρησιμοποιηθεί παλμογράφος για την απεικόνιση του σήματος. Η μεγάλη δυναμική περιοχή του σήματος είχε σαν αποτέλεσμα να χρειάζονται

συνεχείς ρυθμίσεις του παλμογράφου, ώστε να απεικονίζεται το σήμα με το μέγιστο δυνατό εύρος στην οθόνη. Επιπλέον ο παλμογράφος δίνει συνεχόμενες μετρήσεις, οπότε μπορεί να μην γίνουν αντιληπτά σημαντικά παροδικά φαινόμενα. Σαν παράδειγμα αναφέρεται η περίπτωση που το εγκλωβισμένο άτομο κάνει κάποια κίνηση για μικρό χρόνο. Αν χρησιμοποιείται παλμογράφος μπορεί να περάσει απαρατήρητη, ενώ με στο καινούργιο σύστημα η αύξηση του πλάτους του σήματος θα γίνει άμεσα αντιληπτή.

Για να είναι φανερά τα παροδικά φαινόμενα σχεδιάστηκε η διεπαφή χρήστη στο πρόγραμμα επεξεργασίας να παγώνει την εικόνα του σήματος, όσο λαμβάνεται η επόμενη σειρά δειγμάτων. Έτσι οι χειριστές έχουν κάποια δευτερόλεπτα να εκτιμήσουν την κατάσταση. Επιπλέον η κλίμακα στον κατακόρυφο άξονα ρυθμίζεται αυτόματα από το πρόγραμμα, έτσι ώστε να δείχνει πάντα όλο το εύρος του σήματος. Το παράθυρο του προγράμματος με φορτωμένο ένα αρχείο μετρήσεων (πραγματική μέτρηση που είχε αποθηκευτεί από το χώρο των δοκιμών) φαίνεται στο σχήμα 2.7. Το πάνω γράφημα απεικονίζει το σήμα στο πεδίο του χρόνου, όπως δειγματοληπτείται από το αναλογικοψηφιακό μετατροπέα. Το κάτω είναι το φάσμα του σήματος, όπως προκύπτει από εφαρμογή γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (FFT).

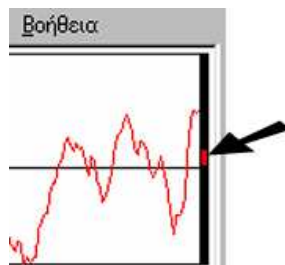
Δίνεται επίσης η δυνατότητα στους χειριστές να επιλέξουν τα χαρακτηριστικά της δειγματοληψίας, δηλαδή αριθμό δειγμάτων και χρόνο παρατήρησης. Επειδή η DC συνιστώσα του σήματος ήταν συνήθως πολύ μεγαλύτερη από τις υπόλοιπες, μπορεί μέσω της επιλογής 'DC φίλτρο' να μην εμφανίζεται καθόλου. Το πειραματικό κριτήριο ανίχνευσης, όπως παρουσιάζεται στην ενότητα 2.5.4, καταγράφεται στο γραφικό περιβάλλον του προγράμματος σαν 'Ανίχνευση Πιθανότητα: XX%'. Ο διακόπτης 'ADC' που φαίνεται σε θέση εκτός στο σχήμα 2.7 εκκινεί ή σταματά τη διαδικασία μετρήσεων. Δεξιά από το γράφημα του σήματος στο πεδίο του χρόνου υπάρχει μια ένδειξη του πλάτους του σήματος, όπως μετριέται από τον αναλογικοψηφιακό μετατροπέα (σχήμα 2.8). Στο γράφημα του μετασχηματισμού Fourier αναγράφονται οι τιμές της μέγιστης τιμής του φάσματος (max=), σε ποια συχνότητα παρουσιάζεται η μέγιστη τιμή (at f=) και ποια είναι η μέγιστη απεικονιζόμενη συχνότητα (max{f}=),



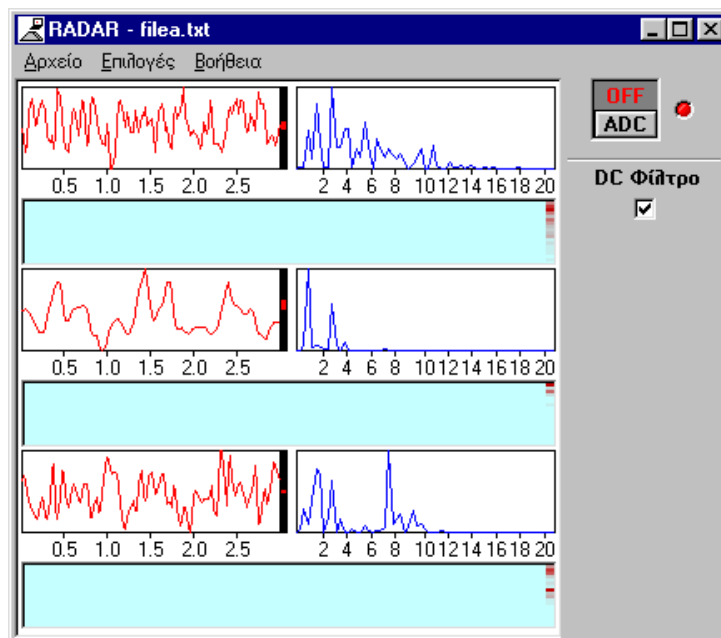
Σχήμα 2.7: Διεπαφή χρήστη του ΣΩΖΩΝ Ι

βάσει του θεωρήματος δειγματοληψίας. Τέλος όλες οι εκδόσεις του προγράμματος έχουν τη δυνατότητα αποθήκευσης και ανάκτησης των μετρήσεων από το δίσκο του φορητού υπολογιστή. Η δυνατότητα αυτή ήταν πολύ χρήσιμη για την ομάδα ανάπτυξης του συστήματος, γιατί κατέστη δυνατή η επεξεργασία των μετρήσεων και μετά τα πειράματα.

Το πρόγραμμα τροποποιήθηκε κατά τη διάρκεια της ανάπτυξης του συστήματος ΣΩΖΩΝ ΙΙ έτσι ώστε να απεικονίζει αποτελέσματα και από τις τρεις χρησι-



Σχήμα 2.8: Η ένδειξη πλάτους του σήματος



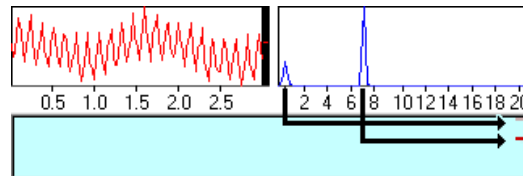
Σχήμα 2.9: Διεπαφή χρήστη του ΣΩΖΩΝ II

μποιούμενες συχνότητες. Λόγω της ύπαρξης τριών συχνοτήτων και ισάριθμων τμημάτων απεικόνισης του σήματος στα πεδία του χρόνου και στη συχνότητα, εξαλείφθηκε η ένδειξη του πειραματικού κριτηρίου ανίχνευσης. Επιπλέον έγινε και η εξής παρατήρηση: Σε κάποια σημεία οι ενδείξεις του ραντάρ δεν έδιναν καθαρό συμπέρασμα για την ύπαρξη ανθρώπου. Για το λόγο αυτό γίνονταν από τους χειριστές επανειλημμένες μετρήσεις στο ίδιο σημείο. Για να διευκολυνθούν οι χειριστές, προστέθηκε στο πρόγραμμα σύστημα συνοπτικής καταγραφής και παρουσίασης του φάσματος των προηγούμενων μετρήσεων για κάθε κανάλι. Επίσης για να είναι πιο καθαρή η παρουσίαση και των τριών καναλιών, μεταφέρθηκε το γράφημα του FFT δεξιά του γραφήματος στο πεδίο του χρόνου αντί από κάτω που βρισκόταν στην προηγούμενη έκδοση (βλ. σχήμα 2.7).

Το σύστημα καταγραφής απεικονίζει οριζόντια το φάσμα των προηγούμενων μετρήσεων ανά κανάλι με το χρώμα να αντιστοιχεί στην ένταση της κάθε συνιστώσας. Σαν παράδειγμα δίνεται το σχήμα 2.10. Σε αυτό απεικονίζεται κατασκευασμένο σήμα από δύο συχνότητες, μια μικρή (περίπου 0.9 Hz) με μικρό πλάτος και μια μεγαλύτερη (7 Hz) με μεγαλύτερο πλάτος. Στο σχήμα φαίνεται ο



FFT και η αντίστοιχη εγγραφή του στο σύστημα καταγραφής. Τα βέλη δείχνουν με τι αντιστοιχεί η κάθε συχνότητα. Στο σύστημα καταγραφής οι καινούργιες μετρήσεις μπαίνουν από δεξιά και οι παλιές ολισθαίνουν προς τα αριστερά. Στο σύστημα καταγραφής περιέχονται πληροφορίες για τις συχνότητες από 0 έως 20 Hz, αφού αυτές είναι που θεωρούνται σημαντικές.



Σχήμα 2.10: Παράδειγμα του συστήματος καταγραφής των μετρήσεων

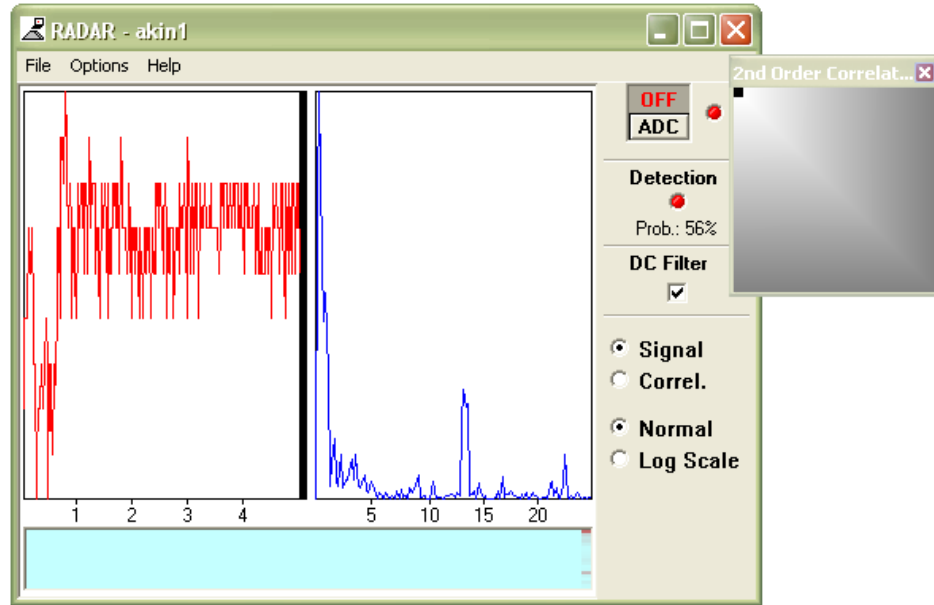
Για την τρίτη έκδοση του συστήματος έγιναν δοκιμές με συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης (βλ. ενότητα 2.5.3). Υπάρχει πλέον και στο γραφικό περιβάλλον κουμπί που αντικαθιστά το γράφημα στο πεδίο του χρόνου με τη γραφική παράσταση της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης (Signal/Correl.). Μαζί με αυτό δίνεται και η δυνατότητα απεικόνισης του φάσματος σε λογαριθμική κλίμακα (Normal/Log Scale). Η αυτοσυσχέτιση δεύτερης τάξης εμφανίζεται σε ξεχωριστό παράθυρο. Στο παράθυρο αυτό η αρχή των αξόνων χρόνου  $t_1$ ,  $t_2$  (βλ. εξίσωση 2.14) βρίσκεται στην πάνω αριστερή γωνία και η θετική φορά είναι προς τα κάτω και δεξιά. Όσο πιο σκούρο είναι το χρώμα σε ένα σημείο, τόσο μεγαλύτερη η κανονικοποιημένη τιμή της αυτοσυσχέτισης δεύτερης τάξης.

Το πρόγραμμα διεπαφής χρήστη καθώς και οι ρουτίνες επεξεργασίας σήματος γράφτηκαν σε γλώσσες προγραμματισμού C και C++ [38]. Το λειτουργικό σύστημα στο οποίο τρέχει είναι Microsoft Windows και απαιτείται έκδοση 95 ή νεότερη.

## 2.7 Μετρήσεις

### 2.7.1 Διαδικασία

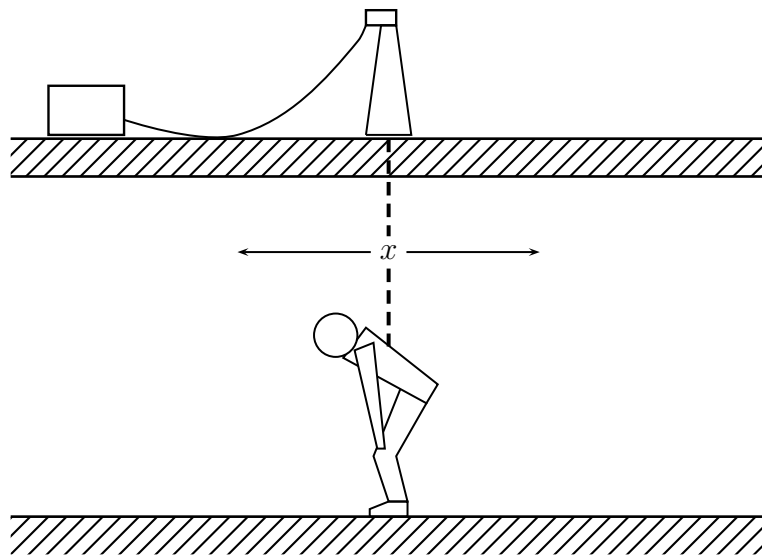
Για την εκτίμηση της απόδοσης του συστήματος ανεύρεσης επιζώντων πραγματοποιήθηκαν εκτεταμένες μετρήσεις σε τοποθεσίες με χαρακτηριστικά παρό-



Σχήμα 2.11: Διεπαφή χρήστη του ΣΩΖΩΝ ΙΙΙ

μια με αυτά των κατεδαφισμένων κτηρίων. Η διαδικασία που εφαρμόστηκε ήταν η τοποθέτηση των κεραιών στην επιφάνεια των πλακών των κτηρίων (από σπλισμένο σκυρόδεμα), οι οποίες βρέθηκαν είτε σε πειραματικά πεδία είτε σε κτήρια υπό ανέγερση. Το υπόλοιπο σύστημα τοποθετούνταν σε απόσταση περίπου 10 μέτρων από τις κεραιές, με σκοπό την αποφυγή ανίχνευσης των χρηστών του συστήματος. Σε πρώτη φάση ελεγχόταν η λειτουργία του συστήματος χωρίς άνθρωπο στο χώρο σάρωσης του ραντάρ. Έτσι εκπαιδεύονταν οι χειριστές στη μορφή του σήματος χωρίς παρουσία ανθρώπου. Έπειτα καθόταν κάποιος κάτω από την πλάκα και επαναλαμβανόταν η διαδικασία. Με τον τρόπο αυτό εκπαιδεύονταν οι χειριστές και στη μορφή του σήματος με παρουσία ανθρώπου. Μια απεικόνιση της πειραματικής διάταξης φαίνεται στο σχήμα 2.12.

Στην τελική φάση κάθε δοκιμής το άτομο που έπαιζε το ρόλο του εγκλωβισμένου έφευγε ή ερχόταν στο χώρο σάρωσης του ραντάρ, χωρίς να ειδοποιεί τους χειριστές αν βρίσκεται στο πεδίο ανίχνευσης του ραντάρ ή όχι. Οι χειριστές έπρεπε να καταλάβουν την ύπαρξη ανθρώπου ερμηνεύοντας την έξοδο του συστήματος και μόνο, όπως σε πραγματικές συνθήκες. Τα ποσοστά επιτυχίας που θα δοθούν παρακάτω είναι το ποσοστό των επιτυχημένων προβλέψεων από



Σχήμα 2.12: Διάταξη δοκιμών για τα ραντάρ ΣΩΖΩΝ

τους χειριστές. Επειδή στις μισές μετρήσεις υπήρχε άνθρωπος το ποσοστό αυτό αν οι προβλέψεις είναι στην τύχη είναι 50%. Συνεπώς όταν το ποσοστό είναι μεγαλύτερο σημαίνει ότι στατιστικά η χρήση του ραντάρ βοηθάει την αναζήτηση. Βάσει του κριτηρίου αυτού αξιολογήθηκαν οι επιδόσεις των συστημάτων και για διαφορετικό πάχος πλάκας.

Επίσης γίνονταν μετρήσεις προσπαθώντας να εξομοιωθούν διαφορετικές καταστάσεις του παγιδευμένου. Έτσι ο παγιδευμένος κάποιες φορές κράταγε την αναπνοή του κατά τη διάρκεια λίγων μετρήσεων, ώστε να εκτιμηθεί αποκλειστικά η συνεισφορά της καρδιακής κίνησης. Αυτό αποτελεί τη χειρότερη περίπτωση, δηλαδή την πιο δύσκολη για να εντοπισθεί ο εγκλωβισμένος, λόγω του ότι το σήμα είναι πολύ ασθενές. Η περίπτωση βαθιάς και ρυθμικής αναπνοής αποτελεί την ιδανικότερη κατάσταση αφού το ραντάρ πιάνει την κίνηση ολόκληρου του στήθους του ατόμου, που είναι στόχος με σημαντικά μεγαλύτερο RCS από την καρδιά. Τέλος δοκιμάστηκε και η περίπτωση που ο εγκλωβισμένος κάνει κάποια τυχαία κίνηση, αλλά με όλο ή μεγάλο μέρος του σώματός του. Η κατάσταση αυτή δεν δίνει το ίδιο φάσμα όπως οι κανονικές κινήσεις της αναπνοής και της

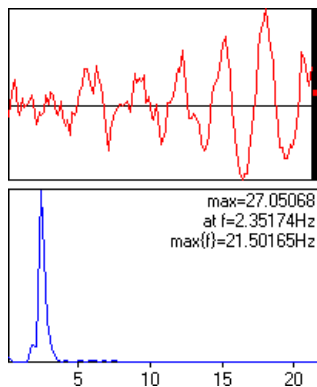
καρδιάς. Διακρίνεται όμως καθαρά από την αύξηση του πλάτους του σήματος όσο διαρκεί η κίνηση. Οι μετρήσεις που παρατίθενται αναφέρονται σε μία μέση κατάσταση όπου ο 'εγκλωβισμένος' ανάσαινε κανονικά, εκτός και αν ρητά αναφέρεται κάτι άλλο.

Επειδή η συχνότητα των παρατηρούμενων φαινομένων, ιδιαίτερα της αναπνοής σε ήρεμη κατάσταση, είναι πολύ μικρή, πρέπει να είναι αντίστοιχα μεγάλος ο χρόνος παρατήρησης. Αυτό είναι και ένας λειτουργικός συμβιβασμός σε πραγματικές συνθήκες, αφού μεγαλύτερος χρόνος παρατήρησης για ένα σημείο σημαίνει μεγαλύτερη διάρκεια σάρωσης ολόκληρου του ερειπίου. Πειραματικά βρέθηκε ότι η βέλτιστη τιμή του χρόνου, που παράλληλα είναι και αρκετά μικρή ώστε να ολοκληρώνεται σε λογικό χρόνο η σάρωση, είναι 3 δευτερόλεπτα. Ωστόσο αρκετές φορές χρειάστηκε να αλλάξει ο χρόνος παρατήρησης σε 5 ή και 10 δευτερόλεπτα. Ο αριθμός δειγμάτων που μετρούνταν ήταν 128 για χρόνο παρατήρησης 3 sec και 256 για 5 ή 10 sec.

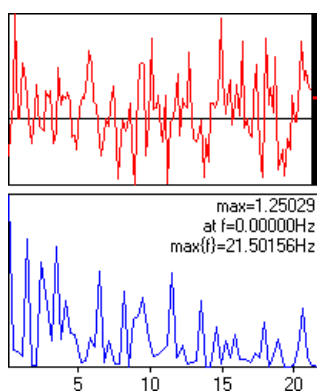
### 2.7.2 Αποτελέσματα με το ΣΩΖΩΝ Ι

Οι μετρήσεις με την πρώτη έκδοση του συστήματος ΣΩΖΩΝ επέτρεψαν την αξιολόγηση της λειτουργίας του πρώιμου ραντάρ με ένα ολοκληρωμένο σύστημα επεξεργασίας και απεικόνισης των αποτελεσμάτων. Δύο χαρακτηριστικές εικόνες από μετρήσεις φαίνονται στα σχήματα 2.13 (μέτρηση παρουσία ανθρώπου) και 2.14 (μέτρηση απουσία ανθρώπου). Στις μετρήσεις φαίνεται η ημιτονοειδής μορφή του σήματος και η αντίστοιχη συμπίεση του φάσματός του στην περιοχή κάτω των 5 Hz.

Στο σχήμα 2.15 φαίνεται μια μέτρηση στο ίδιο σημείο με τις 2.13, 2.14, με τη διαφορά ότι ο άνθρωπος μετακινείται ή πραγματοποιεί ακανόνιστες κινήσεις. Ούτε το σχήμα της κυματομορφής ούτε το φάσμα της συμφωνεί με τα κριτήρια που τέθηκαν προηγουμένως. Το χαρακτηριστικό του σήματος που αποτελεί ισχυρή ένδειξη ύπαρξης ανθρώπου, είναι το πλάτος του. Όταν γίνονται μετρήσεις σε μία τοποθεσία οι χειριστές παρατηρούν όλα τα χαρακτηριστικά του σήματος. Επιβεβαιώνεται πειραματικά ότι το πλάτος του σήματος κυμαίνεται ελαφρά γύρω από μία μέση τιμή. Η αύξηση του πλάτους για κάποιες μετρήσεις είναι ένδειξη



Σχήμα 2.13: Εικόνα του ΣΩΖΩΝ I παρουσία ανθρώπου

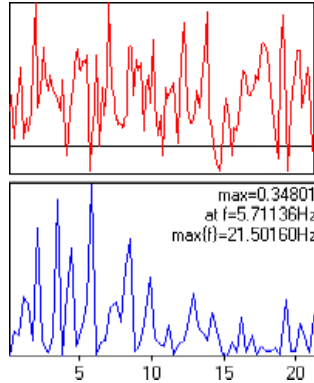


Σχήμα 2.14: Εικόνα του ΣΩΖΩΝ I απουσία ανθρώπου

ότι υπάρχει κάποια παροδική κίνηση στο πεδίο σάρωσης, η οποία μπορεί να είναι ανθρώπινη. Αλλά και σε περιπτώσεις ακίνητου ανθρώπου το πλάτος του σήματος είναι συνήθως μεγαλύτερο από αυτό των μετρήσεων απουσία ανθρώπου.

Από το πρώτο αυτό ραντάρ εκτιμήθηκαν και περιπτώσεις παρεμβολής από διάφορους περιβαλλοντικούς παράγοντες. Η επίδραση της ύπαρξης ανθρώπων κοντά στην κεραία κατά τη διάρκεια μιας μέτρησης ή κινήσεων της ίδιας της κεραίας, αναλύθηκε προηγουμένως. Μια άλλη χαρακτηριστική περίπτωση ήταν η ύπαρξη κάποιου μηχανήματος σε λειτουργία στο χώρο σάρωσης. Αυτό δημιουργούσε μια πολύ δυνατή και σταθερή συνιστώσα στο FFT η οποία υποσκίαζε όλες τις άλλες και δεν επέτρεπε την εξαγωγή συμπερασμάτων.

Συνολικά οι επιδόσεις αυτού του ραντάρ είναι πολύ καλές σε θέματα ακρίβειας εντοπισμού, όπως και αναμένεται λόγω του μικρού μήκους κύματος. Η



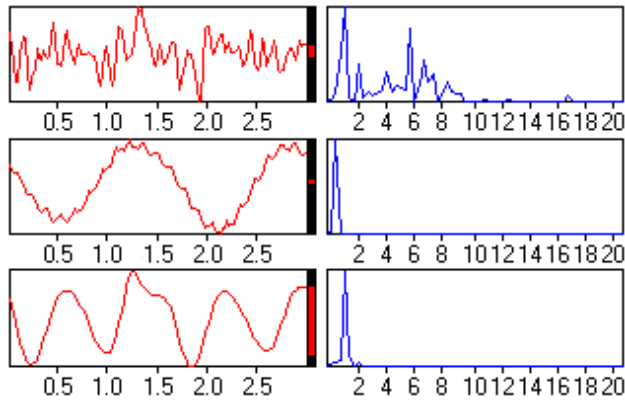
Σχήμα 2.15: Εικόνα του ΣΩΖΩΝ Ι όταν ο άνθρωπος κουνιέται

συχνότητα των 10.25 GHz είναι η καλύτερη από τις τρεις που δοκιμάστηκαν στην ανίχνευση τελείως ακίνητων ανθρώπων μόνον από το χτύπο της καρδιάς τους. Ωστόσο το μικρό μήκος κύματος περιορίζει σημαντικά το βάθος διείσδυσης (εξίσωση 2.7). Ένας άλλος περιοριστικός παράγοντας ήταν η μικρή ισχύς εκπομπής. Συνολικά η έκδοση αυτή έδινε αξιόπιστα αποτελέσματα για πλάκες μεπετό πάχους 20 cm.

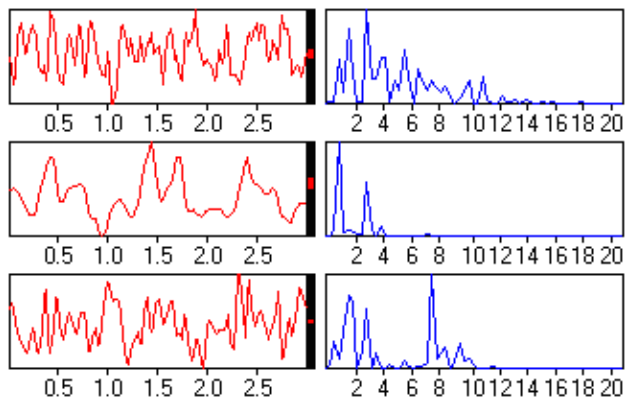
### 2.7.3 Αποτελέσματα με το ΣΩΖΩΝ ΙΙ

Η δεύτερη έκδοση του συστήματος ΣΩΖΩΝ σχεδιάστηκε για να βελτιωθούν οι περιορισμοί στο βάθος διείσδυσης που εμφανίζονται στην προηγούμενη έκδοση. Επίσης λειτουργεί σε τρεις διαφορετικές συχνότητες για να μελετηθούν πρακτικά τόσο οι επιδόσεις τους ξεχωριστά, όσο και σαν συνδυασμός. Επιπλέον βελτιώθηκε η σχεδίαση των πομποδέκτων στο σύστημα των 10.25 GHz. Εικόνες από δύο χαρακτηριστικές μετρήσεις με άνθρωπο δίνονται στα σχήματα 2.16 (δυνατό σήμα) και 2.17 (ασθενές σήμα).

Η χαμηλή συχνότητα έχει καλύτερη συμπεριφορά στο βάθος διείσδυσης, όπως αναμένεται. Όμως αδυνατεί να πιάσει μικροκινήσεις, όπως αυτές της καρδιάς και του θώρακα που ενδιαφέρουν στη συγκεκριμένη εφαρμογή. Αντίθετα σε περίπτωση κίνησης ολόκληρου του ανθρώπου ή τουλάχιστον ενός μέλους του, η ένδειξη είναι καθαρή και αξιόπιστη σε βάθος μεπετό τουλάχιστον 60 cm. Η μεσαία συχνότητα φάνηκε η πιο ελπιδοφόρα για περαιτέρω ανάπτυξη αφού



Σχήμα 2.16: Εικόνα του ΣΩΖΩΝ II παρουσία ανθρώπου



Σχήμα 2.17: Εικόνα του ΣΩΖΩΝ II παρουσία ανθρώπου με ασθενέστερο σήμα

προσφέρει το βέλτιστο συνδυασμό ευαισθησίας σε μικροκινήσεις και βάθους αξιόπιστης ανίχνευσης που ήταν 30 cm. Τέλος η συχνότητα των 10.25 GHz έδειξε τους περιορισμούς της, αφού παρόλη τη βελτίωση των χαρακτηριστικών της, ελάχιστα βελτιώθηκε πρακτικά το βάθος που δίνει αξιόπιστα αποτελέσματα.

Ένα μειονέκτημα του ΣΩΖΩΝ II είναι ο μεγάλος όγκος και βάρος του. Αποτελείται από τις κεραίες οι οποίες είναι ογκώδεις λόγω του μεγάλου μήκους κύματος στα 433 MHz, το τμήμα υψηλών συχνοτήτων που πρέπει να μεταφέρεται μαζί με τις κεραίες, το τμήμα χαμηλών συχνοτήτων και τροφοδοσίας και το φορητό υπολογιστή. Η ύπαρξη τριών επιμέρους συστημάτων έχει σαν τίμημα και την αυξημένη κατανάλωση ισχύος από το σύστημα, με αποτέλεσμα είτε να μειώνεται η αυτονομία του είτε να απαιτεί επιπλέον μονάδες παροχής

ηλεκτρισμού για τη λειτουργία του.

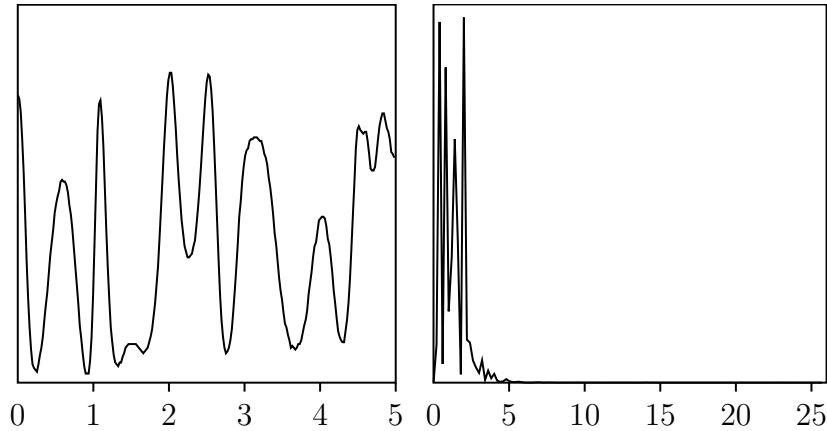
Ωστόσο το πλεονέκτημα χρήσης πολλών διαφορετικών συχνοτήτων σε ένα σύστημα αύξησε τις πιθανότητες ανίχνευσης, μειώνοντας παράλληλα τους ψευδείς συναγερούς με κόστος την απαίτηση για επιπλέον μετρήσεις σε περίπτωση αμφιβολίας. Αυτό γιατί η κάθε συχνότητα είναι βέλτιστη για διαφορετική κατάσταση. Σε κάποιες περιπτώσεις δείχνει ένδειξη ύπαρξης ανθρώπου μόνον η μία συχνότητα. Τότε οι χειριστές έχουν ένδειξη ότι πρέπει να επιμείνουν στο σημείο που υπάρχει αμφιβολία ή να χρησιμοποιήσουν άλλα μέσα.

#### 2.7.4 Αποτελέσματα με το ΣΩΖΩΝ III

Βάσει των αποτελεσμάτων από τις μετρήσεις με τα προηγούμενα συστήματα, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε το βελτιωμένο ΣΩΖΩΝ III. Σκοπός ήταν η λύση των περισσότερων προβλημάτων που εμφανίστηκαν στα προηγούμενα συστήματα αλλά και η επίτευξη μιας πιο φιλικής στο χρήστη μορφής του συστήματος ραντάρ. Συνοπτικά τα συμπεράσματα είναι η άριστη συμπεριφορά στην ανίχνευση ακόμα και πολύ μικρών κινήσεων από το ραντάρ των 10.25 GHz, αλλά το περιορισμένο βάθος διεύδυσής του και το πολύ καλό βάθος διεύδυσής του ραντάρ των 433 MHz που όμως δε μπορεί να ανιχνεύσει παρά μόνο μεγάλης έκτασης κινήσεις του ανθρώπινου σώματος, όπως παρουσιάζονται στην ενότητα 2.7.3. Βάσει αυτών επελέγησαν τα 2.45 GHz σαν συχνότητα λειτουργίας της τελευταίας έκδοσης του συστήματος. Επιπλέον, όπως αναφέρεται στην ενότητα 2.4, βελτιώθηκαν τα χαρακτηριστικά των ηλεκτρονικών του συστήματος (ενισχυτές, κεραίες) και μίκρυνε ο όγκος και το βάρος του. Στις δοκιμές του τελευταίου αυτού συστήματος αφιερώθηκε ο περισσότερος χρόνος του μέρος της διατριβής που αφορά τα ραντάρ ΣΩΖΩΝ.

Αρχικά κρίνεται σκόπιμο να παρουσιαστεί μια εύκολη περίπτωση. Στο σχήμα 2.18 φαίνεται μέτρηση πίσω από μετό 25 cm που ο άνθρωπος κάνει αργή αλλά μεγάλη κίνηση του σώματός του μπρος-πίσω, στην κατεύθυνση διάδοσης του κύματος. Η ημιτονοειδής μορφή του σήματος στο πεδίο του χρόνου αντανακλά την κανονικότητα της κίνησης του στόχου. Υπάρχει και σημαντική άνοδος της στάθμης των χαμηλών συχνοτήτων στο FFT. Πρέπει να υπογραμμισθεί εδώ



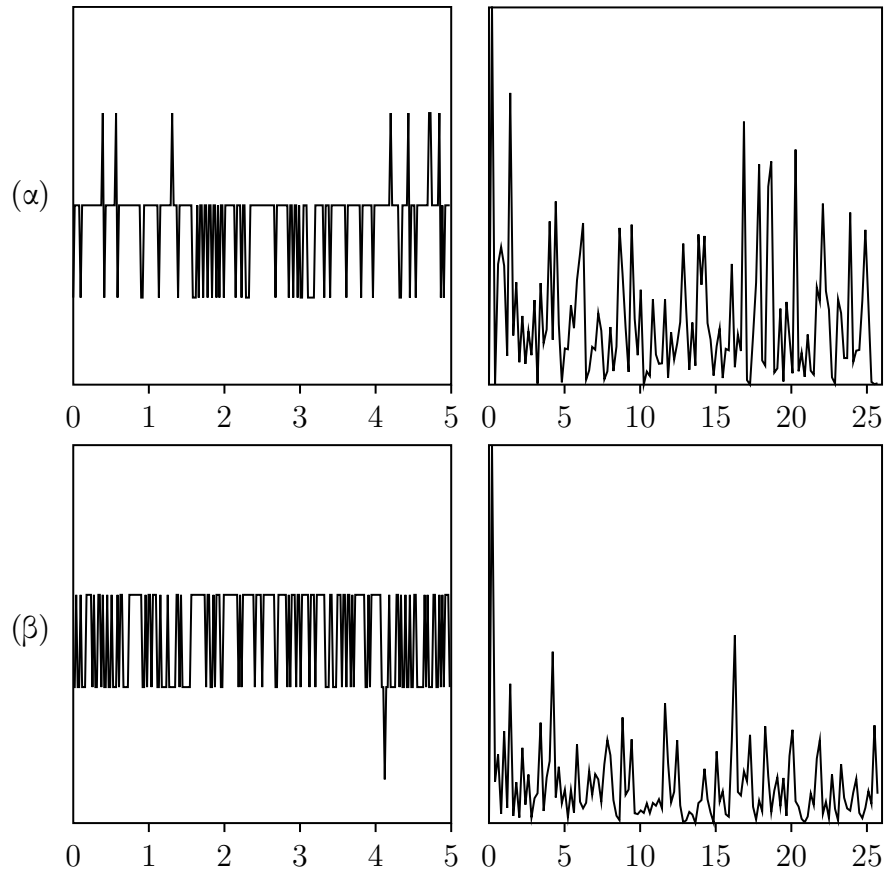


Σχήμα 2.18: Μέτρηση πίσω από μετό 25 cm που ο άνθρωπος κουνιέται (αριστερά το σήμα στο πεδίο του χρόνου, δεξιά στο πεδίο της συχνότητας)

ότι οι συχνότητες στις οποίες εμφανίζεται το σήμα στην περίπτωση ύπαρξης ανθρώπου είναι μικρότερες από αυτές του ραντάρ των 10.25 GHz γιατί η μείωση της φέρουσας συχνότητας συνεπάγεται ανάλογη μείωση της Doppler. Για το λόγο αυτό και οι μετρήσεις γίνονται σε χρόνο παρατήρησης 5 δευτερόλεπτα αντί τριών στα παλιότερα συστήματα. Σημειώνεται ότι η DC συνιστώσα στους FFT έχει μηδενιστεί. Δηλαδή οι απεικονιζόμενες μετρήσεις είναι σαν να έχουν γίνει με ενεργοποιημένη την επιλογή 'DC Φίλτρο'.

Σε επόμενο στάδιο εξετάζεται η συμπεριφορά του συστήματος πίσω από τον ίδιο τοίχο, χωρίς άνθρωπο αυτή τη φορά. Χαρακτηριστικές μετρήσεις φαίνονται στο σχήμα 2.19. Πρέπει να τονιστεί ότι η κλίμακα του κατακόρυφου άξονα στο πεδίο του χρόνου είναι λίγες στάθμες του αναλογικοψηφιακού μετατροπέα, δηλαδή λίγα mV. Αντίθετα στο σχήμα 2.18 η κλίμακα είναι περίπου 400 mV. Το σήμα που παρατηρείται είναι μόνο θόρυβος του αναλογικοψηφιακού μετατροπέα. Η συμπεριφορά αυτή κρίνεται καλύτερη από αυτήν του ΣΩΖΩΝ I (πρβλ. σχήμα 2.14). Το θετικό αποτέλεσμα αυτό επιτεύχθηκε με σωστή ρύθμιση των RF και των χαμηλής συχνότητας ενισχυτών.

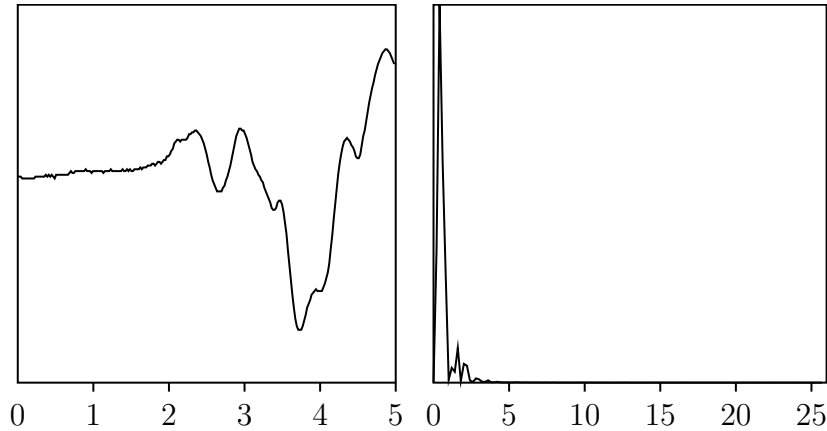
Στο σχήμα 2.20 παρουσιάζεται ένα παράδειγμα παροδικής κίνησης. Παρόμοια εικόνα φαίνεται και από τα παλιότερα ραντάρ. Στη συγκεκριμένη περίπτωση ο άνθρωπος καθόταν ακίνητος πίσω από τον τοίχο όσο διεξάγονταν οι μετρήσεις



Σχήμα 2.19: Χαρακτηριστικές μετρήσεις πίσω από μπετό 25 cm χωρίς άνθρωπο (αριστερά το σήμα στο πεδίο του χρόνου, δεξιά στο πεδίο της συχνότητας)· η κλίμακα στον κατακόρυφο άξονα είναι μερικές στάθμες του A/D μετατροπέα και δεν είναι ίδια με αυτή του σχήματος 2.18

και εδώ σηκώθηκε για να φύγει. Το χαρακτηριστικό είναι η απότομη αύξηση του σήματος από το μέσο περίπου του χρόνου παρατήρησης, οπότε και σημειώθηκε η κίνηση. Εδώ μάλιστα τυχαίνει και το φάσμα να ικανοποιεί το πειραματικό κριτήριο ανίχνευσης, αλλά αυτό δε συμβαίνει πάντα με τις τυχαίες κινήσεις.

Στο σχήμα 2.22 παρουσιάζονται μετρήσεις με ακίνητο άνθρωπο, ο οποίος αναπνέει κανονικά πίσω από τον τοίχο. Είναι προφανής η ημιτονοειδής μορφή του σήματος και η συνεπαγόμενη συσσώρευση των φασματικών γραμμών στις συχνότητες κοντά στο DC. Επίσης φαίνεται και το μικρό πλάτος του σήματος,

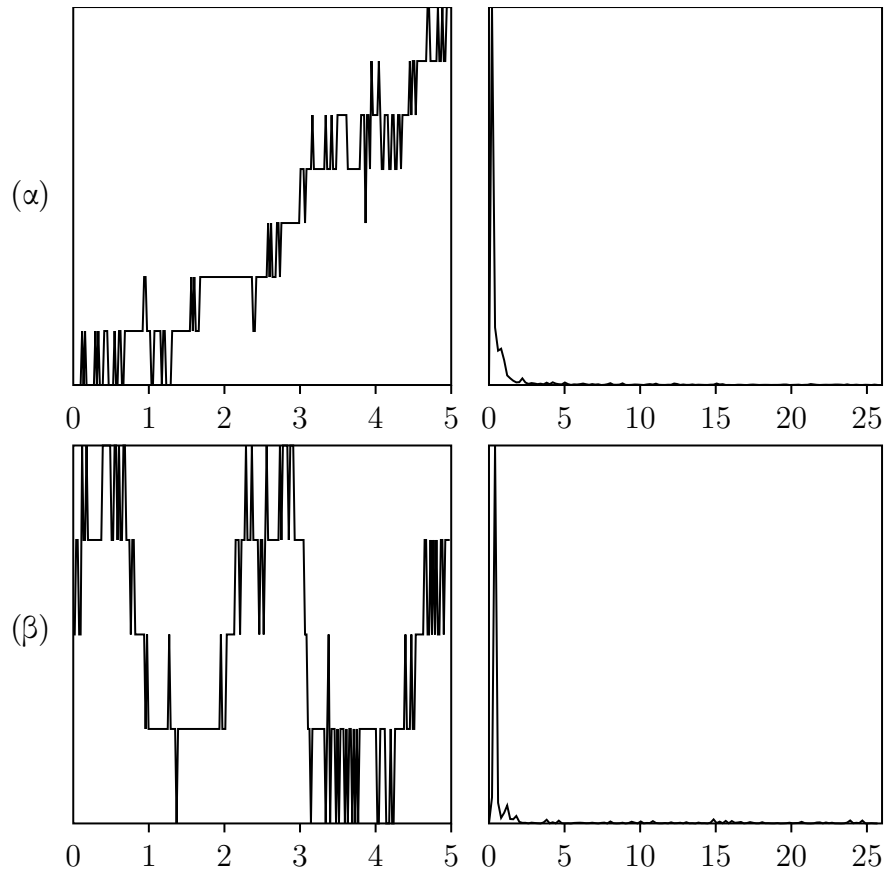


Σχήμα 2.20: Παράδειγμα μέτρησης με παροδική, έντονη κίνηση

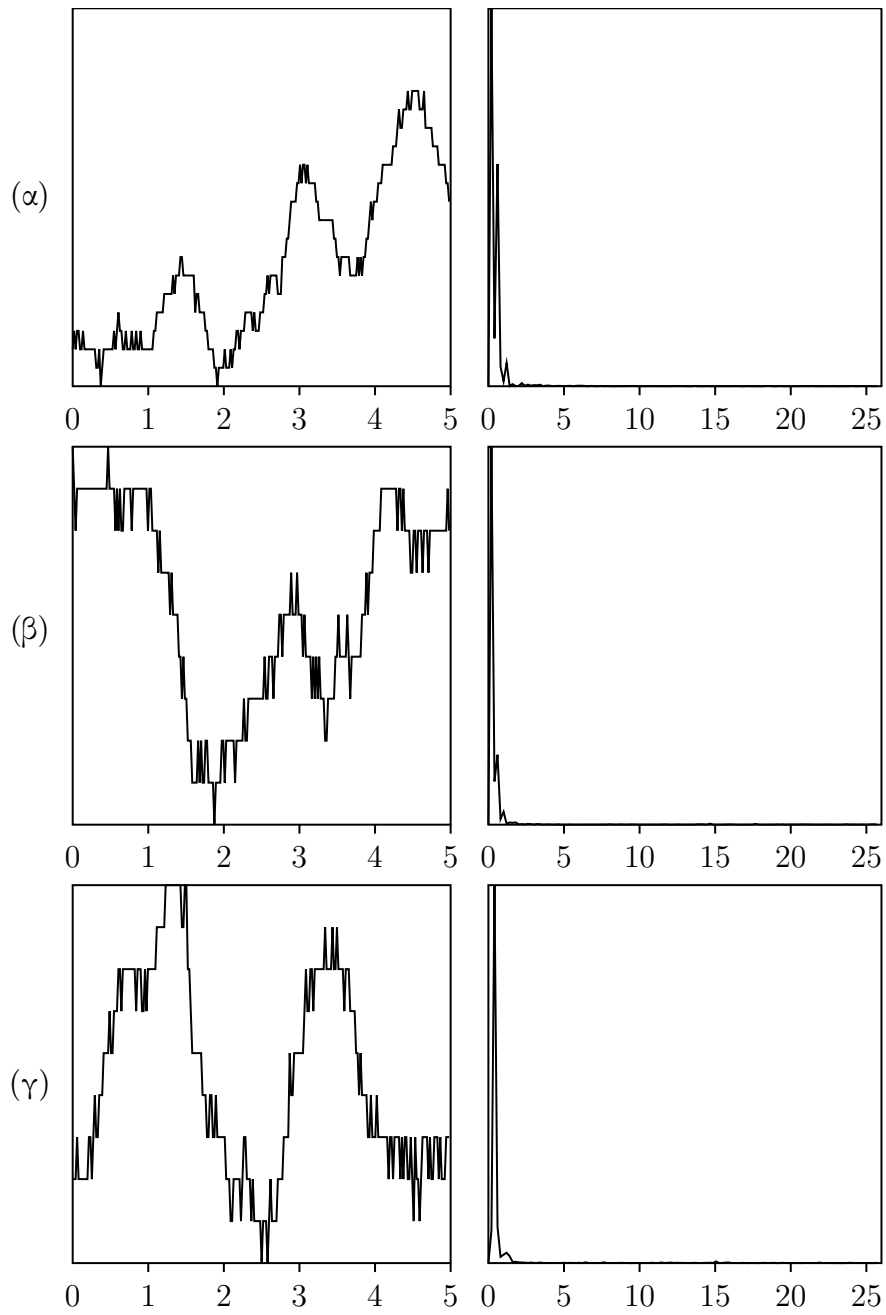
που είναι περίπου 10 στάθμες του αναλογικοψηφιακού μετατροπέα (20 mV).

Τέλος παρουσιάζονται αποτελέσματα από την πιο απαιτητική περίπτωση μέτρησης όπου ο άνθρωπος κρατάει την αναπνοή του στο σχήμα 2.21. Οι μετρήσεις αυτές κρίνονται ικανοποιητικές διότι υποδεικνύουν καθαρά την ύπαρξη ανθρώπου. Πολλές φορές σε μετρήσεις όπου ο άνθρωπος κρατούσε την αναπνοή του η εικόνα ήταν ίδια με αυτήν του θορύβου (σχήμα 2.19). Σε αρκετές όμως η εικόνα ήταν σαν την περίπτωση (α) του σχήματος 2.21. Δηλαδή φαινόταν μία πολύ αργή μεταβολή στη στάθμη του σήματος, που μοιάζει σαν μία ευθεία, άλλοτε αύξουσα και άλλοτε φθίνουσα, μαζί με τον υπερτιθέμενο θόρυβο. Η περίπτωση (β) μοιάζει πολύ με τις μετρήσεις όπου ο άνθρωπος αναπνέει φυσιολογικά, μόνο που έχει πολύ μικρότερο πλάτος.

Από τις μετρήσεις με άνθρωπο που κρατάει την αναπνοή του φάνηκε ότι το ραντάρ σε αυτήν τη συχνότητα δεν είναι ευαίσθητο για να πιάσει την καρδιά του εγκλωβισμένου. Ωστόσο αρκεί μία ανεπαίσθητη κίνηση του σώματος για να δώσει το ραντάρ ενδείξεις ζωής.



Σχήμα 2.21: Μετρήσεις με άνθρωπο ακίνητο πίσω από μπετό 25 cm που κρατάει και την αναπνοή του (αριστερά το σήμα στο πεδίο του χρόνου, δεξιά στο πεδίο της συχνότητας)



Σχήμα 2.22: Χαρακτηριστικές μετρήσεις με άνθρωπο ακίνητο πίσω από μπετό 25 cm (αριστερά το σήμα στο πεδίο του χρόνου, δεξιά στο πεδίο της συχνότητας)

### 2.7.5 Σχολιασμός των αποτελεσμάτων

Στην τελευταία φάση των δοκιμών έγινε συγκριτική μελέτη των συστημάτων ΣΩΖΩΝ II και III με σκοπό την αποτίμηση των βελτιώσεων της καινούργιας έκδοσης. Στη συγκριτική μελέτη λειτουργούσαν και τα δύο ραντάρ στο ίδιο μέρος, πρώτα το ένα και έπειτα το άλλο. Σημεία σύγκρισης ήταν η συνολική απόδοση των συστημάτων με κριτήριο το ποσοστό επιτυχών ενδείξεων των δύο ραντάρ, αλλά και ειδικότερα η συμπεριφορά του τμήματος των 2.45 GHz.

Αφού πραγματοποιήθηκε έλεγχος με σκοπό την αποτίμηση της αποτελεσματικότητας των υλοποιημένων συστημάτων ραντάρ, έγινε σειρά μετρήσεων για την εξακρίβωση της ικανότητας τους για ανίχνευση παγιδευμένων ανθρώπων σε περιπτώσεις που ο στόχος δεν είναι ακριβώς στην ίδια νοητή ευθεία με τις κεραίες του συστήματος. Η περίπτωση αυτή αντιστοιχεί σε μετακίνηση του ανθρώπου-στόχου κατά  $x$  στο σχήμα 2.12 και αναλυτικά αποτελέσματα για αυτήν παρουσιάζονται στην παράγραφο 2.7.5. Η επίδραση των διαφόρων υλικών των κτηρίων, δηλαδή τούβλων και μπετό διαφορετικού πάχους, στην πιθανότητα ανίχνευσης των υπό εξέταση συστημάτων ραντάρ έχει διερευνηθεί σε βάθος και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στην παράγραφο 2.7.5. Τέλος στην παράγραφο 2.7.5 παρουσιάζεται η επίδραση των περιβαλλοντικών συνθηκών στις μετρήσεις και κατά συνέπεια στην απόδοση και την αξιοπιστία των υλοποιημένων συστημάτων ραντάρ.

#### **Επίδραση της θέσης της κεραίας στην απόδοση του συστήματος**

Για να είναι το σύστημα πρακτικά χρήσιμο σε πραγματικές καταστάσεις ανάγκης, πρέπει τα κατεστραμμένα κτήρια να εξετάζονται διεξοδικά από τα συνεργεία διάσωσης που είναι εξοπλισμένα με τα ραντάρ. Συνεπώς εκτός από την ανάγκη για αποτελεσματική ανίχνευση των παγιδευμένων ανθρώπων σε ικανοποιητικό βάθος, όπως αναλύθηκε στις προηγούμενες παραγράφους, υπάρχει και η ανάγκη για ελαχιστοποίηση του συνολικού χρόνου σάρωσης του κατεδαφισμένου κτηρίου. Για δεδομένο χρόνο δειγματοληψίας, ο πιο βασικός παράγοντας για τον καθορισμό του χρόνου εξέτασης ολόκληρου του κτηρίου είναι η απόσταση κατά την οποία πρέπει σε κάθε μέτρηση να μετακινούνται οι κεραίες του συστή-

ματος. Εάν η απόσταση αυτή είναι μικρή, απαιτείται μεγάλο χρονικό διάστημα για την αποτελεσματική εξέταση όλου του χώρου, με αποτέλεσμα το σύστημα να καθίσταται δύσχρηστο. Αυτός είναι ο κύριος λόγος για τον οποίο θα πρέπει ο λοβός της κεραίας να είναι αρκετά ευρύς, έτσι ώστε μεγαλύτερη περιοχή να μπορεί να καλύπτεται με μια μέτρηση μόνο. Εδώ πρέπει να γίνει και συμβιβασμός μεταξύ βάθους διείδυσης και περιοχής σάρωσης της κεραίας. Αυτό γιατί, όπως είναι γνωστό, η αύξηση του κέρδους μιας κεραίας συγκεκριμένου τύπου συνεπάγεται μείωση του εύρους του κύριου λοβού.

Στη διαδικασία μετρήσεων που ακολουθήθηκε και απεικονίζεται στο σχήμα 2.12, ο άνθρωπος βρισκόταν σκυμμένος ή ξαπλωμένος στον όροφο ενός κτηρίου. Οι κεραίες ήταν τοποθετημένες στον αμέσως από πάνω όροφο και στην ίδια κατακόρυφη ευθεία έτσι ώστε το σύστημα ραντάρ να μπορεί να ανιχνεύει την κίνηση του στήθους. Αυτή η μεθοδολογία προτιμάται αφού φαίνεται να παρουσιάζει πολλές ομοιότητες συγκρινόμενη με πραγματικές συνθήκες μετρήσεων, αφού οι παγιδευμένοι άνθρωποι κείτονται κάτω από τα συντρίμια των κτηρίων. Εναλλακτικά χρησιμοποιούνταν τοίχοι από μπετό, οπότε ο άνθρωπος-στόχος στεκόταν όρθιος, άλλες φορές κολλητά στον τοίχο, άλλες σε απόσταση. Το πάχος της κάθε πλάκας μπετό που χρησιμοποιήθηκε ήταν σχεδόν 25 cm. Η απόσταση μεταξύ του εμποδίου (κατακόρυφη ή οριζόντια πλάκα μπετό) και του στήθους ή της πλάτης του ανθρώπου κυμαίνονταν ανάμεσα στα 0 cm (που αντιστοιχεί στην περίπτωση που η πλάτη του ανθρώπου ακουμπάει την οροφή) και στη μέγιστη τιμή των 150 cm.

Ο πίνακας 2.5 παραθέτει τις πιθανότητες επιτυχούς ανίχνευσης ως προς τη μετατόπιση,  $x$ , της κεραίας από το κέντρο του σώματος του παγιδευμένου ανθρώπου για τα συστήματα ΣΩΖΩΝ II και ΣΩΖΩΝ III. Η πρώτη στήλη του πίνακα αυτού, 'Μετατόπιση  $x = 0$  cm', αντιπροσωπεύει τη μέση τιμή του κριτηρίου ανίχνευσης για την περίπτωση που ο άνθρωπος βρίσκεται ακριβώς στη νοητή ευθεία των κεραιών του συστήματος. Όπως είναι αναμενόμενο, η τιμή του κριτηρίου χειροτερεύει όσο αυξάνεται η μετατόπιση, ανεξαρτήτως του υλικού που παρεμβάλλεται, του πάχους του και της απόστασης του ανθρώπου από το υλικό αυτό.

| Μετατόπιση $x$ (cm)                | 0   | 25  | 50  | 75  |
|------------------------------------|-----|-----|-----|-----|
| Πιθανότητα επιτυχίας για ΣΩΖΩΝ II  | 80% | 75% | 65% | 55% |
| Πιθανότητα επιτυχίας για ΣΩΖΩΝ III | 90% | 70% | 55% | 50% |

Πίνακας 2.5: Πιθανότητες επιτυχούς ανίχνευσης ως προς τη μετατόπιση της κεραίας

Για τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στον πίνακα 2.5 το πάχος της πλάκας από οπλισμένο σκυρόδεμα ήταν 25 cm, ενώ το κενό μεταξύ τοίχου και ανθρώπου 5 cm. Ο άνθρωπος-στόχος ήταν εντελώς ακίνητος, αλλά ανέπνεε κανονικά. Ο σκοπός ήταν να ελεγχθούν τα όρια των συστημάτων ραντάρ που κατασκευάστηκαν. Όπως φαίνεται στον πίνακα, η μέση τιμή του κριτηρίου ανίχνευσης για το σύστημα ΣΩΖΩΝ III είναι 90 %, ενώ για το ΣΩΖΩΝ II είναι 80 %, στην περίπτωση που η κεραία είναι νοητά στην ίδια ευθεία με το άτομο που πρέπει να ανιχνευτεί. Από την άλλη πλευρά για μετατοπίσεις μεγαλύτερες από μηδέν είναι εμφανές ότι το κριτήριο ανίχνευσης είναι καλύτερο για το σύστημα ΣΩΖΩΝ II. Αυτό οφείλεται κυρίως στα διαφορετικά χαρακτηριστικά του διαγράμματος ακτινοβολίας στην περίπτωση των κεραιών στο σύστημα ΣΩΖΩΝ II σε σχέση με το σύστημα ΣΩΖΩΝ III. Στην πρώτη περίπτωση η ενεργός γωνία είναι μεγαλύτερη με αποτέλεσμα να μπορεί να έχει μεγαλύτερο οπτικό πεδίο το σύστημα ραντάρ, αλλά μικρότερο βάθος διείσδυσης, όπως αναλύθηκε προηγουμένως. Το ΣΩΖΩΝ III σταματάει να δίνει αξιόπιστα αποτελέσματα για μετατόπιση μισού περίπου μέτρου. Αντίθετα το ΣΩΖΩΝ II οριακά φτάνει τα 75 cm. Η υστέρηση των επιδόσεων του νεότερου μοντέλου του ραντάρ σε σχέση με την προηγούμενη έκδοση όσον αφορά το οπτικό τους πεδίο δεν κρίνεται σημαντική. Αυτό ισχύει διότι μισό μέτρο είναι ικανοποιητικό βήμα για τη σάρωση ενός κατεδαφισμένου κτηρίου. Επιπλέον η αύξηση του βάθους διείσδυσης, όπως αποκαλύπτεται από την πρώτη στήλη του πίνακα 2.5, είναι σημαντικότερη γιατί αυξάνει τις πιθανότητες επιτυχούς ανεύρεσης εγκλωβισμένων.



## Συμπεριφορά του συστήματος για διαφορετικά είδη υλικών

Για να εκτιμηθεί η αποτελεσματικότητα του συστήματος σε διάφορες συνθήκες, επαναλήφθηκε η διαδικασία της προηγούμενης παραγράφου για εμπόδιο από διαφορετικά δομικά υλικά. Έτσι το σύστημα ελέγχθηκε με διαφορετικές τιμές πάχους υλικών, με σκοπό να επιβεβαιωθούν οι θεωρητικές και πειραματικές τιμές του βάνους διείσδυσης, αλλά και για τον έλεγχο των ορίων των συστημάτων ραντάρ που αναπτύχθηκαν. Ο έλεγχος έγινε κάνοντας χρήση πλαστικών ψευδοτοιχιών, τοίχων από μονή ή διπλή σειρά από σούβλα και πλακών κατασκευασμένων από σκυρόδεμα. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον πίνακα 2.6.

| Υλικό                    | Πιθανότητα επιτυχίας |           |
|--------------------------|----------------------|-----------|
|                          | ΣΩΖΩΝ II             | ΣΩΖΩΝ III |
| Ψευδοτοιχία (Γυψοσανίδα) | 99 %                 | 99 %      |
| Τοίχος από τούβλα        | 99 %                 | 99 %      |
| Διπλή σειρά τούβλα       | 97 %                 | 97 %      |
| Σκυρόδεμα 20 cm          | 90 %                 | 95 %      |
| Σκυρόδεμα 25 cm          | 80 %                 | 87 %      |
| Σκυρόδεμα 30 cm          | 67 %                 | 80 %      |
| Σκυρόδεμα 35 cm          | 57 %                 | 67 %      |
| Σκυρόδεμα 40 cm          | 50 %                 | 55 %      |
| Σκυρόδεμα 45 cm          | 50 %                 | 50 %      |

Πίνακας 2.6: Πιθανότητες επιτυχούς ανίχνευσης για διάφορα υλικά

Για τα πρώτα υλικά (τούβλα, γυψοσανίδα, ξύλο) τα ραντάρ έδειχναν με βεβαιότητα την ύπαρξη ή όχι ανθρώπου. Η βεβαιότητα αυτή παρέμενε και για σχετικά μεγάλο πάχος υλικών, δηλαδή περίπου ως και 50 cm. Για μεγαλύτερο πάχος δεν διεξήχθησαν πειράματα, αφού δεν βρέθηκαν τοποθεσίες με τέτοιους τοίχους. Ωστόσο η συμπεριφορά των συστημάτων για τα μικρότερα πάχη υλικού που δοκιμάστηκαν αποτελεί ένδειξη ότι και τα δύο συστήματα δίνουν αξιόπιστα

αποτελέσματα ακόμα και για πάχος τάξης ενός ή δύο μέτρων.

Στο σκυρόδεμα που είναι και το δυσκολότερο υλικό, η αξιοπιστία έφθινε σημαντικά με το πάχος του εμποδίου και για τα δύο ραντάρ. Το τρισυχνотικό σύστημα ραντάρ ΣΩΖΩΝ II έδωσε ικανοποιητικά αποτελέσματα σε περιπτώσεις εμποδίου από πλάκες σκυροδέματος με πάχος μικρότερο των 30 cm. Για υψηλότερες τιμές πάχους της πλάκας από σκυρόδεμα η αξιοπιστία του συστήματος γίνεται φθίνει γρήγορα. Η δυσκολία στην εξαγωγή συμπερασμάτων που αρχίζει να εμφανίζεται αφορά τόσο την καθαρότητα του σήματος όσο και στην τιμή του κριτηρίου ανίχνευσης. Τέλος για τιμές πάχους σκυροδέματος μεγαλύτερες από 40 cm ήταν αδύνατη η ανίχνευση ανθρώπινης κίνησης.

Το βελτιωμένο σύστημα ραντάρ ΣΩΖΩΝ III έδωσε ικανοποιητικά αποτελέσματα ακόμα και σε πιο δύσκολες συνθήκες, όπως πλάκα από συμπαγές σκυρόδεμα πάχους 35 cm και άνθρωπο τελείως ακίνητο κάτω από αυτή την πλάκα. Αυτό οφείλεται στην βελτιστοποιημένη σχεδίαση αυτού του συστήματος στη συχνότητα 2.45 GHz με την επιπλέον χρήση του ευαίσθητου ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) παράλληλα με τον ενισχυτή στο μικροκυματικό τμήμα του δέκτη. Στα 40 cm υπήρχαν οριακά περισσότερες επιτυχίες ανιχνεύσεις από το στατιστικό 50%, αλλά δεν μπορεί να ειπωθεί ότι το ραντάρ λειτουργεί αξιόπιστα σε τέτοιο βάθος. Επιπλέον ο άνθρωπος πρέπει να είναι πολύ κοντά στη νοητή ευθεία της κεραίας ( $\pm 5$  cm), αλλιώς δεν επιτυγχάνεται ανίχνευση.

### **Επίδραση περιβαλλοντικών παραγόντων**

Η τελευταία σύγκριση των περιγραφόμενων συστημάτων αφορούσε στην αποτελεσματικότητά τους στην ανίχνευση ανθρώπων σε θορυβώδη περιβάλλοντα και κυρίως εκεί όπου υπάρχουν κινήσεις ανθρώπων κοντά στα σημεία μετρήσεων. Η επίδραση των κινήσεων στον περιβάλλοντα χώρο στις μετρήσεις του ΣΩΖΩΝ I ήταν ένα πολύ βασικό μειονέκτημα του συστήματος. Το μειονέκτημα αυτό παρέμεινε σε μεγάλο βαθμό και στο ΣΩΖΩΝ II, αφού οι κεραίες σχεδιάστηκαν με σκοπό να εκπέμπουν τις δύο χαμηλότερες συχνότητες. Έτσι δεν μπόρεσε να βελτιστοποιηθεί η απόδοσή τους σε σχέση με τις διαρροές των πλευρικών λοβών οι οποίες ευθύνονται για την επίδραση κινήσεων εκτός οπτι-

κού πεδίου. Με σκοπό να εξαλειφθεί αυτό το μειονέκτημα, οι κεραίες τύπου γωνιακού ανακλαστήρα του ΣΩΖΩΝ II αντικαταστάθηκαν από την πρωτότυπη κεραία που περιγράφηκε στην παράγραφο 2.4 στο ραντάρ ΣΩΖΩΝ III η οποία αναπτύχθηκε σε παράλληλη διατριβή. Αυτή η αλλαγή έπαιξε καταλυτικό ρόλο στη βελτίωση του συστήματος, αφού η επίδραση των κινήσεων που συνέβαιναν στο περιβάλλοντα χώρο (πχ ανθρώπινες κινήσεις ή κινήσεις δέντρων λόγω ανέμων, ακόμα και έντονες κινήσεις πολύ κοντά στην κεραία), ήταν πρακτικά αμελητέα.

## 2.8 Συμπεράσματα

Στο πρώτο μέρος της διατριβής αναπτύχθηκε ραντάρ ανίχνευσης ζωντανών ανθρώπων που έχουν εγκλωβιστεί σε ερείπια κτηρίων. Η πρωτότυπη αυτή μέθοδος δεν έχει ακόμα εφαρμοστεί, παρά μόνο σε ερευνητικό επίπεδο. Κατά τη διάρκεια της διατριβής έγιναν πολλές δοκιμές με διάφορες παραλλαγές του συστήματος με σκοπό την αποτίμηση της συμπεριφοράς του και της αξίας του για αυτήν τη χρήση. Μετά από κάθε σειρά δοκιμών ακολουθούσε ανάπτυξη καινούργιου πρωτότυπου που βελτιώνει τα αδύνατα σημεία του προηγούμενου.

Η χρήση τριών ανεξάρτητων αισθητήρων ραντάρ προσφέρει σημαντική βελτίωση στην πιθανότητα ανίχνευσης και ταυτόχρονα μειώνει την πιθανότητα ψευδών συναγερωμών. Αυτό οφείλεται στη συσχέτιση των δεδομένων εξόδου που πραγματοποιείται από τον χρήστη. Επιπρόσθετα το τρισυχνотικό σύστημα ραντάρ επιτρέπει την εκτίμηση της καταλληλότητας στην πράξη των χρησιμοποιούμενων συχνοτήτων για τέτοιου είδους εφαρμογές. Η πιο πολλά υποσχόμενη τιμή συχνότητας αποδείχτηκε αυτή των 2.45 GHz, (ή πιθανώς και λίγο πιο χαμηλά από αυτή την τιμή) αλλά αρκετά υψηλότερα από τη συχνότητα 433 MHz και σίγουρα αρκετά χαμηλότερα από τη συχνότητα 10 GHz.

Για αυτό το λόγο η τελευταία έκδοση του συστήματος εύρεσης επιζώντων αποφασίστηκε να λειτουργεί στη συχνότητα 2.45 GHz. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων υποδεικνύουν εμφανώς τη βελτιωμένη απόδοση του συστήματος στην ανίχνευση παγιδευμένων ανθρώπων κάτω από συντρίμια κτηρίων. Οι

συνέπειες των περιβαλλοντικών παραγόντων που δυσχεραίνουν τις μετρήσεις και συνεπώς χειροτερεύουν την απόδοση του συστήματος περιορίστηκαν με τη χρήση της καινούργιας κεραίας. Παράλληλα η ανίχνευση και επεξεργασία ασθενέστερων σημάτων κατέστη δυνατή, λόγω της βελτιστοποιημένης σχεδίασης και κατασκευής των μικροκυματικών τμημάτων του συστήματος.

Με σκοπό την επίτευξη απλότητας, ευκολίας στη μεταφορά και μετακίνηση και προφανώς για οικονομικούς λόγους, η βελτιωμένη έκδοση του συστήματος εύρεσης επιζώντων σε συντρίμια χρησιμοποιεί μόνο τη συχνότητα 2.45 GHz. Αυτή η συχνότητα είναι διαθέσιμη για εμπορική χρήση, με αποτέλεσμα να μην αναμένονται μεγάλες παρεμβολές από άλλες συσκευές κατά τη διάρκεια των μετρήσεων. Περισσότερες δοκιμές διεξάγονται σε διαφορετικές συχνότητες 1.8 GHz έως 2.4 GHz με σκοπό την εύρεση της πιο κατάλληλης, για την περαιτέρω βελτίωση της απόδοσης του συστήματος. Μετά από λεπτομερή μελέτη των πειραματικών αποτελεσμάτων, είναι πολύ πιθανό η συχνότητα λειτουργίας του επόμενου πρωτοτύπου να βρίσκεται στο προαναφερθέν εύρος συχνοτήτων.

Είναι αναγκαίο να αναφερθεί ότι όλα τα συστήματα αναπτύχθηκαν με χρήση της ομόδυνης τοπολογίας (homodyne topology), λόγω των απαιτήσεων για χαμηλό κόστος, καθώς επίσης και για λόγους απλότητας και αξιοπιστίας. Να σημειωθεί ότι η απλότητα είναι πολύ σημαντική σε ένα ερευνητικό πρωτότυπο, γιατί διευκολύνει την πραγματοποίηση αλλαγών, οι οποίες είναι βέβαιο ότι θα χρειαστούν. Έχοντας αποκομίσει την εμπειρία των πρώτων συστημάτων, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί η ετερόδυνη τοπολογία (heterodyne topology) για τη βελτίωση της απόρριψης ανεπιθύμητων επιστροφών (clutter rejection) και την επίτευξη καλύτερης ευαισθησίας σε μελλοντικές εκδόσεις του ραντάρ.

## Κεφάλαιο 3

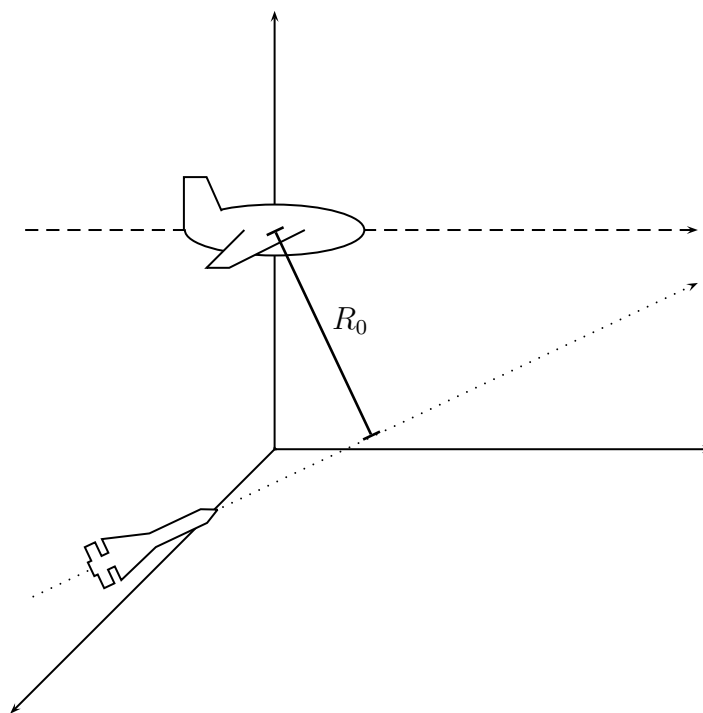
# Το δισυχνοτικό ραντάρ μέτρησης απόστασης αστοχίας

### 3.1 Εισαγωγή

Μία εφαρμογή των ραντάρ είναι η μέτρηση της απόστασης δύο προσεγγίζοντων αντικείμενων Ένα τέτοιο σύστημα μέτρησης μπορεί να χρησιμοποιηθεί για αποφυγή συγκρούσεων σε οχήματα και για προειδοποίηση αεροσκαφών που πετούν πάνω από επικίνδυνες ζώνες για επερχόμενα αντιαεροπορικά βλήματα. Μια παραλλαγή της τελευταίας εφαρμογής είναι η μέτρηση ακρίβειας βολών αντιαεροπορικών συστημάτων. Αυτή η εφαρμογή αποτέλεσε σημείο εκκίνησης αυτού του τμήματος της διατριβής σαν απλούστερη περίπτωση, με απώτερο σκοπό να τεθούν οι βάσεις για ένα σύστημα που θα μπορεί να ικανοποιήσει και τις υπόλοιπες ανάγκες μέτρησης προσεγγίζοντων αντικειμένων

Για την εκπαίδευση πληρωμάτων αντιαεροπορικών συστημάτων, αλλά και για την αξιολόγησή των ιδίων των συστημάτων χρησιμοποιούνται συνήθως τηλεκατευθυνόμενα αεροσκάφη στόχοι (Unmanned Aerial Vehicles, UAVs). Απαιτείται λοιπόν ένα σύστημα φθινό, με μικρό βάρος και μικρή κατανάλωση ισχύος για να μετράει την ελάχιστη απόσταση, μεταξύ του αντιαεροπορικού βλήματος και του στόχου. Η απόσταση αυτή ονομάζεται απόσταση αστοχίας και συμβολίζεται με  $R_0$  στο σχήμα 3.1. Να σημειωθεί ότι αν και αποτελούν αν-

τικείμενο πολλών ερευνητικών προγραμμάτων, τα περισσότερα μη επανδρωμένα αεροσκάφη δεν διαθέτουν τον απαραίτητο εξοπλισμό για ανίχνευση εμποδίων (κυρίως μικρής διατομής ραντάρ) στον εναέριο χώρο. Κατά συνέπεια τίθεται σαν θέμα η ανάπτυξη των κατάλληλων συστημάτων για το σκοπό αυτό.



Σχήμα 3.1: Διάταξη του ραντάρ απόστασης αστοχίας

Τα ραντάρ συνεχούς κύματος (Continuous Wave RADARs, CW) παρουσιάζουν απλότητα στη κατασκευή τους, που έχει ως αποτέλεσμα το μειωμένο βάρος, όγκο και κόστος, χαρακτηριστικά ιδιαίτερα επιθυμητά για τη χρήση αυτή. Συνεπώς ένα ραντάρ συνεχούς κύματος που μπορεί να πραγματοποιήσει μέτρηση απόστασης είναι ιδιαίτερα ελκυστικό για τη συγκεκριμένη εφαρμογή.

Για το σύστημα αυτό μελετήθηκε και κατασκευάστηκε το τμήμα επεξεργασίας, ενώ το κομμάτι υψηλών συχνοτήτων υλοποιήθηκε σε παράλληλη διατριβή [12]. Η πρωτοτυπία του ραντάρ αυτού είναι το γεγονός ότι μπορεί να ανιχνεύει στόχους με πολύ μικρή διατομή ραντάρ (Radar Cross Section, RCS της τάξης των  $10^{-3} \text{ m}^2$ ), που κινούνται με υψηλές ταχύτητες (2–5 Mach) σε αποστάσεις

ως 70 m [12]. Η υψηλή ταχύτητα του βλήματος είναι σημαντικός περιοριστικός παράγων, διότι σημαίνει πως ο χρόνος παρατήρησης του βλήματος είναι περιορισμένος. Για παράδειγμα, βλήμα ταχύτητας 3 Mach που περνάει κοντά από το αεροσκάφος-φορέα, δηλαδή διανύει περίπου 140 m, θα φαίνεται στο ραντάρ για 140 ms. Συνεπώς οι υπολογισμοί θα πρέπει να εκτελεστούν γρήγορα και ταυτόχρονα με όσο γίνεται μικρότερο χρόνο δειγματοληψίας.

Χρειάστηκαν αρκετά βήματα και πρωτότυπα μέχρι την τελική λειτουργική διαμόρφωση, διότι προέκυπταν πρακτικά προβλήματα που δεν είχαν προβλεφθεί στην ανάλυση. Όμως δόθηκε η ευκαιρία να δοκιμαστούν και να αξιολογηθούν διαφορετικές προσεγγίσεις κάνοντας χρήση διαφορετικών τεχνολογιών και να αποκτηθεί εμπειρία για την κάθε μία. Θα παρουσιαστούν τόσο η τελική λύση, όσο και τα βήματα που χρειάστηκαν, αφού πρώτα γίνει λεπτομερής θεωρητική ανάλυση.

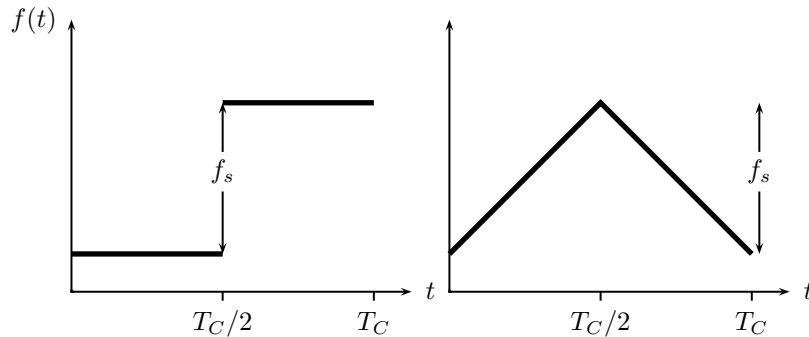
## 3.2 Παρόμοια Συστήματα Ραντάρ

Κατά την παρούσα περίοδο είναι υπό εξέλιξη συστήματα ραντάρ υψηλής απόδοσης για διάφορες εφαρμογές. Έξυπνα συστήματα ελέγχου πορείας (Adaptive Cruise Control, ACC) είναι ήδη εμπορικά προϊόντα, όπως είναι παραδείγματός χάριν τα ραντάρ συνεχούς κύματος που λειτουργούν στη συχνότητα 77 GHz [39, 40, 41]. Η απόσταση του στόχου και η ταχύτητα μπορούν να μετριοούνται ταυτόχρονα με υψηλή ανάλυση και ακρίβεια ακόμη και σε περιπτώσεις πολλαπλών στόχων αλλά η μέτρηση και ο χρόνος επεξεργασίας για την ανίχνευση του αντικειμένου είναι περίπου 100 ms. Εφαρμογές με ιδιαίτερο ενδιαφέρον επικεντρώνονται σε θέματα ασφαλείας, όπως ραντάρ αποφυγής συγκρούσεων (Collision Avoidance Radar) ή ραντάρ αυτόνομης οδήγησης (Autonomous Driving) [42, 43, 44].

Για την επίτευξη όλων των απαιτήσεων, πρέπει να μελετηθούν τεχνικές σχεδίασης ειδικών κυματομορφών. Για την περίπτωση των συστημάτων έλεγχου πορείας χρησιμοποιούνται είτε κλασικές παλμικές κυματομορφές με πολύ μικρό μήκος παλμού (10 ns) [45] ή εναλλακτικά συνεχές εκπεμπόμενο σήμα με εύρος

150 MHz. Τα κύρια πλεονεκτήματα των συστημάτων συνεχούς κύματος σε σχέση με τις κλασικές παλμικές κυματομορφές είναι ο μικρός χρόνος μέτρησης, η μικρή πολυπλοκότητα υπολογισμών και η μικρότερη μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύς, για την ίδια μέση εκπεμπόμενη ισχύ.

Υπάρχουν κυρίως δύο κατηγορίες κυματομορφών: οι γραμμικά διαμορφωμένες σε συχνότητα (Linear Frequency Modulated, LFM) και αυτές με διαμόρφωση ολίσθησης συχνότητας (Frequency Shift Keying, FSK).



Σχήμα 3.2: Αρχή διπλής κυματομορφής συνεχούς κύματος (αριστερά Frequency Shift Keying, FSK, δεξιά Linear Frequency Modulated, LFM)

Στην περίπτωση της απλής διαμόρφωσης ολίσθησης συχνότητας (Pure FSK modulation) χρησιμοποιούνται δύο διακριτές συχνότητες  $f_A$  και  $f_B$  για το σήμα εκπομπής, όπως φαίνεται και στο αριστερό μέρος του σχήματος 3.2. Κάθε συχνότητα εκπέμπεται μέσα στο λεγόμενο συναφές διάστημα επεξεργασίας (Coherent Processing Interval, CPI) μήκους  $T_C$ . Χρησιμοποιώντας έναν ομόδουνο δέκτη το σήμα ηχούς υποβιβάζεται από τη στιγμιαία συχνότητα στη βασική ζώνη και δειγματοληπτείται  $N$  φορές. Το βήμα συχνότητας  $f_s = f_B - f_A$  είναι μικρό και επιλέγεται σε εξάρτηση της μέγιστης απόστασης συχνότητας χωρίς αβεβαιότητα. Το διακριτό σε χρόνο λαμβανόμενο σήμα μετασχηματίζεται κατά Fourier σε κάθε διάστημα CPI μήκους  $T_C$  και οι στόχοι ανιχνεύονται βάσει ενός κατωφλίου πλάτους. Λόγω του μικρού βήματος συχνότητας ένας απλός στόχος θα ανιχνεύεται στην ίδια τιμή συχνότητας Doppler σε γειτονικά διαστήματα (CPI) αλλά με διαφορετική πληροφορία φάσης στις δύο φασματικές κορυφές.



Η διαφορά φάσης  $\Delta\phi = \phi_B - \phi_A$  αποτελεί τη βάση για τον υπολογισμό της απόστασης  $R$  από την ακόλουθη εξίσωση:

$$R = \frac{c\Delta\phi}{4\pi f_s} \quad (3.1)$$

Όσον αφορά στην περίπτωση κατά την οποία συστήματα ραντάρ χρησιμοποιούν την απλή γραμμική διαμόρφωση συχνότητας (Pure Linear Frequency modulation) διαμορφώνουν την εκπεμπόμενη συχνότητα χρησιμοποιώντας τριγωνική κυματομορφή. Η σάρωση του ταλαντωτή δίνεται από το εύρος συχνοτήτων  $f_s$  και μια τυπική τιμή αυτού του εύρους είναι 150 MHz για την επίτευξη ανάλυσης απόστασης:

$$\Delta R = \frac{c}{2f_s} = 1\text{m} \quad (3.2)$$

Γενικά μια απλή σάρωση της γραμμικής διαμόρφωσης συχνότητας δίνει μετρήσεις χωρίς αμφιβολία για την απόσταση και τη σχετική ταχύτητα. Το υποβιβασμένο λαμβανόμενο σήμα δειγματοληπτείται και μετασχηματίζεται κατά Fourier μέσα σε ένα απλό CPI. Εάν μια φασματική κορυφή ανιχνευθεί στο φάσμα Fourier με δείκτη  $\kappa$  (κανονικοποιημένη ακέραια συχνότητα) οι αμφιβολίες σε απόσταση στόχου και ταχύτητα μπορούν να περιγραφούν με μία  $R$ - $v$  σχέση που δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

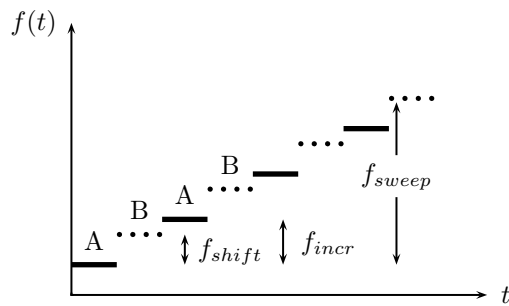
$$\kappa = \frac{v}{\Delta v} - \frac{R}{\Delta R} \Leftrightarrow \frac{v}{\Delta v} = \kappa + \frac{R}{\Delta R} \quad (3.3)$$

Η ποσότητα  $\Delta v$  περιγράφει την ανάλυση ταχύτητας από τη διάρκεια του διαστήματος CPI,  $T_C$ .

Η αρχή λειτουργίας που παρουσιάστηκε στο δεξιά γράφημα του σχήματος 3.2 δεν είναι άλλη από την πολύ διαδεδομένη up-/down chirp. Πολλές λεπτομέρειες για αυτήν υπάρχουν στη διεθνή βιβλιογραφία [39]. Οι κυματομορφές της γραμμικής διαμόρφωσης συχνότητας μπορούν να χρησιμοποιηθούν και σε περιβάλλοντα πολλαπλών στόχων, αλλά έχει σαν μειονέκτημα τον αυξημένος χρόνος μέτρησης.

Τα τελευταία χρόνια έχει αναπτυχθεί ένας συνδυασμός των παραπάνω μεθόδων

δων, κατά τον οποίο συνδυάζεται η διαμόρφωση ολίσθησης συχνότητας (FSK) με τη γραμμική διαμόρφωση συχνότητας (LFM) [46], όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνονται μετρήσεις χωρίς αβεβαιότητα στην απόσταση και την ταχύτητα ταυτόχρονα. Σε αυτή την περίπτωση η εκπεμπόμενη κυματομορφή αποτελείται από δύο γραμμικά διαμορφωμένα σε συχνότητα up-chirp σήματα. Η διαδικασία εκπομπής δίνεται σχηματικά στο σχήμα 3.3. Το λαμβανόμενο σήμα κατόπιν υποβιβάζεται στη βασική μονάδα και δειγματοληπτείται στο τέλος κάθε βήματος συχνότητας.



Σχήμα 3.3: Αρχή συνδυασμένης κυματομορφής LFM-CW και FSK

Κάθε μια από τις ακολουθίες σημάτων A και B αναλύεται ξεχωριστά χρησιμοποιώντας μετασχηματισμό Fourier καθώς επίσης και άλλες τεχνικές ανίχνευσης στόχων. Ένας απλός στόχος σε συγκεκριμένη απόσταση και με συγκεκριμένη ταχύτητα θα ανιχνευθεί και από τις δυο ακολουθίες στον ίδιο ακέραιο δείκτη  $k = k_A = k_B$  στο FFT σήμα εξόδου των δύο επεξεργασμένων φασμάτων. Σε κάθε μια ακολουθία σημάτων A και B θα υπάρχουν οι ίδιες αμφιβολίες απόστασης στόχου και ταχύτητας, σύμφωνα με την εξίσωση 3.3. Όμως οι μετρούμενες φάσεις  $\phi_A$  και  $\phi_B$  των δύο σύνθετων κορυφών φάσματος είναι διαφορετικές και περιλαμβάνουν την τελική απόσταση στόχου και την πληροφορία ταχύτητας που μπορεί να χρησιμοποιηθούν για την ανάλυση αμφιβολίας. Η διαφορά φάσης  $\Delta\phi = \phi_A - \phi_B$  μπορεί να περιγραφεί αναλυτικά από την ακόλουθη εξίσωση:

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{N-1} \cdot \frac{v}{\Delta v} - 4\pi R \cdot \frac{f_{shift}}{c} \quad (3.4)$$

$N$  είναι ο αριθμός των βημάτων συχνότητας (ή λαμβανόμενων δειγμάτων σήματος) για κάθε ακολουθία εκπεμπόμενου σήματος A και B. Μετά από ανάλυση προκύπτει πως η απόσταση στόχου χωρίς αβεβαιότητα και η σχετική ταχύτητα δίνεται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$R_0 = \frac{c\Delta R}{\pi} = \frac{(N-1)\Delta f - \pi\kappa}{c - 4(N-1)f_{shift}\Delta R} \quad (3.5)$$

$$v_0 = \frac{(N-1)\Delta v}{\pi} \cdot \frac{c\Delta\phi - 4\pi f_{shift}\Delta R\kappa}{c - 4(N-1)f_{shift}\Delta R} \quad (3.6)$$

Με χρήση αυτής της μεθόδου μπορεί να επιτευχθεί υψηλή ανάλυση και ακρίβεια ακόμα και σε περιπτώσεις πολλαπλών στόχων. Σημαντικό πλεονέκτημα είναι ο μικρός χρόνος μετρήσεων και επεξεργασίας των σημάτων.

### 3.3 Θεωρητική περιγραφή και ανάλυση

Ως γνωστόν τα ραντάρ συνεχούς κύματος δεν μπορούν να μετρήσουν απόσταση. Το χαρακτηριστικό του σήματος που επιτρέπει τη μέτρηση απόστασης σε ένα ραντάρ είναι η διαφορά φάσης της ηχούς και του εκπεμπόμενου σήματος, γιατί είναι ανάλογη της απόστασης που διάνυσε το ηλεκτρομαγνητικό κύμα. Ας θεωρηθεί αρχικά ένα CW ραντάρ που εκπέμπει ένα ημιτονοειδές σήμα της μορφής  $\sin(2\pi f_0 t)$ . Το πλάτος του θεωρείται μονάδα αφού δεν επηρεάζει το αποτέλεσμα. Το σήμα ταξιδεύει έως τον στόχο σε απόσταση  $R$  και επιστρέφει στο ραντάρ μετά από χρόνο  $T = 2R/c$ , όπου  $c$  είναι η ταχύτητα διάδοσης. Το ανακλώμενο σήμα που λαμβάνεται από το ραντάρ είναι  $\sin(2\pi f_0(t-T)) = \sin(2\pi f_0 t - 2\pi f_0 T)$ . Αν το εκπεμπόμενο και το λαμβανόμενο σήμα συγκριθούν σε έναν ανιχνευτή φάσης, η έξοδος είναι ανάλογη με την διαφορά φάσης μεταξύ των δύο και είναι  $\Delta\varphi = 2\pi f_0 T = 4\pi f_0 R/c$ . Η διαφορά φάσης μπορεί συνεπώς να χρησιμοποιηθεί για την μέτρηση της απόστασης, ή αναλυτικά η σχέση που ακολουθεί:

$$R = \frac{c\Delta\varphi}{4\pi f_0} = \frac{\lambda}{4\pi}\Delta\varphi \quad (3.7)$$

Ωστόσο, η μέτρηση της διαφοράς φάσης  $\Delta\varphi$  είναι χωρίς αμφιβολία μόνο εάν η  $\Delta\varphi$  δεν ξεπερνάει τα  $2\pi$  rad. Αντικαθιστώντας  $\Delta\varphi = 2\pi$  στην εξίσωση 3.7 λαμβάνεται η μέγιστη απόσταση χωρίς αμφιβολία ως  $\lambda/2$ . Στις συχνότητες των ραντάρ αυτή η απόσταση είναι πάρα πολύ μικρή για να παρουσιάζει πρακτικό ενδιαφέρον, εκτός από ειδικές εφαρμογές [47]. Για παράδειγμα, εάν  $f_0 = 10 \text{ GHz} = 10 \cdot 10^9 \text{ Hz}$ , τότε  $\lambda = 0.03 \text{ m} = 3 \text{ cm}$ .

Η περιοχή μέτρησης της απόστασης χωρίς αμφιβολία μπορεί να επεκταθεί σημαντικά εκπέμποντας δύο ξεχωριστά σήματα που διαφέρουν ελαφρά στην συχνότητα. Η μέθοδος αυτή συναντάται στη βιβλιογραφία [7]. Σε αυτή την περίπτωση σαν  $\lambda$  λαμβάνεται το μισό του μήκους κύματος της διαφοράς των συχνοτήτων, όπως θα δειχθεί παρακάτω.

Η εκπεμπόμενη κυματομορφή είναι το άθροισμα δύο συνεχών ημιτονοειδών σημάτων, στις συχνότητες  $f_1$  και  $f_2$ . Ορίζεται  $f_0 = (f_1 + f_2)/2$  η κεντρική συχνότητα και  $f_0 - f_1 = f_2 - f_0 = \Delta f$  η διαφορά κάθε συνιστώσας από την κεντρική συχνότητα. Τα πλάτη όλων των σημάτων θεωρούνται ίσα με τη μονάδα χάριν απλότητας, αφού το πλάτος δεν επηρεάζει την περαιτέρω ανάλυση. Οι κυματομορφές τάσεως των δύο συνιστωσών των εκπεμπόμενων σημάτων  $U_{1T}$  και  $U_{2T}$  μπορούν να γραφούν ως:

$$U_{1T} = \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) \quad (3.8)$$

$$U_{2T} = \sin(2\pi f_2 t + \varphi_2) \quad (3.9)$$

Οι  $\varphi_1$  και  $\varphi_2$  είναι αυθαίρετες (σταθερές) φάσεις. Το σήμα ηχούς ολισθαίνει σε συχνότητα λόγω του φαινομένου Doppler. Η μορφή των μετατοπισμένων κατά Doppler σημάτων σε κάθε μία από τις δύο συχνότητες  $f_1$  και  $f_2$  μπορούν να γραφούν ως:

$$U_{1R} = \sin(2\pi(f_1 \pm f_{d1})t - 4\pi f_1 R_0/c + \varphi_1) \quad (3.10)$$

$$U_{2R} = \sin(2\pi(f_2 \pm f_{d2})t - 4\pi f_2 R_0/c + \varphi_2) \quad (3.11)$$

Στις παραπάνω σχέσεις  $R_0$  είναι η απόσταση έως τον στόχο σε μια συγκεκριμένη στιγμή  $t = t_0$  (απόσταση που θα μέτραγε το ραντάρ αν ο στόχος δεν κινούνταν),  $f_{d1}$  η ολίσθηση συχνότητας Doppler που σχετίζεται με τη συνιστώσα  $f_1$  και  $f_{d2}$  η ολίσθηση συχνότητας Doppler που σχετίζεται με τη συνιστώσα συχνότητα  $f_2$ .

Στο σημείο αυτό γίνεται η παραδοχή ότι αφού οι δύο ραδιοσυχνότητες είναι πολύ κοντά μεταξύ τους ( $f_2 = f_1 + 2\Delta f$ , όπου  $\Delta f \ll f_1$ ), οι ολισθήσεις των συχνοτήτων Doppler μπορούν να τεθούν ίσες μεταξύ τους. Η παραδοχή σημειώνεται στις εξισώσεις 3.12.

$$\begin{aligned} f_{d1} &\simeq f_d \\ f_{d2} &\simeq f_d \end{aligned} \quad (3.12)$$

Οι συνιστώσες του λαμβανόμενου σήματος ξαναγράφονται, λαμβάνοντας υπόψη τις παραδοχές:

$$U_{1R} = \sin(2\pi(f_1 \pm f_d)t - 4\pi f_1 R_0/c + \varphi_1) \quad (3.13)$$

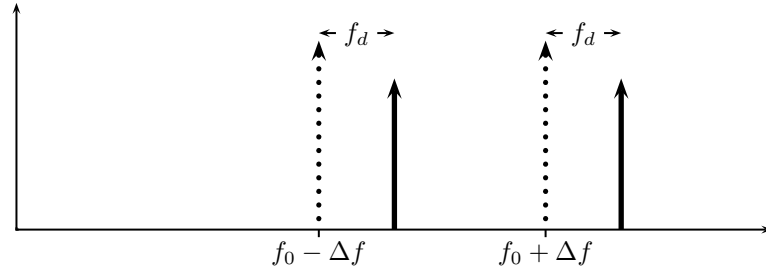
$$U_{2R} = \sin(2\pi(f_2 \pm f_d)t - 4\pi f_2 R_0/c + \varphi_2) \quad (3.14)$$

Ο δέκτης, αφού πρώτα ενισχύσει κατάλληλα το σήμα, υποβιβάζει τις δύο αυτές συχνότητες, κάνοντας μίξη με την  $f_0$ . Έπειτα διαχωρίζει τις δύο συνιστώσες, οπότε τα λαμβανόμενα σήματα προκύπτουν:

$$U_{1R'} = \sin(2\pi(-\Delta f \pm f_d)t - 4\pi f_1 R_0/c + \varphi_1) \quad (3.15)$$

$$U_{2R'} = \sin(2\pi(\Delta f \pm f_d)t - 4\pi f_2 R_0/c + \varphi_2) \quad (3.16)$$

Στη συνέχεια γίνεται δεύτερος υποβιβασμός συχνότητας ως προς  $\Delta f$ . Έτσι,



Σχήμα 3.4: Το φάσμα του εκπεμπόμενου (διακεκομμένη γραμμή) και του λαμβανόμενου (συνεχής γραμμή) σήματος

μένουν μόνον οι δύο Doppler, που δίνονται παρακάτω:

$$U_{1D} = \sin \left( 2\pi f_d t - \frac{4\pi f_1 R_0}{c} \right) \quad (3.17)$$

$$U_{2D} = \sin \left( 2\pi f_d t - \frac{4\pi f_2 R_0}{c} \right) \quad (3.18)$$

Παρατηρείται ότι η διαφορά φάσης των δύο διαχωρισμένων συνιστωσών του σήματος είναι:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi(f_2 - f_1)R_0}{c} = \frac{8\pi\Delta f R_0}{c} \quad (3.19)$$

Έτσι η  $R_0$  βρίσκεται:

$$R_0 = \frac{c\Delta\varphi}{8\pi\Delta f} \quad (3.20)$$

Δηλαδή μετρώντας τη διαφορά φάσης των δύο αυτών σημάτων, βρίσκεται η απόσταση του στόχου,  $R_0$ . Αξίζει να σημειωθεί ότι το αποτέλεσμα της 3.20 είναι το ίδιο με της 3.7, αντικαθιστώντας στο μήκος κύματος,  $\lambda = c/f_0$ , όπου  $f_0$  το  $2\Delta f$ , δηλαδή την απόσταση των δύο εκπεμπόμενων συχνοτήτων. Μεγάλη διαφορά στη συχνότητα των δύο εκπεμπόμενων σημάτων βελτιώνει την ακρίβεια της μέτρησης της απόστασης, αφού μεγάλο  $\Delta f$  σημαίνει μια σχετικά μεγάλη μεταβολή στο  $\Delta\varphi$  για μια δοσμένη απόσταση. Ωστόσο, υπάρχει ένα όριο στην

τιμή του  $\Delta f$ , αφού το  $\Delta\varphi$  δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερο από  $2\pi$  rad εάν η απόσταση είναι να μετρηθεί χωρίς αμφιβολία. Επιπλέον αύξηση της  $\Delta f$  θα επιφέρει αντίστοιχη αύξηση των απαιτήσεων εύρους ζώνης των κυκλωμάτων. Αυτό σημαίνει αύξηση του θορύβου που υπεισέρχεται στο σύστημα, άρα μείωση της ευαισθησίας του δέκτη. Άλλη μία συνέπεια είναι η αύξηση των απαιτήσεων ρυθμού δειγματοληψίας για τον αναλογικοψηφιακό μετατροπέα. Η μέγιστη απόσταση χωρίς αμφιβολία,  $R_{unamb}$ , βρίσκεται αν τεθεί η διαφορά φάσης  $2\pi$  rad στη εξίσωση 3.20:

$$R_{unamb} = \frac{c}{4\Delta f} \quad (3.21)$$

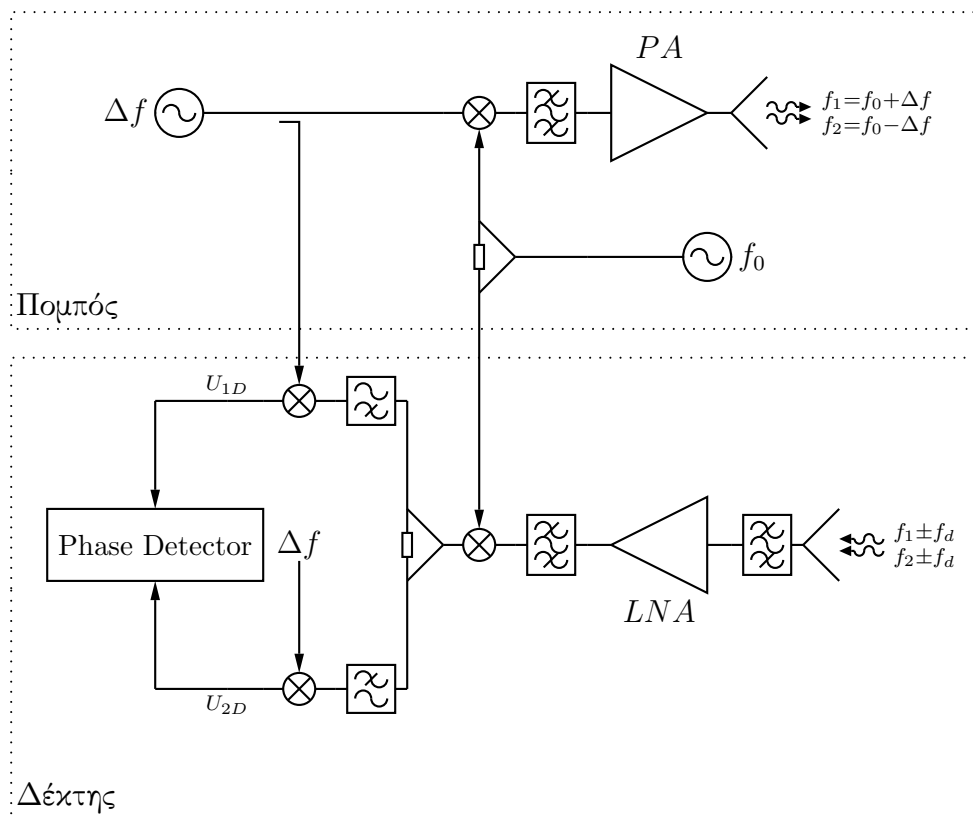
Για να είναι η μέτρηση της απόστασης χωρίς αμφιβολία, η  $\Delta f$  πρέπει να είναι μικρότερη από  $c/2R_{unamb}$ . Είναι αξιοσημείωτο ότι αν η  $\Delta f$  αντικατασταθεί από το ρυθμό επανάληψης παλμών, η παραπάνω σχέση δίνει την μέγιστη απόσταση χωρίς αμφιβολία ενός παλμικού ραντάρ. Κατ' αναλογία με τα παλμικά ραντάρ μεταβλητής συχνότητας επανάληψης παλμών (Pulse Repetition Frequency, PRF) έτσι και το δισυχνοτικό Doppler μπορεί να μετρήσει αποστάσεις μεγαλύτερες της  $R_{unamb}$  μεταβάλλοντας την  $\Delta f$  μεταξύ διαδοχικών μετρήσεων. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή δεν υπάρχει λόγος να γίνει κάτι τέτοιο, αφού ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι μικρές αποστάσεις. Επιπλέον ο μικρός χρόνος διάρκειας του φαινομένου δεν αφήνει περιθώρια για πολλές παρατηρήσεις.

Η τεχνική του δισυχνοτικού ραντάρ συνεχούς κύματος για τη μέτρηση της απόστασης περιγράφηκε χρησιμοποιώντας την ολίσθηση συχνότητας Doppler. Όταν αυτή είναι μηδενική, όπως με στόχο ακίνητο σε σχέση με το φορέα του ραντάρ, είναι πιθανό, θεωρητικά, να εξαχθεί η διαφορά φάσης. Πρακτικά ωστόσο υπάρχει το πρόβλημα του διαχωρισμού των δύο συχνοτήτων. Αυτό γιατί μετά τη μίξη με την  $f_0$  οι δύο συνιστώσες, σχέσεις 3.15 και 3.16, συμπίπτουν αν είναι  $f_d = 0$ . Συνεπώς δεν μπορούν να διαχωριστούν ώστε να συνεχιστεί η επεξεργασία.

Αν υποτεθεί ότι το προσεγγίζον αντικείμενο έχει ταχύτητα πολύ μεγαλύτερη του φορέα του ραντάρ, ο φορέας μπορεί να υποτεθεί πρακτικά ακίνητος. Συνεπώς, από τη διάταξη του σχήματος 3.1, προκύπτει ότι η απόσταση των δύο

αντικειμένων ελαχιστοποιείται όταν το προσεγγίζον αντικείμενο περνάει από την προβολή της θέσης του οχήματος-φορέα στην τροχιά του αντικειμένου, αν αυτή υποτεθεί ευθεία. Στο σημείο αυτό μηδενίζεται και η ακτινική συνιστώσα της ταχύτητας,  $v_r$ . Αυτή είναι άλλη μία ιδιαιτερότητα του ραντάρ απόστασης αστοχίας. Για τη ζητούμενη θέση του βλήματος-στόχου, δηλαδή τη θέση που ελαχιστοποιείται η απόσταση, μηδενίζεται και η ακτινική συνιστώσα της ταχύτητας. Οπότε το ραντάρ αδυνατεί να πάρει μέτρηση! Θα πρέπει λοιπόν από τις μετρήσεις στις άλλες θέσεις να προσεγγιστεί η εξίσωση κίνησης του στόχου και από εκεί να βγει συμπέρασμα για την ελάχιστη απόσταση.

Από τη μέχρι τώρα ανάλυση προκύπτει ότι μπορεί να παρασταθεί η υλοποίηση της αρχής λειτουργίας του συστήματος κατά το λειτουργικό διάγραμμα του σχήματος 3.5.



Σχήμα 3.5: Διάγραμμα της αρχής λειτουργίας του ραντάρ απόστασης αστοχίας

Το ραντάρ συνεχούς κύματος με δύο συχνότητες μπορεί να ανιχνεύσει έναν



το πολύ στόχο στην περιοχή κάλυψης του λοβού της κεραίας του. Αυτό συμβαίνει διότι μόνο μια διαφορά φάσης μπορεί να μετρηθεί σε κάθε χρονική στιγμή. Εάν υπάρχουν περισσότεροι από ένας στόχοι, το σήμα ηχούς γίνεται πολύπλοκο και η έννοια της μέτρησης φάσης είναι αμφίβολη. Ακόμα και σε αυτήν την περίπτωση βέβαια μπορούν να εξαχθούν συμπεράσματα χρησιμοποιώντας πολυπλοκότερη ανάλυση, αλλά πρέπει οι στόχοι να έχουν τουλάχιστον διαφορετική σχετική ακτινική ταχύτητα ως προς τον φορέα του ραντάρ. Αλλιώς η Doppler τους είναι ίδια και το φάσμα των δύο σημάτων συμπίπτει με αποτέλεσμα να χάνεται η πληροφορία. Όμως είναι απίθανο δύο στόχοι να έχουν για μεγάλο χρονικό διάστημα ίδια σχετική ακτινική ταχύτητα, συνεπώς ο περιορισμός αυτός δεν είναι πολύ σημαντικός. Μια δυνατότητα για διάκριση περισσότερων του ενός στόχων γίνεται με πολλά ζωνοπερατά φίλτρα για τον κάθε κλάδο που προκύπτει μετά το διαχωρισμό των  $\Delta f - f_d$ ,  $\Delta f + f_d$  ή ένα μεταβαλλόμενο που σαρώνει σε συχνότητα. Θα πρέπει να υπάρχει φυσικά και αντίστοιχος αριθμός ανιχνευτών φάσης, καθώς και ένα σύστημα που θα πολυπλέκει τις εξόδους των ανιχνευτών. Η επεξεργασία με FFT που υλοποιήθηκε τελικά έχει τη δυνατότητα διάκρισης πολλαπλών στόχων, αν και δεν χρειάζεται για το σύστημα υπολογισμού απόστασης αστοχίας βλημάτων γιατί υπάρχει ο περιορισμός να είναι ένα μόνο βλήμα στο οπτικό πεδίο του ραντάρ.

Η θεωρητική ακρίβεια με την οποία μπορεί να μετρηθεί η απόσταση με το δισυχνοτικό ραντάρ μπορεί να βρεθεί με μεθόδους που περιγράφονται σε εξειδικευμένα βιβλία για ραντάρ [7]. Μπορεί να αποδειχτεί ότι το θεωρητικό rms λάθος της απόστασης είναι:

$$\delta R = \frac{c}{4\pi\Delta f\sqrt{2E/N_0}} \quad (3.22)$$

$E$  είναι η ενέργεια που περιέχεται στο λαμβανόμενο σήμα και  $N_0$  η ισχύς θορύβου ανά Hertz του εύρους ζώνης. Εάν αυτό συγκριθεί με το rms λάθος απόστασης που είναι θεωρητικά πιθανό με την γραμμική FM κυματομορφή του οποίου το φάσμα καταλαμβάνει το ίδιο εύρος  $\Delta F$ , το λάθος που υπεισέρχεται με την δισυχνοτική συνεχή κυματομορφή είναι μικρότερο κατά τον παράγοντα 0.29 [7].

Η προηγούμενη σχέση δείχνει ότι όσο μεγαλύτερος είναι ο διαχωρισμός  $\Delta f$  μεταξύ των δύο συχνοτήτων, τόσο μικρότερο είναι το rms λάθος, όπως προέκυψε με διαφορετική συλλογιστική και παραπάνω. Η επιλογή του  $\Delta f$  αποτελεί έναν σχεδιαστικό συμβιβασμό μεταξύ της ακρίβειας μέτρησης της απόστασης και της μέγιστης απόστασης στόχου χωρίς αβεβαιότητα μέτρησης. Και τα δύο αυτά χαρακτηριστικά μπορούν να επιτευχθούν εκπέμποντας τρεις ή περισσότερες συχνότητες αντί για δύο, αυξάνοντας όμως την πολυπλοκότητα του συστήματος. Για παράδειγμα, εάν οι τρεις συχνότητες  $f_1, f_2, f_3$  είναι τέτοιες ώστε  $f_3 - f_1 = k(f_2 - f_1)$ , όπου  $k$  είναι παράγοντας της τάξης του 10 ή του 20, το ζευγάρι συχνοτήτων  $f_3, f_1$  δίνει μια αμφίβολη αλλά ακριβή μέτρηση απόστασης ενώ το ζευγάρι συχνοτήτων  $f_2, f_1$  επιλέγονται κοντά ώστε να επιλύσουν τις αμφιβολίες στις μετρήσεις  $f_3, f_1$ . Παρομοίως, εάν απαιτείται επιπρόσθετη ακρίβεια, μπορεί να εκπεμφθεί και μια τέταρτη συχνότητα. Οι ασάφειές της επιλύονται από την λιγότερο ακριβή, αλλά χωρίς αμφιβολία μέτρηση, που αποκτήθηκε από τις τρεις συχνότητες  $f_1, f_2, f_3$ . Όσο περισσότερες συχνότητες προστίθενται, τόσο το φάσμα και η ανάλυση του στόχου προσεγγίζει αυτή που λαμβάνεται από μια παλμική ή FM-CW κυματομορφή.

Οι δύο συχνότητες του ραντάρ περιγράφηκαν σαν να εκπέμπονταν ταυτόχρονα. Μπορούν εναλλακτικά να εκπέμπονται ακολουθιακά, αλλάζοντας πολύ γρήγορα τα χαρακτηριστικά μιας πηγής ραδιοσυχνοτήτων. Τέτοια συστήματα περιγράφηκαν στην ενότητα 3.2 και στα σχήματα 3.2 και 3.3. Στην περίπτωση αυτή απλοποιείται το τμήμα διαχωρισμού των δύο συνιστωσών, αφού είναι πλέον περιττά τα φίλτρα. Όμως περιπλέκεται το τερματικό τμήμα επεξεργασίας, επειδή απαιτείται μνήμη συγκράτησης της προηγούμενης μέτρησης. Επιπλέον περιπλέκεται και το τμήμα του πομπού, αφού υπάρχει ανάγκη για ένα σύστημα ελέγχου του ταλαντωτή. Αλλά το σημαντικότερο μειονέκτημα για την υπό μελέτη εφαρμογή είναι ότι η εκπομπή των δύο συνιστωσών διαδοχικά απαιτεί δύο σειρές μετρήσεων για να εξαχθεί αποτέλεσμα. Για ένα φαινόμενο μικρής διάρκειας, όπως η διέλευση ενός βλήματος, αυτό είναι σημαντικό μειονέκτημα γιατί περιορίζει τον αριθμό των μετρήσεων.

### 3.4 Παράμετροι σχεδίασης

Έχοντας τα θεωρητικά αποτελέσματα και τα επιθυμητά χαρακτηριστικά λειτουργίας του συστήματος εξάγονται διάφορες σχεδιαστικές παράμετροι. Οι στόχοι που απαιτείται να ανιχνεύονται έχουν ελάχιστη ενεργό διατομή ραντάρ  $10^{-3} \text{ m}^2$  και ταχύτητα μέχρι και  $1700 \text{ m/sec}$ . Ενδιαφέρον για το σύστημα μέτρησης απόστασης αστοχίας παρουσιάζουν μόνον οι μικρές αποστάσεις. Επιλέγοντας για  $\Delta f$  τη βολική τιμή του  $1 \text{ MHz}$  και αντικαθιστώντας στην εξίσωση 3.21, προκύπτει  $R_{unamb} = 75\text{m}$ . Να σημειωθεί ότι στην τελική έκδοση η  $\Delta f$  μειώθηκε στα  $875 \text{ KHz}$ , αυξάνοντας τη θεωρητική εμβέλεια σε  $85.7 \text{ m}$ . Είναι επιθυμητή ακρίβεια μέτρησης της απόστασης,  $\delta R_0$ , της τάξης των  $30 \text{ cm}$ .

Η πολύ μικρή ενεργός διατομή ραντάρ των στόχων θέτει περιορισμούς στην ισχύ εκπομπής και στο δέκτη του σήματος, συγκεκριμένα στο σηματοθορυβικό λόγο του. Ο πομπός με κατάλληλη ισχύ εκπομπής και ο δέκτης με μεγάλο σηματοθορυβικό λόγο αναπτύχθηκαν σε παράλληλη διατριβή [12]. Τα χαρακτηριστικά τους φαίνονται στους πίνακες 3.1 και 3.2.

| Μέγεθος             | Τιμή  | Μονάδα |
|---------------------|-------|--------|
| Κέρδος              | 48    | db     |
| Συντελεστής θορύβου | 1.7   | db     |
| Εύρος ζώνης         | 500   | MHz    |
| Κεντρική συχνότητα  | 10.25 | GHz    |

Πίνακας 3.1: Τεχνικά χαρακτηριστικά του LNA

Η συχνότητα λειτουργίας του συστήματος επιλέχθηκε στη X ζώνη, συγκεκριμένα στα  $10.25 \text{ GHz}$ . Η συχνότητα αυτή χρησιμοποιείται για εφαρμογές ραντάρ αυτού του είδους.

Η μετατόπιση Doppler που αντιστοιχεί στη μέγιστη ταχύτητα του στόχου βρίσκεται από την εξίσωση 2.3  $f_{d \max} = 117 \text{ KHz}$ . Το εύρος ζώνης του σήματος στη μονάδα επεξεργασίας είναι δύο φορές αυτή η τιμή, δηλαδή για στόχους

| Μέγεθος  | Τιμή | Μονάδα |
|--|------|--------|
| Ισχύς εξόδου   | 1    | Watt   |
| Διαφορά επιπέδων ισχύος κεντρικής ( $f_0$ ) από $f_1, f_2$ | -20  | db     |
| Επίπεδο αρμονικών  | -30  | db     |

Πίνακας 3.2: Τεχνικά χαρακτηριστικά του πομπού

που προσεγγίζουν με μέγιστη ταχύτητα (θετική Doppler) ή απομακρύνονται με μέγιστη ταχύτητα (αρνητική Doppler). Δηλαδή  $B = 234$  KHz. Για να καλύπτονται σίγουρα οι ανάγκες θεωρείται το εύρος ζώνης ελαφρά μεγαλύτερο, δηλαδή  $B = 250$  KHz. Όπως θα αναλυθεί στην ενότητα 3.6.9 η τελική επεξεργασία με μετασχηματισμό Fourier μειώνει το εύρος ζώνης θορύβου, λόγω της ολοκλήρωσης.

Παρακάτω αναφέρονται συνοπτικά τα χαρακτηριστικά της κεραίας του συστήματος, που αναπτύχθηκε σε παράλληλη διατριβή. Αποτελείται από δύο όμοιες κεραίες εκπομπής και λήψης, για να επιτυγχάνεται μέγιστη απομόνωση χωρίς επιπλέον ηλεκτρονικά στοιχεία. Για να αποφεύγονται οι παρεμβολές λόγω επιστροφών εδάφους, το διάγραμμα ακτινοβολίας πρέπει να καλύπτει το οριζόντιο επίπεδο με μικρό άνοιγμα του κύριου λοβού. Επειδή αναμένεται ένας στόχος (βλήμα) να περνάει από την περιοχή του αεροσκάφους-φορέα κάθε χρονική στιγμή, και επειδή δεν ενδιαφέρει η γωνία προσέγγισης του βλήματος, παρά μόνον η ελάχιστη απόσταση διέλευσης, η εκπομπή είναι ομοιοκατευθυντική.

Τέλος η διασύνδεση του ραντάρ με άλλα συστήματα θα γίνεται ψηφιακά, με σειριακή έξοδο RS232.

## 3.5 Επεξεργασία του σήματος με διακριτά ψηφιακά στοιχεία

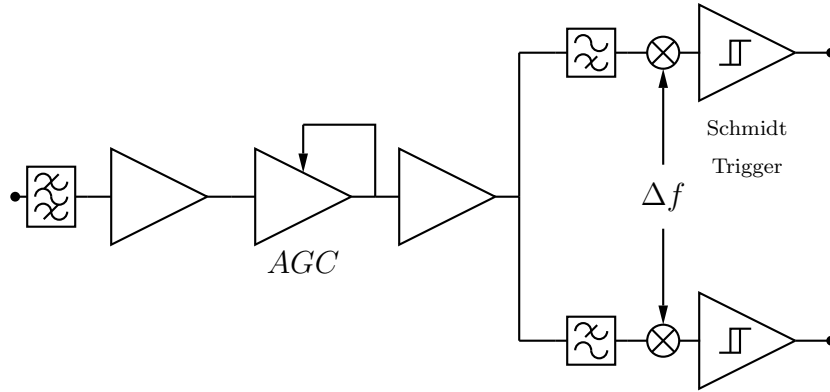
Αρχικά έγινε προσπάθεια υλοποίησης του συστήματος επεξεργασίας με διακριτά ψηφιακά στοιχεία. Ο λόγος που δεν χρησιμοποιήθηκε εξαρχής ψηφιακός επεξεργαστής σήματος, όπως στην τελική λύση (ενότητα 3.6), ήταν η έλλειψη εμπειρίας και το πρόσθετο αρχικό κόστος. Επιπλέον η προκαταρκτική ανάλυση είχε δείξει ότι η υλοποίηση με διακριτά ψηφιακά στοιχεία είναι δυνατή.

Παρακάτω αναλύονται τα υποσυστήματα της μονάδας επεξεργασίας, παραθέτοντας λεπτομέρειες για την υλοποίηση και τις μετρήσεις τους.

### 3.5.1 Η IF μονάδα

Πριν μπορέσει το σήμα να επεξεργαστεί ώστε να εξαχθούν συμπεράσματα για το στόχο, πρέπει να έρθει στην κατάλληλη μορφή για πρακτική επεξεργασία. Η λειτουργία αυτή γίνεται στη μονάδα ενδιάμεσης συχνότητας (Intermediate Frequency, IF). Σαν ενδιάμεση συχνότητα θεωρούμε τη  $\Delta f$ . Της βαθμίδας αυτής προηγείται αλυσίδα ενισχυτών χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifiers, LNA) με φίλτρα περιορισμού του θορύβου και μίκτης για τον υποβιβασμό της συχνότητας από την RF στην IF.

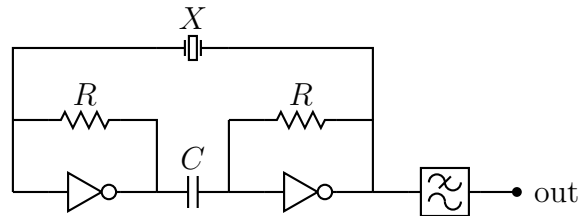
Εδώ παρουσιάζεται σε λειτουργικό διάγραμμα ολόκληρη η IF μονάδα, ενώ τα επιμέρους τμήματα αναλύονται παρακάτω. Ο ενισχυτής πριν τον AGC χρησιμεύει στο να φέρει το σήμα στα επίπεδα ισχύος που λειτουργεί καλά ο AGC. Ο ενισχυτής μετά φέρνει την ισχύ του σήματος σε κατάλληλο επίπεδο για να επεξεργαστεί από το τμήμα επεξεργασίας. Το σχήμα 3.5 δεν περιλαμβάνει λεπτομερώς την IF μονάδα χάριν απλότητας. Η είσοδός της τοποθετείται στην έξοδο του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.6. Η έξοδός της είναι και έξοδος του συστήματος.



Σχήμα 3.6: Συνολικό λειτουργικό διάγραμμα της IF μονάδας

### 3.5.2 Παραγωγή της ενδιάμεσης συχνότητας

Η ενδιάμεση συχνότητα παράγεται από έναν απλό κρυσταλλικό ταλαντωτή βασισμένο σε ψηφιακούς αναστροφείς και φαίνεται στο σχήμα 3.7. Το παραγόμενο τετράγωνο φιλτράρεται από ένα παθητικό βαθυπερατό φίλτρο, για να προκύψει ημίτονο στην επιθυμητή συχνότητα. Το φίλτρο σχεδιάστηκε αυτόματα με χρήση του πακέτου ESYN που είναι ενσωματωμένο στο πρόγραμμα ADS της Agilent (βλ. και ενότητα 3.5.5).



Σχήμα 3.7: Ο ταλαντωτής για την παραγωγή της ενδιάμεσης συχνότητας

### 3.5.3 Ο μίκτης

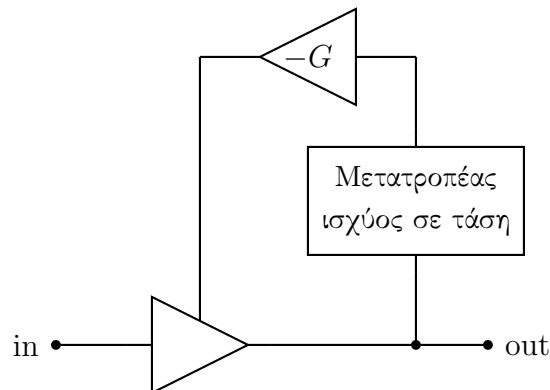
Ο μικροκυματικός μίκτης υποβιβασμού συχνότητας που χρησιμοποιήθηκε στο δέκτη είναι ο ίδιος με τον μίκτη του πομπού, δηλαδή ο M1-0614ME της εταιρίας Marki Microwaves. Ο μίκτης αυτός είναι παθητικός και επελέγη η συσκευασία του σε μεταλλική βάση, ώστε να μπορεί να τοποθετηθεί πάνω στην πλακέτα του κυκλώματος.

| Παράμετρος          | Ελ. Τιμή | Τυπική τιμή | Μέγ. τιμή | Μονάδα |
|---------------------|----------|-------------|-----------|--------|
| LO/RF               | 6        |             | 14        | GHz    |
| IF                  | 0        |             | 4         | GHz    |
| Απώλειες μετατροπής |          | 5           |           | db     |
| Απομόνωση LO-RF     | 25       | 35          |           | db     |
| Απομόνωση LO-IF     |          | 30          |           | db     |
| Απομόνωση RF-IF     |          | 25          |           | db     |

Πίνακας 3.3: Χαρακτηριστικά του μίκτη M1-0614ME

### 3.5.4 Ο ενισχυτής αυτόματης προσαρμογής κέρδους

Όπως θα αναλυθεί στην ενότητα 3.5.6 η είσοδος της ψηφιακής βαθμίδας μετατρέπεται από ημιτονοειδής σε τετραγωνική μέσω κυκλωμάτων σκανδάλης Schmitt (Schmitt trigger). Για να δουλέψουν σωστά τα κυκλώματα αυτά πρέπει το πλάτος της εισόδου να κυμαίνεται σε ένα σχετικά στενό εύρος. Όμως το σήμα στην είσοδο του δέκτη μπορεί να μεταβάλλεται αρκετές δεκάδες db, ανάλογα με την απόσταση και το μέγεθος του στόχου. Απαιτείται λοιπόν ένα κύκλωμα αυτόματης ρύθμισης του κέρδους (Automatic Gain Control, AGC) ώστε να εξασθενούν τα ισχυρότερα σήματα και να ενισχύονται τα ασθενέστερα με τελικό στόχο το πλάτος τους να παραμένει σχεδόν σταθερό. Η αρχή ενός τέτοιου ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.8: Αρχή λειτουργίας AGC

Κεντρικό σημείο της σχεδίασης είναι ο ενισχυτής μεταβαλλόμενου κέρδους,

ελεγχόμενου από τάση (Variable Gain Amplifier, VGA, Voltage Controlled Amplifier, VCA). Στην έξοδό του συνδέεται ένας μετατροπέας ισχύος σε τάση. Ουσιαστικά το εξάρτημα αυτό δίνει στην έξοδό του μια τάση ανάλογη της ισχύος που δέχεται στην είσοδό του. Προφανώς καταναλώνει ένα μικρό μόνο μέρος της ισχύος που βλέπει στην είσοδό του. Τέλος και επειδή απαιτείται μείωση του κέρδους όσο αυξάνεται η ισχύς εισόδου, τοποθετείται ο ενισχυτής με αρνητική κλίση  $-G$  του σχήματος 3.8. [48, 49]

Για την υλοποίηση του AGC εξετάστηκαν δύο λύσεις. Η πρώτη βασίστηκε στον ολοκληρωμένο ενισχυτή μεταβλητού κέρδους CLC5523 της National Instruments. Δυστυχώς όμως κατά τη διάρκεια της ανάπτυξης ανακοινώθηκε ο τερματισμός της παραγωγής του, οπότε σαν εναλλακτική λύση υλοποιήθηκε κύκλωμα βασισμένο στο ολοκληρωμένο AD8367. Τα δύο σχέδια θα παρουσιαστούν εν συντομία παρακάτω.

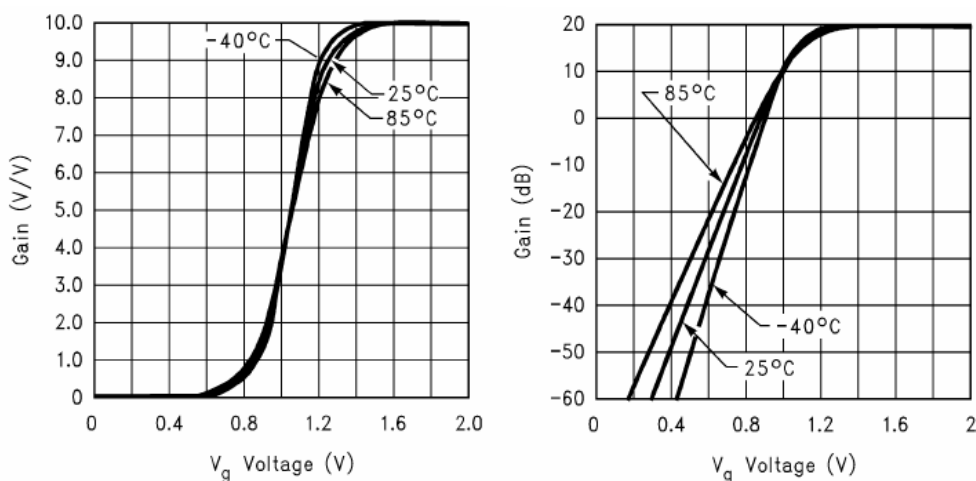
Ένας AGC βγάζει σχεδόν σταθερή ισχύ στην έξοδό του. Πρέπει να σημειωθεί ότι το επίπεδο αυτής της ισχύος δεν μπορεί εύκολα να ρυθμιστεί, ώστε να επιτυγχάνεται παράλληλα και η μέγιστη δυνατή δυναμική περιοχή. Έτσι σε κάθε περίπτωση απαιτούνται επιπλέον ενισχυτές στη είσοδο και την έξοδο. Στην περίπτωση της υπό μελέτη εφαρμογής οι ενισχυτές αυτοί υλοποιούνται απλά με τελεστικούς, αφού η συχνότητα λειτουργίας τους είναι το 1 MHz (875 KHz για την καινούργια σχεδίαση, ενότητα 3.6). Να σημειωθεί ότι ο AGC που αναπτύχθηκε για την πρώτη σχεδίαση χρησιμοποιήθηκε και στη δεύτερη, τελική.

Τέλος, ένα άλλο χαρακτηριστικό ενός AGC που παίζει ρόλο στο υπό μελέτη σύστημα είναι ο χρόνος απόκρισής του. Δηλαδή πόσο γρήγορα προσαρμόζεται το κέρδος, αφού ανιχνευθεί μεταβολή στην ισχύ εξόδου. Για τη διάρκεια του παρατηρούμενου φαινομένου απαιτείται χρόνος απόκρισης μικρότερος του 1 ms. Τα κυκλώματα που υλοποιήθηκαν πετυχαίνουν το στόχο αυτό.

**CLC5523** Το CLC5523 είναι ένας χαμηλής ισχύος και μεγάλου εύρους ζώνης (250 MHz) ενισχυτής ελεγχόμενος από τάση (VCA). Σε συνδυασμό με έναν λογαριθμικό ενισχυτή AD8307 [50] για μετατροπή της ισχύος εξόδου μετρούμενης σε db σε τάση και έναν κοινό τελεστικό TL082 για τη δημιουργία



αρνητικής κλίσης στην καμπύλη ισχύος-τάσης ελέγχου του κέρδους, υλοποιεί το κύκλωμα του σχήματος 3.8.



Σχήμα 3.9: Σχέση κέρδους και τάσης ελέγχου για το CLC5523

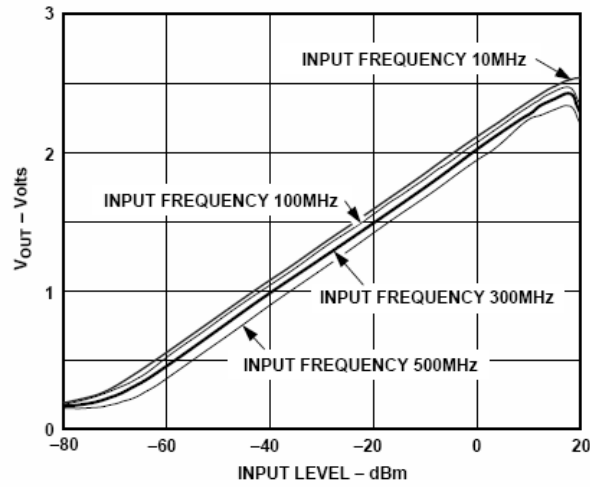
Στο σχήμα 3.9 (©2002 National Semiconductor Corporation) από το φύλλο προδιαγραφών, φαίνεται η ενίσχυση του CLC5523 συναρτήσει της τάσης ελέγχου. Στο δεξί σχήμα απεικονίζεται το κέρδος σε λογαριθμική κλίμακα. Φαίνεται η γραμμικότητά του για τάσεις ελέγχου μικρότερες του 1 V.

Στο σχήμα 3.10 (©1999 Analog Devices, Inc.) από το φύλλο προδιαγραφών του λογαριθμικού ενισχυτή AD8307, φαίνεται η γραμμικότητα της σχέσης μετατροπής της στάθμης ισχύος σε db στην είσοδό του, σε Volt στην έξοδο.

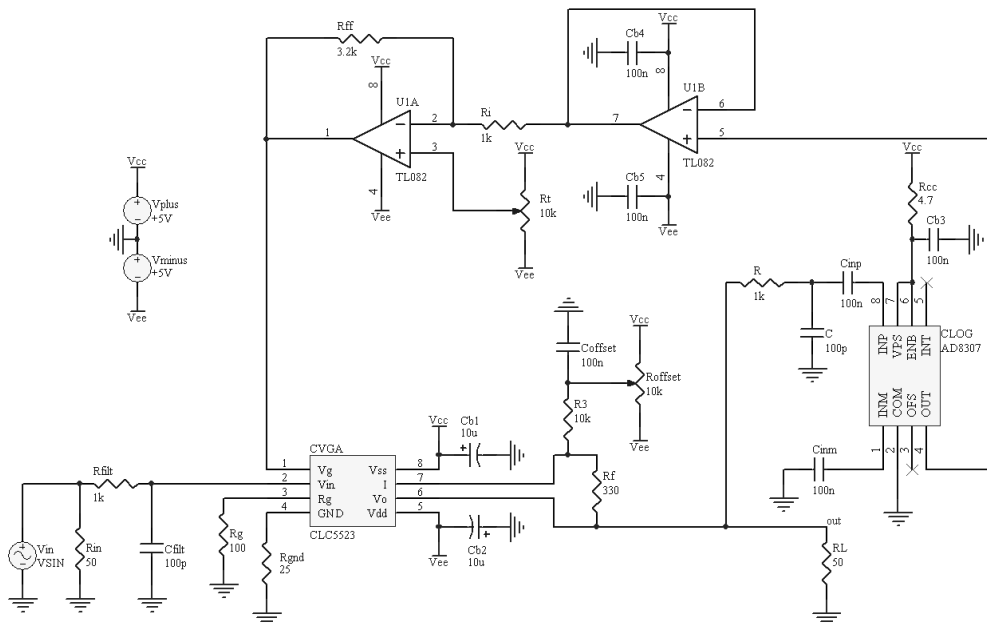
Για τη ρύθμιση του κλάδου ανάδρασης χρησιμοποιούνται δύο τελεστικοί με μεταβλητές αντιστάσεις για τη ρύθμισή τους. Ο ένας, U1B στο σχήμα 3.11, συνδεδεμένος στην κλασική αναστρέφουσα συνδεσμολογία [51], δίνει την κατάλληλη αρνητική κλίση στην έξοδο του AD8307. Ο δεύτερος, U1A, ρυθμίζει το σημείο ηρεμίας (bias point) της τάσης ελέγχου του CLC5523, ώστε να μεγιστοποιείται η δυναμική περιοχή.

Στα σχήματα 3.11, 3.12 φαίνονται το σχηματικό από το πρόγραμμα Protel 99 και το PCB που υλοποιήθηκε για τις δοκιμές. Οι συνδέσεις των CLC5523 και AD8307 έγιναν βάσει των φύλλων προδιαγραφών τους.

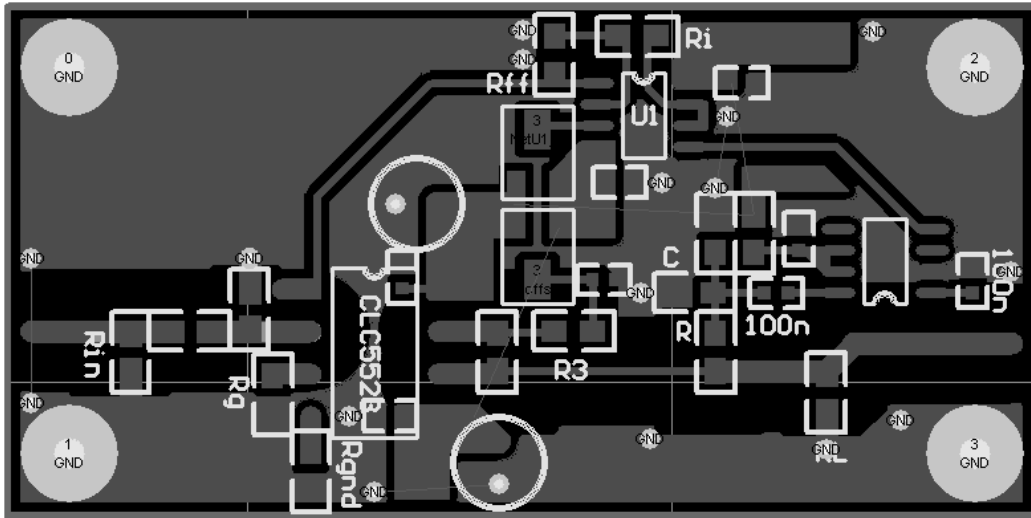
Οι μετρήσεις του AGC φαίνονται στο σχήμα 3.13.



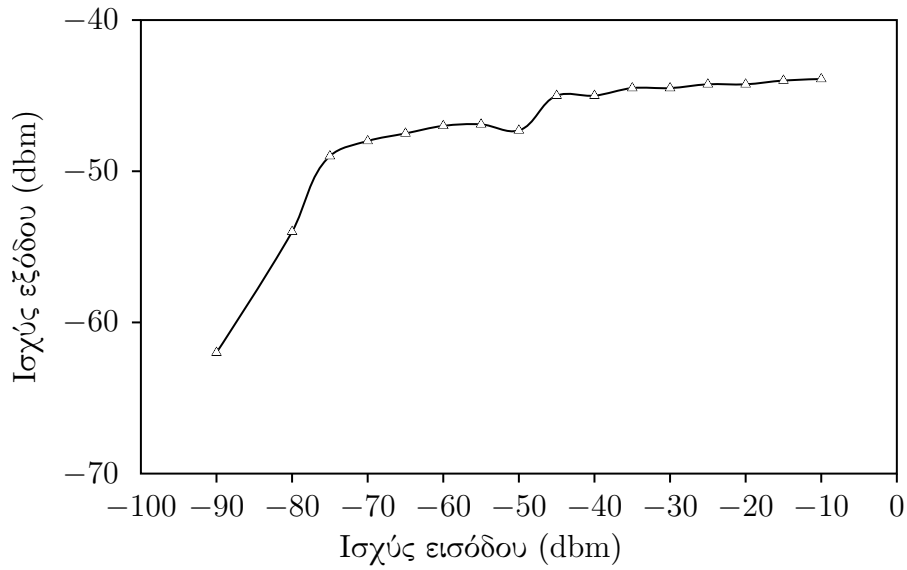
Σχήμα 3.10: Σχέση ισχύος εισόδου-τάσης εξόδου για το AD8307



Σχήμα 3.11: Σχηματικό διάγραμμα του AGC με το CLC5523 από Protel 99

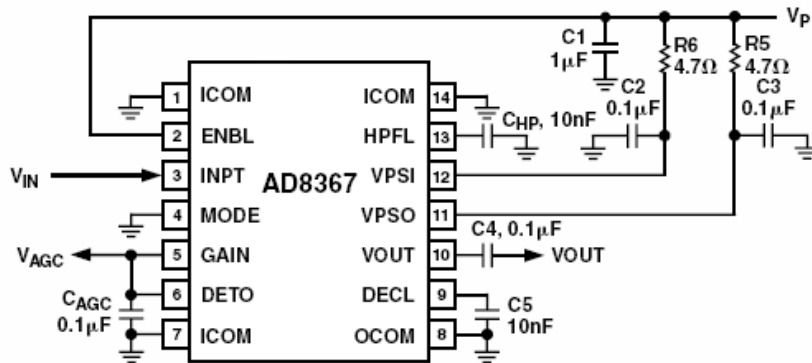


Σχήμα 3.12: PCB του CLC5523 (πάνω επίπεδο, διαστάσεις 6 × 3 cm)



Σχήμα 3.13: Απόκριση του AGC με το CLC5523

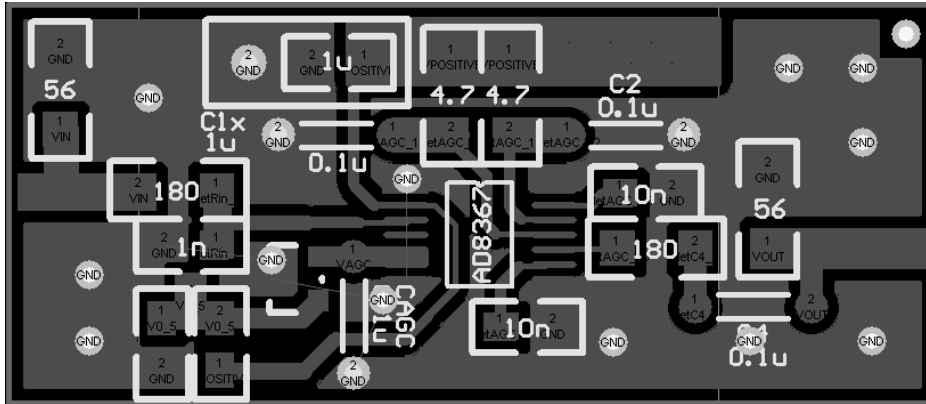
**AD8367** Το AD8367 είναι μια ολοκληρωμένη λύση για εφαρμογές VGA και AGC από την Analog Devices. Έχει εύρος ζώνης 500 MHz και μπορεί να δώσει ενίσχυση από  $-2.5$  έως  $42.5$  db γραμμικά για μεταβολή της τάσης ελέγχου από 1 έως 0 Volt. Το ίδιο ολοκληρωμένο έχει και έξοδο τετραγωνικού φορατή για εφαρμογές αυτόματης προσαρμογής κέρδους. Το κύκλωμα υλοποιήθηκε κατευθείαν από το φύλλο προδιαγραφών, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.14. Το μεγάλο εύρος ζώνης του ολοκληρωμένου έχει σαν αποτέλεσμα την πιθανή ενίσχυση ανεπιθύμητων σημάτων, όπως για παράδειγμα ραδιοφωνικών εκπομπών. Για το λόγο αυτό προστέθηκε στην είσοδό του ένα απλό φίλτρο αντίστασης-πυκνωτή για να κόβει τις υψηλές συχνότητες. Στις μετρήσεις παρατηρήθηκε ότι όταν η ισχύς εισόδου ξεπερνάει το μέγιστο, η τάση ελέγχου κολλάει στην ελάχιστη τιμή της για πολύ ώρα. Το αποτέλεσμα είναι να μην λειτουργεί πλέον η αυτόματη ρύθμιση του κέρδους. Το φύλλο προδιαγραφών προτείνει κύκλωμα με τρανζίστορ μεταξύ των ακροδεκτών GAIN και DETO που λύνει το πρόβλημα.



Σχήμα 3.14: AGC με το AD8367

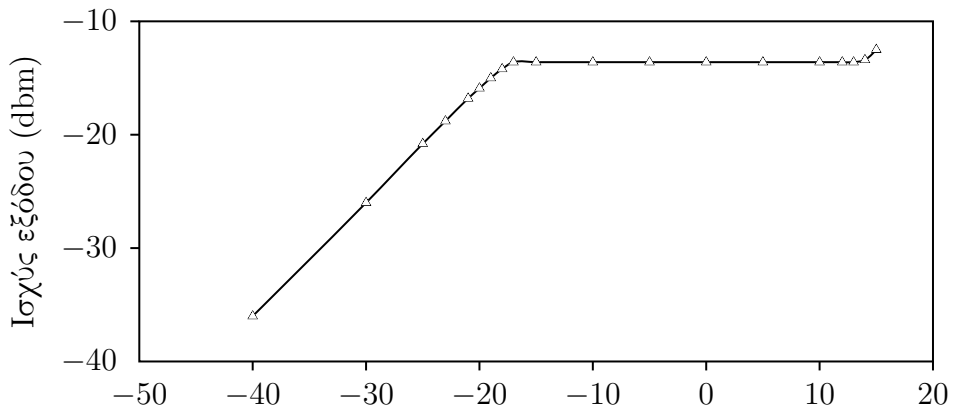
Το PCB που υλοποιήθηκε φαίνεται στο σχήμα 3.15. Η χρήση του ενός μόνο ολοκληρωμένου έχει σαν συνέπεια μείωση των διαστάσεων, γεγονός που είναι ιδιαίτερα σημαντικό για ένα φορητό σύστημα. Η κατανάλωση ρεύματος (26 mA) δεν είχε σημαντική διαφορά.

Στο σχήμα 3.16 φαίνεται όπως μετρήθηκε η απόκριση του AGC. Παρατηρείται η εξαιρετικά επίπεδη απόκριση του κυκλώματος. Όμως παρόλο που οι προδιαγραφές αναφέρουν δυναμική περιοχή 40 db, δεν επιτεύχθηκε δυναμική πε-



Σχήμα 3.15: PCB του AD8367 (πάνω επίπεδο, διαστάσεις 4 × 1.7 cm)

ριοχή περισσότερο από 35 db. Στο σημείο αυτό το καινούργιο κύκλωμα υστερεί σημαντικά του παλιού. Αν παραστεί ανάγκη για μεγαλύτερη δυναμική περιοχή μπορούν να τοποθετηθούν δύο τέτοια κυκλώματα εν σειρά, για διπλασιασμό της δυναμικής περιοχής. Όμως αυτό θα έχει αντίκτυπο στο μέγεθος, την τιμή και την κατανάλωση ισχύος του συστήματος.



Σχήμα 3.16: Απόκριση του AGC με το AD8367

### 3.5.5 Τα φίλτρα

Στην αρχική σχεδίαση, όπως περιγράφεται σε αυτήν την ενότητα, υπήρχε η απαίτηση για τρία αναλογικά φίλτρα. Ένα ζωνοπερατό γύρω από τη  $\Delta f$  θα κόβει τις ανεπιθύμητες συχνότητες και κυρίως τις αρμονικές μεγαλύτερης τάξης που προκύπτουν από τη μίξη. Έπειτα δύο συμπληρωματικά φίλτρα, ένα υψιπερατό και ένα βαθυπερατό, θα διαχωρίζουν τις συνιστώσες του σήματος, 3.17, 3.18. Για το σύστημα μέτρησης απόστασης αστοχίας σημασία έχουν οι κοντινές αποστάσεις, που αντιστοιχούν σε μικρές τιμές της Doppler. Για αυτό πρέπει στα συμπληρωματικά φίλτρα να είναι πολύ καλά ρυθμισμένες οι συχνότητες αποκοπής και πολύ απότομη η κλίση της συνάρτησης μεταφοράς στη ζώνη διέλευσης.

Αρχικά δοκιμάστηκαν παθητικά φίλτρα. Το πακέτο ESYN προγράμματος ADS της Agilent έχει τη δυνατότητα να σχεδιάζει παθητικά φίλτρα βάσει των επιθυμητών προδιαγραφών, δίνοντας όλες τις δυνατές τοπολογίες υλοποίησης του φίλτρου. Από αυτές επιλεγόταν εκείνη της οποίας τα στοιχεία ήταν πιο κοντά σε πραγματικές τιμές. Σε δεύτερη φάση αντικαθιστούνταν οι θεωρητικές τιμές των στοιχείων με πραγματικές. Η αλλαγή αυτή επέφερε μεταβολή της απόκρισης. Οπότε οι τιμές τροποποιούνταν πάλι για να κρατηθεί η απόκριση όσο πιο κοντά γίνεται στην επιθυμητή. Τέλος το κάθε φίλτρο κατασκευαζόταν σε πλακέτα και ελεγχόταν. Λόγω της απαίτησης για απότομη κλίση η τάξη του βαθυπερατού και του υψιπερατού φίλτρου ήταν αναγκαστικά μεγάλη. Έτσι υπεισέρχονταν έντονα οι μη ιδανικότητες των στοιχείων, ειδικά των πηνίων, με αποτέλεσμα να μην ικανοποιούνται οι προδιαγραφές.

Για το λόγο αυτό εγκαταλείφθηκαν τα παθητικά φίλτρα και έγινε προσπάθεια αντικατάστασής τους με ενεργά [52]. Επειδή τα φίλτρα ήταν μεγάλης τάξης, η σχεδίαση έγινε με τη βοήθεια αυτόματου σχεδιαστικού πακέτου. Το πλεονέκτημά του ήταν ότι για κάθε βαθμίδα επέλεγε τη βέλτιστη υλοποίηση, βάσει κέρδους, συντελεστή ποιότητας  $Q$ , και αριθμού τελεστικών ενισχυτών. Έπειτα τα κυκλώματα μεταφέρθηκαν στο Protel 99, όπου έγινε εξομοίωση και ρύθμισή τους. Ακόμα όμως και στο στάδιο της εξομοίωσης εμφανίζονταν προβλήματα:

- Οι τιμές πολλών πυκνωτών ήταν της τάξης των 10 pF, κάποιοι στο υψι-

περατό φίλτρο και των 1.8 pF. Οι τιμές αυτές είναι συγκρίσιμες με τις παρασιτικές χωρητικότητες της πλακέτας και των ακροδεκτών των ολοκληρωμένων, οπότε αναμένεται εξ αρχής μεγάλη απόκλιση στη συμπεριφορά του πραγματικού. Ωστόσο αυτό το πρόβλημα θα μπορούσε να λυθεί κατασκευάζοντας τα κυκλώματα και προσαρμόζοντας τις τιμές των πυκνωτών, ώστε να αντισταθμίζονται τα παρασιτικά στοιχεία.

- Απαιτούνταν πολύ μεγάλη ακρίβεια στις τιμές των κάποιων στοιχείων, για να μπορέσει να ρυθμιστεί με ακρίβεια η συχνότητα αποκοπής. Η ακρίβεια αυτή έφτανε πολλές φορές ως και 1/1000. Στοιχεία με τέτοια ακρίβεια δεν υπάρχουν στο εμπόριο, ιδιαίτερα για τα προαναφερθέντα επίπεδα τιμών. Η ευαισθησία των κυκλωμάτων των φίλτρων σε συγκεκριμένα στοιχεία παρουσιάζοταν κατά τη ρύθμιση του κυκλώματος στην εξομοίωση.

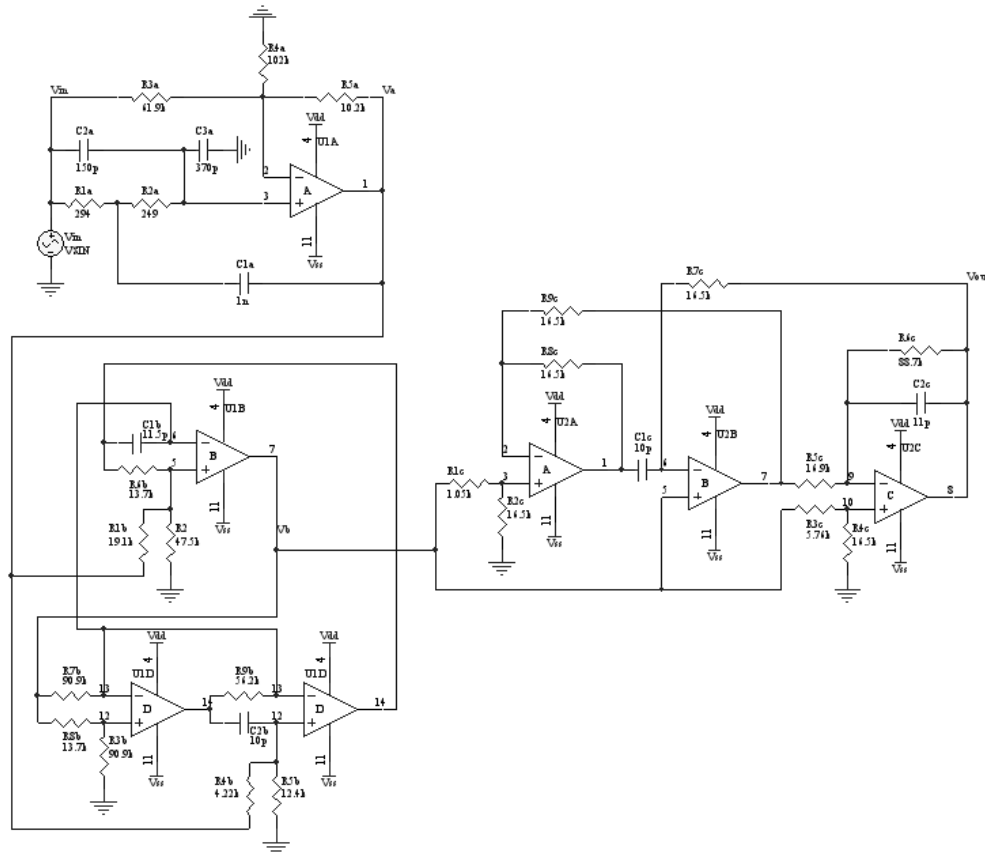
Παρόλα αυτά κατασκευάστηκαν τόσο το βαθυπερατό, όσο και το υψιπερατό φίλτρο. Έγινε προσπάθεια αντιμετώπισης των προβλημάτων ρύθμισης και ακρίβειας των στοιχείων, χωρίς επιτυχία. Επιπλέον τα κυκλώματα παρουσίαζαν μεγάλη ευαισθησία σε ταλαντώσεις. Για τους λόγους αυτούς αποφασίστηκε ότι δεν είναι πρακτική η αναλογική σχεδίαση. Άλλος ένας λόγος που υποστηρίζει το συμπέρασμα αυτό είναι ότι η δυσκολία ρύθμισης των φίλτρων θα δυσχεραίνει ιδιαίτερα την αλλαγή των χαρακτηριστικών του συστήματος, αν προέκυπτε ανάγκη για λόγους επιδόσεων ή αλλαγής των προδιαγραφών. Επιπλέον η αναλογική σχεδίαση και ρύθμιση των τόσο ευαίσθητων φίλτρων δυσχεραίνει την προσαρμογή του συστήματος σε άλλες απαιτήσεις. Έτσι εγκαταλείφθηκε η πρώτη σχεδίαση του τμήματος επεξεργασίας και χρησιμοποιήθηκε ψηφιακός επεξεργαστής σήματος, όπως θα αναλυθεί στην ενότητα 3.6.

Παρακάτω παρουσιάζονται συνοπτικά τα κυκλώματα του βαθυπερατού και του υψιπερατού φίλτρου. Επιπλέον παρουσιάζεται και το ζωνοπερατό, το οποίο ήταν επιτυχημένο, αφού δεν είχε τόσο αυστηρές απαιτήσεις. Να σημειωθεί ότι αυτό δεν σχεδιάστηκε με κάποιο αυτόματο πρόγραμμα.

Για όλα τα κυκλώματα χρησιμοποιήθηκε το ολοκληρωμένο AD8032 της εταιρίας Analog Devices. Αποτελείται από δύο γρήγορους τελεστικούς με εύρος

ζώνης  $-3$  db τα 80 MHz για ρύθμιση κέρδους 1 και 30 V/ $\mu$ sec slew rate. Η απομόνωση των δύο καναλιών είναι τουλάχιστον 60 db. Το γεγονός ότι βρίσκονται δύο τελεστικοί σε ένα ολοκληρωμένο διευκολύνει τη σχεδίαση της πλακέτας και μειώνει το μέγεθός της.

### Βαθυπερατό



Σχήμα 3.17: Σχηματικό διάγραμμα του βαθυπερατού φίλτρου από Protel 99

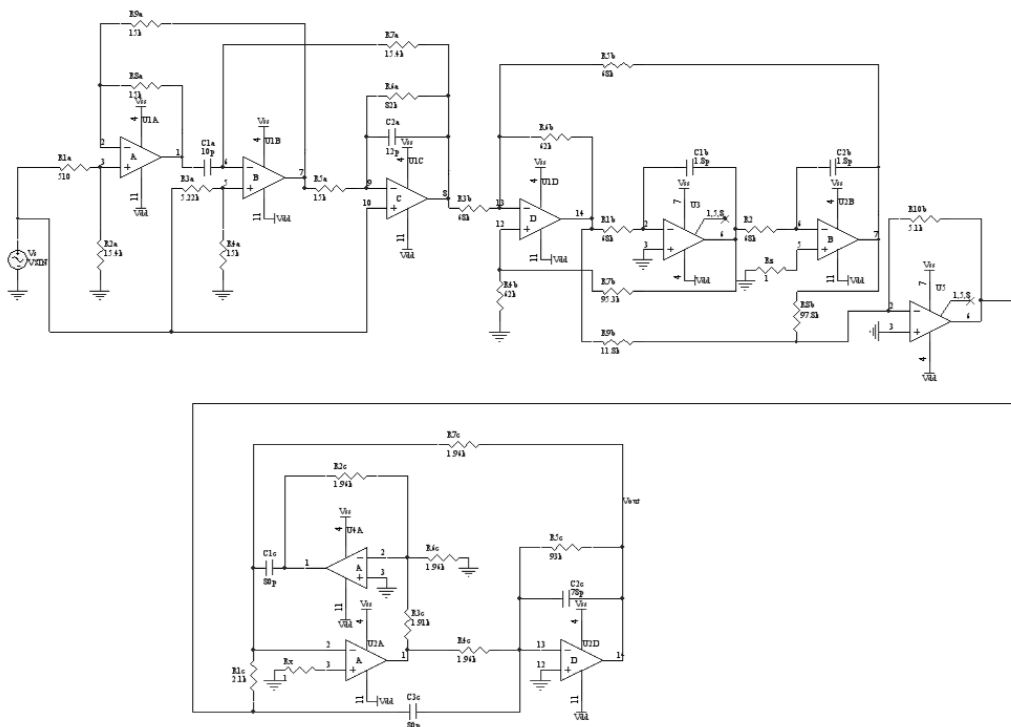
Το φίλτρο αυτό σχεδιάστηκε αυτόματα σε τοπολογία cascade. Αποτελείται από μία βαθμίδα τύπου Scully, μία τύπου Mikhael—Bhattacharyya και μία τύπου Berka—Herpy [53]. Υλοποιεί ελλειπτική συνάρτηση μεταφοράς έκτης τάξης με κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης 1 db, εξασθένιση στη ζώνη φραγής 20 db και ζώνη μετάβασης περίπου 20 KHz. Απαιτεί 7 τελεστικούς ενισχυτές



και στοιχεία ακρίβειας 1%.

Η πολύ στενή ζώνη μετάβασης απαιτεί την ύπαρξη ενός πόλου και ενός μηδενικού πολύ κοντά. Λόγω των ανοχών στις τιμές των στοιχείων πολλές φορές ο πόλος και το μηδενικό συνέπιπταν ή το μηδενικό εμφανιζόταν σε μικρότερη συχνότητα από τον πόλο. Το αποτέλεσμα ήταν στην καλύτερη περίπτωση να ακυρώνονται και η συνάρτηση μεταφοράς να παρουσιάζει συμπεριφορά μικρότερης τάξης, επιπλέον των προβλημάτων ταλάντωσης που προαναφέρθηκαν.

## Υψιπερατό



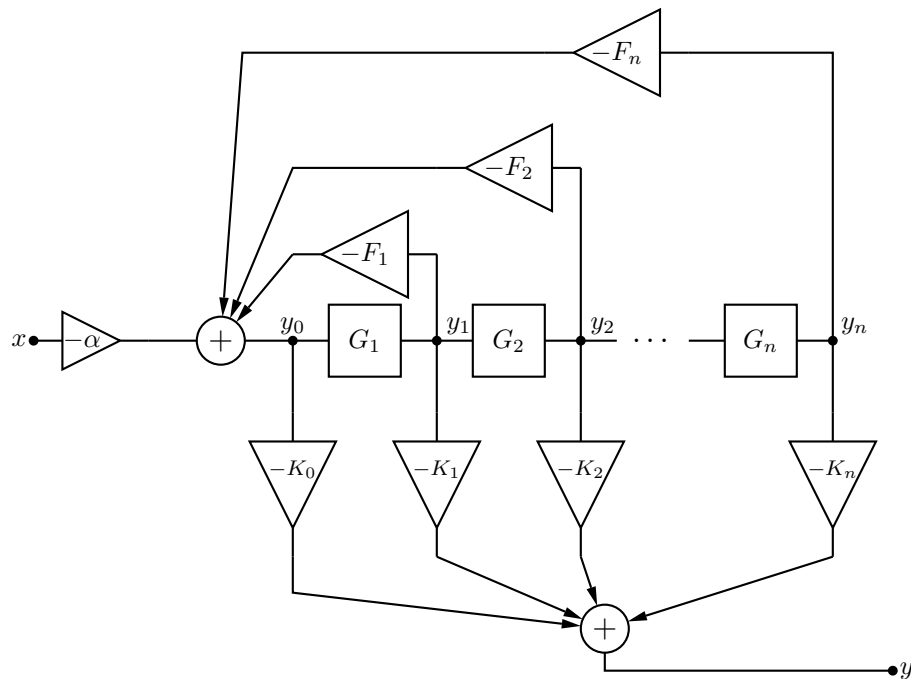
Σχήμα 3.18: Σχηματικό διάγραμμα του υψιπερατού φίλτρου από Protel 99

Το φίλτρο αυτό σχεδιάστηκε αυτόματα σε τοπολογία cascade, όπως το βαθυπερατό. Αποτελείται από μία βαθμίδα τύπου Berka–Herpy, μία τύπου KHN και μία τύπου Akerberg–Mossberg. Υλοποιεί υψιπερατή ελλειπτική συνάρτηση μεταφοράς έκτης τάξης με ίδια χαρακτηριστικά όπως το βαθυπερατό. Απαιτεί

10 τελεστικούς ενισχυτές και στοιχεία ακρίβειας 1%. Παρουσίασε μετά την κατασκευή της τα ίδια προβλήματα όπως το βαθυπερατό.

### Ζωνοπερατό

Η σχεδίαση του ζωνοπερατού φίλτρου της IF μονάδας έγινε με το χέρι, ακολουθώντας τη μέθοδο πολλαπλής ανάδρασης Follow the Leader Feedback (FLF) [52, 54]. Η τοπολογία αυτή συνδυάζει  $n = N/2$  βαθμίδες δευτέρας τάξης (biquads), για φίλτρο  $N$  τάξης, με ανάδραση από κάθε ενδιάμεσο στάδιο. Όλες οι βαθμίδες είναι όμοιες μεταξύ τους και ονομάζονται Primary Resonator Blocks. Η προσέγγιση αυτή διατηρεί την τμηματικότητα (modularity) των συνδεδεμένων σε σειρά φίλτρων (cascade) παρουσιάζοντας παράλληλα μικρότερες ευαισθησίες, ειδικά για φίλτρα μεγαλύτερης τάξης. Επιπλέον είναι εύκολη στη ρύθμισή της, αφού μεταβάλλονται μόνον οι συντελεστές ανάδρασης από κάθε βαθμίδα και η συχνότητα συντονισμού της κάθε βαθμίδας. Το τελευταίο διευκολύνεται από το γεγονός ότι όλες οι βαθμίδες είναι ίδιες.



Σχήμα 3.19: Τοπολογία FLF

Η σχεδίαση ξεκινάει από το πρωτότυπο βαθυπερατό φίλτρο. Για τις ανάγκες της εφαρμογής επιλέγεται βαθμός φίλτρου 2 ώστε μετά το μετασχηματισμό σε ζωνοπερατό να γίνει βαθμού 4. Επιλέγεται ελλειπτικός τύπος συνάρτησης μεταφοράς γιατί έχει τις καλύτερες επιδόσεις στη μεταβατική ζώνη. Ο κυματισμός στη ζώνη διέλευσης δεν επηρεάζει πολύ την εφαρμογή, οπότε τίθεται στην τιμή 1 db. Η αποκοπή στη ζώνη φραγής τίθεται στην τιμή των 25 db. Βάσει αυτών των προδιαγραφών βρίσκεται από το πακέτο MATLAB η συνάρτηση μεταφοράς του πρωτότυπου βαθυπερατού φίλτρου. Η συνάρτηση που προκύπτει είναι η:

$$\begin{aligned} H_{LP}(p) &= 0.0562 \frac{p^2 + 4.2371^2}{(p + 0.5305 + 0.9224j)(p + 0.5305 - 0.9224j)} \\ &= 0.0562 \frac{p^2 + 4.2371^2}{p^2 + 1.061p + 1.13225201} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς μετατρέπεται σε ζωνοπερατή κάνοντας την αντικατάσταση:

$$p \leftrightarrow \frac{s^2 + \omega_1\omega_2}{s(\omega_2 - \omega_1)} \quad (3.24)$$

Όπου  $\omega_1 = 2\pi 750$  KHz,  $\omega_2 = 2\pi 1000$  KHz οι επιθυμητές συχνότητες αποκοπής του φίλτρου.

Η θεωρητική ανάλυση της τοπολογίας του σχήματος 3.19 δίνει για την έξοδο:

$$y = - \sum_{j=0}^n K_j y_j \quad (3.25)$$

Αλλά:

$$\begin{aligned} y_i &= y_0 \prod_{j=1}^i G_j \\ y_0 &= - \alpha x - \sum_{j=1}^n F_j y_j \end{aligned} \quad (3.26)$$

Οπότε η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$H(s) = \frac{y}{x} = \alpha \frac{K_0 + \sum_{j=1}^n \left[ K_j \prod_{k=1}^j G_k \right]}{1 + \sum_{j=1}^n \left[ F_j \prod_{k=1}^j G_k \right]} \quad (3.27)$$

Για την υπό μελέτη περίπτωση όπου  $n = 2$  η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$H(s) = \alpha \frac{K_0 + K_1 G_1 + K_2 G_1 G_2}{1 + F_1 G_1 + F_2 G_1 G_2} \quad (3.28)$$

Τα μηδενικά διέλευσης της συνάρτησης μεταφοράς τίθενται από τα στάδια  $G_i$  ενώ οι πόλοι από τα  $G_i$  και τους συντελεστές ανάδρασης  $F_i$ . Στη συνέχεια εφαρμόζεται η ιδιότητα PRB δηλαδή όλες οι βαθμίδες  $G_i$  γίνονται:

$$G_i(s) = A_i \frac{s^{\frac{\omega_0}{Q}}}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} = A_i g(s) \quad (3.29)$$

Όπου  $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} = 2\pi 866$  KHz. Η παραπάνω εξίσωση εκφρασμένη για το πρωτότυπο βαθυπερατό φίλτρο δίνει:

$$G_i LP(p) = A_i \frac{\hat{Q}/Q}{p + \hat{Q}/Q} \quad (3.30)$$

Όπου  $\hat{Q} = \omega_0/B = 21.7656$  είναι ο ισοδύναμος συντελεστής ποιότητας ολόκληρου του φίλτρου και  $B$  το επιθυμητό εύρος ζώνης. Στο εξής θα συμβολίζεται  $q = \hat{Q}/Q$ . Συνηθίζεται να τίθεται  $q = b_{n-1}/nb_n = 0.5305$  [54], όπου  $b_n$  ο συντελεστής του μεγιστοβάθμιου όρου του παρονομαστή της εξίσωσης 3.23 και  $b_{n-1}$  ο συντελεστής του επόμενου όρου. Η αντικατάσταση της εξίσωσης 3.30 στην εξίσωση 3.28 δίνει:

$$H(s) = \alpha \frac{K_0 p^2 + (2K_0 + A_1 K_1) q p + (K_0 + A_1 K_1 + A_1 A_2 K_2) q^2}{p^2 + (2 + A_1 F_1) q p + (1 + A_1 F_1 + A_1 A_2 F_2) q^2} \quad (3.31)$$

Εξισώνοντας τους συντελεστές αριθμητή και παρονομαστή της παραπάνω σχέσης με αυτούς της σχέσης 3.23 και λαμβάνοντας υπόψη την τιμή του  $q$ ,

προκύπτουν 6 παραμετρικές εξισώσεις με 6 αγνώστους (τα  $F_i$  και  $K_i$ ) και παραμέτρους τα  $A_i$ , δηλαδή τα κέρδη κάθε βαθμίδας.

Το κέρδος κάθε βαθμίδας,  $A_i$ , επιλέγεται έτσι ώστε να μεγιστοποιείται η δυναμική περιοχή του προκύπτοντος κυκλώματος. Η επιλογή βέλτιστων τιμών για αυτά είναι κρίσιμη γιατί αλλιώς μπορεί να εμφανιστούν υψηλά εσωτερικά σήματα ( $y_i$ ) που θα κορέσουν κάποιους ενισχυτές. Η διαδικασία είναι παρόμοια με αυτήν για σύνθεση φίλτρων εν σειρά (cascade) [52] και είναι η εξίσωση των επιμέρους επιπέδων των εσωτερικών σημάτων. Χωρίς έμφαση στην ανάλυση δίνονται οι τύποι για τα κέρδη:

$$A_n = M_{n-1}, \quad A_i = \frac{M_{i-1}}{M_i}, \quad i = n-1, n-2, \dots, 1 \quad (3.32)$$

Για να οριστούν οι σταθερές  $M_i$  ορίζεται πρώτα η μερική συνάρτηση μεταφοράς  $H_n(s) = y_n/x = M_n h_n(s)$  για την οποία ισχύει  $M_n = \max |H_n(j\omega)|$  και  $\max |h_i(j\omega)| = 1$ . Παρομοίως ορίζονται οι  $H_i(s) = y_i/x$ , για  $i = 0, 1, \dots, n-1$ , για τις οποίες ισχύει:

$$H_i(s) = H_n(s) \prod_{j=i+1}^n \frac{1}{G_j(s)} = \left[ h_n(s) \prod_{j=i+1}^n \frac{1}{g_j(s)} \right] \left[ M_n \prod_{j=i+1}^n \frac{1}{A_j} \right] \quad (3.33)$$

Από αυτήν ορίζονται τα  $M_i$ ,  $i = 0, 1, \dots, n-1$ :

$$M_i = \max \left| h_n(j\omega) \prod_{j=i+1}^n \frac{1}{g_j(s)} \right| \quad (3.34)$$

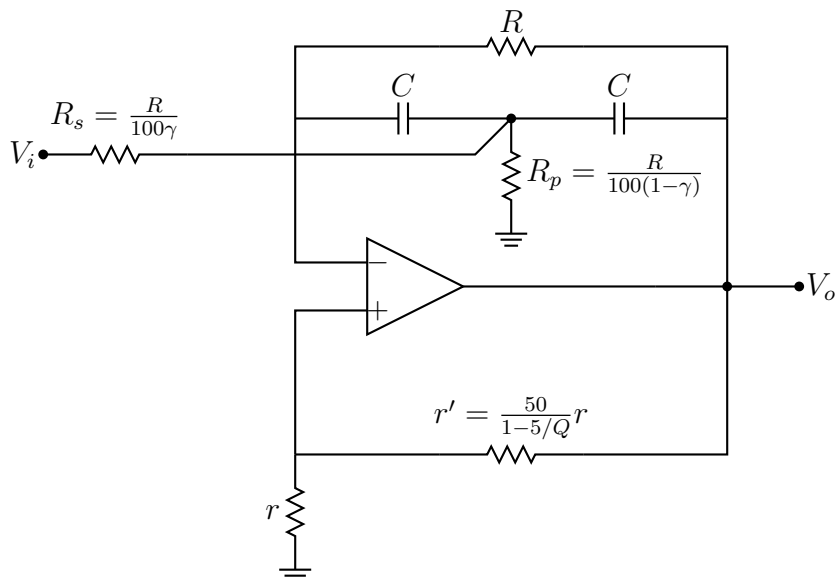
Ο υπολογισμός των  $A_i$  γίνεται με τον ακόλουθο προσεγγιστικό τύπο που ισχύει για την περίπτωση PRB:

$$A_i = A = \sqrt{1 + \frac{1}{q^2}} = 2.1338 \quad (3.35)$$

Και από αυτά:

$$K_0 = 0.0562 \quad K_1 = 0.052675 \quad K_2 = 0.799713$$

$$F_1 = 0 \quad F_2 = 0.6640$$



Σχήμα 3.20: Υλοποίηση του biquad για το ζωνοπερατό φίλτρο

Στο σχήμα 3.20 παρουσιάζεται η υλοποίηση της κάθε βαθμίδας δευτέρας τάξης (biquad) για το ζωνοπερατό φίλτρο. Η υλοποίηση είναι η ζωνοπερατή έκδοση της κλάσης ENF που είναι μια ειδική περίπτωση του κυκλώματος Δεληγιάννης-Friend και συνιστάται από τη βιβλιογραφία [52, 55]. Οι πυκνωτές έχουν την ίδια τιμή,  $C$ , για βελτιστοποίηση της ευαισθησίας [56].

Η επιλογή βαθμίδας με έναν τελεστικό (Single Amplifier Biquad, SAB) έγινε για λόγους απλότητας και οικονομίας της σχεδίασης. Το μειονέκτημα των SABs είναι η μεγαλύτερη ευαισθησία στις τιμές των στοιχείων σε σχέση με υλοποιήσεις με περισσότερους τελεστικούς ενισχυτές. Η εξομοίωση και κατασκευή του κυκλώματος έδειξαν ότι εδώ δεν έπαιζε ρόλο. Τιμές για τις ευαισθησίες των παραμέτρων  $\omega_0$  και  $Q$  δίνονται στον πίνακα 3.4 [55]. Στον πίνακα αυτόν συμβολίζεται  $r = (R_s \parallel R_p)/R$ .

Το κύκλωμα αυτό (σχήμα 3.20) είναι εύκολο στη ρύθμισή του. Μέσω της  $r'$  ρυθμίζεται ο συντελεστής ποιότητας,  $Q$ . Οι τιμές των  $C$ ,  $R$  υπολογίζονται βάσει της σχέσης που ισχύει για το παραπάνω κύκλωμα:

| Στοιχείο $X$ | $S_X^{\omega_0}$ | $S_X^Q$                     |
|--------------|------------------|-----------------------------|
| $R_1$        | $-\frac{1}{2}$   | $\frac{1}{2} - 2Q\sqrt{r}$  |
| $R_2$        | $-\frac{1}{2}$   | $-\frac{1}{2} + 2Q\sqrt{r}$ |
| $C_1$        | $-\frac{1}{2}$   | $Q\sqrt{r} - \frac{1}{2}$   |
| $C_2$        | $-\frac{1}{2}$   | $-Q\sqrt{r} + \frac{1}{2}$  |
| $K$          | 0                | $2Q\sqrt{r} - 1$            |

Πίνακας 3.4: Ευαισθησίες των παραμέτρων του biquad Δεληγιάννης-Friend

$$CR = 10/\omega_0 \quad (3.36)$$

Ο διαιρέτης τάσης που σχηματίζεται στην είσοδο του biquad από τις αντιστάσεις  $R/100\gamma$  και  $R/100(1-\gamma)$  ρυθμίζουν το κέρδος της βαθμίδας. Συνεπώς η τιμή του  $\gamma$  βρίσκεται συναρτήσει του κέρδους κάθε βαθμίδας,  $A_i = A$ :

$$\gamma = \frac{1 - \frac{51}{1+G}}{50} A = 5.111 \cdot 10^{-3} \quad (3.37)$$

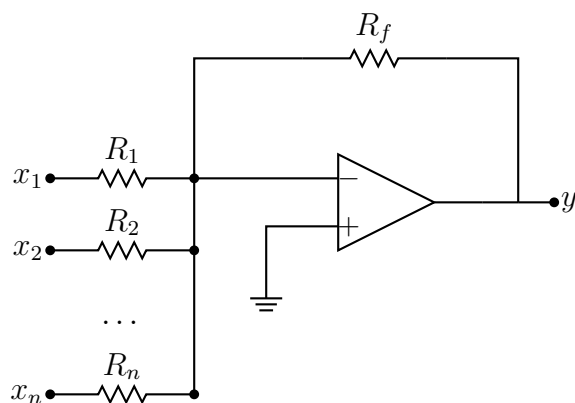
$$G = \frac{50}{1 - 5/Q} = 56.939 \quad (3.38)$$

Κάνοντας τους υπολογισμούς βάσει των παραπάνω και λαμβάνοντας υπόψη τις εμπορικά διαθέσιμες τιμές αντιστάσεων και πυκνωτών, οι τιμές των στοιχείων για κάθε μία από τις δύο βαθμίδες του κυκλώματος είναι:

$$\begin{aligned} R &= 16 \text{ K}\Omega & R_s &= 33 \text{ K}\Omega & R_p &= 160 \Omega \\ C &= 115 \text{ pF} & r &= 1 \text{ K}\Omega & r' &= 56 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

Στην κατασκευή του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκαν αρχικά αυτές οι τιμές. Επειδή η απόκριση του φίλτρου ήταν λίγο διαφορετική από αυτήν που προβλέπεται από τις εξομοιώσεις, τροποποιήθηκαν οι τιμές των πυκνωτών σε κάθε βαθμίδα. Στο σημείο αυτό φάνηκε και η ευκολία ρύθμισης του biquad Δεληγιάννης-Friend.

Οι δύο αθροιστές του σχήματος 3.19 έχουν αρνητικά βάρη για κάθε είσο-



Σχήμα 3.21: Υλοποίηση αναστρέφοντα αθροιστή

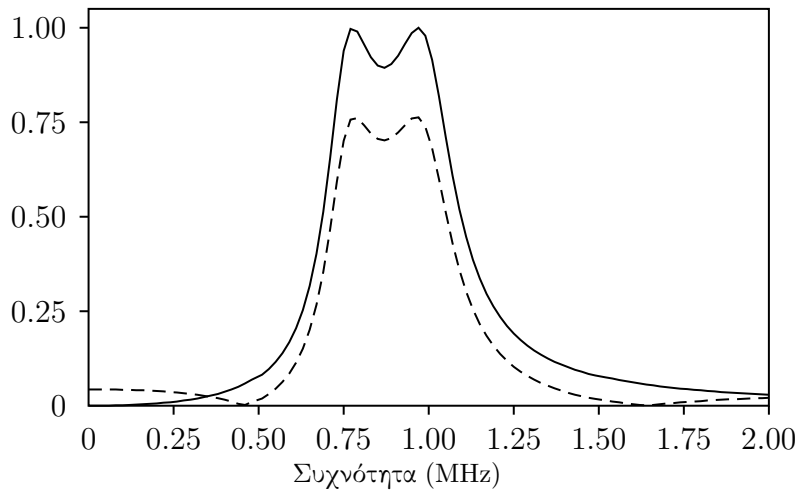
δό τους. Συνεπώς υλοποιούνται εύκολα με έναν τελεστικό σε συνδεσμολογία αναστρέφοντα αθροιστή η οποία φαίνεται στο σχήμα 3.21. Η έξοδος,  $y$ , του κυκλώματος αυτού συναρτήσει των εισόδων του είναι ως γνωστόν:

$$y = \frac{R_f}{R_1}x_1 + \frac{R_f}{R_2}x_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n}x_n \quad (3.39)$$

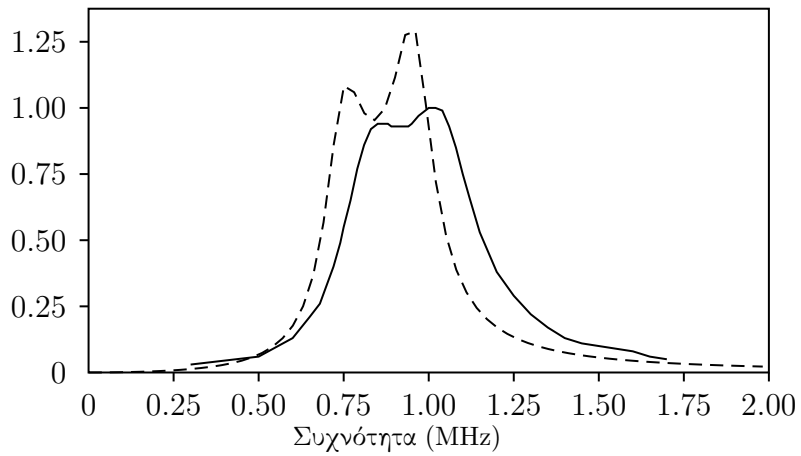
Για την τελική σχεδίαση έγινε η παρατήρηση ότι αφενός δεν ήταν απαραίτητη η τόσο απότομη κλίση της χαρακτηριστικής, αφετέρου η πεπερασμένη εξασθένιση στη ζώνη φραγής της ελλειπτικής συνάρτησης είναι μειονέκτημα. Αυτό ισχύει γιατί μπαίνουν στο σύστημα ανεπιθύμητες συχνότητες, κυρίως από τα μεγαλύτερης τάξης παράγωγα του μίκτη. Έτσι αντικαταστάθηκε ο αθροιστής από την έξοδο, αφαιρώντας κατά συνέπεια τα μηδενικά διέλευσης. Μαζί με αυτήν την αλλαγή άλλαξαν και οι αντιστάσεις  $R_s$  κάθε βαθμίδας για να διατηρηθεί το κέρδος. Στο σχήμα 3.22 φαίνεται η συνάρτηση μεταφοράς. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται με διακεκομμένη γραμμή και η αρχική συνάρτηση μεταφοράς πλάτους με εμφανή τα μηδενικά και την πεπερασμένη εξασθένιση στη ζώνη φραγής.

Στο σχήμα 3.24 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα του ζωνοπερατού φίλτρου, με τους πραγματικούς τελεστικούς ενισχυτές. Στο σχήμα 3.23 φαίνεται η απόκριση (συνεχής γραμμή) και η εξομοίωσή του (διακεκομμένη γραμμή). Οι τιμές των πυκνωτών προσαρμόστηκαν στο πραγματικό κύκλωμα για να επιτευχθεί η σωστή συμπεριφορά.

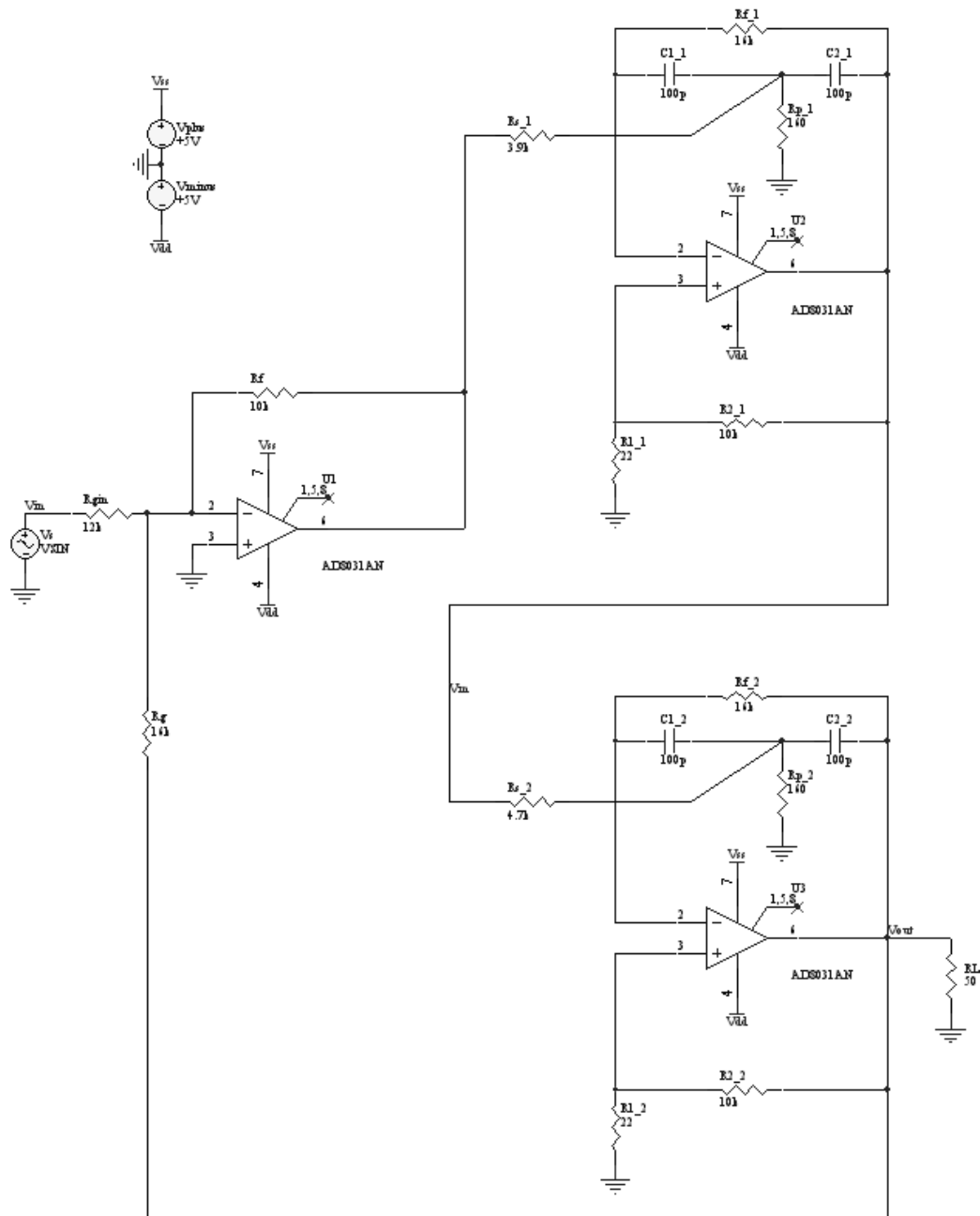




Σχήμα 3.22: Εξομοίωση του ζωνοπερατού φίλτρου με ιδανικούς ενισχυτές (Διακεκομμένη γραμμή - αρχική συνάρτηση, συνεχής γραμμή - απλοποιημένη)



Σχήμα 3.23: Απόκριση του ζωνοπερατού φίλτρου (Διακεκομμένη γραμμή - εξομοίωση, συνεχής - μέτρηση κατασκευασμένου)



Σχήμα 3.24: Σχηματικό διάγραμμα του ζωνοπερατού φίλτρου από Protel 99

### 3.5.6 Μέτρηση της φάσης

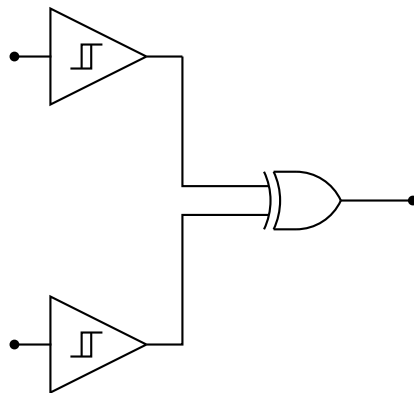
Αναλογικά η μέτρηση της φάσης γίνεται με πολλαπλασιασμό των δύο σημάτων και μέτρηση της DC συνιστώσας του γινομένου. Βάσει του γνωστού τριγωνομετρικού τύπου:

$$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A + B) + \cos(A - B)] \quad (3.40)$$

Προκύπτει ότι:

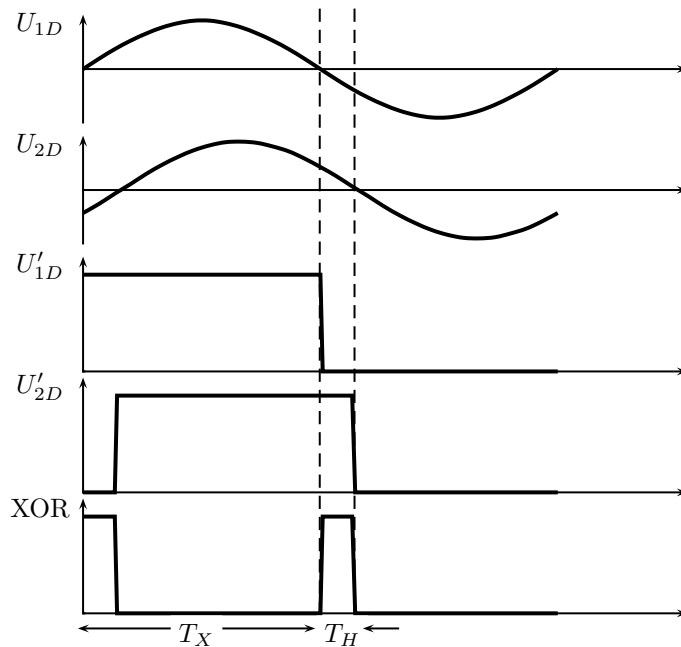
$$\cos(\omega t) \cdot \cos(\omega t + \phi) = \frac{1}{2} [\cos(2\omega t + \phi) + \cos(\phi)] \quad (3.41)$$

Η συνιστώσα  $\frac{1}{2} \cos(2\omega t + \phi)$  απορρίπτεται με φιλτράρισμα του σήματος οπότε μένει μια DC συνιστώσα, ανάλογη του συνημιτόνου της φάσης. Το μειονέκτημα αυτής της υλοποίησης είναι η μη γραμμική εξάρτηση της μετρούμενης ποσότητας (τάση) από τη φάση. Επιπρόσθετα η μετρούμενη τάση είναι πιθανόν να εξαρτάται από την εξασθένιση του σήματος λόγω της απόστασης του στόχου, οπότε είναι δύσκολη έως αδύνατη η εξαγωγή της φάσης από τη DC τάση. Μια άλλη υλοποίηση που δίνει γραμμική εξάρτηση αλλά είναι και συμβατή με την επιθυμητή ψηφιακή τελική επεξεργασία είναι αυτή που δίνεται από το κύκλωμα του σχήματος 3.25. Σημειώνεται ότι για αυτό το σχήμα οι Schmitt triggers στην είσοδό του είναι οι ίδιοι με αυτούς στην έξοδο του σχήματος 3.6, στο οποίο περιέχονται για λόγους πληρότητας.



Σχήμα 3.25: Μέτρηση της φάσης

Στο κύκλωμα του σχήματος 3.25 τα δύο σήματα στις εισόδους μετατρέπονται σε τετραγωνικούς παλμούς από τα δύο κυκλώματα Schmitt trigger [50]. Αυτά είναι ρυθμισμένα ώστε τα χαρακτηριστικά του παλμού να μπορούν να τροφοδοτήσουν την πύλη XOR που ακολουθεί. Ο κάθε τετραγωνικός παλμός έχει ίδια συχνότητα και φάση με το αρχικό σήμα. Η έξοδος της πύλης XOR θα είναι λογικό 1 όταν τα σήματα εισόδου διαφέρουν. Το σήμα σε κάθε κόμβο του κυκλώματος του σχήματος 3.25 φαίνεται στο διάγραμμα του σχήματος 3.26. Τα  $U_{1D}$  και  $U_{2D}$  δίνονται από τις σχέσεις 3.17 και 3.18.



Σχήμα 3.26: Το σήμα σε διάφορα σημεία του κυκλώματος του σχήματος 3.25

Το duty cycle του παλμού εξόδου της XOR είναι ευθέως ανάλογο με τη διαφορά φάσης, δηλαδή:

$$\Delta\phi = \pi \frac{T_H}{T_X} \quad (3.42)$$

Το  $T_X$  είναι η περίοδος του σήματος εξόδου της XOR που προφανώς ισούται με την μισή περίοδο του αρχικού σήματος και  $T_H$  ο χρόνος κατά τον οποίο το σήμα είναι στο λογικό επίπεδο 1. Αν θεωρηθεί η αναλογία με την καθαρά ανα-

λογική περίπτωση μέτρησης της φάσης με μίκτη, η διπλάσια συχνότητα εξόδου της XOR αντιστοιχεί στον όρο  $\frac{1}{2} \cos(2\omega t + \phi)$  και το duty cycle αντιστοιχεί στη DC συνιστώσα. Από αυτό λοιπόν μπορεί να μετρηθεί και η συχνότητα Doppler,  $f_d$ , η οποία ισούται με  $1/(2T_X)$ . Εναλλακτικά, αν η συχνότητα Doppler είναι γνωστή, ο παραπάνω τύπος γίνεται:

$$\Delta\phi = \pi T_H 2f_d \quad (3.43)$$

Η μέτρηση του  $T_H$  και του  $T_X$  πραγματοποιείται από ένα ψηφιακό μετρητή που μετράει τους παλμούς ενός γρήγορου ψηφιακού ρολογιού. Η συχνότητα του ρολογιού αυτού,  $T_c$ , θα πρέπει να είναι τέτοια ώστε να επιτυγχάνεται η ακρίβεια στη μέτρηση του χρόνου, άρα και της φάσης, που δίνει την απαιτούμενη από τις προδιαγραφές ακρίβεια μέτρησης της απόστασης του στόχου. Συγκεκριμένα για ακρίβεια της απόστασης,  $\delta R_0$ , ίση με 30 cm και από τον τύπο 3.20 συνεπάγεται ακρίβεια στη μέτρηση της φάσης:

$$\delta\varphi = \frac{8\pi\Delta f}{c} \delta R_0 = 0.0025 \text{ rad} \quad (3.44)$$

Η πιο απαιτητική περίπτωση για τη συχνότητα του ρολογιού,  $T_c$ , είναι η μέγιστη Doppler, δηλαδή  $f_{d \max} = 117 \text{ KHz} \Rightarrow T_{\max} = 1/2f_{d \max} = 4.3 \text{ } \mu\text{sec}$ . Τότε:

$$T_c = \frac{\delta\varphi}{2\pi} T_{\max} = 17.2 \text{ nsec} \Rightarrow f_c = 58 \text{ MHz} \quad (3.45)$$

Στο σύστημα υπάρχει ψηφιακός μικροελεγκτής με ρολόι 20MHz, περιόδου  $T_c = 50 \text{ nsec}$ . Στην περίπτωση αυτή η χειρότερη ακρίβεια που επιτυγχάνεται είναι για τη μέγιστη συχνότητα Doppler, και αντιστοιχεί στη διαφορά φάσης που μεταφράζεται σε διαφορά χρόνου ίση με την περίοδο του ρολογιού:

$$\delta\varphi = 2\pi T f_{d \max} = 0.037 \text{ rad} \quad (3.46)$$

Το παραπάνω μεταφράζεται σε ακρίβεια απόστασης, θεωρώντας  $\Delta f = 1 \text{ MHz}$ :

$$\delta R_0 = \frac{c}{8\pi\Delta f} \delta\varphi = 44 \text{ cm} \quad (3.47)$$

Εκ πρώτης όψεως είναι προφανές ότι η ακρίβεια αυτή δεν ικανοποιεί τις προδιαγραφές. Αλλά το σύστημα πρέπει να προσδιορίζει την ελάχιστη απόσταση, στην οποία γίνεται και ελαχιστοποίηση της συχνότητας Doppler. Έτσι όταν ο στόχος είναι κοντά η  $f_{d \max}$  του τύπου μειώνεται, μειώνοντας αντίστοιχα και το σφάλμα. Συνεπώς η ακρίβεια αυξάνεται όσο πιο κοντά είναι ο στόχος, ξεπερνώντας τελικά τις προδιαγραφές. Αυτό είναι ένα καλό χαρακτηριστικό του συστήματος.

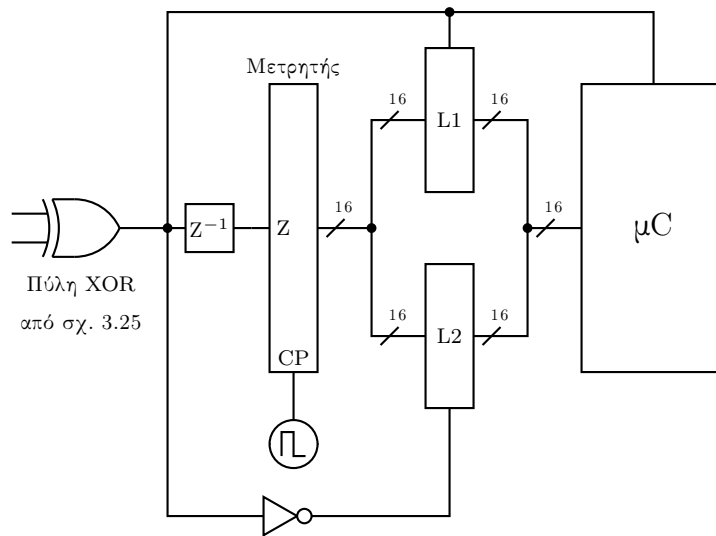
### 3.5.7 Μέτρηση της συχνότητας

Δεδομένης της υλοποίησης του συστήματος ανίχνευσης της φάσης, προκύπτει άμεσα και η μέθοδος μέτρησης της συχνότητας Doppler του λαμβανόμενου σήματος. Αυτό γίνεται μετρώντας την περίοδο του παλμού που προκύπτει όταν το σήμα περάσει από τους Schmitt triggers, ο οποίος είναι της ίδιας συχνότητας με το αρχικό σήμα. Εναλλακτικά και για λόγους διευκόλυνσης της υλοποίησης του συστήματος, μπορεί να μετρηθεί η συχνότητα της εξόδου της XOR και να υποδιπλασιαστεί για να προκύψει η Doppler. Η μέτρηση επιτυγχάνεται με έναν ψηφιακό μετρητή. Μάλιστα μπορεί ο ίδιος μετρητής να μετράει το  $T_H$  και την περίοδο. Ο μετρητής αυτός θα μηδενίζεται λίγο μετά την θετική ακμή της εξόδου της XOR, αφού πρώτα συγκρατηθεί η τιμή του από ένα μανδαλωτή (latch). Ένα άλλο latch θα κρατάει την τιμή του μετρητή όταν εμφανίζεται η αρνητική ακμή της XOR, δηλαδή τον χρόνο  $T_H$ . Για τη σωστή λειτουργία της διάταξης αυτής απαιτούνται επιπρόσθετα βοηθητικά κυκλώματα που δεν θα αφήνουν τα latches να αλλάζουν αν δεν έχει ολοκληρωθεί η μέτρηση.

Μια εκτίμηση της ελάχιστης ανιχνεύσιμης συχνότητας είναι η εξής: Η ελάχιστη συχνότητα αντιστοιχεί στη μέγιστη περίοδο δηλαδή, εφόσον πρόκειται για ψηφιακό μετρητή, το χρόνο για να φτάσει τη μέγιστη τιμή του, ξεκινώντας από την τιμή 0. Δεδομένου ενός ψηφιακού μετρητή των 16 bit και  $f_c = 20 \text{ MHz}$ , προκύπτει ότι ο χρόνος για να κάνει έναν πλήρη κύκλο ο μετρητής ίσος με:

$$T_{max} = \frac{2^{16} - 1}{20} \mu\text{sec} \Rightarrow \min\{f_d\} = 305 \text{ Hz} \quad (3.48)$$

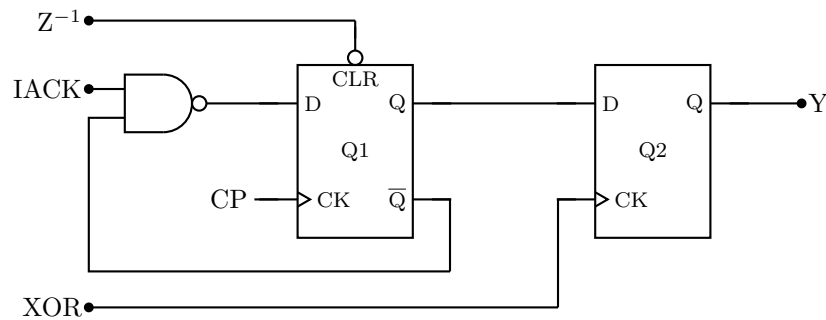
Για κεντρική συχνότητα  $f_0 = 10.25 \text{ GHz}$ , η Doppler αυτή αντιστοιχεί σε ακτινική ταχύτητα  $v_r = 4.46 \text{ m/sec}$ . Η ακρίβεια αυτή θεωρείται απόλυτα ικανοποιητική για τη δεδομένη εφαρμογή.



Σχήμα 3.27: Λειτουργικό διάγραμμα της μονάδας μέτρησης φάσης και συχνότητας

Στο σχήμα 3.27 φαίνεται ένα απλοποιημένο λειτουργικό διάγραμμα της μονάδας μέτρησης φάσης και συχνότητας με διακριτά στοιχεία και μικροελεγκτή. Η είσοδος της είναι η έξοδος της πύλης XOR για τη μέτρηση της φάσης (βλ. ενότητα 3.5.6). Το κύκλωμα  $Z^{-1}$  δημιουργεί έναν αντεστραμμένο παλμό διάρκειας ενός κύκλου του ρολογιού, με καθυστέρηση έναν κύκλο του ρολογιού από τη θετική ακμή στην είσοδό του. Το κύκλωμα  $Z^{-1}$  αποτελείται από δύο D Flip-Flop σε σειρά και δύο πύλες NAND. Επιτυγχάνεται με αυτόν τον τρόπο ο μηδενισμός του μετρητή έναν κύκλο του ρολογιού αφού ξεκινήσει η καινούργια περίοδος, δηλαδή μετά τη θετική ακμή της πύλης XOR. Ο λόγος για αυτήν την καθυστέρηση θα φανεί στη συνέχεια. Ο μετρητής αυξάνει με κάθε παλμό του ρολογιού που είναι κοινό και με τον μικροελεγκτή. Όπως έχει αναφερθεί, η συχνότητά του ρολογιού είναι 20 MHz και το μήκος λέξης του μετρητή 16 bit.

Τα δύο latches, L1 και L2 με εξόδους τριών καταστάσεων (tri-state, 0, 1, high-Z) τροφοδοτούνται παράλληλα με την τιμή του μετρητή. Το L1 κλειδώνει με τη θετική ακμή του παλμού της XOR, ενώ το L2 με την αρνητική, λόγω του αναστροφέα. Με τον τρόπο αυτό τα latches κρατάνε την τιμή του μετρητή για όλη την περίοδο του σήματος (μέτρηση της συχνότητας) και για το διάστημα που η XOR είναι στο λογικό 1 (μέτρηση του  $T_H$ , δηλαδή της φάσης). Επιπλέον με κάθε θετική ακμή της XOR πυροδοτείται διακοπή (interrupt) του μικροελεγκτή,  $\mu C$ . Η ρουτίνα εξυπηρέτησης της διακοπής ενεργοποιεί πρώτα το ένα latch και μετά το άλλο για να διαβαστούν οι τιμές τους από το μικροελεγκτή. Η καθυστέρηση  $Z^{-1}$  υπάρχει για να προλαβαίνει το latch L1 να διαβάσει την τιμή του μετρητή που αντιστοιχεί στην περίοδο, πριν αυτός μηδενιστεί. Στο χρονικό διάστημα που μεσολαβεί δύο διακοπών αποστέλλονται οι μετρήσεις σειριακά μέσω RS-232.



Σχήμα 3.28: Κύκλωμα συγχρονισμού Interrupt-XOR

Εάν η Doppler είναι μεγάλη υπάρχει ο κίνδυνος να αλλάξει η τιμή ενός latch πριν διαβαστεί η τιμή του άλλου. Για να αποφευχθεί η κατάσταση αυτή, έχει προστεθεί στο κύκλωμα του σχήματος 3.27 τμήμα που απαγορεύει την αλλαγή των latches αν δεν δοθεί σήμα από τον μικροελεγκτή (IACK) (σχήμα 3.28). Επιπλέον μπορεί το σήμα IACK να δοθεί στη μέση μιας περιόδου της XOR και αφού έχει χαθεί το σήμα ενεργοποίησης του L1. Το νέο τμήμα απαγορεύει σε αυτήν την περίπτωση να κλειδώσει το L2 και να δοθεί σήμα διακοπής στον μικροελεγκτή στο τέλος της περιόδου.

Το σήμα IACK είναι ενεργό χαμηλά και οι αρχικές έξοδοι των Flip-Flop μηδέν. Κατά την αρχικοποίησή του ο μικροελεγκτής δίνει ένα σύντομο παλμό



στο IACK οπότε η NAND και το Q1 γίνονται 1. Το ίδιο συμβαίνει κάθε φορά που ο μικροελεγκτής τελειώνει την εξυπηρέτηση της διακοπής. Όταν το Q1 δίνει 1, η  $\overline{Q1}$  γίνεται μηδέν. Συνακόλουθα η έξοδος της NAND θα είναι 1, όποια τιμή και αν πάρει το IACK. Δηλαδή το Q1 κρατάει την τιμή 1 μέχρι να έρθει το σήμα  $\overline{CLR} = Z^{-1}$ , δηλαδή έναν κύκλο μετά τη θετική ακμή της XOR. Η έξοδος του Q1 περνάει στο Q2 με τη θετική ακμή της XOR η οποία τροφοδοτεί την είσοδο CK. Εδώ φαίνεται πάλι η χρησιμότητα του κυκλώματος  $Z^{-1}$ , αφού αν δεν υπήρχε το 1 του Q1 δε θα προλάβαινε να περάσει στο Q2. Τέλος η έξοδος του Q2 τροφοδοτεί πύλες AND που αφήνουν τα latches να κλειδώσουν μόνον αν αυτή είναι 1. Συνοψίζοντας τη λειτουργία των δύο Flip-Flop μπορεί να ειπωθεί ότι το Q1 θυμάται αν έχει έρθει το σήμα IACK από το μικροελεγκτή, ενώ το Q2 αφήνει τα latches να ενεργοποιηθούν μόνο σε συγχρονισμό με την πύλη XOR.

| ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ            | ΚΩΔ. ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ                              |
|-----------------------|---|
| XOR                   | 74LS86 - Tiny logic                         |
| Μετρητής              | 74LS161                                     |
| D Flip-Flop           | 74LS74                                      |
| NAND                  | 74LS00                                      |
| AND                   | 74LS08                                      |
| Latches               | 74LS374                                     |
| Αναστροφέας           | 74LS14 (Schmidt trigger input) - Tiny logic |
| Αναστροφέας για ρολόι | 74AHCT04                                    |
| Μικροελεγκτής         | PIC18F827                                   |
| Τελεστικοί            | TL084                                       |

Πίνακας 3.5: Διακριτά ψηφιακά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν

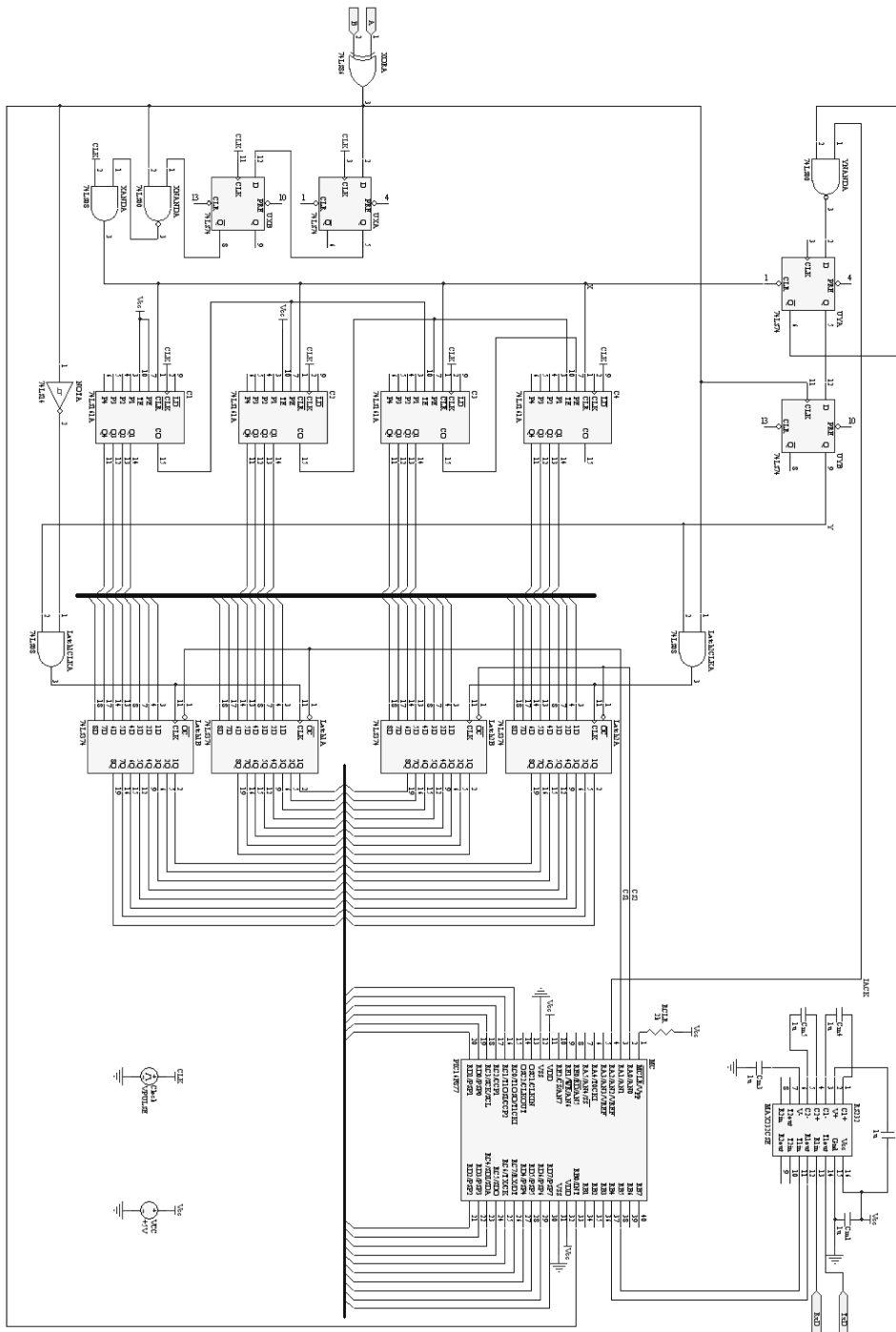
Στον πίνακα 3.5 φαίνονται τα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν στην υλοποίηση του κυκλώματος.

### 3.5.8 Αποστολή αποτελεσμάτων ψηφιακά

Για να μπορεί να συνδεθεί το σύστημα αυτό με άλλα που θα επεξεργαστούν περαιτέρω τα αποτελέσματα για να εξάγουν συμπεράσματα ή απλά και μόνο για απεικόνιση, πρέπει να παρέχει τα αποτελέσματα σε κάποια τυποποιημένη ψηφιακή μορφή. Μια τέτοια, κατάλληλη για τους μικρούς ρυθμούς μετάδοσης και μικρό όγκο δεδομένων της εφαρμογής, είναι η RS-232, όμως η υλοποίησή της με διακριτά ψηφιακά στοιχεία είναι περίπλοκη. Αυτός είναι ο βασικός λόγος χρησιμοποίησης του μικροελεγκτή, προγραμματισμένου σε C για να εκτελεί τη μετάδοση και τις άλλες λειτουργίες ελέγχου του κύκλωματος που αναφέρθηκαν στην ενότητα 3.5.7.

Για την υλοποίηση χρησιμοποιούνται οι ψηφιακοί ακροδέκτες εισόδου/εξόδου RB4 και RB5 του μικροελεγκτή PIC16F877. Οι βιβλιοθήκες που προσφέρει η κατασκευάστρια εταιρία παρέχουν υλοποίηση της συνάρτησης `putc()` της C η οποία γράφει ένα χαρακτήρα στη σειριακή έξοδο. Η συνάρτηση αυτή χρησιμοποιείται, απλουστεύοντας πολύ το πρόγραμμα.

Στο σχήμα 3.29 φαίνεται το πλήρες σχηματικό διάγραμμα της ψηφιακής μονάδας από το σχεδιαστικό πακέτο Protel 99. Στο τμήμα κάτω δεξιά, κοντά στον μικροελεγκτή, φαίνεται το κύκλωμα υποστήριξης της σειριακής επικοινωνίας RS-232. Το κεντρικό του κομμάτι είναι το ολοκληρωμένο MAX 232 που αναλαμβάνει τη μετατροπή της στάθμης τάσης από TTL ( $\pm 5$  Volt) στο προδιαγεγραμμένο για τη RS-232 ( $\pm 15$  Volt). Το ολοκληρωμένο MAX 232 είναι πολύ εύκολο στη χρήση του και απαιτεί μόνο πέντε εξωτερικά συνδεδεμένους πυκνωτές για τη λειτουργία του.



Σχήμα 3.29: Το πλήρες σχηματικό της ψηφιακής μονάδας από Protel 99

### 3.6 Επεξεργασία του σήματος με ψηφιακό επεξεργαστή σήματος

Λόγω της αποτυχίας των απότομων αναλογικών φίλτρων η σχεδίαση στράφηκε σε ψηφιακές μεθόδους. Αρχικά η σκέψη ήταν να αντικατασταθούν μόνον τα φίλτρα, αφού αυτά αποτελούσαν το προβληματικό τμήμα. Αυτό θα γινόταν υλοποιώντας τα ψηφιακά και έπειτα με έναν μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό τροφοδότηση του ήδη υλοποιημένου κυκλώματος. Για να γίνει ένα ψηφιακό φίλτρο τόσο απότομο όσο απαιτείται από την εφαρμογή αυτή, θα πρέπει να είναι μεγάλης τάξης. Το γεγονός αυτό, μαζί με την περιορισμένη ακρίβεια της ψηφιακής αναπαράστασης ενός αριθμού, έθετε και πάλι όρια στην κλίση της απόκρισης του φίλτρου. Όμως ψηφιακά καθίσταται εύκολη η ρύθμιση του φίλτρου, αφού οι παράμετροί του είναι πλέον αριθμοί σε έναν υπολογιστή και όχι ηλεκτρονικά στοιχεία. Επιπλέον υπάρχει πληθώρα προγραμμάτων που υπολογίζουν τις παραμέτρους του ψηφιακού φίλτρου αυτόματα, βάσει των προδιαγραφών του.

Το πρόβλημα ήταν ότι για να γίνει σωστή αναπαράσταση του σήματος, το ανώτατο συχνοτικό περιεχόμενο του οποίου είναι στα 1150 KHz, πρέπει να γίνει δειγματοληψία με ρυθμό 2300 Ksps. Οι περισσότεροι DSP με ολοκληρωμένη μνήμη και αναλογικοψηφιακό μετατροπέα θα δυσκολεύονταν να κρατήσουν αυτόν τον ρυθμό. Η λύση δόθηκε με χρήση ζωνοπερατής δειγματοληψίας (βλ. ενότητα 3.6.4).

Επιπλέον εξετάστηκε η δυνατότητα αντικατάστασης ολόκληρου του αναλογικού τμήματος μετά τα απότομα φίλτρα από τον DSP. Η λύση αυτή κρίθηκε αποδοτικότερη λόγω μικρότερου όγκου, κόστους, κατανάλωσης ισχύος και πολυπλοκότητας. Επιπλέον είναι εύκολη η παραμετροποίηση του υποσυστήματος επεξεργασίας ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε διαφορετικές εφαρμογές. Για παράδειγμα, με τη χρήση μετασχηματισμού Fourier είναι διακριτοί περισσότεροι από ένας στόχοι στο οπτικό πεδίο του ραντάρ, αρκεί να έχουν διαφορετική ακτινική ταχύτητα (βλ. ενότητα 3.6.9). Η λύση αυτή περιγράφεται στη συνέχεια.

### 3.6.1 Γενικά στοιχεία για ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος

Ένας ψηφιακός επεξεργαστής σήματος είναι ένας μικροεπεξεργαστής που χρησιμοποιείται για εκτέλεση υπολογισμών σε ψηφιοποιημένα σήματα. Η ειδοποιός διαφορά από τους συνηθισμένους μικροεπεξεργαστές είναι η ύπαρξη ειδικών εντολών που εκτελούν σε έναν ή λίγους κύκλους λειτουργίες που αλλιώς θα έπαιρναν πολύ περισσότερο. Παράδειγμα είναι η διευθυνοσιδότηση μνήμης με ανεστραμμένα ψηφία (bit-reversed addressing) και ο πολλαπλασιασμός και άθροιση με μία εντολή. Το πρώτο χρησιμοποιείται στην υλοποίηση του FFT και το δεύτερο επίσης στον υπολογισμό FFT, αλλά και συνελίξεων, υλοποίηση ψηφιακών φίλτρων και άλλες εφαρμογές.

Για τις ανάγκες αυτής της διδακτορικής διατριβής χρησιμοποιήθηκαν επεξεργαστές της εταιρίας Texas Instruments μαζί με τα αντίστοιχα αναπτυξιακά εργαλεία. Αυτά ήταν το περιβάλλον ανάπτυξης Code Composer που περιέχει C compiler για τους επεξεργαστές και δυνατότητα δυνατότητα αποσφαλμάτωσης (debugging). Επίσης χρησιμοποιήθηκε προσομοιωτής (emulator) που επιτρέπει έλεγχο του επεξεργαστή, αποσφαλμάτωση του προγράμματος και βήμα προς βήμα εκτέλεσή του πάνω στην υπό ανάπτυξη πλακέτα. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό στη φάση ανάπτυξης. Τέλος έγινε χρήση και των έτοιμων αναπτυξιακών πλακετών evaluation boards. Παρακάτω δίνονται κάποια στοιχεία για τους επεξεργαστές που χρησιμοποιήθηκαν.

#### **TMS320LF2407A**

Αρχικά για την ανάπτυξη χρησιμοποιήθηκε ο φθηνός TMS320LF2407A [57, 58, 59]. Ανήκει στην υποκατηγορία των ψηφιακών ελεγκτών σήματος (Digital Signal Controllers). Με τον όρο αυτόν εννοούνται οι επεξεργαστές με απλή αρχιτεκτονική και σχετικά μειωμένο ρεπερτόριο εντολών, που πιθανόν να έχουν ενσωματωμένα στο ίδιο ολοκληρωμένο τόσο τη μνήμη, όσο και διάφορες περιφερειακές μονάδες. Ένα χαρακτηριστικό απλούστευσης της σχεδίασης του εν λόγω επεξεργαστή, που τον κατατάσσει στους ελεγκτές σήματος εί-

ναι η απουσία διαχείρισης στοίβας (stack) σε επίπεδο υλικού (hardware). Αντί αυτής υπάρχει πίνακας οκτώ καταχωρητών που αποθηκεύουν τη διεύθυνση επιστροφής για κλήσεις υποπρογράμματος φωλιασμένες μέχρι και οκτώ επίπεδα. Ο compiler της C διαχειρίζεται αυτόματα στοίβα υλοποιημένη με λογισμικό για κλήσεις επιπέδου μεγαλύτερου του οκτώ και αποθήκευση τοπικών μεταβλητών.

Ο TMS320LF2407A έχει πυρήνα δεκαέξι bit και αριθμητική σταθερής υποδιαστολής. Οι επιδόσεις του σε ταχύτητα φθάνουν τα 40 MIPS με συχνότητα λειτουργίας 40 MHz για συχνότητα εξωτερικού κρυστάλλου 10 MHz. Από πλευράς μνήμης έχει 32 K λέξεων 16 bit ενσωματωμένης Flash για πρόγραμμα και πίνακες σταθερών και 2.5 K λέξεων 16 bit RAM. Έχει ενσωματωμένα περιφερειακά όπως έναν μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό των 10 bit με πολύπλεξη 16 καναλιών εισόδου και διεπαφή για σειριακή επικοινωνία. Επίσης παρέχει δυνατότητα σύνδεσης εξωτερικής μνήμης, όμως δεν χρησιμοποιήθηκε κάτι τέτοιο.

### **TMS320F281x**

Μετά την εισαγωγή του Q καναλιού (ενότητα 3.6.6) η απαίτηση για δύο ταυτόχρονους μετασχηματισμούς Fourier κατέστησε αδύνατη τη χρήση του TMS320LF2407A για λόγους ταχύτητας και έλλειψης μνήμης. Αντικαταστάθηκε από τον πιο γρήγορο και πιο καινούργιο TMS320F2810 [60, 61, 62]. Αυτός είναι κανονικός επεξεργαστής (και όχι ελεγκτής) σήματος που φθάνει σε ταχύτητα τα 150 MIPS (150 MHz) με εξωτερικό κρύσταλλο 30 MHz, αλλά εξακολουθεί και ενσωματώνει τη μνήμη και πολλά περιφερειακά, όπως ο μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό, σε ένα ολοκληρωμένο. Έχει ενσωματωμένη μνήμη Flash για πρόγραμμα και πίνακες σταθερών 64 K λέξεων 16 bit και RAM 18 K λέξεων 16 bit. Η εσωτερική του αρχιτεκτονική και οι καταχωρητές του είναι 32 bit, επιτρέποντάς του να κάνει πράξεις μεγαλύτερης ακρίβειας. Η αριθμητική μονάδα του όμως είναι και πάλι σταθερής υποδιαστολής.

Ο ενσωματωμένος μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό έχει ακρίβεια 12 bit με πολύπλεξη 16 καναλιών εισόδου και δύο ξεχωριστά κυκλώματα συγκράτησης (S&H, sample and hold). Το χαρακτηριστικό αυτό είναι ιδιαίτερα

επιθυμητό, αφού θα μπορεί να δειγματοληπτεί ταυτόχρονα τα I και Q κανάλια. Επίσης έχει υποσύστημα σειριακής επικοινωνίας με buffer 16 λέξεων και αυτοματοποιημένη λειτουργία [63].

### 3.6.2 Γενικά στοιχεία για τη μετατροπή αναλογικού σήματος σε ψηφιακό

Η αλματώδης ανάπτυξη των ψηφιακών ηλεκτρονικών τα τελευταία χρόνια καθιστά δυνατή την υλοποίηση περίπλοκων αλγορίθμων επεξεργασίας. Η περιπλοκότητά τους ξεπερνάει κατά πολύ τις δυνατότητες της καθαρά αναλογικής επεξεργασίας. Για το λόγο αυτό η ψηφιακή επεξεργασία χρησιμοποιείται κατά κόρον σε διάφορες εφαρμογές. Τα δύο συστήματα που παρουσιάζονται στην ανά χειράς διατριβή χρησιμοποιούν και αυτά ψηφιακή επεξεργασία.

Το σύστημα που αναλαμβάνει τη μετατροπή των αναλογικών σημάτων, όπως συναντώνται στη φύση, σε ψηφιακά είναι ο αναλογικοψηφιακός μετατροπέας (Analog to Digital Converter, ADC). Η λειτουργία του είναι να μεταφράσει ένα αναλογικό σήμα, το οποίο κυμαίνεται μεταξύ δύο επιπέδων τάσης,  $V_L$  και  $V_H$ , σε μία δυαδική λέξη  $N$  ψηφίων (bits). Δηλαδή το συνεχές σήμα εισόδου κβαντίζεται σε  $2^N - 1$  διακριτές στάθμες. Αν  $d$  η τιμή εξόδου του ADC, μία εκτίμηση για την πραγματική τιμή του αναλογικού σήματος είναι:

$$a = V_L + \frac{V_H - V_L}{2^N - 1} d \quad (3.49)$$

Οι πιο βασικές λειτουργικές παράμετροι ενός αναλογικοψηφιακού μετατροπέα είναι η απαιτούμενη δυναμική περιοχή του και η απαιτούμενη ταχύτητα μετατροπής [64]. Η δυναμική περιοχή του είναι άμεση συνάρτηση των ψηφίων του,  $N$ . Επειδή με κάθε δυαδικό ψηφίο διπλασιάζεται η δυναμική περιοχή, μπορεί προσεγγιστικά να γραφεί ότι δίνεται από τη σχέση  $6.02N$  db τάσης. Η ταχύτητα μετατροπής είναι ο χρόνος που απαιτείται για να συλλεχθεί ένα δείγμα. Εναλλακτικά ορίζεται η μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας ως ο μέγιστος αριθμός δειγμάτων που μπορούν να συλλεχθούν σε ένα δευτερόλεπτο. Τα μεγέθη αυτά είναι αλληλένδετα και σε κάποιες περιπτώσεις απαιτείται συμβιβασμός, καθώς

η αύξηση του ενός επιφέρει περιορισμούς στην τιμή του άλλου για δεδομένη τεχνολογία υλοποίησης.

Είναι προφανές ότι λόγω της διακριτοποίησης που υφίσταται το σήμα, υπάρχει πάντα ένα θεωρητικό λάθος. Η μέγιστη τιμή του αντιστοιχεί σε μισή υποδιαίρεση του ADC ή μισό λιγότερο σημαντικό ψηφίο (Least Significant Bit, LSB).

Άλλα λάθη που επηρεάζουν την ακρίβεια της μέτρησης είναι οι μη γραμμικότητες των χρησιμοποιούμενων κυκλωμάτων, ο θόρυβος από την τροφοδοσία, σφάλματα στο ψηφιακό ρολόι κ.α. [65]. Τα σφάλματα αυτά αντιστοιχούν στο θόρυβο του ADC και προσδιορίζουν το σηματοθορυβικό του λόγο,  $SNR$ . Η μείωση της ακρίβειας μοντελοποιείται ως μείωση του αριθμού των ενεργών ψηφίων του ADC (effective bits) από  $N$  σε  $M$  στους υπολογισμούς της δυναμικής περιοχής και του θορύβου. Στο [66] δίνεται μια έκφραση του σηματοθορυβικού λόγου ως προς τον αριθμό των ενεργών ψηφίων:

$$SNR = 6.02M + 1.76 \text{ db} \quad (3.50)$$

Τα χαρακτηριστικά του αναλογικοψηφιακού μετατροπέα του επεξεργαστή TMS320LF281x που χρησιμοποιήθηκε στην τελική υλοποίηση, δίνονται στον πίνακα 3.6.

| Μέγεθος                                   | Τιμή | Μονάδα |
|---|------|--------|
| Αριθμός ψηφίων                            | 12   |        |
| Θεωρητικός μέγιστος ρυθμός δειγματοληψίας | 5    | Msp/s  |
| Σηματοθορυβικός λόγος                     | 62   | db     |
| Ενεργά ψηφία                              | 10.1 |        |
| Ελάχιστη τάση, $V_L$                      | 0    | V      |
| Μέγιστη τάση, $V_H$                       | 3    | V      |

Πίνακας 3.6: Χαρακτηριστικά του ADC του επεξεργαστή TMS320LF281x



### 3.6.3 Αριθμητική σταθερής υποδιαστολής

Είναι γνωστό ότι οι αριθμοί αναπαρίστανται σε έναν υπολογιστή ως μία σειρά  $N$  δυαδικών ψηφίων, όπως  $b_N b_{N-1} \dots b_1 b_0$ . Με τον τρόπο αυτό μπορεί να κωδικοποιηθεί οποιοσδήποτε θετικός ακέραιος από 0 έως  $2^N - 1$ . Για να αναπαρασταθούν αρνητικοί ακέραιοι χρησιμοποιείται σχεδόν αποκλειστικά η αναπαράσταση συμπληρώματος του 2 (2's complement). Σε αυτήν το πιο σημαντικό ψηφίο (το  $b_N$ ) συμβολίζει το πρόσημο του αριθμού. Όταν είναι 1 ο αριθμός είναι αρνητικός. Η απόλυτη τιμή του αριθμού βρίσκεται όπως στη μη προσημασμένη περίπτωση, αν ο αριθμός είναι θετικός. Αν είναι αρνητικός η απόλυτη τιμή βρίσκεται αντιστρέφοντας τα ψηφία  $b_{N-1} \dots b_1 b_0$  και προσθέτοντας 1. Για παράδειγμα το  $11111111_{<2>}$  συμβολίζει έναν αρνητικό αριθμό. Αντιστρέφοντάς τον προκύπτει ο  $00000000_{<2>}$  και προσθέτοντας 1 ο  $00000001_{<2>}$ , το μέτρο του οποίου είναι 1. Συνεπώς ο αρχικός αριθμός αναπαριστά τον  $-1_{<10>}$  σε συμπλήρωμα του 2. Κάθε ψηφιακός επεξεργαστής έχει τη δυνατότητα εκτέλεσης προσθέσεων και αφαιρέσεων αριθμών μορφής συμπληρώματος του 2. Κάποιοι έχουν τη δυνατότητα εκτέλεσης πολλαπλασιασμού και διαίρεσης.

Για να αναπαρασταθούν αριθμοί με δεκαδικά ψηφία υπάρχουν δύο επιλογές. Η μία είναι η λεγόμενη αναπαράσταση κινητής υποδιαστολής. Σε αυτήν τα  $N$  δυαδικά ψηφία συμβολίζουν το πρόσημο, μία ακέραια τιμή και έναν εκθέτη. Συνοπτικά αναφέρεται σαν παράδειγμα το πρότυπο αριθμών κινητής υποδιαστολής IEEE απλής ακρίβειας (IEEE single precision floating point numbers). Το πρώτο ψηφίο είναι το πρόσημο,  $s = \pm 1$ , όπως στους αριθμούς μορφής συμπληρώματος του 2. Ακολουθούν 8 δυαδικά ψηφία που κωδικοποιούν έναν εκθέτη,  $e$ , από  $-126$  έως  $+127$ . Τέλος ακολουθούν 23 δυαδικά ψηφία,  $m_1 m_2 \dots m_{22} m_{23}$  που κωδικοποιούν έναν αριθμό  $m = m_1 2^{-1} + m_2 2^{-2} + \dots + m_{22} 2^{-22} + m_{23} 2^{-23}$ . Ο αριθμός που αναπαριστάται βρίσκεται ως  $s \cdot 2^e \cdot (1 + m)$ . (Για κάποιες ειδικές τιμές του  $e$  το ακέραιο μέρος γίνεται 0, δηλαδή το  $(1 + m)$  γίνεται απλώς  $m$ .) Για παράδειγμα τα 23 ψηφία  $10 \dots 00_{<2>}$  συμβολίζουν τον αριθμό  $1.1_{<2>} = 1.5_{<10>}$ . Αν είναι  $e = 10$  και  $s = +1$  ο αριθμός είναι ο  $1.5 \cdot 2^{10} = 1536$ . Κάποιοι συνδυασμοί τιμών του  $e$  και  $m$  συμβολίζουν ειδικούς αριθμούς, όπως το άπειρο ή την τιμή NaN (Not a Number). Για να αναπαρασταθεί ένας αριθμός σε μορφή κινητής

υποδιαστολής εκφράζεται πρώτα σε μορφή συμπληρώματος 2 με δεκαδικό μέρος. Για παράδειγμα ο  $-118.625_{<10>}$  θα γραφεί  $1110110.101_{<2>}$ . Έπειτα μετακινείται η υποδιαστολή δεξιά του πρώτου 1. Ο αριθμός θέσεων που μετακινήθηκε αριστερά δίνει τον εκθέτη. Εδώ είναι  $1110110.101_{<2>} \rightarrow 1.110110101_{<2>} \cdot 2^6_{<10>}$ . Για το  $m$  χρειάζεται μόνον το δεκαδικό μέρος του παραπάνω αριθμού, δηλαδή  $m = 110110101$ . Η διαδικασία αυτή λέγεται κανονικοποίηση και εξασφαλίζει ότι κάθε αριθμός θα έχει μία μόνο αναπαράσταση σε μορφή κινητής υποδιαστολής.

Οι πράξεις με αριθμούς κινητής υποδιαστολής είναι περίπλοκες. Για να γίνει μία πρόσθεση πρέπει να εκτελεσθεί ολίσθηση του ενός  $m$  τόσες θέσεις όση η διαφορά των εκθετών,  $e$ , να εκτελεσθεί η πρόσθεση των  $m$  και να γίνει κανονικοποίηση. Αντίστοιχα στον πολλαπλασιασμό γίνεται πρόσθεση των εκθετών, πολλαπλασιασμός των  $m$  και κανονικοποίηση. Οι διαδικασίες αυτές απαιτούν πολύ χρόνο ή την ύπαρξη στον επεξεργαστή εξειδικευμένου υλικού, το οποίο αυξάνει το μέγεθος του, την κατανάλωση ισχύος και το κόστος.

Η δεύτερη επιλογή αναπαράστασης δεκαδικών αριθμών στον υπολογιστή είναι με μορφή σταθερής υποδιαστολής (fixed point numbers) [67]. Στην περίπτωση αυτή θεωρείται ότι η υποδιαστολή βρίσκεται σταθερά μετά το  $m$  ψηφίο του αριθμού και υπάρχουν επίσης  $n = N - m$  ψηφία στο δεκαδικό μέρος. Αυτό συμβολίζεται  $m.n$ . Ένας αριθμός σταθερής υποδιαστολής μπορεί να εκφραστεί ως  $b/2^n$ , όπου  $b$  ο ακέραιος που προκύπτει αν αγνοηθεί η υποδιαστολή και ο αριθμός ερμηνευτεί σαν συμπλήρωμα ως προς 2. Συχνά επιλέγεται  $n = N - 1$  με το σημαντικότερο ψηφίο να συμβολίζει το πρόσημο, οπότε ο αριθμός παίρνει τιμές στο διάστημα  $[-1, 1)$ . Η μορφή αυτή συμβολίζεται και ως  $Q_n$ .

Το υλικό του επεξεργαστή δεν χρειάζεται καμία μεταβολή για τη διαχείριση αριθμών σταθερής υποδιαστολής, δηλαδή την εκτέλεση πράξεων και συγκρίσεων. Η μόνη απαίτηση είναι για τον προγραμματιστή να ξέρει ανά πάσα στιγμή τη θέση της υποδιαστολής, ώστε να κάνει τις απαραίτητες διορθώσεις.

### Πράξεις με αριθμούς σταθερής υποδιαστολής

Ο DSP που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα διδακτορική διατριβή δεν είχε δυνατότητα αριθμητικής κινητής υποδιαστολής. Για το λόγο αυτό οι υπολο-

γισμοί έγιναν με σταθερή υποδιαστολή, συνήθως σε μορφή Q31. Παρακάτω περιγράφεται ο τρόπος εκτέλεσης πράξεων με αριθμούς σταθερής υποδιαστολής.

**Πρόσθεση** Στην πρόσθεση δύο αριθμών  $N$  ψηφίων προκύπτει γενικά ένας αριθμός  $N + 1$  ψηφίων. Αν το επιπλέον ψηφίο δεν είναι 0 υπάρχει υπερχείλιση και το αποτέλεσμα δεν μπορεί να παρασταθεί σε λέξη ιδίου μήκους με τα αρχικά δεδομένα. Αν οι αριθμοί είναι σταθερής υποδιαστολής και η θέση της υποδιαστολής είναι ίδια και στους δύο, η πρόσθεση και η αφαίρεσή τους δεν έχει διαφορά από την πρόσθεση/αφαίρεση ακεραίων. Ο αριθμός που προκύπτει είναι της ίδιας μορφής με τους αρχικούς. Γράφοντας σε C:

```
typedef int Qxx;
Qxx a,b,c;
a = ...;
b = ...;
c = a + b;
b = c - a;
```

**Πολλαπλασιασμός** Όταν πολλαπλασιάζονται δύο αριθμοί  $N$  και  $M$  ψηφίων προκύπτει γενικά ένας αριθμός  $N + M$  ψηφίων. Αν οι αριθμοί είναι μορφής  $m_1.n_1$  και  $m_2.n_2$ , το γινόμενό τους είναι μορφής  $(m_1 + m_2).(n_1 + n_2)$ . Για τους αριθμούς  $Qn$ , δηλαδή μορφής  $0.n$ , απαιτείται ολίσθηση  $n$  θέσεις δεξιά μετά τον πολλαπλασιασμό, αν το αποτέλεσμα πρέπει να είναι και αυτό σε μορφή  $Qn$ . Δηλαδή:

```
typedef int Qxx;
Qxx a,b,c;
a = ...;
b = ...;
c = (a * b) >> xx;
```

Στη γενική περίπτωση πολλαπλασιασμού αριθμών  $Qxx$ ,  $Qyy$  με επιθυμητό αποτέλεσμα σε μορφή  $Qzz$  πρέπει να γίνει:

```
typedef int Qxx;
```

```

typedef int Qyy;
typedef int Qzz;
Qxx a;
Qyy b;
Qzz c;
a = ...;
b = ...;
c = (a * b) >> (xx + yy - zz);

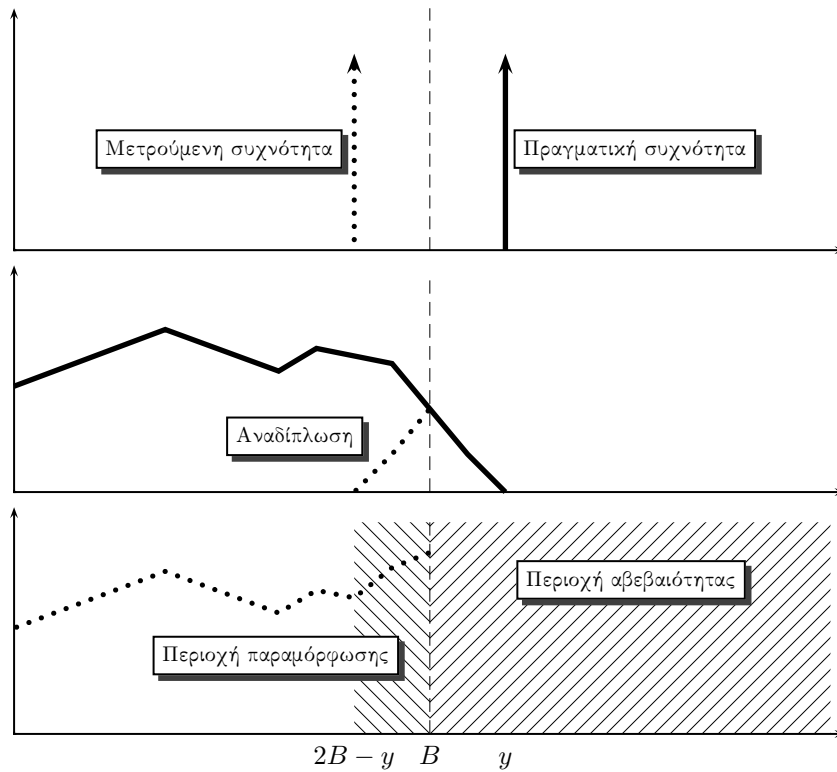
```

Είναι σημαντικό να μπορεί να αποθηκευτεί το ενδιάμεσο αποτέλεσμα του πολλαπλασιασμού ως λέξη μήκους  $N + M$ , ώστε να υπάρχουν τα πιο σημαντικά ψηφία όταν εκτελεστεί η ολίσθηση. Αλλιώς θα συμβαίνει πάντα υπερχειλίση και η πληροφορία χάνεται ολοκληρωτικά

### 3.6.4 Ζωνοπερατή δειγματοληψία - Γενίκευση του θεωρήματος δειγματοληψίας

Είναι γνωστό από το θεώρημα δειγματοληψίας [68, 69, 70, 71] ότι για να γίνει επιτυχής δειγματοληψία ενός σήματος με συχνοτικό περιεχόμενο από DC ως  $A$  Hz, πρέπει η συχνότητα δειγματοληψίας,  $2B$ , να είναι μεγαλύτερη του  $2A$  δείγματα το δευτερόλεπτο (samples per second - sps). Αν είναι μικρότερη, δηλαδή  $2B < 2A$ , παρουσιάζεται το φαινόμενο της αναδίπλωσης (aliasing). Σε αυτό η εικόνα μιας συνιστώσας συχνότητας,  $y$ , του σήματος, με  $B < y < A$ , παρουσιάζεται στη συχνότητα  $B - y$ . Στο σχήμα 3.30 φαίνονται οι συνέπειες της αναδίπλωσης για μία συχνότητα και ένα συνεχές φάσμα.

Το φαινόμενο αυτό είναι καταστροφικό για σήματα που το φασματικό τους περιεχόμενο διασχίζει τα όρια  $kB$ ,  $k$  ακέραιος. Όμως μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μεταφέρει ένα ζωνοπερατό σήμα, το φάσμα του οποίου είναι στην περιοχή  $(kB, (k + 1)B)$ , στις συχνότητες  $(0, B)$ .  $B$  είναι πάντα το μισό της συχνότητας δειγματοληψίας. Η ιδέα της κατευθείαν δειγματοληψίας ενός ζωνοπερατού σήματος, αντί της αναλογικής αποδιαμόρφωσης, δεν είναι καινούργια. Το 1953 ο A. Kohlenberg [72] περιέγραψε θεώρημα δειγματοληψίας και ανασύνθεσης ζωνοπερατών κυματομορφών. Μια περαιτέρω γενίκευση για σήμα συνολικού εύρους ζώνης  $A$ , το φασματικό περιεχόμενο του οποίου είναι διεσπαρμένο σε



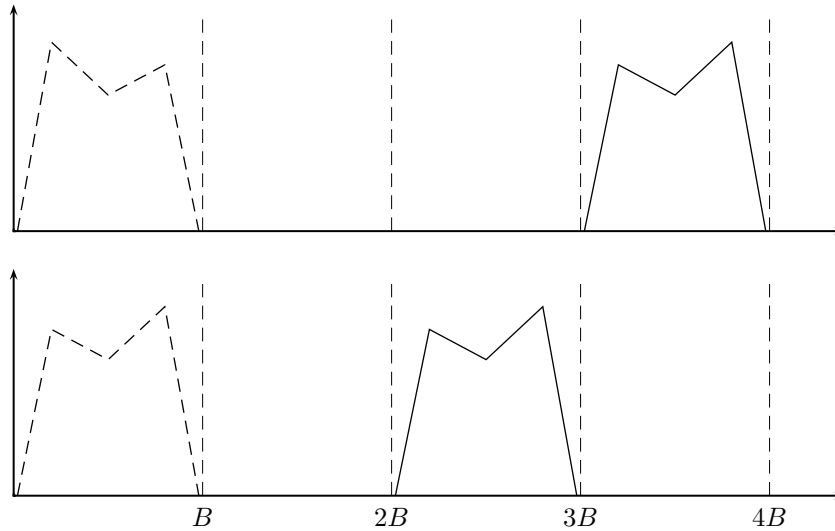
Σχήμα 3.30: Το φαινόμενο της αναδίπλωσης και οι συνέπειές του

$N$  διαστήματα συχνοτήτων, δίνεται στο [73].

Η τεχνική που περιγράφεται στην ενότητα αυτή συναντάται στη βιβλιογραφία ως ζωνοπερατή δειγματοληψία (bandpass sampling), ψηφιακή μίξη ή κάτω μετατροπή συχνότητας (digital mixing, digital down conversion), και ψηφιακό ραδιόφωνο (digital radio). Συνήθως χρησιμοποιείται, όπως εδώ για την απευθείας δειγματοληψία της ενδιάμεσης συχνότητας (IF). Με την ανάπτυξη των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων μπορεί να επεκταθεί και στην κατευθείαν δειγματοληψία του υψίσυχνου σήματος (RF) [74, 75]. Μια άλλη ενδιαφέρουσα μέθοδος απευθείας μετατροπής και ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος βασίζεται σε εξάθυρα μικροκυματικά δίκτυα [76].

Τα παραπάνω αναπαριστώνται στο σχήμα 3.31. Αρχικά εικονίζεται ζωνοπερατό σήμα με το  $k$  περιττό. Αυτό θα παρουσιαστεί στη βασική ζώνη  $[0, B]$  κατοπτρισμένο ως προς  $x$ , αλλά κατά τα άλλα πανομοιότυπο. Η εφαρμογή αυτή

δεν επηρεάζεται από το γεγονός αυτό, διότι το λαμβανόμενο φάσμα είναι διακριτό. Αν το  $k$  είναι άρτιο ή μηδέν, το φάσμα απεικονίζεται στη βασική ζώνη μη ανεστραμμένο. Στο σχήμα η συνεχής γραμμή ορίζει το πραγματικό φάσμα, ενώ η διακεκομμένη το μετρούμενο φάσμα.



Σχήμα 3.31: Ζωνοπερατή δειγματοληψία για  $k$  περιττό και άρτιο

Για το υπό εξέταση σύστημα που το βασικό σήμα είναι στη ζώνη από 875 KHz έως 1125 KHz, θα απαιτούνταν ρυθμός δειγματοληψίας τουλάχιστον 2.25 Msps. Η απαίτηση αυτή θα είχε αντίκτυπο και στις προδιαγραφές του DSP, αφού θα έπρεπε να έχει και πιο γρήγορο αναλογικοψηφιακό μετατροπέα και μεγαλύτερη ταχύτητα επεξεργασίας ώστε να ανταπεξέρχεται στη ροή των 2250000 λέξεων το δευτερόλεπτο. Αντίθετα, εφαρμόζοντας τεχνικές ζωνοπερατής δειγματοληψίας, είναι δυνατό να μειωθεί ο ρυθμός δειγματοληψίας σε 500 Ksps, το διπλάσιο δηλαδή του εύρους ζώνης του σήματος. Για να γίνει αυτό θα πρέπει να ικανοποιηθεί η επιπρόσθετη απαίτηση τα όρια των συχνοτήτων του σήματος να είναι ακέραια πολλαπλάσια του εύρους ζώνης. Για το λόγο αυτό έγινε αλλαγή της  $\Delta f$  σε 875 KHz, οπότε με 250 KHz εύρος ζώνης οι χρήσιμες συχνότητες του σήματος είναι στην περιοχή από 750 KHz έως 1000 KHz.

Εκτός αυτού η ψηφιακή αποδιαμόρφωση και περαιτέρω επεξεργασία έχει το

πλεονέκτημα της εύκολης αναπροσαρμογής αν αλλάξουν οι προδιαγραφές της εφαρμογής. Μπορεί ακόμα να χρησιμοποιηθεί ως τμήμα κάποιας διαφορετικής εφαρμογής.

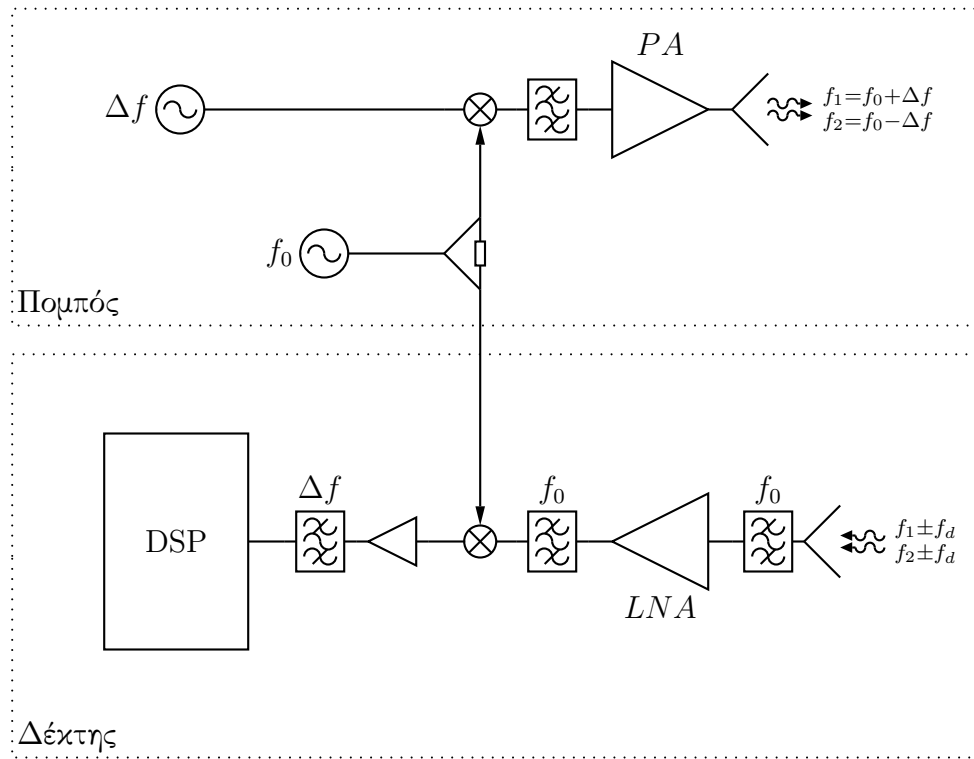
### 3.6.5 Το τροποποιημένο σύστημα με χρήση DSP

Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 3.5.5 ο ψηφιακός επεξεργαστής σήματος χρησιμοποιήθηκε για να αντικαταστήσει τα τμήματα του συστήματος από τα αναλογικά φίλτρα και μετά. Το σχήμα 3.32 είναι βασισμένο στο 3.5 από την περιγραφή της αρχής λειτουργίας του ραντάρ αυτού. Οι αλλαγές είναι μετά τον μικροκυματικό μίκτη, όπου το σήμα ενισχύεται και εισέρχεται στον DSP, χωρίς να περάσει από τα απότομα φίλτρα και τον δεύτερο υποβιβασμό συχνότητας. Ωστόσο παραμένει το ζωνοπερατό φίλτρο γύρω από τη  $\Delta f$ , για απόρριψη των ανεπιθύμητων αρμονικών και εκτός ζώνης σημάτων. Αυτό λειτουργεί και ως αντιαναδιπλωτικό (antialiasing) φίλτρο για τη ζωνοπερατή δειγματοληψία που θα γίνει στη συνέχεια.

Άλλο ένα σύστημα που αντικαθίσταται από τον DSP είναι ο ταλαντωτής  $\Delta f$ . Αντί αυτού χρησιμοποιείται μία ψηφιακή έξοδος του επεξεργαστή, η τιμή της οποίας ελέγχεται εσωτερικά από έναν μετρητή και έναν συγκριτή. Παράγεται έτσι ένας τετραγωνικός παλμός στην επιθυμητή συχνότητα, με κρυσταλλική ακρίβεια από τον ίδιο κρύσταλλο που τροφοδοτεί το ρολόι του επεξεργαστή. Ο παλμός αυτός φιλτράρεται και δημιουργείται τελικά το ημίτονο  $\Delta f$ . Να σημειωθεί ότι με τη χρήση των αυτόνομων περιφερειακών μονάδων που είναι ολοκληρωμένες με τον επεξεργαστή, δεν καταναλώνεται επεξεργαστική ισχύς για τη δημιουργία της  $\Delta f$ .

### 3.6.6 Ανάλυση του προβλήματος της απροσδιόριστης φάσης κατά τη δειγματοληψία

Για τις μετρήσεις του συστήματος προγραμματίστηκε μία γεννήτρια Hewlett Packard 33120A του Εργαστηρίου Μικροκυμάτων να δίνει το επιθυμητό σήμα, μετά την κάτω μετατροπή συχνότητας. Η διάταξη καθώς και η διαδικασία προ-



Σχήμα 3.32: Λειτουργικό διάγραμμα με αντικατάσταση του τμήματος επεξεργασίας από DSP

γραμματισμού θα περιγραφούν αναλυτικά στην ενότητα 3.7.1, όπου θα δοθεί και η τελική λύση. Το σήμα που πρέπει να εξομοιωθεί είναι:

$$U_{1D} + U_{2D} = \sin(2\pi(\Delta f + f_d)t) + \sin(2\pi(\Delta f - f_d)t + \varphi) \quad (3.51)$$

Από τις μετρήσεις όμως η μετρούμενη φάση,  $\varphi_\mu$ , έπαιρνε τυχαίες τιμές. Προσπάθεια να βρεθεί κάποια συσχέτιση των μετρούμενων τιμών με την πραγματική φάση απέτυχε. Μετά από λεπτομερή έλεγχο των επιμέρους τμημάτων του συστήματος δεν προέκυψε άλλο πρόβλημα. Έτσι, για να εξηγηθεί το φαινόμενο έγινε πιο λεπτομερής ανάλυση των φάσεων που προκύπτουν στα διάφορα στάδια της επεξεργασίας του σήματος. Ξεκινώντας από τις εξισώσεις του λαμβανόμενου σήματος, 3.13 και 3.14, και αφού έχουν γίνει οι παραδοχές, 3.12, βρίσκονται



οι εξισώσεις των συνιστωσών μετά τη μίξη με  $f_0$  (δηλαδή πολλαπλασιασμός με  $\sin(2\pi f_0 t)$  και φιλτράρισμα της υψίσυχνης συνιστώσας):

$$U'_{1R} = \sin \left( 2\pi(\Delta f + f_d)t + \varphi_1 - \frac{4\pi R_0(f_0 + \Delta f + f_d)}{c} \right) \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned} U'_{2R} &= \sin \left( 2\pi(-\Delta f + f_d)t + \varphi_2 - \frac{4\pi R_0(f_0 - \Delta f + f_d)}{c} \right) \\ &= \sin \left( 2\pi(\Delta f - f_d)t + \pi - \varphi_2 + \frac{4\pi R_0(f_0 - \Delta f + f_d)}{c} \right) \\ &= \sin \left( 2\pi(\Delta f - f_d)t + \varphi'_2 + \frac{4\pi R_0(f_0 - \Delta f + f_d)}{c} \right) \end{aligned} \quad (3.53)$$

Παραπάνω αντικαταστάθηκε χάριν απλότητας το  $\pi - \varphi_2$  με  $\varphi'_2$ . Το σήμα  $U'_R = U'_{1R} + U'_{2R}$  δειγματοληπτείται με συχνότητα δειγματοληψίας  $F_s = 1/T_s$ , και αρχή κάποια τυχαία (άγνωστη) χρονική στιγμή  $t_0$ . Το σήμα λοιπόν που διαβάζει ο DSP είναι:

$$\begin{aligned} V_k &= \sin \left( 2\pi(\Delta f + f_d)(t_0 + kT_s) + \varphi_1 - \frac{4\pi R_0(f_0 + \Delta f + f_d)}{c} \right) \\ &+ \sin \left( 2\pi(\Delta f - f_d)(t_0 + kT_s) + \varphi'_2 + \frac{4\pi R_0(f_0 - \Delta f + f_d)}{c} \right) \Rightarrow \\ V_k &= \sin \left( 2\pi(\Delta f + f_d)kT_s + \varphi_1 - \frac{4\pi R_0(f_0 + \Delta f + f_d)}{c} + 2\pi(\Delta f + f_d)t_0 \right) \\ &+ \sin \left( 2\pi(\Delta f - f_d)kT_s + \varphi'_2 + \frac{4\pi R_0(f_0 - \Delta f + f_d)}{c} + 2\pi(\Delta f - f_d)t_0 \right) \end{aligned} \quad (3.54)$$

Από τη διαδικασία μετασχηματισμού Fourier μετρούνται οι φάσεις της κάθε συνιστώσας, έστω  $\varphi_{1\mu}$  και  $\varphi_{2\mu}$ , καθώς και η Doppler,  $f_d$ , που είναι κοινή και για τις δύο. Εξισώνοντας τις  $\varphi_{1\mu}$  και  $\varphi_{2\mu}$  με τις φάσεις της εξίσωσης 3.54, προκύπτει σύστημα δύο εξισώσεων με τέσσερις αγνώστους, τα  $R_0$ ,  $t_0$ ,  $\varphi_1$  και

$\varphi'_2$ . Συνεπώς απαιτούνται άλλες δύο γραμμικά ανεξάρτητες εξισώσεις που να εμπλέκουν τα παραπάνω μεγέθη, για να λυθεί το σύστημα και να προσδιοριστεί η απόσταση του στόχου,  $R_0$ . Αλλιώς προκύπτει το πρόβλημα απροσδιοριστίας, που εμφανίζεται πρακτικά με τις τυχαίες τιμές της μετρούμενης διαφοράς φάσης. Σημειώνεται ότι ακόμα και αν αφαιρεθούν οι φάσεις των συνιστωσών, όπως προκύπτουν από την 3.54, και θεωρηθούν οι  $\varphi_1, \varphi'_2$  σταθερές, οπότε απομακρύνονται με κατάλληλη βαθμονόμηση του ραντάρ (calibration), εξακολουθούν να υπάρχουν 2 άγνωστοι, τα  $R_0, t_0$  σε 1 εξίσωση. Άρα και πάλι δεν υπάρχει μοναδική λύση.

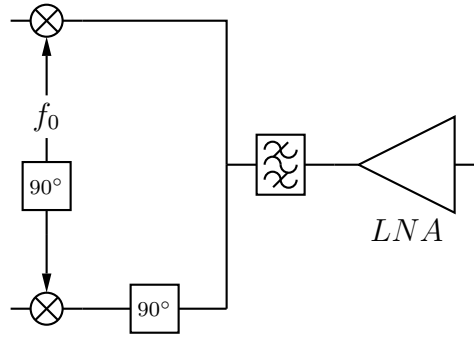
Οι δύο επιπλέον εξισώσεις δημιουργούνται αν με κάποιον τρόπο μετρηθεί το σήμα παίρνοντας μέτρηση και για κάποια διαφορετική, αλλά γνωστή γωνία φάσης. Ένας πρακτικός τρόπος για κάτι τέτοιο είναι η χρήση I και Q καναλιών, δηλαδή ημίτονου και συνημιτόνου. Οι σχέσεις που προκύπτουν μοιάζουν με τις παραπάνω, αντικαθιστώντας ημίτονα με συνημίτονα και προσέχοντας τις φάσεις [77, 78]. Έτσι οι 3.52 και 3.53 για το Q κανάλι γίνονται:

$$U'_{1RQ} = \cos \left( 2\pi(\Delta f + f_d)t + \varphi_1 - \frac{4\pi R_0(f_0 + \Delta f + f_d)}{c} \right) \quad (3.55)$$

$$U'_{2RQ} = \cos \left( 2\pi(\Delta f - f_d)t - \varphi_2 + \frac{4\pi R_0(f_0 - \Delta f + f_d)}{c} \right) \quad (3.56)$$

Εξισώνοντας τις φάσεις από τις εξισώσεις 3.52, 3.53, 3.55, 3.56, και τις μετρούμενες φάσεις για κάθε συνιστώσα από κάθε κανάλι, προκύπτει σύστημα τεσσάρων εξισώσεων με τέσσερις αγνώστους, που δίνει τελικά μοναδική τιμή για τη ζητούμενη απόσταση  $R_0$ .

Ένας τρόπος δημιουργίας των δύο καναλιών είναι το σπάσιμο του σήματος εισόδου μετά τον ενισχυτή και το φίλτρο του δέκτη στο σχήμα 3.5, καθυστέρηση του ενός κλάδου κατά  $90^\circ$  για δημιουργία του συνημιτόνου, και μίξη με  $f_0$ , επίσης καθυστερημένη κατά  $90^\circ$ . Αυτό απεικονίζεται στο σχήμα 3.33.



Σχήμα 3.33: Δημιουργία των I και Q καναλιών με δύο μίχτες

### 3.6.7 Το σύστημα με IQ επεξεργασία

#### Ο IQ μίχτης

Για να αποφευχθεί η πολυπλοκότητα που εισάγεται από τη δημιουργία του Q καναλιού, και να μην αυξηθεί ούτε ο όγκος, ούτε η τιμή του συστήματος, χρησιμοποιήθηκε ο IQ μίχτης IQ-0917L της Marki Microwaves, τα χαρακτηριστικά του οποίου φαίνονται στον πίνακα 3.7.

| Παράμετρος                | Ελ. Τιμή | Τυπική τιμή | Μέγ. τιμή | Μονάδα |
|---------------------------|----------|-------------|-----------|--------|
| LO/RF                     | 9        |             | 17        | GHz    |
| IF                        | 0        |             | 500       | MHz    |
| Ιδανικό επίπεδο ισχύος LO | +10      |             | +13       | dbm    |
| Απώλειες μετατροπής       |          | 6           |           | db     |
| Απομόνωση LO-RF           | 20       | 32          |           | db     |
| Απομόνωση LO-IF           |          | 20          |           | db     |
| Απομόνωση RF-IF           |          | 20          |           | db     |
| Απόκλιση φάσης            |          | 3           |           | μοίρες |
| Απόκλιση πλάτους          |          | 0.4         |           | db     |

Πίνακας 3.7: Χαρακτηριστικά του IQ μίχτη IQ-0917L

Η απόκλιση φάσης είναι η διαφορά της πραγματικής διαφοράς φάσης μεταξύ των I και Q καναλιών από την ιδανική των  $90^\circ$ . Η απόκλιση πλάτους είναι η διαφορά των επιπέδων ισχύος μεταξύ των δύο καναλιών (θεωρητικά πρέπει να είναι ίσα, δηλαδή 0 db). Ο μίχτης είναι παθητικός με μεταλλική βάση, διαστάσεων

15 × 15 mm.

Για να περιγραφεί το λάθος που εισάγεται από την απόκλιση πλάτους,  $\epsilon$ , και φάσης,  $\theta$ , του μίκτη γράφονται οι  $I$  και  $Q$  συνιστώσες ενός ημιτονικού σήματος:

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{1}{2}(1 + \epsilon) \cos(2\pi ft) \\ Q(t) &= \frac{1}{2} \sin(2\pi ft + \theta) \end{aligned} \quad (3.57)$$

Αρχικά θεωρείται  $\theta = 0$  για να μελετηθεί η επίδραση της απόκλισης πλάτους. Το σήμα γράφεται:

$$\begin{aligned} s(t) &= 2[I(t) + jQ(t)] \\ &= (1 + \epsilon) \cos(2\pi ft) + j \sin(2\pi ft) \\ &= e^{j2\pi ft} + \frac{\epsilon}{2} (e^{j2\pi ft} + e^{-j2\pi ft}) \\ &= \left(1 + \frac{\epsilon}{2}\right) e^{j2\pi ft} + \frac{\epsilon}{2} e^{-j2\pi ft} \end{aligned} \quad (3.58)$$

Λόγω της απόκλισης θα εμφανιστεί μία πλασματική συνιστώσα στη συχνότητα  $-f$ . Για  $\epsilon \ll 1$  ο λόγος της ισχύς στη συχνότητα  $-f$  ως προς την ισχύ στη  $f$  είναι:

$$\frac{P_{-f}}{P_{+f}} \simeq \frac{\epsilon^2}{4} \quad (3.59)$$

Ομοίως ισχύει για την απόκλιση φάσης:

$$\frac{P_{-f}}{P_{+f}} \simeq \frac{\theta^2}{4} \quad (3.60)$$

Ένας τρόπος βελτίωσης του λάθους είναι με βαθμονόμηση του IQ μίκτη τροφοδοτώντας τον με γνωστό ημίτονο [79].

## Τροποποιήσεις στο λογισμικό

Με την εισαγωγή ενός επιπλέον καναλιού δεδομένων δημιουργήθηκε η ανάγκη μετατροπών στο λογισμικό και στη σχεδίαση του συστήματος. Θα πρέπει πλέον να γίνεται ταυτόχρονη δειγματοληψία δύο καναλιών και εξετάστηκε το ενδεχόμενο να χρησιμοποιηθούν δύο επεξεργαστές για τη δουλειά αυτή. Επίσης πρέπει να γίνεται μετατροπή Fourier και των δύο καναλιών, να εξάγονται οι φάσεις των συνιστωσών και να λύνεται το σύστημα των 3.52, 3.53, 3.55, 3.56. Η διαδικασία αυτή θα πρέπει να γίνεται με τον αποδοτικότερο δυνατό τρόπο για να μην αυξάνονται χωρίς λόγο οι απαιτήσεις του συστήματος.

## Λειτουργικό διάγραμμα με IQ επεξεργασία

Στο σχήμα 3.34 φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος, όπως προκύπτει με την εισαγωγή του Q καναλιού. Ο μίκτης υποβιβασμού συχνότητας έχει αντικατασταθεί από τον IQ μίκτη και τα αντιαναδιπλωτικά, ζωνοπερατά φίλτρα πριν τον A/D converter του DSP είναι όμοια μεταξύ τους.

### 3.6.8 IQ ανάλυση των σημάτων

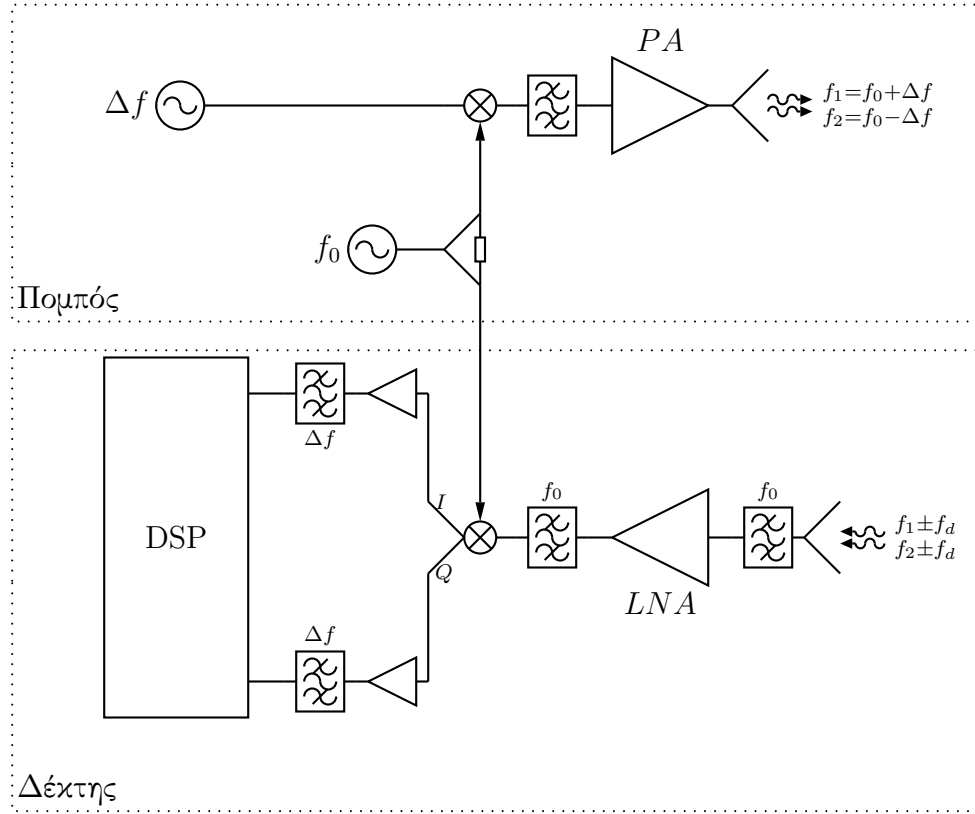
Παρακάτω επαναλαμβάνονται οι υπολογισμοί της ενότητας 3.3, λαμβάνοντας όμως υπόψη τη μιγαδική φύση των σημάτων. Τα σήματα που παράγουν οι δύο ταλαντωτές (IF και RF) είναι:

$$U_0 = \sin(\omega_0 t + \theta) = \operatorname{Re}\{e^{j\omega_0 t + \theta}\} \quad (3.61)$$

$$U_\Delta = \sin(\Delta\omega t + \phi) = \operatorname{Re}\{e^{j\Delta\omega t + \phi}\} \quad (3.62)$$

Κατ' αντιστοιχία με τις εξισώσεις 3.8 και 3.9, το σήμα στην έξοδο του μίκτη του πομπού γράφεται με χρήση μιγάδων:

$$U_T = \exp [j(\omega_0 + \Delta\omega)t + \theta + \phi] + \exp [j(\omega_0 - \Delta\omega)t + \theta - \phi] \quad (3.63)$$



Σχήμα 3.34: Αρχικό λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος με DSP και IQ επεξεργασία

Το λαμβανόμενο σήμα θα προκύπτει από τη σχέση 3.63, καθυστερημένο κατά  $\frac{2R}{c}$  και συμπεριλαμβάνοντας τη μετατόπιση Doppler,  $\omega_d$ :

$$\begin{aligned}
 U_R &= \exp \left[ j \left( (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d) \left( t - \frac{2R}{c} \right) + \theta + \phi \right) \right] \\
 &\quad + \exp \left[ j \left( (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d) \left( t - \frac{2R}{c} \right) + \theta - \phi \right) \right] \\
 &= \exp \left[ j \left( (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \theta + \phi \right) \right] \\
 &\quad + \exp \left[ j \left( (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \theta - \phi \right) \right]
 \end{aligned} \tag{3.64}$$

Γίνεται IQ υποβιβασμός συχνότητας με την  $U_0$  και λαμβάνεται το σήμα:

$$\begin{aligned}
U_D &= U_R \cdot e^{-j\omega_0 t - \theta} = \\
&= \exp \left[ j \left( (\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} + \phi \right) \right] \\
&\quad + \exp \left[ j \left( (-\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} - \phi \right) \right]
\end{aligned} \tag{3.65}$$

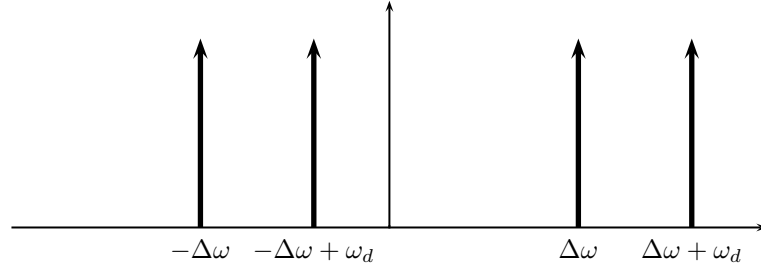
Εν συνεχεία το σήμα ψηφιοποιείται και επεξεργάζεται από τον DSP, αφού πρώτα προστεθεί ένα δείγμα του σήματος από τον ταλαντωτή  $U_\Delta$ , ώστε να γίνει σωστά η ψηφιακή αποδιαμόρφωση. Αν δεν γίνει αυτό, τότε θα υπεισέρχεται η φάσις του ταλαντωτή,  $\phi$ , σαν μία τυχαία φάση στις τελικές εξισώσεις. Υποθέτουμε επίσης ότι λόγω των διαφόρων επεξεργαστικών βαθμίδων, κάθε συνιστώσα του σήματος καθυστερεί επιπλέον κατά φάση  $\varphi$ , κοινή και για τις δύο συνιστώσες λόγω της μικρής διαφοράς τους.

$$\begin{aligned}
U_D &= \exp \left[ j \left( (\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} + \varphi + \phi \right) \right] \\
&\quad + \exp \left[ j \left( (-\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} + \varphi - \phi \right) \right] \\
&\quad + 2 \cos(\Delta\omega t + \phi)
\end{aligned} \tag{3.66}$$

Αντικαθιστώντας το παραπάνω συνημίτονο από τη γνωστή σχέση  $\cos x = \frac{1}{2}(e^{jx} + e^{-jx})$ , λαμβάνεται τελικά η εξίσωση:

$$\begin{aligned}
U_D &= \exp \left[ j \left( (\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} + \varphi + \phi \right) \right] \\
&\quad + \exp \left[ j \left( (-\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} + \varphi - \phi \right) \right] \\
&\quad + \exp [j(\Delta\omega t + \phi)] \\
&\quad + \exp [j(-\Delta\omega t - \phi)]
\end{aligned} \tag{3.67}$$

Το φάσμα της παραπάνω σχέσης φαίνεται στο σχήμα 3.35.



Σχήμα 3.35: Το φάσμα του λαμβανόμενου σήματος, μετά την IQ κάτω μετατροπή συχνότητας

Στη συνέχεια συμβολίζονται οι όροι της σχέσης 3.67 ως εξής:

$$Z_1 = \exp \left[ j \left( (\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} + \varphi + \phi \right) \right] \quad (3.68)$$

$$Z_2 = \exp \left[ j \left( (-\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} + \varphi - \phi \right) \right] \quad (3.69)$$

$$C_1 = \exp [j(\Delta\omega t + \phi)] \quad (3.70)$$

$$C_2 = \exp [j(-\Delta\omega t - \phi)] \quad (3.71)$$

Το σήμα, όπως περιγράφεται από τη σχέση 3.67 δειγματοληπτείται και μετασχηματίζεται στον DSP με διακριτό μετασχηματισμό Fourier. Συνεπώς τα μετρούμενα μεγέθη είναι οι μιγαδικοί αριθμοί  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ . Για να συσχετισθούν με τη ζητούμενη απόσταση,  $R$ , γίνονται οι πράξεις:

$$\frac{Z_1}{C_1} = \exp \left[ j \left( \omega_d t - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} + \varphi \right) \right] \quad (3.72)$$

$$\frac{Z_2}{C_2} = \exp \left[ j \left( \omega_d t - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d) \frac{2R}{c} + \varphi \right) \right] \quad (3.73)$$

Στη συνέχεια διαιρώντας τις παραπάνω εξισώσεις:



$$\frac{Z_1/C_1}{Z_2/C_2} = \exp\left(-j2\Delta\omega\frac{2R}{c}\right) \quad (3.74)$$

Από την τελευταία εξίσωση 3.74 προκύπτει άμεσα η 3.20, αντικαθιστώντας το  $\Delta\varphi$  με το μετρούμενο  $\arg\left(\frac{Z_1/C_1}{Z_2/C_2}\right)$ .

Ας υποτεθεί ότι η δειγματοληψία αρχίζει σε κάποια τυχαία χρονική στιγμή,  $t_0$ , και τα δείγματα έχουν χρονική απόσταση  $T_s$ . Οπότε με την αντικατάσταση  $t = t_0 + kT_s$ , ο κάθε όρος της σχέσης 3.67 γίνεται:

$$Z_1 = \exp\left[j\left((\Delta\omega + \omega_d)kT_s + (\Delta\omega + \omega_d)t_0 - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \varphi + \phi\right)\right] \quad (3.75)$$

$$Z_2 = \exp\left[j\left((-\Delta\omega + \omega_d)kT_s + (-\Delta\omega + \omega_d)t_0 - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \varphi - \phi\right)\right] \quad (3.76)$$

$$C_1 = \exp[j(\Delta\omega kT_s + \Delta\omega t_0 + \phi)] \quad (3.77)$$

$$C_2 = \exp[j(-\Delta\omega kT_s - \Delta\omega t_0 - \phi)] \quad (3.78)$$

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία:

$$\frac{Z_1}{C_1} = \exp\left[j\left(\omega_d kT_s + \omega_d t_0 - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \varphi\right)\right] \quad (3.79)$$

$$\frac{Z_2}{C_2} = \exp\left[j\left(\omega_d kT_s + \omega_d t_0 - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \varphi\right)\right] \quad (3.80)$$

Το αποτέλεσμα που προκύπτει από τη διαίρεση των παραπάνω είναι ίδιο με τη σχέση 3.74:

$$\frac{Z_1/C_1}{Z_2/C_2} = \exp\left(-j2\Delta\omega\frac{2R}{c}\right) \quad (3.81)$$

Αν συμβολιστεί:

$$Z_1 = x_1 + jy_1 \quad (3.82)$$

$$Z_2 = x_2 + jy_2 \quad (3.83)$$

$$C_1 = \alpha_1 + j\beta_1 \quad (3.84)$$

$$C_2 = \alpha_2 + j\beta_2 \quad (3.85)$$

Τότε:

$$\frac{Z_1}{C_1} = \frac{1}{\alpha_1^2 + \beta_1^2} [(\alpha_1 x_1 + \beta_1 y_1) + j(\alpha_1 y_1 - \beta_1 x_1)] \quad (3.86)$$

$$\frac{Z_2}{C_2} = \frac{1}{\alpha_2^2 + \beta_2^2} [(\alpha_2 x_2 + \beta_2 y_2) + j(\alpha_2 y_2 - \beta_2 x_2)] \quad (3.87)$$

Και αν  $A_1 = \alpha_1 x_1 + \beta_1 y_1$ ,  $A_2 = \alpha_1 y_1 - \beta_1 x_1$ ,  $B_1 = \alpha_2 x_2 + \beta_2 y_2$ ,  $B_2 = \alpha_2 y_2 - \beta_2 x_2$ :

$$\frac{Z_1/C_1}{Z_2/C_2} = \frac{\alpha_2^2 + \beta_2^2}{\alpha_1^2 + \beta_1^2} \left[ \frac{1}{B_1^2 + B_2^2} [(A_1 B_1 + A_2 B_2) + j(A_2 B_1 - A_1 B_2)] \right] \quad (3.88)$$

Η σχέση αυτή απλοποιείται κάνοντας την παρατήρηση ότι τα τετράγωνα των μέτρων της αρνητικής και θετικής συνιστώσας του φέροντος,  $\alpha_2^2 + \beta_2^2$  και  $\alpha_1^2 + \beta_1^2$ , είναι ίσα μεταξύ τους.

Η άμεση λύση θα ήταν να υπολογιστούν οι γωνίες των  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  και να γίνουν διαδοχικές αφαιρέσεις. Όμως ο υπολογισμός αντίστροφων τριγωνομετρικών συναρτήσεων είναι χρονοβόρος υπολογιστικά, οπότε συμφέρει να γίνουν περισσότερες απλές πράξεις (πολλαπλασιασμοί, προσθέσεις, αφαιρέσεις) και ένας υπολογισμός αντίστροφης εφαπτομένης. Επιπλέον λόγω περιορισμών στον υπολογισμό της αντίστροφης εφαπτομένης από ηλεκτρονικούς υπολογιστές, υπάρχουν περιπτώσεις απροσδιοριστίας της φάσης που θα πρέπει να διερευνηθούν αναλυτικά και να εισαχθούν στον κώδικα σαν υποπεριπτώσεις, πράγμα που περιπλέκει τη δομή του και μπορεί να εισάγει λάθη.

Επίσης θα πρέπει να δοθεί προσοχή και στον όρο  $1/(B_1^2 + B_2^2)$ . Αν τα μεγέθη είναι τέτοια που να μην υπάρχει περίπτωση αριθμητικής υπερχείλισης, μπορεί να αγνοηθεί, διότι δεν συνεισφέρει στη φάση του σήματος. Αντίθετα αν υπάρχει περίπτωση υπερχείλισης θα πρέπει να συνυπολογιστεί ή να γίνουν κατάλληλες κλιμακώσεις των αριθμών.

Μία άλλη λύση για τον τελικό υπολογισμό είναι να αποστέλλονται οι τέσσερις μιγαδικοί σε έναν άλλον υπολογιστή και να κάνει εκείνος τον υπολογισμό. Οι τέσσερις μιγάδες αντιστοιχούν σε 8 πραγματικούς των 32 bit, σύνολο 256 bits. Επιπλέον πρέπει να στέλνονται και δύο ακέραιοι με τη θέση των συνιστωσών, ώστε να υπολογίζεται το  $\omega_d$ . Αυτοί προσθέτουν 32 bits και έτσι φθάνουν τα 288. Αν η σειριακή λειτουργεί σε ταχύτητα μετάδοσης 115200 bps, η μετάδοση γίνεται περίπου σε από 2.5 ms. Η δειγματοληψία και επεξεργασία μίας σειράς διαρκεί περίπου 1.5 ms.

### 3.6.9 Ανάλυση του λογισμικού

Στην ενότητα αυτή αναλύεται το πρόγραμμα που τρέχει ο ψηφιακός επεξεργαστής σήματος για να βγάξει αποτελέσματα για το στόχο. Το πρόγραμμα γράφτηκε κατά κύριο λόγο σε γλώσσα προγραμματισμού C [38], που υποστηρίζεται από τα αναπτυξιακά εργαλεία της εταιρίας Texas Instruments. Κάποια κομμάτια που είναι κρίσιμα για την ταχύτητα του συστήματος, αναπτύχθηκαν σε γλώσσα μηχανής. Ο γρήγορος μετασχηματισμός Fourier, που αποτελεί πυρήνα της επεξεργασίας, είναι υλοποιημένος σε έτοιμες βιβλιοθήκες και βελτιστοποιημένος σε επίπεδο γλώσσας μηχανής. Μια υψηλού επιπέδου περιγραφή των λειτουργιών που εκτελούνται από το πρόγραμμα είναι:

- Συλλογή μιας σειράς δειγμάτων

Εδώ συλλέγονται τα δεδομένα που θα επεξεργαστούν. Η δειγματοληπτούμενη κυματομορφή, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.32, είναι ίση με  $U_{1R} + U_{2R}$  από τις εξισώσεις 3.13 και 3.14.

- Επεξεργασία της σειράς των δειγμάτων για εξαγωγή αποτελέσματος

Εδώ η σειρά των μετρήσεων μετασχηματίζεται κατά Fourier [80] και βρίσκονται οι συχνότητες με τη μέγιστη ισχύ. Αυτές θεωρείται πως είναι οι  $U_{1R}$  και  $U_{2R}$ .

- Επικοινωνία

Οι τιμές του μετασχηματισμού Fourier στις συχνότητες μεγίστου αποστέλλονται σειριακά σε άλλον υπολογιστή για περαιτέρω επεξεργασία.

Λόγω της ανάλυσης φάσματος η υλοποίηση με DSP έχει τη δυνατότητα να αναγνωρίζει περισσότερους από έναν στόχους στο οπτικό πεδίο του ραντάρ, όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 3.3. Αναγκαία συνθήκη για να μπορεί να μετρηθεί η απόσταση δύο και περισσότερων στόχων είναι να έχουν διαφορετικές ακτινικές ταχύτητες. Η συνθήκη αυτή ικανοποιείται στη γενική περίπτωση εκτός ίσως από κάποιες διακριτές και πεπερασμένες χρονικές στιγμές. Ωστόσο η δυνατότητα αυτή δεν υλοποιήθηκε στο παρόν σύστημα αφού απαιτεί την ύπαρξη επιπλέον πολύπλοκων συστημάτων, όπως σύστημα παρακολούθησης (tracking).

Ο κώδικας που υλοποιεί αυτές τις λειτουργίες δίνεται παρακάτω. Οι σταθερές IF\_PERIOD και SAMPLE\_PERIOD ελέγχουν τη συχνότητα  $\Delta f$  και τη συχνότητα δειγματοληψίας αντίστοιχα. Αν χρειαστεί να αλλάξει μία από τις δύο αυτές παραμέτρους στο σύστημα, απαιτείται αλλαγή μόνον αυτών των σταθερών στο πρόγραμμα.

```
#include "DSP281x_Device.h"
#include "MDD.h"

void main()
{
    long *p;
    RESULT r;
    int v;

    // Απενεργοποίηση watchdog
    EALLOW;
```

```

disable_wd();
kick_dog();
EDIS;

// Αρχικοποιήσεις των υποσυστημάτων του DSP
DINT;
init();

// Αρχικοποιήσεις μνήμης και FFT
prepare_bufs();
process_init();

// Ο ταλαντωτής  $\Delta f$  αντιστοιχεί στον Timer2
EALLOW;
set_pulse_period(IF_PERIOD);
start_t2();
EDIS;

// Ο Timer1 δίνει την περίοδο του A/DC
EALLOW;
set_sampling_period(SAMPLE_PERIOD);
EINT;
start_t1();
EDIS;

// Κύριος βρόχος του προγράμματος:
while( 1 )
{
    p = getnextbuf(); // Λήψη επόμενης σειράς μετρήσεων
    v = process(p, &r); // Επεξεργασία ενώ λαμβάνεται η επόμενη σειρά
    releasebuf(p); // Σήμανση τέλους επεξεργασίας
    send(&r); // Αποστολή αποτελεσμάτων
}
}

```

Η δομή RESULT κρατάει τα αποτελέσματα των μετρήσεων. Στέλνεται σειριακά στο σύστημα που ελέγχει το ραντάρ ώστε να εξαχθεί η απόσταση του στόχου. Ο λόγος που δεν γίνεται η εξαγωγή της απόστασης στον ίδιο το DSP

είναι ότι ο υπολογισμός της απαιτεί διαιρέσεις και υπολογισμούς αντίστροφων εφαπτομένων. Οι λειτουργίες αυτές είναι χρονοβόρες για να γίνουν στο DSP και πιθανόν να υπάρξει απώλεια ακρίβειας λόγω της χρησιμοποιούμενης αριθμητικής σταθερής υποδιαστολής. Η δομή ορίζεται στο αρχείο MDD.h ως εξής:

```
typedef struct
{
    // θέση της αρνητικής εικόνας της IF
    int  cn;
    // Πραγματικό μέρος της αρνητικής εικόνας της IF
    long cnre;
    // Φανταστικό μέρος της αρνητικής εικόνας της IF
    long cnim;
    // θέση της θετικής εικόνας της IF
    int  cp;
    // Πραγματικό μέρος της θετικής εικόνας της IF
    long cpre;
    // Φανταστικό μέρος της θετικής εικόνας της IF
    long cpim;
    // θέση της αρνητικής εικόνας του σήματος
    int  xn;
    // Πραγματικό μέρος της αρνητικής εικόνας του σήματος
    long xnre;
    // Φανταστικό μέρος της αρνητικής εικόνας του σήματος
    long xnim;
    // θέση της θετικής εικόνας του σήματος
    int  xp;
    // Πραγματικό μέρος της θετικής εικόνας του σήματος
    long xpre;
    // Φανταστικό μέρος της θετικής εικόνας του σήματος
    long xrim;
} RESULT;
```

## Τμήμα δειγματοληψίας

Για την πραγματοποίηση της δειγματοληψίας του σήματος προγραμματίστηκαν οι ενσωματωμένοι αναλογικοψηφιακοί μετατροπείς του κάθε DSP.

Στην απλή περίπτωση που γίνεται δειγματοληψία σε μία ενδιάμεση μνήμη (buffer) και κατόπιν επεξεργάζεται το περιεχόμενό του, το σύστημα παραμένει τυφλό όσο χρόνο διαρκεί η επεξεργασία. Επειδή η επεξεργασία πρέπει να γίνεται σε πραγματικό χρόνο και να ελαχιστοποιείται όσο είναι δυνατόν ο χρόνος που το σύστημα είναι τυφλό χρησιμοποιήθηκε η τεχνική του διπλού buffer: Υπάρχουν δύο ίδιοι buffers αντί για έναν και όσο τα περιεχόμενα του ενός υφίστανται επεξεργασία, το τμήμα δειγματοληψίας γεμίζει τον άλλο. Για το σκοπό αυτό ορίζεται από το υποσύστημα δειγματοληψίας η εσωτερική μεταβλητή `adstate` ως εξής:

```
volatile struct
{
    int status;
    int count;
    long *nextpos;
    long *procbuf;
} adstate;
```

Στο πεδίο `status` αποθηκεύεται η κατάσταση καθενός από τους δύο buffers, δηλαδή αν ο buffer αυτός είναι γεμάτος. Ο δείκτης `nextpos` δείχνει τη θέση που θα δεχθεί το επόμενο δείγμα. Ο δείκτης `procbuf` δείχνει τον buffer ο οποίος επεξεργάζεται από το υποσύστημα επεξεργασίας. Λαμβάνει την τιμή `NULL` αν δεν έχει δοθεί κανένας buffer στο υποσύστημα επεξεργασίας.

Κατόπιν αυτών, η υλοποίηση της `getnextbuf()`, η οποία επιστρέφει τον επόμενο buffer όταν γεμίσει, είναι η παρακάτω:

```
long *getnextbuf()
{
    do {
        if( adstate.nextpos < BUF1 ) // A/D is writing BUFO
```

```

    {
        if( adstate.status & BUF1FULL )
            return (adstate.procbuf = BUF1);
    }
    else // A/D is writing BUF1
    {
        if( adstate.status & BUF0FULL )
            return (adstate.procbuf = BUF0);
    }
} while( 1 );
}

```

Η ρουτίνα εξυπηρέτησης διακοπής του αναλογικοψηφιακού μετατροπέα είναι γραμμένη σε γλώσσα μηχανής για λόγους ταχύτητας. Διαβάζει τα δείγματα από κάθε κανάλι, I και Q, τα αποθηκεύει προσέχοντας να μη γράφει πάνω σε μετρήσεις που ακόμα δεν έχουν υποστεί επεξεργασία και ενημερώνει τη μεταβλητή `adstate`. Τα δείγματα αποθηκεύονται με διευθυνσιοδότηση μνήμης με ανεστραμμένα ψηφία, όπως απαιτείται από την υλοποίηση του FFT. Έτσι δεν καταναλώνεται χρόνος για το επιπλέον βήμα της τοποθέτησής τους στη σωστή σειρά.

### Τμήμα επεξεργασίας

Η είσοδος στο τμήμα επεξεργασίας γίνεται με τη συνάρτηση `process(long *, RESULT *)`, η οποία παίρνει ως παραμέτρους τον πίνακα με τις μετρήσεις και έναν δείκτη στη δομή `RESULT`. Ο πίνακας των μετρήσεων αποτελείται από ζεύγη μεγάλων ακεραίων (`long`) σε κωδικοποίηση Q31. Ο πρώτος κάθε ζεύγους, δηλαδή όσοι βρίσκονται στις άρτιες θέσεις του πίνακα, συμβολίζει το πραγματικό μέρος της μέτρησης. Ο δεύτερος αριθμός συμβολίζει το φανταστικό μέρος. Οι μετρήσεις είναι αποθηκευμένες σε σειρά διευθυνσιοδότησης με ανεστραμμένα ψηφία.

Η συνάρτηση `process()` καλεί τη ρουτίνα υπολογισμού του FFT και έπειτα τη συνάρτηση ανεύρεσης των φασματικών συνιστωσών του σήματος, `findpricomp()`. Ως φασματικές συνιστώσες του σήματος θεωρούνται τα σημεία εκείνα του FFT με τη μεγαλύτερη ισχύ, ένα στις θετικές συχνότητες και



ένα στις αρνητικές (βλ. σχήμα 3.35), εξαιρουμένων προφανώς των γραμμών της  $\Delta f$ . Επιπλέον κριτήριο είναι η ισχύς του σημείου να ξεπερνάει ένα ελάχιστο κατώφλι ισχύος. Η θέσεις των σημείων με τη μεγαλύτερη ισχύ στις θετικές και αρνητικές συχνότητες, έστω  $x_n = -\Delta f + f_d$  και  $x_p = \Delta f + f_d$ , θα συνδέονται με τη σχέση  $x_p = -x_n + 2f_d$ . Κατά συνέπεια μπορεί να αναζητηθεί η θέση της ισχυρότερης συνιστώσας στις αρνητικές συχνότητες και να βρεθεί χωρίς περαιτέρω αναζήτηση η θέση της στις θετικές. Με αυτόν τον τρόπο μειώνεται ο αριθμός των υπολογισμών, δηλαδή εύρεσης ισχύος και σύγκρισης με τη μέγιστη, στο μισό. Στην πράξη, λόγω της διακριτής φύσης του FFT, υπολογίζεται η θεωρητική διακριτή συχνότητα της θετικής συνιστώσας του σήματος από τη θέση της αρνητικής συνιστώσας και αναζητείται το μέγιστο σε μία μικρή περιοχή γύρω από τη θεωρητική τιμή.

### Τμήμα εξαγωγής αποτελέσματος

Η ακριβής εξαγωγή του αποτελέσματος, δηλαδή της απόστασης του στόχου, δε γίνεται από τον DSP. Οι μετρήσεις αποστέλλονται σε ένα άλλο σύστημα, έναν απλό υπολογιστή κατά τη διάρκεια της ανάπτυξης. Οι λόγοι εξηγήθηκαν παραπάνω.

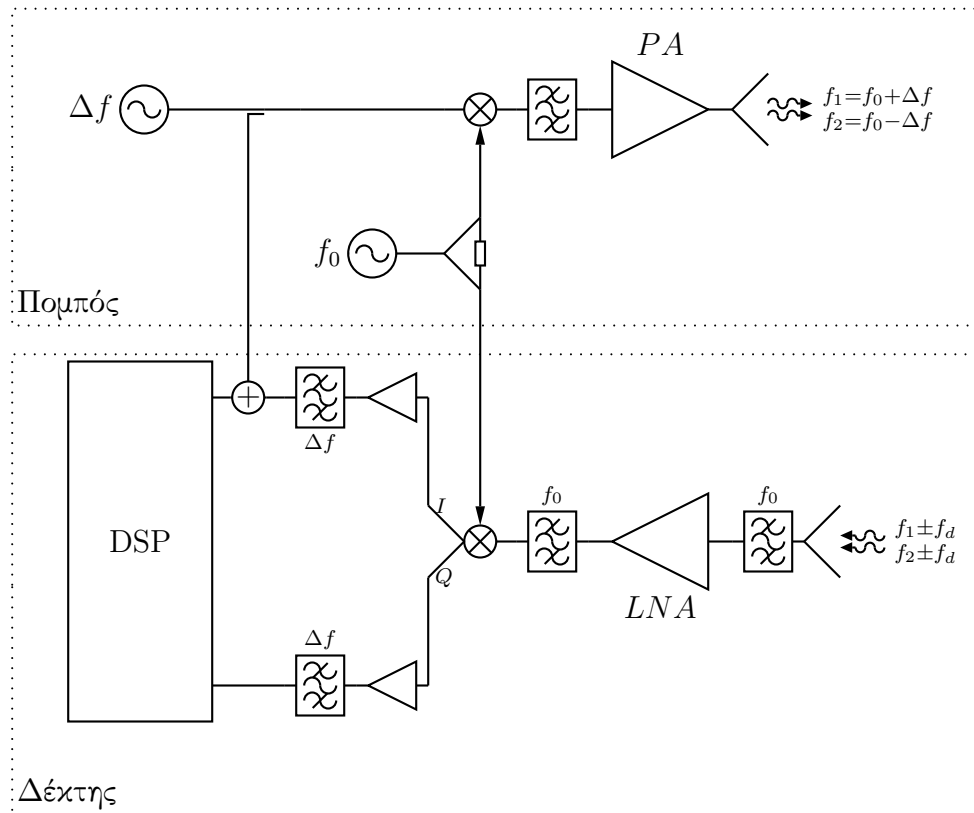
Το σύστημα αυτό μπορεί να εκτελεί διάφορες λειτουργίες επιπλέον της μέτρησης της απόστασης, όπως παρακολούθηση στόχων και γραφική απεικόνιση. Οι λειτουργίες αυτές δεν είναι μέρος της παρούσας διατριβής.

### 3.6.10 Το τελικό σύστημα

Λόγω της ανάγκης πρόσθεσης του σήματος της γεννήτριας IF στο σήμα που δειγματοληπτείται από τον DSP, το τελικό λειτουργικό διάγραμμα με επεξεργασία IQ τροποποιείται από αυτό του σχήματος 3.34 σε αυτό του σχήματος 3.36.

Ο αθροιστής υλοποιείται με τελεστικό ενισχυτή όπως στο σχήμα 3.21. Τα βάρη προσαρμόστηκαν για τις συνθήκες του εργαστηρίου, αλλά ίσως να είναι απαραίτητη η αναπροσαρμογή τους για λειτουργία σε πραγματικές συνθήκες.

Τέλος να σημειωθεί ότι επειδή ο ενσωματωμένος στο DSP αναλογικοψηφιακός μετατροπέας δέχεται χαμηλότερο και υψηλότερο επίπεδο αναλογικού



Σχήμα 3.36: Τελικό λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος με DSP και IQ επεξεργασία

σήματος τα 0 και 3.3 Volt αντίστοιχα, προστέθηκαν πριν την κάθε αναλογική είσοδο του DSP κυκλώματα αύξησης του DC offset του σήματος, υλοποιημένα με τελεστικούς.

### 3.7 Αποτελέσματα και μετρήσεις του συστήματος

Στις παρακάτω ενότητες θα αναλυθούν οι διαδικασίες και τα αποτελέσματα των μετρήσεων του συστήματος. Οι μετρήσεις έγιναν σε δύο στάδια: Αρχικά μετρήθηκαν οι επιδόσεις του ψηφιακού επεξεργαστή σήματος, όταν το σήμα εισόδου του δημιουργούνταν από γεννήτρια. Επιβεβαιώθηκε έτσι η σωστή λει-

τουργία αυτού του τμήματος. Έπειτα στήθηκε ολόκληρο το σύστημα στο εργαστήριο Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών, ΕΜΠ. Το κανάλι εξομοιώθηκε από μακρύ ομοαξονικό καλώδιο για να δίνει στο σήμα διαφορά φάσης ανάλογη με την απόσταση και εξασθενητές. Η Doppler προστέθηκε με το κύκλωμα που περιγράφεται στην ενότητα 3.7.2.

Εκτός αυτών των δοκιμών του τελικού συστήματος, είχαν γίνει και άλλες δύο που αφορούσαν την παλαιότερη υλοποίηση με διακριτά ψηφιακά στοιχεία. Παρόλο που η βαθμίδα IF δεν είχε δουλέψει λόγω των φίλτρων, έγιναν μετρήσεις της ψηφιακής βαθμίδας, τροφοδοτώντας την πύλη XOR (βλ. ενότητα 3.5.6) με δύο ημίτονα ίδιας συχνότητας με καθορισμένη διαφορά φάσης μεταξύ τους (εξομοίωση των σημάτων  $U_{1D}$  και  $U_{2D}$  των σχέσεων 3.17 και 3.18).

### 3.7.1 Η εργαστηριακή διάταξη μέτρησης σε επίπεδο IF

Μετά την κατασκευή του πρωτότυπου κάθε τμήματος του συστήματος, ελεγχόταν ξεχωριστά από τα υπόλοιπα για να επιβεβαιωθεί η σωστή λειτουργία του. Η εργαστηριακή διάταξη μέτρησης σε επίπεδο IF είχε σκοπό τον έλεγχο του υποσυστήματος του DSP, τροφοδοτώντας τα κατάλληλα σήματα απευθείας στα I και Q κανάλια του επεξεργαστή.

#### Ρύθμιση και συγχρονισμός των γεννητριών

Λόγω της ύπαρξης δύο καναλιών εισόδου έπρεπε να χρησιμοποιηθούν δύο γεννήτριες, συγχρονισμένες μεταξύ τους. Οι γεννήτριες παράγουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του σήματος της σχέσης 3.66, όπως στις εξισώσεις 3.89 και 3.90 αντίστοιχα.

$$\begin{aligned}
 U_{Dr} = & \cos\left((\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \varphi + \phi\right) \\
 & + \cos\left((-\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \varphi - \phi\right) \\
 & + 2 \cos(-\Delta\omega t - \phi)
 \end{aligned} \tag{3.89}$$

$$\begin{aligned}
U_{Di} = & \sin\left((\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 + \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \varphi + \phi\right) \\
& + \sin\left((-\Delta\omega + \omega_d)t - (\omega_0 - \Delta\omega + \omega_d)\frac{2R}{c} + \varphi - \phi\right)
\end{aligned} \tag{3.90}$$

Λόγω της περίπλοκης μορφής του σήματος, δεν αρκούσαν απλές γεννήτριες αλλά απαιτήθηκαν δύο ψηφιακοί synthesizers, τύπου HP 33120A που προγραμματίστηκαν να δίνουν το ζητούμενο σήμα. Τα όργανα αυτά έχουν τη δυνατότητα αποθήκευσης μέχρι 16000 σημείων σε ψηφιακή μορφή. Αυτό το σήμα επαναλαμβάνεται με ρυθμιζόμενη περίοδο, πλάτος και DC συνιστώσα. Η δημιουργία των σημείων της κυματομορφής μπορεί να γίνει από το πρόγραμμα Agilent IntuiLink Waveform Editor που διατίθεται από την κατασκευάστρια εταιρία ή από κάποιο άλλο πρόγραμμα που να αποθηκεύει τους αριθμούς σε μορφή απλού αρχείου κειμένου. Επειδή οι κυματομορφές που απαιτούνται είναι περίπλοκες για να δημιουργηθούν απευθείας από το πρόγραμμα IntuiLink, γράφτηκε ένα πρόγραμμα σε γλώσσα C που εκτελεί αυτήν τη λειτουργία με παραμέτρους που ορίζονται από το χρήστη.

Η βασική δυσκολία που συναντάται είναι ότι στα 16000 σημεία της κυματομορφής θα πρέπει να χωρέσει ακέραιος αριθμός περιόδων  $T_{\Delta+} = 1/(\Delta f + f_d)$ ,  $T_{\Delta} = 1/\Delta f$  και  $T_{\Delta-} = 1/(\Delta f - f_d)$ , έστω  $i, j, k$  αντίστοιχα. Προφανώς ισχύει  $i > j > k$ . Επιπλέον οι δύο γεννήτριες πρέπει να είναι συγχρονισμένες. Λόγω του περιορισμένου αριθμού δειγμάτων δεν είναι εφικτή η παραγωγή σημάτων για οποιεσδήποτε τιμές των  $\Delta f$  και  $f_d$ . Το γεγονός αυτό δεν πειράζει εφόσον πρόκειται για δοκιμές. Θα αναλυθεί παρακάτω ο αλγόριθμος που βρίσκει τις δυνατές τιμές της  $f_d$ , βάσει της  $\Delta f$  και μίας αυθαίρετης μέγιστης τιμής για τη  $f_d$ , έστω  $f_{dmax}$ . Στην περίπτωση του ραντάρ που εξετάζεται η μέγιστη Doppler είναι 125 KHz.

Ο συνολικός χρόνος μίας σειράς δειγμάτων είναι:

$$T_{\text{ολ}} = iT_{\Delta+} = jT_{\Delta} = kT_{\Delta-} \quad (3.91)$$

$$= \frac{i}{\Delta f + f_d} = \frac{j}{\Delta f} = \frac{k}{\Delta f - f_d}$$

Λύνοντας τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει  $i - j = j - k$  και προσδιορίζονται οι περιορισμοί για τα  $i, j, k$  ως:

$$i \geq 3 \quad (3.92\alpha')$$

$$\left\lceil \frac{i+1}{2} \right\rceil \leq j < i \quad (3.92\beta')$$

$$k = 2j - i \quad (3.92\gamma')$$

Επίσης δίνεται μια έκφραση για τις δυνατές τιμές της μετατόπισης Doppler,  $\hat{f}_d(i, j)$ , συναρτήσει των  $i, j$ .

$$\hat{f}_d(i, j) = \frac{i-j}{j} \Delta f = \left( \frac{i}{j} - 1 \right) \Delta f \quad (3.93)$$

Έτσι, για να βρεθούν οι δυνατές τιμές της  $f_d$  θα επιλέγεται ακολουθιακά ένα  $i \geq 3$ , το  $j$  θα λαμβάνει τιμές από το μισό της ακέραιας τιμής του  $i$  στρογγυλεμένη προς τα πάνω ως  $i - 1$  και το  $k$  θα επιλέγεται ίσο με  $k = 2j - i$ . Ο αλγόριθμος σταματάει όταν η υπολογιζόμενη συχνότητα στο επόμενο βήμα ξεπερνάει την προκαθορισμένη μέγιστη. Επιπλέον θα πρέπει να εξασφαλίζεται ότι για τη μικρότερη περίοδο,  $\frac{1}{\Delta f + f_d}$ , ο αριθμός δειγμάτων ανά περίοδο είναι αρκετός για να είναι καλή η αναπαραγωγή του σήματος. Εμπειρικά ορίζεται ο ελάχιστος αριθμός δειγμάτων ανά περίοδο ίσος με 5, οπότε ένας επιπλέον περιορισμός στο  $i$  (αριθμός επαναλήψεων του σήματος με τη μικρότερη περίοδο) είναι:

$$i \leq \frac{16000}{5} = 3200 \text{ επαναλήψεις} \quad (3.94)$$

Το πρόγραμμα που δημιουργεί την κυματομορφή δέχεται σαν είσοδο μία

αυθαίρετη τιμή για την  $f_d$  και την προσαρμόζει στην πλησιέστερη επιτεύξιμη τιμή, βάσει των παραπάνω.

### Αποτελέσματα των μετρήσεων

Η διαδικασία που ακολουθήθηκε ήταν παραγωγή των σημάτων I και Q από το πρόγραμμα και λήψη αριθμού μετρήσεων για κάθε τιμή της φάσης, για μερικές τιμές της Doppler.

Στους πίνακες 3.8 και 3.9 παρατίθενται τα αποτελέσματα των εργαστηριακών μετρήσεων σε επίπεδο IF, για εξομοιωμένες συχνότητες Doppler 50 KHz και 73 KHz.

| $\phi/\pi$                            | 0.1   | 0.2   | 0.3   | 0.4   | 0.5   | 0.6   | 0.7   | 0.8   | 0.9   |
|---------------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| <b><math>\Delta f = 50</math> KHz</b> | 0.143 | 0.284 | 0.704 | 0.371 | 0.409 | 0.405 | 0.706 | 0.707 | 0.825 |
|                                       | 0.101 | 0.406 | 0.303 | 0.316 | 0.654 | 1.088 | 0.673 | 0.816 | 0.648 |
|                                       | 0.120 | 0.357 | 0.441 | 0.284 | 0.420 | 0.436 | 0.523 | 0.807 | 0.778 |
|                                       | 0.093 | 0.360 | 0.659 | 0.674 | 0.422 | 0.939 | 0.555 | 0.616 | 0.775 |
|                                       | 0.177 | 0.162 | 0.524 | 0.511 | 0.556 | 0.386 | 0.899 | 0.642 | 0.601 |
|                                       | 0.091 | 0.291 | 0.268 | 0.682 | 0.348 | 0.620 | 0.621 | 0.587 | 1.439 |
|                                       | 0.071 | 0.293 | 0.195 | 0.291 | 0.352 | 1.019 | 1.104 | 0.822 | 0.604 |
| <b>M.O.</b>                           | 0.114 | 0.308 | 0.442 | 0.447 | 0.452 | 0.699 | 0.726 | 0.714 | 0.810 |

Πίνακας 3.8: Μετρήσεις της φάσης σε επίπεδο IF,  $f_d = 50$  KHz

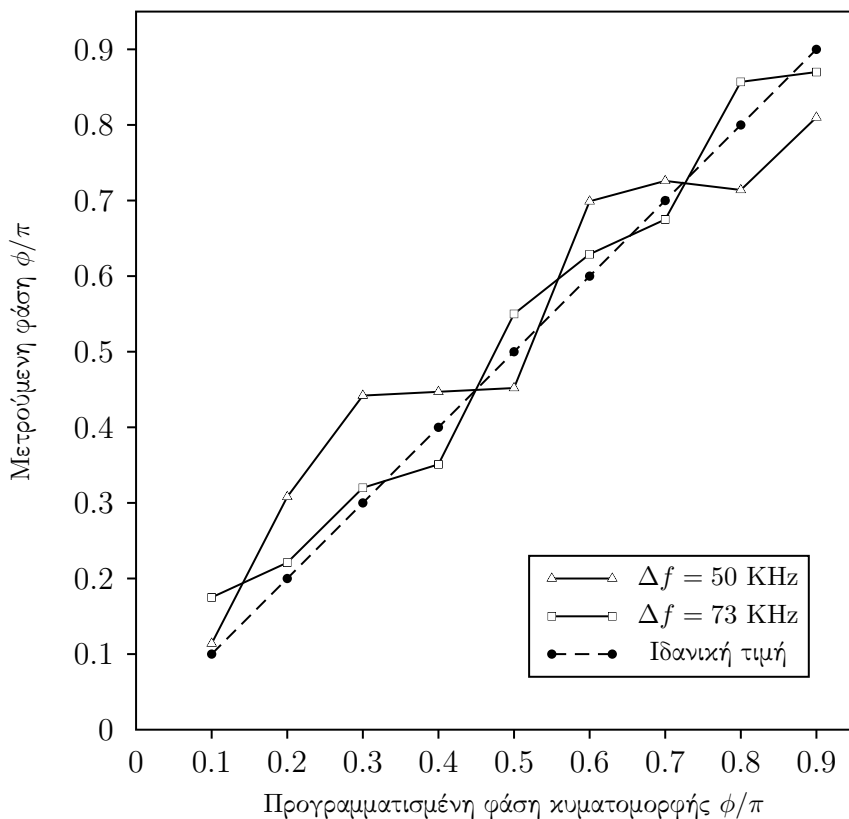
| $\phi/\pi$                            | 0.1   | 0.2   | 0.3   | 0.4   | 0.5   | 0.6   | 0.7   | 0.8   | 0.9   |
|---------------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| <b><math>\Delta f = 73</math> KHz</b> | 0.177 | 0.179 | 0.341 | 0.312 | 0.491 | 0.497 | 0.957 | 0.582 | 1.121 |
|                                       | 0.162 | 0.187 | 0.353 | 0.381 | 0.413 | 0.441 | 0.802 | 1.193 | 0.665 |
|                                       | 0.214 | 0.234 | 0.363 | 0.328 | 0.359 | 0.922 | 0.675 | 1.118 | 0.901 |
|                                       | 0.174 | 0.199 | 0.261 | 0.383 | 0.626 | 0.834 | 0.547 | 0.676 | 0.800 |
|                                       | 0.134 | 0.222 | 0.290 | 0.352 | 0.676 | 0.630 | 0.495 | 0.837 | 0.669 |
|                                       | 0.167 | 0.247 | 0.320 | 0.357 | 0.414 | 0.466 | 0.505 | 0.866 | 1.216 |
|                                       | 0.199 | 0.282 | 0.311 | 0.348 | 0.874 | 0.613 | 0.744 | 0.729 | 0.715 |
| 0.175                                 | 0.221 | 0.320 | 0.351 | 0.550 | 0.629 | 0.675 | 0.857 | 0.870 |       |
| <b>M.O.</b>                           | 0.175 | 0.221 | 0.320 | 0.351 | 0.550 | 0.629 | 0.675 | 0.857 | 0.870 |

Πίνακας 3.9: Μετρήσεις της φάσης σε επίπεδο IF,  $f_d = 73$  KHz

Παρατηρώντας τους πίνακες των αποτελεσμάτων, 3.8 και 3.9 φαίνεται ότι η κάθε μέτρηση ξεχωριστά έχει μεγάλο σφάλμα. Το σφάλμα αυτό μειώνεται αν ληφθεί ο μέσος όρος των μετρήσεων, ο οποίος φαίνεται στην τελευταία γραμμή

των πινάκων. Εν μέρει το σφάλμα αυτό οφείλεται στις ατέλειες συγχρονισμού των γεννητριών.

Για καλύτερη οπτικοποίηση των αποτελεσμάτων συμπεριλαμβάνεται η γραφική παράσταση του σχήματος 3.37.



Σχήμα 3.37: Μ.Ο. των μετρούμενων τιμών της φάσης

### 3.7.2 Η εργαστηριακή διάταξη μέτρησης σε επίπεδο RF

Πριν γίνουν μετρήσεις στον ελεύθερο χώρο και σε πραγματικές συνθήκες έπρεπε να γίνει η δύσκολη δουλειά της ολοκλήρωσης του συστήματος σε όσο γίνεται πιο ελεγχόμενες συνθήκες. Σκοπός ήταν να εντοπιστούν και να διορθωθούν τυχούσες ατέλειες του συστήματος, όπως για παράδειγμα προβλήματα προσαρμογής μεταξύ των επιμέρους τμημάτων. Επίσης οι εργαστηριακές δοκι-

μές στόχευαν στην αποτίμηση των θεωρητικών επιδόσεων του ραντάρ, ώστε να μπορεί να γίνει καλύτερη εκτίμηση των πιθανών διορθώσεων όταν γίνουν οι δοκιμές σε πραγματικές συνθήκες. Τέλος δόθηκε η ευκαιρία να μελετηθεί σε ελεγχόμενο χώρο η μακροπρόθεσμη συμπεριφορά του συστήματος, για παράδειγμα η σταθερότητα της απόκρισής του στο χρόνο και τυχόντα προβλήματα υπερθέρμανσης.

Το σύστημα παρουσίασε ικανοποιητικά σταθερή απόκριση στο χρόνο. Στις δοκιμές παρέμενε σε λειτουργία για αρκετές ώρες, συνήθως τρεις τουλάχιστον. Κριτήρια ήταν η σταθερότητα των παραγόμενων σημάτων και να έχει το σύστημα ίδια απόκριση για ίδιες μεταβολές. Όλα τα κριτήρια αυτά πληρούνταν για τα χρονικά διαστήματα των εργαστηριακών δοκιμών. Επιπλέον δεν παρουσιάστηκαν προβλήματα υπερθέρμανσης, παρόλη την υψηλή ισχύ λειτουργίας του πομπού.

### Δημιουργία της Doppler

Υπάρχουν στη βιβλιογραφία κάποιες αναφορές για εργαστηριακή εξομοίωση στόχων ραντάρ [81] με εξειδικευμένες διατάξεις. Ένα πρακτικό πρόβλημα που ανέκυψε στην παρούσα εργασία ήταν η εξομοίωση της Doppler σε εργαστηριακό επίπεδο. Υπενθυμίζεται ότι αν δεν υπάρχει η Doppler τα σήματα πέφτουν πάνω στην IF με αποτέλεσμα να εξαφανίζεται η πληροφορία. Για να προσεγγιστεί το πρόβλημα γράφεται κάθε συνιστώσα του εκπεμπόμενου σήματος:

$$f(t) = \cos(\omega t + \varphi(t)) \quad (3.95)$$

Και πρέπει να έρθει στη μορφή:

$$f(t) = \cos((\omega + \omega_d)t + \phi) = \cos(\omega t + (\omega_d t + \phi)) \quad (3.96)$$

Συνεπώς αν επιτευχθεί  $\varphi(t) = \Phi t + \varphi_0$ , τότε η εξίσωση 3.95 γίνεται:

$$f(t) = \cos(\omega t + \Phi t + \varphi_0) \quad (3.97)$$

Η τελευταία είναι ίδια με την 3.96, αν  $\Phi = \omega_d$  και  $\varphi_0 = \phi$ . Το τελευταίο



σημαίνει ότι θα πρέπει ο ρυθμός μεταβολής της φάσης να είναι ίσος με την επιθυμητή Doppler.

Δυστυχώς δε γίνεται να αυξάνεται η φάση επ άπειρον. Μια λύση θα ήταν να ληφθεί υπόψη η περιοδικότητα της συνάρτησης του ημιτόνου. Δηλαδή η φάση να ξεκινάει από 0 και να ξαναγυρίζει απότομα εκεί, αφού πάρει και την τιμή  $2\pi$ . Θεωρητικά αυτό υλοποιείται από μια γεννήτρια πριονωτής τάσης, που ελέγχει το στροφέα φάσης ώστε να κάνει πλήρη κύκλο  $2\pi$ . Αυτή η λύση παρουσιάζει πρόβλημα, διότι προϋποθέτει ακαριαία μετάβαση από την τιμή  $2\pi$  στην τιμή 0, πράγμα αδύνατο με πραγματικά όργανα. Αν η μετάβαση δεν γίνει σε μηδενικό χρόνο, υπεισέρχεται στις μετρήσεις σαν θόρυβος που χαλάει τα χαρακτηριστικά των μετρούμενων μεγεθών.

Μια λύση για να μην επηρεάζει η συνεχής και μη ακαριαία πτώση της φάσης από  $2\pi$  σε 0 θα ήταν να συγχρονιστεί η δειγματοληψία από τον DSP με την αρχή της κυματομορφής από τη γεννήτρια και να ρυθμιστεί η περίοδος της πριονωτής τάσης να είναι ίση με τη διάρκεια της δειγματοληψίας. Αυτό είναι δυνατό να επιτευχθεί, αλλά περιορίζεται ο ρυθμός ανόδου της φάσης, άρα και η Doppler. Συγκεκριμένα η μεταβολή της φάσης είναι γραμμική και διαρκεί όσο η δειγματοληψία, 1.024 ms (512 δείγματα με ρυθμό δειγματοληψίας 500 Ksps). Συνεπώς η κλίση της είναι  $\frac{2\pi}{1\text{ms}} \rightarrow 1\text{KHz}$ . Αυτή είναι και η μόνη τιμή της Doppler που γίνεται να επιτευχθεί, η οποία είναι πολύ μικρή για τις ανάγκες του πειράματος.

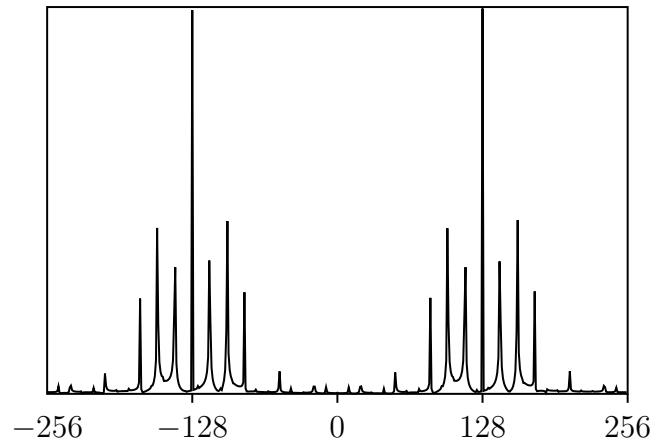
Για το λόγο αυτό δοκιμάστηκε μια άλλη λύση. Σε αυτήν η φάση έχει τριγωνική μορφή, η οποία είναι συνεχής και επαναλαμβάνεται πολλές φορές στο διάστημα δειγματοληψίας. Η άνοδος του τριγώνου θα αντιστοιχεί σε θετική Doppler, ενώ η κάθοδος σε αρνητική. Η τιμή της Doppler θα είναι ίση με το διπλάσιο της συχνότητας του τριγώνου, δηλαδή ίση με το αντίστροφο του χρόνου ανόδου ή καθόδου. Αναλυτικά το σήμα στην είσοδο του IQ μίκτη θα είναι, κατ αντιστοιχία με τη σχέση 3.64:

$$U_R = \exp [j ((\omega_0 + \Delta\omega) (t - t_D) + \theta + \phi + 2\pi\varphi(t - t_x))] + \exp [j ((\omega_0 - \Delta\omega) (t - t_D) + \theta - \phi + 2\pi\varphi(t - t_x))] \quad (3.98)$$

Οι διαφορές της 3.98 από την 3.64 είναι ότι η Doppler δεν υπεισέρχεται ως  $\omega_d$ , αλλά ως  $\varphi(t - t_x)$ . Αυτή είναι η περιοδική τριγωνική κυματομορφή:

$$\varphi(t) = \begin{cases} \frac{2}{T_\lambda} (t - kT_\lambda) & \text{αν } t \in [kT_\lambda, (k + \frac{1}{2}) T_\lambda), \\ 1 - \frac{2}{T_\lambda} (t - (k + \frac{1}{2}) T_\lambda) & \text{αν } t \in [(k + \frac{1}{2}) T_\lambda, (k + 1)T_\lambda) \end{cases} \quad (3.99)$$

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω η Doppler ισούται με το διπλάσιο της συχνότητας της τριγωνικής κυματομορφής,  $\frac{1}{T_\lambda}$ . Συνεπώς  $T_\lambda = \frac{2}{f_d} = \frac{4\pi}{\omega_d}$ . Επίσης ο χρόνος καθυστέρησης διάδοσης,  $t_D$  δεν εκφράζεται ως προς την απόσταση του στόχου,  $R$ . Τέλος ο χρόνος  $t_x$  είναι η καθυστέρηση του τριγώνου ως προς την (αυθαίρετη) αρχή που έχει επιλεγθεί για το χρόνο. Η καθυστέρηση αυτή θα δημιουργήσει μια επιπλέον αβεβαιότητα φάσης. Με αντικατάσταση της 3.99 στην 3.98 προκύπτει η εξίσωση που περιγράφει το σήμα.

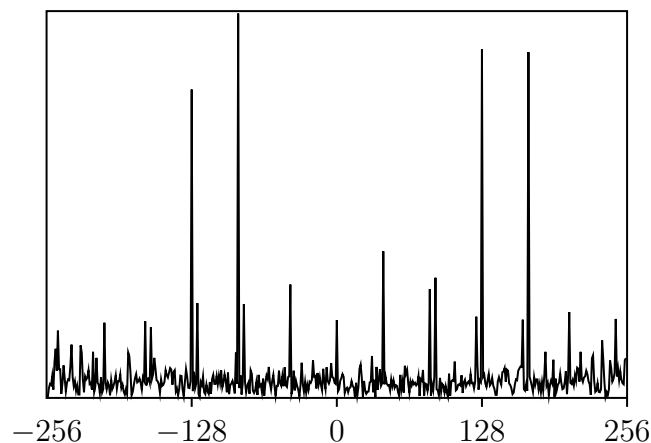


Σχήμα 3.38: Φάσμα του σήματος με τριγωνική μεταβολή της φάσης

Το φάσμα της εξίσωσης που περιγράφει το σήμα με τριγωνική μεταβολή της φάσης, όπως προέκυψε με μαθηματική εξομοίωση (MATLAB) φαίνεται στο σχήμα 3.38. Οι αρμονικές που προκύπτουν και από τις δύο πλευρές της IF

οφείλονται στην ύπαρξη τόσο της θετικής Doppler κατά την άνοδο του τριγώνου, όσο και της αρνητικής κατά την κάθοδο. Σαν μία πρώτη επιβεβαίωση της λειτουργικότητας του συστήματος το μετρούμενο από τον DSP φάσμα είναι ακριβώς αυτό του σχήματος 3.38. Ωστόσο οι τιμές του FFT στην κύρια αρμονική που αντιστοιχεί στην Doppler, δεν δίνουν μέτρηση για τη φάση.

Έτσι επανήλθε η αρχική λύση της πριονωτής μεταβολής της φάσης από 0 σε  $2\pi$ , παρόλο που η συνεχής και μη ακαριαία πτώση της θα δίνει θόρυβο στο σύστημα και απροσδιοριστία στις μετρήσεις. Στο σχήμα 3.39 φαίνεται το φάσμα του σήματος με πριονωτή μεταβολή της φάσης, όπως μετριέται από τον DSP. Διακρίνεται καθαρά η IF στα σημεία 128 και  $-128$  του FFT καθώς και το σήμα με Doppler 40 KHz. Στο σχήμα αυτό φαίνεται και το επίπεδο ισχύος της IF που είναι συγκρίσιμο με αυτό των υπολοίπων συνιστωσών, μετά τις ρυθμίσεις των βαρών του αθροιστή.

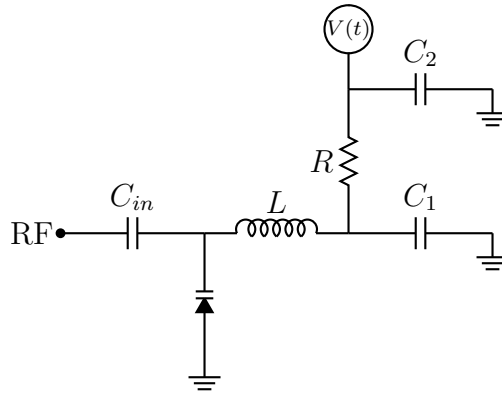


Σχήμα 3.39: Μετρούμενο φάσμα του σήματος με πριονωτή μεταβολή της φάσης

Με την εφαρμογή της πριονωτής μεταβολής φάσης έγινε δυνατή η λήψη των μετρήσεων που θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.

### Υλοποίηση του κυκλώματος διαφοράς φάσης ελεγχόμενης από τάση

Για να υλοποιηθεί η παραπάνω θεωρητική περιγραφή, κατασκευάστηκε ένα απλό κύκλωμα δημιουργίας της διαφοράς φάσης  $\varphi(t) = \Phi t + \varphi_0$  με έλεγχο από τάση. Η πιο απλή υλοποίηση ήταν με μεταβαλλόμενους πυκνωτές οι οποίοι αλλάζουν τα χαρακτηριστικά των γραμμών μεταφοράς. Πρακτικά οι πυκνωτές αυτοί είναι δίοδοι Varactor [82, 83]. Οι δίοδοι αυτοί εκμεταλλεύονται τη χωρητικότητα που προκαλείται από το φαινόμενο της απογύμνωσης των φορέων από την ένωση p-n μίας διόδου, όταν εφαρμοστεί ανάστροφη πόλωση. Χρησιμοποιούνται συχνά σε συντονισμένα κυκλώματα, όπως ταλαντωτές και φίλτρα [84, 85].



Σχήμα 3.40: Το κύκλωμα δημιουργίας διαφοράς φάσης ελεγχόμενης από τάση

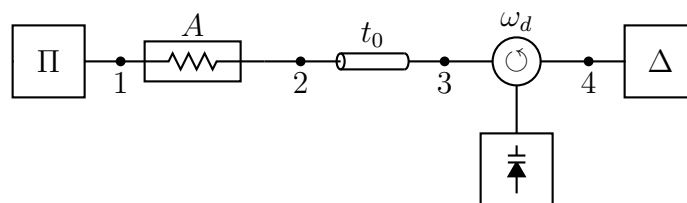
Στο σχήμα 3.40 φαίνεται το κύκλωμα δημιουργίας διαφοράς φάσης ελεγχόμενης από τάση. Το υψίσυχνο σήμα εισέρχεται από την είσοδο RF. Περνάει τον μεγάλο πυκνωτή  $C_{in}$  ο οποίος υπάρχει μόνο για απομόνωση των RF βαθμίδων από τη DC πόλωση. Η Varactor δρα σαν μεταβλητός πυκνωτής στο άκρο της γραμμής μεταφοράς, αλλάζοντας το ενεργό μήκος της άρα και την καθυστέρηση του σήματος δηλαδή τη φάση. Η χωρητικότητα της Varactor μεταβάλλεται ανάλογα με την ανάστροφη τάση που βλέπει στα άκρα της. Το κύκλωμα που αποτελείται από τα  $L$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  και  $R$  δίνει αυτήν την πόλωση, απομονώνοντας ταυτόχρονα το RF κύκλωμα από τυχούσες παρεμβολές από το DC κομμάτι. Λόγω της μεγάλης συχνότητας λειτουργίας τα  $L$ ,  $C_1$  υλοποιήθηκαν με τμήματα γραμμών μεταφοράς  $\lambda/4$ . Τέλος η πηγή  $V(t)$  δίνει την πριονωτή τάση ελέγχου.

Οι Varactor προδιαγράφονται για συγκεκριμένη μεταβολή της χωρητικότητας τους για καθορισμένο εύρος της ανάστροφα εφαρμοζόμενης τάσης. Επειδή καμία γεννήτρια του εργαστηρίου δεν έδινε το επιθυμητό εύρος, προστέθηκε απλός ενισχυτής μετά τη γεννήτρια. Η Varactor που χρησιμοποιήθηκε ήταν το μοντέλο MA46H070-1056 της εταιρίας M/A-COM σε μορφή surface mount. Τα χαρακτηριστικά της φαίνονται στον πίνακα 3.10.

| Παράμετρος                | Τιμή    | Μονάδα | Συνθήκες  |
|---------------------------|---------|--------|---|
| Εύρος τάσης               | 0–20    | V      | 1 MHz, 4 Volt<br>1 MHz, 0–20 Volt<br>50 MHz, 4 Volt |
| Χωρητικότητα              | 0.5–0.7 | pF     |   |
| Λόγος $C_{\max}/C_{\min}$ | 5.5     |        |   |
| Q                         | 4500    |        |   |

Πίνακας 3.10: Τεχνικά χαρακτηριστικά της Varactor MA46H070-1056

### Θεωρητική μελέτη της τελικής διάταξης μέτρησης



Σχήμα 3.41: Διάγραμμα της εργαστηριακής διάταξης μέτρησης σε επίπεδο RF

Στο σχήμα 3.41 φαίνεται η συνολική πειραματική διάταξη και η παράμετρος που καθορίζεται από κάθε τμήμα. Αριστερά με Π συμβολίζεται ο πομπός. Ακολουθεί ο εξασθενητής  $A$  που προσομοιώνει την εξασθένιση του καναλιού. Ακολουθεί το μακρύ ομοαξονικό καλώδιο, το οποίο εκτός από εξασθένιση προσθέτει και το χρόνο καθυστέρησης του σήματος,  $t_0$ . Το τελικό τμήμα της διάταξης πριν το δέκτη,  $\Delta$ , είναι το κύκλωμα των Varactor που προσομοιώνει τη Doppler,  $\omega_d$ .

Στη συνέχεια μελετάται η απόκριση της πειραματικής διάταξης, με σκοπό να δοθεί μια αναλυτική έκφραση για το λαμβανόμενο σήμα. Το σήμα στη θέση

1 του σχήματος 3.41 δίνεται σε μιγαδική μορφή από τη σχέση 3.63. Στη θέση 2 το σήμα θα είναι το ίδιο, απλά εξασθενημένο. Το πλάτος του σήματος δεν επηρεάζει την ανάλυση και έτσι δε θα του δοθεί περαιτέρω σημασία. Στη θέση 3 το σήμα έχει καθυστερήσει κατά  $t_0$  από το μακρύ ομοαξονικό καλώδιο που συμβολίζεται σαν γραμμή μεταφοράς στο σχήμα. Η εξίσωση που το περιγράφει είναι η:

$$U_3 = \exp \left[ j((\omega_0 + \Delta\omega)(t - t_0) + \theta + \phi) \right] + \exp \left[ j((\omega_0 - \Delta\omega)(t - t_0) + \theta - \phi) \right] \quad (3.100)$$

Το κύκλωμα κυκλοφορητών και Varactor προσδίδει ιδανικά σε κάθε συνιστώσα της 3.100 διαφορά φάσης που δίνεται από τη σχέση:

$$\varphi_V = \frac{2\pi}{T}(t - kT) = \omega_d \left( t - \frac{2k\pi}{\omega_d} \right) \text{ για } t \in [kT, (k+1)T) = \left[ \frac{2k\pi}{\omega_d}, \frac{2(k+1)\pi}{\omega_d} \right) \quad (3.101)$$

Σαν μία πρώτη προσέγγιση των πραγματικών συνθηκών λειτουργίας, υποτίθεται ότι η φάση σε έναν πλήρη κύκλο δεν είναι  $2\pi$  αλλά κάτι λιγότερο, έστω  $\Phi$ . Αυτό μπορεί να συμβαίνει λόγω ατελούς ρύθμισης του κυκλώματος ή μικρών μεταβολών των χαρακτηριστικών λειτουργίας των διόδων με το χρόνο. Τότε η προστιθέμενη φάση είναι, λαμβάνοντας υπόψη ότι η περίοδος του πριονωτού παλμού είναι όση η επιθυμητή Doppler, δηλαδή  $T = 2\pi/\omega_d$ :

$$\varphi_V = \frac{\Phi}{T}(t - kT) = \frac{\Phi}{2\pi}\omega_d \left( t - \frac{2k\pi}{\omega_d} \right), \text{ για } t \in \left[ \frac{2k\pi}{\omega_d}, \frac{2(k+1)\pi}{\omega_d} \right) \quad (3.102)$$

Προσθέτοντας την παραπάνω έκφραση για τη φάση στην εξίσωση 3.100, προκύπτει η:

$$\begin{aligned}
U_4 = \exp \left[ j \left( \left( \omega_0 + \Delta\omega + \frac{\Phi}{2\pi} \omega_d \right) t - (\omega_0 + \Delta\omega)t_0 + \theta + \phi - k\Phi \right) \right] \\
+ \exp \left[ j \left( \left( \omega_0 - \Delta\omega + \frac{\Phi}{2\pi} \omega_d \right) t - (\omega_0 - \Delta\omega)t_0 + \theta - \phi - k\Phi \right) \right]
\end{aligned}
\tag{3.103}$$

Επειδή στις μετρήσεις δεν ελέγχεται η τιμή του  $k$ , ο παράγοντας  $k\Phi$  θα εμφανίζεται σαν ένα τυχαίο προσθετικό σφάλμα σε κάθε μέτρηση. Με την πρώτη ματιά θα μπορούσε να ειπωθεί ότι το σφάλμα αυτό, που είναι ομόσημο στις δύο συνιστώσες του σήματος, μπορεί να ενσωματωθεί στη φάση  $\theta$  και να απομακρυνθεί όπως αυτή. Υπενθυμίζεται όμως ότι η  $\theta$  απομακρύνεται με τη μίξη του σήματος με δείγμα της εξόδου του ταλαντωτή  $\omega_0$  που έχει αυτήν τη φάση, οπότε παραμένει και μετά τη μίξη. Η ύπαρξη αυτού του σφάλματος σημαίνει ότι θα πρέπει να ληφθούν πολλές μετρήσεις και να εκτιμηθεί ο μέσος όρος τους, προσδοκώντας στην εξαφάνιση του τυχαίου παράγοντα. Αντίθετα το σφάλμα στην  $\omega_d$  ίσο με  $\Phi/2\pi$  ελαχιστοποιείται με προσεκτική ρύθμιση του κυκλώματος των Varactor.

Ένα άλλο στοιχείο που συνεισφέρει στη δημιουργία του τυχαίου παράγοντα είναι ο πεπερασμένος και μη μηδενικός χρόνος επιστροφής του πριονωτού παλμού στο μηδέν. Ο λόγος είναι ότι η φάση δεν είναι πλέον τελείως γραμμική, αλλά υπεισέρχονται και μη γραμμικά φαινόμενα στις εξισώσεις. Οι τελικές μετρήσεις έδειξαν ότι η φάση είναι αρκετά γραμμική για να δίνει αποτέλεσμα, οπότε δε χρειάστηκαν παρεμβάσεις σε αυτό το τμήμα.

## Αποτελέσματα

Για τις μετρήσεις χρησιμοποιήθηκε μακρύ ομοαξονικό καλώδιο, όπως έχει ήδη αναφερθεί. Το καλώδιο αυτό κόπηκε σε δύο άνισα κομμάτια, ένα μήκους 13.1 m το οποίο θα συμβολίζεται στο εξής ως  $K1$  και ένα μήκους 21.6 m που θα συμβολίζεται  $K2$ . Με  $K$  θα συμβολίζεται το καλώδιο όταν χρησιμοποιήθηκε στο σύνολό του, με μήκος 34.7 m. Η εξασθένιση του  $K1$  είναι  $-20$  db και του

$K1 -31.4$  db, όπως μετρήθηκε με τον αναλυτή δικτύου (Network Analyzer) του εργαστηρίου Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών, ΕΜΠ. Για καθένα από τα τρία μήκη καλωδίου έγιναν μετρήσεις για το σύνολο εξομοιωμένων συχνοτήτων Doppler 3 KHz, 20 KHz, 30 KHz, 40 KHz, 60 KHz και 120 KHz. Έγιναν 20 επαναλήψεις της μέτρησης για κάθε συνδυασμό καλωδίου και συχνότητας Doppler ώστε να ληφθεί ο μέσος όρος, για τους λόγους που αναφέρθηκαν σε προηγούμενη παράγραφο.

Από το μέσο όρο της φάσης,  $\hat{\varphi}$  υπολογίζεται η απόσταση που διάνυσε το κύμα. Επειδή η διάδοση γίνεται σε καλώδιο και όχι στον αέρα, λαμβάνεται ως ταχύτητα του κύματος το  $0.7c$ , όπου  $c$  η ταχύτητα του φωτός. Η χρησιμοποιούμενη σχέση προέρχεται από την 3.20:

$$\hat{R} = \frac{0.7c \hat{\varphi}}{8\Delta f \pi} \quad (3.104)$$

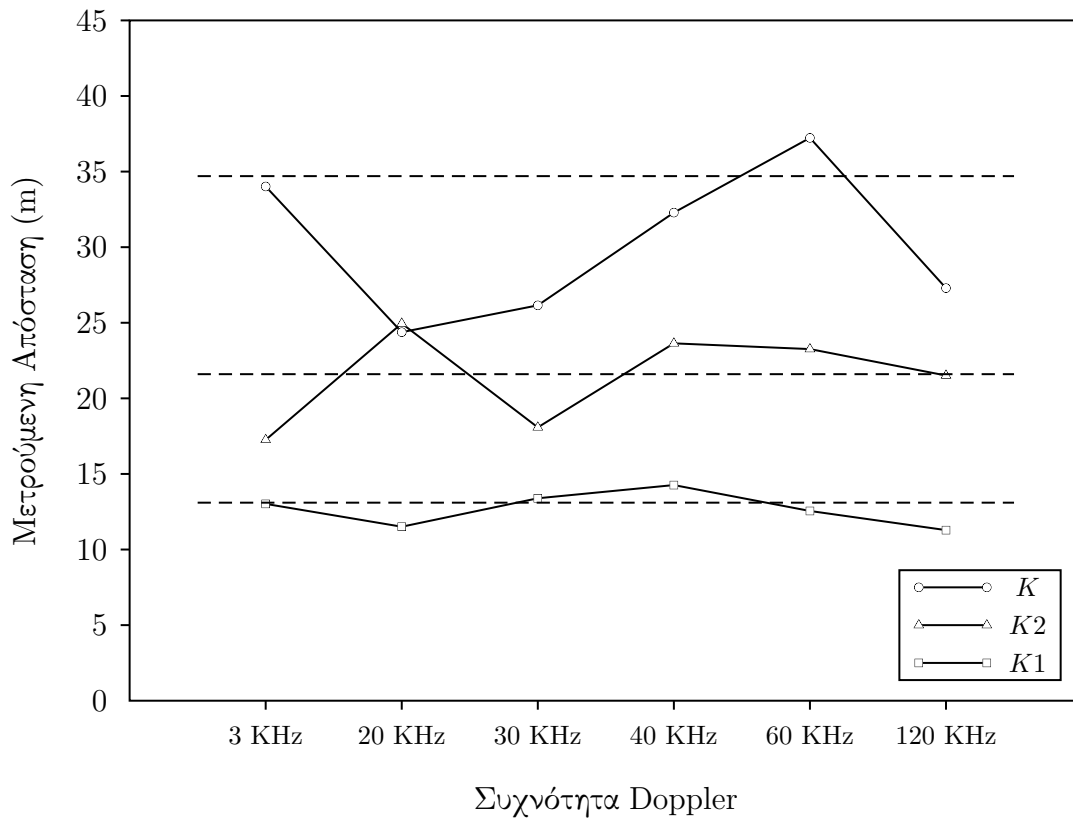
Τα αποτελέσματα για κάθε συχνότητα και κάθε μήκος καλωδίου παρουσιάζονται στο σχήμα 3.42. Οι διακεκομμένες γραμμές στο σχήμα αυτό δίνουν το πραγματικό μήκος του καλωδίου σε κάθε περίπτωση.

Οι παρατηρήσεις που μπορούν να γίνουν στο σχήμα 3.42 είναι ότι η ακρίβεια των μετρήσεων είναι καλή για μικρά μήκη, αλλά χαλάει όσο το μήκος αυξάνεται. Χειρότερη περίπτωση είναι για το  $K$  και Doppler 20 KHz, όπου το μετρούμενο μήκος είναι σχεδόν όσο αυτό του  $K2$  χωρίς το  $K1$ . Έγιναν δοκιμές με μεγαλύτερη ισχύ λήψης, δηλαδή μειώνοντας την εξασθένιση στην RF αλυσίδα, αλλά δεν παρατηρήθηκε αύξηση της ακρίβειας.

Στα σχήματα 3.43 και 3.44 φαίνεται το σήμα του I καναλιού στο πεδίο του χρόνου χωρίς στόχο και με στόχο αντίστοιχα.

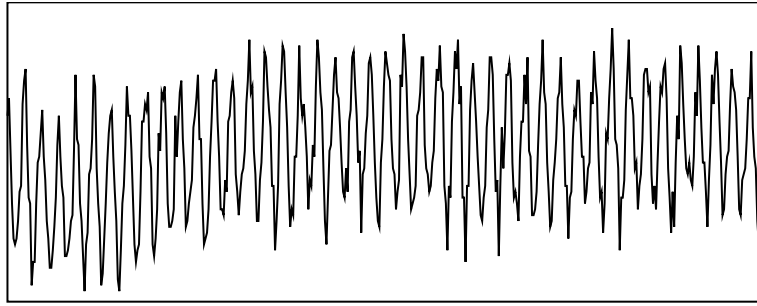
Χωρίς στόχο το σήμα περιέχει μόνον τη  $\Delta f$ . Το γεγονός αυτό επιβεβαιώνεται από το φάσμα του, όπως απεικονίζεται από το DSP, που έχει μόνον τις γραμμές αυτής της συχνότητας. Το χαρακτηριστικό αυτό του σήματος χρησιμοποιείται για την απόφαση αν υπάρχει ή όχι στόχος. Για να αποφεύγονται ψευδείς συναγερμοί, υπάρχει στο πρόγραμμα του DSP κατώφλι ισχύος, το οποίο αντιπροσωπεύει την ελάχιστη τιμή της ισχύος της συνιστώσας του σήματος για να θεωρείται θετική ανίχνευση (βλ. ενότητα 3.6.9).



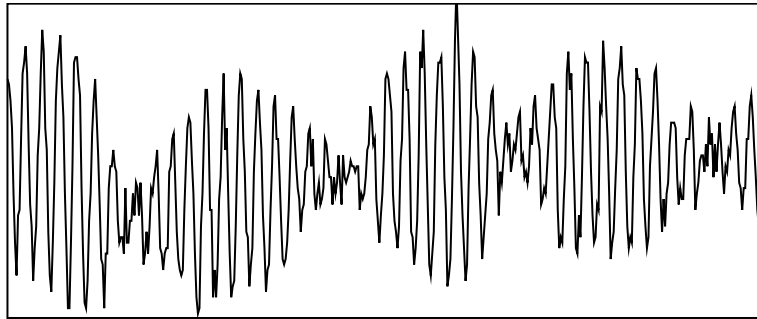


Σχήμα 3.42: Αποτελέσματα εργαστηριακών μετρήσεων του ραντάρ

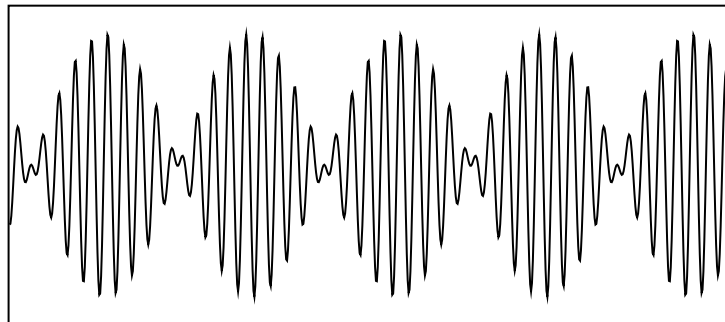
Αξίζει να γίνει αντιπαραβολή των σχημάτων 3.44 και 3.45 για σύγκριση του πραγματικού σήματος, όπως παράγεται από την πειραματική διάταξη και μετριέται με παλμογράφο, με το σήμα που προγραμματίστηκε στη γεννήτρια για τις δοκιμές σε επίπεδο IF.



Σχήμα 3.43: Το I κανάλι απουσία στόχου (μηδενική Doppler)



Σχήμα 3.44: Το I κανάλι παρουσία στόχου (μη μηδενική Doppler)



Σχήμα 3.45: Η κυματομορφή που προγραμματίστηκε στη γεννήτρια στο I κανάλι για τις δοκιμές σε επίπεδο IF

### 3.8 Συμπεράσματα

Στο τμήμα της διατριβής που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο έγινε η ανάπτυξη του τμήματος επεξεργασίας ενός δισυχνοτικού ραντάρ συνεχούς κύματος, καθώς και η ολοκλήρωσή του με το τμήμα υψηλών συχνοτήτων, το οποίο είχε αναπτυχθεί σε παράλληλη διατριβή. Ο τύπος αυτός των ραντάρ συνεχούς κύματος μπορεί να μετράει απόσταση από το στόχο και δεν συναντάται συχνά στο εμπόριο ή τον ερευνητικό τομέα. Προσφέρει μικρό κόστος και απλότητα κατασκευής. Η εφαρμογή για την οποία προορίζεται το ραντάρ είναι ιδιαίτερα απαιτητική και μόλις τα τελευταία χρόνια έχουν κατασκευαστεί παρόμοια συστήματα.

Η υλοποίηση της τελικής επεξεργασίας με ψηφιακό επεξεργαστή σήματος δίνει τη δυνατότητα στο σύστημα να ανιχνεύει περισσότερους από έναν στόχους στο πεδίο σάρωσής του, αρκεί να παρουσιάζουν διαφορετική μετατόπιση Doppler, δηλαδή ακτινική ταχύτητα. Επιπλέον το τμήμα επεξεργασίας είναι παραμετροποιήσιμο για πιθανή χρήση σε άλλες παρόμοιες εφαρμογές ή για την ίδια εφαρμογή με διαφορετικές προδιαγραφές, όπως εμβέλεια. Ένα πλεονέκτημα των προγραμματιζόμενων μονάδων επεξεργασίας, όπως ο DSP που χρησιμοποιείται σε αυτό το ραντάρ, είναι ότι το πρόγραμμα, γραμμένο σε γλώσσα προγραμματισμού C, μπορεί να χρησιμοποιηθεί με μικρές αλλαγές και από κάποιον ισχυρότερο επεξεργαστή για παραπλήσιες εφαρμογές, που έχουν όμως μεγαλύτερες ανάγκες επεξεργασίας. Τέλος η ύπαρξη ενός ευέλικτου ψηφιακού επεξεργαστή στο σύστημα δίνει τη δυνατότητα ελέγχου από αυτό και άλλων λειτουργιών, όπως του μηχανισμού σάρωσης της κεραίας, αν προστεθεί τέτοια δυνατότητα.

Η λειτουργικότητα του συστήματος ραντάρ που αναπτύχθηκε μπορεί να επεκταθεί και να βελτιωθεί, ώστε να χρησιμοποιηθεί σε ραντάρ αποφυγής συγκρούσεων (Collision Avoidance Radar) ή ακόμα και σε ολοκληρωμένο σύστημα προειδοποίησης επερχόμενων πυραύλων (Missile Approach Warning System). Το σύστημα έχει τον περιορισμό ότι δεν μπορεί να ανιχνεύσει στόχους με μικρή ή μηδενική ακτινική ταχύτητα. Ο περιορισμός αυτός οφείλεται στο γεγονός ότι η  $\Delta f$  προστίθεται στο τελικό σήμα για να μετρηθεί η φάση της. Αν χρησιμοποιηθεί ισχυρότερος επεξεργαστής που να μπορεί να μετρήσει τη φάση της

$\Delta f$  ταυτόχρονα με τα κανάλια I και Q αλλά από διαφορετική αναλογική είσοδο, αίρεται ο περιορισμός αυτός. Στην περίπτωση αυτή το φάσμα των δυνατών εφαρμογών για το δισυχνотικό ραντάρ επεκτείνεται και σε εφαρμογές σε αυτοκίνητα, για παράδειγμα σαν βοήθημα παρκαρίσματος.

Το ραντάρ φάνηκε να λειτουργεί σωστά και αξιόπιστα στις εργαστηριακές δοκιμές που διεξήχθησαν στο Εργαστήριο Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών, ΕΜΠ. Ωστόσο υπάρχουν ακόμα περιθώρια βελτίωσης της ακρίβειάς του. Επίσης θα πρέπει να γίνουν δοκιμές με πραγματικούς στόχους σε ελεγχόμενο περιβάλλον, ώστε να αποτιμηθεί πλήρως η συμπεριφορά του.

| Μέγεθος  | Τιμή  | Μονάδα |
|--|-------|--------|
| Συχνότητα εκπομπής   | 10.25 | GHz    |
| Ισχύς πομπού   | 1     | Watt   |
| Απόσταση στόχου χωρίς αμφιβολία ( $R_{unamb}$ )                              | 85.7  | m      |
| Διακριτική ικανότητα σε ταχύτητα   | 14.3  | m/sec  |
| Θεωρητική διακριτική ικανότητα σε απόσταση (για ακρίβεια μέτρησης 10.1 bits) | 8     | cm     |

Πίνακας 3.11: Τεχνικά χαρακτηριστικά του δισυχνотικού ραντάρ

# Κεφάλαιο 4

## Μελλοντική εργασία

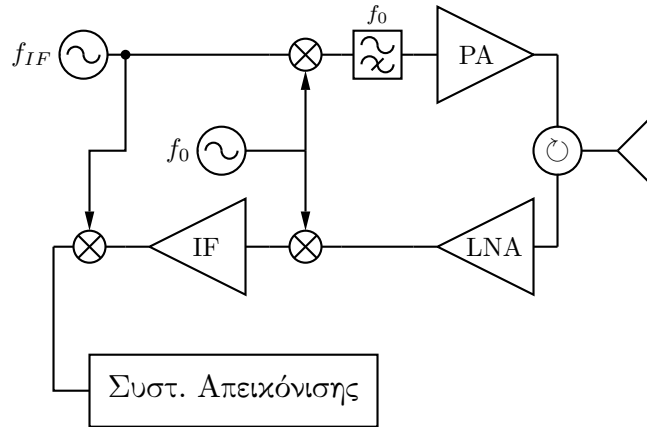
### 4.1 Σύστημα ΣΩΖΩΝ

#### 4.1.1 Προτάσεις βελτίωσης σε επίπεδο συστήματος

Για τη αποτίμηση της αποτελεσματικότητας ενός μικροκυματικού ραντάρ ως αισθητήρα ανίχνευσης επιζώντων σε ερείπια κτηρίων, αναπτύχθηκαν ραντάρ συνεχούς κύματος σε ομόδυνα τοπολογία. Η τοπολογία αυτή που σχηματικά εικονίζεται στο σχήμα 1.5, χαρακτηρίζεται από απλότητα στη σχεδίαση και κατασκευή, μικρό κόστος και μεγάλη αξιοπιστία. Κατά συνέπεια είναι η καταλληλότερη για ένα πρωτότυπο ερευνητικό σύστημα.

Έχοντας αποκομίσει την εμπειρία των πρώτων συστημάτων και τα ενθαρρυντικά αποτελέσματα από τη χρήση τους, θα μπορούσαν να διερευνηθούν και άλλοι τύποι ραντάρ. Μία πρώτη αλλαγή θα ήταν η χρήση υπερετερόδυνης τοπολογίας δέκτη (heterodyne topology) για τη βελτίωση της απόρριψης ανεπιθύμητων επιστροφών (clutter rejection) και την επίτευξη καλύτερης ευαισθησίας σε μελλοντικές εκδόσεις του ραντάρ [86]. Το κυριότερο πλεονέκτημα αυτής της τοπολογίας είναι η πολύ μικρότερη ευαισθησία στο θόρυβο αναλαμπής (flicker noise) που είναι αντιστρόφως ανάλογος της συχνότητας.

Στο σχήμα 4.1 φαίνεται το απλοποιημένο λειτουργικό διάγραμμα ενός ραντάρ συνεχούς κύματος με υπερετερόδυνο δέκτη, σε αντιπαράθεση με την ομόδυνα



Σχήμα 4.1: Ραντάρ συνεχούς κύματος με υπερετεροδύνο δέκτη

τοπολογία του σχήματος 1.5. Η  $f_{IF}$  ονομάζεται ενδιάμεση συχνότητα (Intermediate Frequency, IF). Πολλαπλασιάζεται με την  $f_0$  και φιλτράρεται η συνιστώσα  $f_0 - f_{IF}$ , συνεπώς εκπέμπεται μόνον η  $f_0 + f_{IF}$ . Η  $f_{IF}$  είναι συνήθως της τάξης των μερικών δεκάδων MHz. Στο δέκτη το σήμα υποβιβάζεται πρώτα στην περιοχή της IF. Το σήμα που προκύπτει μετά τον IF ενισχυτή είναι αρκετά ισχυρότερο του θορύβου αναλαμπής που υπεισέρχεται μετά το δεύτερο υποβιβασμό, ώστε ο θόρυβος να καθίσταται αμελητέος.

Τέλος θα παρουσίαζε ενδιαφέρον η έρευνα των επιδόσεων ενός παλμικού ραντάρ για το σκοπό αυτό. Αναφέρεται ότι παλμικά ραντάρ πολύ μεγάλου εύρους ζώνης (Ultra-Wideband, UWB) είναι ιδιαίτερα κατάλληλα για εφαρμογές διεισδύσεως εδάφους [9]. Μία μέθοδος UWB εκπομπής είναι η δημιουργία σπινθήρα και εφαρμογή της προκύπτουσας τάσης κατευθείαν στην κεραία που ονομάζεται ραντάρ χωρίς φέρουσα (Carrier-Free Radar) [10]. Ωστόσο η βιβλιογραφία αφορά κυρίως στόχους μεταλλικούς (πχ νάρκες) και δεν υπάρχουν πληροφορίες για τα ιδιαίτερα ηλεκτρομαγνητικά χαρακτηριστικά ενός ανθρώπου. Επίσης στη βιβλιογραφία αναφέρεται η χρήση ραντάρ συνεχούς κύματος με διαμόρφωση συχνότητας. Κάποια από αυτά έχουν πολύ μεγάλο εύρος ζώνης [87].

Ανεξάρτητα από την τοπολογία του ραντάρ έχουν προταθεί λύσεις που αφαιρούν τις ανεπιθύμητες επιστροφές λόγω ανακλάσεων στο έδαφος (clutter) από το λαμβανόμενο σήμα σε παρόμοια ραντάρ [88, 27].

### 4.1.2 Προτάσεις βελτίωσης του συστήματος επεξεργασίας σήματος

Δεδομένης της επιτυχίας των αρχικών πειραμάτων θα άξιζε να αφιερωθεί χρόνος για τη βελτίωση του αλγόριθμου επεξεργασίας σήματος. Λόγω της έντονα στοχαστικής φύσης του σήματος θα ήταν ενδιαφέρον να μελετηθούν διάταξεις επεξεργασίας βασισμένες στην τεχνητή νοημοσύνη. Πιο συγκεκριμένα τα Νευρωνικά Δίκτυα (Neural Networks, NN ή Artificial Neural Networks, ANN) επιδεικνύουν ικανότητες κατάταξης ή αναγνώρισης προτύπων που έχουν μεγάλο βαθμό ασάφειας. Η χρήση τους προτείνεται από διάφορους ερευνητές για συστήματα ραντάρ και επικοινωνιών [89, 90, 91]. Τα προβλήματα που καλείται να αντιμετωπίσει ένα Νευρωνικό Δίκτυο είναι πολυδιάστατα, πολύπλοκα και με άγνωστες συσχετίσεις μεταξύ των μεταβλητών τους. Η ανίχνευση επιζώντων σε ερείπια έχει όλα αυτά τα χαρακτηριστικά, οπότε ένα Νευρωνικό Δίκτυο θα μπορούσε να αναλάβει κατά αποκλειστικότητα ή σε συνεργασία με άλλα συστήματα το έργο της εξαγωγής της πιθανότητας ύπαρξης εγκλωβισμένου ανθρώπου στην περιοχή σάρωσης.

Ενδιαφέρον θα παρουσίαζε η επεξεργασία του σήματος με βάση Wavelets και μετασχηματισμών χρόνου και συχνότητας, όπως ο ολοκληρωτικός μετασχηματισμός Gabor που ορίζεται ως [92, 93]:

$$F(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)g_{\alpha}(t - \tau)e^{-j\omega t} dt \quad (4.1)$$
$$g_{\alpha}(t) = \frac{1}{2\sqrt{\pi\alpha}}e^{-t^2/4\alpha}$$

Όταν το σήμα είναι σημαντικά κατεστραμμένο από θόρυβο και δεν μπορεί να εντοπιστεί ούτε στο πεδίο του χρόνου ούτε στο πεδίο της συχνότητας, είναι χρήσιμος ένας μετασχηματισμός του οποίου ο πυρήνας είναι εντοπισμένος τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και της συχνότητας, όπως ο μετασχηματισμός Gabor [94].

Τέλος θα μπορούσαν να διερευνηθούν εναλλακτικές τεχνικές επεξεργασίας του σήματος με σκοπό την βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου, για παράδειγμα η χρήση προσαρμοσμένων και προσαρμοστικών φίλτρων. Ο σηματοθορυβικός λόγος μπορεί να βελτιωθεί με αλλαγή τόσο του λειτουργικού διαγράμματος του ραντάρ (όπως πχ η χρήση υπερετερόδυνης φόρασης) όσο και του λογισμικού ψηφιακής επεξεργασίας.

### 4.1.3 Το ραντάρ απεικόνισης εσωτερικού κτιρίων

Αναφέρεται εδώ σαν προχωρημένη εφαρμογή η πρόταση για το ραντάρ ΠΟΛΥΟΡΑΤΗΣ. Αυτή αφορούσε ένα πολυστατικό ραντάρ συνεχούς κύματος με διαμόρφωση συχνότητας για απεικόνιση του εσωτερικού κτιρίων, με προβλεπόμενη συχνότητα λειτουργίας το 1.3 GHz. Κάθε μία από τις εννιά κεραίες του τοποθετείται περιφερειακά του χώρου που θα απεικονιστεί και λειτουργεί διαδοχικά σαν πομπός, ενώ οι υπόλοιπες οκτώ λειτουργούν ως δέκτες και καταγράφουν τα σκεδαζόμενα κύματα. Η συλλογή  $8 \times 9 = 72$  σημάτων ευρείας ζώνης σε ένα φάσμα συχνοτήτων 50 MHz γύρω από τη φέρουσα συχνότητα 1.3 GHz αναμένεται να επιτρέψει την απεικόνιση του εσωτερικού των κτιρίων με ακρίβεια 10 cm των δομικών του στοιχείων δηλαδή του σκυροδέματος, λίθων, τούβλων κτλ. Η τρισδιάστατη απεικόνιση του εσωτερικού του κτιρίου επιτυγχάνεται με την εφαρμογή μεθόδων αντίστροφης σκέδασης, δηλαδή το συσχετισμό των ηλεκτρομαγνητικών χαρακτηριστικών (μιγαδική διηλεκτρική σταθερά) του κτιρίου με τα μετρούμενα σκεδαζόμενα κύματα. Οι υπολογισμοί των απεικονιστικών αλγορίθμων εκτελούνται από ηλεκτρονικό υπολογιστή σε πραγματικό χρόνο.

## 4.2 Δισυχνοτικό ραντάρ μέτρησης απόστασης

Κατά τη διάρκεια αυτής της διατριβής αναπτύχθηκε και ελέγχθηκε το δισυχνοτικό ραντάρ μέτρησης απόστασης προσεγγίζοντων στόχων. Λόγω της δυσκολίας εύρεσης διαθέσιμου πεδίου κατάλληλου για διεξαγωγή δοκιμών με πραγματικά βλήματα ο έλεγχος πραγματοποιήθηκε μόνον εργαστηριακά. Ωστό-



σο γίνονται επαφές με τους αρμόδιους φορείς για να μπορέσει να γίνει η δοκιμή σε πραγματικές συνθήκες στο άμεσο μέλλον.

Το δυσυχνотικό σύστημα ραντάρ θα αποτελέσει αυτόνομο σύστημα μέτρησης της απόστασης αστοχίας όταν ολοκληρωθούν οι μετρήσεις του σε πραγματικές συνθήκες. Έχουν αναφερθεί σε διάφορα σημεία του κειμένου αυτού προοπτικές βελτίωσης του ραντάρ ή προσαρμογής του ρόλου του και για άλλους σκοπούς. Οι προοπτικές αυτές αναφέρονται παρακάτω.

#### 4.2.1 Βελτιώσεις του υπάρχοντος συστήματος

Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 3.7 οι μετρήσεις έχουν σχετικά μεγάλο σφάλμα, ιδιαίτερα για μεγάλες αποστάσεις στόχου. Πιθανόν αυτό το αποτέλεσμα να οφείλεται στην τυχαιότητα που υπεισέρχεται στις μετρήσεις από την πειραματική διάταξη. Αν οι μετρήσεις σε πραγματικές συνθήκες δείξουν ότι το σφάλμα αυτό εξακολουθεί να υπάρχει, θα πρέπει να ληφθούν μέτρα εξάλειψής του.

Μία πιθανή πηγή εισαγωγής του σφάλματος αυτού είναι το αριθμητικό λάθος λόγω των πράξεων σταθερής υποδιαστολής που εκτελούνται. Απαιτείται ως εκ τούτου μία μελέτη των υπολογισμών από άποψη αριθμητικής ευστάθειας και ακρίβειας. Πιθανόν με αλλαγή της σειράς των πράξεων, με αποθήκευση ενδιάμεσων αποτελεσμάτων με μεγαλύτερη ακρίβεια ή άλλες μεθόδους να βελτιωθεί το σφάλμα. Από τη μελέτη αυτή δε θα πρέπει να αποκλειστεί και η υλοποίηση του FFT που χρησιμοποιήθηκε, η οποία πιθανόν να απαιτεί διορθώσεις.

Η αριθμητική μελέτη θα δώσει επιπλέον τη θεωρητικά αναμενόμενη ακρίβεια των υπολογισμών σταθερής υποδιαστολής. Ενδέχεται αυτή να μην είναι ικανοποιητική, οπότε θα πρέπει να αναζητηθούν λύσεις με υπολογισμούς κινητής υποδιαστολής. Αυτό απαιτεί καινούργιο DSP, αφού ο TMS320F2810 που χρησιμοποιείται τώρα δεν έχει δυνατότητα εκτέλεσης πράξεων κινητής υποδιαστολής σε επίπεδο υλικού, ενώ η εκτέλεσή τους σε επίπεδο λογισμικού είναι απαράδεκτα χρονοβόρα.

#### 4.2.2 Επέκταση σε πλήρες σύστημα προειδοποίησης συγκρούσεων και απειλών

Ένα σημαντικό ζήτημα όσον αφορά την προστασία αεροσκαφών από επερχόμενους πυραύλους είναι η έγκαιρη προειδοποίηση του πληρώματος του αεροσκάφους για την επερχόμενη απειλή. Παρομοίως είναι σημαντικό για τη ναυτιλία αεροσκαφών τη νύχτα ή σε αντίξοες καιρικές συνθήκες να υπάρχει προειδοποίηση για επερχόμενη σύγκρουση με άλλο ιπτάμενο όχημα. Συστήματα προειδοποίησης επερχόμενου πυραύλου (Missile Approach Warning Systems, MAWS) έχουν αρχίσει να χρησιμοποιούνται τα τελευταία χρόνια από στρατιωτικά αεροσκάφη ή αεροσκάφη μεταφοράς υψηλών προσώπων. Επειδή φορητοί αντιαεροπορικοί πύραυλοι είναι εύκολο να πέσουν στα χέρια τρομοκρατικών ομάδων και να χρησιμοποιηθούν για να χτυπήσουν πολιτικά αεροπλάνα, συστήματα MAWS πιθανόν να έβρισκαν χρήση και στην πολιτική αεροπορία.

Το δυσυχνотικό ραντάρ μπορεί να αναβαθμιστεί σε MAWS. Ένα ενδιάμεσο βήμα θα ήταν η ανάπτυξη ενός ραντάρ που θα προειδοποιεί για πιθανή σύγκρουση του αεροσκάφους-φορέα του με κάποιον άλλον εναέριο στόχο, είτε είναι πύραυλος είτε αεροπλάνο. Ένα τέτοιο ραντάρ δεν θα είχε την πολυπλοκότητα ενός στρατιωτικού συστήματος, ο οποίο θα πρέπει να λειτουργεί σε περιβάλλον ηλεκτρονικού πολέμου, ή να ανιχνεύει από ικανή απόσταση στόχους τόσο μικρούς όσο ένα αντιαεροπορικό βλήμα.

Η αναβάθμιση θα πρέπει να επικεντρωθεί στα εξής σημεία:

- Αλλαγή της κεραίας με μια κατευθυντική ώστε να βρίσκεται η κατεύθυνση της απειλής.

Η κεραία του ραντάρ όπως έχει εκπέμπει ομοιοκατευθυντικά στο οριζόντιο επίπεδο. Για να μπορέσει όμως το σύστημα να υπολογίζει την πιθανότητα σύγκρουσης με άλλο αντικείμενο πρέπει να γνωρίζει την ακριβή κατεύθυνση του αντικειμένου. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητη η προσθήκη κατευθυντικής κεραίας και η πρόσθεση των μηχανικών και ηλεκτρονικών εξαρτημάτων που θα επιτρέπουν τη σάρωση του χώρου.

- Αύξηση της εμβέλειας. Το ραντάρ απόστασης αστοχίας ασχολείται μόνο

με αποστάσεις κοντινές στον φορέα του. Η εμβέλεια αυτή θα πρέπει να αυξηθεί ώστε να μεγαλώσει κατάλληλα ο χρόνος αντίδρασης του πλήρωματος του αεροσκάφους από τη στιγμή προειδοποίησης για την απειλή.

Ένα σύστημα προειδοποίησης συγκρούσεων ή MAWS πρέπει να προβλέπει την πιθανή σύγκρουση όταν ο στόχος είναι σε αρκετή απόσταση από το αεροσκάφος φορέα για να υπάρχει αρκετός χρόνος αντίδρασης από το πλήρωμα. Συνεπώς απαιτείται αύξηση της εμβέλειας σε σχέση με το ραντάρ απόστασης αστοχίας. Επιπλέον για το MAWS οι απαιτήσεις είναι μεγαλύτερες αφού οι στόχοι, δηλαδή οι αντιαεροπορικοί πύραυλοι, έχουν πολύ μικρή διατομή ραντάρ (RCS).

Από την εξίσωση των ραντάρ 1.1 φαίνεται ότι λόγω της αλλαγής της κεραίας από ομοιοκατευθυντική σε κατευθυντική, που σημαίνει σημαντική αύξηση του κέρδους της, θα υπάρξει και αύξηση της εμβέλειας (δηλαδή της λαμβανόμενης ισχύος για ίδιες αποστάσεις) χωρίς άλλες τροποποιήσεις. Ωστόσο δεν είναι δυνατό να υπολογιστεί η αύξηση πριν να σχεδιαστεί η κεραία και να υπολογιστεί το κέρδος της. Αν τελικά η αύξηση της εμβέλειας δεν επαρκεί θα χρειαστεί σχεδίαση καινούργιου ενισχυτή ισχύος, η αλλαγή αυτή όμως δεν επηρεάζει το τμήμα επεξεργασίας.

- Προσαρμογή του λογισμικού/συστήματος επεξεργασίας/συστήματος ελέγχου για τις νέες πληροφορίες.

Με την ανάγκη για υπολογισμό πιθανής σύγκρουσης αυξάνονται και οι απαιτήσεις για επεξεργασία των δεδομένων του ραντάρ. Θα πρέπει να αποστέλλονται στοιχεία απόστασης στόχου για κάθε γωνία που θα σαφώνεται. Αυτό απαιτεί μεγαλύτερες ταχύτητες επικοινωνίας την υλοποίηση με RS-232 και συγχρονισμό του συστήματος αποστολής δεδομένων με το μηχανισμό κατεύθυνσης της δέσμης.

Αλλά και η ίδια η ανάγκη κατεύθυνσης της δέσμης απαιτεί την προσθήκη ενός επιπλέον επεξεργαστή στο σύστημα, αφοσιωμένου σε αυτήν τη δουλειά. Ο ρόλος του θα είναι να παρέχει στο σύστημα κατεύθυνσης της δέσμης τις κατάλληλες παραμέτρους για να τη στρέψει προς το επιθυμητό

σημείο του ορίζοντα.

- Πρόσθεση συστήματος παρακολούθησης στόχων και αξιολόγησης της απειλής.

Είναι αδύνατο να υπολογιστεί η τροχιά ενός αντικειμένου, άρα και η πιθανότητα σύγκρουσής του με το αεροσκάφος φορέα, αν δεν είναι γνωστή η θέση του κατά τη διάρκεια του χρόνου. Για να γίνει αυτό πρέπει τα στίγματα που δίνονται από διαφορετικές σαρώσεις του ορίζοντα να συσχετίζονται μεταξύ τους και να αποφασίζεται αυτόματα βάσει κριτηρίων ότι δύο στίγματα από διαφορετικές σαρώσεις ανήκουν στο ίδιο αντικείμενο. Το σύστημα που θα πραγματοποιεί αυτήν τη λειτουργία είναι επιπλέον των όσων έχουν αναπτυχθεί για το ραντάρ απόστασης αστοχίας. Θα παίρνει τα τελικά αποτελέσματα, δηλαδή απόσταση στόχου για κάθε γωνία, θα τα συσχετίζει μεταξύ τους και θα συμπεραίνει την τροχιά των αντικειμένων που βρίσκονται γύρω από το αεροσκάφος φορέα ώστε να διαπιστώσει την επικινδυνότητά τους.

Η χρήση DSP διευκολύνει πολύ τις όποιες αναβαθμίσεις χρειαστούν. Καταρχάς το πρόγραμμα, που είναι γραμμένο σε γλώσσα C στο μεγαλύτερο τμήμα του, μπορεί να μεταφερθεί εύκολα σε άλλον, ισχυρότερο επεξεργαστή. Ομοίως γίνονται με σχετική ευκολία οι αλλαγές από σταθερή υποδιαστολή σε κινητή, αλλάζοντας τους αριθμούς τύπου `int` σε `float`. Επίσης ένας ισχυρότερος DSP μπορεί να αναλάβει τις επιπλέον λειτουργίες του ελέγχου του μηχανισμού σάρωσης της κεραίας και της παρακολούθησης στόχων. Να σημειωθεί τέλος ότι αν είναι επιθυμητή μόνον αύξηση της εμβέλειας, οπότε βάσει του τύπου 3.21 πρέπει να μειωθεί η  $\Delta f$ , απαιτείται μόνον αλλαγή κάποιων παραμέτρων του λογισμικού και προσαρμογή των αναλογικών φίλτρων, αρκεί να φτάνει η εκπεμπόμενη ισχύς.

# Βιβλιογραφία

- [1] James Clerk Maxwell. *A Treatise on Electricity and Magnetism*. Dover, 1954.
- [2] Guglielmo Marconi. Radio Telegraphy. *Proc. IRE*, 10:237–1922, χ.χ.
- [3] Holger H. Meinel. Commercial Applications of Millimeterwaves History, Present Status, and Future Trends. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(7):1639–1653, Ιούλιος 1995.
- [4] V. S. Chernyak, I. Ya. Immoreev και B. M. Vovshin. Radar in Soviet Union and Russia. Στο *International Radar Symposium*, σελίδες 31–44, Δρέσδη/Γερμανία, Οκτώβριος 2003.
- [5] Greg Goebel. Introduction To Radar Technology, χ.χ. <http://www.vectorsite.net/ttradar.html>.
- [6] Νικόλαος Ουζούνογλου. *Σημειώσεις στα Συστήματα Ραντάρ*. ΕΜΠ, 1994.
- [7] Merrill I. Skolnik. *Introduction to Radar Systems*. Mc Graw-Hill College Div., 1980.
- [8] Νικόλαος Γ. Μαλαχίας και Γεώργιος Α. Σάγος. *Αρχές Ραντάρ και Ηλεκτρονικού Πολέμου*. Παπασωτηρίου, δεύτερη έκδοση, 2004.
- [9] D.J. Daniels. *Surface-Penetrating Radar*. IEE, 1996.
- [10] Simon Kingsley και Shaun Qregon. *Understanding Radar Systems*. Mc Graw-Hill, 1992.
- [11] Osama Hunaidi και Peter Giamou. Ground-Penetrating Radar for Detection of Leaks in Buried Plastic Water Distribution Pipes. Στο *7<sup>th</sup> International Conference on Ground-Penetrating Radar*, σελίδες 783–786, Lawrence, Kansas/H.Π.Α., Μάιος 1998.

- [12] Ματθαίος Φ. Μπίμπας. *Ανάπτυξη Εξειδικευμένων Μικροκυματικών Αισθητήρων Ραντάρ Συνεχούς Κύματος με Συνάφεια Φάσης*. Διδακτορική Διατριβή, Ε.Μ.Π., 2004.
- [13] K. M. Chen, D. Misra, H. Wang και H. L. Chueng. An X-band M/W life-detection system. *IEEE Trans. Biomedical Eng.*, σελίδες 697–701, Ιούλιος 1986.
- [14] E. G. Aggelopoulos, E. Karabetsos, F. Constantinou και N. Uzunoglu. Mobile microwave sensor for detection of trapped human beings. *Journal of the International Measurement Confederation*, 18:177–183, Ιούλιος 1996.
- [15] K. M. Chen και H. R. Chuang. Measurement of Heart and Breathing Signals of Human Subjects Through Rubble Barrier with Microwave Life-Detection Systems. Στο *Annual Conference of IEEE Engineering in Medicine and Biology*, Νέα Ορλεάνη, Λουιζιάνα, ΗΠΑ, Δεκέμβριος 1988.
- [16] Rafał Matuszewski και Adam Wiśniewski. Possibilities of Detecting Human Bodies Trapped Under Snow Caused By Avalanche. Στο *International Radar Symposium*, σελίδες 297–300, Δρέσδη/Γερμανία, Οκτώβριος 2003.
- [17] David J. Daniels. Surface-Penetrating Radar. *Electronics and Communication Engineering Journal*, σελίδες 165–182, Αύγουστος 1996.
- [18] O. N. Linnikov, Yu. G. Tolmazov, B. B. Tolmazov, V. N. Trusov και B. A. Yufryakov. Pulse Surface-Penetrating Radar: Constructive Peculiarities and Data Processing. Στο *International Radar Symposium*, σελίδες 307–312, Δρέσδη/Γερμανία, Οκτώβριος 2003.
- [19] Παναγιώτης Φράγκος. *Ηλεκτρομαγνητικές Μεθόδους Τηλεπισκόπησης*. Παπασωτηρίου, 1999.
- [20] Loccatec, χ.χ. <http://www.loccatec.org/>.
- [21] Prof. Ch. Pichot, χ.χ. Πειραματικά δεδομένα από το Laboratory of Electronics, Antennas and Telecommunications, University of Nice-Sophia Antipolis, France.
- [22] Constantine A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, Inc., 1989.

- [23] Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου. *Εισαγωγή στα Μικροκύματα*. Παπασωτηρίου, δεύτερη έκδοση, 1994.
- [24] Elodie Richalot, Matthieu Bonilla, Man-Fai Wong, Victor Fouad-Hanna, Henri Baudrand και Joe Wiart. Electromagnetic Propagation into Reinforced-Concrete Walls. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48(3):357–366, Μάρτιος 2000.
- [25] J. Davis, S. G. Millard, Y. Huang και J. H. Bungey. Determination of Dielectric Properties of Insitu Concrete at Radar Frequencies. Στο *NDT-CE International Conference*, Βερολίνο/Γερμανία, Ιούνιος 2003.
- [26] M. N. Soutsos, J. H. Bungey, S. G. Millard, M. R. Shaw και A. Patterson. Dielectric properties of concrete and their influence on radar testing. Στο *NDT&E International*, τόμος 34, σελίδες 419–425, 2001.
- [27] Dirk Felbach. Problems and Common Issues of Subsurface Radar. Στο *International Radar Symposium*, σελίδες 289–296, Δρέσδη/Γερμανία, Οκτώβριος 2003.
- [28] Νίκος Σταυρακάκης. *Συμπληρωματικές Σημειώσεις Διαφορικών Εξισώσεων*. Εκδόσεις ΕΜΠ, 1993.
- [29] Γ. Δάσιος και Κ. Κυριάκη. *Μερικές Διαφορικές Εξισώσεις*. Ε.Μ.Π., δεύτερη έκδοση, 1994.
- [30] Γεώργιος Καραγιάννης. *Σήματα και Συστήματα*. ΕΜΠ, 1986.
- [31] G. C. Danielson και C. Lanczos. Some Improvements in Practical Fourier Analysis and Their Application to X-ray Scattering from Liquids. *J. Franklin Institute*, 233:365–380,435–452, 1942.
- [32] James W. Cooley και John W. Tukey. An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series. *Math. Comput.*, 19(90):297–301, Απρίλιος 1965.
- [33] C. M. Rader. Discrete Fourier transforms when the number of data samples is prime. Στο *Proc. IEEE*, τόμος 56, σελίδες 1107–1108, 1968.
- [34] L. I. Bluestein. A Linear Filtering Approach to the Computation of the Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on Electroacoustics*, AU-18:451–455, 1970.

- [35] William H. Press, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling και Brian P. Flannery. *Numerical Recipes in FORTRAN*. Cambridge University Press, δεύτερη έκδοση, 1992.
- [36] William T. Vetterling, Saul A. Teukolsky, William H. Press και Brian P. Flannery. *Numerical Recipes Example Book (C)*. Cambridge University Press, δεύτερη έκδοση, 1992.
- [37] Ronald N. Bracewell. *The Fourier Transform and its Applications*. Mc Graw-Hill Series in Electrical Engineering, δεύτερη έκδοση, 1986.
- [38] Brian W. Kernighan και Dennis M. Ritchie. *The C Programming Language*. Prentice-Hall Software Series, 1978.
- [39] H. Rohling, M. M. Meinecke και R. Mende. Experiences with an Experimental Car controlled by a 77 GHz Radar Sensor. Στο *International Radar Symposium*, Μόναχο/Γερμανία, 1998.
- [40] Carsten Metz, Jens Grubert, Johann Heyen, Arne F. Jacob, Stephan Janot, Ernst Lissel, Gerald Oberschmidt και Leif C. Strange. Fully Integrated Automotive Radar Sensor with Versatile Resolution. Στο *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques special issue on 2001 International Microwave Symposium*, τόμος 49, σελίδες 2560–2566, Phoenix, Arizona, ΗΠΑ, Δεκέμβριος 2001.
- [41] Kwo Wei Chang, Huei Wang, Greg Shreve, James G. Harrison, M. Core, A. Praxton, M. Yu, C. Harry Chen και G. Samuel Dow. Forward Looking Automotive Radar Using a W-band Single-Chip Transceiver. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(7):1659–1668, Ιούλιος 1995.
- [42] M. Klotz και H. Rohling. A high range resolution radar system network for parking aid applications. Στο *5th International Conference On Radar Systems 1999*, Brest/Γαλλία, 1999.
- [43] H. Rohling, U. Luebbert και M. Schiementz. Multistatic Radar Principles for Automotive RadarNet Applications. Στο *German Radar Symposium*, Βόννη/Γερμανία, 2002.
- [44] Luigi Giubolini. A Microwave Imaging Radar in the Near Field for Anti-Collision (Miranda). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(9):1891–1900, Σεπτέμβριος 1999.



- [45] F. Gresham, N. Jain, T. Budka, A. Alexanian, N. Kinayman, B. Ziegner, S. Brown και P. Staecker. A Compact Manufacturable 76-77 GHz Radar Module for Commercial ACC Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(1):44–58, Ιανουάριος 2001.
- [46] M. M. Meinecke και H. Rohling. Combination of LFMCW and FSK modulation principles for automotive radar systems. Στο *German Radar Symposium*, Βερολίνο/Γερμανία, 2000.
- [47] Yan Venot και Werner Wiebeck. 76.5 GHz Radar Sensor for Contact-Free Distance Measurement with Micrometre Accuracy. Στο *International Radar Symposium*, σελίδες 469–474, Δρέσδη/Γερμανία, Οκτώβριος 2003.
- [48] George Kennedy και Bernard Davis. *Electronic Communication Systems*. Mc Graw-Hill International Editions, τέταρτη έκδοση, 1992.
- [49] Louis Frenzel. *Communication Electronics*. Mc Graw Hill International Editions, δεύτερη έκδοση, 1994.
- [50] Jacob Millman και Χρήστος Χαλκιάς. *Ωλοκληρωμένη Ηλεκτρονική*, τόμος Β. Συμμετρία, 1990.
- [51] Adel S. Sedra και Kenneth C. Smith. *Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα*. Παπασωτηρίου, 1993.
- [52] Χρήστος Χαλκιάς και Γιάννης Παπανάνος. *Σχεδίαση Ηλεκτρονικών Φίλτρων*, τόμος Α Ενεργά Αναλογικά Φίλτρα. Συμμετρία, πρώτη έκδοση, 1987.
- [53] Τρύφων Γ. Κουσιουρής. *Θεωρία Συνθέσεως Δικτύων*. Εκδόσεις ΕΜΠ, 1989.
- [54] Rolf Schaumann, Mohammed S. Ghausi και Kenneth R. Laker. *Design of Analog Filters: Passive, Active RC, and Switched Capacitor*. Prentice-Hall International Editions, 1981.
- [55] T. Deliyannis, Yichuang Sun και J. K. Fidler. *Continuous Time Active Filter Design*. CRC Press, 1999.
- [56] P. E. Fleischer. Sensitivity Minimization in a Single Amplifier Biquad Circuit. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1:45–55, 1976.

- [57] Texas Instruments. *TMS320LF2407A, TMS320LF2406A, TMS320LF2403A, TMS320LF2402A, TMS320LC2406A, TMS320LC2404A, TMS320LC2402A DSP CONTROLLERS*, 2000.
- [58] Texas Instruments. *TMS320C2X User's Guide*, 1993.
- [59] Texas Instruments. *TMS320C20X User's Guide*, 1999.
- [60] Texas Instruments. *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors Data Manual*, 2004.
- [61] Texas Instruments. *TMS320F28x DSP Analog-to-Digital Converter (ADC) Reference Guide*, 2004.
- [62] Texas Instruments. *TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide*, 2004.
- [63] Texas Instruments. *TMS320x280x, 281x DSP Serial Communication Interface (SCI) Reference Guide*, 2003.
- [64] David F. Hoeschele. *Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Conversion Techniques*. John Wiley & Sons, Inc., δεύτερη έκδοση, 1994.
- [65] James A. Scheer και James L. Kurtz. *Coherent Radar Performance Estimation*. Artech House, δεύτερη έκδοση, 1993.
- [66] Rudy van de Plassche. *Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters*. Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [67] Hyeokho Choi. Fixed-point arithmetic, χ.χ. <http://cnx.rice.edu/content/m11054/latest/>.
- [68] H. Nyquist. Certain topics in telegraph transmission theory. *Trans. A.I.E.E. Feb. 1928*, σελίδες 617–644, 1928.
- [69] E. T. Whittaker. On the Functions Which are Represented by the Expansions of the Interpolation Theory. *Proc. Royal Soc. Edinburgh*, 35:181–194, 1915.
- [70] V. A. Kotelnikov. On the carrying capacity of the ether and wire in telecommunications. *Material for the First All-Union Conference on Questions of Communication, Izd. Red. Upr. Svyazi RKKA*, 1933.
- [71] C. E. Shannon. Communication in the presence of noise. *Proceedings of the IRE*, 37:10–21, Ιανουάριος 1949.

- [72] Arthur Kohlenberg. Exact Interpolation of Band-Limited Functions. *Journal of Applied Physics*, 24(12):1432–1436, Δεκέμβριος 1953.
- [73] Kormac Herley και Ping Wah Wong. Minimum Rate Sampling and Reconstruction of Signals with Arbitrary Frequency Support. *IEEE Trans. on Information Theory*, 45(5):1555–1564, Ιούλιος 1999.
- [74] Jeong S. Lee και Cam Nguyen. A Low-Cost Uniplanar Sampling Down-Converter with Internal Local Oscillator, Pulse Generator, and IF Amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(2):390–392, Φεβρουάριος 2001.
- [75] Sundararajan Krishnan, Dennis Scott, Zach Griffith, Miguel Urteaga, Yun Wei, Narin Parthasarathy και Mark Rodwell. An 8-GHz Continuous Time  $\Sigma - \Delta$  Analog-Digital Converter in an InP-Based HBT Technology. Στο *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques special issue on 2003 International Microwave Symposium*, τόμος 51, σελίδες 2555–2561, WWWWW,ΗΠΑ, Δεκέμβριος 2003.
- [76] Serioza Ovidiu Tatu, Emilia Moldovan, Gailon Brehm, Ke Wu και Renato G. Bosisio. Ka-Band Direct Digital Receiver. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(11):2436–2442, Νοέμβριος 2002.
- [77] Peyton Z. Peebles. *Radar Principles*. John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [78] Nadav Levanon. *Radar Principles*. John Wiley & Sons, Inc., 1988.
- [79] F.E. Churchill, G.W. Ogar και B.J. Thompson. The Correction of I and Q Errors in a Coherent Processor. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, σελίδες 131–137, 1974.
- [80] Texas Instruments. *FFT Library Module User's Guide (C28x Foundation Software)*. Texas Instruments, 2002.
- [81] Michael C. Zari, Chris S. Anderson και Willie D. Caraway. An X-Band Acousto-Optic Variable Delay Line for Radar Target Simulation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(8):1889–1894, Αύγουστος 1995.
- [82] James A. Crawford. *Frequency Synthesizer Design Handbook*. Artech House, 1994.
- [83] Jacob Millman και Χρήστος Χαλκιάς. *Ωλοκληρωμένη Ηλεκτρονική*, τόμος Α. Συμμετρία, 1990.

- [84] Andrew R. Brown και Gabriel M. Rebeiz. A Varactor-Tuned RF Filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48(7):1157–1160, Ιούλιος 2000.
- [85] Christen Rauscher. Varactor-Tuned Active Notch Filter with Low Passband Noise and Signal Distortion. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(8), Αύγουστος 2001.
- [86] Φ. Κωνσταντίνου, Χ. Καψάλης και Π. Κωττής. *Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες*. Παπασωτηρίου, 1995.
- [87] Piet van Genderen, Ioan Nicolaescu και Joost van Heijenoort. Range Resolution and Calibration of an Ultra Wideband Stepped Frequency Continuous Wave Ground Penetrating Radar. Στο *International Radar Symposium*, σελίδες 301–306, Δρέσδη/Γερμανία, Οκτώβριος 2003.
- [88] H. R. Chuang, Y. F. Chen και K. M. Chen. Microprocessor-controlled automatic clutter-cancellation circuits for microwave life-detection systems to remotely sense physiological movements through rubble. Στο *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, San Jose, ΗΠΑ, Φεβρουάριος 1990.
- [89] Andrzej Stateczny και Tomasz Praczyk. Artificial Neural Networks in Radar Image Compression. Στο *International Radar Symposium*, σελίδες 677–682, Δρέσδη/Γερμανία, Οκτώβριος 2003.
- [90] Ken-ichi Watabe, Koji Shimizu, Masahide Yoneyama και Kozi Mizuko. A Compact Millimeter-Wave Active Imaging Using Neural Networks for Signal Processing. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(5):1512–1516, Μάιος 2003.
- [91] A. Hafid Zaabab, Qi-Jun Zhang και Michael Nakhla. A Neural Network Modeling Approach to Circuit Optimization and Statistical Design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(6):1349–1357, Ιούνιος 1995.
- [92] Gabor-Transformation, χ.χ. <http://de.wikipedia.org/wiki/Gabor-Transformation>.
- [93] M. J. Bastiaans και M. C. W. Geilen. On the Discrete Gabor Transform and the Discrete Zak Transform. *Signal Processing*, 49(3):151–166, Μάρτιος 1996.

- [94] Victor C. Chen και Hao Ling. *Time-Frequency Transformations for Radar Imaging and Signal Analysis*. Artech House, 2002.
- [95] M. Bimpas, N. Paraskevopoulos, Y. Stratakos και N. Uzunoglu. Design And Development Of A Miss-Distance Measurement Two-Frequency Radar Sensor. Στο *International Radar Symposium*, Δρέσδη/Γερμανία, 2003.
- [96] V.G. Nebabin. *Methods and Techniques of Radar Recognition*. Artech House, 1995.
- [97] David K. Barton. *Radar System Analysis and Modeling*. Artech House, 2005.
- [98] Gary A. Ybarra, M. Wu, Griff L. Bilbro, Sasan H. Ardalan, Chase P. Hearn και Robert T. Neece. Optimal Signal Processing of Frequency-Stepped CW Radar Data. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(1):94–105, Ιανουάριος 1995.
- [99] Michael Wollitzer, J. Buechler, J.-F. Luy, Uwe Siart, E. Schmidhammer, J. Detlefsen και M. Esslinger. Multifunctional Radar Sensor for Automotive Application. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(5):701–708, Μάιος 1998.
- [100] Andreas Elterich και Ralph Schmalenberger. FMCW-mmW-Radar-Seeker. Στο *International Radar Symposium*, σελίδες 475–480, Δρέσδη/Γερμανία, Οκτώβριος 2003.
- [101] Νικόλαος Ουζούνογλου και Δήμητρα Κακλαμάνη. *Σημειώσεις Τηλεπικοινωνιακής Ηλεκτρονικής*. ΕΜΠ, 1998.
- [102] Matthaios Bimpas, Konstantinos Nikellis, Nikolaos Paraskevopoulos, Dimitris Economou και Nikolaos Uzunoglu. Development and Testing of a Detector System For Trapped Humans in Building Ruins. Στο *European Microwave Conference*, σελίδες 999–1002, Μόναχο/Γερμανία, Οκτώβριος 2003.
- [103] Matthaios Bimpas, Nikolaos Paraskevopoulos, Konstantinos Nikellis, Dimitris Economou και Nikolaos Uzunoglu. Development of a Three Band Radar System for Detecting Trapped Alive Humans Under Building Ruins. *PIER*, 49:161–188, 2004.
- [104] Wilbur B. Davenport και William L. Root. *An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise*. Mc Graw-Hill Book Company, Inc. σε συνεργασία με την Kōgagusha Company, Ltd., 1958.