ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ, ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ «ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΚΑΙ ΔΙΚΤΥΑ Η/Υ»

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥ ΡΑΝΤΑΡ DOPPLER ΓΙΑ ΣΤΡΑΤΙΩΤΙΚΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

(DESIGN OF A MICROWAVE DOPPLER RADAR FOR MILITARY APPLICATIONS)

Διπλωματική Εργασία του

Αλέξανδρου Καρυπίδη, Υποσμηναγού (Ι)

Επιβλέπων:
Δρ. Στυλιανός Τσίτσος (Καθηγητής)

ΣΕΡΡΕΣ, ΙΟΥΝΙΟΣ 2026

Αφιερώνω την παρούσα διπλωματική εργασία στην πιο σημαντική γυναίκα της ζωής μου, την μητέρα μου, διότι αν δεν ήταν αυτή δεν θα έφτανα ποτέ στο σημείο που βρίσκομαι σήμερα…
Πάνω από τα σύννεφα!

«ΔΗΛΩΣΗ ΜΗ ΛΟΓΟΚΛΟΠΗΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΗΨΗΣ ΠΡΟΣΩΠΙΚΗΣ ΕΥΘΥΝΗΣ»

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

Όνομα & Επώνυμο Συγγραφέα: ΑΛΕΞΑΝΔΡΟΣ ΚΑΡΥΠΙΔΗΣ

Υπογραφή:

Ημερομηνία:

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής, Υπολογιστών και Τηλεπικοινωνιών του Διεθνούς Πανεπιστημίου της Ελλάδος, στο πλαίσιο του Μεταπτυχιακού Προγράμματος στις «Τηλεπικοινωνίες και Δίκτυα Η/Υ», υπό την επίβλεψη του Καθηγητή Δρ. Στυλιανού Τσίτσου.

Πρωτίστως, θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον Καθηγητή μου, Δρ. Στυλιανό Τσίτσο, για την εμπιστοσύνη με την οποία με περιέβαλε, αναθέτοντάς μου αυτό το ιδιαίτερα ενδιαφέρον θέμα. Επίσης, τον ευχαριστώ για το αδιάλειπτο ενδιαφέρον του καθ' όλη τη διάρκεια της εργασίας, μεριμνώντας τόσο για την επιτυχή ολοκλήρωσή της όσο και για τη δική μου προσωπική εξέλιξη. Η μεθοδικότητα και η επαγγελματική του προσέγγιση στην αντιμετώπιση των προκλήσεων, σε συνδυασμό με τη στάση του ως επιστήμονας και άνθρωπος, αποτέλεσαν για μένα πηγή έμπνευσης. Η συνεχής υποστήριξη και η ενθάρρυνσή του συντέλεσαν στην καλλιέργεια βαθιάς εκτίμησης προς το πρόσωπό του, ενώ παράλληλα μου προσέφεραν πολύτιμα εφόδια, όπως η αξία της συνεργασίας και της διαρκούς βελτίωσης, που θεωρώ θεμελιώδη για τη μελλοντική μου πορεία.

Θα ήθελα, επίσης, να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στους Καθηγητές Δρ. Δημήτριο Ευσταθίου, Δρ. Χρήστο Αναστασίου και Δρ. Αναστάσιο Παπατσώρη, των οποίων οι επιστημονικές γνώσεις καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου και η συνεργασία τους με τον επιβλέποντα Καθηγητή μου, καθόρισαν την πορεία της εργασίας μου και συνέβαλαν αποφασιστικά στην ολοκλήρωσή της.

Τέλος, οφείλω ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένειά μου, που στάθηκε δίπλα μου προσφέροντάς μου συνεχή υποστήριξη σε κάθε επίπεδο. Για τον λόγο αυτό, αφιερώνω την εργασία αυτή στους γονείς μου και στον αδερφό μου Χρήστο, οι οποίοι αποτελούν για μένα αστείρευτη πηγή δύναμης και έμπνευσης, δίνοντάς μου την ώθηση να κυνηγώ κάθε μου στόχο.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το ραντάρ Doppler αποτελεί ιδιαίτερα σημαντικό σύστημα σε στρατιωτικές εφαρμογές. Χρησιμοποιείται για την ανίχνευση κινητών στόχων, όπως αεροσκαφών, πυραύλων, drones κλπ.

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται τον σχεδιασμό και την προσομοίωση ενός RF front-end transceiver για ραντάρ Doppler συνεχούς κύματος (continuous-wave Doppler radar)με τη βοήθεια του λογισμικού Advanced Design System (ADS).

Αρχικά, εξετάζονται οι αρχές λειτουργίας των δομικών μονάδων ενός ραντάρ Doppler, όπως μικροκυματικοί ταλαντωτές, ενισχυτές ισχύος, ενισχυτές χαμηλού θορύβου, κεραίες τύπου cantenna (cylindrical antenna), μείκτες, φίλτρα, διαιρέτες ισχύος και συζεύκτες. Στη συνέχεια, οι μονάδες αυτές συνδυάζονται δημιουργώντας το RF front-end transceiver του ραντάρ Doppler, το οποίο προσομοιώνεται στο περιβάλλον του ADS.

ABSTRACT

The Doppler radar is a highly important system in military applications. It is used in the detection of moving targets such as aircraft, missiles, drones, etc.

This dissertation project involves the design and simulation of an RF front-end transceiver of a continuous-wave Doppler radar using the Advanced Design System (ADS) software. Initially, the operating principles of the Doppler radar modules, including microwave oscillators, power amplifiers, cantennas, low-noise amplifiers, mixers, filters, power dividers, and directional couplers, are examined. Next, these modules are combined to implement the RF front-end transceiver of the Doppler radar, which is simulated on ADS.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ 3

ABSTRACT 4

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ 7

1.1 Σκοπός της Μελέτης 7

1.2 Η Χρήση των Ραντάρ Doppler στην Αεροπορία 8

1.3 Μεθοδολογία και Οργάνωση της Μελέτης 8

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΡΑΝΤΑΡ DOPPLER ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΑΕΡΟΠΟΡΙΑ 10

2.1 Εισαγωγή 10

2.2 Φυσική Θεμελίωση και το Φαινόμενο Doppler 10

2.3 Επέκταση της Θεωρίας στα Παλμικά Ραντάρ Doppler (pulse Doppler radar) 12

2.4 Επιλογή Συχνότητας Επανάληψης Παλμών (PRF) και το Πρόβλημα της Ασάφειας 13

2.5 Ανάλυση Παρεμβολών Εδάφους (Clutter) σε Αερομεταφερόμενα Ραντάρ 15

2.6 Αρχιτεκτονική Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος 16

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΕΣ ΜΟΝΑΔΕΣ (MODULES) ΡΑΝΤΑΡ DOPPLER ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ (CW) ΣΤΑ 10GHz 19

3.1 Εισαγωγή 19

3.2 Μικροκυματικός Ταλαντωτής 20

3.3 Διαιρέτης Ισχύος Wilkinson (Wilkinson Power Divider) 21

3.4 Μικροκυματικός συζεύκτης 22

3.5 Ενισχυτής Ισχύος Κλάσης-Α (Power Amplifier) 23

3.6 Κεραίες Εκπομπής και Λήψης 25

3.7 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου 26

3.8 Μικροκυματικός Μείκτης 26

3.9 Μικροκυματικά Φίλτρα 27

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΜΟΙΩΣΗ ΡΑΝΤΑΡ DOPPLER ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ (CW) στο ADS 29

4.1 Εισαγωγή 29

4.2 Σχεδίαση front-end πομποδέκτη ραντάρ Doppler στο ADS 29

4.2.1 Μικροκυματικός ταλαντωτής 29

4.2.2 Μικροκυματικός συζεύκτης 29

4.2.3 Μικροκυματικός ενισχυτής από τον κλάδο Tx στον κλάδο Rx 30

4.2.4 Μικροκυματικός ενισχυτής ισχύος στον κλάδο Tx 30

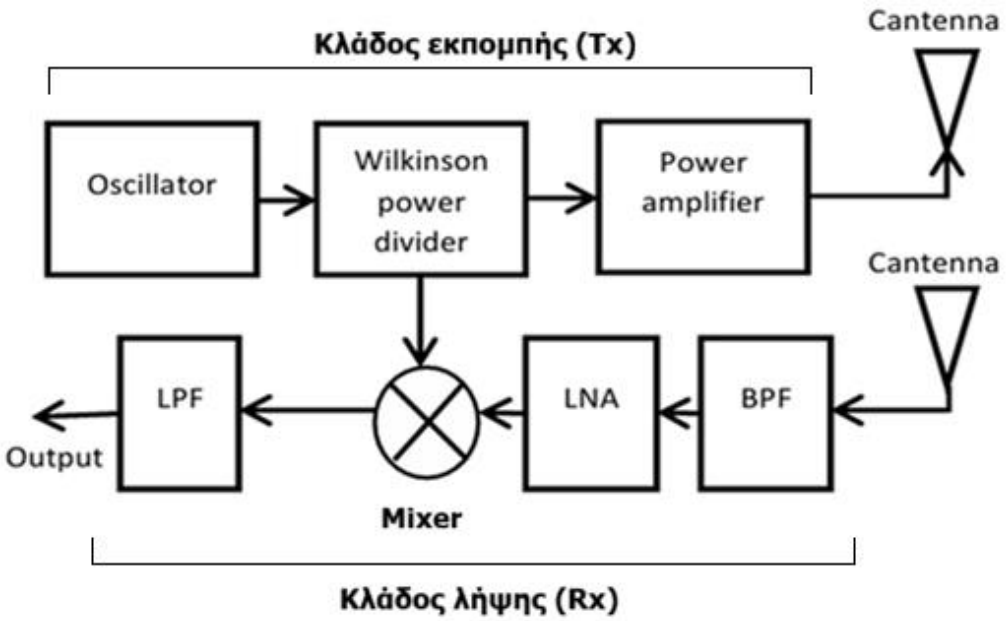
4.2.5 Κεραίες εκπομπής και λήψης 31

4.2.6 Μοντέλο στόχου για ραντάρ Doppler....31
4.2.7 Ζωνοπερατό φίλτρο τύπου Chebyshev....32
4.2.8 Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA)....32
4.2.9 Μείκτης υποβιβασμού συχνότητας (down convertor)....33
4.2.10 Χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου Chebyshev....33
4.3 Ενοποίηση των μονάδων του front-end πομποδέκτη ραντάρ Doppler και προσομοίωση στο ADS....34
4.3.1 Αποτελέσματα προσομοίωσης με βάση τις αρχικές παραμέτρους....34
4.3.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας την ισχύ εκπομπής....35
4.3.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας τη συχνότητα του....36
ταλαντωτή....36
4.3.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας την απόσταση του....37
αντικειμένου-στόχου....37
4.3.5 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας την ταχύτητα του....38
Αντικειμένου-στόχου....38
4.3.6 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας την εγκάρσια....39
διατομή του αντικειμένου-στόχου....39
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ....41
5.1 Συμπεράσματα....41
5.2 Προτάσεις....41
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ....43

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Σκοπός της Μελέτης

Αντικείμενο της παρούσας μεταπτυχιακής διπλωματικής εργασίας αποτελεί η σχεδίαση, η ανάλυση και η ολοκληρωμένη προσομοίωση ενός πομποδέκτη ραδιοσυχνοτήτων (RF front-end transceiver) για σύστημα ραντάρ συνεχούς κύματος (continuous-wave Doppler radar) στη ζώνη συχνοτήτων των 10 GHz (X-band). Η γενική δομή του συστήματος αυτού παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.1. Η ανάλυση και προσομοίωση του συστήματος βασίζεται στη χρήση του εξειδικευμένου λογισμικού ηλεκτρομαγνητικής και κυκλωματικής προσομοίωσης Advanced Design System (ADS) της Keysight.



Σχήμα 1.1*: Μπλοκ διάγραμμα front-end πομποδέκτη RF για ραντάρ Doppler (Cantenna: cylindrical antenna, LPF: low-pass filter, LNA: low-noise amplifier,BPF: band-pass filter).*

Στην παρούσα μελέτη, αρχικά αναλύεται η λειτουργία βασικών μικροκυματικών διατάξεων που συνθέτουν ένα σύστημα ραντάρ, όπως:

- Μικροκυματικοί ταλαντωτές (oscillators) στα 10 GHz
- Διαιρέτες ισχύος Wilkinson (Wilkinson power dividers) ή συζεύκτες (couplers)
- Ενισχυτές ισχύος (power amplifiers)
- Κεραίες τύπου C antenna (cylindrical antenna)
- Ενισχυτές χαμηλού θορύβου (low noise amplifiers - LNA)
- Μικροκυματικοί μείκτες (mixers) και ζωνοπερατά φίλτρα (bandpass filters)

Τελικός στόχος είναι η ενοποίηση όλων των επιμέρους βαθμίδων σε ένα ενιαίο, λειτουργικό σχηματικό (schematic) στο περιβάλλον του ADS και η επαλήθευση της

ορθής λειτουργίας του συστήματος μέσω προσομοιώσεων στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας.

1.2 Η Χρήση των Ραντάρ Doppler στην Αεροπορία

Η τεχνολογία των ραντάρ Doppler βασίζεται στη μέτρηση της ολίσθησης ή μετατόπισης συχνότητας (Doppler shift) που υφίσταται ένα ανακλώμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα όταν προσκρούει επάνω σε ένα κινούμενο στόχο. Στον τομέα της αεροπορίας, η αρχή αυτή έχει θεμελιώδεις εφαρμογές, καθιστώντας τα συστήματα ραντάρ Doppler αναπόσπαστο κομμάτι της ασφάλειας των πτήσεων, της αεροναυτιλίας και του ελέγχου εναέριας κυκλοφορίας.

Μία από τις σημαντικότερες εφαρμογές των αερομεταφερόμενων ραντάρ Doppler είναι τα συστήματα αυτόνομης αεροναυσιπλοΐας. Μέσω της εκπομπής μικροκυματικών δεσμών προς το έδαφος και της ανάλυσης της μετατόπισης συχνότητας των επιστρεφόμενων σημάτων, το σύστημα είναι σε θέση να υπολογίσει με εξαιρετική ακρίβεια την ταχύτητα του αεροσκάφους ως προς το έδαφος (ground speed) καθώς και τη γωνία πλαγιολίσθησης (drift angle), χωρίς να εξαρτάται από επίγεια βοηθήματα αεροναυσιπλοΐας ή δορυφορικά συστήματα (GPS).

Επιπλέον, τα παλμικά ραντάρ Doppler (pulse Doppler radars) αποτελούν τον πυρήνα των σύγχρονων συστημάτων ελέγχου εναέριας κυκλοφορίας (ATC) και των ραντάρ καιρού (airborne weather radar). Τα συστήματα αυτά διαθέτουν την ικανότητα να απορρίπτουν ανεπιθύμητα ανακλώμενα σήματα από το έδαφος (ground clutter) (π.χ. από κτίρια ή τη γεωγραφική μορφολογία) και να απομονώνουν αποκλειστικά τους κινούμενους στόχους (αεροσκάφη). Παράλληλα, στην έγκαιρη πρόγνωση επικίνδυνων καιρικών φαινομένων, τα ραντάρ Doppler ανιχνεύουν την ταχύτητα κίνησης των σταγονιδίων της βροχής ή των παγοκρυστάλλων, επιτρέποντας στους πιλότους να εντοπίζουν έγκαιρα ζώνες έντονων αναταράξεων, καταιγίδων και φαινομένων διάτμησης του ανέμου (wind shear/microbursts), διασφαλίζοντας την ομαλή διεξαγωγή της πτήσης.

1.3 Μεθοδολογία και Οργάνωση της Μελέτης

Η μεθοδολογία που υιοθετήθηκε για την υλοποίηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας ακολουθεί μια δομημένη, βήμα-προς-βήμα διαδικασία σχεδιασμού (top-down design workflow), συνδυάζοντας τη θεωρητική μελέτη με την προσομοίωση.

Η μελέτη οργανώθηκε στις εξής διακριτές φάσεις:

1. **Βιβλιογραφική ανασκόπηση και θεωρητικό υπόβαθρο:** Μελέτη της διεθνούς βιβλιογραφίας σχετικά με τις αρχές λειτουργίας των ραντάρ Doppler συνεχούς κύματος, και των σχετικών μικροκυματικών διατάξεων.
2. **Καθορισμός προδιαγραφών:** Καθορισμός προδιαγραφών και παραμέτρων λειτουργίας για κάθε επιμέρους διάταξη του συστήματος.

3. **Ενοποίηση των επιμέρους διατάξεων και προσομοίωση:** Ενοποίηση των επιμέρους βαθμίδων για την υλοποίηση RF front-end πομποδέκτη του συστήματος ραντάρ Dopplerκαι προσομοίωση στο λογισμικό ADS, καθώς και λήψη αποτελεσμάτων.

Η παρούσα εργασία οργανώνεται σε πέντε κεφάλαια. Το **Κεφάλαιο 1** εισάγει τον αναγνώστη στο αντικείμενο, τον σκοπό και τις εφαρμογές των ραντάρ. Στο **Κεφάλαιο 2** αναπτύσσεται η θεωρητική αρχή λειτουργίας του ραντάρ Doppler. Στο **Κεφάλαιο 3** αναλύονται οι αρχές λειτουργίας των επιμέρους μικροκυματικών διατάξεων (ταλαντωτές, φίλτρα, διαιρέτες, ενισχυτές, μείκτες, κεραίες). Στο **Κεφάλαιο 4** παρουσιάζεται η ενοποίηση των επιμέρους διατάξεων (ενισχυτές, ταλαντωτής, μείκτης), η προσομοίωση όλου του συστήματος στο ADS, καθώς και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Τέλος, στο **Κεφάλαιο 5** συνοψίζονται τα συμπεράσματα της εργασίας και προτείνει κατευθύνσεις για μελλοντική μελέτη.

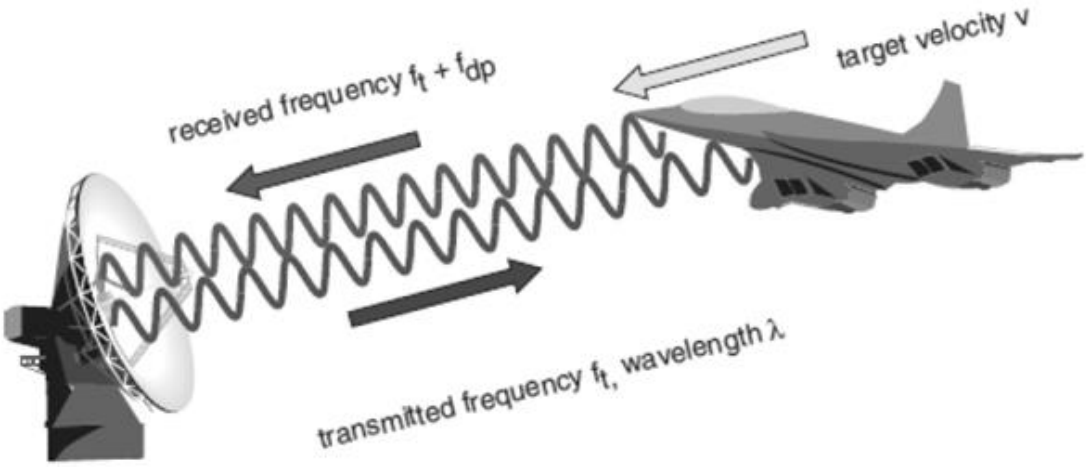
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΡΑΝΤΑΡ DOPPLER ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΑΕΡΟΠΟΡΙΑ

2.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύεται διεξοδικά η φυσική και μαθηματική θεμελίωση της λειτουργίας των παλμικών συστημάτων ραντάρ Doppler (pulse Doppler radar) με έμφαση στις αερομεταφερόμενες εφαρμογές. Εξετάζεται το φαινόμενο Doppler σε συνεχή και παλμικά κύματα, η μαθηματική μοντελοποίηση της μετατόπισης συχνότητας, η στρατηγική επιλογή της συχνότητας επανάληψης παλμών (Pulse repetition frequency - PRF) και οι επιπτώσεις της στις ασάφειες απόστασης και ταχύτητας. Επιπλέον, αναλύεται ο κρίσιμος παράγοντας των ανακλώμενων σημάτων από το έδαφος (clutter) και η γεωμετρία των ραντάρ Doppler για ιπτάμενες πλατφόρμες. Ακόμη, παρουσιάζεται η αρχιτεκτονική επεξεργασίας σήματος. Τέλος, παρουσιάζεται η γενική λειτουργία ενός πομποδέκτη ραδιοσυχνοτήτων (RF front-end transceiver) για σύστημα ραντάρ συνεχούς κύματος (continuous-wave Doppler radar) στη ζώνη συχνοτήτων των 10 GHz (X-band).

2.2 Φυσική Θεμελίωση και το Φαινόμενο Doppler

Η λειτουργία των συστημάτων ραντάρ Doppler βασίζεται στη θεμελιώδη αρχή της αλλαγής της παρατηρούμενης συχνότητας ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος λόγω της σχετικής κίνησης μεταξύ της πηγής εκπομπής και του παρατηρητή ή του σκεδαστή (στόχου) (Σχήμα 2.1). Στο φαινόμενο αυτό, το οποίο περιγράφηκε για πρώτη φορά από τον Christian Doppler το 1842, βασίζεται η λειτουργία των σύγχρονων συστημάτων ραντάρ για τον διαχωρισμό των κινούμενων στόχων από το σταθερό περιβάλλον (clutter) και για τον ακριβή προσδιορισμό της ακτινικής τους ταχύτητας.



Σχήμα 2.1: *Αρχή λειτουργίας ραντάρ Doppler.*

Ας θεωρήσουμε ένα σύστημα ραντάρ το οποίο βρίσκεται σε σταθερή θέση και εκπέμπει ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα συνεχούς μορφής (continuous wave - CW) με φέρουσα συχνότητα f_0 και αντίστοιχο μήκος κύματος $\lambda = c/f_0$, όπου c είναι η ταχύτητα διάδοσης του φωτός στο κενό ή προσεγγιστικά στο αέρα. Εάν το κύμα αυτό προσπέσει σε έναν στόχο ο οποίος κινείται με σταθερή ταχύτητα και βρίσκεται σε στιγμιαία απόσταση $R(t)$ από το ραντάρ, το ανακλώμενο σήμα θα επιστρέψει στον δέκτη παρουσιάζοντας μια διαφορά φάσης $\varphi(t)$ η οποία εξαρτάται άμεσα από τη συνολική διανυόμενη απόσταση της διαδρομής (μετάβαση και επιστροφή). Η σχέση αυτή ορίζεται μαθηματικά ως:

$$\varphi(t) = -2 \cdot R(t) \cdot \frac{2\pi}{\lambda} = -4\pi \cdot \frac{R(t)}{\lambda} \qquad (2.1)$$

Στην παραπάνω εξίσωση, το αρνητικό πρόσημο εισάγεται κατά σύμβαση, για να δηλώσει την καθυστέρηση φάσης του λαμβανόμενου κύματος σε σχέση με το εκπεμπόμενο, ενώ ο συντελεστής 2 παριστάνει τη διπλή διαδρομή που διανύει το ηλεκτρομαγνητικό κύμα: από τον πομπό στον στόχο και πάλι πίσω στον δέκτη. Για λόγους απλούστευσης της ανάλυσης, θεωρούμε ότι η διαδικασία της σκέδασης και ανάκλασης πάνω στην επιφάνεια του στόχου δεν εισάγει πρόσθετη ή μεταβαλλόμενη ολίσθηση φάσης.

Δεδομένου ότι ο στόχος κινείται, η απόσταση $R(t)$ μεταβάλλεται συνεχώς ως προς τον χρόνο. Η γωνιακή συχνότητα Doppler ω_D ορίζεται ως ο ρυθμός μεταβολής (παράγωγος) της φάσης $\varphi(t)$ ως προς τον χρόνο t. Συνεπώς, υπολογίζοντας την παράγωγο της εξίσωσης (2.1), λαμβάνουμε τη σχέση:

$$\omega_D = \frac{d\varphi(t)}{dt} = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{dR(t)}{dt} \qquad (2.2)$$

Η χρονική παράγωγος της απόστασης, $dR(t)/dt$, αντιπροσωπεύει εξ ορισμού την ακτινική σχετική ταχύτητα v_R του στόχου ως προς το σύστημα ραντάρ. Αντικαθιστώντας την ακτινική ταχύτητα και λαμβάνοντας υπόψη ότι η γραμμική συχνότητα Doppler f_D συνδέεται με τη γωνιακή συχνότητα μέσω της σχέσης $\omega_D = 2\pi f_D$, η εξίσωση (2) διαμορφώνεται ως εξής:

$$2\pi f_D = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot v_R \qquad (2.3)$$

απ' όπου προκύπτει:

$$f_D = -2\frac{v_R}{\lambda} \qquad (2.4)$$

Η εξίσωση (2.4) αποτελεί τη θεμελιώδη μαθηματική έκφραση της μετατόπισης Doppler στα συστήματα ραντάρ. Από την ανάλυση του προσήμου της ακτινικής ταχύτητας v_R προκύπτουν δύο βασικές περιπτώσεις:

α) Όταν ο στόχος πλησιάζει το ραντάρ (προσεγγίζων στόχος), η απόσταση R(t) μειώνεται με το χρόνο, το οποίο σημαίνει ότι η παράγωγος d$R(t)$/dt είναι αρνητική (v_R< 0). Στην περίπτωση αυτή, η συχνότητα Doppler f_D καθίσταται θετική, με αποτέλεσμα η συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος να είναι υψηλότερη από τη συχνότητα εκπομπής (f_r=f_0+f_D).

β) Όταν ο στόχος απομακρύνεται από το ραντάρ (απομακρυνόμενος στόχος), η απόσταση R(t) αυξάνεται, άρα η παράγωγος είναι θετική (v_R> 0). Αυτό συνεπάγεται αρνητική συχνότητα Dopplerf_D.Συνεπώς, η συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος είναι χαμηλότερη από τη φέρουσα συχνότητα εκπομπής (f_r= f_0−f_D).

Η μέγιστη απόσταση ανίχνευσης ή εμβέλεια ενός ραντάρ δίνεται από τη σχέση:

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\min}} \right]^{1/4} \qquad (2.5)$$

όπου:
P_t: ισχύς εκπομπής
G: κέρδος κεραίας εκπομπής (λήψης)
σ: εγκάρσια διατομή του στόχου
λ: μήκος κύματος εκπεμπόμενης ακτινοβολίας
P_{min}: ελάχιστη ανιχνεύσιμη ισχύς λήψης

2.3 Επέκταση της Θεωρίας στα Παλμικά Ραντάρ Doppler (pulse Doppler radar)

Ενώ τα συστήματα συνεχούς κύματος (CW) προσφέρουν εξαιρετική ακρίβεια στη μέτρηση της ταχύτητας, στερούνται της ικανότητας μέτρησης της απόστασης του στόχου, εκτός εάν χρησιμοποιηθούν πολύπλοκες τεχνικές διαμόρφωσης συχνότητας (FMCW). Για τον ταυτόχρονο προσδιορισμό τόσο της απόστασης όσο και της ακτινικής ταχύτητας με υψηλή ακρίβεια, αναπτύχθηκε η τεχνολογία των παλμικών ραντάρ Doppler (pulse Doppler - PD).

Σε ένα παλμικό ραντάρ Doppler, το εκπεμπόμενο σήμα αποτελείται από μια σειρά βραχέων ηλεκτρομαγνητικών παλμών διάρκειας τ, οι οποίοι εκπέμπονται περιοδικά με μια σταθερή περίοδο επανάληψης παλμών T, γνωστή ως PRI (pulse repetition interval).

Η συχνότητα με την οποία επαναλαμβάνονται οι παλμοί ονομάζεται συχνότητα επανάληψης παλμών PRF και συνδέεται με το PRI μέσω της σχέσης $f_r = 1/T$.

Στη συνέχεια, αναλύουμε τη συμπεριφορά του συστήματος κατά τη λήψη δύο διαδοχικών παλμών που ανακλώνται από έναν κινούμενο στόχο. Κατά τη διάρκεια του χρονικού μεσοδιαστήματος T μεταξύ των δύο παλμών, ο στόχος μετατοπίζεται κατά μια μικρή απόσταση d η οποία ισούται με $d = v_R \cdot T$. Λόγω της μεταβολής της θέσης του στόχου, ο δεύτερος παλμός διανύει διαφορετική διαδρομή σε σύγκριση με τον πρώτο, γεγονός που εισάγει μια διαφορά φάσης Δφ μεταξύ των δύο διαδοχικών επιστροφών. Αυτή η μεταβολή της φάσης εκφράζεται ως:

$$\Delta\varphi = -2 \cdot d \cdot \frac{2\pi}{\lambda} = -2 \cdot v_R \cdot T \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \qquad (2.6)$$

Η συγκεκριμένη μεταβολή φάσης Δφ συντελείται ακριβώς μέσα στο χρονικό διάστημα $\Delta t = T = 1/f_r$. Επομένως, η γωνιακή συχνότητα Doppler ω_D μπορεί να εκφραστεί ως ο λόγος της μεταβολής της φάσης προς το αντίστοιχο χρονικό διάστημα:

$$\omega_D = \frac{\Delta\varphi}{T} = \frac{\left[-2 \cdot v_r \cdot T \cdot \frac{2\pi}{\lambda}\right]}{T} = -4\pi \cdot \frac{v_R}{\lambda} \qquad (2.7)$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι $\omega_D = 2\pi \cdot f_D$, καταλήγουμε εκ νέου στη θεμελιώδη σχέση $f_D = -2v_R/\lambda$. Το αποτέλεσμα αυτό αποδεικνύει ότι η μαθηματική έκφραση της συχνότητας Doppler παραμένει ταυτόσημη τόσο για τα συστήματα συνεχούς κύματος όσο και για τα παλμικά συστήματα. Ωστόσο, στα παλμικά συστήματα η πληροφορία της συχνότητας Doppler δεν λαμβάνεται άμεσα από τη συχνότητα του φέροντος κύματος ενός μεμονωμένου παλμού, αλλά εξάγεται από τη σταδιακή μεταβολή της φάσης από παλμό σε παλμό.

Η επιτυχής εξαγωγή της συχνότητας Doppler προϋποθέτει απόλυτη φασική συνοχή (coherence), δηλαδή σταθερή φασική διαφορά μεταξύ της συχνότητας εκπομπής και της λήψης. Αυτό σημαίνει ότι η φάση του εκπεμπόμενου σήματος πρέπει να είναι αυστηρά ελεγχόμενη και γνωστή, ώστε ο δέκτης να μπορεί να συγκρίνει τη φάση του επιστρεφόμενου παλμού με μια σταθερή αναφορά φάσης που διατηρείται στο σύστημα (μέσω ενός τοπικού ταλαντωτή φασικής συνοχής - COHO). Η μέτρηση αυτή εκτείνεται χρονικά σε έναν συγκεκριμένο αριθμό περιόδων PRI, οι οποίες συνιστούν το διάστημα συνεκτικής επεξεργασίας (coherent processing interval - CPI). Οποιεσδήποτε τυχαίες ή ανεξέλεγκτες αποκλίσεις της φάσης εντός του CPI θα κατέστρεφαν τη φασική συνοχή, καθιστώντας αδύνατη την ακριβή μέτρηση της ταχύτητας του στόχου.

2.4 Επιλογή Συχνότητας Επανάληψης Παλμών (PRF) και το Πρόβλημα της Ασάφειας

Η σχεδίαση ενός παλμικού ραντάρ Doppler χαρακτηρίζεται από έναν συμβιβασμό μεταξύ της μέγιστης απόστασης και της μέγιστης ταχύτητας που μπορούν να μετρηθούν χωρίς ασάφεια. Το φαινόμενο αυτό πηγάζει από τη φύση της δειγματοληψίας του σήματος. Επειδή το ανακλώμενο σήμα παρατηρείται διακριτά (μία

φορά σε κάθε περίοδο *T*), η μέτρηση της συχνότητας Doppler υπόκειται στους περιορισμούς του θεωρήματος δειγματοληψίας του Nyquist.

Η μέγιστη απόσταση R_u η οποία μπορεί να μετρηθεί χωρίς ασάφεια (unambiguous range) καθορίζεται από τον χρόνο που απαιτείται για να μεταβεί και να επιστρέψει ένας παλμός από το ραντάρ στον στόχο, πριν από την εκπομπή του επόμενου παλμού. Η σχέση αυτή δίνεται από τον τύπο:

$$R_u = c \cdot \frac{T}{2} = \frac{c}{2f_r} \tag{2.8}$$

Αντίστοιχα, σύμφωνα με το θεώρημα Nyquist, η μέγιστη συχνότητα Doppler f_{D_u}που μπορεί να μετρηθεί χωρίς ασάφεια πρέπει να βρίσκεται εντός του εύρους $[f_r/2, +f_r/2]$, δηλαδή το συνολικό εύρος ζώνης χωρίς ασάφεια ισούται με f_r (PRF). Αντικαθιστώντας τη σχέση της συχνότητας Doppler, η μέγιστη χωρίς ασάφεια ακτινική ταχύτητα v_u διαμορφώνεται ως:

$$f_{D_u} = f_r \Rightarrow 2 \cdot \frac{v_u}{\lambda} = f_r \Rightarrow v_u = f_r \cdot \frac{\lambda}{2} \tag{2.9}$$

Πολλαπλασιάζοντας τις εξισώσεις (2.8) και (2.9), καταλήγουμε στη θεμελιώδη εξίσωση περιορισμού των ασαφειών των παλμικών ραντάρ:

$$R_u \cdot v_u = \left[\frac{c}{2 \cdot f_r}\right] \cdot \left[f_r \cdot \frac{\lambda}{2}\right] = c \cdot \frac{\lambda}{4} \tag{2.10}$$

Η εξίσωση (2.10) δείχνει ότι το γινόμενο της χωρίς-ασάφεια απόστασης και της χωρίς-ασάφεια ταχύτητας είναι σταθερό για ένα δεδομένο μήκος κύματος λ και ανεξάρτητο από το PRF. Επομένως, η αύξηση της μίας παραμέτρου οδηγεί αναγκαστικά στη μείωση της άλλης. Με βάση τα παραπάνω, τα ραντάρ Doppler κατηγοριοποιούνται σε τρεις περιοχές λειτουργίας:

1. Λειτουργία υψηλού PRF (High PRF): Χρησιμοποιούνται συχνότητες f_r από 50 kHz έως 300 kHz. Σε αυτή την περιοχή, η v_u είναι εξαιρετικά μεγάλη, εξασφαλίζοντας ότι όλες οι αναμενόμενες ταχύτητες των αεροσκαφών και των βλημάτων μετρώνται χωρίς ασάφεια. Αντίθετα, η R_u μειώνεται σημαντικά (συχνά κάτω από τα 2–3 χιλιόμετρα), δημιουργώντας μεγάλη ασάφεια στην απόσταση. Οι στόχοι εμφανίζονται επικαλυπτόμενοι σε πολλές περιόδους παλμών, και η πραγματική απόσταση υπολογίζεται με τη χρήση πολλαπλών, ελαφρώς διαφορετικών PRF (τεχνική κινεζικού θεωρήματος υπολοίπων).

2. Λειτουργία χαμηλού PRF (Low PRF): Χρησιμοποιούνται συχνότητες f_r < 5 kHz. Εδώ, η R_u είναι επαρκώς μεγάλη ώστε να καλύπτει όλο το βεληνεκές του ραντάρ χωρίς ασάφεια. Ωστόσο, η v_u είναι πολύ μικρή, προκαλώντας έντονη ασάφεια στην ταχύτητα και την εμφάνιση «τυφλών ταχυτήτων» (blind speeds), όπου η μετατόπιση Doppler είναι πολλαπλάσιο του PRF και ο στόχος εμφανίζεται ως σταθερός, με κίνδυνο να απορριφθεί.

3. Λειτουργία μεσαίου PRF (Medium PRF): Αποτελεί τη χρυσή τομή, με συχνότητες f_r μεταξύ 5 kHz και 50 kHz. Παρουσιάζει ασάφεια τόσο στην απόσταση όσο και στην ταχύτητα, αλλά επιτρέπει την αποτελεσματική εφαρμογή αλγορίθμων

άρσης ασαφειών και προσφέρει την καλύτερη δυνατή απόδοση σε αερομεταφερόμενες αποστολές look-down/shoot-down.

Στον Πίνακα 2.1, συνοψίζονται τα χαρακτηριστικά των περιοχών λειτουργίας του PRF.

Πίνακας 2.1: *Χαρακτηριστικά των περιοχών λειτουργίας του PRF.*

Περιοχή λειτουργίας PRF	Εύρος συχνοτήτων	Ασάφεια απόστασης στόχου	Ασάφεια ταχύτητας στόχου
Χαμηλό PRF (low PRF - LPRF)	< 5 kHz	Καμία	Έντονη (πολλαπλές τυφλές ταχύτητες)
Μεσαίο PRF (medium PRF - MPRF)	5 kHz – 50 kHz	Περιορισμένη	Περιορισμένη
Υψηλό PRF (high PRF - HPRF)	50 kHz – 300 kHz	Έντονη (μεγάλη αλλοίωση)	Καμία

2.5 Ανάλυση Παρεμβολών Εδάφους (Clutter) σε Αερομεταφερόμενα Ραντάρ

Η λειτουργία ενός ραντάρ πάνω σε μια κινούμενη αεροπορική πλατφόρμα (αεροσκάφος, ελικόπτερο ή μη επανδρωμένο όχημα) παρουσιάζει εξαιρετικά μεγάλες προκλήσεις σε σχέση με τα επίγεια συστήματα, λόγω της κίνησης του ίδιου του φορέα. Για ένα επίγειο ραντάρ, τα ανακλώμενα κύματα από το έδαφος, τα κτίρια και την ακίνητη βλάστηση παρουσιάζουν μηδενική ή σχεδόν μηδενική ταχύτητα Doppler, και επομένως μπορούν εύκολα να φιλτραριστούν με την τεχνική επεξεργασίας MTI (moving target indicator) που φιλτράρει τις ανακλάσεις από ακίνητα αντικείμενα και εμφανίζει μόνο τα **κινούμενα αντικείμενα** στην οθόνη του ραντάρ.

Στην περίπτωση όμως ενός αερομεταφερόμενου ραντάρ, η πλατφόρμα κινείται με μια σημαντική ταχύτητα v_{radar}. Καθώς η κεραία του ραντάρ εκπέμπει ηλεκτρομαγνητική ενέργεια, αυτή προσκρούει στο έδαφος όχι μόνο μέσω του κύριου λοβού (main lobe) αλλά και μέσω των πολλών πλευρικών λοβών (sidelobes) που περιβάλλουν την κεραία. Κάθε επιμέρους σημείο του εδάφους (σκεδαστής) βρίσκεται σε διαφορετική γωνία θ ως προς τον άξονα κίνησης του αεροσκάφους και επομένως παρουσιάζει μια δική του, ξεχωριστή σχετική ακτινική ταχύτητα $v_r = v_{radar} \cdot \cos(\theta)$ ως προς το ραντάρ. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, οι ανακλάσεις από το έδαφος να μην συγκεντρώνονται σε μια μοναδική συχνότητα, αλλά να διασπείρονται σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων Doppler, δημιουργώντας ένα εξαιρετικά σύνθετο προφίλ παρεμβολών (clutter spectrum).

Το φάσμα των παρεμβολών εδάφους σε ένα αερομεταφερόμενο παλμικό ραντάρ Doppler αποτελείται από τρεις κύριες, διακριτές συνιστώσες:

1. Clutter ύψους (altitude clutter): Προέρχεται από την περιοχή του εδάφους που βρίσκεται ακριβώς κάτω από το αεροσκάφος (γωνία $\theta = 90°$). Επειδή $\cos(90°) =$

0, η σχετική ταχύτητα της πλατφόρμας ως προς το σημείο αυτό είναι μηδενική, και επομένως το clutter ύψους εμφανίζει μηδενική συχνότητα Doppler ($f_D = 0$). Λόγω της ελάχιστης δυνατής απόστασης (ίση με το υψόμετρο πτήσης h) και της κάθετης πρόσπτωσης του κύματος, η συνιστώσα αυτή παρουσιάζει εξαιρετικά υψηλή ισχύ, δημιουργώντας μια έντονη κορυφή στο φάσμα.

2. Clutter κύριου λοβού (main-lobe clutter - MLC): Προέρχεται από τις αντανακλάσεις της ενέργειας που εκπέμπεται από τον κύριο λοβό της κεραίας προς την κατεύθυνση σκόπευσης (γωνία σκόπευσης θ_0). Λόγω του πεπερασμένου εύρους της κύριας δέσμης, το MLC καταλαμβάνει ένα συγκεκριμένο φασματικό εύρος Δf_D γύρω από την κεντρική συχνότητα Doppler $f_{D_0} = 2 \cdot v_{radar} \cdot \cos(\theta_0)/\lambda$. Η ισχύς του MLC είναι πάρα πολύ μεγάλη και μπορεί εύκολα να καλύψει οποιονδήποτε στόχο βρίσκεται στην ίδια γεωγραφική περιοχή και κινείται με παρόμοια σχετική ταχύτητα.

3. Clutter πλευρικών λοβών (side-lobe clutter - SLC): Προέρχεται από την ακτινοβολία των πλευρικών λοβών της κεραίας, οι οποίοι «φωτίζουν» το έδαφος προς όλες τις κατευθύνσεις (για γωνίες θ από 0° έως 180°). Το SLC εκτείνεται συνεχώς σε όλο το εύρος συχνοτήτων από $-2 \cdot v_{radar}/\lambda$ έως $+2 \cdot v_{radar}/\lambda$. Λόγω της δειγματοληψίας με συχνότητα f_r (PRF), το SLC αλλοιώνεται (aliasing) και καλύπτει ολόκληρο το εύρος ζώνης του ραντάρ, δημιουργώντας ένα «υπόβαθρο» θορύβου που μειώνει σημαντικά τον λόγο σήματος προς θόρυβο (signal to noise ratio - SNR) για χαμηλού ίχνους στόχους.

2.6 Αρχιτεκτονική Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος

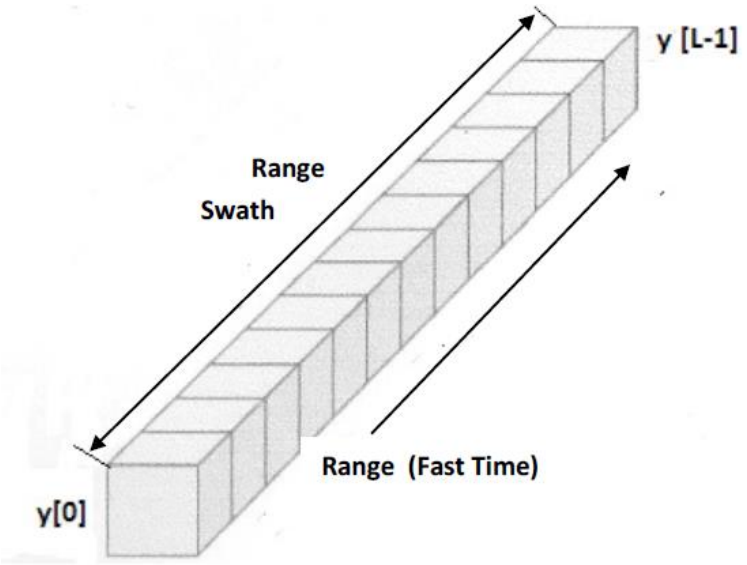
Για την απομόνωση των ασθενών ανακλάσεων των στόχων από το κυρίαρχο clutter εδάφους και τον θερμικό θόρυβο, απαιτείται μια εξαιρετικά δομημένη και υπολογιστικά ισχυρή αλυσίδα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Η διαδικασία αυτή ξεκινά αμέσως μετά τη λήψη των αναλογικών σημάτων από την κεραία και τον υποβιβασμό τους σε μία ενδιάμεση συχνότητα (IF).

Το πρώτο κρίσιμο στάδιο είναι ο δι-διαυλικός αποδιαμορφωτής φάσης, γνωστός ως ανιχνευτής I/Q (in-phase/quadrature detector). Το λαμβανόμενο σήμα διαχωρίζεται σε δύο διαύλους: στον συμφασικό δίαυλο (I), όπου πολλαπλασιάζεται με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή φασικής συνοχής (COHO), και στον ορθογωνικό δίαυλο (Q), όπου πολλαπλασιάζεται με το ίδιο σήμα αναφοράς αλλά με μετατόπιση φάσης κατά 90°. Μετά από κατάλληλο χαμηλοπερατό φιλτράρισμα, προκύπτουν δύο σήματα I(t) και Q(t), τα οποία αποτελούν τις πραγματικές και φανταστικές συνιστώσες ενός σύνθετου (complex) σήματος $s(t) = I(t) + jQ(t)$. Η χρήση του I/Q ανιχνευτή είναι απολύτως απαραίτητη στα ραντάρ Doppler, καθώς επιτρέπει τη διατήρηση της πληροφορίας του προσήμου της φάσης, δίνοντας στο σύστημα τη δυνατότητα να ξεχωρίζει αν η συχνότητα Doppler είναι θετική (προσεγγίζων στόχος) ή αρνητική (απομακρυνόμενος στόχος).

Στη συνέχεια, τα σήματα I και Q ψηφιοποιούνται μέσω γρήγορων μετατροπέων αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (A/D converters). Η δειγματοληψία πραγματοποιείται

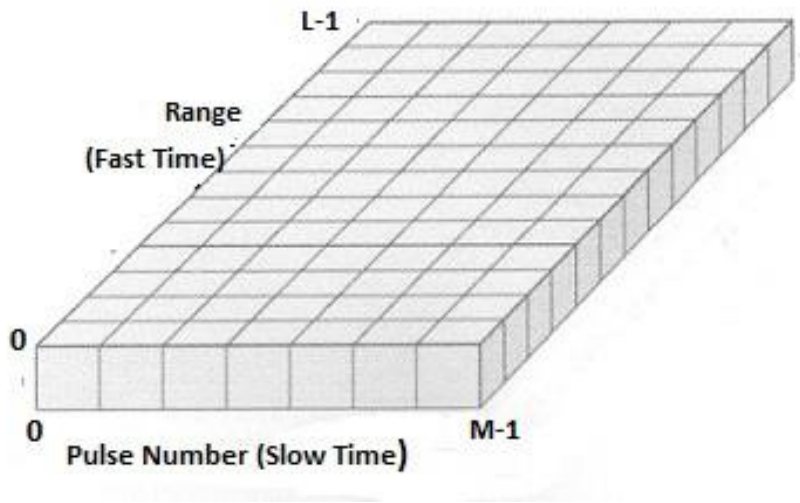
με συχνότητα ίση με το αντίστροφο της διάρκειας του παλμού (1/τ). Κάθε δείγμα αντιστοιχεί σε μια συγκεκριμένη χρονική καθυστέρηση και, κατά συνέπεια, σε μια κυψέλη διάκρισης (resolution cell) ή διάστημα απόστασης (range bin), με μέγεθος διαχωριστικής ικανότητας $\Delta R = c \cdot \tau/2$. Τα ψηφιοποιημένα δείγματα οργανώνονται σε έναν δισδιάστατο πίνακα δεδομένων, ο οποίος αποτελεί τη βάση της επεξεργασίας:

• **Επεξεργασία «γρήγορου χρόνου» (fast time):** Αντιστοιχεί στις γραμμές του πίνακα. Περιλαμβάνει τα δείγματα που λαμβάνονται διαδοχικά κατά μήκος της διάρκειας μιας περιόδου PRI. Η επεξεργασία στον γρήγορο χρόνο σχετίζεται αποκλειστικά με τον προσδιορισμό της απόστασης του στόχου (Σχήμα 2.2).



Σχήμα 2.2: *Διαίρεση της επιτηρούμενης απόστασης σε στοιχειώδη διαστήματα ή πύλες απόστασης (range bins ή range gates).*

• **Επεξεργασία «αργού χρόνου» (slow time):** Αντιστοιχεί στις στήλες του πίνακα. Περιλαμβάνει τα δείγματα που λαμβάνονται για το ίδιο ακριβώς διάστημα απόστασης (range bin) σε διαδοχικούς παλμούς κατά τη διάρκεια του CPI. Η επεξεργασία στον αργό χρόνο σχετίζεται με τη φασματική ανάλυση και τον προσδιορισμό της ταχύτητας Doppler (Σχήμα 2.3).Η φασματική ανάλυση στον αργό χρόνο υλοποιείται μέσω μιας τράπεζας φίλτρων Doppler (Doppler filter bank). Για κάθε διάστημα απόστασης εφαρμόζεται ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (discrete Fourier transform - DFT), ο οποίος υλοποιείται αποδοτικά μέσω του αλγορίθμου γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (FFT). Ο μετασχηματισμός αυτός διαχωρίζει το σήμα του αργού χρόνου σε K διακριτά φίλτρα Doppler, επιτρέποντας την απομόνωση του στόχου σε ένα συγκεκριμένο φίλτρο, μακριά από τη φασματική ζώνη όπου κυριαρχεί το clutter εδάφους.



Σχήμα 2.3: *Δισδιάστατη παράσταση του χώρου «απόσταση–παλμοσειρά»*

Πριν από την εφαρμογή του FFT, είναι επιβεβλημένη η χρήση τεχνικών παραθυροποίησης (windowing), όπως το παράθυρο Hamming ή Chebyshev. Οι εκπεμπόμενοι παλμοί έχουν ορθογώνια περιβάλλουσα, γεγονός που οδηγεί σε φίλτρα Fourier με υψηλούς πλευρικούς λοβούς (μορφή sinc). Αυτό θα επέτρεπε στην ενέργεια του ισχυρού clutter κύριου λοβού να διαρρεύσει στα γειτονικά φίλτρα Doppler, καλύπτοντας τους ασθενείς στόχους. Η εφαρμογή του παραθύρου Hamming μειώνει σημαντικά τους πλευρικούς λοβούς των φίλτρων, εξασφαλίζοντας την απαιτούμενη δυναμική περιοχή για την επιτυχή ανίχνευση. Μετά την τράπεζα φίλτρων, εφαρμόζονται αλγόριθμοι προσαρμοστικού κατωφλίου CFAR (constant false-alarm rate) για την αυτόματη λήψη αποφάσεων ανίχνευσης στόχων.

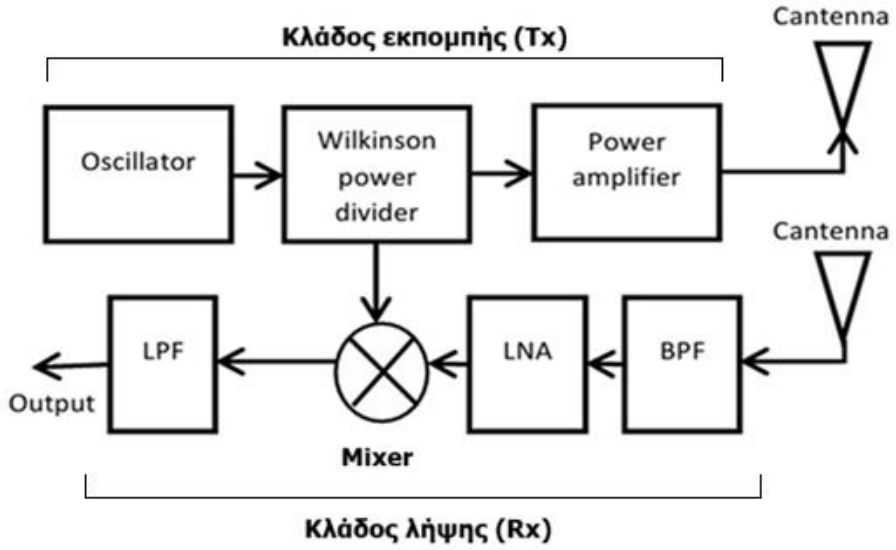
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΕΣ ΜΟΝΑΔΕΣ (MODULES) ΡΑΝΤΑΡ DOPPLER ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ (CW) ΣΤΑ 10GHz

3.1 Εισαγωγή

Η σχεδίαση και η πρακτική υλοποίηση ενός μικροκυματικού πομποδέκτη για συστήματα ραντάρ Doppler στη ζώνη συχνοτήτων X-band (με κεντρική συχνότητα λειτουργίας $f_0 = 10$ GHz) αποτελεί μια σύνθετη και πολυδιάστατη διαδικασία, η οποία απαιτεί τη βαθιά κατανόηση τόσο των θεωρητικών ηλεκτρομαγνητικών εννοιών όσο και των περιορισμών που επιβάλλουν οι πραγματικές μικροκυματικές διατάξεις και οι γραμμές μεταφοράς. Στο παρόν κεφάλαιο αναλύεται διεξοδικά η αρχιτεκτονική και η μαθηματική θεμελίωση των βασικών δομικών στοιχείων (modules) που απαρτίζουν το RF front-end πομποδέκτη ενός συστήματος ραντάρ.

Η αρχιτεκτονική ενός συστήματος ραντάρ Doppler συνεχούς κύματος βασίζεται στη συγχρονισμένη και γραμμική λειτουργία ειδικών μικροκυματικών διατάξεων, οι οποίες δημιουργούν, καθοδηγούν, εκπέμπουν, λαμβάνουν και επεξεργάζονται ένα ηλεκτρομαγνητικό σήμα (Σχήμα 3.1). Συγκεκριμένα, ο ταλαντωτής (oscillator) παράγει το φέρον μικροκυματικό σήμα. Το σήμα αυτό οδηγείται σε έναν διαιρέτη ισχύος (ή συζεύκτη), ο οποίος τροφοδοτεί δύο ξεχωριστούς κλάδους: τον κλάδο εκπομπής (Tx) και τον κλάδο λήψης (Rx). Στον Tx, το σήμα ενισχύεται μέσω ενός ενισχυτή ισχύος και οδηγείται στην κεραία εκπομπής για να ακτινοβοληθεί στο χώρο. Όταν το κύμα προσκρούσει σε κινούμενο στόχο, επιστρέφει ετεροχρονισμένο και μετατοπισμένο ως προς τη συχνότητα λόγω του φαινομένου Doppler, λαμβάνεται από την κεραία λήψης και εισέρχεται στον κλάδο Rx. Εκεί, ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου ενισχύει το εξασθενημένο λαμβανόμενο σήμα χωρίς να προσθέσει σημαντικό θόρυβο και το προωθεί σε έναν μικροκυματικό μείκτη. Ο μείκτης, χρησιμοποιώντας ως σήμα αναφοράς το αρχικό δείγμα που λαμβάνει από τον διαιρέτη ισχύος (ή

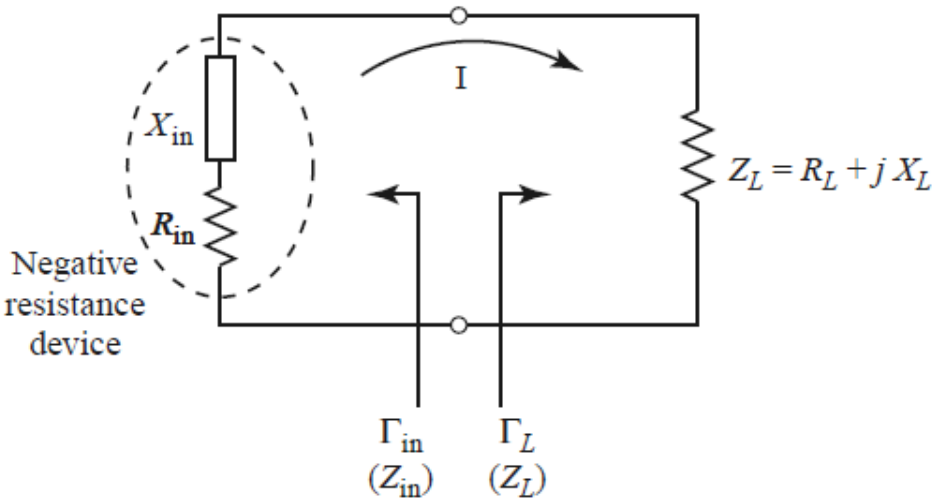
συζεύκτη), εκτελεί υποβιβασμό της συχνότητας, απομονώνοντας μέσω ενός κατάλληλου φίλτρου το σήμα Doppler χαμηλής συχνότητας, το οποίο εμπεριέχει την πληροφορία της ταχύτητας του στόχου. Η ταχύτητα του κινούμενου στόχου υπολογίζεται από την εξίσ. (2.4).



***Σχήμα 3.1**: Μπλοκ διάγραμμα front-end πομποδέκτη RF για ραντάρ Doppler (C antenna: cylindrical antenna, LPF: low-pass filter, LNA: low-noise amplifier,BPF: band-pass filter).*

3.2 Μικροκυματικός Ταλαντωτής

Ο μικροκυματικός ταλαντωτής αποτελεί την πρωτογενή πηγή ενέργειας ραδιοσυχνοτήτων του συστήματος ραντάρ. Ο σκοπός του είναι η παραγωγή ενός σταθερού σήματος υψηλής συχνότητας. Η λειτουργία των ταλαντωτών στερεάς κατάστασης βασίζεται στην έννοια της αρνητικής αντίστασης, η οποία επιτυγχάνεται μέσω της κατάλληλης πόλωσης ενεργών διατάξεων, όπως τα τρανζίστορ FET ή GaAs MESFET, σε τοπολογία κοινής πύλης (common gate) (Σχήμα 3.2).



***Σχήμα 3.2**: Ισοδύναμο κύκλωμα ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης.*

Η μαθηματική συνθήκη έναρξης και διατήρησης της ταλάντωσης ορίζει ότι η συνολική σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος, η οποία αποτελείται από την αντίσταση της ενεργού διάταξης (τρανζίστορ) και την αντίσταση του δικτύου τερματισμού/φορτίου, πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση:

$$Z_{in} + Z_L = 0, \tag{3.1}$$

η οποία ανάγεται στις παρακάτω δύο θεμελιώδεις εξισώσεις:

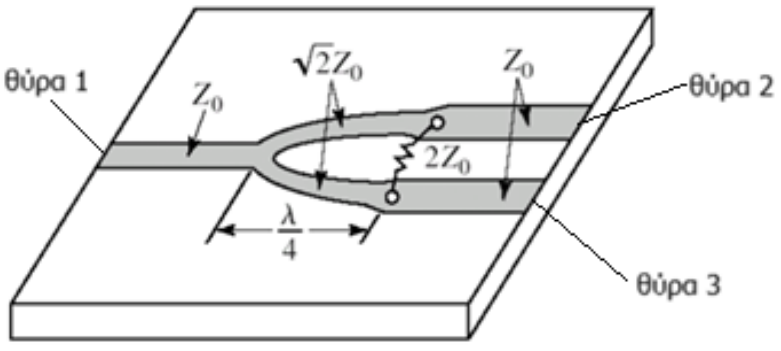
$$R_{in}(\omega, A) + R_L = 0, \tag{3.2}$$

$$X_{in}(\omega) + X_L = 0, \tag{3.3}$$

όπου το A αντιπροσωπεύει το πλάτος του σήματος και το ω τη συχνότητα συντονισμού. Εφόσον το φορτίο R_Lείναι παθητικό, θα ισχύει $R_L > 0$ και συνεπώς από την εξίσ. (3.2) προκύπτει ότι $R_{in} < 0$.Συνεπώς, ενώ μία θετική αντίσταση δημιουργεί κατανάλωση ενέργειας, μία αρνητική αντίσταση είναι μία πηγή ενέργειας. Η εξίσ. (3.3) καθορίζει τη συχνότητα της ταλάντωσης. Προκειμένου να ξεκινήσει η ταλάντωση από τον θερμικό θόρυβο, απαιτείται αρχικά η απόλυτη τιμή της αρνητικής αντίστασης της διάταξης να είναι μεγαλύτερη από την αντίσταση του φορτίου ($|R_{in}| > R_L$). Καθώς το πλάτος της ταλάντωσης αυξάνεται, η ενεργός διάταξη οδηγείται σε κορεσμόκαι η αρνητική αντίσταση μειώνεται σε απόλυτη τιμή, μέχρι το σύστημα να φτάσει σε κατάσταση μόνιμης ισορροπίας όπου$|R_{in}| = R_L$. Η ευστάθεια της συχνότητας και η ελαχιστοποίηση του θορύβου φάσης (phase noise) καθορίζονται άμεσα από τον συντελεστή ποιότητας Q του κυκλώματος συντονισμού, ο οποίος πρέπει να διατηρείται σε υψηλά επίπεδα για την αποφυγή αλλοίωσης του σήματος Doppler.

3.3 Διαιρέτης Ισχύος Wilkinson (Wilkinson Power Divider)

Ο διαιρέτης ισχύος Wilkinson (Σχήμα 3.3) είναι ένα παθητικό μικροκυματικό δίκτυο τριών θυρών, το οποίο παρέχει ιδανική διαίρεση της ισχύος ενός σήματος εισόδου σε δύο ίσα (ή άνισα) σήματα εξόδου με μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ τους. Παράλληλα, εξασφαλίζει τέλεια προσαρμογή σε όλες τις θύρες και πλήρη απομόνωση μεταξύ των θυρών εξόδου. Στο σύστημα ραντάρ που σχεδιάζεται, ο διαιρέτης Wilkinson είναι απαραίτητος για τον διαχωρισμό του σήματος παράγει ο ταλαντωτής: ένα μέρος οδηγείται στον κλάδο Tx προς ενίσχυση, ενώ το υπόλοιπο χρησιμοποιείται ως σήμα τοπικού ταλαντωτή (local oscillator - LO) στον μείκτη λήψης. Επίσης, προστατεύει τον κύριο ταλαντωτή από ανεπιθύμητα ανακλώμενα σήματα.



***Σχήμα 3.3**: Διαιρέτης ισχύος Wilkinson ίσης κατανομής με χρήση μικροταινιακών γραμμών.*

Η μαθηματική ανάλυση του διαιρέτη Wilkinson με τη μέθοδο του άρτιου και περιττού ρυθμού διέγερσης (even-odd mode analysis) αποδεικνύει ότι όταν το σήμα εισέρχεται από τη θύρα 1, διαχωρίζεται εξίσου (όταν πρόκειται για ίση κατανομή) χωρίς απώλειες, καθώς δεν διαρρέει ρεύμα διαμέσου της αντίστασης απομόνωσης $R = 2Z_0$ (συνήθως Z_0= 50 Ω). Αντίθετα, οποιοδήποτε σήμα ανακλάται ή επιστρέφει στη θύρα 2 (π.χ. από τον κλάδο Rx) καταναλώνεται στην αντίσταση απομόνωσης και δεν μεταφέρεται στη θύρα 3, προστατεύοντας το σήμα αναφοράς του μείκτη από ανεπιθύμητες παρεμβολές. Οι θεωρητικές παράμετροι σκέδασης (*S*-parameters) για έναν ιδανικό διαιρέτη Wilkinson έχουν ως εξής:

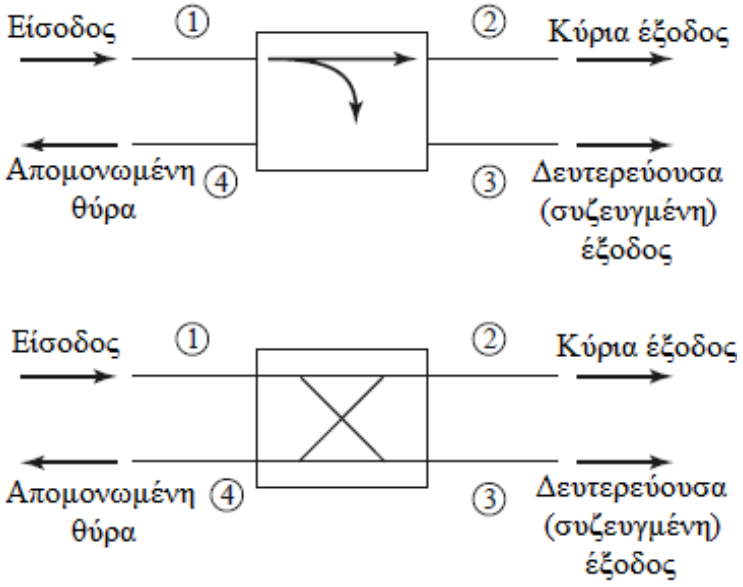
$S_{11} = 0$, $S_{22} = S_{33} = 0$ (όλες οι θύρες είναι προσαρμοσμένες) (3.4)

$S_{12} = S_{21} = S_{13} = S_{31} = \dfrac{V^e{}_1 + V^0{}_1}{V^e{}_2 + V^0{}_2} = -j/\sqrt{2}$ (η μισή ισχύς κατανέμεται σε κάθε θύρα εξόδου) (3.5)

$S_{23} = S_{32} = 0$ (Οι θύρες εξόδου είναι απομονωμένες) (3.6)

3.4 Μικροκυματικός συζεύκτης

Αντί του διαιρέτη Wilkinson, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας μικροκυματικός κατευθυντικός συζεύκτης συζευγμένων γραμμών μεταφοράς, καθώς η υλοποίησή του με μικροταινιακές γραμμές είναι απλούστερη. Η βασική λειτουργία ενός κατευθυντικού συζεύκτη παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.4.



***Σχήμα 3.4:** Δύο κοινά σύμβολα για κατευθυντικούς συζεύκτες.*

Ένα μέρος της ισχύος που εισέρχεται στη θύρα 1 υφίσταται σύζευξη με τη θύρα 3 (δευτερεύουσα ή συζευγμένη θύρα), ενώ η υπόλοιπη ισχύς εισόδου εξέρχεται από την

θύρα 2 (κύρια έξοδος ή θύρα διέλευσης). Σε έναν ιδανικό κατευθυντικό συζεύκτη, δεν κατανέμεται καθόλου ισχύς στην θύρα 4 (απομονωμένη θύρα).

Οι κατευθυντικοί συζεύκτες χαρακτηρίζονται από τα ακόλουθα μεγέθη:

Σύζευξη (Coupling): $$C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} \text{(dB)} \quad (3.7\alpha)$$

Κατευθυντικότητα (Directivity): $$D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} \text{(dB)} \quad (3.7\beta)$$

Απομόνωση (Isolation): $$I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} \text{(dB)} \quad (3.7\gamma)$$

Απώλεια παρεμβολής (Insertion Loss): $$L = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \text{ (dB)} \quad (3.7\delta)$$

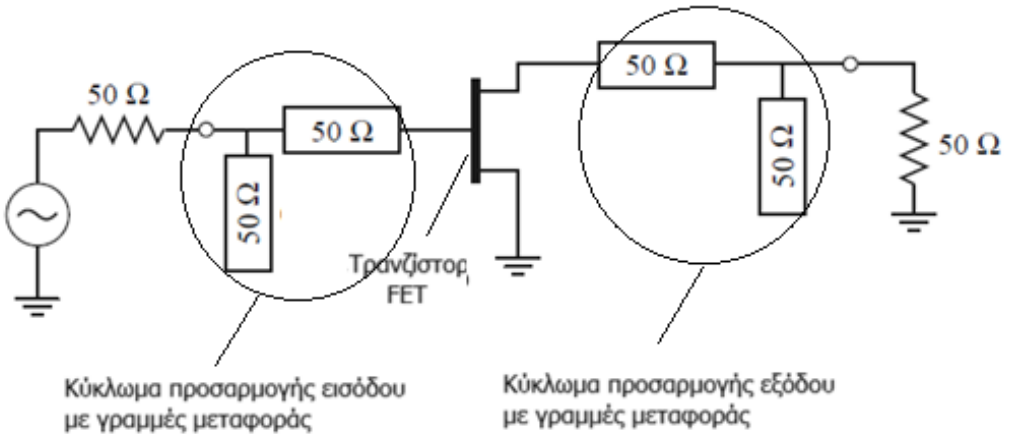
Η **σύζευξη** δείχνει το ποσοστό της ισχύος που υφίσταται σύζευξη με την συζευγμένη θύρα εξόδου. Η **κατευθυντικότητα** είναι το μέτρο της ικανότητας του συζεύκτη να απομονώνει το προς τα εμπρός από το αντιθέτως οδεύον κύμα (ή την συζευγμένη από την μη-συζευγμένη θύρα). Ένας ιδανικός συζεύκτης έχει άπειρη κατευθυντικότητα. Η **απομόνωση** είναι το ποσοστό της ισχύος που φτάνει στην μη-συζευγμένη θύρα (σε έναν ιδανικό συζεύκτη, η ισχύς που φτάνει στη θύρα 4 είναι μηδενική). Τα μεγέθη αυτά, συνδέονται με την σχέση:

$$I = D + C \text{ (dB)} \quad (3.8)$$

Η **απώλεια παρεμβολής** σχετίζεται με την ισχύ εισόδου που φτάνει στην κύρια έξοδο, μειωμένη κατά την ισχύ που φτάνει στην συζευγμένη και στη θύρα απομόνωσης.

3.5 Ενισχυτής Ισχύος Κλάσης-Α (Power Amplifier)

Ο ενισχυτής ισχύος (power amplifier - PA) (Σχήμα 3.5) τοποθετείται στον κλάδο Tx του ραντάρ με σκοπό τη μεγιστοποίηση της ισχύος του μικροκυματικού σήματος πριν αυτό οδηγηθεί στην κεραία. Στα συστήματα συνεχούς κύματος, η εμβέλεια του ραντάρ εξαρτάται άμεσα από την εκπεμπόμενη ισχύ, καθώς η εξίσωση του ραντάρ ορίζει ότι η ισχύς επιστροφής μειώνεται ανάλογα με την τέταρτη δύναμη της απόστασης ($1/R^4$) (εξίσωση (2.5)).



Σχήμα 3.5:*Μικροκυματικός ενισχυτής με τρανζίστορ FET.*

Το μικροκυματικό σήμα που προέρχεται από τον διαιρέτη Wilkinson (ή αντίστοιχα, τον συζεύκτη) πρέπει να ενισχυθεί σημαντικά προκειμένου να ακτινοβοληθεί με επαρκή ισχύ στον ελεύθερο χώρο, διασφαλίζοντας την ανίχνευση στόχων σε ικανοποιητική απόσταση σύμφωνα με την κλασική εξίσωση του ραντάρ. Για τον σκοπό αυτό, χρησιμοποιήθηκε ένας μικροκυματικός ενισχυτής ισχύος (power amplifier - PA).

Σε ένα σύστημα πομπού, ο ενισχυτής ισχύος συνήθως καταναλώνει την περισσότερη ισχύ συνεχούς ρεύματος (direct current - DC). Η αποδοτικότητά του είναι ο λόγος της μικροκυματικής (radio-frequency - RF) ισχύος εξόδου προς την DC ισχύ εισόδου:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} \tag{3.9}$$

Ο παραπάνω ορισμός της αποδοτικότητας δεν λαμβάνει υπόψη την μικροκυματική ισχύ που διανέμεται στην είσοδο του ενισχυτή, υπερεκτιμώντας την πραγματική αποδοτικότητα. Ένας πιο ακριβής ορισμός, είναι η αποδοτικότητα προστιθέμενης ισχύος (power added efficiency):

$$\eta_{PAE} = \text{PAE} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{DC}}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right)\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right)\eta \tag{3.10}$$

όπουG είναι το κέρδος ισχύος του ενισχυτή. Οι ενισχυτές ισχύος συνήθως σχεδιάζονται έτσι ώστε να επιτυγχάνουν την μέγιστη αποδοτικότητα, ακόμη και αν το κέρδος τους δεν είναι το μέγιστο δυνατό.

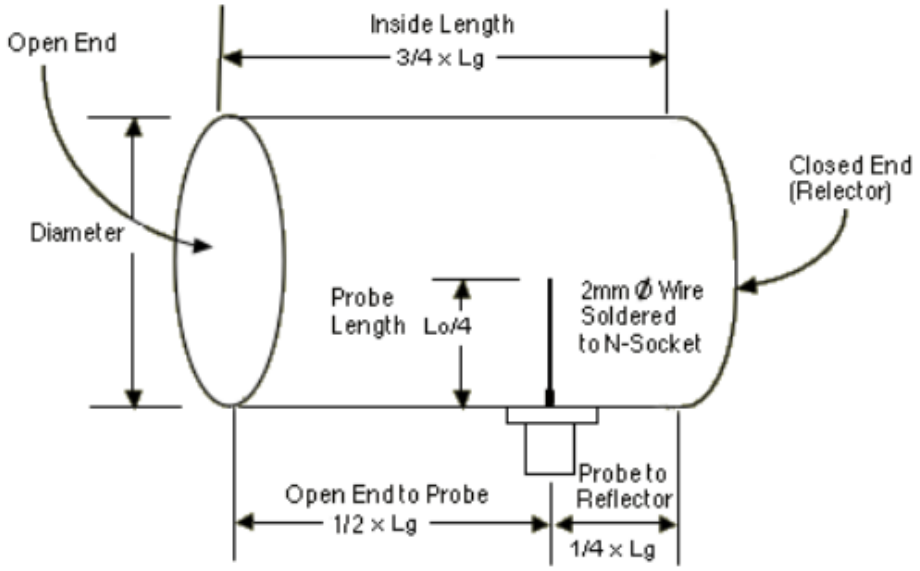
Στην παρούσα εργασία, επιλέχθηκε ενισχυτής ισχύος κλάσης-Α, επειδή προσφέρει τη μέγιστη δυνατή γραμμικότητα (high linearity) και ελάχιστη παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.

Η λειτουργία ενίσχυσης κλάσης-Α ορίζεται από την πόλωση του τρανζίστορ ακριβώς στο κέντρο της ευθείας φορτίου (DC load line). Το ρεύμα ηρεμίας επιλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε το τρανζίστορ να παραμένει αγώγιμο κατά τη διάρκεια ολόκληρου του κύκλου του σήματος εισόδου. Αν και η μέγιστη θεωρητική αποδοτικότητα περιορίζεται στο 50%, η πιστότητα του σήματος είναι ανώτερη από κάθε άλλη κλάση ενίσχυσης.

3.6 Κεραίες Εκπομπής και Λήψης

Οι κεραίες αποτελούν τη διεπαφή του συστήματος ραντάρ με τον ελεύθερο χώρο, μετατρέποντας τα καθοδηγούμενα ηλεκτρομαγνητικά κύματα των γραμμών μεταφοράς σε ελεύθερα ακτινοβολούμενα κύματα κατά την εκπομπή, και αντίστροφα κατά τη λήψη. Στη διάταξη του ραντάρ Doppler χρησιμοποιείται μια διάταξη δύο ξεχωριστών κεραιών (bistatic configuration) για την εκπομπή και τη λήψη, προκειμένου να αποφευχθεί η άμεση ροή ισχύος από τον πομπό στον ευαίσθητο δέκτη.

Η κυλινδρική κεραία (cylintrical antenna – cantenna) (Σχήμα 3.6) χρησιμοποιείται ευρέως στις μικροκυματικές συχνότητες.



Σχήμα 3.6: *Κυλινδρική κεραία (C antenna)*

Η λειτουργία της βασίζεται στη διέγερση του θεμελιώδους ηλεκτρομαγνητικού ρυθμού διάδοσης ΤE_{11} στο εσωτερικό ενός κυλινδρικού μεταλλικού αγωγού. Η διάμετρος D του κυλίνδρου επιλέγεται με βάση τη συχνότητα αποκοπής (f_c) του ρυθμού TE_{11}, η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$f_c = \frac{1.8412c}{2\pi a} \qquad (3.11)$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός και α η ακτίνα του κυλίνδρου. Η συχνότητα λειτουργίας του ραντάρ πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την f_c του ρυθμού TE_{11} αλλά μικρότερη από την f_c του επόμενου ρυθμού (ΤM_{01}), ώστε να διασφαλίζεται ηδιάδοση ενός μόνο ρυθμού. Η τροφοδοσία της κεραίας γίνεται μέσω ενός κατακόρυφου μονοπόλου (probe) τοποθετημένου σε απόσταση $\frac{\lambda_g}{4}$ από το κλειστό άκρο του κυματοδηγού (όπου λ_gείναι το μήκος κύματος στον κυματοδηγό), εξασφαλίζοντας τη δημιουργία στάσιμου κύματος με μέγιστο ηλεκτρικό πεδίο στο σημείο του μονοπόλου. Έτσι, διασφαλίζεται η βέλτιστη ακτινοβολία με υψηλή κατευθυντικότητα και στενό εύρος δέσμης (narrow beamwidth).

3.7 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου

Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (low-noise amplifier - LNA) αποτελεί την πρώτη βαθμίδα του κλάδου λήψης (Rx) και παίζει καθοριστικό ρόλο στην ευαισθησία ολόκληρου του συστήματος ραντάρ. Το σήμα που φτάνει στην κεραία λήψης είναι εξαιρετικά ασθενές και συχνά «μολυσμένο» από τον θερμικό θόρυβο του περιβάλλοντος. Σύμφωνα με τον νόμο του Friis για συστήματα σε σειρά που περιέχουν θόρυβο, ο δείκτης θορύβου της πρώτης βαθμίδας καθορίζει ουσιαστικά τον συνολικό δείκτη θορύβου του δέκτη, καθώς οι θόρυβοι των επόμενων βαθμίδων (π.χ. του μίκτη) διαιρούνται με το κέρδος του LNA.

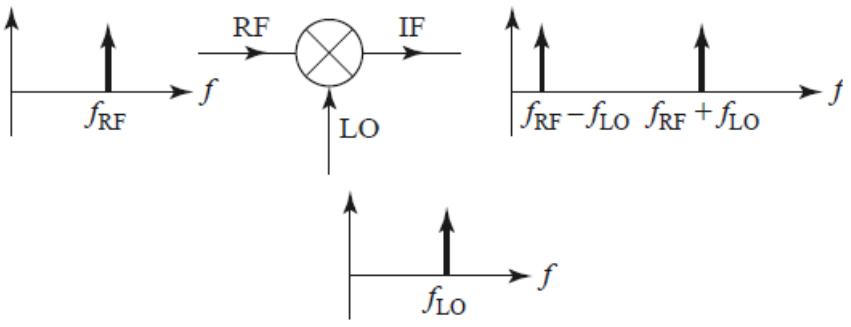
Μαθηματικά, ο συνολικός δείκτης θορύβου F_{total} δίνεται από τη σχέση

$$F_{total} = F_{LNA} + \frac{F_{mixer}-1}{G_{LNA}} \qquad (3.12)$$

Επομένως, ο LNA πρέπει να διαθέτει επαρκές κέρδος ισχύος (G_{LNA}) και χαμηλό δείκτη θορύβου (F_{LNA}). Η σχεδίαση του LNA βασίζεται στην εύρεση μιας συμβιβαστικής λύσης (trade-off) μεταξύ του μέγιστου κέρδους και του ελάχιστου θορύβου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη μελέτη των κύκλων σταθερού κέρδους και των κύκλων σταθερού δείκτη θορύβου στο επίπεδο της σύνθετης αντίστασης εισόδου.

3.8 Μικροκυματικός Μείκτης

Ο μείκτης (mixer) είναι μια μη-γραμμική διάταξη τριών θυρών που χρησιμοποιείται για τη μετατροπή της συχνότητας μικροκυματικών σημάτων. Στο ραντάρ Doppler, ο μείκτης εκτελεί τον υποβιβασμό συχνότητας (down-conversion). Λαμβάνει στη θύρα RF το ενισχυμένο σήμα λήψης (συχνότητας f_{RF}) από τον LNA και στη θύρα LO το σήμα αναφοράς (συχνότητας f_{LO}) μέσω του διαιρέτη Wilkinson (ή του συζεύκτη) που προέρχεται από τον κύριο ταλαντωτή. Λόγω της μη-γραμμικής συμπεριφοράς του, ο μίκτης παράγει στη θύρα εξόδου ενδιάμεσης συχνότητας (intermediate frequency - IF) τις συνιστώσες των φασματικών γινομένων (Σχήμα 3.7).



Σχήμα 3.7:*Λειτουργία μικροκυματικού μείκτη.*

Ο μείκτης ουσιαστικά πολλαπλασιάζει δύο ημιτονοειδή σήματα στο πεδίο του χρόνου:

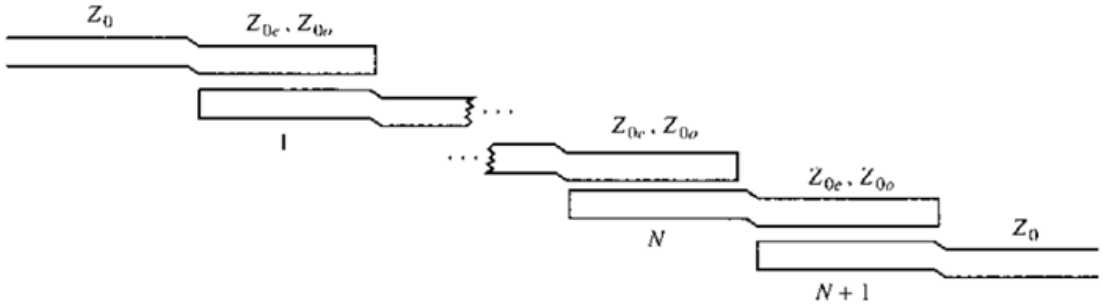
$$\cos(\omega_{RF}t) \times \cos(\omega_{LO}t) = \frac{1}{2}\left[\cos\left((\omega_{RF}-\omega_{LO})t\right) + \cos\left((\omega_{RF}+\omega_{LO})t\right)\right] \qquad (3.13)$$

Επειδή το σήμα λήψης φέρει τη μετατόπιση Doppler ($f_{RF} = f_{LO} \pm f_d$), η συνιστώσα της διαφοράς συχνοτήτων ισούται ακριβώς με τη συχνότητα Doppler ($|f_{RF} - f_{LO}| = f_d$).

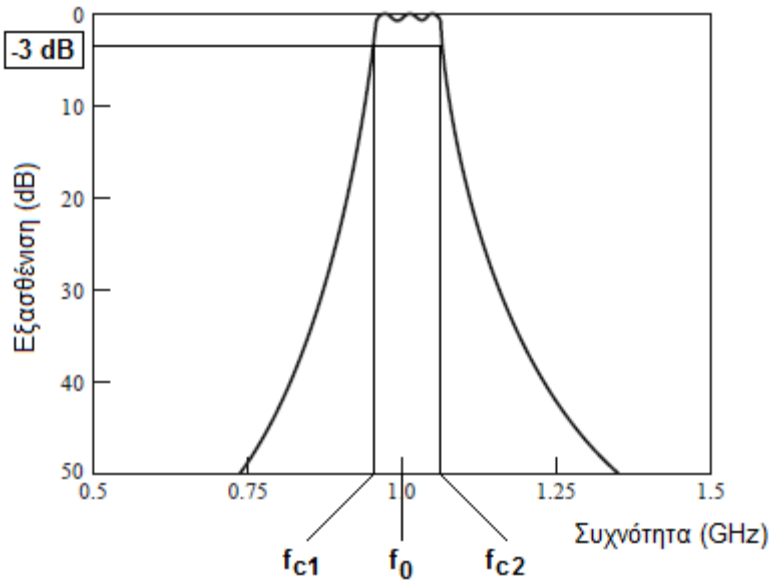
3.9 Μικροκυματικά Φίλτρα

Τα φίλτρα είναι παθητικά δίκτυα δύο θυρών που παρουσιάζουν επιλεκτική απόκριση συχνότητας, επιτρέποντας τη διέλευση σημάτων εντός μιας συγκεκριμένης ζώνης (passband) και απορρίπτοντας σήματα άλλων συχνοτήτων (stopband). Στο ραντάρ Doppler χρησιμοποιούνται δύο είδη φίλτρων: ένα ζωνοπερατό φίλτρο (bandpass filter) στον κλάδο λήψης (Rx) πριν τον μείκτη και ένα χαμηλοπερατό φίλτρο (low-pass filter) αμέσως μετά την έξοδο IF του μείκτη.

Το ζωνοπερατό φίλτρο μπορεί να υλοποιηθεί με παράλληλες συζευγμένες γραμμές μεταφοράς (coupled lines) (Σχήμα 3.8). Έχει ως σκοπό την απομόνωση της ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας του ραντάρ και την απόρριψη οποιασδήποτε εξωτερικής παρεμβολής ή σήματος ειδώλου (image frequency). Η τυπική απόκρισή του φαίνεται στο Σχήμα 3.9.

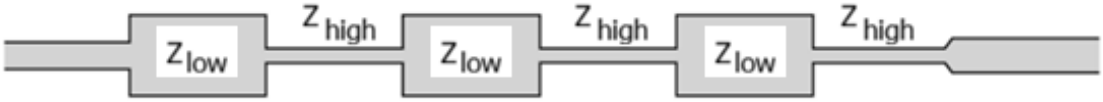


Σχήμα 3.8:*.Ζωνοπερατό φίλτρο συζευγμένων γραμμών.*

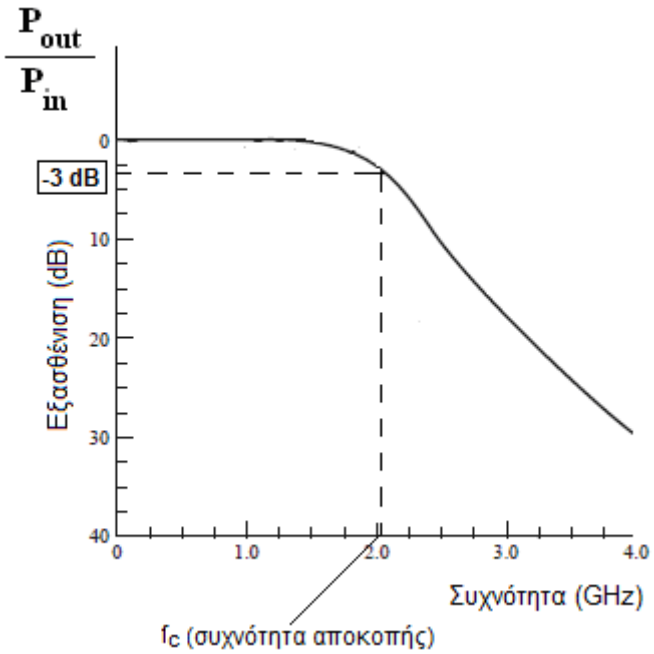


Σχήμα 3.9: *Τυπική απόκριση Chebyshev ζωνοπερατού φίλτρου συζευγμένων γραμμών.*

Το χαμηλοπερατό φίλτρο στην έξοδο IF είναι απαραίτητο για την ολοκλήρωση της διαδικασίας της μείξης, επειδή η έξοδος του μείκτη περιέχει, εκτός από τη διαφορά συχνοτήτων (f_d), και το άθροισμα αυτών, καθώς και ανώτερες αρμονικές. Το χαμηλοπερατό φίλτρο μπορεί να υλοποιηθεί ως φίλτρο βηματικής αντίστασης (stepped impedance) (Σχήμα 3.10), δηλαδή τοποθετώντας εναλλάξ, τμήματα γραμμών μεταφοράς υψηλής χαρακτηριστικής αντίστασης (που συμπεριφέρονται ως πηνία σε σειρά) και χαμηλής χαρακτηριστικής αντίστασης (που συμπεριφέρονται ως παράλληλοι πυκνωτές). Η τυπική απόκρισή του φαίνεται στο Σχήμα 3.11. Η συχνότητα αποκοπής (f_c) του φίλτρου αυτού επιλέγεται ώστε να είναι χαμηλή (της τάξης μερικών kHz ή MHz), επιτρέποντας αποκλειστικά τη διέλευση του σήματος Doppler (συχνότητας f_d) και αποκόπτοντας πλήρως όλα τα ανεπιθύμητα σήματα υψηλών συχνοτήτων.



Σχήμα 3.10:*Χαμηλοπερατό φίλτρο βηματικής αντίστασης.*



Σχήμα 3.9: *Τυπική επίπεδη απόκριση χαμηλοπερατού φίλτρου βηματικής αντίστασης.*

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΜΟΙΩΣΗ ΡΑΝΤΑΡ DOPPLER ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ (CW) στο ADS

4.1 Εισαγωγή

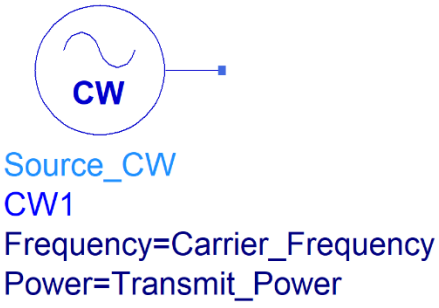
Στο Κεφάλαιο αυτό, παρουσιάζεται η σχεδίαση και η προσομοίωση ενός μικροκυματικού πομποδέκτη για συστήματα ραντάρ Doppler στη ζώνη συχνοτήτων X-band (με κεντρική συχνότητα 10 GHz). Η σχεδίαση του συστήματος βασίζεται στο κύκλωμα του Σχήματος 3.1 και στις επιμέρους μονάδες (modules) που περιγράφηκαν στο προηγούμενο Κεφάλαιο, ενώ η προσομοίωση γίνεται με τη βοήθεια του λογισμικού ADS.

4.2 Σχεδίαση front-end πομποδέκτη ραντάρ Doppler στο ADS

Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν αναλυτικά οι βασικές μονάδες (modules) και οι παράμετροί τους που χρησιμοποιήθηκαν στο ADS,για την υλοποίηση του front-end πομποδέκτη ραντάρ Doppler.

4.2.1 Μικροκυματικός ταλαντωτής

Στο Σχήμα 4.1, παρουσιάζεται η μονάδα του μικροκυματικού ταλαντωτή που χρησιμοποιήθηκε στο ADS.

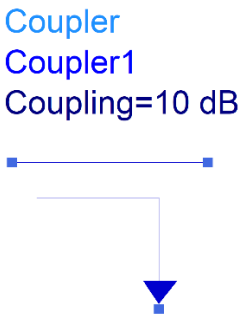


Σχήμα 4.1: *Μικροκυματικός ταλαντωτής.*

Η συχνότητα λειτουργίας του (*Frequency*) τέθηκε στα 10 GHz (Carrier_Frequency), ενώ η ισχύς εκπομπής (*Power*) τέθηκε στο 1 W (*Transmit_Power*).

4.2.2 Μικροκυματικός συζεύκτης

Στο Σχήμα 4.2, παρουσιάζεται η μονάδα του μικροκυματικού συζεύκτη που χρησιμοποιήθηκε στο ADS.

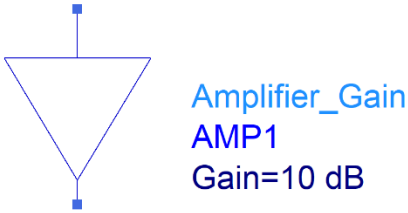


Σχήμα 4.2: *Μικροκυματικός συζεύκτης.*

Ο συντελεστής σύζευξης (*Coupling*) τέθηκε στα −10 dB (στο ADS δεν αναγράφεται το πρόσημο),που αντιστοιχεί σε σύζευξη 0,1 ή 10% του κλάδου εκπομπής Tx με τον κλάδο λήψης Rx.

4.2.3 Μικροκυματικός ενισχυτής από τον κλάδο Tx στον κλάδο Rx

Στο Σχήμα 4.3, παρουσιάζεται η μονάδα του μικροκυματικού ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε στο ADS, για να ενισχύσει το σήμα του ταλαντωτή από τον κλάδο εκπομπής Tx προς τον κλάδο λήψης Tx.

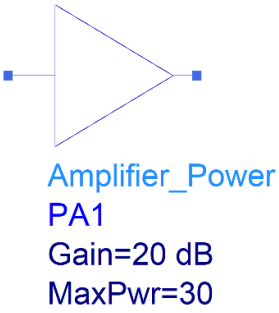


Σχήμα 4.3: *Μικροκυματικός ενισχυτής για τη σύνδεση του κλάδου Tx με τον κλάδο Rx.*

Το κέρδος του ενισχυτή (*Gain*) τέθηκε στα 10 dB (δηλαδή ενίσχυση του σήματος κατά 10 φορές).

4.2.4 Μικροκυματικός ενισχυτής ισχύος στον κλάδο Tx

Στο Σχήμα 4.4, παρουσιάζεται η μονάδα του μικροκυματικού ενισχυτή ισχύος που χρησιμοποιήθηκε στο ADS, για να ενισχύσει το σήμα ταλαντωτή πριν φτάσει στην κεραία εκπομπής.

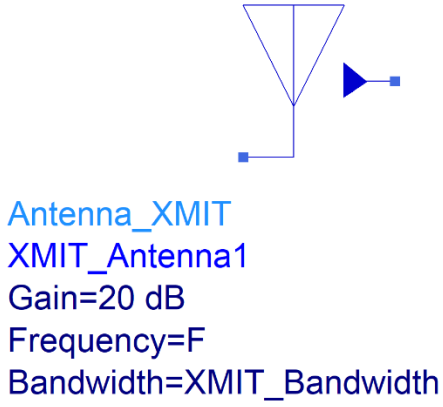


Σχήμα 4.4: *Μικροκυματικός ενισχυτής ισχύος στον κλάδο Tx.*

Το κέρδος του ενισχυτή ισχύος (*Gain*) τέθηκε στα 20 dB (δηλαδή ενίσχυση του σήματος κατά 100 φορές), ενώ η μέγιστη ισχύς εξόδου (MaxPwr) τέθηκε στα 30 dBm (1 W).

4.2.5 Κεραίες εκπομπής και λήψης

Στο Σχήμα 4.5, παρουσιάζεται η κεραία εκπομπής (λήψης) που χρησιμοποιήθηκε στο ADS, για την εκπομπή (λήψη) του σήματος προς (από) τον στόχο.

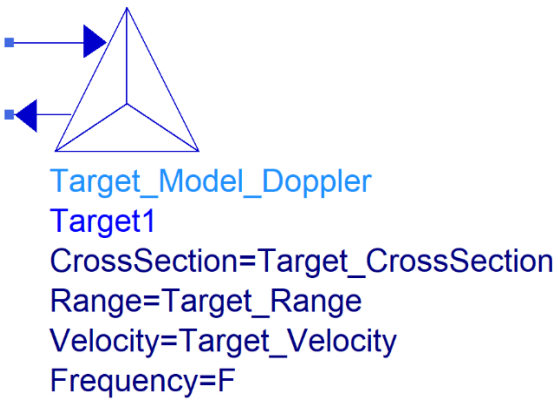


Σχήμα 4.5:*Κεραία εκπομπής (λήψης).*

Το κέρδος της κεραίας (*Gain*) τέθηκε στα 20 dBi (δηλαδή 100 φορές πιο ισχυρή σε σχέση με την ισοτροπική κεραία προς την κατεύθυνση του στόχου), η συχνότητα λειτουργίας (*Frequency*) τέθηκε στην φέρουσα συχνότητα των 10 GHz (*F*), ενώ το εύρος ζώνης λειτουργίας της (*Bandwidth*) τέθηκε στα 500 MHz (*XMIT_Bandwidth*).

4.2.6 Μοντέλο στόχου για ραντάρ Doppler

Στο Σχήμα 4.6, παρουσιάζεται το μοντέλο στόχου για ραντάρ Doppler που χρησιμοποιήθηκε στο ADS.

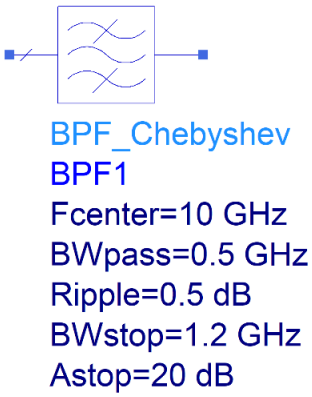


Σχήμα 4.6: *Μοντέλο στόχου για ραντάρ Doppler.*

Η εγκάρσια διατομή του στόχου (*CrossSection*) τέθηκε στο $1m^2$ (*Target_CrossSection*), η απόσταση (*Range*) τέθηκε στα 2000 m (*Target_Range*), η ταχύτητά του (*Velocity*) στα 150 m/sec (540 km/h) (*Target_Velocity*), ενώ η συχνότητα λειτουργίας (*Frequency*) τέθηκε στην φέρουσα συχνότητα των 10 GHz (*F*).

4.2.7 Ζωνοπερατό φίλτρο τύπου Chebyshev

Στο Σχήμα 4.7, παρουσιάζεται το ζωνοπερατό φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε στο ADS μετά την κεραία λήψης, στον κλάδο λήψης Rx.

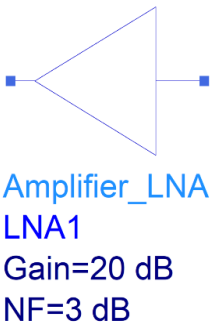


Σχήμα 4.7: *Ζωνοπερατό φίλτρο στον κλάδο λήψης Rx του ραντάρ Doppler.*

Η απόκριση του φίλτρου είναι τύπου Chebyshev (δηλαδή με κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης). Η κεντρική συχνότητα λειτουργίας (*Fcenter*) είναι 10 GHz. Το εύρος ζώνης της ζώνης διέλευσης (*BWpass*) είναι 0,5 GHz ή 500 MHz, δηλαδή 10 GHz ± 0.25 GHz, με αντίστοιχες συχνότητες αποκοπής 9,75GHz και 10,25 GHz. Η κυμάτωση (Ripple) στη ζώνη διέλευσης είναι 0,5 dB. Το εύρος της ζώνης αποκοπής (*BWstop*), δηλαδή η συχνότητα στην οποία επιτυγχάνεται εξασθένιση (*Astop*) ίση με 20 dB, είναι 1,2 GHz.

4.2.8 Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA)

Στο Σχήμα 4.8, παρουσιάζεται ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) που χρησιμοποιήθηκε στο ADS, στον κλάδο λήψης Rx, μετά το ζωνοπερατό φίλτρο.

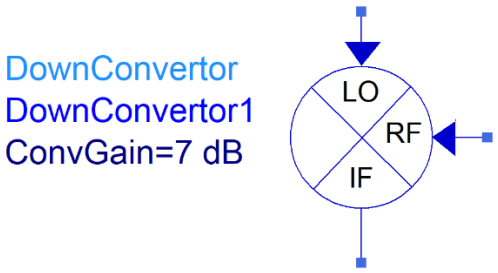


Σχήμα 4.8: *Ενισχυτής χαμηλού θορύβου στον κλάδο λήψης Rx του ραντάρ Doppler.*

Το κέρδος του LNA (*Gain*) τέθηκε στα 20 dB (δηλαδή ενίσχυση του σήματος κατά 100 φορές), ενώ ο δείκτης θορύβου (*NF*) τέθηκε στα 3 dB (δηλαδή ο λόγος του σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του LNA είναι διπλάσιος του λόγου του σήματος προς θόρυβο στην είσοδο).

4.2.9 Μείκτης υποβιβασμού συχνότητας (down convertor)

Στο Σχήμα 4.9, παρουσιάζεται ο μίκτης υποβιβασμού της συχνότητας (down convertor) που χρησιμοποιήθηκε στο ADS, στον κλάδο λήψης Rx, για τον υποβιβασμό του σήματος στην ενδιάμεση συχνότητα (intermediate frequency - IF).

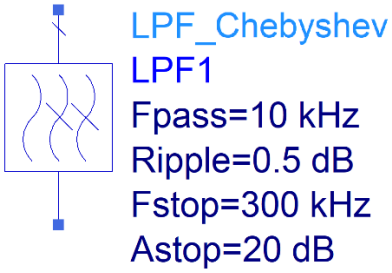


Σχήμα 4.9: *Μείκτης υποβιβασμού της συχνότητας στον κλάδο λήψης Rx του ραντάρ Doppler.*

Το κέρδος υποβιβασμού του σήματος (*ConvGain*) τέθηκε στα 7dB (δηλαδή, το σήμα εξόδου στη θύρα IF είναι 5 φορές ισχυρότερο από το σήμα εισόδου στη θύρα RF).

4.2.10 Χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου Chebyshev

Στο Σχήμα 4.10, παρουσιάζεται το χαμηλοπερατό φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε στο ADS μετά τον μείκτη, στον κλάδο λήψης Rx.

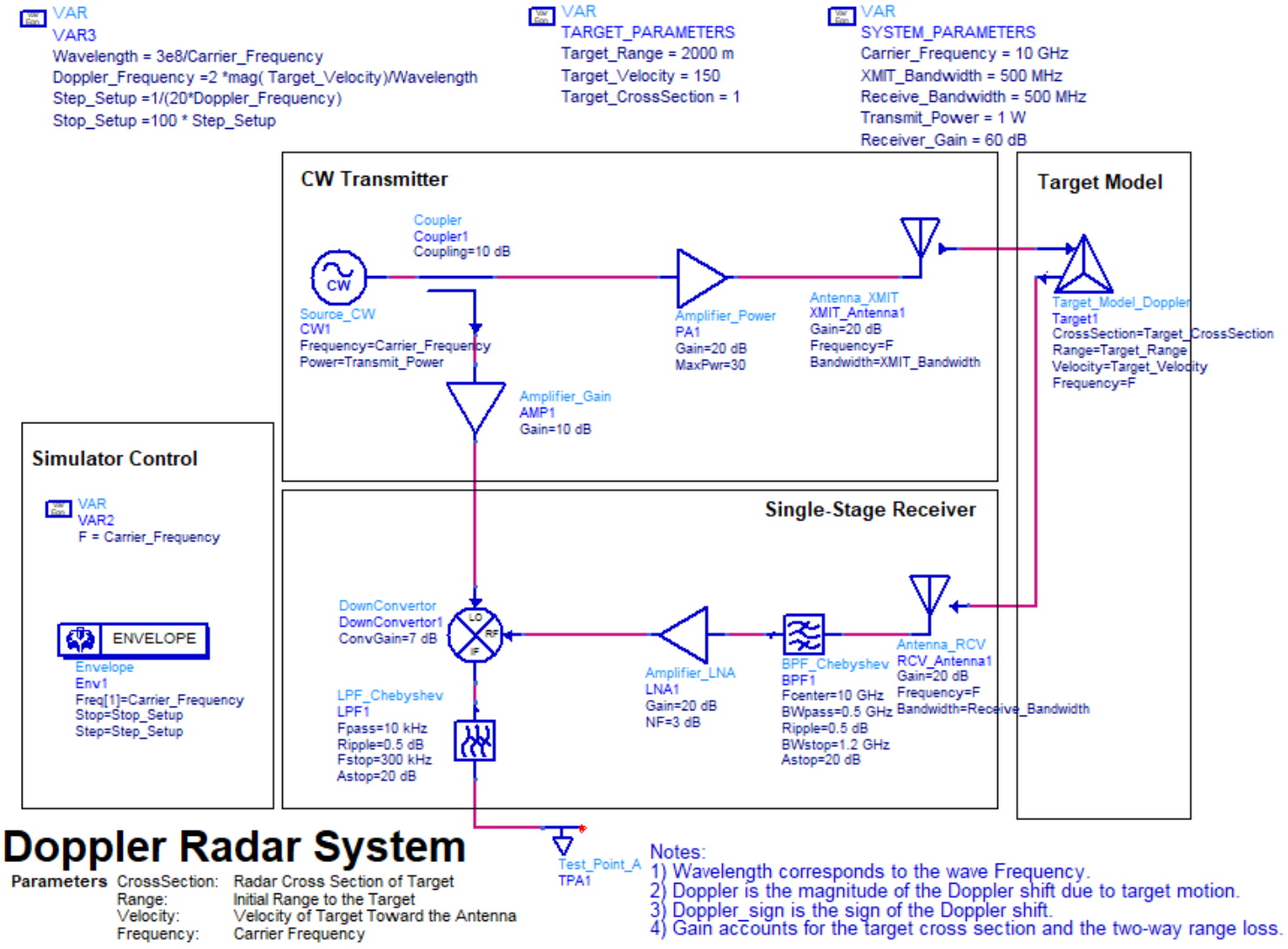


Σχήμα 4.10: *Χαμηλοπερατό φίλτρο μετά τον μίκτη, στον κλάδο λήψης Rx του ραντάρ Doppler*

Η απόκριση του φίλτρου είναι τύπου Chebyshev (δηλαδή με κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης). Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου (*Fpass*) είναι 10 kHz, δηλαδή επιτρέπει τη διέλευση σημάτων συχνότητας έως 10 kHz.Η κυμάτωση (*Ripple*) στη ζώνη διέλευσης είναι 0,5 dB. Η συχνότητα (*Fstop*), στην οποία επιτυγχάνεται εξασθένιση (*Astop*) ίση με 20 dB, είναι 300 kHz.

4.3 Ενοποίηση των μονάδων του front-end πομποδέκτη ραντάρ Doppler και προσομοίωση στο ADS

Το ενοποιημένο κύκλωμα του front-end πομποδέκτη ραντάρ Doppler στο ADS παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.11. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στο σημείο*Test_point_A* (*TPA1*) (μετά το χαμηλοπερατό φίλτρο).



Σχήμα 4.11: *Ενοποιημένο κύκλωμα του front-end πομποδέκτη ραντάρ Doppler στο ADS.*

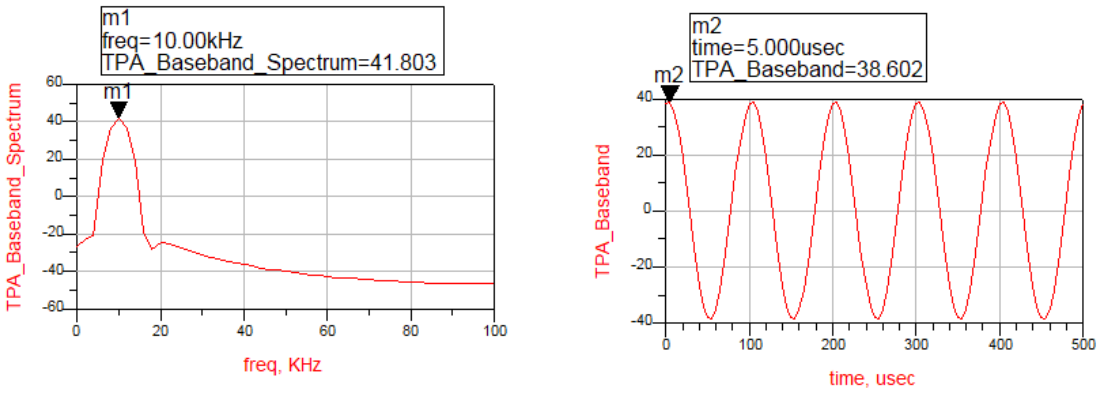
4.3.1 Αποτελέσματα προσομοίωσης με βάση τις αρχικές παραμέτρους

Οι αρχικές παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν ήταν:
Ισχύς εκπομπής: 1 W

- Συχνότητα ταλαντωτή: 10 GHz
- Κέρδος ενισχυτή ισχύος: 20 dB
- Εγκάρσια διατομή στόχου: 1 m^2
- Ταχύτητα στόχου: 150 m/sec
- Κεντρική συχνότητα ζωνοπερατού φίλτρου: 500 MHz

- Συχνότητα αποκοπής χαμηλοπερατού φίλτρου: 10 kHz

Από την εξίσωση (2.4) προκύπτει ότι η συχνότητα Doppler είναι f_D = 10 kHz. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου παρουσιάζονται στα σχήματα 4.12(α) και 4.12(β), αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι η στάθμη του σήματος λήψης είναι ικανοποιητική. Συνεπώς, ο στόχος εντοπίζεται εύκολα. (Σημείωση: Στα ακόλουθα σχήματα «(α)», ο κατακόρυφος άξονας είναι σε dB, ενώ στα «(β)» είναι σε Volt).

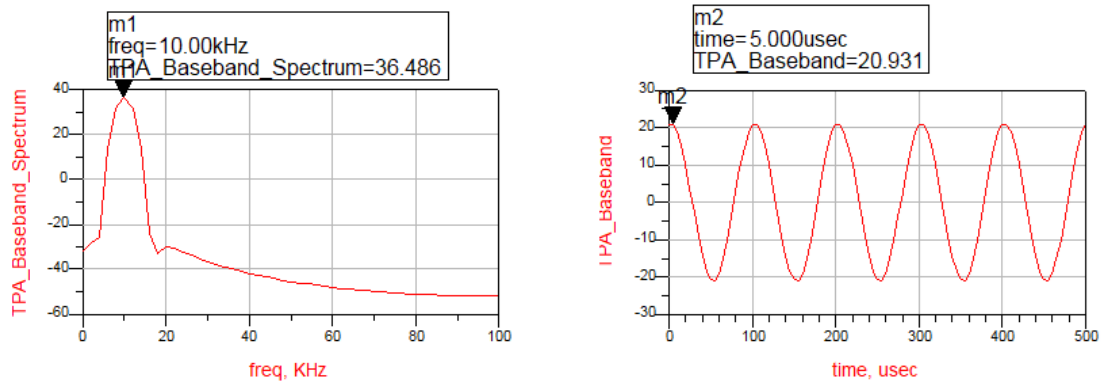


(α) (β)

Σχήμα 4.12: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για ισχύ εκπομπής 1 W.*

4.3.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας την ισχύ εκπομπής

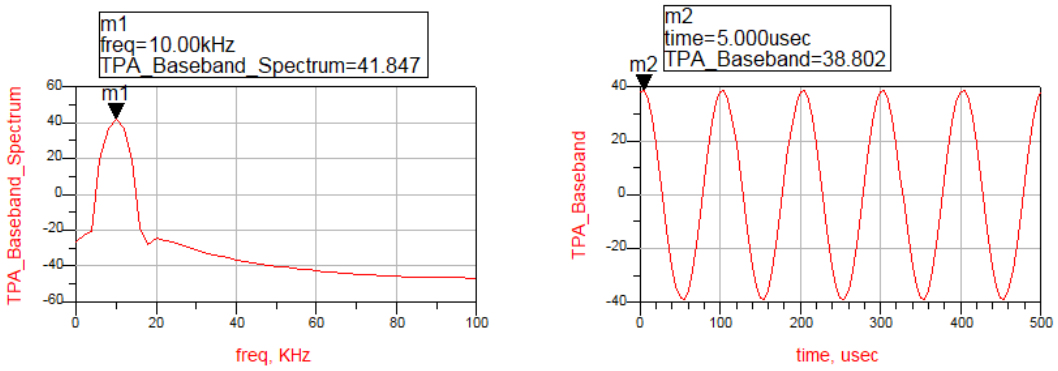
Υπο-δεκαπλασιάζοντας (0,1 W) την ισχύ εκπομπής και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, παρατηρούμε ότι ο στόχος συνεχίζει να εντοπίζεται αλλά με χαμηλότερη στάθμη του σήματος λήψης (Σχήμα 4.13).



(α) (β)

Σχήμα 4.13: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για ισχύ εκπομπής 0,1 W.*

Δεκαπλασιάζοντας (10 W) την ισχύ εκπομπής και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, παρατηρούμε ότι η στάθμη του σήματος λήψης είναι παρόμοια όπως για ισχύ εκπομπής 1 W (Σχήμα 4.14).

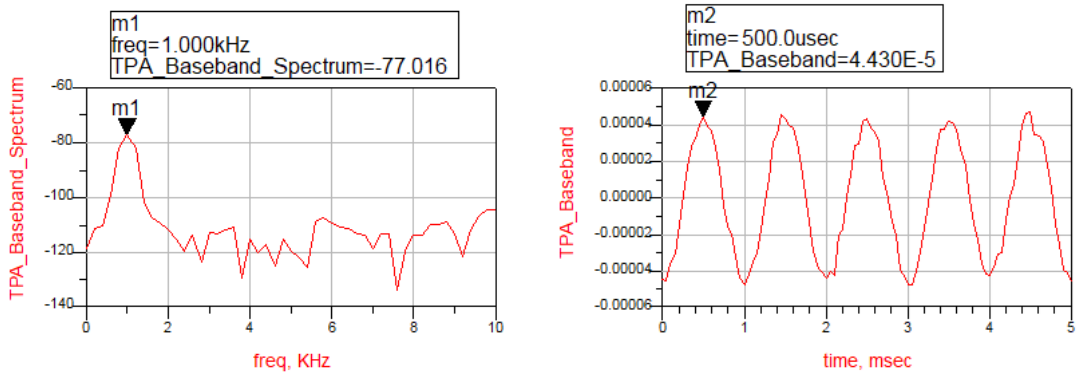


(α) (β)

Σχήμα 4.14: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για ισχύ εκπομπής 10 W.*

4.3.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας τη συχνότητα του ταλαντωτή

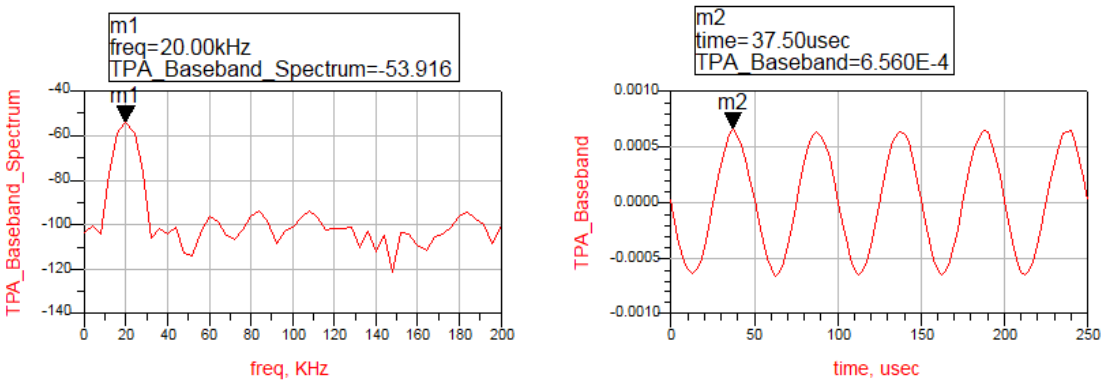
Υπο-δεκαπλασιάζοντας (1 GHz) τη συχνότητα του ταλαντωτή και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, από την εξίσωση (2.4) προκύπτει ότι η συχνότητα Doppler είναι f_D = 1 kHz. Παρατηρούμε ότι η στάθμη του σήματος λήψης πέφτει πολύ χαμηλά, με αποτέλεσμα ο στόχος να μην εντοπίζεται (Σχήμα 4.15(α)). Επιπλέον, παρατηρούμε παραμόρφωση του σήματος (Σχήμα 4.15(β)).



(α) (β)

Σχήμα 4.15: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για συχνότητα ταλαντωτή 1 GHz.*

Διπλασιάζοντας (20 GHz) τη συχνότητα του ταλαντωτή και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, από την εξίσωση (2.4) προκύπτει ότι η συχνότητα Doppler είναι f_D = 20 kHz. Παρατηρούμε ότι η στάθμη του σήματος λήψης πέφτει πολύ χαμηλά, με αποτέλεσμα ο στόχος να μην εντοπίζεται (Σχήμα 4.16).

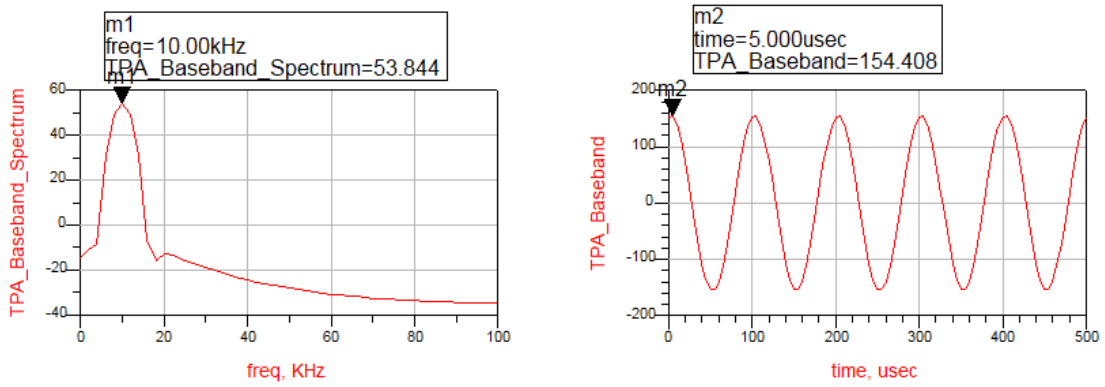


(α) (β)

Σχήμα 4.16: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για συχνότητα ταλαντωτή 20 GHz.*

4.3.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας την απόσταση του αντικειμένου-στόχου

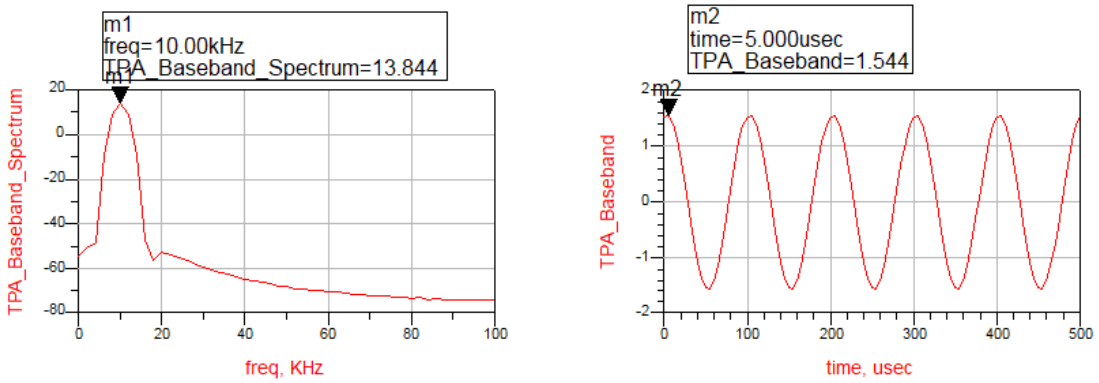
Υποδιπλασιάζοντας (1.000 m) την απόσταση του αντικειμένου-στόχου και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, παρατηρούμε ότι η στάθμη του σήματος λήψης αυξάνεται αισθητά, με αποτέλεσμα ο στόχος να εντοπίζεται πιο εύκολα (Σχήμα 4.16).



(α) (β)

Σχήμα 4.16: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για απόσταση του αντικειμένου-στόχου 1000 m.*

Πενταπλασιάζοντας (10.000 m) την απόσταση του αντικειμένου - στόχου και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, παρατηρούμε ότι η στάθμη του σήματος λήψης μειώνεται αισθητά, με αποτέλεσμα ο στόχος να εντοπίζεται πιο δύσκολα (Σχήμα 4.17).



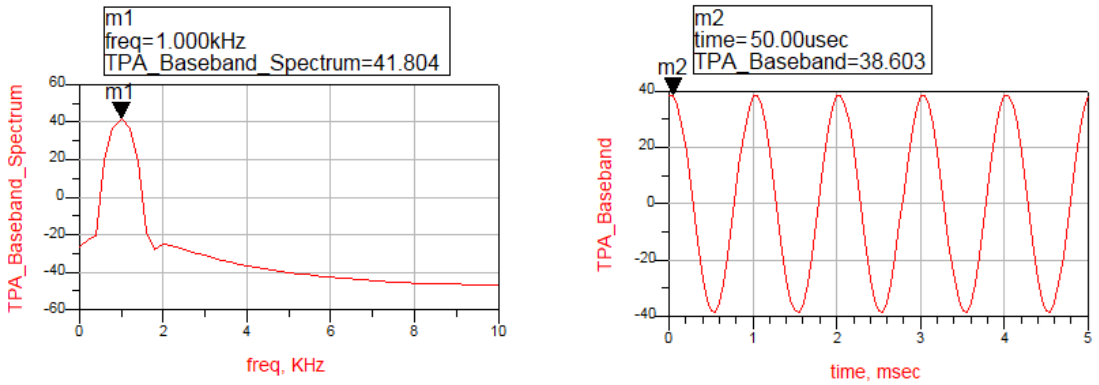
(α) (β)

Σχήμα 4.17: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για απόσταση του αντικειμένου-στόχου 10.000 m.*

4.3.5 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας την ταχύτητα του Αντικειμένου-στόχου

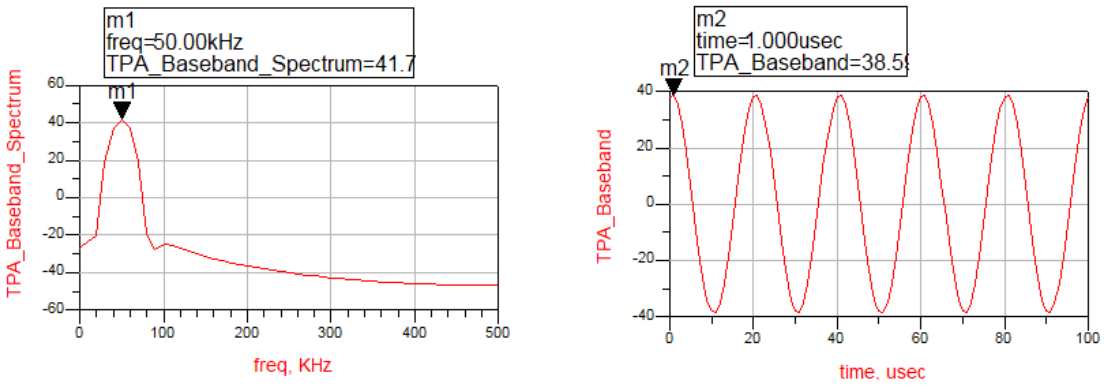
Υπο-δεκαπλασιάζοντας (15 m/sec) την ταχύτητα του αντικειμένου - στόχου και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, από την εξίσωση (2.4) προκύπτει ότι η συχνότητα Doppler είναι f_D = 1 kHz. Δεν παρατηρούμε μείωση στη στάθμη του σήματος λήψης, με αποτέλεσμα ο στόχος να εντοπίζεται κανονικά (Σχήμα 4.18).

Πενταπλασιάζοντας (750 m/sec) την ταχύτητα του αντικειμένου-στόχου και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, από την εξίσωση (2.4) προκύπτει ότι η συχνότητα Doppler είναι f_D = 50 kHz. Δεν παρατηρούμε μείωση στη στάθμη του σήματος λήψης, με αποτέλεσμα ο στόχος να εντοπίζεται κανονικά (Σχήμα 4.19).



(α) (β)

Σχήμα 4.18: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για ταχύτητα αντικειμένου-στόχου 15 m/sec.*

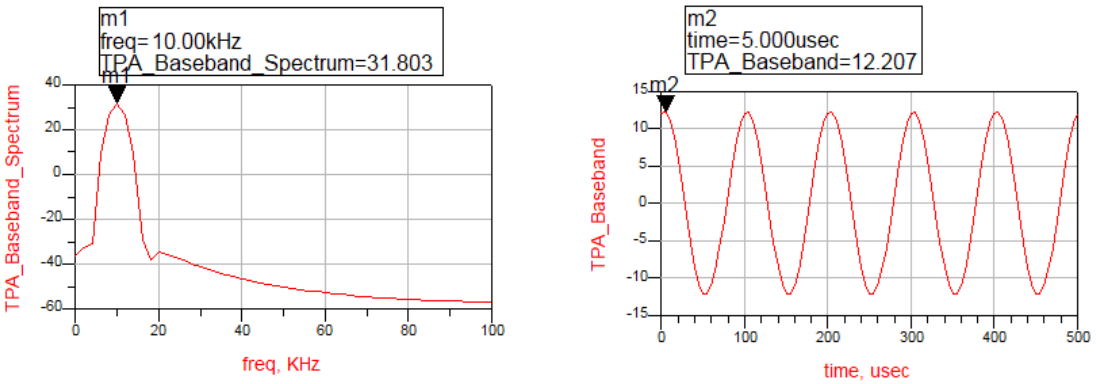


(α) (β)

Σχήμα 4.19: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για ταχύτητα αντικειμένου-στόχου 750 m/sec.*

4.3.6 Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβάλλοντας την εγκάρσια διατομή του αντικειμένου-στόχου

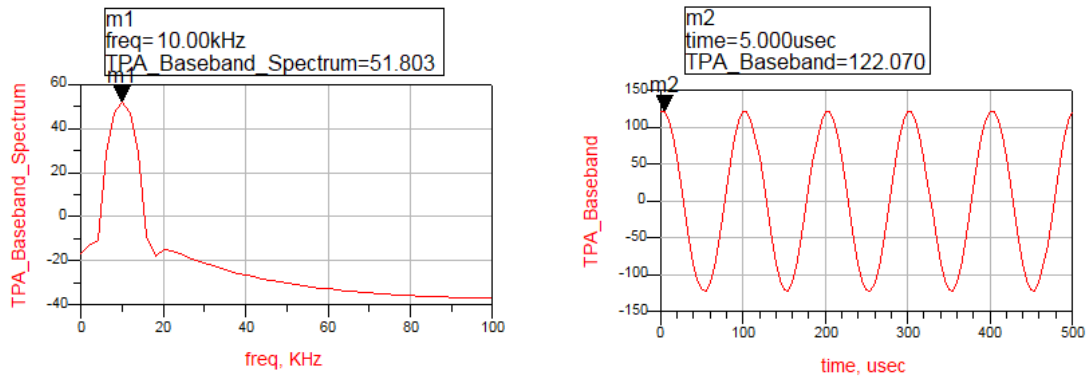
Υπο-δεκαπλασιάζοντας (0,1 m^2) την εγκάρσια διατομή του αντικειμένου-στόχου και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, παρατηρούμε μείωση της στάθμη του σήματος λήψης, με αποτέλεσμα ο στόχος να εντοπίζεται πιο δύσκολα (Σχήμα 4.20).



(α) (β)

Σχήμα 4.20: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για εγκάρσια διατομή του αντικειμένου-στόχου 0,1 m^2.*

Δεκαπλασιάζοντας (10 m^2) την εγκάρσια διατομή του αντικειμένου-στόχου και διατηρώντας τις αρχικές τιμές των παραμέτρων, παρατηρούμε αύξηση της στάθμης του σήματος λήψης, με αποτέλεσμα ο στόχος να εντοπίζεται πιο εύκολα (Σχήμα 4.21).



(α) (β)

Σχήμα 4.21: *Λαμβανόμενο σήμα: (α) στο πεδίο της συχνότητας, (β) στο πεδίο του χρόνου, στον δέκτη του ραντάρ Doppler, για εγκάρσια διατομή του αντικειμένου-στόχου 10* m^2.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ

5.1 Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιήθηκε η μελέτη, ο σχεδιασμός, η μοντελοποίηση και η προσομοίωση ενός πομποδέκτη ραδιοσυχνοτήτων (RF front-end transceiver) για ραντάρ Doppler συνεχούς κύματος (continuous-wave Doppler radar), με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 10 GHz (X-band). Η προσομοίωση βασίστηκε στο λογισμικό Advanced Design System (ADS).

Αρχικά, επεξηγήθηκε η λειτουργία των επιμέρους μονάδων (modules) του πομποδέκτη του ραντάρ Doppler: ταλαντωτής, συζεύκτης, ενισχυτής από τον κλάδο εκπομπής προς τον κλάδο λήψης, ενισχυτής ισχύος στον κλάδο εκπομπής, κεραίες εκπομπής/λήψης, μοντέλο στόχου, ζωνοπερατό φίλτρο στον κλάδο λήψης, ενισχυτής χαμηλού θορύβου, μίκτης υποβιβασμού συχνότητας, χαμηλοπερατό φίλτρο.

Στη συνέχεια καθορίστηκαν οι παράμετροι των επιμέρους μονάδων, οι οποίες ενοποιήθηκαν σε ένα ενιαίο σύστημα ραντάρ Doppler στο λογισμικό ADS. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδειξαν πολύ ικανοποιητική ανίχνευση του αντικειμένου-στόχου.

Τέλος, πραγματοποιήθηκε παραμετρική ανάλυση του συστήματος, μεταβάλλοντας την ισχύ εκπομπής, τη συχνότητα του ταλαντωτή, καθώς και την απόσταση, ταχύτητα και εγκάρσια διατομή του αντικειμένου-στόχου. Διαπιστώθηκε ότι για πολύ χαμηλές ή πολύ υψηλές συχνότητες εκπομπής, η στάθμη του λαμβανόμενου σήματος είναι πολύ χαμηλή, καθιστώντας την ανίχνευση του στόχου αδύνατη (στην περίπτωση αυτή, μπορούν να προστεθούν επιπλέον ενισχυτές στον κλάδος λήψης, οι οποίοι όμως αυξάνουν την πολυπλοκότητα του συστήματος και την κατανάλωση ισχύος). Επίσης, όταν αυξάνεται η ισχύς εκπομπής, μειώνεται η απόσταση του στόχου και αυξάνεται η εγκάρσια διατομή του στόχου, η ανίχνευσή του γίνεται ευκολότερη. Η ταχύτητα του στόχου δεν μεταβάλλει σημαντικά τη στάθμη του σήματος λήψης.

5.2 Προτάσεις

Η παρούσα διπλωματική εργασία μπορεί να αξιοποιηθεί τόσο σε τεχνικό όσο και σε ακαδημαϊκό επίπεδο. Σε τεχνικό επίπεδο, το επόμενο στάδιο είναι η φυσική υλοποίηση του συστήματος με χρήση μικροταινιακών γραμμών(microstrip lines), σε κατάλληλα διηλεκτρικά υποστρώματα, με τη χρήση τεχνικών φωτολιθογραφίας ή χάραξης, καθώς επίσης και η χρήση ενεργών στοιχείων (μικροκυματικά τρανζίστορ και δίοδοι). Στη συνέχεια, θα πραγματοποιηθούν εργαστηριακές μετρήσεις με χρήση μικροκυματικού αναλυτή δικτύων και φασματικού αναλυτή, ώστε να συγκριθούν τα πειραματικά αποτελέσματα με εκείνα της προσομοίωσης.

Επιπλέον, μπορεί να επεκταθεί ο σχεδιασμός του συστήματος επέκταση από συνεχή εκπομπή σε παλμική λειτουργία, επιτρέποντας όχι μόνο την μέτρηση της ταχύτητας ενός στόχου, αλλά και την απόστασή του, προσεγγίζοντας τις προηγμένες εφαρμογές των αερομεταφερόμενων συστημάτων. Η τεχνική αυτή προσέγγιση μπορεί να ολοκληρωθεί με την ενσωμάτωση μιας διάταξης αναλογικού προς ψηφιακό μετατροπέα στην έξοδο του δέκτη και τη σύνδεσή του με έναν μικροελεγκτή ή πλακέτα FPGA, επιτρέποντας την ψηφιακή επεξεργασία του σήματος Doppler σε πραγματικό χρόνο και την άμεση οπτική απεικόνιση της ταχύτητας.

Σε εκπαιδευτικό επίπεδο, το προτεινόμενο σύστημα μπορεί να αξιοποιηθεί για τον εμπλουτισμό των εργαστηριακών ασκήσεων του, όπου θα μπορεί να ανατεθεί η σχεδίαση μίας συγκεκριμένης βαθμίδας σε μία ομάδα φοιτητών. Η προσπάθεια αυτή μπορεί να υποστηριχθεί από την ανάπτυξη αναλυτικών, βήμα-προς-βήμα οδηγιών χρήσης για το λογισμικό ADS, προσαρμοσμένων στο συγκεκριμένο ραντάρ, υποστηρίζονται σημαντικά την πρακτική εκπαίδευση των προπτυχιακών και μεταπτυχιακών φοιτητών.

Συνοψίζοντας, η παρούσα διπλωματική εργασία αναδεικνύει τη δυναμική συμπόρευση της σύγχρονης υπολογιστικής επιστήμης με την εφαρμοσμένη Μικροκυματική Τεχνολογία, δημιουργώντας ένα ολοκληρωμένο και λειτουργικό μοντέλο πομποδέκτη ραντάρ Doppler. Μέσα από τη συστηματική σχεδίαση και την επιτυχή ενοποίηση των επιμέρους βαθμίδων, συνδυάζεται η θεωρία με την πρακτική εφαρμογή. Επιπλέον, θεμελιώνεται ένα καινοτόμο εκπαιδευτικό πλαίσιο που μπορεί να αποτελέσει πολύτιμο οδηγό για τη νέα γενιά Μηχανικών Τηλεπικοινωνιών.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2012.

2. M. Elhefnawy, “Design and Simulation of a Doppler-Radar RF Front-End Transceiver,” Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal, vol. 4, no. 5, pp. 250–257, 2019.

3. K.-W. Yeom, Microwave Circuit Design: A Practical Approach Using ADS. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2015.

4. E. Aydin and N. E. Çagiltay, “Use of advanced technologies in a RF and Microwave Engineering course,” in Proceedings of the IEEE EDUCON 2010 Conference, Madrid, Spain, 2010, pp. 811–817.

5. K. C.-M. Teng, “The Design and Evaluation of a 5.8 GHz Laptop-Based Radar System,” Master's thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Massachusetts Dartmouth, Dartmouth, MA, 2009.

6. M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, 3rd ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2001.

7. Keysight Technologies, Advanced Design System (ADS) Documentation and User's Guide, Santa Rosa, CA, 2023.

8. Dassault Systèmes, CST Studio Suite - Electromagnetic Field Simulation Software User's Manual, Darmstadt, Germany, 2022.

9. Α. Φράγκος, Συστήματα Ραντάρ: Θεωρία και Εφαρμογές, Αθήνα: Εκδόσεις Τζιόλα, 2018.