

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**



**Κατανεμημένος Προσδιορισμός Θέσης με Ραδιόφωνα
Ελεγχόμενα από Λογισμικό Πολύ Χαμηλού Κόστους**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Τζαγκαράκης Ι. Ελευθέριος

Εξεταστική Επιτροπή

Άγγελος Μπλέτσας, Αναπληρωτής Καθηγητής (Επιβλέπων)

Γεώργιος Καρυστινός, Αναπληρωτής Καθηγητής

Μιχαήλ Γ. Λαγουδάκης, Αναπληρωτής Καθηγητής

Ιούλιος 2017

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στον επιβλέποντα καθηγητή μου για την ανάθεση αυτής της διπλωματικής εργασίας αλλά και την καθημερινή καθοδήγησή του από την αρχή έως το τέλος της. Ακόμα, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Γεώργιο Βουγιούκα για την πολύτιμη βοήθειά του σε ότι χρειάστηκα, και κυρίως για τις γνώσεις που μου μετέδωσε στο κομμάτι του hardware. Πρόσθετα, να σημειώσω ότι το κλίμα στο εργαστήριο ήταν πάρα πολύ καλό, και όλα τα παιδιά ήταν πάντα πρόθυμα να βοηθήσουν με όποιο τρόπο μπορούσε ο καθένας. Τέλος, να ευχαριστήσω την οικογένεια μου για την στήριξη των προσπαθειών μου όλα αυτά τα χρόνια και την κοπέλα μου Μάγδα που ήταν πάντα δίπλα μου.

Περίληψη

Σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας ήταν ο καταναεμημένος προσδιορισμός θέσης με ραδιόφωνα ελεγχόμενα από λογισμικό, πολύ χαμηλού κόστους. Ως δέκτες, χρησιμοποιήθηκαν τα εμπορικά ραδιόφωνα RTL, σε συνδυασμό με το GNU Radio για τις ανάγκες της δειγματοληψίας. Στην συνέχεια, μελετήθηκε το μαθηματικό μοντέλο των λαμβανόμενων σημάτων των δύο δεκτών και με βάση αυτό, δημιουργήθηκε ο αλγόριθμος για την εξαγωγή της γωνίας άφιξης των σημάτων (angle of arrival). Η ψηφιακή επεξεργασία των σημάτων και υλοποίηση του αλγορίθμου, περιλαμβάνει τη διόρθωση της μετατόπισης της συχνότητας του φέροντος, χρησιμοποιώντας την τεχνική του περιοδογράμματος. Η εύρεση της χρονικής διαφοράς μεταξύ των εκκινήσεων της δειγματοληψίας των δύο δεκτών (λόγω της έλλειψης συγχρονισμού μεταξύ τους), γίνεται με τη συσχέτιση του λαμβανόμενου σήματος καθώς έχει συγκεκριμένη δομή. Σε επόμενο βήμα, γίνεται εκτίμηση της γωνίας και της εναπομένουσας μετατόπισης στη συχνότητα του φέροντος, μέσω της γραμμικοποίησης που γίνεται με τη μεθοδολογία των ελαχίστων τετραγώνων. Η γραμμικοποίηση λειτουργεί και ως ένα είδος αποθορυβοποίησης, δεδομένης της ευαισθησίας των RTL. Στον αλγόριθμο υπολογίζονται όλες οι απαιτούμενες παραμέτροι για την εκτίμηση της γωνίας, εκτός από την χρονική στιγμή που εκκινεί το πρώτο RTL να λαμβάνει. Τα πειραματικά αποτελέσματα συμφωνούν με την θεωρία.

Περιεχόμενα

Ευχαριστίες	2
Περίληψη	3
Περιεχόμενα	4
Λίστα Εικόνων.....	6
Κεφάλαιο 1 Εισαγωγή.....	7
1.1 Προσδιορισμός Θέσης Πομπού	7
1.2 Σύντομη Περιγραφή και Φωτογραφίες Πειράματος.....	7
Κεφάλαιο 2 Υλικό Συστήματος και Βασική Θεωρία.....	11
2.1 RTL-SDR	11
2.1.1 Βασική Σύνθεση	12
2.1.2 Μεταφορά στη Βασική Ζώνη	13
2.1.3 Block Diagram.....	13
2.2 Διαδικασία Δειγματοληψίας.....	14
2.3 Γεννήτρια Κυματομορφών.....	15
2.4 Εκτιμητής Φάσης Μεγίστης Πιθανοφάνειας.....	16
2.5 Angle Of Arrival.....	18
Κεφάλαιο 3 Εξισώσεις Συστήματος	20
3.1 Μαθηματικό Μοντέλο Δέκτη	20
3.2 Απλοποιημένο Μαθηματικό Μοντέλο Δύο Δεκτών.....	21
Κεφάλαιο 4 Αλγόριθμος και Μετρήσεις	23
4.1 Αλγόριθμος.....	23
4.1.1 Περίληψη	23
4.1.2 Βήματα Αλγορίθμου.....	23
4.2 Ανάλυση Βημάτων Αλγορίθμου	24
4.2.1 Εξάλειψη CFO	24
4.2.2 Εύρεση ΔT	25
4.2.3 Διόρθωση Εκτιμητή Φάσης.....	28

4.2.4 Έλεγχος Υπερχείλισης Buffer	29
4.2.5 Διάρθρωση του Buffer και Γραμμικοποίηση	30
4.2.6 Εκμετάλλευση κομματιών που το κανάλι δεν αλλάζει	33
4.3 Μεταβολή Ισχύος Εκπομπής	36
4.4 Μέγεθος Buffer	41
Κεφάλαιο 5 Συμπεράσματα.....	42
5.1 Συμπεράσματα Αλγορίθμου	42
5.2 Μελλοντική Δουλειά	42
Βιβλιογραφία.....	43

Λίστα Εικόνων

Εικόνα 1 Φωτογραφία του πειράματος στη μεσοκάθετο	9
Εικόνα 2 Φωτογραφία του πειράματος στις 90 μοίρες	10
Εικόνα 3 Ο δέκτης RTL SDR.....	12
Εικόνα 4 Μεταφορά του σήματος στη βασική ζώνη.....	13
Εικόνα 5 Block Diagram του RTL.....	14
Εικόνα 6 Στιγμιότυπο από το GNU Radio	15
Εικόνα 7 Κεραία VERT900	15
Εικόνα 8 Πομποδέκτης Si1064 της silicon labs	15
Εικόνα 9 Γεννήτρια agilent n5181a.....	15
Εικόνα 10 Σχηματική απεικόνιση Angle of Arrival	18
Εικόνα 11 Μέτρο μετασχηματισμού Fourier στο τετράγωνο	24
Εικόνα 12 Μεταβολή των CFO	25
Εικόνα 13 Τα μέτρα των σημάτων σε ολόκληρο τον Buffer	26
Εικόνα 14 Σημείο υπολογισμού του ΔΤ.....	26
Εικόνα 15 Μεταβολή ΔΤ κατά τη διάρκεια του πειράματος.....	27
Εικόνα 16 Μεταβολή προσήμου του ΔΤ.....	28
Εικόνα 17 Διόρθωση φάσης.....	29
Εικόνα 18 Υπερχείλιση Buffer	30
Εικόνα 19 Γραμμικοποίηση φάσεων	32
Εικόνα 20 Εκτίμηση φάσης στη μεσοκάθετο	34
Εικόνα 21 Εκτίμηση φάσης στις 90 μοίρες.....	34
Εικόνα 22 Εκτίμηση φάσης στις -90 μοίρες.....	35
Εικόνα 23 Εκτίμηση φάσης στις 45 μοίρες.....	35
Εικόνα 24 Εκτίμηση φάσης στις 45 μοίρες.....	36
Εικόνα 25 Εκτίμηση εναπομεινάντων CFO στα -10Bbm	37
Εικόνα 26 Εκτίμηση εναπομεινάντων CFO στα -20dBm	37
Εικόνα 27 Περιοδόγραμμα με ισχύ εκπομπής 0 dBm	38
Εικόνα 28 Περιοδόγραμμα με ισχύ εκπομπής 10 dBm	38
Εικόνα 29 Περιοδόγραμμα με ισχύ εκπομπής 20 dBm	39
Εικόνα 30 Αλλοίωση σήματος εξαιτίας αρμονικών	40
Εικόνα 31 Εκτίμηση εναπομεινάντων CFO σε μικρό Buffer	41

Κεφάλαιο 1 Εισαγωγή

1.1 Προσδιορισμός Θέσης Πομπού

Ένα σύστημα προσδιορισμού θέσης, χρησιμοποιείται για να καθορίσει την τοποθεσία κάποιου αντικειμένου, ή ανθρώπου στο χώρο. Κάθε σύστημα εντοπισμού θέσης χρησιμοποιεί διαφορετικές τεχνολογίες εκμεταλλευόμενο ραδιοκύματα, μαγνητικά πεδία, ακουστικά σήματα ή και πληροφορία από άλλους αισθητήρες που συλλέγονται από κινητές συσκευές. Στόχος αυτής της διπλωματικής εργασίας, είναι ο προσδιορισμός της θέσης του πομπού με τη μεθοδολογία Angle of arrival, που ως κύριο χαρακτηριστικό της έχει την εκτίμηση της διαφοράς χρόνου με την οποία το ίδιο σήμα φτάνει σε δύο ή περισσότερους δέκτες.

Για το πείραμα χρησιμοποιήθηκαν σαν δέκτες δύο χαμηλού κόστους ραδιόφωνα ελεγχόμενα από λογισμικό (RTL SDR). Στο διαδίκτυο υπάρχει παρόμοια δουλειά, που επίσης κάνει προσδιορισμό θέσης με RTL, αλλά σε εκείνο το πείραμα χρησιμοποιούνται 3 δέκτες, με κοινό ρολόι αναφοράς. Με αυτόν τον τρόπο, τα σήματα που λαμβάνουν οι τρεις δέκτες, έχουν ίδιο ρυθμό δειγματοληψίας και την ίδια μετατόπιση στη συχνότητα. Για τον υπολογισμό του Angle of Arrival, χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος MUSIC. Για τις χρονικές διαφορές μεταξύ των εκκινήσεων της δειγματοληψίας (ΔT), χρησιμοποιούν ένα μικρό μπλοκ στην αρχή κάθε Buffer, όπου συνδέουν τους δέκτες με μια πηγή θορύβου, και συσχετίζουν τα σήματα μεταξύ των τριών αυτών μικρών μπλοκ. Τέλος, ο εντοπισμός σε εκείνο το πείραμα, γίνεται σε πραγματικό χρόνο.

1.2 Σύντομη Περιγραφή και Φωτογραφίες Πειράματος

Στο παρόν πείραμα, έγινε προσπάθεια εκτίμησης θέσης του πομπού, από δύο κατανεμημένους δέκτες RTL. Το πλεονέκτημα αυτού του εγχειρήματος σε σχέση με το κεντριοποιημένο, είναι ότι μπορεί η

επεξεργασία των σημάτων να γίνεται με την συνεργασία πολλών μικροϋπολογιστών, ο καθένας εκ των οποίων θα είναι συνδεδεμένος με ένα δέκτη RTL, και στην συνέχεια θα ανεβάζουν την πληροφορία αυτή στο δίκτυο. Αυτό θα μπορούσε να είχε εφαρμογή και στα πλαίσια του Internet of Things, καθώς η γνώση της τοποθεσίας των αισθητήρων για παράδειγμα, σε κάποιες εφαρμογές είναι πολύ σημαντική.

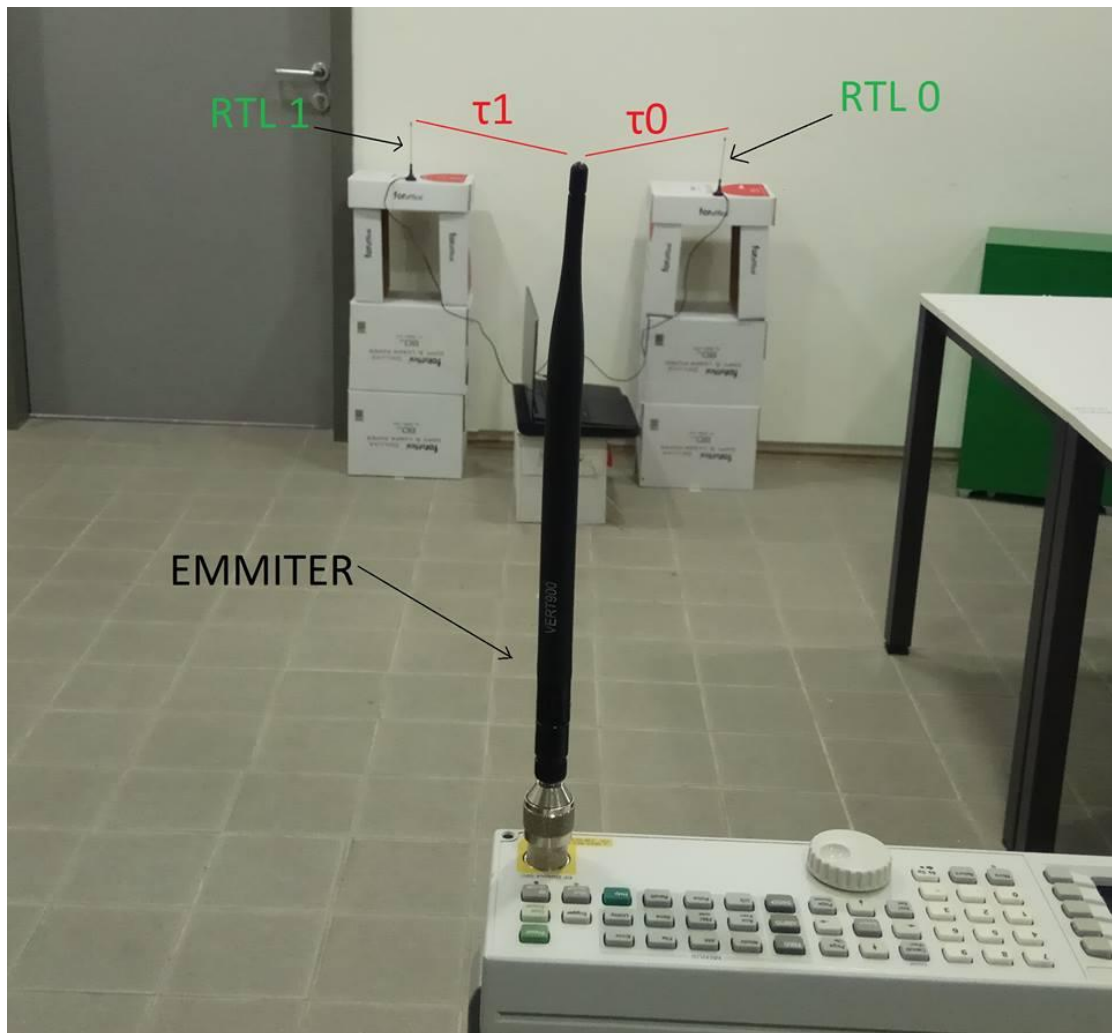
Η κατανοημένη προσέγγιση του προβλήματος όμως, είχε σαν συνέπεια να υπάρχουν διαφορετικές μετατοπίσεις στη συχνότητα για κάθε δέκτη, σε σχέση με το πείραμα που περιγράφηκε παραπάνω. Έτσι, μελετήθηκε από την αρχή το μαθηματικό μοντέλο που περιγράφει το πείραμα, και με βάση αυτό, σχεδιάστηκε ο αλγόριθμος που παρουσιάζεται σε αυτήν την διπλωματική εργασία.

Η εκτίμηση της χρονικής διαφοράς μεταξύ των εκκινήσεων δειγματοληψίας από τους δύο δέκτες, γίνεται με διαφορετικό τρόπο, βάζοντας εξυπνάδα στον πομπό, και όχι στον δέκτη, αναγκάζοντας τον να σταματάει να εκπέμπει για ένα μικρό χρονικό διάστημα. Η ακριβής μεθοδολογία εξηγείται αναλυτικότερα παρακάτω.

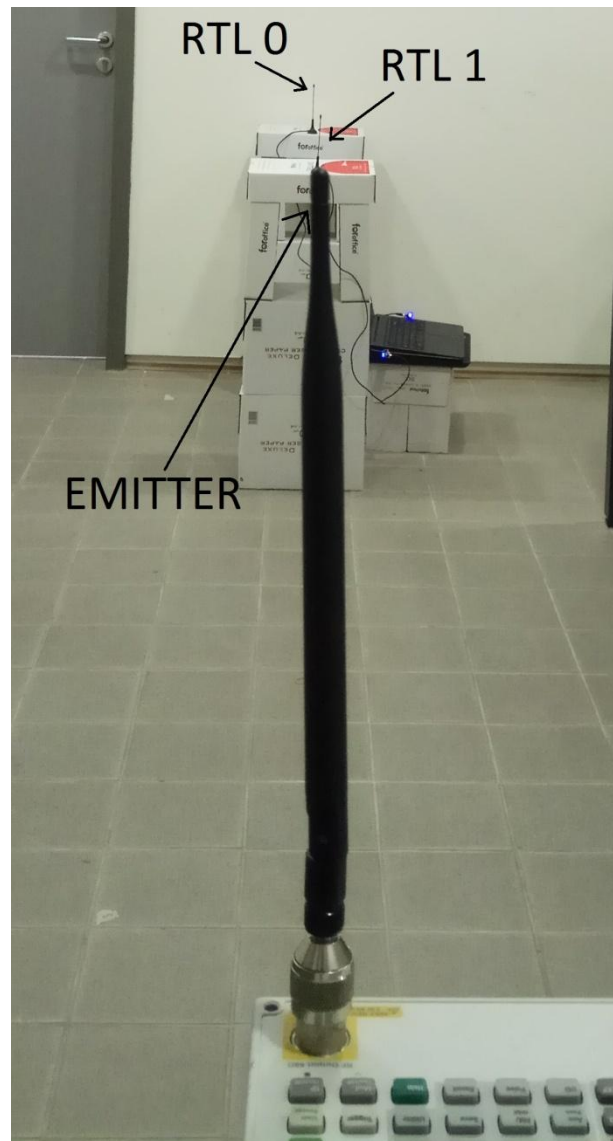
Ακόμα, λόγω του μικρού Buffer συνεχόμενων δειγμάτων, δε διορθώνεται εξολοκλήρου η μετατόπιση στη συχνότητα που προκαλούν τα ηλεκτρονικά του RTL. Για την αντιμετώπιση αυτού του φαινομένου, προτείνεται μια μεθοδολογία με γραμμικοποίηση στη φάση του λαμβανόμενου, για την εκτίμηση της εναπομένουσας μετατόπισης.

Τέλος, για τον προσδιορισμό της θέσης του πομπού σε σχέση με τους δέκτες, χρησιμοποιούμε τον αλγόριθμο Angle of arrival. Ο αλγόριθμος αυτός, στην ουσία εκμεταλλεύεται τη διαφορά φάσης των σημάτων των δύο δεκτών στην οποία ενσωματώνεται η διαφορά των time of flight των σημάτων. Για την εξαγωγή των φάσεων των δυο δεκτών, εφαρμόστηκε ο εκτιμητής μεγίστης πιθανοφάνειας της φάσης.

Ακολουθούν φωτογραφίες από το πείραμα με τον πομπό να βρίσκεται στην μεσοκάθετο που ορίζουν οι δύο δέκτες, και στις 90 μοίρες αντίστοιχα.



Εικόνα 1 Φωτογραφία του πειράματος στη μεσοκάθετο



Εικόνα 2 Φωτογραφία του πειράματος στις 90 μοίρες

Στα επόμενα κεφάλαια, αναλύονται τόσο το υλικό, όσο και η βασική θεωρία του συστήματος που χρησιμοποιήθηκαν. Στη συνέχεια παρατίθεται το πώς προέκυψε το μαθηματικό μοντέλο των δεκτών, αλλά και η φυσική σημασία της κάθε παραμέτρου που εκτιμάται. Έπειτα, παρουσιάζεται ο πλήρης αλγόριθμος, ο οποίος βασίζεται στο μαθηματικό μοντέλο, με λεπτομερή ανάλυση κάθε βήματός του. Το κεφάλαιο του αλγορίθμου, περιέχει εικόνες με διάφορα αποτελέσματα από διαφορετικά πειράματα. Τέλος, αναφέρονται τα συμπεράσματα αυτής της διπλωματικής εργασίας και οι προτάσεις για το μέλλον.

Κεφάλαιο 2 Υλικό Συστήματος και Βασική Θεωρία

2.1 RTL-SDR

Το RTL SDR είναι ένα πολύ φτηνό ραδιόφωνο ελεγχόμενο από λογισμικό που χρησιμοποιεί έναν DVB-T δέκτη τηλεόρασης βασισμένο στο τσιπсет RTL2832U. Η αρχική πρόθεση αυτής της σχεδίασης ήταν για δέκτη βίντεο ψηφιακής αναμετάδοσης (digital video broadcasting).

Το 2012, δημιουργήθηκε ένας driver που έδινε πρόσβαση αμέσως στην I/Q πληροφορία του σήματος και μετέτρεπε τον δέκτη της τηλεόρασης σε ένα ευρείας ζώνης ραδιόφωνο ελεγχόμενο από λογισμικό χαμηλού κόστους. Με αυτήν την εξέλιξη, έχουν δημιουργηθεί διάφορες ενδιαφέρουσες εφαρμογές καθώς επίσης έχει αναπτυχθεί forum στο διαδίκτυο σχετικό με τα RTL.

Το RTL SDR αποτελείται από δύο πρωτεύοντα chips:

- 1) Raphael Micro R820T radio tuner
- 2) Realtek RTL2832U



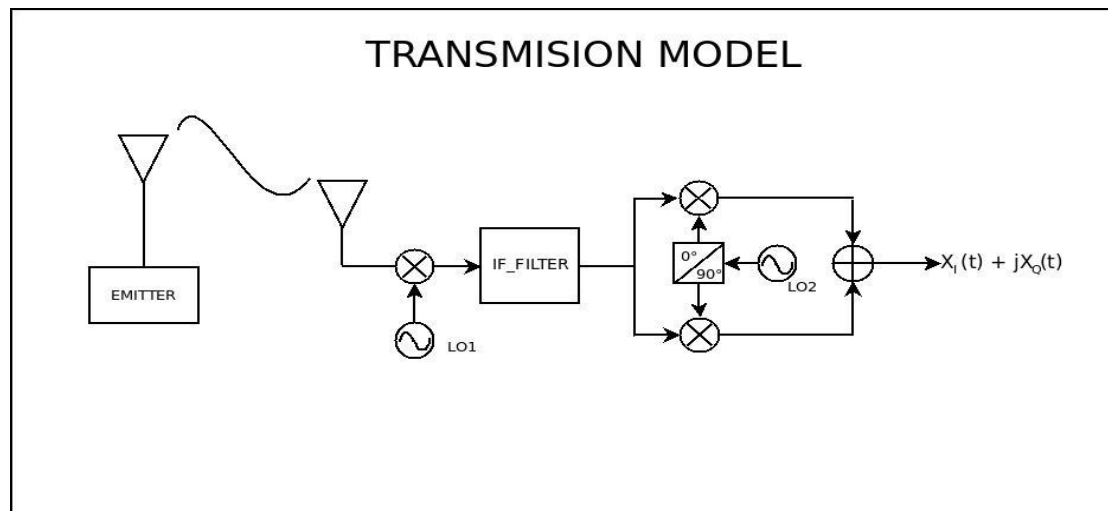
Εικόνα 3 Ο δέκτης RTL SDR

2.1.1 Βασική Σύνθεση

Ο δέκτης του RTL SDR είναι ετερόδυνος, καθώς μεταφέρει το σήμα σε χαμηλότερη συχνοτική μπάντα. Το τσιπ R820T, λειτουργεί ως RF front-end για το SDR, και περιέχει ένα ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) με $NF_{LNA} \approx 3.5\text{db}$, το οποίο συνδέεται με την κεραία. Το range του R820T είναι από 24 MHz μέχρι 1850 MHz, αν και στο datasheet αναφέρει ότι είναι από 42 MHz μέχρι 1002 MHz. Ένας synthesizer συχνότητας μέσα στο R820T δημιουργεί το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (Local Oscillator), το οποίο είναι υπεύθυνο για την μεταφορά του RF σήματος σε χαμηλότερη συχνοτική μπάντα (intermediate frequency). Επίσης μπορούν να ρυθμιστούν διάφορες παράμετροι, όπως το sampling rate, το κέρδος του LNA, του RF δέκτη αλλά και του μέσω ενός VGA (variable gain amplifier). Πληροφορίες για το δεύτερο τσιπ, στο οποίο γίνεται η ψηφιακή επεξεργασία του σήματος, δεν είναι διαθέσιμες, παρόλα αυτά είναι γνωστό ότι εμπεριέχεται ένας ADC που παράγει τιμές των 8 bit, για το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του λαμβανόμενου σήματος, με αυτά να εναλλάσσονται διαδοχικά. Τέλος το 2^ο chip περιλαμβάνει επίσης USB interface που επιτρέπει τη σύνδεση του RTL με τον υπολογιστή.

2.1.2 Μεταφορά στη Βασική Ζώνη

Το hardware του RTL κατεβάζει το λαμβανόμενο σήμα στην βασική ζώνη σε δύο στάδια. Αρχικά ο μίκτης του τσιπ R820T κατεβάζει το λαμβανόμενο σήμα στην f_{if} . Το σήμα αυτό δίνεται σαν είσοδος στο τσιπ RTL2832u, όπου υπάρχουν τετραγωνικοί μίκτες που δίνουν το inphase και το quadrature κομμάτι του σήματος βασικής ζώνης.

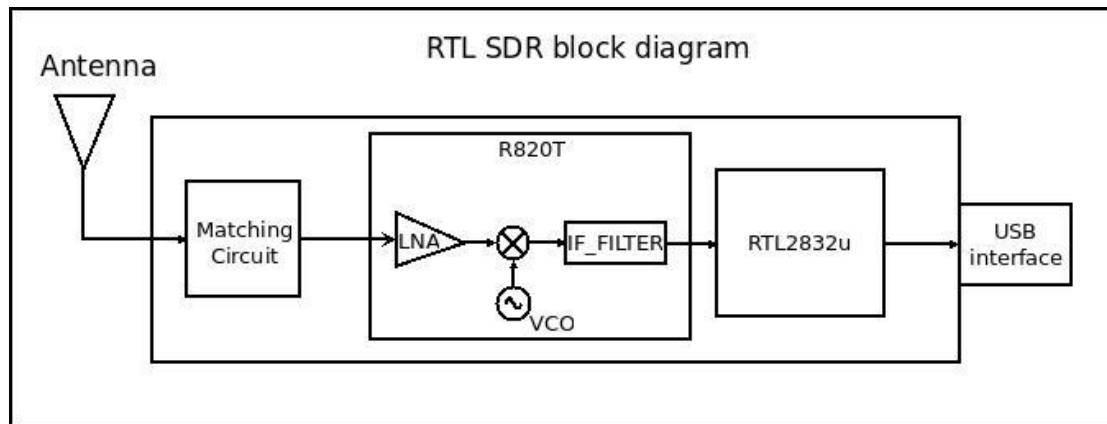


Εικόνα 4 Μεταφορά του σήματος στη βασική ζώνη

2.1.3 Block Diagram

Ακολουθεί ένα block diagram, ενώ το πλήρες datasheet είναι διαθέσιμο στο διαδίκτυο στη σελίδα:

<http://superkuh.com/rtlsdr.html>



Εικόνα 5 Block Diagram του RTL

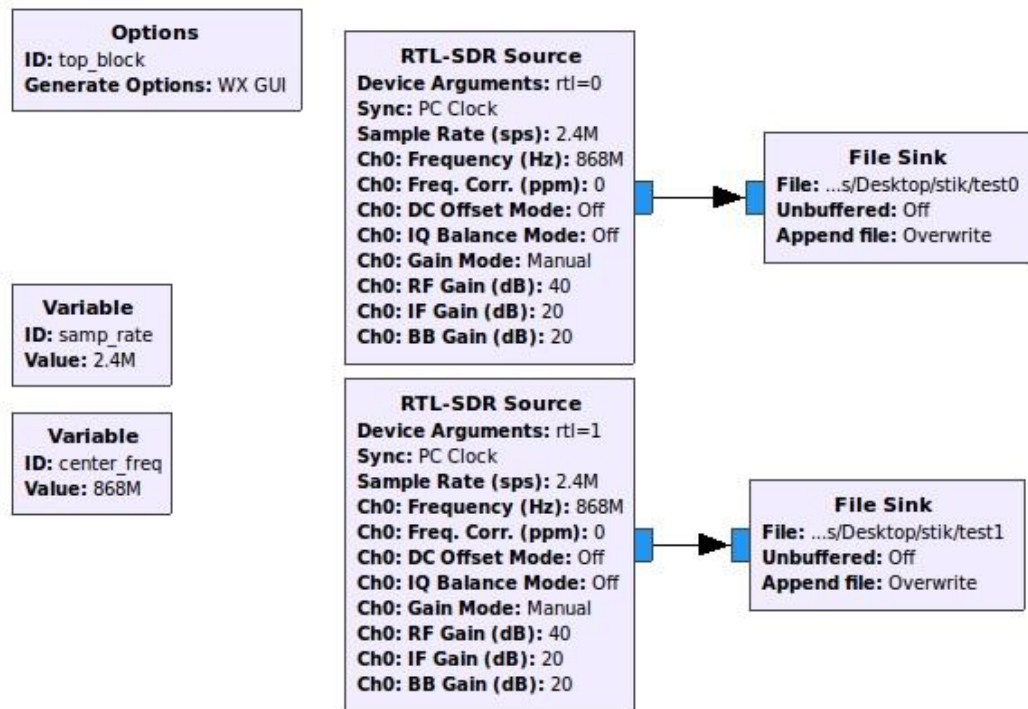
2.2 Διαδικασία Δειγματοληψίας

Η διαδικασία της δειγματοληψίας γίνεται με την βοήθεια του GNU radio, το οποίο είναι ένα δωρεάν και open-source λογισμικό. Μέσα σ' αυτό υπάρχουν έτοιμα μπλοκ στα οποία ρυθμίζεις διάφορες παραμέτρους για ραδιόφωνα ελεγχόμενα από λογισμικό αλλά και χωρίς hardware σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Στο διαδίκτυο είναι διαθέσιμοι οδηγοί τόσο για την εγκατάσταση του προγράμματος, όσο και την εκμάθηση του, βήμα προς βήμα με έτοιμα παραδείγματα. Επίσης υπάρχουν έτοιμα project άλλων χρηστών διαθέσιμα στο διαδίκτυο, όπως για παράδειγμα μετατροπή του RTL σε δέκτη FM, είτε στο github είτε στο osmoscom και αλλού. Ακόμα, δίνεται η δυνατότητα στο χρήστη να δημιουργήσει τα δικά του blocks και να τα προσθέσει στο περιβάλλον του GNU Radio είτε με κώδικα C++ είτε με python.

Στο πείραμα, χρησιμοποιήθηκε το GNU Radio για τη δειγματοληψία των 2 RTL, και τα βάλω καταχωρούνταν σε δύο χωριστά αρχεία, ένα για κάθε δέκτη. Στο block του RTL και ρυθμίστηκαν οι βασικές του παράμετροι, όπως ο ρυθμός δειγματοληψίας, η κεντρική συχνότητα και το κέρδος της κεραίας. Το GNU Radio μετά την μεταγλώττιση, δημιουργεί ένα python αρχείο, μέσα από το οποίο καθορίστηκε το μήκος του Buffer, πράγμα που ήταν σημαντικό, για τη ικανοποίηση του περιορισμού για συνεχόμενα δείγματα, προκειμένου να γίνει

σωστή εκτίμηση της διαφοράς της φάσης μεταξύ των δύο δεκτών.



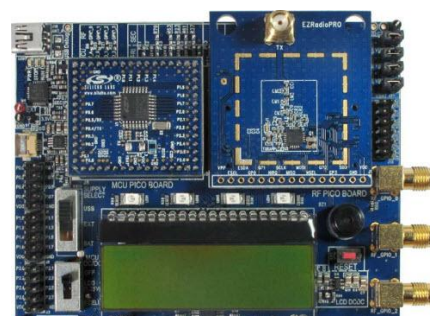
Εικόνα 6 Στιγμιότυπο από το GNU Radio

2.3 Γεννήτρια Κυματομορφών

Για την εκπομπή του μη διαμορφωμένου φορέα που λαμβάνουν οι δέκτες RTL, χρησιμοποίησα τη γεννήτρια κυματομορφών agilent n5181a. Ακόμα στα πρώτα πειράματα είχε χρησιμοποιηθεί ο πομποδέκτης Si1064 της silicon labs, ως πομπός μη διαμορφωμένου φορέα. Σε όλα τα πειράματα χρησιμοποιήθηκε στον πομπό η οmni-directional κεραία VERT900 με κέρδος 3dbi.



Εικόνα 9 Γεννήτρια agilent n5181a



Εικόνα 8 Πομποδέκτης Si1064 της silicon labs



Εικόνα 7 Κεραία VERT900

2.4 Εκτιμητής Φάσης Μεγίστης Πιθανοφάνειας

Οι παρατηρήσεις από το RTL με τη θεώρηση ότι δεν έχουμε IQ imbalance, είναι της μορφής:

$$\begin{aligned} Y(t) &= x_I(t) + x_Q(t) + W \\ &= A \cos(2\pi \Delta f t + 2\pi \Delta f t_0 - \varphi_c) \\ &\quad + A \sin(2\pi \Delta f t + 2\pi \Delta f t_0 - \varphi_c) + W \end{aligned}$$

Όπου Δf , το carrier frequency offset και t_0 η χρονική στιγμή που το RTL ξεκινά να λαμβάνει δείγματα. Μετά την εξάλειψη του CFO, με τη βοήθεια του περιοδογράμματος, το διάνυσμα των παρατηρήσεων απλοποιείται στη μορφή:

$$Y = A \begin{bmatrix} \cos(t_0 - \varphi_c) \\ \sin(t_0 - \varphi_c) \end{bmatrix} + W$$

Έστω $\psi = t_0 - \varphi_c$

$$Y = \begin{bmatrix} Y_c \\ Y_s \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \cos(\psi) \\ \sin(\psi) \end{bmatrix} + W$$

όπου $W \sim N(0, \sigma^2 I_2)$. Έστω ότι το πλάτος A και η διακύμανση σ^2 του θορύβου είναι γνωστές, και η φάση ψ είναι άγνωστη και πρέπει να εκτιμηθεί. Οπότε έχω: $Y \sim N\left(A \begin{bmatrix} \cos(\psi) \\ \sin(\psi) \end{bmatrix}, \sigma^2 I_2\right)$

Η συνάρτηση πιθανοφάνειας των παρατηρήσεων δίνεται από:

$$\begin{aligned} f_Y(y|\psi) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{\left(\begin{bmatrix} y_c \\ y_d \end{bmatrix} - A \begin{bmatrix} \cos(\psi) \\ \sin(\psi) \end{bmatrix}\right)^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{\left(\begin{bmatrix} y_c \\ y_d \end{bmatrix} - A \begin{bmatrix} \cos(\psi) \\ \sin(\psi) \end{bmatrix}\right)^2}{2\sigma^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(y_c^2 - 2Ay_c \cos(\psi) + A^2 \cos^2 \psi + y_s^2 - 2y_s A \sin(\psi) + A^2 \sin^2 \psi)}{2\sigma^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{A(y_c \cos(\psi) + y_s \sin(\psi)) + c(y)}{\sigma^2}} \end{aligned}$$

$$Με c(y) = \frac{(y_c^2 + y_s^2 + A^2)}{2}$$

Η λογαριθμική συνάρτηση πιθανοφάνειας των παρατηρήσεων δίνεται από τη σχέση

$$L(y|\psi) = \ln(f_Y(y|\psi)) = \frac{A}{\sigma^2} (y_c \cos(\psi) + y_s \sin(\psi)) + c(y)$$

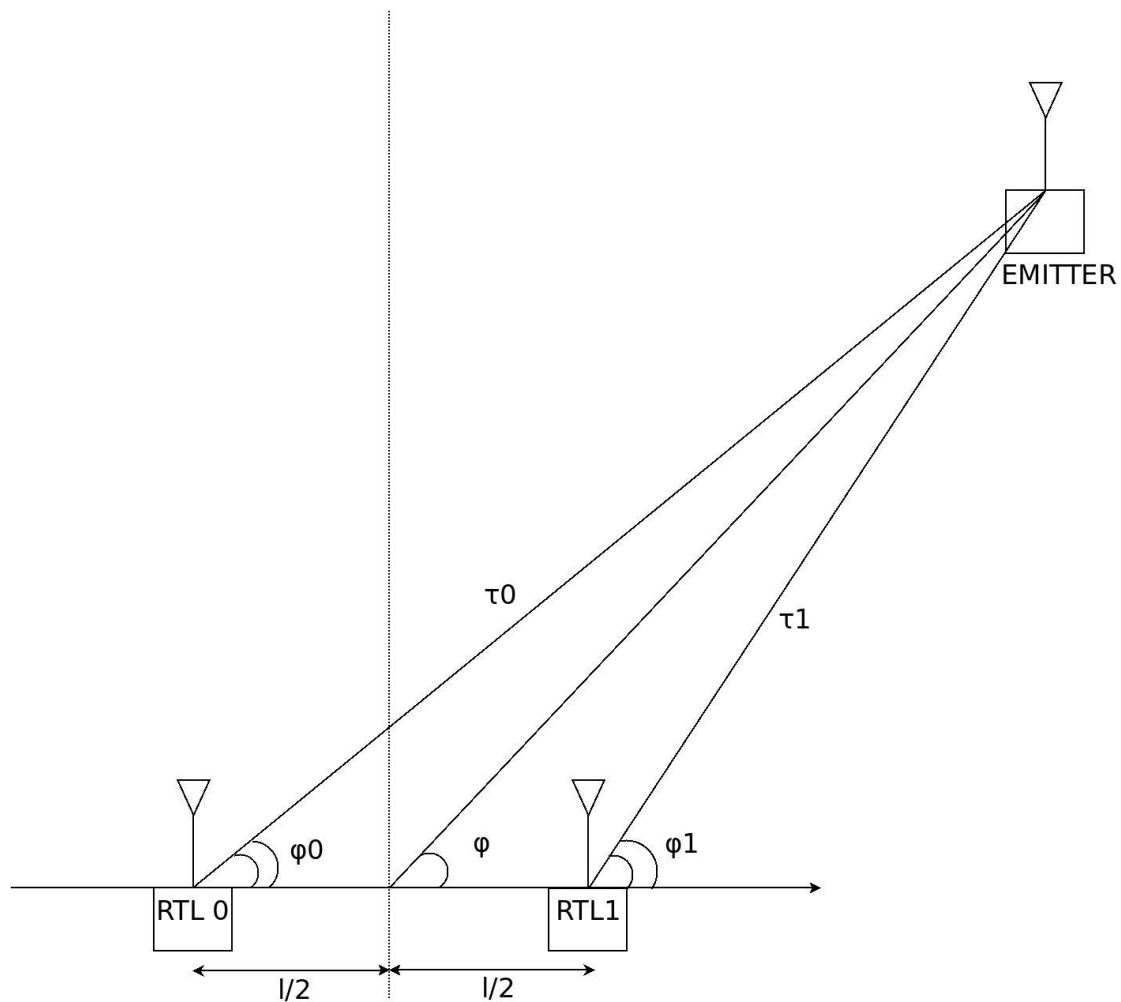
Όπου $c(y)$ δεν εξαρτάται από το φ . Η πρώτη μερική παράγωγος της συνάρτησης, ως προς το φ δίνεται από:

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} L(y|\psi) = -\frac{A}{\sigma^2} (y_c \cos(\psi) + y_s \sin(\psi))$$

Θέτοντας τη πρώτη παράγωγο ίση με το μηδέν, έχουμε:

$$\hat{\psi}_{c,ML} = \tan^{-1}\left(\frac{Y_s}{Y_c}\right)$$

2.5 Angle Of Arrival



Εικόνα 10 Σχηματική απεικόνιση Angle of Arrival

$$\widehat{\Delta\varphi_c} = \varphi_1 - \varphi_0 = 2\pi f_c \tau_1 + \varphi_0 - (2\pi f_c \tau_0 + \varphi_0) = 2\pi f_c (\tau_1 - \tau_0)$$

$$\Rightarrow \Delta\tau = \frac{\widehat{\Delta\varphi_c}}{2\pi f_c} \quad (1)$$

Έστω x άξονας η ευθεία που ορίζουν τα δυο RTL μεταξύ τους και y άξονας η μεσοκάθετός τους (διακεκομμένη γραμμή). Τότε έχω:

$$\cos \varphi = \frac{u_x}{u} \stackrel{u=c}{\Rightarrow} u_x = c \cos \varphi \frac{2l/2}{\Delta\tau} \Rightarrow$$

$$\cos \varphi = \frac{l}{c \Delta\tau} = \frac{l}{c \frac{\widehat{\Delta\varphi_c}}{2\pi f_c}} \stackrel{(1)}{\Rightarrow} \varphi = \cos^{-1} \left[\frac{2\pi}{\widehat{\Delta\varphi_c}} \frac{l}{\lambda} \right]$$

Με $c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s ταχύτητα του φωτός, λ μήκος κύματος, f_c κεντρική συχνότητα εκπομπής και φ_0 η αρχική φάση της γεννήτριας κυματομορφών.

Κεφάλαιο 3 Εξισώσεις Συστήματος

3.1 Μαθηματικό Μοντέλο Δέκτη

Ο δέκτης στην είσοδο του δέχεται ένα σήμα της μορφής:

$$r(t) = A \cos(2\pi f_c t + \varphi_c) \quad (1)$$

με $\varphi_c = 2\pi f_c \tau + \varphi_0$

Όπου f_c η κεντρική συχνότητα εκπομπής του σήματος, τ το time of flight και φ_0 η αρχική φάσης της γεννήτριας κυματομορφών.

$$x_{LO}(t) = \cos(2\pi(f_c + f_{if})t) \quad (2)$$

Στην έξοδο του πρώτου τσιπ έχουμε το παρακάτω σήμα στην συχνότητα f_{if} του RTL:

$$x_{LO}(t) r(t) = A \cos(2\pi f_c t + \varphi_c) \cos[2\pi(f_c + f_{if})t] \quad (3)$$

Το παραπάνω σήμα διοχετεύεται στο δεύτερο τσιπ του RTL όπου με ομόδυνο τρόπο το κατεβάζει στη βασική ζώνη και δίνει στην έξοδο μιγαδικά δείγματα της μορφής:

$$\begin{aligned} Y(t) &= x_I(t) + x_Q(t) \\ &= \frac{A}{2} \cos(2\pi \Delta f t - \varphi_c) - j g \frac{A}{2} \sin(2\pi \Delta f t + \varphi_1 - \varphi_c) \end{aligned}$$

Με Δf το CFO του ταλαντωτή, και τους όρους $g_1 \approx \pm 2\%$ και $\varphi_1 \approx 1^\circ - 2^\circ$ να εκφράζουν το IQ imbalance. Το I αντιστοιχεί στο πραγματικό μέρος του δείγματος και το Q στο φανταστικό.

3.2 Απλοποιημένο Μαθηματικό Μοντέλο Δύο Δεκτών

Δύο RTL λαμβάνουν ταυτόχρονα ένα σήμα από μια γεννήτρια κυματομορφών, που εκπέμπει ένα μη διαμορφωμένο φορέα με κεντρική συχνότητα τα 868 MHz. Υπό τη θεώρηση ότι δεν υπάρχει IQ imbalance και με την προϋπόθεση ότι το RTL0 ξεκινά να λαμβάνει πριν RTL1 ισχύουν οι παρακάτω εξισώσεις:

RTL0:

$$\begin{aligned} Y(n) &= x_{I,0}(t = t_0 + n T_s) + jx_{Q,0}(t = t_0 + n T_s) + W \\ &= A_0 \cos(2\pi\Delta f_0 t_0 + 2\pi\Delta f_0 T_s n - \varphi_{c,0}) \\ &\quad - j A_0 \sin(2\pi\Delta f_0 t_0 + 2\pi\Delta f_0 T_s n - \varphi_{c,0}) + W \\ &= A_0 e^{-j(2\pi\Delta f_0 t_0 + 2\pi\Delta f_0 T_s n - \varphi_{c,0})} + W \end{aligned}$$

RTL1:

$$\begin{aligned} Y(n) &= x_{I,1}(t = t_0 + \Delta T + n T_s) + jx_{Q,1}(t = t_0 + \Delta T + n T_s) + W \\ &= A_1 \cos(2\pi\Delta f_1 t_0 + 2\pi\Delta f_1 \Delta T + 2\pi\Delta f_1 T_s n - \varphi_{c,1}) \\ &\quad - j A_1 \sin(2\pi\Delta f_1 t_0 + 2\pi\Delta f_1 \Delta T + 2\pi\Delta f_1 T_s n - \varphi_{c,1}) \\ &\quad + W = A_1 e^{-j(2\pi\Delta f_1 t_0 + 2\pi\Delta f_1 \Delta T + 2\pi\Delta f_1 T_s n - \varphi_{c,1})} + W \end{aligned}$$

Με την παραδοχή ότι το RTL0 ξεκινάει να δειγματοληπτεί πρώτο τη χρονική στιγμή t_0 και το RTL1 τη χρονική στιγμή $t_0 + \Delta T$.

Χρησιμοποιώντας τον εκτιμητή φάσης μεγίστης πιθανοφάνειας

$$\hat{\varphi}_{ML} = \tan^{-1}\left(\frac{Y_s}{Y_c}\right)$$

προκύπτει μία εκτίμηση για τη φάση του κάθε RTL.

$$\hat{\varphi}_{0,ML}(n) = 2\pi\Delta f_0 t_0 + 2\pi\Delta f_0 T_s n - \varphi_{c,0}$$

και

$$\hat{\varphi}_{1,ML}(n) = 2\pi\Delta f_1 t_0 + 2\pi\Delta f_1 \Delta T + 2\pi\Delta f_1 T_s n - \varphi_{c,1}$$

Έστω $\hat{\theta}_{ML}(n)$ η διαφορά των δυο εκτιμητών φάσης, τότε έχουμε:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{\text{ML}}(n) &= \hat{\varphi}_{1,\text{ML}}(n) - \hat{\varphi}_{0,\text{ML}}(n) \\ &= 2\pi(\Delta f_1 - \Delta f_0)T_s n + 2\pi(\Delta f_1 - \Delta f_0)t_0 + 2\pi\Delta f_1\Delta T + \Delta\varphi\end{aligned}$$

Όπου $\Delta\varphi = \varphi_{c,0} - \varphi_{c,1}$

Κεφάλαιο 4 Αλγόριθμος και Μετρήσεις

4.1 Αλγόριθμος

4.1.1 Περίληψη

Στόχος του αλγορίθμου, είναι μετά από την κατάλληλη ψηφιακή επεξεργασίας των σημάτων που λαμβάνουν τα δυο RTL, να προσδιοριστεί η γωνία που σχηματίζει ο πομπός με τη μεσοκάθετο που ορίζουν οι δυο δέκτες. Η πληροφορία αυτή, όπως δείχτηκε στο μαθηματικό μοντέλο των δεκτών, εξάγεται από την διαφορά φάσης των δύο σημάτων. Για τον υπολογισμό της γωνίας πρόσπτωσης (Angle of Arrival) , πρέπει πρώτα να εκτιμηθούν και να συνυπολογιστούν κάποιες παράμετροι. Αυτό γίνεται με τα βήματα που αναφέρονται παρακάτω, των οποίων λεπτομερής ανάλυση γίνεται στην ενότητα 4.2.

4.1.2 Βήματα Αλγορίθμου

0. Δειγματοληψία
1. Εξάλειψη CFO
2. Εύρεση ΔT
3. Διόρθωση Εκτιμητή φάσης
4. Έλεγχος υπερχείλισης Buffer
5. Διαίρεση του Buffer σε μικρότερα κομμάτια και γραμμικοποίηση
6. Εκμετάλλευση κομματιών που το κανάλι δεν αλλάζει

4.2 Ανάλυση Βημάτων Αλγορίθμου

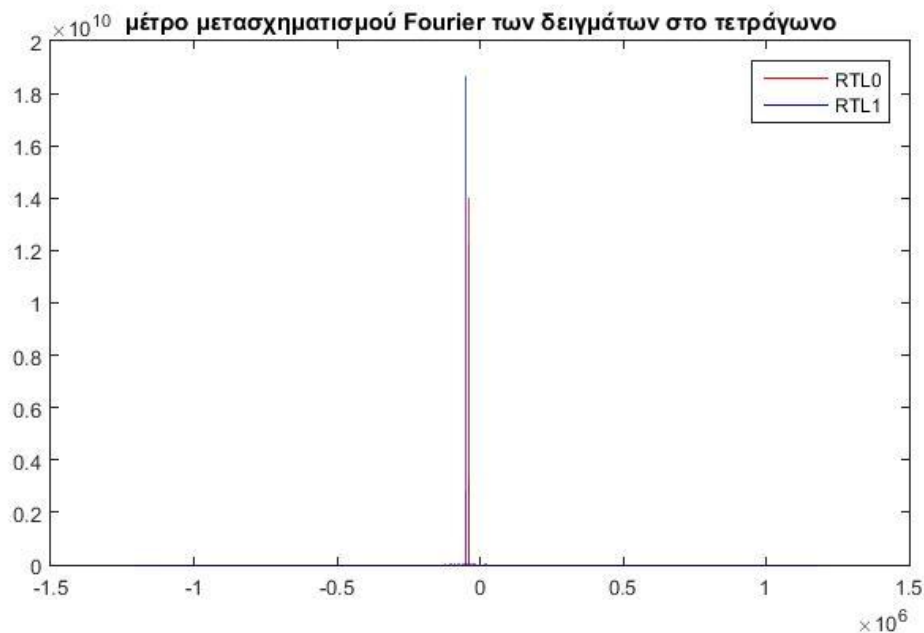
4.2.1 Εξάλειψη CFO

Ο εκτιμητής μεγίστης πιθανοφάνειας για το CFO, είναι η συχνότητα που μεγιστοποιεί το περιοδόγραμμα των παρατηρήσεων. Έτσι, γίνεται για κάθε RTL εκτίμηση του $\hat{\Delta f}_{i,ML}$:

$$\hat{\Delta f}_{i,ML} = \operatorname{argmax} \left| \sum_{n=0}^{N-1} Y(n) e^{-j\Delta f_i n T_s} \right|$$

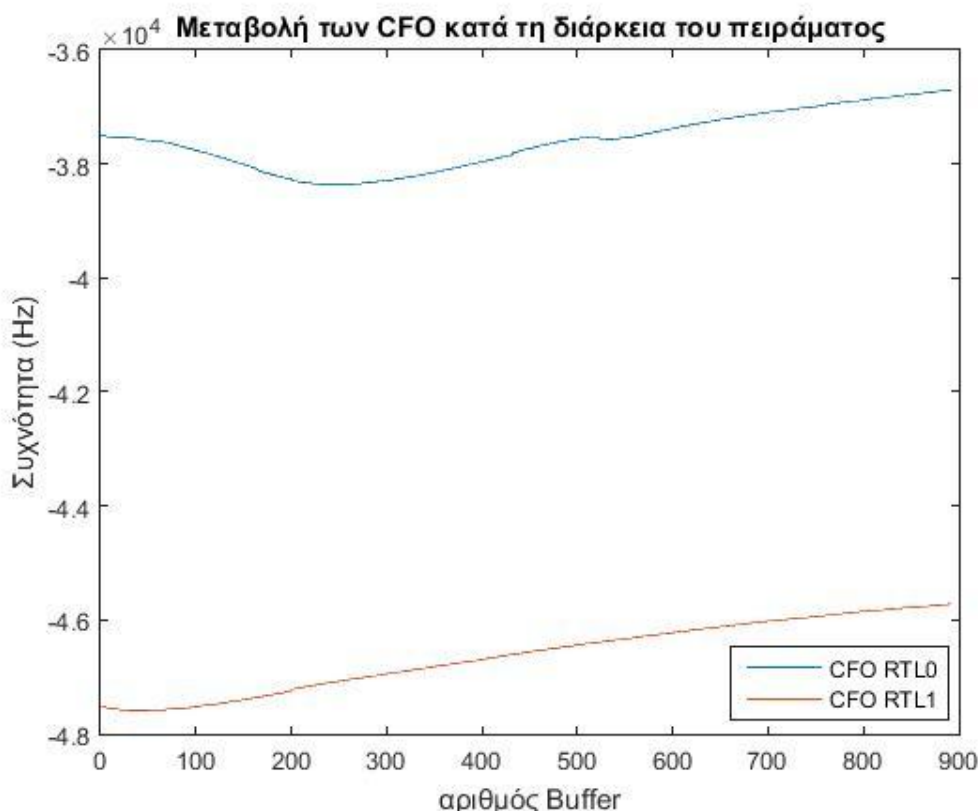
Και στη συνέχεια πολλαπλασιάζεται το διάνυσμα των παρατηρήσεων με $e^{-j2\pi\hat{\Delta f}_{i,ML} T_s n}$.

Στο επόμενο σχήμα φαίνεται ότι τα δυο RTL έχουν διαφορετικό CFO, με $\Delta f_0 = -37.5 \text{ Khz}$ και $\Delta f_1 = -47.513 \text{ Khz}$



Εικόνα 11 Μέτρο μετασχηματισμού Fourier στο τετράγωνο

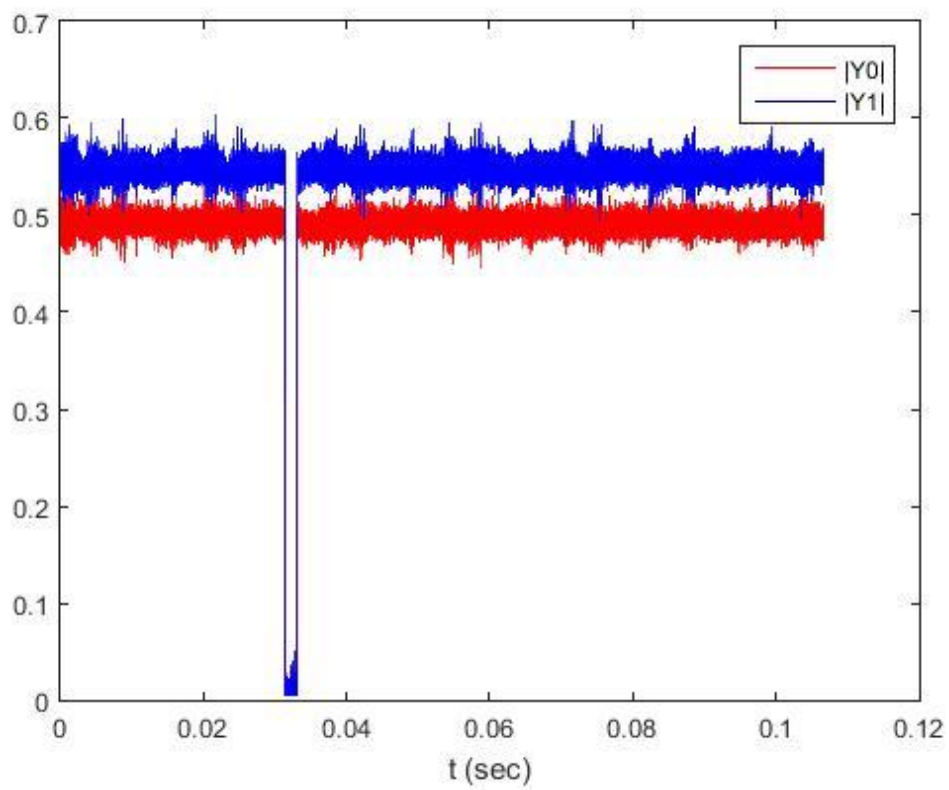
Λόγω του ότι το CFO είναι συνάρτηση μεταξύ άλλων και της θερμοκρασίας, και δεδομένου ότι το RTL υπερθερμαίνεται κατά τη διάρκεια της δειγματοληψίας, η εκτίμηση του CFO επαναλαμβάνεται σε κάθε Buffer. Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται η αλλαγή του CFO στους δυο δέκτες κατά τη διάρκεια ενός πειράματος με μετρήσεις από 884 Buffers.



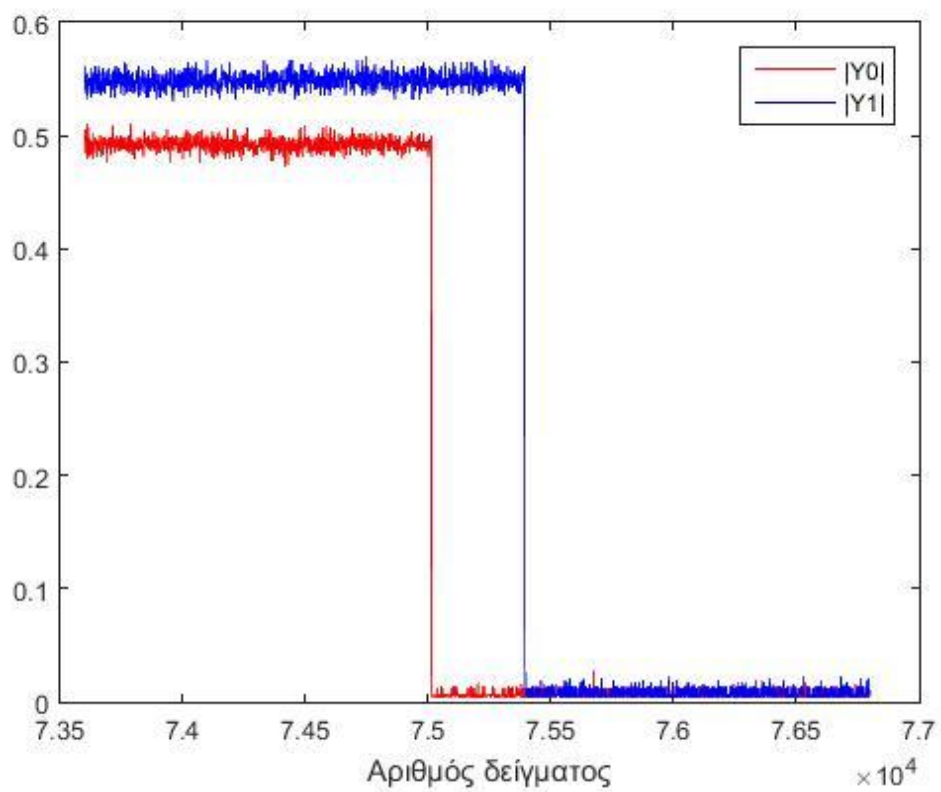
Εικόνα 12 Μεταβολή των CFO

4.2.2 Εύρεση ΔT

Τα δυο RTL, δεν εκκινούν ταυτόχρονα τη διαδικασία δειγματοληψίας, αλλά με καθυστέρηση ΔT το ένα ως προς το άλλο. Για την εύρεση αυτής της χρονικής διαφοράς, ρυθμίζεται η γεννήτρια με έξυπνο τρόπο ώστε να μπορεί να κάνω την εκτιμηθεί. Έτσι, αν T_{buf} είναι η διάρκεια του Buffer, τότε την ρυθμίζεται ο πομπός να εκπέμπει περιοδικά για $(T_{buf} - 1ms)$ ένα μη διαμορφωμένο φορέα στα 868 MHz, και για 1 ms να μην στέλνει τίποτα.



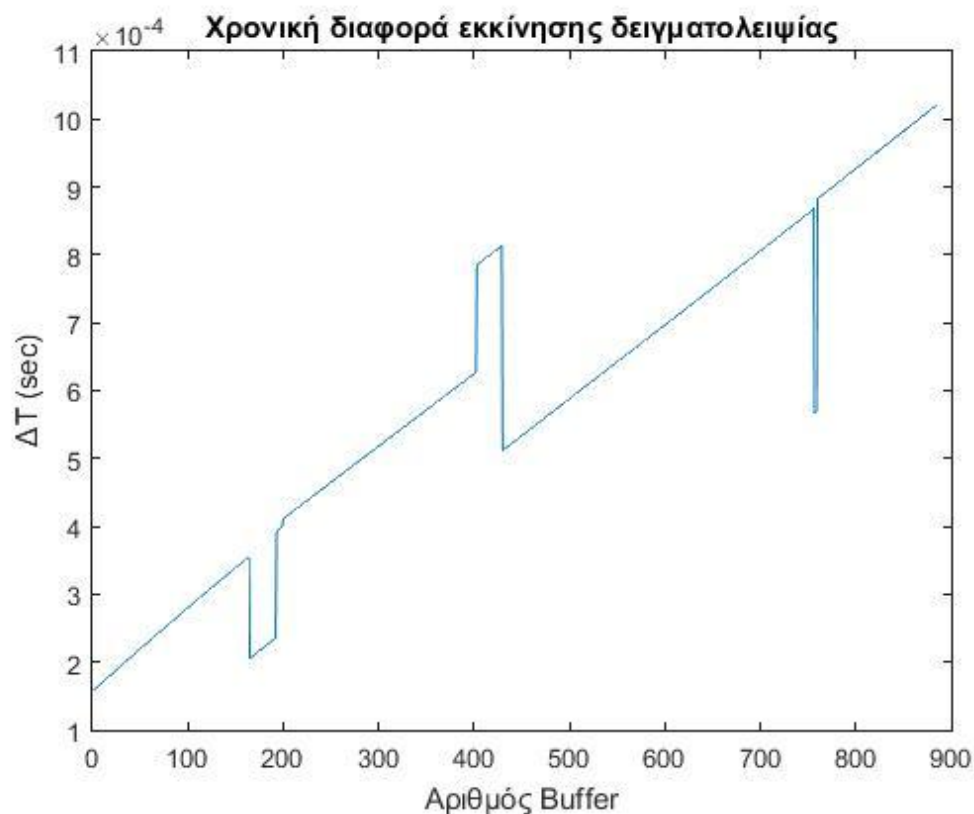
Εικόνα 13 Τα μέτρα των σημάτων σε ολόκληρο τον Buffer



Εικόνα 14 Σημείο υπολογισμού του ΔT

Για κάθε RTL, εντοπίζεται το δείγμα στο οποίο για πρώτη φορά το μέτρο του μιγαδικού σήματος έχει διαστάσεις του μέτρου του θορύβου. Στην συνέχεια αφαιρείται αυτός ο αριθμός του δείγματος του RTL1 από τον αντίστοιχο του RTL0 και πολλαπλασιάζεται η διαφορά αυτή με T_s . Η πράξη αυτή δίνει το ΔT . Αν το ΔT είναι μεγαλύτερο του μηδενός, τότε το RTL0 ξεκινά τη δειγματοληψία πρώτο, ενώ αν είναι μικρότερο του μηδενός, τότε δειγματοληπτεί πρώτο το RTL1.

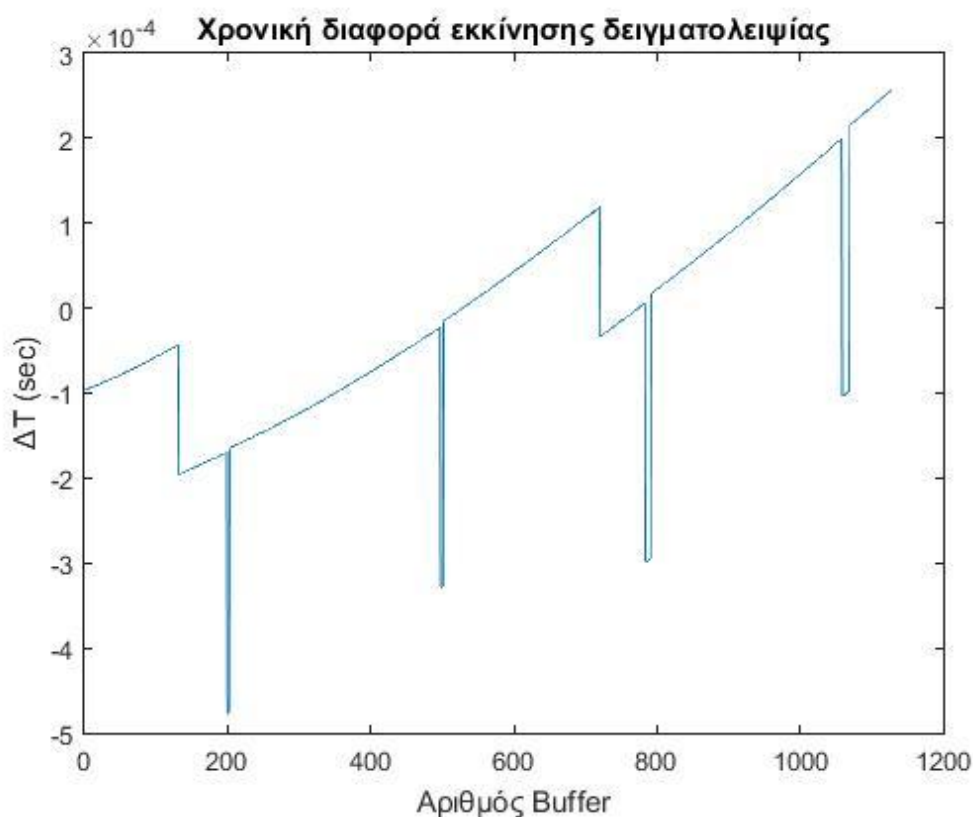
Ο υπολογισμός του ΔT πρέπει να επαναλαμβάνεται σε κάθε Buffer καθώς αλλάζει, κυρίως λόγω του λειτουργικού συστήματος. Το σχήμα παρακάτω δείχνει την αλλαγή του ΔT σε 884 Buffers.



Εικόνα 15 Μεταβολή ΔT κατά τη διάρκεια του πειράματος

Επίσης, λόγω του ότι η δειγματοληψία έχει άμεση εξαρτάται και από το λειτουργικό σύστημα του υπολογιστή, δεν εκκινεί πάντα πρώτο το RTL0. Αυτό σημαίνει ότι κατά τη διάρκεια του πειράματος, από ένα Buffer σε επόμενο, το ΔT μπορεί να αλλάξει ακόμα και πρόσημο

πέρα από μέτρο, όπως φαίνεται και στην επόμενη εικόνα.

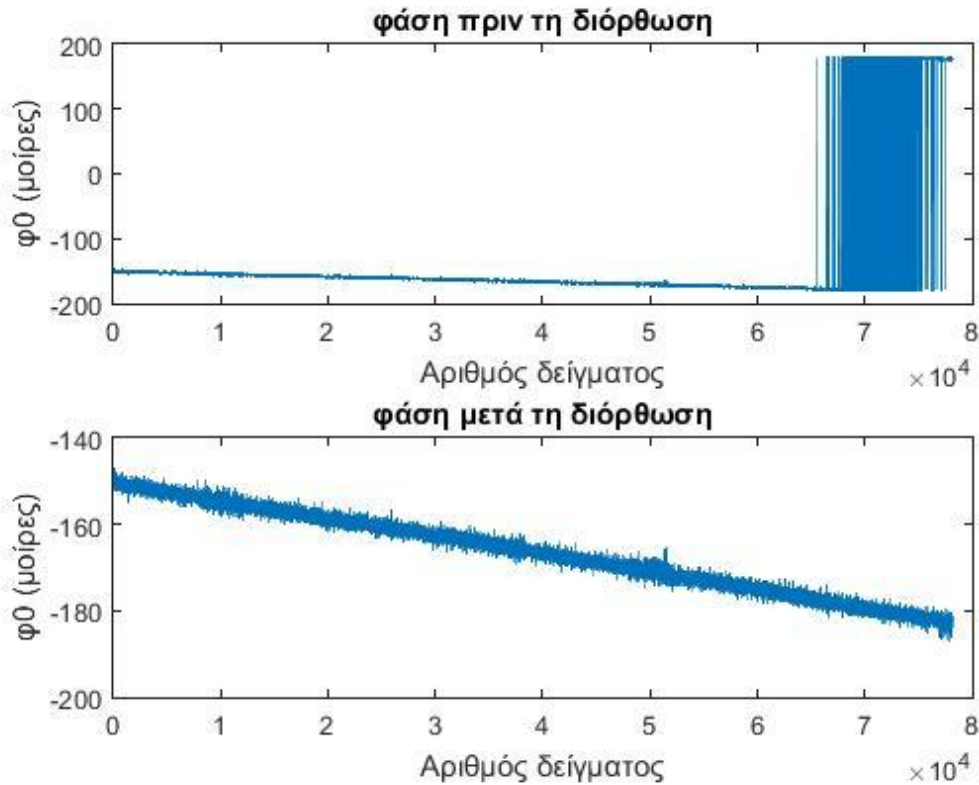


Εικόνα 16 Μεταβολή πρόσημου του ΔT

Τέλος, κάθε Buffer, αξιοποιούνται στην μετέπειτα επεξεργασία, δείγματα από το πρώτο μέχρι και ένα δείγμα πριν το μέτρο του πρώτου RTL που δειγματοληπτεί γίνει κάτι κοντά στο μηδέν.

4.2.3 Διόρθωση Εκτιμητή Φάσης

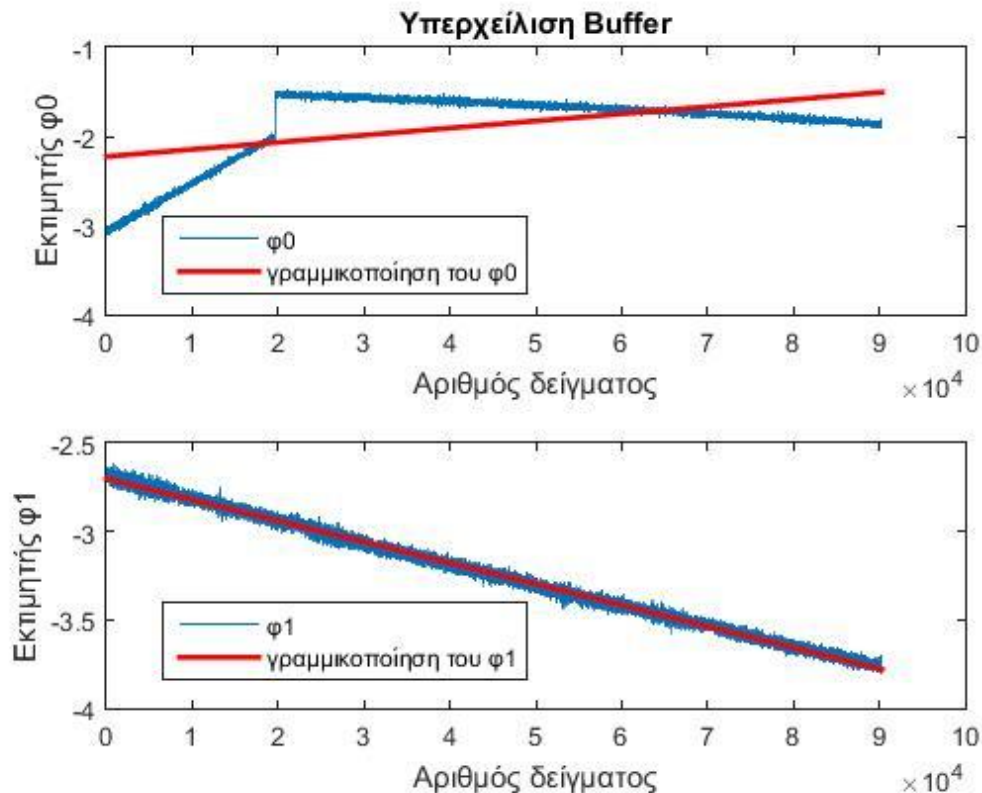
Επειδή ο εκτιμητής είναι τόξο εφαπτομένης και δίνει στην έξοδό του γωνίες από $-\pi$ έως π , και η φάση, λόγω της εναπομένουσας μετατόπισης στη συχνότητα, είτε αυξάνει είτε ελαττώνει, όταν αυτή είναι στο π στο επόμενο δείγμα ο εκτιμητής έβγαζε έξοδο $-\pi$, προκαλώντας έτσι ασυνέχειες στη φάση. Για την αποφυγή αυτού του ενδεχομένου δημιουργήθηκε μια συνάρτηση στην οποία αν η φάση ήταν για παράδειγμα π στο προηγούμενο δείγμα και το remaining CFO > 0 , αντί ο εκτιμητής να δίνει έξοδο στο επόμενο δείγμα $-\pi + \epsilon$, επιστρέφει $\pi + \epsilon$.



Εικόνα 17 Διόρθωση φάσης

4.2.4 Έλεγχος Υπερχείλισης Buffer

Σε αυτό το βήμα, εφαρμόζεται ο εκτιμητής μεγίστης πιθανοφάνειας της φάσης, και γίνεται έλεγχος για το αν οι φάσεις δυο οποιονδήποτε διαδοχικών δειγμάτων έχουν απόκλιση μεγαλύτερη από δέκα μοίρες. Αν συμβαίνει αυτό, τότε θεωρείται ότι έχει γίνει υπερχείλιση και έχουν χαθεί δείγματα, οπότε ο Buffer αυτός απορρίπτεται, και ο αλγόριθμος προχωράει στον επόμενο για επεξεργασία, διαφορετικά συνεχίζει στο 4^ο βήμα.



Εικόνα 18 Υπερχείλιση Buffer

4.2.5 Διαίρεση του Buffer και Γραμμικοποίηση

Λόγω του ότι το μέγεθος του Buffer είναι πεπερασμένο, και η χρονική του διάρκεια είναι κλάσμα του δευτερολέπτου, ο μετασχηματισμός Fourier που γίνεται στο 1^ο βήμα για την εκτίμηση του CFO, έχει χαμηλή ανάλυση. Έτσι, το CFO δεν αφαιρείται εξολοκλήρου, αλλά υπάρχει εναπομένονσα μετατόπιση στη συχνότητα. Αυτό οδηγεί την φάση να μεταβάλλεται γραμμικά ως συνάρτηση αυτού του εναπομείναντος CFO, το οποίο εκτός των άλλων αλλάζει και κατά τη διάρκεια του ίδιου Buffer καθώς το RTL υπερθερμαίνεται. Για το λόγο αυτό, τα δείγματα που έχουν μείνει για επεξεργασία από το 2^ο Βήμα του αλγορίθμου, διαιρούνται σε επιμέρους μικρότερα κομμάτια, στα οποία γίνεται η παραδοχή ότι το

CFO δεν αλλάζει. Παρατηρείται ότι η φάση σ' αυτά τα κομμάτια είναι γραμμική συνάρτηση αυτού του εναπομείναντος CFO. Με τη μέθοδο ελαχίστων τετραγώνων εξάγεται τόσο τη κλίση της κάθε ευθείας, όσο και το σταθερό της όρο και έτσι, ο εκτιμητής μπορεί να περιγραφεί από μια σχέση της μορφής: $\hat{\varphi}_k(n) = a_k n + \beta_k$. (με k τον αριθμό κομματιού του Buffer)

Η μεθοδολογία ελαχίστων τετραγώνων είναι η εξής:

$$\hat{\varphi}_k(n) = a_k n + \beta_k = A x_k (1), \text{ με } \begin{cases} A_{N_1 \times 2} = \begin{bmatrix} n_0 & n_1 & \dots & n_{N_1-1} \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \\ x_{k, 2 \times 1} = \begin{bmatrix} \alpha_k \\ \beta_k \end{bmatrix} \end{cases}$$

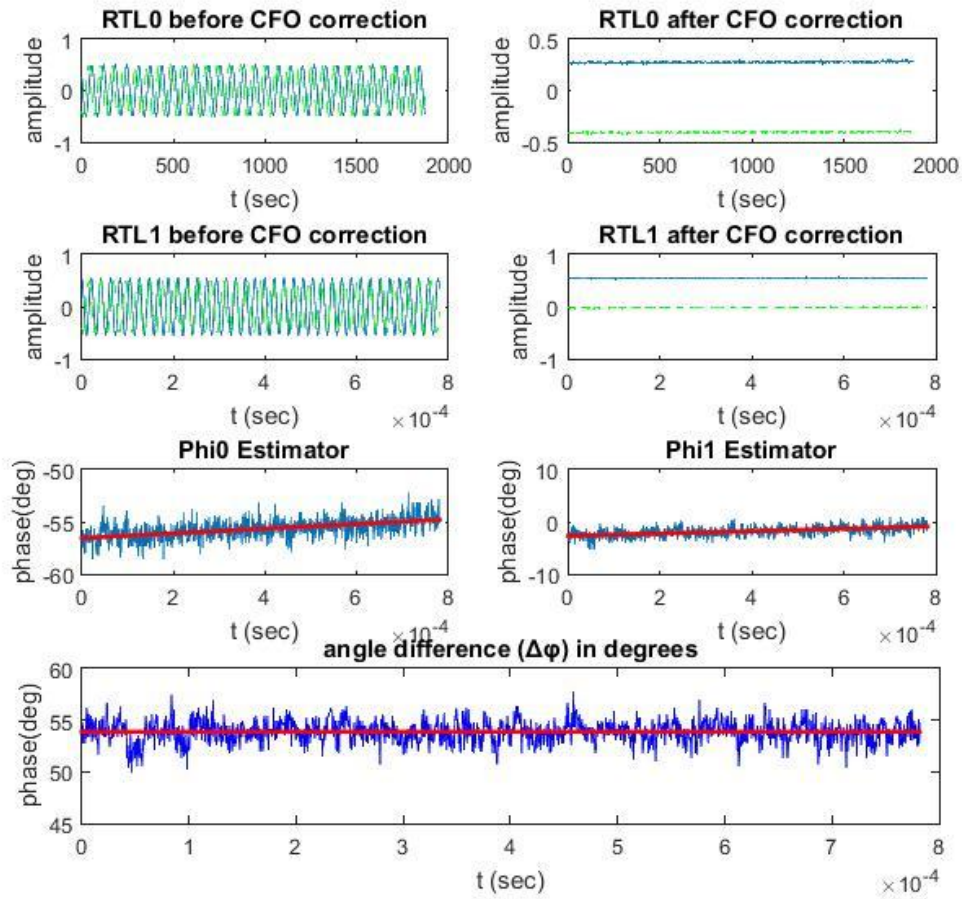
$$(1) \Rightarrow A^T \hat{\varphi}_k(n) = A^T A x_k \Rightarrow x_k = (A^T A)^{-1} A^T \hat{\varphi}_k(n) \Rightarrow$$

$$\hat{x}_k = A^+ \hat{\varphi}_k(n)$$

$$\hat{\alpha}_k = \hat{x}_k(1) \text{ και } \hat{\beta}_k = \hat{x}_k(2)$$

Όπου A^+ , ο ψευδοαντίστροφος του A .

Παρακάτω απεικονίζεται η γραμμικοποίηση που γίνεται στους εκτιμητές φάσης. Με μπλε χρώμα φαίνονται οι θορυβώδεις μετρήσεις και με κόκκινο η γραμμή που προκύπτει λύνοντας με τη μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων.



Εικόνα 19 Γραμμικοποίηση φάσεων

$$\hat{\varphi}_0(n) = 2\pi \Delta f_0^{(n_i)} T_s n + 2\pi \Delta f_0^{(n_1)} t_0 - \varphi_{c,0}$$

κλίση του εκτιμητή $\hat{\varphi}_0$: $2\pi \Delta f_0^{(n_i)} T_s$ στο i -οστό κομμάτι του Buffer.

$$\hat{\varphi}_1(n) = 2\pi \Delta f_1^{(n_i)} T_s n + 2\pi \Delta f_1^{(n_1)} t_0 + 2\pi \Delta f_1^{(n_1)} \Delta T - \varphi_{c,1}$$

κλίση του εκτιμητή $\hat{\varphi}_1$: $2\pi \Delta f_0^{(n_i)} T_s$ στο i -οστό κομμάτι του Buffer.

Από τις παραπάνω εξισώσεις, προκύπτει ότι σε κάθε κομμάτι του Buffer, μπορεί να εξαχθεί το remaining CFO σε κάθε RTL μέσω της κλίσης του εκτιμητή. Συνεπώς,

$$\Delta f_{\kappa}^{\dot{n}_i} = \frac{\alpha_{\kappa}^{\dot{n}_i}}{2\pi T_s}$$

Έτσι πλέον για την εκτίμηση του $\Delta\varphi$ από την παρακάτω σχέση έχουν εκτιμηθεί όλες οι παράμετροι που απαιτούνται εκτός το t_0 .

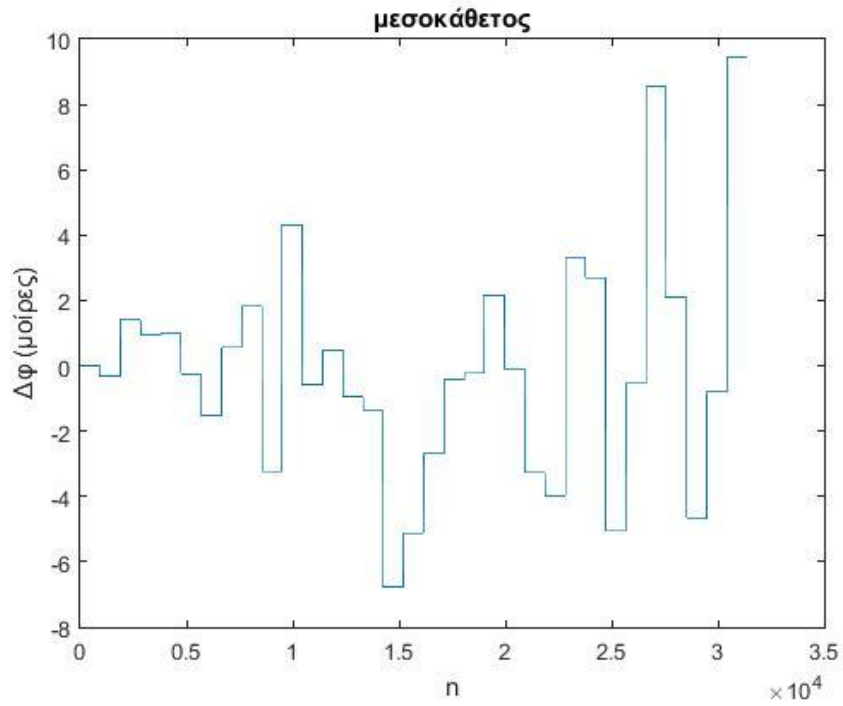
$$\begin{aligned}\hat{\theta}(n) = & \hat{\varphi}_1(n) - \hat{\varphi}_0(n) 2\pi (\Delta f_1^{(\dot{n}_i)} - \Delta f_0^{(\dot{n}_i)}) T_s n \\ & + 2\pi (\Delta f_1^{(\dot{n}_1)} - \Delta f_0^{(\dot{n}_1)}) t_0 + 2\pi \Delta f_1^{(\dot{n}_1)} \Delta T + \Delta\varphi\end{aligned}$$

Το t_0 είναι μια απροσδιοριστία και εκφράζει την χρονική στιγμή κατά την οποία το RTL0 λαμβάνει το πρώτο του δείγμα.

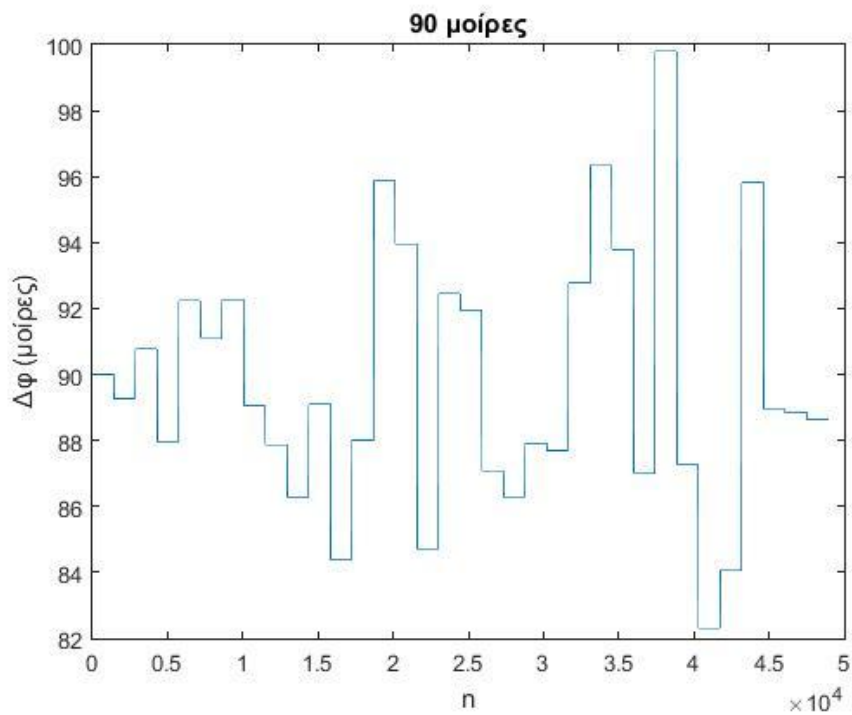
4.2.6 Εκμετάλλευση κομματιών που το κανάλι δεν αλλάζει

Στο 1^ο κομμάτι του Buffer υπολογίζεται το t_0 έχοντας γνώση του $\Delta\varphi$. Έπειτα χρησιμοποιείται αυτό το t_0 για τον υπολογισμό του $\Delta\varphi$ και αξιοποιούνται τα κομμάτια στα οποία η απόλυτη διαφορά του $\Delta\varphi$ από το πραγματικό (δηλαδή το $\Delta\varphi$ στο πρώτο κομμάτι όπου έχει τεθεί ίσο με το πραγματικό για τον υπολογισμό του t_0) είναι μέχρι 10 μοίρες.

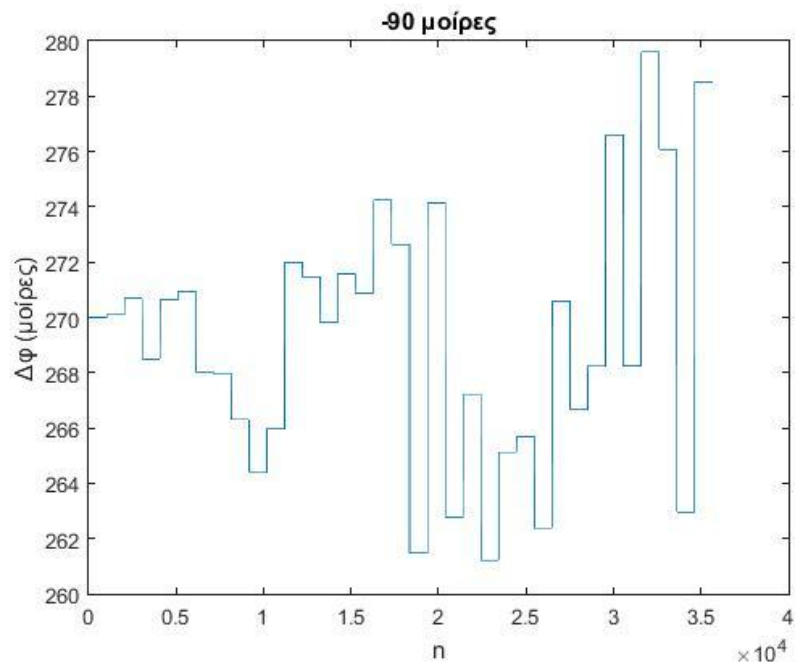
Ακολουθούν παραδείγματα, όπου υπολογίζεται το $\Delta\varphi$ δεδομένου του t_0 για διάφορες γωνίες. κομμάτι. Σε αυτά τα κομμάτια θεωρείται ότι δεν έχει αλλάξει το ασύρματο κανάλι.



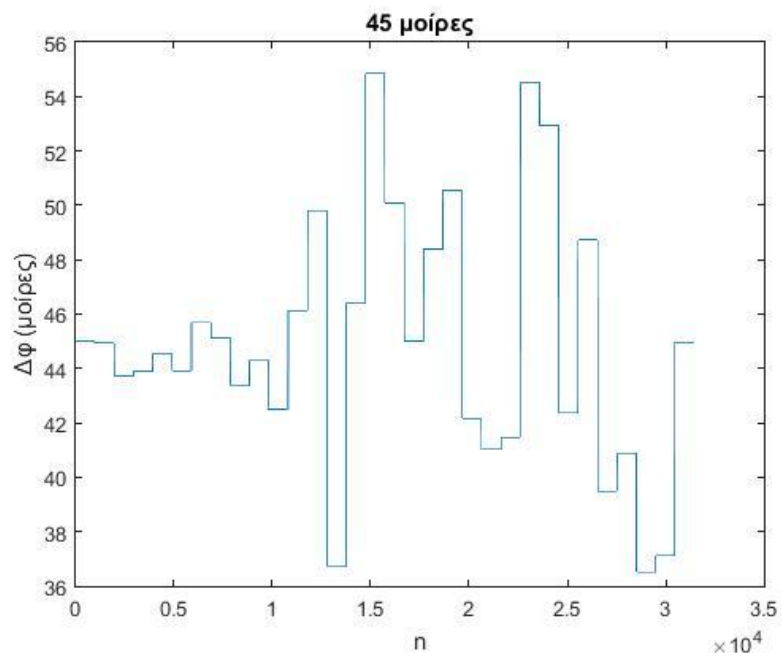
Εικόνα 20 Εκτίμηση φάσης στη μεσοκάθετο



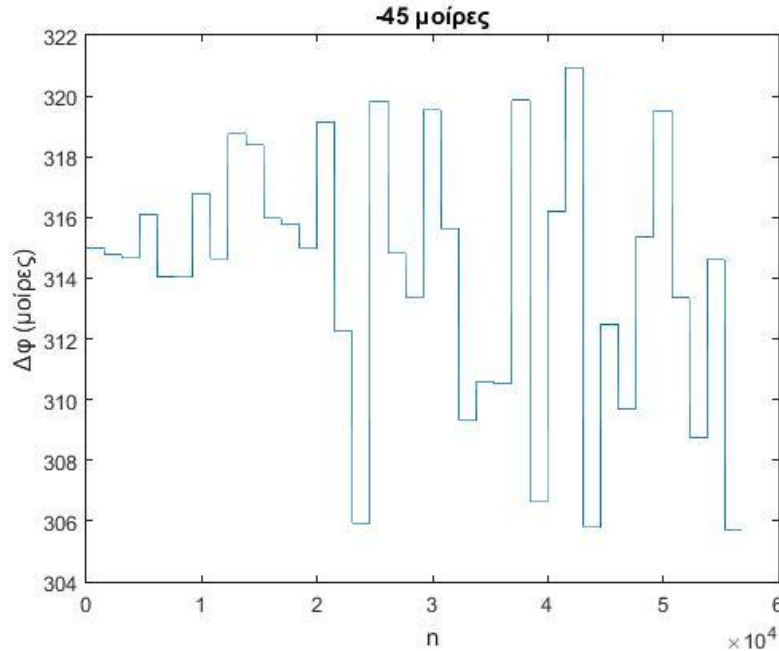
Εικόνα 21 Εκτίμηση φάσης στις 90 μοίρες



Εικόνα 22 Εκτίμηση φάσης στις -90 μοίρες



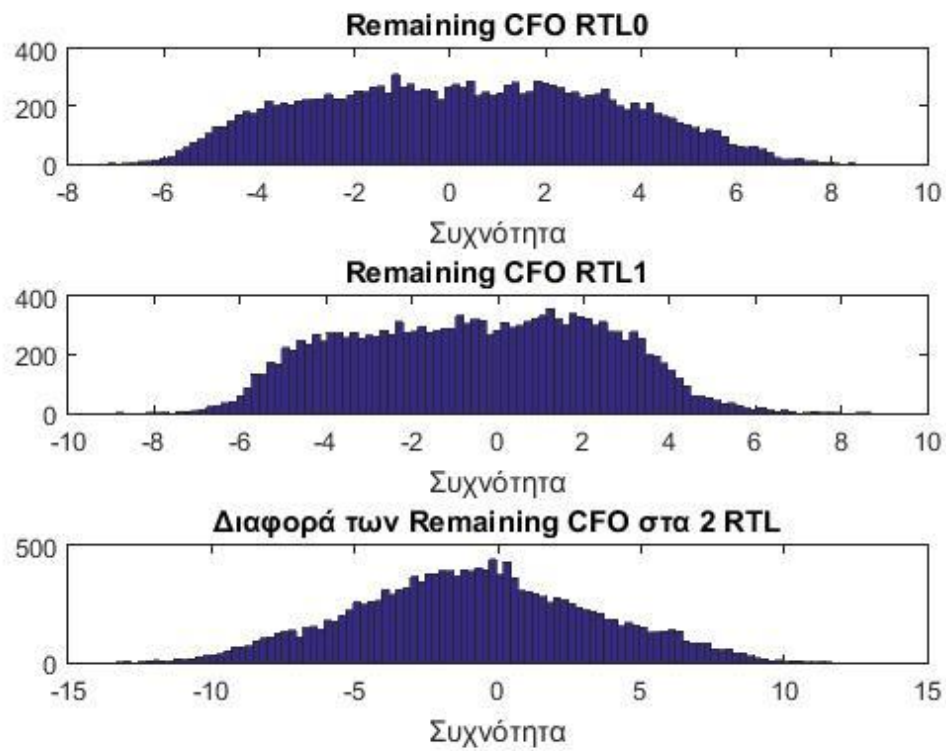
Εικόνα 23 Εκτίμηση φάσης στις 45 μοίρες



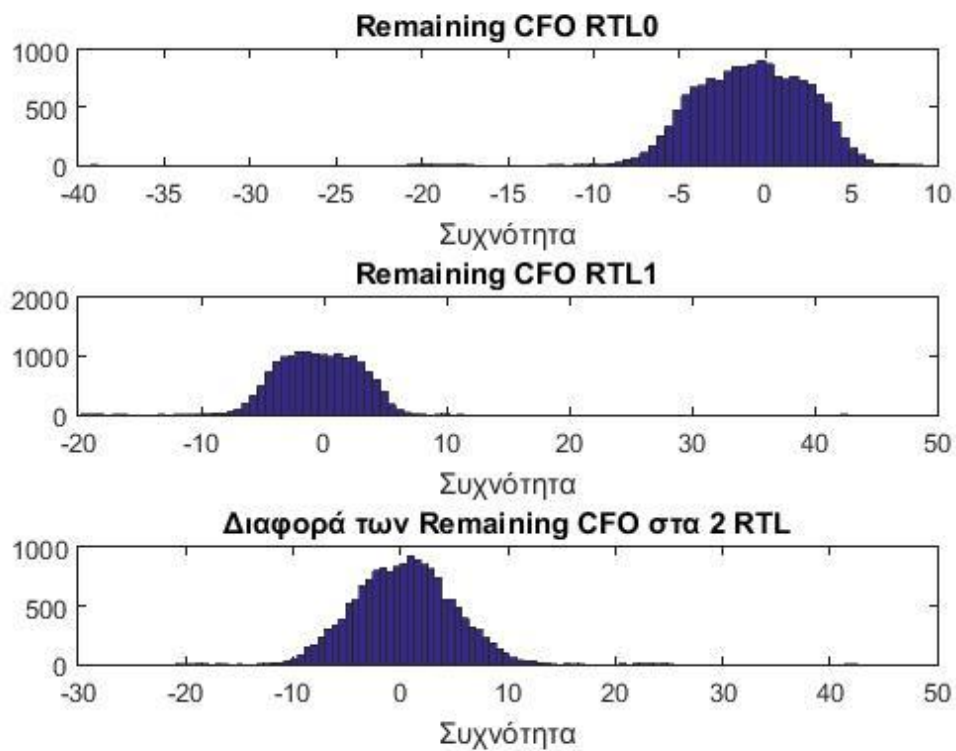
Εικόνα 24 Εκτίμηση φάσης στις 45 μοίρες

4.3 Μεταβολή Ισχύος Εκπομπής

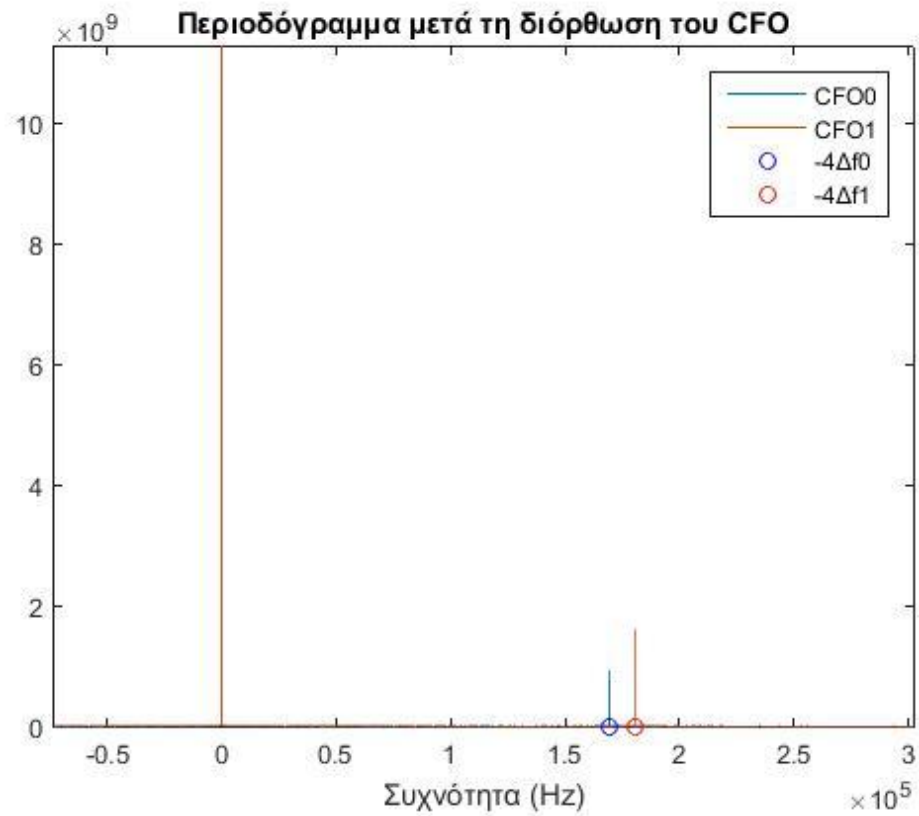
Για τις ανάγκες του πειράματος, δοκιμάστηκαν διάφορες τιμές για την ισχύ εκπομπής από την γεννήτρια προκειμένου να υπάρχει μια καλή σηματοθορυβική αναλογία. Στις δοκιμές αυτές, προέκυψε ότι η καλύτερη εκπεμπόμενη ισχύς που δοκιμάστηκε ήταν τα -10 dbm και με αυτήν έγιναν τα πειράματα. Όταν η εκπεμπόμενη ισχύς υπερβεί τα -10 dbm, αν το CFO του i RTL είναι: Δf_i , παρατηρείται στο περιοδόγραμμα μετά την διόρθωση του CFO μια ακμή στη συχνότητα $-4 \Delta f_i$ (τέταρτη αρμονική). Γνωρίζουμε ότι αυτό οφείλεται στην υψηλή ισχύ του εισόδου στο RTL σε συνδυασμό με τις μη γραμμικότητες που παρουσιάζουν τα ηλεκτρονικά στοιχεία του. Ακόμα, σε χαμηλότερη ισχύ εκπομπής, λόγω της μικρότερης σηματοθορυβικής αναλογίας, πολλές φορές ο θόρυβος, οδηγεί σε λανθασμένη εκτίμηση των εναπομεινάντων CFO. Παρακάτω οι εικόνες δείχνουν ιστογράμματα για τις εκτιμήσεις των εναπομενόντων μετατοπίσεων στη συχνότητα, στα -20 και στα -10 dBm, αλλά και το φαινόμενο των αρμονικών στα 0, στα 10 και στα 20 dBm.



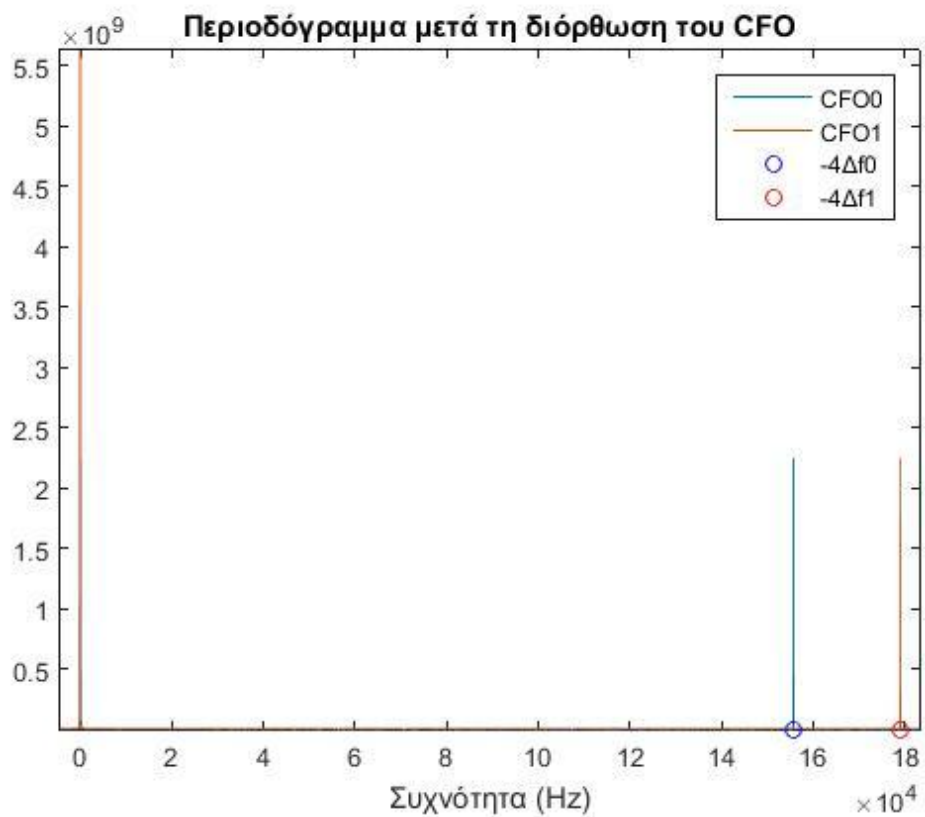
Εικόνα 25 Εκτίμηση εναπομεινάντων CFO στα -10Bbm



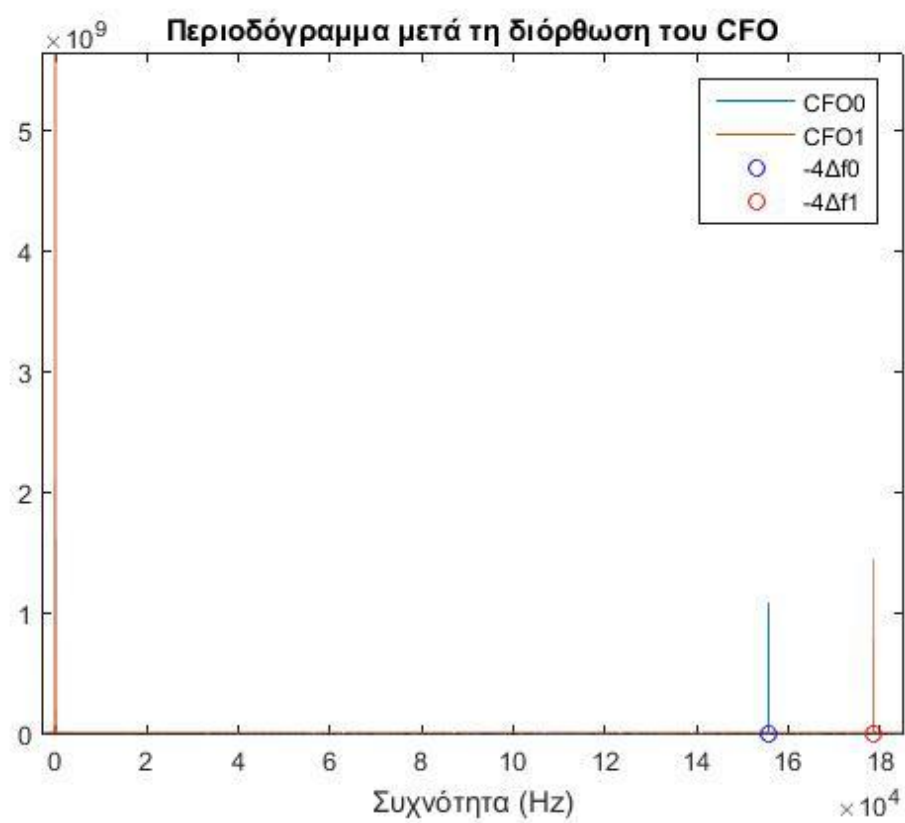
Εικόνα 26 Εκτίμηση εναπομεινάντων CFO στα -20dBm



Εικόνα 27 Περιοδόγραμμα με ισχύ εκπομπής 0 dBm

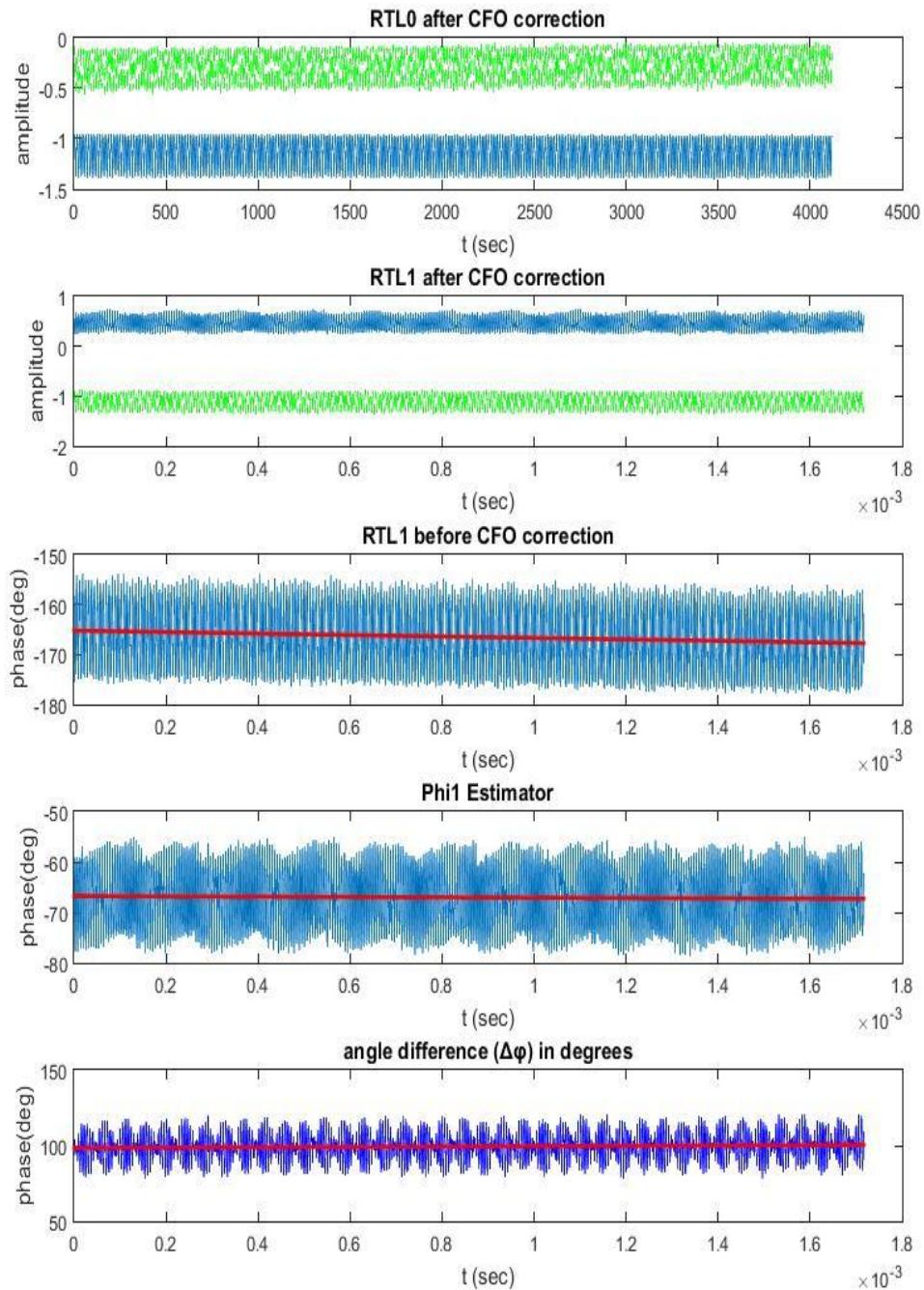


Εικόνα 28 Περιοδόγραμμα με ισχύ εκπομπής 10 dBm



Εικόνα 29 Περιοδόγραμμα με ισχύ εκπομπής 20 dBm

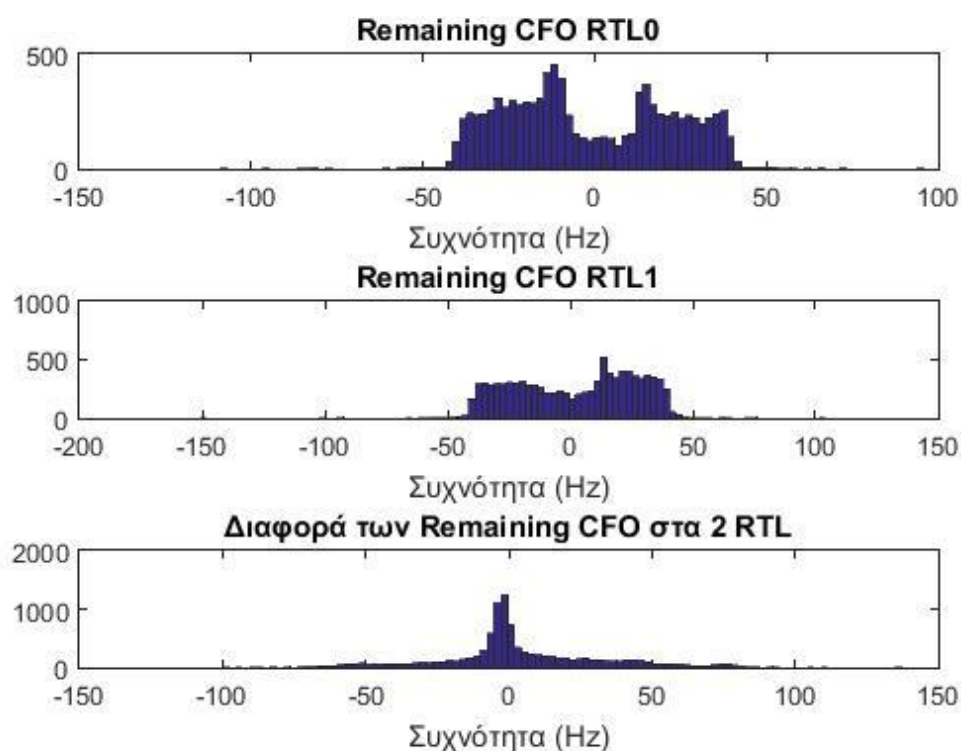
Αυτές οι μη γραμμικότητες αλλοιώνουν την εκτίμηση της φάσης του σήματος, καθώς της δίνουν ταλαντωτική συμπεριφορά με συχνότητα $-4\Delta f_i$, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 30 Αλλοίωση σήματος εξαιτίας αρμονικών

4.4 Μέγεθος Buffer

Το μέγεθος του Buffer παίζει επίσης μεγάλο ρόλο στη διόρθωση του CFO, καθώς όσο μεγαλύτερος είναι, τόσο μεγαλύτερη ανάλυση έχει ο μετασχηματισμός Fourier. Έτσι, κάθε φορά επιλέγεται το μέγιστο δυνατό μέγεθος, διαφορετικά υπάρχει μεγαλύτερη εναπομένουσα μετατόπιση στη συχνότητα. Το παρακάτω ιστόγραμμα δείχνει τις τιμές που παίρνει το εναπομείναν CFO σε κάθε RTL αλλά και η διαφορά αυτών, που επίσης είναι σημαντική στους υπολογισμούς του αλγορίθμου, με μία τάξη μεγέθους μικρότερο μήκος Buffer απ' το μέγιστο δυνατό. Βλέπουμε ότι το εναπομείναν CFO μεγαλώνει κατά μία τάξη μεγέθους.



Εικόνα 31 Εκτίμηση εναπομεινάντων CFO σε μικρό Buffer

Κεφάλαιο 5

Συμπεράσματα

5.1 Συμπεράσματα Αλγορίθμου

Στον αλγόριθμο υπολογίζονται όλες οι παράμετροι που χρειάζονται για την εκτίμηση του $\Delta\varphi$, εκτός από το t_0 , το οποίο αποτελεί απροσδιοριστία και τα στατιστικά του μεταβάλλονται από πείραμα σε πείραμα. Έτσι, χρησιμοποιούσαμε το $\Delta\varphi$ σαν είσοδο για τον υπολογισμό του t_0 στο πρώτο κομμάτι του Buffer και στην συνέχεια, με δεδομένο αυτό το t_0 , υπολογίζω το $\Delta\varphi$ στα υπόλοιπα κομμάτια του Buffer και κρατάω μόνο όσα απέχουν $\pm 10^\circ$ από το πρώτο. Το γεγονός ότι το $\Delta\varphi$ στα υπόλοιπα κομμάτια του Buffer βγαίνει κάτι κοντά στο πραγματικό, δείχνει ότι το μαθηματικό μοντέλο είναι σωστό, και το σύστημα αντιδρά.

5.2 Μελλοντική Δουλειά

Σκοπός στο μέλλον είναι η εκτίμηση του t_0 , αλλά και ο προσδιορισμός της γωνίας με άλλους αλγορίθμους όπως για παράδειγμα ο MUSIC. Ακόμα, μια μελλοντική εξέλιξη της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα μπορούσε να είναι ο ακριβής προσδιορισμός θέσης, όχι μόνο της γωνίας, με την εκμετάλλευση τόσο των πλατών των σημάτων, αλλά και των αρμονικών που παρουσιάζονται σε υψηλή ισχύ λήψης. Τέλος, μία σημαντική αναβάθμιση θα ήταν να λειτουργήσει το σύστημα σε πραγματικό χρόνο και με τον πομπό να κινείται στον χώρο.

Βιβλιογραφία

1. Peltola T. *RTL coherent* (2015)

Ανακτήθηκε από:

https://github.com/tejeez/rtl_coherent/blob/master/README.md

2. *RTL-SDR and GNU Radio with Realtek RTL2832U [Elonics E4000/Raphael Micro R820T] software defined radio receivers*

Ανακτήθηκε από:

<http://superkuh.com/rtlsdr.html>

3. *Digital Down Conversion*

Ανακτήθηκε από:

http://superkuh.com/gnuradio/RTL2832U-Digital_Down_Conversion_SDR_Zemj.ulck.pdf

4. *RTL SDR community*

Ανακτήθηκε από:

<https://osmocom.org/projects/sdr/wiki/rtl-sdr>

5. B. C. Levy, *Principles of Signal Detection and Parameter Estimation*. New York: Springer, 2008

6. B. Razavi, *RF Microelectronics*. New Jersey: Prentice-Hall, 1998.

7. *GNU Radio is a free & open-source software development toolkit*

Ανακτήθηκε από:

<https://www.gnuradio.org/>