

**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΑΤΡΩΝ**  
**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ**  
**ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**  
**ΤΟΜΕΑΣ: ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ & ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**  
**ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ**

## **Διπλωματική Εργασία**

του φοιτητή του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και  
Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του  
Πανεπιστημίου Πατρών

**Κωνσταντίνου Τσιμπούκα του Αθανασίου**

Αριθμός Μητρώου: 6118

Θέμα

**«Σχεδίαση και Υλοποίηση Συνθέτη Συχνοτήτων»**

Επιβλέπων  
Κ. Ευσταθίου

**Αριθμός Διπλωματικής Εργασίας:\_\_\_\_\_**

Πάτρα, Ιούνιος 2010

# ΠΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ

Πιστοποιείται ότι η Διπλωματική Εργασία με θέμα

**«Σχεδίαση και Υλοποίηση Συνθέτη Συχνοτήτων»**

Του φοιτητή του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας  
Υπολογιστών

(Κωνσταντίνου Τσιμπούκα του Αθανασίου)

Αριθμός Μητρώου:6118

Παρουσιάστηκε δημόσια και εξετάστηκε στο Τμήμα Ηλεκτρολόγων  
Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών στις  
29 Ιουλίου 2010

Ο Επιβλέπων

Κ. Ευσταθίου  
Επ. Καθηγητής

Ο Διευθυντής του Τομέα

Ε. Χούσος  
Καθηγητής



# Αριθμός Διπλωματικής Εργασίας:

## Θέμα: «Σχεδίαση και Υλοποίηση Συνθέτη Συχνοτήτων»

Φοιτητής  
Κωνσταντίνος Τσιμπούκας

Επιβλέπων  
Κ. Ευσταθίου  
Επ. Καθηγητής

### ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα Διπλωματική Εργασία μελετάται η αρχιτεκτονική και τα χαρακτηριστικά ενός νέου συνθέτη συχνοτήτων (Frequency Synthesizer) που βασίζεται στην τεχνική του βρόχου κλειδωμένης φάσης (Phase-Locked Loop). Η νέα αρχιτεκτονική ξεπερνά την δυσκολία του απλού συνθέτη συχνοτήτων να έχει ταυτόχρονα μικρό βήμα συχνότητας και μικρό χρόνο κλειδώματος, ενώ ταυτόχρονα διατηρεί και επαυξάνει την δυνατότητα των απλών συνθετών να απορρίπτουν τον θόρυβο φάσης, δίνοντας έτσι πολύ καλή ποιότητα σήματος εξόδου. Τα χαρακτηριστικά αυτά καθιστούν τον νέο συνθέτη πολύ ανταγωνιστικό.

### ABSTRACT

This Diploma Thesis studies the architecture and the characteristics of a new Frequency Synthesizer which based on the Phase-Locked Loop technique. This new architecture overcomes the difficulty of the simple frequency synthesizer to have simultaneously small frequency step and small locking time, while maintains and enhances the possibility to reject phase noise. This concludes to the high quality of the output signal. The above characteristics make the new synthesizer very competitive.



## *ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ*

Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή της Διπλωματικής μου εργασίας Κώστα Ευσταθίου, για την πρωτότυπη ιδέα που μου εμπιστεύθηκε. Η πραγματοποίηση της θα ήταν αδύνατη χωρίς την καθοδήγηση και τις επιστημονικές γνώσεις που μου παρείχε. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου για την διαρκή υποστήριξη.



---

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ .....</b>	<b>1</b>
<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....</b>	<b>3</b>
<b>1 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΣΥΝΘΕΤΩΝ .....</b>	<b>5</b>
1.1 ΒΑΣΙΚΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ .....	5
1.1.1 ΦΑΣΜΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ .....	5
1.1.2 ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ .....	5
1.1.3 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ .....	5
1.1.4 ΠΛΑΣΤΗ ΈΞΟΔΟΣ (SPURIOUS OUTPUT) .....	6
1.1.5 ΘΟΡΥΒΟΣ ΦΑΣΗΣ (PHASE NOISE) .....	6
1.1.6 ΠΡΟΤΥΠΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ .....	8
1.2 ΔΕΥΤΕΡΕΥΟΥΣΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ .....	9
1.2.1 ΕΠΙΠΕΔΟ ΕΞΟΔΟΥ .....	9
1.2.2 ΈΛΕΓΧΟΣ ΚΑΙ ΔΙΕΠΑΦΗ .....	9
1.2.3 ΕΠΙΠΕΔΟΤΗΤΑ ΕΞΟΔΟΥ .....	9
1.2.4 ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ .....	9
1.2.5 ΠΑΡΟΔΙΚΗ ΦΑΣΗ.....	9
1.2.5.1 Μεταγωγή Συνεχούς Φάσης .....	9
1.2.5.2 Μνήμη Μεταγωγής Φάσης .....	10
1.2.6 ΑΡΜΟΝΙΚΕΣ.....	10
1.3 ΒΟΗΘΗΤΙΚΕΣ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ.....	10
<b>2 ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΣΥΝΘΕΣΗΣ.....</b>	<b>11</b>
2.1 ΆΜΕΣΗ ΣΥΝΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ .....	11
2.1.1 ΆΜΕΣΗ ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ ΣΥΝΘΕΣΗ .....	11
2.1.2 ΆΜΕΣΗ ΨΗΦΙΑΚΗ ΣΥΝΘΕΣΗ .....	13
2.2 ΈΜΜΕΣΗ ΣΥΝΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ.....	16
2.2.1 PHASE LOCKED LOOP ΣΥΝΘΕΤΕΣ .....	17
2.2.1.1 Συνάρτηση μεταφοράς του VCO .....	18
2.2.1.2 Συνάρτηση μεταφοράς του Phase Detector .....	19
2.2.2 ΜΕΛΕΤΗ ΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΣΥΝΘΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ .....	20
2.2.2.1 Βρόχος Πρώτης Τάξης.....	20
2.2.2.2 Βρόχος Δεύτερης Τάξης .....	22
2.2.3 ΓΝΩΣΤΟΙ ΣΥΝΘΕΤΕΣ PLL .....	24
<b>3 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΥΝΘΕΤΗ.....</b>	<b>25</b>
3.1 ΓΕΝΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ .....	26
3.2 ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΕΣ ΣΧΕΔΙΑΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΥΝΘΕΤΗ .....	27
3.3 ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ.....	28
3.3.1.1 Σύστημα Πρώτου Βαθμού .....	28
3.3.1.2 Σύστημα Δεύτερου βαθμού .....	29
3.4 ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΕΞΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ .....	30
3.4.1 A/D CONVERTER.....	30
3.4.2 DIGITAL SIGNAL PROCESSOR (CALCULATOR).....	34
3.4.3 ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ .....	42
3.4.4 ΠΟΛΛΑΠΛΑΣΙΑΣΤΗΣ.....	45



---

3.4.5	ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗΣ, ΚΕΡΔΟΣ ΚΑΙ ΚΑΤΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ .....	46
3.4.6	VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR .....	52
3.4.6.1	Συνάρτηση VCO .....	52
3.4.6.2	Εξομοιώσεις VCO.....	53
<b>3.5</b>	<b>ΓΕΝΙΚΗ ΕΞΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ.....</b>	<b>56</b>
<b><u>BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</u></b>		<b><u>65</u></b>

---

## Εισαγωγή

Συνθέτης συχνοτήτων είναι ένα σύστημα το οποίο, συνήθως, δέχεται μια συχνότητα αναφοράς και μέσω μιας διαδικασίας επεξεργασίας του σήματος εισόδου παίρνουμε στην έξοδο την επιθυμητή συχνότητα. Στόχος της διαδικασίας είναι η παραγόμενη συχνότητα να αποκτήσει χαρακτηριστικά της συχνότητας αναφοράς.

Μπορούμε να καταλάβουμε στη σημερινή εποχή για ποιό λόγο ηλεκτρονικά συστήματα όπως οι συνθέτες συχνοτήτων είναι τόσο σημαντικά, αρκεί να αναλογιστούμε το πλήθος των συσκευών (ιδιαίτερα στον τομέα των τηλεπικοινωνιών) στις οποίες αποτελούν σημαντικό δομικό στοιχείο. Από την κινητή τηλεφωνία μέχρι οποιοδήποτε ασύρματο προϊόν και από τα οικιακά ραδιόφωνα και τηλεοράσεις μέχρι τον επαγγελματικό εξοπλισμό ράδιο-επικοινωνίας, οι τοπικοί ταλαντωτές των κυκλωμάτων χρησιμοποιούν συνθέτες συχνοτήτων όλων των ειδών και όλων των κατηγοριών.

Όπως και σε οποιαδήποτε άλλο ηλεκτρονικό σύστημα το οποίο χρησιμοποιείται ευρέως όσο ο συνθέτης συχνοτήτων, οι οικονομικές και λειτουργικές απαιτήσεις είναι πολλές και αλληλοεξαρτώμενες, και αφορούν:

- Το κόστος κατασκευής
- Την κατανάλωση ισχύος
- Τον όγκο του συνθέτη-συστήματος
- Την ποιότητα της παραγόμενης συχνότητας
- Τον αριθμό των παραγόμενων συχνοτήτων
- Το ελάχιστο βήμα συχνότητας
- Την ταχύτητα μεταγωγής από συχνότητα σε συχνότητα
- Την δυνατότητα διαμόρφωσης της συχνότητας εξόδου
- Την δυνατότητα προγραμματισμού της συχνότητας εξόδου

Προφανώς, δεν είναι εφικτό ένας συνθέτης συχνοτήτων να ικανοποιεί ταυτόχρονα όλες τις παραπάνω απαιτήσεις. Έτσι έχουμε οδηγηθεί σε κατασκευές συνθετών οι οποίες προσπαθούν να καλύψουν κάποια από τα παραπάνω.

Στην εργασία αυτή παρουσιάζεται μία νέα τεχνική σύνθεσης συχνοτήτων. Η δομή της εργασίας έχει ως εξής:

Στο πρώτο κεφάλαιο, μελετώνται οι παράμετροι που χαρακτηρίζουν τον σύγχρονο συνθέτη συχνοτήτων. Η μελέτη των παραμέτρων είναι απαραίτητη για την κατανόηση των βασικών αρχών που διέπουν τους συνθέτες συχνοτήτων.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι βασικές τεχνικές σύνθεσης συχνοτήτων. Η κατανόηση του πρώτου κεφαλαίου διευκολύνει τον διαχωρισμό των τεχνικών και την αναγνώριση των βασικών τους διαφορών. Επιπλέον τονίζονται οι δυνατότητες και οι αδυναμίες κάθε μίας από τις μεθόδους. Τέλος παρουσιάζονται μερικές δημοφιλείς υλοποιήσεις του συνθέτη συχνοτήτων με βάση το PLL.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζονται και αναλύονται τα τεχνικά και λειτουργικά χαρακτηριστικά της νέας μεθόδου σύνθεσης συχνοτήτων. Δίδεται ιδιαίτερη έμφαση στις επιπλέον δυνατότητες και στην ευελιξία της διαχείρισης των αντικρουόμενων παραμέτρων που παρέχεται στον χρήστη. Για τις εξομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν επιστημονικές εφαρμογές όπως το MATLAB, το Simulink και το MathCad.

---

# 1 Παράμετροι Συνθετών

Όπως όλα τα προϊόντα μηχανικής, έτσι και ο συνθέτης συχνοτήτων θα πρέπει να καλύπτει συγκεκριμένες προδιαγραφές, ανάλογα βέβαια με την εκάστοτε εφαρμογή και το περιβάλλον του συστήματος. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα πιο κοινά χαρακτηριστικά του, ακολουθούμενα από τους ορισμούς και τις στανταρισμένες συμβάσεις της βιομηχανίας. Ανάλογα με την εφαρμογή, ο συνθέτης θα πρέπει να καλύπτει συγκεκριμένες τεχνικές προϋποθέσεις. Για παράδειγμα, ένας συνθέτης συχνοτήτων για ένα ράδιο αυτοκινήτου θα πρέπει να είναι μέτριας ακρίβειας, πολύ αξιόπιστος, μικρός και απλός, αλλά και φθηνός. Από την άλλη, ένας συνθέτης μαγνητικού τομογράφου θα πρέπει να είναι ακριβέστατος, να έχει μεγάλη φασματική καθαρότητα, να μπορεί πολύ γρήγορα να μεταπηδά από συχνότητα σε συχνότητα και τέλος χρειάζεται διάφορες ικανότητες διαμόρφωσης. Επιπροσθέτως, το ράδιο αυτοκινήτου θα πρέπει να σχεδιαστεί και να κατασκευαστεί με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να είναι δυνατή η ομαλή λειτουργία του σε οποιαδήποτε ακραία θερμοκρασία και κατά την διάρκεια δυνατών κραδασμών, λόγω ανώμαλου εδάφους. Αντίθετα, ο μαγνητικός τομογράφος λειτουργεί εντός κτιρίων, όπου έχουμε μικρές διακυμάνσεις στην θερμοκρασία και καθόλου μηχανική καταπόνηση.

Οι σχεδιαστές θα πρέπει να γνωρίζουν σε βάθος τα χαρακτηριστικά αυτά, έτσι ώστε να οδηγηθούν σε μία σχεδίαση που θα καλύπτει καλύτερα τόσο τις λειτουργικές απαιτήσεις όσο και τις οικονομικές.[2]

Παρακάτω θα αναλυθούν οι βασικές και δευτερεύουσες παράμετροι του συνθέτη συχνοτήτων.

## 1.1 Βασικές Παράμετροι

### 1.1.1 Φάσμα Συχνοτήτων

Αυτή η παράμετρος καθορίζει το εύρος της συχνότητας εξόδου, συμπεριλαμβανομένου της χαμηλότερης και της υψηλότερης συχνότητας που μπορεί να παράγει ο συνθέτης. Μονάδα μέτρησης της συχνότητας είναι τα hertz ( $Hz$ ) ή οι κύκλοι ανά δευτερόλεπτο (cycles per second).

### 1.1.2 Ανάλυση Συχνότητας

Αυτή η παράμετρος αναφέρεται και σαν μέγεθος βήματος (step size), και καθορίζει το μικρότερο μέγεθος βήματος των προσαυξήσεων της συχνότητας. Έτσι εάν ένας συνθέτης καλύπτει από 10  $MHz$  μέχρι 100  $MHz$  και έχει μέγεθος βήματος 10  $Hz$ , είναι σε θέση να δημιουργήσει οποιαδήποτε συχνότητα ξεκινώντας από τη 10  $MHz$ , με βήμα 10  $Hz$ , μέχρι τα 100  $MHz$ . Πολλοί κατασκευαστές δεν παράγουν την τελευταία συχνότητα, οπότε το παραπάνω χαρακτηριστικό θα αναγράφεται ως 10.0000 μέχρι 99.9999  $MHz$ , και όχι 100  $MHz$ . Σε πολλές εφαρμογές, το μέγεθος του βήματος δεν είναι σταθερό. Αυτό συμβαίνει όταν ένα μέρος του συνθέτη δημιουργείται διαιρώντας μια σταθερή συχνότητα με ένα εύρος αριθμών.

### 1.1.3 Ταχύτητα Μεταγωγής

Αυτή η παράμετρος καθορίζει την ταχύτητα με την οποία ο συνθέτης μεταπηδά από συχνότητα σε συχνότητα. Υπάρχουν πολλοί ορισμοί για αυτήν την παράμετρο. Σε μερικές εφαρμογές, η απαίτηση είναι να γίνεται η μετάβαση από την αρχική συχνότητα μέσα σε

συγκεκριμένη συχνότητα ( $\pm x \text{ Hz}$ ) (ας πούμε,  $50 \text{ Hz}$  ή  $5 \text{ kHz}$  από την επιθυμητή συχνότητα). Για

να μετρήσουμε αυτήν την παράμετρο, χρησιμοποιούμε έναν καταχωρητή για να μετρήσει την νέα συχνότητα (ας πούμε ότι ο συνθέτης καλείται να πάει από τα  $10$  στα  $100 \text{ MHz}$  περιοδικά) ενώ είναι προγραμματισμένος να ξεκινήσει το μέτρημα  $100 \mu\text{s}$  αφού δοθεί η εντολή ενεργοποίησης. Εάν η μέτρηση είναι είτε  $10$  είτε  $100 \text{ MHz}$  (εξαρτάται από το πού δώσαμε εντολή στον μετρητή να μετρήσει) με  $\pm 1 \text{ kHz}$ , τότε η προδιαγραφή καλύφτηκε.

Μία πιο κοινή και πιο απαιτητική προδιαγραφή καθορίζει την ταχύτητα μεταγωγής από τον χρόνο που χρειάζεται η φάση εξόδου να καταλήξει στο  $0.1 \text{ rad}$  της τελικής φάσης.

Εάν ο συνθέτης δημιουργήσει  $A \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1)$  και ελέγχεται από μία νέα συχνότητα, ας πούμε  $A \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2)$ , το σήμα φάσης θα περάσει από την  $\omega_1 t + \phi_1$  μέχρι την  $\omega_2 t + \phi_2$  και τελικά θα καταλήξει στην  $\omega_2 t + \phi_2$ . Ο καθιερωμένος ορισμός της ταχύτητας μεταγωγής είναι ο χρόνος που θέλει η παροδική μεταγωγή να πετύχει φάση εξόδου  $\omega_2 t + \phi_2 \pm 0.1 \text{ rad}$  (περίπου  $5.7^\circ$ ). Στις περισσότερες περιπτώσεις, οι  $\phi_1$  και  $\phi_2$  δεν αποτελούν μέρος της μέτρησης.

#### 1.1.4 Πλαστή Έξοδος (Spurious output)

Αυτή η προδιαγραφή καθορίζει το επίπεδο οποιασδήποτε διακριτής φασματικής γραμμής συχνότητας εξόδου που δεν σχετίζεται με τον φορέα. Οι περισσότεροι χρήστες δεν θεωρούν αυτές τις αρμονικές πλαστές εξόδους (Spurious output). Παρόλα αυτά, υπό-αρμονικές που δημιουργούνται είτε από τον πολλαπλασιασμό είτε από την DDS αρχιτεκτονική, θεωρούνται πλαστές έξοδοι ακόμα και αν ορίζονται ξέχωρα. Αυτή η παράμετρος εκφράζεται σε decibels σχετικά με τον φορέα ισχύος εξόδου. Σε αντίθεση με τον θόρυβο, τα πλαστά σήματα (spurious signals) είναι αποκλειστικά διακριτές φασματικές γραμμές που δεν σχετίζονται με τον φορέα, πράγμα που σημαίνει ότι παρουσιάζονται περιοδικά.

#### 1.1.5 Θόρυβος Φάσης (Phase Noise)

Από την πλευρά των ακριβολόγων, μπορούμε να πούμε ότι στον πραγματικό κόσμο δεν υπάρχουν ντετερμινιστικά σήματα. Όλα τα πραγματικά σήματα είναι θόρυβοι στενού φάσματος. Κάθε σήμα που δημιουργούμε παράγεται από ταλαντωτή. Οι ταλαντωτές είναι ενισχυτές με θετική ανάδραση, έχοντας κύκλωμα συντονισμού στο μονοπάτι ανάδρασης. Αφού ο θόρυβος υπάρχει πάντα στο κύκλωμα, κατά την διάρκεια της παροχής τροφοδοσίας, ο θόρυβος ενισχύεται στο φάσμα συντονισμού, μέχρι να φτάσουμε ένα επίπεδο κορεσμού. Τότε ο ταλαντωτής περνάει από την παροδική στην σταθερή κατάσταση. Όμως, η ποιότητα του σήματος καθορίζεται κυρίως από τον συντονιστή  $Q$ . Το σήμα που συνήθως αναφέρεται ως ημιτονοειδές κύμα, στην πραγματικότητα είναι ένας θόρυβος στενού φάσματος. Η ποιότητα του σήματος καθορίζεται από την ποσότητα ενέργειας που περιέχεται κοντά στον φορέα. Η κεντρική συχνότητα είναι στην πραγματικότητα ο μέσος όρος της συχνότητας θορύβου. Κατά κάποιο τρόπο ο θόρυβος φάσης είναι η standard απόκλιση του θορύβου. Σε πολύ καλής ποιότητας σήματα, όπως οι ταλαντωτές κρυστάλλων (το  $Q$  κυμαίνεται από  $20,000$ - $200,000$ ), το  $99.99\%$  της ενέργειας του σήματος μπορεί να περιέχεται μέσα σε  $0.1 \text{ Hz}$  της κεντρικής συχνότητας.

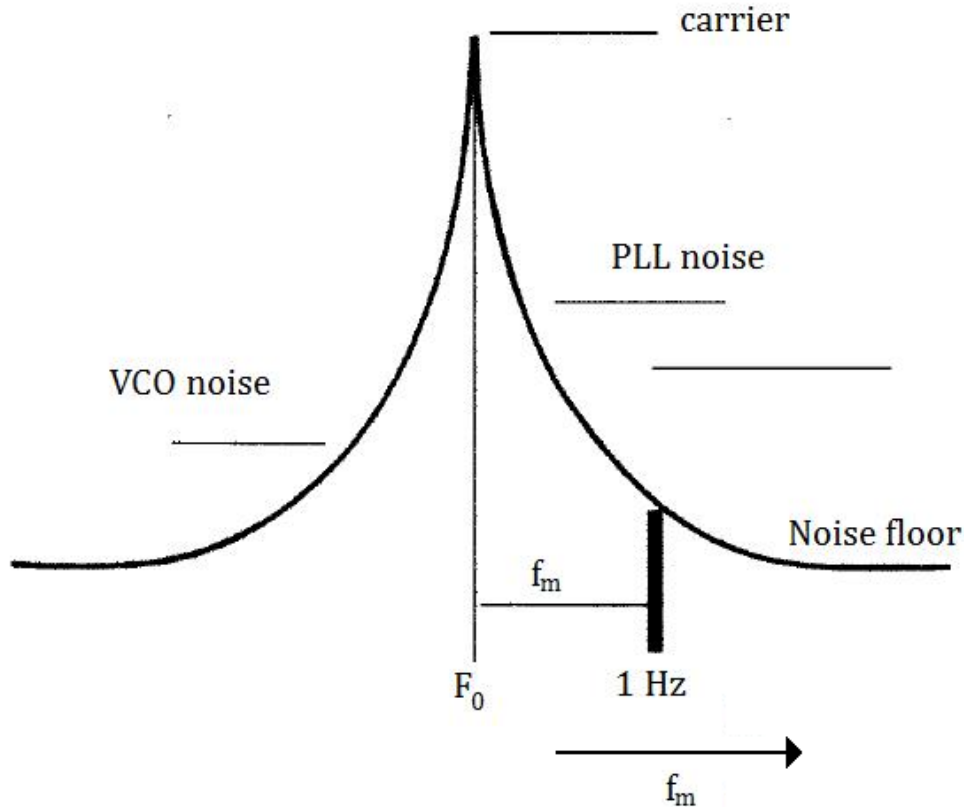
Αυτή η παράμετρος καθορίζει τον θόρυβο φάσης του φορέα εξόδου σε σχέση με μία ιδανική έξοδο. Η ιδανική έξοδος από μία γεννήτρια ημιτόνων δίνεται από τον (1.1).

$$A \cdot \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (1.1)$$

και η μορφή της στο πεδίο της συχνότητας είναι μία δέλτα (*Dirac*) συνάρτηση με γωνιακή συχνότητα  $\omega_0$ .

$$F(\omega) = A \cdot \delta(\omega - \omega_0) \quad (1.2)$$

Τέτοια σήματα περιέχουν όλη τους την ενέργεια σε μία συχνότητα  $\omega_0$  και έχουν ένα ιδανικό



Σχήμα 1-1 Τυπικό διάγραμμα Phase Noise

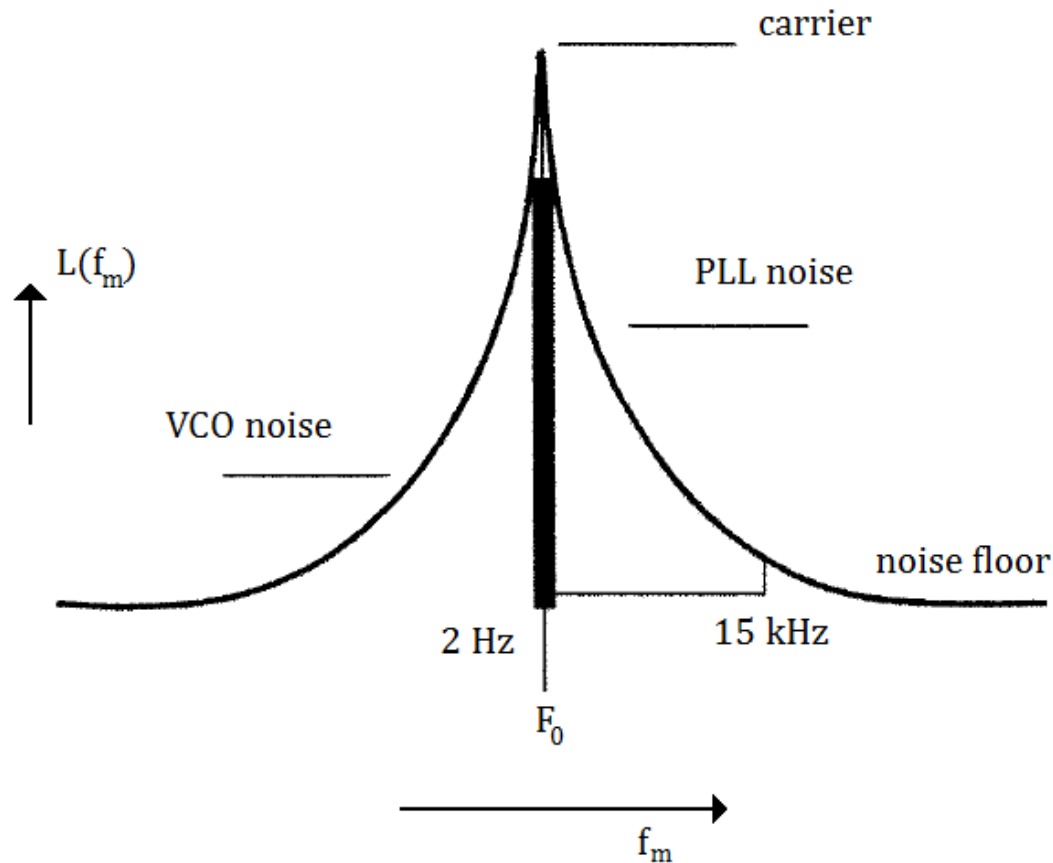
μηδενικό φάσμα. Ένα τέτοιο σήμα πρέπει να είναι απείρου χρόνου (διαφορετικά το φάσμα του θα έχει πεπερασμένο πλάτος, μεγαλύτερο από μηδέν) και άπειρης ισχύος. Παρόλα αυτά, η αναφορά σε δέλτα συνάρτηση καλύπτει τις θεωρητικές αναλύσεις. Συνθέτες συχνοτήτων υψηλής ποιότητας παράγουν σήματα τα οποία περιέχουν το 99.99% της ενέργειας τους, σε λιγότερο από 1 Hz εύρος γύρω από τον φορέα. Οι ταλαντωτές κρυστάλλων μπορούν να περιέχουν το 99.99% της ενέργειας τους σε εύρος μικρότερο του 0.01 Hz.

Οπότε στον πραγματικό κόσμο τα μόνα σήματα που μπορούμε να δημιουργήσουμε δίνονται από την (1.3).

$$A[1 + n_1(t)] \cdot \sin[\omega_0 t + n_2(t) + \varphi] \quad (1.3)$$

όπου  $n_1(t)$  αντιπροσωπεύει το πλάτος αστάθειας και  $n_2(t)$  τις διαταραχές της φάσης. Αυτές οι συναρτήσεις θορύβου είναι τυχαίες από την φύση και αντιπροσωπεύουν ένα φάσμα που πρέπει να σχεδιαστεί για να καλύπτει κάποιες προδιαγραφές.

Στους περισσότερους συνθέτες το πλάτος του θορύβου είναι αρκετά χαμηλότερο από τον θόρυβο φάσης. Παρόλα αυτά ο θόρυβος φάσης είναι βασική παράμετρος και εκφράζεται με αρκετούς τρόπους. Ο πιο κοινός τρόπος είναι να καθορίζουμε την πυκνότητα θορύβου μέσα σε εύρος 1 Hz και με offset  $f_m$  από τον φορέα, όπως δείχνει και το Σχήμα 1-1. Για το ιδανικό σήμα δεν υπάρχει ενέργεια σε κανένα offset από τον φορέα (*carrier*). Παρά το γεγονός ότι αυτό έχει γίνει de facto βιομηχανικό standard για τον καθορισμό του θορύβου φάσης, η ίδια η μέτρηση είναι αρκετά πολύπλοκη και τα όργανα που την κάνουν είναι αρκετά ακριβά.



Σχήμα 1-2 Ολοκληρωμένος Θόρυβος Φάσης.  $S/N = \text{signal/noise in 30 kHz}$  (εκτός από τα 2 Hz γύρω από τον φορέα)

Μία άλλη μέθοδος καθορισμού του θορύβου φάσης είναι η μέτρηση του ολοκληρωμένου θορύβου σε ένα δεδομένο εύρος γύρω από τον φορέα, εξαιρώντας το  $\pm 1 \text{ Hz}$  γύρω από τον φορέα. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 1-2. Αυτή η μέθοδος σχετίζεται με την πρώτη που παρουσιάστηκε από την ολοκλήρωση της ενέργειας θορύβου κάτω από την καμπύλη του θορύβου φάσης. Συγκρινόμενη με τη μέτρηση του θορύβου φάσης, αυτή είναι μια πιο απλή μέτρηση. Η πληροφορία από μία τέτοια μέτρηση είναι καλή ένδειξη της συνολικής απόδοσης της μονάδας. Παραδοσιακά, το εύρος του θορύβου μετράται μεταξύ  $1 \text{ Hz}$  και  $15 \text{ kHz}$ . Έτσι η μέτρηση είναι ο λόγος της συνολικής ισχύς του σήματος προς τον θόρυβο από το 1 μέχρι το  $15 \text{ kHz}$  από τον φορέα ( $30 \text{ kHz}$  εύρος θορύβου). Ενδεικτικά, VHF/UHF συνθέτες υψηλής ποιότητας πετυχαίνουν λόγο από 60 μέχρι  $70 \text{ dB}$ .

### 1.1.6 Πρότυπο Αναφοράς

Όλοι οι συνθέτες χρησιμοποιούν μία είσοδο αναφοράς (στηριζόμενη στο χρόνο), που χρησιμεύει στον καθορισμό της συχνότητας βήματος του συνθέτη. Η συχνότητα αναφοράς παράγεται συνήθως από κρυσταλλικό ταλαντωτή (συνήθως 5 με  $10 \text{ MHz}$ ) και επηρεάζει σημαντικές παραμέτρους του συνθέτη συχνοτήτων όπως τον θόρυβο φάσης και τα πλαστά σήματα (spurious signals).

## 1.2 Δευτερεύουσες Παράμετροι

### 1.2.1 Επίπεδο Εξόδου

Το επίπεδο ισχύος εξόδου συνήθως εκφράζεται σε decibel (0  $dBm$  ισούται με  $1mW$ ). Η ισχύς εξόδου μπορεί να είναι σταθερή, ας πούμε στα  $+10\text{ }dBm$ , ή μπορεί να καλύπτει ένα εύρος, ας πούμε από  $-120$  μέχρι  $+15\text{ }dBm$ . Αυτή η παράμετρος εμπεριέχει την ανάλυση ισχύος εξόδου (output power resolution), για παράδειγμα,  $1\text{ }dB$  ή  $0.1\text{ }dB$ .

### 1.2.2 Έλεγχος και Διεπαφή

Αυτή η παράμετρος καθορίζει την μεθοδολογία ελέγχου και την διεπαφή με τον συνθέτη συχνοτήτων. Ο έλεγχος μπορεί να είναι BCD (binary-coded decimal) ή δυαδικός (binary), μπορεί να έχει παράλληλο δίαυλο (συνήθως 8 bit) ή σειριακό, μπορεί να είναι transparent ή latched. Όταν ο έλεγχος είναι latched, υπάρχει ένας καταχωρητής ο οποίος δέχεται την ψηφίο-λέξη ελέγχου και με το κατάλληλο σήμα πυροδότησης φορτώνει την λέξη στον συνθέτη (αναφέρεται και σαν double buffering). Κάποιοι συνθέτες χρησιμοποιούν θετική λογική ενώ κάποιοι άλλοι αρνητική. Στανταρισμένες διεπαφές είναι η GRIP και η IEEE-488, ενώ η VXI αποτελεί καινούργια διεπαφή.

Οι περισσότεροι συνθέτες, που είναι ολοκληρωμένοι σε ένα και μοναδικό ολοκληρωμένο, ιδιαίτερα οι PLL, κάνουν κυρίως χρήση σειριακής διεπαφής χειριζόμενοι μικρά πακέτα και έχοντας λειτουργικότητα υψηλής ολοκλήρωσης.

### 1.2.3 Επιπεδότητα Εξόδου

Αυτή η παράμετρος καθορίζει την επιπεδότητα (*flatness*) της ισχύος εξόδου και μετράτε σε *decibels (dB)*. Για παράδειγμα, η ισχύς εξόδου καθορίζεται ως  $10\text{ }dBm \pm 1\text{ }dB$ , όπου  $dBm$  σημαίνει decibels over 1 milliwatt ( $mW$ ).

### 1.2.4 Αντίσταση Εξόδου

Αυτή η παράμετρος καθορίζει την ονομαστική αντίσταση εξόδου του συνθέτη και συνήθως είναι η προτεινόμενη αντίσταση φορτίου. Στους πιο πολλούς, ράδιο-συχνοτικούς και μικρό-κυματικούς εξοπλισμούς, είναι στα  $50\text{ }ohms\ (\Omega)$ . Στους εξοπλισμούς βίντεο είναι συνήθως  $75\ \Omega$  ενώ στους εξοπλισμούς ήχου  $600\ \Omega$ .

### 1.2.5 Παροδική Φάση

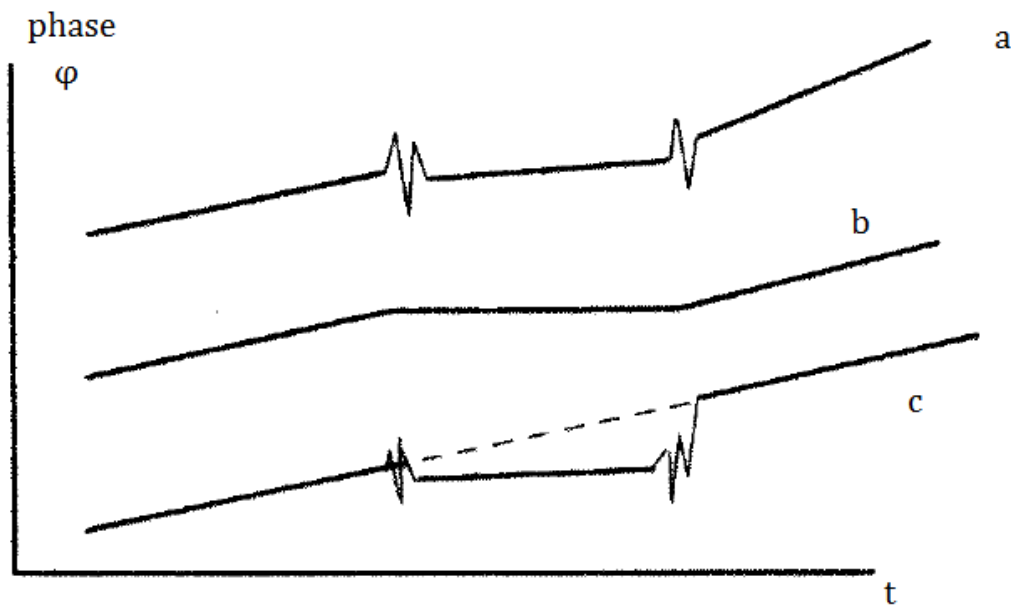
Στις περισσότερες εφαρμογές, η συμπεριφορά της φάσης σε παροδική κατάσταση, δεν καθορίζεται, όπως φαίνεται και στο α στο παρακάτω σχήμα. Παρόλα αυτά, πολλές εφαρμογές πρέπει να καθορίσουν τα χαρακτηριστικά αυτής της παροδικής κατάστασης πολύ προσεκτικά. Δύο τυπικές απαιτήσεις είναι:

- Η μεταγωγή συνεχούς φάσης
- Η μνήμη μεταγωγής φάσης

#### 1.2.5.1 Μεταγωγή Συνεχούς Φάσης

Αυτό σημαίνει ότι κατά την διάρκεια της μεταγωγής της φάσης δεν έχουμε (σχεδόν) καθόλου παροδικά φαινόμενα και θα πρέπει ιδανικά να είναι όπως φαίνεται στο b στο Σχήμα 1-3.





Σχήμα 1-3 Μεταγωγή φάσης

Ένα τέτοιο χαρακτηριστικό είναι σημαντικό ιδιαίτερα όταν κάποιος προσπαθεί να παραγάγει ένα σκανάρισμα της σύνθεσης, επίσης γνωστό ως γραμμικό FM, και έχει πολλές εφαρμογές σε διάφορες μετρήσεις, CW ραντάρ και σε συγκεκριμένες διαμορφώσεις. Τέτοια μετάβαση φάσης, είναι ιδιαίτερα ομαλή και δημιουργεί πολύ μικρό θόρυβο, πράγμα επιθυμητό σε συστήματα και δίκτυα.

### 1.2.5.2 Μνήμη Μεταγωγής Φάσης

Αυτό σημαίνει ότι εάν ο συνθέτης τρέχει σε συχνότητα  $f1$  και στη συνέχεια μεταπηδήσει στις  $f2, f3, f4, \dots$  και πάλι πίσω στην  $f1$ , τότε θα επιστρέψει στην φάση που θα ήταν εάν δεν γινόντουσαν οι προηγούμενες μεταβάσεις, όπως δείχνει και το c στο Σχήμα 1-3.

Είναι απλό να επιτύχουμε αυτόν τον περιορισμό εάν όλες οι συχνότητες εξόδου δημιουργούνται ταυτόχρονα και μεταβαίνουν στην συγκεκριμένη έξοδο ( $f1, f2, f3, \dots$ ) μετά από εντολή. Σε τέτοια περίπτωση, κάθε γεννήτρια θα συνεχίσει να ταλαντώνεται ακόμα και όταν δεν χρησιμοποιείται και για αυτό το λόγο, όταν επανασυνδέεται, διατηρεί τη φάση της. Αντιθέτως, όταν χρησιμοποιείται μία απλή μεταγόμενη έξοδο, αυτή η απαίτηση είναι αρκετά δύσκολο να επιτευχθεί. Πολλές εφαρμογές χρειάζονται αυτό το χαρακτηριστικό, π.χ. Imagers παλμικών Doppler ραντάρ.

### 1.2.6 Αρμονικές

Αυτή η παράμετρος καθορίζει το επίπεδο των αρμονικών της συχνότητας εξόδου και εξαρτάται από τα στοιχεία που απαρτίζουν τον συνθέτη. Εκφράζεται σε *decibels*, σχετικά με την συχνότητα εξόδου.

## 1.3 Βοηθητικές Προδιαγραφές

Αυτές οι προδιαγραφές σχετίζονται με την εκτέλεση των λειτουργιών του εκάστοτε συνθέτη συχνοτήτων και δεν θα αναλυθούν. Συνήθως περιλαμβάνουν παραμέτρους όπως το μέγεθος, την τροφοδοσία, τους περιβαλλοντικούς παράγοντες, την ποιότητα και την αξιοπιστία.

## 2 Ανασκόπηση Τεχνικών Σύνθεσης

Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστούν οι τρεις βασικές τεχνικές σύνθεσης.

Οι τεχνικές σύνθεσης συχνοτήτων μπορούν να χωριστούν αρχικά σε δύο μεγάλες κατηγορίες.[1]

- Άμεση σύνθεση συχνοτήτων
- Έμμεση σύνθεση συχνοτήτων

Οι δύο αυτές κατηγορίες μπορούν να αναλυθούν περαιτέρω ως εξής:

- Άμεση Αναλογική Σύνθεση (Direct Analog Synthesis-DAS)
- Άμεση Ψηφιακή Σύνθεση (Direct Digital Synthesis-DDS)
- Έμμεση Ψηφιακή Σύνθεση (Indirect Digital Synthesis)

### 2.1 Άμεση Σύνθεση Συχνοτήτων

Με τον όρο Άμεση Σύνθεση Συχνοτήτων ορίζουμε την διαδικασία παραγωγής της επιθυμητής συχνότητας με απ' ευθείας διαίρεση, πολλαπλασιασμό, μίξη, χρήση φίλτρων ή οτιδήποτε άλλων επεξεργασιών της ή των συχνοτήτων αναφοράς. Η επεξεργασία των συχνοτήτων αναφοράς είναι, για την άμεση σύνθεση συχνοτήτων, πάντα γραμμική συνάρτηση στο πεδίο της συχνότητας.[1]

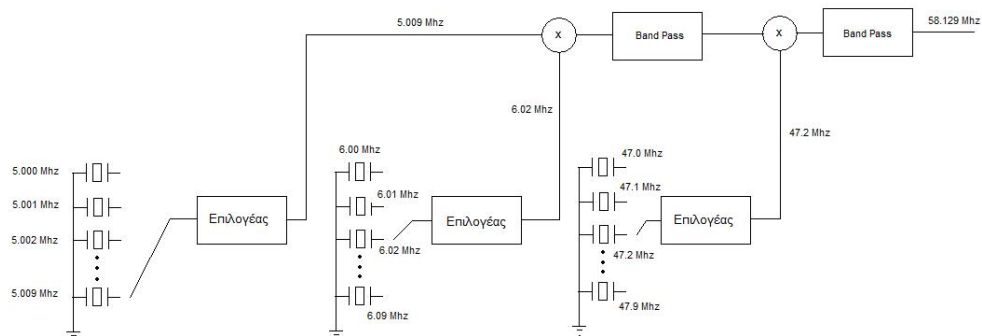
Όπως αναφέρθηκε η άμεση σύνθεση συχνοτήτων μπορεί εν συνεχεία να χωριστεί σε :

- Άμεση Αναλογική Σύνθεση (Direct Analog Synthesis-DAS)
- Άμεση Ψηφιακή Σύνθεση (Direct Digital Synthesis-DDS).

#### 2.1.1 Άμεση Αναλογική Σύνθεση

Η τεχνική άμεσης σύνθεσης συχνοτήτων υλοποιήθηκε σχεδόν ταυτόχρονα με την εμφάνιση των ηλεκτρονικών στοιχείων. Η ανάπτυξη στον τομέα της ασύρματης επικοινωνίας απαιτούσε την ύπαρξη πολλών καναλιών και ταυτόχρονα υψηλή ποιότητα σήματος εξόδου από τον ταλαντωτή. Αρχικά ο απλούστερος συνθέτης συχνοτήτων ήταν ένας ταλαντωτής εφοδιασμένος με έναν μεταγωγικό διακόπτη  $N$  θέσεων και  $N$  κρυστάλλους που ένας από αυτούς κάθε φορά μαζί με τον ταλαντωτή συνθέτε την επιθυμητή συχνότητα. Την εποχή εκείνη δεν ήταν δυνατόν να διατυπωθούν άλλες ανάγκες εκτός από την καλή ποιότητα του σήματος εξόδου. Καθώς όμως γίνονταν επιτακτική η ανάγκη για μεγαλύτερο αριθμό καναλιών παρουσιάστηκε η τεχνική της άμεσης σύνθεσης.

Στο Σχήμα 2-1 παρουσιάζεται η αρχή της άμεσης σύνθεσης η οποία χρησιμοποιεί πολλές συχνότητες αναφοράς (κρυστάλλους).[1]

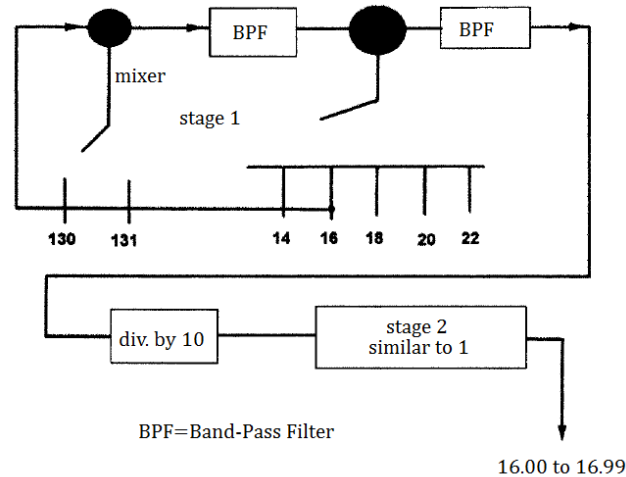


Σχήμα 2-1 Άμεση Σύνθεση συχνοτήτων με τον συνδυασμό ταλαντωτών

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Ανασκόπηση Τεχνικών Σύνθεσης

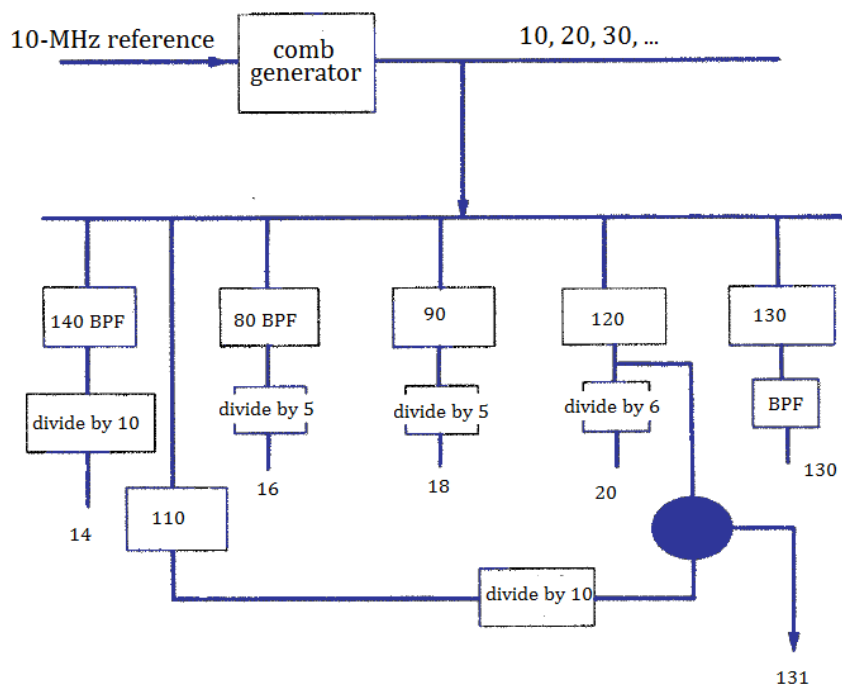
Όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα τα βασικά εργαλεία της άμεσης αναλογικής σύνθεσης είναι οι γεννήτριες, οι πολλαπλασιαστές, οι μίκτες, τα φίλτρα και οι διαιρέτες συχνοτήτων.

Επειδή όμως αυτές οι λειτουργίες είναι αρκετά πολύπλοκες, είναι επιθυμητό να σχεδιάζουμε επαναλαμβανόμενα δομικά blocks, έτσι ώστε η παραγωγή να είναι οικονομική, διαφορετικά το κόστος και η πολυπλοκότητα θα είναι πολύ μεγάλα.



Σχήμα 2-2 Άμεση Σύνθεση Συχνοτήτων χρησιμοποιώντας πολλαπλές πηγές αναφοράς

Για να παρουσιάσουμε κάποια βασικά στοιχεία της τεχνικής αυτής, θεωρούμε έναν συνθέτη που καλύπτει τις συχνότητες 16 μέχρι 16.99 MHz και έχει βήμα 10 kHz (Σχήμα 2-2). Όπως φαίνεται οι συχνότητες αναφοράς είναι 14, 16, 18, 20, 22, ..., 130, 131 MHz. Παρατηρήστε ότι η έξοδος του stage 1 είναι η είσοδος του stage 2 (παρόμοιο επίπεδο με το stage 1). Από το stage 1 παράγονται 10 συχνότητες (16.0 μέχρι 16.9 MHz) ενώ από το stage 2 παράγονται 100 (16.0 μέχρι 16.99 MHz). Συνεπώς προσθέτοντας και άλλα επίπεδα σαν αυτά μπορούμε να αυξήσουμε την ανάλυση (*resolution*) του συνθέτη. Τέλος, μπορούμε να χρησιμοποιούμε συνεχόμενα το ίδιο επίπεδο χωρίς να προσθέτουμε άλλες συχνότητες αναφοράς.



Σχήμα 2-3 Direct Analog Συνθέτης

Στο Σχήμα 2-3 η συχνότητα αναφοράς 10 MHz παράγει γραμμές με 10, 20, 30, ..., 140 MHz. Τα 14 MHz παράγονται από 140/10 (ή 70/5), τα 16 MHz παράγονται από 80/5, τα 18 MHz από 90/5, τα 20 MHz από 120/6, τα 22 MHz από 110/5, τα 130 MHz από 120 + 10 (και τα δύο διαθέσιμα), και τα 131 MHz από τα 120 (διαθέσιμα) + 110 (διαθέσιμα)/10.

Η αρχιτεκτονική που παρουσιάστηκε (Σχήμα 2-3) αποτελεί μία τυπική αρχιτεκτονική DA με βασικά στοιχεία το φίλτρο και το μίκτη. Το φάσμα συχνοτήτων εξαρτάται από την συχνότητα αναφοράς, ενώ η ταχύτητα του συνθέτη εξαρτάται από την ταχύτητα των μεταγωγών και από την απόκριση του φίλτρου.

Ο παραπάνω σχεδιασμός μπορεί να πετύχει ταχύτητα μεταγωγής από 3 μέχρι 10 *microseconds*.

Σημειώστε επίσης ότι εάν οι παραπάνω λειτουργίες είχαν σχεδιαστεί για συχνότητες 5 φορές μεγαλύτερες, το φάσμα του φίλτρου θα αυξανόταν 5 φορές και η ταχύτητα του συνθέτη θα εξαρτιόταν κυρίως από την ταχύτητα μεταγωγής των διακοπών.

Σημαντικό είναι επίσης να σημειώσουμε ότι αυτός ο σχεδιασμός δεν ικανοποιεί την απαίτηση για ποιότητα στη μνήμη φάσης (*phase memory*). Αφού οι συχνότητες αναφοράς 'τρέχουν' συνεχώς, διατηρούν την μνήμη φάσης τους. Το πρόβλημα όμως δημιουργείται στον διαιρέτη. Αφού το σήμα διέρχεται από το μίκτη και το φίλτρο, τα οποία αποτελούν μία single-side band (SSB) λειτουργία που μπορεί να εκφραστεί από την (2.1).

$$e^{j(\omega_1 t + \phi_1)} \cdot e^{j(\omega_2 t + \phi_2)} = e^{j[(\omega_1 + \omega_2)t + \phi_1 + \phi_2]} \quad (2.1)$$

, η φάση διατηρείται. Ενώ ο διαιρέτης (εδώ με 10) έχει σαν αποτέλεσμα η φάση εξόδου να πηγαίνει σε μία από τις 10 πιθανές καταστάσεις φάσης εξόδου και έτσι η διατήρηση της φάσης εξόδου χάνεται.

Σαν γενικό κανόνα για τέτοιες σχεδιάσεις, η συχνότητα εξόδου δίνεται από τον

$$F_{out} = F_i + \frac{F_1}{10} + \frac{F_2}{100} + \dots = F_i + \sum_{j=1}^n F_j (10^{-j}) \quad (2.2)$$

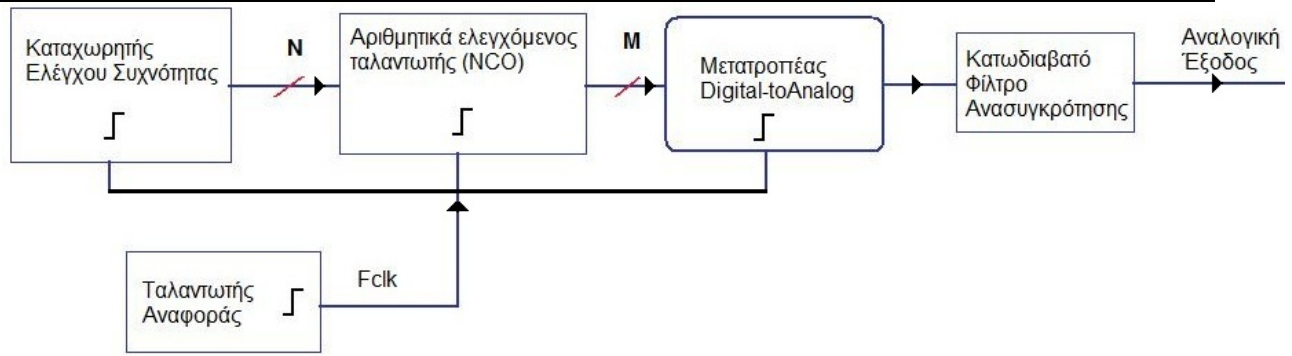
, όπου  $F_i$  και  $F_j$  οι είσοδοι.

Οι πρώτες σχεδιάσεις DA ήταν ιδιαίτερα περίπλοκες, είχαν πολλούς κρυστάλλους αναφοράς και πολύπλοκες αρχιτεκτονικές. Όλα αυτά δεν υπάρχουν σήμερα. Όλοι οι DA συνθέτες αποτελούνται από επαναλαμβανόμενα στάδια, πράγμα που προσδίδει αξιοπιστία στην παραγωγή και υψηλή λειτουργικότητα.

### 2.1.2 Άμεση Ψηφιακή Σύνθεση

Η άμεση ψηφιακή σύνθεση παράγει μία αναλογική κυματομορφή (συνήθως ένα ημίτονο) δημιουργώντας ένα χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα σε ψηφιακή μορφή και στη συνέχεια μετατρέπει αυτό σε αναλογικό. Επειδή οι λειτουργίες μέσα σε μία DDS (Direct Digital Synthesis) συσκευή είναι κυρίως ψηφιακές, μπορεί να προσφέρει ταχύτητα μεταγωγής από συχνότητα σε συχνότητα εξόδου, καλή ποιότητα σήματος και λειτουργία σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων. Χάρη στην ανάπτυξη της τεχνολογίας, οι σημερινές DDS συσκευές είναι πολύ συμπαγείς (ολοκληρωμένες) και καταναλώνουν μικρή ισχύ.[2]

Ο βασικός άμεσος ψηφιακός συνθέτης περιλαμβάνει έναν ταλαντωτή αναφοράς (συνήθως ένα κρύσταλλο), έναν αριθμητικά-ελεγχόμενο ταλαντωτή (numerically-controlled oscillator) και έναν μετατροπέα από ψηφιακό σε αναλογικό (DAC). Στο Σχήμα 2-4 μπορούμε να δούμε ένα γενικό διάγραμμα για αυτήν την κατηγορία συνθετών.



Σχήμα 2-4 Σχηματικό διάγραμμα Άμεσης Ψηφιακής Σύνθεσης

Η συχνότητα αναφοράς παρέχει σταθερή βάση χρόνου για το σύστημα και προσδιορίζει την ακρίβεια της συχνότητας του DDS. Παρέχει το ρολόι στον αριθμητικά-ελεγχόμενο ταλαντωτή ο οποίος παράγει στην έξοδό του μία διακριτού-χρόνου, κβαντισμένη έκδοση της επιθυμητής κυματομορφής εξόδου (συνήθως ημίτονο) της οποίας η περίοδος ελέγχεται από την ψηφιακή λέξη η οποία περιέχεται στον καταχωρητή ελέγχου συχνότητας (Frequency Control Register). Η δειγματοληπτούμενη, ψηφιακή κυματομορφή μετατρέπεται σε αναλογική κυματομορφή από τον DAC. Το κατωδιαβατό φίλτρο ανασυγκρότησης απορρίπτει τα φασματικά αντίγραφα που παράγονται από την μετατροπή του σήματος σε αναλογικό. [6]

Η βασική εξίσωση για την συχνότητα εξόδου της DDS αρχιτεκτονικής δίνεται από την (2.3).

$$f_{out} = \frac{M \cdot f_{clk}}{2^n} \quad (2.3)$$

Όπου:

$f_{out}$  = Συχνότητα εξόδου DDS

$M$  = Ψηφιακή λέξη του NCO

$f_{clk}$  = Συχνότητα αναφοράς (ρολόι συστήματος)

$n$  = Πλήθος bits της ψηφίο-λέξης του καταχωρητή

Συνοψίζοντας τα χαρακτηριστικά της Άμεσης Ψηφιακής Σύνθεσης, έχουμε τα εξής πλεονεκτήματα :

- Εύκολη και γρήγορη μετάβαση από συχνότητα σε συχνότητα
- Εξαιρετική απόδοση
- Βελτιωμένα χαρακτηριστικά θορύβου φάσης (low phase noise)
- Χειρισμός ακριβείας της φάσης εξόδου ενώ μεταπηδάμε σε άλλες συχνότητες
- Παραγωγή συχνοτήτων από το 1Hz μέχρι τα 400 MHz (με συχνότητα αναφοράς το 1 GHz)
- Compact μικρές συσκευές
- Συμβατότητα με σύγχρονα ψηφιακά συστήματα

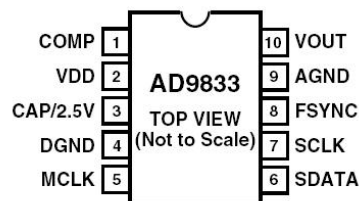
και τα ακόλουθα μειονεκτήματα:

- Σημαντική κατανάλωση ισχύος
- Δημιουργία Spurs λόγω της λειτουργίας του αριθμητικά-ελεγχόμενου ταλαντωτή
- Διασταυρούμενα spurs λόγω των high order Nyquist images

- Μεγαλύτερος θόρυβος σε μεγάλα offset συχνοτήτων λόγω του DAC
- Μεσαίο κόστος

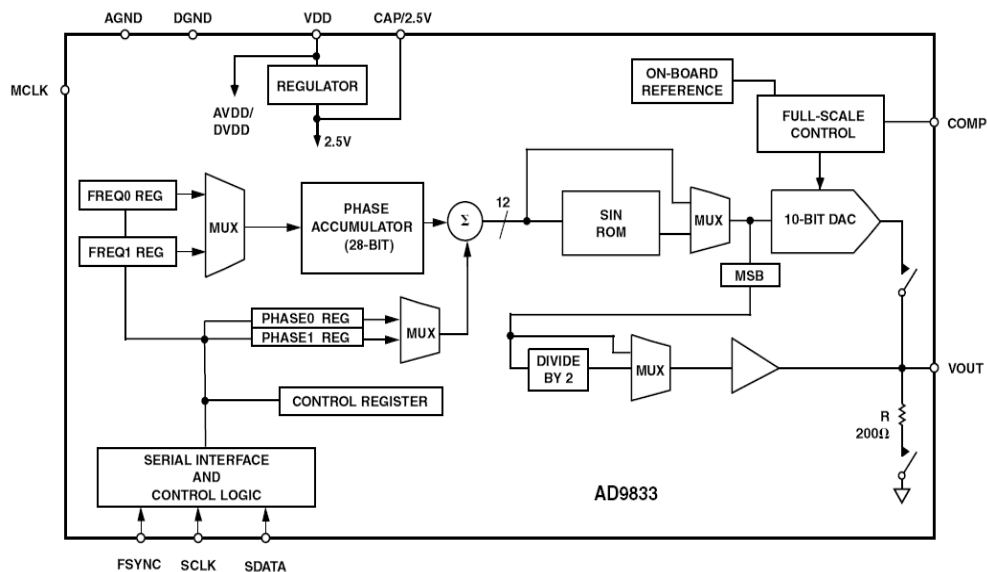
Οι πρώτες αναφορές στην τεχνική αυτή εντοπίζονται το 1964 σε μία αναφορά του V. E. Van Duzer στην Hewlett Packard Journal που υλοποιούσε έναν συνθέτη 0-50 MHz. Μία πιο σύγχρονη συσκευή DDS είναι η AD9833 από την Analog Devices. Η AD9833 μπορεί να παράγει ημιτονικές, τριγωνικές και τετραγωνικές κυματομορφές στην έξοδό της. Η συχνότητα και η φάση εξόδου είναι προγραμματιζόμενες, με αποτέλεσμα να παρέχει στο χρήστη ευκολία και ακρίβεια στο χειρισμό της. Επίσης είναι συμβατή με DSP και μικροελεγκτές. Τέλος, απαιτεί ιδιαίτερα μικρή τροφοδοσία, από 2.3V μέχρι 5.5V.[7]. Αξίζει να σημειωθούν και οι επιδόσεις της ναυαρχίδας των DDSs της Analog Devices. Το AD9912 λειτουργεί στο 1GHz με 14 bits DAC και 48 bits NCO καταναλώνοντας 400mA και με κόστος μεγαλύτερο των 40€ ανά chip στο ελεύθερο εμπόριο.

Στο Σχήμα 2-5 βλέπουμε το ολοκληρωμένο με τους ακροδέκτες του.



Σχήμα 2-5 AD9833

Ενώ στο Σχήμα 2-6 που ακολουθεί παίρνουμε μια ιδέα της αρχιτεκτονικής του.[7]



Σχήμα 2-6 Αρχιτεκτονική AD9833

Οι διαφορές στο πλήθος των προϊόντων που βρίσκονται σήμερα στην αγορά εντοπίζονται στο μέγεθος της μνήμης, στην διεπαφή λογισμικού, στην ταχύτητα του ρολογιού, στα modes λειτουργίας και στην οριζόντια ανάλυση (μέγεθος και ακρίβεια DAC). Παρακάτω παραθέτονται κάποια διάσημα μοντέλα, με μια μικρή περίληψη των κύριων χαρακτηριστικών τους.

- Hewlett-Packard – πάνω από 125 MHz, 12 bits, 8-ns update
- Wavetek - πάνω από 50 MHz, πολυκάναλλο, 12 bits
- Tektronix - πάνω από 50 MHz

- Le Croy - πάνω από 400 MHz, 8 bits
- Analogic - πάνω από 800 MHz, 8 bits

Επίσης υπάρχουν πολλές κάρτες προσωπικών υπολογιστών, και VME και VXI κάρτες, που μπορούν να πραγματοποιήσουν αυτές τις λειτουργίες.

Η τεχνολογία DDS, τα τελευταία 10 χρόνια, έχει αποδείξει ότι είναι μία βιώσιμη τεχνολογία. Ξεκινώντας από μέτριες επιδόσεις, καλύπτοντας ένα μικρό φάσμα συχνοτήτων, σήμερα είναι διάσημη και καλύπτει μία πληθώρα εφαρμογών πάνω από 1000 MHz. Σχεδιάσεις ASIC επέτρεψαν την πραγματοποίηση των λογικών συναρτήσεων με μικρή ισχύ και μικρό κόστος. Οι συνθέτες άμεσης σύνθεσης λειτουργούν είτε μόνοι τους είτε σε συνεργασία με άλλες αρχιτεκτονικές συνθετών (Phase Locked Loop και Direct Analog) με απώτερο σκοπό να βελτιώσουν την ανάλυση, την ταχύτητα και το κόστος.

Είναι σημαντικό να αναφερθεί επίσης ότι η DDS αποτελεί μία προέκταση της ψηφιακής επανάστασης στον τομέα των ράδιο-συχνοτήτων (Radio-frequency, RF domain). Αυτός ο τομέας έχει γνωρίσει μεγάλη ανάπτυξη τα τελευταία χρόνια και θα συνεχίσει να έχει μειώνοντας την απαιτούμενη ισχύ, αυξάνοντας το φάσμα του και συνεργαζόμενος με τις PLL αρχιτεκτονικές. Τέλος με την βελτίωση των DAC και την εξέλιξη των DSP, η λειτουργία και η χρησιμότητα των DDS πρόκειται να βελτιωθεί σημαντικά.[2]

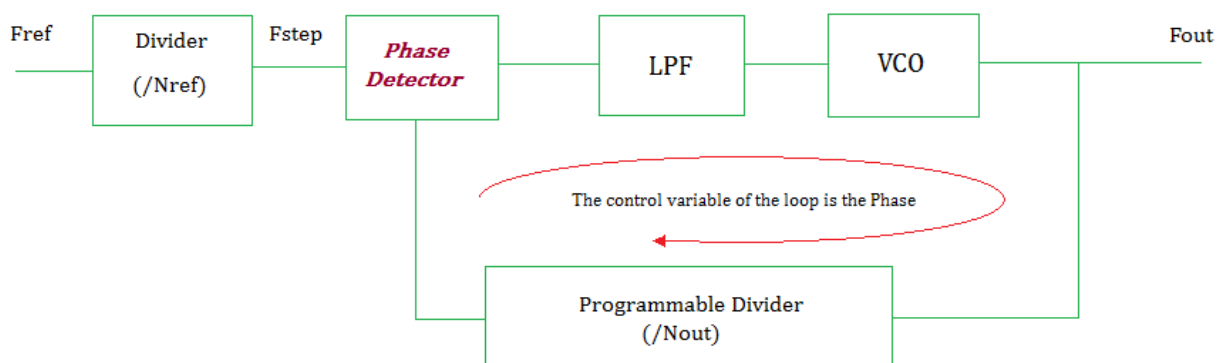
## 2.2 Έμμεση Σύνθεση Συχνοτήτων

Με τον όρο Έμμεση Σύνθεση Συχνοτήτων ορίζουμε την διαδικασία παραγωγής της επιθυμητής συχνότητας με την χρήση βρόχου ελέγχου της συχνότητας εξόδου από την συχνότητα αναφοράς. Η συχνότητα εξόδου παράγεται από ξεχωριστό ταλαντωτή από αυτόν της συχνότητας αναφοράς. Η μεταβλητή ελέγχου του βρόχου είναι είτε η συχνότητα είτε η φάση, δηλαδή το ολοκλήρωμα της συχνότητας.[1]

Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω έχουμε δύο υποκατηγορίες βάσει της μεταβλητής του βρόγχου ελέγχου:

- Phase Locked Loop
- Frequency Locked Loop

Ακολουθούν τα βασικά τους σχηματικά διαγράμματα.

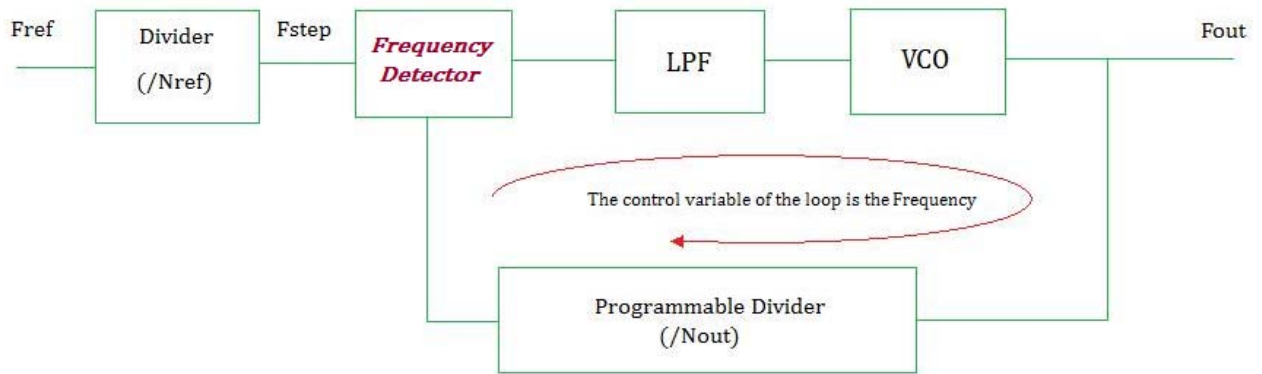


Σχήμα 2-7 Σχηματικό Διάγραμμα PLL

Η συχνότητα εξόδου  $F_{out}$  υπολογίζεται από τον ακόλουθο τύπο. Ο τύπος ισχύει και για τις δύο περιπτώσεις.

$$F_{out} = \frac{N_{out} x F_{ref}}{N_{ref}} \quad (2.4)$$





Σχήμα 2-8 Σχηματικό Διάγραμμα FLL

Όπως φαίνεται από τα σχηματικά διαγράμματα ένας σταθερός αριθμός  $N_{ref}$  διαιρεί την συχνότητα αναφοράς  $F_{ref}$ . Στην συνέχεια ένας άλλος προγραμματιζόμενος διαιρέτης διαιρεί την συχνότητα εξόδου  $F_{out}$ . Ο βρόχος είναι κλειδωμένος όταν οι δύο εξοδοί των διαιρετών βρίσκονται σε φάση και συνεπώς παράγουν στην έξοδο τους ένα παλμό συγκεκριμένης συχνότητας.

Ο βασισμένος στο PLL συνθέτης συχνοτήτων έχει επικρατήσει στις εμπορικές εφαρμογές. Όλες οι συσκευές τηλεπικοινωνιών ευρείας χρήσεως (τηλεοράσεις, ραδιόφωνα, κινητά τηλέφωνα), αλλά και άλλες περισσότερο εξελιγμένες συσκευές χρησιμοποιούν συνθέτες συχνοτήτων βασισμένους σε PLL.

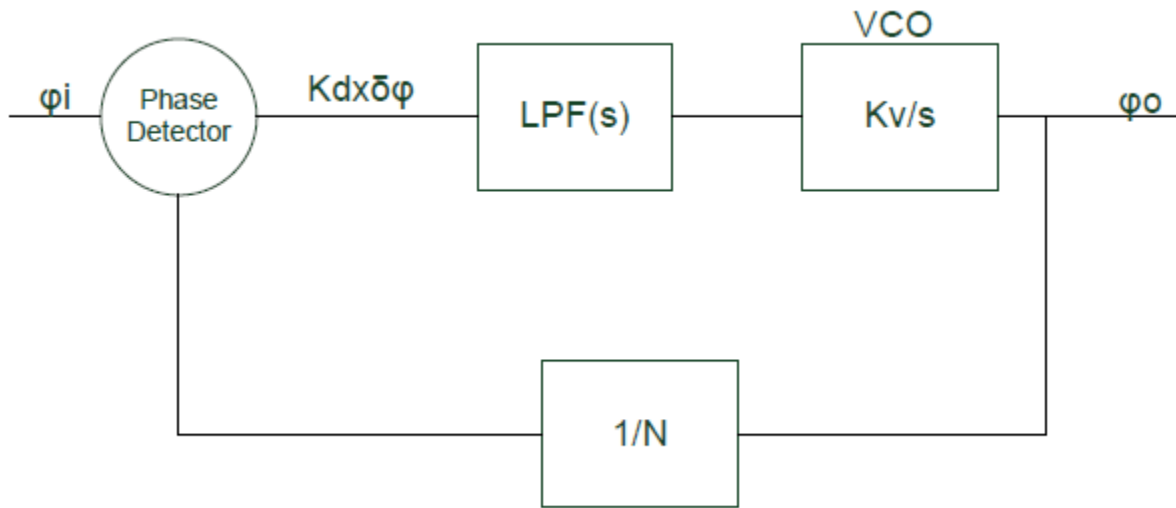
Επειδή η μεταβλητή ελέγχου του PLL είναι ή φάση, συνεπάγεται ότι ακόμη και ένα σφάλμα (διαφορά) μεταξύ της φάσης αναφοράς και της φάσης εξόδου δεν επηρεάζει την συχνότητα εξόδου αφού η φάση είναι το ολοκλήρωμα της συχνότητας. Έτσι το PLL εγγυάται την επιθυμητή συχνότητα εξόδου σε αντίθεση με το FLL στο οποίο ένα αντίστοιχο σφάλμα στην μεταβλητή ελέγχου είναι δυνατόν να επηρεάσει πολύ την συχνότητα εξόδου. Για τον λόγο αυτό το FLL δεν έχει τύχει ευρείας εφαρμογής.[1]

### 2.2.1 Phase Locked Loop Συνθέτες

Οι συνθέτες βρόχου κλειδωμένης φάσης είναι οι πιο διάσημοι συνθέτες συχνοτήτων από όλες τις άλλες κατηγορίες. Οι PLL συνθέτες αποτελούν το 99% της αγοράς, όσον αφορά το πλήθος των μονάδων, και το 98%, όσον αφορά την αξία σε δολάρια.[2]

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2-7, τα βασικά στοιχεία του PLL είναι ο συγκριτής φάσης με κέρδος  $K_d$  (volt/rad), το κατωδιαβατό φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς  $LPF(s)$ , το VCO (Voltage Controlled Oscillator) με κέρδος  $K_v/s$  (rad/volt). Ο βρόχος ολοκληρώνεται με τον κλάδο ανατροφοδότησης που περιλαμβάνει τον προγραμματιζόμενο διαιρέτη με κέρδος  $1/N$ . Συνεπώς το διάγραμμα κουτιών (block diagram) του συνθέτη συχνοτήτων είναι όπως στο Σχήμα 2-9.





Σχήμα 2-9 Βρόχος PLL

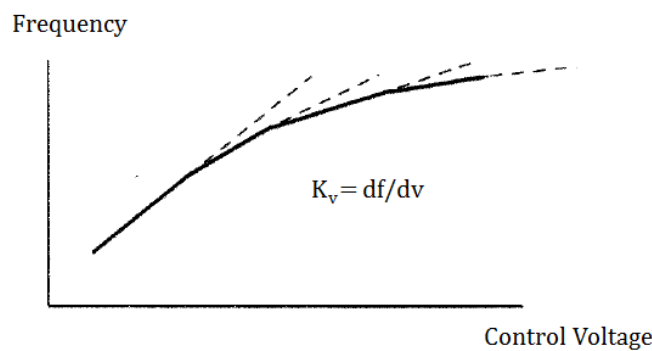
Στο σημείο αυτό κρίνεται χρήσιμο να δοθούν οι απαραίτητες λεπτομέρειες που αφορούν στα δύο σημαντικά στοιχεία του συνθέτη συχνοτήτων, το VCO και τον συγκριτή φάσης.

### 2.2.1.1 Συνάρτηση μεταφοράς του VCO

Το VCO είναι μία συσκευή της οποίας η συχνότητα εξόδου εξαρτάται από την τάση εισόδου. Η σχέση αυτή είναι μη γραμμική (μία τυπική απόκριση φαίνεται στο Σχήμα 2-10) αλλά μονοτονική. Παρόλα αυτά, όταν ο βρόχος είναι κλειδωμένος, το VCO θεωρείται γραμμικό, αφού είναι και πρακτικό και βολικό για τις θεωρητικές αναλύσεις. Διαφοροποιήσεις στα χαρακτηριστικά ελέγχου του VCO επηρεάζουν τους παραμέτρους του βρόχου. Γενικά, η κυματομορφή εξόδου του VCO δίνεται από τον (2.5).

$$A_{out}[t, \omega(v)] = A(t, v) \cdot \sin[\omega(v) \cdot t + \varphi] \quad (2.5)$$

όπου  $A$  το πλάτος του σήματος και  $\omega$  η γωνιακή ταχύτητα, όπου και τα δύο εξαρτώνται από τον χρόνο  $t$  και την τάση ελέγχου  $v$ .



Σχήμα 2-10 Χαρακτηριστικά ελέγχου VCO και κομματιαστή γραμμικοποίηση

Σαν μία πρώτη προσέγγιση, υποθέτουμε ότι το  $A$  έχει σταθερή τιμή (δεν εξαρτάται από το  $t$  και το  $v$ ) και ότι το  $\omega$  είναι γραμμική συνάρτηση του  $v$ .

Συνεπώς η (2.5) γράφεται

$$A_{out}[t] = A \cdot \sin[(\omega_o + K_v v)t + \varphi] \quad (2.6)$$

Εδώ  $K_v$  είναι η σταθερά του VCO [ $rad/(Vs)$ ]. Αφού θεωρούμε ότι η συχνότητα εξαρτάται γραμμικά από το  $v$ , έχουμε

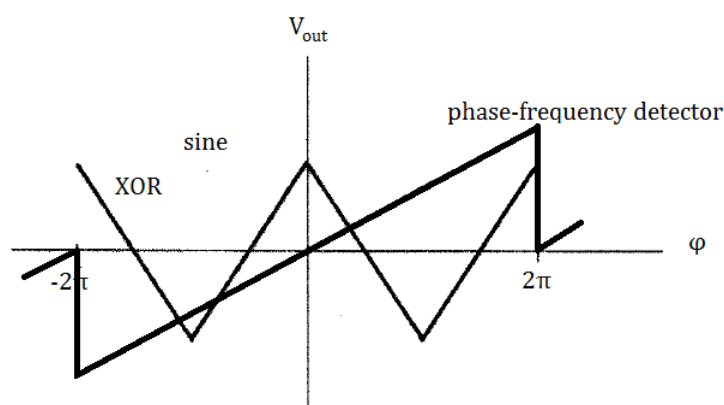
$$\omega(v) = \omega_o + K_v \cdot v \quad (2.7)$$

όπως αναφέρθηκε, οπότε η γραμμικοποίηση δικαιολογείται και κάνει την ανάλυση πιο απλή. Στην πραγματικότητα, όταν ο βρόχος είναι κλειδωμένος, οι διαφοροποιήσεις της συχνότητας εξόδου είναι πολύ μικρές και η υπόθεση της σταθεράς του VCO είναι σωστή όπως δείχνει και η κομματιαστή γραμμικοποίηση στο Σχήμα 2-10.

Αφού η φάση είναι το ολοκλήρωμα της γωνιακής ταχύτητας, μπορούμε να ολοκληρώσουμε την προσέγγιση αυτή γράφοντας την συνάρτηση μεταφοράς του VCO (2.8).

$$\frac{\varphi_o(s)}{V} = \frac{K_v}{s} \quad (2.8)$$

### 2.2.1.2 Συνάρτηση μεταφοράς του Phase Detector



Σχήμα 2-11 Χαρακτηριστικά εξόδου Ανιχνευτή Φάσης

Ο ανιχνευτής φάσης παράγει μία τάση εξόδου ανάλογα με την διαφορά της φάσης ανάμεσα στις εισόδους και είναι πάντα μη γραμμική συνάρτηση. Τυπικό διάγραμμα τάσης εξόδου και διαφοράς φάσης φαίνεται στο Σχήμα 2-11. Παρόλα αυτά, κοντά στην θέση κλειδώματος η συνάρτηση αυτή μπορεί να θεωρηθεί γραμμική (αυτό δικαιολογείται από το γεγονός ότι οι περισσότεροι συνθέτες όταν είναι κλειδωμένοι λειτουργούν με πολύ υψηλό λόγο σήματος προς θόρυβο και για αυτό το λόγο λειτουργούν σε μία θέση σταθερής φάσης). Άρα

$$V_d = K_d \cdot (\varphi_i - \varphi_o) \quad (2.9)$$

όπου  $V_d$  η τάση εξόδου του ανιχνευτή, μετράται σε  $V / rad$ .

Τώρα η συνάρτηση μεταφοράς μπορεί να περιγραφεί από την

$$V_d = K_d [\varphi_i(s) - \varphi_o(s)] \quad (2.10)$$

και

$$V_c(s) = V_d(s) \cdot LPF(s) \quad (2.11)$$

Όπου  $LPF(s)$  η συνάρτηση μεταφοράς το φίλτρου και  $V_c$  η τάση ελέγχου του VCO. Λύνοντας αυτές τις απλές εξισώσεις καταλήγουμε στο

$$\varphi_o = \frac{K_d K_v LPF(s)}{s + K_d K_v LPF(s)} \varphi_i \quad (2.12)$$

και η συνάρτηση μεταφοράς  $H(s) = \varphi_o(s) / \varphi_i(s)$  δίνεται

$$H(s) = \frac{K_d K_v LPF(s)}{s + K_d K_v LPF(s)} \quad (2.13)$$

Ενώ η συνάρτηση μεταφοράς σφάλματος ορίζεται

$$H_e(s) = \frac{\varphi_i(s) - \varphi_o(s)}{\varphi_i(s)} \quad (2.14)$$

και προκύπτει

$$H_e(s) = \frac{s}{s + K_d K_v LPF(s)} \quad (2.15)$$

Αφού γραμμικοποιήσαμε όλα τα στοιχεία, με δεδομένα τα  $K_v$  και  $K_d$ , η συμπεριφορά του βρόχου ανάδρασης στηρίζεται κυρίως στο  $LPF(s)$ .

### 2.2.2 Μελέτη του βρόχου Σύνθεσης Συχνότητας

Με βάση την παραπάνω μελέτη και το block diagram που φαίνεται στο Σχήμα 2-9, μπορούμε να γράψουμε την συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος.

$$H(s) = \frac{K_d LPF(s) \frac{K_v}{s}}{1 + K_d LPF(s) \frac{K_v}{s} \frac{1}{N}} \quad (2.16)$$

Σημαντικό ρόλο στην ποιότητα εξόδου του παραγόμενου σήματος παίζει η σωστή σχεδίαση και η επιλογή του τύπου του φίλτρου. Τρεις είναι οι βασικές μορφές του φίλτρου που χρησιμοποιούνται ευρέως:

- Το *lag* φίλτρο
- Το *lead-lag* φίλτρο
- Το *ενεργό* φίλτρο

Ανάλογα με την επιλογή του φίλτρου καθορίζεται και ο τύπος του βρόχου.

#### 2.2.2.1 Βρόχος Πρώτης Τάξης

Βρόχο πρώτης τάξης λαμβάνουμε όταν  $LPF(s) = \text{σταθερό}$ , ας πούμε  $A$ . Αυτό σημαίνει ότι ο βρόχος φίλτρου έχει σταθερό κέρδος αλλά δεν εξαρτάται από την συχνότητα. Το κέρδος είναι απαραίτητο λόγω της διαφοράς ανάμεσα στην τάση εξόδου του ανιχνευτή φάσης και της απαιτούμενης τάσης ελέγχου εισόδου του VCO. (Οι περισσότεροι ανιχνευτές φάσης παράγουν τάση από 0 μέχρι 2 ή 5 Volts ενώ για να ελέγχουμε το VCO χρειαζόμαστε 10, 15 μπορεί μέχρι και 50 Volts.)

Σε αυτήν την περίπτωση, η συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου  $H(s) = \varphi_o(s) / \varphi_i(s)$  είναι

$$H(s) = \frac{K_d LPF(s) \frac{K_v}{s}}{1 + K_d LPF(s) \frac{K_v}{s}} \quad (2.17)$$

Για ευκολία θα ορίσουμε

$$K = K_d K_v A \quad (2.18)$$

και ξαναγράφοντας την  $H(s)$  για βρόχο πρώτης τάξης:

$$H(s) = \frac{K}{s + K} \quad (2.19)$$

Όπως βλέπουμε, αυτός ο βρόχος αφήνει λίγες επιλογές στον σχεδιαστή αφού οι παράμετροι του βρόχου  $K_v$ ,  $K_d$  και  $A$  υπαγορεύουν την συμπεριφορά του μηχανισμού ανάδρασης. Σημειώστε ότι υπάρχει μόνο ένας ολοκληρωτής στο PLL (η φάση είναι το ολοκλήρωμα της συχνότητας, και τα χαρακτηριστικά του VCO στο πεδίο Laplace περιγράφηκαν ως  $K_v / s$ ) και για αυτό μόνο ένας πόλος στην συνάρτηση μεταφοράς. Μπορούμε να έχουμε μία διαισθητική προσέγγιση για την συμπεριφορά του βρόχου αν συνειδητοποιήσουμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς είναι ενός πόλου με κατωδιαβατό φίλτρο ( $RC$ ). Έτσι, για φάση εισόδου  $\phi_i$ , η φάση εξόδου θα είναι:

$$\phi_o = \phi_i (1 - e^{-t/K}) \quad (2.20)$$

και το σφάλμα φάσης θα δίνεται από τον:

$$\phi_o - \phi_i = \phi_i \cdot e^{-t/K} \quad (2.21)$$

Η (2.21) θεωρεί το βήμα της φάσης εισόδου σταθερό. Αυτό δείχνει κατευθείαν ότι, σε ένα τέτοιο βρόχο, σταθερά  $K_d$ ,  $K_v$  και  $A$  καθορίζουν τα δυναμικά χαρακτηριστικά του βρόχου και το εύρος θορύβου (*noise bandwidth-BW*), το οποίο ορίζεται:

$$BW = \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 df \quad (2.22)$$

και δίνεται από  $K/4$ .

Το  $BW$  θορύβου ενός PLL προσδίδει το εύρος του βρόχου, και ο υπολογισμός του παρουσιάζει το ολοκληρωμένο εύρος του βρόχου και μετράει την ταχύτητα απόκρισης του.

Η συνάρτηση μεταφοράς ενός βρόχου πρώτης τάξης μοιάζει πολύ με αυτήν ενός φίλτρου  $RC$ , ενώ η συνάρτηση μεταφοράς σφάλματος  $e(s)$ , δίνεται από τον

$$e(s) = \frac{s\phi_i(s)}{s + K} \Leftrightarrow \frac{e(s)}{\phi_i(s)} = \frac{s}{s + K} \quad (2.23)$$

Η συνάρτηση σφάλματος μπορεί να υπολογιστεί για ένα βήμα φάσης χρησιμοποιώντας το θεώρημα τελικής τιμής, το οποίο αναφέρει ότι μία κατάσταση στο πεδίο του χρόνου μπορεί να υπολογιστεί από την συνάρτηση μεταφοράς στο πεδίο της συχνότητας. Συνεπώς, για ένα βήμα φάσης  $\phi_i$ , η τελική τιμή του σφάλματος υπολογίζεται από τον:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x(t) dt = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot X(s) \quad (2.24)$$

Όπου  $X(s)$  είναι ο μετασχηματισμός Laplace της συνάρτησης  $x(t)$  και είναι σε αυτήν την περίπτωση:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{s\phi_i}{s + K} = 0 \quad (2.25)$$

Άρα μία αλλαγή φάσης στην είσοδο θα ακολουθείται από την έξοδο. Παρόλα αυτά, μία φάση ράμπας ή ένα σφάλμα συχνότητας, δίνει:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{d\omega}{s + K} = \frac{d\omega}{K} \quad (2.26)$$

Έτσι ένας βρόχος πρώτου βαθμού με φάση ράμπας (δηλαδή, αλλαγή στην συχνότητα) θα παράγει ένα σταθερό σφάλμα φάσης, αναλογικά με το  $d\omega$  και το  $K$ .

Αυτή η μορφή PLL δεν είναι ιδιαίτερα δημοφιλής αφού περιορίζει αρκετά τον σχεδιαστή.

### 2.2.2.2 Βρόχος Δεύτερης Τάξης

Αυτή η κατηγορία PLL είναι η πιο ευρέως χρησιμοποιημένη στην βιομηχανία των FS (frequency synthesizer). Παρά το γεγονός ότι αρκετοί σχεδιαστές ισχυρίζονται ότι στην πραγματικότητα δεν υπάρχουν βρόχοι δεύτερης τάξης, αυτή η κατηγορία αντιπροσωπεύει μία απλή ανάλυση και αποφέρει καλή θεωρητική προσέγγιση για την πλειοψηφία των PLL σχεδιάσεων.

Σε αυτή την περίπτωση

$$LPF(s) = \frac{1 + sT_2}{sT_1} \quad (2.27)$$

με αποτέλεσμα η συνάρτηση μεταφοράς να γίνεται:

$$H(s) = \frac{K(sT_2 + 1) / (T_1)}{s^2 + s(1 + KT_2) / (T_1) + K / (T_1)} \quad (2.28)$$

Ακολουθώντας τις κοινές έννοιες της θεωρίας ελέγχου, ορίζουμε

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}} \quad (2.29)$$

Και

$$\xi = \frac{\omega_n T_2}{2} \quad (2.30)$$

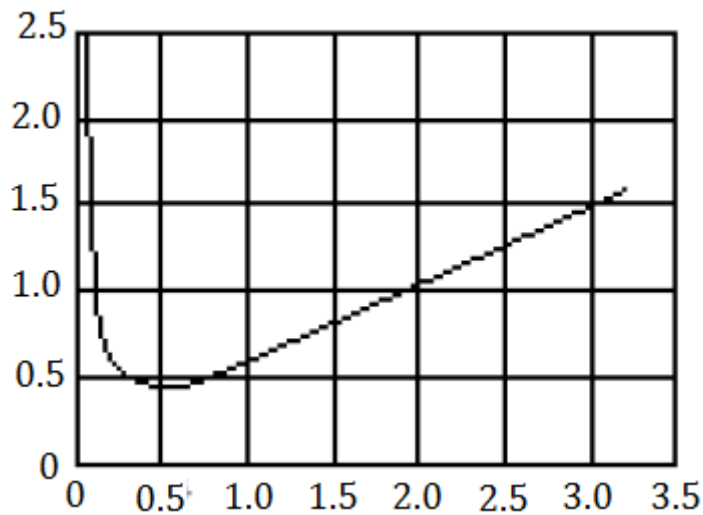
Οπότε τώρα η συνάρτηση μεταφοράς γίνεται

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.31)$$

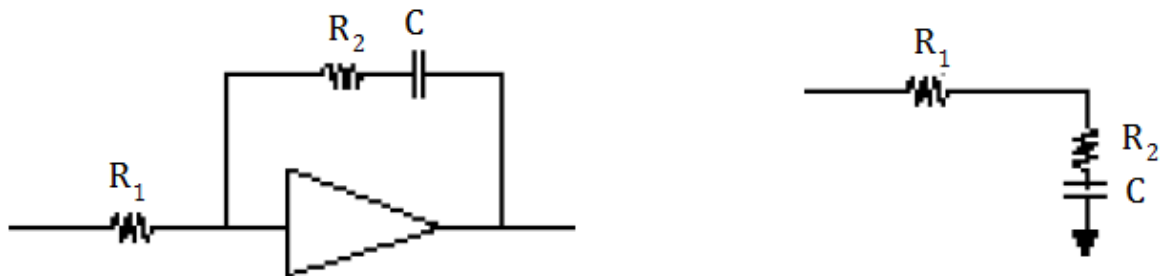
Στα περισσότερα συστήματα δευτέρας τάξης, τα χαρακτηριστικά ελέγχονται από το  $\omega_n$ , το οποίο ονομάζεται και φυσική συχνότητα βρόχου, και την απόσβεση  $\xi$ . Τέτοιοι βρόχοι ελέγχονται από το  $LPF(s)$  και τα  $\omega_n$  και  $\xi$ . Επίσης το εύρος του βρόχου, το οποίο ορίστηκε στην (2.22), προκύπτει

$$B_L = \frac{\omega_n}{2(\xi + 1/4\xi)} \quad (2.32)$$

όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2-12.



Σχήμα 2-12 Εύρος βρόχου συναρτήσει του συντελεστή απόσβεσης



Σχήμα 2-13 Κυκλώματα βρόχου δευτέρας τάξης

Το φίλτρο του βρόχου αποτελείται είτε από παθητικό δίκτυο είτε από έναν ενεργό ολοκληρωτή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-13. Οι εξισώσεις για τον ενεργό ολοκληρωτή είναι

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}} \quad (2.33)$$

$$\xi = \frac{\omega_n T_2}{2} \quad (2.34)$$

Ενώ για το παθητικό δίκτυο

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1 + T_2}} \quad (2.35)$$

$$\xi = \frac{\omega_n (T_2 + 1/K)}{2} \quad (2.36)$$

Το  $K_d$  μετράται σε *volts/rad*, το  $K_v$  σε *rad/(s.V)*, το  $K$  σε *1/s*, το  $\omega_n$  σε *rad/s* ενώ το  $\xi$  είναι αδιάστατο.

Στους PLL συνθέτες, η έξοδος του VCO συνήθως ακολουθείται από διαιρέτες. Όταν ο βρόχος είναι κλειδωμένος, η συχνότητα εξόδου δίνεται από τον  $NF_{ref}$ , επομένως αλλάζοντας το  $N$ , η

συχνότητα εξόδου αλλάζει. Όλες οι εξισώσεις παραμένουν ίδιες, εκτός από την σταθερά του VCO που από  $K_v$  γίνεται  $K_v / N$ .

Προφανώς, βρόχοι μεγαλύτερων τάξεων χρησιμοποιούνται για εφαρμογές όπου απαιτούνται υψηλότερου επιπέδου αλλαγές φάσης, αλλά η πλειοψηφία των PLL συνθετών χρησιμοποιεί σχεδιάσεις δευτέρας τάξης.

### 2.2.3 Γνωστοί Συνθέτες PLL

Οι σύγχρονοι PLL συνθέτες ολοκληρώνονται σε ένα chip και είναι πολύπλοκα ψηφιακά ολοκληρωμένα κυκλώματα. Διάσημοι συνθέτες με πολύ καλά χαρακτηριστικά παρουσιάζονται στη συνέχεια.[2]

- *Motorola MC145xxx family*. Αυτή η οικογένεια απαιτεί μόνο ένα VCO, ένα dual modulus και ένα loop filter.
- *Fujitsu 15xx family*. Περιλαμβάνει και αυτή ένα dual modulus και μπορεί να δώσει πάνω από 1.2GHz. Αυτές οι συσκευές καταναλώνουν ιδιαίτερα μικρή ισχύ (8 mA με τροφοδοσία 3V), έχουν πολύ μικρό packaging και για αυτό κοστίζουν.
- *Qualcomm Q3036*. Είναι από τις πιο εντυπωσιακές συσκευές. Μπορούν να δώσουν πάνω από 1.6 GHz. Η είσοδος αναφοράς οδηγεί έναν προγραμματιζόμενο μετρητή με αναλογία διαίρεσης 1:16. Η είσοδος του VCO συνδέεται απευθείας σε έναν dual modulus 10/11. Καταναλώνει 1.7 W.
- *Signetics/Philips*. Δύο μοντέρνα chips είναι τα TSA5511 και UMA1014T. Το πρώτο είναι ένας 1.3 GHz ASIC συνθέτης ενώ ο δεύτερος 1.1 GHz. Ο 5511 καταναλώνει 35 mA ενώ ο 1014 13 mA.
- *Sciteq P/N SCI-1602*. Είναι ένας fractional-N PLL first order και δίνει πάνω από 2.5 GHz. Περιλαμβάνει έναν prescaler που ακολουθείτε από έναν dual modulus (16/17 πάνω από 1250 MHz).
- *PEREGRINE Semiconductor*. Χρησιμοποιεί την τεχνολογία SOS (Silicon On Sapphire). Ο PEREGRINE αποτελεί έναν fractional-N PLL ASIC που καταναλώνει πολύ λίγη ισχύς και απαιτεί πολύ μικρή τάση τροφοδοσίας, βασικά παράγει 1.2 GHz αλλά και 550 MHz βοηθητικά.

### 3 Περιγραφή συστήματος συνθέτη

Διαπιστώθηκε ότι ο συμβατικός συνθέτης συχνοτήτων PLL έχει ένα σημαντικό μειονέκτημα. Δεν μπορεί ταυτόχρονα να έχει μικρό χρόνο σύγκλισης και μικρή συχνότητα βήματος. Υπάρχουν αρκετές προσεγγίσεις στην βιβλιογραφία που προτείνουν μεθόδους άρσης του παραπάνω περιορισμού με δημοφιλέστερες τον συνθέτη συχνοτήτων του Gillette και τον ΣΔ συνθέτη του Riley.

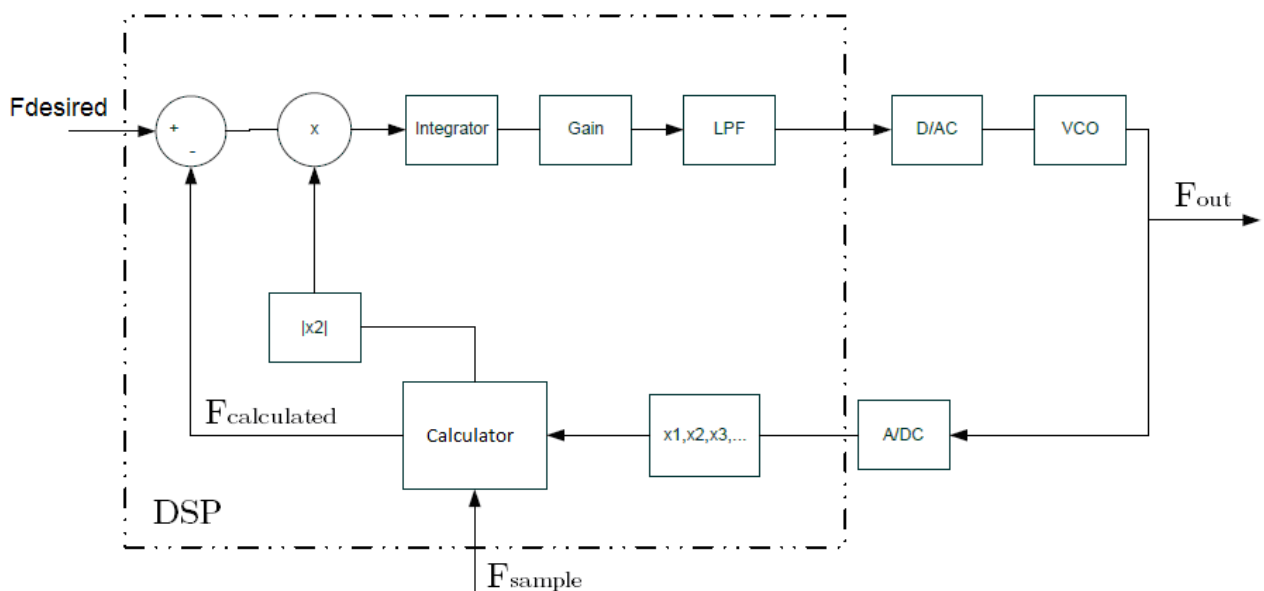
Το σύστημα που μελετάμε στη εργασία αυτή δίνει την δυνατότητα της ταχύτατης σύγκλισης στην επιθυμητή συχνότητα με ταυτόχρονη δυνατότητα πάρα πολύ μικρού βήματος συχνότητας. Η φιλοσοφία της νέας τεχνικής βασίζεται στο γεγονός ότι μπορούμε με έναν συγκεκριμένο υπολογισμό να προσδιορίσουμε τα χαρακτηριστικά ενός ημιτονικού σήματος (συχνότητα, φάση και πλάτος) αν γνωρίζουμε τις τιμές του σε τρεις διαδοχικές στιγμές.

Έστω ότι έχουμε το πλάτος  $x_1$ ,  $x_2$  και  $x_3$  ενός ημιτονικού σήματος σε τρεις διαδοχικές στιγμές  $t_1, t_2$  και  $t_3$ .

$$F_{calculated} = \frac{F_{sample}}{2\pi} \cos^{-1} \left( \frac{x_1 + x_3}{2x_2} \right) \quad (3.1)$$

Διαπιστώνουμε ότι εύκολα (με αρκετά απλές πράξεις) μπορούμε να υπολογίσουμε την συχνότητα και συνεπώς και την φάση του σήματος. Έτσι μπορούμε να 'υλοποιήσουμε' έναν phase frequency comparator που να μετρά την φάση με τη χρήση της προτεινόμενης μεθόδου-υπολογισμού (3.1).

Συνεπώς ο νέος PFD υλοποιείται με την χρήση συστήματος που δειγματοληπτεί το σήμα με μεγάλη συχνότητα (που μπορούμε να ορίσουμε αυθαίρετα και με βάση τις ανάγκες μας) με την χρήση ενός A/DC, την έξοδο του οποίου χρησιμοποιεί για την υλοποίηση της συνάρτησης (3.1). Έτσι ο νέος PFD μπορεί να υλοποιηθεί με την χρήση ενός A/DC και ενός DSP ή FPGA κατάλληλα διαμορφωμένου για την υλοποίηση της συνάρτησης (3.1).



Σχήμα 3-1 Σχηματικό Διάγραμμα Συνθέτη Συχνοτήτων

Ο υπολογισμός της διαφοράς φάσης του σήματος εξόδου με αυτό της επιθυμητής συχνότητας τώρα πια μπορεί να είναι «αριθμητικός», δηλαδή η φάση αναφοράς δεν είναι παρά μία τιμή μέσα στο σύστημα υπολογισμού. Γίνεται αντιληπτό ότι η ρύθμιση της τιμής αυτής καθορίζει την συχνότητα εξόδου καθώς και το βήμα της. **Συνεπώς, το βήμα του συνθέτη καθορίζεται από την ακρίβεια των αριθμητικών πράξεων του προτεινόμενου PFD.**



Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει η περιγραφή του νέου συνθέτη συχνοτήτων που έχει ως αντικείμενο αυτή η διπλωματική.

Αρχικά θα παρουσιαστεί μία γενική περιγραφή λειτουργίας του συνθέτη μας και στην συνέχεια πιο διεξοδικά η λειτουργία και η χρησιμότητα κάθε στοιχείου που τον απαρτίζει. Ενώ στο τέλος θα δοθεί μία γενική εξομοίωση του συστήματος του συνθέτη.

Επίσης σημαντικό σε αυτό το σημείο είναι να τονίσουμε ότι η σχεδίαση που θα παρουσιάσουμε ανήκει στην κατηγορία έμμεσης σύνθεσης συχνοτήτων και μάλιστα στους phase-locked loop συνθέτες. Για αυτό το λόγο το εισαγωγικό κεφάλαιο επικεντρώθηκε στους PLL συνθέτες συχνοτήτων και τα χαρακτηριστικά τους.

## 3.1 Γενική περιγραφή συστήματος

Το σύστημα μας παρουσιάζεται στο Σχήμα 3-1. Τα στοιχεία που το απαρτίζουν είναι ο DSP (ο οποίος περιλαμβάνει τον ολοκληρωτή, το κέρδος και το LPF), ο D/AC, ο A/DC και το VCO. Μέσα από την συνολική λειτουργία του DSP ξεχωρίζουμε και τον τρόπο λειτουργίας του PFD.

Τα στοιχεία που κάνουν τον συνθέτη μας να ξεχωρίζει είναι η χρήση του DSP και ο έλεγχος του βρόχου βάσει ψηφιακών δεδομένων (τιμών). Τόσο το δεδομένο εισόδου  $F_{desired}$  όσο και τα δεδομένα που παράγονται από τον A/D Converter και στη συνέχεια επεξεργάζονται από τον DSP είναι ψηφιακά. Τα δεδομένα αποκτούν αναλογικά χαρακτηριστικά πάλι μετά τον D/AC και αυτό για να οδηγήσουν το VCO.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-1 η αριστερή πλευρά (DSP) λειτουργεί ψηφιακά, ενώ η δεξιά (VCO) αναλογικά. Η είσοδος στο αναλογικό τμήμα γίνεται από τον D/AC ενώ η είσοδος στο ψηφιακό γίνεται από τον A/DC μετατρέποντας το αναλογικό σήμα εξόδου σε ψηφιακό.

Έστω ότι στην έξοδο δημιουργείται ένα σήμα συγκεκριμένης συχνότητας, αυτό το σήμα περνά από τον A/D converter και δημιουργεί ψηφιακές τιμές. Στην πραγματικότητα δημιουργούνται ακολουθίες ψηφιακών σημάτων όπου η ταχύτητα εναλλαγής τους αλλά και το μέγεθος τους εξαρτώνται από την ανάλυση και τα χαρακτηριστικά του converter. Αυτό γίνεται για να μπορούμε να επεξεργαστούμε στην συνέχεια τα δεδομένα αυτά από τον Digital Signal Processor.

Επειδή η σχεδίαση μας περιέχει αυτόν τον υπολογισμό (3.1) ανάμεσα στα δεδομένα που δειγματοληπτούνται από τον DSP, βάσει της συχνότητας  $F_{sample}$ , η χρήση του DSP είναι μονόδρομος.

Η άλλη έξοδος του Calculator ‘βγάζει’ το απόλυτο  $|x_2|$  (απόλυτη δεύτερη δειγματοληπτούμενη τιμή), την κάθε στιγμή δειγματοληψίας.

Όπως αναφέραμε ο Calculator υπολογίζει την (3.1), η οποία στην συνέχεια αφαιρείται από το  $F_{desired}$ . Ο βρόχος κλειδώνει όταν αυτή η διαφορά είναι πολύ μικρή ή σχεδόν μηδενική. Σε περίπτωση που η διαφορά είναι μεγάλη, τα αποτελέσματα στην έξοδο είναι ανεπιθύμητα. Το αποτέλεσμα αυτής της αφαίρεσης πολλαπλασιάζεται με το απόλυτο  $|x_2|$ . Αυτό γίνεται για να αποφευχθούν τυχόν σφάλματα, όπως στις περιπτώσεις που το  $x_2$  είναι μηδέν (δηλαδή, στις περιπτώσεις που το αντίστροφο συνημίτονο δεν ορίζεται).

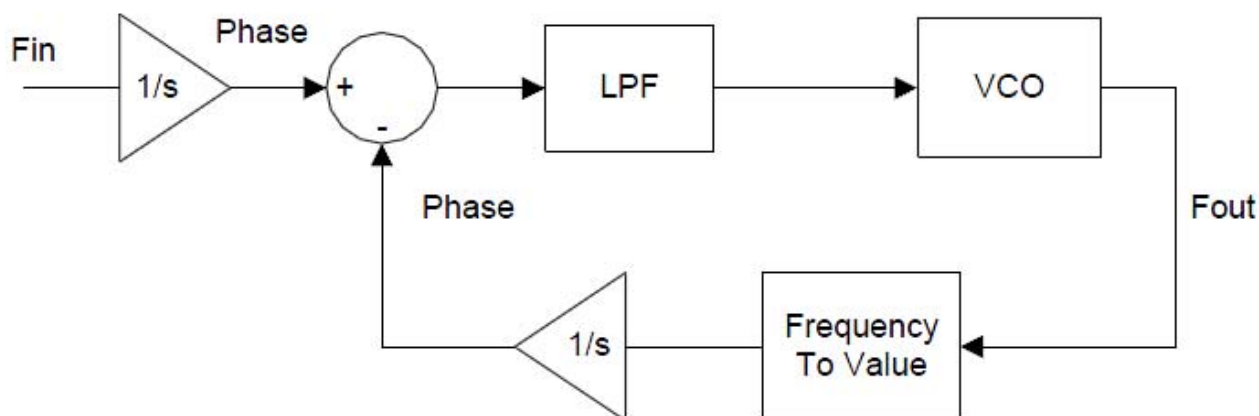
Το αποτέλεσμα αυτού του πολλαπλασιασμού ολοκληρώνεται και τελικώς έχουμε τιμή φάσης. Θυμίζουμε ότι το ολοκλήρωμα της συχνότητας είναι φάση.

Το κατωδιαβατό φίλτρο «κόβει» τις υψηλές συχνότητες, που είναι ανεπιθύμητες και τελικά αφού το σήμα περάσει από τον D/AC είναι σε θέση να οδηγήσει το VCO. Σκοπός είναι το VCO να τροφοδοτείται με σταθερή τάση έτσι ώστε να παράγει μια σταθερή συχνότητα και βέβαια αυτή να συμπίπτει με την επιθυμητή.

### 3.2 Εναλλακτικές Σχεδιάσεις Συστήματος Συνθέτη

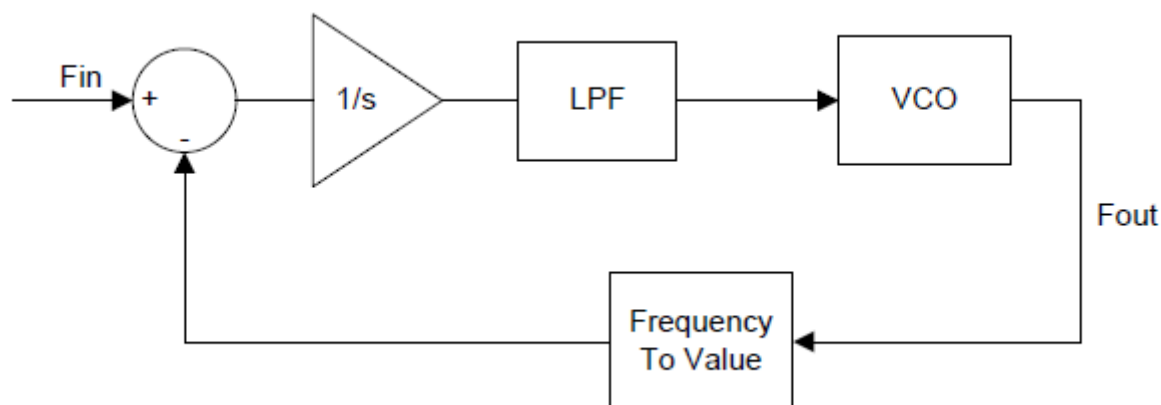
Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε την εξέλιξη της λογικής βάσει της οποίας καταλήξαμε στο Σχήμα 3-1, καθώς και εναλλακτικές σχεδιάσεις, από τις οποίες παίρνουμε ακριβώς τα ίδια αποτελέσματα.

Για να έχουμε συνθέτη συχνοτήτων PLL και να υλοποιείται ταυτόχρονα και η λογική που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα, θα πρέπει το σχηματικό διάγραμμα να είναι όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-2. Δηλαδή για να δημιουργήσουμε συνθέτη PLL θα πρέπει, όπως έχουμε αναφέρει, η μεταβλητή ελέγχου να είναι φάση. Όπως φαίνεται, τοποθετώντας δύο ολοκληρωτές στις δύο εισόδους του Phase detector αυτή η απαίτηση ικανοποιείται.



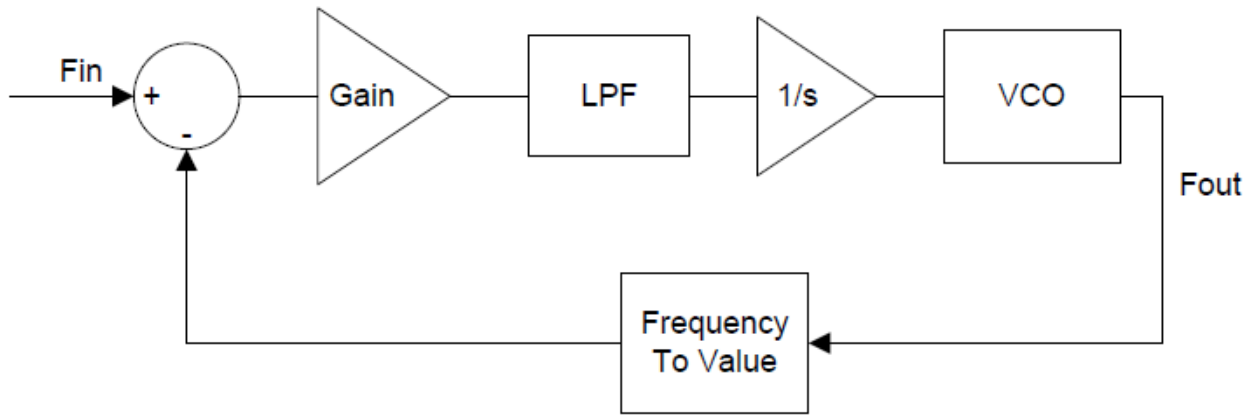
Σχήμα 3-2 Εναλλακτική PLL Σχεδίαση

Το ίδιο αποτέλεσμα θα είχαμε εάν αντί για δύο ολοκληρωτές πριν τον Phase detector τοποθετούσαμε έναν μετά από αυτόν. Το σχηματικό διάγραμμα φαίνεται παρακάτω στο Σχήμα 3-3. Το σχηματικό διάγραμμα αυτό αποτελεί μία απλούστευση του πιο αναλυτικού σχηματικού διαγράμματος που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 3-1. Με αυτόν τον τρόπο καταλήγουμε σε έναν συνθέτη βασισμένο στην τεχνική σχεδίασης PLL, παρά το γεγονός ότι οι τιμές ελέγχου του βρόχου είναι οι τιμές που αντιπροσωπεύουν συχνότητες.



Σχήμα 3-3 Σχεδίαση που παρουσιάζεται στην παρούσα Διπλωματική

Το ίδιο ακριβώς αποτέλεσμα θα είχαμε εάν αντί για την σχεδίαση που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 3-3 υλοποιούσαμε την σχεδίαση που φαίνεται στο Σχήμα 3-4.



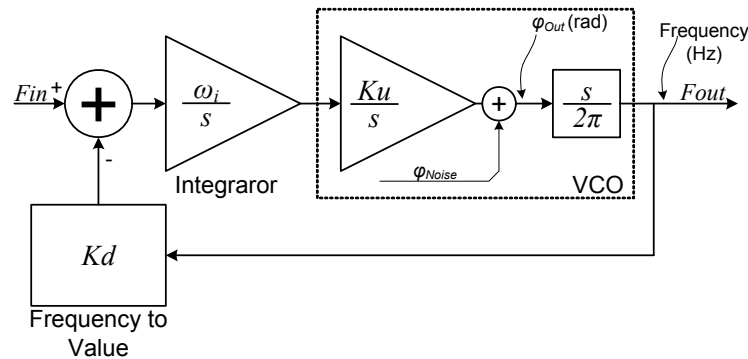
Σχήμα 3-4 Εναλλακτική Σχεδίαση 1

### 3.3 Ανάλυση του Συστήματος

Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα μελετήσουμε και θα αναλύσουμε της δύο βασικές τοπολογίες του συνθέτη μας. Όπως έχει ήδη τονιστεί, την βασική αρχή του συστήματος αποτελεί το μονοπάτι ανάδρασης, το οποίο δημιουργεί μια τιμή, η τιμή αυτή στην συνέχεια αφαιρείται από την τιμή εισόδου ενώ στην συνέχεια ολοκληρώνεται η διαφορά που προκύπτει. Η επιθυμητή συχνότητα εξόδου επιτυγχάνεται όταν το σφάλμα της τιμής που παράγεται από την ανάδραση και της τιμής που εισέρχεται στο σύστημα είναι μηδενικό.

#### 3.3.1.1 Σύστημα Πρώτου Βαθμού

Η απλούστερη τοπολογία φαίνεται στο Σχήμα 3-5.



Σχήμα 3-5 Τοπολογία Συστήματος Πρώτου Βαθμού

Ένας αφαιρέτης αρχικά δημιουργεί το σφάλμα ανάμεσα στην τιμή εισόδου και την τιμή που παράγει η ανάδραση. Ένας ολοκληρωτής ακολουθεί με μοναδιαίο κέρδος στην συχνότητα  $\omega_i$  και στην συνέχεια ένα VCO με κέρδος  $Ku$  (rad/V.sec). Για διευκόλυνση όμως, θεωρούμε το κέρδος του VCO ίσο με  $Kv = Ku/2\pi$  (Hz/V). Τέλος ο μετατροπέας Frequency to Value έχει κέρδος  $Kd$  (sec).

Για να διευκολύνουμε την μελέτη της απόρριψης θορύβου φάσης (phase noise rejection) του συστήματος, θεωρούμε το VCO σαν σύστημα που βγάζει στην έξοδο του και φάση και συχνότητα.

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος πρώτου βαθμού είναι:

$$H(s) = \frac{F_{out}(s)}{F_{in}(s)} (\text{Hz}) = \frac{\frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{Ku}{s} \cdot \frac{s}{2\pi}}{1 + Kd \frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{Ku}{s} \cdot \frac{s}{2\pi}} \quad (3.2)$$

Ενώ μπορεί επίσης να γραφεί, ως εξής:

$$H(s) : \frac{1}{Kd} \cdot \frac{\omega_n}{s + \omega_n} \quad (3.3)$$

Όπου  $\omega_n = \omega_i \cdot Kv \cdot Kd$ , η φυσική συχνότητα του συστήματος.

Με αυτόν τον τρόπο το σύστημα πρώτου βαθμού συμπεριφέρεται σαν ένα κατωδιαβατό φίλτρο με γωνιακή συχνότητα  $\omega_n$  και κέρδος  $1/Kd$ .

Η απόρριψη θορύβου φάσης είναι:

$$H_{NR}(s) = \frac{\varphi_{Out}(s)}{\varphi_{Noise}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi} Kd \frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{Ku}{s}} \quad (3.4)$$

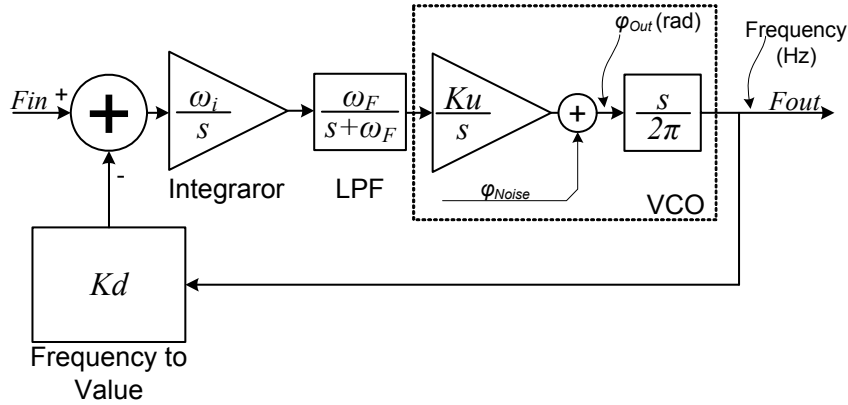
Η (3.4) μπορεί να απλοποιηθεί χρησιμοποιώντας την φυσική συχνότητα του βρόχου  $\omega_n$ , ως εξής:

$$H_{NR}(s) = \frac{s}{s + \omega_n} \quad (3.5)$$

Αυτό συνεπάγεται ότι το σύστημα πρώτου βαθμού συμπεριφέρεται σαν ένα υψιπερατό φίλτρο, απορρίπτοντας τις χαμηλές συχνότητες του θορύβου φάσης.

### 3.3.1.2 Σύστημα Δευτέρου βαθμού

Το σύστημα δευτέρου βαθμού μοιάζει πολύ με αυτό του πρώτου βαθμού. Η μόνη διαφορά είναι ότι προσθέτουμε ένα κατωδιαβατό φίλτρο, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3-6.



Σχήμα 3-6 Τοπολογία Συστήματος Δευτέρου Βαθμού

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος είναι

$$H(s) = \frac{\frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{\omega_F}{s + \omega_F} \cdot \frac{Ku}{s} \cdot \frac{s}{2\pi}}{1 + Kd \cdot \frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{\omega_F}{s + \omega_F} \cdot \frac{Ku}{s} \cdot \frac{s}{2\pi}} \quad (3.6)$$

Ενώ μπορεί επίσης να γραφεί, ως εξής:

$$H(s) : \frac{1}{Kd} \cdot \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.7)$$

Θεωρώντας ότι η φυσική συχνότητα είναι

$$\omega_n = \sqrt{\omega_i \cdot \omega_F \cdot Kv \cdot Kd} \quad (3.8)$$

Και ο συντελεστής απόσβεσης

$$\zeta = \sqrt{\frac{\omega_F}{4 \cdot \omega_i \cdot Kv \cdot Kd}} \quad (3.9)$$

Η απόρριψη θορύβου φάσης του συστήματος δευτέρου βαθμού είναι:

$$H_{NR}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi} Kd \frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{\omega_F}{s + \omega_F} \frac{Ku}{s}} \quad (3.10)$$

Η απόρριψη θορύβου φάσης μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της φυσικής συχνότητας  $\omega_n$  και του συντελεστή απόσβεσης  $\zeta$ , όπως ακολουθεί:

$$H_{NR}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.11)$$

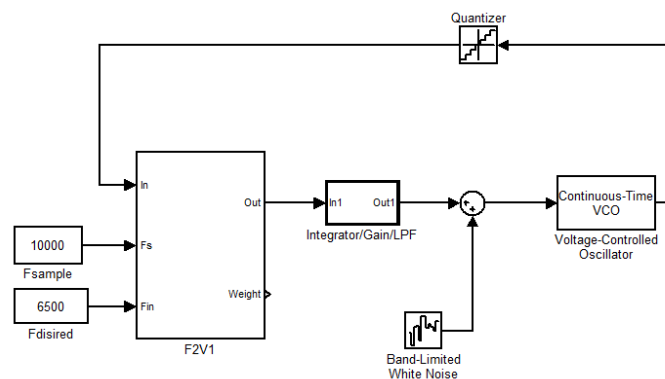
Αυτό συνεπάγεται ότι το σύστημα συμπεριφέρεται σαν ένα συνηθισμένο υψιπερατό φίλτρο δευτέρου βαθμού.

Η ανάλυση του συστήματος δευτέρου βαθμού συμφωνεί τέλεια με τις βασικές αρχές των PLL συνθετών. Μια σημαντική ιδιότητα αυτής της τοπολογίας είναι η απόρριψη του θορύβου φάσης του VCO, ιδιότητα που έχουν οι PLL συνθέτες γενικά.

### 3.4 Μελέτη και Εξομοίωση του Συστήματος

Στο κεφάλαιο αυτό, έχοντας υπ' όψη το σχηματικό διάγραμμα στο Σχήμα 3-1, θα μελετήσουμε και θα παρουσιάσουμε τις λεπτομέρειες που επηρεάζουν την λειτουργία του συστήματος.

Οι εξομοιώσεις που θα παρουσιαστούν στην συνέχεια στηρίζονται κυρίως στο μοντέλο που δημιουργήσαμε στο Simulink αλλά και στην χρήση του MathCAD και του Matlab, αφού τα μαθηματικά είναι απαραίτητα για την κατανόηση της σχεδίασης. Το σχηματικό διάγραμμα στο Simulink φαίνεται στο Σχήμα 3-7.



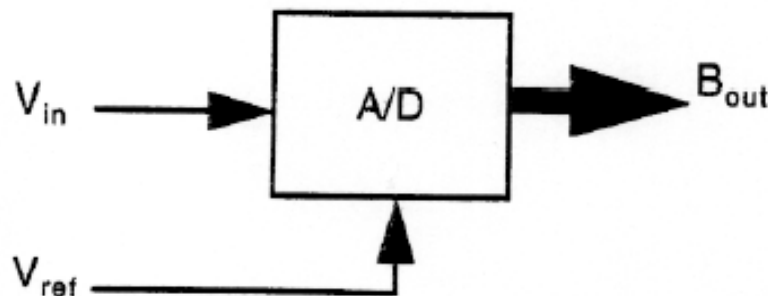
Σχήμα 3-7 Μοντέλο στο Simulink

#### 3.4.1 A/D Converter

Αρχικά θα πρέπει να αναφέρουμε ότι ο A/DC είναι από τα βασικά στοιχεία του συνθέτη μας. Η ταχύτητα μετατροπής και η ανάλυση του καθορίζουν σημαντικά τα όρια λειτουργίας του συνθέτη συχνοτήτων.

Παρακάτω θα παρουσιάσουμε κάποιες βασικές αρχές των A/D Converter και στην συνέχεια με εξομοιώσεις θα δούμε την επίδραση του στην λειτουργία και την απόκριση του συνθέτη.

Θεωρούμε λοιπόν ότι έχουμε στην έξοδο ένα σήμα συγκεκριμένης συχνότητας. Το σήμα αυτό εκτός από την έξοδο μας αποτελεί και την είσοδο της ανάδρασης. Το πρώτο πράγμα που συναντά στο μονοπάτι της ανάδρασης είναι ο Analog-to-Digital Converter.

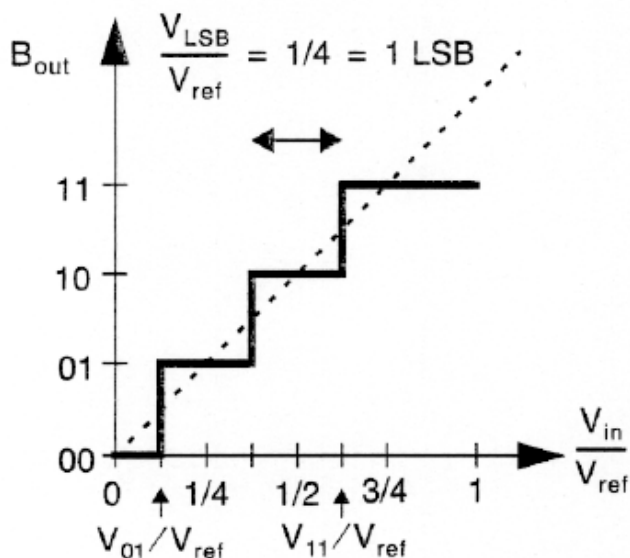


Σχήμα 3-8 Σχηματικό διάγραμμα A/D Converter

Στο Σχήμα 3-8,  $B_{out}$  είναι η ψηφιακή λέξη εξόδου που προκύπτει από τον συνδυασμό της τάσης εισόδου  $V_{in}$  και της τάσης αναφοράς  $V_{ref}$ . Η ψηφιακή λέξη εξόδου είναι ένα δυαδικό κλάσμα το οποίο αναπαριστά το λόγο μεταξύ της άγνωστης τάσης εισόδου και της τάσης αναφοράς.

Στο Σχήμα 3-9 απεικονίζεται η σχέση εισόδου-εξόδου για έναν ιδανικό μετατροπέα 2-bit. Καθώς η είσοδος αυξάνεται από 0 έως  $V_{ref}$ , η δυαδική λέξη εξόδου κλιμακώνεται από 00 μέχρι 11. Εκτός από τις τιμές 00 και 11 ο κώδικας εξόδου είναι σταθερός για μία περιοχή τάσης ίση με 1 LSB, στην περίπτωση μας  $V_{ref}/4$ . Καθώς η τάση εισόδου αυξάνεται, ο κώδικας εξόδου αρχικά υποεκτιμά την τάση εισόδου ενώ στην συνέχεια την υπερεκτιμά. Αυτό είναι το σφάλμα κβαντισμού (quantization error).

Το κύκλωμα ενός ιδανικού A/DC θα πρέπει να είναι σχεδιασμένο ώστε να εκλέγονται οι τιμές των bit στη δυαδική λέξη, οι οποίες θα ελαχιστοποιούν το μέτρο του σφάλματος κβαντισμού.



Σχήμα 3-9 Σχέση Εισόδου-Εξόδου σε Ιδανικό A/D Μετατροπέα 2-bit

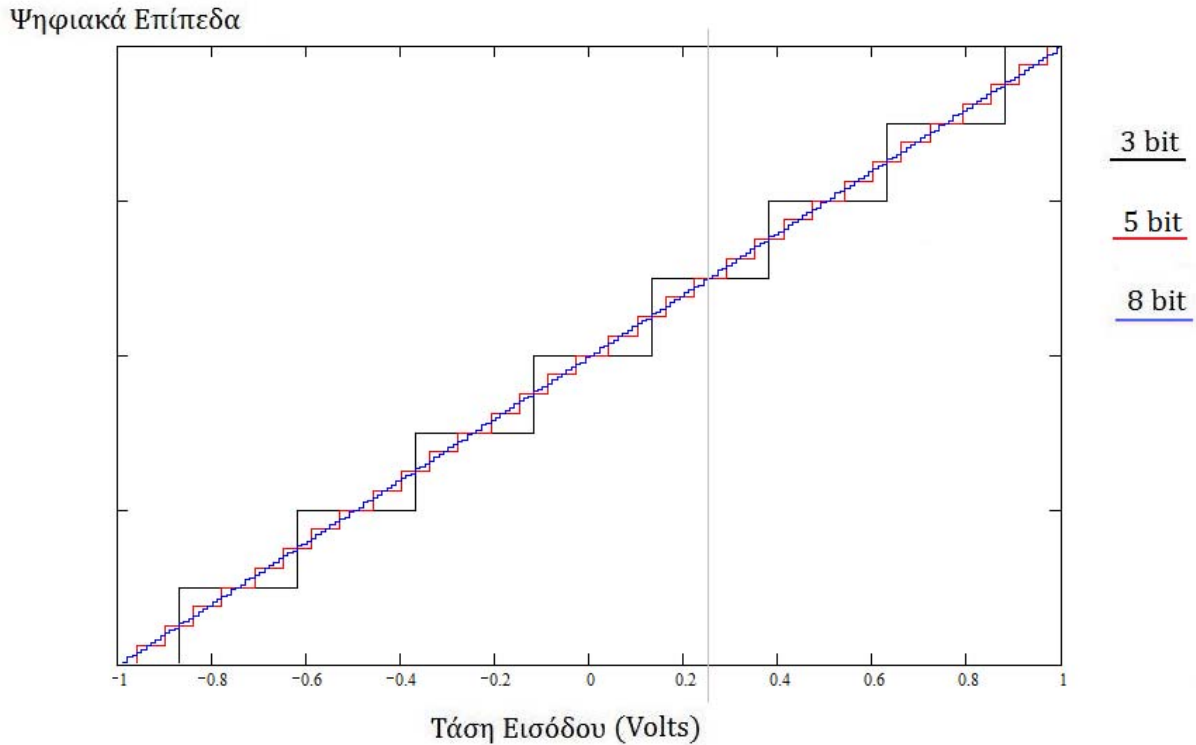
Η βασική εξίσωση μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό είναι η (3.12).

$$V_{ref}(b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_N 2^{-N}) = V_{in} \pm V_x \quad (3.12)$$

Με το  $V_x$  να βρίσκεται

$$-\frac{1}{2}V_{LSB} \leq V_x \leq \frac{1}{2}V_{LSB} \quad (3.13)$$

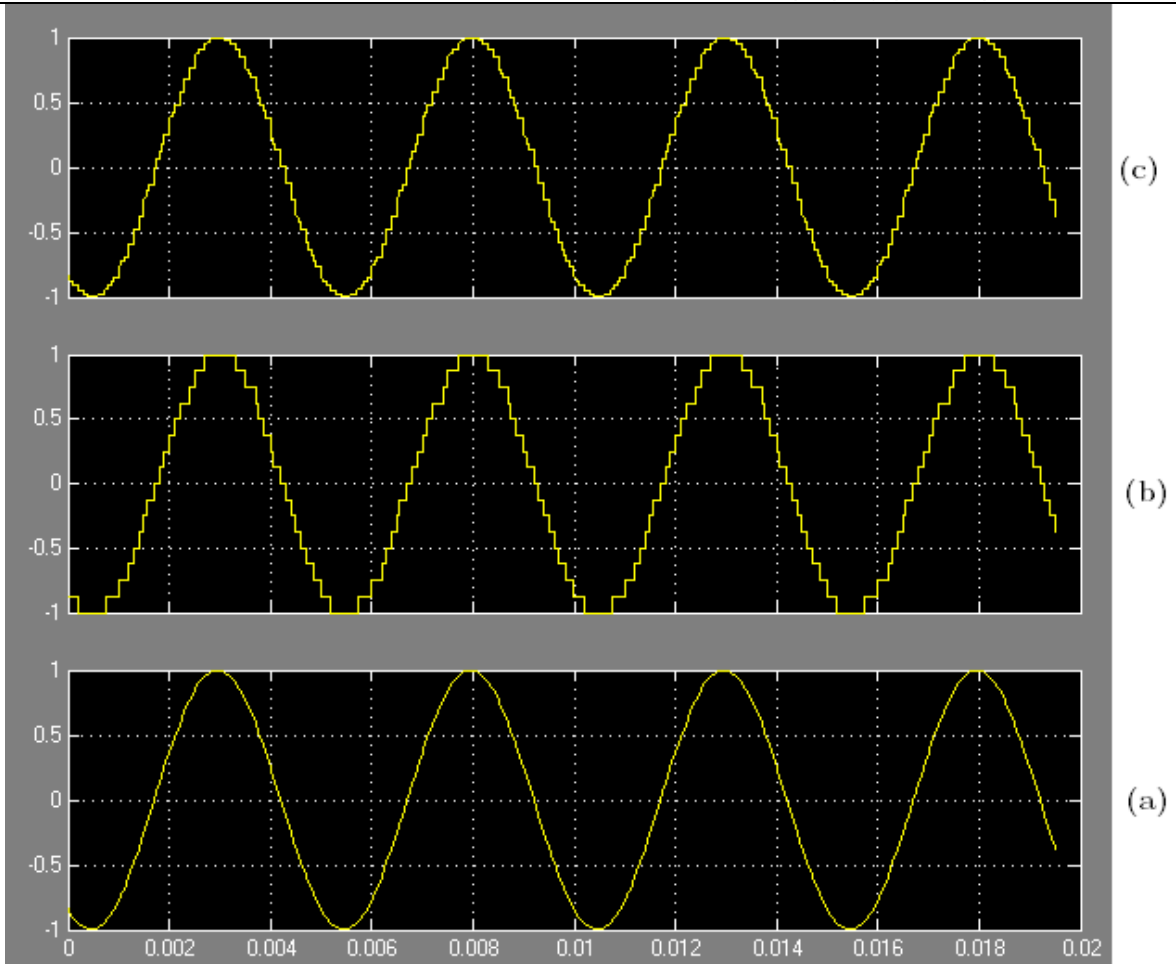
Στο Σχήμα 3-10 φαίνεται η βελτίωση της γραμμικότητας του A/D μετατροπέα, συγκρίνοντας έναν μετατροπέα των 3, των 5 και των 8 bit. Βλέπουμε ότι τα επίπεδα του 8 bit A/DC (256 ψηφιακά επίπεδα) είναι πολύ περισσότερα από τα αντίστοιχα του 5 bit A/DC ( $2^5=32$  ψηφιακά επίπεδα) και αυτά με την σειρά τους περισσότερα από του 3 bit A/DC ( $2^3=8$  ψηφιακά επίπεδα).



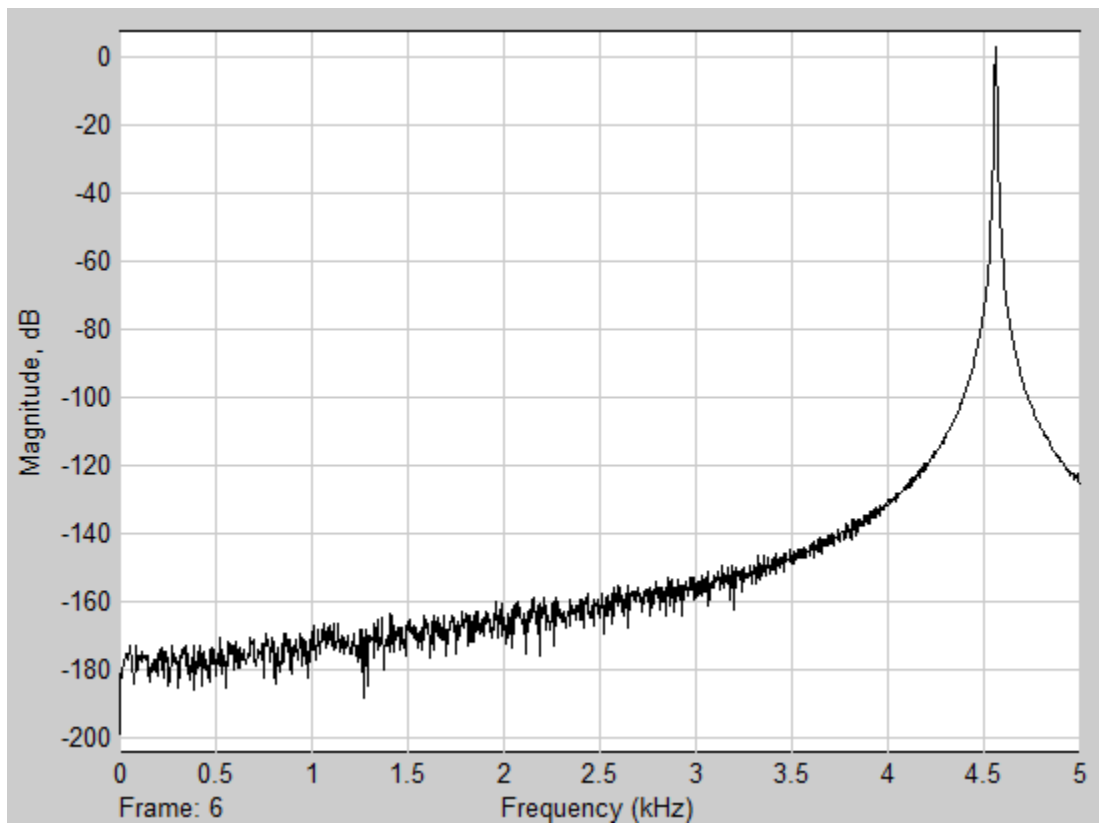
Σχήμα 3-10 Γραμμικότητα A/D Converter

Στα σχήματα που ακολουθούν (Σχήμα 3-11) φαίνεται η μετατροπή του σήματος εξόδου σε ψηφιακό, όταν περνάει από Quantizer 16 bit και 4 bit. Ενώ στα σχήματα που τα ακολουθούν βλέπουμε την απόκριση του συστήματος για συγκεκριμένη συχνότητα εξόδου για 16 (Σχήμα 3-12) και 6 bit (Σχήμα 3-13) αντίστοιχα.

Από τις εξομοιώσεις που ακολουθούν φαίνεται πως όσο αυξάνουμε το resolution του converter τόσο καλύτερα αποκρίνεται το σύστημα μας. Μπορούμε εύκολα να το διαπιστώσουμε, αρκεί να συγκρίνουμε το Σχήμα 3-12 με το Σχήμα 3-13. Αυτό συμβαίνει διότι ο θόρυβος φάσης που έχουμε στα 6bit είναι πολύ πιο υψηλός από τον αντίστοιχο των 16 bit.

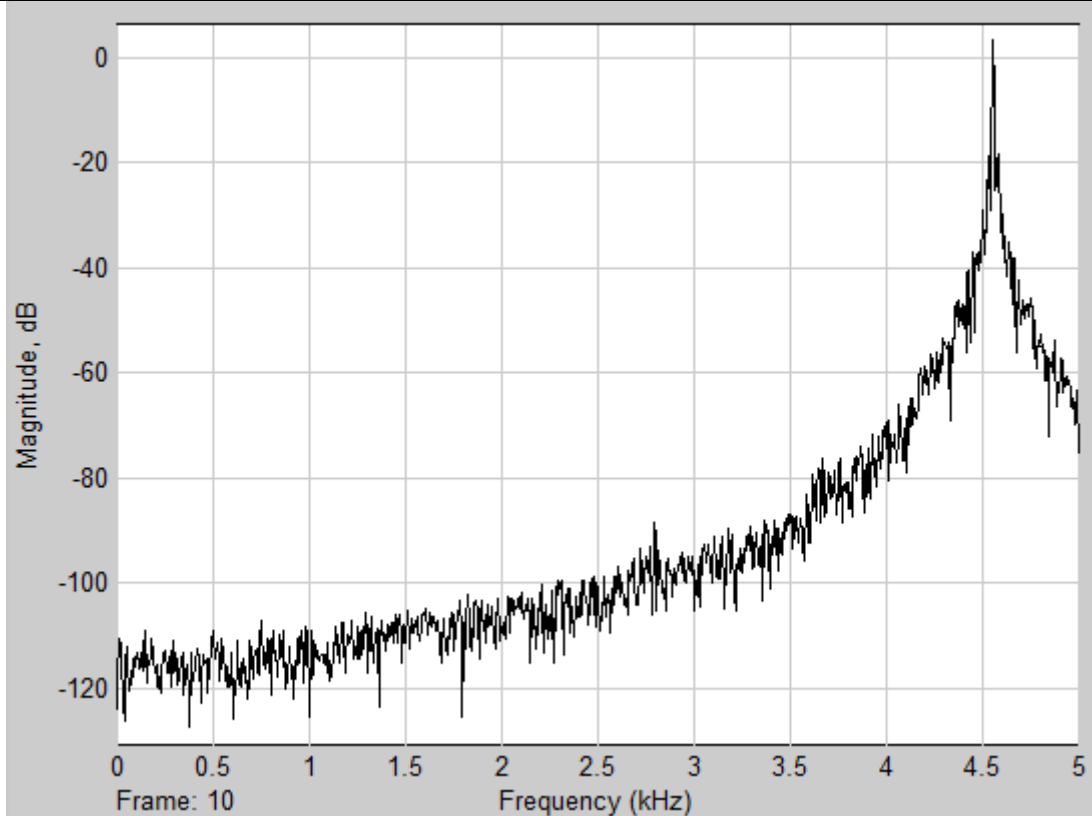


Σχήμα 3-11 (a)Σήμα εξόδου (b)Εξοδος Quantizer 4 bit (c) Εξοδος Quantizer 16 bit



Σχήμα 3-12 Θόρυβος Φάσης για 16 bits Quantizer





Σχήμα 3-13 Θόρυβος Φάσης για 6 bits Quantizer

### 3.4.2 Digital Signal Processor (Calculator)

Ο DSP (Calculator) αποτελεί κρίσιμο στοιχείο της σχεδίασης αφού οι δυνατότητες του καθορίζουν σε μεγάλο βαθμό την ταχύτητα λειτουργίας και απόκρισης του συνθέτη. Σημαντικότατο ρόλο επίσης διαδραματίζει η συχνότητα δειγματοληψίας ( $F_{sample}$ ) που εισάγουμε σε αυτόν.

Αρχικά θα παρουσιάσουμε την λογική που ακολουθήσαμε για να καταλήξουμε στον υπολογισμό που πρέπει να κάνει ο Calculator, έτσι ώστε να πάρουμε τα χαρακτηριστικά (φάση, συχνότητα και πλάτος) του σήματος που εισέρχεται στον κλάδο ανάδρασης.

Όπως αναφέραμε και παραπάνω, ο DSP δέχεται δύο εισόδους : α)το ρολόι  $F_{sample}$  και β) τα ψηφιακά δεδομένα από τον A/DC. Συνεπώς δειγματοληπτεί τα δεδομένα που δέχεται με συχνότητα  $F_{sample}$ .

Ο Calculator θέλουμε να υπολογίζει την συνάρτηση:

$$F_{calculated} = \frac{F_{sample}}{2\pi} \cos^{-1} \left( \frac{x_1 + x_3}{2x_2} \right) \quad (3.14)$$

Όπου

$F_{sample}$  = Συχνότητα δειγματοληψίας

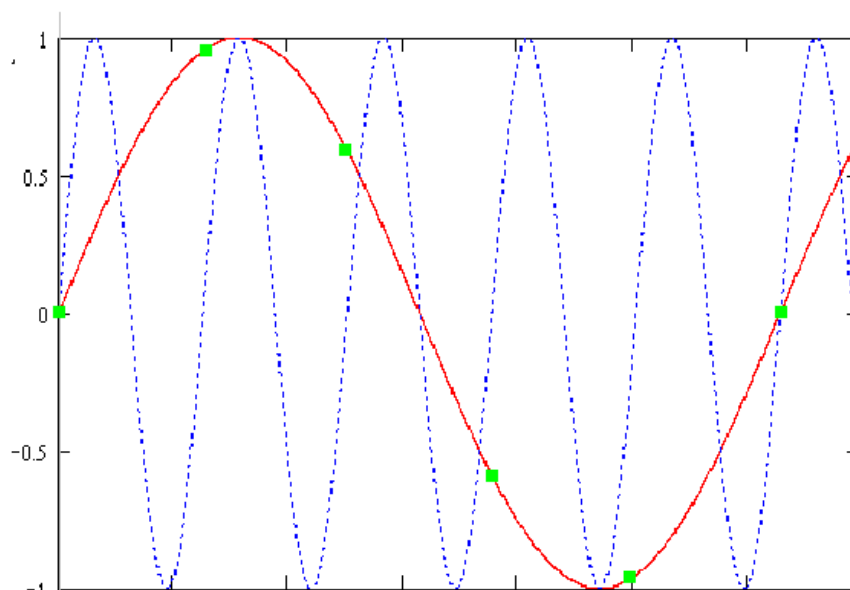
$x_1$  = Πρώτη δειγματοληπτούμενη τιμή

$x_2$  = Δεύτερη δειγματοληπτούμενη τιμή

$x_3$  = Τρίτη δειγματοληπτούμενη τιμή

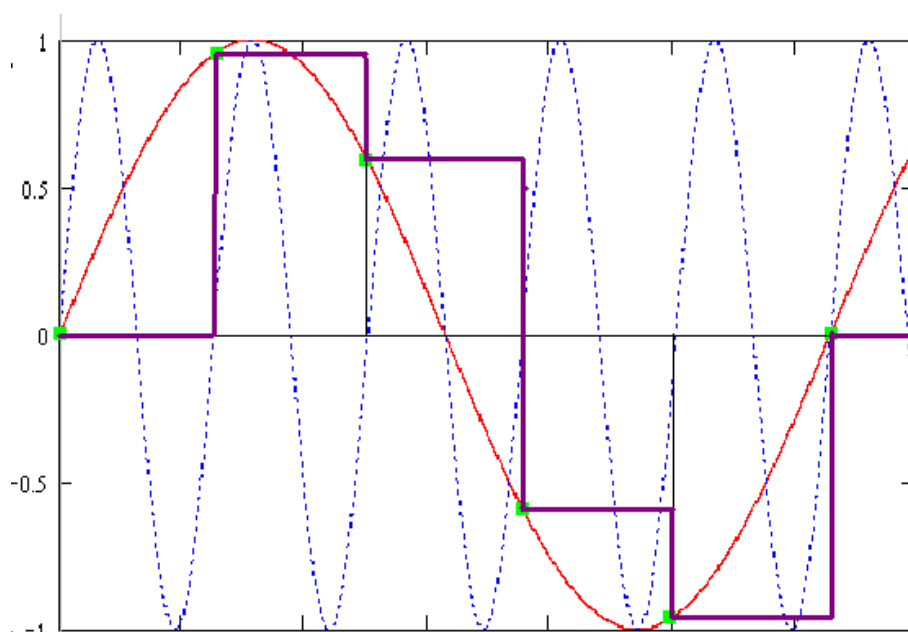
Θα δούμε στην συνέχεια πως προέκυψε αυτή η εξίσωση. Προτού όμως κάνουμε αυτό, θα παρουσιάσουμε την λογική της δειγματοληψίας που εφαρμόζουμε στον συνθέτη μας.

Στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 3-14) βλέπουμε με κόκκινη γραμμή το σήμα εξόδου και με μπλε το σήμα βάσει του οποίου δειγματοληπτούμε, ενώ με πράσινες τελείες φαίνονται τα σημεία που διαλέγονται για την συγκεκριμένη δειγματοληψία. Προφανώς, με άλλα σήματα εξόδου και δειγματοληψίας τα σημεία που θα πάρουμε θα είναι διαφορετικά, η αρχή λειτουργίας όμως παραμένει η ίδια.



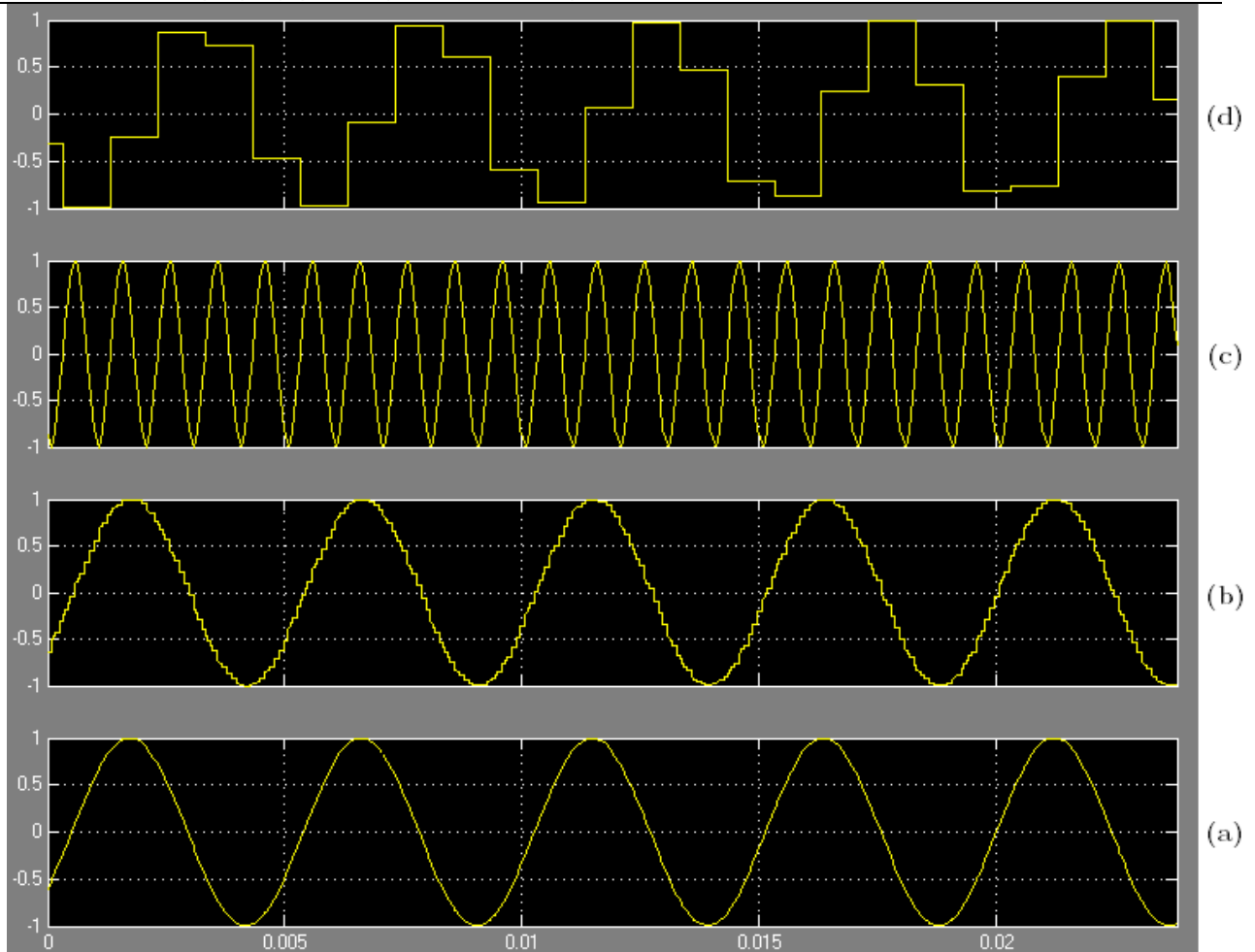
Σχήμα 3-14 Δειγματοληπτούμενα Σημεία

Άρα οι στάθμες (τιμές) που θα κρατούνται από την δειγματοληψία φαίνονται (με μωβ χρώμα) στο Σχήμα 3-15.



Σχήμα 3-15 Δειγματοληπτούμενη τιμή βάσει της συχνότητας δειγματοληψίας

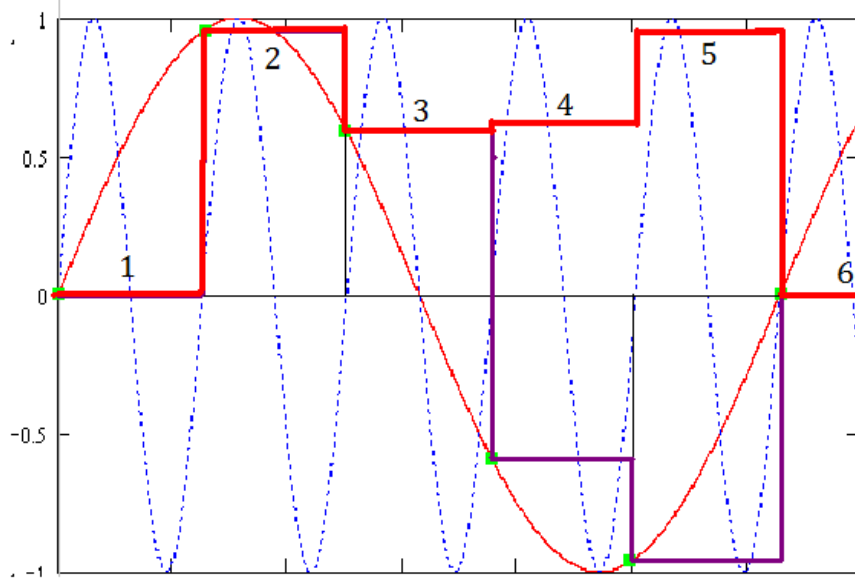
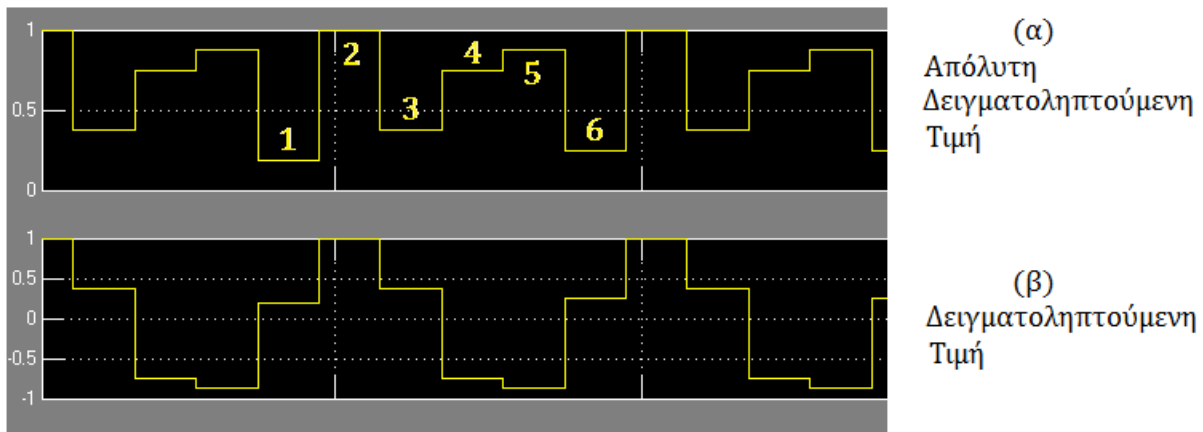
Τα παραπάνω σχεδιαγράμματα Σχήμα 3-14 και Σχήμα 3-15 επαληθεύονται από την εξομοίωση στο Σχήμα 3-16. Οι τιμές που αναμένονται όντως εμφανίζονται. Στο Σχήμα 3-15 αντιστοιχεί το Σχήμα 3-16 (d). Άρα βλέπουμε πως η θεωρητική μελέτη συμπίπτει με την εξομοίωση.



Σχήμα 3-16 (α) Συχνότητα Εξόδου (β) Εξοδος Quantizer (γ) Συχνότητα δειγματοληψίας (δ) Δειγματοληπτούμενη τιμή

Από τα σχεδιαγράμματα στο Σχήμα 3-16 βλέπουμε τα επίπεδα της διαδικασίας δειγματοληψίας. Από το (α) στο (β) παρατηρούμε την κβαντοποίηση του σήματος εξόδου. Από το (β) στο (δ) παρατηρούμε την δειγματοληψία των ψηφιακών τιμών μέσω του (γ), που παριστά την συχνότητα δειγματοληψίας. Επαναλαμβάνουμε ότι όσα περιγράφονται, σκιαγραφούν την αρχή λειτουργίας του συστήματος μας και δεν αποτελούν τον μοναδικό ή πρότυπο τρόπο λειτουργίας. Η σωστή δειγματοληψία μπορεί εύκολα να επαληθευτεί αν συγκρίνουμε κάθε φορά το διάγραμμα της εξόδου του quantizer με αυτό της δειγματοληπτούμενης τιμής, λαμβάνοντας βέβαια υπόψη την συχνότητα δειγματοληψίας.

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, αλλά όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3-1, από τον Calculator του DSP αναμένουμε δύο εξόδους, την συνάρτηση (3.14) και το απόλυτο  $|x_2|$ . Αφού το  $x_2$  αποτελεί δειγματοληπτούμενη τιμή, μπορούμε να συνεχίσουμε το σκεπτικό μας και να πούμε ότι η τιμή που αναμένεται να πάρει φαίνεται στο Σχήμα 3-17. Αυτό προκύπτει από το Σχήμα 3-15 εάν κάνουμε τις αρνητικές τιμές θετικές. Συνεπώς προκύπτει (με κόκκινη γραμμή):


 Σχήμα 3-17 Απόλυτη δειγματοληπτούμενη τιμή ( $|x_2|$ )


Σχήμα 3-18 Διάγραμμα δειγματοληπτούμενης τιμής

Τα νούμερα (1-6) έχουν προστεθεί για να διευκολύνουμε την παρατήρηση της ομοιότητας των δύο διαγραμμάτων. Η ομοιότητα θεωρητικής ανάλυσης και εξομοίωσης φαίνεται συγκρίνοντας την κόκκινη γραμμή στο Σχήμα 3-17 με την γραμμή στο Σχήμα 3-18 (α). Παρατηρείται βέβαια κάποια διαφορά στα δύο διαγράμματα, η οποία δικαιολογείται από το γεγονός ότι στο Σχήμα 3-14 τα δειγματοληπτούμενα σημεία θα έπρεπε να επιλεγούν λίγο πιο δεξιά από αυτά που έχουν επιλεγεί. Αν φανταστούμε τις καινούργιες θέσεις οι δύο γραμμές που προαναφέραμε θα συμπίπτουν σχεδόν τέλεια.

Στην συνέχεια, θα παρουσιάσουμε τον λόγο για τον οποίο θέλουμε ο DSP να υλοποιεί την συνάρτηση της (3.14).

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-14, τα τρία διαδοχικά δειγματοληπτούμενα σημεία μπορούν να εκφραστούν μαθηματικώς ως εξής:

$$\begin{aligned} x_1 &= A \cdot \sin(2\pi F_{out} \cdot t + \theta_1) \\ x_2 &= A \cdot \sin(2\pi F_{out} \cdot t + \theta_2) \\ x_3 &= A \cdot \sin(2\pi F_{out} \cdot t + \theta_3) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Με γωνιακή ταχύτητα:

$$\omega = 2\pi F_{out} \quad (3.16)$$

, αρχικές φάσεις  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$  και πλάτος  $A$ .

Εάν θεωρήσουμε

$$\begin{aligned} \phi_1 &= 2\pi F_{out} \cdot t + \theta_1 \\ \phi_2 &= 2\pi F_{out} \cdot t + \theta_2 \\ \phi_3 &= 2\pi F_{out} \cdot t + \theta_3 \end{aligned} \quad (3.17)$$

Τότε οι εξισώσεις (3.15) γίνονται

$$\begin{aligned} x_1 &= A \sin(\phi_1) \\ x_2 &= A \sin(\phi_2) \\ x_3 &= A \sin(\phi_3) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Αφού αναφερόμαστε σε τρία διαδοχικά δειγματοληπτούμενα σημεία, καταλαβαίνουμε ότι η χρονική απόσταση που τα χωρίζει ισούται με  $T_{sample}$ , όπου

$$T_{sample} = \frac{1}{F_{sample}} \quad (3.19)$$

Παρατηρώντας το Σχήμα 3-14 βλέπουμε ότι ισχύει το εξής:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \phi_2 - 2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}} \\ \phi_3 &= \phi_2 + 2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Με αντικατάσταση των (3.20) στις (3.18), παίρνουμε

$$\begin{aligned} x_1 &= A \sin(\phi_2 - 2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}}) \\ x_2 &= A \sin(\phi_2) \\ x_3 &= A \sin(\phi_2 + 2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}}) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Σε αυτό το σημείο κάνουμε χρήση των γνωστών τριγωνομετρικών εξισώσεων

$$\begin{aligned} \sin(a+b) &= \sin a \cdot \cos b + \cos a \cdot \sin b \\ \sin(a-b) &= \sin a \cdot \cos b - \cos a \cdot \sin b \end{aligned} \quad (3.22)$$

στις (3.21), και καταλήγουμε στις παρακάτω:

$$\begin{aligned} x_1 &= A \cdot [\sin \phi_2 \cdot \cos(2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}}) - \cos \phi_2 \cdot \sin(2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}})] \\ x_2 &= A \cdot \sin \phi_2 \\ x_3 &= A \cdot [\sin \phi_2 \cdot \cos(2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}}) + \cos \phi_2 \cdot \sin(2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}})] \end{aligned} \quad (3.23)$$

Παρατηρώντας τους όρους στις παρενθέσεις, στις παραπάνω εξισώσεις (3.23), μία καλή κίνηση θα ήταν να προσθέσουμε τα  $x_1$  και  $x_3$ , για να απαλείψουμε τον όρο  $\cos \phi_2 \cdot \sin(2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}})$ , συνεπώς

$$x_1 + x_3 = 2 \cdot A \cdot \sin \phi_2 \cdot \cos(2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}}) \quad (3.24)$$

θα μπορούσαμε επίσης να απαλείψουμε και τον όρο  $2 \cdot A \cdot \sin \phi_2$ , εάν πολλαπλασιάσαμε την εξίσωση του  $x_2$  (3.23) με το 2 και στη συνέχεια την διαιρούσαμε με την (3.24).

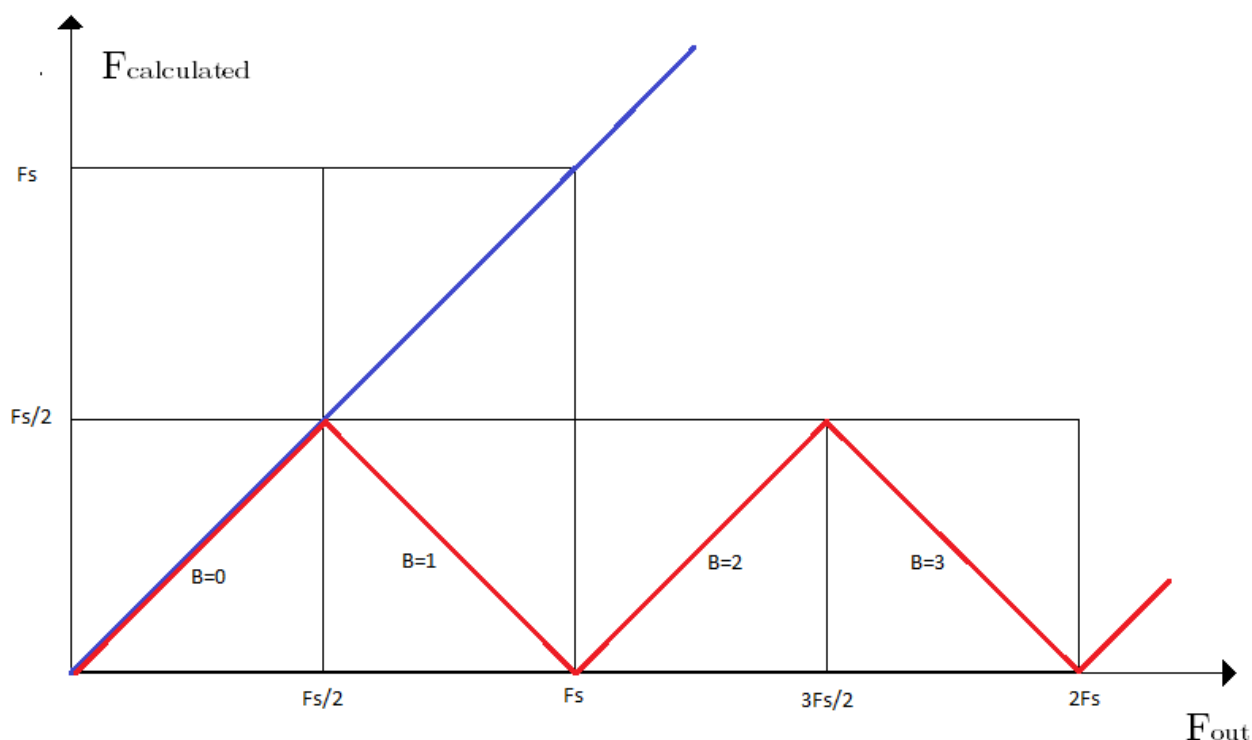
Συνεπώς

$$\frac{x_1 + x_3}{2x_2} = \frac{2 \cdot A \cdot \sin \phi_2 \cdot \cos(2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}})}{2 \cdot A \cdot \sin \phi_2} \Rightarrow \quad (3.25)$$

$$\frac{x_1 + x_3}{2x_2} = \cos(2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}}) \Rightarrow \quad (3.26)$$

$$\cos^{-1}(\frac{x_1 + x_3}{2x_2}) = 2\pi \frac{F_{out}}{F_{sample}} \Rightarrow \quad (3.27)$$

$$F_{calculated} = F_{out} = \frac{F_{sample}}{2\pi} \cos^{-1}(\frac{x_1 + x_3}{2x_2}) \quad (3.28)$$



Σχήμα 3-19  $F_{calculated}$  συνάρτησε της  $F_{out}$

Καταλήγουμε στην (3.28). Η  $F_{calculated}$  που υπολογίζεται, εξαρτάται από την συχνότητα του σήματος εξόδου  $F_{out}$  (ή  $F_{desired}$ ), αφού τα σημεία δειγματοληψίας εξαρτώνται από αυτή. Η εξάρτηση αυτή φαίνεται με την κόκκινη γραμμή στο Σχήμα 3-19. Με αυτόν τον τρόπο όμως παρατηρούμε από το Σχήμα 3-19 ότι για οποιαδήποτε  $F_{desired}$ , η συχνότητα που υπολογίζεται και κατ'έκταση παράγεται από τον συνθέτη περιορίζεται στο εύρος από 0 μέχρι  $F_s/2$  (Θεώρημα Nyquist). Μία επιθυμητή εξάρτηση θα ήταν η γραμμική (μπλε γραμμή στο Σχήμα 3-19). Με αυτόν τον τρόπο, όπως φαίνεται και στο σχήμα, ο συνθέτης έχει την ικανότητα να υπολογίζει συχνότητες μεγαλύτερες από  $F_s/2$ . Για να παράγουμε τελικώς συχνότητες μεγαλύτερες από την  $F_s/2$  θα πρέπει ο D/AC που οδηγεί το VCO να ρυθμιστεί κατάλληλα. Έτσι, όταν εισάγουμε επιθυμητή συχνότητα

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Περιγραφή συστήματος συνθέτη

από 0 έως  $F_s/2$ , θέλουμε ο D/AC να οδηγεί το VCO με τιμές τάσης που θα επιτρέπουν αυτή την ταλάντωση. Αν θέλουμε να παράγουμε συχνότητα που ανήκει από  $F_s/2$  έως  $F_s$ , τότε θα πρέπει η έξοδος του D/AC να έχει κάποιο offset, έτσι ώστε η ταλάντωση που θα προκαλέσει στο VCO να είναι η επιθυμητή αλλά και να ανήκει στον επιθυμητό εύρος (Σχήμα 3-20).

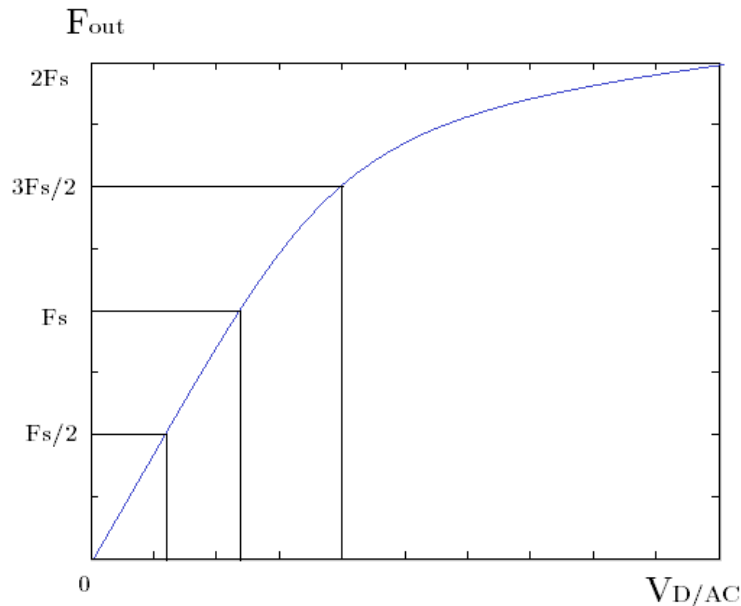
Η εξίσωση που μας εξασφαλίζει αυτή την γραμμική συμπεριφορά (μπλε γραμμή στο Σχήμα 3-19) που επιθυμούμε είναι η (3.29).

$$F_{calculated} = \left( B + \frac{1}{2} + (-1)^B \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left( \frac{x_1 + x_3}{2x_2} \right) - \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{F_s}{2} \quad (3.29)$$

Όπως βλέπουμε στην εξίσωση υπάρχει η παράμετρος  $B$ , η οποία ορίζεται ως εξής:

$$B = \text{floor} \left( \frac{2F_{out}}{F_s} \right) \quad (3.30)$$

Η συνάρτηση *floor* πραγματοποιεί στρογγυλοποίηση προς τα κάτω. Με αυτό τον τρόπο διαμορφώνεται η  $B$  όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3-19. Η  $B$  δείχνει σε ποιά περιοχή βρισκόμαστε. Ενώ η συχνότητα εξόδου εξαρτάται άμεσα από την τάση οδήγησης του VCO  $V_{D/AC}$  (Σχήμα 3-20).

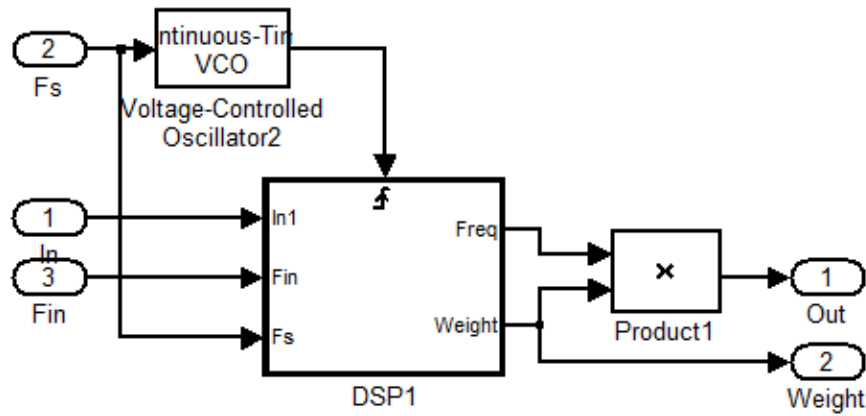


Σχήμα 3-20  $F_{out}$  συναρτήσει της  $V_{D/AC}$

Με την παραπάνω διαδικασία καταλήγουμε στην επιθυμητή συνάρτηση (3.29) που θέλουμε να υπολογίζει ο Calculator του DSP. Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να συγκρίνουμε την έξοδο του Calculator με την είσοδο του συστήματος  $F_{desired}$ . Είναι μεγέθη συγκρίσιμα αφού και τα δύο είναι ψηφιακές τιμές. Περισσότερες λεπτομέρειες για τον συγκριτή συχνότητας θα δοθούν σε παρακάτω ενότητα.

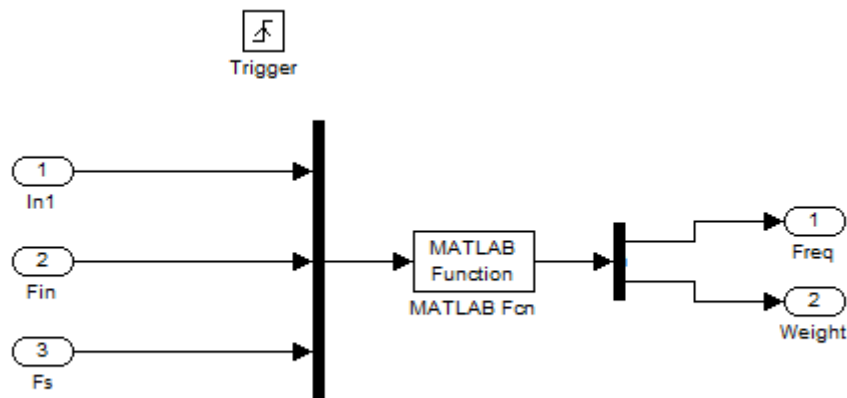
Τώρα μπορούμε να δείξουμε με ποιό τρόπο αναπαραστήσαμε όλες τις παραπάνω περιγραφείσες λειτουργίες του Calculator στο μοντέλο του Simulink.

Αρχικά μπορούμε να δείξουμε ποία blocks του Simulink ισοδυναμούν με το component Calculator του DSP στο Σχήμα 3-7 (Σχήμα 3-21).



Σχήμα 3-21 Components που απαρτίζουν τον Calculator του DSP στο Simulink

Όπως βλέπουμε αμέσως μετά τον A/D Converter (Quantizer) ακολουθεί ένα ακμοπυροδοτούμενο υποσύστημα (Triggered Subsystem) με τέσσερις εισόδους και δύο εξόδους. Στην είσοδο του ρολογιού εισέρχεται ο παλμός  $F_{sample}$ , στην είσοδο  $In1$  τα ψηφιοποιημένα δεδομένα, στην είσοδο  $Fs$  η τιμή της συχνότητας δειγματοληψίας ενώ στο  $Fin$  η επιθυμητή συχνότητα. Το ρολόι που παράγει την  $F_{sample}$  είναι μία σταθερά η οποία είναι είσοδος σε ένα VCO. Η έξοδος  $Freq$  παράγει την διαφορά του  $Fin$  και του  $F_{calculated}$  ενώ από το  $Weight$  παράγεται η  $|x_2|$ . Το ακμοπυροδοτούμενο υποσύστημα εσωτερικά φαίνεται στο Σχήμα 3-22.



Σχήμα 3-22 Εσωτερικό Ακμοπυροδοτούμενου Υποσυστήματος

Ο κώδικας που περιέχεται στο component MATLAB Function παραθέτεται παρακάτω. Αν παρατηρήσουμε τον κώδικα βλέπουμε πως υλοποιούνται όλα όσα περιγράφηκαν, συν τον συγκριτή συχνότητας. Στην εξίσωση (3.28) δείξαμε ότι χρειαζόμαστε τρία σημεία για να υπολογίσουμε την  $F_{out}$  από τον DSP, έτσι χρειαζόμαστε έναν πίνακα τριών θέσεων, στον οποίο η καινούργια δειγματοληπτούμενη τιμή θα εισάγεται στην πρώτη θέση ( $x(1)=s$ ) ενώ οι άλλες δύο τιμές ολισθαίνουν μία θέση προς τα πάνω ( $x(2:3)=x(1:2)$ ). Η έξοδος 2 βγάξει την δεύτερη τιμή του πίνακα σε απόλυτη τιμή ( $y(2)=abs(x(2))$ ) ενώ η έξοδος 1 ( $F_{desired}-F_{calculated}$ ) είναι μηδέν σε περίπτωση που το αντίστροφο συνημίτονο δεν ορίζεται. Το αντίστροφο συνημίτονο δεν ορίζεται σε δύο περιπτώσεις : α) Εάν ο παρονομαστής του είναι μηδέν ( $d==0$ ) και β) εάν το κλάσμα δεν ανήκει στην περιοχή τιμών:

$$-1 < \frac{x_1 + x_3}{2x_2} < 1 \quad (3.31)$$

που ορίζεται το  $\cos^{-1}$ , ( $abs(n) > abs(d)$ ).



```
function [ Y ] = RFSSimple( S,Fin,Fs )
%Calculates the average of 1 or more triplettes
% Detailed explanation goes here

% Samples Store
persistent X; %array of samples
persistent LY;
persistent Lm;

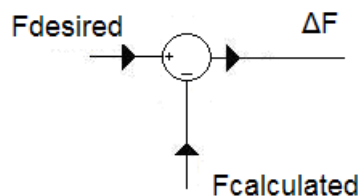
% Initialize
[r,c]=size(X);
if (~((r==1) && (c==3)))
    X=zeros(1,3);
    LY=0;
    Lm=0;
end
%Shift
X(2:3)=X(1:2); %do the shift

X(1)=S;
%Calculations
n=X(1)+X(3);
d=2*X(2);
band=floor(2*Fin/(Fs));

if ( (d==0) || (abs(n)>abs(d)) )
    Y(1)=LY;
    Y(2)=Lm*0.7;
else
    a=acos(n/d)/pi;
    Y(1)=Fin-(band + (1/2) + ((-1)^band) * (a - (1/2)) )*(Fs/2);
    Y(2)=abs(X(2));
    LY=Y(1);
    Lm=Y(2);
end
```

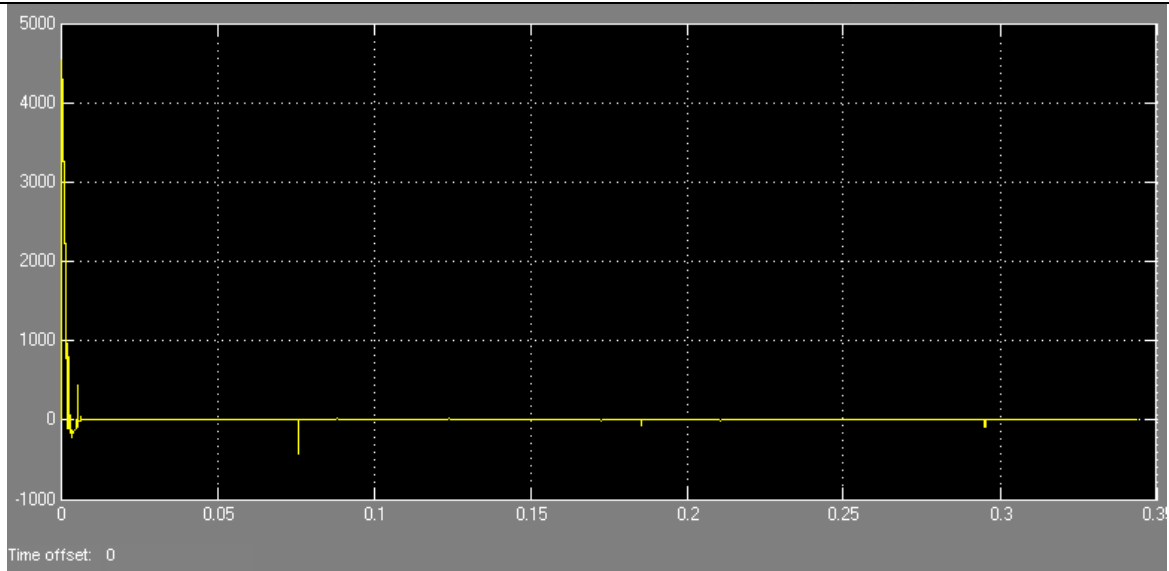
#### 3.4.3 Συγκριτής Συχνότητας

Αφού έχει παραχθεί η έξοδος του Calculator (3.29), οι 2 ψηφιακές λέξεις (τιμές),  $F_{desired}$  και  $F_{calculated}$  που αντιπροσωπεύουν συγκεκριμένες συχνότητες μπορούν να αφαιρεθούν και να πάρουμε την διαφορά τους (Σχήμα 3-23). Το σημείο αυτό είναι πολύ κρίσιμο για την ορθή λειτουργία του συνθέτη μας αφού εδώ κλείνει η ανάδραση το βρόχου.



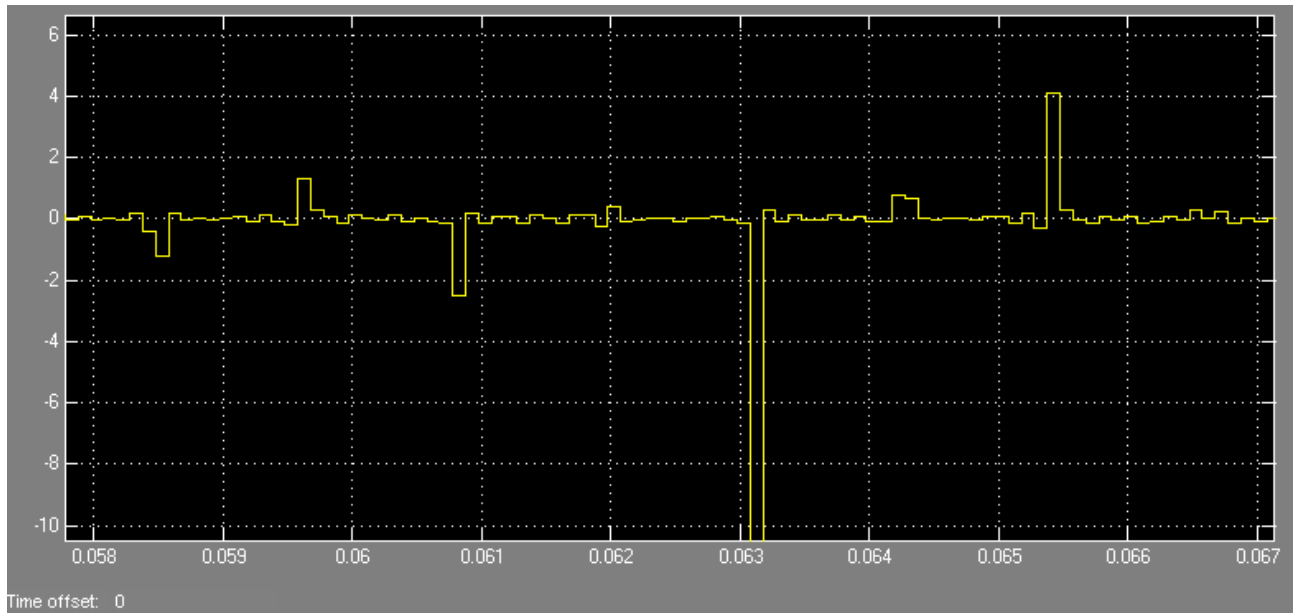
Σχήμα 3-23 Συγκριτής Συχνότητας (Παραγωγή Διαφοράς Συχνότητας)

Για την παραγωγή της επιθυμητής συχνότητας θα πρέπει ο βρόχος να κλειδώσει και για να γίνει αυτό θα πρέπει η διαφορά να είναι όσο το δυνατό πιο μικρή. Στην ουσία ο αριθμός  $F_{calculated}$  προσπαθεί να προσεγγίσει τον σταθερό αριθμό που εισάγουμε  $F_{desired}$ . Στο παρακάτω Σχήμα 3-24 βλέπουμε πόσο γρήγορα μηδενίζεται η διαφορά των δύο τιμών.



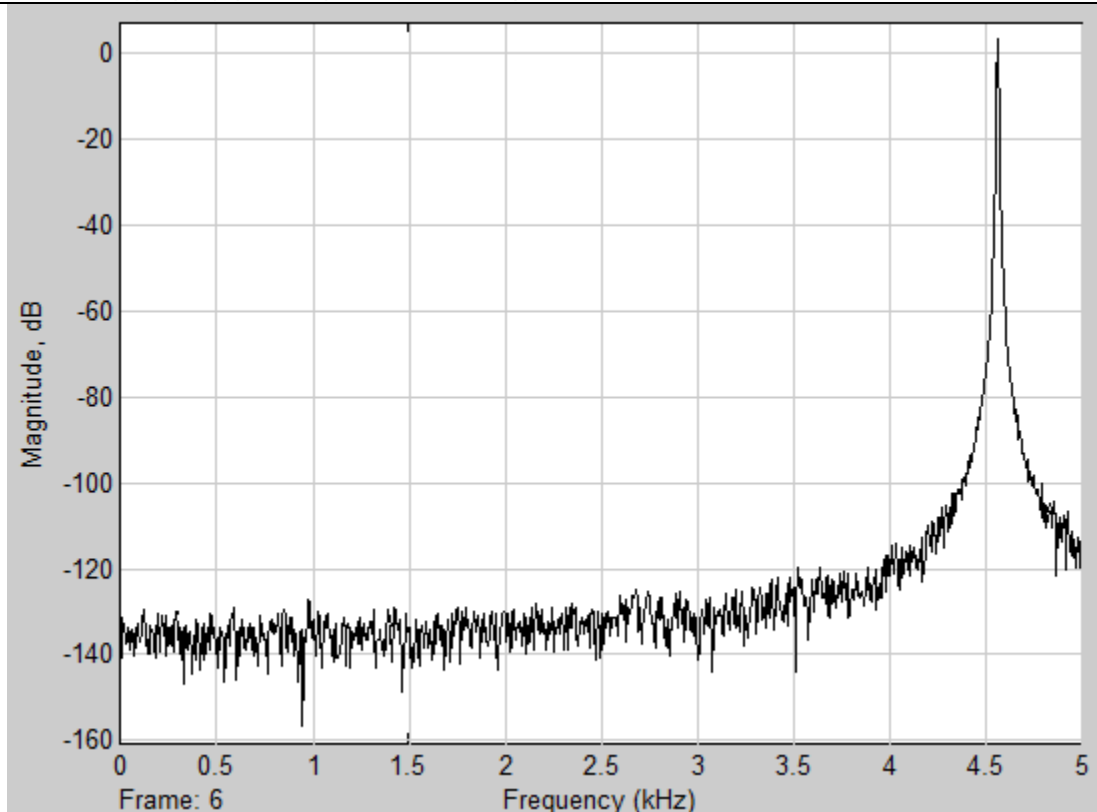
Σχήμα 3-24 Γρήγορη σύγκλιση τιμών (ελάχιστο σφάλμα)

Ενώ στο Σχήμα 3-25 παρατηρούμε προσεκτικότερα ότι η διαφορά δεν είναι μηδενική αλλά προσεγγίζει το μηδέν.



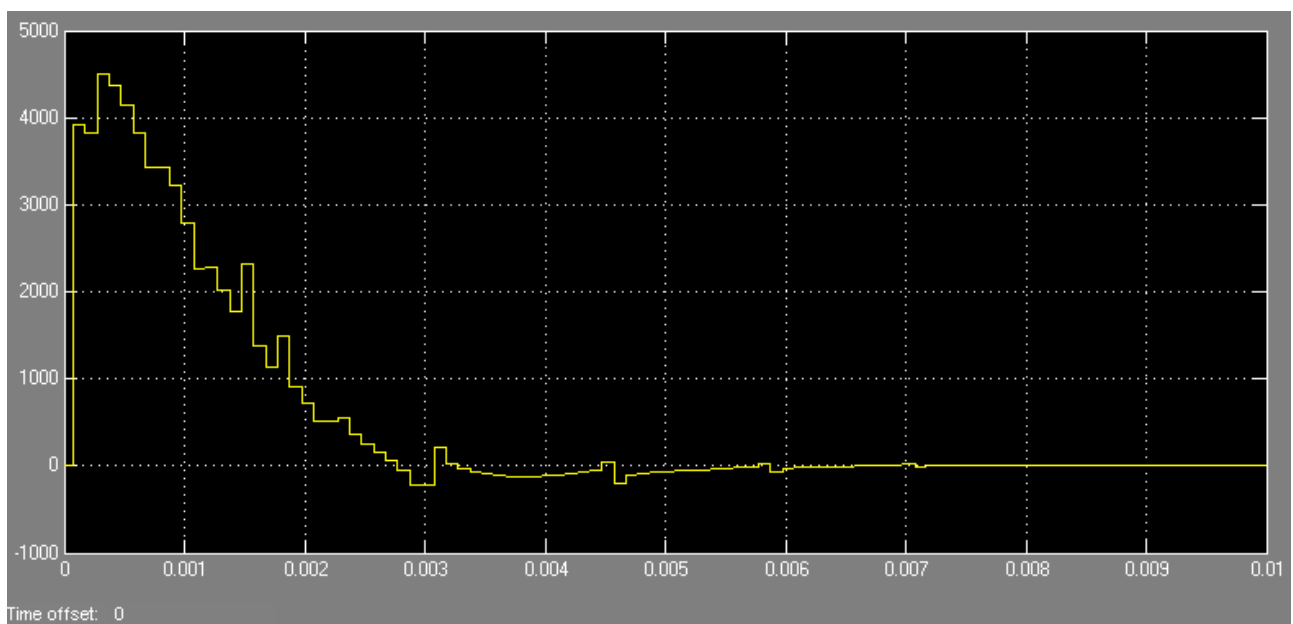
Σχήμα 3-25 Κοντινή παρατήρηση διαφοράς τιμών (Σχήμα 3-24)

Σε αυτήν την περίπτωση, ο βρόχος κλειδώνει επιτυχώς, με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται η παραγωγή της επιθυμητής συχνότητας  $4567 \text{ Hz}$ .



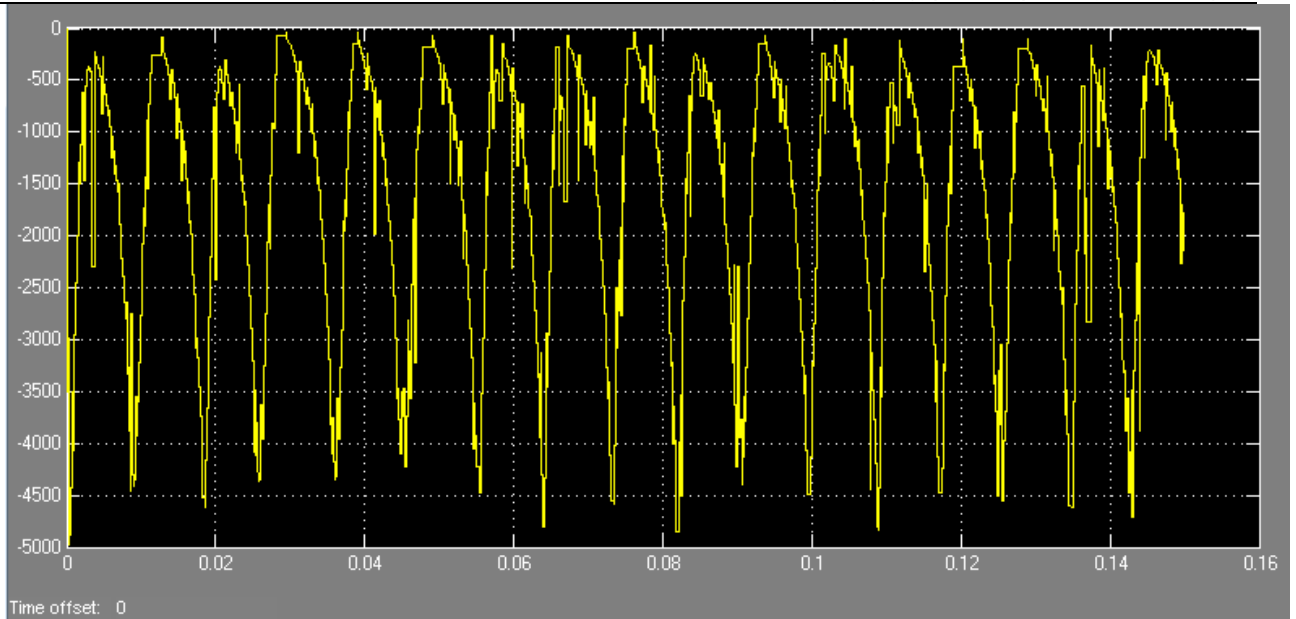
Σχήμα 3-26 Θόρυβος Φάσης (Παραγωγή επιθυμητής συχνότητας 4567 Hz)

Στο Σχήμα 3-27 που ακολουθεί βλέπουμε από κοντά την εξέλιξη της διαφοράς τιμών μέχρι να σταθεροποιηθεί το σφάλμα κοντά στο μηδέν, από την έναρξη λειτουργίας του συνθέτη.



Σχήμα 3-27 Εκκίνηση λειτουργίας συνθέτη συχνοτήτων και εξέλιξη της διαφοράς τιμών

Σε περίπτωση που εισάγουμε  $F_{desired}=5000$  τα αποτελέσματα είναι ανεπιθύμητα. Οι δύο τιμές που συγκρίνονται απέχουν πολύ. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ο βρόχος να μην κλειδώνει.

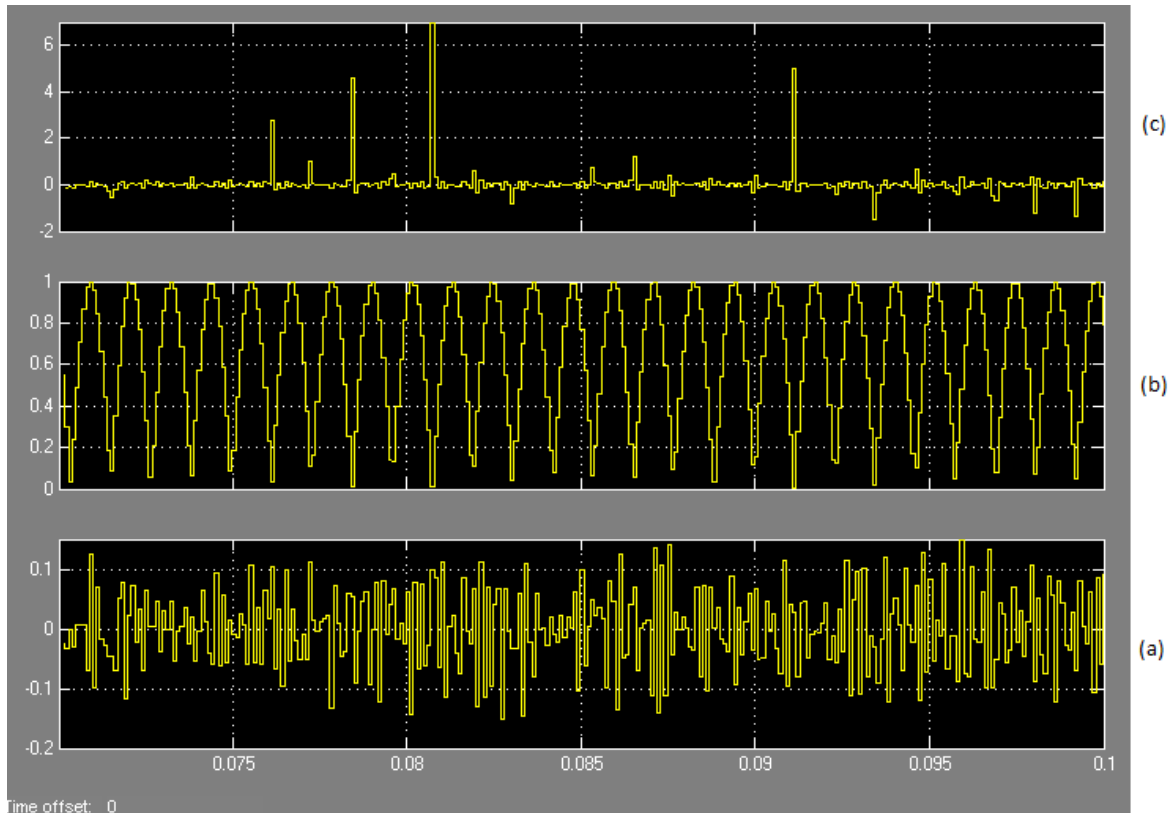


Σχήμα 3-28 Αποτυχία σύγκλισης τιμών ( $F_{desired} - F_{calculated}$ ) (Ο βρόχος δεν κλειδώνει)

### 3.4.4 Πολλαπλασιαστής

Ο πολλαπλασιαστής εισάγεται για τις περιπτώσεις που η δεύτερη δειγματοληπτούμενη τιμή είναι μηδέν. Όπως έχουμε πει, σε αυτές τις περιπτώσεις το αντίστροφο συνημίτονο δεν ορίζεται (3.14).

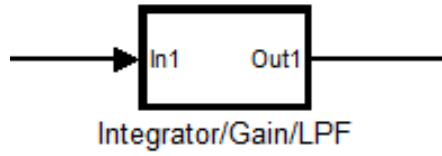
Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται η παραγόμενη τιμή του πολλαπλασιαστή και οι δύο είσοδοι του (η απόλυτη δεύτερη δειγματοληπτούμενη τιμή και η διαφορά από τον συγκριτή συχνότητας).



Σχήμα 3-29 (a) Έξοδος Πολλαπλασιαστή (b) Απόλυτη δεύτερη δειγματοληπτούμενη τιμή (c) Διαφορά συγκριτή συχνότητας

### 3.4.5 Ολοκληρωτής, Κέρδος και Κατωδιαβατό φίλτρο

Ο ολοκληρωτής, το κέρδος και το κατωδιαβατό φίλτρο εμπεριέχονται σε ένα στοιχείο στις εξομοιώσεις μας στο Simulink (Σχήμα 3-30). Παρακάτω εξηγούμε τον λόγο για αυτήν την επιλογή.



Σχήμα 3-30 Ολοκληρωτής, Κέρδος και Κατωδιαβατό φίλτρο

Έχουμε ήδη αναλύσει στην ενότητα Ανάλυση Συστήματος, ότι η πιο ευέλικτη μορφή του συστήματος μας επιτυγχάνεται όταν αυτό είναι δευτέρου βαθμού. Από τις εξισώσεις (3.8) και (3.9) παίρνουμε την φυσική συχνότητα και τον συντελεστή απόσβεσης. Αυτές γίνονται:

$$\begin{aligned}\omega_n^2 &= \omega_i \omega_F K_v K_d \\ \zeta^2 &= \frac{\omega_F}{4\omega_i K_v K_d}\end{aligned}\quad (3.32)$$

Λύνοντας αυτό το σύστημα εξισώσεων με αγνώστους  $\omega_i$  και  $\omega_F$ , καταλήγουμε στις:

$$\begin{aligned}\omega_i &= \frac{\omega_n}{2\zeta K_v K_d} \\ \omega_F &= 2\zeta\omega_n\end{aligned}\quad (3.33)$$

Τώρα, από την συνάρτηση μεταφοράς (3.6) βλέπουμε ότι οι όροι που αφορούν τον ολοκληρωτή, το κέρδος και το κατωδιαβατό φίλτρο είναι :

$$\frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{\omega_F}{s + \omega_F}\quad (3.34)$$

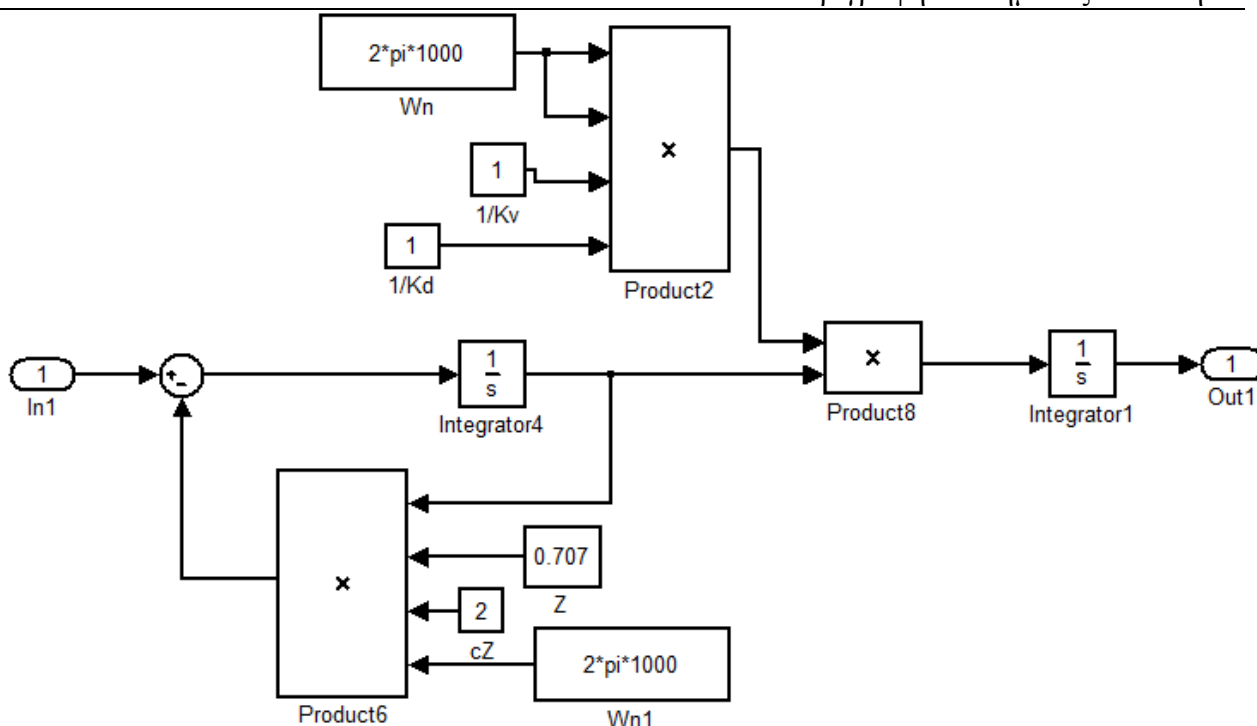
Αντικαθιστώντας τις τιμές των (3.33) στην (3.34), έχουμε:

$$\frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{\omega_F}{s + \omega_F} = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)K_v K_d} = \frac{\omega_n^2}{sK_v K_d} \cdot \frac{\frac{1}{s}}{1 + \frac{1}{s}2\zeta\omega_n}\quad (3.35)$$

Και καταλήγει

$$\frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{\omega_F}{s + \omega_F} = \frac{\frac{\omega_n^2}{K_v K_d} \cdot \frac{1}{s}}{1 + \frac{1}{s}2\zeta\omega_n}\quad (3.36)$$

Παρατηρώντας την (3.36) μπορούμε να δημιουργήσουμε το σχηματικό που φαίνεται στο Σχήμα 3-31.



Σχήμα 3-31 Σχηματικό διάγραμμα Ολοκληρωτή, Κέρδους και Φίλτρου βάση της (3.36)

Με αυτόν τον τρόπο είμαστε σε θέση να ελέγχουμε το βρόχο πολύ αποτελεσματικά, καθώς οι βασικές παράμετροι του συνθέτη  $\omega_n$ ,  $K_v$ ,  $K_d$  και  $\zeta$  μπορούν να ελεγχθούν σε αυτό το σημείο.

Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν κάποιες εξομοιώσεις για διάφορες τιμές αυτών των παραμέτρων.

Αν έχουμε για παράδειγμα,

$$\omega_n = 2\pi 250(\text{rad / sec}) \quad (3.37)$$

$$\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (3.38)$$

Και  $K_v=1$ ,  $K_d=1$ .

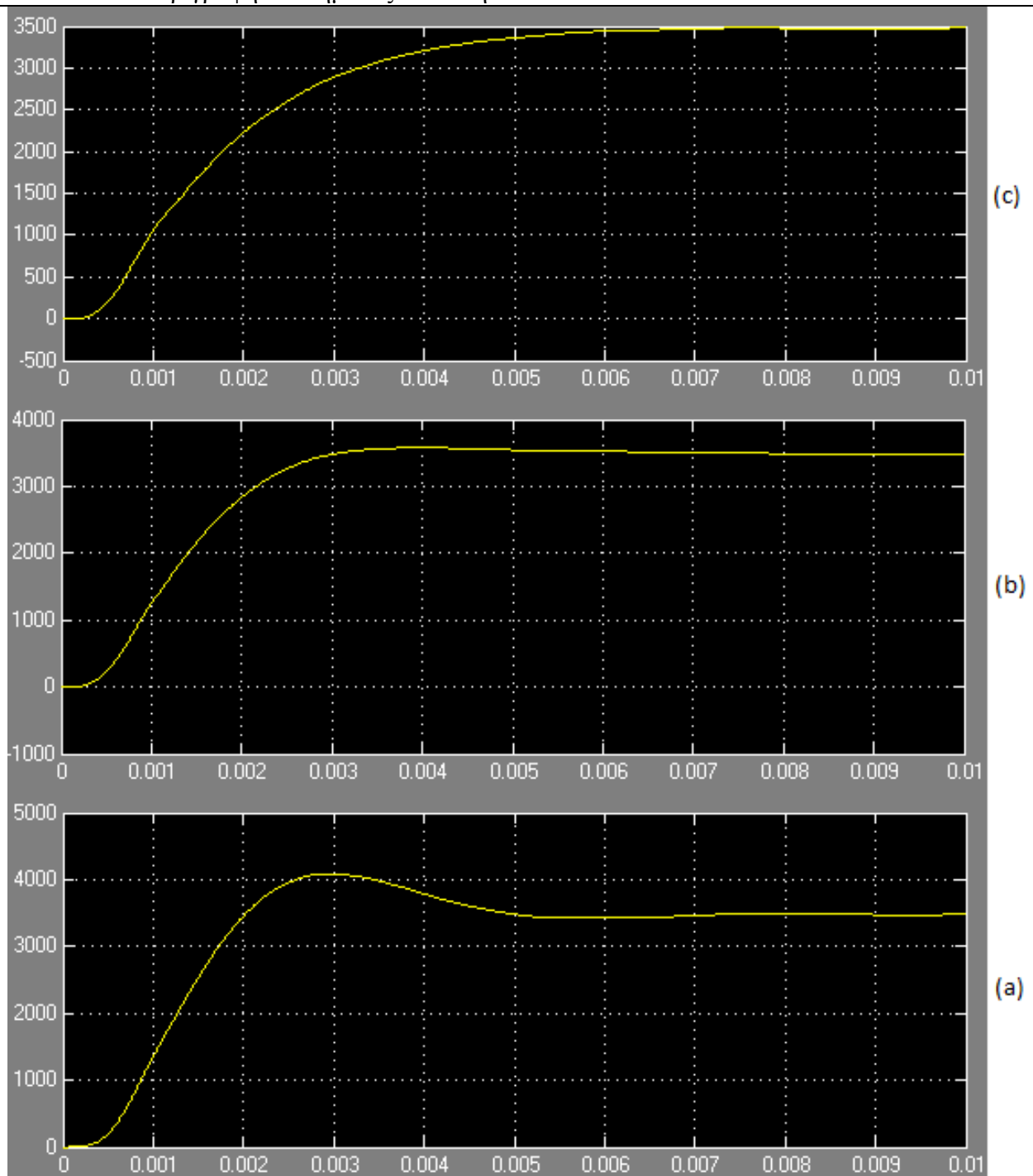
Με αυτά δεδομένα έχουμε από τις (3.33), ότι

$$\begin{aligned} \omega_i &= 1110(\text{rad / sec}) \\ \omega_F &= 2220(\text{rad / sec}) \end{aligned} \quad (3.39)$$

Ενώ μπορούμε να εκτιμήσουμε τον χρόνο σύγκλισης από τον :  $t_s = \frac{\pi\sqrt{2}}{\omega_n}$ .

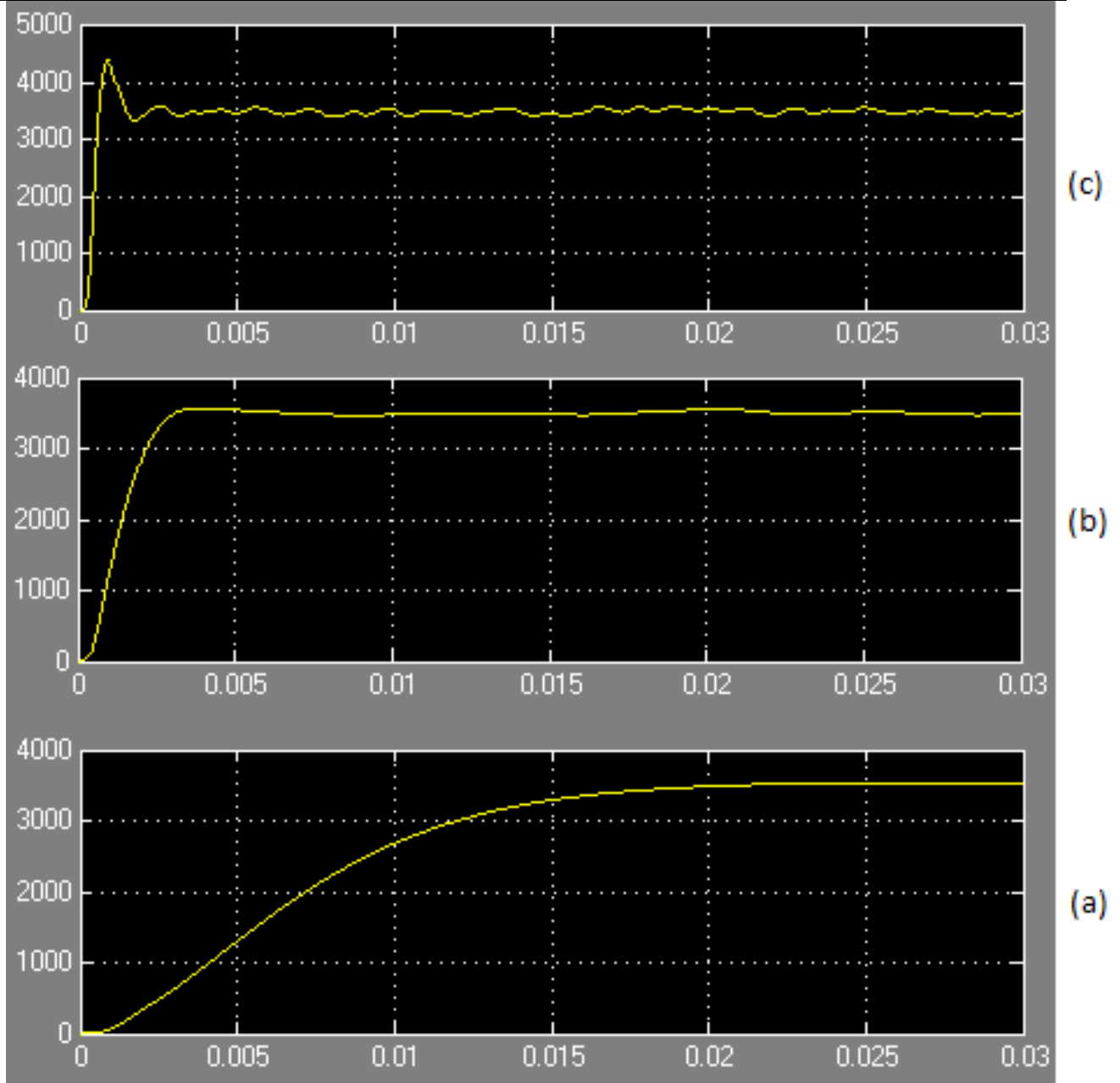
Συνεπώς με αυτή την διαδικασία είμαστε σε θέση να γνωρίζουμε την ακριβή συνάρτηση μεταφοράς του ολοκληρωτή, του κέρδους και του κατωδιαβατού φίλτρου, αντικαθιστώντας τις τιμές που βρήκαμε στην (3.34) και κατ'επέκταση του βρόχου.

Παρακάτω θα ελέγξουμε την επίδραση του συντελεστή απόσβεσης στην τιμή που οδηγεί το VCO. Αρχικά με  $\zeta=0.5$  παρατηρούμε την μεγαλύτερη ταλάντωση, πριν η τιμή σταθεροποιηθεί, ενώ με  $\zeta=1$  η μετάβαση είναι πιο ομαλή (Σχήμα 3-32).



Σχήμα 3-32 Είσοδος VCO και ταλάντωση για:(a)  $\zeta = 0.5$  (b)  $\zeta = 0.707$  (c)  $\zeta = 1$

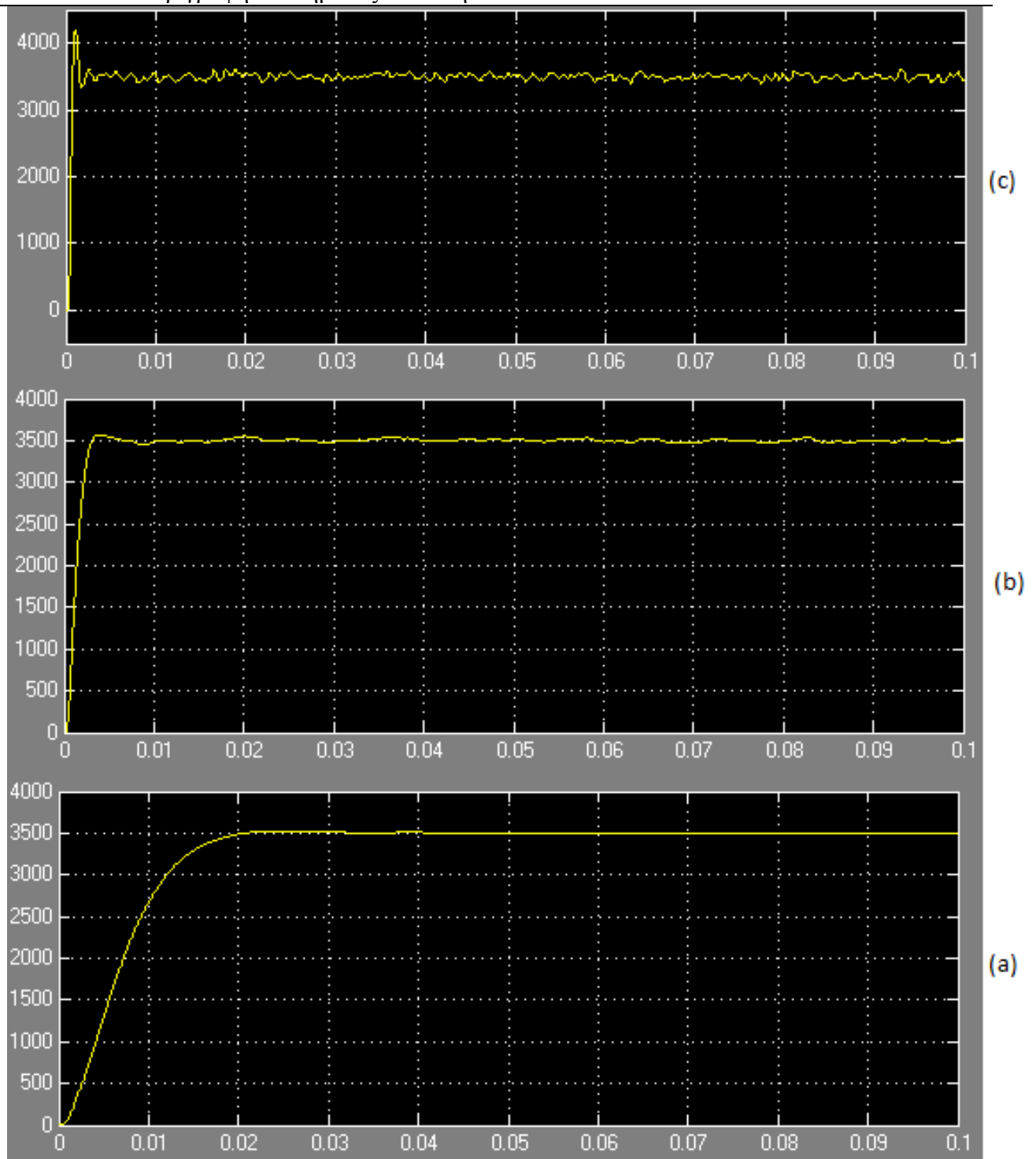
Παρακάτω θα δοκιμάσουμε τρεις διαφορετικές τιμές για το  $\omega_n$  (φυσική συχνότητα) και θα δούμε την επίδραση στην είσοδο του VCO και στον θόρυβο φάσης. Όπου  $\omega_n = 2\pi F$ . Θα δοκιμάσουμε τρεις τιμές του  $F$ : 50, 250 και 1000. Στο Σχήμα 3-33 διαπιστώνουμε ότι ο μικρότερος χρόνος σύγκλισης/κλειδώματος επιτυγχάνεται για μεγάλο  $\omega_n$ .



Σχήμα 3-33 Είσοδος VCO και χρόνος σύγκλισης για: (a)  $\omega_n = 2\pi 50(\text{rad} / \text{sec})$   
 (b)  $\omega_n = 2\pi 250(\text{rad} / \text{sec})$  (c)  $\omega_n = 2\pi 1000(\text{rad} / \text{sec})$

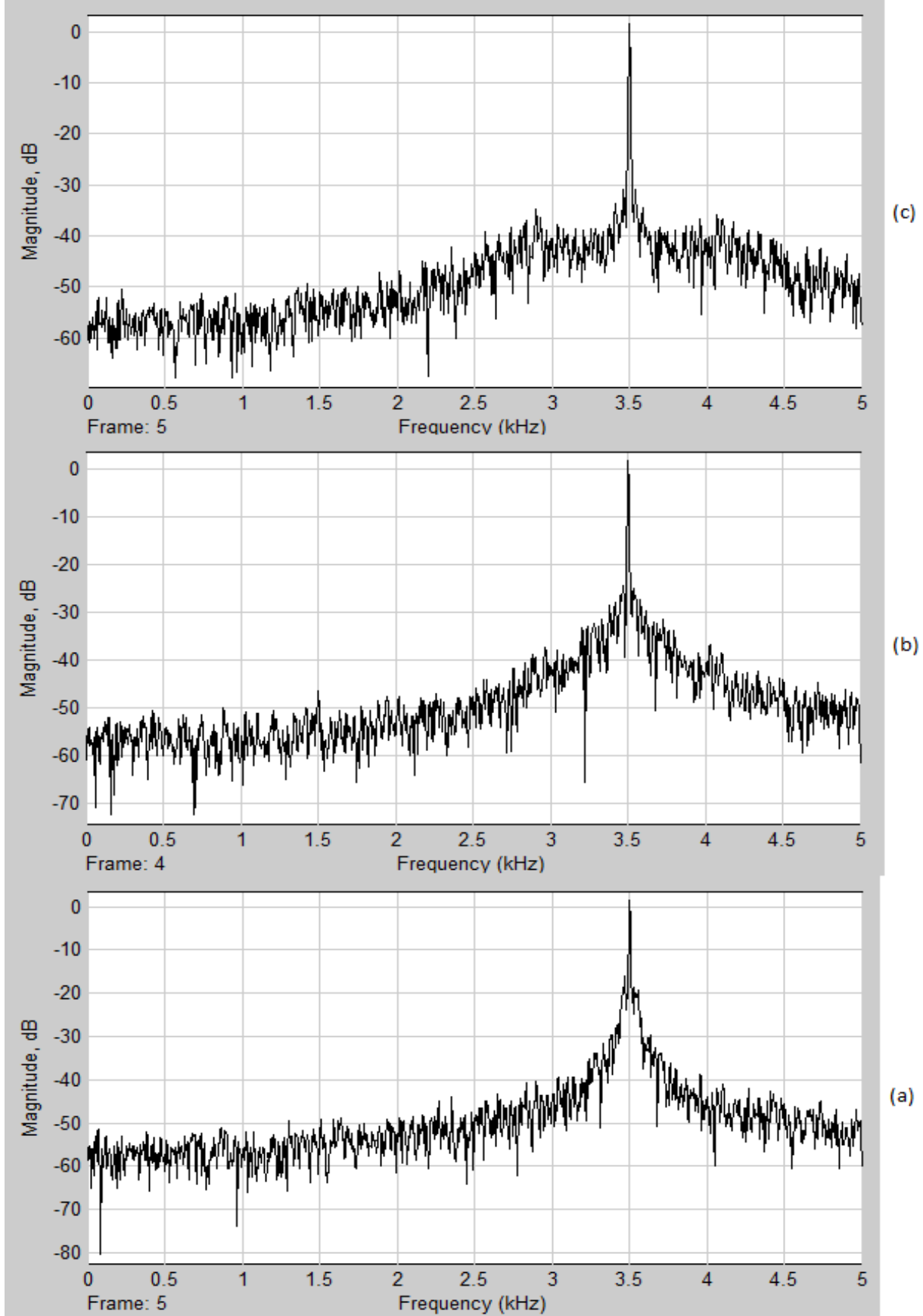
Στο Σχήμα 3-34 παρατηρούμε ότι πιο έντονη διακύμανση γύρω από την τιμή της επιθυμητής συχνότητας έχουμε όταν τον  $\omega_n$  είναι μεγάλο. Λογικά αυτό είναι ανεπιθύμητο, λόγω της σχετικής αστάθειας οδήγησης του VCO. **Παρόλα αυτά, αυτός ο θόρυβος είναι επιθυμητός αφού αντιτίθεται στον θόρυβο φάσης του βρόχου.**





Σχήμα 3-34 Είσοδος VCO και σταθερότητα τιμής για : (a)  $\omega_n = 2\pi 50(\text{rad} / \text{sec})$   
 (b)  $\omega_n = 2\pi 250(\text{rad} / \text{sec})$  (c)  $\omega_n = 2\pi 1000(\text{rad} / \text{sec})$

Στο σχήμα που ακολουθεί, βλέπουμε ότι μεγάλο  $\omega_n$  απορρίπτει με μεγαλύτερη επιτυχία τον θόρυβο φάσης του βρόχου ενώ ταυτόχρονα επιτυγχάνει το μεγάλο ποσοστό της ενέργειας του σήματος να περιέχεται σε μικρότερο εύρος γύρω από τον φορέα.



Σχήμα 3-35 Θόρυβος Φάσης (Παραγωγή 3.5 kHz) για: (a)  $\omega_n = 2\pi 50(\text{rad / sec})$   
 (b)  $\omega_n = 2\pi 250(\text{rad / sec})$  (c)  $\omega_n = 2\pi 1000(\text{rad / sec})$

### 3.4.6 Voltage Controlled Oscillator

Πολύ σημαντικό στοιχείο για τα χαρακτηριστικά και την απόδοση του συνθέτη συχνοτήτων αποτελεί και το VCO. Στις εξομοιώσεις το VCO μπορεί να ταλαντώσει σε οποιαδήποτε συχνότητα εμείς επιθυμούμε, όμως στην πραγματικότητα το VCO μπορεί να παράγει συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων, το οποίο εξαρτάται άμεσα από την τάση εξόδου ( $V_{D/AC}$ ) του D/AC. Ο μηχανικός θα πρέπει να λάβει σοβαρά υπόψη αυτόν τον περιορισμό και να επιλέξει το κατάλληλο VCO στην υλοποίηση του.

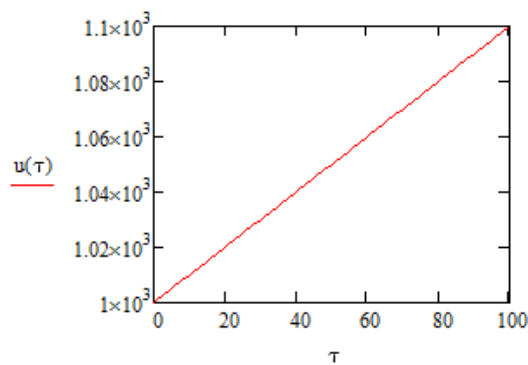
#### 3.4.6.1 Συνάρτηση VCO

Εάν το σήμα εισόδου είναι  $u(t)$ , τότε η έξοδος δίνεται από την (3.40).

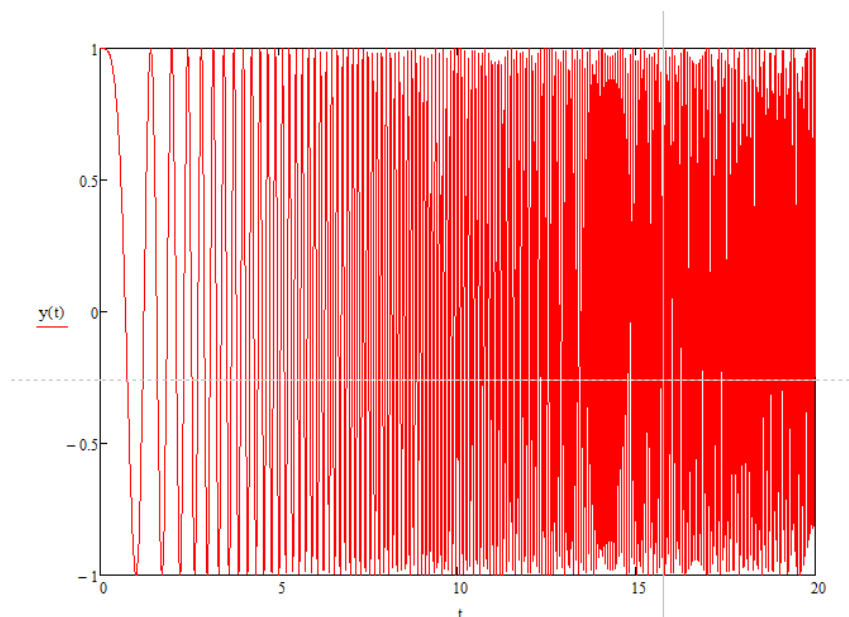
$$y(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + 2\pi k_c \int_0^t u(\tau) d\tau + \varphi) \quad (3.40)$$

Όπου  $A_c$  το πλάτος εξόδου,  $f_c$  η παράμετρος της quiescent συχνότητα,  $k_c$  η παράμετρος ευαισθησίας εισόδου και  $\varphi$  η αρχική φάση.

Αν η είσοδος αυξάνεται συνεχώς όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-36, τότε η συχνότητα εξόδου συνεχώς αυξάνεται, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-37.



Σχήμα 3-36 Είσοδος VCO



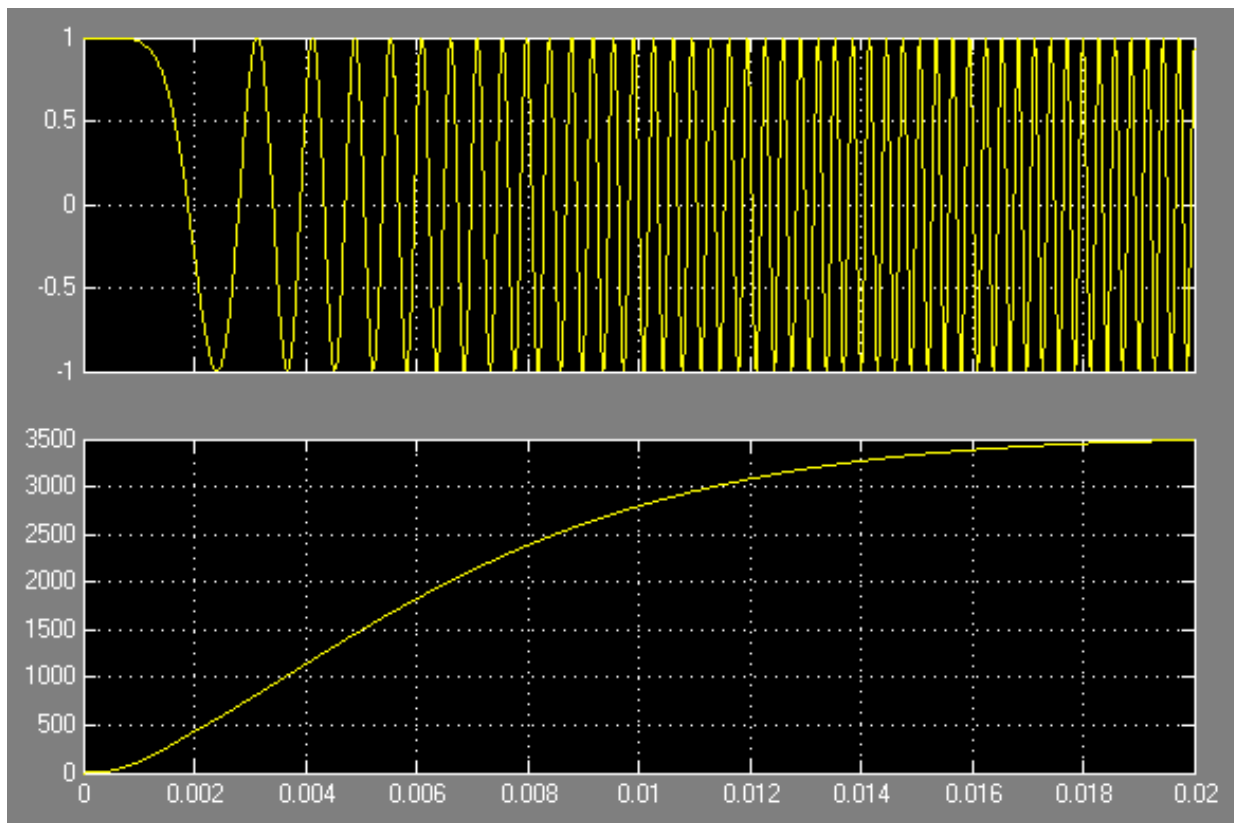
Σχήμα 3-37 Έξοδος VCO

### 3.4.6.2 Εξομοιώσεις VCO

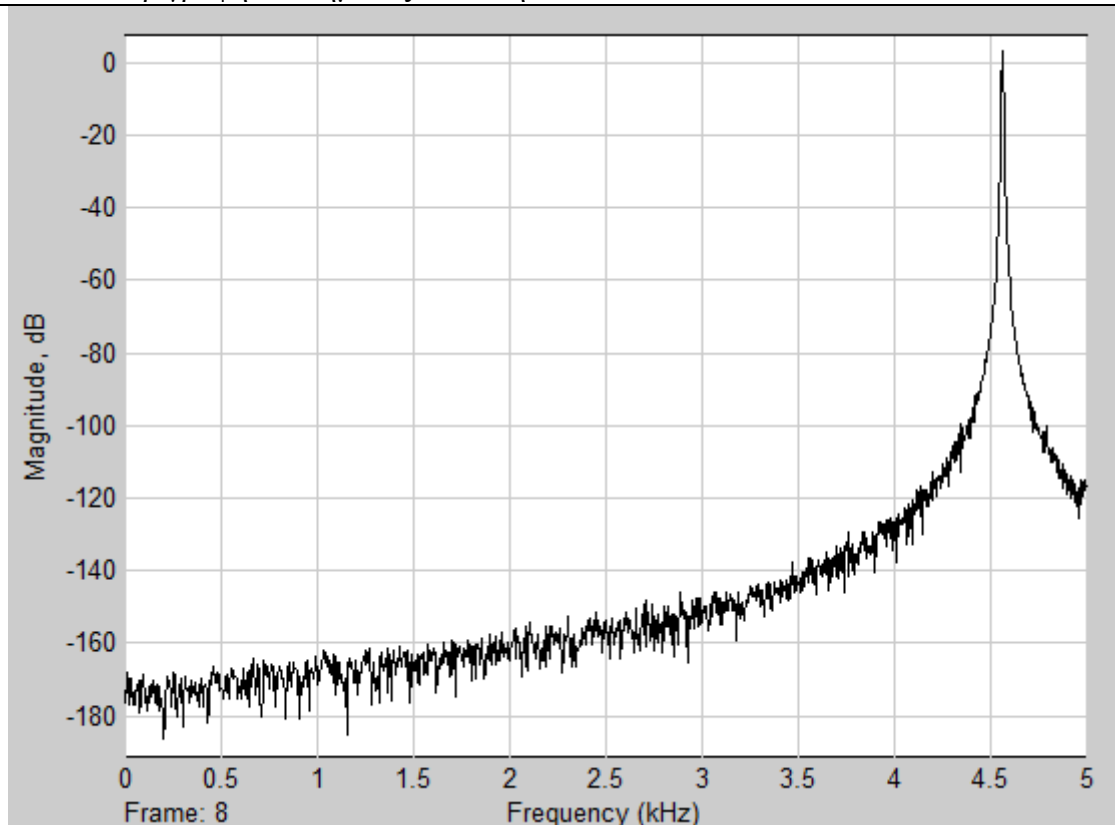
Όπως ήδη έχουμε τονίσει και παραπάνω, θα πρέπει η τάση που οδηγεί το VCO να είναι σταθερή, για να μπορεί στην συνέχεια το VCO να ταλαντώνει σε μία συγκεκριμένη-επιθυμητή συχνότητα.

Η τιμή 4567 που οδηγεί το VCO είναι μία ψηφιακή τιμή, η οποία στην πραγματικότητα θα πρέπει πρώτα να περάσει από έναν D/AC και στην συνέχεια να οδηγήσει το VCO (όπως δείχνει και το Σχήμα 3-1). Αυτό όμως δεν χρειαζόταν να υλοποιηθεί στο μοντέλο εξομοίωσης.

Αν θέλουμε για παράδειγμα να παράγουμε συχνότητα 4567Hz με συχνότητα δειγματοληψίας 10kHz, βλέπουμε την είσοδο και την έξοδο του VCO του συνθέτη μας στο Σχήμα 3-38. Ο θόρυβος φάσης του συνθέτη χωρίς λευκό θόρυβο φαίνεται στο Σχήμα 3-39.

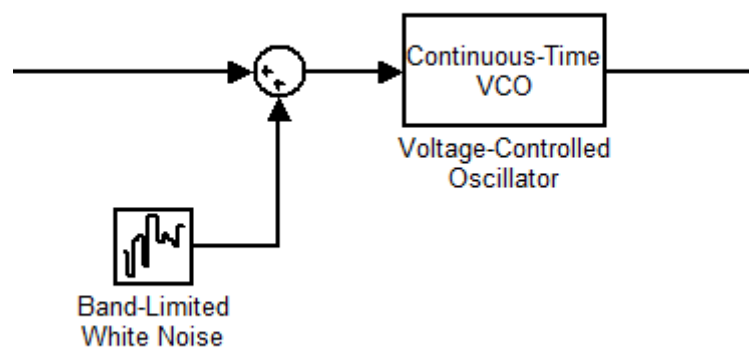


Σχήμα 3-38 Είσοδος και Έξοδος του VCO



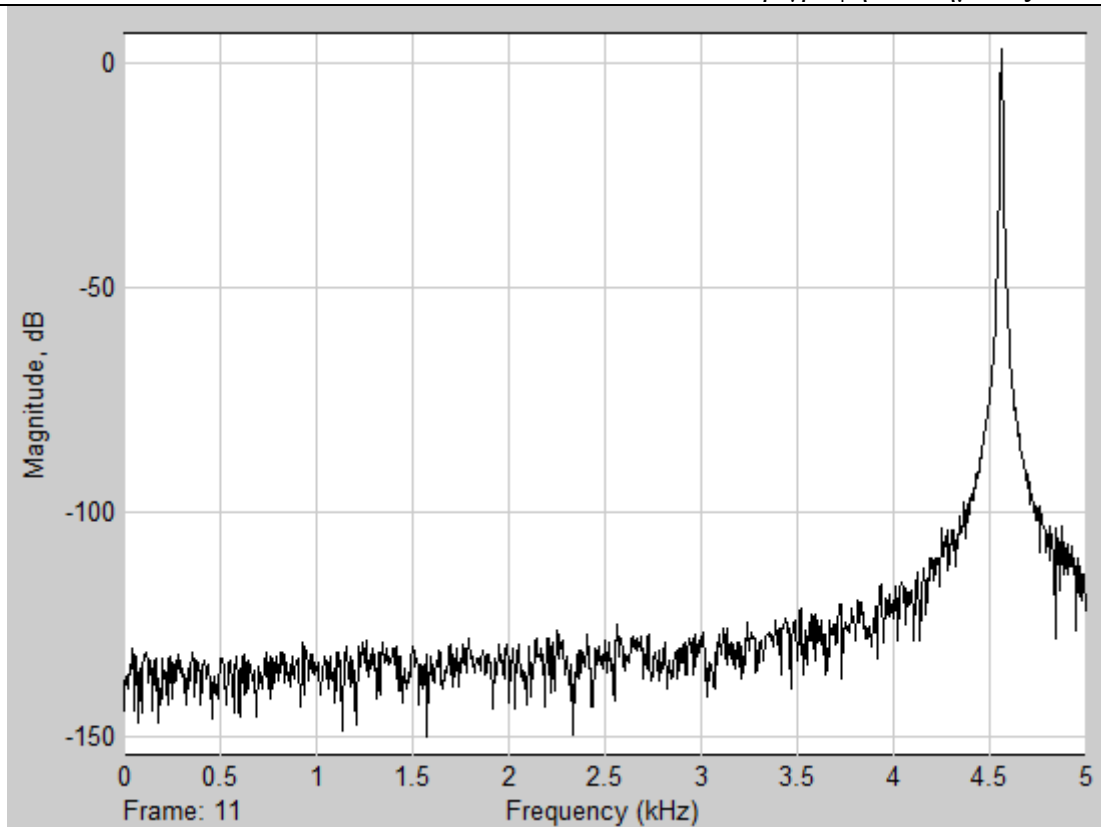
Σχήμα 3-39 Θόρυβος Φάσης χωρίς Λευκό Θόρυβο

Επειδή όμως το VCO εισάγει στο σύστημα ένα θόρυβο, μπορούμε και εμείς στις εξομοιώσεις να εισάγουμε ένα θόρυβο (Σχήμα 3-40) στην είσοδο του VCO και να δούμε πως συμπεριφέρεται το φασματικό περιεχόμενο της εξόδου του συνθέτη.

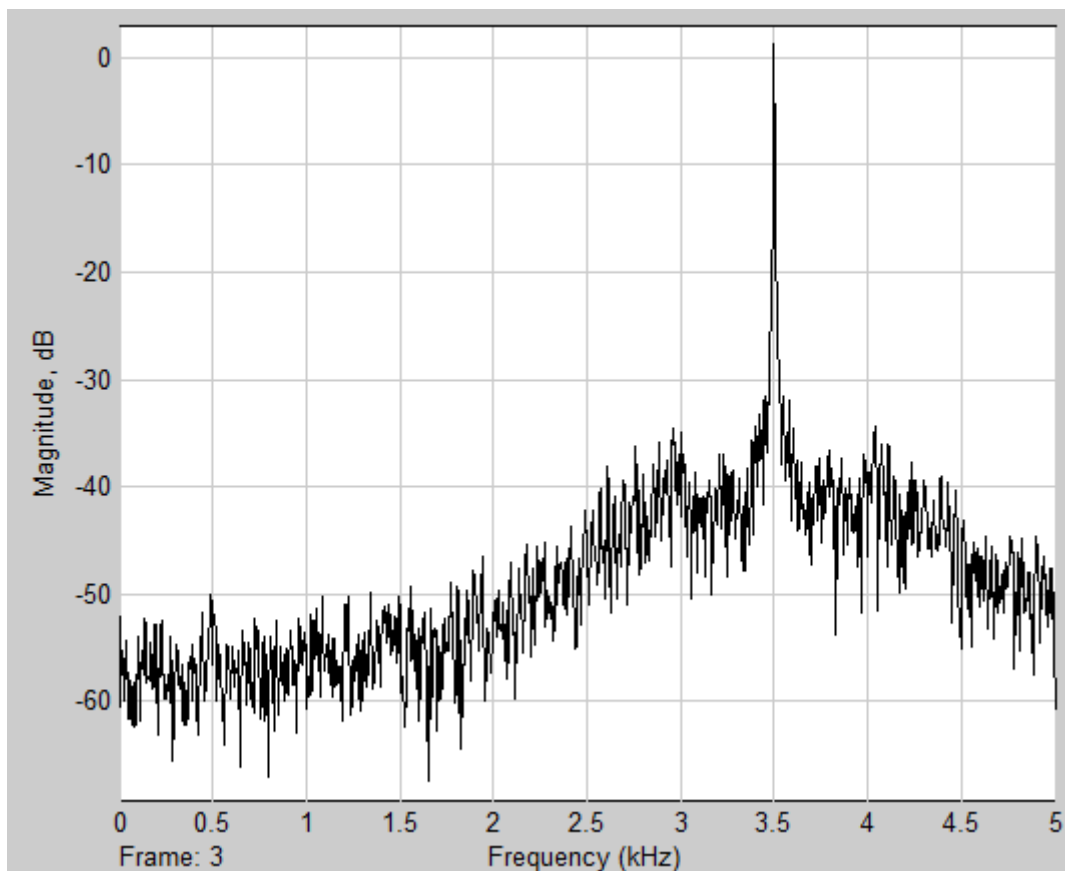


Σχήμα 3-40 Εισαγωγή Θορύβου

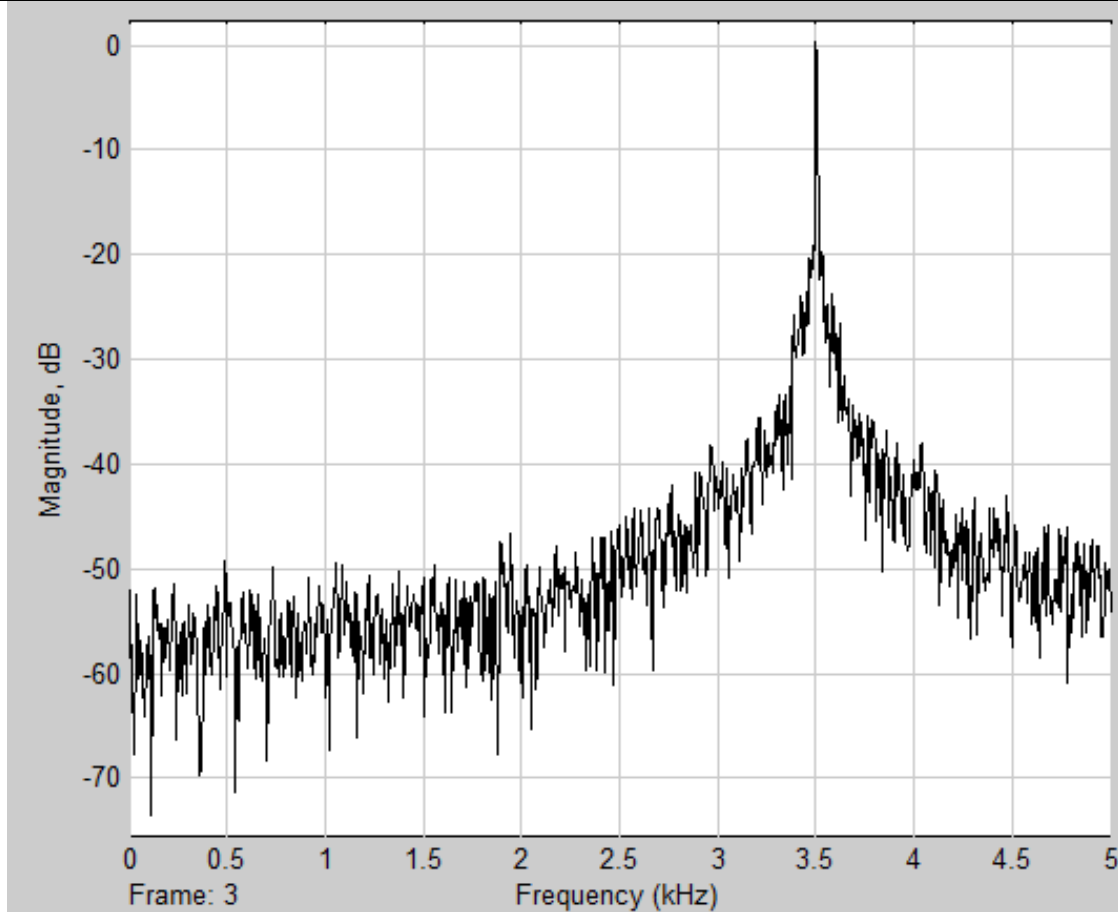
Η θόρυβος φάσης του συνθέτη χωρίς λευκό θόρυβο φαίνεται στο Σχήμα 3-39, ενώ με ισχύ θορύβου (Noise Power)  $10^{-8}$  (σχετικό μέγεθος εξομοίωσης Simulink) παίρνουμε την απόκριση που φαίνεται στο Σχήμα 3-41.



Σχήμα 3-41 Θόρυβος Φάσης (ισχύ θορύβου  $10^{-8}$  (σχετικό μέγεθος εξομοίωσης Simulink))



Σχήμα 3-42 Θόρυβος Φάσης (ισχύ θορύβου  $8 \times 10^{-1}$  (σχ. μέγ. εξομοίωσης Simulink)) (Κλειστός Βρόχος)



Σχήμα 3-43 Θόρυβος Φάσης (ισχύ θορύβου  $8 \times 10^{-1}$  (σχ. μέγ. εξομοίωσης Simulink)) (Ανοικτός Βρόχος)

### 3.5 Γενική Εξομοίωση Συστήματος

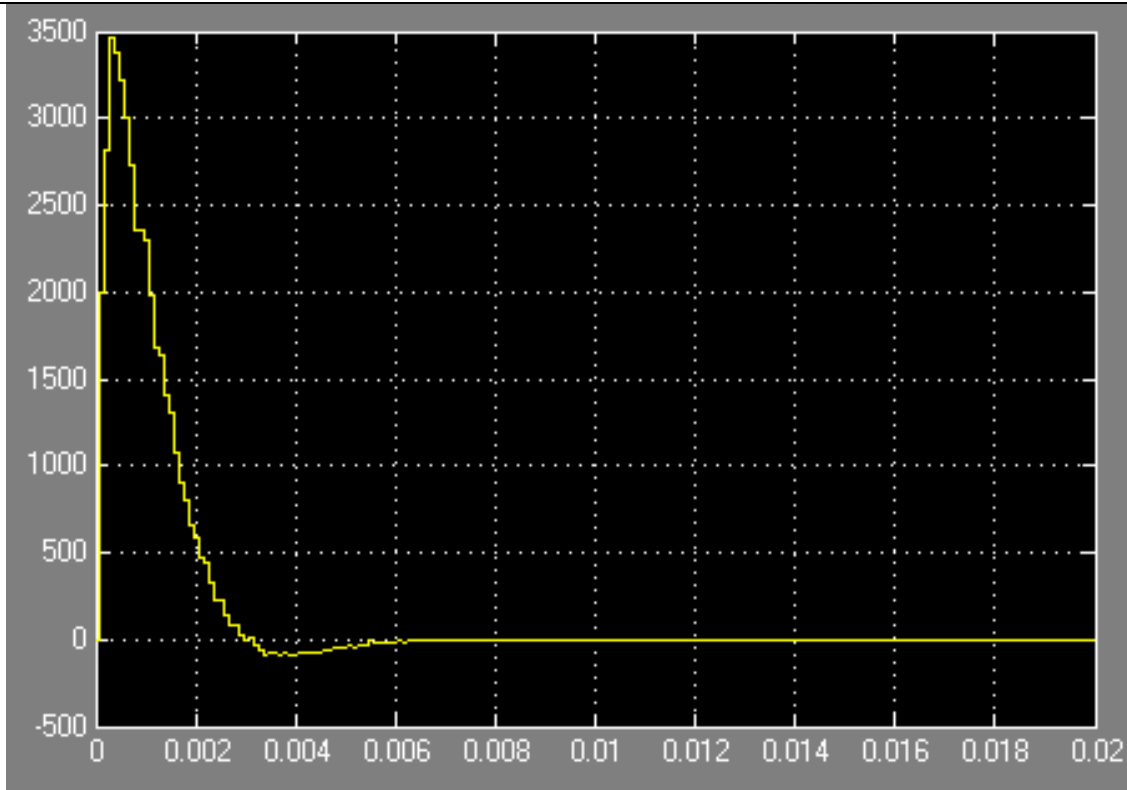
Σε αυτή την ενότητα θα παρουσιάσουμε μία ολοκληρωμένη εξομοίωση του συστήματος για συγκεκριμένες εισόδους. Οι δύο βασικές εισόδοι του συστήματος είναι η συχνότητα δειγματοληψίας του DSP ( $F_{sample}$ ) και η επιθυμητή συχνότητα ( $F_{desired}$ ). Ενώ η συχνότητα δειγματοληψίας θα είναι σταθερή στα  $10\text{kHz}$ , η επιθυμητή συχνότητα θα μεταβληθεί. Με αυτόν τον τρόπο θα πάρουμε κάποιες ενδεικτικές τιμές για τους χρόνους μετάβασης.

Ο Quantizer είναι των 16 bit. Ο ολοκληρωτής, το κέρδος και το κατωδιαβατό είναι όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-31. Άρα έχουμε  $K_v=1$ ,  $K_d=1$ ,  $\omega_n=2\pi 250(\text{rad/sec})$ ,  $\zeta=0.707$ ,  $\omega_i=1110(\text{rad/sec})$  και  $\omega_F=2220(\text{rad/sec})$  (υπολογίζονται από τις εξισώσεις (3.33)). Επίσης γνωρίζουμε ότι ο χρόνος σύγκλισης δίνεται από τον :

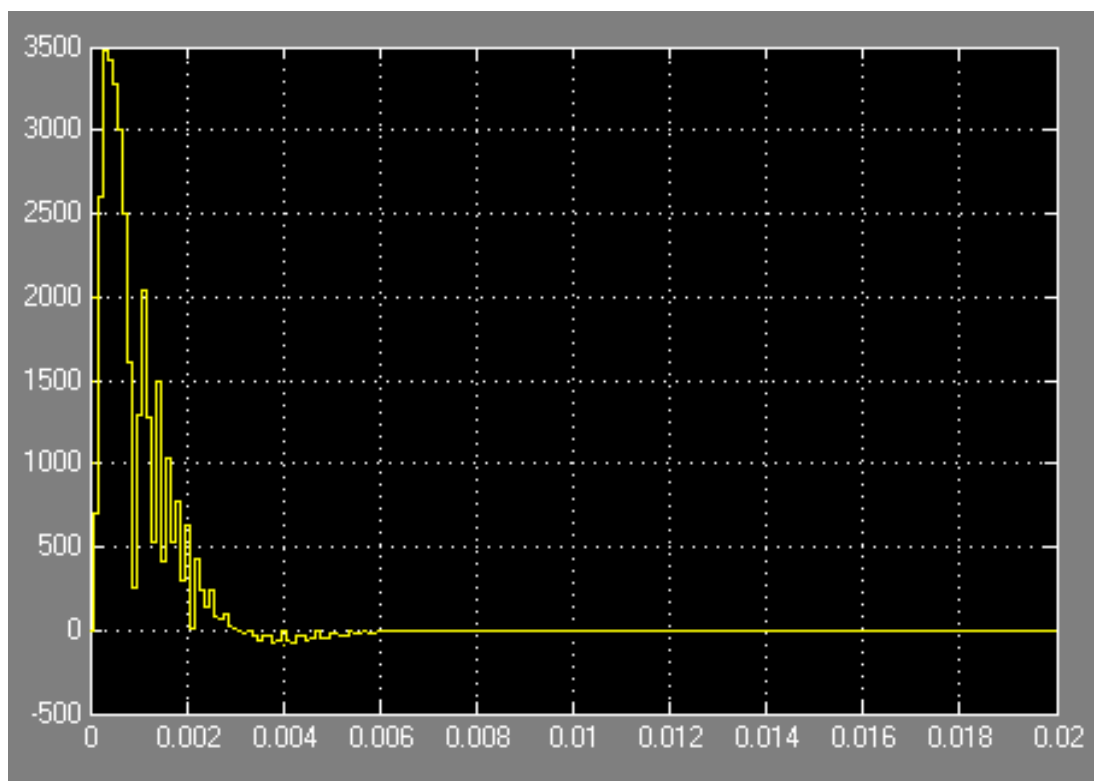
$$t_s = \frac{\pi\sqrt{2}}{\omega_n} \quad (3.41)$$

Άρα  $t_s = 2.8 \cdot 10^{-3} \text{sec}$ . Ενώ στο VCO προσθέτουμε λευκό θόρυβο ισχύος  $8 \times 10^{-1}$  (σχ. μέγ. εξομοίωσης Simulink).

Αρχικά ξεκινάμε την εξομοίωση με  $F_{desired}=4505 \text{ (Hz)}$ .

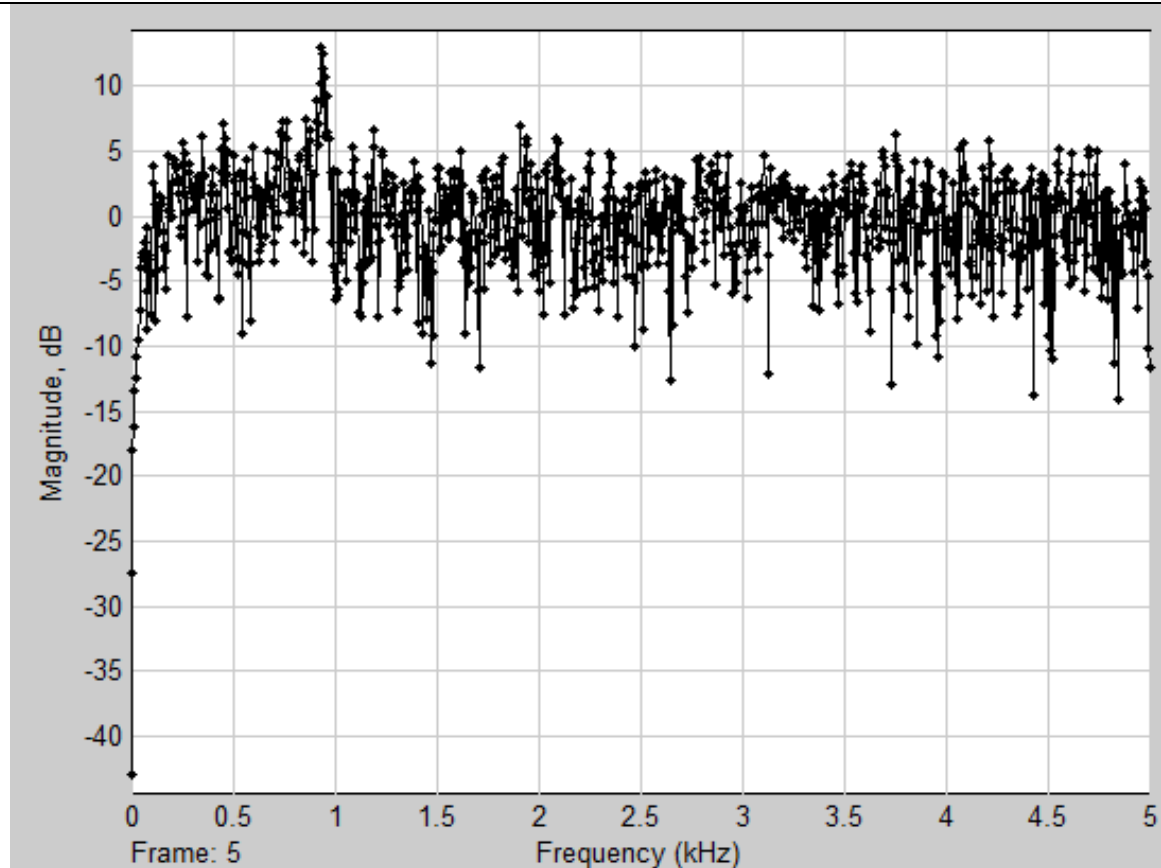


Σχήμα 3-44 Το σφάλμα (error) που παράγεται από τον PFD

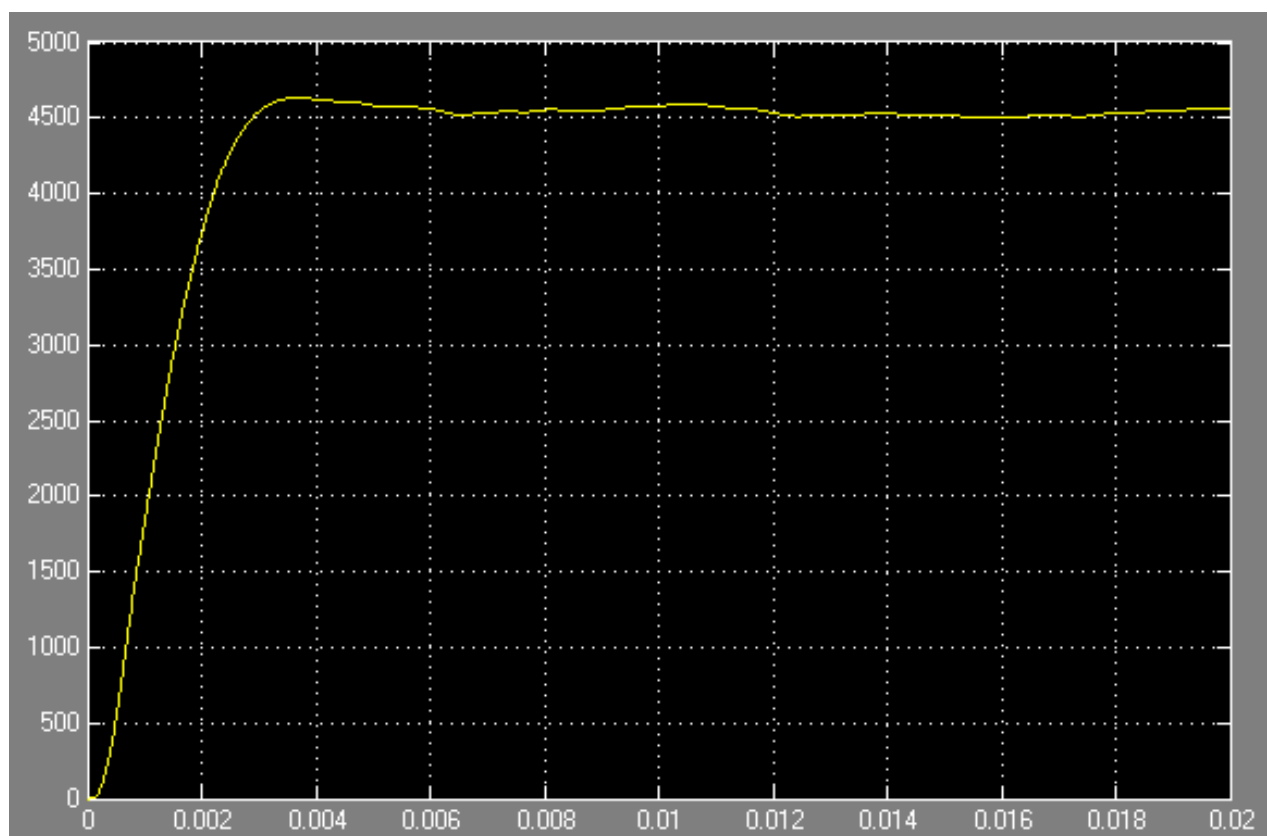


Σχήμα 3-45 Το σφάλμα μετά τον πολλαπλασιασμό με την  $|x_2|$ . Παρατηρούμε ότι το σφάλμα διόρθωσης έχει «λογικές τιμές» και δεν περιλαμβάνει μεγάλα spikes θορύβου.



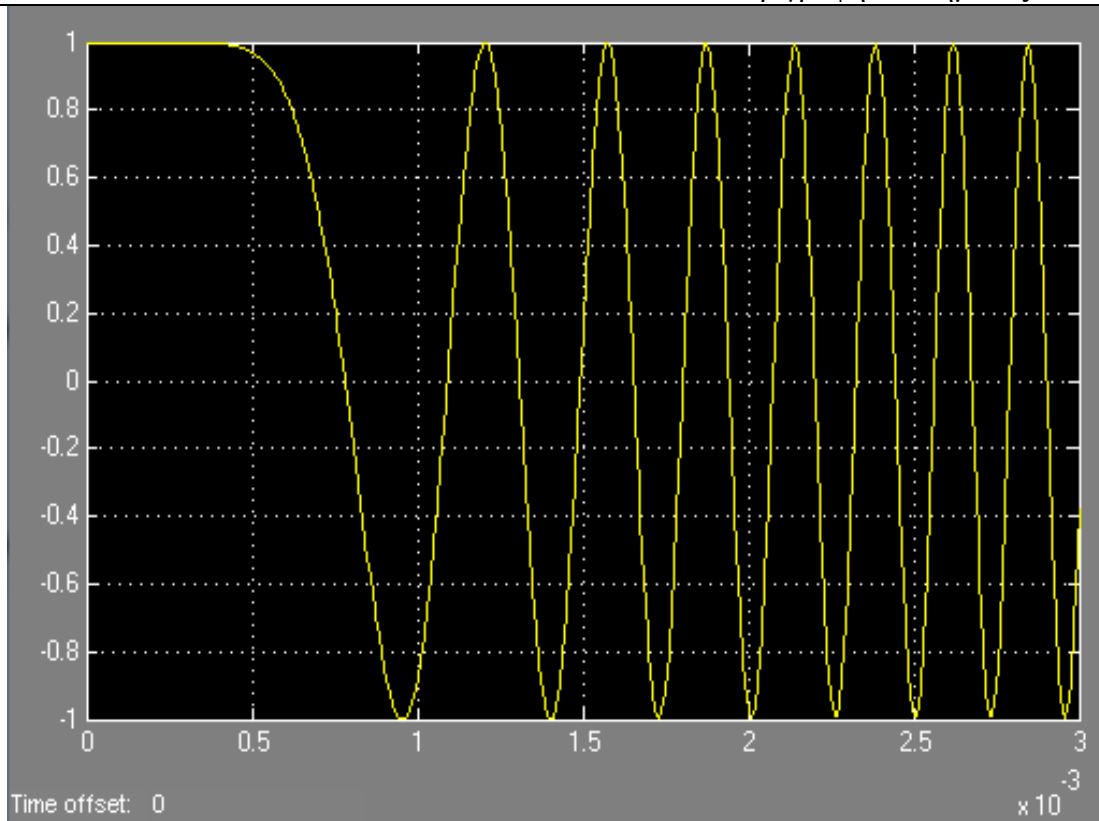


Σχήμα 3-46 Φασματικό περιεχόμενο του θορύβου μετά το γινόμενο με την  $|x_2|$ .

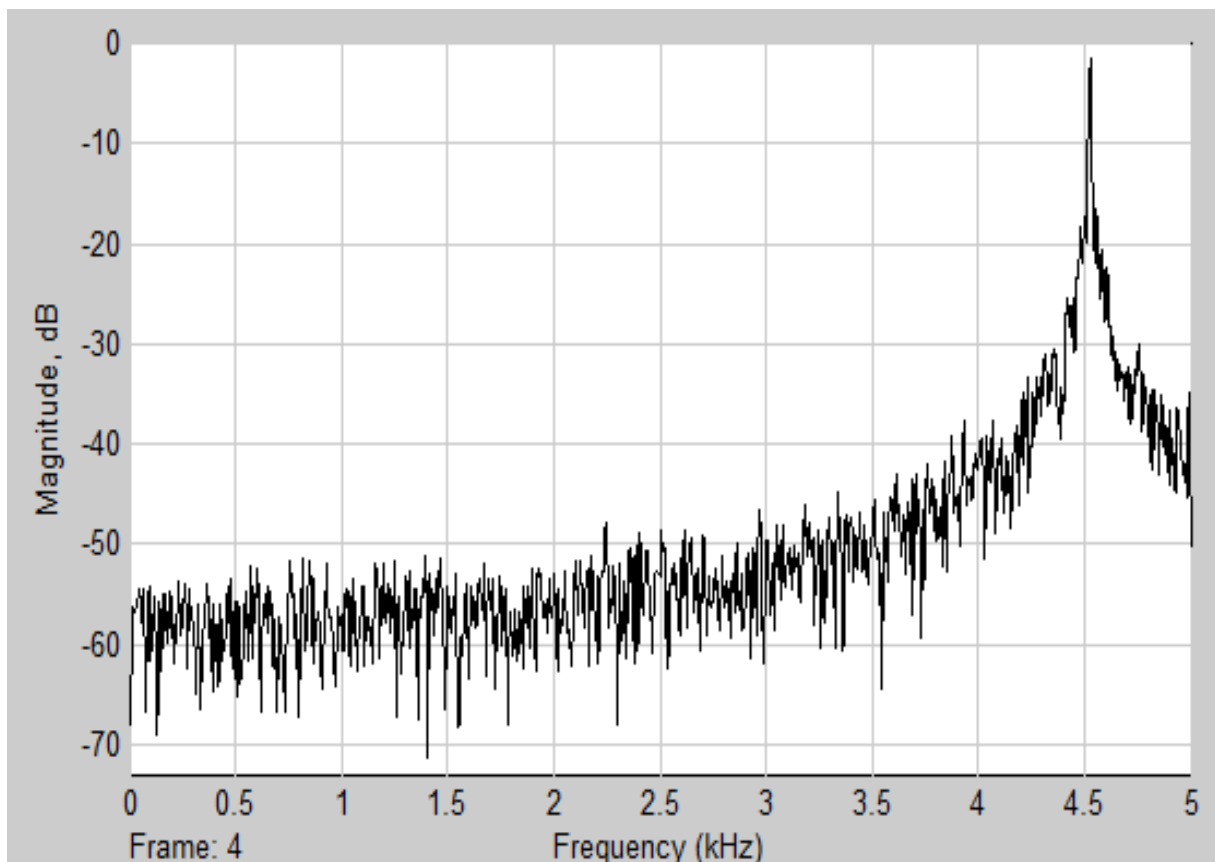


Σχήμα 3-47 Η τιμή που οδηγεί το VCO

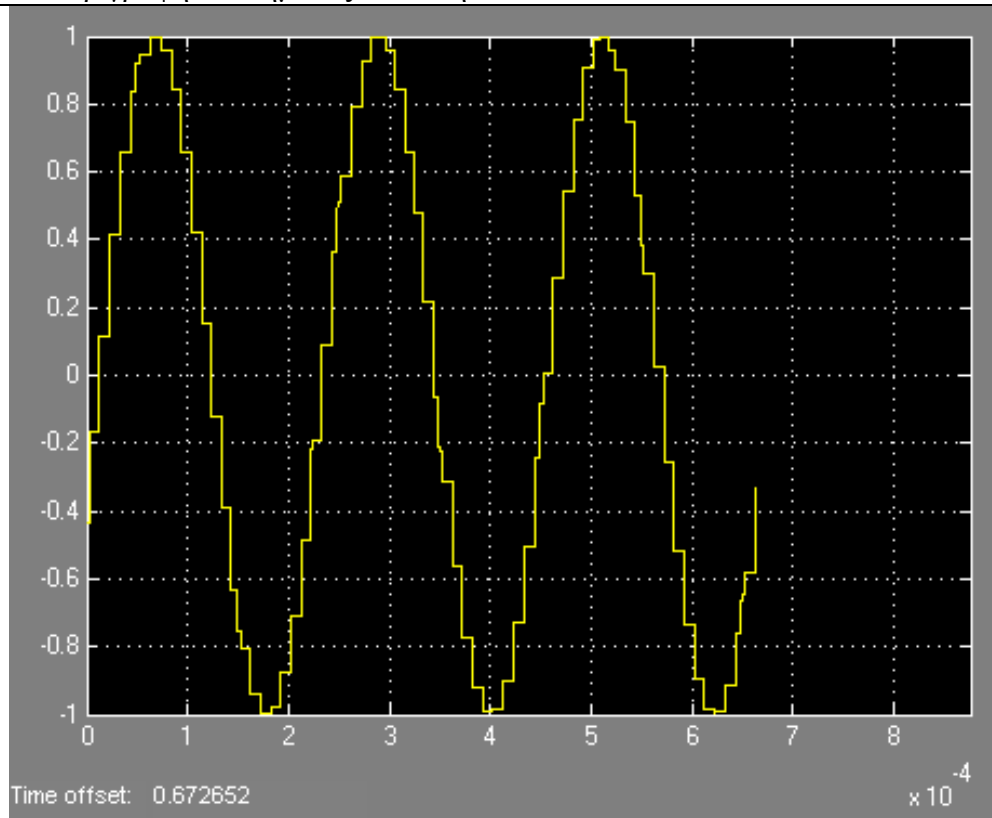
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-48 η συχνότητα εξόδου παράγεται επιτυχώς σε  $2.8 \cdot 10^{-3} \text{ sec}$ . Έτσι όπως έχει υπολογιστεί από την (3.41).



Σχήμα 3-48 Παραγωγή 4505 Hz σε  $2.8 \cdot 10^{-3}$  sec (όπως έχει υπολογιστεί παραπάνω)

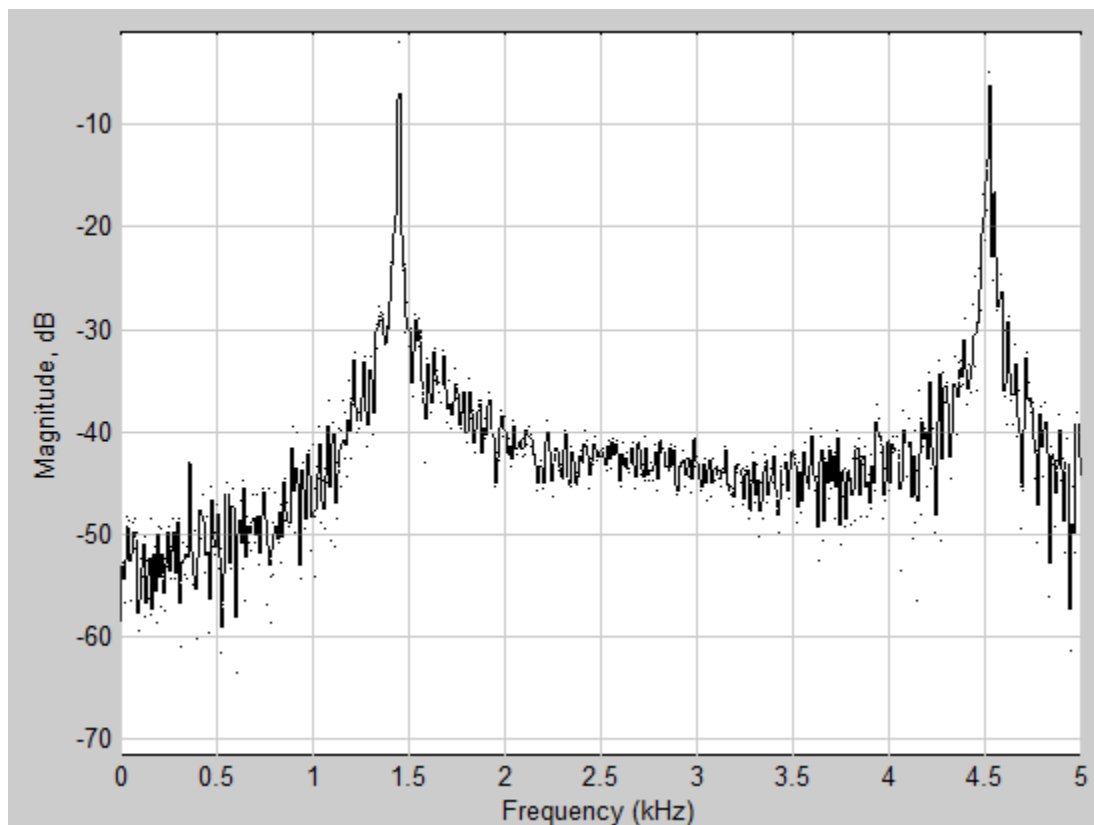


Σχήμα 3-49 Θόρυβος Φάσης (για συχνότητα εξόδου 4505 Hz)

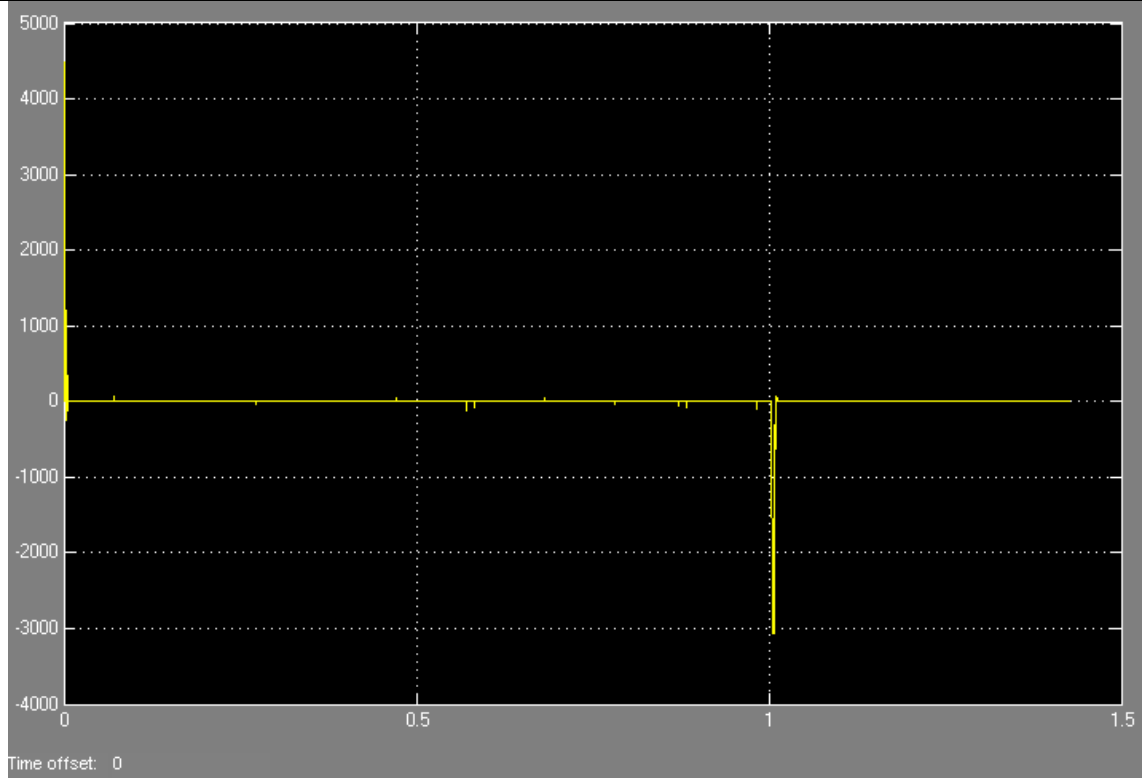


Σχήμα 3-50 Έξοδος του Quantizer (16 bit)

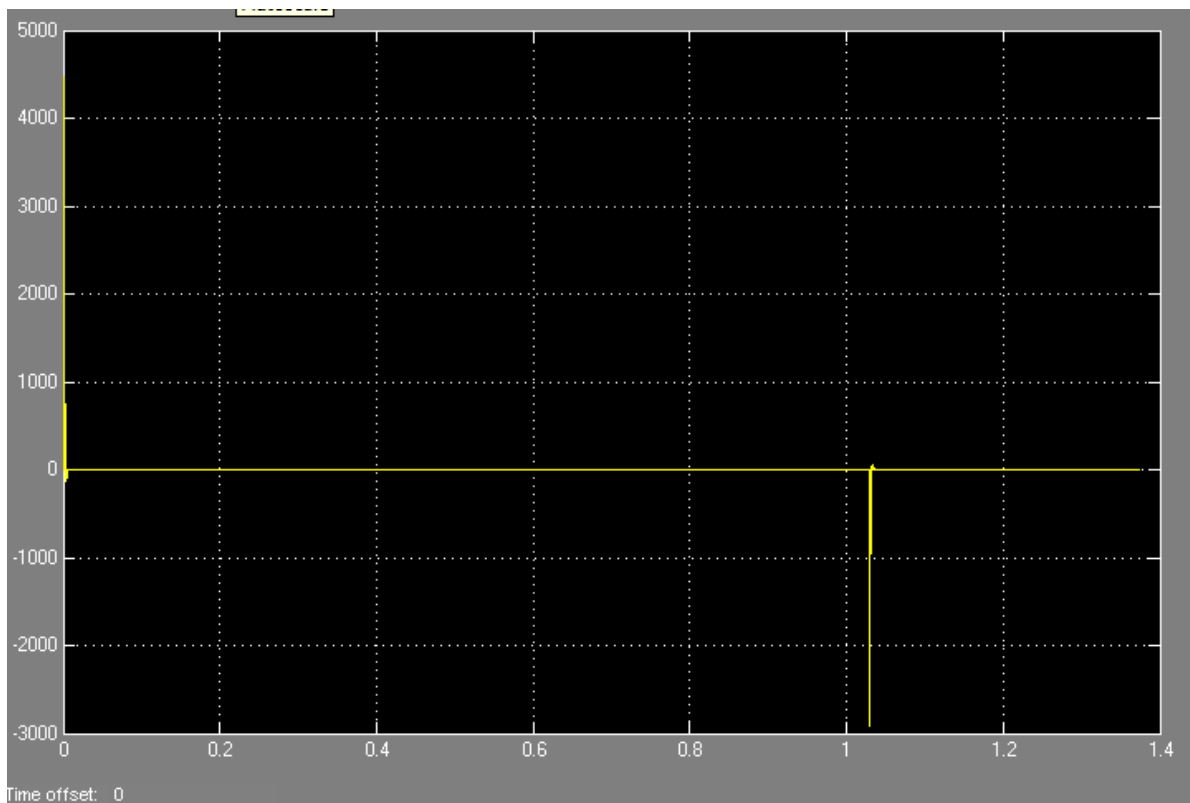
Αφού πήραμε τα 4505 Hz που θέλαμε, αφήνουμε τον συνθέτη να τα παράγει για περίπου 1 sec και στην συνέχεια αλλάζουμε την  $F_{desired}$  σε 1452. Όπως βλέπουμε στα παρακάτω σχήματα η μετάβαση στην επιθυμητή συχνότητα γίνεται πολύ γρήγορα.



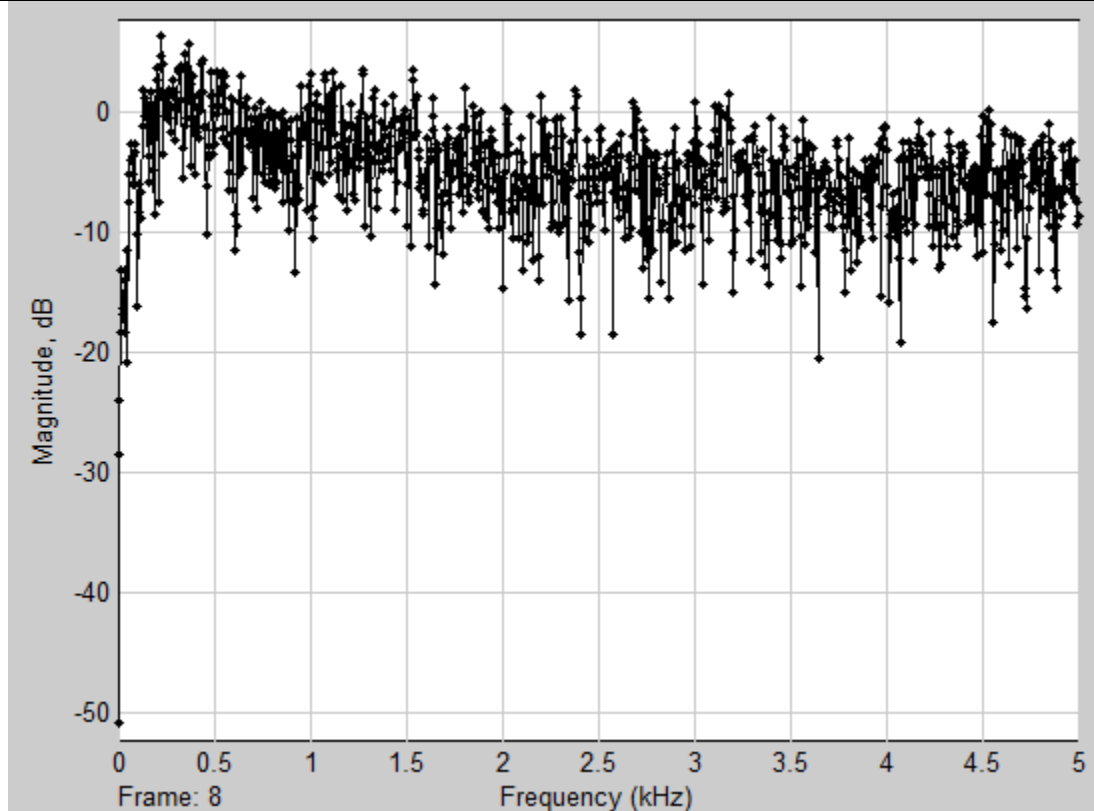
Σχήμα 3-51 Μετάβαση συχνότητας από τα 4505 Hz στα 1452 Hz



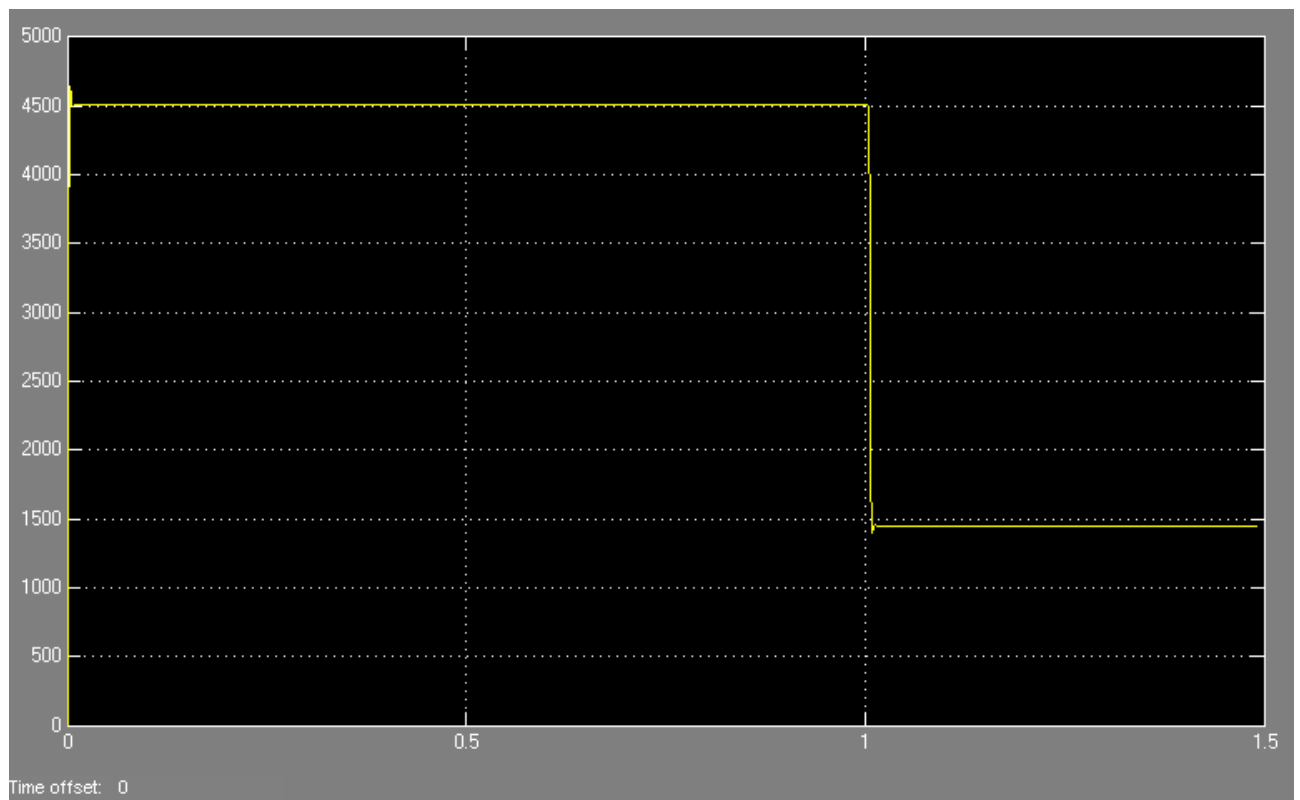
Σχήμα 3-52 Παρατηρούμε ότι την στιγμή της αλλαγής της τιμής της επιθυμητής συχνότητας το σφάλμα μεγάλωσε αλλά γρήγορα ο βρόχος κλείδωσε ξανά



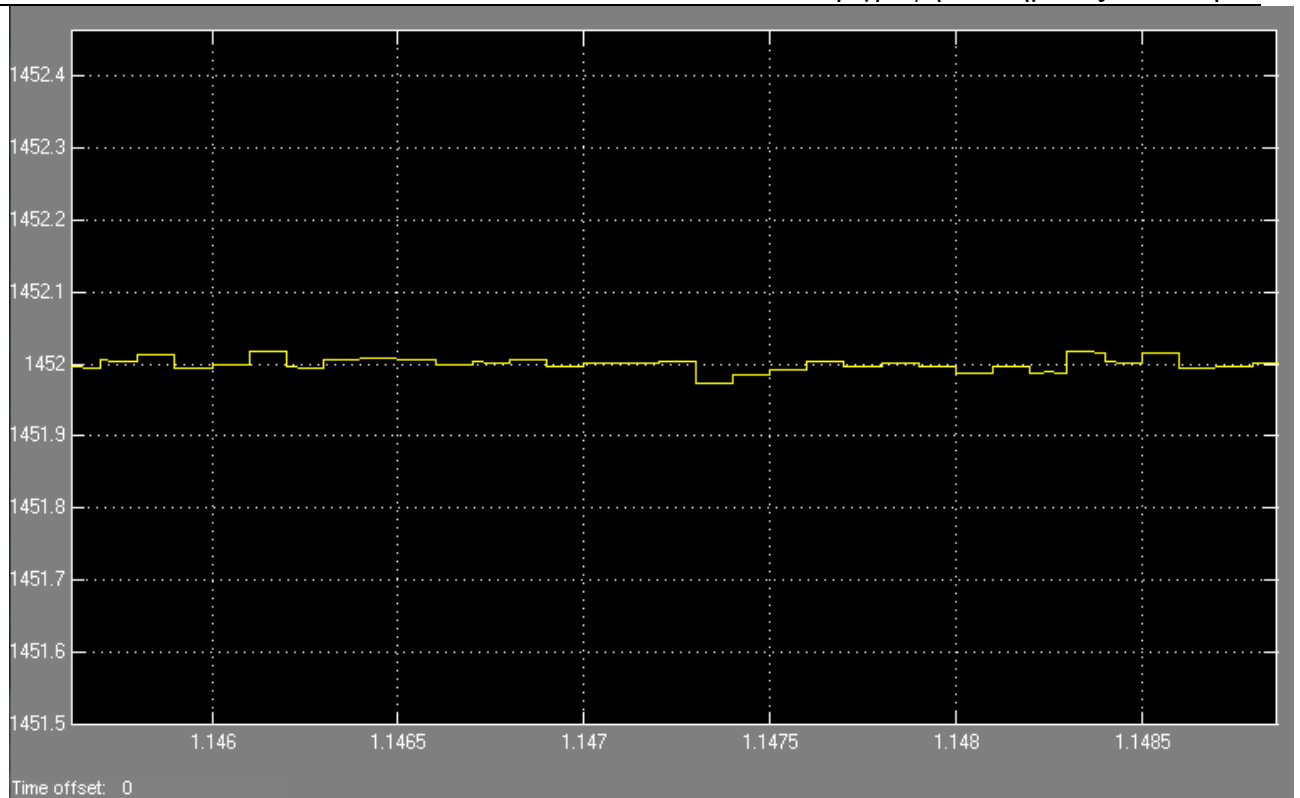
Σχήμα 3-53 Το ίδιο παρατηρείται και για το σφάλμα μετά τον πολλαπλασιασμό με την  $|x_2|$  (κατά την διάρκεια της μετάβασης)



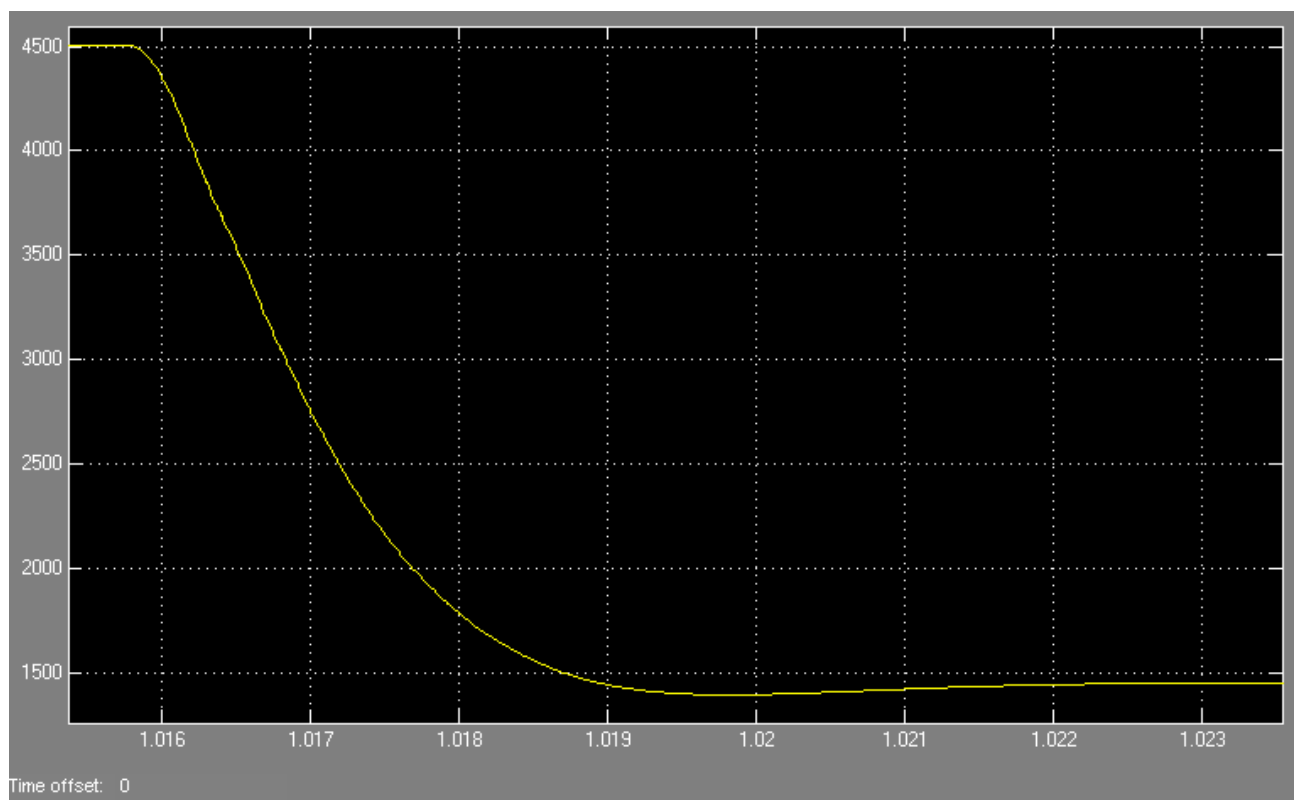
Σχήμα 3-54 Φασματικό περιεχόμενο του θορύβου μετά το γινόμενο με την  $|x_2|$ . Σε σχέση με το Σχήμα 3-46 ο θόρυβος χαμήλωσε



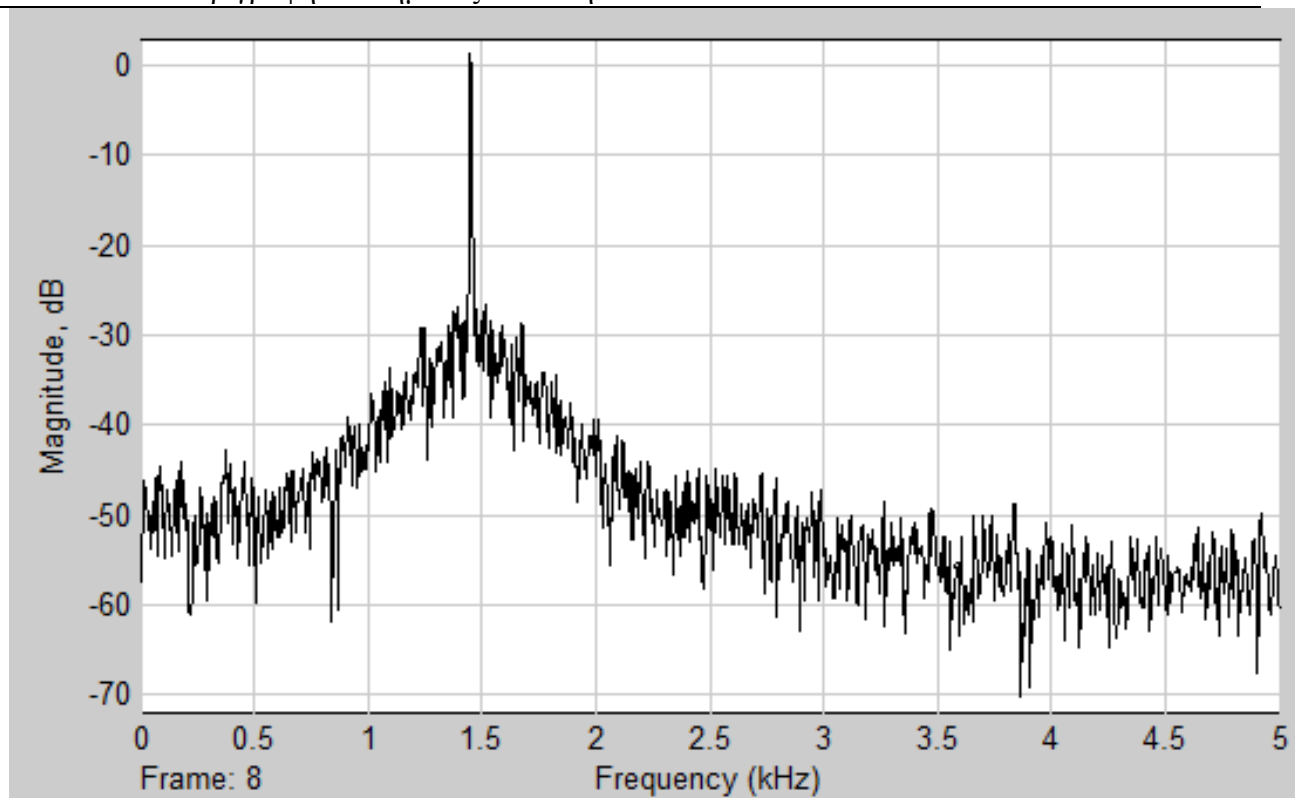
Σχήμα 3-55 Η τιμή που οδηγεί το VCO πέφτει από τα 4505 στα 1452



Σχήμα 3-56 Τελικά σταθεροποιείται γύρω από την τιμή 1452



Σχήμα 3-57 Μετάβαση συχνότητας σε  $6 \cdot 10^{-3} \text{ sec}$



Σχήμα 3-58 Θόρυβος Φάσης (για συχνότητα εξόδου 1452 Hz)

## Βιβλιογραφία

- [1] Κώστας Ευσταθίου  
Βρόχος Σύνθεσης συχνότητας με Μεγάλες Ταχύτητες - Ανάλυση και Υλοποίηση  
[Διδακτορική Διατριβή, Οκτώβριος 1997]
  
- [2] Bar-Giora Goldberg  
Digital Frequency Synthesis Demystified : DDS and Fractional-N PLLs
  
- [3] Eva Murphy, Colm Slattery  
Analog Dialogue 38-08, August (2004)  
([www.analog.com](http://www.analog.com))
  
- [4] [www.radio-electronics.com](http://www.radio-electronics.com) : PLL frequency synthesizer tutorial
  
- [5] [En.wikipedia.org](http://en.wikipedia.org): Frequency Synthesizer
  
- [6] [En.wikipedia.org](http://en.wikipedia.org): Direct Digital Synthesizer
  
- [7] Analog Devices : AD9833 (DDS)
  
- [8] Dean Banerjee  
PLL Performance, Simulation and Design 4<sup>th</sup> Edition (Banerjee, 2006)