



**ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ**  
**ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ**  
**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ**

**ΦΑΣΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΗΧΗΤΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ ΜΕ ΤΟ MATLAB**

**ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Σπουδαστές: Θεοδωρίδης Σταύρος , Τσιόρλας Νικόλαος.**

**Επιβλέπων Καθηγητής: Μπιζόπουλος Αριστοτέλης, Καθηγητής Εφαρμογών.**

## Πίνακας Περιεχομένων

1 Περίληψη.....	5
1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	6
1.1 Ψηφιακή επεξεργασία σήματος.....	6
1.2 Τύποι σημάτων.....	7
1.3 Η έννοια της επεξεργασίας σήματος.....	8
1.3.1 Δειγματοληψία αναλογικών σημάτων.....	8
1.3.2 Κβαντοποίηση σημάτων συνεχούς πλάτους.....	10
1.3.3 Κωδικοποίηση των κβαντισμένων δειγμάτων.....	11
1.4 Μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου.....	12
1.5 Διακριτός μετασχηματισμός Fourier.....	13
1.6 Ταχύς μετασχηματισμός Fourier.....	14
1.7 Η χρήση του λογισμικού MATLAB στη ψηφιακή επεξεργασία σήματος.....	14
2 ΣΗΜΑΝΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΑΝΑΛΥΣΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ.....	15
2.1 Η έννοια του φάσματος.....	15
2.2 Παράδειγμα κατανόησης της έννοιας του φάσματος.....	18
2.3 Επίπτωση παραθύρων στο φάσμα.....	20
2.3.1 Ορθογωνικό παράθυρο.....	20
2.3.2 Παράθυρο Bartlett.....	21
2.3.3 Παράθυρο Hanning.....	21
2.3.4 Παράθυρο Hamming.....	22
2.3.4 Παράθυρο Blackman.....	23
2.3.5 Επέκταση παραδείγματος 2.2.....	24
2.4 Εκτίμηση φάσματος.....	24
3 ΑΝΑΛΥΤΗΣ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΕΝΟΣ ΗΧΗΤΙΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ.....	29
3.1 Χαρακτηριστικά μουσικού σήματος.....	29
3.1.1 Συχνότητα δειγματοληψίας.....	29
3.1.2 Απεικόνιση των τιμών του πλάτους.....	30
Απεικόνιση ελαχίστων και μέγιστων τιμών.....	30
3.2 Φασματική ανάλυση μουσικού σήματος.....	30
3.2.1 Επίπτωση του ορθογωνικού παραθύρου στο μουσικό σήμα.....	32
3.2.2 Επίπτωση του παραθύρου Bartlett στο μουσικό σήμα.....	34
3.2.3 Επίπτωση του παραθύρου Hanning στο μουσικό σήμα.....	35
3.2.4 Επίπτωση του παραθύρου Hamming στο μουσικό σήμα.....	36
3.2.5 Επίπτωση του παραθύρου Blackman στο μουσικό σήμα.....	37
3.2.6 Επίπτωση των ψηφιακών (υψηλοπερατών φίλτρων).....	39
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	44
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α.....	45
Α.1 Επέκταση του παραδείγματος της ενότητας 2.2.....	45
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	46

## 1 Περίληψη

# 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

## 1.1 Ψηφιακή επεξεργασία σήματος

Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος (Ψ.Ε.Σ.) ασχολείται με τη ψηφιακή αναπαράσταση των σημάτων και την ανάλυση, τροποποίηση και εξαγωγή χρήσιμων πληροφοριών από αυτά, με τη βοήθεια ψηφιακών επεξεργαστών. Περιπτώσεις κατά τις οποίες επιθυμούμε να αφαιρέσουμε τον θόρυβο από ένα σήμα ή να βρούμε το μετασχηματισμό Fourier κάποιων δεδομένων ή να δώσουμε σε ένα σήμα μορφή πιο κατάλληλη για επεξεργασία και ανάλυση της πληροφορίας που εμπεριέχει, αποτελούν παραδείγματα της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Η Ψ.Ε.Σ. χρησιμοποιείται όλο και περισσότερο σε πολλές περιοχές εφαρμογών όπου παραδοσιακά χρησιμοποιούνταν αναλογικές μορφές επεξεργασίας, αλλά και σε νέες εφαρμογές στις οποίες οι αναλυτικές μέθοδοι είναι δύσκολο ή και αδύνατον να χρησιμοποιηθούν. Το γεγονός αυτό οφείλεται στα αναρίθμητα πλεονεκτήματα που παρουσιάζει η ψηφιακή επεξεργασία σήματος [6].

Αποτέλεσμα των πλεονεκτημάτων της Ψ.Ε.Σ. είναι η διαρκώς αυξανόμενη χρήση της σε όλο και περισσότερους τομείς εφαρμογών, όπως στην επεξεργασία ομιλίας, στη μετάδοση σήματος σε τηλεφωνικά κανάλια, στη σεισμολογία, στην ιατρική, στην εξερεύνηση του διαστήματος, στη μετεωρολογία κ.ά. Παρόλα αυτά, η Ψ.Ε.Σ. έχει και περιορισμούς, οι οποίοι οφείλονται στα όρια που τίθενται στην ταχύτητα λειτουργίας των μετατροπέων αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, καθώς και στους ίδιους τους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος. Συνεπώς, σήματα με εξαιρετικό μεγάλο εύρος συχνοτήτων, της τάξεως των 100 MHz, υφίστανται επεξεργασία ακόμα και σήμερα με αναλογικές μεθόδους [9].

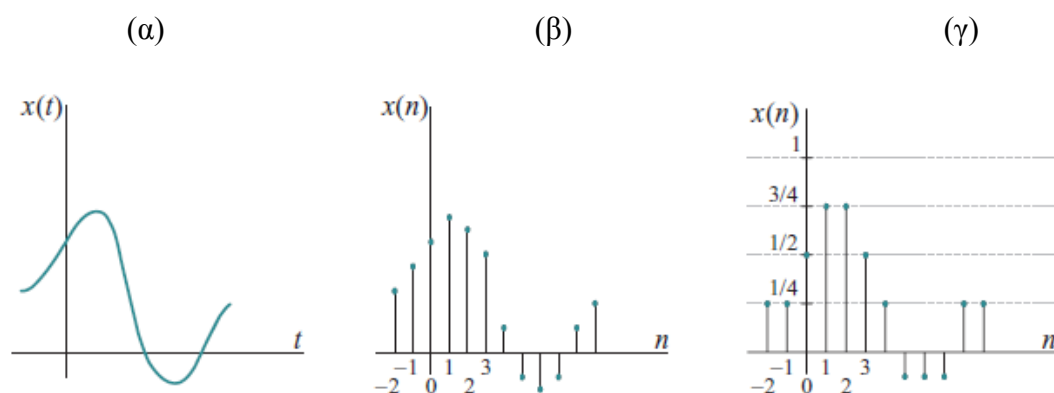
Η κωδικοποίηση της πληροφορίας σε ημιτονοειδή σήματα είναι μια πολύ κοινή πρακτική σήμερα. Αυτό ισχύει ιδιαίτερα για τα σήματα που απαντώνται στη φύση, καθώς και εκείνα που δημιουργούνται από τον άνθρωπο. Πολλά πράγματα ταλαντώνονται στο σύμπαν μας όπως για παράδειγμα η ομιλία που είναι αποτέλεσμα της δόνησης των ανθρώπινων φωνητικών χορδών. Παρόλα αυτά το σχήμα της κυματομορφής στο πεδίο του χρόνου δεν είναι καθεαυτού σημαντικό σε αυτά τα σήματα. Οι βασικές πληροφορίες βρίσκονται στη συχνότητα, τη φάση και το πλάτος των ημιτονοειδών. Όπως θα δούμε στις επόμενες ενότητες ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (DFT) χρησιμοποιείται για την εξαγωγή αυτών των πληροφοριών. Με την εισαγωγή του DFT το φάσμα ακόμα και μιας απεριοδικής ακολουθίας δειγματοληπτείται σε συγκεκριμένες συχνότητες και έτσι γίνεται πιο εύκολη η

επεξεργασία με τη χρήση υπολογιστή.

## 1.2 Τύποι σημάτων

Τα σήματα ταξινομούνται σε δυο μεγάλες κατηγορίες: στα *σήματα συνεχούς χρόνου* και στα *σήματα διακριτού χρόνου*. Συνήθως, ως ανεξάρτητη μεταβλητή χρησιμοποιείται ο χρόνος, χωρίς όμως να αποκλείεται η ανεξάρτητη μεταβλητή να είναι κάποιο άλλο φυσικό μέγεθος (π.χ., θερμοκρασία). Παρ' όλα αυτά έχει επικρατήσει να μιλάμε για σήματα διακριτού χρόνου. Στα *σήματα συνεχούς χρόνου* (continuous time) η ανεξάρτητη μεταβλητή είναι συνεχής, δηλαδή τα σήματα αυτά ορίζονται για οποιαδήποτε τιμή της ανεξάρτητης μεταβλητής. Η εξαρτημένη μεταβλητή, δηλαδή το πλάτος του σήματος, είναι και αυτή συνεχής. Για αυτό και τα σήματα αυτά αναφέρονται και ως *σήματα συνεχούς χρόνου συνεχούς πλάτους* ή *αναλογικά σήματα* (Σχήμα 1α). Ένα αναλογικό σήμα περιγράφεται από μια συνάρτηση  $x(t)$ , όπου  $t$  πραγματικός αριθμός [1].

Στα *σήματα διακριτού χρόνου*, η ανεξάρτητη μεταβλητή είναι διακριτή, δηλαδή τα σήματα αυτά ορίζονται μόνο για συγκεκριμένες τιμές της ανεξάρτητης μεταβλητής. Με άλλα λόγια, η ανεξάρτητη μεταβλητή παίρνει τιμές της από ένα διακριτό σύνολο τιμών. Η εξαρτημένη μεταβλητή, δηλαδή το πλάτος του σήματος, είναι συνεχής. Για αυτό και τα σήματα αυτά αναφέρονται και ως *σήματα διακριτού χρόνου συνεχούς πλάτους* (Σχήμα 1β). Στην περίπτωση που και η εξαρτημένη μεταβλητή παίρνει διακριτές τιμές, τότε μιλάμε για *σήματα διακριτού χρόνου διακριτού πλάτους* ή *ψηφιακά σήματα* (Σχήμα 1γ). Ένα σήμα διακριτού χρόνου συμβολίζεται συνήθως ως  $x(n)$ , όπου  $n$  ακέραιος. Πρόκειται για μια ακολουθία αριθμών, για αυτό συχνά αναφερόμαστε στο σήμα και ως *ακολουθία*.



Σχήμα 1. Τύποι σημάτων. (α) αναλογικό, (β) διακριτού χρόνου, (γ) ψηφιακό

### 1.3 Η έννοια της επεξεργασίας σήματος

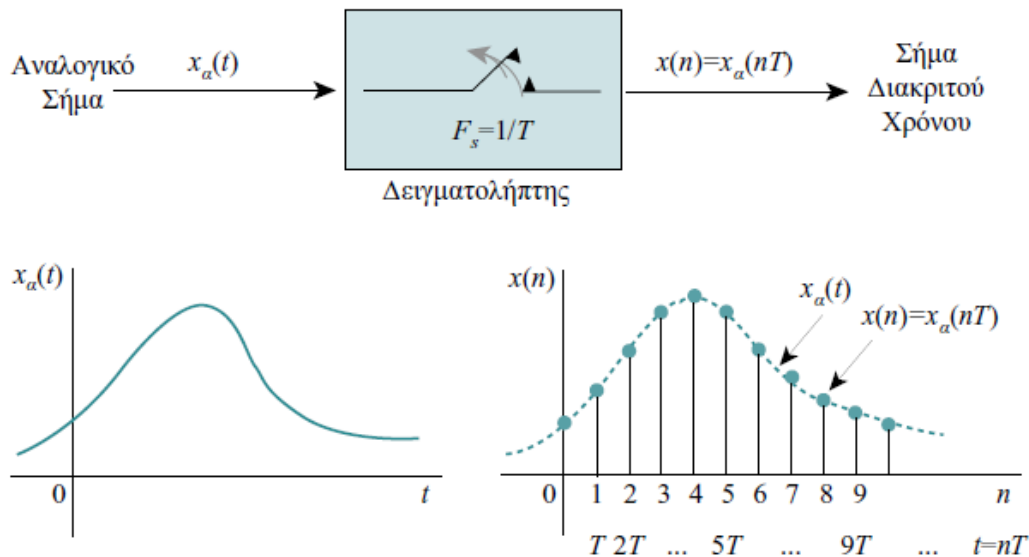
Η έννοια της συχνότητας είναι ευρέως γνωστή και σχετίζεται άμεσα με την έννοια του χρόνου, αφού η διάσπαση αυτής είναι το αντίστροφο του χρόνου. Κατά συνέπεια, η φύση του χρόνου (συνεχής ή διακριτή) αναμένουμε να επηρεάζει τη φύση της συχνότητας. Τα περισσότερα σήματα που συναντάμε είναι αναλογικά (π.χ., ομιλία). Για να επεξεργαστούμε αναλογικά σήματα με ψηφιακά μέσα, απαιτείται η μετατροπή αυτών σε ψηφιακή μορφή, δηλαδή η μετατροπή τους σε μια ακολουθία αριθμών πεπερασμένης ακρίβειας. Η διαδικασία αυτή είναι γνωστή ως μετατροπή αναλογικού σε ψηφιακό σήμα. Κύρια χαρακτηριστικά αυτής της μετατροπής είναι: (1) η *δειγματοληψία*, η διαδικασία μετατροπής κατά την οποία λαμβάνουμε δείγματα του συνεχούς χρόνου σε διακριτές στιγμές του χρόνου. Αν  $x_a(t)$  είναι η είσοδος του δειγματολήπτη, τότε η έξοδος αυτού είναι  $x_a(nT)=x(n)$ , όπου  $T$  η περίοδος της δειγματοληψίας. (2) η *κβάντιση*, πρόκειται για τη διαδικασία μετατροπής ενός σήματος διακριτού χρόνου συνεχών τιμών σε σήμα διακριτού χρόνου διακριτών τιμών (ψηφιακό). Το κάθε δείγμα του σήματος αντιπροσωπεύεται από μια τιμή η οποία επιλέγεται από ένα πεπερασμένο σύνολο πιθανών τιμών. (3) η *κωδικοποίηση*, κατά την οποία κάθε διακριτή τιμή  $x_q(n)$  αντιπροσωπεύεται από έναν αριθμό αποτελούμενο από b-bits [4].

#### 1.3.1 Δειγματοληψία αναλογικών σημάτων

Η δειγματοληψία ενός αναλογικού σήματος  $x_a(t)$ , επιτυγχάνεται λαμβάνοντας δείγματα αυτού ανά  $T$  δευτερόλεπτα όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2. Η διαδικασία περιγράφεται από τη σχέση (1):

$$x(n) = x_a(nT), -\infty < n < +\infty \quad (1)$$

όπου  $x(n)$  είναι το σήμα διακριτού χρόνου που προκύπτει. Το χρονικό διάστημα  $T$  μεταξύ των διαδοχικών δειγμάτων ονομάζεται περίοδος δειγματοληψίας και το αντίστροφο  $F_s=1/T$  αποτελεί το ρυθμό δειγματοληψίας σε δείγματα ανά δευτερόλεπτο η αλλιώς τη συχνότητα δειγματοληψίας η οποία εκφράζεται σε μονάδες Hz.



Σχήμα 2. Δειγματοληψία αναλογικού σήματος

Οι μεταβλητές χρόνου  $t$  και  $n$  για τα σήματα χρόνου και διακριτού χρόνου αντίστοιχα, συνδέονται γραμμικά μέσω της περιόδου δειγματοληψίας  $T$  ή ισοδύναμα μέσω του ρυθμού δειγματοληψίας  $F_s$ :

$$t = nT = \frac{n}{F_s} \quad (2)$$

Επομένως, αναμένουμε να υπάρχει κάποια σχέση που να συνδέει τη συχνότητα  $F$  (ή  $\Omega$ ) των αναλογικών σημάτων με τη συχνότητα  $f$  ή  $\omega$  των σημάτων διακριτού χρόνου. Για να υπολογίσουμε αυτή τη σχέση, ξεκινάμε από την εξίσωση (1) και αντικαθιστούμε το  $x_a(t)$  με τη συνάρτηση του ημιτονοειδούς σήματος:  $x_a(t) = A \cos(2\pi Ft + \theta)$ ,  $-\infty < t < +\infty$

Η παραπάνω εξίσωση είναι συνεχούς χρόνου ενώ το ημιτονοειδές σήμα που προκύπτει είναι:

$$x(n) = x_a(nt) = A \cos(2\pi Fnt + \theta) = A \cos(2\pi n \frac{F}{F_s} + \theta) \quad (3)$$

Συνεπώς, διαπιστώνουμε ότι:  $f = \frac{F}{F_s}$  (4) και  $\omega = \Omega T$  (5).

Από την (4) παρατηρούμε ότι η συχνότητα  $F$  είναι μια κανονικοποιημένη ή σχετική συχνότητα. Κατά συνέπεια, για να προσδιορίσουμε την  $F$ , όταν μας δίνεται η  $f$ , πρέπει απαραίτητα να γνωρίζουμε τη συχνότητα δειγματοληψίας  $F_s$ . Παρόλα αυτά η περιοδική δειγματοληψία ενός σήματος συνεχούς χρόνου οδηγεί στην απεικόνιση της απείρου εύρους περιοχής συχνοτήτων  $F$  (ή  $\Omega$ ), στην πεπερασμένου εύρους περιοχή συχνοτήτων  $f$  (ή  $\omega$ ) [4]. Με άλλα λόγια, η δειγματοληψία εισάγει ασάφεια, αφού η μέγιστη συχνότητα ενός σήματος

συνεχούς χρόνου, η οποία μπορεί να αναπαρασταθεί σωστά, είναι  $F_{max} = F_s/2$ , όταν λαμβάνονται δείγματα του σήματος με ρυθμό  $F_s = 1/T$ . Απάντηση σε πολλά ερωτήματα σχετικά με ποιος είναι ο ρυθμός δειγματοληψίας  $F_s$ , για τη σωστή αναπαράσταση ενός αναλογικού σήματος δίνεται από το θεώρημα δειγματοληψίας ή θεώρημα του Shannon [6].

*Η συχνότητα  $F_s$ , με την οποία λαμβάνονται τα δείγματα ενός σήματος, πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια από την υψηλότερη συχνότητα  $F_{max}$  που περιέχεται στο σήμα, δηλαδή:*

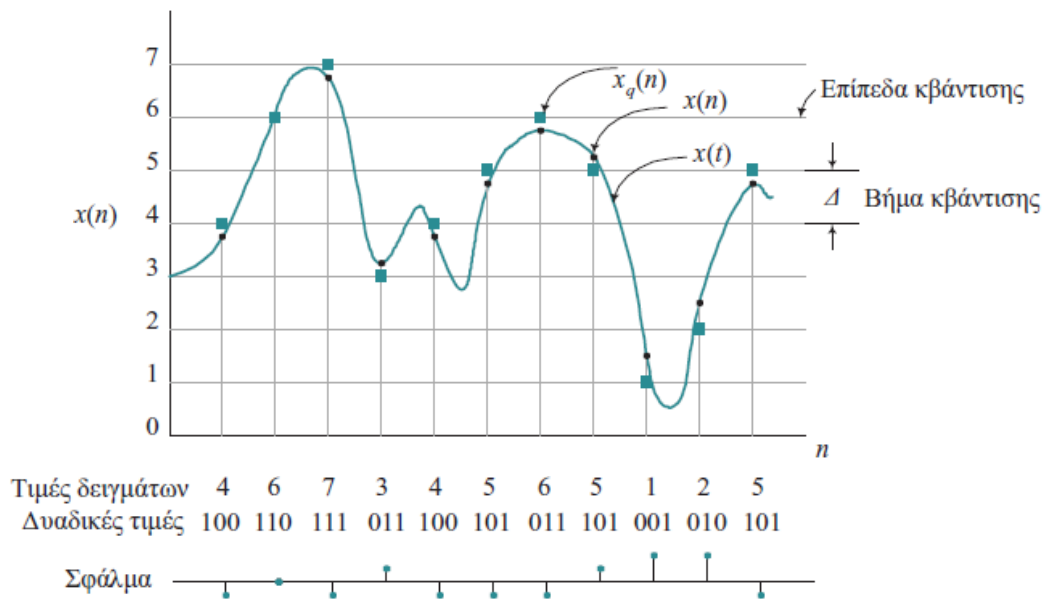
$$F_s \geq 2F_{max}$$

Συνεπώς, το θεώρημα Shannon λέει πως για να μη χαθεί πληροφορία θα πρέπει να λαμβάνουμε τουλάχιστον δυο δείγματα ανά περίοδο (της υψηλότερης συχνότητας του σήματος). Η μελέτη και ανάλυση που επιχειρείται στη συγκεκριμένη πτυχιακή βασίζεται σε αυτό το θεώρημα διότι επιθυμούμε να ψηφιοποιήσουμε ένα μουσικό σήμα το οποίο εμπεριέχει ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων. Στην περίπτωση που δε λάβουμε το θεώρημα δειγματοληψίας τότε υπάρχει σοβαρός κίνδυνος να εμφανιστεί το φαινόμενο χαμηλού (ανεπαρκούς) ρυθμού δειγματοληψίας (aliasing), ή φαινόμενο φασματικής επικάλυψης (spectral overlap).

### 1.3.2 Κβαντοποίηση σημάτων συνεχούς πλάτους

Η Κβαντοποίηση (ή κβάντιση) όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, ονομάζεται η διαδικασία κατά την οποία μετατρέπεται ένα σήμα διακριτού χρόνου συνεχούς πλάτους σε ψηφιακό σήμα, εκφράζοντας την τιμή κάθε δείγματος ως ένα αριθμό με πεπερασμένο πλήθος ψηφίων (αντί για άπειρο πλήθος ψηφίων που απαιτείται για κάθε τιμή συνεχούς πλάτους). Το σφάλμα που υπεισέρχεται από την αναπαράσταση του σήματος συνεχών-τιμών με ένα πεπερασμένο πλήθος διακριτών τιμών ονομάζεται *σφάλμα κβαντοποίησης* ή *θόρυβος κβάντισης*. Αν  $x(n)$  είναι τα δείγματα εισόδου στον κβαντιστή και  $x_q(n)$  η ακολουθία των κβαντισμένων δειγμάτων της εξόδου του κβαντιστή, τότε το σφάλμα κβάντισης είναι η ακολουθία  $e_q(n)$ , η οποία ορίζεται ως η διαφορά της πραγματικής τιμής από την κβαντισμένη τιμή, δηλαδή  $e_q(n) = x(n) - x_q(n)$ . Στο Σχήμα 3 φαίνεται παραστατικά το αποτέλεσμα της κβάντισης των δειγμάτων ενός αναλογικού σήματος καθώς και το σφάλμα κβάντισης [4].





Σχήμα 3. Κβαντοποίηση και κωδικοποίησης σήματος

Για τον περιορισμό κάθε δείγματος στο επιθυμητό πλήθος ψηφίων, χρησιμοποιείται η μέθοδος της στρογγυλοποίησης (rounding) και όχι της αποκοπής (truncation). Εκείνες οι τιμές οι οποίες επιτρέπεται να παίρνει ένα ψηφιακό σήμα, αποτελούν τα λεγόμενα επίπεδα κβάντισης (quantization levels) ενώ η απόσταση μεταξύ δυο διαδοχικών επιπέδων κβάντισης ονομάζεται βήμα κβάντισης (quantization step) ή ανάλυση (resolution). Οι Proakis and Manolakis [4] αναφέρουν ότι όταν αυξάνεται η ακρίβεια του κβαντιστή μειώνεται αντίστοιχα το σφάλμα κβάντισης. Επίσης αναφέρουν ότι για ημιτονοειδή σήματα, ο λόγος του σήματος προς το θόρυβο κβάντισης αυξάνεται περίπου κατά  $6dB$  για κάθε επιπλέον bit που προστίθεται στο μήκος της λέξης, δηλαδή για κάθε διπλασιασμό των επιπέδων κβάντισης. Συνεπώς, γίνεται φανερό ότι η κβάντιση αναλογικών σημάτων οδηγεί πάντοτε σε απώλεια πληροφορίας, εξαιτίας κυρίως της ασάφειας που αυτή εισάγει. Για αυτόν τον λόγο, δε μπορούμε να εξαλείψουμε τελείως το θόρυβο κβάντισης, παρά μόνο να τον μειώσουμε αυξάνοντας τα επίπεδα κβάντισης.

### 1.3.3 Κωδικοποίηση των κβαντισμένων δειγμάτων

Κατά την διαδικασία της κωδικοποίησης σε ένα μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό, ένας μοναδικός δυαδικός αριθμός εκχωρείται σε κάθε επίπεδο κβάντισης. Αν έχουμε  $L$  επίπεδα κβάντισης, χρειαζόμαστε τουλάχιστον  $L$  διαφορετικούς δυαδικούς αριθμούς. Με ένα μήκος λέξης  $b$  bits μπορούμε να έχουμε  $2^b$  διαφορετικούς δυαδικούς αριθμούς. Άρα, πρέπει  $2^b \geq L$  ή ισοδύναμα  $b > \log_2 L$ . Χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι η περίπτωση των μουσικών CDs, όπου χρησιμοποιούνται μετατροπείς αναλογικών σε ψηφιακό σήμα ακρίβειας 16 bits.

## 1.4 Μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου

Ο μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου (DFTF) ενός σήματος διακριτού χρόνου  $x(n)$  είναι η αναπαράσταση του σήματος αυτού ως συνδυασμού μιγαδικών εκθετικών ακολουθιών της μορφής  $e^{j\omega n}$ , όπου  $\omega$  η μεταβλητή, γνωστή και ως κυκλική συχνότητα. Ο DFTF μιας ακολουθίας, εφόσον υπάρχει, είναι μοναδικός. Η αρχική ακολουθία μπορεί να υπολογιστεί, όταν μας δίνεται ο DTFT αυτής, με τη βοήθεια του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier διακριτού χρόνου. Ο DTFT  $X(e^{j\omega})$  της ακολουθίας  $x(n)$  ορίζεται ως [1]:

$$X(e^{j\omega}) = F\{x(n)\} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)e^{-j\omega n} \quad (6)$$

ενώ ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου ορίζεται ως:

$$x(n) = F^{-1}\{X(e^{j\omega})\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega})e^{j\omega n} d\omega \quad (7)$$

Οι σχέσεις (6) και (7) αποτελούν το λεγόμενο ζεύγος μετασχηματισμών Fourier διακριτού χρόνου. Επίσης, μια ακολουθία μπορεί να εκφραστεί ως γραμμικός συνδυασμός μιγαδικών εκθετικών ακολουθιών. Η συνάρτηση  $X(e^{j\omega})$  είναι μιγαδική και μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$X(e^{j\omega}) = X_r(e^{j\omega}) + X_i(e^{j\omega}) \quad (8)$$

Όπου  $X_r(e^{j\omega})$  και  $X_i(e^{j\omega})$  είναι πραγματικές συναρτήσεις ως προς τα  $\omega$ , και αποτελούν το πραγματικό και φανταστικό μέρος της  $X(e^{j\omega})$  αντίστοιχα. Η  $X(e^{j\omega})$  σε πολικές συντεταγμένες γράφεται ως:

$$X(e^{j\omega}) = |X(e^{j\omega})|e^{j\theta(\omega)} \quad (9), \text{ όπου:}$$

$$|X(e^{j\omega})| = \sqrt{X_r^2(e^{j\omega}) + X_i^2(e^{j\omega})} \quad (10) \text{ και}$$

$$\theta(\omega) = \arg\{X(e^{j\omega})\} = \tan^{-1}\left[\frac{X_i(e^{j\omega})}{X_r(e^{j\omega})}\right] \quad (11)$$

Η ποσότητα  $|X(e^{j\omega})|$  ονομάζεται *συνάρτηση μέτρου* και η ποσότητα  $\theta(\omega)$  συνάρτηση φάσης. Και οι δυο αυτές συναρτήσεις είναι πραγματικές συναρτήσεις του  $\omega$ . Σε πολλές εφαρμογές, ο μετασχηματισμός Fourier ονομάζεται φάσμα Fourier. Οι συναρτήσεις  $|X(e^{j\omega})|$  και  $\theta(\omega)$  που θα μας απασχολήσουν αρκετά στην παρούσα πτυχιακή εργασία αναφέρονται ως *φάσμα μέτρου* (magnitude spectrum) και *φάσμα φάσης* (phase spectrum) αντίστοιχα. Ο DTFT  $X(e^{j\omega})$  της ακολουθίας  $x(n)$  είναι μια συνεχής συνάρτηση του  $\omega$ . Επιπλέον είναι περιοδική ως προς  $\omega$  περίοδο ίση με  $2\pi$ , δηλαδή:  $X(e^{j(\omega+2k\pi)}) = X(e^{j\omega})$  (12). Επιπλέον, ο DTFT παρουσιάζει

ορισμένες ιδιότητες όπως η γραμμικότητα, ολίσθηση στο χρόνο και ολίσθηση στη συχνότητα ενώ απαντάται το θεώρημα της συνέλιξης καθώς και το θεώρημα του Parseval [1].

## 1.5 Διακριτός μετασχηματισμός Fourier

Όπως ειπώθηκε στην προηγούμενη ενότητα, ο μετασχηματισμός Fourier ενός σήματος διακριτού χρόνου  $x(n)$  είναι η συνεχής συνάρτηση  $X(e^{j\omega})$ . Η συνάρτηση αυτή δεν είναι εύκολο να υπολογιστεί με τη χρήση ενός ψηφιακού επεξεργαστή σήματος, ο οποίος είναι συνήθως ένας γενικού σκοπού υπολογιστής ή ένα ειδικά σχεδιασμένο ψηφιακό κύκλωμα. Εκείνο που είναι εύκολο να υπολογιστεί, είναι δείγματα του φάσματος  $X(e^{j\omega})$ , δηλαδή ο υπολογισμός του φάσματος σε διακριτές συχνότητες (διακριτός μετασχηματισμός Fourier - DTF), καθώς και οι ιδιότητες που ισχύουν σε αυτήν την περίπτωση. Ο μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου (DTFT) της πεπερασμένου μήκους  $N$  ακολουθίας  $x(n)$ , δηλαδή  $x(n) = 0$  για  $n < 0$  και  $n > N$ , ισούται με:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\omega n}, 0 \leq \omega \leq 2\pi \quad (13)$$

όπου τα όρια του αθροίσματος αντικατοπτρίζουν το γεγονός ότι  $x(n) = 0$  εκτός του διαστήματος  $0 \leq n \leq N-1$ . Εάν λάβουμε δείγματα της συνεχούς συνάρτησης  $X(e^{j\omega})$  σε ισαπέχοντα διαστήματα στη συχνότητα  $\omega_k = k\Delta\omega = k(2\pi/N)$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , τότε θα πάρουμε τα δείγματα:

$$X(k) = X\left(\frac{2\pi k}{N}\right) = X(e^{j\omega})\Big|_{\omega=2\pi k/N} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi kn/N}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (14)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι αφού η  $X(e^{j\omega})$  είναι περιοδική με περίοδο  $2\pi$ , μόνο τα δείγματα της βασικής περιοχής συχνοτήτων είναι απαραίτητα. Επειδή τα δείγματα αυτά προκύπτουν από τον υπολογισμό του μετασχηματισμού Fourier  $X(e^{j\omega})$  σε  $N$  ισαπέχουσες διακριτές συχνότητες, η σχέση (14) ονομάζεται διακριτός μετασχηματισμός Fourier (DFT) της  $x(n)$ . Επίσης, αποδεικνύεται ότι μπορούμε να ανακατασκευάσουμε την ακολουθία  $x(n)$  από τα δείγματα  $X(k)$ , στη συχνότητα με βάση την παρακάτω σχέση (15).

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (15)$$

η οποία αποτελεί τον αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier (inverse DFT, IDTF), [2].

## 1.6 Ταχύς μετασχηματισμός Fourier

Ο ταχύς μετασχηματισμός Fourier (FFT) δεν είναι τίποτε άλλο παρά ένας αποδοτικός αλγόριθμος για τον υπολογισμό του DFT. Στην πράξη, δεν υπάρχει μόνο ένας αλγόριθμος, αλλά πλήθος από διαφορετικούς αλγόριθμους που επιτυγχάνουν το σκοπό αυτό. Οι διαφορές τους βρίσκονται κυρίως στο πλήθος και στο είδος των πράξεων καθώς και στο μέγεθος της απαιτούμενης μνήμης. Όλοι όμως έχουν ένα κοινό χαρακτηριστικό: χρειάζονται μόνο  $(N/2)\log_2 N$  μιγαδικούς πολλαπλασιασμούς για τον υπολογισμό ενός DFT  $N$ -σημείων.

Ενδεικτικά αναφέρεται ότι ένας τέτοιος αλγόριθμος είναι οι Cooley-Tukey, [12]. Ο αλγόριθμος αυτός μπορεί να εφαρμοστεί σε σήματα αποτελούμενα από  $N$  δείγματα, όπου  $N = 2^m$ , δηλαδή πρόκειται για έναν αλγόριθμο βάσης 2. Αρχικά, η ακολουθία  $N$  στοιχείων εισόδου  $x(n)$  χωρίζεται σε δυο ακολουθίες μήκους  $N/2$  η καθεμία τις  $x(2n)$  και  $x(2n+1)$ , αποτελούμενες από στοιχεία με άρτιους και περιττούς δείκτες, αντίστοιχα.

## 1.7 Η χρήση του λογισμικού MATLAB στη ψηφιακή επεξεργασία σήματος

Η μελέτη της Ψ.Ε.Σ. βοηθήθηκε σε σημαντικό βαθμό με την παρουσία κατάλληλων και εξελιγμένων λογισμικών. Ένα από τα λογισμικά αυτά που χρησιμοποιείται για την εκπόνηση της παρούσας πτυχιακής εργασίας αποτελεί το MATLAB [3, 8, 11, 15]. Το MATLAB είναι ένα προγραμματιστικό περιβάλλον και διαδραστικό εμπορικό πρόγραμμα (Windows, Linux, Unix) το οποίο χρησιμοποιείται ευρέως από το Τμήμα Ηλεκτρονικής του ΑΤΕΙΘ και που με το οποίο μπορεί κανείς να κάνει εύκολα αριθμητικές πράξεις και να επωφεληθεί από τις βιβλιοθήκες (toolboxes) εξειδίκευσης [7]. Στη συγκεκριμένη εργασία χρησιμοποιήθηκε η έκδοση R2011a και οι βιβλιοθήκες του Digital Signal Processing.

## 2 ΣΗΜΑΝΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΑΝΑΛΥΣΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ

Η παρούσα πτυχιακή εργασία διαπραγματεύεται την επεξεργασία ενός μουσικού (ηχητικού) σήματος και δανείζεται τις τεχνικές της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα προκειμένου να επιτύχουμε φασματική ανάλυση του υπό εξέταση σήματος. Συγκεκριμένα, ένα ψηφιακό μουσικό σήμα υπόκειται ανάλυση και επεξεργασία με τη βοήθεια αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος μέσω του κατάλληλου λογισμικού ηλεκτρονικού υπολογιστή MATLAB [5].

Ο ήχος είναι ένα σύνθετο σήμα το οποίο αποτελείται από άθροισμα περιοδικών σημάτων ή περιοδικών μεταβολών. Ο συνδυασμός των σημάτων αυτών σε κάποιο σημείο του χώρου μας δίνει το τελικό ηχητικό αποτέλεσμα [13]. Η αντίστροφη διαδικασία προσδιορισμού των βασικών συνιστωσών του ηχητικού κύματος καθιστά δυνατή την *ανάλυση του ηχητικού κύματος*. Όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα, τα σήματα μετατρέπονται από το πεδίο του χρόνου ή του χώρου στο πεδίο της συχνότητας μέσω του μετασχηματισμού Fourier. Ο μετασχηματισμός Fourier μετατρέπει την πληροφορία του σήματος σε δύο στοιχεία ανά συχνότητα, το μέγεθος και την φάση.

Ο πιο συχνός σκοπός της ανάλυσης σημάτων στο πεδίο της συχνότητας είναι η ανάλυση ιδιοτήτων του σήματος. Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να μελετήσουμε το φάσμα των συχνοτήτων για να εντοπίσουμε ποιες συχνότητες υπάρχουν στο σήμα εισόδου. Εκτός από την πληροφορία της συχνότητας συχνά χρειάζεται και η πληροφορία της φάσης. Αυτή μπορεί να δοθεί από τον μετασχηματισμό Fourier και το πώς μεταβάλλεται μαζί με την συχνότητα. Το φιλτράρισμα μπορεί να γίνει με τον μετασχηματισμό στο πεδίο της συχνότητας, εφαρμογή του φίλτρου και μετασχηματισμό πίσω στο πεδίο του χρόνου. Αυτή είναι μια γρήγορη λειτουργία με πολυπλοκότητα και μπορεί στην πράξη να αποδώσει όλα τα φίλτρα [1, 4].

### 2.1 Η έννοια του φάσματος

Ως φάσμα ορίζεται το σύνολο των συχνοτήτων όλων των ημιτονικών σημάτων με συγκεκριμένα πλάτη που πρέπει να προστεθούν ώστε να ενός δώσουν το αρχικό σήμα. Ο λόγος που ορίστηκε η έννοια του φάσματος είναι για γίνει ευκολότερος ο τρόπος υπολογισμού ενός συμπεριφοράς ενός συστήματος. Σκοπός ήταν να μπορεί να αναλυθεί οποιοδήποτε σήμα σε ένα σύνολο από ημιτονικά σήματα. Αυτό γιατί ένα ημιτονικό σήμα το

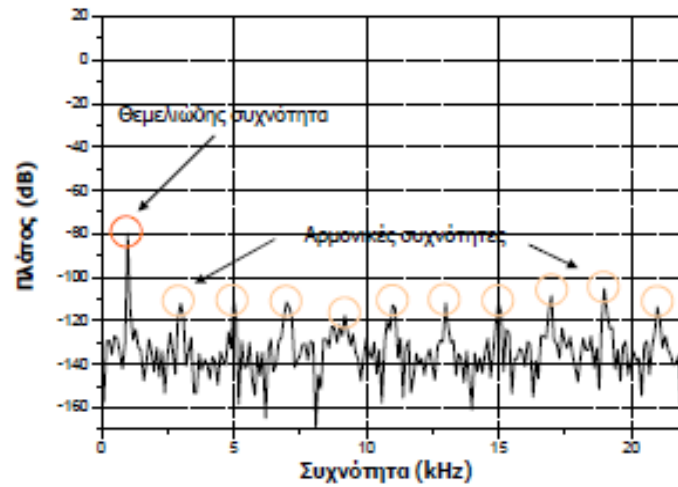
ημιτονικό σήμα διατηρεί την μορφή του, κάτι που δεν ισχύει για οποιοδήποτε άλλο είδος σήματος. Η ανάλυση του σήματος κατά αυτόν τον τρόπο ονομάζεται ανάλυση Fourier. Στην ενότητα 1.4 μελετήσαμε πως κάθε σήμα μπορεί να αναπαρασταθεί θεωρώντας μεταβλητή κάθε φορά την συχνότητα. Αυτό αφορά τα περιοδικά σήματα. Για τα μη περιοδικά σήματα εφαρμόζεται ο μετασχηματισμός Fourier. Επίσης παρατηρήσαμε ότι η έννοια του φάσματος σε ένα σήμα συνδέεται άρρηκτα με το φάσμα μέτρου  $|X(e^{j\omega})|$  και φάσμα φάσης  $\theta(\omega)$ . Αυτές οι δυο οντότητες περιέχουν χρήσιμα στοιχεία για την φασματική ανάλυση. Η έννοια του φάσματος στην ανάλυση ενός μουσικού σήματος είναι πολύ σημαντική καθώς επιτρέπει την αναπαράσταση του ηχητικού κύματος στο πεδίο της συχνότητας. Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να παρατηρήσουμε την ενέργεια του ήχου ανά συχνότητα και την απεικόνισή του στο πεδίο της συχνότητας. Σημαντικά στοιχεία στην αναπαράσταση είναι οι *συνιστώσες φασματικής απεικόνισης*. Για περιοδικούς ήχους μελετάται η θεμελιώδης συχνότητα και τα ακέραια πολλαπλάσια θεμελιώδους συχνότητας ενώ για μη περιοδικούς ήχους αναλύεται το φάσμα το οποίο συνήθως είναι μια συνεχόμενη γραμμή και «διακριτό» εφόσον έχουμε δειγματοληψία του σήματος εισόδου [1, 11]. Στο Σχήμα 4, απεικονίζεται το φάσμα ενός περιοδικού σήματος με τη θεμελιώδη συχνότητα και τις αρμονικές συχνότητες.

Το αντικείμενο της φασματικής ανάλυσης που επιχειρείται στην παρούσα πτυχιακή εργασία μπορεί να περιγραφεί σε συντομία ως εξής: Δοθέντος ενός πεπερασμένου πλήθους δειγμάτων κάποιου σήματος, θέλουμε να εκτιμήσουμε το φάσμα της διάρκειας του σήματος. Συγκεκριμένα, θέλουμε να βρούμε το φασματικό περιεχόμενο του σήματος με τη βοήθεια του DFT, να εντοπίσουμε την παρουσία ημιτονοειδών και προσδιορίσουμε τη συχνότητά τους. Η κύρια δυσκολία προκύπτει διότι στην πράξη το διαθέσιμο σήμα μπορεί να είναι βραχύ. Επίσης, ακόμη και εάν το σήμα έχει μεγάλη διάρκεια, το φασματικό του περιεχόμενο μπορεί να μεταβάλλεται με το χρόνο (π.χ. το φάσμα στο σήμα μουσικής που εξετάζεται στην παρούσα εργασία). Το φάσμα επομένως μπορεί να θεωρηθεί σταθερό μόνο για μικρές περιόδους [1].

Για τη μαθηματική περιγραφή του προβλήματος πρέπει να συσχετίσουμε το φάσμα του άπειρης διάρκειας σήματος με αυτό του χρονικά περιορισμένου. Όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, Εάν  $y[n]$  είναι τα δείγματα του άπειρης διάρκειας σήματος  $y(t)$ , το κατάλληλο μαθηματικό μοντέλο για την περιγραφή του πεπερασμένης διάρκειας σήματος  $x[n]$ ,  $0 \leq n \leq N-1$  είναι  $x[n] = y[n]w_r[n]$  όπου:

$$w_r(n) = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0, & \text{αλλιώς} \end{cases}$$

είναι μια συνάρτηση ορθογωνικού παραθύρου.



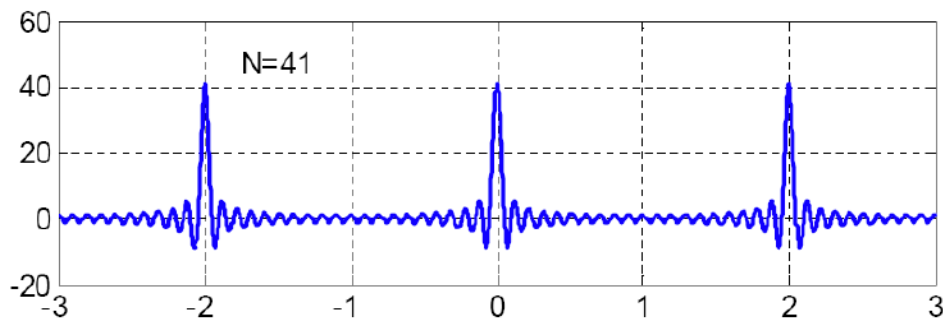
Σχήμα 4. Το φάσμα ενός περιοδικού σήματος

Γνωρίζουμε ήδη ότι ο μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου  $Y(\theta)$  του  $y(t)$  είναι μια υπό κλίμακα περιοδική επανάληψη του μετασχηματισμού Fourier  $Y(f)$  του σήματος. Ο DTFT του πεπερασμένης διάρκειας σήματος  $X(\theta)$  μπορεί να υπολογισθεί από τον DTFT του άπειρης διάρκειας σήματος  $Y(\theta)$  ως συνέλιξη στο πεδίο συχνότητας:  $X(\theta) = Y(\theta) * W_r(\theta)$ , όπου  $W_r(\theta)$  είναι ο DTFT του ορθογωνικού παραθύρου  $w_r(n)$ , δηλαδή,

$$W_r(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} 1 \cdot e^{-j2\pi n\theta} = \frac{1 - e^{jN\theta}}{1 - e^{j\theta}} = e^{j\theta \frac{N-1}{2}} D(N, \theta) \quad (16)$$

όπου  $D(N, \theta) = \frac{\sin(\theta N/2)}{\sin(\theta/2)}$ , είναι γνωστό ως πυρήνας Dirichlet (Dirichlet kernel). Ο πυρήνας

Dirichlet  $D(L, \theta)$  είναι παρόμοιος με τη συνάρτηση sinc, αλλά είναι περιοδική συνάρτηση όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 5, [12].



Σχήμα 5. Ο πυρήνας Dirichlet  $D(L, \theta)$

Από το Σχήμα 5, μπορεί παρατηρήσει κανείς ότι ο κύριος λοβός έχει ύψος  $N$  και οι πλησιέστεροι μηδενισμοί απέχουν  $1/N$  από το μέγιστο, οπότε το εύρος του είναι  $2/N$ . Εκ των πλευρικών λοβών, ο μεγαλύτερος έχει πλάτος μικρότερο κατά  $13 \text{ dB}$  σε σχέση με τον κύριο (ανεξάρτητα του  $N$ ). Ο κύριος λοβός στενεύει όσο το  $N$  μεγαλώνει και ο πυρήνας μοιάζει με τη συνάρτηση δέλτα. Από τη μορφή του πυρήνα Dirichlet είναι εμφανής η επίδραση του ορθογωνικού παραθύρου, δηλαδή, του περιορισμού της χρονικής διάρκειας του σήματος. Ο περιορισμός της χρονικής διάρκειας, εμφανίζεται στο πεδίο συχνότητας (στον DTFT) ως εξομάλυνση (smearing) ακμών του φάσματος του σήματος, που οφείλεται στη συνέλιξη με τον κύριο λοβό, και ως φασματική διαρροή (leakage), που οφείλεται στους πλευρικούς λοβούς. Αποτέλεσμα των δύο αυτών φαινομένων είναι η απώλεια διακριτικής ικανότητας, μιας και γειτονικές συχνότητες συγχέονται, καθώς και απόκρυψη ασθενών φασματικών συνιστωσών από τους σχετικά υψηλούς πλευρικούς λοβούς.

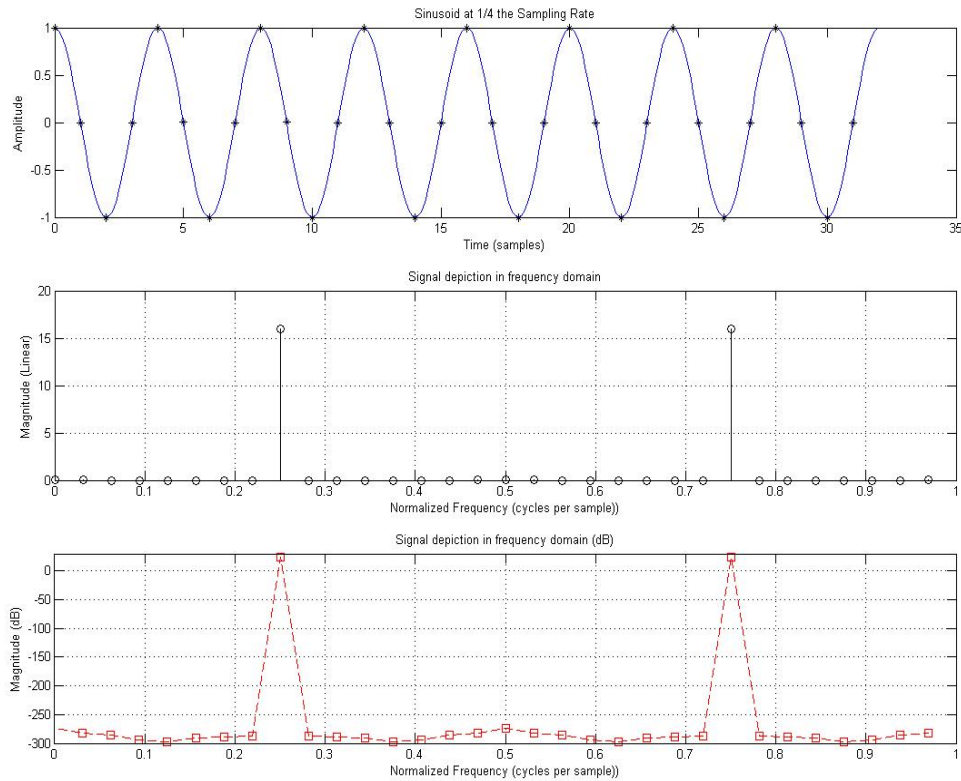
## 2.2 Παράδειγμα κατανόησης της έννοιας του φάσματος

Για να κατανοηθεί καλύτερα η φασματική ανάλυση, θα επιχειρήσουμε πρώτα να διαπιστωθεί η επίδραση του ορθογωνικού παραθύρου στην περίπτωση ενός απλού ημιτονοειδούς σήματος συχνότητας  $f = 0.25 \text{ Hz}$ , μήκους σήματος  $L = 32$ , συχνότητα δειγματοληψίας  $F_s = 1 \text{ Hz}$  και περίοδος δειγματοληψίας  $T_s = 1/F_s$ . Στο Σχήμα 6α με σκούρο μπλε χρώμα φαίνεται η χρονική αναπαράσταση του σήματος. Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 6α, η διάρκεια του σήματος είναι 32 δευτερόλεπτα, με πλάτος  $A = 1$  και φάση  $\varphi = 0^\circ$ . Επίσης φαίνεται καθαρά η απεικόνιση των δειγμάτων με αστεράκια (\*) μαύρου χρώματος. Στη Σχήμα 6β, απεικονίζεται η αναπαράσταση σήματος μήκους  $L = 32$  στο πεδίο της συχνότητας με μαύρη γραμμή.

Συγκεκριμένα, σχεδιάστηκε το πλάτος του φάσματος σε γραμμική κλίμακα και σε άξονα κανονικοποιημένων συχνοτήτων. Στο Σχήμα 6γ, απεικονίζεται η αναπαράσταση σήματος μήκους σε λογαριθμική κλίμακα ( $\text{dB}$ ). Η απεικόνιση γίνεται με μικρά τετράγωνα κόκκινου χρώματος συνδεδεμένα με διακεκομμένη γραμμή και σε άξονα κανονικοποιημένων συχνοτήτων.

Στην περίπτωση που η συχνότητα είναι διαφορετική και ίση με  $f = 0.25 + 0.5/32 = 0.2656 \text{ Hz}$  οι αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις αναλύονται στο Παράρτημα Α.

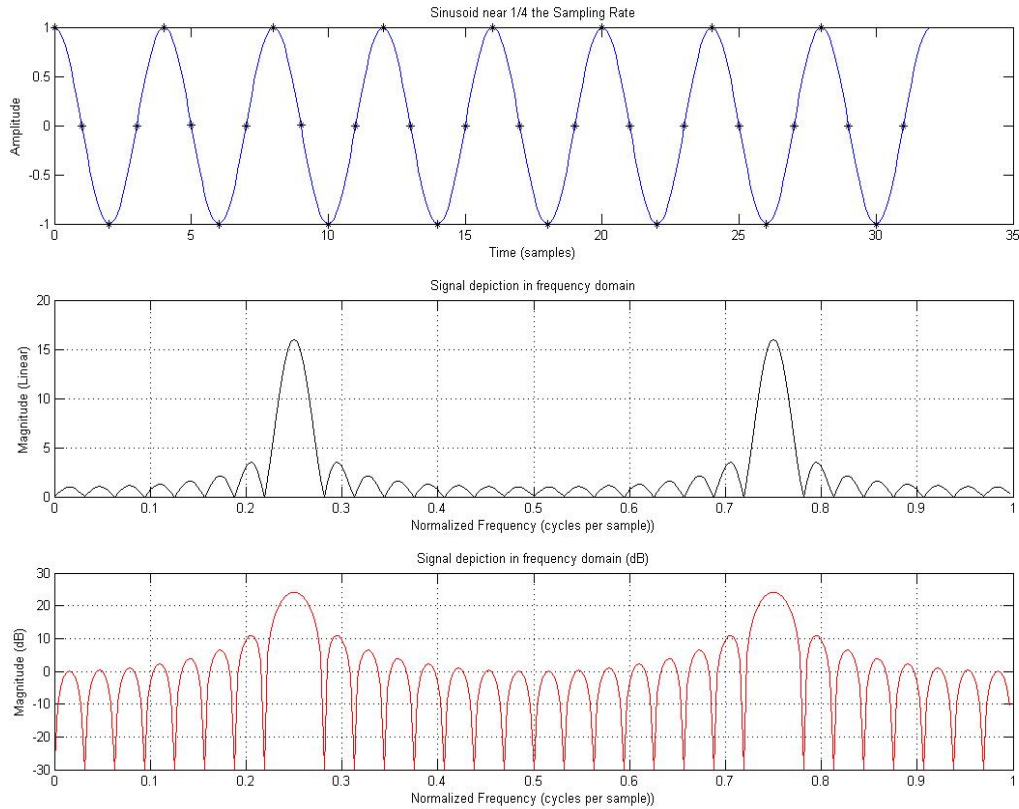




Σχήμα 6. Αναπαράσταση ημιτονοειδούς σήματος

Για να γίνει πιο κατανοητή η ανάλυση φάσματος θα πρέπει να δούμε την πραγματική μορφή του φάσματος του σήματος. Για αυτό το λόγο θα πρέπει να υπολογίσουμε τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier (DFT) του σήματος σε περισσότερα σημεία. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί πολύ εύκολα παραγεμίζοντας με μηδενικά το πεπερασμένης χρονικής διάρκειας σήμα. Χρησιμοποιώντας συντελεστή παραγεμίσματος  $10$ , και ψαλιδίζοντας τις αρνητικές συχνότητες στα  $-30 \text{ dB}$ , λαμβάνουμε τις γραφικές παραστάσεις του Σχήματος 7.

Από το Σχήμα 7 παρατηρούμε ότι το φάσμα συχνοτήτων είναι μεγαλύτερο (λόγω του παραγεμίσματος) ενώ φαίνεται πιο καθαρά το εύρος συχνοτήτων στο υπό εξέταση σήμα. Αυτό σημαίνει ότι μπορούμε να πραγματοποιήσουμε με καλύτερο τρόπο μια φασματική ανάλυση και να εξετάσουμε εκτενέστερα το φάσμα ενός περιοδικού ημιτονοειδούς σήματος.



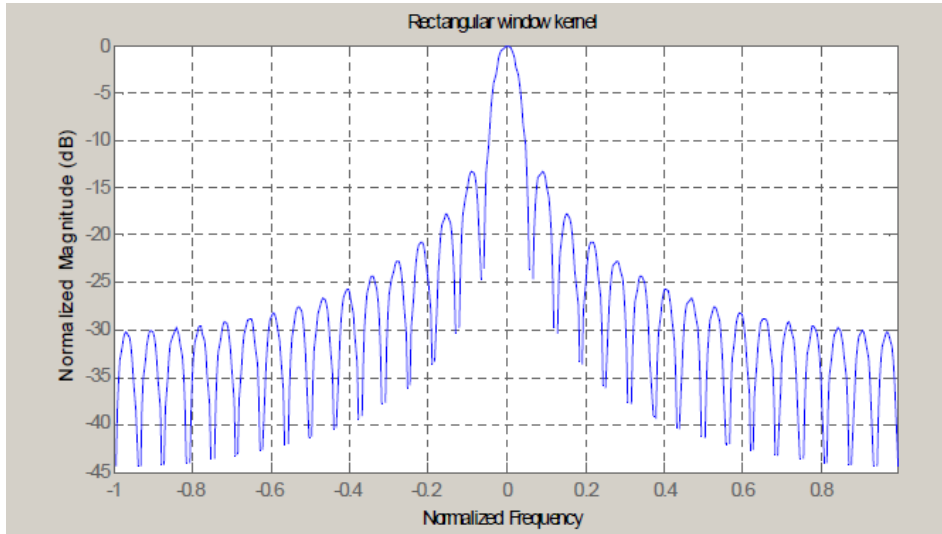
Σχήμα 7. Αναπαράσταση ημιτονοειδούς σήματος με περισσότερα σημεία

## 2.3 Επίπτωση παραθύρων στο φάσμα

Για να ελαχιστοποιηθούν οι επιπτώσεις του DTFT ενός παραθύρου  $W(\varphi)$  πρέπει αυτό να έχει στενό κύριο λοβό και χαμηλές στάθμες πλευρικών λοβών. Το εύρος του κυρίου λοβού μετριέται συνήθως από μηδενισμό σε μηδενισμό. Η στάθμη των πλευρικών λοβών μετριέται σε  $dB$  σε σχέση με αυτή του κύριου λοβού. Συνήθως, ενδιαφερόμαστε τόσο για τον υψηλότερο εκ των πλευρικών λοβών όσο και για το ρυθμό μείωσής τους (drop-off rate). Υπάρχει εγγενώς μια σχέση ανταλλαγής μεταξύ της εξασθένισης των πλευρικών λοβών και της διεύρυνσης του κυρίου λοβού [15]. Στο MATLAB υπάρχουν πολλές έτοιμες συναρτήσεις για τον υπολογισμό παραθύρων.

### 2.3.1 Ορθογωνικό παράθυρο

Όταν δεν εφαρμόζουμε ρητά κάποιο άλλο είδος παραθύρου, λαμβάνουμε τα αποτελέσματα που περιγράφηκαν πριν εξ αιτίας του περιορισμένου πλήθους  $L$  τιμών του σήματος. Ο πυρήνας του ορθογωνικού παραθύρου (DTFT) φαίνεται στο Σχήμα 8. Το εύρος του κύριου λοβού είναι  $2/L$ . Η στάθμη του υψηλότερου πλευρικού λοβού είναι  $-13 dB$  και ο ρυθμός μείωσης  $-6 dB$  ανά οκτάβα.



Σχήμα 8. Παράδειγμα ορθογωνικού παράθυρου

### 2.3.2 Παράθυρο Bartlett

Τριγωνικής μορφής παράθυρο που προκύπτει από τη συνέλιξη δύο ορθογωνικών παραθύρων. Για μήκος παραθύρου  $L$ , ορίζεται ως:

$$w(n) = \begin{cases} \frac{2n}{N}, & 0 \leq n \leq N/2 \\ 2 - \frac{2n}{N}, & N/2 \leq n \leq N \end{cases}$$

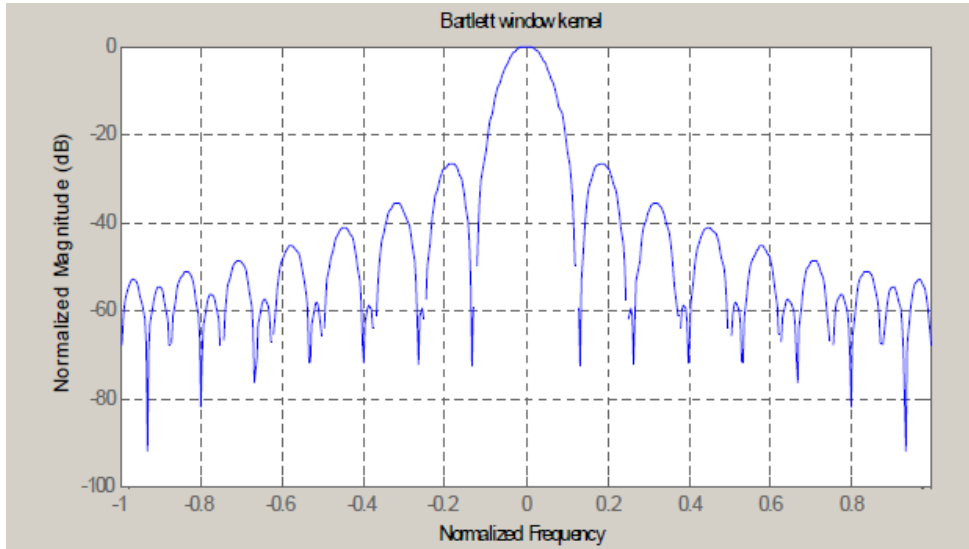
όπου  $N=L-1$ . Ο πυρήνας του παραθύρου Bartlett φαίνεται στο Σχήμα 9. Το εύρος του κύριου λοβού είναι  $4/(L+1)$ , δηλαδή, περίπου διπλάσιο του ορθογωνικού. Η στάθμη του υψηλότερου πλευρικού λοβού είναι  $-27 \text{ dB}$  και ο ρυθμός μείωσης  $-12 \text{ dB}$  ανά οκτάβα (αμφότερα πολύ καλύτερα από το ορθογωνικό παράθυρο).

### 2.3.3 Παράθυρο Hanning

Προκύπτει ως το αποτέλεσμα της υπέρθεσης των πυρήνων τριών ορθογωνικών παραθύρων που έχουν ολισθήσει ώστε οι πλευρικοί λοβοί να αλληλοαναιρούνται. Στο πεδίο του χρόνου για μήκος παραθύρου  $L$ , ορίζεται ως:

$$w(n) = 0.5 \left( 1 - \cos \left( 2\pi \frac{n}{N} \right) \right), \quad 0 \leq n \leq N$$

όπου  $N=L-1$ . Ο πυρήνας του παραθύρου Hanning φαίνεται στο Σχήμα 10. Το εύρος του κύριου λοβού είναι  $4/L$ , δηλαδή, διπλάσιο του ορθογωνικού. Η στάθμη του υψηλότερου πλευρικού λοβού είναι  $-32 \text{ dB}$  και ο ρυθμός μείωσης  $-18 \text{ dB}$  ανά οκτάβα (αμφότερα καλύτερα από το παράθυρο Bartlett).



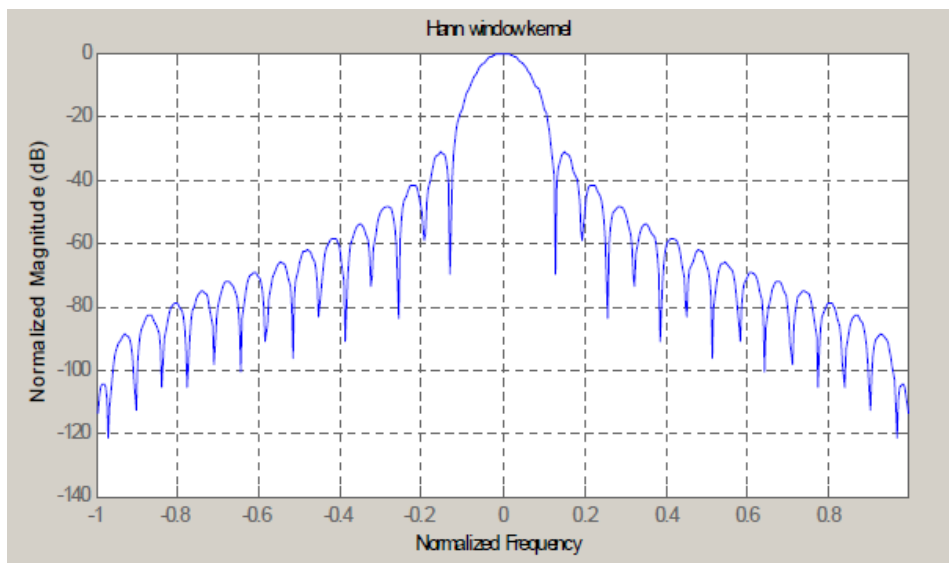
Σχήμα 9. Παράθυρο Bartlett

### 2.3.4 Παράθυρο Hamming

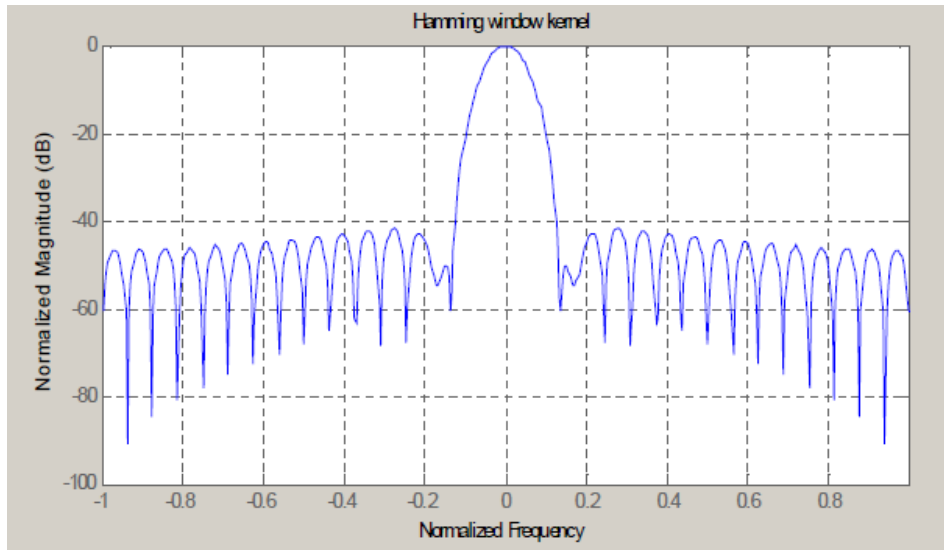
Παραλλαγή του παραθύρου Hanning για περαιτέρω μείωση του ύψους των πλευρικών. Στο πεδίο του χρόνου για μήκος παραθύρου  $L$ , ορίζεται ως:

$$w(n) = 0.54 - 0.46 \cos\left(2\pi \frac{n}{N}\right) \quad 0 \leq n \leq N$$

όπου  $N=L-1$ . Ο πυρήνας του παραθύρου Hamming φαίνεται στο Σχήμα 11. Το εύρος του κύριου λοβού είναι  $4/L$ , δηλαδή, διπλάσιο του ορθογωνικού. Η στάθμη του υψηλότερου πλευρικού λοβού είναι  $-43 \text{ dB}$  (καλύτερη από το παράθυρο Hanning) και ο ρυθμός μείωσης  $-6 \text{ dB}$  ανά οκτάβα (ίδιος με το ορθογωνικό παράθυρο).



Σχήμα 10. Παράθυρο Hanning



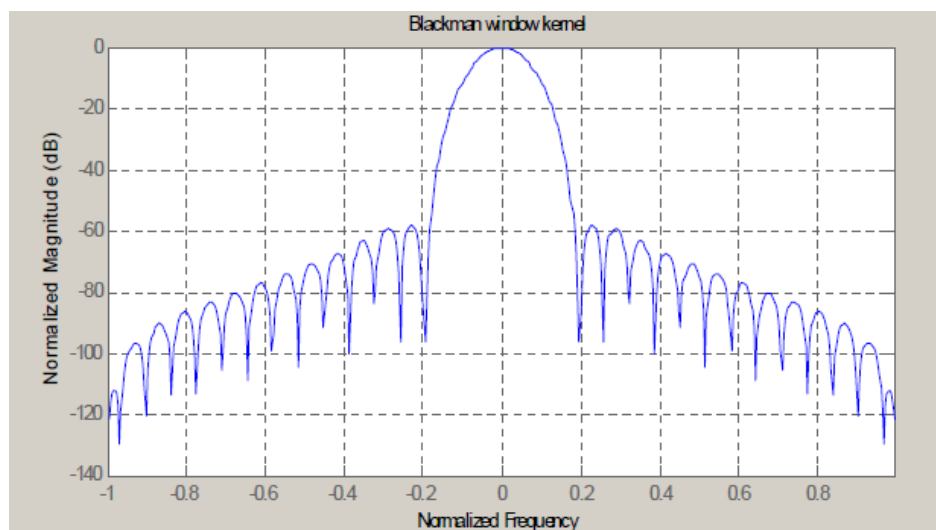
Σχήμα 11. Παράθυρο Hamming

### 2.3.4 Παράθυρο Blackman

Ακόμα μια παραλλαγή του παραθύρου Hanning για περαιτέρω μείωση του ύψους των πλευρικών που προκύπτει ως το αποτέλεσμα της υπέρθεσης των πυρήνων πέντε ορθογωνικών παραθύρων που έχουν ολισθήσει ώστε οι πλευρικοί λοβοί να αλληλοαναιρούνται. Στο πεδίο του χρόνου για μήκος παραθύρου  $L$ , ορίζεται ως:

$$w(n) = 0.42 - 0.5 \cos\left(2\pi \frac{n}{N}\right) + 0.08 \cos\left(4\pi \frac{n}{N}\right) \quad 0 \leq n \leq N$$

όπου  $N=L-1$ . Ο πυρήνας του παραθύρου Blackman φαίνεται στο Σχήμα 12. Το εύρος του κύριου λοβού είναι  $6/L$ , δηλαδή, τριπλάσιο του ορθογωνικού. Η στάθμη του υψηλότερου πλευρικού λοβού είναι  $-57 \text{ dB}$  και ο ρυθμός μείωσης  $-18 \text{ dB}$  ανά οκτάβα (αμφότερα καλύτερα από το παράθυρο Hamming).



Σχήμα 12. Παράθυρο Blackman

### 2.3.5 Επέκταση παραδείγματος 2.2

Για να γίνει πιο κατανοητή η επίπτωση των παραθύρων, θα δανειστούμε το σήμα από το παράδειγμα της ενότητας 2.2 χρησιμοποιώντας παράθυρο Blackman αντί του ορθογωνικού και θα παρατηρήσουμε με προσοχή τις διαφορές στο φάσμα των δύο σημάτων. Στο Σχήμα 13 παρατηρούμε τις χρονικές αποκρίσεις του ημιτονοειδούς σήματος με τη χρήση του παραθύρου Blackman.

Είναι φανερό από τη δεύτερη και τρίτη γραφική παράσταση ότι μειώθηκε το ύψος των πλευρικών αποτελέσματα αναμενόμενο λόγω της υπέρθεσης των πυρήνων. Παράλληλα αυξήθηκε το εύρος του κάθε λοβού, και πιο συγκεκριμένα, οι τιμές του αριστερού κυμαίνονται από 0.16 ως 0.34 dB έναντι 0.22 και 0.28 dB για το αρχικό σήμα, αντίστοιχα (δηλαδή τριπλάσιο του ορθογωνικού). Την ίδια επίπτωση, δηλαδή τριπλασιασμό του εύρους, παρατηρούμε και στον δεξιό κύριο λοβό.

Επίσης, η στάθμη του υψηλότερου πλευρικού λοβού είναι περίπου -48 dB και ο ρυθμός μείωσης περίπου -8 dB ανά οκτάβα (αμφότερα καλύτερα από τις αντίστοιχες τιμές με τη χρήση του ορθογωνικού παραθύρου). Τέλος, είναι φανερό ότι το πλάτος των δύο κύριων λοβών με τη χρήση παραθύρου Blackman είναι λίγο μεγαλύτερο από το αντίστοιχο πλάτος των κύριων λοβών με τη χρήση του ορθογωνικού παραθύρου.

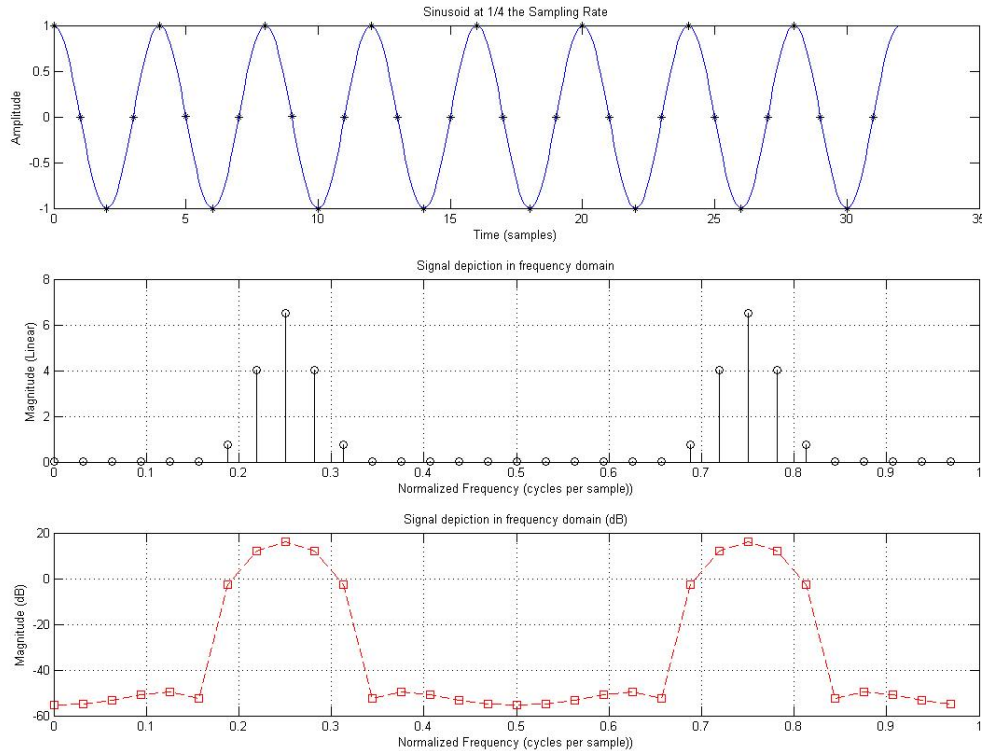
Γενικότερα ισχύει ότι για να έχει μικρή επίδραση το παράθυρο στο φάσμα του σήματος  $x(n)$ , θα πρέπει το εύρος του φάσματος του παραθύρου να είναι στενότερο, σε σχέση με το εύρος του φάσματος του σήματος [10, 14].

### 2.4 Εκτίμηση φάσματος

Η πυκνότητα φάσματος ισχύος (ΠΦΙ) για ένα σήμα ορίζεται ως ο μετασχηματισμός Fourier της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης. Για μια στατική υπό την ευρεία έννοια στοχαστική ανέλιξη διακριτού χρόνου μπορεί να υπολογισθεί από τη σχέση:

$$S_x(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} E \left\{ \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N |x(n)e^{-j2\pi f n}|^2 \right\}$$

που προκύπτει από το θεώρημα Wiener-Khinchin [4]. Η προηγούμενη σχέση υποθέτει ότι λαμβάνουμε την αναμενόμενη τιμή στο χώρο όλων των πιθανών εκδοχών (ensemble average).



Σχήμα 13. Αναπαράσταση ημιτονοειδούς σήματος με τη χρήση παραθύρου Blackman

Στην πράξη όμως διαθέτουμε μόνο ένα δείγμα της ανέλιξης. Επίσης, ο εμπλεκόμενος μετασχηματισμός Fourier έχει άπειρο μήκος, ενώ διαθέτουμε πεπερασμένα το πλήθος δείγματα  $x(n)$  της ανέλιξης. Επομένως, για την εκτίμηση της ΠΦΙ μιας στατικής υπό την ευρεία έννοια στοχαστικής ανέλιξης, μπορούμε είτε να υπολογίσουμε τον DFT του σήματος και μετά να λάβουμε κάποια μορφή μέσης τιμής είτε, εναλλακτικά, να εκτιμήσουμε τη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης χρησιμοποιώντας κάποια μορφή μέσης τιμής και μετά να υπολογίσουμε τον DFT. Αμφότερες οι προσεγγίσεις οδηγούν στους κλασικούς «μη παραμετρικούς» αλγόριθμους εκτίμησης της ΠΦΙ. Ο απλούστερος εκτιμητής είναι το περιοδόγραμμα (periodogram). Συνίσταται στο να ληφθεί ο DTFT των δειγμάτων του σήματος και μετά να υψωθεί στο τετράγωνο το μέτρο του αποτελέσματος. Το περιοδόγραμμα ενός πεπερασμένου μήκους  $L$  σήματος  $x(n)$  είναι:

$$P_{xx}(f) = \frac{1}{Lf_s} \left| \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{\left(\frac{-j2\pi n f}{f_s}\right)} \right|^2$$

Στην πράξη ο υπολογισμός του περιοδογράμματος γίνεται σε πεπερασμένο πλήθος συχνοτήτων  $f_k = kf_s/N$ ,  $k = 0, 1, \dots, N$  με τη βοήθεια του FFT, οπότε προκύπτει:

$$P_{xx}(f_k) = \frac{1}{Lf_s} \sum_{n=0}^{N-1} \left| x(n) e^{j \frac{2\pi n k}{N}} \right|^2$$

Εν γένει επιλέγουμε  $N > L$ , οπότε ο υπολογισμός του FFT γίνεται αφού προηγουμένως παραγεμίσουμε με μηδενικά την πεπερασμένου μήκους  $L$  σειρά δειγμάτων του σήματος. Το περιοδόγραμμα είναι πολωμένος εκτιμητής (biased estimator) της ΠΦΙ. Η αναμενόμενη τιμή του είναι:

$$E\{P_{xx}(f)\} = \frac{1}{Lf_s} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-f_s/2}^{f_s/2} \frac{\sin^2(L\pi(f-f')/f_s)}{\sin^2(\pi(f-f')/f_s)} S_x(f') df'$$

δηλαδή, ουσιαστικά η συνέλιξη της πραγματικής ΠΦΙ με το τετράγωνο του πυρήνα Dirichlet. Στο πεδίο του χρόνου ισοδυναμεί με τη συνέλιξη της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης του σήματος με ένα παράθυρο Bartlett. Αυτό οδηγεί στην εμφάνιση διαρροής φάσματος με τη μορφή πλευρικών λοβών περίπου  $27 \text{ dB}$  χαμηλότερα από τον κύριο λοβό καθώς και εξομάλυνσης απότομων αλλαγών του φάσματος όπως είδαμε προηγουμένως. Ασυμπτωτικά, καθώς  $L \rightarrow \infty$ , το περιοδόγραμμα γίνεται απόλυτος εκτιμητής και τείνει στην πραγματική ΠΦΙ μιας και το τρίγωνο Bartlett τείνει στη συνάρτηση δέλτα. Όμως, η μεταβλητότητά του δεν τείνει στο μηδέν καθώς το  $L$  τείνει στο άπειρο και επομένως δεν είναι ιδιαίτερα συνεπής εκτιμητής παρότι είναι απλός στον υπολογισμό.

Είναι σημαντικό να γίνει κατανοητό ότι η φασματική διαρροή είναι απόρροια του πεπερασμένου μήκους του σήματος και όχι του γεγονότος ότι το περιοδόγραμμα υπολογίζεται σε διακριτές συχνότητες. Η φασματική διαρροή οδηγεί σε απώλεια διακριτικής ικανότητας. Για να μπορέσουμε να ξεχωρίσουμε δυο γειτονικές συχνότητες θα πρέπει η απόστασή τους να είναι μεγαλύτερη από το εύρος του κυρίου λοβού. Στην περίπτωση του περιοδογράμματος αυτή θα πρέπει να είναι περίπου  $f_s/L$ . Για να μειωθεί η πόλωση (bias) του εκτιμητή μπορεί να χρησιμοποιηθεί το τροποποιημένο περιοδόγραμμα. Το τροποποιημένο περιοδόγραμμα συνίσταται στην εφαρμογή ενός παραθύρου στο πεδίο του χρόνου πριν τον υπολογισμό του DFT. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της στάθμης των πλευρικών λοβών, δηλαδή, της φασματικής διαρροής. Η μείωση της φασματικής διαρροής μπορεί να εξηγηθεί διαισθητικά εάν θεωρήσει κανείς τους πλευρικούς λοβούς ως κίβδηλες συχνότητες που γεννούνται από την απότομη αποκοπή του σήματος όταν χρησιμοποιούμε ορθογωνικό παράθυρο (δηλαδή, πεπερασμένη διάρκεια σήματος). Στα μη ορθογωνικά παράθυρα τα ακραία σημεία του σήματος εξασθενούν πιο ομαλά και επομένως οι κίβδηλες συχνότητες που παράγονται είναι λιγότερο έντονες. Όμως, τα μη ορθογωνικά παράθυρα διευρύνουν τον



κεντρικό λοβό με αποτέλεσμα την απώλεια διακριτικής ικανότητας.

Το τροποποιημένο περιοδόγραμμα είναι και αυτό πολωμένος εκτιμητής αν και λιγότερο σε σχέση με το απλό περιοδόγραμμα. Επιπλέον, πρέπει να γίνει κανονικοποίηση του αποτελέσματος για να ληφθεί υπόψη η απώλεια ισχύος λόγω του παραθύρου. Η σταθερά κανονικοποίησης είναι:

$$U = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |w(n)|^2$$

και εκτός των άλλων εξασφαλίζει ότι το τροποποιημένο περιοδόγραμμα είναι ασυμπτωτικά απόλυτος εκτιμητής. Η μεταβλητότητα του τροποποιημένου περιοδογράμματος παραμένει περίπου ίδια με αυτή του απλού, οπότε δεν υπάρχει κέρδος ως προς αυτό το σημείο.

Για να μειωθεί η μεταβλητότητα της εκτίμησης θα πρέπει να ληφθεί κάποιου είδους μέσος όρος. Στην περίπτωση εργοδικών σημάτων η χρονική μέση τιμή ισούται με την αναμενόμενη τιμή (ensemble average). Η μέθοδος Bartlett για τη μείωση της μεταβλητότητας συνίσταται στον τεμαχισμό του σήματος σε  $K$  μη χρονικά επικαλυπτόμενα διαστήματα μήκους  $L$ , στον υπολογισμό του περιοδογράμματος για κάθε τμήμα χωριστά και τέλος στη λήψη της μέσης τιμής των περιοδογραμμάτων ως εκτιμητή της ΠΦΙ. Η λήψη της μέσης τιμής των τροποποιημένων περιοδογραμμάτων έχει την τάση να μειώσει τη μεταβλητότητα του εκτιμητή σε σχέση με τον υπολογισμό ενός μόνο περιοδογράμματος βάσει όλων των δεδομένων [12].

Βλέπουμε επομένως ότι η εφαρμογή παραθύρου βοηθά με την πόλωση και ότι η λήψη μέσης τιμής μειώνει τη μεταβλητότητα της εκτίμησης. Ο εκτιμητής Welch για την ΠΦΙ εφαρμόζει και τις δύο τεχνικές. Η μέθοδος συνίσταται στον χωρισμό των δειγμάτων σε (πιθανώς επικαλυπτόμενα) τμήματα, τον υπολογισμό του τροποποιημένου περιοδογράμματος για κάθε τμήμα και τη λήψη της μέσης τιμής των ως εκτίμηση της ΠΦΙ. Παρότι η επικάλυψη των παραθύρων τείνει να εισάγει περιττή πληροφορία, το αποτέλεσμα ελαχιστοποιείται με τη χρήση μη ορθογωνικών παραθύρων που μειώνει τη σημασία των ακραίων δειγμάτων (εκεί που τα τμήμα επικαλύπτονται). Η χρήση μικρότερων σειρών και μη ορθογωνικών παραθύρων βελτιώνει τη μεταβλητότητα της εκτίμησης, όμως η διακριτική ικανότητα μειώνεται. Υπάρχει επομένως μια βασική σχέση ανταλλαγής. Μεγαλώνοντας το μέγεθος του τμήματος βελτιώνουμε τη διακριτική ικανότητα. Μεγαλώνοντας το πλήθος των τμημάτων έχουμε πιο συνεπή εκτίμηση. Ο εκτιμητής Welch παραμένει πολωμένος, όπως το

περιοδόγραμμα, και απαιτεί κανονικοποίηση ώστε να είναι ασυμπτωτικά απόλυτος. Για δεδομένο μήκος σήματος, η πόλωση που εισάγει ο εκτιμητής Welch είναι μεγαλύτερος από αυτήν του περιοδογράμματος λόγω του μικρότερου μήκους των τμημάτων σε σχέση με το ολικό [6].

### 3 ΑΝΑΛΥΤΗΣ ΦΑΣΜΑΤΟΣ ΕΝΟΣ ΗΧΗΤΙΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ

Η επεξεργασία ηχητικού σήματος έχει σημειώσει τεράστια πρόοδο την τελευταία δεκαετία, τόσο σε ποσοτικό και ποιοτικό επίπεδο. Ιδιαίτερα τα τελευταία χρόνια έχει επεκταθεί πολύ πέρα από «παραδοσιακές» τεχνικές επεξεργασίας ήχου ("hi-fi" σχεδίαση υπολογιστών, ανάπτυξη λογισμικού, ηχητικά εφέ, κωδικοποίηση ήχου, κ.ο.κ) και αποτελεί πεδίο ενδιαφέροντος αλληλεπιδρώντας με άλλους παρεμφερείς τομείς, όπως η ανάλυση της μουσικής αντίληψης και ψυχοακουστικής, η ανάκτηση πληροφοριών μέσω ήχου (MIR), οι ακουστικές απεικονίσεις, τα εργαλεία μουσικής σύνθεσης, οι διεπαφές ανθρώπου-μηχανής κτλ [16]. Αναμφισβήτητα, μια από τις πιο ενδιαφέρουσες εργασίες, που μοιράζονται από κοινού οι περισσότεροι από αυτούς τους τομείς, είναι η αποσύνθεση ενός πολύπλοκου (κυρίως instrumental) μουσικού σήματος σε σημαντικές οντότητες, ή «αντικείμενα», τα οποία δεν εκφράζουν ή εμπεριέχουν μόνο κάποιες πληροφορίες από το επεξεργασμένο σήμα αλλά επίσης μεταφέρουν την φυσική και εγγενή έννοια του μουσικού σήματος από μουσικολογικής και αντιληπτικής άποψης. Αυτό το είδος επεξεργασίας μερικές φορές αποκαλείται στη βιβλιογραφία ως "mid-level" αναπαραστάσεις και σχετίζεται επίσης με το CASA πλαίσιο [13]. Τα «αντικείμενα» ή τα «στοιχεία ήχου» μπορεί να είναι νότες, ή δομικά στοιχεία μιας νότας, όπως αρμονικές. Από αυτές τις πληροφορίες, θα μπορούσε κανείς ενδεχομένως να συμπεράνει ποιες νότες εκτελούνται (π.χ. παρτιτούρες) όπως επίσης τα μουσικά όργανα, τις μουσικές τεχνικές που υιοθετούνται ή ακόμα και τους τρόπους της εγγραφής και ηχογράφησης που χρησιμοποιήθηκαν.

#### 3.1 Χαρακτηριστικά μουσικού σήματος

Για την ανάλυση φάσματος επιλέχθηκε ένα μουσικό κομμάτι διάρκειας περίπου 59 δευτερολέπτων, το οποίο εμπεριέχει ικανό εύρος μουσικών συχνοτήτων και ομιλία (φωνή). Το αρχείο είναι της μορφής *wav* (wavelet) και περιέχει δύο κανάλια (στερεοφωνικός ήχος). Αρχικά, με τη βοήθεια του MATLAB θα αναγνωστεί το αρχείο και μετέπειτα θα εξετάσουμε διάφορα χαρακτηριστικά του σήματος προκειμένου να αποκομίσουμε όσον το δυνατόν περισσότερες πληροφορίες που θα μας βοηθήσουν για την ανάλυση φάσματος.

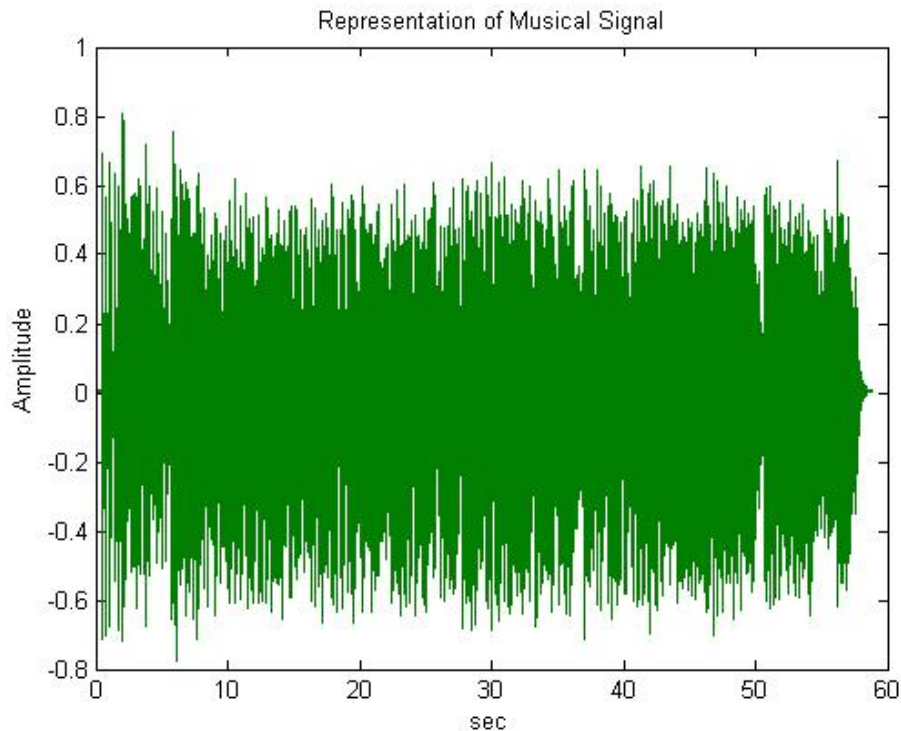
##### 3.1.1 Συχνότητα δειγματοληψίας

Αρχικά θα υπολογιστεί η συχνότητα δειγματοληψίας και η χρονική διάρκεια του σήματος. Με τη βοήθεια του λογισμικού βρέθηκε η συχνότητα δειγματοληψίας είναι  $F_s = 44100\text{Hz}$ ,

με αριθμό  $bits = 16$  και ο συνολικός χρόνος (διάρκεια)  $T = 58.7929$  sec. Επίσης το μήκος του σήματος  $N$  είναι 2592768.

### 3.1.2 Απεικόνιση των τιμών του πλάτους

Στο Σχήμα 14 απεικονίζονται οι τιμές του πλάτους του ηχητικού σήματος ως προς το πεδίο του χρόνου.



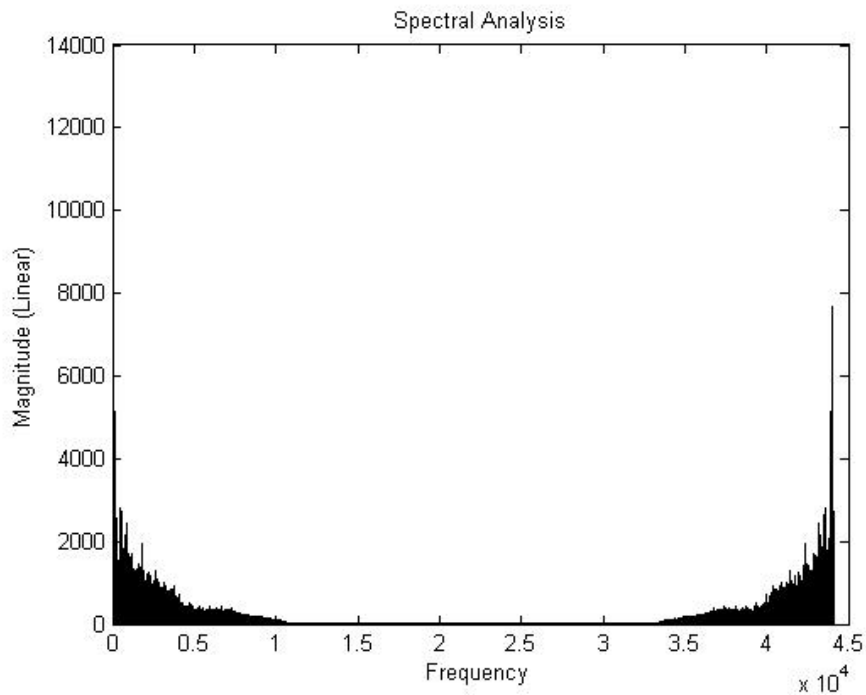
Σχήμα 14. Αναπαράσταση πλάτους μουσικού σήματος

#### Απεικόνιση ελαχίστων και μέγιστων τιμών

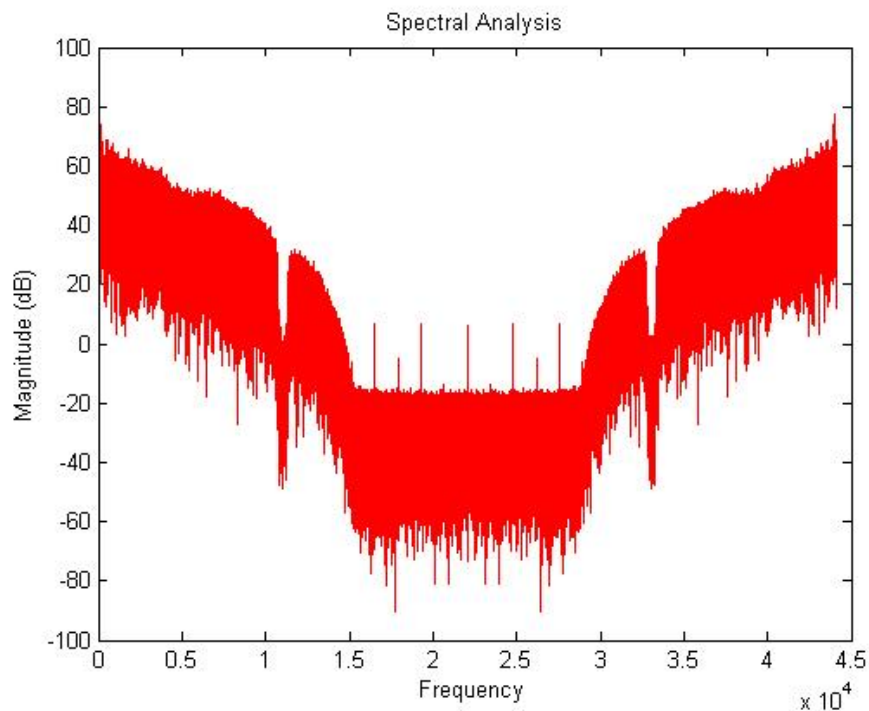
Η ελάχιστη τιμή του σήματος είναι  $Y_{min} = -0.7748$  ενώ η μέγιστη τιμή είναι η  $Y_{max} = 0.8095$ . Επίσης, η πιο συχνά εμφανιζόμενη τιμή του ηχητικού σήματος είναι η τιμή μηδέν (0).

### 3.2 Φασματική ανάλυση μουσικού σήματος

Σε αυτήν την ενότητα θα εφαρμόσουμε φασματική ανάλυση στο υπό εξέταση σήμα. Η φασματική ανάλυση θα γίνει με τη βοήθεια του FFT όπως περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα. Στο Σχήμα 15 απεικονίζεται η φασματική ανάλυση του σήματος σε γραμμική κλίμακα πλάτους ενώ στο Σχήμα 16 απεικονίζεται αντίστοιχα η φασματική ανάλυση σε κλίμακα  $dB$ .



Σχήμα 15. Φασματική ανάλυση του μουσικού σήματος (γραμμική κλίμακα)



Σχήμα 16. Φασματική ανάλυση του μουσικού σήματος σε κλίμακα dB

Από το Σχήμα 16 μπορούμε να εξάγουμε χρήσιμες πληροφορίες για τα dB του μουσικού σήματος. Η μέγιστη τιμή είναι  $82.6467dB$ , η ελάχιστη  $-90.1717dB$  ενώ ο μέσος όρος είναι  $11.6698dB$ , τιμές απόλυτα φυσιολογικές για ένα μουσικό κομμάτι. Με τη βοήθεια του MATLAB, βρέθηκε η ελάχιστη συχνότητα  $F_{min} = 0.00031 Hz$  και η μέγιστη  $F_{max} = 13562$

Hz.

Στη συνέχεια θα εξετάσουμε την επίπτωση των παραθύρων. Όπως είδαμε στην ενότητα 2.3, για να ελαχιστοποιήσουμε τις επιπτώσεις του DTFT ενός παραθύρου πρέπει αυτό έχει στενό κύριο λοβό και χαμηλές στάθμες πλευρικών λοβών. Επιπλέον, η βασική ιδέα της μεθόδου παραθύρου (windowing) στηρίζεται στην επιλογή ενός ιδανικού φίλτρου επιλογής συχνοτήτων (το οποίο είναι άπειρης διάρκειας και δεν είναι αιτιατό). Προκειμένου να προκύψει ένα FIR φίλτρο, αιτιατό και με γραμμική φάση, περιορίζουμε («κόβουμε») την κρουστική απόκριση με μια κατάλληλη συνάρτηση παραθύρου  $w(n)$  [1, 2].

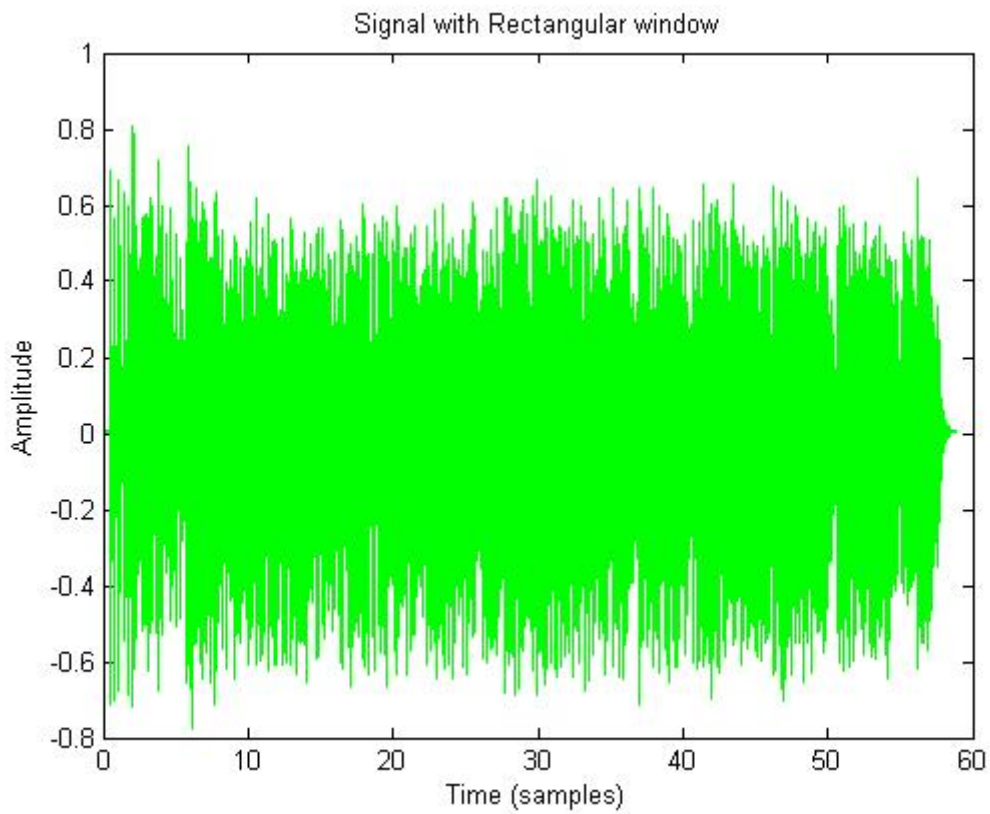
Με τη βοήθεια του λογισμικού, δημιουργήσαμε μια συνάρτηση *spectrum* η οποία απεικονίζει την επίπτωση των παραθύρων. Η συνάρτηση αυτή περιέχει 3 εξόδους και 2 εισόδους. Οι εισόδοι είναι το σήμα  $x(n)$  ως προς το χρόνο και τη συχνότητα δειγματοληψίας  $F_s$ . Οι δε εξόδοι αποτελούνται από το φάσμα πλάτους  $X_m$  σε dB, το φάσμα συχνοτήτων  $Ph_X$  σε μοίρες, και το διάνυσμα συχνοτήτων  $f$ , σε Hz.

Για την ακριβέστερη μελέτη της φασματικής ανάλυσης με τη βοήθεια του λογισμικού, πραγματοποιήσαμε κανονικοποίηση του σήματος FFT, λαμβάνοντας υπόψη τον υπολογισμό των μοναδικών σημείων του σήματος και τη συμμετρική μορφή του FFT. Επίσης, εντοπίστηκαν η λογική (φυσική) ενίσχυση των διαφόρων παραθύρων - όπως θα δούμε στη συνέχεια - και λάβαμε το πλάτος του FFT του αρχικού σήματος  $X_m$ , αυξομειώνοντάς το έτσι ώστε να μην είναι συνάρτηση του μήκους του αρχικού σήματος και της λογικής ενίσχυσης του παραθύρου. Παράλληλα το σήμα διορθώθηκε από τυχόν παρουσία συχνοτήτων DC και Nyquist (περιττής συνιστώσας) [12] και τέλος σχεδιάσαμε το φάσμα πλάτους καθώς και το φάσμα φάσης για την κάθε περίπτωση. Θα ξεκινήσουμε την ανάλυσή μας με την επίπτωση του ορθογωνικού παραθύρου.

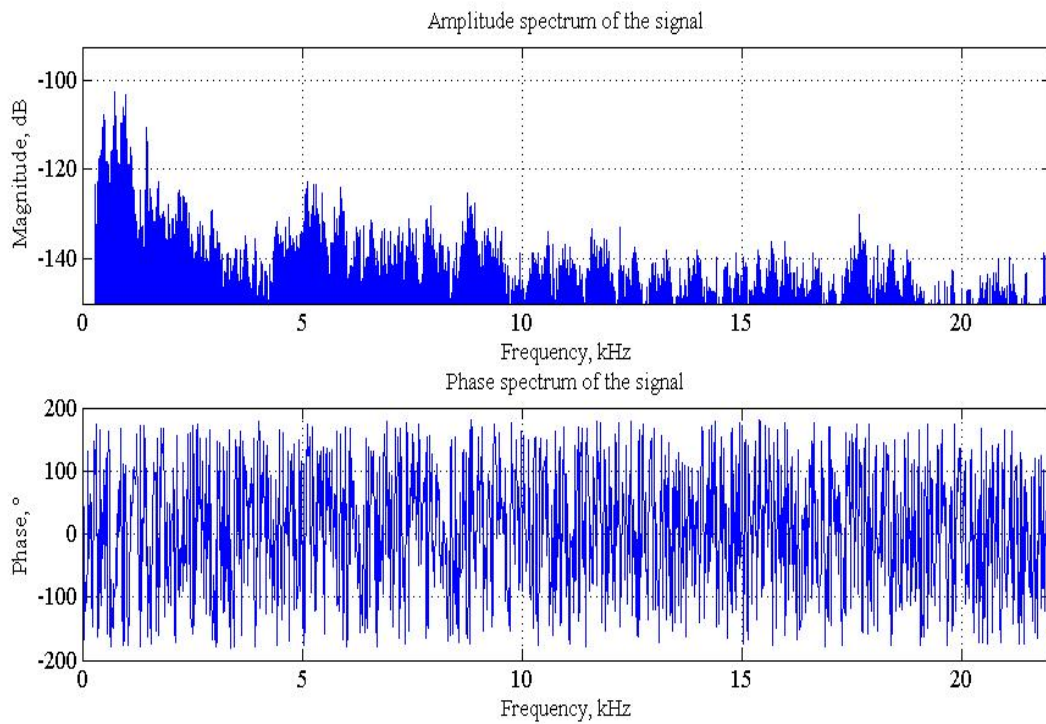
### 3.2.1 Επίπτωση του ορθογωνικού παραθύρου στο μουσικό σήμα.

Η (μη) επίδραση του ορθογωνικού παραθύρου στο μουσικό σήμα απεικονίζεται στο Σχήμα 17. Φαίνεται καθαρά ότι λαμβάνουμε τα αποτελέσματα που περιγράφηκαν στην προηγούμενη ενότητα εξ αιτίας του περιορισμένου πλήθους  $L$  τιμών του σήματος. Η στάθμη του υψηλότερου λοβού είναι  $0.81$ , η οποία είναι ίδια με το αρχικό σήμα. Στο Σχήμα 18 με μπλε χρώμα απεικονίζονται το φάσμα πλάτους και φάσμα φάσης. Παρατηρούμε ότι οι μεγαλύτερες (αρνητικές) τιμές του φάσματος πλάτους εμφανίζονται σε περιορισμένο εύρος

συχνοτήτων  $0.2-1.5 \text{ KHz}$ .



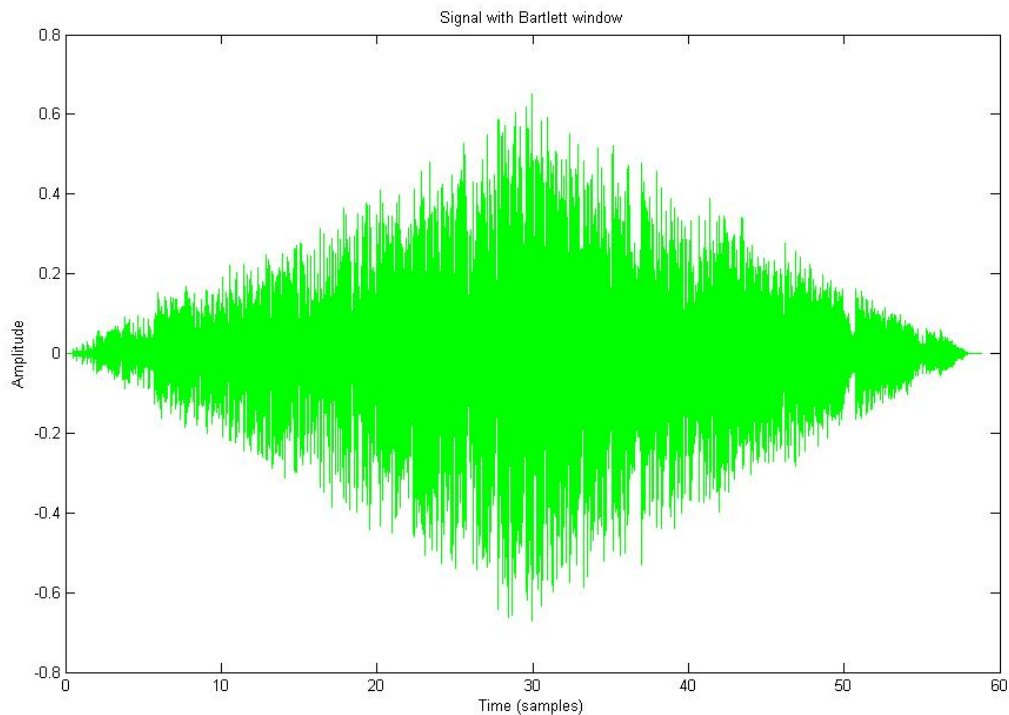
Σχήμα 17. Επίδραση ορθογωνικού παραθύρου στο αρχικό σήμα



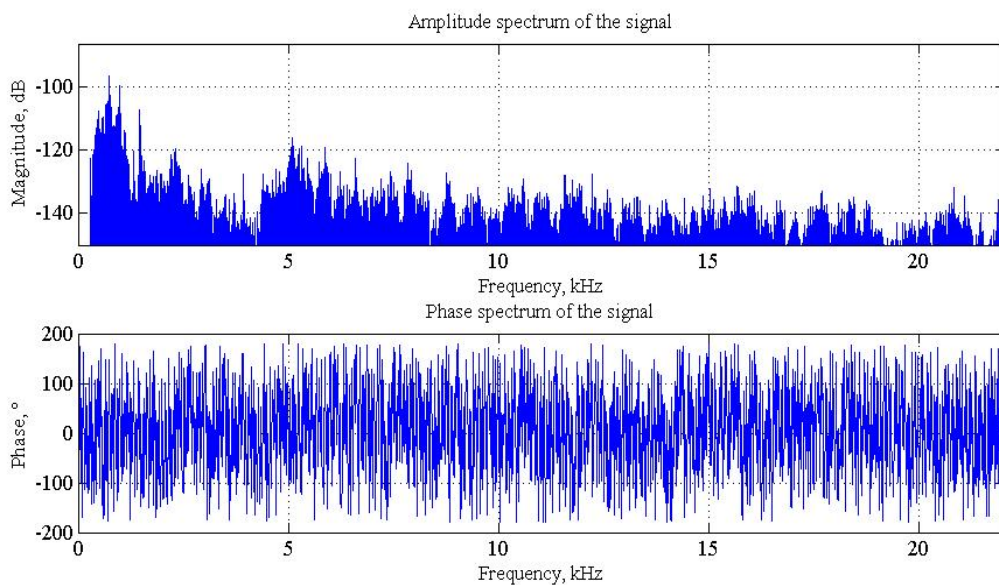
Σχήμα 18. Φάσμα πλάτους και φάσμα φάσης του σήματος με ορθογωνικό παράθυρο

### 3.2.2 Επίπτωση του παραθύρου Bartlett στο μουσικό σήμα.

Η επίδραση του παράθυρου Bartlett με το μουσικό σήμα απεικονίζεται στο Σχήμα 19. Φαίνεται καθαρά ότι μειώθηκε το ύψος των πλευρικών η στάθμη του υψηλότερου λοβού είναι περίπου  $0.61 \text{ dB}$  αντί για  $0.81 \text{ dB}$  που είχαμε στο αρχικό σήμα. Ο ρυθμός μείωσης είναι  $-12 \text{ dB}$  ανά οκτάβα ενώ οι μεγαλύτερες τιμές του φάσματος πλάτους εμφανίζονται σε εύρος συχνοτήτων  $0.2\text{-}2.4 \text{ KHz}$ . (πολύ καλύτερα από το ορθογωνικό παράθυρο).



Σχήμα 19. Επίδραση παραθύρου Bartlett στο αρχικό σήμα

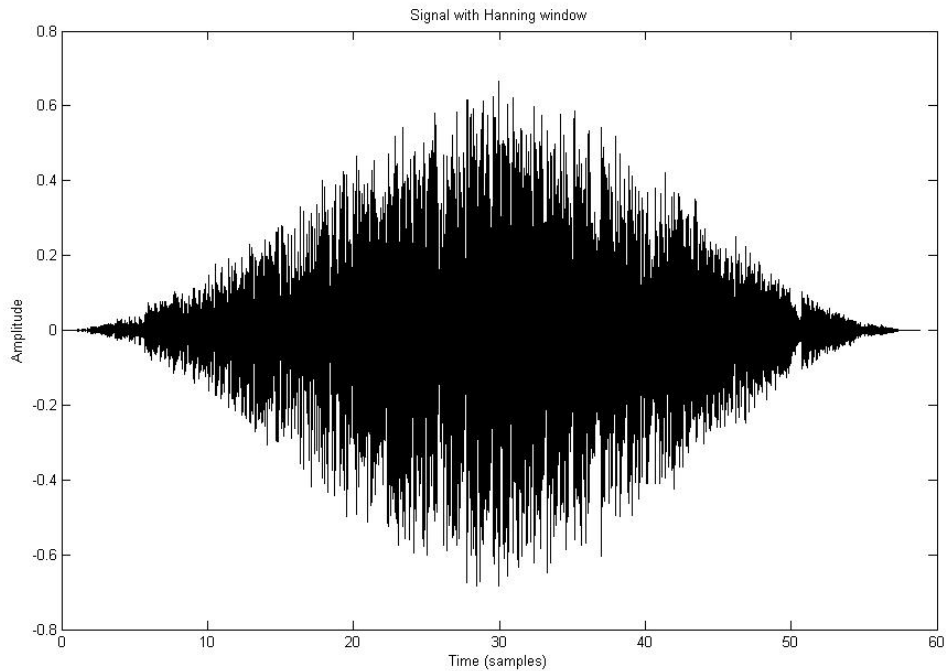


Σχήμα 20. Φάσμα πλάτους και φάσμα φάσης του σήματος με παράθυρο Bartlett

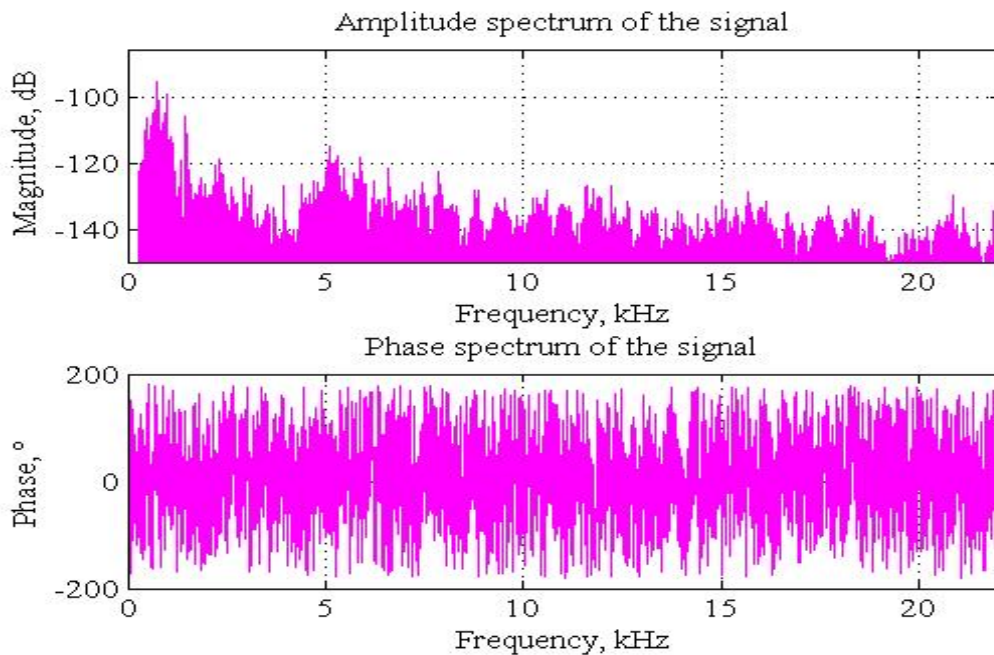


### 3.2.3 Επίπτωση του παραθύρου Hanning στο μουσικό σήμα.

Η επίδραση του παραθύρου Hanning με το υπό εξέταση μουσικό σήμα απεικονίζεται στο Σχήμα 21. Φαίνεται καθαρά η ότι μειώθηκε το ύψος των ακραίων ενώ αυξήθηκε το εύρος των κεντρικών. Η στάθμη του υψηλότερου πλευρικού λοβού είναι  $-0.64 \text{ dB}$  λίγο μεγαλύτερη από την αντίστοιχη με τη χρήση του παραθύρου Bartlett ενώ ο ρυθμός μείωσης είναι  $-20 \text{ dB}$  ανά οκτάβα (καλύτερος από το παράθυρο Bartlett).



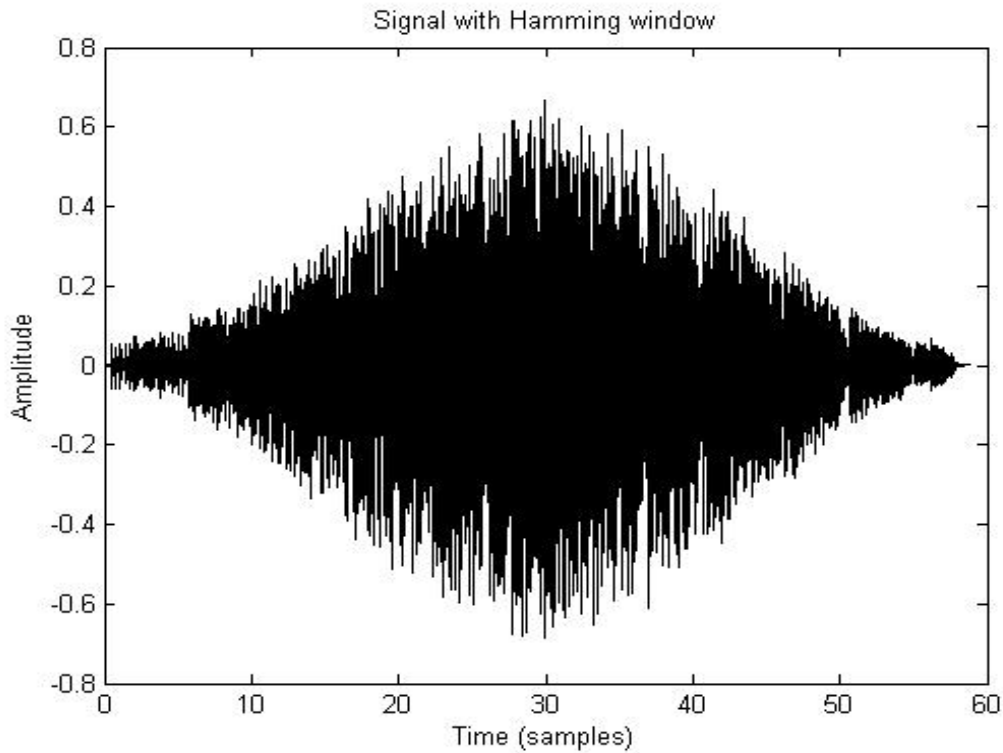
Σχήμα 21. Επίδραση παραθύρου Hanning στο αρχικό σήμα



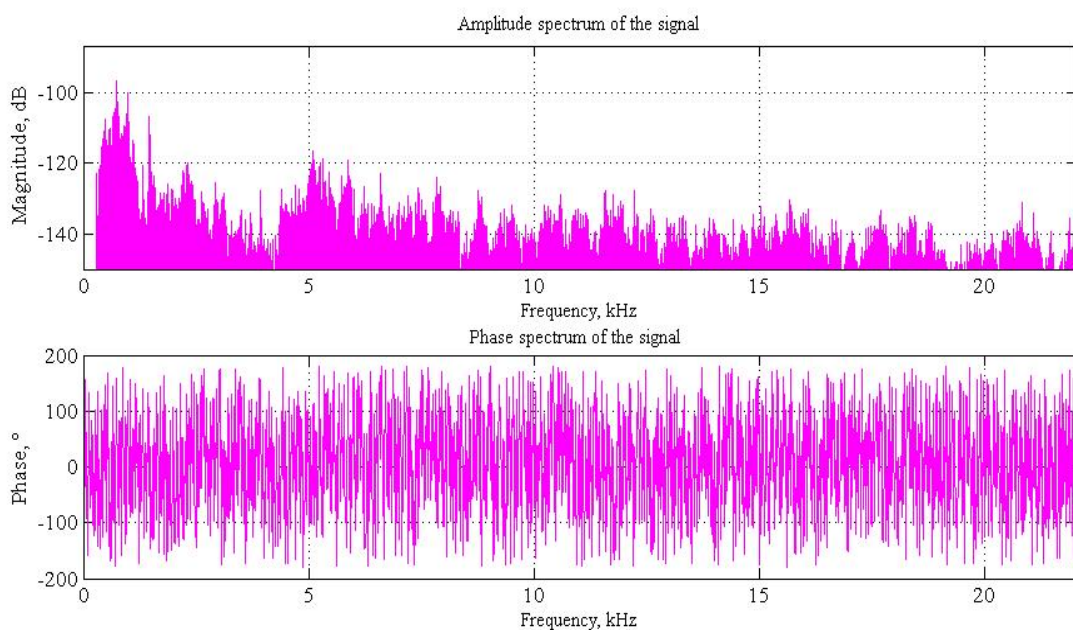
Σχήμα 22. Φάσμα πλάτους και φάσμα φάσης του σήματος με παράθυρο Hanning

### 3.2.4 Επίπτωση του παραθύρου Hamming στο μουσικό σήμα.

Στο Σχήμα 23 απεικονίζεται η επίδραση του παραθύρου Hamming με το μουσικό σήμα, όπου παρατηρείται μείωση του ύψους των πλευρικών. Η στάθμη του υψηλότερου πλευρικού λοβού είναι  $-0.7\text{ dB}$  (λίγο καλύτερη από το παράθυρο Hanning) και ο ρυθμός μείωσης  $-6\text{ dB}$  ανά οκτάβα (ίδιος με το ορθογωνικό παράθυρο).



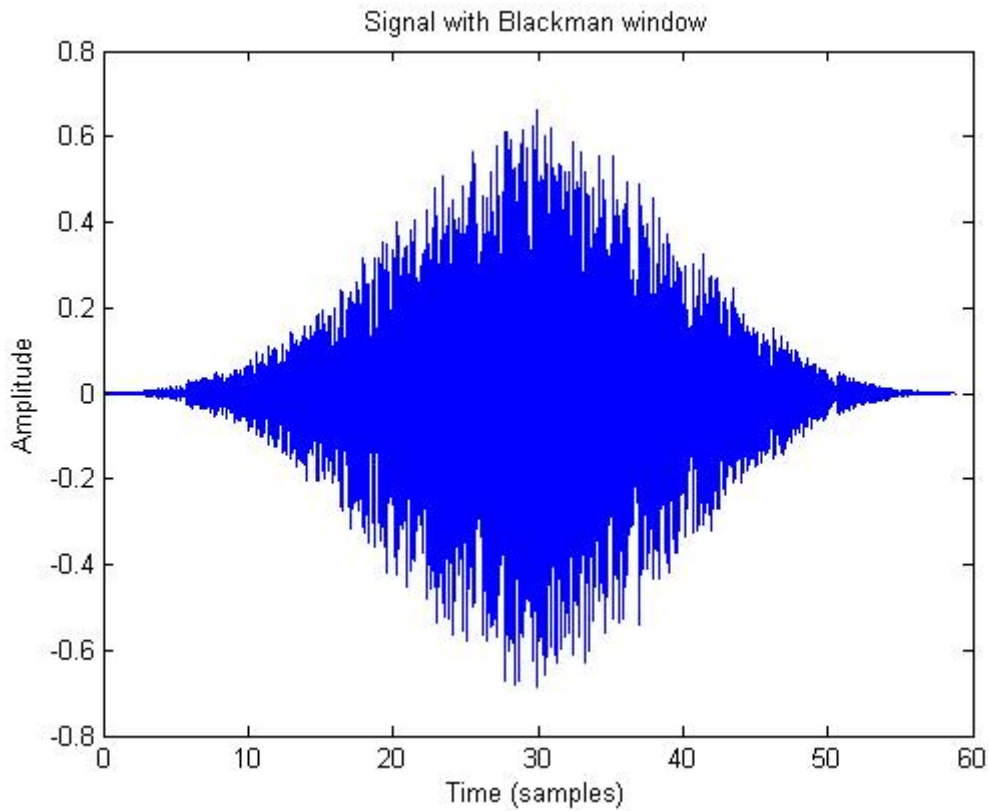
Σχήμα 23. Επίδραση παραθύρου Hamming στο αρχικό σήμα



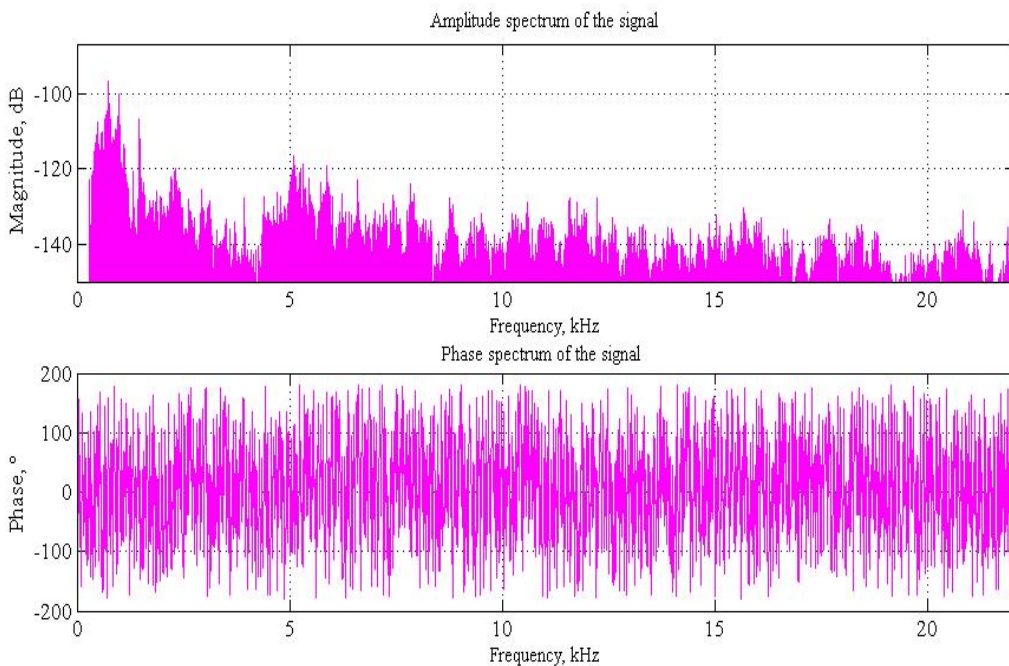
Σχήμα 24. Φάσμα πλάτους και φάσης του σήματος με την χρήση παραθύρου Hamming

### 3.2.5 Επίπτωση του παραθύρου Blackman στο μουσικό σήμα.

Στο Σχήμα 25 απεικονίζεται η επίδραση του παραθύρου Blackman και στο Σχήμα 26 με χρώμα magenta αναπαρίστανται το φάσμα πλάτους και το φάσμα φάσης.



Σχήμα 25. Επίδραση παραθύρου Blackman στο αρχικό σήμα



Σχήμα 26. Φάσμα πλάτους και φάσης του σήματος με την χρήση παραθύρου Blackman

Επιχειρώντας μια σύγκριση των επιδράσεων των παραθύρων μπορούμε να παρατηρήσουμε τα εξής:

- Η χρήση του ορθογωνικού παραθύρου δεν επέφερε κάποια ουσιώδη αλλαγή, κάτι αναμενόμενο διότι το μουσικό σήμα έχει περιορισμένο πλήθος  $L$  τιμών αλλά και λόγω έλλειψης στενού κύριου λοβού και χαμηλές στάθμες πλευρικών λοβών.
- Η χρήση του παραθύρου Bartlett είχε σαν αποτέλεσμα την δημιουργία σήματος τριγωνικής μορφής και μηδενικών τιμών στην αρχή και το τέλος του σήματος. Επίσης παρατηρήθηκαν μειώσεις στις πλευρικές.
- Η χρήση του παραθύρου Hanning είχε σαν αποτέλεσμα την περαιτέρω μείωση των πλευρικών, πράγμα λογικό αφού είναι το αποτέλεσμα της υπέρθεσης των πυρήνων τριών ορθογωνικών παραθύρων που έχουν ολισθήσει ώστε οι πλευρικοί λοβοί να αλληλοαναιρούνται. Το πλάτος των κεντρικών έχει σχεδόν την ίδια μορφή με την αντίστοιχη του παραθύρου Bartlett.
- Η χρήση του παραθύρου Hamming δεν απέδωσε καλύτερα αποτελέσματα από την αντίστοιχη του παραθύρου Hanning ειδικότερα στις πλευρικές παρόλο που αποτελεί παραλλαγή αυτού του παραθύρου για περαιτέρω μείωση του ύψους των πλευρικών.
- Η χρήση του παραθύρου Blackman είχε την καλύτερη επίδραση από όλα τα παράθυρα που χρησιμοποιήθηκαν. Αυτό οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι αποτελεί παραλλαγή του παραθύρου Hanning για περαιτέρω μείωση του ύψους των πλευρικών που προκύπτει ως το αποτέλεσμα της υπέρθεσης των πυρήνων πέντε ορθογωνικών παραθύρων που έχουν ολισθήσει ώστε οι πλευρικοί λοβοί να αλληλοαναιρούνται. Επίσης το παράθυρο Blackman, έχει ελαφρώς πιο ευρείς κεντρικούς λοβούς και λιγότερες πλευρικές σε σύγκριση με τα παράθυρα Hamming και Hanning.

Αποτελεί σημαντική παρατήρηση το γεγονός ότι για να ελαχιστοποιηθούν οι επιπτώσεις του DTFT ενός παραθύρου  $W(\varphi)$  πρέπει αυτό να έχει στενό κύριο λοβό και χαμηλές στάθμες πλευρικών λοβών. Συνεπώς, το υπό εξέταση μουσικό σήμα δεν αποτελεί το πιο αντιπροσωπευτικό παράδειγμα για την ορθότερη μελέτη των παραθύρων σε σχέση με άλλα σήματα όπως το ημιτονοειδές που εξετάσαμε στην προηγούμενη ενότητα. Παρόλα αυτά λόγω της σημαντικής πληροφορίας από την ανάλυση του φάσματος σε μουσικά σήματα παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον η μελέτη των συχνοτήτων και η επίδραση των παραθύρων στην ακουστικότητα.

Συνήθως, ενδιαφερόμαστε τόσο για τον υψηλότερο εκ των πλευρικών λοβών όσο και για το ρυθμό μείωσής τους (drop-off rate). Παρατηρήσαμε ότι η χρήση μερικών παραθύρων συμβάλλει σημαντικά στην εξασθένιση των πλευρικών λοβών και στην διεύρυνση των κεντρικών λοβών. Δηλαδή, από τη μελέτη μας φαίνεται καθαρά ότι μειώθηκε το ύψος των πλευρικών αποτελέσματα ενώ παράλληλα αυξήθηκε το εύρος του κάθε λοβού. Επίσης, η στάθμη του υψηλότερου λοβού μειώθηκε περίπου στην τιμή  $0.58 \text{ dB}$  αντί για  $0.81 \text{ dB}$  που είχαμε στο αρχικό σήμα. Γενικότερα, οι φασματικές αναλύσεις μας δίνουν χρήσιμες πληροφορίες για το συχνοτικό περιεχόμενο του μουσικού σήματος. Παρατηρούμε ότι οι μεγαλύτερες (αρνητικές) τιμές της πλάτους εμφανίζονται για χαμηλές συχνότητες  $0 - 4 \text{ KHz}$  (π.χ.,  $|X(e^{j\omega})| = -92 \text{ dB}$  για  $f = 1 \text{ KHz}$ ). Επίσης, είναι δυνατή η φασματική ανάλυση του σήματος από όπου παρατηρούμε ότι η φάση  $-178^\circ \leq \theta \leq 178^\circ$ . Σημειώνεται ότι με τη μέθοδο παραθύρου δεν είναι δυνατό να ελεγχτεί ανεξάρτητα η ζώνη διέλευσης από τη ζώνη αποκοπής και η κυμάτωση δεν είναι ομοιόμορφη.

### 3.2.6 Επίπτωση των ψηφιακών (υψηλοπερατών φίλτρων)

Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε την επίδραση υψηλοπερατών ψηφιακών φίλτρων στο αναλογικό μουσικό σήμα. Πιο συγκεκριμένα θα μελετηθούν αρχικά οι έξοδοί τους και στη συνέχεια θα παρατηρηθεί η φασματική ανάλυσή τους. Η απόκριση συχνότητας  $H(e^{j\omega})$  ενός Γραμμικού Αμετάβλητου Κατά τη Μετατόπιση (ΓΑΚΜ) συστήματος, οδηγεί στην μορφοποίηση της εισόδου  $X(e^{j\omega})$  στο πεδίο της συχνότητας, παρέχοντας την έξοδο  $Y(e^{j\omega})$  βάσει της σχέσης [X]:

$$Y(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega}) X(e^{j\omega})$$

Συνεπώς, κάθε ΓΑΚΜ σύστημα μπορεί να θεωρηθεί ως φίλτρο μορφοποίησης (επιλογής) συχνοτήτων. Οι όροι ΓΑΚΜ σύστημα και φίλτρο, χρησιμοποιούνται εναλλακτικά. Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου στο πεδίο της συχνότητας εξαρτώνται από την θέση των μηδενικών και των πόλων της συνάρτησης μεταφοράς που καθορίζονται από τους συντελεστές της εξίσωσης διαφορών που περιγράφουν το σύστημα [X]. Για τη μελέτη της επίδρασης των ψηφιακών φίλτρων επιλέχθηκαν τρία φίλτρα. Ένα Butterworth και ένα Chebyshev τύπου II.

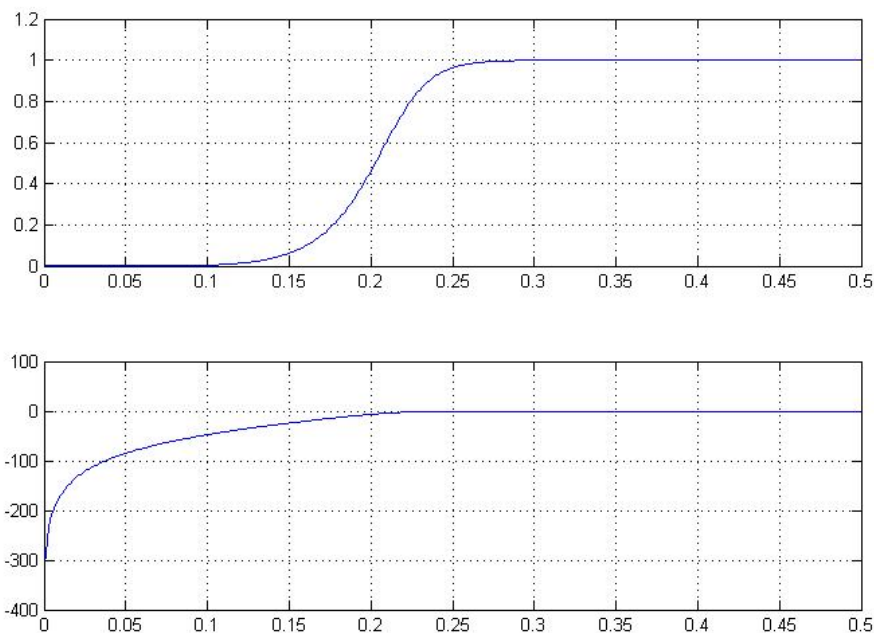
#### Υψηλοπερατό φίλτρο Butterworth

Αρχικά, το υψηλοπερατό φίλτρο Butterworth που θα χρησιμοποιήσουμε έχει κυμάτωση διέλευσης  $R_p = 50 \text{ dB}$  και κυμάτωση απόσβεσης (τουλάχιστον)  $R_s = 85 \text{ dB}$  δεδομένου ότι το

μέγιστο πλάτος του σήματος είναι  $82.6467dB$  (ενότητα 3.2). Με βάση αυτά τα χαρακτηριστικά και με τη βοήθεια του λογισμικού MATLAB βρέθηκε η τάξη του φίλτρου  $N = 6$ , και η φυσική συχνότητα  $\omega_n = 0.4331 rad/s$ . Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου είναι:

$$\frac{0.05354 s^6 - 0.3212 s^5 + 0.8031 s^4 - 1.071 s^3 + 0.8031 s^2 - 0.3212 s + 0.05354}{s^6 - 0.7942 s^5 + 1.013 s^4 - 0.4089 s^3 + 0.1777 s^2 - 0.02923 s + 0.003092}$$

Στο Σχήμα 27, φαίνεται η φασματική ανάλυση του φίλτρου και στο Σχήμα 28 η φασματική ανάλυση σε απόλυτες τιμές και σε τιμές ενίσχυσης dB ως το αποτέλεσμα του φιλτραρίσματος του αρχικού αναλογικού σήματος με το φίλτρο Butterworth.



Σχήμα 27. Φασματική ανάλυση του υψηλοπερατού φίλτρου Butterworth

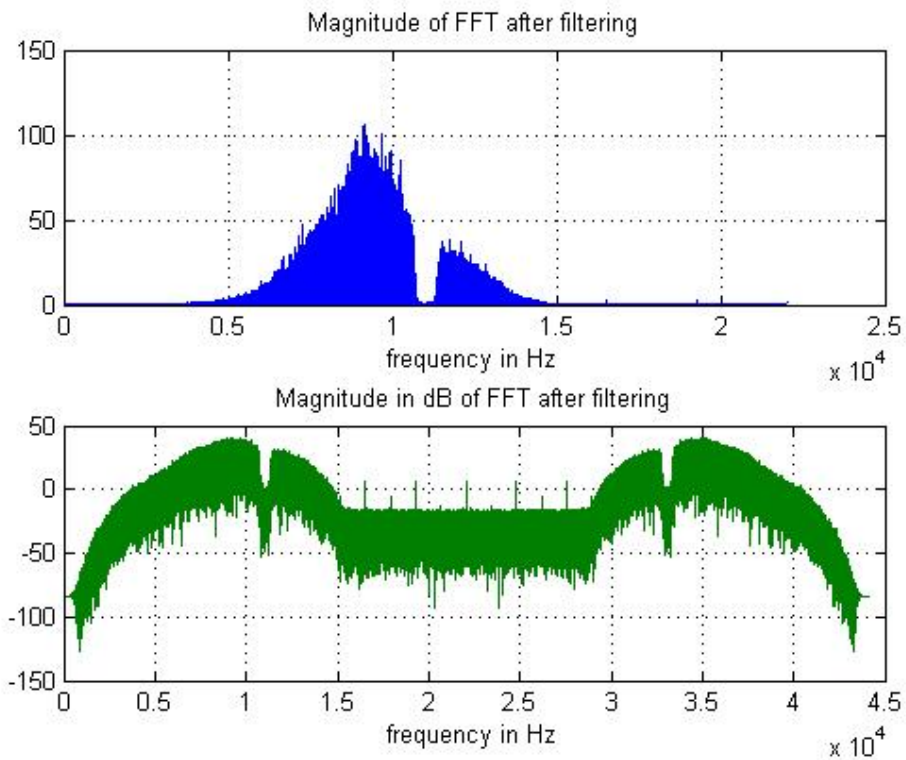
### Υψηλοπερατό φίλτρο Chebyshev τύπου II

Το υψηλοπερατό φίλτρο Chebyshev τύπου II που θα χρησιμοποιήσουμε έχει επίσης κυμάτωση διέλευσης  $R_p = 50dB$  και κυμάτωση απόσβεσης (τουλάχιστον)  $R_s = 85dB$ . Με βάση αυτά τα χαρακτηριστικά και με τη βοήθεια του λογισμικού MATLAB βρέθηκε η τάξη του φίλτρου  $N_c = 4$ , και η φυσική συχνότητα  $\omega_n = 0.1 rad/s$ . Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου είναι:

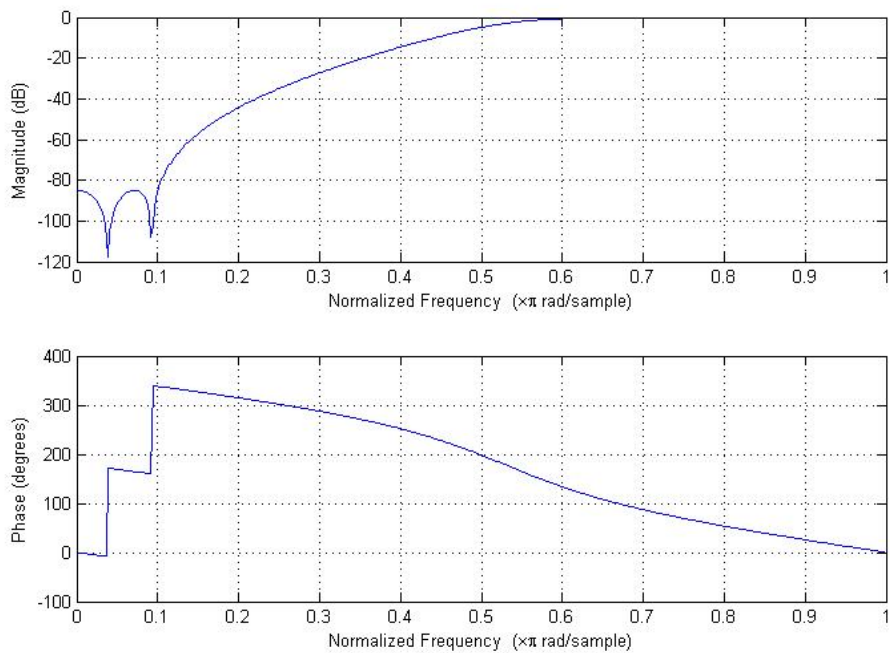
$$\frac{0.08136 s^4 - 0.3174 s^3 + 0.4723 s^2 - 0.3174 s + 0.08136}{s^4 + 0.2103 s^3 + 0.5041 s^2 + 0.04296 s + 0.01895}$$

Στο Σχήμα 29, φαίνεται η φασματική ανάλυση του φίλτρου και στο Σχήμα 30 η φασματική

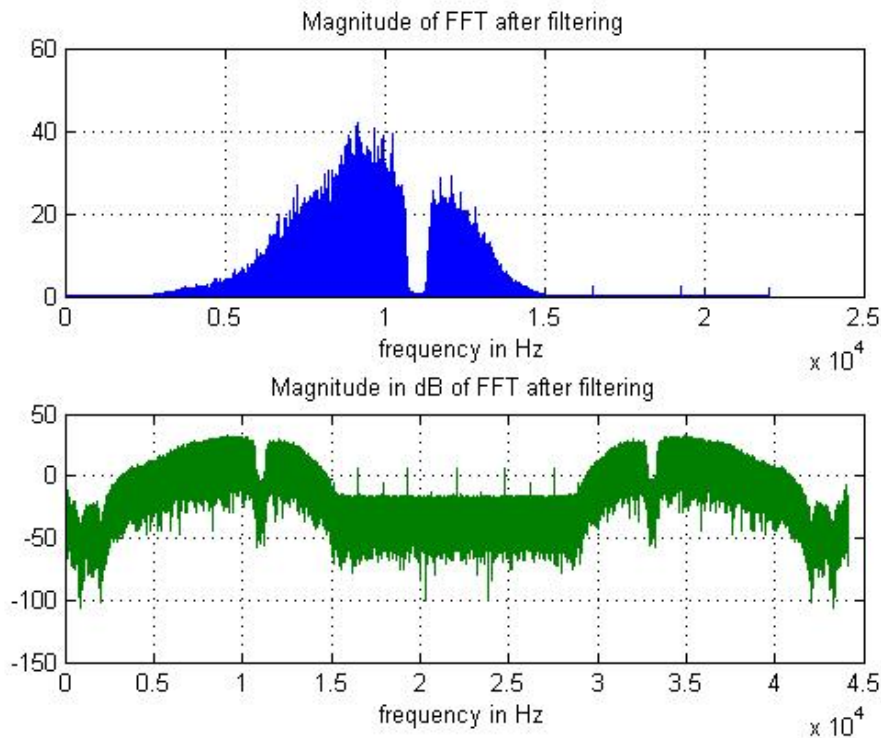
ανάλυση σε απόλυτες τιμές και σε τιμές ενίσχυσης dB ως το αποτέλεσμα του φιλτραρίσματος του αρχικού αναλογικού σήματος με το φίλτρο Chebyshev τύπου II.



Σχήμα 28. Φασματική ανάλυση του φιλτραρισμένου σήματος με Butterworth



Σχήμα 29. Φασματική ανάλυση του υψηλοπερατού φίλτρου Chebyshev II



Σχήμα 30. Φασματική ανάλυση του φιλτραρισμένου σήματος με Chebyshev-II

### Ανάλυση αποτελεσμάτων

Από την απόλυτη κλίμακα είναι εμφανές ότι τα φίλτρα Butterworth και Chebyshev τύπου II δεν παρουσιάζουν καθόλου κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης. Θεωρητικά, το συχνοτικό φάσμα διέλευσης φίλτρων είναι από  $0 - 11450 \text{ Hz}$  και  $35000 - 44100 \text{ Hz}$ , όπως φαίνεται και από τα Σχήματα 15 και 16. Με τη χρήση του υψηλοπερατού φίλτρου Butterworth, το πραγματικό φάσμα διέλευσης είναι από  $4000 - 11450$  και  $12450 - 14000 \text{ Hz}$ , ενώ με τη χρήση του υψηλοπερατού φίλτρου Chebyshev τύπου II, το πραγματικό φάσμα διέλευσης είναι από  $4000 - 11450$  και  $12450 - 15000 \text{ Hz}$ .

Από το Σχήμα 28 φαίνεται καθαρά ότι η απόκριση πλάτους του φίλτρου Butterworth δεν παρουσιάζει κυματώσεις ούτε στη ζώνη διέλευσης ούτε στη ζώνη αποκοπής. Στη συχνότητα αποκοπής το μέτρο της απόκρισης πλάτους είναι ίσο με  $0.5$ , δηλαδή η απόσβεση είναι  $3 \text{ dB}$ . Επιπλέον, το φίλτρο Butterworth στις συχνότητες διέλευσης και αποκοπής έχει πιο ομαλή συμπεριφορά σε σχέση με το φίλτρο Chebyshev και αυτό φαίνεται καθαρά από την δεξιά και αριστερή πλευρά της φασματικής ανάλυσης στο Σχήμα 28 και στο Σχήμα 30. Επιπλέον, το φίλτρο Chebyshev-II είναι μονοτονικό στη ζώνη διέλευσης και ισοκυματικό στη ζώνη αποκοπής (δηλαδή παρουσιάζουν κυμάτωση/μηδενισμούς). Στο Σχήμα 30 φαίνεται καθαρά η μείωση του μέτρου. Επίσης αποδεικνύεται ότι τα φίλτρα Chebyshev μπορούν να ικανοποιήσουν τις ίδιες προδιαγραφές με χαμηλότερη τάξη από τα φίλτρα Butterworth. Στην πράξη όπως παρατηρήσαμε, το φίλτρο Chebyshev-II είναι δυο τάξεις χαμηλότερο από το φίλτρο Butterworth.



Στο φίλτρο Butterworth η κανονικοποίηση σύμφωνα με το Σχήμα 27 γίνεται στην τιμή 0,28 και μετά τα 4.000 Hz «περνάει» το σήμα σύμφωνα με το Σχήμα 27. Στο φίλτρο Chebyshev-II η κανονικοποίηση γίνεται στα 0,35 σύμφωνα με το Σχήμα 29 και επίσης μετά τα 4.000 Hz «περνάει» το σήμα. Καθένα από τα ψηφιακά φίλτρα παρουσιάζει πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα ως προς τη φασματική ανάλυση με το Butterworth να εμφανίζεται πιο ρεαλιστικό καθώς είναι πιο κοντά στο θεωρητικό συχνοτικό φάσμα διέλευσης φίλτρων (11025)

## ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Συμπερασματικά μπορούμε να αναφέρουμε ότι τόσο η χρήση παραθύρων όσο και η χρήση ψηφιακών φίλτρων βοηθούν σε πολύ μεγάλο βαθμό στην φασματική ανάλυση ενός μουσικού αποσπάσματος. Είδαμε ότι τα παράθυρα και ειδικότερα το παράθυρο Blackman μπορούν να χρησιμοποιηθούν από τους ειδικούς που ασχολούνται με την επεξεργασία μουσικών κομματιών (π.χ., παραγωγοί, καλλιτέχνες) για να αναλύσουν το φάσμα συχνοτήτων και να βελτιώσουν την απόδοση του μουσικών κομματιών. Παράλληλα η χρήση ψηφιακών φίλτρων μέσω της φασματικής-συχνοτικής ανάλυσης βοηθά σε αρκετά μεγάλο βαθμό στην εξουδετέρωση περιττών συχνοτήτων και στην δημιουργία ενός νέου μουσικού σήματος που έχει άριστα ποιοτικά χαρακτηριστικά.

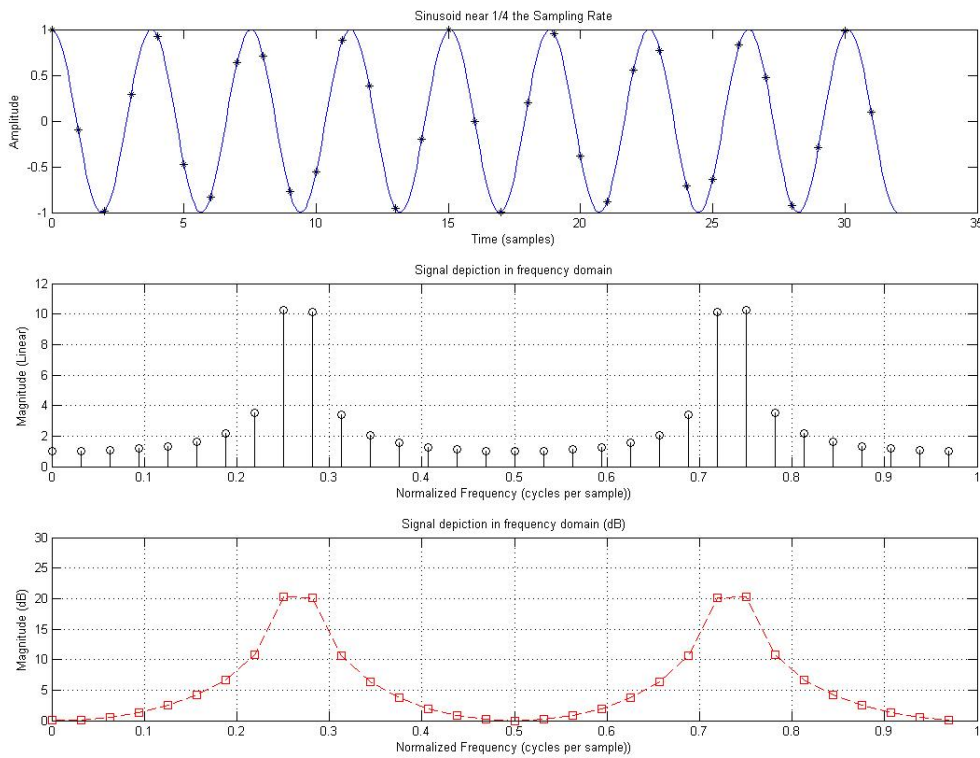
Γενικότερα η επιστήμη της επεξεργασίας μουσικών ασμάτων έχει αναπτυχθεί τα τελευταία χρόνια σε πολύ μεγάλο βαθμό χάρη στη συμβολή της επιστήμης της Ψ.Ε.Σ. καθώς οι μουσικοί παραγωγοί αλλά και οι καλλιτέχνες έχουν στα χέρια τους μια πληθώρα χρήσιμων και εξειδικευμένων εργαλείων (εκτός του λογισμικού που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία) ικανά να ενσωματώσουν το υπόβαθρο, τη μεθοδολογία και τις τεχνικές αυτής της επιστήμης. Η φασματική ανάλυση, όπως είδαμε, αποτελεί ένα θεμελιώδες κομμάτι αυτής της επιστήμης και η μουσική βιομηχανία έχει επωφεληθεί σημαντικά τον τελευταίο καιρό.

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία μελετήθηκε ένα κομμάτι της φασματικής ανάλυσης και μπορούμε να επεκτείνουμε την ανάλυσή μας μελετώντας για παράδειγμα την επίπτωση και άλλων φίλτρων (π.χ., FIR). Επιπλέον, η φασματική ανάλυση του μουσικού αποσπάσματος είναι δυνατόν να πραγματοποιηθεί και με χαμηλοπερατά ή ζωνοπερατά ψηφιακά φίλτρα. Λαμβάνοντας υπόψη και τις επιπλέον αναρίθμητες δυνατότητες που προσφέρει το λογισμικό MATLAB η φασματική ανάλυση αποδεικνύεται μια άκρως ενδιαφέρουσα προσέγγιση με πολλές προοπτικές και διαφορετικές πτυχές.

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

### A.1 Επέκταση του παραδείγματος της ενότητας 2.2

Στην περίπτωση που η συχνότητα είναι διαφορετική και ίση με  $f = 0.25 + 0.5/32 = 0.2656\text{Hz}$  οι αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις απεικονίζονται στο Σχήμα A1. Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των δύο περιπτώσεων βλέπουμε σημαντική διαφορά στο διάγραμμα πλάτους του φάσματος του δευτέρου παραδείγματος λόγω της έντονης φασματικής διαρροής. Η φασματική διαρροή όμως δεν ήταν εμφανής στην περίπτωση του σήματος του πρώτου παραδείγματος.



Σχήμα A1. Αναπαράσταση ημιτονοειδούς σήματος με συχνότητα  $f = 0.2656\text{ Hz}$

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. Α. Χ. Ιωσηφίδης. *Σημειώσεις Θεωρίας του μαθήματος Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος*, Τμήμα Ηλεκτρονικής, ΑΤΕΙΘ, 2011
2. Α. Χ. Ιωσηφίδης. *Σημειώσεις Εργαστηρίου του μαθήματος Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος*, Τμήμα Ηλεκτρονικής, ΑΤΕΙΘ, 2012
3. N. Majumdar, S. Banerjee. *MATLAB Graphics and Data Visualization*, Birmingham, Packt Publishing, 2012.
4. J. Proakis and D. Manolakis. *Ψηφιακή Ανάλυση Σήματος*. Στέλλα Παρίκου & ΣΙΑ ΟΕ. 2010
5. G. Heinzel, A. Rudiger, R. Schilling. *Spectrum and spectral density estimation by the Discrete Fourier transform (DFT), including a comprehensive list of window functions and some new flat-top windows*. Germany, Hannover, Max-Planck-Institut für Gravitationsphysik, 2002.
6. Σ.Μ. Πανάς. *Ψηφιακή επεξεργασία σημάτων*. University Studio Press A.E. 1987
7. <http://www.mathworks.com>
8. V.K. Ingle and J.G. Proakis. *Digital Signal Processing Using MATLAB® - 3rd Edition*. Cengage Learning Engineering. 2010
9. M. H. Hayes. *Ψηφιακή επεξεργασία σήματος*. Α. Τζιόλα & Υιοί Ο.Ε. 2000
10. E.C. Ifeachor and B.W. Jervis, *Digital Signal Processing: A Practical Approach*. Second Edition, Pearson Education Limited, 2002.
11. P.A. Lynn and W. Fuerst, *Introductory Digital Signal Processing With Computer Applications*, J. Wiley and Sons Ltd, 1989.
12. A.V.Oppenheim and A.S.Willsky, *Signals & Systems*, Second Edition, Prentice–Hall, 1997.
13. M. Lagrange, R. Badeau, B. David, N. Bertin, J. Echeveste, O. Derrien, S. Marchand and, L. Daudet. *The DESAM Toolbox: Spectral Analysis of musical audio*. Proc. of the 13th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10), Graz, Austria, September 6-10, 2010
14. M. T., Hunter, A. G. Kourtellis, C. D. Ziomek and W. B. Mikhael. *Fundamentals of Modern Spectral Analysis*. Proc. Of the Advanced Technologies for Communication (ACT). 2010. pp. 17-21.
15. S.K.Mitra, *Digital Signal Processing: A computer–Based Approach*, Second Edition, McGraw Hill, 2001.
16. M. Hunter, *Efficient FFT-based spectral analysis using polynomial-based filters for next generation test systems*. In Autotestcon, 2007, IEEE, pp. 677 –686.