



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ  
ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΔΙΑΥΛΟΥ ΣΕ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ  
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΚΙΝΗΤΗΣ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑΣ UMTS**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Ευαγγελία Ι. Λέκκα  
Παναγιώτης Σ. Μαρινόπουλος**

**Επιβλέπων :** Φίλιππος Κωνσταντίνου  
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Αύγουστος 2006



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ  
ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΔΙΑΥΛΟΥ ΣΕ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ  
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΚΙΝΗΤΗΣ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑΣ UMTS**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Ευαγγελία Ι. Λέκκα**  
**Παναγιώτης Σ. Μαρινόπουλος**

**Επιβλέπων :** Φίλιππος Κωνσταντίνου  
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 23<sup>η</sup> Αυγούστου 2006

.....  
Φίλιππος Κωνσταντίνου  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Χρήστος Καψάλης  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Νικόλαος Ουζούνογλου  
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Αύγουστος 2006

.....  
Ευαγγελία Ι. Λέκκα

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών  
Ε.Μ.Π.

.....  
Παναγιώτης Σ. Μαρινόπουλος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών  
Ε.Μ.Π.

Copyright © Ευαγγελία Ι.Λέκκα, Παναγιώτης Σ. Μαρινόπουλος, 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

Στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται ανάλυση, σχεδιασμός και υλοποίηση ενός προσομοιωτή (emulator) Doppler για συχνότητες κινητής τηλεφωνίας 3<sup>ης</sup> γενιάς (UMTS), κατάλληλου για τον έλεγχο και την αξιολόγηση της επίδοσης ενός συστήματος σε πραγματικό επίπεδο.

Αρχικά γίνεται αναφορά και επεξήγηση των γενικών θεωρητικών εννοιών που σχετίζονται με το φαινόμενο και επηρεάζουν την ποιότητα της ζεύξης σε ποικίλα περιβάλλοντα ασύρματης διάδοσης και για διαφορετικών απαιτήσεων συστήματα.

Στη συνέχεια αναλύεται ο κώδικας που υλοποιήθηκε στα πλαίσια της θεωρητικής μελέτης και της αξιόπιστης προσέγγισης του θεωρητικού μοντέλου, όπου γίνεται αναλυτική παράθεση αποτελεσμάτων για διαφορετικά σενάρια ζεύξεων.

Κατόπιν σχεδιάζεται ο προσομοιωτής Doppler όπου μοντελοποιείται και υλοποιείται με πραγματικά στοιχεία, έτσι ώστε να έχουμε μία, όσο το δυνατόν, πιο καλή θεωρητική προσέγγιση της πραγματικής κατασκευής. Λόγω της ιδιαίτερα εκτεταμένης και αναγκαίας χρήσης των βαθυπερατών φίλτρων στην υλοποίηση, αναλύονται θεωρητικά και στη συνέχεια γίνεται η προσομοίωση αυτών που χρησιμοποιήθηκαν και παρατίθενται τα αποτελέσματά της.

Κατά την κατασκευή χρησιμοποιήθηκαν βαθυπερατά φίλτρα που βασίστηκαν στην κυκλωματική διάταξη "Αντωνίου", με συχνότητα συντονισμού την συχνότητα Doppler που προέκυψε από τα θεωρητικά μοντέλα. Επίσης δόθηκε ιδιαίτερη βαρύτητα στο συντελεστή ποιότητας Q των φίλτρων, έτσι ώστε η απόκριση του φίλτρου να ικανοποιεί τις απαιτήσεις για αξιόπιστη προσομοίωση.

Έπειτα, διεξήχθησαν αναλυτικές πειραματικές μετρήσεις διεξοδικά σε όλες τις βαθμίδες, τόσο στο επίπεδο των φίλτρων όσο και σε ολόκληρη την διάταξη. Αρχικά έγιναν μετρήσεις περί την κεντρική συχνότητα των 70 MHz και στη συνέχεια, με την χρήση μίκτη, έγινε μετατόπιση του φάσματος στη επιθυμητή συχνότητα των 2.1 GHz.

Τέλος έγινε σύγκριση μεταξύ των πειραματικών αποτελεσμάτων και αυτών που είχαν προκύψει από την θεωρητική προσομοίωση, έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η αξιοπιστία της λειτουργίας του προσομοιωτή.

## Λέξεις - Κλειδιά

Ασύρματος δίαυλος, προσομοίωση ασύρματου διαύλου στενής ζώνης, προσομοιωτής Doppler, ολίσθηση Doppler, κατανομή Rayleigh, διαλείψεις, I-Q διαμόρφωση, βαθυπερατό φίλτρο

## **Abstract**

The present diploma thesis analyses, designs and implements a Doppler emulator for 3<sup>rd</sup> generation mobile communication systems, proper for the control and evaluation of a real-time performance.

Initially, the theoretical principles which affect the quality of the mesh in miscellaneous environments and for systems of various demands are explained.

Later on, the code that was created in order to simulate the phenomenon as credibly as possible is analyzed along with the results of the simulation for different simulation factors.

In addition, the Doppler simulator is designed. It was modeled and implemented on real time elements, in order to create a system that fully approaches the real one. Because of the extended and necessary use of low pass filters in the thesis, a review of the related theory is mentioned. The results of the simulation of the filters are presented.

Subsequently, measurements were made throughout the entire circuit on each grade separately. Initially the measurements were taken for a central frequency of 70 MHz and then they were retaken for a central frequency of 2.1 GHz, with the use of a mixer.

Finally, the experimental results were compared to the ones that were theoretically expected, in order to reassure that the model was accurate and reliable.

### **Keywords**

Wireless narrow-band channel, wireless channel simulator, Doppler simulator, Doppler shift, Rayleigh distribution, fading, I-Q modulation, low pass filter

## Ευχαριστίες

Η διπλωματική αυτή εργασία πραγματοποιήθηκε κατά το 10<sup>ο</sup> εξάμηνο των σπουδών μου στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ στο Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, στο εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών και αποτελεί ένα από τα πιο σημαντικά κομμάτια των σπουδών μου, καθώς μου δόθηκε η ευκαιρία να εμπλουτίσω τις γνώσεις και την εμπειρία μου πάνω στο αντικείμενο.

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Καθηγητή κ. Φίλιππο Κωνσταντίνου για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με αυτή την εργασία αλλά περισσότερο για την διάθεση του να βοηθήσει όποτε κρινόταν αναγκαίο.

Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους υποψήφιους διδάκτορες κ.Αθανάσιο Μαρούση και κ.Κωνσταντίνο Κακόγιαννη και τον επιστημονικό συνεργάτη κ.Νεκτάριο Μωραΐτη για την πολύτιμη βοήθεια τους και τον που αφιέρωσαν. Η συμπαράστασή τους ήταν πολύ σημαντική για την διεκπεραίωση αυτής της εργασίας.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω πολύ το συνεργάτη και φίλο μου Μαρινόπουλο Παναγιώτη για την συμπαράστασή του και την πολύ δημιουργική συνεργασία.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου για την ψυχολογική και υλική συμπαράσταση καθ'όλη την διάρκεια των σπουδών μου.

Λέκκα Ι. Ευαγγελία

Αθήνα, 23 Αυγούστου 2006

## Ευχαριστίες

Η διπλωματική αυτή εργασία πραγματοποιήθηκε κατά το 10<sup>ο</sup> εξάμηνο των σπουδών μου στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ στο Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, στο εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών και αποτελεί ένα από τα πιο σημαντικά κομμάτια των σπουδών μου, καθώς μου δόθηκε η ευκαιρία να εμπλουτίσω τις γνώσεις και την εμπειρία μου πάνω στο αντικείμενο καθώς και να εκφράσω την δημιουργικότητα μου.

Πρώτα απ'όλα θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Καθηγητή κ. Φίλιππο Κωνσταντίνου για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με αυτή την εργασία και για την καταλυτική βοήθεια του σε καίρια σημεία της εργασίας.

Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω πολύ τους υποψήφιους διδάκτορες κ.Αθανάσιο Μαρούση και κ.Κωνσταντίνο Κακόγιαννη και τον επιστημονικό συνεργάτη κ.Νεκτάριο Μωραΐτη για τον πολύτιμο χρόνο που αφιέρωσαν για να μας βοηθήσουν.

Επίσης θέλω να ευχαριστήσω θερμά τη συνεργάτη και φίλη μου Λέκκα Ευαγγελία για την θερμή συμπαράστασή της και την επικοινωνιακή συνεργασία που αναπτύξαμε.

Ακόμη θέλω να ευχαριστήσω εγκάρδια τη Μαίρη για την κάθε είδους συμπαράσταση που μου προσέφερε καθόλη την διάρκεια της εργασίας αυτής. Επιπροσθέτως θέλω να ευχαριστήσω τον φίλο μου Βλάσση για τη συμπαράσταση του.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους γονείς μου για την συνεχή συμπαράσταση και την έμπνευση που μου προσέφεραν καθ'όλη την διάρκεια των σπουδών μου.

Μαρινόπουλος Σ. Παναγιώτης

Αθήνα, 23 Αυγούστου 2006

# ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1</b> .....	<b>12</b>
<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	<b>12</b>
1.1 ΣΤΟΧΟΙ ΚΑΙ ΚΙΝΗΤΡΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ.....	12
1.2 ΔΟΜΗ ΚΕΦΑΛΑΙΩΝ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ.....	14
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2</b> .....	<b>15</b>
<b>ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΙΑΥΛΟΥ</b> .....	<b>15</b>
2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....	15
2.2 ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ .....	15
2.3 ΕΙΔΗ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ.....	17
2.3.1 Διαλείψεις μικρής κλίμακας.....	17
2.3.2 Τύποι Διαλείψεων μικρής κλίμακας.....	19
2.3.2.1 Επίπεδες διαλείψεις.....	19
2.3.2.2 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα .....	20
2.3.2.3 Γρήγορες διαλείψεις.....	21
2.3.2.4 Αργές διαλείψεις .....	21
2.4 ΟΛΙΣΘΗΣΗ DOPPLER .....	22
2.5 ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΚΑΤΑΝΟΜΗΣ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ.....	24
2.5.1 Συνάρτηση Κατανομής διαλείψεων Rayleigh .....	24
2.5.2 Συνάρτηση κατανομής διαλείψεων Ricean .....	26
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3</b> .....	<b>27</b>
<b>ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΔΙΑΥΛΟΥ</b> .....	<b>27</b>
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....	27
3.2 ΜΟΝΤΕΛΟ JAKES .....	27
3.2.1 Μαθηματική Ανάλυση.....	28
3.2.2 Υλοποίηση της μεθόδου .....	30
3.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ MATLAB .....	33
3.3.1 Η συνάρτηση του Jakes.....	33
3.3.2 Ο πηγαίος κώδικας.....	35
3.3.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης.....	38
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4</b> .....	<b>48</b>
<b>ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DOPPLER</b> .....	<b>48</b>
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....	48
4.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΔΙΑΥΛΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ .....	48
4.3 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ.....	51
4.3.1 Γενικά.....	51
4.3.2 Διαμόρφωση $I-Q$ .....	52
4.4 ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΦΙΛΤΡΩΝ.....	53
4.4.1 Βαθνπερατά Φίλτρα.....	53
4.4.2 Παράγοντας ποιότητας $Q$ .....	53
4.4.3 Περιθώριο Φάσης.....	55
4.4.4 Σταθερότητα Κυκλώματος .....	55
4.5 ΤΕΛΙΚΟ ΦΙΛΤΡΟ .....	57
4.5.1 Το κύκλωμα Αντωνίου.....	57
4.5.2 Το βαθνπερατό φίλτρο της προσομοίωσης.....	60
4.5.3 Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου .....	64
4.6 ΤΑ ΥΛΟΠΟΙΗΜΕΝΑ ΦΙΛΤΡΑ ΚΑΙ ΟΙ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΟΥΣ .....	66



<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5</b> .....	<b>72</b>
<b>ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ, ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ &amp; ΕΠΙΔΟΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DOPPLER</b> .....	<b>72</b>
5.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....	72
5.2. ΔΙΑΤΑΞΗ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟΥ .....	73
5.2.1 Τα Μέρη της Διάταξης .....	74
5.3 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ & ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ .....	76
5.3.1 Χρησιμοποίηση θύρας I με τερματισμένη θύρα Q, και είσοδος φίλτρου ημίτονο 340 Hz +30 mVp-p .....	77
5.3.2 Χρησιμοποίηση θύρας Q με τερματισμένη θύρα I, και είσοδος φίλτρου ημίτονο 340 Hz +30mVp-p .....	80
5.3.3 Χρησιμοποίηση και θύρας I και θύρας Q, είσοδος φίλτρου ημίτονο 340 Hz +30mVp-p .....	83
5.3.4 Χρησιμοποίηση και θύρας I και θύρας Q, είσοδος φίλτρου λευκός θόρυβος .....	86
5.3.5 Χρησιμοποίηση και θύρας I και θύρας Q, είσοδος φίλτρου λευκός θόρυβος και επιπλέον μετατόπιση του φάσματος περί την συχνότητα 2.1 GHz .....	88
5.4 ΣΥΜΠΛΗΡΩΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ .....	93
5.4.1 Η έξοδος της γεννήτριας Λευκού Θορύβου .....	93
5.4.2 Διαμόρφωση του Θορύβου .....	96
5.5 ΤΕΛΙΚΕΣ ΜΟΡΦΕΣ ΦΑΣΜΑΤΟΣ DOPPLER .....	97
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6</b> .....	<b>103</b>
<b>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ</b> .....	<b>103</b>
6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....	103
6.2 ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ .....	103
6.3 ΤΡΟΠΟΙ ΒΕΛΤΙΩΣΗΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ .....	105
6.4 ΠΙΘΑΝΟΙ ΤΡΟΠΟΙ ΕΠΕΚΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΧΡΗΣΗΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ .....	106
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b> .....	<b>107</b>
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ</b> .....	<b>109</b>
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α .....	110
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β .....	114
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ .....	118
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ .....	128

# ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

ΣΧΗΜΑ 2. 1 : ΤΥΠΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΠΟΛΥΔΙΑΔΡΟΜΙΚΗΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ .....	16
ΣΧΗΜΑ 2. 2 : ΟΛΙΣΘΗΣΗ DOPPLER .....	23
ΣΧΗΜΑ 2. 3: ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΣΤΟ ΟΠΟΙΟ ΤΟ ΣΗΜΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ ΑΚΟΛΟΥΘΕΙ ΤΗΝ ΚΑΤΑΝΟΜΗ RAYLEIGH...24	
ΣΧΗΜΑ 2. 4: ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΠΥΚΝΟΤΗΤΑΣ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ RAYLEIGH .....	25
ΣΧΗΜΑ 2. 5: ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΣΤΟ ΟΠΟΙΟ ΤΟ ΣΗΜΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ ΑΚΟΛΟΥΘΕΙ ΤΗΝ ΚΑΤΑΝΟΜΗ RICEAN.....26	
ΣΧΗΜΑ 3. 1: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΠΟΥ ΠΑΡΑΓΕΙ ΤΟ ΦΑΣΜΑ ΤΟΥ DOPPLER.....	31
ΣΧΗΜΑ 3. 2: ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΥΣΑ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ .....	38
ΣΧΗΜΑ 3. 3 : ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΚΑΜΠΥΛΗ RAYLEIGH .....	39
ΣΧΗΜΑ 3. 4: ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ ΤΟΥ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ .....	40
ΣΧΗΜΑ 3. 5: ΦΑΝΤΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ ΤΟΥ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ .....	40
ΣΧΗΜΑ 3. 6: ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΚΑΤΑΝΟΜΗ GAUSS .....	41
ΣΧΗΜΑ 3. 7: ΔΙΑΦΟΡΑ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗΣ ΚΑΤΑΝΟΜΗΣ GAUSS ΚΑΙ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΜΕΡΟΥΣ ΤΟΥ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ .....	41
ΣΧΗΜΑ 3. 8: ΙΣΧΥΣ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ.....	42
ΣΧΗΜΑ 3. 9: ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΑΥΤΟΣΥΣΧΕΤΙΣΗΣ ΤΟΥ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ .....	43
ΣΧΗΜΑ 3. 10: ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΕΤΕΡΟΣΥΣΧΕΤΙΣΗΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΚΑΙ ΦΑΝΤΑΣΤΙΚΟΥ ΜΕΡΟΥΣ ΤΟΥ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ .....	43
ΣΧΗΜΑ 3. 11: ΦΑΣΜΑ DOPPLER ΓΙΑ ΤΑΧΥΤΗΤΑ 170 ΚΜ/Η.....	44
ΣΧΗΜΑ 3. 12: ΦΑΣΜΑ DOPPLER ΓΙΑ ΤΑΧΥΤΗΤΑ 50 ΚΜ/Η.....	45
ΣΧΗΜΑ 3. 13: ΙΣΧΥΣ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΑΧΥΤΗΤΑ 50 ΚΜ/Η.....	45
ΣΧΗΜΑ 3. 14: ΦΑΣΜΑ DOPPLER ΓΙΑ ΤΑΧΥΤΗΤΑ 80 ΚΜ/Η.....	46
ΣΧΗΜΑ 3. 15 ΙΣΧΥΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΑΧΥΤΗΤΑ 80 ΚΜ/Η.....	46
ΣΧΗΜΑ 3. 16 :ΦΑΣΜΑ DOPPLER ΓΙΑ ΤΑΧΥΤΗΤΑ 120ΚΜ/Η .....	47
ΣΧΗΜΑ 3. 17: ΙΣΧΥΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΑΧΥΤΗΤΑ 120ΚΜ/Η .....	47
ΣΧΗΜΑ 4. 1: ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΔΙΑΥΛΟΥ ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ .....	50
ΣΧΗΜΑ 4. 2: ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DOPPLER .....	51
ΣΧΗΜΑ 4. 3: ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ I-Q ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗ .....	52
ΣΧΗΜΑ 4. 4 ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΚΕΡΔΟΥΣ ΕΝΟΣ ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ CHEBYSHEV ΔΕΚΑΤΗΣ .....	54
ΣΧΗΜΑ 4. 5: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BODE ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΤΑΞΗΣ .....	55
ΣΧΗΜΑ 4. 6: ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΑΝΤΩΝΙΟΥ ΠΟΥ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΝΕΙ ΤΟ ΠΗΝΙΟ .....	57
ΣΧΗΜΑ 4. 7: (Α) ΕΝΑ RLC ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΕΝΟ ΚΥΚΛΩΜΑ. (Β) ΕΝΑ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΕΝΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΤΕ-RC ΠΟΥ ΛΑΜΒΑΝΕΤΑΙ ΑΝΤΙΚΑΘΙΣΤΩΝΤΑΣ ΤΟ ΠΗΝΙΟ L ΣΤΟ RLC ΚΥΚΛΩΜΑ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ ΣΤΟ (Α) ΜΕ ΜΙΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΟΥΜΕΝΗ ΕΠΑΓΩΓΗ ΠΟΥ ΥΛΟΠΟΙΕΙΤΑΙ ΜΕ ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΑΝΤΩΝΙΟΥ ΤΟΥ ΣΧΗΜΑΤΟΣ 4.6 .....	59
ΣΧΗΜΑ 4. 8: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΤΟΥ ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ .....	60
ΣΧΗΜΑ 4. 9: ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΜΕΣΩ P-SPICE ΓΙΑ $R_6=2.56 \text{ ΚΩ}$ ΚΑΙ $Q=5.44$ .....	61
ΣΧΗΜΑ 4. 10: ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΜΕΣΩ P-SPICE ΓΙΑ $R_6=4.56 \text{ ΚΩ}$ ΚΑΙ $Q=9.7$ .....	62
ΣΧΗΜΑ 4. 11: ΤΟ ΚΕΡΔΟΣ ΜΕΓΙΣΤΟΥ ΚΑΙ Ο ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΠΟΙΟΤΗΤΑΣ Q ΑΚΟΛΟΥΘΟΥΝ.....	63
ΣΧΗΜΑ 4. 12: ΓΕΩΜΕΤΡΙΚΟΣ ΤΟΠΟΣ ΡΙΖΩΝ ΤΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ.....	64
ΣΧΗΜΑ 4. 13: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BODE ΦΑΣΗΣ-ΠΛΑΤΟΥΣ.....	65
ΣΧΗΜΑ 4. 14: ΦΩΤΟΓΡΑΦΙΕΣ ΤΟΥ ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ (Α) ΕΜΠΡΟΣΘΙΑ ΚΑΙ (Β) ΠΙΣΩ ΟΨΗ.....	66
ΣΧΗΜΑ 4. 15 ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ ΤΟΥ 1 <sup>ΟΥ</sup> ΦΙΛΤΡΟΥ ΜΕΣΑ ΑΠΟ ΤΙΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΟΥ ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΟΣ Β ΓΙΑ $R_6=1.68\text{ΚΩ}$ ΚΑΙ $Q = 3.57$ .....	67
ΣΧΗΜΑ 4. 16: ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΜΕΣΩ P-SPICE ΓΙΑ $R_6=1.68\text{ΚΩ}$ ΚΑΙ $Q=3.57$ .....	67
ΣΧΗΜΑ 4. 17: ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ ΤΟΥ 2 <sup>ΟΥ</sup> ΦΙΛΤΡΟΥ ΜΕΣΑ ΑΠΟ ΤΙΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΟΥ ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΟΣ Β ΓΙΑ $R_6=1.68\text{ΚΩ}$ ΚΑΙ $Q = 3.57$ .....	68
ΣΧΗΜΑ 4. 18 ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΤΑΣΗΣ ΤΟΥ 2 <sup>ΟΥ</sup> ΦΙΛΤΡΟΥ ΜΕΣΑ ΑΠΟ ΤΙΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΟΥ .....	69
ΣΧΗΜΑ 4. 19: ΔΙΑΦΟΡΑ ΣΤΗΝ ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΤΑΣΗΣ ΤΩΝ 2 ΦΙΛΤΡΩΝ .....	69
ΣΧΗΜΑ 4. 20: ΔΙΑΦΟΡΑ ΦΑΣΗΣ ΤΩΝ 2 ΦΙΛΤΡΩΝ $\Delta\phi_1$ ΚΑΙ $\Delta\phi_2$ .....	71
ΣΧΗΜΑ 4. 21: ΑΠΟΛΥΤΗ ΔΙΑΦΟΡΑ ΤΩΝ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΦΑΣΗΣ ΤΩΝ 2 ΦΙΛΤΡΩΝ .....	71
ΣΧΗΜΑ 5. 1: ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DOPPLER ΜΕ ΛΕΠΤΟΜΕΡΕΙΑ ΠΟΥ.....	72
ΣΧΗΜΑ 5. 2: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DOPPLER.....	73
ΣΧΗΜΑ 5. 3: ΛΕΠΤΟΜΕΡΕΙΑ ΑΠΟ ΤΟ ΣΧΗΜΑ 5.1 ΠΟΥ ΔΕΙΧΝΕΙ ΤΟΝ ΤΡΟΠΟ .....	75

ΣΧΗΜΑ 5. 4: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.1 ΚΑΙ $R_6=2.69\text{K}\Omega$ , $Q=5.72$ .....	77
ΣΧΗΜΑ 5. 5: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.1 ΚΑΙ $R_6=4.3\text{K}\Omega$ , $Q=10.34$ .....	78
ΣΧΗΜΑ 5. 6: ΤΑΥΤΟΧΡΟΝΗ ΕΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΙΣ ΔΥΟ ΤΙΜΕΣ ΤΟΥ $Q$ , ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.1.....	80
ΣΧΗΜΑ 5. 7: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.2 ΚΑΙ $R_6=2.69\text{K}\Omega$ , ΔΗΛΑΔΗ $Q=5.72$ .....	81
ΣΧΗΜΑ 5. 8: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.2 ΚΑΙ $R_6=4.3\text{K}\Omega$ , ΔΗΛΑΔΗ $Q=10.34$ .....	81
ΣΧΗΜΑ 5. 9: ΤΑΥΤΟΧΡΟΝΗ ΕΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΙΣ ΔΥΟ ΤΙΜΕΣ ΤΟΥ $Q$ , ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.2.....	82
ΣΧΗΜΑ 5. 10: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.3 ΚΑΙ $R_6=2.69\text{K}\Omega$ , ΔΗΛΑΔΗ $Q=5.72$ .....	83
ΣΧΗΜΑ 5. 11: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.3 ΚΑΙ $R_6=4.3\text{K}\Omega$ , ΔΗΛΑΔΗ $Q=10.34$ .....	84
ΣΧΗΜΑ 5. 12: ΤΑΥΤΟΧΡΟΝΗ ΕΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΙΣ ΔΥΟ ΤΙΜΕΣ ΤΟΥ $Q$ , ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.3.....	84
ΣΧΗΜΑ 5. 13: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.4 ΣΕ ΔΙΑΣΤΗΜΑ 2KHZ .....	86
ΣΧΗΜΑ 5. 14: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 5.3.4 ΣΕ ΔΙΑΣΤΗΜΑ .....	87
ΣΧΗΜΑ 5. 15: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΕΛΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DOPPLER .....	88
ΣΧΗΜΑ 5. 16: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΣΥΓΚΕΚΡΙΜΕΝΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ, ΓΙΑ ΔΙΑΣΤΗΜΑ 3 KHZ ΚΑΙ ΓΙΑ ΙΣΧΥ ΦΕΡΟΝΤΟΣ (Α) +10 DBM ΚΑΙ (Β) 0 DBM.....	90
ΣΧΗΜΑ 5. 17: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΣΥΓΚΕΚΡΙΜΕΝΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ, ΓΙΑ ΔΙΑΣΤΗΜΑ 4 KHZ ΚΑΙ ΓΙΑ ΙΣΧΥ ΦΕΡΟΝΤΟΣ (Α) +10 DBM ΚΑΙ (Β) 0 DBM.....	91
ΣΧΗΜΑ 5. 18: ΈΞΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΣΥΓΚΕΚΡΙΜΕΝΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ, ΓΙΑ ΔΙΑΣΤΗΜΑ 6 KHZ ΚΑΙ ΓΙΑ ΙΣΧΥ ΦΕΡΟΝΤΟΣ (Α) 0DBM ΚΑΙ (Β) +10DBM .....	92
ΣΧΗΜΑ 5. 19 Η ΕΞΟΔΟΣ ΤΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΛΕΥΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΤΟΝ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΔΙΑΣΤΗΜΑ 8kHz (0Hz-8kHz).....	93
ΣΧΗΜΑ 5. 20 Η ΕΞΟΔΟΣ ΤΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΛΕΥΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΤΟΝ ΑΝΑΛΥΤΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΔΙΑΣΤΗΜΑ 500 Hz (0 Hz-500 Hz).....	94
ΣΧΗΜΑ 5. 21 Ο ΠΡΟΣΘΕΤΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΙΣ ΧΑΜΗΛΕΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ ΚΑΙ ΤΟ ΦΕΡΟΝ .....	96
ΣΧΗΜΑ 5. 22 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 70MHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 2 KHZ .....	97
ΣΧΗΜΑ 5. 23 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 70MHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 4 KHZ .....	98
ΣΧΗΜΑ 5. 24 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 70MHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 2 KHZ .....	98
ΣΧΗΜΑ 5. 25 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 2.1GHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 3 KHZ .....	99
ΣΧΗΜΑ 5. 26 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 2.1GHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 3 KHZ .....	99
ΣΧΗΜΑ 5. 27 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 2.1GHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 4 KHZ .....	100
ΣΧΗΜΑ 5. 28 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 2.1GHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 4 KHZ .....	100
ΣΧΗΜΑ 5. 29 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 2.1GHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 6 KHZ .....	101
ΣΧΗΜΑ 5. 30 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 2.1GHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 6 KHZ .....	101
ΣΧΗΜΑ 5. 31 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 70MHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 2 KHZ .....	102
ΣΧΗΜΑ 5. 32 Το φάσμα DOPPLER ΣΤΑ 70MHz ΓΙΑ ΕΥΡΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 2 KHZ .....	102
ΣΧΗΜΑ 6. 1: ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΚΑΙ ΠΡΑΚΤΙΚΩΝ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ .....	103
ΣΧΗΜΑ 6. 2 ΦΑΣΜΑ DOPPLER .....	104

# Κεφάλαιο 1

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

### 1.1 Στόχοι και κίνητρα διπλωματικής

Ο σχεδιασμός και η ανάπτυξη ενός ασύρματου συστήματος κινητής τηλεφωνίας και η περαιτέρω βελτιστοποίηση της ποιότητας των ψηφιακών υπηρεσιών που παρέχει χρειάζονται αρκετά χρόνια μελέτης και έρευνας. Οι σημερινοί χρήστες απαιτούν πολύ καλή ποιότητα φωνητικών υπηρεσιών καθώς επίσης επιδεικνύουν μικρή ανοχή σε απορριπτόμενες κλήσεις. Παράλληλα επιθυμούν ψηφιακή μετάδοση υψηλών ταχυτήτων χωρίς σφάλματα. Έτσι τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας θα πρέπει να παρέχουν:

- Υψηλό ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας
- Μεγαλύτερη χωρητικότητα και μικρότερο κόστος ανά bit
- Εξαιρετική ποιότητα παροχής υπηρεσιών
- Καλή χωρική κάλυψη με μεταβλητή ταχύτητα μετάδοσης
- Υποστήριξη διαδικτύου νέας γενιάς
- Ομαλή διασύνδεση με συστήματα τρίτης γενιάς, ασύρματα δίκτυα υπολογιστών και σταθερά δίκτυα

Για να μπορεί ένα σύστημα κινητής τηλεφωνίας να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις αυτές, θα πρέπει να λειτουργεί αξιόπιστα σε πολλά και διαφορετικού τύπου περιβάλλοντα (εσωτερικοί χώροι, εξωτερικοί χώροι, προάστια, ύπαιθρος κτλ) όπου τα χαρακτηριστικά διάδοσης των ραδιοκυμάτων διαφέρουν σημαντικά. Για την διασφάλιση της μέγιστης επίδοσης καθώς και της άριστης ποιότητας των διαφόρων υπηρεσιών (προϊόντων) απαιτείται όχι μόνο η ανάλυση και η προσομοίωση, αλλά επίσης η προτυποποίηση και ο έλεγχος των συστημάτων αυτών.

Δυστυχώς όμως ο έλεγχος πεδίου (πραγματοποίηση μετρήσεων) ενός ασύρματου συστήματος σε όλα τα διαφορετικά περιβάλλοντα που μπορεί να χρησιμοποιηθεί έχει απαγορευτικό κόστος, απαιτεί την άδεια των ρυθμιστικών αρχών και φυσικά απαιτεί αρκετά μεγάλο χρόνο. Επίσης, λόγω της τυχαίας και μη ελεγχόμενης φύσης της διάδοσης των ραδιοκυμάτων είναι πολύ δύσκολο να δημιουργηθούν τα αποτελέσματα των επαναλαμβανόμενων ελέγχων πεδίου (field-tests). Μία πιο πρακτική προσέγγιση είναι η πραγματοποίηση ενός πραγματικού χρόνου (real-time) προσομοιωτή ασύρματου διαύλου (channel simulator), που μπορεί να διαρθρωθεί έτσι ώστε να μιμείται τα διαφορετικά χαρακτηριστικά της ασύρματης διάδοσης που συναντώνται σε πραγματικά περιβάλλοντα.

Οι προσομοιωτές ασύρματων διαύλων είναι αναγκαίοι γιατί βοηθούν στον συνεχή και επαναλαμβανόμενο έλεγχο των συστημάτων κινητών επικοινωνιών, όχι μόνο κατά τον σχεδιασμό και την ανάπτυξη τους αλλά και κατά την εξέλιξη των δικτύων αυτών και των υπηρεσιών τους. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν προσομοιώνοντας ένα περιβάλλον διάδοσης για να ελέγχουν σε εργαστηριακό χώρο την επίδοση ενός ασύρματου δικτύου και την ποιότητα της υπηρεσίας που αυτό παρέχει χωρίς να χρειαστεί να πραγματοποιούνται μετρήσεις σε εξωτερικούς χώρους.

Η σχεδίαση και η υλοποίηση ενός προσομοιωτή ασύρματου διαύλου ευρείας ζώνης τόσο σε επίπεδο λογισμικού όσο και υλικού απαιτούν την υψηλή εμπειρία και ακριβή μελέτη του συνόλου των φαινομένων που θα πρέπει να ληφθούν υπόψη. Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας δόθηκε έμφαση στην προσομοίωση Doppler όπου έγινε με την προσέγγιση της στενής ζώνης.

## 1.2 Δομή κεφαλαίων διπλωματικής

Η παρούσα διπλωματική δομείται ως εξής:

Το **κεφάλαιο 1** αποτελεί το εισαγωγικό κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας όπου περιγράφεται το αντικείμενο του προβλήματος από το οποίο προκύπτουν τα κίνητρα και οι στόχοι της διπλωματικής.

Στο **κεφάλαιο 2** παρουσιάζονται κάποια θεωρητικά στοιχεία για την ασύρματη διάδοση, όπως οι μηχανισμοί διάδοσης και οι μηχανισμοί και τα είδη διαλείψεων. Αναφέρονται τα θεωρητικά μοντέλα κατανομής σημάτων και γίνεται εκτεταμένη αναφορά στις αιτίες και τα αποτελέσματα του φαινομένου Doppler.

Στο **κεφάλαιο 3** διατυπώνεται το μοντέλο του Jakes πάνω στο οποίο βασίζεται η θεωρητική προσομοίωση σε επίπεδο λογισμικού. Στην συνέχεια παρουσιάζεται κι αναλύεται ο κώδικας που αναπτύχθηκε για την προσομοίωση και τέλος παρατίθενται και σχολιάζονται τα αποτελέσματα αυτής.

Στο **κεφάλαιο 4** αρχικά παρουσιάζονται τα διάφορα μοντέλα προσομοίωσης που υπάρχουν και στη συνέχεια μελετάται και σχεδιάζεται ένας προσομοιωτής Doppler ως τμήμα του προσομοιωτή ασύρματου διάυλου ευρείας ζώνης. Επιπλέον, γίνεται παράθεση θεωρίας που αφορά στα βαθυπεράτα φίλτρα και παρουσίαση και ανάλυση των φίλτρων που χρησιμοποιήθηκαν στην κατασκευή του προσομοιωτή.

Στο **κεφάλαιο 5** γίνεται παρουσίαση της διάταξης που αποτελεί τον προσομοιωτή Doppler και των οργάνων και στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του. Έπειτα παρουσιάζονται οι επιδόσεις του προσομοιωτή και αναλύονται τα αποτελέσματα του.

Τέλος, το **κεφάλαιο 6** αποτελεί τον επίλογο της διπλωματικής εργασίας όπου γίνεται σύγκριση θεωρητικών και πρακτικών αποτελεσμάτων, παρουσιάζονται τρόποι βελτίωσης του προσομοιωτή, καθώς επίσης και πιθανοί τρόποι μελλοντικής χρήσης του.

# *Κεφάλαιο 2*

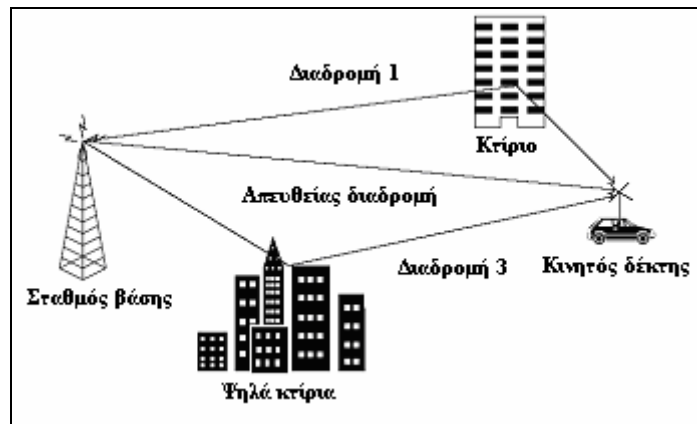
## **ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΚΑΙ** **ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΙΑΥΛΟΥ**

### **2.1 Εισαγωγή**

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται κάποια θεωρητικά στοιχεία για την ασύρματη διάδοση, όπως οι μηχανισμοί διάδοσης και οι μηχανισμοί και τα είδη διαλείψεων. Αναφέρονται τα θεωρητικά μοντέλα κατανομής σημάτων και γίνεται εκτεταμένη αναφορά στις αιτίες και τα αποτελέσματα του φαινομένου Doppler.

### **2.2 Μηχανισμοί Διάδοσης**

Σε ένα ασύρματο σύστημα κινητών επικοινωνιών οι μηχανισμοί διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων ποικίλουν. Στην ουσία το σήμα καταφθάνει στον δέκτη μέσα από διαφορετικούς δρόμους διάδοσης. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το τελικό σήμα που φτάνει στην κεραία του δέκτη να είναι διανυσματικό άθροισμα όλων των ραδιοκυμάτων που φτάνουν στην κεραία από τις διαφορετικές κατευθύνσεις. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται πολυδιαδρομική διάδοση. Στο Σχήμα 2.1 εμφανίζεται ένα τυπικό περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης.



**Σχήμα 2. 1 : Τυπικό περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης**

Αν εξαιρέσουμε την διάδοση μέσω απευθείας συνιστώσας, υπάρχουν τρεις διαφορετικοί μηχανισμοί διάδοσης του σήματος. Αυτοί είναι η ανάκλαση, η περίθλαση και η σκέδαση.

- **Ανάκλαση** συμβαίνει όταν ένα εκπεμπόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε μια λεία επιφάνεια με πολύ μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος ( $\lambda$ ) του σήματος.
- **Περίθλαση** συμβαίνει όταν ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη υπάρχει φυσικό ή τεχνητό εμπόδιο με μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το  $\lambda$ , το οποίο προκαλεί την εμφάνιση δευτερευόντων κυμάτων πίσω από το εμπόδιο. Η περίθλαση είναι ένα φαινόμενο που ερμηνεύει τη μεταφορά ενέργειας από τον πομπό στον δέκτη χωρίς απευθείας διαδρομή μεταξύ τους. Συχνά αποκαλείται *σκίαση*, γιατί το σήμα φτάνει στον δέκτη ακόμα κι όταν 'σκιάζεται' από ένα αδιαπέραστο εμπόδιο.
- **Σκέδαση** συμβαίνει όταν ένα σήμα προσκρούει είτε σε μία μεγάλη τραχιά επιφάνεια ή σε επιφάνεια της οποίας οι διαστάσεις είναι της τάξης του  $\lambda$  ή μικρότερες, με αποτέλεσμα η ανακλώμενη ενέργεια να διασκορπίζεται σε όλες τις κατευθύνσεις. Σε αστικό περιβάλλον συνηθισμένοι σκεδαστές είναι οι προβολείς των δρόμων, οι σηματοδότες και το φύλλωμα των δέντρων.

Τα περισσότερα κυψελωτά δίκτυα κινητής τηλεφωνίας λειτουργούν σε αστικές περιοχές όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή σήματος μεταξύ του πομπού και του δέκτη



(NLOS – non line of sight). Σε αυτές τις περιοχές η ύπαρξη ψηλών κτιρίων προκαλεί έντονη απόσβεση λόγω περίθλασης. Επιπλέον εξαιτίας των πολλαπλών ανακλάσεων λόγω διαφόρων αντικειμένων τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται μέσω διαφόρων δρόμων διαφορετικών μηκών. Η αλληλεπίδραση μεταξύ αυτών των κυμάτων προκαλεί διαλείψεις λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης και η ισχύς τους μειώνεται όσο αυξάνεται η απόσταση πομπού και δέκτη [1].

## 2.3 Είδη Διαλείψεων

### 2.3.1 Διαλείψεις μικρής κλίμακας

Οι διαλείψεις λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε μικρή κλίμακα και σε μεγάλη κλίμακα. Όταν το πλάτος του σήματος έχει διακυμάνσεις σε μικρό χρονικό διάστημα ή σε μικρή χωρική απόσταση τότε μιλάμε για διαλείψεις μικρής κλίμακας και τα φαινόμενα μεγάλης κλίμακας μπορούν να αγνοηθούν. Αυτές οι διακυμάνσεις πλάτους μπορούν να προκληθούν από παρεμβολή δύο ή περισσότερων κυμάτων του μεταδιδόμενου σήματος που λαμβάνει ο δέκτης με καθυστέρηση. Τελικά το λαμβανόμενο σήμα διαφέρει αρκετά σε πλάτος και φάση από το μεταδιδόμενο.

Οι τρεις κύριες επιδράσεις που υφίσταται το σήμα είναι οι εξής:

- Ταχύτατες μεταβολές της ισχύος του σήματος σε μικρό χρονικό διάστημα ή σε μικρή απόσταση.
- Τυχαία διαμόρφωση συχνότητας εξαιτίας των ποικίλων ολισθήσεων Doppler σε διαφορετικά σήματα
- Χρονική διασπορά που προκαλείται από καθυστερήσεις λόγω πολυδιαδρομικής λήψης.

Οι παράγοντες που επηρεάζουν τις διαλείψεις είναι κυρίως οι παρακάτω:

### ***α) Πολυδιαδρομική Διάδοση***

Η παρουσία αντικειμένων που προκαλούν ανακλάσεις και σκεδάσεις στο σήμα δημιουργούν ένα συνεχώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον που επιδρά τόσο στο πλάτος του σήματος όσο στην φάση και στη συχνότητα αυτού. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την δημιουργία διαφορετικών εκδόσεων του ίδιου σήματος που φτάνουν στον δέκτη σε διαφορετικό χρόνο και από διαφορετικό δρόμο. Η τυχαιότητα που χαρακτηρίζει την φάση και το πλάτος αυτών των σημάτων προκαλεί διακυμάνσεις στην ισχύ του σήματος δημιουργώντας έτσι είτε διαλείψεις μικρής κλίμακας, είτε παραμόρφωση, είτε και τα δύο. Επιπλέον αυξάνεται ο χρόνος που χρειάζεται το σήμα για να φτάσει στον πομπό ολοκληρωμένο με αποτέλεσμα να παραμορφώνεται λόγω διασποράς καθυστέρησης.

### ***β) Ταχύτητα του κινητού***

Η σχετική ταχύτητα μεταξύ του σταθμού βάσης και του κινητού έχει σαν αποτέλεσμα την τυχαία διαμόρφωση συχνότητας, λόγω των διαφορετικών ολισθήσεων Doppler σε κάθε έναν από τους παράγοντες λήψης. Η ολίσθηση Doppler θα είναι θετική ή αρνητική ανάλογα με το εάν το κινητό μετακινείται προς ή από τον σταθμό βάσης.

### ***γ) Ταχύτητα του περιβάλλοντος***

Η ύπαρξη κινούμενων αντικειμένων μέσα στον ραδιοδιάλογο προκαλεί ολίσθηση Doppler. Εάν τα περιβάλλοντα αντικείμενα μετακινούνται με μεγαλύτερη ταχύτητα από το κινητό τότε λαμβάνουμε υπόψη μόνο την μετατόπιση Doppler που προκαλείται από αυτό το φαινόμενο, αλλιώς το αγνοούμε.

### ***δ) Το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος***

Εάν το εύρος ζώνης είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του διαύλου τότε το σήμα θα υποστεί παραμόρφωση αλλά η ισχύς του σήματος δεν θα μεταβληθεί (δηλαδή η μικρής κλίμακας διαλείψεις δεν θα είναι σημαντικές). Το εύρος ζώνης του καναλιού μπορεί να ποσοτικοποιηθεί μέσω του εύρους ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) που σχετίζεται με την κατασκευή του διαύλου. Το coherence bandwidth είναι ένα

μέτρο της μέγιστης διαφοράς συχνότητας για την οποία τα σήματα είναι συσχετισμένα σε πλάτος. Εάν το μεταδιδόμενο σήμα έχει μικρότερο εύρος σε σχέση με τον διάυλο τότε το πλάτος του σήματος θα αλλάξει αλλά το σήμα δεν θα παραμορφωθεί χρονικά.

### 2.3.2 Τύποι Διαλείψεων μικρής κλίμακας

Οι μικρής κλίμακας διαλείψεις οι οποίες οφείλονται στην χρονική διασπορά του σήματος χωρίζονται σε δύο υποκατηγορίες:

- **Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα**( frequency selective fading)
- **Επίπεδες διαλείψεις** (frequency non selective or flat fading)

Ενώ οι διαλείψεις που οφείλονται στην χρονική μεταβολή του διαύλου είναι :

- **Γρήγορες διαλείψεις** (fast fading)
- **Αργές διαλείψεις** (slow fading)

#### 2.3.2.1 Επίπεδες διαλείψεις

Οι *επίπεδες διαλείψεις* συναντιούνται πιο συχνά και δημιουργούνται όταν το εύρος ζώνης του σήματος είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης του διαύλου και η διάρκεια του συμβόλου του σήματος είναι μεγαλύτερη από την χρονική καθυστέρηση του. Τυπικοί διάυλοι επίπεδων διαλείψεων προκαλούν ισχυρές διαλείψεις και επιδεινώνουν σημαντικά τον ρυθμό σφαλμάτων (BER - Bit Error Rate), που για την βελτίωση του μπορεί να χρειάζεται 20 με 30 dB αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος. Η διάρκεια όμως των ισχυρών διαλείψεων είναι συνήθως μικρή και συνεπώς η αύξηση της ισχύος στον πομπό είναι ανώφελη. Κατά την διάρκεια των ισχυρών διαλείψεων είναι αρκετά τα διαδοχικά bits τα οποία επηρεάζονται και για τον λόγο αυτό αναφερόμαστε σε ριπές σφαλμάτων. Οι συνήθεις κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων μπορούν να διορθώσουν μέχρι κάποιο μικρό αριθμό διαδοχικών εσφαλμένων bits και άρα απαιτούνται και εφαρμόζονται διαφορετικές μέθοδοι για τις ριπές σφαλμάτων λόγω ισχυρών διαλείψεων, όπως η *διαφορική λήψη*, η *κωδικοποίηση-διεμπλοκή*

(coding-interleaving), και *προσαρμοστικές τεχνικές διαμόρφωσης* (adaptive modulation) .

Η κατανομή του στιγμιαίου κέρδους των διαύλων που υφίστανται επίπεδες διαλείψεις είναι πολύ σημαντική για τον σχεδιασμό ραδιοζεύξεων και η πιο συνηθισμένη κατανομή πλάτους που χρησιμοποιείται είναι η κατανομή Rayleigh. Το μοντέλο Rayleigh διαύλων επίπεδων διαλείψεων θεωρεί ότι ο δίαυλος επιδέχεται μια μεταβολή πλάτους ως προς τον χρόνο σύμφωνα με την κατανομή Rayleigh.

### **2.3.2.2 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα**

Οι διαλείψεις που είναι επιλεκτικές *ως προς τη συχνότητα* προκύπτουν όταν το εύρος ζώνης του σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του διαύλου και η διάρκεια του συμβόλου του σήματος είναι μικρότερη από την χρονική καθυστέρηση του. Λόγω της διαφοράς του εύρους ζώνης σήματος και διαύλου, ο δίαυλος προκαλεί διαφορετική εξασθένηση σε διαφορετικές συχνότητες του σήματος με αποτέλεσμα να δημιουργείται παραμόρφωση του λαμβανόμενου σήματος. Το φαινόμενο αυτό εμφανίζεται ως μεταβολή στη λαμβανόμενη ένταση πεδίου σε συνάρτηση με την συχνότητα. Στο πεδίο του χρόνου όταν η μέγιστη διαφορά στην καθυστέρηση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι μεγαλύτερη από ένα τμήμα της διάρκειας ενός bit, προκαλείται το φαινόμενο της *διασυμβολικής παρεμβολής* (ISI - intersymbol interference). Η διασυμβολική παρεμβολή προκαλεί υψηλούς ρυθμούς σφαλμάτων BER που δεν μειώνονται με την αύξηση της ισχύος, λόγω της ταυτόχρονης αύξησης της ισχύος παρεμβολής. Άμεση συνέπεια της ISI είναι η χρήση χαμηλών ρυθμών μετάδοσης ώστε η χρονική διασπορά να είναι μικρότερη της διάρκειας του bit. Απαιτούνται λοιπόν τεχνικές για την αντιμετώπιση του φαινομένου όπως η *ισοστάθμιση*, η διασπορά φάσματος, η διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων ή η χρήση έξυπνων κεραιών. Η μοντελοποίηση διαύλου που επιφέρει διαλείψεις επιλεκτικές *ως προς τη συχνότητα* είναι πολύ πιο δύσκολη και πολύπλοκη από αυτή των διαύλων επίπεδων διαλείψεων.

### **2.3.2.3 Γρήγορες διαλείψεις**

Βασιζόμενοι στο πόσο γρήγορα αλλάζει το μεταδιδόμενο σήμα σε σχέση με το ρυθμό αλλαγής του καναλιού, μπορούμε να κατηγοριοποιήσουμε τα κανάλια σε γρήγορων διαλείψεων και αργών διαλείψεων. Σε ένα κανάλι γρήγορων διαλείψεων η απόκριση του καναλιού αλλάζει γρήγορα κατά την διάρκεια ενός συμβόλου. Αυτό σημαίνει ότι ο χρόνος συσχέτισης του καναλιού είναι μικρότερος από την περίοδο ενός συμβόλου του μεταδιδόμενου σήματος. Αυτό προκαλεί αποσυσχέτιση συχνότητας εξαιτίας της ολίσθησης Doppler που καταλήγει σε παραμόρφωση του σήματος. Στο πεδίο της συχνότητας η παραμόρφωση του σήματος που οφείλεται στις γρήγορες διαλείψεις αυξάνεται όσο αυξάνεται η ολίσθηση Doppler.

### **2.3.2.4 Αργές διαλείψεις**

Σε έναν διάυλο αργών διαλείψεων η απόκριση του διαύλου αλλάζει με έναν ρυθμό πολύ μικρότερο από αυτόν του μεταδιδόμενου σήματος. Στο πεδίο της συχνότητας αυτό σημαίνει ότι η ολίσθηση Doppler του διαύλου είναι πολύ μικρότερη από το εύρος ζώνης του σήματος. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η ταχύτητα του κινητού και το σήμα βασικής ζώνης καθορίζουν το αν θα έχουμε αργές ή γρήγορες διαλείψεις [1].

## 2.4 Ολίσθηση Doppler

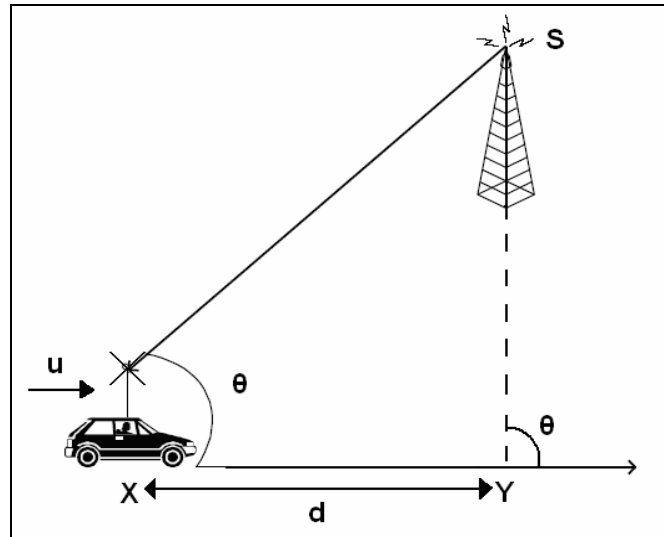
Θεωρούμε ένα κινητό που κινείται με σταθερή ταχύτητα  $u$  κατά μήκος διαδρομής μήκους  $d$  μεταξύ των σημείων  $X$  και  $Y$  ενώ λαμβάνει σήματα από μια απομακρυσμένη πηγή  $S$ , όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2. Η διαφορά των μηκών του δρόμου που διανύει το σήμα από την πηγή  $S$  στα σημεία  $X$  και  $Y$  είναι  $\Delta l = d \cdot \cos \theta = u \cdot \Delta t \cdot \cos \theta$ , όπου  $\Delta t$  είναι ο χρόνος που απαιτείται για να μετατοπιστεί το κινητό από το  $X$  στο  $Y$ , ενώ η γωνία  $\theta$  είναι η γωνία άφιξης και θεωρούμε ότι είναι ίδια στα σημεία  $X$  και  $Y$  αφού η πηγή είναι πολύ μακριά. Η μεταβολή της φάσης στο λαμβανόμενο σήμα λόγω της διαφοράς του μήκους των δρόμων είναι

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \left( \frac{2\pi u \Delta t}{\lambda} \right) \cos \theta \quad (2.1)$$

και έτσι η ολίσθηση συχνότητας ή ολίσθηση Doppler δίνεται από

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{u}{\lambda} \cos \theta \quad (2.2)$$

Η τελευταία εξίσωση συνδέει την ολίσθηση Doppler με την ταχύτητα του κινητού και την γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης κίνησης του κινητού και της κατεύθυνσης άφιξης του σήματος. Από αυτή την εξίσωση φαίνεται ότι αν το κινητό κινείται στην κατεύθυνση άφιξης του σήματος, η ολίσθηση Doppler είναι θετική ενώ αν το κινητό απομακρύνεται, η ολίσθηση Doppler είναι αρνητική. Εδώ θα πρέπει να τονίσουμε ότι η ολίσθηση Doppler είναι όπως προκύπτει από τις παραπάνω εξισώσεις, ο ρυθμός μεταβολής του φυσικού μήκους του ηλεκτρικού μονοπατιού ( $\frac{\Delta l}{\Delta t}$ ), όπου το φυσικό μήκος ανάγεται σε μήκη κύματος. Υπάρχει δηλαδή ανεξαρτησία της ολίσθησης Doppler από την συχνότητα λειτουργίας.



**Σχήμα 2. 2 : Ολίσθηση Doppler**

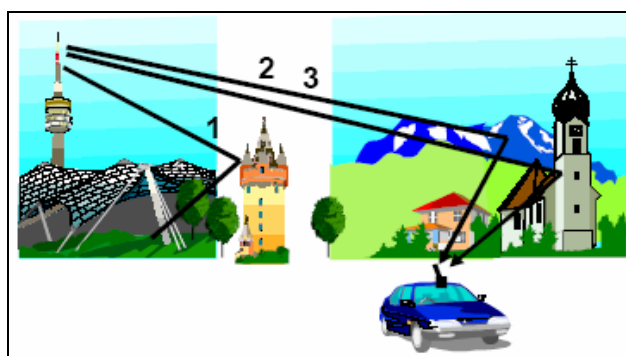
Η ολίσθηση Doppler μεταβάλλεται με τον χρόνο λόγω της μεταβολής της ταχύτητας των κινητών δεκτών. Η μεταβαλλόμενη ολίσθηση Doppler εισάγει μια διαμόρφωση FM στο σήμα που προκαλεί αύξηση στο εύρος ζώνης κατά  $f_d$ . Συνήθως αυτή η διασπορά του φάσματος λόγω Doppler δεν αποτελεί πρόβλημα, αλλά προκαλεί μια αποσυσχέτιση του σήματος με χρονική περίοδο  $\frac{1}{f_d}$ . Είναι αναμενόμενο, συνεπώς, η

φάση διαδοχικών συμβόλων να αποσυσχετίζεται για μεγάλες ολισθήσεις Doppler δηλαδή για γρήγορα χρονικά μεταβαλλόμενο δίαυλο. Όσο αυξάνεται όμως ο ρυθμός μετάδοσης και άρα μειώνεται η διάρκεια των bits, τόσο μειώνεται η πιθανότητα να σημειωθεί αποσυσχέτιση της φάσης σε διαδοχικά σύμβολα. Όταν χρησιμοποιούνται διαφορικές τεχνικές στην αποδιαμόρφωση, δηλαδή η φάση του προηγούμενου ανακτηθέντος συμβόλου αποτελεί φάση αναφοράς για το τρέχον σύμβολο, τότε σε γρήγορα μεταβαλλόμενους διαύλους είναι πιθανό η φάση να μεταβάλλεται σημαντικά κατά τη διάρκεια του συμβόλου, δηλαδή να αποσυσχετίζεται και συνεπώς όσο και να αυξηθεί ο σηματοθορυβικός λόγος SNR δεν βελτιώνεται ο ρυθμός σφαλμάτων BER [5].

## 2.5 Συναρτήσεις Κατανομής Λαμβανομένου Σήματος

### 2.5.1 Συνάρτηση Κατανομής διαλείψεων Rayleigh

Στους ραδιοδιαύλους η κατανομή Rayleigh χρησιμοποιείται συχνά για να περιγράψει την χρονικά μεταβαλλόμενη μορφή της περιβάλλουσας του λαμβανομένου σήματος σε ένα κανάλι επίπεδων διαλείψεων ή της περιβάλλουσας ενός από τα πολλαπλά σήματα. Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται όταν δεν υπάρχει δρόμος απευθείας διάδοσης όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3.



Σχήμα 2. 3: Περιβάλλον στο οποίο το σήμα του δέκτη ακολουθεί την κατανομή Rayleigh

Έστω ότι η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανομένου σήματος είναι της μορφής

$$g(t) = g_1(t) + g_2(t) \quad (2.3)$$

Σε μερικές περιπτώσεις διάδοσης όπως π.χ ιστροπική σκέδαση δύο διαστάσεων [8], τα  $g_1(t)$ ,  $g_2(t)$  είναι ανεξάρτητες και ταυτόσημα κατανεμημένες, με μηδενική μέση τιμή, κανονικές στοχαστικές ανελίξεις, σε κάποια χρονική στιγμή  $t_1$  με διακύμανση  $b_0$ . Με βάση τις συνθήκες αυτές το πλάτος της λαμβανομένης μιγαδικής περιβάλλουσας  $a(t)=|g(t)|$ , ακολουθεί την κατανομή Rayleigh, σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή  $t_1$  έχοντας συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας

$$p_a(x) = \frac{x}{b_0} \exp\left\{-\frac{x^2}{2b_0}\right\} \quad (2.4)$$

Η μέση ισχύς της περιβάλλουσας είναι  $E[a^2] = \bar{P}_r = 2b_0$ , με αποτέλεσμα οι διαλείψεις Rayleigh να περιγράφονται από την σ.π.π που δίνεται από την σχέση



$$p_a(x) = \frac{2x}{\bar{P}_r} \exp\left\{-\frac{x^2}{\bar{P}_r}\right\}, x \geq 0 \quad (2.5)$$

Η συνάρτηση κατανομής (CDF: Cumulative Distribution Function) Rayleigh για ένα, συγκεκριμένο επίπεδο ισχύος R σε dB, προκύπτει από το ολοκλήρωμα

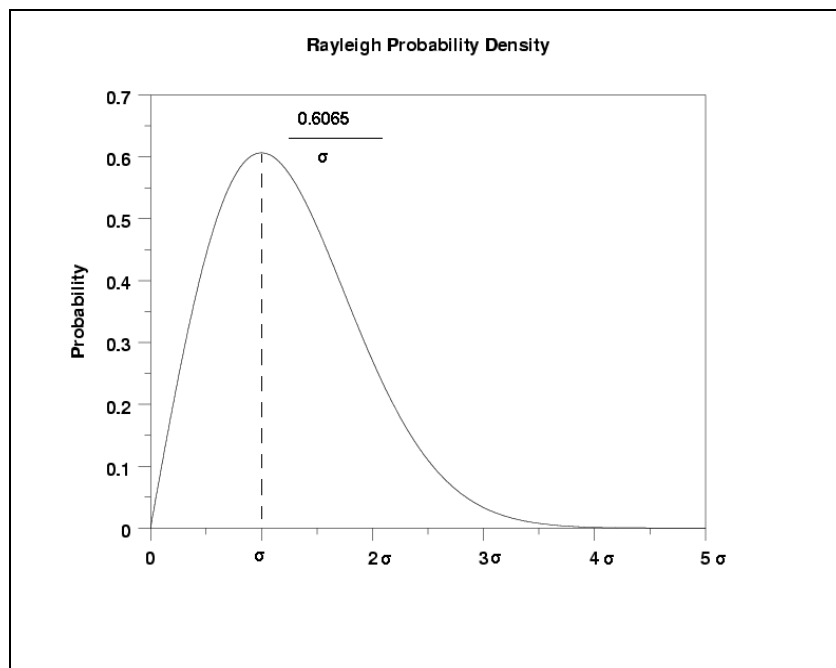
$$P(x \geq R) = \int_0^R p_a(x) dx = 1 - e^{-\rho^2} \quad (2.6)$$

με:

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{\bar{P}_r}} \quad (2.7)$$

και  $\bar{P}_r$  η μέση λαμβανομένη ισχύς της περιβάλλουσας.

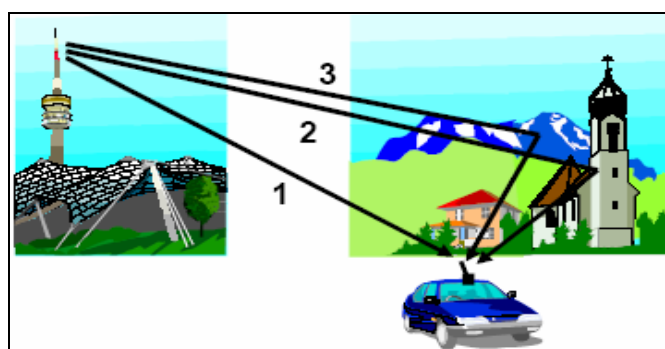
Στο Σχήμα 2.4 φαίνεται και γραφικά η κατανομή συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας Rayleigh



**Σχήμα 2. 4: Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας Rayleigh**

## 2.5.2 Συνάρτηση κατανομής διαλείψεων Ricean

Όταν υπάρχει και απευθείας διαδρομή διάδοσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.3, τότε η περιβάλλουσα ακολουθεί την κατανομή Ricean [6]. Σε αυτή την περίπτωση τυχαία σήματα προερχόμενα από πολυδιαδρομική διάδοση έχοντας διαφορετική φάση υπερπροστίθενται στο κυρίαρχο απευθείας σήμα. Στην έξοδο ενός ανιχνευτή περιβάλλουσας θα έχουμε την πρόσθεση μιας dc συνιστώσας.



**Σχήμα 2. 5: Περιβάλλον στο οποίο το σήμα του δέκτη ακολουθεί την κατανομή Ricean**

Όσο το κυρίαρχο σήμα γίνεται πιο αδύναμο, το συνολικό σήμα εξομοιώνεται με ένα σήμα θορύβου με περιβάλλουσα κατανομής Rayleigh. Έτσι η κατανομή Ricean εκφυλίζεται σε κατανομή Rayleigh όταν το κυρίαρχο σήμα αποσβένεται. Η κατανομή Ricean δίνεται από

$$p(r) = \begin{cases} 0 & (r < 0) \\ \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & (A \geq 0, r \geq 0) \end{cases} \quad (2.8)$$

Η παράμετρος  $A$  δηλώνει τη μέγιστη τιμή πλάτους του κυρίαρχου σήματος και το  $I_0$  είναι τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και μηδενικής τάξης [1].

# *Κεφάλαιο 3*

## **ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ** **ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΔΙΑΥΛΟΥ**

### **3.1 Εισαγωγή**

Η μελέτη και η προσομοίωση ενός ασύρματου διαύλου βασίζεται στην σωστή διατύπωση των φαινομένων που παρατηρούνται στον δίαυλο κατά την μετάδοση ενός σήματος, καθώς επίσης και των αιτιών τους. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας που είναι το αντικείμενο της προσομοίωσης οφείλονται σε δύο παράγοντες:

- Στην χρονική διασπορά του σήματος (time spreading) και
- Στον χρονικά μεταβαλλόμενο δίαυλο

Η προσομοίωση που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο θα βασιστεί στην ντετερμινιστική ερμηνεία του διαύλου με χρονική διασπορά. Κατά αυτή την ερμηνεία η κρουστική απόκριση του συστήματος προκύπτει εφόσον γνωρίζουμε την θέση και τις ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες του πομπού, του δέκτη και των σκεδαστών. Θα γίνει εστίαση στην προσομοίωση του καναλιού στενής ζώνης ως κομμάτι της προσομοίωσης καναλιού ευρείας ζώνης.

### **3.2 Μοντέλο Jakes**

Η προσομοίωση του ασύρματου διαύλου στο εργαστήριο αποτελεί μια ελκυστική προσέγγιση για την αξιολόγηση της επίδοσης ενός συστήματος, υπό την προϋπόθεση ότι όλες οι σχετικές παράμετροι μπορούν να προσομοιωθούν. Πρακτικά το πιο διαδεδομένο και επιτυχημένο μοντέλο προσομοίωσης που χρησιμοποιείται είναι αυτό του Jakes.

Το συγκεκριμένο μοντέλο μας παρέχει ομοιόμορφη διαμόρφωση φάσης και περιβάλλουσα κατανομής Rayleigh μέσω διαμόρφωσης πλάτους των μιγαδικών συνιστωσών ενός σταθερού φέροντος με ασυσχέτιστους θορύβους χαμηλής συχνότητας κατανομής Gauss. Οι επιλεκτικές ως προς την συχνότητα διαλείψεις μπορούν να προσομοιωθούν συνδυάζοντας πολλά διαφορετικά καθυστερημένα σήματα. Οι γεννήτριες θορύβου πρέπει να έχουν το ίδιο φάσμα ισχύος για να προκαλούν στατικές διαλείψεις και έτσι το φάσμα ισχύος του αποσβενόμενου σήματος θα είναι το ίδιο με το φάσμα του θορύβου. Αρχικά η μέθοδος εισήγαγε τον περιορισμό ότι μόνο ντετερμινιστικές μορφές του φάσματος μπορούν να παραχθούν, ενώ γενικά το φάσμα ακολουθεί τυχαίες μορφές. Τελικά το ολοκληρωμένο μοντέλο του Jakes μπορεί και προσομοιώνει και την τυχαιότητα του φάσματος.

### 3.2.1 Μαθηματική Ανάλυση

Αρχικά θεωρούμε ότι το πεδίο είναι υπέρθεση κυμάτων [2]:

$$E(t) = \text{Re}[T(t)e^{j\omega_c t}] \quad (3.1)$$

όπου

$$T(t) = E_0 \sum_{n=1}^N c_n e^{j(\omega_m t \cos a_n + \phi_n)} \quad (3.2)$$

και

$$c_n^2 = p(a_n) da = \frac{1}{2\pi} da \quad (3.3)$$

Υποθέτουμε ότι οι γωνίες άφιξης είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες με

$$da = \frac{2\pi}{N} \quad (3.4)$$

Έτσι

$$c_n^2 = \frac{1}{N} \quad \text{και} \quad a_n = \frac{2\pi n}{N}, n = 1, 2, \dots, N \quad (3.5)$$

Επιπλέον θεωρούμε ότι το  $N/2$  είναι μονός ακέραιος οπότε το άθροισμα μπορεί να γίνει

$$T(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \left\{ \sum_{n=1}^{N/2-1} [e^{j(\omega_m t \cos a_n + \phi_n)} + e^{-j(\omega_m t \cos a_n + \phi_{-n})}] + e^{j(\omega_m t + \phi_N)} + e^{-j(\omega_m t + \phi_{-N})} \right\} \quad (3.6)$$

Ο πρώτος όρος του αθροίσματος αντιπροσωπεύει τα κύματα με ολίσθηση Doppler που ξεκινούν από  $+\omega_m \cos(\frac{2\pi}{N})$  μέχρι  $-\omega_m \cos(\frac{2\pi}{N})$  με το  $n$  να παίρνει τιμές από 1 μέχρι  $N/2-1$ , ενώ η ολίσθηση Doppler στον δεύτερο όρο παίρνει τιμές από  $-\omega_m \cos(\frac{2\pi}{N})$  μέχρι  $+\omega_m \cos(\frac{2\pi}{N})$ . Έτσι οι συχνότητες σε αυτούς τους δύο όρους υπερκαλύπτονται. Ο τρίτος και ο τέταρτος όρος αναπαριστούν κύματα με μέγιστη ολίσθηση Doppler από  $+\omega_m$  ως  $-\omega_m$ . Χωρίς σφάλμα της γενικότητας το σήμα μπορεί να αναπαρασταθεί με όρους κυμάτων των οποίων οι συχνότητες δεν υπερκαλύπτονται:

$$T(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \left\{ \sqrt{2} \sum_{n=1}^{N_0} [e^{j(\omega_m t \cos a_n + \phi_n)} + e^{-j(\omega_m t \cos a_n + \phi_{-n})}] + e^{j(\omega_m t + \phi_N)} + e^{-j(\omega_m t + \phi_{-N})} \right\}, \quad (3.7)$$

$$N_0 = \frac{1}{2} \left( \frac{N}{2} - 1 \right)$$

όπου ο παράγοντας  $\sqrt{2}$  έχει χρησιμοποιηθεί έτσι ώστε η συνολική ισχύς του  $E(t)$  να παραμείνει αμετάβλητη. Η προσομοίωση πρέπει να μπορεί να παρέχει μια καλή προσέγγιση των διαλείψεων Rayleigh. Εάν το  $N$  είναι αρκετά μεγάλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί το θεώρημα κεντρικής τιμής. Ως συμπέρασμα προκύπτει ότι το  $T(t)$  είναι περίπου μια μιγαδική διαδικασία της κατανομής Gauss έτσι ώστε το  $|T|$  να ακολουθεί την κατανομή Rayleigh. Έχει προκύψει ότι η προσέγγιση Rayleigh είναι καλή για  $N \geq 6$ , έχοντας αποκλίσεις από την κατανομή Rayleigh μόνο για ακραίες τιμές.

Εάν εξεταστεί η αυτοσυσχέτιση του  $E(t)$  προκύπτουν επιπλέον πληροφορίες για το  $N$  όπως φαίνεται παρακάτω:

$$R(\tau) = \langle E(t)E(t+\tau) \rangle = \frac{1}{2} \text{Re} \left[ \langle T(t)T(t+\tau)e^{j\omega_c(2t+\tau)} \rangle + \langle T^*(t)T(t+\tau)e^{j\omega_c\tau} \rangle \right] \quad (3.8)$$

Οι μόνοι όροι που συνεισφέρουν είναι αυτοί που περιέχουν τον όρο  $\phi_n - \phi_m$  με  $n=m$  έτσι ώστε:

$$R(\tau) = \frac{b_0}{N} \cos \omega_c \tau \left\{ 4 \sum_{n=1}^{N_0} \cos(\omega_m \tau \cos \frac{2\pi n}{N}) + 2 \cos(\omega_m \tau) \right\} \quad (3.9)$$

Να σημειώσουμε ότι στην παραπάνω εξίσωση έχουμε έναν παράγοντα φέροντος πολλαπλασιασμένο με έναν παράγοντα χαμηλής συχνότητας:

$$R(\tau) = g(\tau) \cos \omega_c \tau \quad (3.10)$$

Επίσης είναι γνωστό ότι για ένα πεδίο ομοιόμορφα κατανεμημένο ισχύει  $g(\tau) = b_0 J_0(\omega_m \tau)$ . Παρόλο που αυτή η έκφραση προκύπτει για συγκεκριμένες γωνίες άφιξης, είναι λογικό ότι αν το  $N$  είναι αρκετά μεγάλο, τότε το άθροισμα της  $R(\tau)$  μπορεί να προσεγγιστεί από τον όρο  $J_0(\omega_m \tau)$ . Το  $J_0(x)$  ορίζεται ως:

$$J_0(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \cos(x \cos a) da \quad (3.11)$$

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι

$$2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos(\omega_m \tau \cos \frac{2\pi n}{N}) + \cos(\omega_m \tau) = \frac{N}{2} J_0(\omega_m \tau) \quad (3.12)$$

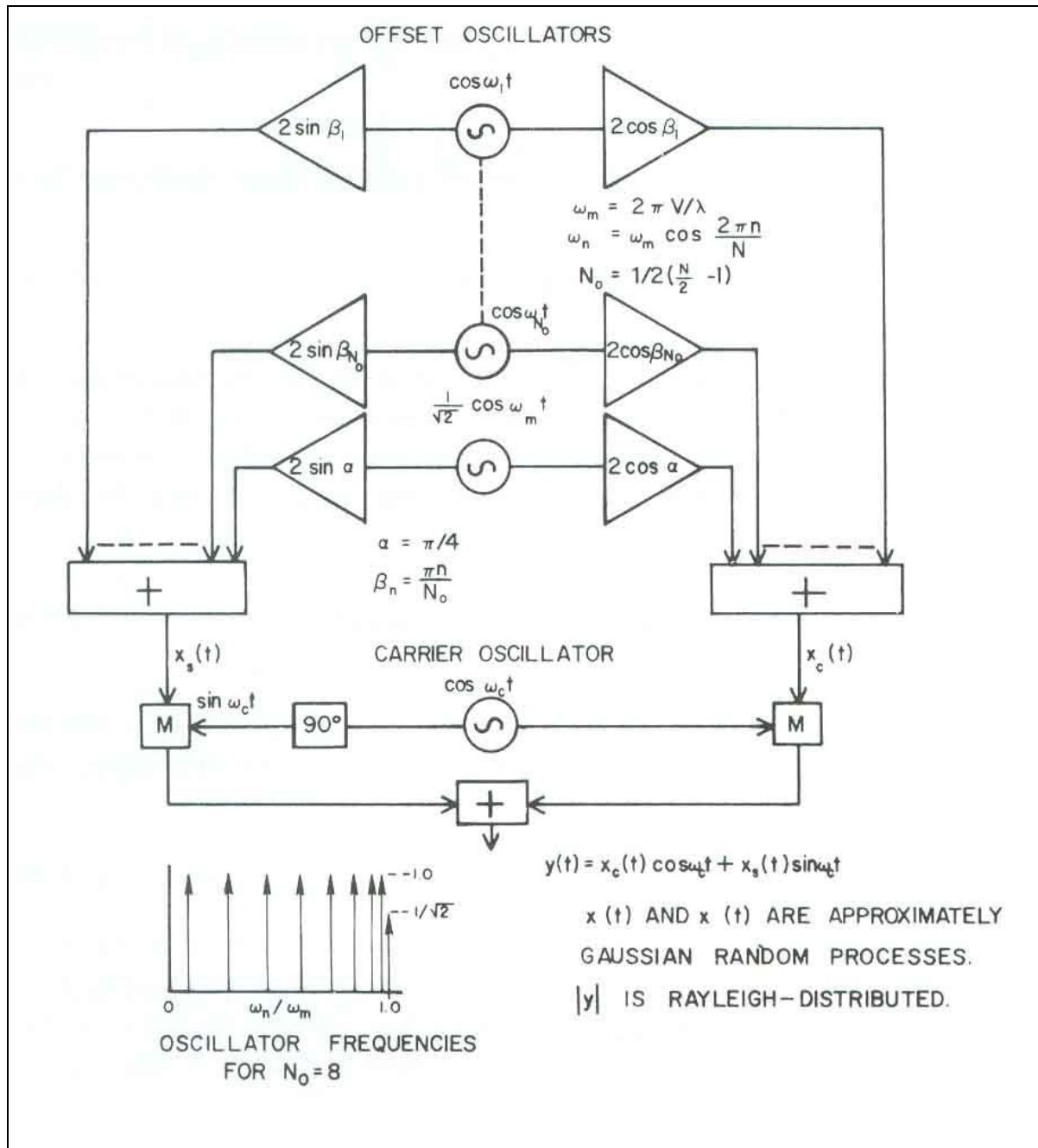
Υπολογίζοντας την παραπάνω εξίσωση για διάφορες τιμές του  $\omega_m \tau$  και του  $N$  προκύπτει ότι το άθροισμα δίνει για το  $J_0(\omega_m \tau)$  μέχρι και 8 σημαντικά ψηφία για  $\omega_m \tau \leq 15$  με  $N=34$ . Ο αριθμός των συνιστωσών συχνοτήτων που χρειάζονται είναι  $\frac{1}{2}(\frac{34}{2}-1) = 8$ . Η προσομοίωση αυτή θα παράγει ένα RF φάσμα το οποίο είναι

διακριτή προσέγγιση της μορφής  $\left[ 1 - \left( \frac{f - f_c}{f_m} \right)^2 \right]^{-1/2}$ .

### 3.2.2 Υλοποίηση της μεθόδου

Η τεχνική προσομοίωσης που θα ακολουθηθεί είναι ξεκάθαρη από τα παραπάνω. Θα χρησιμοποιηθούν  $N_0$  ταλαντωτές χαμηλής συχνότητας με συχνότητες ίσες με την ολίσθηση Doppler όταν αυτή παίρνει τιμές  $\omega_m \cos(2\pi n/N)$ ,  $n=1,2,\dots,N_0$  και ακόμα ένας με συχνότητα  $\omega_m$ , οι οποίοι θα παράγουν σήματα μετατοπισμένα ως προς την συχνότητα  $\omega_m$  χρησιμοποιώντας κάποιες μεθόδους διαμόρφωσης. Τα πλάτη όλων των συνιστωσών ισούνται με 1 εκτός από αυτής με την συχνότητα  $\omega_m$  το πλάτος της οποίας ισούται με  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ . Οι φάσεις  $\beta_n$  επιλέγονται έτσι ώστε η κατανομή πιθανότητας του σήματος που θα προκύψει να είναι όσο πιο κοντά γίνεται σε μια ομοιόμορφη κατανομή του  $1/2\pi$ . Χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές σχέσεις, οι φάσεις που χρειαζόμαστε προκύπτουν από ταλαντωτές με κέρδη ίσα με  $2 \cos \beta_n$  ή  $2 \sin \beta_n$ . Οι έξοδοι του κάθε ταλαντωτή ξεχωριστά, μαζί με τα κέρδη, προστίθενται αρχικά ώστε να προκύψουν ζώνες συχνοτήτων για το πραγματικό ( $x_c$ ) και το φανταστικό ( $x_s$ )

μέρος αντίστοιχα και στη συνέχεια πολλαπλασιάζονται με τα αντίστοιχα πραγματικά και φανταστικά μέρη του φέροντος σήματος έτσι ώστε να προκύψει το σήμα εξόδου  $y(t)$  όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.



Σχήμα 3. 1: Προσομοιωτής καναλιού που παράγει το φάσμα του Doppler

Έχουμε

$$x_c(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos a \cos \omega_m t \quad (3.13)$$

$$x_s(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin a \cos \omega_m t$$

Η φάση του  $y(t)$  πρέπει να είναι τυχαία και ομοιόμορφα κατανεμημένη από το 0 μέχρι το  $2\pi$ . Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με διάφορους τρόπους, θεωρώντας δεδομένο ότι  $\langle x_c^2 \rangle \approx \langle x_s^2 \rangle$  και ότι  $\langle x_c x_s \rangle \approx 0$ . Έτσι έχουμε:

$$\begin{aligned} \langle x_c^2 \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos^2 \beta_n + \cos^2 a = N_0 + \cos^2 a + \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \\ \langle x_s^2 \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin^2 \beta_n + \sin^2 a = N_0 + \sin^2 a - \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\langle x_c x_s \rangle = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \beta_n + \sin a \cos a$$

Επιλέγοντας  $a=0$  και  $\beta_n = \frac{\pi n}{N_0 + 1}$  έχουμε  $\langle x_c x_s \rangle \equiv 0$  και  $\langle x_c^2 \rangle = N_0$ ,  $\langle x_s^2 \rangle = N_0 + 1$ .

Έτσι το  $y(t)$  είναι τώρα ένα σήμα στενής ζώνης τοποθετημένο γύρω από την συχνότητα φέροντος  $\omega_c$ , που έχει διάλεια κατανομής Rayleigh και συνάρτηση αυτοσυσχέτισης περίπου ίση με  $J_0(\omega_m \tau)$ . Επομένως το φάσμα του έχει συγκεκριμένη μορφή με ομοιόμορφη κατανομή ισχύος. Με αυτήν την μέθοδο παράγονται επίσης τυχαία σήματα FM. Από την στιγμή που η φέρουσα συχνότητα δίνεται από έναν ταλαντωτή, μπορεί να ρυθμιστεί σε μια βολική τιμή και να διαμορφωθεί είτε κατά πλάτος είτε κατά συχνότητα για να χρησιμοποιηθεί σε πολλές τεχνικές λήψης.

Αυτή η τεχνική μπορεί να επεκταθεί έτσι ώστε να παραχθούν μέχρι και  $N_0$  ανεξάρτητα σήματα ενόσω χρησιμοποιούνται οι ίδιοι ταλαντωτές. Παρέχεται στον  $n$ -οστό ταλαντωτή μία επιπλέον ολίσθηση φάσης  $\gamma_{nj} + \beta_{nj}$  με τα ίδια κέρδη. Επιβάλλοντας την επιπλέον απαίτηση ότι τα σήματα εξόδου πρέπει να είναι



ασυσχέτιστα, οι σωστές τιμές για τα  $\gamma_{nj}$  και  $\beta_{nj}$  μπορούν να καθοριστούν. Οι τιμές δεν είναι μοναδικές αλλά οι παρακάτω είναι οι απλούστερες [2]:

$$\beta_{nj} = \frac{\pi n}{N_0 + 1}$$
$$\gamma_{nj} = \frac{2\pi(j-1)}{N_0 + 1}, n = 1, 2, \dots, N_0$$
(3. 15)

### 3.3 Προσομοίωση με Matlab

Το πρόγραμμα που χρησιμοποιήθηκε για την πραγματοποίηση της προσομοίωσης σύμφωνα με το μοντέλο του Jakes ήταν το Matlab. Στην παράγραφο αυτή, λοιπόν, παρουσιάζεται ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε καθώς και τα γραφικά αποτελέσματα αυτού. Ο κώδικας παρουσιάζεται ολοκληρωμένος στο Παράρτημα Α. Τέλος γίνεται μια σύγκριση των αποτελεσμάτων με την θεωρία.

#### 3.3.1 Η συνάρτηση του Jakes

Η συνάρτηση χρησιμοποιεί τις εξισώσεις του Jakes για την προσομοίωση.

```
function ray = jakes(fm,fs,M,N_0,index)
% Jakes Model of a Rayleigh fading channel
% Written by Lekka Valia 2006
%
% jakes(fm,fs,M,N_0,index)
%
% fm Doppler frequency
% fs sampling frequency
% M number of samples
% N_0 number of paths
% index (between 1 & N_0) uncorrelated Rayleigh fading functions
```

**Πλαίσιο 3.1:** Κώδικας Matlab

Στο Πλαίσιο 3.1 φαίνονται οι μεταβλητές που χρησιμοποιούνται στην συνάρτηση αυτή. Το  $f_m$  δηλώνει την συχνότητα Doppler, το  $f_s$  δηλώνει τη συχνότητα δειγματοληψίας, το  $M$  είναι ο αριθμός των δειγμάτων και το  $N_0$  δηλώνει τον αριθμό των δρόμων. Τέλος το `index` αποτελεί έναν δείκτη που χρησιμοποιούμε για να δηλώσουμε στον κώδικα τον αριθμό των ασυσχέτιστων συναρτήσεων Rayleigh.

```
N = 2*(2*N_0+1);
nn = 1 : N_0;
f = fm*cos(2*pi*nn/N);           %frequency vector
Ts = 1/fs;                       %sampling interval (discrete signals)
onset = N_0*(1/fm);              %onset before steady model output
Te = 2*onset + M*Ts;             %evaluation period
t = 0 : Ts : Te;                 %time vector
```

**Πλαίσιο 3.2:** Κώδικας Matlab

Το 'nn' είναι ένας δείκτης τον οποίο χρησιμοποιούμε για να προσομοιώσουμε όλες τις συναρτήσεις Rayleigh. Το `f` αντιστοιχεί σε συχνότητες υποπολλαπλασίες της συχνότητας Doppler  $f_m$  και για κάθε διαφορετικό δρόμο παίρνει διαφορετικές τιμές.

```
%Initial phases
alpha = 0;
beta_n = pi*(nn + 2*(index-1))/(N_0+1); %phase vector
```

**Πλαίσιο 3.3:** Κώδικας Matlab

Στο Πλαίσιο 3.3 για να εξασφαλίσουμε ότι  $\langle x_c x_s \rangle \equiv 0$ ,  $\langle x_c^2 \rangle = N_0$  και  $\langle x_s^2 \rangle = N_0 + 1$  επιλέγουμε  $\alpha=0$  και  $\beta_n = \frac{\pi n}{N_0 + 1}$ . Χρησιμοποιούμε αυτή την μορφή του  $\beta_n$  έτσι ώστε να εξασφαλίσουμε ότι οι φάσεις των σημάτων είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες μέσα σε εύρος  $[0, 2\pi]$ .

```

%simulation
%real part
Xc0 = sqrt(2)*cos(alpha)*cos(2*pi*fm*t);
Xc = Xc0 + 2*cos(beta_n)*cos(2*pi*f*t);
%imaginary part
Xs0 = sqrt(2)*sin(alpha)*cos(2*pi*fm*t);
Xs = Xs0 + 2*sin(beta_n)*cos(2*pi*f*t);

```

**Πλαίσιο 3.4:** Κώδικας Matlab

Οι παραπάνω εξισώσεις στο Πλαίσιο 3.4 είναι οι κύριες εξισώσεις όπως παρουσιάσαμε στην παράγραφο 3.1.2 οι οποίες εξασφαλίζουν ότι προσομοιώνονται επαρκώς και οι διαλείψεις λόγω ολίσθησης Doppler και οι επίπεδες διαλείψεις.

```

%complex fading function
T = (1/sqrt(2*N_0+1))*(Xc+sqrt(-1)*Xs);
Tstart = onset + 0.9*rand(1)*onset; %avoid onset and random start
Mstart = round(Tstart/Ts);
Mend = Mstart + M -1;
ray = T(Mstart:Mend);

```

**Πλαίσιο 3.5:** Κώδικας Matlab

Στο κομμάτι του κώδικα που παρατίθεται στο Πλαίσιο 3.5 γίνεται το άθροισμα των επιμέρους σημάτων όπως υπαγορεύει το μοντέλο του Jakes έτσι ώστε να προσομοιωθούν και οι διαλείψεις οι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα.

### 3.3.2 Ο πηγαίος κώδικας

Παρακάτω παρουσιάζεται ο πηγαίος κώδικας από τον οποίον προκύπτουν όλα τα αποτελέσματα της προσομοίωσης:

```

% Jakes model of a mobile Rayleigh fading channel.
% From Jakes, Microwave Mobile Communications, IEEE Press.
% Copyright Marinopoulos Panagiotis, Lekka Valia 2006.

clear all;

```

```

Fc = 2100e+06;           % carrier frequency (Hz)
wc = 2*pi*Fc;           % carrier frequency (rad/sec)
V = 170000/3600;        % mobile speed (= 100 Km/hr) in m/sec
N0 = 16;                 % the number of paths

lambda = 3e+08/Fc;      % wavelenght at Fc
Fm = V/lambda           % Doppler shift
Fs = 8*Fm;              % sampling frequency
M = 10000;              % number of samples

```

**Πλαίσιο 3.6:** Κώδικας Matlab

Όπως φαίνεται στο Πλαίσιο 3.6, για την προσομοίωση χρησιμοποιούνται φέρουσα συχνότητα  $f_c=2.1\text{GHz}$ , ταχύτητα κινητού  $v=100\text{km/h}$  και αριθμό δειγμάτων  $M=10000$ . Στην συνέχεια η ταχύτητα του κινητού παίρνει διάφορες τιμές για να δημιουργηθούν διάφορα φάσματα Doppler.

```

paths = 16;
Ts = 1/Fs;               % sampling period
t = [0:Ts:(M-1)*Ts];    % time array

```

**Πλαίσιο 3.7:** Κώδικας Matlab

Στο Πλαίσιο 3.7 ορίζονται η περίοδος δειγματοληψίας  $T_s$  και το διάνυσμα χρόνου  $t$ .

```
fading = jakes(Fm,Fs,M,N0,paths)
```

**Πλαίσιο 3.8:** Κώδικας Matlab

Στο Πλαίσιο 3.8 καλούμε την συνάρτηση Jakes έτσι ώστε να γίνει η προσομοίωση.

```

a = abs(fading);
xi = real(fading);
xq = imag(fading);
[R_xx,lags] = xcorr(fading,64,'coeff');
[Sx,w] = periodogram(R_xx,[],'twosided',128,Fs);
Sx=Sx/max(Sx);
fSx=fftshift(Sx);
ffw=w-Fs/2;

```

```

x = -2.9:0.1:2.9;
figure(1);
pdfactualenv=hist(a,50);
hist(a,50);
title('Envelope');

figure(2);
pdfactualreal=hist(xi,x);
hist(xi,x);
title('In-phase');

figure(3);
pdfactualimag=hist(xq,x);
hist(xq,x);
title('Quadrature');

figure(4);
y=randn(1,1000000);
pdfgaussian=hist(randn(1,1000000),x);
hist(y,x);
title('Theoretical Gaussian Distribution');

figure(5);
h=abs((pdfactualreal-(pdfgaussian/1000))/10000);
plot(h);
title('Gaussian-Actual difference');

figure(6);
plot(t(1:128), 10*log10(a(1:128)));
axis([0 128/Fs min(10*log10(a(1:128)))-1 max(10*log10(a(1:128)))+1]);
xlabel('Time (sec)');
ylabel('Gain');
title('Fading Envelope (128 samples)')

figure(7);
plot(lags,R_xx)
title('Autocorrelation');
grid

```

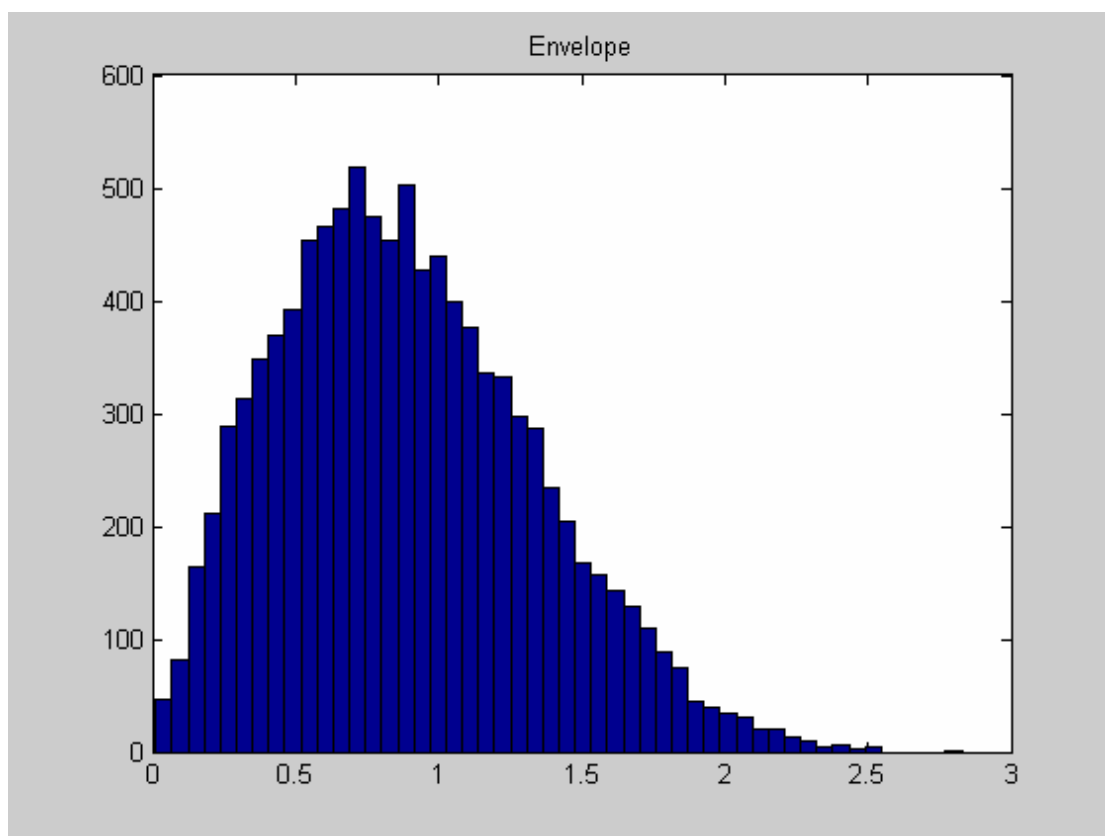
```
figure(8);  
psdplot(fSx,ffw,'Hz','linear','PSD');  
axis([-Fm-50 Fm+50 0 max(Sx)*1.2]);
```

**Πλαίσιο 3.9:** Κώδικας Matlab

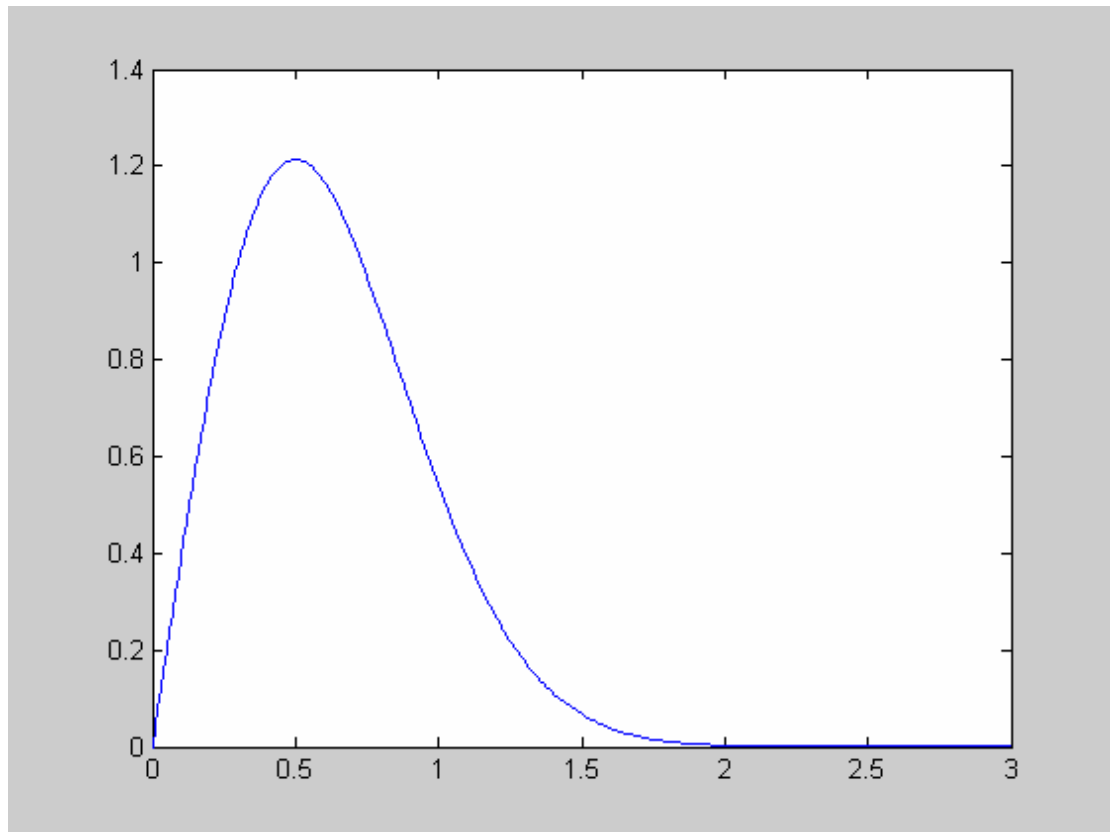
Στο Πλαίσιο 3.9 παρουσιάζεται το κομμάτι του κώδικα όπου δίνονται ο κατάλληλες εντολές για να παρασταθούν γραφικά τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

### 3.3.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Τα αποτελέσματα που φαίνονται στα σχήματα 3.2, 3.4 και 3.5 προκύπτουν από την προσομοίωση για κεντρική συχνότητα  $f_c=2.1\text{GHz}$ , αριθμό πολυδιαδρομικών συνιστωσών (Number Of paths)  $NO=16$  και περίοδο δειγματοληψίας  $T_s=0.53\text{ms}$ . Ο χρόνος δειγματοληψίας ήταν μεταξύ  $[0, 5.353 \text{ sec}]$  και έτσι ο αριθμός των δειγμάτων ήταν  $M=10000$ .

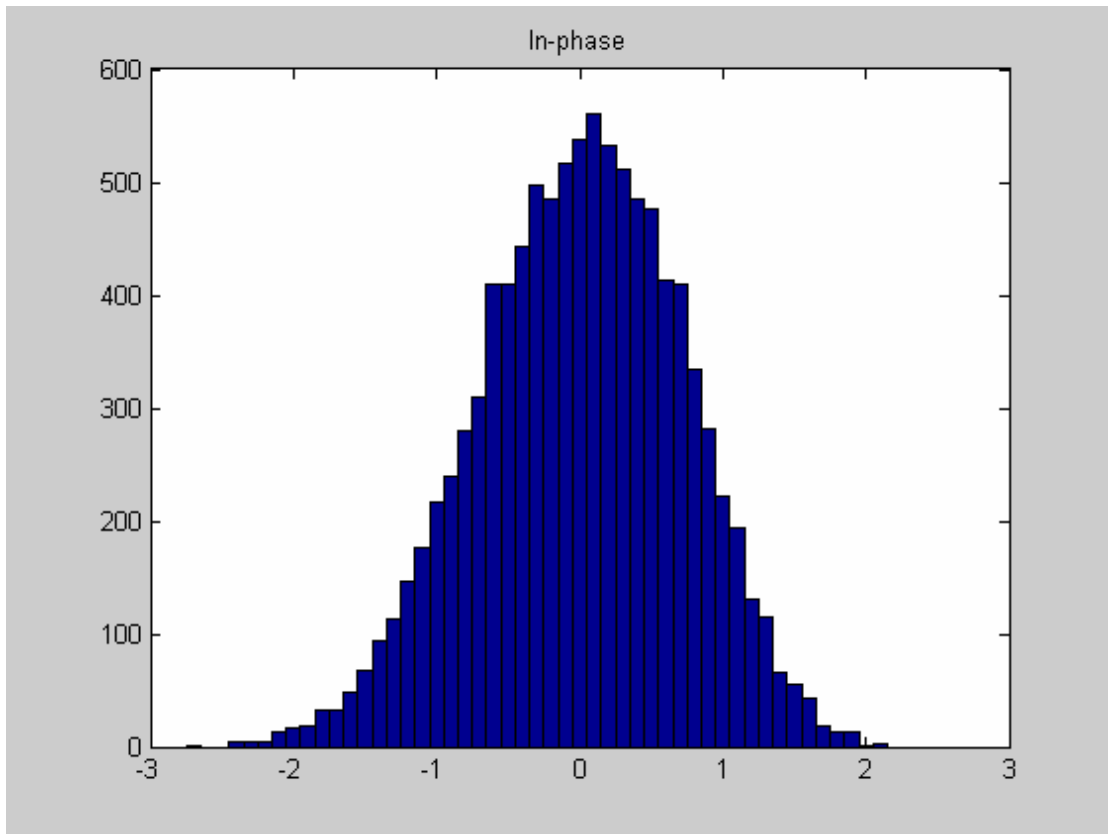


**Σχήμα 3. 2:** Περιβάλλουσα λαμβανομένου σήματος

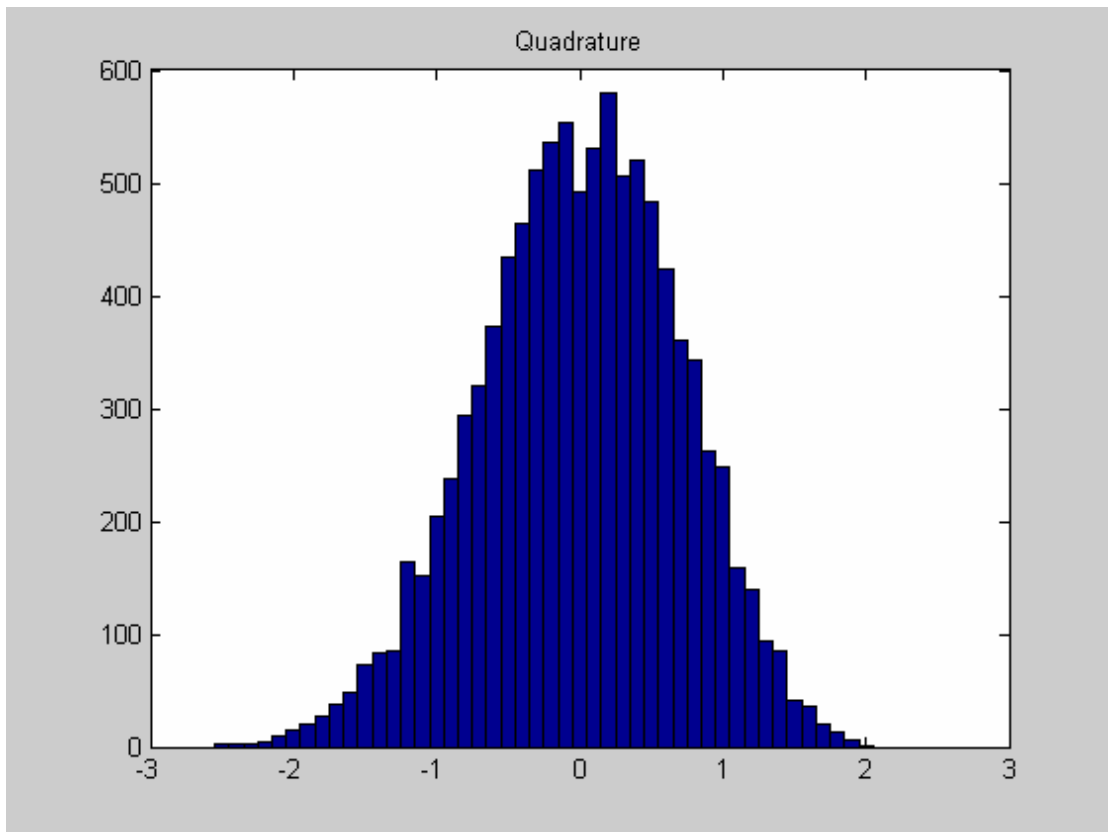


**Σχήμα 3.3 : Θεωρητική καμπύλη Rayleigh**

Στο Σχήμα 3.2 παρουσιάζεται η περιβάλλουσα του πλάτους του σήματος και εν συγκρίσει με το Σχήμα 3.3 όπου φαίνεται η θεωρητική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rayleigh η θεωρία επιβεβαιώνεται, καθώς η περιβάλλουσα ακολουθεί αυτή την κατανομή.

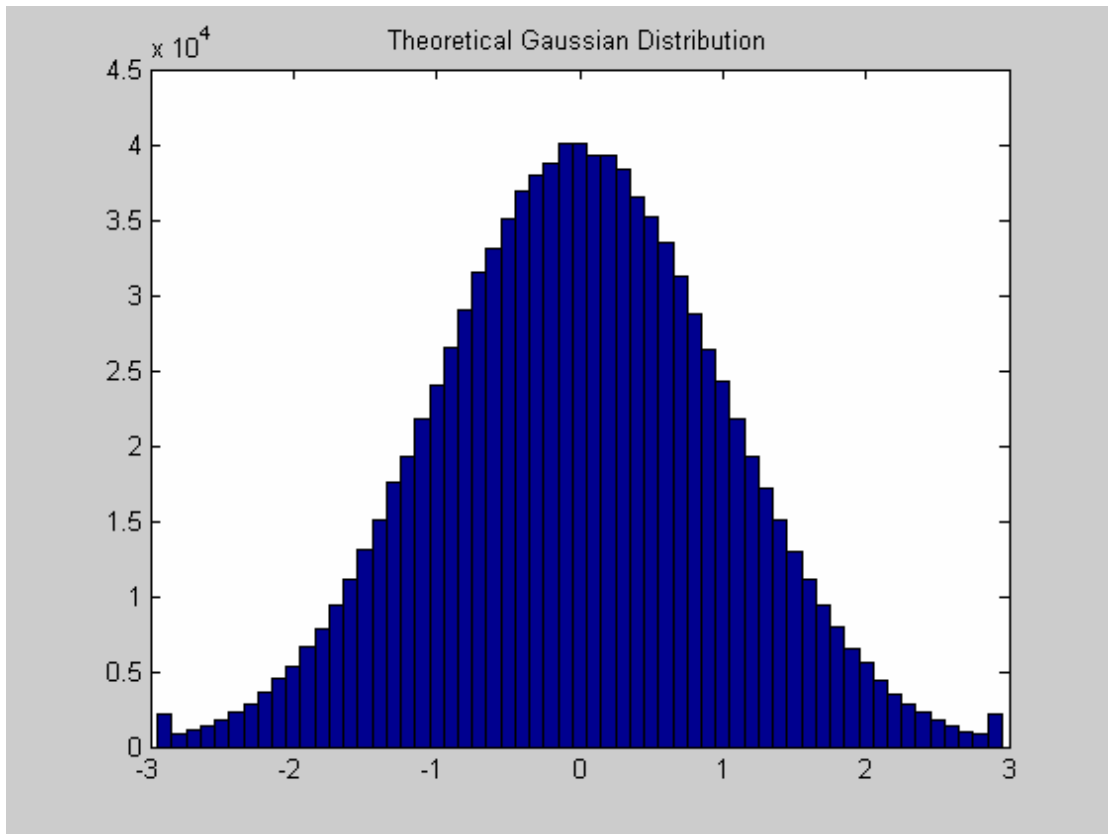


**Σχήμα 3. 4: Πραγματικό μέρος του λαμβανομένου σήματος**

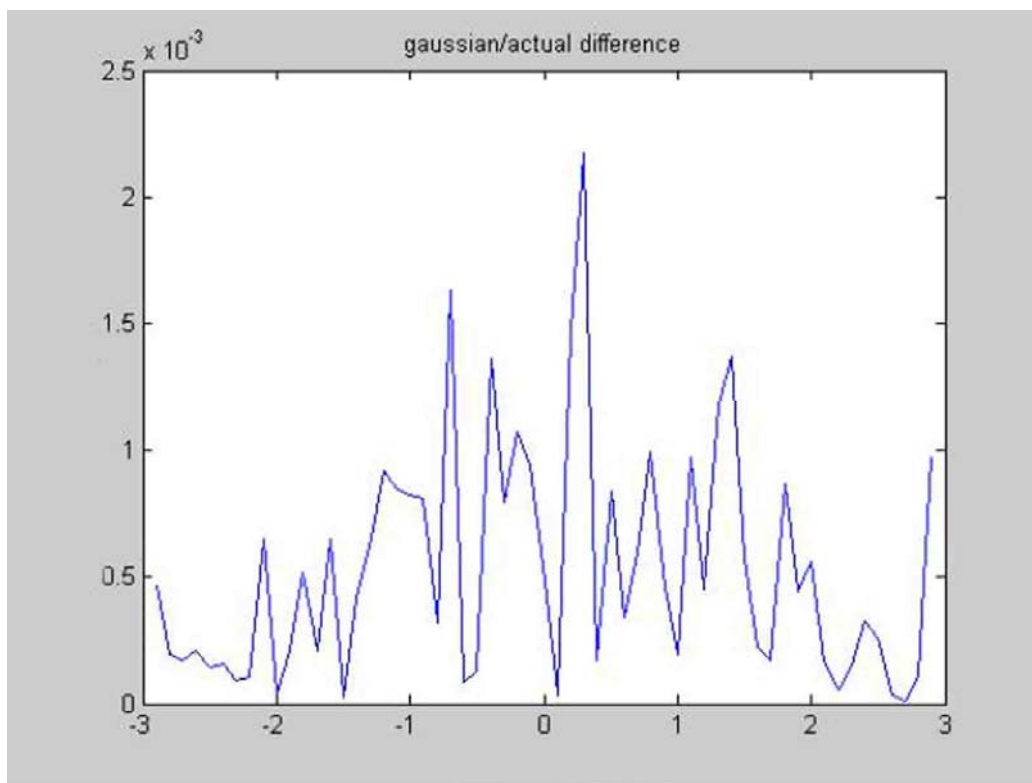


**Σχήμα 3. 5: Φανταστικό μέρος του λαμβανομένου σήματος**



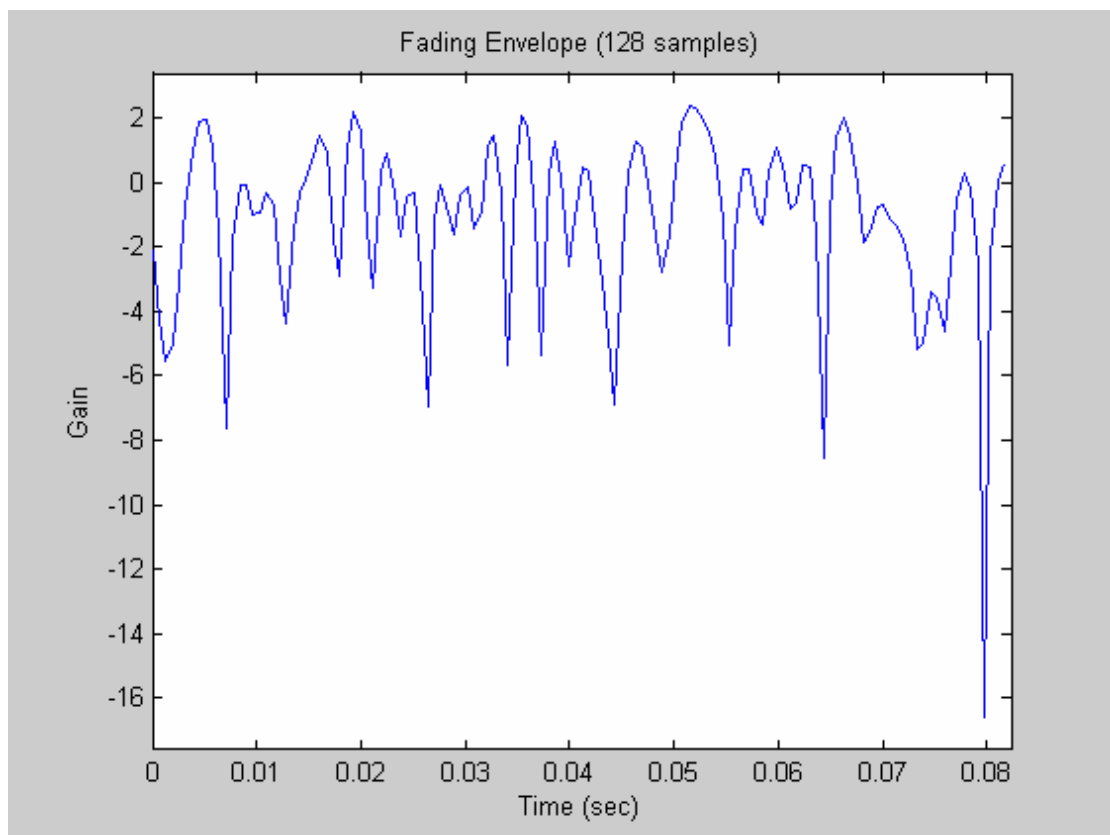


Σχήμα 3. 6: Θεωρητική κατανομή Gauss



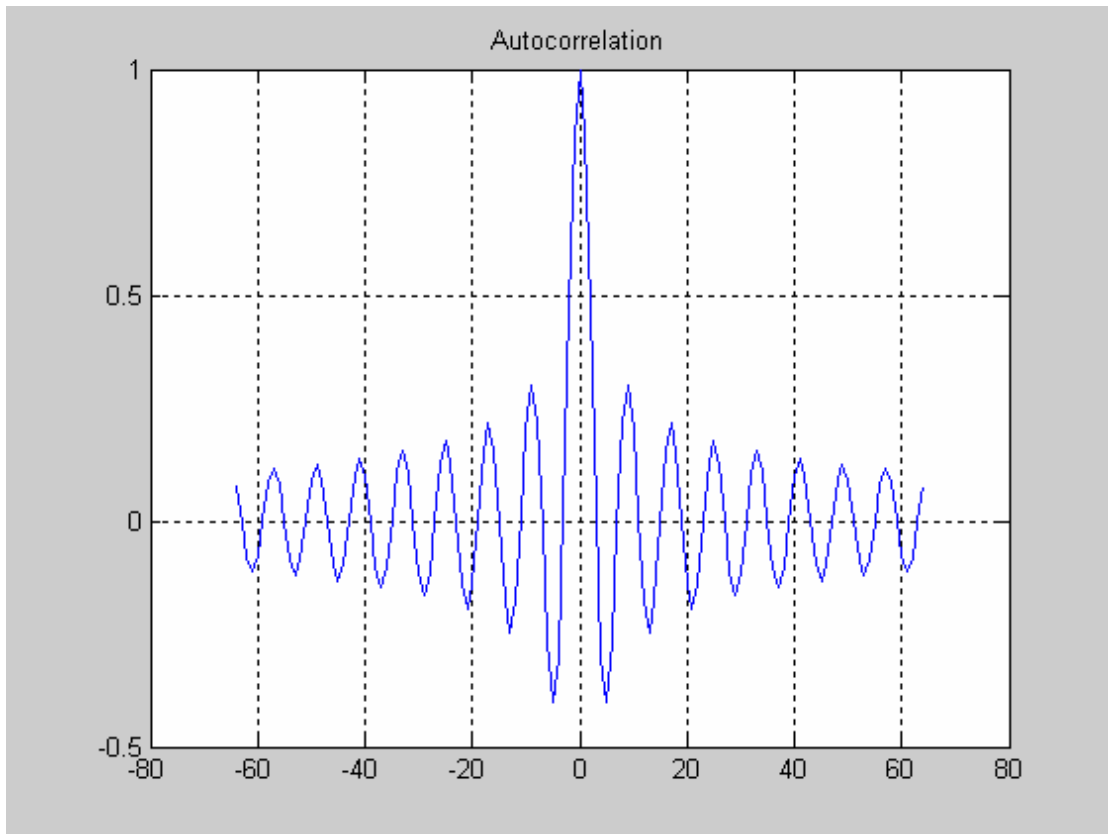
Σχήμα 3. 7: Διαφορά θεωρητικής κατανομής Gauss και πραγματικού μέρους του λαμβανομένου σήματος

Στα Σχήματα 3.4 και 3.5 παρουσιάζονται το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του σήματος. Στο Σχήμα 3.6 παρουσιάζεται η θεωρητική κατανομή του Gauss. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7 η διαφορά του πραγματικού μέρους με την θεωρητική κατανομή Gauss είναι της τάξης του  $10^{-3}$  γεγονός που αποδεικνύει ότι το πραγματικό και το φανταστικό μέρος ακολουθούν αυτή την κατανομή.

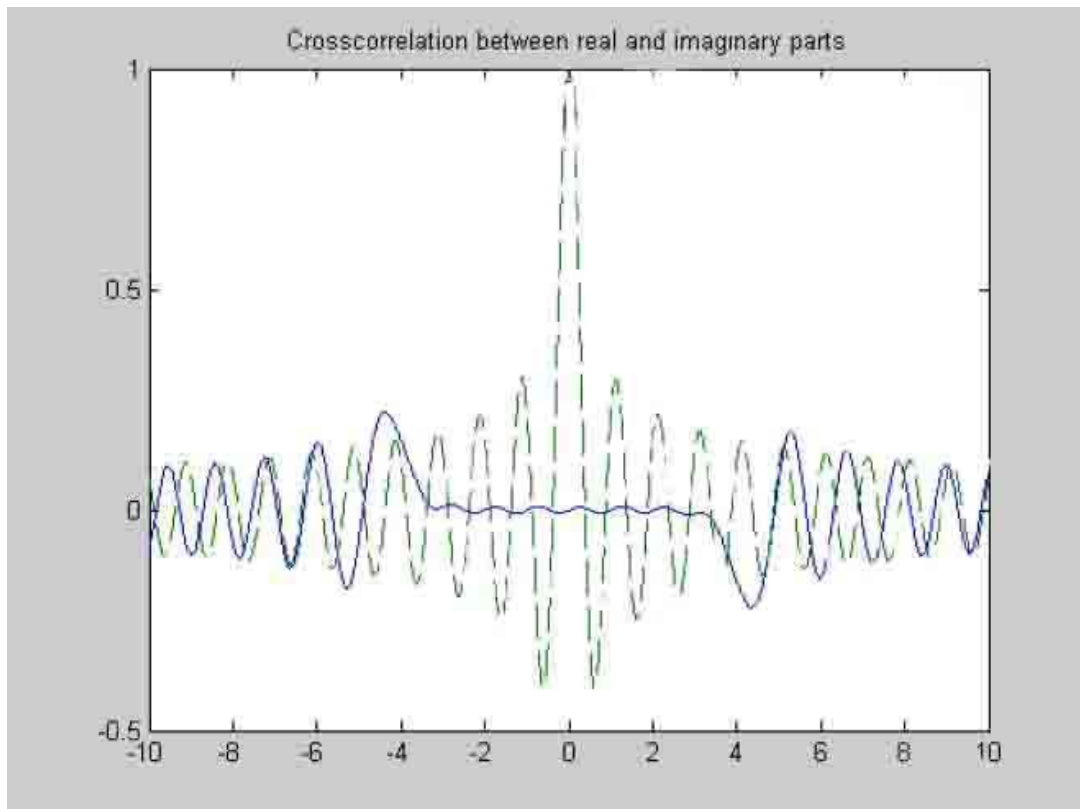


**Σχήμα 3. 8: Ισχύς λαμβανομένου σήματος**

Στο Σχήμα 3.8 παρουσιάζεται το διάγραμμα της ισχύος του λαμβανομένου σήματος σε συνάρτηση με τον χρόνο. Όπως γίνεται φανερό, το σήμα στον δέκτη παρουσιάζει έντονες και απότομες διακυμάνσεις, το οποίο ήταν αναμενόμενο καθώς το σήμα υφίστανται διαλείψεις μικρής κλίμακας.

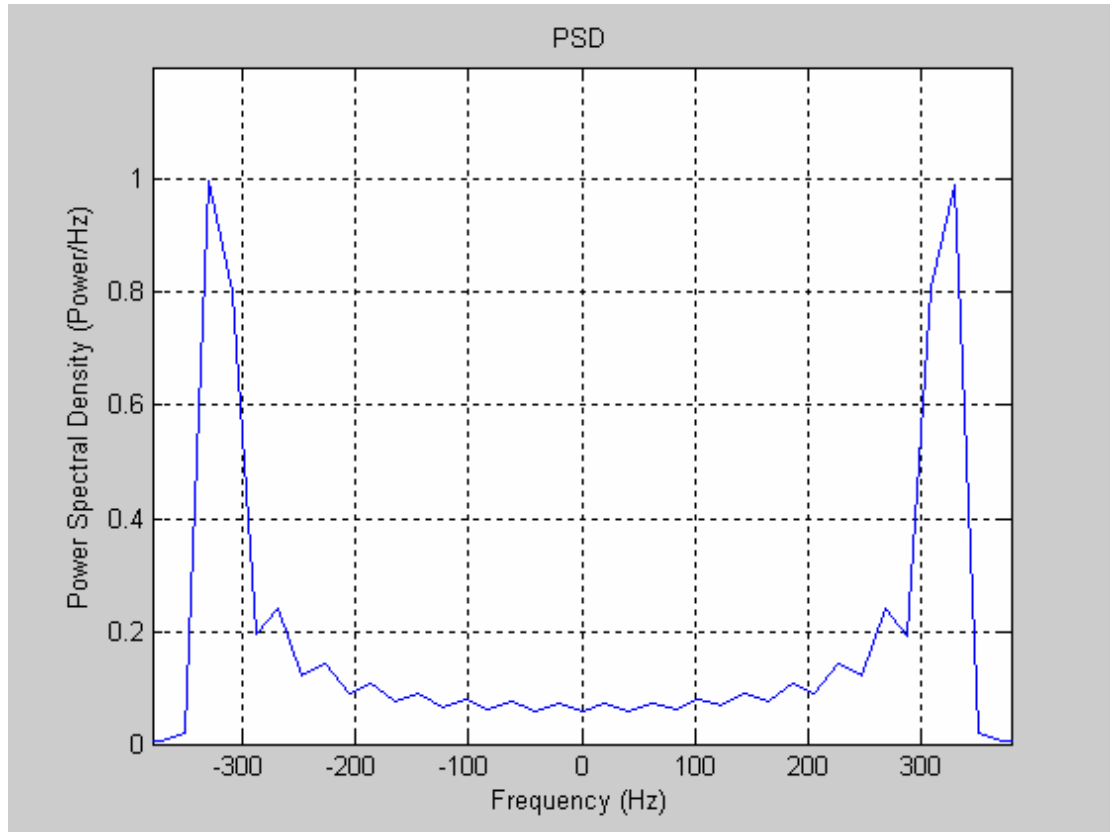


**Σχήμα 3. 9: Συνάρτηση Αυτοσυσχέτισης του λαμβανομένου σήματος**



**Σχήμα 3. 10: Συνάρτηση Ετεροσυσχέτισης πραγματικού και φανταστικού μέρους του λαμβανομένου σήματος**

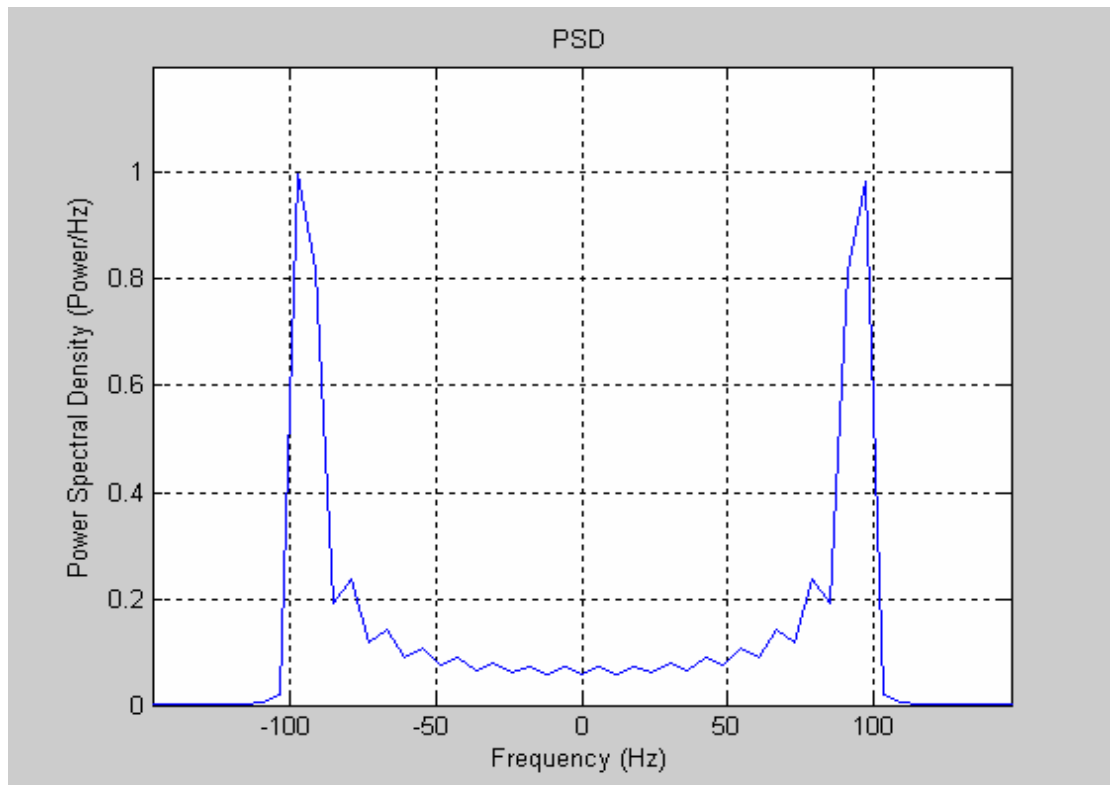
Στο Σχήμα 3.9 φαίνεται η αυτοσυσχέτιση του σήματος. Στο Σχήμα 3.10 φαίνεται η ετεροσυσχέτιση μεταξύ πραγματικού και φανταστικού μέρους. Είναι φανερό ότι τα δύο μέρη είναι εντελώς ασυσχέτιστα όπως αναμένεται από την θεωρία του Jakes.



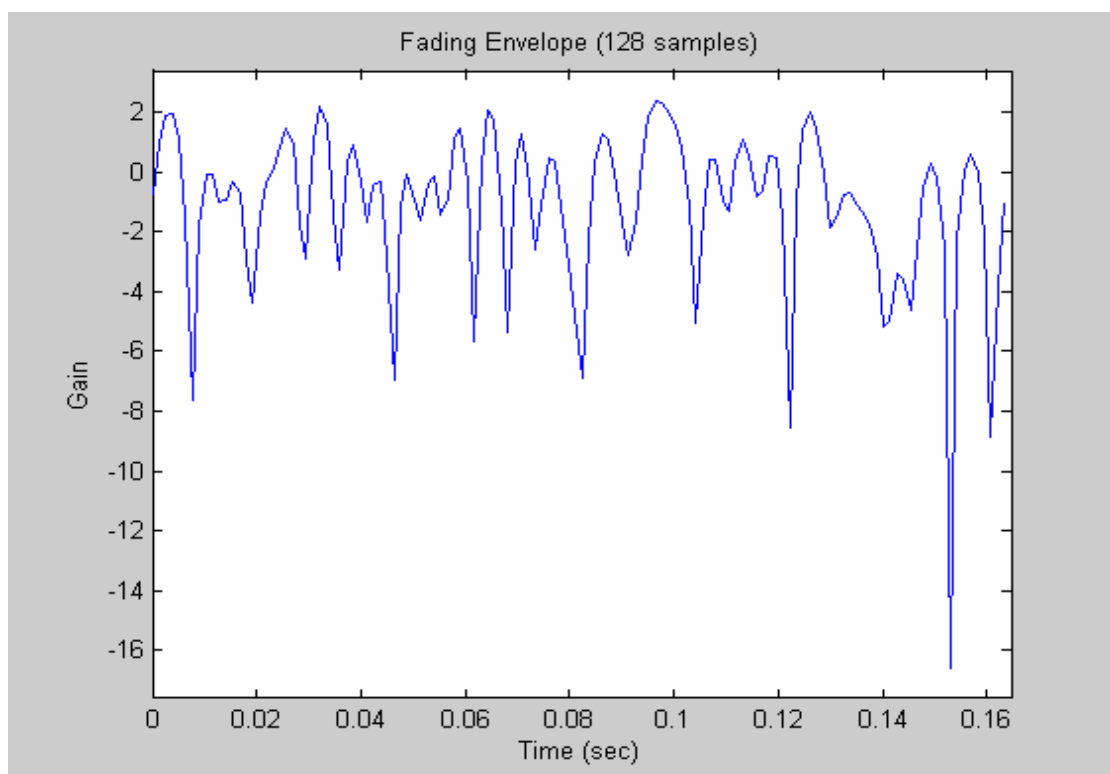
**Σχήμα 3. 11: Φάσμα Doppler για ταχύτητα 170 km/h**

Στο Σχήμα 3.11 φαίνεται το φάσμα Doppler. Όπως φαίνεται η συχνότητα Doppler είναι στα 330 Hz για ταχύτητα 170 km/h και συχνότητα 2.1 GHz και το σχήμα είναι το αναμενόμενο από την θεωρία.

Στα σχήματα 3.12 και 3.13 φαίνονται ενδεικτικά το φάσμα Doppler και η ισχύς του σήματος για ταχύτητα κινητού  $u=50\text{km/h}$ . Όπως φαίνεται από το σχήμα η ολίσηση Doppler είναι μικρότερη σχετικά με αυτή που είχε προκύψει για ταχύτητα 170 km/h κάτι που ήταν αναμενόμενο όπως φαίνεται από την εξίσωση 2.2.

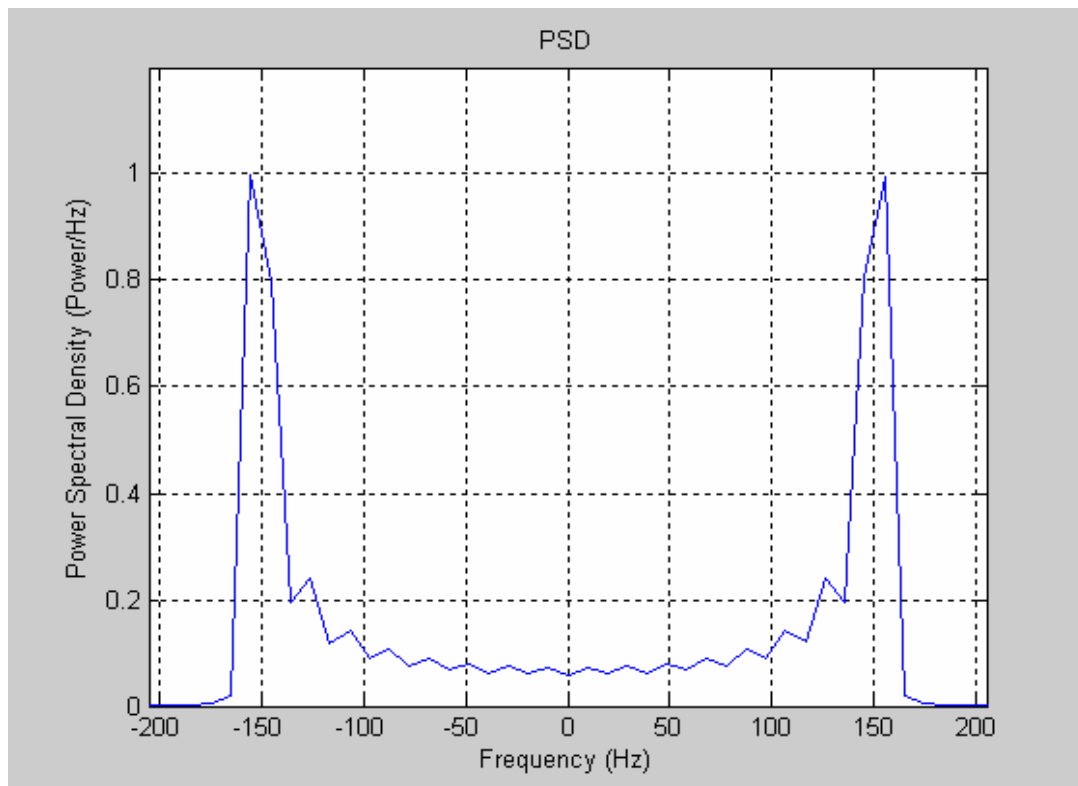


**Σχήμα 3. 12: Φάσμα Doppler για ταχύτητα 50 km/h**

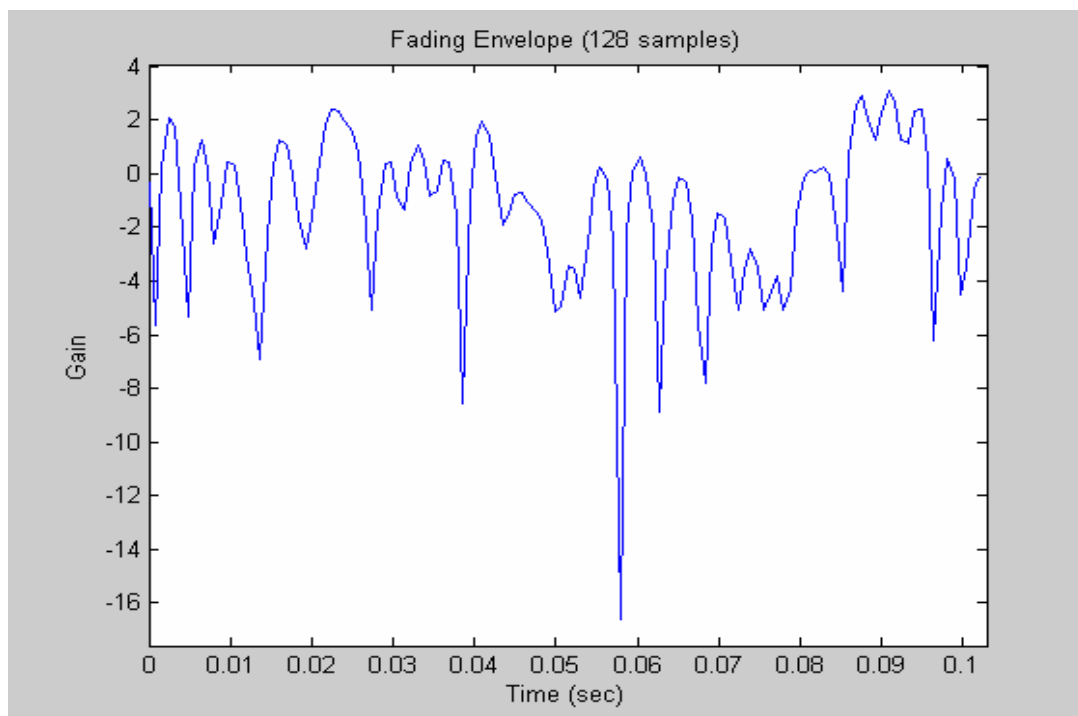


**Σχήμα 3. 13: Ισχύς λαμβανομένου σήματος για ταχύτητα 50 km/h**

Στα Σχήματα 3.14 και 3.15 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για ταχύτητα κινητού  $u=80\text{km/h}$ .

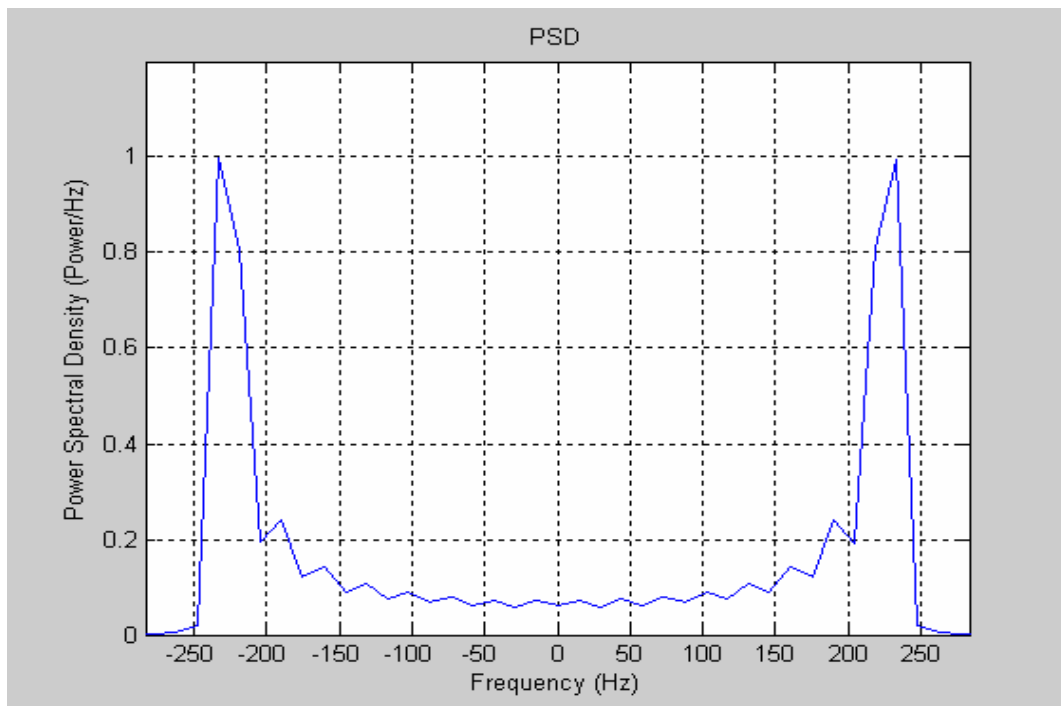


**Σχήμα 3. 14: Φάσμα Doppler για ταχύτητα 80 km/h**

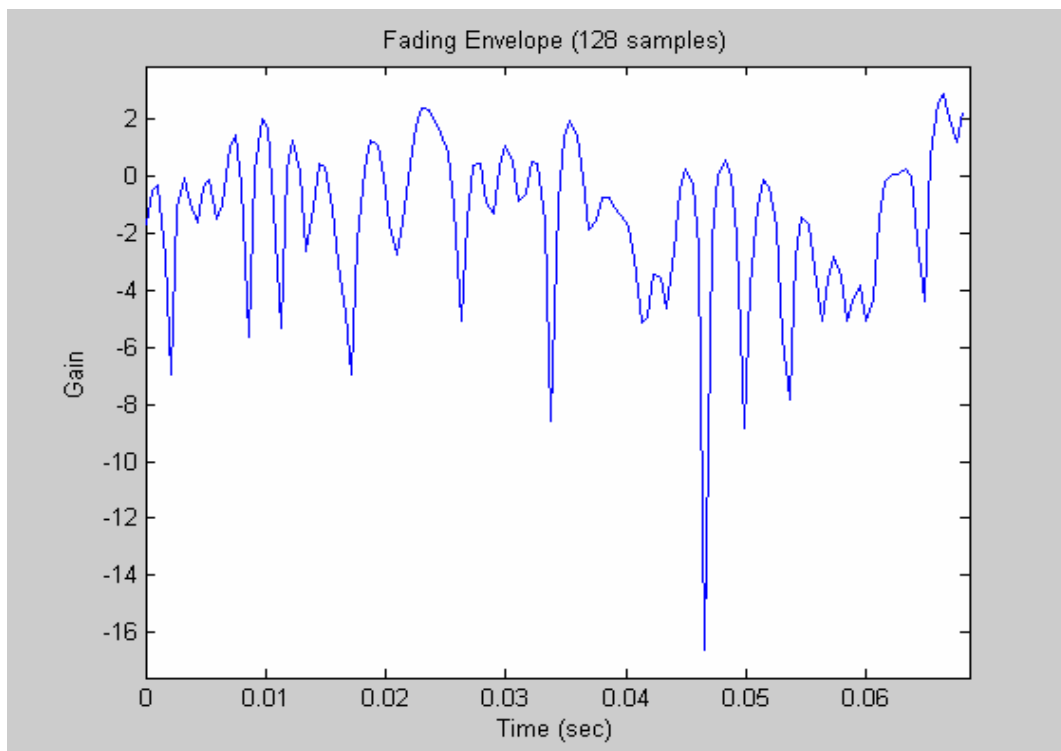


**Σχήμα 3. 15 Ισχύς σήματος για ταχύτητα 80 km/h**

Στα Σχήματα 3.16 και 3.17 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για ταχύτητα κινητού  $u=120\text{km/h}$ .



**Σχήμα 3. 16 :Φάσμα Doppler για ταχύτητα 120km/h**



**Σχήμα 3. 17: Ισχύς σήματος για ταχύτητα 120km/h**

# *Κεφάλαιο 4*

## **ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ** **ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DOPPLER**

### **4.1 Εισαγωγή**

Στο προηγούμενο κεφάλαιο πραγματοποιήθηκε θεωρητικά η προσομοίωση ενός ασύρματου διαύλου. Σε αυτό το κεφάλαιο θα μελετηθεί και θα σχεδιαστεί ένας προσομοιωτής Doppler ως ένα τμήμα του προσομοιωτή ασύρματου διαύλου. Ο προσομοιωτής Doppler θα παράγει πρακτικά το φάσμα ολισθητή Doppler που προκύπτει από την θεωρητική προσομοίωση και φαίνεται στο Σχήμα 3.11.

### **4.2 Προσομοίωση Διαύλου Πολλαπλών Διαλείψεων**

Η πρακτική προσομοίωση ενός ασύρματου διαύλου που θα περιλαμβάνει την μελέτη όλων των φαινομένων που προκαλούν τα διάφορα είδη διαλείψεων μπορεί να αντιμετωπιστεί με ποικίλους τρόπους. Για αυτό τον λόγο έχουν αναπτυχθεί παραπάνω από ένα μοντέλα προσομοίωσης.

#### **-Μοντέλο τ**

Η συμπεριφορά του διαύλου σε μικρή κλίμακα μπορεί να περιγραφεί με την βοήθεια μοντέλων απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης (TDL – tap delay line) τα οποία φαίνονται στο Σχήμα 4.1. Τα διακριτά μοντέλα TDL περιλαμβάνουν τις επιπρόσθετες καθυστερήσεις και τα κανονικοποιημένα πλάτη των διακριτών συνιστωσών (taps), τις



συναρτήσεις κατανομών του πλάτους κάθε tap, το φάσμα Doppler για κάθε tap και τους συντελεστές συσχέτισης μεταξύ των taps.

Όσο αφορά την χρησιμότητα των συγκεκριμένων μοντέλων, θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν πιο απλά, επομένως και ο αριθμός των διακριτών συνιστωσών θα πρέπει να είναι σχετικά μικρός.

Η μιγαδική περιβάλλουσα του σήματος του δέκτη προκύπτει [10] ότι είναι

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^L g_i(t) \tilde{s}(t - \tau_i) \quad (4.1)$$

όπου  $L$  είναι ο αριθμός των κόμβων και τα  $g_i(t)$  και  $\tau_i$  είναι αντίστοιχα το μιγαδικό κέρδος και η καθυστέρηση που σχετίζονται με τα taps. Θεωρούμε ότι  $\tilde{s}(t)$  είναι η μιγαδική περιβάλλουσα του σήματος του πομπού. Αν και τα  $\tau_i$  είναι τυχαία, συνήθως είναι καθορισμένα στην κάθε προσομοίωση. Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι η βηματική απόκριση του μοντέλου θα είναι

$$g(t, \tau) = \sum_{i=1}^L g_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (4.2)$$

και μπορεί να περιγραφεί από το δείκτη κέρδους

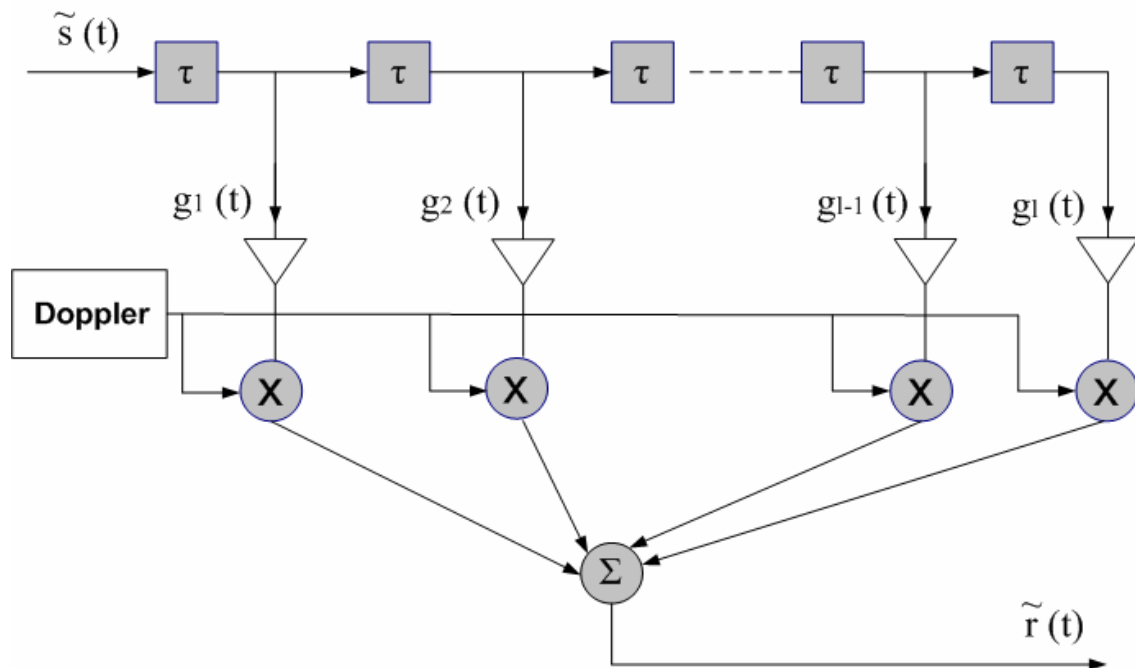
$$g(t) = (g_1(t), g_2(t), \dots, g_L(t)) \quad (4.3)$$

και από τον δείκτη καθυστέρησης

$$\tau = (\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_L) \quad (4.4)$$

Μερικές φορές είναι πιο βολικό οι καθυστερήσεις στο κάθε tap να είναι πολλαπλάσια ενός μικρού αριθμού  $\tau$ . Πολλοί από τους συντελεστές των taps στην γραμμή καθυστέρησης είναι ίσοι με το 0, επειδή σε αυτές τις καθυστερήσεις δεν φτάνει καθόλου ενέργεια.

Παρακάτω φαίνεται το διάγραμμα του μοντέλου προσομοίωσης



**Σχήμα 4. 1:** Λειτουργικό διάγραμμα προσομοιωτή ασύρματου διαύλου ευρείας ζώνης

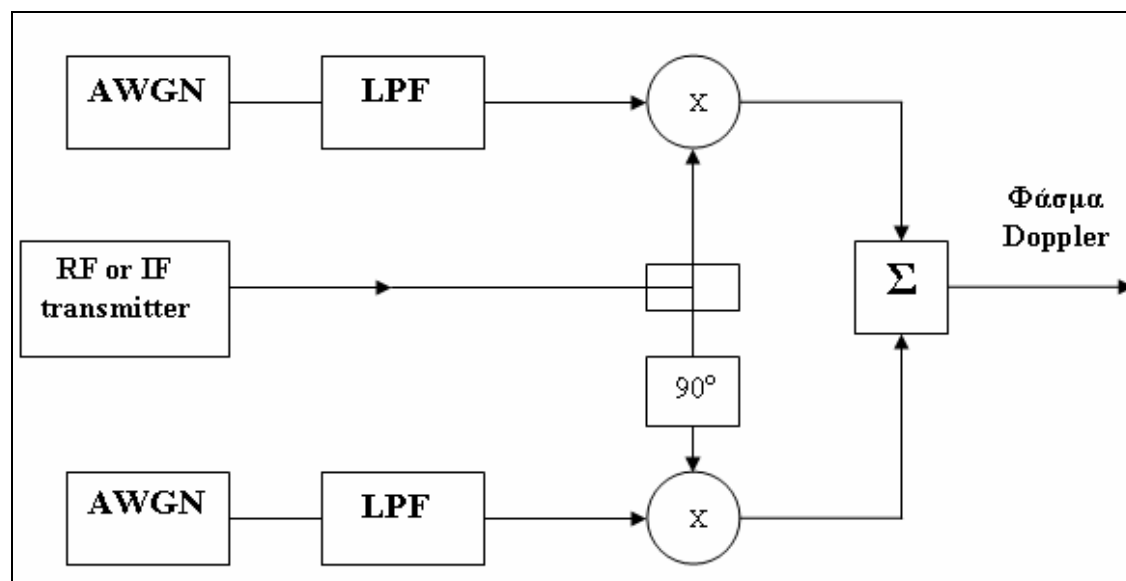
Όπως φαίνεται από το λειτουργικό διάγραμμα ο ολισθητής Doppler εισάγει στον προσομοιωτή ασύρματου διαύλου ευρείας ζώνης την καθυστέρηση λόγω χρονικής μεταβολής του διαύλου.

Από το λειτουργικό διάγραμμα του προσομοιωτή ασύρματου διαύλου ευρείας ζώνης, που φαίνεται στο σχήμα 4.1, θα σχεδιαστεί και θα κατασκευαστεί το κομμάτι αυτό που εισάγει την ολίσθηση Doppler στο κύκλωμα, δηλαδή ο προσομοιωτής Doppler.

## 4.3 Υλοποίηση

### 4.3.1 Γενικά

Το κύκλωμα στο οποίο έχει βασιστεί η μελέτη για την υλοποίηση του προσομοιωτή Doppler, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2



Σχήμα 4. 2: Λειτουργικό διάγραμμα προσομοιωτή Doppler

Στο κύκλωμα αυτό χρησιμοποιούνται δύο γεννήτριες λευκού θορύβου (AWGN) , δύο πανομοιότυπα βαθυπερατά φίλτρα (LPF) και ένας I-Q διαμορφωτής ο οποίος αποτελείται από δύο μείκτες, έναν ολισθητή φάσης  $90^\circ$  και έναν αθροιστή σημάτων.

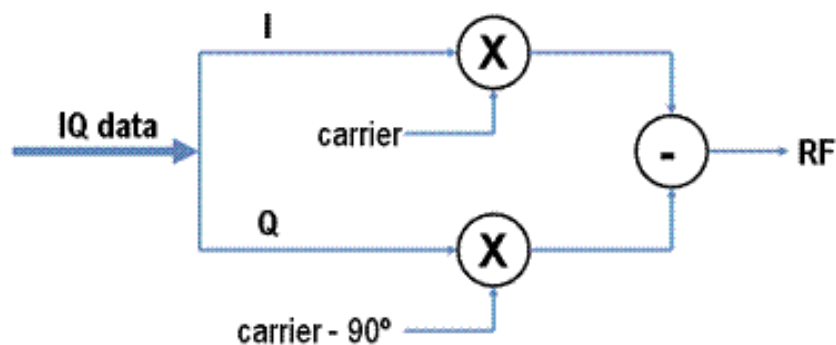
Εκτός της γεννήτριας λευκού θορύβου και του I-Q διαμορφωτή που διατίθενται στο εργαστήριο ως δομικά στοιχεία κατασκευάστηκαν εξολοκλήρου τα δύο βαθυπερατά φίλτρα δόθηκε μεγάλη προσοχή στο να είναι αυστηρά όμοια έτσι ώστε να έχουν ακριβώς την ίδια συμπεριφορά. Παρακάτω λοιπόν αναφέρονται τα γενικά χαρακτηριστικά των φίλτρων και όλη η σχετική θεωρία πάνω στην οποία βασίστηκε η μελέτη και η κατασκευή των φίλτρων αυτών.

Η όλη λειτουργία του προσομοιωτή βασίζεται στο ότι η φασματική απόκριση των δύο φίλτρων συμπίπτει με την μορφή του φάσματος Doppler. Η έξοδος των φίλτρων

διαμορφώνεται, μέσω του I-Q διαμορφωτή, έτσι ώστε το φάσμα να μεταφερθεί στην επιθυμητή συχνότητα των 2.1 GHz.

### 4.3.2 Διαμόρφωση I-Q

Παρακάτω φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμα ενός I-Q διαμορφωτή. Οι κύκλοι με το 'X' αναπαριστούν τους μείκτες. Οι μείκτες είναι συσκευές οι οποίες κάνουν πολλαπλασιασμό συχνότητας και οδηγούν είτε σε άνω μετατροπή είτε σε κάτω μετατροπή του σήματος. Ο I-Q διαμορφωτής κάνει μίξη της I κυματομορφής με το φέρον σήμα και της Q κυματομορφής με το ίδιο σήμα του οποίου η φάση έχει ολισθήσει κατά  $90^\circ$ , όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.3. Το Q σήμα αφαιρείται από το I σήμα παράγοντας έτσι το τελικά διαμορφωμένο σήμα. Στην πραγματικότητα η στροφή του φέροντος κατά  $90^\circ$  είναι η πηγή ονομασίας των I και Q σημάτων. Η I κυματομορφή είναι σε φάση με το φέρον (In-phase) ενώ η Q κυματομορφή είναι ορθογώνια με το φέρον (Quadrature). Αυτή η τεχνική είναι γνωστή ως ορθογωνική άνω μετατροπή και ο ίδιος I-Q διαμορφωτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί για οποιαδήποτε διαμόρφωση. Αυτό συμβαίνει επειδή ο διαμορφωτής αντιδρά μόνο στις αλλαγές του πλάτους των I και Q κυματομορφών και αυτά τα δεδομένα μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να παραστήσουν οποιεσδήποτε αλλαγές στο πλάτος και την φάση ενός σήματος. Η ευελιξία και η απλότητα της σχεδίασης ενός I-Q διαμορφωτή είναι ο λόγος για την εκτεταμένη χρήση του [13].



Σχήμα 4. 3: Λειτουργικό διάγραμμα I-Q διαμορφωτή

## 4.4 Βασικά Χαρακτηριστικά Φίλτρων

Στην παράγραφο αυτή θα γίνει μια θεωρητική αναφορά στα ενεργά φίλτρα, έτσι ώστε να είναι ευκολότερη η κατανόηση των όρων και των συμπερασμάτων που θα αναφερθούν παρακάτω.

Ενεργά φίλτρα χρησιμοποιούνται σε χαμηλές συχνότητες, κάτω του 1MHz, καθώς σε αυτό το επίπεδο η επαγωγή έχει υψηλές τιμές κάνοντας δύσκολο τον σχεδιασμό ενός οικονομικού φίλτρου. Σε αυτές τις περιπτώσεις τα ενεργά φίλτρα αποδεικνύονται εξαιρετικά χρήσιμα, καθώς αντικαθιστούν την επαγωγή με τελεστικούς ενισχυτές, δίνοντας έτσι την δυνατότητα ύπαρξης φίλτρων σε χαμηλές συχνότητες.

### 4.4.1 Βαθυπερατά Φίλτρα

Θα γίνει αναφορά μόνο στα βαθυπερατά φίλτρα, καθώς αυτά θα χρησιμοποιηθούν για την κατασκευή του προσομοιωτή.

Η γενική συνάρτηση μεταφοράς ενός βαθυπερατού φίλτρου είναι:

$$A(s) = \frac{A_0}{\prod_i (1 + a_i s + b_i s^2)} \quad (4.5)$$

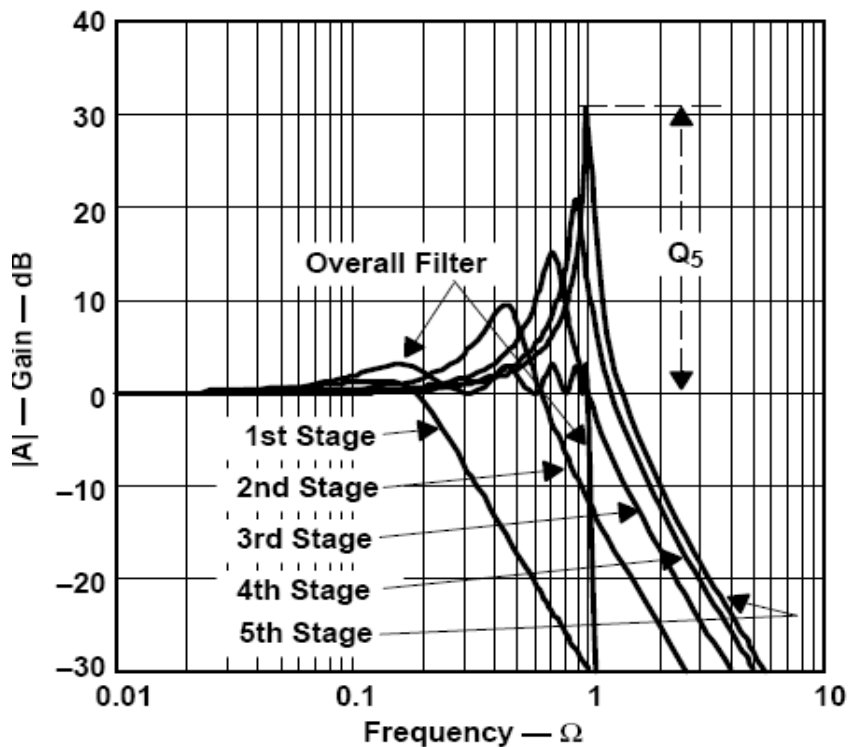
Από τον πολλαπλασιασμό των παραγόντων του παρονομαστή προκύπτει η τάξη του φίλτρου, η οποία προσδιορίζει την συμπεριφορά της απόκρισης κέρδους μετά την συχνότητα αποκοπής. Τα  $a_i$  και  $b_i$  προσδιορίζουν την συμπεριφορά του κέρδους μέσα στην βασική ζώνη [4].

### 4.4.2 Παράγοντας ποιότητας Q

Ο παράγοντας ποιότητας Q έχει σχεδιαστικά την ίδια σημασία με την τάξη του φίλτρου n. Αυτό σημαίνει ότι αντί να σχεδιαστεί ένα βαθυπερατό φίλτρο συγκεκριμένης τάξης n μπορεί να σχεδιαστεί ένα φίλτρο με συγκεκριμένο Q. Στα βαθυπερατά φίλτρα το Q αντιπροσωπεύει την ποιότητα των πόλων και ορίζεται ως:

$$Q = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad (4.6)$$

Τα υψηλά Q μπορούν να παρουσιαστούν γραφικά ως η απόσταση μεταξύ της γραμμής των 0 dB και του μεγίστου της καμπύλης απόκρισης κέρδους. Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του Q τόσο πιο κοντά είναι οι πόλοι στον  $j\omega$  άξονα και τόσο μεγαλύτερη επιλεκτικότητα παρουσιάζει η απόκριση του φίλτρου. Όταν το Q είναι στο άπειρο οι πόλοι βρίσκονται πάνω στον φανταστικό άξονα και αυτό μπορεί να προκαλέσει διατηρούμενες ταλαντώσεις στο κύκλωμα που υλοποιεί την συνάρτηση. Μια αρνητική τιμή για το Q υπονοεί ότι οι πόλοι βρίσκονται στο δεξί ημιεπίπεδο, γεγονός που σίγουρα θα προκαλέσει ταλαντώσεις. Στο Σχήμα 4.4 βλέπουμε την απόκριση κέρδους ενός φίλτρου Chebyshev δέκατης τάξης για διαφορετικά Q [7].



**Σχήμα 4. 4 Απόκριση κέρδους ενός βαθυπερατού φίλτρου Chebyshev δέκατης τάξης για διαφορετικά Q**

### 4.4.3 Περιθώριο Φάσης

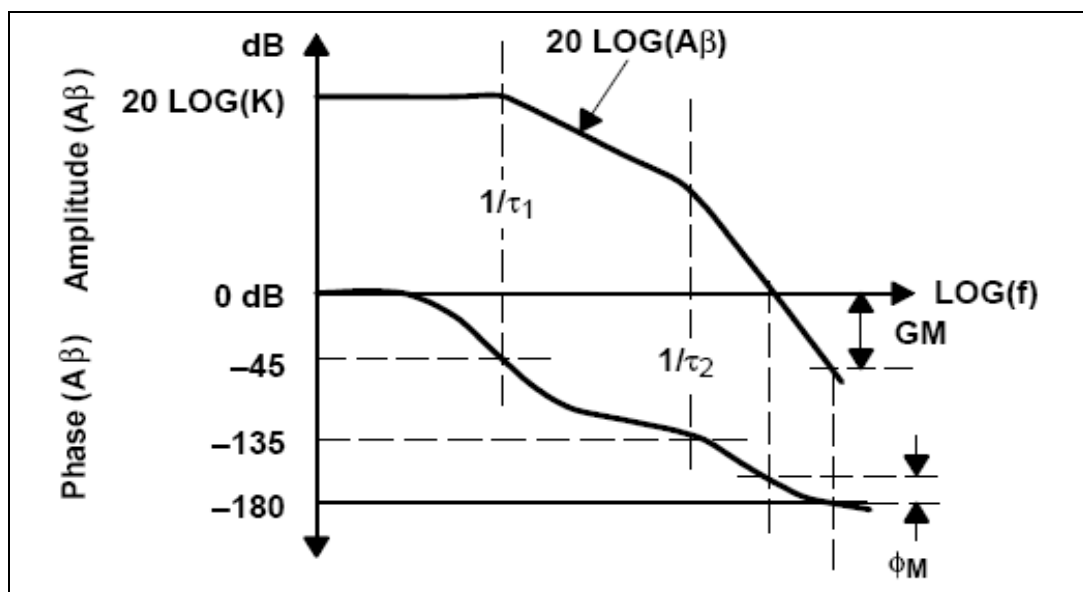
Ένα ακόμα πολύ σημαντικό μέγεθος που μας δίνει πληροφορίες σχετικά με την σταθερότητα του φίλτρου είναι το περιθώριο φάσης. Το περιθώριο φάσης για μοναδιαίο κέρδος είναι η διαφορά μεταξύ της ολίσθησης φάσης ενός σήματος όταν περνά μέσα από το κύκλωμα και των  $180^\circ$ . Αν αυτή η διαφορά είναι μικρή τότε το κύκλωμα είναι οριακά ευσταθές και η έξοδος του μπορεί να ταλαντώνει, αχρηστεύοντας το κύκλωμα. Όσο πιο μεγάλη είναι η διαφορά τόσο πιο ευσταθές θα είναι το σύστημα και τόσο πιο σίγουρη θα είναι η έξοδος. Επιπλέον όσο πιο μεγάλο είναι το Q τόσο πιο μικρό θα είναι το περιθώριο φάσης, δηλαδή αν θέλουμε να έχουμε σύστημα με μεγάλο κέρδος θα πρέπει να ελέγχουμε το περιθώριο φάσης έτσι ώστε να εξασφαλίσουμε την ευστάθεια του συστήματος.

### 4.4.4 Σταθερότητα Κυκλώματος

Για να ελέγξουμε το κατά πόσο το κύκλωμα μας είναι σταθερό αρκεί να κοιτάξουμε τα διαγράμματα Bode του κυκλώματος όπου φαίνεται η απόκριση πλάτους και η απόκριση φάσης. Αν θεωρήσουμε ότι η συνάρτηση ανοιχτού βρόχου του κυκλώματος είναι η παρακάτω

$$(A)\beta = \frac{K}{(1 + \tau_1(s))(1 + \tau_2(s))} \quad (4.7)$$

θα έχουμε για αυτήν το παρακάτω διάγραμμα Bode που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.5:



Σχήμα 4. 5: Διάγραμμα Bode βαθυπερατού φίλτρου δεύτερης τάξης

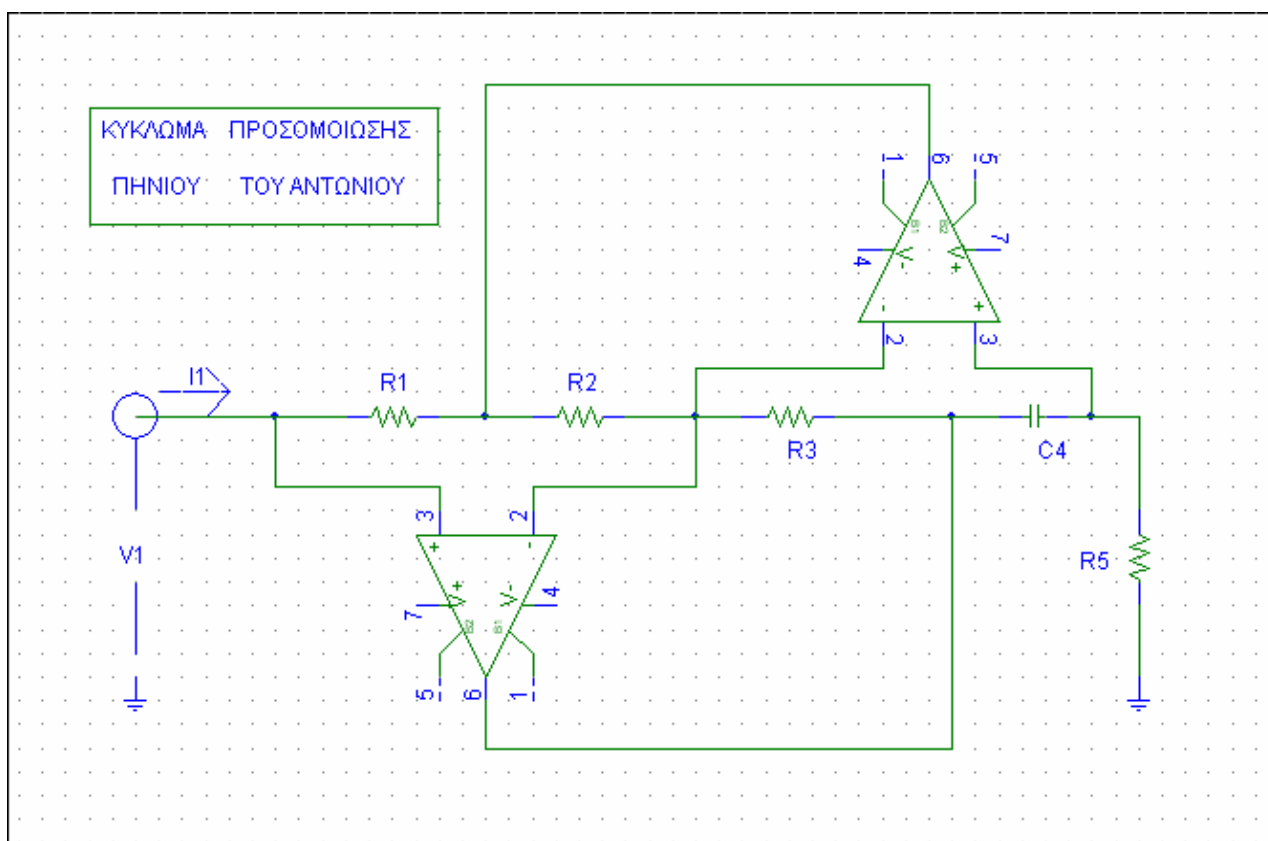
Η κλίση της καμπύλης όταν αυτή περνά τα 0 db δηλώνει την ολίσθηση φάσης και κατά συνέπεια την δυνατότητα του κυκλώματος να ταλαντώνεται. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι όταν το κύκλωμα έχει μόνο έναν πόλο δεν μπορεί να ταλαντωθεί. Ένα σύστημα, όμως, με δύο και παραπάνω πόλους μπορεί να έχει άθροισμα ολίσθησης φάσης  $180^\circ$  και πάνω και έτσι να ταλαντώνει. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω αν κατά το πέρασμα της καμπύλης από το μοναδιαίο κέρδος (0 db) η ολίσθηση φάσης είναι πολύ κοντά ή μεγαλύτερη από  $180^\circ$  τότε το κύκλωμα θα είναι ασταθές. Όσο το περιθώριο φάσης είναι θετικό το κύκλωμα μπορεί και να μην ταλαντώνεται. Επιπλέον όσο πιο μικρό είναι το περιθώριο φάσης τόσο μεγαλύτερη απόκριση συχνότητας και εύρος θα έχει το κύκλωμα [7].



## 4.5 Τελικό Φίλτρο

### 4.5.1 Το κύκλωμα Αντωνίου

Το φίλτρο που υλοποιήθηκε ακολουθεί την συνδεσμολογία του Αντωνίου [3] όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.6. Το κύκλωμα προσομοίωσης πηνίου του Αντωνίου είναι ένα ενεργό φίλτρο RC το οποίο χρησιμοποιεί δύο τελεστικούς ενισχυτές. Η συνδεσμολογία αυτή προσομοιώνει την επαγωγή L και έτσι κατασκευάζεται ένα φίλτρο RLC με ενεργά στοιχεία. Το κύκλωμα αυτό προτάθηκε από τον Α.Αντωνίου το 1969 και έχει αποδειχτεί ένα από τα καλύτερα καθώς η λειτουργία του παρουσιάζει μεγάλη ανοχή (δηλαδή μικρή ευαισθησία) στις μη-ιδανικότητες των τελεστικών ενισχυτών και συγκεκριμένα στο πεπερασμένο κέρδος τους και στο πεπερασμένο εύρος ζώνης.



Σχήμα 4. 6: Το κύκλωμα Αντωνίου που προσομοιώνει το πηνίο

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 4.6 αν το κύκλωμα τροφοδοτείται στην είσοδο από μια πηγή τάσης  $V_1$  και το ρεύμα εισόδου είναι  $I_1$ , τότε για ιδανικούς τελεστικούς ενισχυτές η αντίσταση εισόδου του μπορεί ναδειχτεί ότι είναι

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{sC_4 R_1 R_3 R_5}{R_2} \quad (4.8)$$

η οποία είναι ισοδύναμη με την σύνθετη αντίσταση ενός πηνίου  $L$  ίσου με

$$L = C_4 R_1 R_3 R_5 / R_2 \quad (4.9)$$

Η σχεδίαση του κυκλώματος συνήθως βασίζεται στην επιλογή  $R_1=R_2=R_3=R_5=R$  και  $C_4=C$  οπότε προκύπτει  $L=CR^2$ . Έτσι διαλέγοντας βολικές τιμές για τα  $C$  και  $R$  ώστε να λάβουμε τη επιθυμητή τιμή του  $L$ .

Με την αντικατάσταση του πηνίου  $L$  με το κύκλωμα Αντωνίου που προσομοιώνει αυτή την επαγωγή, προκύπτει ένα κύκλωμα συντονισμού RLC, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 4.7(α), όπως αναφέρθηκε στην παραπάνω παράγραφο. Στο κύκλωμα συντονισμού RLC έχει αντικατασταθεί το πηνίο  $L$  από ένα κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή  $-RC$  το οποίο προσομοιώνει μια επαγωγή. Το κύκλωμα του Σχήματος 4.7 (β) είναι ένα κύκλωμα συντονισμού 2<sup>ης</sup> τάξης με συχνότητα πόλου

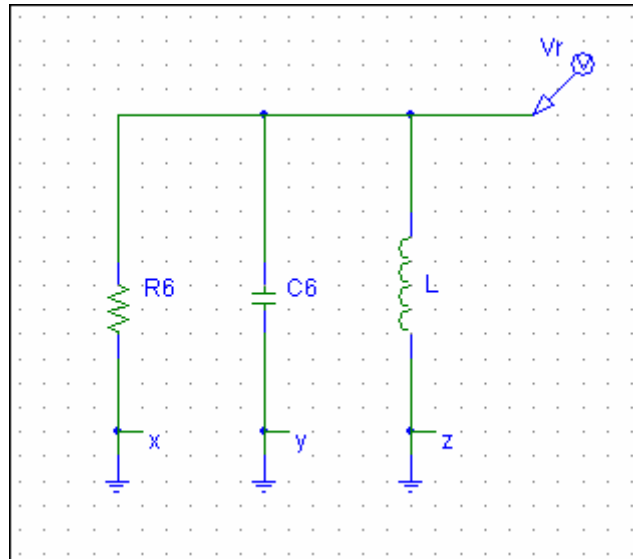
$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC_6} = 1/\sqrt{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5 / R_2} \quad (4.10)$$

και συντελεστή ποιότητας  $Q$  όπου

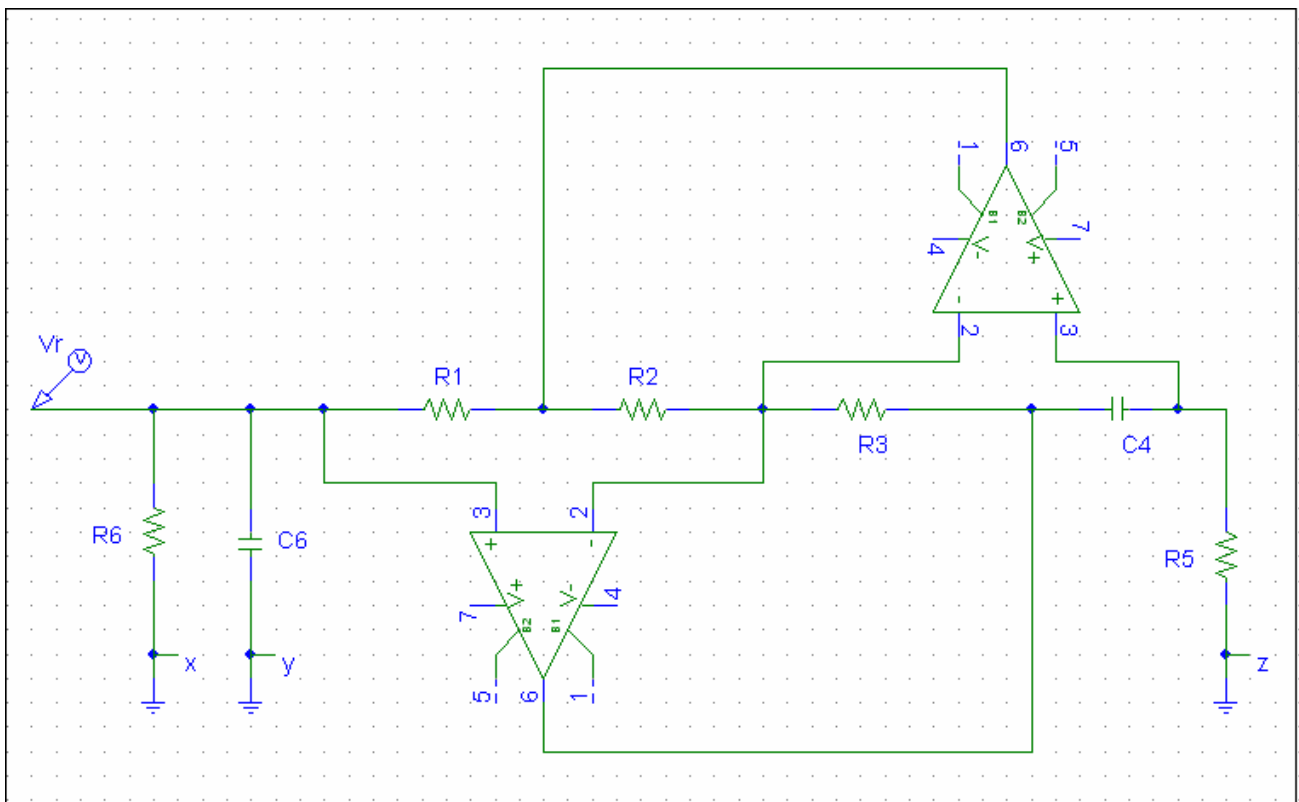
$$Q = \omega_0 C_6 R_6 \quad (4.11)$$

Συνήθως επιλέγεται  $C_4=C_6=C$  και  $R_1=R_2=R_3=R_5=R$  που έχει ως αποτέλεσμα  $\omega_0=1/CR$  και συνεπώς

$$Q = \frac{R_6}{R} \quad (4.12)$$



(α)

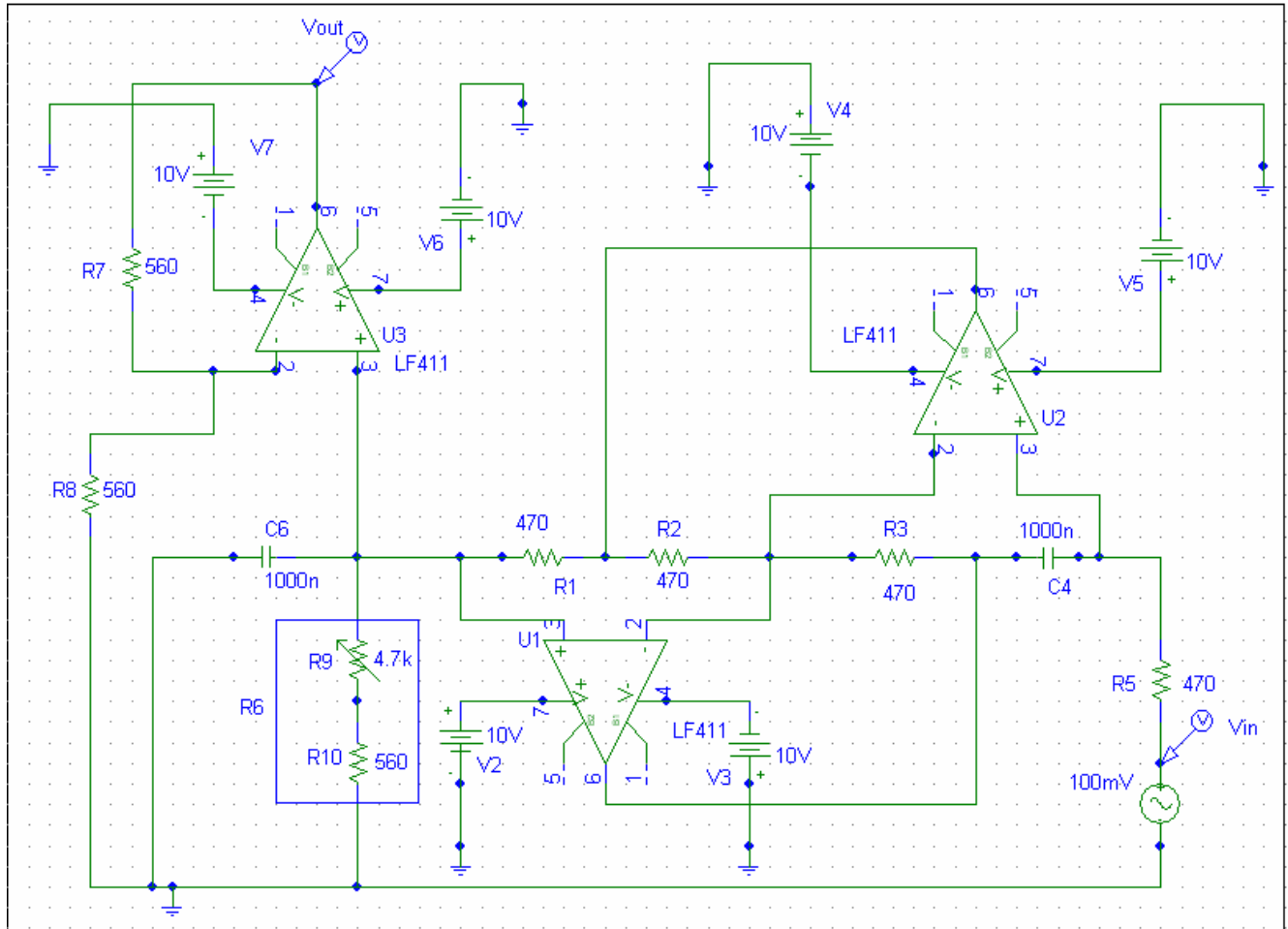


(β)

**Σχήμα 4. 7: (α) Ένα RLC συντονισμένο κύκλωμα. (β) Ένα συντονισμένο κύκλωμα TE-RC που λαμβάνεται αντικαθιστώντας το πηνίο L στο RLC κύκλωμα συντονισμού στο (α) με μία προσομοιούμενη επαγωγή που υλοποιείται με το κύκλωμα Αντωνίου του σχήματος 4.6**

## 4.5.2 Το βαθυπερατό φίλτρο της προσομοίωσης

Το κύκλωμα του βαθυπερατού φίλτρου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



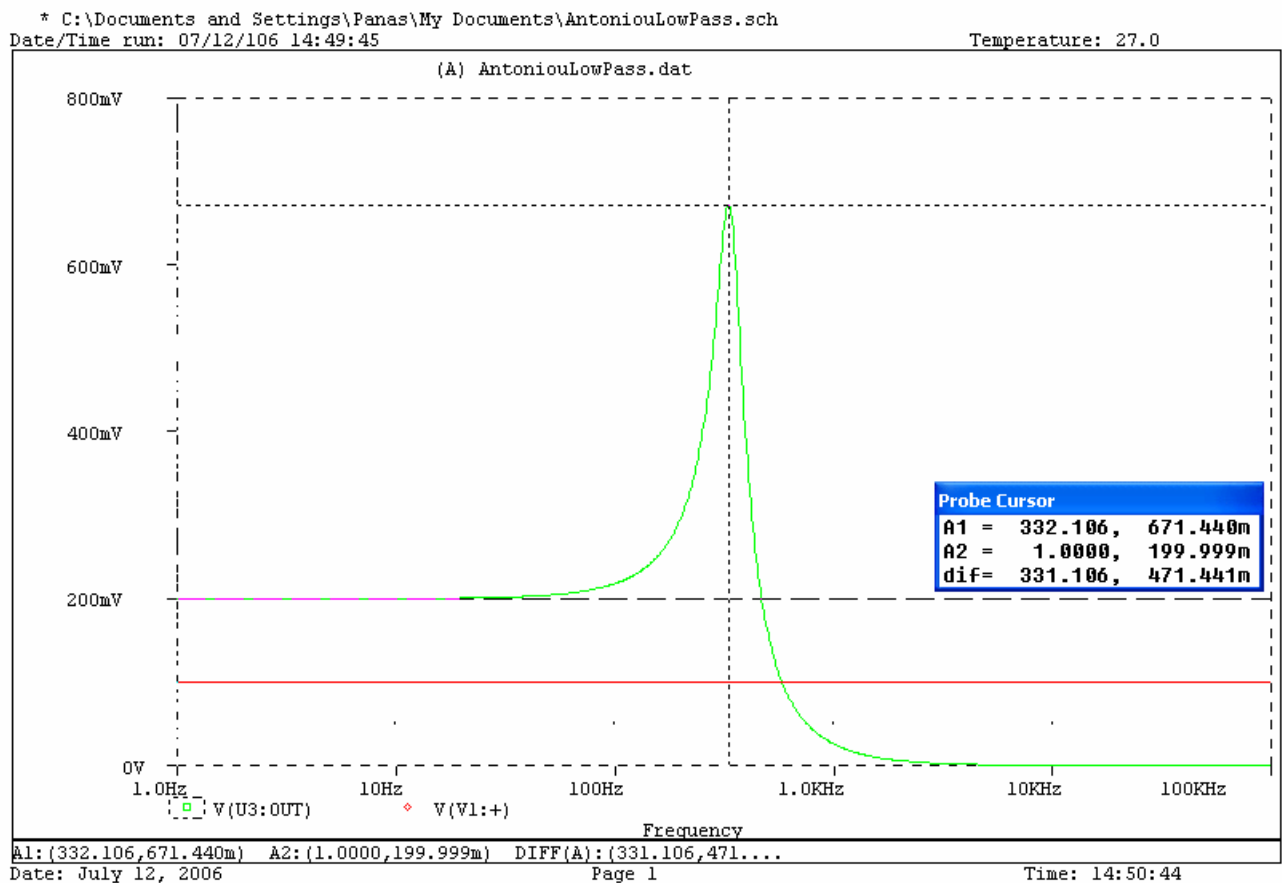
Σχήμα 4. 8: Σχηματικό του βαθυπερατού φίλτρου

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.8 έχει χρησιμοποιηθεί η διάταξη του Αντωνίου σύμφωνα με τη θεωρία που αναφέρθηκε. Η διάταξη είναι όμοια με αυτήν του Σχήματος 4.7 (β) με την μόνη διαφορά ότι στην έξοδο του φίλτρου παρεμβάλεται ένας απομονωτής με κέρδος  $K$ , όπου  $K=1+R_7/R_8=2$ . Με αυτό τον τρόπο το φίλτρο αποκτά ιδανικά άπειρη αντίσταση εξόδου (πρακτικά πολύ μεγάλη). Επίσης στο σχήμα αυτό περιγράφεται και η τροφοδοσία των τελεστικών ενισχυτών, η οποία είναι διπλή (+10 V και -10 V). Οι τιμές όλων των στοιχείων είναι ακριβώς αυτές που χρησιμοποιήθηκαν στο υλοποιημένο φίλτρο. Η  $R_6$  υλοποιήθηκε συνδέοντας σε σειρά μία αντίσταση των 560  $\Omega$  και μία μεταβλητή αντίσταση (trimmer) των 4.7 K $\Omega$ .

Όλοι οι τελεστικοί ενισχυτές που χρησιμοποιήθηκαν είναι της σειράς LF411. Οι τιμές των αντιστάσεων και των πυκνωτών προέκυψαν από τις εξισώσεις του φίλτρου που παρουσιάστηκαν παραπάνω και έγινε προσπάθεια οι τιμές των αντιστάσεων να είναι χαμηλότερες των 10 KΩ έτσι ώστε ο θόρυβος του συστήματος να είναι ο ελάχιστος δυνατός. Έτσι διαλέγοντας την βολική τιμή των 1000 nF για τους πυκνωτές και θέλοντας συχνότητα πόλου περί την  $f_0=340\text{Hz}$  δηλαδή  $\omega_0 = 2\pi f = 2136.283$  προκύπτει από τις εξισώσεις ότι:

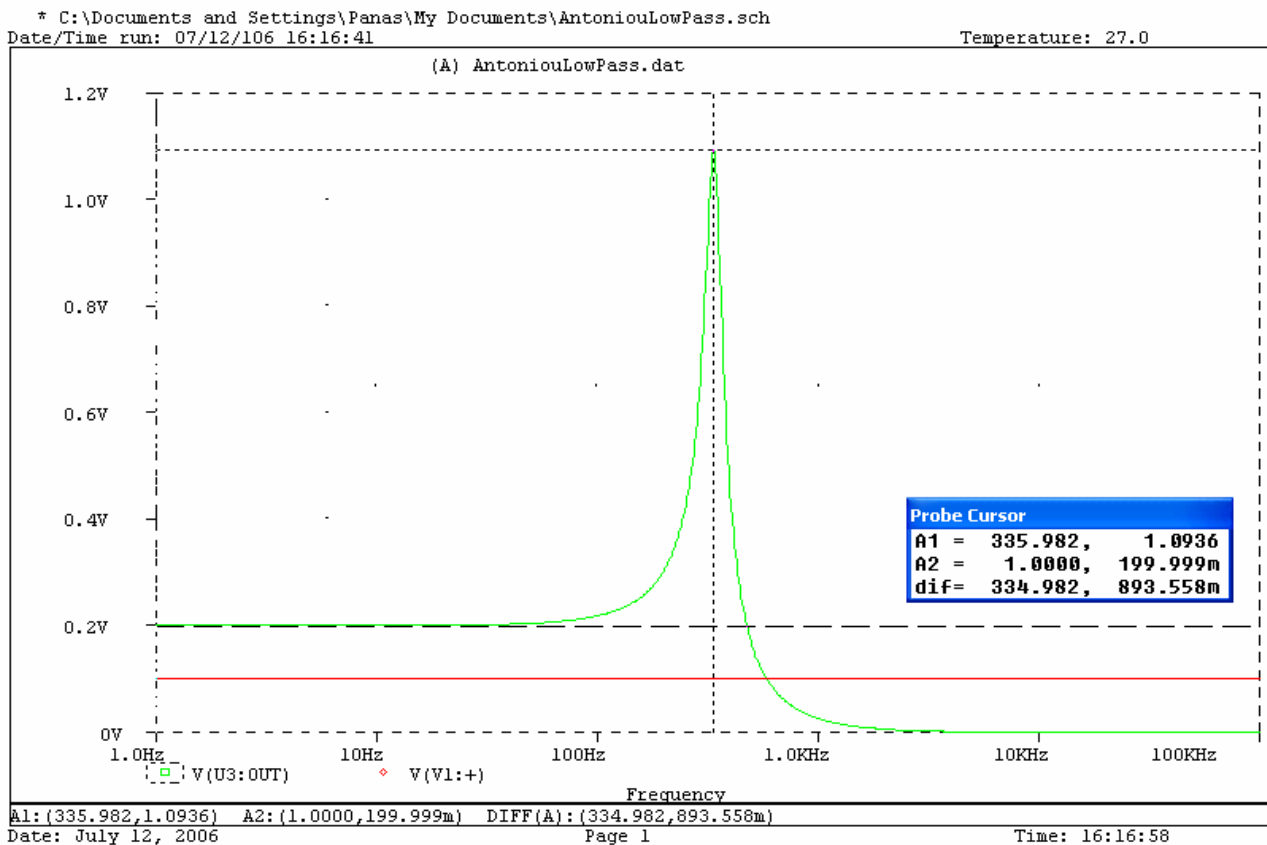
$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \Rightarrow R = \frac{1}{\omega_0 C} \Rightarrow R = 468.1\Omega \quad (4.13)$$

επειδή όμως οι τιμές των αντιστάσεων που κυκλοφορούν στο εμπόριο έχουν συγκεκριμένες τιμές, χρησιμοποιήθηκαν αντιστάσεις των **470 Ω** όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.8. Αυτή η διαφορά οδηγεί στην τιμή  **$f_0=338.6\text{ Hz}$**  τη συχνότητα πόλου.



Σχήμα 4. 9: Απόκριση του φίλτρου μέσω P-SPICE για  $R_6=2.56\text{ K}\Omega$  και  $Q=5.44$

Στο Σχήμα 4.9 παρουσιάζεται η απόκριση του φίλτρου μέσω προσομοίωσης με το πρόγραμμα P-SPICE [10]. Η είσοδος του φίλτρου είναι  $V_{in}=100\text{ mV}$ . Όπως φαίνεται η απόκριση του φίλτρου είναι σταθερή μέχρι τα  $100\text{ Hz}$  και ίση με  $200\text{ mV}$ , δηλαδή ακριβώς διπλάσια από την είσοδο. Αυτό ήταν αναμενόμενο αφού ο απομονωτής στην έξοδο έχει κέρδος  $K=1+R_7/R_8=2$ . Στην συνέχεια η απόκριση ανεβαίνει απότομα και φτάνει στην μέγιστη τιμή της για  $f_0'=332.106\text{ Hz}$  όπου είναι η συχνότητα πόλου του φίλτρου, αρκετά κοντά στην επιθυμητή  $f_0=338.6\text{ Hz}$ . Έπειτα η απόκριση καταπιέζεται απότομα και περίπου στα  $576\text{ Hz}$  έχει συναντήσει την είσοδο. Τέλος μετά το  $1\text{ kHz}$  η απόκριση σχεδόν μηδενίζεται και παραμένει μηδενική για όλες τις μεγαλύτερες συχνότητες κάτι που επιβεβαιώνει των βαθυπερατό χαρακτήρα του φίλτρου. Στο μέγιστο η τιμή εξόδου είναι  $V_{out}=671.44\text{ mV}$  όπου σε σχέση με την τιμή εισόδου  $V_{in}=100\text{ mV}$  είναι περίπου 6.7 φορές μεγαλύτερη. Αυτό το κέρδος καθορίζεται από το κέρδος του απομονωτή  $K=2$  και από τον συντελεστή ποιότητας  $Q$  όπου σύμφωνα με τον τύπο είναι  $Q=R_6/R$ . Στη συγκεκριμένη απόκριση  $R_6=2.56\text{ K}\Omega$  και  $R=470\Omega$ . Άρα  $Q=5.45$ . Γενικά στο υλοποιημένο κύκλωμα η  $R_6$  παίρνει τιμές από  $560\Omega$  έως  $5.26\text{ K}\Omega$  με αποτέλεσμα το  $Q$  να παίρνει τιμές από 1.2 έως 11.2.

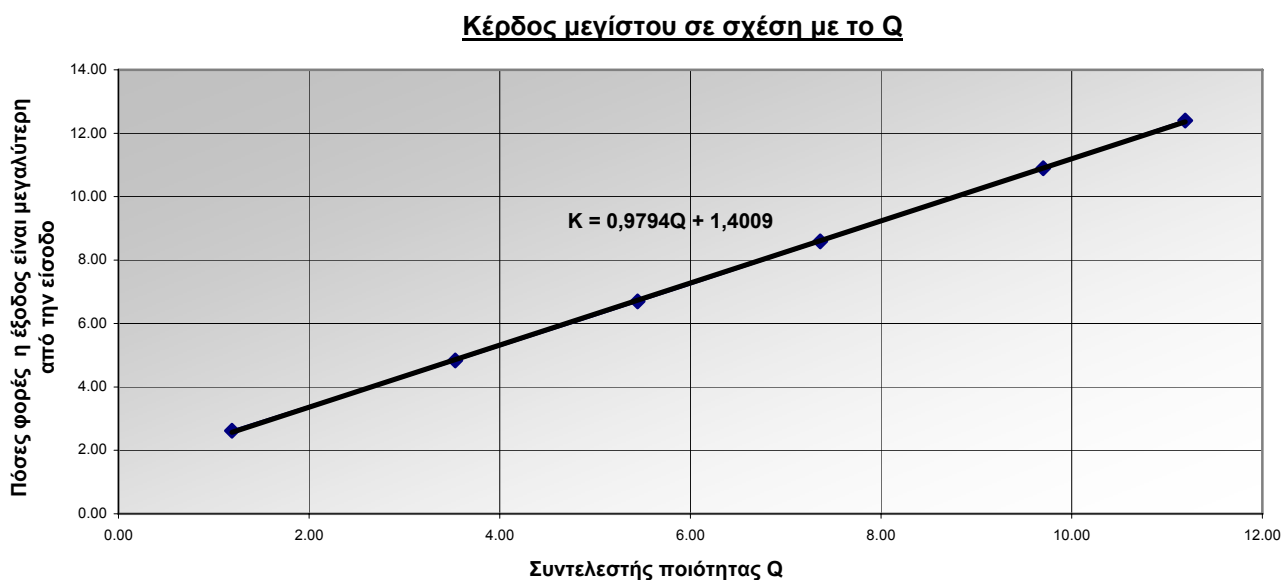


Σχήμα 4. 10: Απόκριση του φίλτρου μέσω P-SPICE για  $R_6=4.56\text{ K}\Omega$  και  $Q=9.7$

Παραπάνω στο Σχήμα 4.10 παρουσιάζεται η απόκριση του φίλτρου για  $R_6=4.56 \text{ K}\Omega$  και  $Q=9.7$ . Γίνεται φανερό πως το φίλτρο παρουσιάζει ακριβώς την ίδια συμπεριφορά και το μόνο που αλλάζει είναι το κέρδος μεγίστου στην συχνότητα πόλου. Επίσης έχουμε μια μικρή μετακίνηση της συχνότητας πόλου στην συχνότητα  $f_0'=335.982 \text{ Hz}$  και αυτή αρκετά κοντά στην επιθυμητή  $f_0=338.6 \text{ Hz}$  Εδώ έχοντας πάλι στην είσοδο  $V_{in}=100 \text{ mV}$  η τιμή εξόδου στο μέγιστο είναι  $V_{out}=1093.6 \text{ mV}$  περίπου 10.9 φορές μεγαλύτερη. Μπορεί να δειχτεί πως το κέρδος μεγίστου εξαρτάται άμεσα και γραμμικά από την τιμή του  $Q$ , δοκιμάζοντας διάφορες τιμές της  $R_6$  και μετρώντας την έξοδο σε κάθε περίπτωση. Με αυτόν τον τρόπο δημιουργείται ο πίνακας τιμών 4.1 και το Σχήμα 4.11 που αποδεικνύει πως το κέρδος μεγίστου και ο συντελεστής ποιότητας  $Q$  έχουν γραμμική σχέση.

**Πίνακας 4.1-Το κέρδος μεγίστου συναρτήσει του συντελεστή ποιότητας  $Q$**

<b>R6</b>	<b>Q</b>	<b>Κέρδος μεγίστου</b>
0.56	<b>1.19</b>	<b>2.62</b>
1.66	<b>3.53</b>	<b>4.83</b>
2.56	<b>5.45</b>	<b>6.70</b>
3.46	<b>7.36</b>	<b>8.59</b>
4.56	<b>9.70</b>	<b>10.90</b>
5.26	<b>11.19</b>	<b>12.40</b>



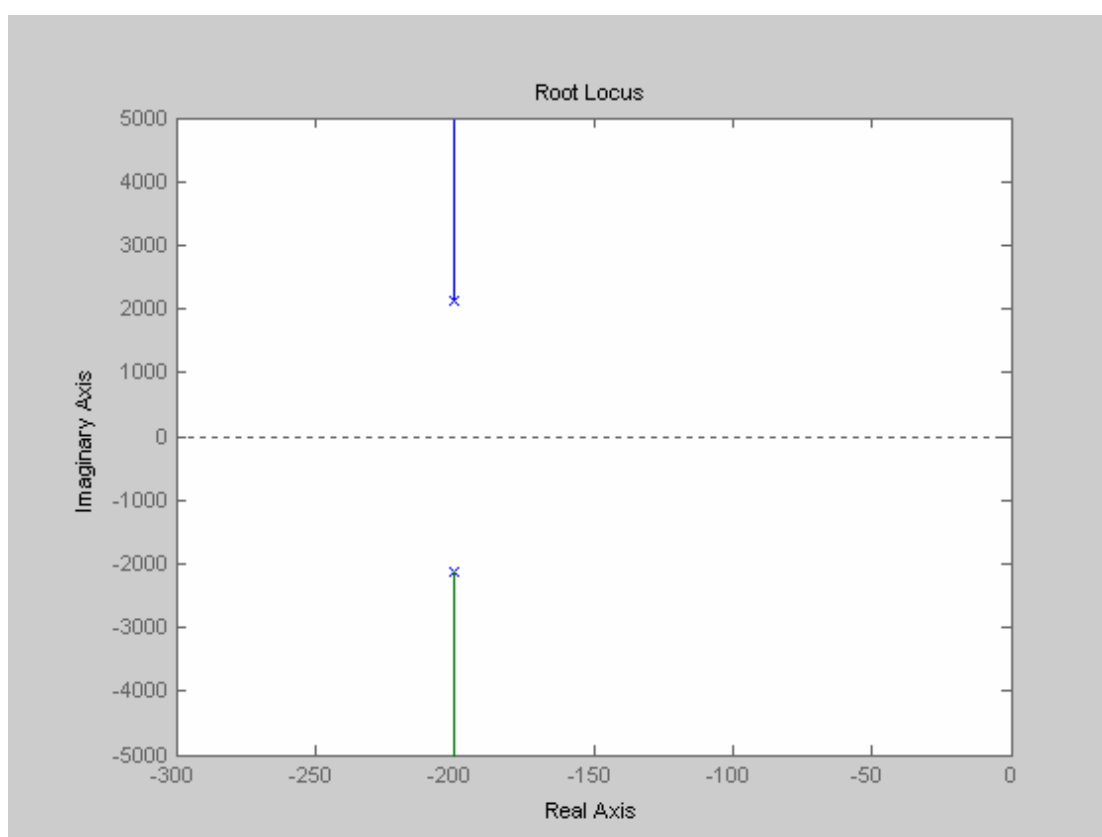
**Σχήμα 4. 11: Το κέρδος μεγίστου και ο συντελεστής ποιότητας  $Q$  ακολουθούν γραμμική σχέση.**

### 4.5.3 Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος είναι

$$H(s) = \frac{K \cdot R_2}{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5} \frac{1}{\left(s^2 + \frac{1}{C_6 R_6} s + \frac{R_2}{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5}\right)} \quad (4.14)$$

Σύμφωνα με τις τιμές των στοιχείων που έχουν δοθεί παραπάνω και για  $R_6=2.5 \text{ K}\Omega$ , οι πόλοι του συστήματος είναι  $p_1=-416,6+21828i$  και  $p_2=-416,6-21828i$  και ο γεωμετρικός τόπος του συστήματος φαίνεται στο Σχήμα 4.12

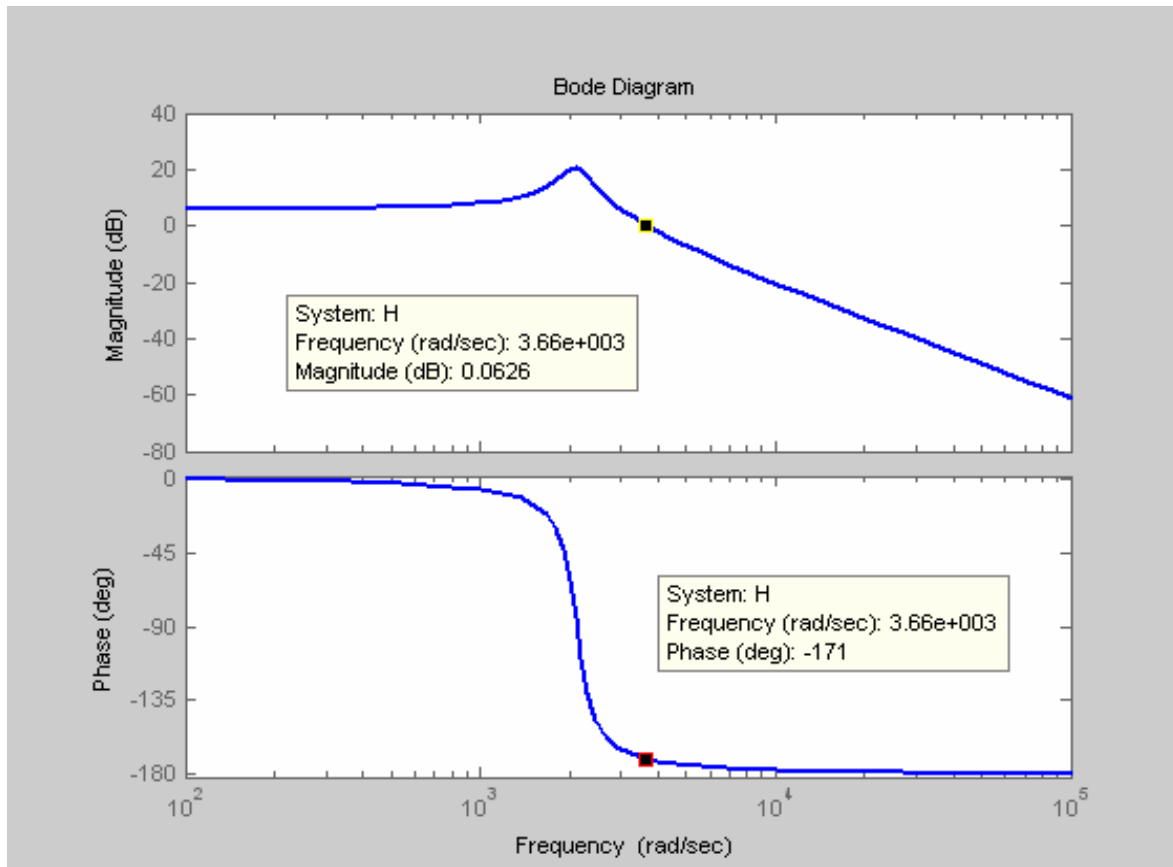


Σχήμα 4. 12: Γεωμετρικός τόπος ριζών της συνάρτησης μεταφοράς

Όπως είναι φανερό, τόσο από τον γεωμετρικό τόπο όσο και από τα αρνητικά πραγματικά μέρη των πόλων το σύστημα μας θα είναι πάντα ευσταθές.



Η ευστάθεια του συστήματος αποδεικνύεται και από το διάγραμμα Bode του φίλτρου που παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.13:

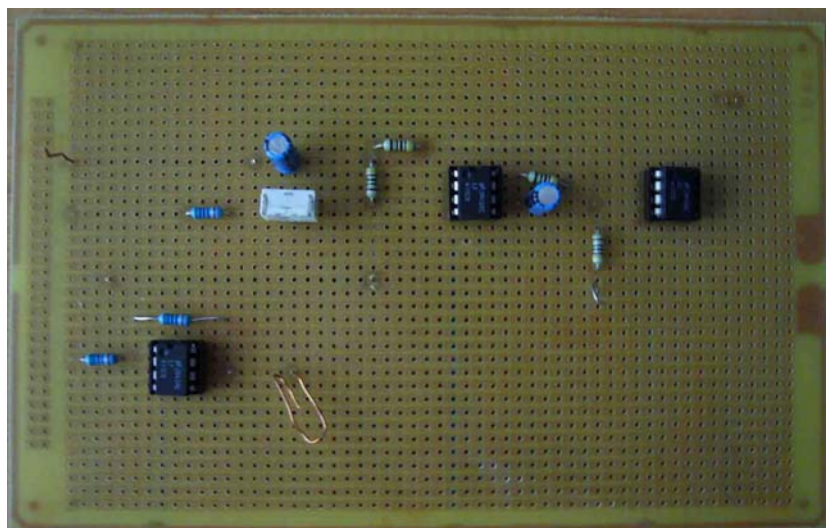


**Σχήμα 4. 13: Διάγραμμα Bode φάσης-πλάτους**

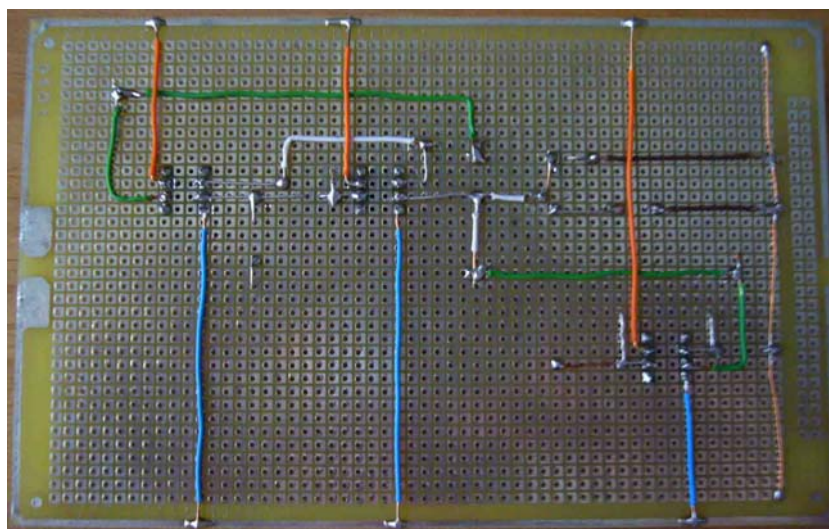
Όπως φαίνεται το περιθώριο φάσης είναι  $9^\circ$  ( $180^\circ - 171^\circ$ ) οπότε σύμφωνα με την θεωρία το σύστημα είναι ευσταθές.

## 4.6 Τα Υλοποιημένα Φίλτρα και οι Μετρήσεις τους

Στο Σχήμα 4.14 φαίνεται η φωτογραφία της πλακέτας που αποτελεί το ένα από τα δύο υλοποιημένα βαθυπερατά φίλτρα, η συμπεριφορά και τα χαρακτηριστικά των οποίων μελετήθηκαν παραπάνω.



(α)

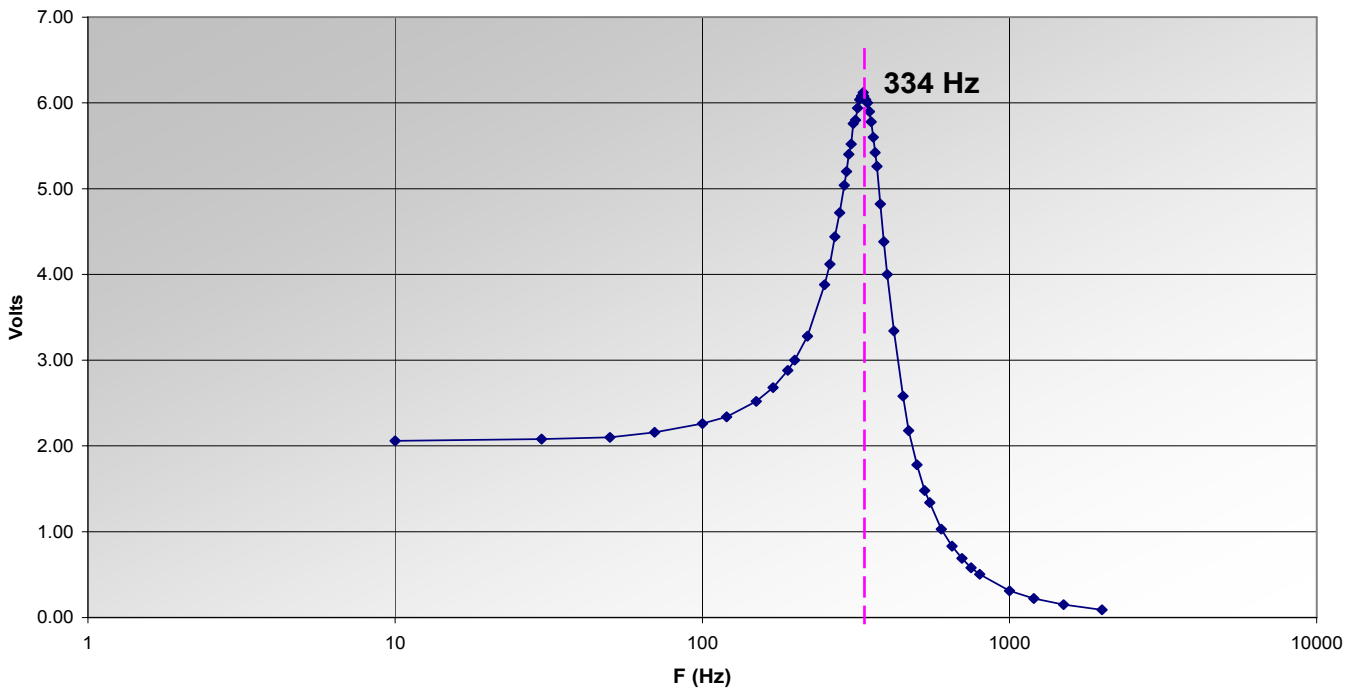


(β)

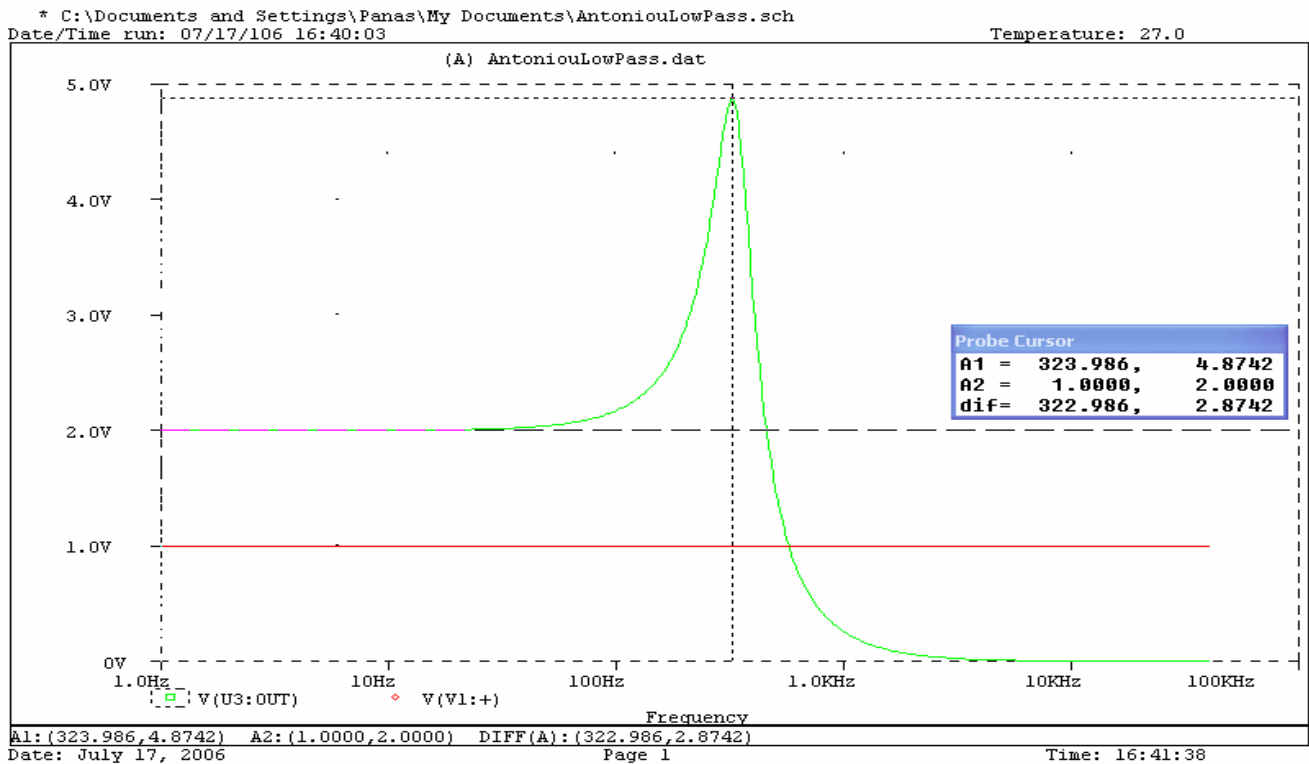
**Σχήμα 4. 14: Φωτογραφίες του βαθυπερατού φίλτρου (α) εμπρόσθια και (β) πίσω όψη**

Το σύνολο των εργαστηριακών μετρήσεων των δύο φίλτρων παρουσιάζονται στο Παράρτημα Β. Από αυτές προκύπτουν τα παρακάτω διαγράμματα απόκρισης τάσης και απόκρισης φάσης. Για τα συγκεκριμένα διαγράμματα ο συντελεστής ποιότητας  $Q=3.57$  αφού είχαμε θέσει  $R_6= 1.68K\Omega$ .

**1ο Φίλτρο - Vout (p-p)**



**Σχήμα 4. 15 Απόκριση πλάτους του 1<sup>ου</sup> φίλτρου μέσα από τις μετρήσεις του παραρτήματος Β για  $R_6=1.68K\Omega$  και  $Q = 3.57$**

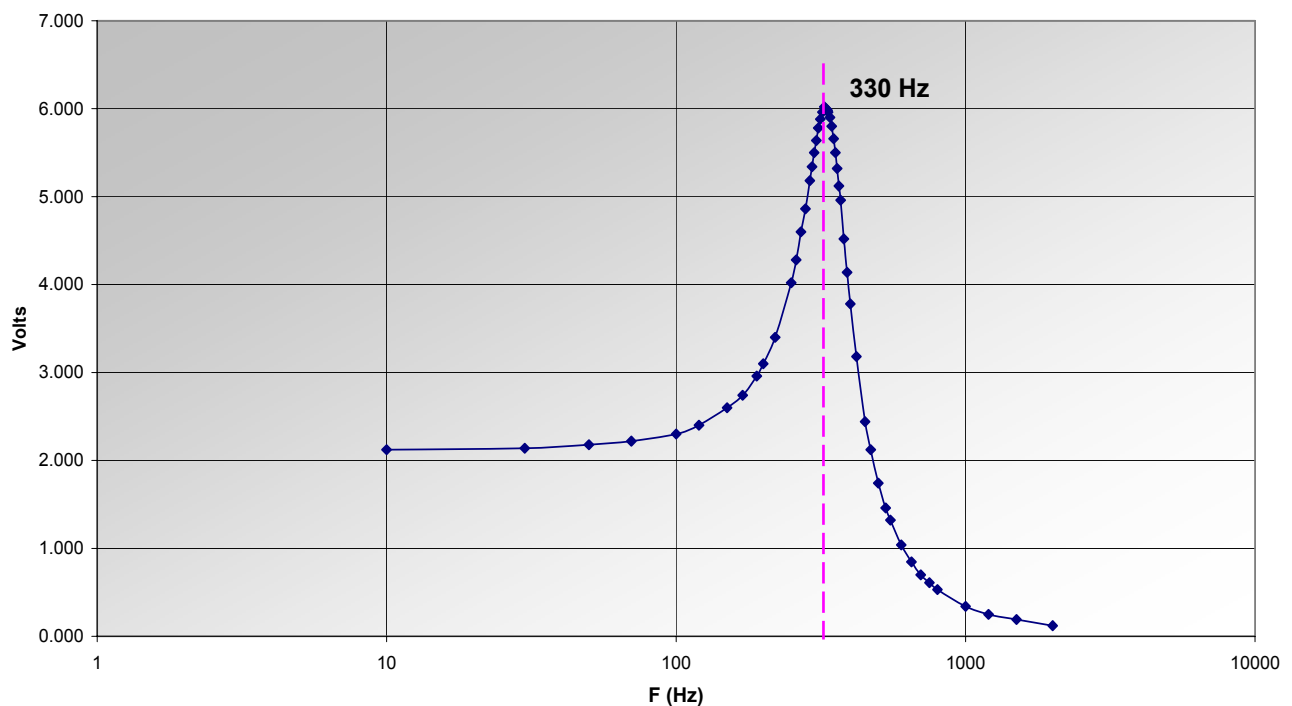


**Σχήμα 4. 16: Απόκριση πλάτους του φίλτρου μέσω P-SPICE για  $R_6=1.68K\Omega$  και  $Q=3.57$**

Όπως φαίνεται από τα Σχήματα 4.15 και 4.16 η απόκριση πλάτους του υλοποιημένου φίλτρου είναι παρόμοια με αυτήν που μας δίνει η προσομοίωση μέσω P-SPICE για ίδια τάση εισόδου ( $V_{in}=1\text{ Volt p-p}$ ), για ίδιο συντελεστή ποιότητας  $Q = 3.57$  και για ίδια τιμή της  $R_6$  όπου  $R_6=1.68\text{ K}\Omega$ . Αρχικά η έξοδος είναι σταθερή στα  $2\text{ Volt p-p}$  μέχρι την συχνότητα  $50\text{ Hz}$ . Έπειτα ανεβαίνει απότομα μέχρι την κορυφή. Εδώ παρατηρείται μια διαφορά καθώς η προσομοίωση δίνει την κορυφή στα  $324\text{ Hz}$  με  $V_{out}=4.87\text{ Volt p-p}$ , ενώ το πραγματικό φίλτρο δίνει την κορυφή στα  $334\text{ Hz}$  με  $V_{out}=6.12\text{ Volt p-p}$ . Τέλος η έξοδος πέφτει απότομα συναντώντας την είσοδο στα  $500\text{ Hz}$  περίπου, μέχρι να μηδενιστεί από τα  $2\text{ kHz}$  και έπειτα. Παρά την μικρή διαφορά του μεγίστου, η συμπεριφορά του υλοποιημένου φίλτρου ήταν η αναμενόμενη από την θεωρία και την προσομοίωση.

Το δεύτερο φίλτρο κατασκευάστηκε πανομοιότυπα με το πρώτο και η απόκριση πλάτους του παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα. Ακολουθούν οι συγκρίσεις των δύο φίλτρων για να αποδειχτεί η όμοια συμπεριφορά τους.

#### 2ο Φίλτρο - $V_{out}$ (p-p)

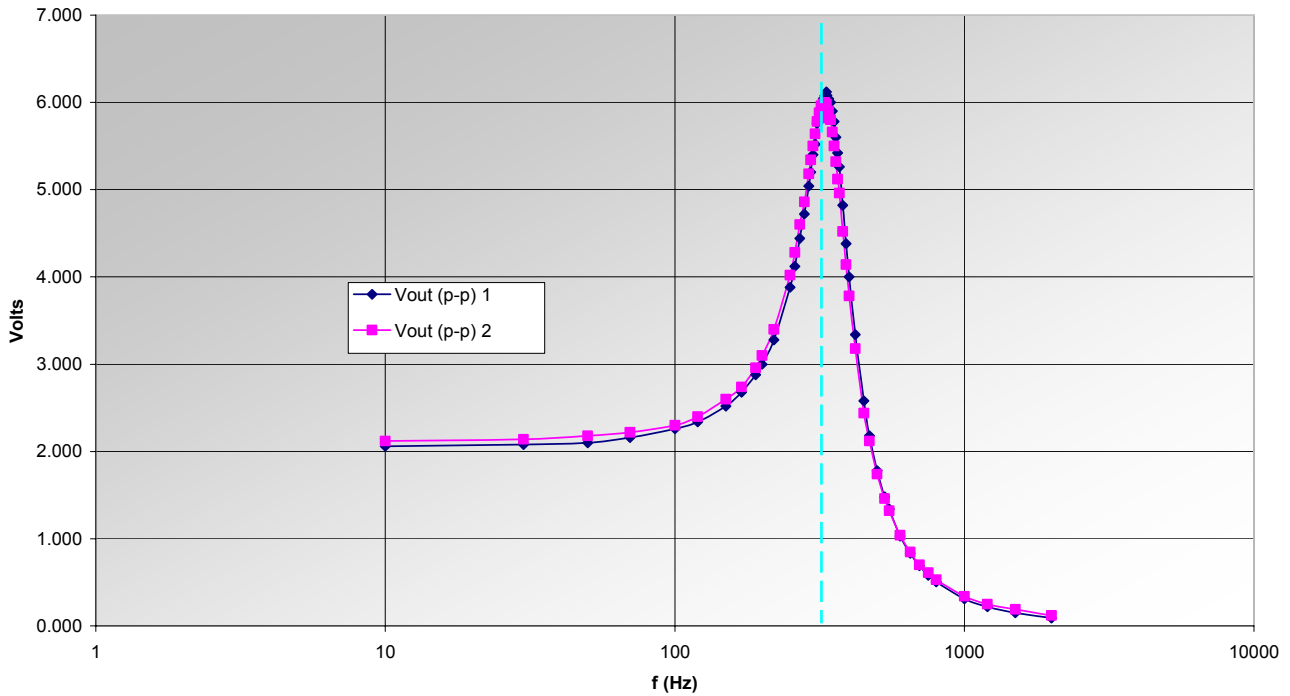


**Σχήμα 4. 17: Απόκριση πλάτους του 2<sup>ου</sup> φίλτρου μέσα από τις μετρήσεις του παραρτήματος Β για  $R_6=1.68\text{K}\Omega$  και  $Q = 3.57$**

- Συγκριτικά των 2 βαθυπερατών φίλτρων

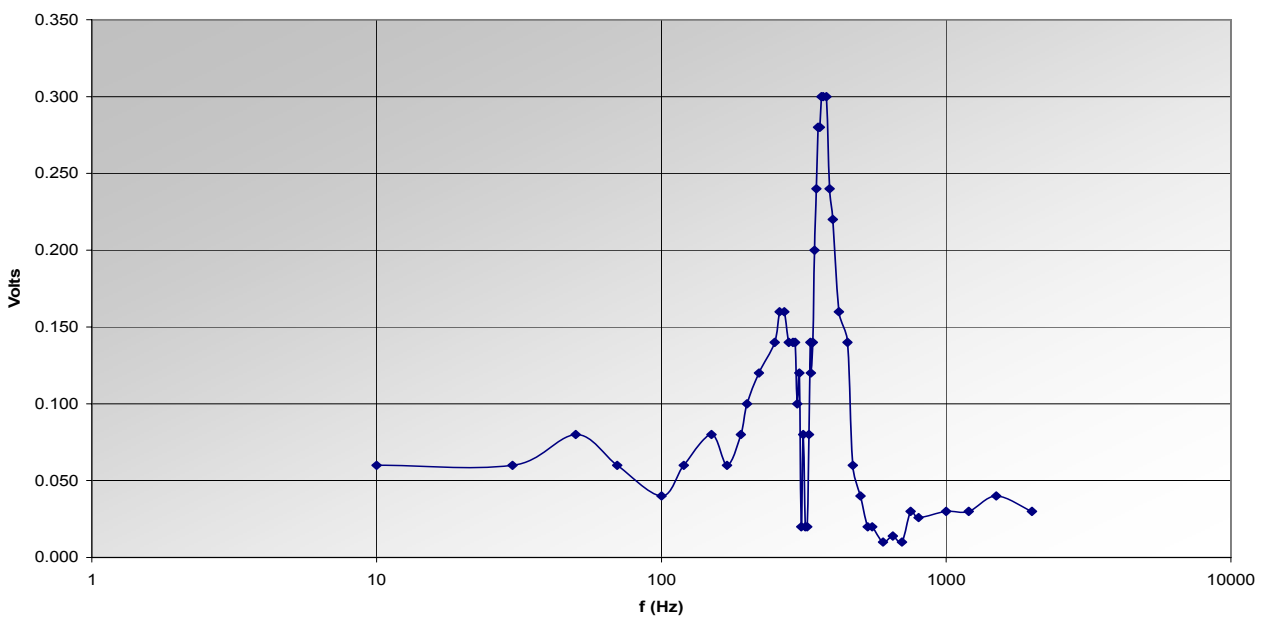
Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται στο ίδιο διάγραμμα οι αποκρίσεις τάσης των 2 υλοποιημένων φίλτρων βάση των μετρήσεων που παρατίθενται στο παράρτημα Β.

**1ο και 2ο Φίλτρο**



**Σχήμα 4. 18 Απόκριση τάσης του 2<sup>ου</sup> φίλτρου μέσα από τις μετρήσεις του παραρτήματος Β για  $R_6=1.68\text{ K}\Omega$  και  $Q = 3.57$**

**V1out (p-p)-V2out (p-p)**



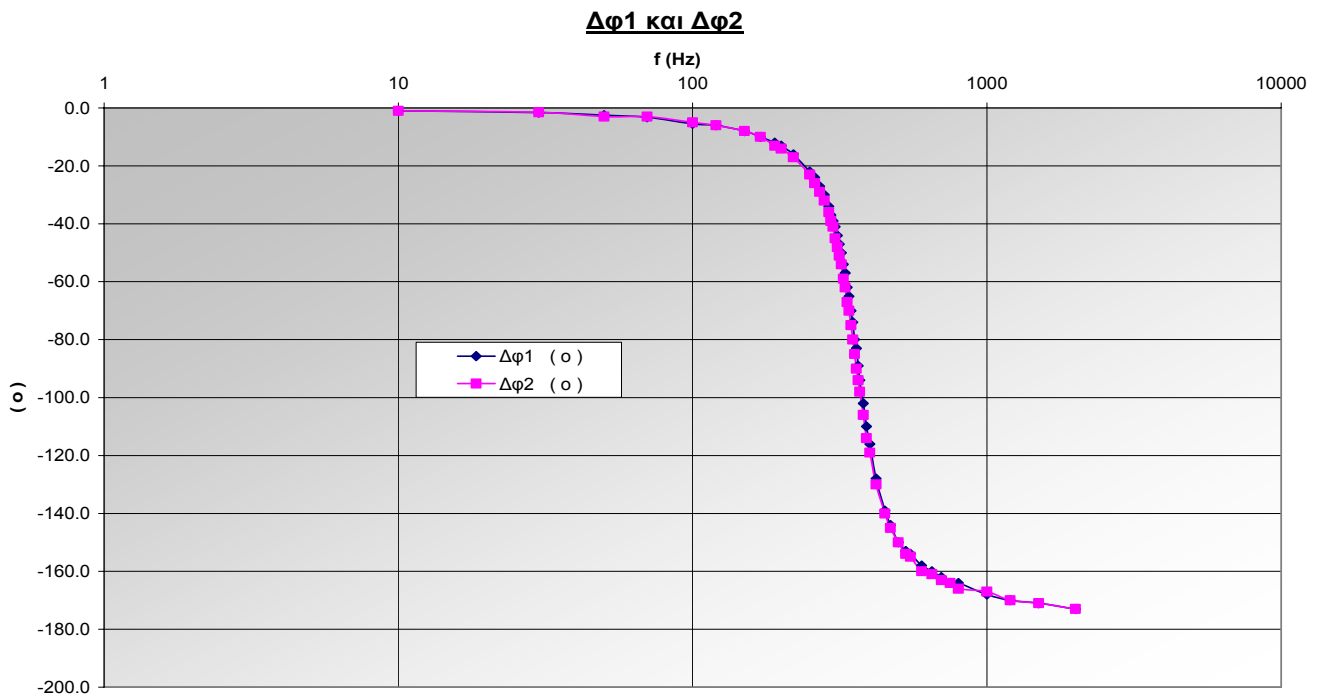
**Σχήμα 4. 19: Διαφορά στην απόκριση Τάσης των 2 φίλτρων**

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.19 η διαφορά τάσης των 2 φίλτρων είναι μικρή καθώς ο μέσος όρος διαφορών είναι στα +0.021 Volt. Οι μέγιστες διαφορές παρατηρούνται κοντά στην συχνότητα μέγιστου με τη μεγαλύτερη τιμή διαφοράς να είναι +0.3 Volt για τις συχνότητες 370 Hz και 380 Hz. Δεδομένου ότι η τάση εισόδου είναι  $V_{in}=1$  Volt η διαφορά στις περισσότερες μετρήσεις είναι ανεκτή. Επίσης πρέπει να επισημανθεί ότι οι μετρήσεις των δύο φίλτρων έγιναν για  $R_6=1.68$  K $\Omega$  έτσι ώστε να έχουν ακριβώς τον ίδιο συντελεστή ποιότητας Q. Αυτές οι μικρές διαφορές στην απόκριση τάσης οφείλονται εν μέρη στην αδυναμία να θέσουμε τις δύο μεταβλητές αντιστάσεις ακριβώς στην ίδια τιμή έτσι ώστε να έχουμε ακριβώς την ίδια τιμή για την  $R_6$ .

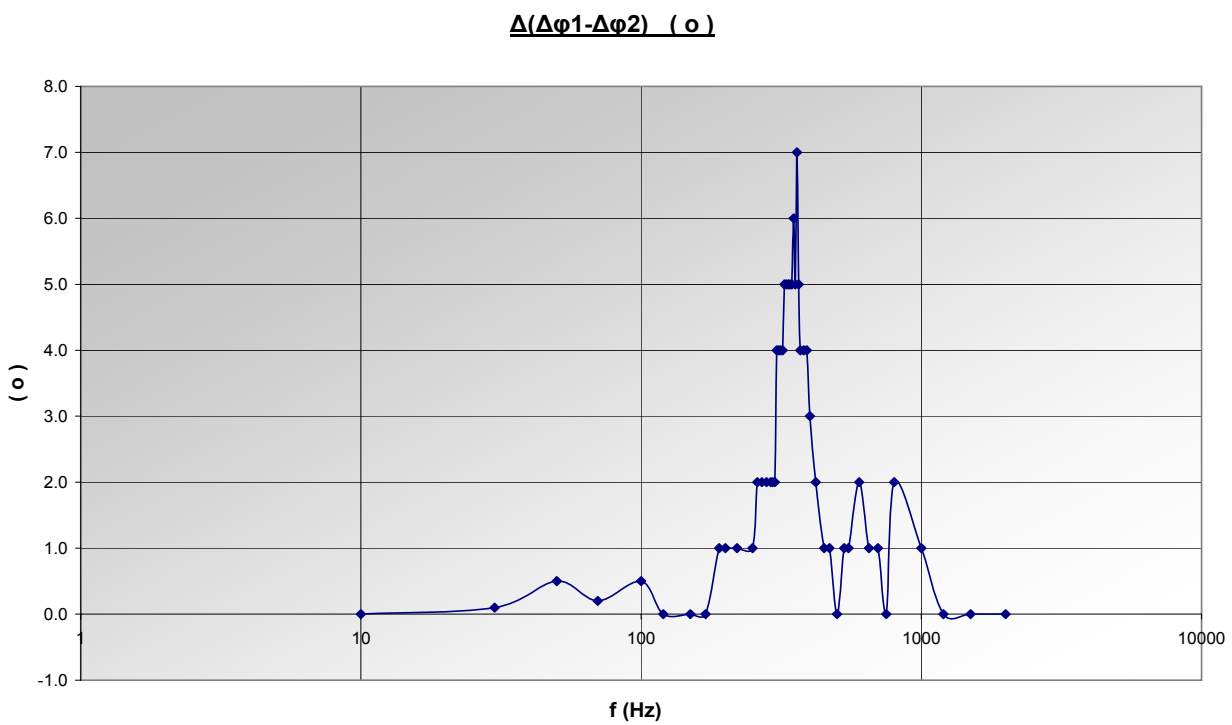
Όπως έχει αναφερθεί είναι πολύ σημαντικό τα δύο φίλτρα όταν λειτουργήσουν παράλληλα να παρουσιάσουν ακριβώς την ίδια συμπεριφορά. Εκτός από την διαφορά στην απόκριση τάσης η οποία αποδείχτηκε ικανοποιητική, πρέπει να έχουν και παρόμοια διαφορά φάσης με διαφορά που δεν θα ξεπερνά τις  $5^\circ$ . Δηλαδή πρέπει  $|\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2| \leq 5^\circ$ . Οι σχετικές μετρήσεις των διαφορών φάσης του κάθε φίλτρου και της διαφοράς φάσης των δύο διαφορών φάσεων παρουσιάζονται κι αυτές στο Παράρτημα Β. Παρακάτω παρουσιάζονται οι σχετικές γραφικές παραστάσεις που προκύπτουν από τις εν λόγω μετρήσεις.

Στο Σχήμα 4.20 φαίνονται πάνω στον ίδιο άξονα συχνοτήτων η διαφορά φάσης του κάθε φίλτρου (δηλαδή η διαφορά φάσης της εξόδου ως προς την είσοδο). Όπως παρατηρούμε η διαφορά φάσης και για τα δύο φίλτρα είναι πάντα αρνητική καθώς η έξοδος καθυστερεί σε σχέση με την είσοδο. Επίσης και στις δύο περιπτώσεις η απόλυτη τιμή της διαφοράς φάσης αυξάνεται όσο αυξάνεται η συχνότητα μέχρι που πλησιάζει την μέγιστη τιμή της ( $-180^\circ$ ) για τις συχνότητες 2 kHz και πέρα. Η μορφή των δύο καμπυλών είναι η αναμενόμενη από την θεωρία. Τέλος στο Σχήμα 4.21 φαίνεται η απόλυτη τιμή της διαφοράς φάσης των διαφορών φάσης των δύο φίλτρων. Όπως φαίνεται, εκτός από δύο τιμές όπου η διαφορά φτάνει τις  $6^\circ$  και  $7^\circ$ , όλες οι άλλες ικανοποιούν την προϋπόθεση που έχει τεθεί παραπάνω. Επίσης ο μέσος όρος των διαφορών είναι  $2.2^\circ$  αρκετά χαμηλότερα από τον περιορισμό μας. Αξίζει να σημειωθεί πως (όπως συνέβει και με την διαφορά τάσης των δύο φίλτρων) οι

μεγαλύτερες διαφορές παρατηρούνται γύρω από τη συχνότητα που το φίλτρο έχει μέγιστο κέρδος. Έτσι η διαφορά φάσης των φίλτρων θεωρείται κι αυτή ανεκτή.



Σχήμα 4. 20: Διαφορά φάσης των 2 φίλτρων Δφ1 και Δφ2



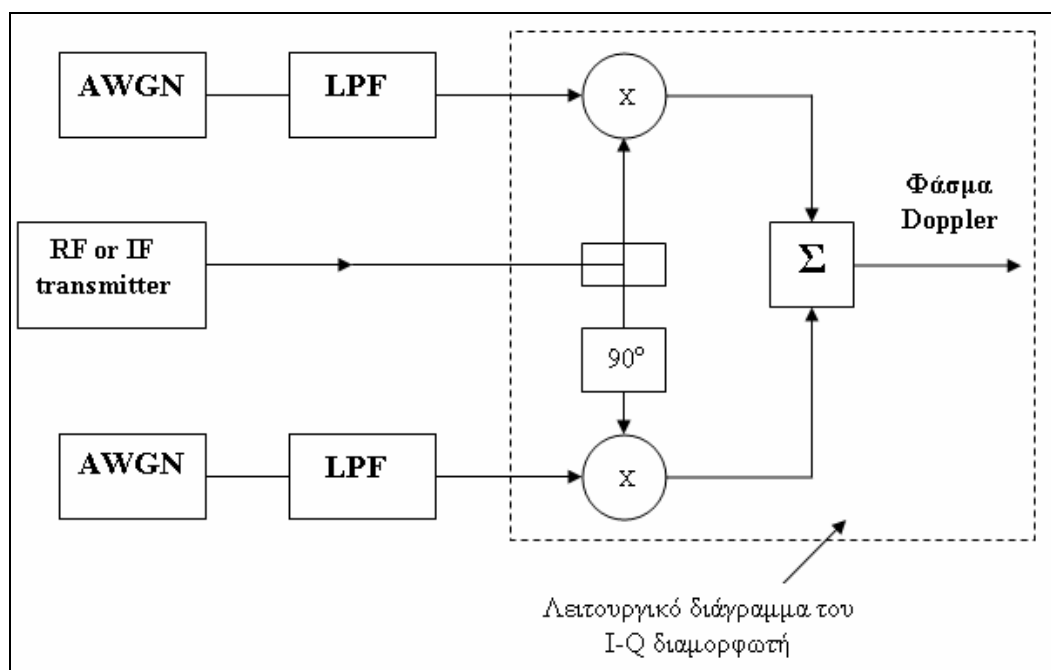
Σχήμα 4. 21: Απόλυτη διαφορά των διαφορών φάσης των 2 φίλτρων

# Κεφάλαιο 5

## ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ, ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ & ΕΠΙΔΟΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DOPPLER

### 5.1. Εισαγωγή

Ύστερα από την μελέτη και τη σχεδίαση του προσομοιωτή Doppler ακολούθησε η κατασκευή της διάταξης που παράγει το φάσμα Doppler. Η διάταξη που παρουσιάζεται ξανά στο Σχήμα 5.1 με λεπτομέρεια, υλοποιήθηκε με διάφορα στοιχεία τα οποία βρίσκονται στο Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών του ΕΜΠ και τα δύο βαθυπερατά φίλτρα που κατασκευάστηκαν εξ'αρχής και παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στην συνέχεια θα παρουσιαστεί η διάταξη έτσι όπως χρησιμοποιήθηκε στο εργαστήριο καθώς και τα διάφορα στοιχεία αυτής.

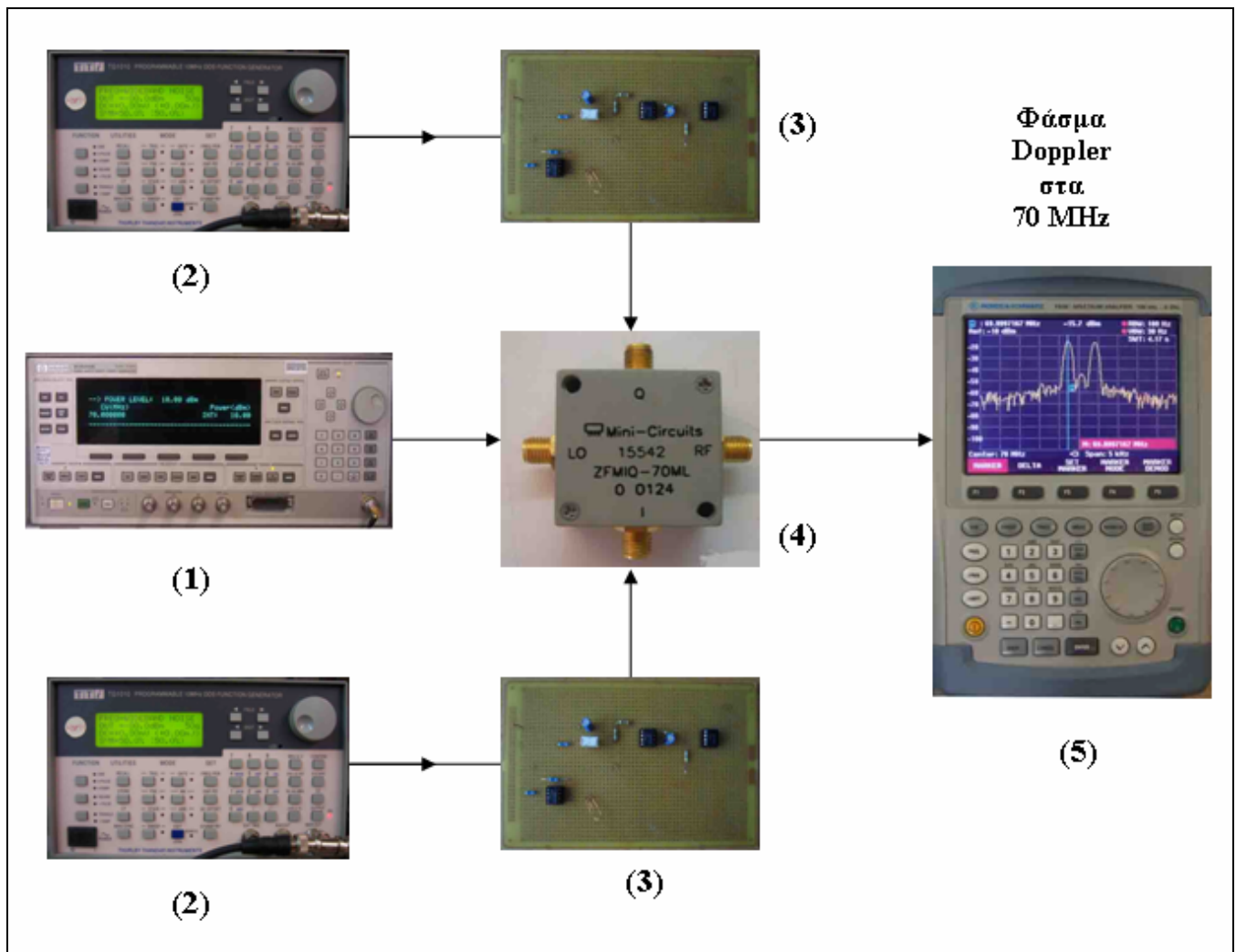


Σχήμα 5. 1: Λειτουργικό διάγραμμα προσομοιωτή Doppler με λεπτομέρεια που αναπαριστά το λειτουργικό διάγραμμα του I-Q διαμορφωτή



## 5.2. Διάταξη Εργαστηρίου

Στο Σχήμα 5.2 παρουσιάζεται η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε στο εργαστήριο για την υλοποίηση του προσομοιωτή Doppler, σε πλήρη αντιστοιχία με το λειτουργικό διάγραμμα του Σχήματος 5.1.



Σχήμα 5. 2: Σχηματικό διάγραμμα διάταξης προσομοιωτή Doppler

Στην παράγραφο 5.2.1 παρουσιάζονται τα μέρη της διάταξης σύμφωνα με την αρίθμηση τους.

## 5.2.1 Τα Μέρη της Διάταξης

### (1) Η Γεννήτρια του φέροντος (σήμα τοπικού ταλαντωτή $f_{LO}$ )

Η γεννήτρια αυτή παράγει το φέρον της διαμόρφωσης. Το φέρον αρχικά έχει συχνότητα  $f_{LO} = 70$  MHz και ισχύ  $P_f = +10$  dBm.

### (2) Η Γεννήτρια Λευκού Θορύβου (AWGN)

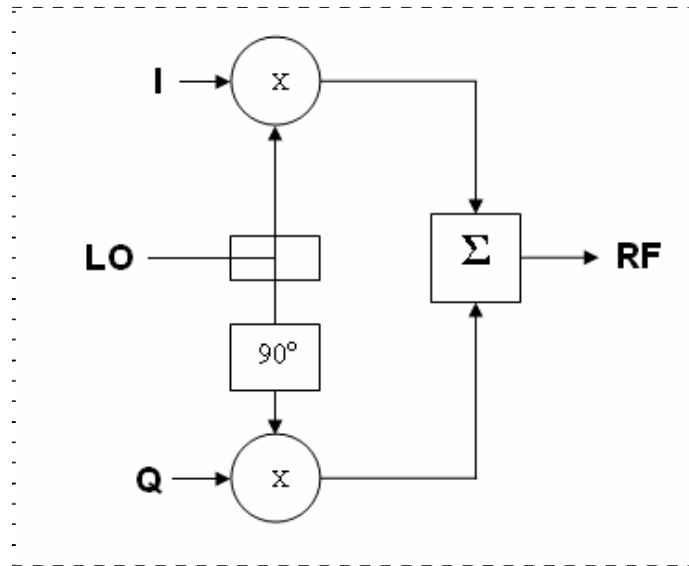
Η γεννήτρια αυτή παράγει λευκό θόρυβο. Ο λευκός θόρυβος έχει ισχύ ομοιόμορφα κατανεμημένη σε όλο το φάσμα συχνοτήτων με τιμή  $S_n = n_0/2$ . Ο λευκός θόρυβος χρησιμοποιείται ως είσοδος του κάθε βαθυπερατού φίλτρου για να σχηματιστεί στην έξοδο του η φασματική του απόκριση. Ως γνωστόν αυτή η φασματική απόκριση αποτελεί την μισή μορφή του φάσματος Doppler. Πρέπει να τονιστεί επίσης πως για κάποιες μετρήσεις η γεννήτρια χρησιμοποιήθηκε και για την παραγωγή ημιτόνου.

### (3) Το βαθυπερατό φίλτρο (LPF)

Το βαθυπερατό φίλτρο είναι αυτό που μελετήθηκε και αναλύθηκε διεξοδικά στο προηγούμενο κεφάλαιο. Λεπτομέρειες του κυκλώματος του φίλτρου φαίνονται στο Σχήμα 4.14.

### (4) Ο I-Q διαμορφωτής (I-Q modulator)

Ο διαμορφωτής, που είναι ένα τετράθυρο στοιχείο, παίζει βασικό ρόλο στο Σχήμα 5.2 και αντικαθιστά ένα σημαντικό κομμάτι λειτουργίας το οποίο φαίνεται σε λεπτομέρεια στο Σχήμα 5.1 και ξεχωριστά στο Σχήμα 5.6. Η λειτουργία ενός I-Q διαμορφωτή έχει αναλυθεί στην προηγούμενη παράγραφο. Ο διαμορφωτής που χρησιμοποιήθηκε έχει κωδικό ZFMIQ-70ML και τα φύλλα προδιαγραφής του παρατίθενται στο Παράρτημα Δ.



Σχήμα 5. 3: Λεπτομέρεια από το Σχήμα 5.1 που δείχνει τον τρόπο λειτουργίας του I-Q διαμορφωτή

#### (5) Ο Αναλυτής Φάσματος (Spectrum Analyzer)

Ο αναλυτής φάσματος αποτελεί μία συσκευή που μετράει και δείχνει στην οθόνη της, την ισχύ που εισέρχεται σε αυτήν για ένα φάσμα συχνοτήτων το οποίο επιλέγει ο χρήστης. Ο συγκεκριμένος που χρησιμοποιήθηκε μπορεί και μετράει συχνότητες μέχρι και 6 GHz. Όλες οι μετρήσεις της λειτουργίας της διάταξης καταγράφηκαν από τον αναλυτή φάσματος.

### 5.3 Μετρήσεις & Αποτελέσματα της διάταξης

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται όλες οι σχετικές μετρήσεις της διάταξης με βηματικό τρόπο.

- Αρχικά ελέγχτηκε η διάταξη χρησιμοποιώντας κάθε είσοδο χωριστά τερματίζοντας την άλλη, και η είσοδος του κάθε φίλτρου τροφοδοτήθηκε από ένα ημίτονο με συχνότητα κοντά στα 340 Hz όπου το φίλτρο δίνει μέγιστο κέρδος.

- Ύστερα συνεχίζοντας την τροφοδοσία με το ημίτονο των 340 Hz και στα δύο φίλτρα, ενεργοποιήθηκαν και η I και η Q θύρα.

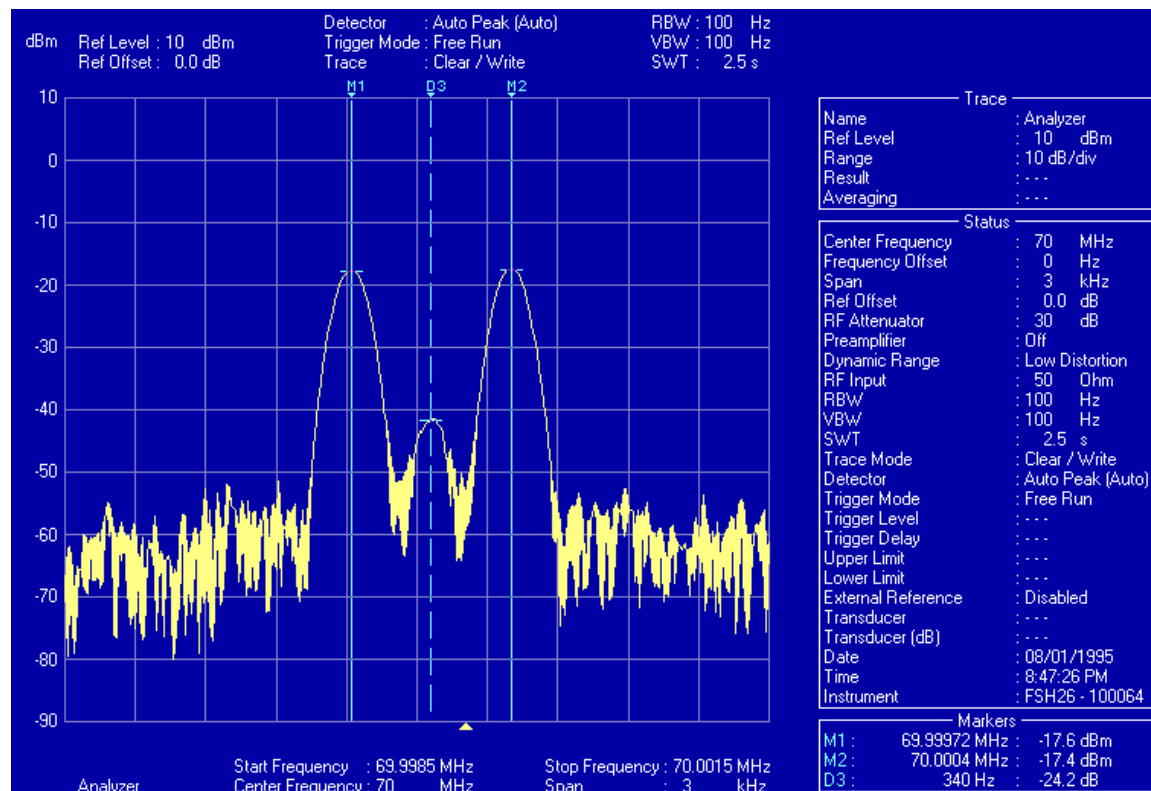
- Στη συνέχεια άλλαξε η είσοδος του φίλτρου από ημίτονο σε λευκό θόρυβο παίρνοντας ακριβώς την διάταξη του Σχήματος 5.2.

- Τέλος, η έξοδος που δίνει η διάταξη του Σχήματος 5.2 πολλαπλασιάστηκε με έναν μείκτη που μετατόπισε το αποτέλεσμα της προηγούμενης μέτρησης περι την επιθυμητή τελική συχνότητα των 2.1 GHz όπου είναι πραγματική συχνότητα κινητής τηλεφωνίας σε κανάλι UMTS.

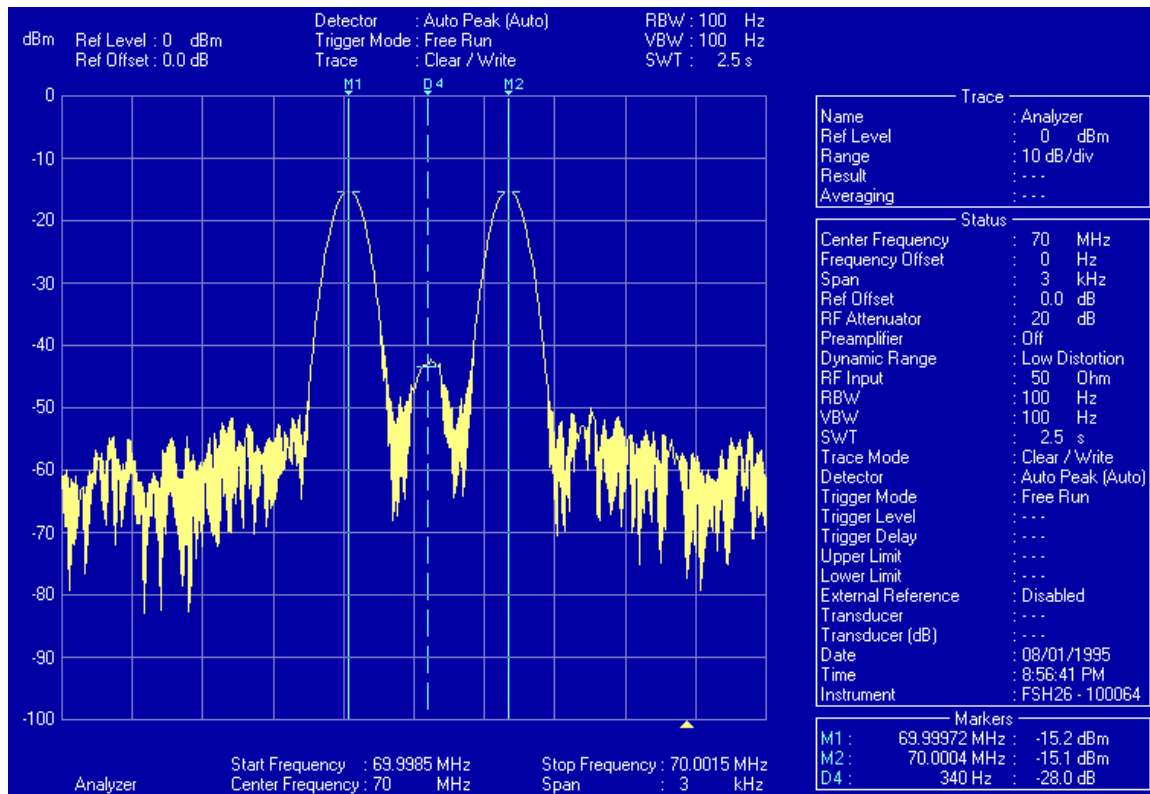
### 5.3.1 Χρησιμοποίηση θύρας I με τερματισμένη θύρα Q, και είσοδος φίλτρου ημίτονο 340 Hz +30 mVp-p

Κατάσταση Μετρήσεων για 5.3.1	
Διάταξη	Σχήματος 5.2
Είσοδος φίλτρου	ημίτονο με $f=340\text{ Hz}$ +30 mVp-p
Θύρα I	ενεργή
Θύρα Q	τερματισμένη
f <sub>λο</sub>	70MHz

Στα παρακάτω δύο σχήματα παρουσιάζεται η έξοδος της διάταξης όπως λαμβάνεται από τον αναλυτή φάσματος (Spectrum Analyzer).



Σχήμα 5. 4: Έξοδος αναλυτή φάσματος για την κατάσταση 5.3.1 και  $R_c=2.69\text{K}\Omega$ ,  $Q=5.72$



**Σχήμα 5. 5:** Έξοδος αναλυτή φάσματος για την κατάσταση 5.3.1 και  $R_6=4.3K\Omega$ ,  $Q=10.34$

Διακρίνονται και στα δύο σχήματα τρεις δείκτες, ο  $M_1$ , ο  $M_2$  και ο  $D_4$ . Οι δείκτες (Markers) με το γράμμα M δείχνουν την συχνότητα στην οποία βρίσκονται καθώς και την ισχύ του σήματος σε αυτήν την συχνότητα. Οι δείκτες με το γράμμα D δείχνουν την διαφορά στη συχνότητα και την ισχύ μεταξύ αυτών και των σημείων M. Οι τιμές τους διακρίνονται καθαρά στην κάτω δεξιά γωνία της οθόνης. Σύμφωνα λοιπόν με αυτούς τους δείκτες παρατηρούμε πως το ημίτονο των 340 Hz μεταφέρεται περί την συχνότητα του φέροντος, δηλαδή την  $f_{LO}=70$  MHz όπως ήταν αναμενόμενο. Όμως υπάρχει μια μικρή μετατόπιση κατά 60 Hz προς τα δεξιά και έτσι το κέντρο είναι στα 70.00006 MHz αντί τα 70 MHz. Αυτή η μικρή μετατόπιση δημιουργείται από τον διαμορφωτή, θεωρείται τυπικό σφάλμα του οργάνου και δεν επηρεάζει αρνητικά τις μετρήσεις. Δεδομένου ότι το ημίτονο εμφανίζεται ακριβώς στην συχνότητά του (340Hz) δεξιά και αριστερά από την κεντρική συχνότητα (70.00006 MHz) και με σχεδόν ίδια ισχύ, η διαμόρφωση θεωρείται επιτυχημένη.

Είναι επίσης σημαντικό να παρατηρηθεί η στάθμη της ισχύος στις τρεις κορυφές. Στο σχήμα 5.8, όπου ο συντελεστής ποιότητας του φίλτρου ήταν  $Q=5.72$ , παρατηρείται πως η ισχύς αριστερά και δεξιά από το κέντρο των 70.00006 MHz σε

απόσταση 340 Hz είναι μέγιστη με τιμή -17.6 και -17.4 dBm αντίστοιχα. Αντίθετα η ισχύς στην κορυφή στο κέντρο είναι -24.2 dBm χαμηλότερη. Αυτό σημαίνει πως το φέρον έχει καταπιεστεί αρκετά από τον διαμορφωτή, αλλά εξακολουθεί να εμφανίζεται ως μια σημαντική συνιστώσα. Δηλαδή υπάρχει σημαντική καταπίεση του φέροντος από τον διαμορφωτή, αλλά όχι πλήρης.

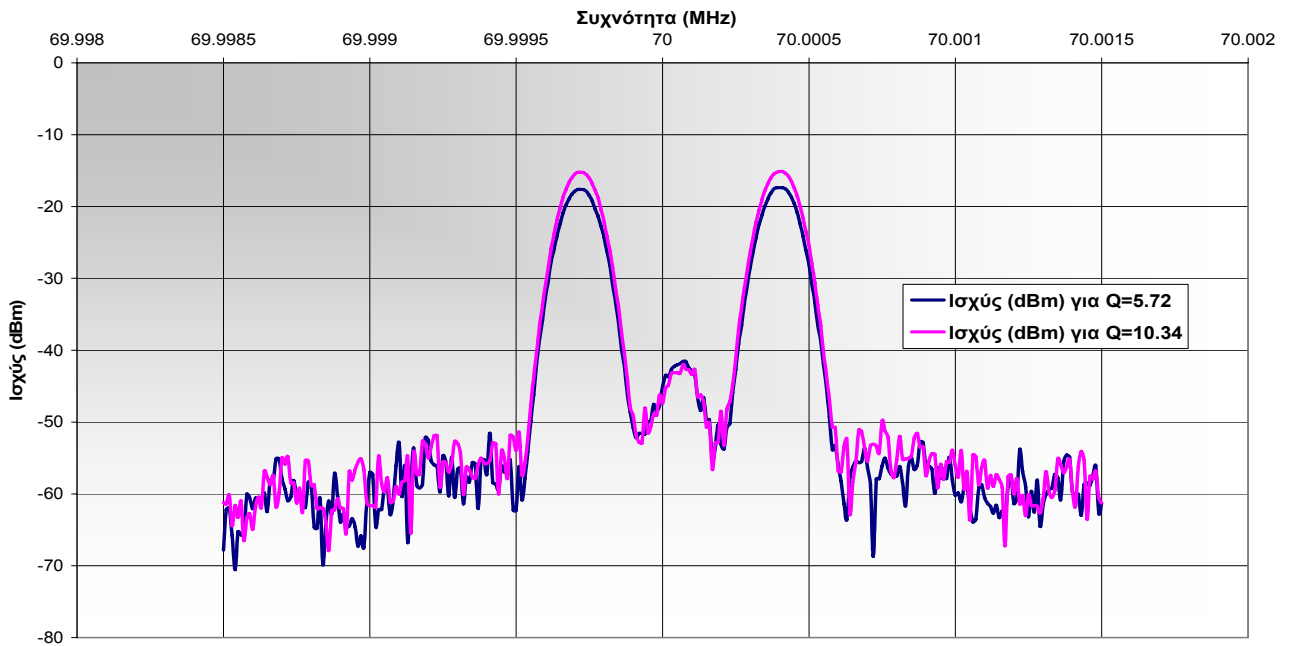
Επίσης όπως φαίνεται στο σχήμα 5.9, όταν αυξήθηκε ο συντελεστής ποιότητας σε  $Q=10.34$ , η ισχύς στις δύο κορυφές αυξήθηκε κατά 2.4 dBm περίπου. Αυτό είναι λογικό, καθώς η συχνότητα των 340 Hz βρίσκεται πολύ κοντά στην συχνότητα για την οποία το κέρδος του φίλτρου γίνεται μέγιστο. Όταν το  $Q$  διπλασιάζεται, τότε σχεδόν διπλασιάζεται και το κέρδος μεγίστου του φίλτρου, όπως είναι γνωστό από το κεφάλαιο 4. Άρα η ισχύς του ημιτόνου που περνάει μέσα από το φίλτρο σχεδόν διπλασιάζεται, οπότε αναμένεται η ισχύς των δύο κορυφών σχεδόν να διπλασιαστεί, δηλαδή να αυξηθεί κατά 3 dBm. Εφόσον όμως η αύξηση του  $Q$  ήταν μικρότερη από διπλασιασμό ( $10.34/5.72=1.8$ ) και τα 340 Hz δεν βρίσκονται ακριβώς στο μέγιστο του φίλτρου είναι λογικό και η αύξηση στην ισχύ να είναι κάπως μικρότερη από 3 dBm.

Πάντως είναι σημαντικό ότι αυτή η αύξηση γίνεται επικεντρωμένα για τις συχνότητες κοντά στις κορυφές ( $70.00006 \text{ MHz} \pm 340 \text{ Hz}$ ). Αυτό επιδεικνύει την διακριτότητα του βαθυπερατού φίλτρου.

Αυτή η αύξηση στην ισχύ, για τις δύο κορυφές και μόνο, φαίνεται ακόμα καλύτερα στο παρακάτω Σχήμα 5.10, που οι δύο φασματικές έξοδοι παρουσιάζονται μαζί στο ίδιο διάγραμμα.

Τέλος, αυτό που μπορεί να παρατηρηθεί είναι πως η αριστερή κορυφή ( $70.00006 \text{ MHz} - 340 \text{ Hz}$ ) είναι ελαφρώς υψηλότερη από την δεξιά κορυφή ( $70.00006 \text{ MHz} + 340 \text{ Hz}$ ). Έχει δηλαδή ελαφρώς μεγαλύτερη ισχύ κατά 0.1 - 0.2 dBm η κορυφή με την μικρότερη συχνότητα. Η διαφορά αυτή οφείλεται επίσης σε σφάλμα του διαμορφωτή, αλλά είναι αρκετά μικρή και δεν δημιουργεί πρόβλημα στην όλη λειτουργία του προσομοιωτή.

### Έξοδος για 5.3.1



Σχήμα 5. 6: Ταυτόχρονη έξοδος αναλυτή φάσματος για τις δύο τιμές του Q, για την κατάσταση 5.3.1

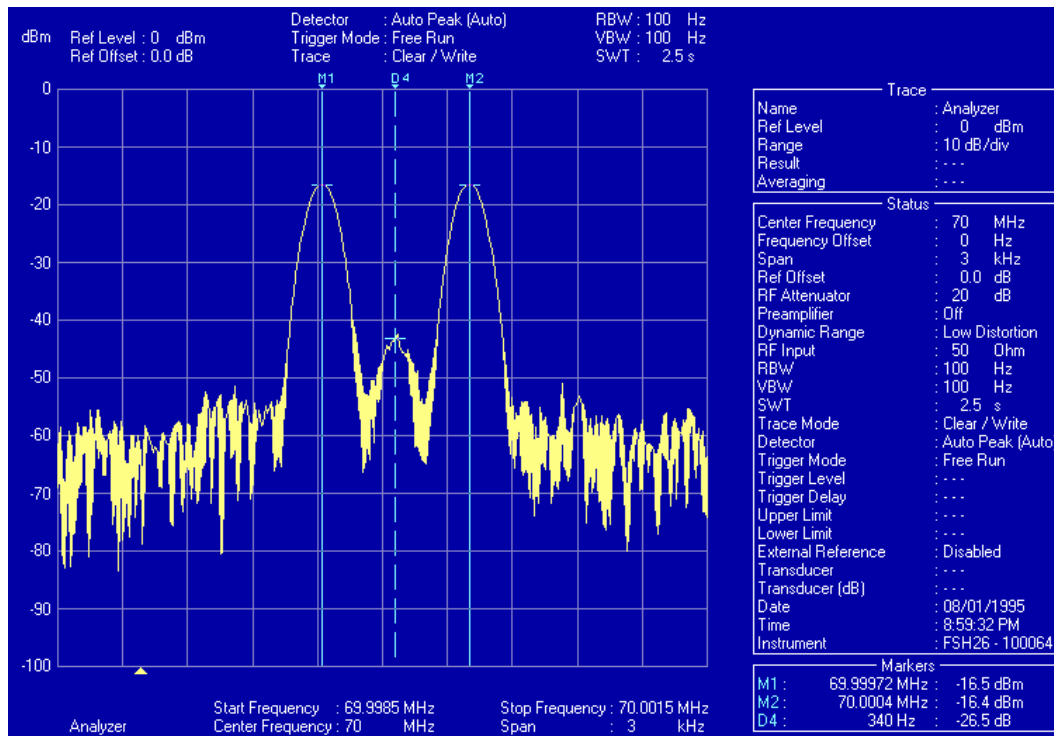
### 5.3.2 Χρησιμοποίηση θύρας Q με τερματισμένη θύρα I, και είσοδος φίλτρου ημίτονο 340 Hz +30mVp-p

Κατάσταση Μετρήσεων για 5.3.2	
Διάταξη	Σχήματος 5.2
Είσοδος φίλτρου	ημίτονο με $f=340 \text{ Hz} + 30\text{mVp-p}$
Θύρα I	τερματισμένη
Θύρα Q	ενεργή
f <sub>LO</sub>	70MHz

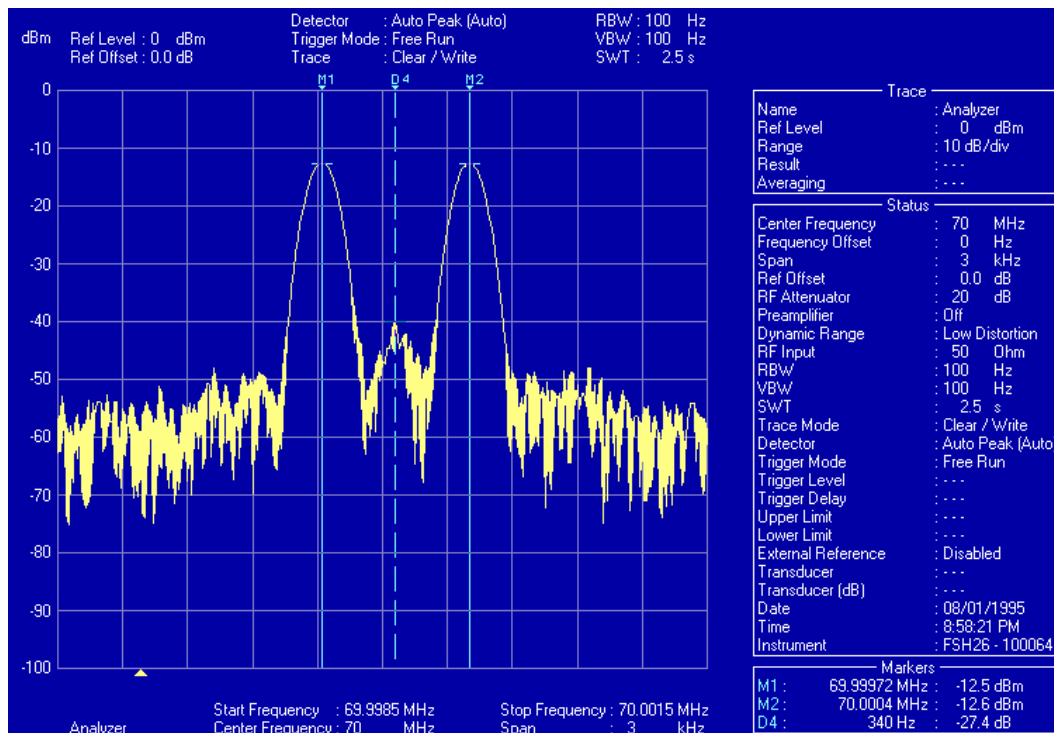
Η συγκεκριμένη κατάσταση μετρήσεων είναι ίδια με την προηγούμενη. Η διαφορά είναι πως υπήρξε εναλλαγή των θυρών I και Q. Πλέον η I είναι τερματισμένη και



έξοδος του φίλτρου που χρησιμοποιείται εισέρχεται στην θύρα Q. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα παρακάτω σχήματα και είναι όμοια με τα προηγούμενα.

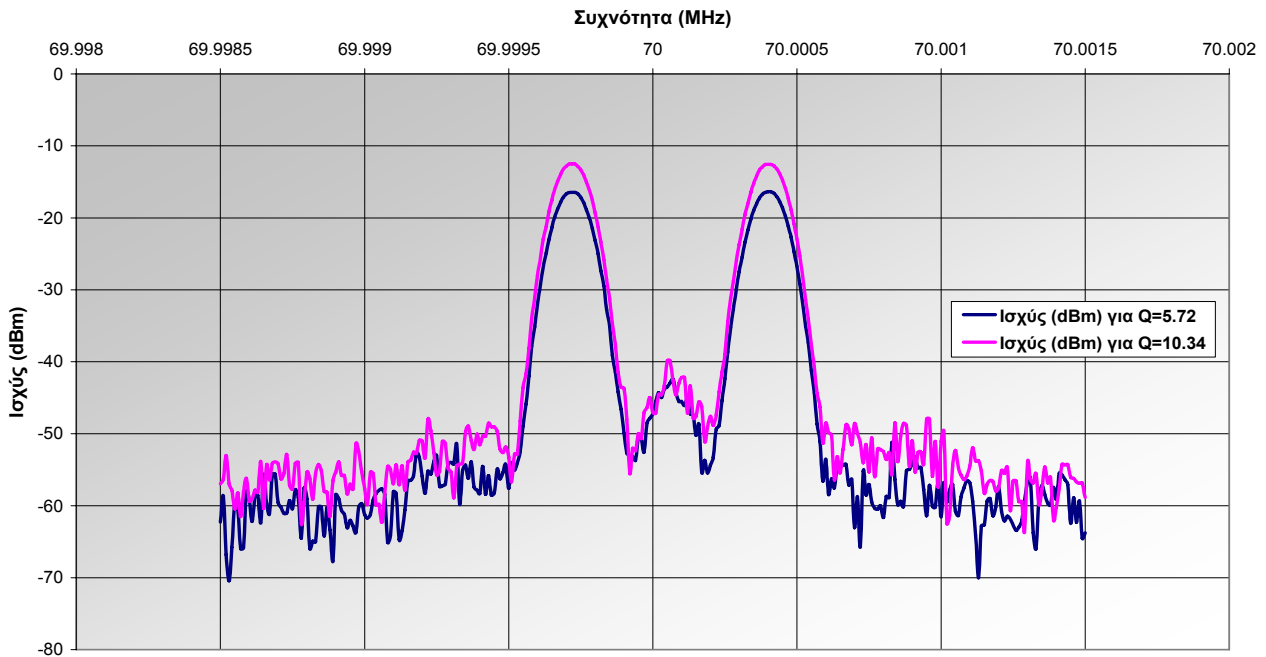


**Σχήμα 5. 7:** Έξοδος αναλυτή φάσματος για την κατάσταση 5.3.2 και  $R_6=2.69\text{K}\Omega$ , δηλαδή  $Q=5.72$



**Σχήμα 5. 8:** Έξοδος αναλυτή φάσματος για την κατάσταση 5.3.2 και  $R_6=4.3\text{K}\Omega$ , δηλαδή  $Q=10.34$

### Έξοδος για 5.3.2



**Σχήμα 5. 9: Ταυτόχρονη έξοδος αναλυτή φάσματος για τις δύο τιμές του Q, για την κατάσταση 5.3.2**

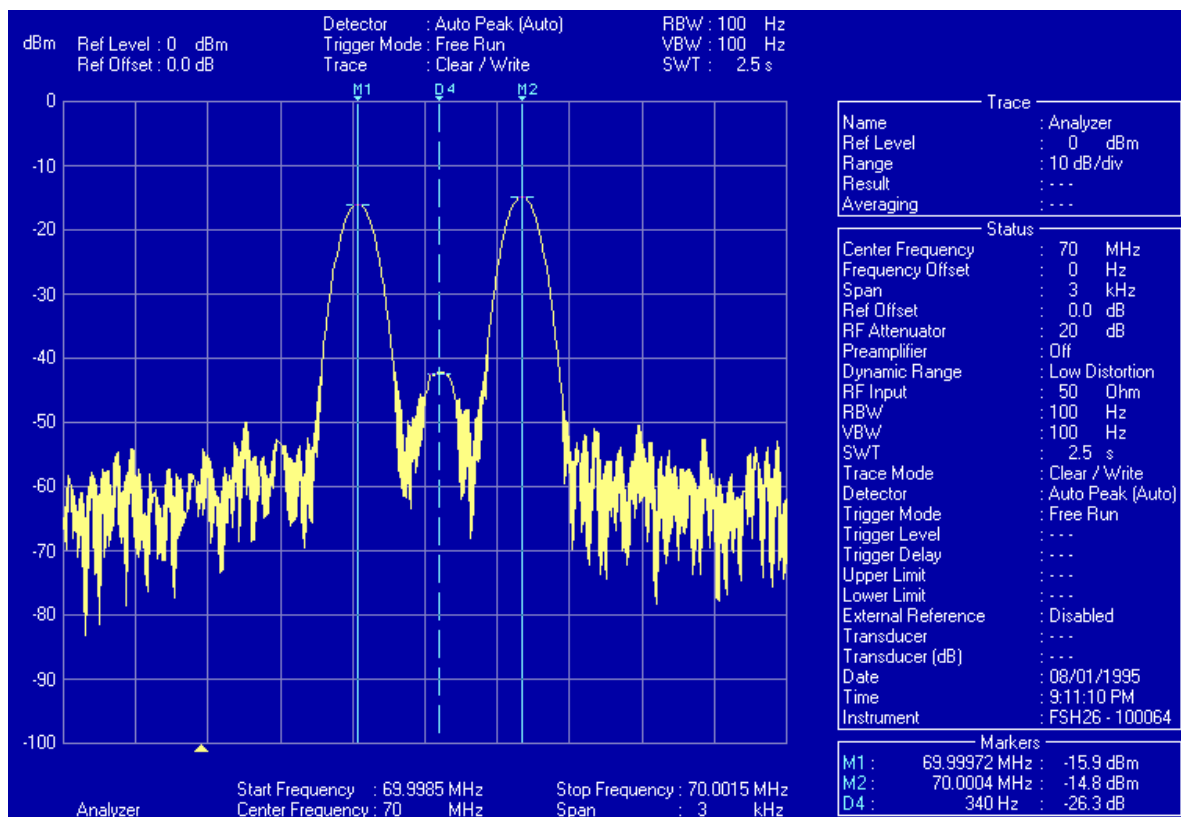
Οι διαφορές που παρατηρούνται σε σχέση με την προηγούμενη κατάσταση είναι δύο. Αρχικά παρατηρείται μία ομοιόμορφη αύξηση της στάθμης της ισχύος σε όλο το φάσμα κατά 2.5 dBm περίπου. Αυτή η αύξηση ίσως προκαλείται από τον ολισθητή φάσης που βρίσκεται εσωτερικά του διαμορφωτή και δρα μόνο για το κανάλι Q. Πάντως είναι ομοιόμορφη και μικρής έντασης και δεν επηρεάζει αρνητικά την λειτουργία του προσομοιωτή. Επιπλέον παρατηρείται πως η δεξιά κορυφή (70.00006 MHz + 340 Hz) είναι ελαφρώς υψηλότερη από την αριστερή κορυφή (70.00006 MHz - 340 Hz), δηλαδή το αντίστροφο ακριβώς από την προηγούμενη μέτρηση. Έχει δηλαδή, τώρα, ελαφρώς μεγαλύτερη ισχύ κατά 0.1 dBm η κορυφή με την μεγαλύτερη συχνότητα. Αυτή η συμμετρική αλλαγή του μεγίστου δείχνει την συμμετρία της διάταξης.

Γενικά φαίνεται κι από τα σχήματα ότι τα αποτελέσματα είναι παρόμοια και φανερώνεται η συμμετρία της διάταξης. Αυτό που απομένει για να ολοκληρωθούν οι μετρήσεις για είσοδο ημίτονο (δηλαδή μονάχα μία συχνότητα) είναι η λειτουργία και των δύο θυρών παράλληλα, κάτι που παρουσιάζεται αμέσως παρακάτω.

### 5.3.3 Χρησιμοποίηση και θύρας I και θύρας Q, είσοδος φίλτρου ημίτονο 340 Hz +30mVp-p

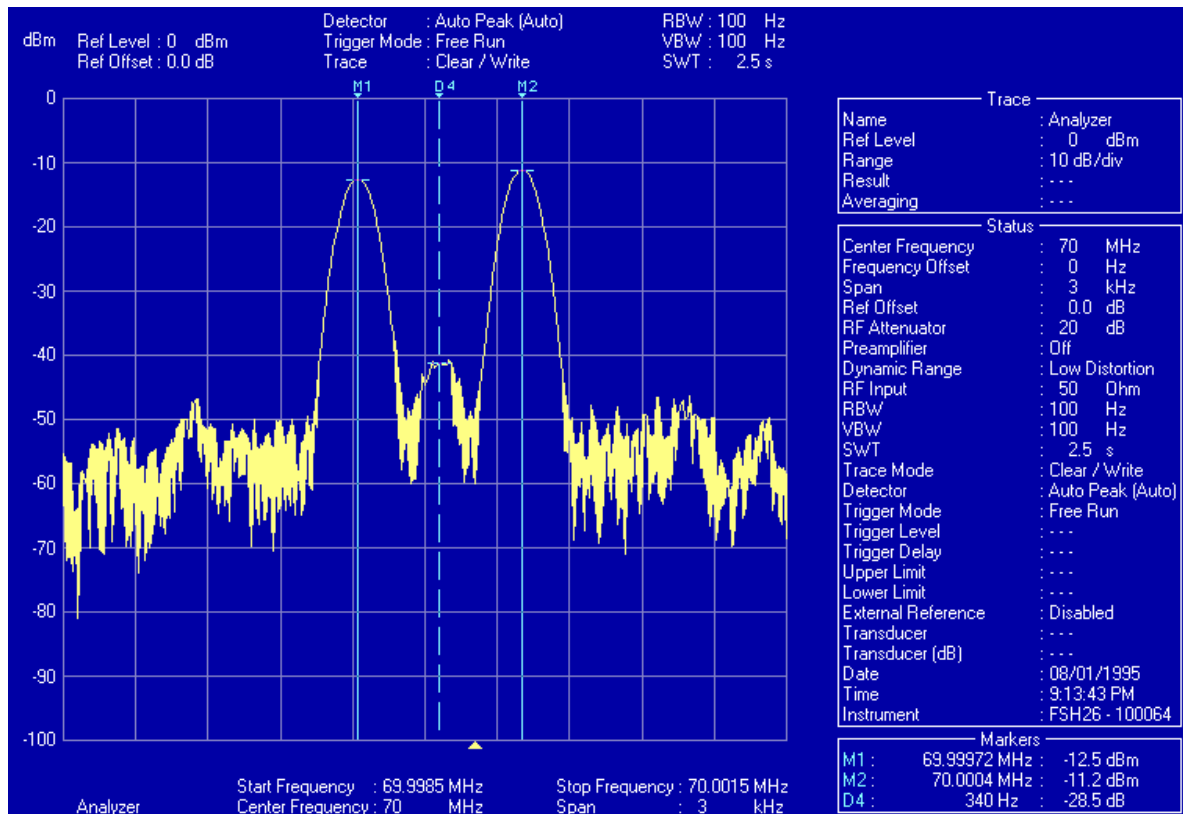
Κατάσταση Μετρήσεων για 5.3.3	
Διάταξη	Σχήματος 5.2
Είσοδος φίλτρου	ημίτονο με $f=340\text{ Hz} + 30\text{mVp-p}$
Θύρα I	ενεργή
Θύρα Q	ενεργή
f <sub>lo</sub>	70MHz

Σε αυτήν την μέτρηση χρησιμοποιούνται πλέον και οι δύο θύρες του διαμορφωτή, καθώς και τα δύο βαθυπερατά φίλτρα που κατασκευάστηκαν. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται παρακάτω.



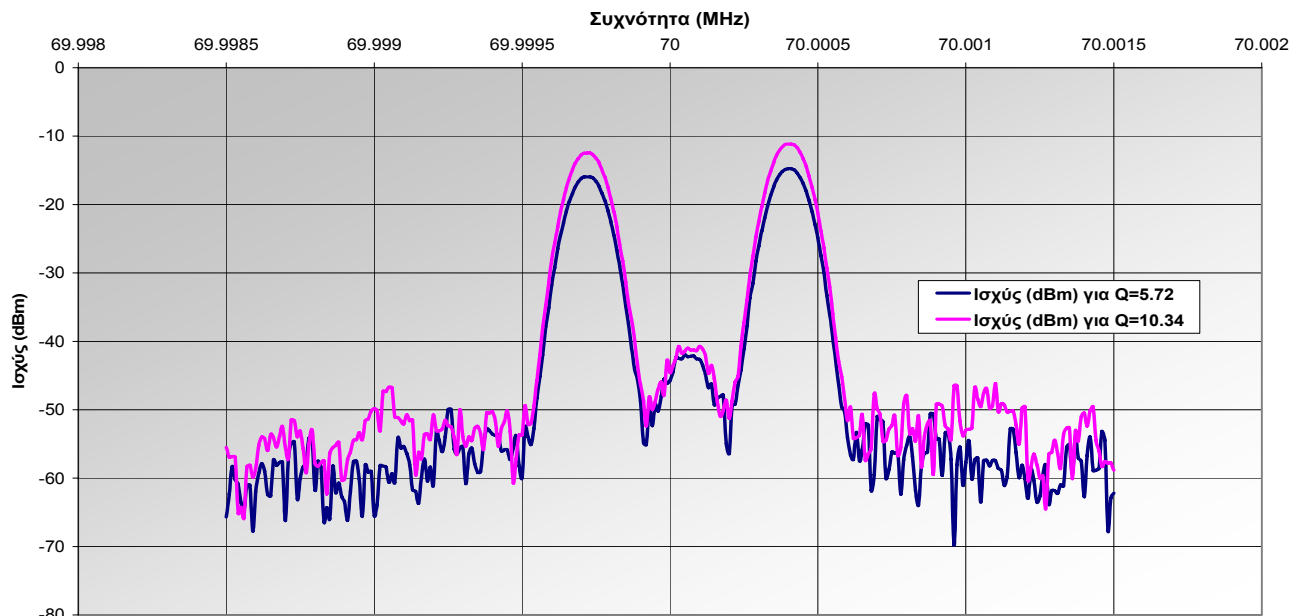
Σχήμα 5. 10: Έξοδος αναλυτή φάσματος για την κατάσταση 5.3.3 και

$$R_6=2.69\text{K}\Omega, \text{ δηλαδή } Q=5.72$$



Σχήμα 5. 11: Έξοδος αναλυτή φάσματος για την κατάσταση 5.3.3 και  $R_6=4.3K\Omega$ , δηλαδή  $Q=10.34$

### Έξοδος για 5.3.3



Σχήμα 5. 12: Ταυτόχρονη έξοδος αναλυτή φάσματος για τις δύο τιμές του Q, για την κατάσταση 5.3.3

Σε αυτήν την κατάσταση μετρήσεων παρατηρείται πάλι παρόμοια έξοδος με αυτήν των προηγούμενων καταστάσεων. Μία διαφορά που μπορούμε να παρατηρήσουμε είναι πως η ισχύς των κορυφών είναι ελαφρώς υψηλότερη τώρα που λειτουργούν και τα δύο κανάλια μαζί.

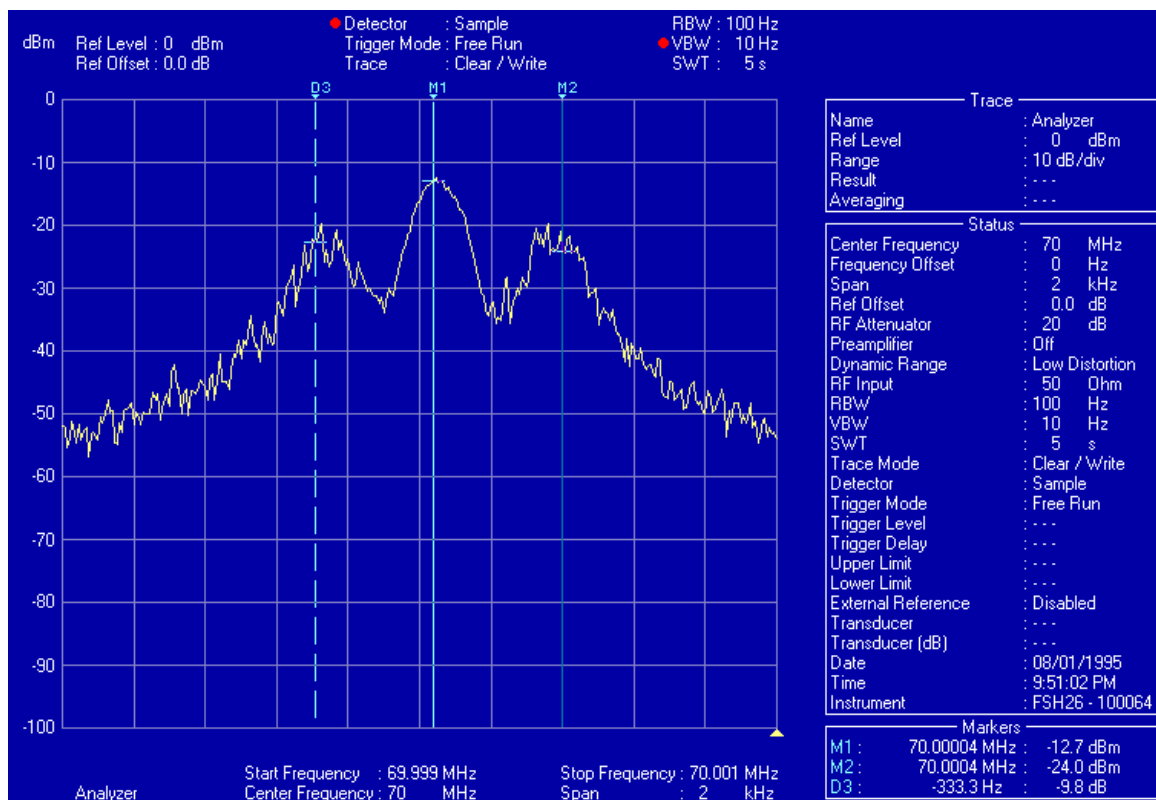
Επίσης παρατηρείται πως πλέον υπάρχει μια πιο σημαντική διαφορά ισχύος στις δύο κορυφές, που ξεπερνάει το 1 dBm (ενώ προηγουμένως ήταν στο 0.1 dBm). Η δεξιά κορυφή (70.00006 MHz + 340 Hz) είναι υψηλότερη από την αριστερή κορυφή (70.00006 MHz – 340 Hz) και στις δύο περιπτώσεις που το Q παίρνει διαφορετικές τιμές. Η μικρή διαφορά αυτή μπορεί να οφείλεται σε δύο λόγους. Ο ένας είναι η διαφορά στην συνολική στάθμη της ισχύος που παρατηρήθηκε προηγουμένως όταν τα δύο κανάλια λειτουργούσαν ανεξάρτητα. Τώρα οι δύο κορυφές που απέχουν από το κέντρο 340 Hz, δημιουργούνται η κάθε μια κι από διαφορετικό κανάλι του διαμορφωτή. Οπότε είναι λογικό αυτή η διαφορά στην ισχύ που παρουσιάζουν τα δύο κανάλια να παρουσιαστεί τώρα ως διαφορά ύψους των κορυφών.

Δεύτερον αυτή η διαφορά μπορεί να οφείλεται και στην διαφορετική συμπεριφορά των δύο φίλτρων που πλέον λειτουργούν παράλληλα. Πρέπει να τονιστεί πως στις προηγούμενες μετρήσεις χρησιμοποιείτο μόνο το ένα από τα δύο φίλτρα και η απόκριση που δημιουργούσε τις δύο κορυφές ήταν ακριβώς η ίδια. Σε αυτή την μέτρηση η κάθε κορυφή δημιουργείται από την απόκριση διαφορετικού φίλτρου. Όση προσπάθεια κι αν έγινε τα δύο φίλτρα να έχουν ακριβώς ίδια συμπεριφορά, είναι λογικό να υπάρχουν μικρές διαφορές και να δημιουργείται αυτή η μικρή αλλά ανιχνεύσιμη διαφορά στην έξοδο του προσομοιωτή. Παρ' όλο που αυτή η μικρή διαφορά μπορεί να επηρεάσει και το φάσμα Doppler, δεν θεωρείται ικανή να το κάνει σε τέτοιο βαθμό ώστε να αλλοιωθεί η μορφή του.

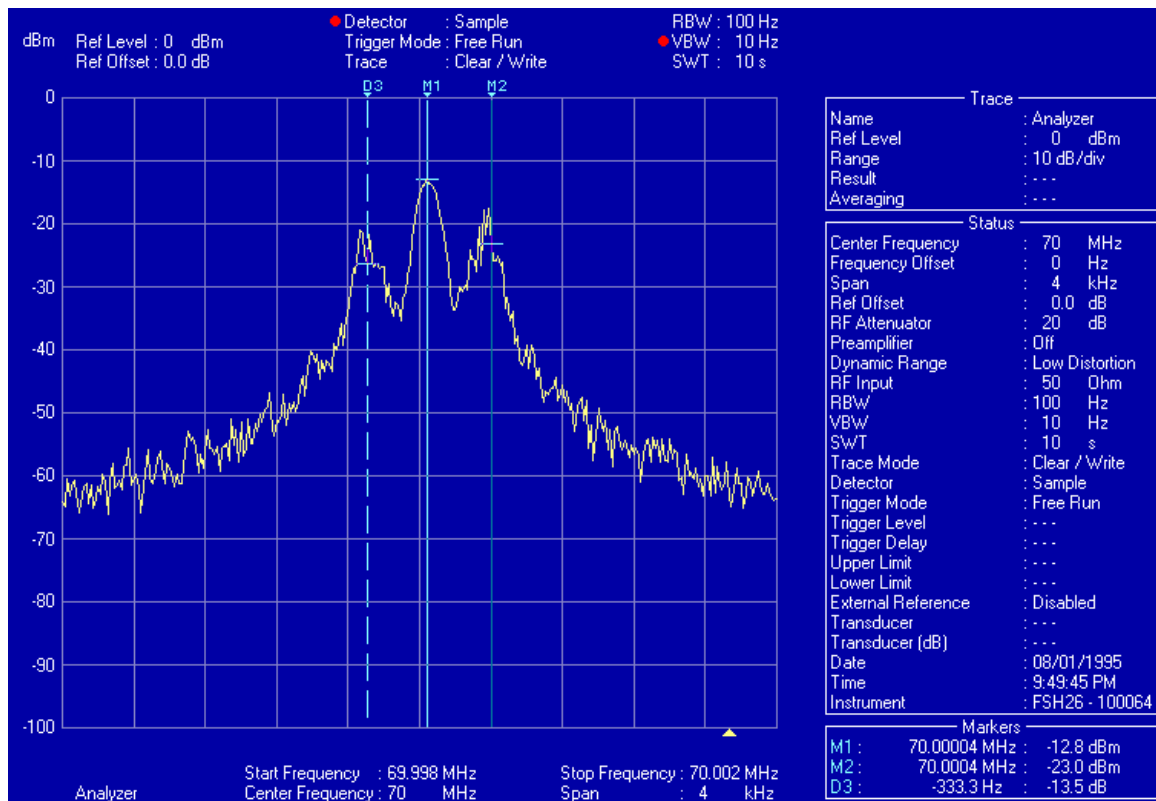
Μέχρις και σε αυτό το βήμα οι μετρήσεις δίνουν τα αναμενόμενα αποτελέσματα. Όσες ατέλειες και μικροδιαφορές έχουν παρουσιαστεί μέχρι τώρα δεν είναι σημαντικές και δεν έχουν ουσιαστική επίδραση στην ορθή λειτουργία του προσομοιωτή.

### 5.3.4 Χρησιμοποίηση και θύρας I και θύρας Q, είσοδος φίλτρου λευκός θόρυβος

Κατάσταση Μετρήσεων για 5.3.4	
Διάταξη	Σχήματος 5.2
Είσοδος φίλτρου	Λευκός Θόρυβος
Θύρα I	Ενεργή
Θύρα Q	Ενεργή
f <sub>LO</sub>	70MHz



Σχήμα 5. 13: Έξοδος αναλυτή φάσματος για την κατάσταση 5.3.4 σε διάστημα 2kHz



**Σχήμα 5. 14: Έξοδος αναλυτή φάσματος για την κατάσταση 5.3.4 σε διάστημα 4 kHz**

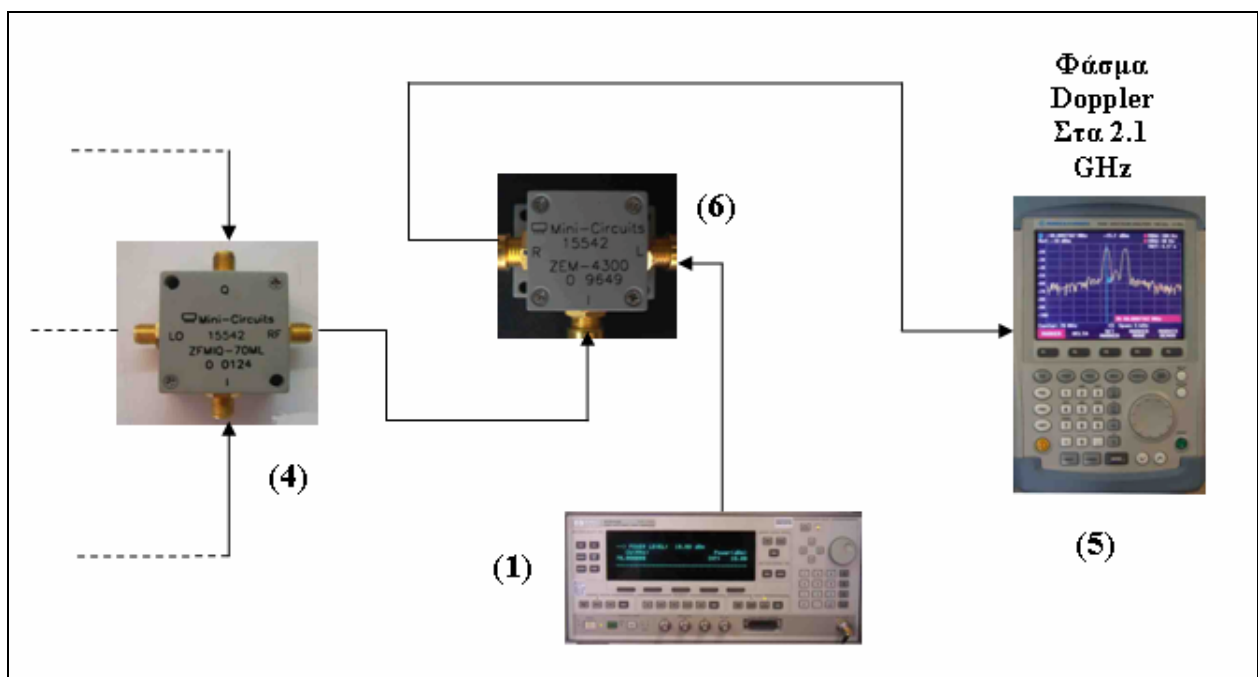
Όπως φαίνεται στα παραπάνω σχήματα, το φάσμα που λαμβάνουμε από την έξοδο της διάταξης, έχει την μορφή του φάσματος Doppler. Υπάρχουν οι δύο κορυφές στα 333 Hz δεξιά και αριστερά από την κεντρική συχνότητα, αλλά εμφανίζεται και μία τρίτη κορυφή μεγαλύτερης ισχύος ακριβώς στο κέντρο. Στην παράγραφο 5.4 θα μελετηθεί και θα αποδειχτεί η αιτία δημιουργίας της και θα αφαιρεθεί με κατάλληλο τρόπο.

Αξίζει να σχολιαστεί ότι πλέον οι δύο κορυφές είναι πολύ θορυβώδεις και για αυτό η μέγιστη τιμή τους συνεχώς μεταβάλλεται. Έτσι είναι πολύ δύσκολο να μετρηθεί η σωστή τιμή της στάθμης της ισχύος των κορυφών από τον αναλυτή φάσματος. Για αυτόν τον λόγο οι τιμές που καταγράφουν οι δείκτες εμπεριέχουν σημαντικό σφάλμα. Από την άλλη μεριά, η κεντρική κορυφή δεν παρουσιάζεται τόσο θορυβώδης. Η αιτία είναι ο διαφορετικός τρόπος δημιουργίας των τριών κορυφών, όπως θα αναλυθεί στην παράγραφο 5.4.

**5.3.5 Χρησιμοποίηση και θύρας I και θύρας Q, είσοδος φίλτρου λευκός θόρυβος και επιπλέον μετατόπιση του φάσματος περί την συχνότητα 2.1 GHz**

Κατάσταση Μετρήσεων για 5.3.5	
Διάταξη	Σχήματος 5.32
Είσοδος φίλτρου	Λευκός Θόρυβος
Θύρα I	ενεργή
Θύρα Q	ενεργή
f <sub>LO1</sub>	70MHz
f <sub>LO2</sub>	2.03GHz

Σε αυτό το τελικό στάδιο των μετρήσεων χρησιμοποιήθηκε η ίδια διάταξη του Σχήματος 5.2 αλλά με την προσθήκη ενός μείκτη όπου δέχεται κι άλλο φέρον από ακόμη μία γεννήτρια στην συχνότητα 2.03 GHz και έτσι τελικά το φάσμα Doppler μετατοπίζεται στα 2.1 GHz. Η διαφορά της τελικής διάταξης σε σχέση με αυτήν του Σχήματος 5.2 φαίνεται στο Σχήμα 5.15.



**Σχήμα 5.15: Σχηματικό διάγραμμα τελικής διάταξης προσομοιωτή Doppler**



## (6) Ο μείκτης (Mixer)

Ο μείκτης, που είναι ένα τρίθυρο στοιχείο, χρησιμοποιείται για την μετατόπιση του φάσματος από την ενδιάμεση συχνότητα των  $f_{IF}=70\text{MHz}$  στην τελική  $f_{LO}=2.1\text{GHz}$ . Ο μείκτης που χρησιμοποιήθηκε έχε κωδικό ZEM-4300. Τα φύλλα προδιαγραφής του παρατίθενται στο Παράρτημα Δ.

### -Εξισώσεις μίξης

Θεωρούμε [9] την κυματομορφή

$$s(t) = m(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (5.1)$$

Έστω ότι θέλουμε να μετατοπίσουμε αυτήν την διαμορφωμένη κυματομορφή προς τα κάτω σε μια συχνότητα  $f_l$ . Θα πολλαπλασιάσουμε την εισερχόμενη κυματομορφή  $s(t)$  με ημιτονική κυματομορφή συχνότητας  $f_l$  τοπικού ταλαντωτή λαμβάνοντας :

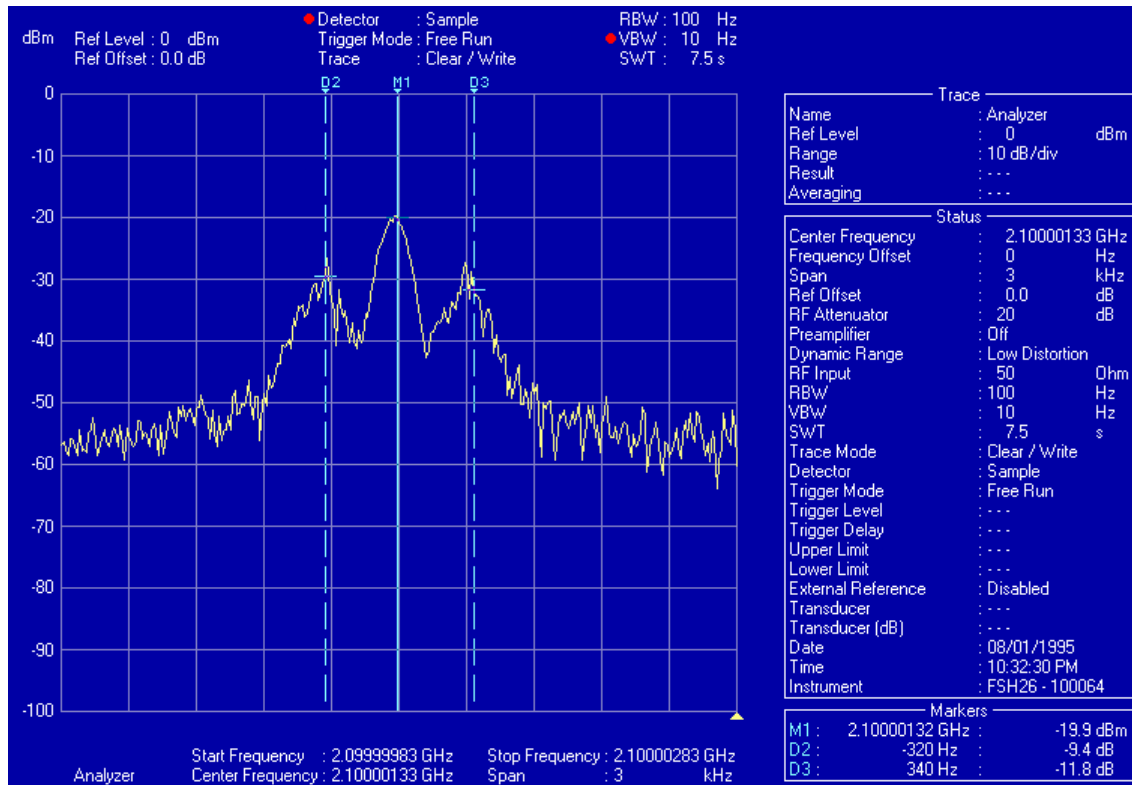
$$\begin{aligned} u_1(t) &= s(t) \cos(2\pi f_l t) = m(t) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_l t) \\ &= \frac{1}{2} m(t) \cos[2\pi(f_c - f_l)t] + \frac{1}{2} m(t) \cos[2\pi(f_c + f_l)t] \end{aligned} \quad (5.2)$$

Η διαμορφωμένη κυματομορφή με την επιθυμητή συχνότητα φέροντος  $f_0$  μπορεί να εξαχθεί με διέλευση της εξόδου  $u_1(t)$  του πολλαπλασιαστή μέσω ενός βαθυπερατού φίλτρου κεντρικής συχνότητας  $f_0$  και εύρους ζώνης  $2W$ .

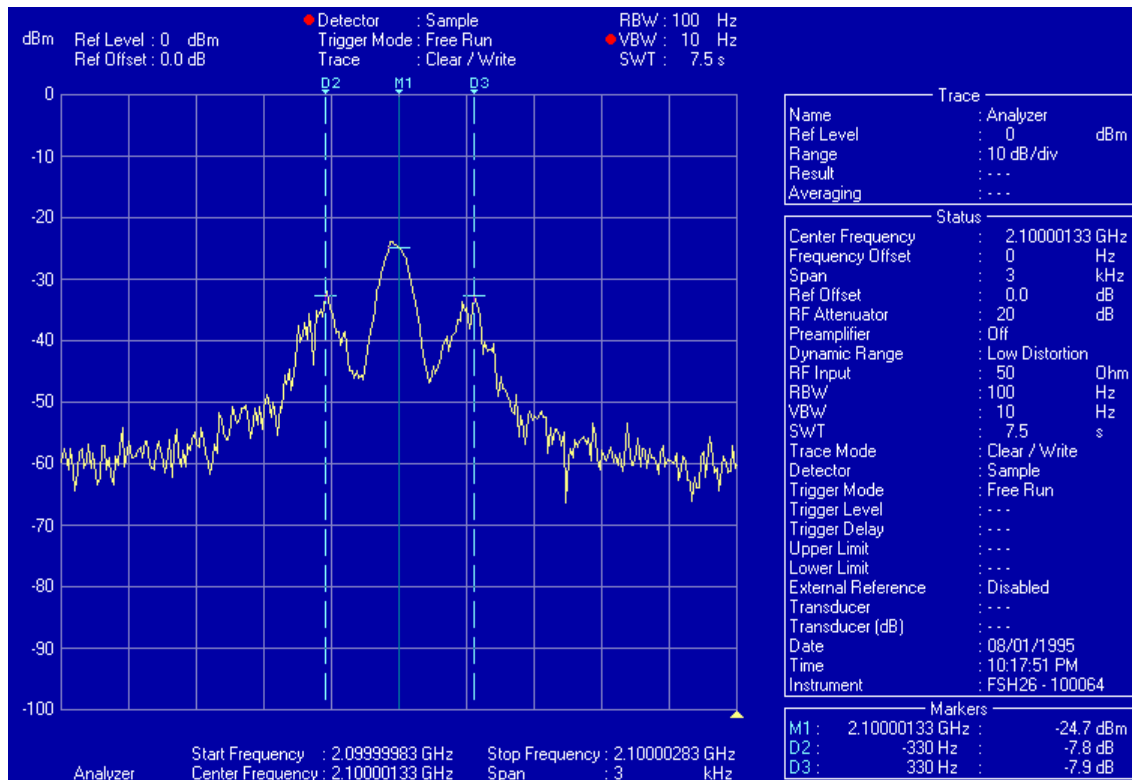
Η έξοδος του φίλτρου είναι συνεπώς

$$u_2(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos[2\pi(f_c - f_l)t] = \frac{1}{2} m(t) \cos(2\pi f_0 t) \quad (5.3)$$

Παρακάτω, στα Σχήματα 5.16 έως 5.18, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα αυτών των μετρήσεων για διαφορετικά διαστήματα. Επίσης δοκιμάστηκε και η μείωση της ισχύος του φέροντος από 10dBm σε 0dBm έτσι ώστε να μειωθεί η ανεπιθύμητη κεντρική συνιστώσα. Τελικά όμως το μόνο που άλλαζε ήταν η συνολική στάθμη της ισχύος του φάσματος. Κατά τα άλλα το φάσμα παρουσιάζεται όμοιο με αυτό των προηγούμενων μετρήσεων (στα 70 MHz). Οι δύο θορυβώδεις κορυφές εμφανίζονται στην ίδια απόσταση από την κεντρική συχνότητα 330Hz περίπου, που πάλι είναι μετατοπισμένη προς τα δεξιά (εδώ περίπου 1300 Hz). Άρα κι ο μείκτης εισάγει μια μικρή μετακίνηση προς τα δεξιά όπως ακριβώς κάνει και ο διαμορφωτής. Τελικά το πρόβλημα της ισχυρής κεντρικής συνιστώσας παραμένει.

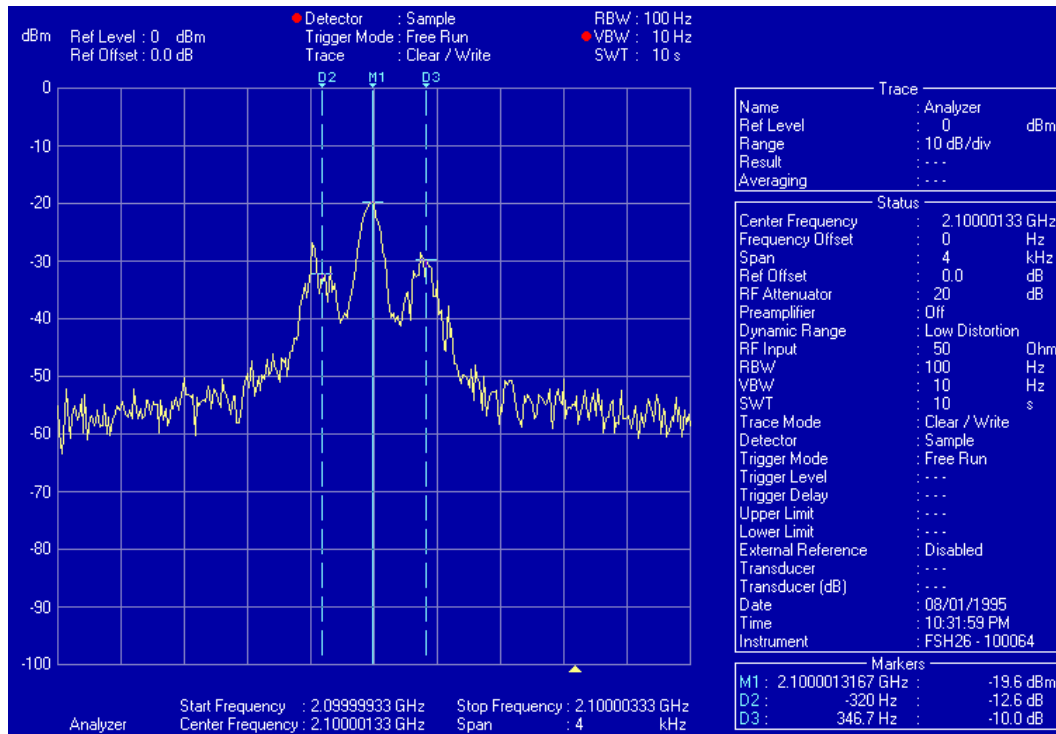


(α)

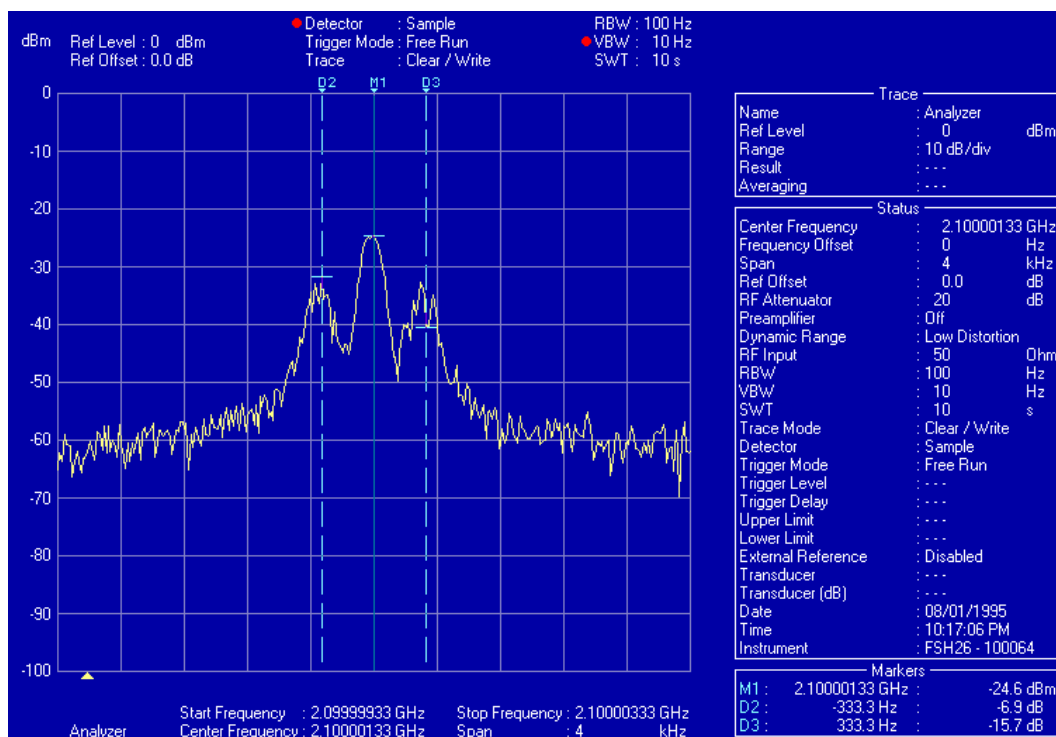


(β)

Σχήμα 5. 16: Έξοδος αναλυτή φάσματος για την συγκεκριμένη κατάσταση, για διάστημα 3 kHz και για ισχύ φέροντος (α) +10 dBm και (β) 0 dBm

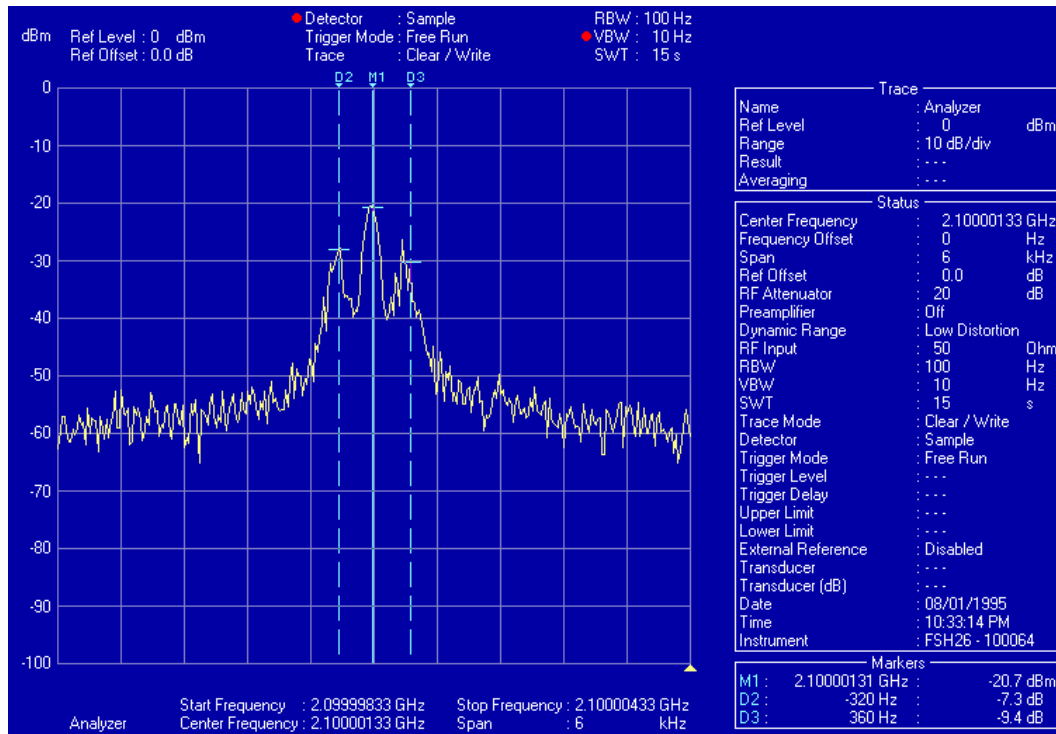


(α)

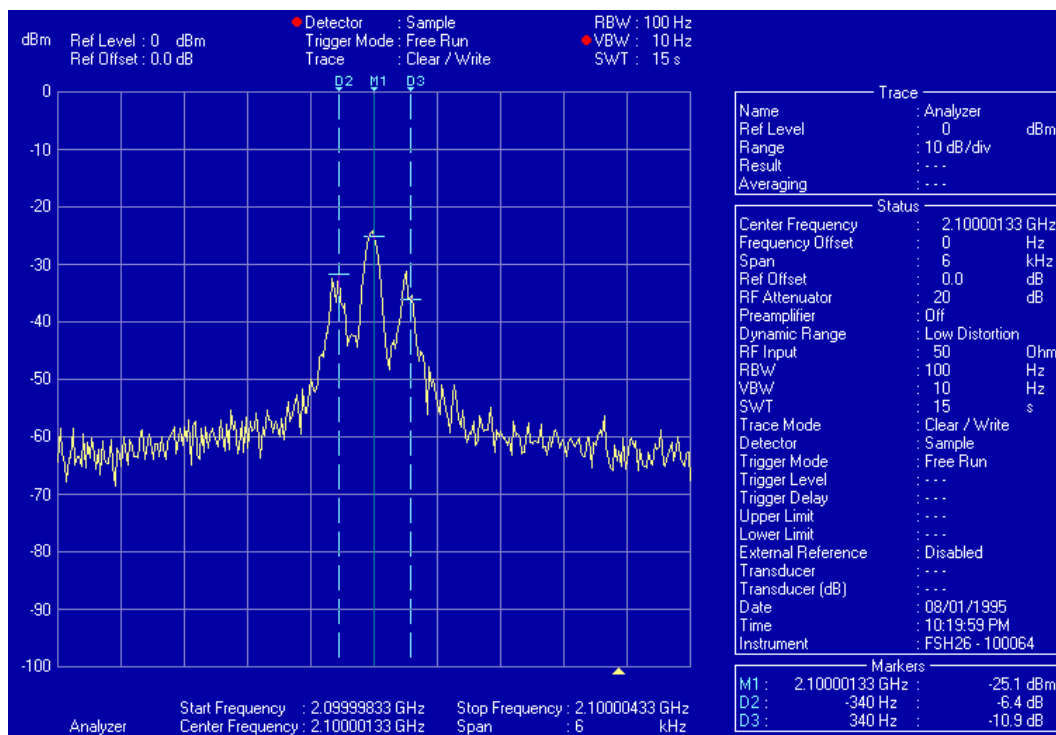


(β)

Σχήμα 5. 17: Έξοδος αναλυτή φάσματος για την συγκεκριμένη κατάσταση, για διάστημα 4 kHz και για ισχύ φέροντος (α) +10 dBm και (β) 0 dBm



(α)



(β)

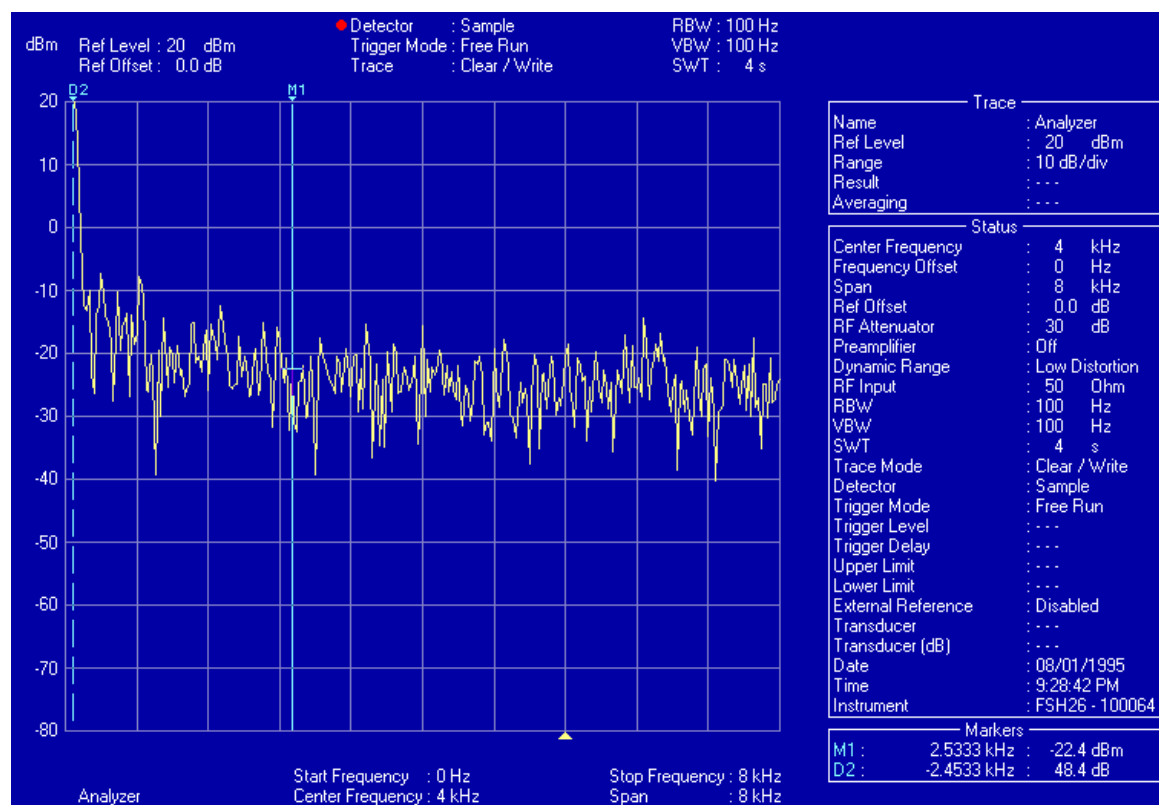
**Σχήμα 5. 18: Έξοδος αναλυτή φάσματος για την συγκεκριμένη κατάσταση, για διάστημα 6 kHz και για ισχύ φέροντος (α) 0dBm και (β) +10dBm**

## 5.4 Συμπληρωματικές Μετρήσεις

Εκτός από τις βασικές μετρήσεις που παρουσιάστηκαν παραπάνω κρίθηκε απαραίτητο να μετρηθούν κι άλλα ξεχωριστά τμήματα της διάταξης. Οι μετρήσεις αυτές καθώς και η σημασία τους παρουσιάζονται σε αυτήν την παράγραφο.

### 5.4.1 Η έξοδος της γεννήτριας Λευκού Θορύβου

Συνδέοντας την έξοδο της γεννήτριας λευκού θορύβου απευθείας στην είσοδο του αναλυτή φάσματος, λαμβάνουμε την παρακάτω οθόνη.

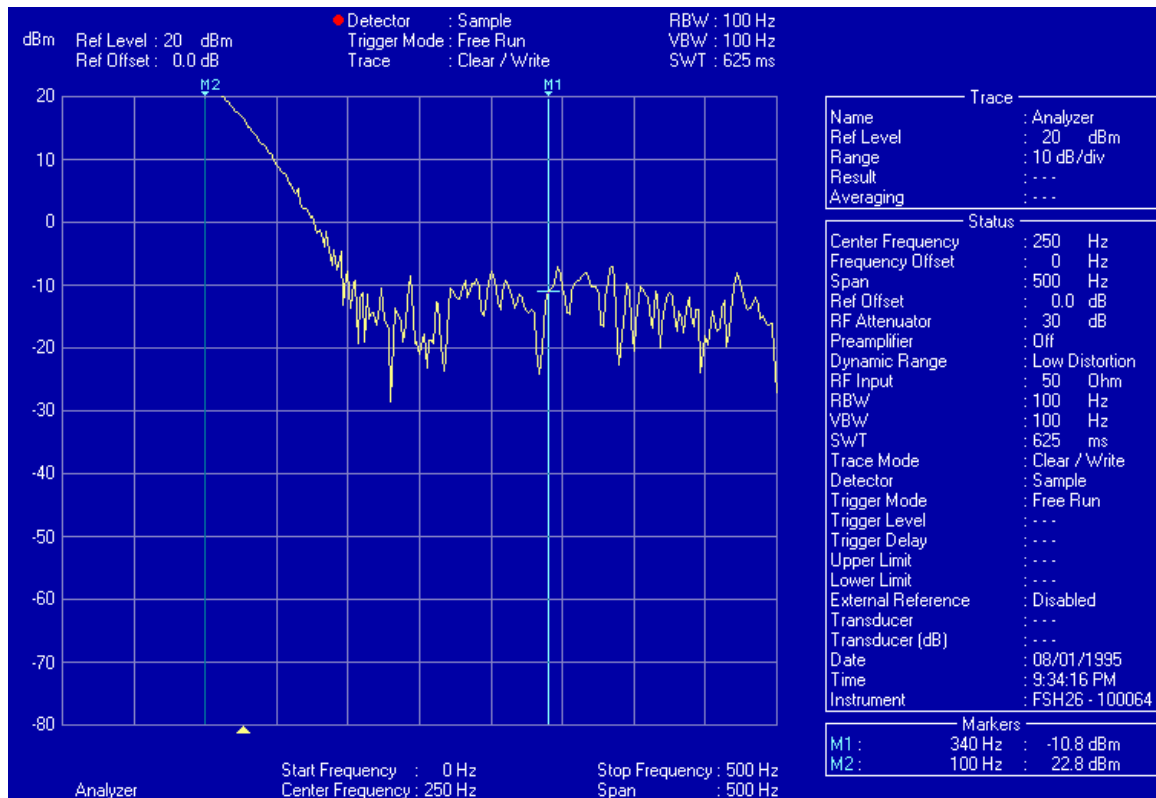


**Σχήμα 5. 19 Η έξοδος της γεννήτριας λευκού θορύβου στον αναλυτή φάσματος για διάστημα 8kHz (0Hz-8kHz)**

Όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα η γεννήτρια παράγει όντως ένα θορυβώδες σήμα με ισχύ που κυμαίνεται γύρω από τα -22.4 dBm. Ιδανικά ο λευκός θόρυβος έχει ομοιόμορφα κατανομημένη ισχύ σε όλες τις συχνότητες. Αυτό παρατηρείται σε ορισμένο βαθμό αφού παρά τις αυξομειώσεις ο μέσος όρος της ισχύος του θορύβου κινείται σχετικά παράλληλα με τον άξονα συχνοτήτων. Βέβαια η αυξομειώσεις της

ισχύος είναι πολλές και απότομες και έχουν πλάτος που πολλές φορές ξεπερνάει τα 10 dBm πράγμα φυσικό αφού πρόκειται για σήμα θορύβου. Παρ'όλα αυτά η αυξομοίωση αυτή είναι αρκετά μεγάλη για να παραμορφώνεται και να ταλαντώνεται η έξοδος του προσομοιωτή, όταν ο λευκός θόρυβος περνάει μέσα από το φίλτρο. Αυτή η ταλάντωση έχει ως αποτέλεσμα το φάσμα Doppler που λαμβάνουμε, αφενός να μην έχει σταθερή μορφή κι αφετέρου οι δύο κορυφές στα άκρα του είτε να φαλιδίζονται ελαφρώς, είτε να μεγεθύνονται δυσανάλογα από την πρόσθετη ισχύ θορύβου. Για αυτόν τον λόγο σε πολλές μετρήσεις οι δύο κορυφές στα άκρα του φάσματος Doppler εμφανίζονται με σημαντική διαφορά ύψους και ισχύος. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με την θεωρία και τα αποτελέσματα της θεωρητικής προσομοίωσης μέσω Matlab που ορίζουν τις δύο κορυφές ως ισούψεις.

Η δεύτερη σημαντική παρατήρηση που πρέπει να γίνει είναι πως η ισχύς του θορύβου στις χαμηλές συχνότητες, από 0 έως και 150 Hz είναι πολύ μεγαλύτερη από την ισχύ που παράγει η γεννήτρια στις υψηλότερες συχνότητες. Αυτό φαίνεται πολύ καλύτερα στο επόμενο σχήμα όπου η μέτρηση έχει γίνει για μικρότερο διάστημα (0 έως 500 Hz).



**Σχήμα 5. 20 Η έξοδος της γεννήτριας λευκού θορύβου στον αναλυτή φάσματος για διάστημα 500 Hz (0 Hz-500 Hz)**

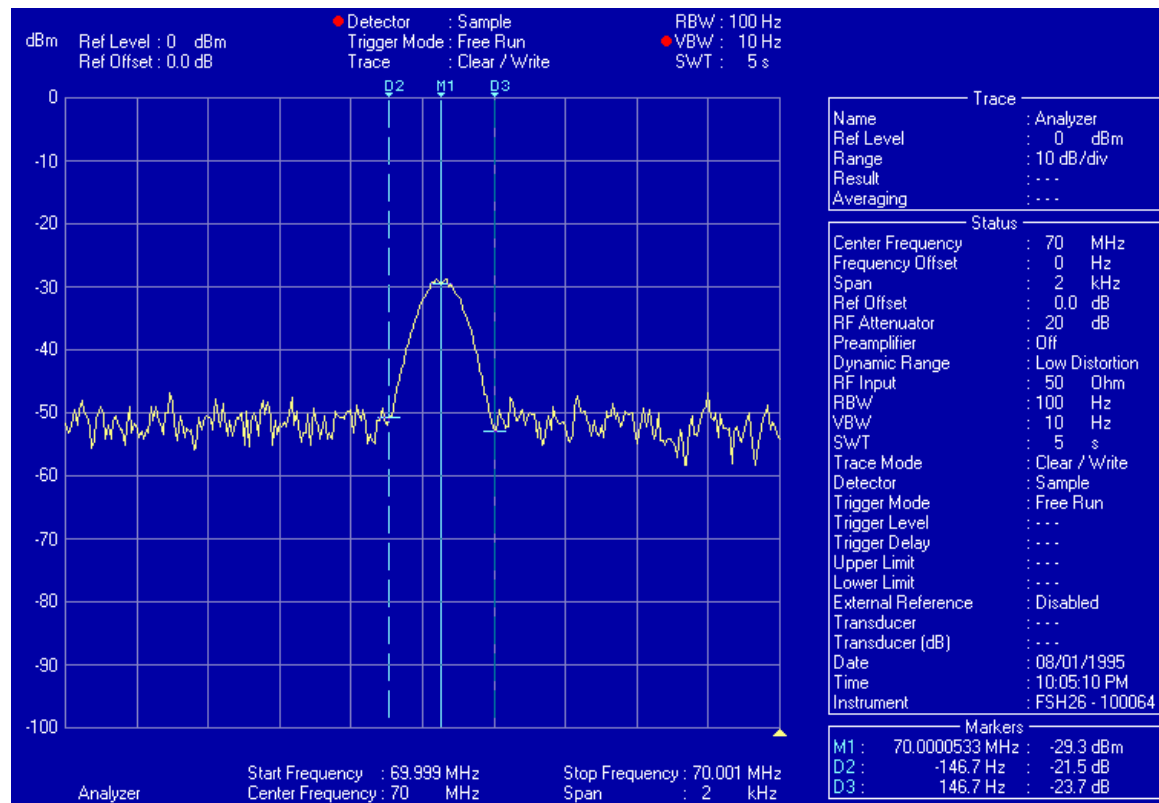
Όπως διακρίνεται στο σχήμα, η ισχύς κοντά στη μηδενική συχνότητα είναι μεγαλύτερη των +22.8 dBm και μειώνεται γραμμικά με γρήγορο ρυθμό μέχρι τα 200 Hz, όπου μετά ταλαντώνεται γύρω από τα -15 dBm και ελαφρώς σταθεροποιείται. Έπειτα βέβαια ο μέσος όρος της στάθμης κατεβαίνει λίγο ακόμα με αργό όμως ρυθμό και σταθεροποιείται εκ νέου γύρω από τα -22.4 dBm όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Ο λευκός θόρυβος, λοιπόν, παράγεται για συχνότητες μεγαλύτερες από 200 Hz. Για μικρότερες συχνότητες, η έξοδος της γεννήτριας είναι ένα γραμμικό σήμα χωρίς ταλαντώσεις. Αυτή, λοιπόν, είναι η αιτία που στα αποτελέσματα των 5.3.4 και 5.3.5 οι δύο κορυφές στα  $\pm 330$  Hz είναι θορυβώδεις και ταλαντώνονται, ενώ η κεντρική κορυφή όχι.

Γίνεται λοιπόν φανερό, πως στις μικρές συχνότητες (μέχρι τα 100 Hz) η ισχύς είναι πολύ μεγαλύτερη από την ισχύ στις υψηλότερες των 200 Hz συχνότητες, και γίνεται όλο και μεγαλύτερη όσο πλησιάζουμε στα 0 Hz. Όπως διακρίνεται χαρακτηριστικά στο Σχήμα 5.20, η ισχύς στα 100 Hz είναι +22.8 dBm, ενώ στα 340 Hz είναι -10.8 dBm. Εμφανίζεται λοιπόν η πολύ σημαντική διαφορά των 32 dBm, μέσα σε μόλις 240 Hz.

Αυτό το φαινόμενο, που πιθανότατα οφείλεται σε τεχνική αδυναμία του οργάνου να παράγει ομοιόμορφη στάθμη ισχύος από τις πρώτες κιάλας συχνότητες, έχει πολύ σημαντική επίδραση στην τελική έξοδο του προσομοιωτή Doppler. Όπως παρουσιάστηκε στην παραπάνω παράγραφο, η καταπίεση της κεντρικής συνιστώσας δεν επιτεύχθηκε. Αυτή η ισχυρή κεντρική συνιστώσα προκαλείται από την πρόσθεση ισχύος πολλών dBm στην ήδη σημαντική συνιστώσα του μη καταπιεσμένου φέροντος στο κέντρο του φάσματος. Όπως αποδείχτηκε παραπάνω αυτή η ισχύς παράγεται από την γεννήτρια θορύβου στις συχνότητες γύρω από το μηδέν. Αυτό θα φανεί εάν πραγματοποιήσουμε διαμόρφωση του θορύβου. Δηλαδή εάν χρησιμοποιήσουμε την διάταξη χωρίς τα φίλτρα, συνδέοντας απ'ευθείας την έξοδο της γεννήτριας λευκού θορύβου στις θύρες I και Q. Τέτοιες μετρήσεις παρουσιάζονται στην παράγραφο 5.4.2.

## 5.4.2 Διαμόρφωση του Θορύβου

Συνδέοντας την έξοδο της γεννήτριας λευκού θορύβου απευθείας στην είσοδο του αναλυτή φάσματος, λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα.



Σχήμα 5. 21 Ο πρόσθετος θόρυβος στις χαμηλές συχνότητες και το φέρον

Εδώ χρησιμοποιείται και πάλι η διάταξη του Σχήματος 5.2 αλλά απουσιάζουν τα φίλτρα. Έτσι η έξοδος της γεννήτριας θορύβου εισέρχεται κατευθείαν στις θύρες I και Q του διαμορφωτή. Η έξοδος φαίνεται στο Σχήμα 5.21 και γίνεται φανερή η προέλευση της ισχυρής συνιστώσας στο κέντρο. Εδώ έγινε διαμόρφωση με συχνότητα τοπικού ταλαντωτή  $f_{LO} = 70$  MHz. Εμφανίζεται το φέρον στα 70.0000533 Hz (λόγω της γνωστής μετακύλισης της συχνότητας από τον διαμορφωτή) αρκετά ενισχυμένο λόγω της αυξημένης ισχύος του θορύβου στις μηδενικές συχνότητες. Αυτή η συνιστώσα έπρεπε να ήταν αρκετά καταπιεσμένη, υπό ιδανικές συνθήκες ανύπαρκτη. Τότε η πλήρης διάταξη του Σχήματος 5.2 (δηλαδή μαζί με τα φίλτρα) θα έδινε ως έξοδο την μορφή του φάσματος Doppler χωρίς την ύπαρξη της κεντρικής συνιστώσας. Τελικά λόγω της μη ιδανικής εξόδου της γεννήτριας θορύβου και της μη καταπίεσης του φέροντος από τον διαμορφωτή, η διάταξη δίνει την μορφή του

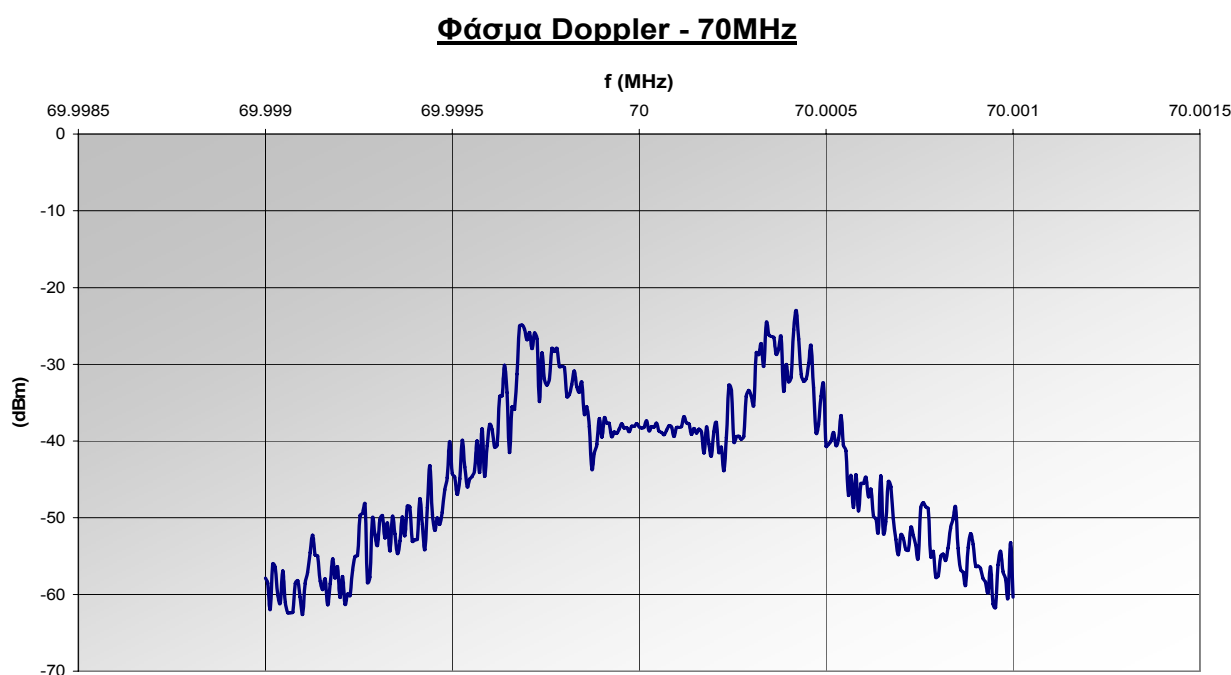


φάσματος Doppler μαζί με την ισχυρή κεντρική συνιστώσα, όπως παρουσιάστηκε προηγουμένως.

Τελικά έχουν παραχθεί δύο σήματα: το ένα από την έξοδο του προσομοιωτή, που αποτελείται από το φάσμα Doppler και την κεντρική συνιστώσα και το δεύτερο από την διαμόρφωση του θορύβου που αποτελεί μόνο την κεντρική συνιστώσα. Στην συνέχεια στρέφοντας το δεύτερο σήμα κατά  $180^\circ$  με έναν ολισθητή φάσης και προσθέτοντας τα δύο σήματα, η κεντρική συνιστώσα εξαλείφεται. Οι γραφικές παραστάσεις που δίνουν την τελική μορφή του φάσματος Doppler παρουσιάζονται στην παράγραφο 5.5.

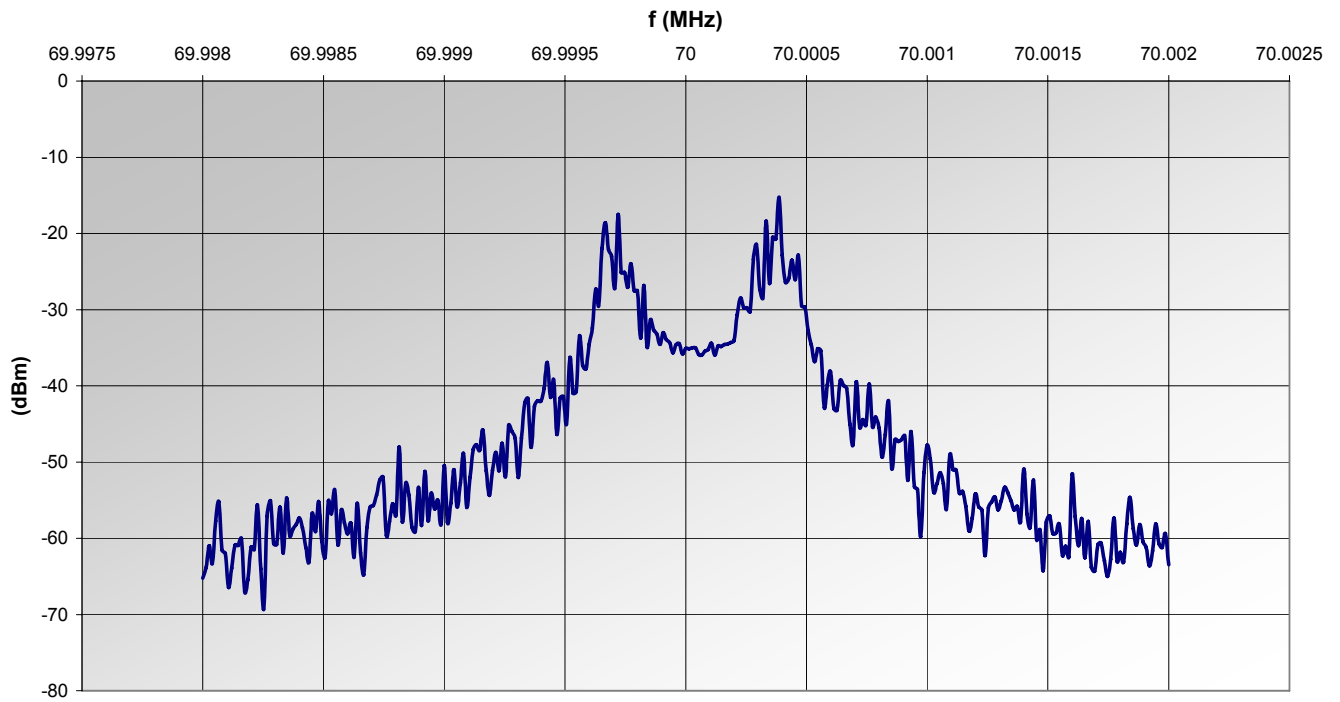
## 5.5 Τελικές μορφές Φάσματος Doppler

Ύστερα από την αφαίρεση της κεντρικής συνιστώσας από το φάσμα που έδωσαν οι μετρήσεις 5.3.4 και 5.3.5, προκύπτει το τελικό φάσμα Doppler. Επειδή το φάσμα είναι θορυβώδες για κάθε μέτρηση η μορφή είναι μοναδική. Για αυτόν το λόγο παρουσιάζεται το φάσμα Doppler για διάφορες μετρήσεις, στα σχήματα 5.22 έως 5.32, στην ενδιάμεση (70 MHz) ή την τελική (2.1 GHz) συχνότητα καθώς και για διαφορετικό εύρος ανάλυσης (3,4 ή 6 kHz).



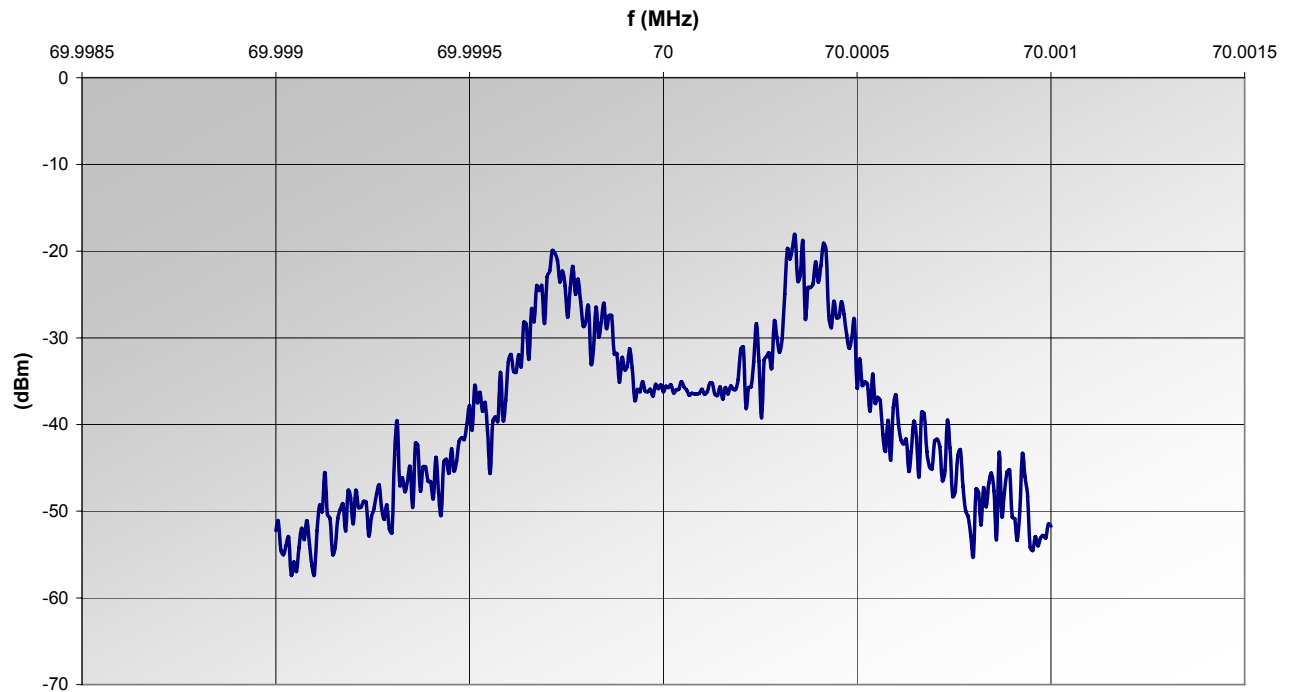
Σχήμα 5. 22 Το φάσμα Doppler στα 70MHz για εύρος ανάλυσης 2 kHz

### Φάσμα Doppler - 70MHz



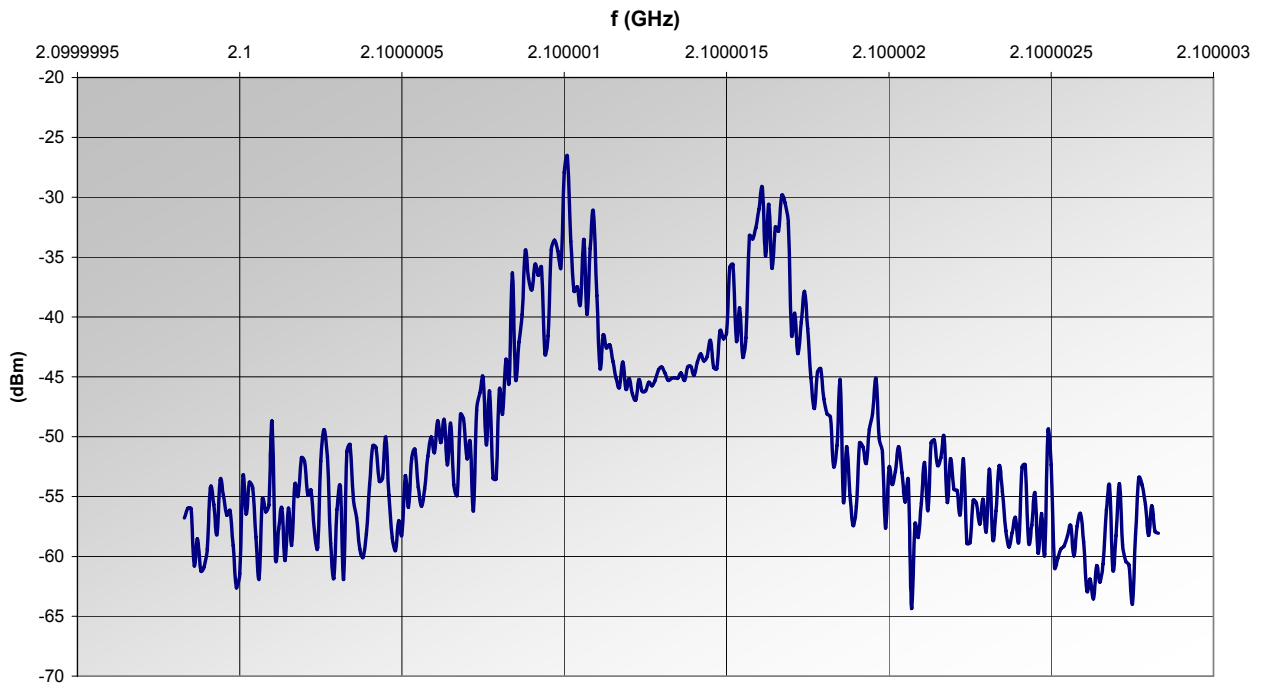
Σχήμα 5. 23 Το φάσμα Doppler στα 70MHz για εύρος ανάλυσης 4 kHz.

### Φάσμα Doppler - 70MHz



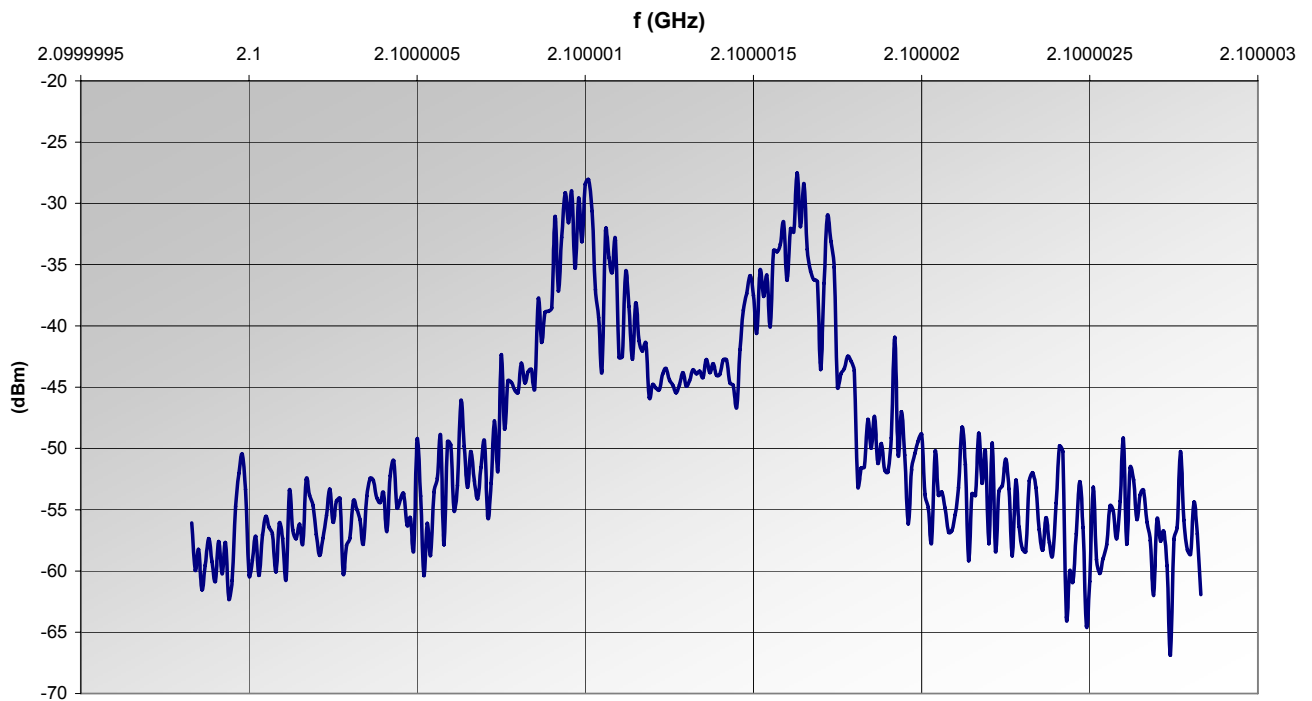
Σχήμα 5. 24 Το φάσμα Doppler στα 70MHz για εύρος ανάλυσης 2 kHz

### Φάσμα Doppler



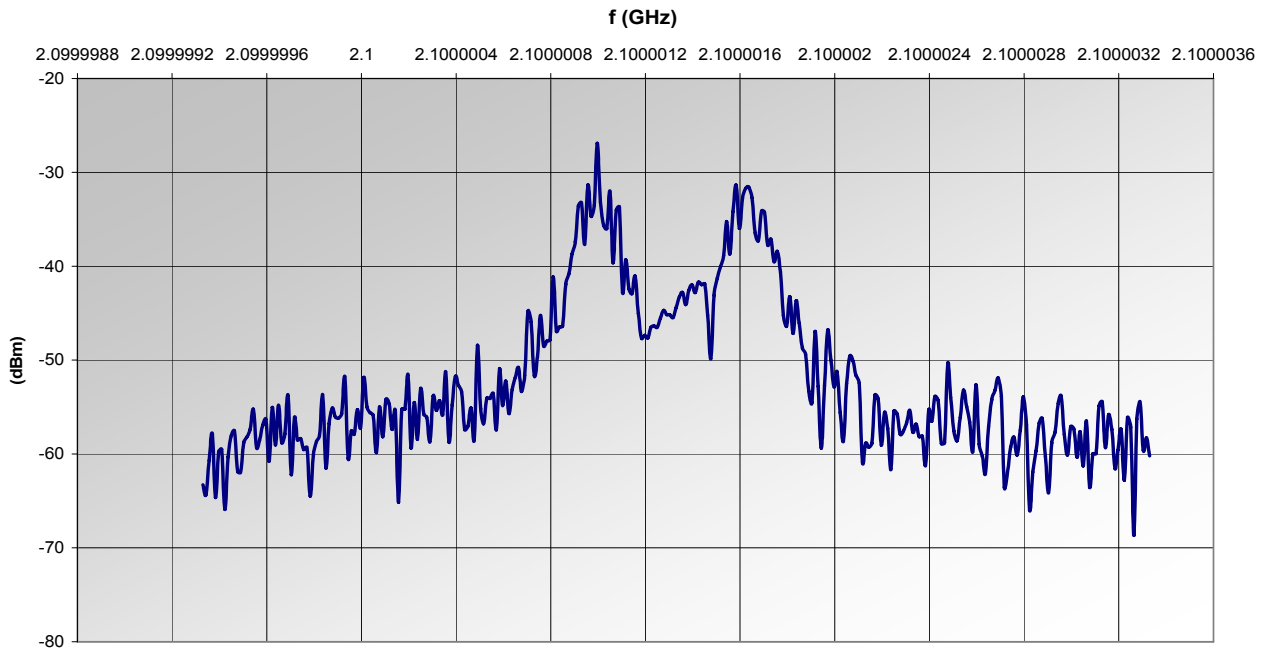
Σχήμα 5. 25 Το φάσμα Doppler στα 2.1GHz για εύρος ανάλυσης 3 kHz

### Φάσμα Doppler



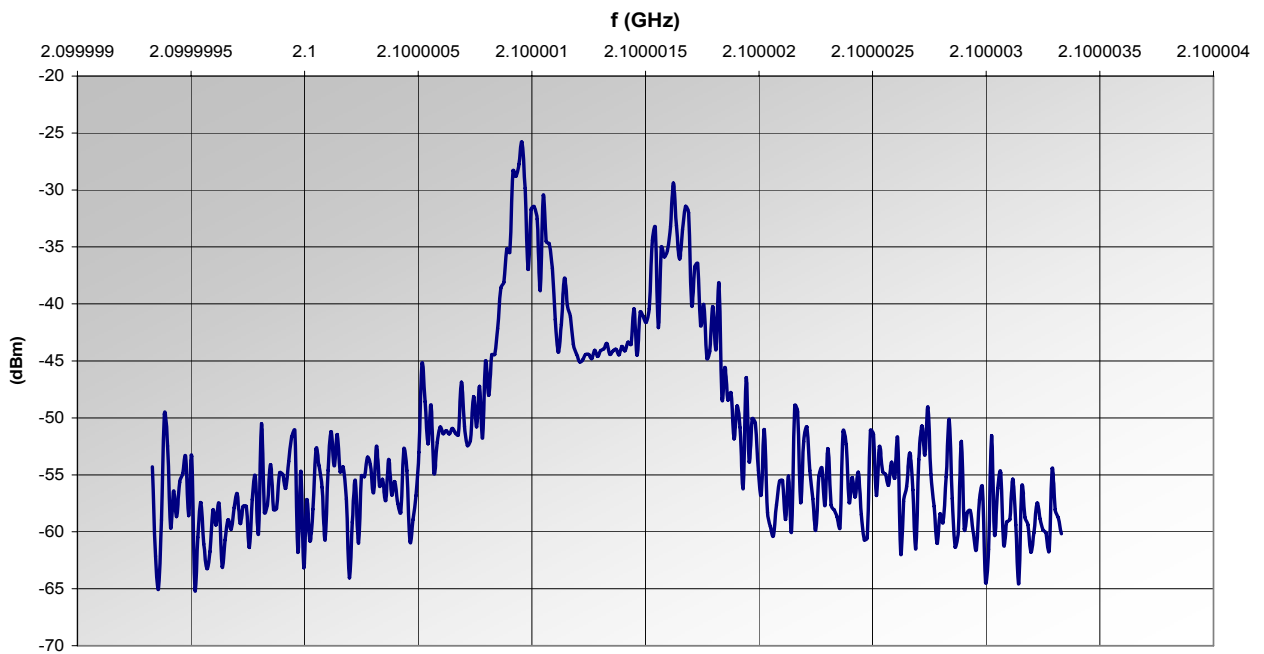
Σχήμα 5. 26 Το φάσμα Doppler στα 2.1GHz για εύρος ανάλυσης 3 kHz

### Φάσμα Doppler



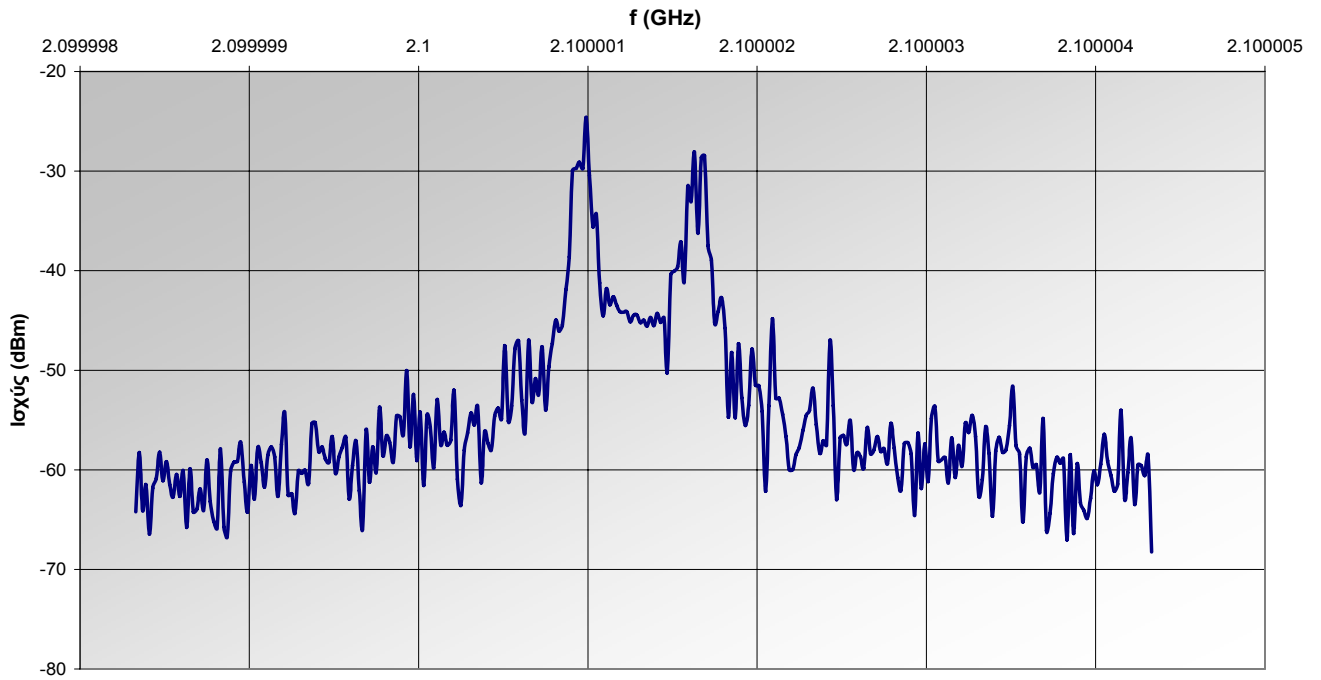
Σχήμα 5. 27 Το φάσμα Doppler στα 2.1GHz για εύρος ανάλυσης 4 kHz

### Φάσμα Doppler



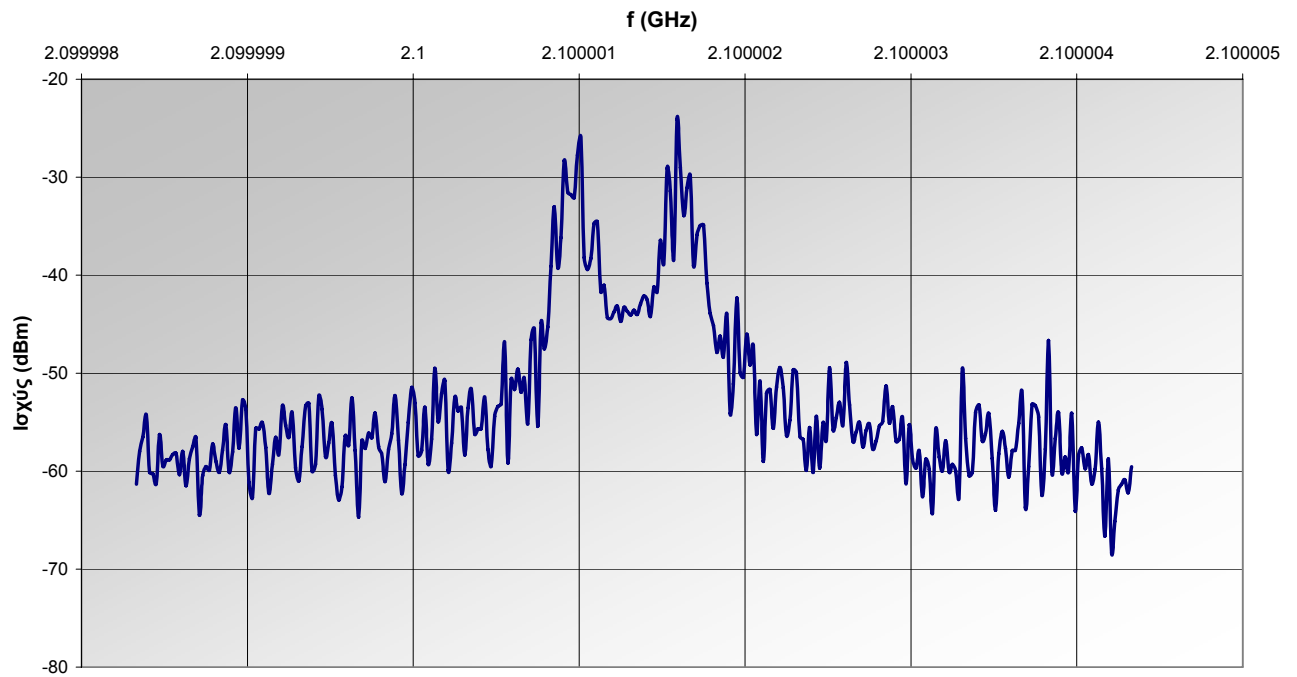
Σχήμα 5. 28 Το φάσμα Doppler στα 2.1GHz για εύρος ανάλυσης 4 kHz

### Φάσμα Doppler



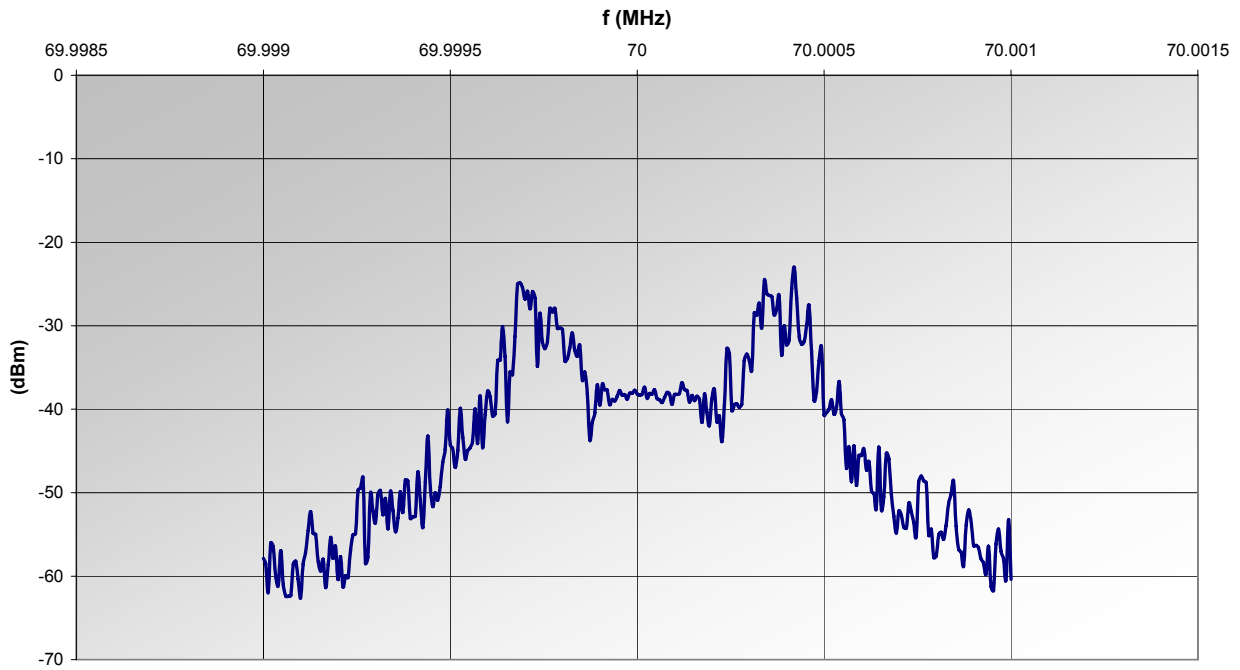
Σχήμα 5. 29 Το φάσμα Doppler στα 2.1GHz για εύρος ανάλυσης 6 kHz

### Φάσμα Doppler



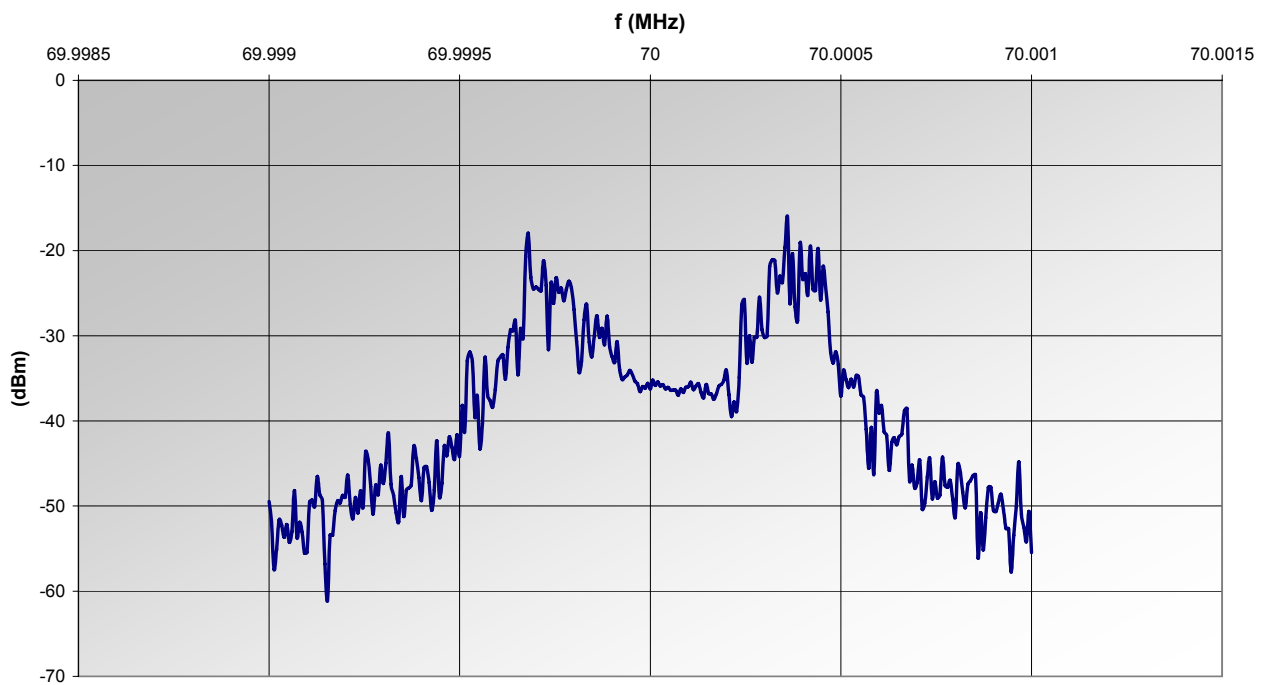
Σχήμα 5. 30 Το φάσμα Doppler στα 2.1GHz για εύρος ανάλυσης 6 kHz

### Φάσμα Doppler - 70MHz



Σχήμα 5. 31 Το φάσμα Doppler στα 70MHz για εύρος ανάλυσης 2 kHz

### Φάσμα Doppler - 70MHz



Σχήμα 5. 32 Το φάσμα Doppler στα 70MHz για εύρος ανάλυσης 2 kHz

# Κεφάλαιο 6

## ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

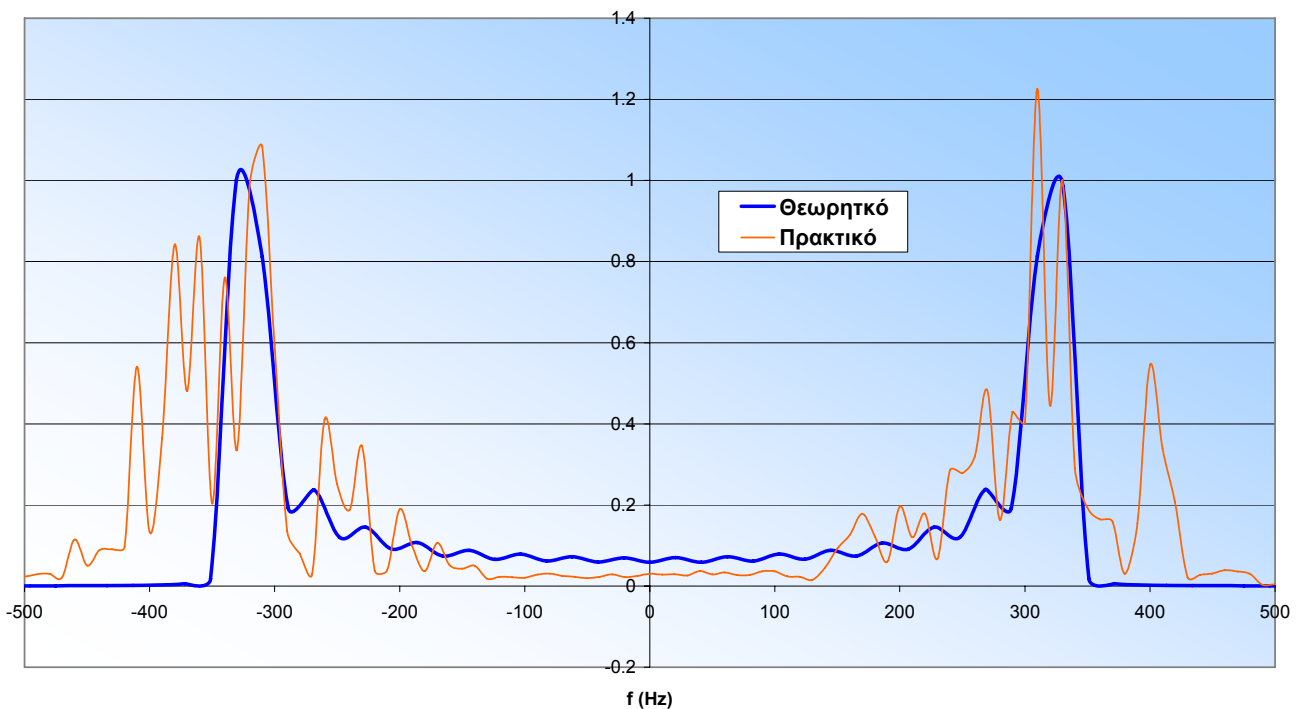
### 6.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται σύγκριση θεωρητικών και πρακτικών αποτελεσμάτων, παρουσιάζονται τρόποι βελτίωσης του προσομοιωτή, καθώς επίσης και πιθανοί τρόποι μελλοντικής χρήσης του.

### 6.2 Συγκριτικά Αποτελέσματα

Στο Σχήμα 6.1 φαίνεται το γράφημα των σύγκρισης μεταξύ των αποτελεσμάτων που πήραμε από την θεωρητική προσομοίωση και αυτά της πρακτικής προσομοίωσης.

#### ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΚΑΙ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ

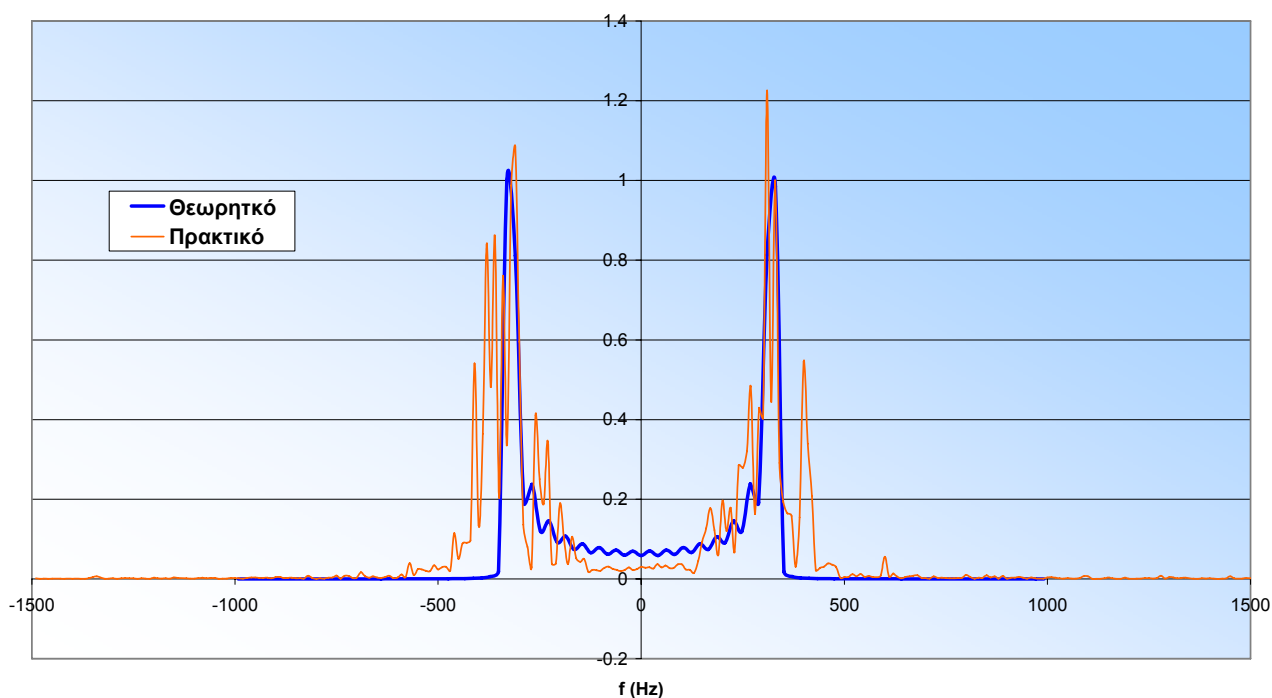


Σχήμα 6. 1: Σύγκριση θεωρητικών και πρακτικών αποτελεσμάτων

Από το συγκριτικό γράφημα φαίνεται ότι η μοντελοποίηση και η προσομοίωση του κυκλώματος ήταν εξαιρετικά αξιόπιστη και κοντά στην πραγματική κάτι που μπορεί να σημαίνει επίσης ότι όλη η κατασκευή μπορεί να υλοποιηθεί αποδοτικά με απλά δομικά στοιχεία.

Υπάρχουν, ωστόσο, κάποια σημεία στο γράφημα στα οποία θα πρέπει να σταθούμε. Αρχικά βλέπουμε ότι το φάσμα Doppler που προκύπτει από την πρακτική προσομοίωση είναι ιδιαίτερα θορυβώδες. Κάτι τέτοιο ήταν αναμενόμενο καθώς το σήμα εισόδου του κυκλώματος της προσομοίωσης ήταν λευκός θόρυβος. Επίσης, παρατηρούμε ότι στην θεωρητική προσομοίωση έχουμε απότομη μείωση της ισχύος μετά την συχνότητα Doppler. Αυτό το φαινόμενο δεν παρουσιάζεται στην πρακτική προσομοίωση όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.2 το οποίο έχει μεγαλύτερο εύρος και φαίνεται καλύτερα το εν λόγω φαινόμενο.

#### **ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΚΑΙ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ**



**Σχήμα 6. 2 Φάσμα Doppler**

Η λιγότερο απότομη μείωση ισχύος της πρακτικής προσομοίωσης μπορεί να δικαιολογηθεί αν σκεφτούμε ότι οι αποκρίσεις των φίλτρων δεν είναι ποτέ ιδανικές.



Το ίδιο ισχύει και για τα βαθυπερατά φίλτρα που χρησιμοποιήσαμε όπως φαίνεται στα σχήματα 4.15 και 4.17.

### 6.3 Τρόποι βελτίωσης του κυκλώματος

Ένα σημαντικό πρόβλημα που αντιμετωπίσαμε και το οποίο αναφέραμε στο κεφάλαιο 5 ήταν η σημαντική ενίσχυση του φέροντος λόγω τεχνικής αδυναμίας της γεννήτριας λευκού θορύβου. Αυτό αντιμετωπίστηκε προσθέτοντας το σήμα εξόδου του προσομοιωτή Doppler με το αντεστραμμένο κατά  $180^\circ$  σήμα του διαμορφωμένου θορύβου αφαιρώντας έτσι την ισχυρή κεντρική συνιστώσα. Το πρόβλημα αυτό δεν μπορούσε να αντιμετωπιστεί με αλλαγή της γεννήτριας λευκού θορύβου καθώς ήταν δύσκολο για οποιαδήποτε γεννήτρια να παράγει σήμα με ελάχιστη ισχύ σε τόσο χαμηλές συχνότητες όπως είναι τα 150 Hz. Ένας τρόπος να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα είναι να κατασκευαστεί ένα υπερπερατό φίλτρο με μεγάλη κλίση ανόδου σε συχνότητα διέλευσης 150 Hz, με σκοπό να εξομαλυνθεί η έξοδος της γεννήτριας θορύβου και να εξαλειφθεί η αιτία δημιουργίας της υψηλής κεντρικής συνιστώσας. Ωστόσο αυτή η λύση απαιτεί ιδιαίτερες προδιαγραφές για να επιτευχθεί καθώς είναι ιδιαίτερα δύσκολο να κατασκευαστεί φίλτρο με τόσο απότομη κλίση ανόδου σε τόσο χαμηλή συχνότητα διέλευσης και του οποίου η συμπεριφορά θα πλησιάζει την ιδανική.

Ένας δεύτερος τρόπος αντιμετώπισης του προβλήματος θα ήταν η μετατόπιση συχνότητας του θορύβου σε περιοχές συχνοτήτων όπου δεν υπάρχει αυτή η μεγάλη ενίσχυση του σήματος και η χρησιμοποίηση αυτού του κομματιού. Αυτό όμως θα σήμαινε την εισαγωγή ενός ακόμα μείκτη στο κύκλωμα γεγονός που θα επιβάρυνε κατά πολύ το ήδη επιβεβαρυμένο από τον θόρυβο σήμα.

## 6.4 Πιθανοί τρόποι επέκτασης και χρήσης του κυκλώματος

Ένας τρόπος επέκτασης του κυκλώματος προσομοίωσης Doppler είναι να χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή ενός προσομοιωτή διαύλου ευρείας ζώνης. Από το κύκλωμα σε συνδυασμό με μια γραμμή απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης προκύπτει ένα κύκλωμα γραμμών απομαστευμένης καθυστέρησης (TDL), το οποίο αποτελεί ένα προσομοιωτή διαύλου ευρείας ζώνης (wideband emulator). Επιπλέον, το κύκλωμα αυτό, είτε ως απλός προσομοιωτής Doppler, είτε ως τμήμα ενός μεγαλύτερου προσομοιωτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί από εργαστήρια τηλεπικοινωνιών, τόσο για την αξιολόγηση της επίδοσης διαφόρων συστημάτων μέσα στο εργαστήριο, όσο και για την επίδειξη του φαινομένου Doppler και των επιπτώσεων του.

Ο προσομοιωτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο για ερευνητικούς όσο και για εκπαιδευτικούς σκοπούς. Τα κυκλώματα προσομοίωσης συμβάλλουν στην βελτίωση των υπηρεσιών που παρέχουν οι εταιρείες επικοινωνιών μιας και γίνεται ευκολότερη και ταχύτερη η εύρεση και επίλυση των προβλημάτων.

# ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Theodore S. Rappaport , Wireless Communications:Principles and Practice, Engwood Cliffs, NJ:Prentice Hall, 1996
- [2] William C. Jakes, Microwave Mobile Communications.Piscataway,NJ:IEEE press, 1974
- [3] A. Sedra και K. Smith, Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα, τόμος Β', 3η έκδ., Παπασωτηρίου, 1993 (Saunders College 1991). P. R
- [4] Filter Theory and Design: Active and Passive: Adel S. Sedra, Peter O.& Sedra, A.S. Brackett Hardcover, 1977
- [5] Κανάτας Αθανάσιος, Κωνσταντίνου Φίλιππος , Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, Μάρτιος 2001
- [6] Gaurav Sharma, Mehakdeep Singh, H.M. Gupta , Fading Channel Simulator April 2002, New Delhi
- [7] Op Amps For Everyone  
Ron Mancini, Editor in Chief, Texas Instruments
- [8] G.L. Stuber, Principles of mobile communication, Kluwer 1977
- [9] Simon Haykin ,Συστήματα Επικοινωνίας, Παπασωτηρίου, Αθήνα 1995
- [10] [www.matlab.com](http://www.matlab.com)  
Matlab tutorials
- [11] [www.designspice.com/main/tutorials/tut\\_mosaic\\_AI.php](http://www.designspice.com/main/tutorials/tut_mosaic_AI.php)  
SPICE tutorials

[12] Standards, IEEE, [www.IEEE.org](http://www.IEEE.org)

[13] <http://zone.ni.com/devzone/conceptd.nsf/webmain>  
NI Measurement Fundamentals Main page

# **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ**

## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α**

Κώδικας της προσομοίωσης σε MATLAB

## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β**

Μετρήσεις Βαθυπερατών φίλτρων

## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ**

Φύλλα προδιαγραφών του τελεστικού ενισχυτή LF411

## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ**

Φύλλα προδιαγραφών του διαμορφωτή και του μίκτη της Mini-Circuits

## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α**

Κώδικας της προσομοίωσης σε MATLAB

## A1 - Ο πηγαίος κώδικας

```
% Jakes model of a mobile Rayleigh fading channel.

clear all;

Fc =2100e+06;    % carrier frequency (Hz)
wc = 2*pi*Fc;   % carrier frequency (rad/sec)
V =120000/3600; % mobile speed Km/hr in m/sec
N_0 = 16;       % The number of paths

lambda = 3e+08/Fc % wavelength at Fc
Fm = V/lambda    % Doppler shift
wm=2*pi*Fm
Fs = 8*Fm        % sampling frequency
M = 10000;      % number of samples

paths =16;
Ts = 1/Fs;      % sampling period
t = [0:Ts:(M-1)*Ts]; % time array

fading = jakes(Fm,Fs,M,N_0,paths);

a = abs(fading);
xi = real(fading);
xi=xi/max(xi)
xq = imag(fading);
[R_xx,lags] = xcorr(fading,64,'coeff');
[Sx,w] = periodogram(R_xx,[],'twosided',128,Fs);
Sx=Sx/max(Sx);
fSx=fftshift(Sx);
ffw=w-Fs/2;

x = -2.9:0.1:2.9;

figure(1);
pdfactualenv=hist(a,50);
hist(a,50);
title('Envelope');

figure(2);
pdfactualreal=hist(xi,x);
hist(xi,x);
title('In-phase');
```

```

figure(3);
pdfactualimag=hist(xq,x);
hist(xq,x);
title('Quadrature');

figure(4);
y=randn(1,1000000);
pdfgaussian=hist(randn(1,1000000),x);
hist(y,x);
title('Theoretical Gaussian Distribution');

figure(5);
h=abs(pdfactualreal-pdfgaussian);
plot(h);
title('Gaussian-Actual difference');

figure(6);
plot(t(1:128), 10*log10(a(1:128)));
axis([0 128/Fs min(10*log10(a(1:128)))-1 max(10*log10(a(1:128)))+1]);
xlabel('Time (sec)');
ylabel('Gain');
title('Fading Envelope (128 samples)')

figure(7);
plot(lags,R_xx)
title('Autocorrelation');
grid

figure(8);
psdplot(fSx,ffw,'Hz','linear','PSD');
axis([-Fm-50 Fm+50 0 max(Sx)*1.2]);

```



## A2 – Η συνάρτηση Jakes

```

function ray = jakes(fm,fs,M,N_0,index)

% Jakes Model of a Rayleigh fading channel
% Written by Lekka Valia 2006
%
% jakes(fm,fs,M,N_0,index)
%
% fm Doppler frequency
% fs sampling frequency
% M number of samples
% N_0 number of paths
% index (between 1 & N_0) uncorrelated Rayleigh fading functions

N = 2*(2*N_0+1);
nn = 1 : N_0;
f = fm*cos(2*pi*nn/N);           %frequency vector
Ts = 1/fs;                       %sampling interval (discrete signals)
onset = N_0*(1/fm);              %onset before steady model output
Te = 2*onset + M*Ts;             %evaluation period
t = 0 : Ts : Te;                 %time vector

%Initial phases
alpha = 0;
beta_n = pi*(nn + 2*(index-1))/(N_0+1);   %phase vector
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%simulation
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%real part
Xc0 = sqrt(2)*cos(alpha)*cos(2*pi*fm*t);
Xc = Xc0 + 2*cos(beta_n)*cos(2*pi*f*t);
%imaginary part
Xs0 = sqrt(2)*sin(alpha)*cos(2*pi*fm*t);
Xs = Xs0 + 2*sin(beta_n)*cos(2*pi*f*t);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%complex fading function
T = (1/sqrt(2*N_0+1))*(Xc+sqrt(-1)*Xs);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Tstart = onset + 0.9*rand(1)*onset; %avoid onset and random start
Mstart = round(Tstart/Ts);
Mend = Mstart + M -1;
ray = T(Mstart:Mend);

```

## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β**

Μετρήσεις Βαθυπερατών φίλτρων

**Απόκριση τάσης 1<sup>ου</sup> Φίλτρου για  $R_6=1.68\text{ K}\Omega$   
με  $V_{in}=1V_{p-p}$**

Frequency (Hz)	Vout (p-p) (Volt)	Frequency (Hz)	Vout (p-p) (Volt)
10	2.060	340	6.040
30	2.080	345	6.000
50	2.100	350	5.900
70	2.160	355	5.780
100	2.260	360	5.600
120	2.340	365	5.420
150	2.520	370	5.260
170	2.680	380	4.820
190	2.880	390	4.380
200	3.000	400	4.000
220	3.280	420	3.340
250	3.880	450	2.580
260	4.120	470	2.180
270	4.440	500	1.780
280	4.720	530	1.480
290	5.040	550	1.340
295	5.200	600	1.030
300	5.400	650	0.832
305	5.520	700	0.690
310	5.760	750	0.580
315	5.800	800	0.504
320	5.940	1000	0.310
325	6.040	1200	0.220
330	6.080	1500	0.150
334	6.120	2000	0.090
335	6.080		

**Απόκριση τάσης 2<sup>ου</sup> Φίλτρου για  $R_6=1.68\text{ K}\Omega$   
με  $V_{in}=1V_{p-p}$**

Frequency (Hz)	Vout (p-p) (Volt)	Frequency (Hz)	Vout (p-p) (Volt)
10	2.120	340	5.900
30	2.140	345	5.800
50	2.180	350	5.660
70	2.220	355	5.500
100	2.300	360	5.320
120	2.400	365	5.120
150	2.600	370	4.960
170	2.740	380	4.520
190	2.960	390	4.140
200	3.100	400	3.780
220	3.400	420	3.180
250	4.020	450	2.440
260	4.280	470	2.120
270	4.600	500	1.740
280	4.860	530	1.460
290	5.180	550	1.320
295	5.340	600	1.040
300	5.500	650	0.846
305	5.640	700	0.700
310	5.780	750	0.610
315	5.880	800	0.530
320	5.960	1000	0.340
325	6.020	1200	0.250
330	6.000	1500	0.190
334	5.980	2000	0.120
335	5.960		

Διαφορά Φάσης κάθε Φίλτρου - Διαφορά Φάσης των 2 Φίλτρων			
Frequency (Hz)	$\Delta\phi_1$ (°)	$\Delta\phi_2$ (°)	$\Delta(\Delta\phi_1-\Delta\phi_2)$ (°)
10	-1.0	-1.0	0.0
30	-1.6	-1.5	0.1
50	-2.5	-3.0	0.5
70	-3.2	-3.0	0.2
100	-5.5	-5.0	0.5
120	-6.0	-6.0	0.0
150	-8.0	-8.0	0.0
170	-10.0	-10.0	0.0
190	-12.0	-13.0	1.0
200	-13.0	-14.0	1.0
220	-16.0	-17.0	1.0
250	-22.0	-23.0	1.0
260	-24.0	-26.0	2.0
270	-27.0	-29.0	2.0
280	-30.0	-32.0	2.0
290	-34.0	-36.0	2.0
295	-37.0	-39.0	2.0
300	-39.0	-41.0	2.0
305	-41.0	-45.0	4.0
310	-44.0	-48.0	4.0
315	-47.0	-51.0	4.0
320	-50.0	-54.0	4.0
325	-54.0	-59.0	5.0
330	-57.0	-62.0	5.0
335	-62.0	-67.0	5.0
340	-65.0	-70.0	5.0
345	-70.0	-75.0	5.0
350	-74.0	-80.0	6.0
355	-80.0	-85.0	5.0
360	-83.0	-90.0	7.0
365	-89.0	-94.0	5.0
370	-94.0	-98.0	4.0
380	-102.0	-106.0	4.0
390	-110.0	-114.0	4.0
400	-116.0	-119.0	3.0
420	-128.0	-130.0	2.0
450	-139.0	-140.0	1.0
470	-144.0	-145.0	1.0
500	-150.0	-150.0	0.0
530	-153.0	-154.0	1.0
550	-154.0	-155.0	1.0
600	-158.0	-160.0	2.0
650	-160.0	-161.0	1.0
700	-162.0	-163.0	1.0
750	-164.0	-164.0	0.0
800	-164.0	-166.0	2.0
1000	-168.0	-167.0	1.0
1200	-170.0	-170.0	0.0
1500	-171.0	-171.0	0.0
2000	-173.0	-173.0	0.0

## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ**

Φύλλα προδιαγραφών του τελεστικού ενισχυτή LF411

# LF411 Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier

## General Description

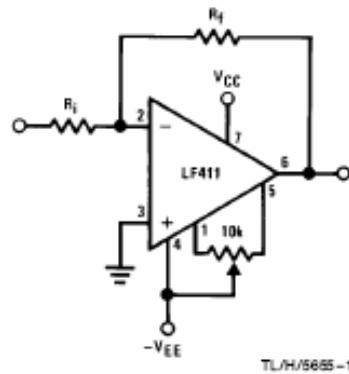
These devices are low cost, high speed, JFET input operational amplifiers with very low input offset voltage and guaranteed input offset voltage drift. They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF411 is pin compatible with the standard LM741 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage and drift, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth.

## Features

- Internally trimmed offset voltage 0.5 mV(max)
- Input offset voltage drift  $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}(\text{max})$
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise current  $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide gain bandwidth 3 MHz(min)
- High slew rate  $10\text{V}/\mu\text{s}(\text{min})$
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance  $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion  $A_V = 10$ ,  $R_L = 10\text{k}$ ,  $V_O = 20 \text{ Vp-p}$ ,  $\text{BW} = 20 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$  <math>0.02\%</math>
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%  $2 \mu\text{s}$

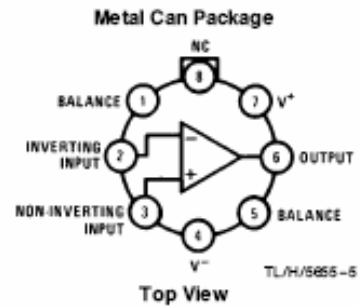
## Typical Connection



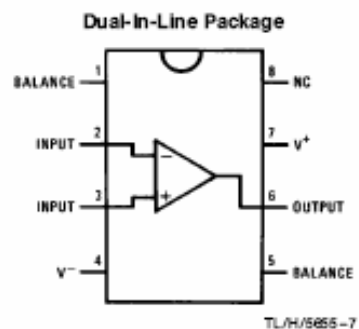
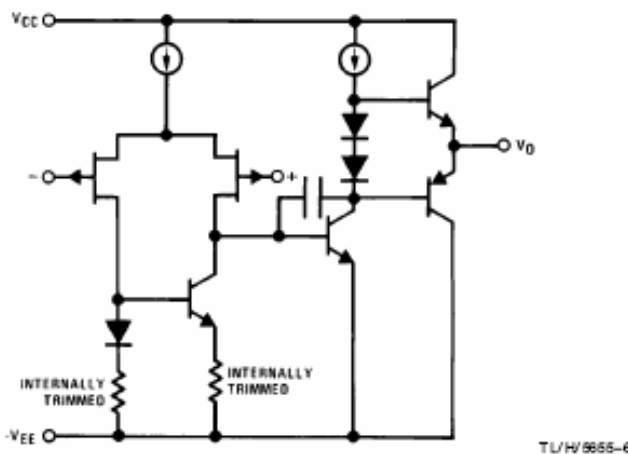
## Ordering Information

**LF411XYZ**  
 X indicates electrical grade  
 Y indicates temperature range  
 'M' for military  
 'C' for commercial  
 Z indicates package type  
 'H' or 'N'

## Connection Diagrams



## Simplified Schematic



BI-RET <sup>®</sup> is a trademark of National Semiconductor Corporation.

\*Available per JMS8510/1 1904

## Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 8)

	LF411A	LF411
Supply Voltage	±22V	±18V
Differential Input Voltage	±38V	±30V
Input Voltage Range (Note 1)	±19V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous

	H Package	N Package
Power Dissipation (Notes 2 and 9)	670 mW	670 mW
$T_{jmax}$	150°C	115°C
$\theta_{JA}$	162°C/W (Still Air) 65°C/W (400 LF/min Air Flow)	120°C/W
$\theta_{JC}$	20°C/W	
Operating Temp. Range	(Note 3)	(Note 3)
Storage Temp. Range	-65°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 150°C	-65°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	260°C	260°C
ESD Tolerance		Rating to be determined.

## DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF411A			LF411			Units	
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C		0.3	0.5		0.8	2.0	mV	
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 kΩ (Note 5)		7	10		7	20 (Note 5)	μV/°C	
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	V <sub>S</sub> = ±15V (Notes 4, 6)	T <sub>J</sub> = 25°C		25	100		25	100	pA
						2			2	nA
						25			25	nA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	V <sub>S</sub> = ±15V (Notes 4, 6)	T <sub>J</sub> = 25°C		50	200		50	200	pA
						4			4	nA
						50			50	nA
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	T <sub>J</sub> = 25°C		10 <sup>12</sup>			10 <sup>12</sup>		Ω	
A <sub>VOL</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>S</sub> = ±15V, V <sub>O</sub> = ±10V, R <sub>L</sub> = 2k, T <sub>A</sub> = 25°C	50	200		25	200		V/mV	
		Over Temperature	25	200		15	200		V/mV	
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>S</sub> = ±15V, R <sub>L</sub> = 10k	±12	±13.5		±12	±13.5		V	
V <sub>CM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range		±16	+19.5		±11	+14.5		V	
				-16.5			-11.5		V	
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> ≤ 10k	80	100		70	100		dB	
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	80	100		70	100		dB	
I <sub>S</sub>	Supply Current			1.8	2.8		1.8	3.4	mA	

## AC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF411A			LF411			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	V <sub>S</sub> = ±15V, T <sub>A</sub> = 25°C	10	15		8	15		V/μs
GBW	Gain-Bandwidth Product	V <sub>S</sub> = ±15V, T <sub>A</sub> = 25°C	3	4		2.7	4		MHz
e <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage	T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>S</sub> = 100Ω, f = 1 kHz		25			25		nV/√Hz
i <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Current	T <sub>A</sub> = 25°C, f = 1 kHz		0.01			0.01		pA/√Hz



**Note 1:** Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

**Note 2:** For operating at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of  $\theta_{JA}$ .

**Note 3:** These devices are available in both the commercial temperature range  $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$  and the military temperature range  $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ . The temperature range is designated by the position just before the package type in the device number. A "C" indicates the commercial temperature range and an "M" indicates the military temperature range. The military temperature range is available in "H" package only.

**Note 4:** Unless otherwise specified, the specifications apply over the full temperature range and for  $V_S = \pm 20\text{V}$  for the LF411A and for  $V_S = \pm 15\text{V}$  for the LF411.  $V_{OS}$ ,  $I_B$ , and  $I_{OS}$  are measured at  $V_{CM} = 0$ .

**Note 5:** The LF411A is 100% tested to this specification. The LF411 is sample tested to insure at least 90% of the units meet this specification.

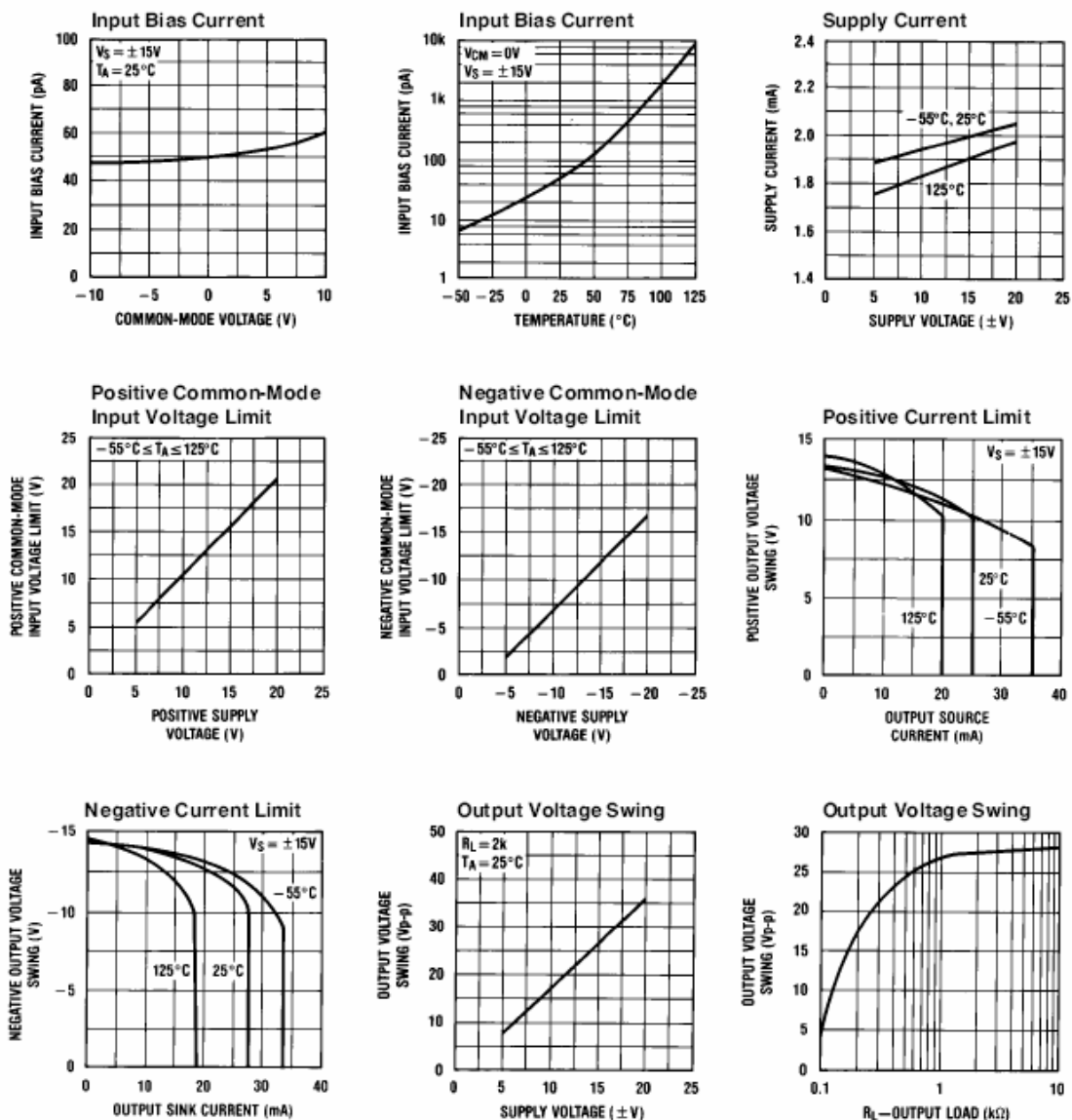
**Note 6:** The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every  $10^{\circ}\text{C}$  increase in the junction temperature,  $T_J$ . Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation,  $P_D$ .  $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$  where  $\theta_{JA}$  is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

**Note 7:** Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice, from  $\pm 15\text{V}$  to  $\pm 5\text{V}$  for the LF411 and from  $\pm 20\text{V}$  to  $\pm 5\text{V}$  for the LF411A.

**Note 8:** RETS 411X for LF411MH and LF411MJ military specifications.

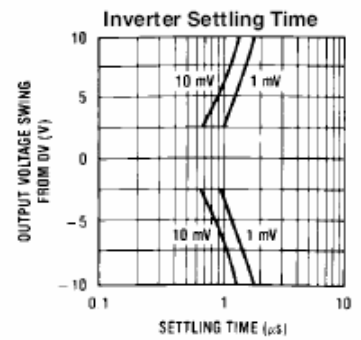
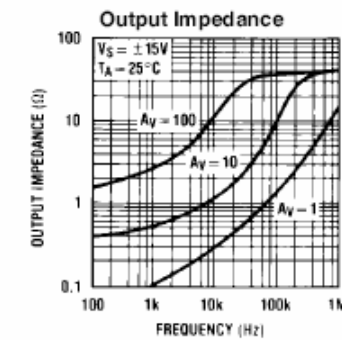
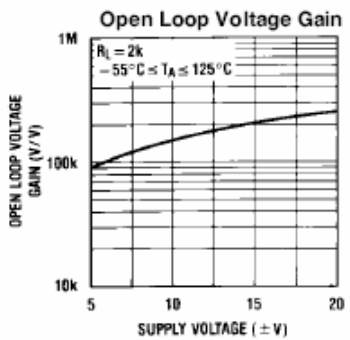
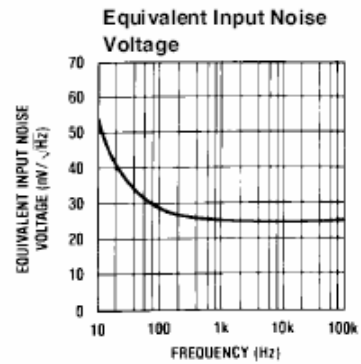
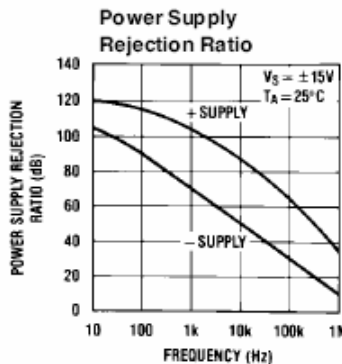
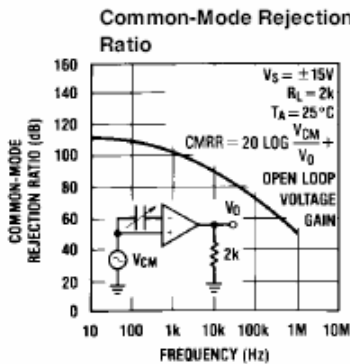
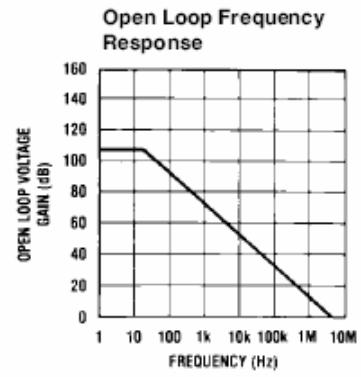
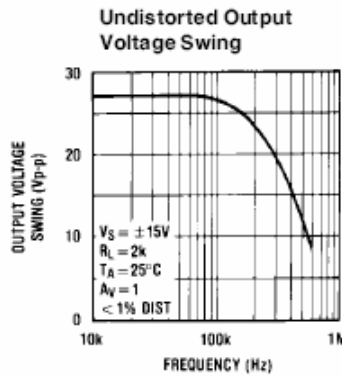
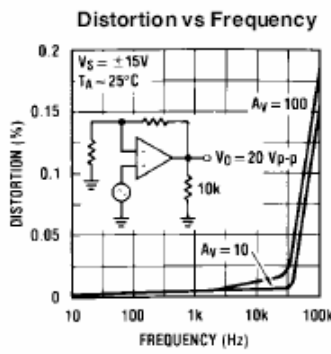
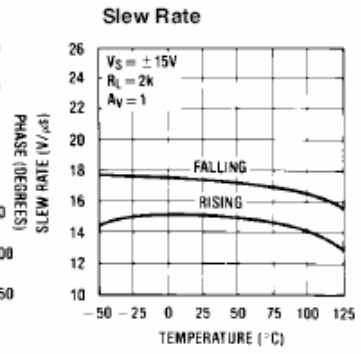
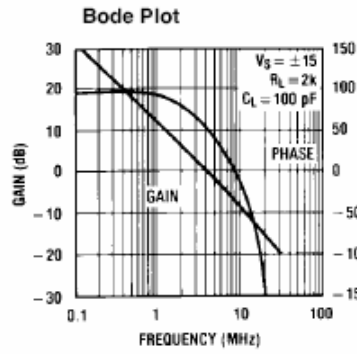
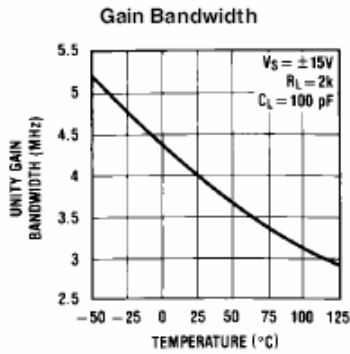
**Note 9:** Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

## Typical Performance Characteristics



TL/H/5655-2

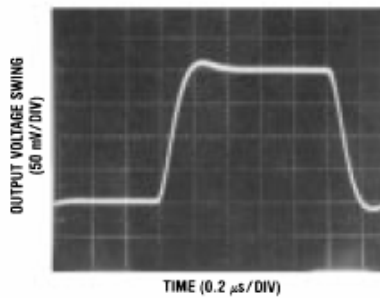
# Typical Performance Characteristics (Continued)



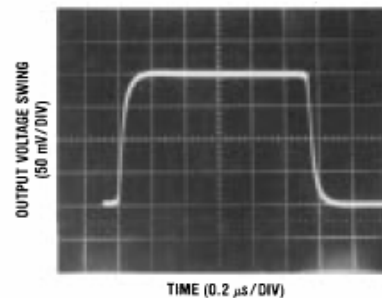
TL/H/5855-3

## Pulse Response $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L = 10\text{ pF}$

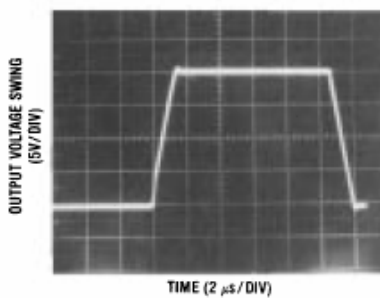
Small Signal Inverting



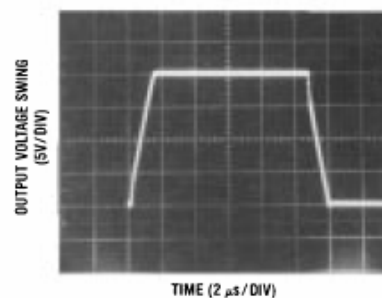
Small Signal Non-Inverting



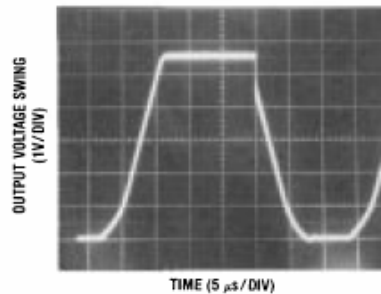
Large Signal Inverting



Large Signal Non-Inverting



Current Limit ( $R_L = 100\Omega$ )



TL/H/5655-4

## Application Hints

The LF411 series of internally trimmed JFET input op amps (BI-FET II™) provide very low input offset voltage and guaranteed input offset voltage drift. These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier may be forced to a high state.

## Application Hints (Continued)

The amplifier will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

The LF411 is biased by a zener reference which allows normal circuit operation on  $\pm 4.5\text{V}$  power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The LF411 will drive a  $2\text{ k}\Omega$  load resistance to  $\pm 10\text{V}$  over the full temperature range. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

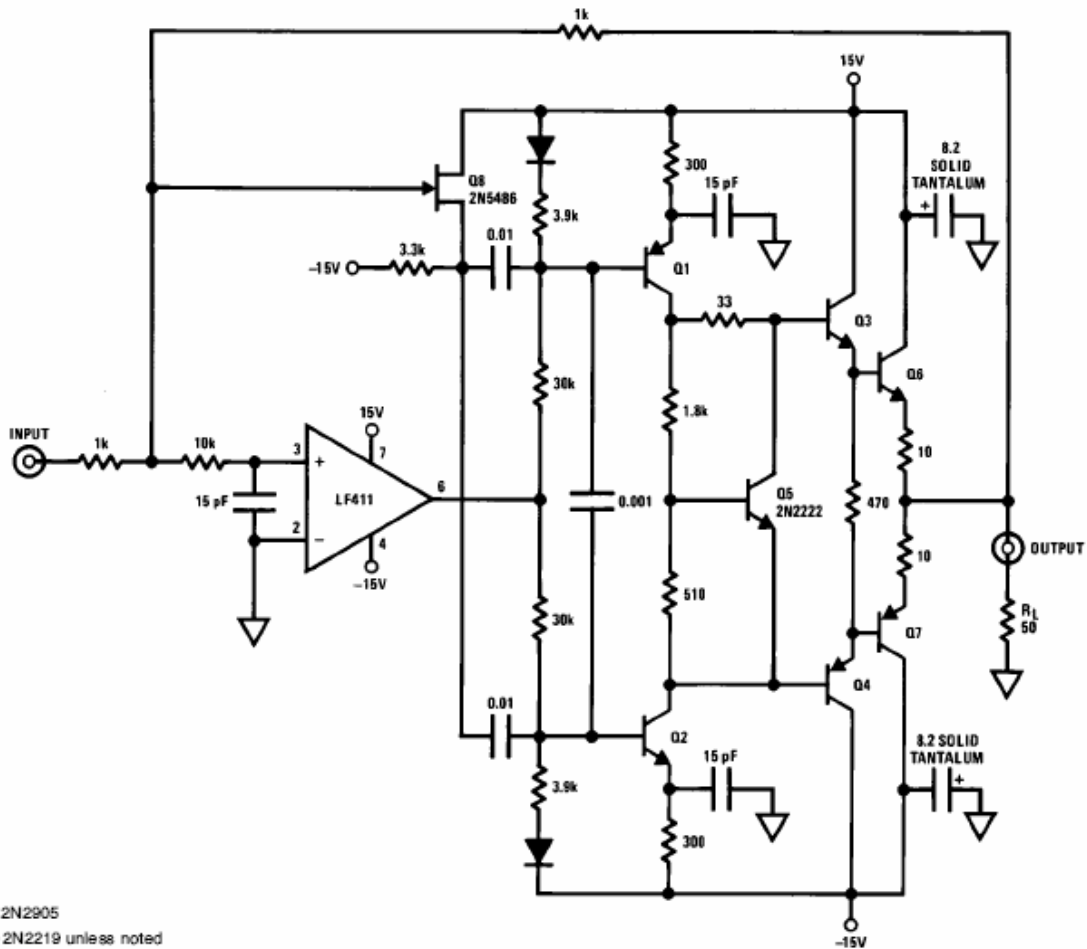
Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency, a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

## Typical Applications

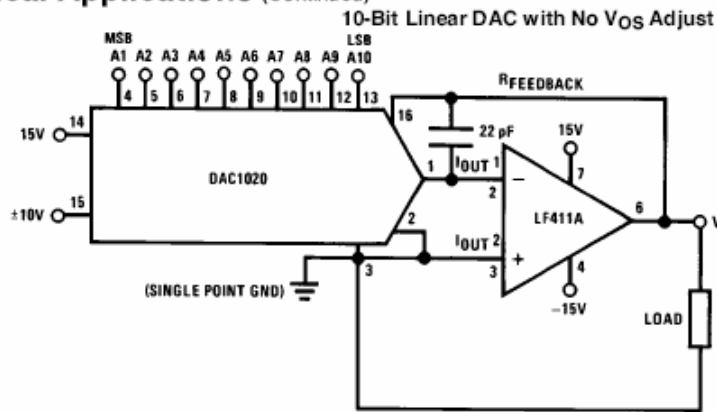
High Speed Current Booster



PNP - 2N2905  
 NPN - 2N2219 unless noted  
 TO-5 heat sinks for Q6-Q7

TL/H/5855-9

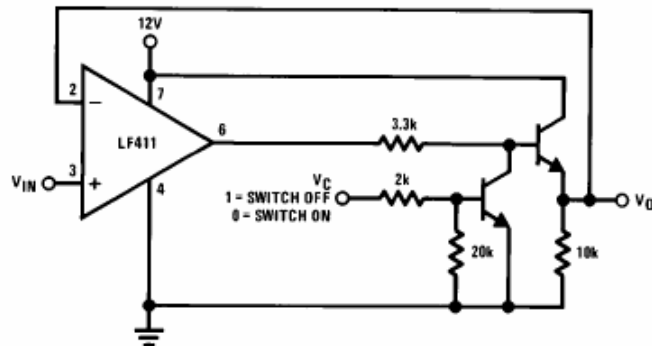
## Typical Applications (Continued)



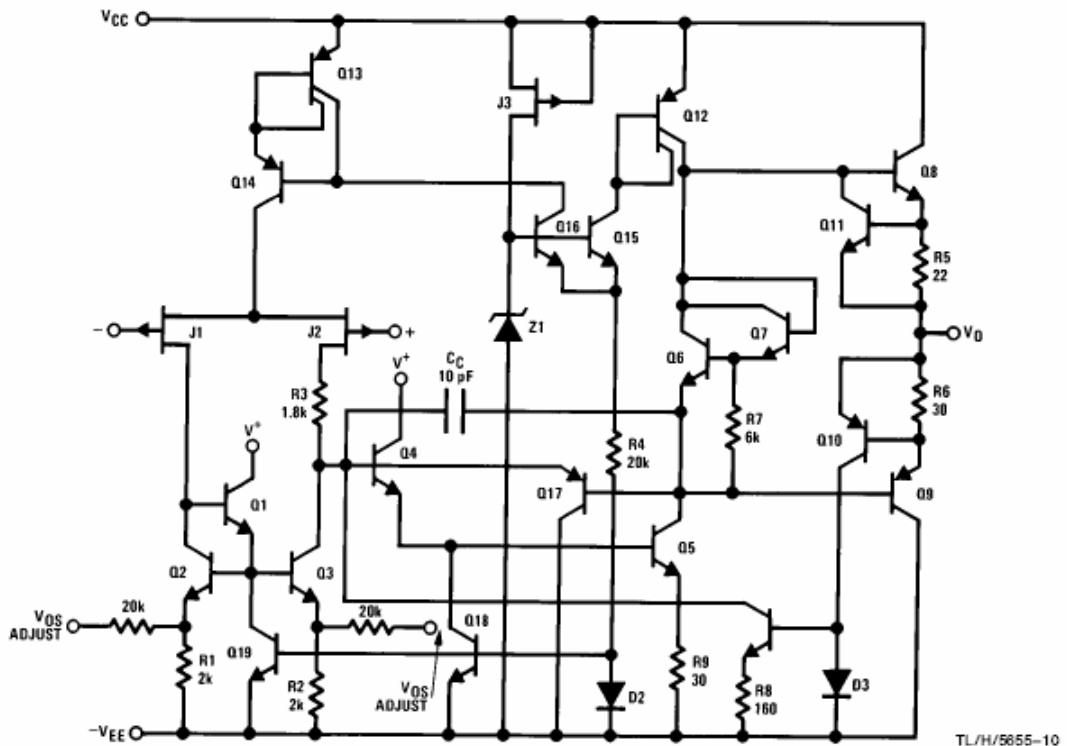
$$V_{OUT} = -V_{REF} \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \dots + \frac{A_{10}}{1024} \right)$$

$-10V \leq V_{REF} \leq 10V$   
 $0 \leq V_{OUT} \leq -\frac{1023}{1024} V_{REF}$   
 where  $A_N = 1$  if the  $A_N$  digital input is high  
 $A_N = 0$  if the  $A_N$  digital input is low

## Single Supply Analog Switch with Buffered Output

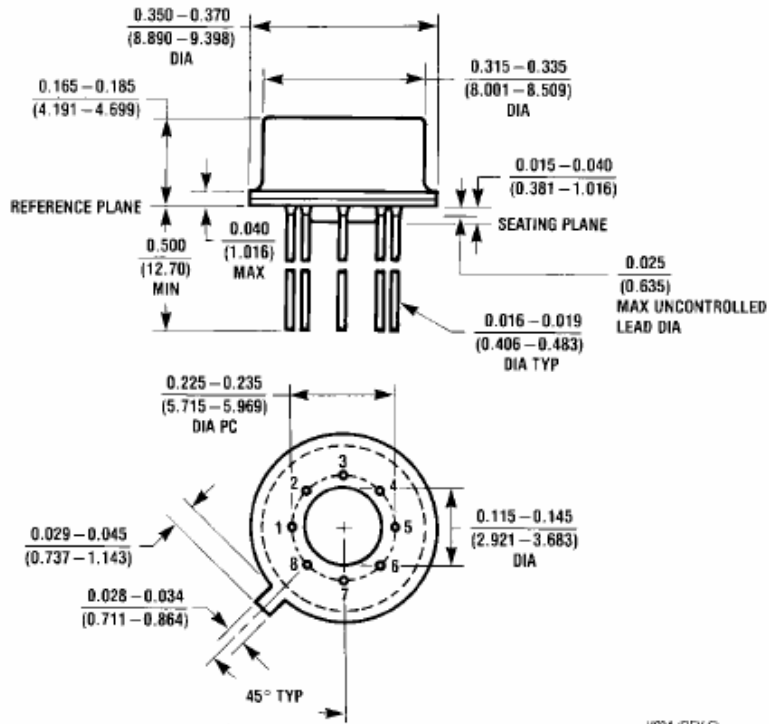


## Detailed Schematic

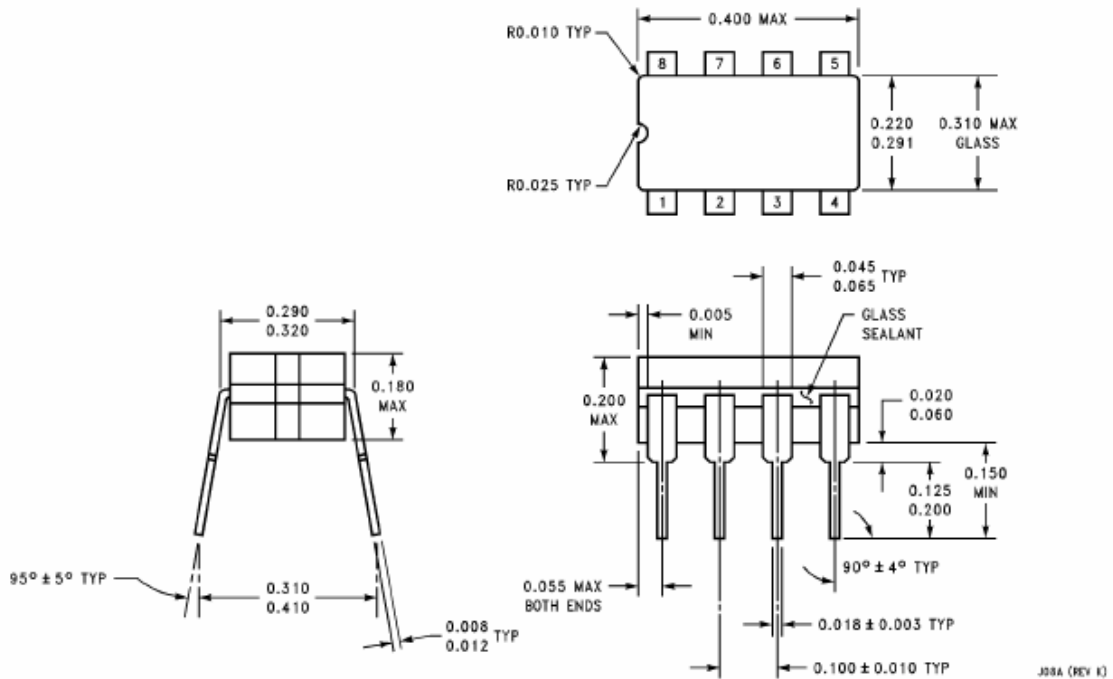


TL/H/5855-10

**Physical Dimensions** inches (millimeters)

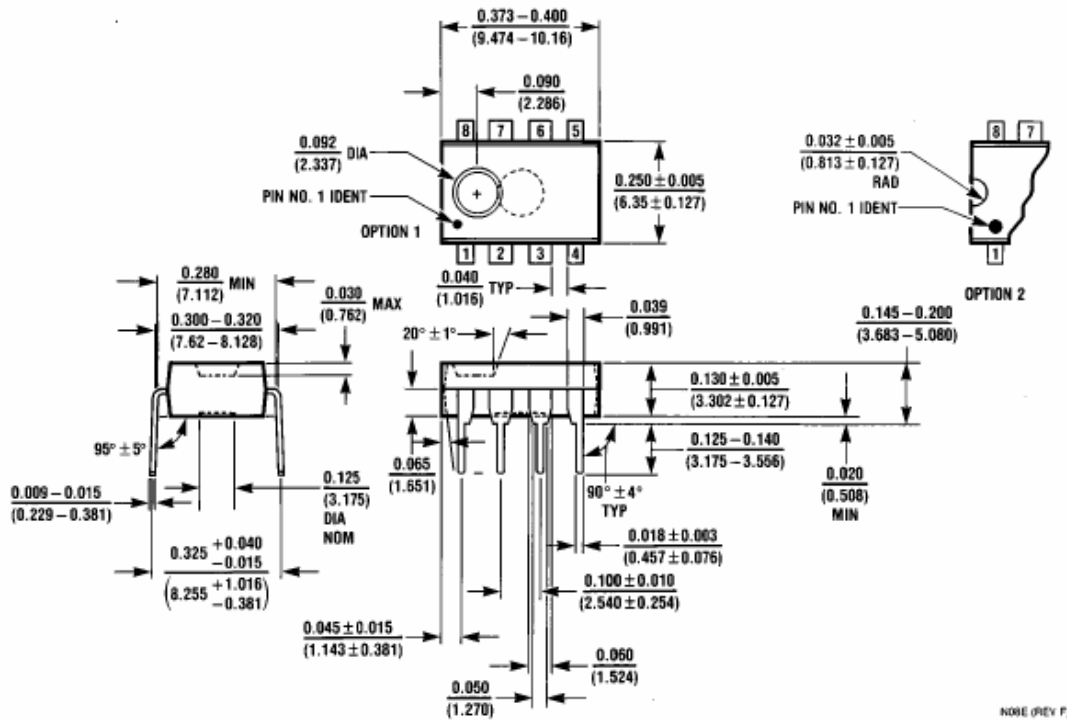


**Metal Can Package (H)**  
Order Number LF411MH/883 or LF411ACH  
NS Package Number H08A



**Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
Order Number LF411MJ/883  
NS Package Number J08A

**Physical Dimensions** inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)  
 Order Number LF411ACN or LF411CN  
 NS Package Number N08E

N08E (REV F)

**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation  
 1111 West Bardin Road  
 Arlington, TX 76017  
 Tel: 1(800) 272-9859  
 Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe  
 Fax: (+49) 0-180-530 85 86  
 Email: cnjwge@sem2.nsc.com  
 Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85  
 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32  
 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58  
 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.  
 13th Floor, Straight Block,  
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.  
 Tsimshatsui, Kowloon  
 Hong Kong  
 Tel: (852) 2737-1600  
 Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.  
 Tel: 81-043-299-2309  
 Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, nor circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ**

Φύλλα προδιαγραφών του διαμορφωτή και του μίκτη της Mini-Circuits



# MODULATORS

Plug-In & Coaxial

I&Q 9 MHz to 1880 MHz



ZFMQ



ZAMQ

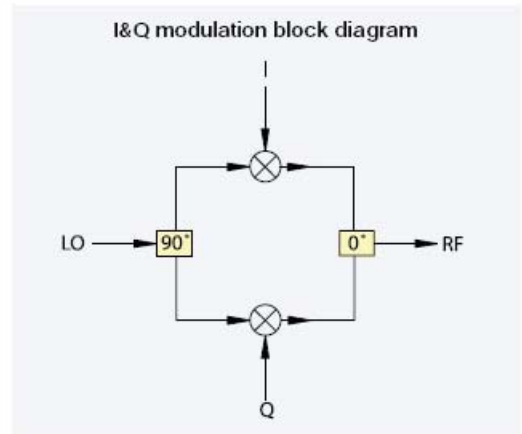


high rejection of carrier and sideband

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)		I&Q		CONVERSION LOSS (dB)			CARRIER REJECTION (dBc)		SIDE BAND REJECTION (dBc)		HARMONIC SUPPRESSION (dBc)		CASE STYLE	CONNECTION	PRICE \$ ea. Qty. (1-9)
	RF(signal)/LO(carrier) $f_c$	$f_o$	Min.	Max.	$\bar{x}$	$\sigma$	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	3XI/Q Typ.	5XI/Q Typ.			
MIQA-10M	9	11	DC	2	5.8	0.20	7.0	41	30	40	30	58	48	A06	dv	49.95
MIQA-21M	20	23	DC	3	6.2	0.14	7.0	50	40	40	30	48	40	A06	gd	39.95
MIQA-70M	66	73	DC	5	6.2	0.10	7.0	38	30	38	30	48	45	A06	dv	39.95
MIQA-70ML	66	73	DC	5	5.7	0.10	6.5	38	30	38	30	48	43	A06	dv	49.95
MIQA-91M	86	95	DC	5	5.5	0.10	6.5	38	30	38	30	48	45	A06	dv	49.95
MIQA-100M	95	105	DC	5	5.5	0.10	6.5	38	30	38	30	48	45	A06	dv	49.95
MIQA-195M	185	205	DC	5	5.6	0.10	6.5	38	30	38	30	48	45	A06	dv	49.95
MIQC-88M	52	88	DC	5	5.7	0.10	7.5	41	35	34	30	52	40	C07	dx	49.95
MIQC-176M	104	176	DC	5	5.5	0.10	7.0	38	30	36	30	47	35	C07	dx	54.95
MIQC-895M	868	895	DC	5	8.0	0.10	10.5	40	30	40	30	52	35	C07	dw	99.95
MIQC-1785M	1710	1785	DC	5	9.0	0.30	10.5	35	25	35	25	40	33	C07	dx	99.95
MIQC-1880M	1805	1880	DC	5	9.0	0.30	10.5	35	25	35	25	40	33	C07	dx	99.95
▲ ZAMQ-895M	868	895	DC	5	8.0	0.10	10.5	40	30	40	30	52	35	HHH141	gv	149.95
▲ ZFMQ-10M	9	11	DC	2	5.8	0.20	7.0	41	30	40	30	58	45	J17	dz	89.95
▲ ZFMQ-70ML	66	73	DC	5	5.7	0.1	6.5	38	30	38	30	48	43	J17	dz	89.95
▲ ZFMQ-91M	86	95	DC	5	5.5	0.17	6.5	38	30	38	30	48	45	J17	dz	89.95
▲ ZFMQ-100M	95	105	DC	5	5.5	0.17	6.5	38	30	38	30	48	45	J17	dz	89.95
□ MIQY-70M	67	73	DC	5	5.8	0.20	7.0	40	35	36	30	47	40	C07	dy	19.95
□ MIQY-140M	137	143	DC	5	5.8	0.20	7.0	34	30	36	30	45	35	C07	dy	19.95

NOTES:

- $\bar{x}$  Average of conversion loss at center of mid-band frequency ( $f_c + f_o/4$ )
- ◆ Aqueous washable
- $\sigma$  Standard deviation
- Non-hermetic
- ▲ Available only with SMA connectors
- \* BLUE CELL™ modulators protected by U.S. Patent 5,534,830 5,745,017
- A. General Quality Control Procedures, Environmental Specifications, HI-Rel and MIL description are given in section 0, see "Mini-Circuits Guarantees Quality" article.
- B. Connector types and case mounted options, case finishes are given in section 0, see "Case styles & outline drawings".
- C. Prices and specifications subject to change without notice.
  1. Absolute maximum power, voltage and current rating:
    - 1a. LO power, 50mW
    - 1b. I&Q current, 40mA
  2. Operating LO power: 10 ± 1dBm
  3. 1dB compression: 0dBm typical
  4. Conversion Loss = (I+Q) power, dBm - RF power, dBm
  5. Carrier and sideband rejections measured at -5dBm I/Q power.
  6. Q=I-90° for MIQA-70M  
Q=I+90° for all other models



INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010

Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified

# FREQUENCY MIXERS

Coaxial

## LEVEL 7 500 Hz to 10 GHz



+7 dBm LO, up to +1 dBm RF

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB			LO-IF ISOLATION, dB			CASE STYLE	CONNECTION	PRICE \$						
	LO/RF $f_L$ - $f_U$	IF	Mid-Band		Total Range Max.	L Typ.	M Typ.	U Typ.	L Typ.	M Typ.	U Typ.										
	$\bar{x}$	$\sigma$	m	Max.																	
ZMX-7GR ZMX-10G	3700-7000 3700-10000	DC-1000 DC-2000	5.0 5.0	.30 .10	— —	8.2 8.5	30 (typ.) 37 (typ.)	20 (min.) 20 (min.)*	—	36 (typ.) 17 (typ.)	20 (min.) 8 (min.)	—	BU413 BU413	af ad	71.95 81.95						
ZP-1 ZP-2 ZP-3 ZP-5	2-600 50-1000 0.15-400 20-1500	DC-600 DC-1000 DC-400 DC-1000	5.85 5.85 4.7 5.7	.10 .10 .10 .10	7.0 7.5 7.0 9.0	8.0 9.0 8.0 9.0	60 58 60 54	50 40 50 40	42 47 46 42	30 30 30 30	37 25 35 39	25 25 25 25	60 50 60 40	45 35 47 32	47 30 25 18	36 20 29 23	22 18 35 8	GG60 GG60 GG60 GG60	ag ag ag ag	39.95 39.95 39.95 47.95	
ZP-5X ZP-10514	1-1500 .2-500	1-1000 DC-500	5.9 5.18	.10 .10	7.0 7.0	9.0 8.5	60 55	40 45	40 50	20 35	28 35	17 30	60 50	45 40	45 36	25 30	38 30	20 20	GG60 GG60	hg ag	47.95 62.95
ZLW-1 ZLW-1W ZLW-1-1 ZLW-2 ZLW-3	.5-500 1-750 .1-500 1-1000 .025-200	DC-500 DC-750 DC-500 DC-1000 DC-200	5.81 5.74 4.82 5.68 4.61	.08 .05 .07 .08 .06	7.0 7.5 7.5 7.5 7.5	8.5 8.5 8.5 9.5 8.5	50 50 50 55 60	45 45 45 45 50	45 45 45 40 45	30 30 35 25 35	35 35 35 35 35	25 25 25 20 25	45 45 45 50 45	30 40 30 40 35	25 30 25 30 30	20 20 20 20 20	M21 M21 M21 M21 M21	ae ae ae ae ae	51.95 56.95 53.95 56.95 53.95		
ZLW-5 ZLW-6 ZLW-11	5-1500 .003-100 5-2000	10-600 DC-100 10-600	5.81 4.58 6.85	.08 .05 .10	7.5 7.5 8.5	8.5 8.5 9.0	55 60 50	40 45 45	35 45 35	25 30 25	30 35 30	20 25 20	50 60 45	40 45 40	35 25 20	30 25 15	20 25 15	M21 M21 M21	ae ae ae	61.95 64.95 71.95	
ZAD-1 ZAD-1-1 ZAD-2 ZAD-3	.5-500 .1-500 1-1000 .025-200	DC-500 DC-500 5-500 DC-200	5.24 4.83 5.66 4.61	.10 .04 .07 .06	7.0 7.5 7.5 7.5	8.5 8.5 8.5 8.5	50 50 45 60	45 45 35 50	45 45 35 45	30 30 30 35	35 35 30 35	25 25 20 25	45 45 45 45	35 30 35 40	25 25 30 30	20 20 20 20	M22 M22 M22 M22	ae ae ad ae	43.95 44.95 49.95 45.95		
ZAD-6 ZAD-8 ZAD-11	.003-100 .0005-10 5-2000	DC-100 DC-10 10-600	4.65 5.79 7.12	.08 .05 .12	7.5 7.5 8.5	8.5 8.5 9.0	60 60 50	45 50 45	30 40 35	35 45 25	25 35 30	20 35 20	60 60 45	45 50 40	40 40 25	30 45 15	20 35 15	M22 M22 M22	ae ae ae	51.95 54.95 61.95	

L = low range [ $f_L$  to  $10f_L$ ]

M = mid range [ $10f_L$  to  $f_U/2$ ]  
m = mid band [ $2f_L$  to  $f_U/2$ ]

U = upper range [ $f_U/2$  to  $f_U$ ]

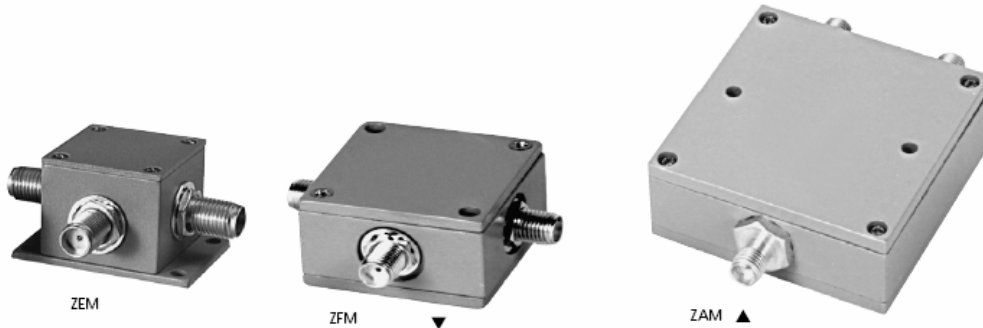
### NOTES:

- $\bar{x}$  Average of conversion loss at center of mid-band frequency ( $(f_L+f_U)/4$ )
- $\sigma$  Standard deviation
- ▲ Available only with SMA connectors
- ▼ When ordering, specify BNC or SMA connectors (ZFM-2000, ZFM-4212 SMA only.)
- † Phase detection, positive polarity
- \* 15 dB min. 8.5 to 10 GHz
- A. General Quality Control Procedures, Environmental Specifications, Hi-Rel and MIL description are given in section 0, see "Mini-Circuits Guarantees Quality" article.
- B. Connector types and case mounted options, case finishes are given in section 0, see "Case Styles & Outline Drawings".
- C. Prices and Specifications subject to change without notice.
- 1. Absolute maximum power, voltage and current ratings:
  - 1a. RF power, 50mW
  - 1b. Peak IF current, 40mA



INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661  
 Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010  
 Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified



+7 dBm LO, up to +1 dBm RF

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB						LO-IF ISOLATION, dB						CASE STYLE	CONNECTION	PRICE \$
	LO/RF $f_L$ - $f_U$	IF	Mid-Band m			Total Range Max.	L	M	U	L	M	U	L	M	U	Note B					
			$\bar{x}$	$\sigma$	Max.												Typ.	Min.			
ZEM-2B	10-1000	DC-1000	5.74	.07	7.0	8.5	55	50	30	25	25	20	55	45	30	20	25	20	V37	ad	59.95
ZEM-4300	300-4300	DC-1000	6.65	.06	—	9.5	40	20	—	—	30	17	15	8	—	—	15	8	V37	af	79.95
ZFM-1W	10-750	DC-750	5.42	.14	7.0	8.0	50	45	45	30	35	25	45	40	40	25	27	20	K18	ad	51.95
ZFM-2	1-1000	DC-1000	5.72	.06	7.5	8.5	50	45	40	25	30	25	45	40	35	25	25	20	K18	ad	53.95
ZFM-3	0.04-400	DC-400	4.78	.03	7.0	8.0	60	50	50	35	35	25	55	40	45	30	35	25	K18	ad	61.95
ZFM-4	5-1250	DC-1250	5.70	.34	7.5	8.5	50	45	40	30	30	25	45	40	35	25	25	20	K18	ad	61.95
ZFM-5X	1-1500	1-1000	5.9	.10	7.0	9.0	60	40	40	20	28	17	60	45	45	25	38	20	K18	ae	59.95
ZFM-11	1-2000	5-600	7.03	.17	8.5	9.0	50	45	35	25	25	20	45	40	27	20	25	20	K18	ad	89.95
ZFM-12	800-1250	50-90	5.67	.12	—	7.5	35	25	35	25	35	25	30	20	30	20	30	20	K18	ad	79.95
ZFM-2000	100-2000	DC-600	7.49	.20	9.5	9.5	—	—	37	20	—	—	—	—	—	30	20	K18	ad	71.95	
ZFM-4212	2000-4200	DC-1300	5.44	.088	—	8.5	—	—	25	17	—	—	—	—	18	10	—	—	K18	ad	54.95
ZAM-42	1500-4200	DC-500	5.67	.11	—	8.5	25	14	25	14	25	14	18	10	18	10	18	10	F14	af	54.95

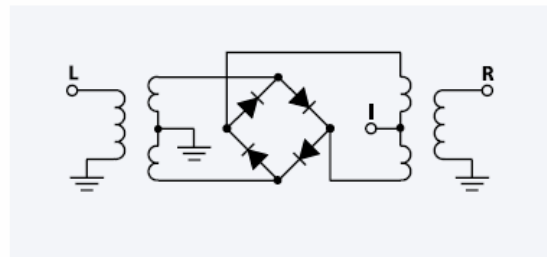
L = low range [ $f_L$  to  $10f_L$ ]

M = mid range [ $10f_L$  to  $f_U/2$ ]  
m = mid band [ $2f_L$  to  $f_U/2$ ]

U = upper range [ $f_U/2$  to  $f_U$ ]

#### NSN GUIDE

MCL NO.	NSN
ZAD-1	5895-01-455-4088
ZAD-1B(BNC)	5985-00-280-7750
ZAD-4B	5895-01-127-0376
ZAD-6B	5895-01-344-7843
ZEM-2B	5895-01-235-7834
ZFM-1W	5895-01-412-3037
ZFM-2	4935-01-230-3782
ZFM-3	5895-01-257-9523
ZFM-3 (SMA)	5895-01-214-7362
ZFM-3B	5895-01-381-9289
ZFM-11 (SMA)	6625-01-415-2182
ZLW-1	5895-01-394-4973
ZLW-1W	5895-00-607-7010
ZLW-2	6920-01-037-1974
ZLW-2B	5840-01-186-8398
ZP-3	5985-00-105-9756
ZP-10514	6625-01-108-6156
ZP-10514(BNC)	5895-01-384-7453



#### coaxial connections

see case style outline drawings

PORT	ad	ae	af	ag	hg
LO	1	1	2	L	L
RF	2	3	1	R	X
IF	3	2	3	X	R
GND EXT.	—	—	—	—	—
CASE GND	—	—	—	—	—
NOT USED	—	—	—	—	—



The Design Engineers Search Engine  
Provides Actual Data Instantly  
At: <http://www.minicircuits.com>

In Stock... Immediate Delivery  
For Custom Versions Of Standard Models  
Consult Our Applications Dept.

