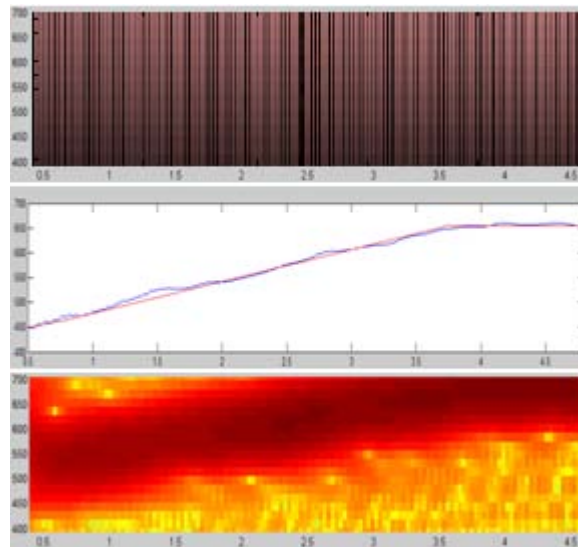




ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΔΠΜΣ «ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ»

**«Σύγκριση μεθόδων εκτίμησης μεταβαλλόμενης ταχύτητας
περιστροφής από μέτρηση κραδασμών»**



Κωνσταντίνος Ροδόπουλος

Επιβλέπων καθηγητής: Ι. Αντωνιάδης

Αθήνα 2011

Εισαγωγή.....	4
Κεφάλαιο 1	5
1. Ανάλυση κυματιδίων	5
1.1 Ο μετασχηματισμός Κυματιδίου (WT).....	5
1.2 Συνεχής μετασχηματισμός κυματιδίου	8
1.2.1 Το κυματίδιο	8
1.2.2 Απαιτήσεις για τα κυματίδια.....	9
1.2.3 Ορισμός του μετασχηματισμού κυματιδίου.....	10
1.2.4 Αναγνώριση συναφών δομών	12
1.2.5 Εντοπισμός ασυνεχειών	15
1.2.6 Μιγαδικά κυματίδια: κυματίδιο Morlet	18
Κεφάλαιο 2	21
2. Συνδυασμένη ανάλυση χρόνου-συχνότητας.....	21
2.1 Σύντομος μετασχηματισμός Fourier (STFT).....	21
Κεφάλαιο 3	26
3. Μέθοδος ανίχνευσης σήματος με χρήση ιδιοτιμής.....	26
3.1 Μέθοδος Αρμονικής Αποδιαμόρφωσης Σήματος (HARD).....	26
3.2 Η μέθοδος HARD δοσμένη από μαθηματική σκοπιά.....	29
Κεφάλαιο 4	31
4. Επιλογή συναρτήσεων και ρύθμιση παραμέτρων.....	31
4.1 Έλεγχος μεγέθους παραθύρου και ποσοστού επικάλυψης (STFT)	31
4.2 Ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων (HARD).....	34
4.2.1 Έλεγχος με χρήση ημιτονοειδούς σήματος	34
4.2.2 Έλεγχος με χρήση σήματος ‘chirp’	40
4.3 Προσαρμογή της ανάλυσης κυματιδίων	42
Κεφάλαιο 5	47
5. Εφαρμογή αλγορίθμων ανάλυσης σε σήματα.....	47
5.1 Εφαρμογή αλγορίθμων ανάλυσης σε προσομοιωμένα σήματα.....	47
5.1.1 Έλεγχος μεθόδων σε ημιτονοειδές σήμα	47
5.1.2 Έλεγχος μεθόδων σε σήμα chirp	49
5.2 Εφαρμογή αλγορίθμων ανάλυσης σε πραγματικά σήματα.....	57
5.2.1 Πειραματική διάταξη	57
5.2.2 Αποτελέσματα πειράματος σταθερής συχνότητας.....	58
5.2.3 Αποτελέσματα πειράματος μη σταθερής συχνότητας	61
Παράρτημα Α.....	74
Παράρτημα Β.....	77
Παράρτημα Γ	79
Παράρτημα Δ.....	80
Βιβλιογραφία	83

Εισαγωγή

Η τιμή της στιγμιαίας ταχύτητας περιστροφής μηχανημάτων υπό χρονικά μεταβαλλόμενες ταχύτητες ή / και συνθήκες φόρτισης είναι ζωτικής σημασίας για μια μεγάλη ποικιλία από εφαρμογές μηχανικής, συμπεριλαμβανομένης της παρακολούθησης της κατάστασης των μηχανών σε πραγματικό χρόνο. Ωστόσο, η μέτρηση της ταχύτητας περιστροφής δεν είναι πάντα εφικτή, είτε λόγω των δύσκολων συνθηκών περιβάλλοντος, είτε λόγω προβλημάτων πρόσβασης στον άξονα. Στην περίπτωση αυτή, η στιγμιαία ταχύτητα περιστροφής μπορεί να ανακτηθεί έμμεσα από μετρήσεις κραδασμών. Για το λόγο αυτό, πολλές μέθοδοι έχουν αναπτυχθεί για τη στιγμιαία συχνοτική (instantaneous frequency (IF)) εκτίμηση.

Στην παρούσα εργασία γίνεται προσπάθεια να εκτιμηθεί η στιγμιαία συχνότητα του άξονα περιστροφής ενός ηλεκτροκινητήρα κάτω από διάφορες περιπτώσεις λειτουργίας. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται κατάλληλη διάταξη για την καταγραφή του μετρούμενου σήματος και την αποθήκευσή του. Στη συνέχεια το σήμα αναλύεται με διάφορους τρόπους τα αποτελέσματα των οποίων συγκρίνονται ώστε να παραχθούν συμπεράσματα χρησιμότητας των μεθόδων στην επίλυση του προβλήματος. Οι μετασχηματισμοί οι οποίοι έχουν επιλεγεί να χρησιμοποιηθούν είναι ο μετασχηματισμός κυματιδίων, ο σύντομου χρόνου μετασχηματισμός Fourier και η παραμετρική μέθοδος Hard (αρμονική αποδιαμόρφωση σήματος). Λαμβάνεται επίσης σήμα μέτρησης από επαγωγικό αισθητήριο ώστε να χρησιμοποιείται ως αναφορά και για τις τρεις μεθόδους.

Το πρώτο μέρος (Κεφάλαια 1 έως 3) περιλαμβάνει το θεωρητικό και μαθηματικό υπόβαθρο των προαναφερθέντων μεθόδων, με έμφαση στον τρόπο λειτουργίας τους καθώς και στις παραμέτρους που επηρεάζουν την αποτελεσματικότητά τους. Αρχικά στο Κεφάλαιο 1 παρουσιάζεται η μέθοδος των κυματιδίων με το κύριο βάρος να εστιάζεται στο συνεχή μετασχηματισμό κυματιδίων που είναι και ο πιο κατάλληλος για την εφαρμογή των μεταβαλλόμενων στρόφων. Στο Κεφάλαιο 2 γίνεται παρουσίαση της συνδυασμένης ανάλυσης χρόνου – συχνότητας όπου και περιγράφεται η περίπτωση του μετασχηματισμού Fourier σύντομου χρόνου. Η τελευταία μέθοδος που χρησιμοποιείται, είναι αυτή της αρμονικής αποδιαμόρφωσης σήματος (HARD) και αναλύεται στο Κεφάλαιο 3.

Το δεύτερο μέρος (Κεφάλαια 4 και 5) περιλαμβάνει τις ρυθμίσεις των παραμέτρων των μεθόδων για το πεδίο των δοκιμών που μας ενδιαφέρει και την εφαρμογή των μεθόδων σε σήματα. Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζονται οι βασικότερες παράμετροι των συναρτήσεων που χρησιμοποιούνται και μέσω ελέγχων που πραγματοποιούνται καθορίζεται ο τρόπος με τον οποίο θα επιλεγθούν κατά την εφαρμογή των μετασχηματισμών. Τέλος, στο Κεφάλαιο 5 βρίσκονται οι δοκιμές που έλαβαν χώρα σε προσομοιωμένα σήματα καθώς και σε σήματα που ελήφθησαν μέσω μετρητικής διάταξης. Τα αποτελέσματα κρίνονται και δίνονται κατευθύνσεις για μελλοντική έρευνα στα πλαίσια της εύρεσης του ρυθμού μεταβολής συχνοτήτων σε μετρούμενα χρονικά σήματα.

Κεφάλαιο 1

1. Ανάλυση κυματιδίων

Το παρόν κεφάλαιο περιέχει το θεωρητικό και μαθηματικό υπόβαθρο της ανάλυσης των κυματιδίων που απαιτείται για να γίνει η εφαρμογή της μεθόδου σε σήματα.

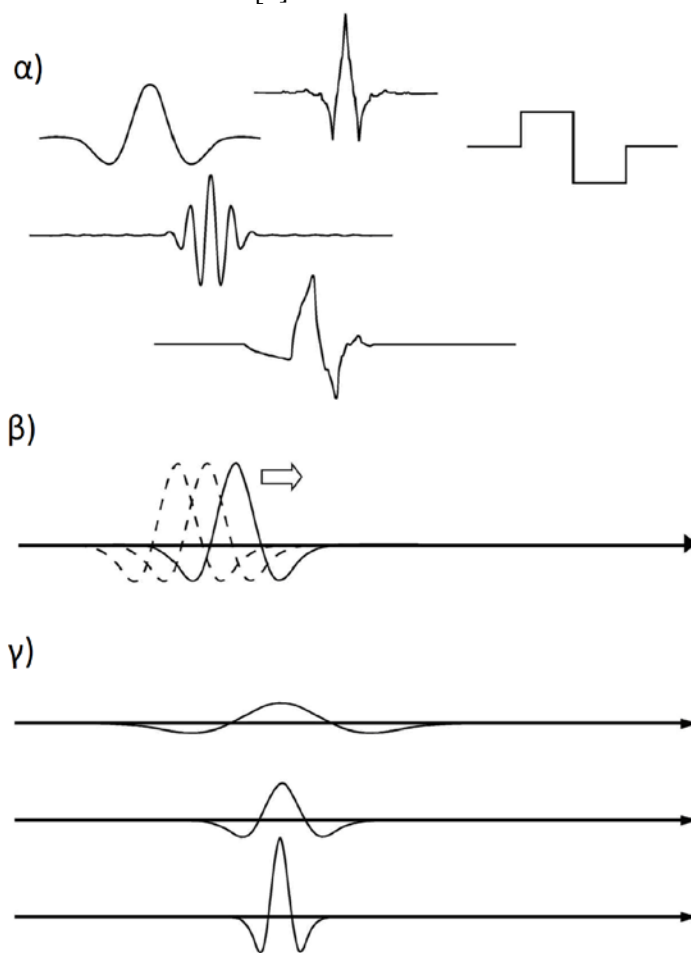
1.1 Ο μετασχηματισμός Κυματιδίου (WT)

Ο μετασχηματισμός κυματιδίου, σύντομα γράφεται ως WT από τον αγγλικό του όρο wavelet transform και είναι ιδιαίτερα χρήσιμος στην ανάλυση σημάτων που χαρακτηρίζονται ως απεριοδικά, ασυνεχή, με απότομες αλλαγές και θόρυβο. Η ικανότητά του να εξετάζει το σήμα ταυτόχρονα στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας σε αντίθεση με το μετασχηματισμό Fourier (Παράρτημα Β) είχαν ως αποτέλεσμα τη δημιουργία πολλών εξελιγμένων μεθόδων βασισμένων στα κυματίδια. Σήμερα ο WT έχει εφαρμογές σε πάρα πολλούς τομείς και βοηθάει στην ανάλυση πλείστων φυσικών φαινομένων με μεγάλη επιτυχία. Έτσι κάποια παραδείγματα αποτελούν η ανάλυση κλιματικών φαινομένων, οικονομικών μεγεθών, καρδιολογικών σημάτων, μηχανικών διατάξεων, η αποθορυβοποίηση σεισμικών και αστρονομικών σημάτων, η συμπίεση βίντεο και πολλά άλλα. Επιπλέον στην μεταλλουργία για τον έλεγχο των επιφανειών, στην οικονομία, για την ανίχνευση ιδιοτήτων στις τιμές. Τα κυματίδια έχουν τη δυνατότητα να διακρίνουν εάν το σύντομο σήμα υπάρχει, και σε θετική περίπτωση, μπορούν να το τοποθετήσουν στο χρόνο.

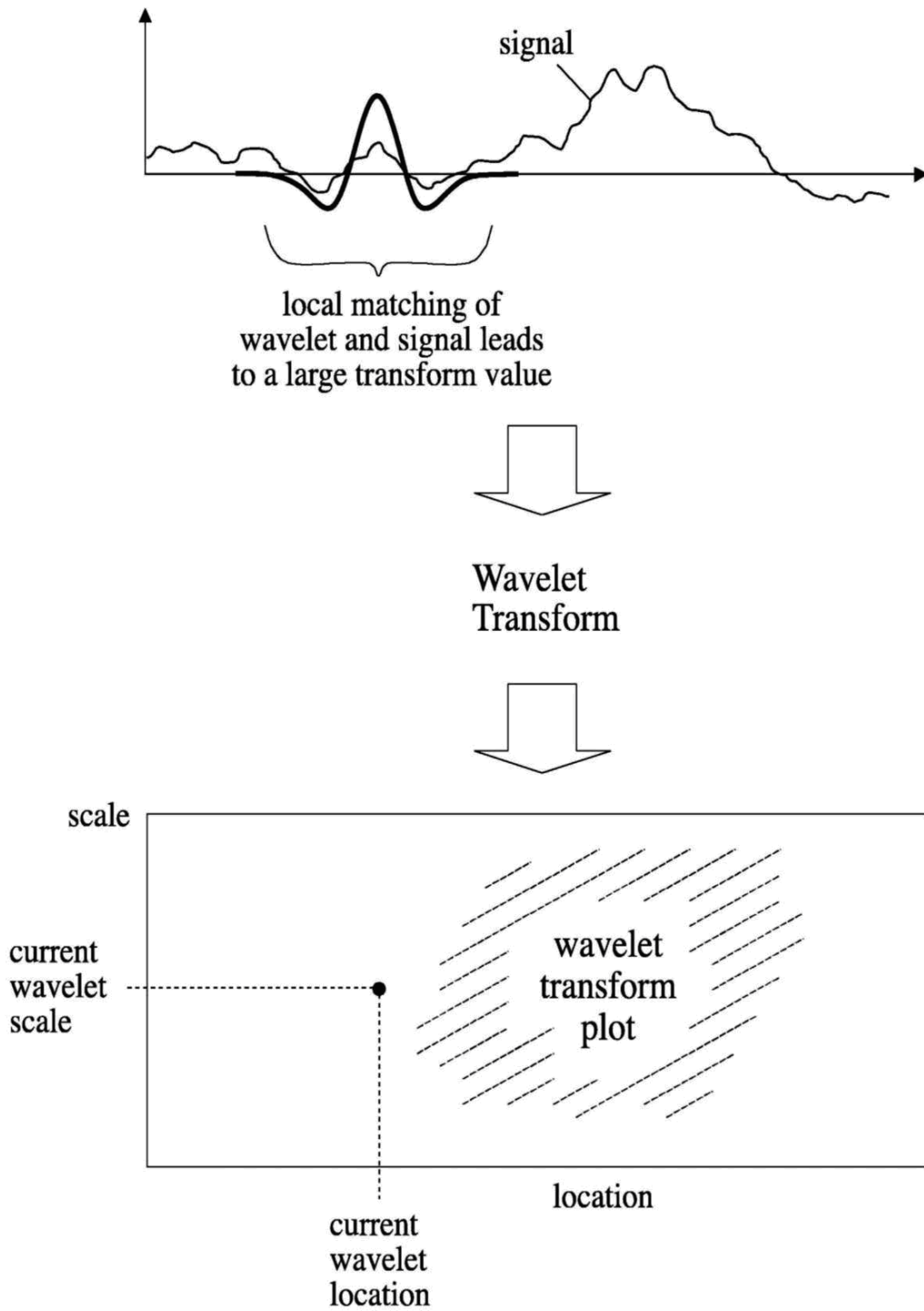
Πιο συγκεκριμένα η ανάλυση WT χρησιμοποιεί μικρές κυματοειδείς συναρτήσεις γνωστές ως κυματίδια. Το σχήμα 1.1.α δείχνει μερικά παραδείγματα κάποιων κοινών κυματιδίων που χρησιμοποιούνται στην πράξη. Τα κυματίδια μετασχηματίζουν το υπό ανάλυση σήμα με τέτοιο τρόπο ώστε να παρουσιάζει την πληροφορία με μια πιο χρήσιμη μορφή. Αυτός ο μετασχηματισμός είναι γνωστός ως μετασχηματισμός κυματιδίου (WT). Μιλώντας με μαθηματικούς όρους, ο WT αποτελεί ουσιαστικά τη συνέλιξη του κυματιδίου με το σήμα.

Ένα κυματίδιο μπορεί να μεταλλαχθεί με δύο τρόπους. Πρώτον μπορεί να μεταφερθεί σε διάφορες τοποθεσίες του σήματος (σχήμα 1.1.β) και δεύτερον μπορεί να απλωθεί ή να συμπιεστεί (σχήμα 1.1.γ). Το σχήμα 1.2 αποτελεί μια σχηματική αναπαράσταση του WT, ο οποίος βασικά υπολογίζει την τοπική ομοιότητα του κυματιδίου με το σήμα. Αν το κυματίδιο ταιριάζει αρκετά με το σχήμα του σήματος σε συγκεκριμένη κλίμακα και τοποθεσία, όπως συμβαίνει στην πρώτη απεικόνιση του σχήματος 1.2, τότε λαμβάνεται μια μεγάλη τιμή μετασχηματισμού. Αντίθετα, αν το κυματίδιο και το σήμα δε συσχετίζονται ικανοποιητικά, τότε λαμβάνεται μια χαμηλή τιμή μετασχηματισμού. Κατόπιν, η τιμή του μετασχηματισμού τοποθετείται σε ένα δυσδιάστατο πεδίο μετασχηματισμού όπως φαίνεται στη δεύτερη απεικόνιση του σχήματος 1.2 (μαύρη τελεία). Ο μετασχηματισμός υπολογίζεται σε διάφορες τοποθεσίες του σήματος και για διάφορες κλίμακες του κυματιδίου, συμπληρώνοντας έτσι το πεδίο μετασχηματισμού. Αυτό μπορεί να γίνει είτε σε συνέχεια, οπότε έχουμε συνεχή μετασχηματισμό κυματιδίου (*CWT*), είτε με διακριτά βήματα, οπότε έχουμε διακριτό μετασχηματισμό κυματιδίου (*DWT*). Σχεδιάζοντας τον WT καθίσταται ικανή η συσχέτιση του κυματιδίου και του σήματος, σε διάφορες κλίμακες και σημεία. Παρακάτω ο WT καλύπτεται και από μαθηματική σκοπιά.

Να τονιστεί ότι αν και το πεδίο των κυματιδίων παρουσιάζεται από την αρχή, δίνεται έμφαση στα σημεία που χρειάζονται για την παρακολούθηση της συγκεκριμένης εργασίας. Έτσι δίνεται βαρύτητα σε θέματα όπως ο *CWT* και ο εντοπισμός μορφολογίας των σημάτων με WT, ενώ δεν καλύπτονται θέματα όπως ο *DWT* και ο αντίστροφος μετασχηματισμός κυματιδίου. Για μια ολοκληρωμένη παρουσίαση των κυματιδίων ο αναγνώστης παραπέμπεται στη βιβλιογραφία και ειδικά στο βιβλίο του Paul Addison [1].



Σχήμα 1.1. α) Κάποια κυματίδια β) Αλλαγή τοποθεσίας γ) Αλλαγή κλίμακας.



Σχήμα 1.2. Το κυματίδιο, το σήμα και ο μετασχηματισμός.

1.2 Συνεχής μετασχηματισμός κυματιδίου

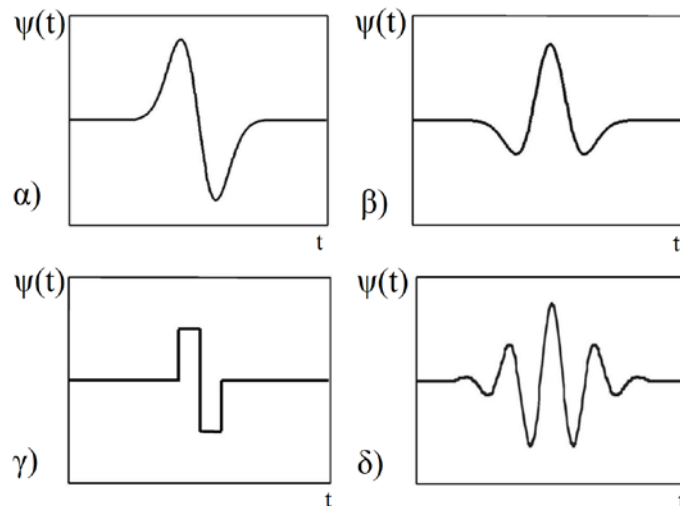
1.2.1 Το κυματίδιο

Ο WT είναι μια μέθοδος μετατροπής μιας συνάρτησης (ή ενός σήματος) σε μια άλλη μορφή η οποία είτε κάνει κάποια συγκεκριμένα χαρακτηριστικά του αρχικού σήματος πιο ευδιάκριτα προς μελέτη, είτε επιτρέπουν το αρχικό πακέτο δεδομένων να περιγραφεί πιο περιεκτικά. Για να εκτελεστεί ένας WT χρειάζεται ένα κυματίδιο το οποίο στην ουσία αποτελεί μία συνάρτηση $\psi(t)$ που ικανοποιεί συγκεκριμένα μαθηματικά κριτήρια. Όπως φαίνεται το κυματίδιο εξαρτάται από το χρόνο, όπως και τα σήματα που μετρήθηκαν για αυτή την εργασία. Παρόλα αυτά πολλές εφαρμογές των κυματιδίων έχουν ως ανεξάρτητη μεταβλητή το χώρο παρά το χρόνο.

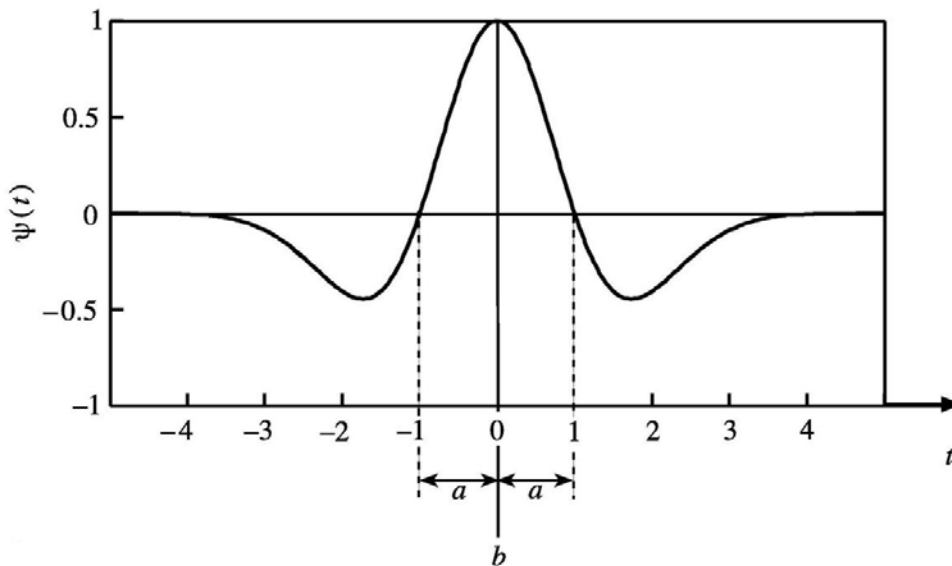
Το σχήμα 1.3 δείχνει κάποια συχνά χρησιμοποιούμενα κυματίδια. Έχουν τη μορφή μικρών κυμάτων τοποθετημένων στον άξονα του χρόνου. Στην πράξη υπάρχει ένας τεράστιος αριθμός κυματιδίων που χρησιμοποιείται στην ανάλυση των δεδομένων. Η καλύτερη επιλογή για μια συγκεκριμένη εφαρμογή εξαρτάται από τη φύση του σήματος και από τι επιδιώκεται από την ανάλυση. Το κεφάλαιο θα επικεντρωθεί σε ένα συγκεκριμένο κυματίδιο, το Mexican hat (Mh), το οποίο διευκρινίζει πολύ καθαρά αρκετές από τις ιδιότητες του CWT. Απεικόνιση του Mh φαίνεται στο σχήμα 1.4. Το Mh ορίζεται με τον παρακάτω τύπο.

$$\psi(t) = (1-t^2)e^{-t^2/2} \quad (1.1)$$

Το κυματίδιο της εξίσωσης (1.1) είναι γνωστό ως μητρικό κυματίδιο (mother wavelet). Αυτή είναι η βασική μορφή του κυματιδίου από την οποία προέρχονται διάφορες εκδόσεις του που χρησιμοποιούνται στον WT. Το κυματίδιο μεταβάλλεται όπως προαναφέρθηκε με δύο τρόπους: i) διεύρυνση ή σμίκρυνση (dilation) του κυματιδίου με την αλλαγή μιας παραμέτρου a και ii) μετασχηματισμός συντεταγμένων (translation) του κυματιδίου με την αλλαγή μιας παραμέτρου b . Παραδείγματα θα δειχθούν σε επόμενα μέρη.



Σχήμα 1.3. Διάφορα κυματίδια α) κυματίδιο Gaussian β) Mexican hat γ) Haar δ) Morlet (πραγματικό μέρος)



Σχήμα 1.4. Κυματίδιο Mexican hat, έννοια των a, b .

1.2.2 Απαιτήσεις για τα κυματίδια

Μια συνάρτηση για να θεωρείται κυματίδιο πρέπει να ικανοποιεί συγκεκριμένα μαθηματικά κριτήρια [2]. Αυτά είναι:

1. Ένα κυματίδιο πρέπει να έχει πεπερασμένη ενέργεια:

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |\psi(t)|^2 dt < +\infty \quad (1.2)$$

Όπου E είναι η ενέργεια της συνάρτησης και το σύμβολο $|\psi(t)|$ αντιπροσωπεύει το πλάτος της $\psi(t)$.

2. Αν $\psi'(f)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier της $\psi(t)$, δηλαδή:

$$\psi'(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) e^{-i(2\pi f)t} dt \quad (1.3)$$

τότε πρέπει να ισχύει η παρακάτω σχέση:

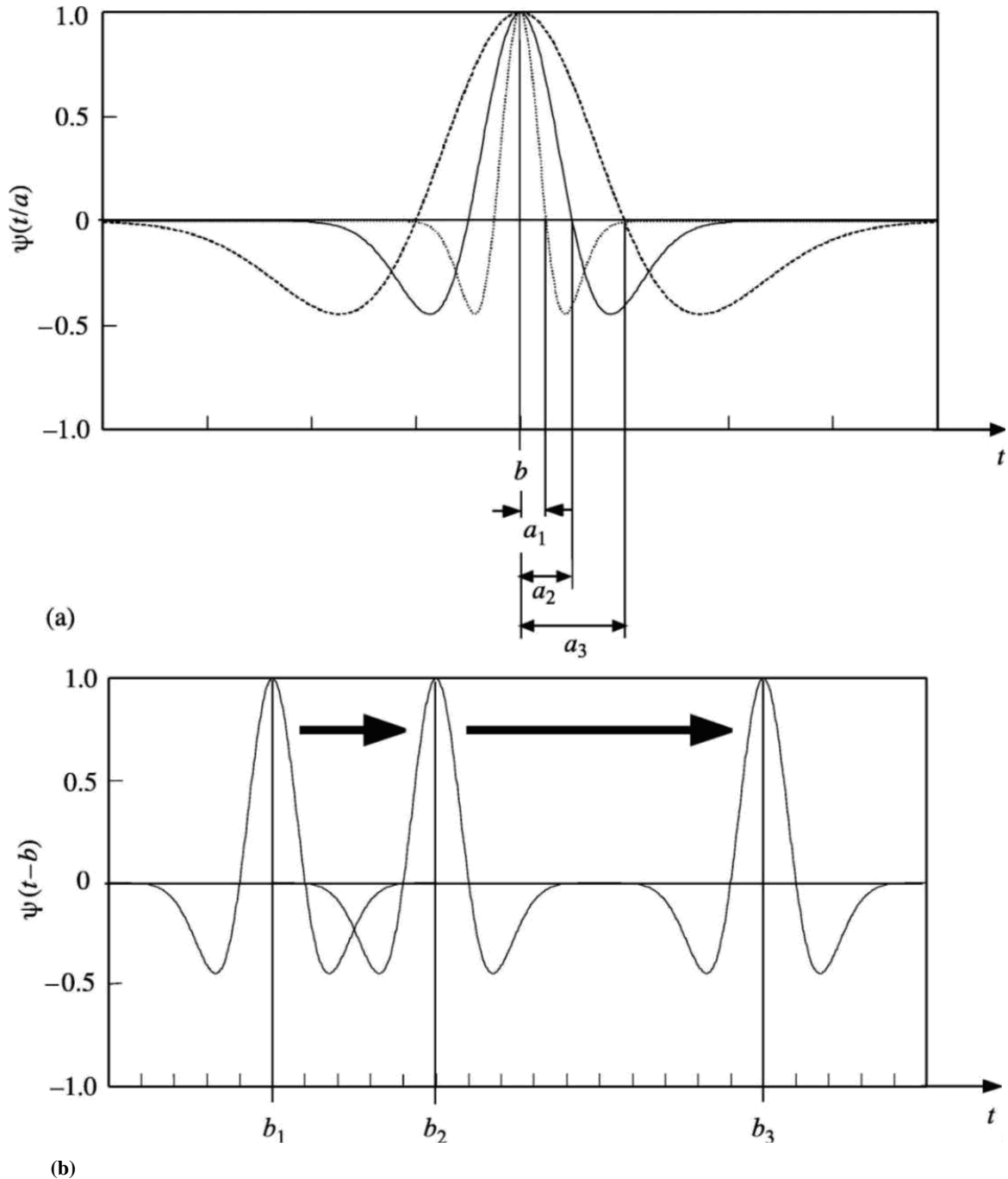
$$C_g = \int_0^{+\infty} \frac{|\psi'(f)|^2}{f} df < \infty \quad (1.4)$$

Αυτό σημαίνει ότι το κυματίδιο έχει μηδενική τιμή για συχνότητα μηδενική ($\psi'(0)=0$), ή πιο απλά ότι το κυματίδιο έχει μέση τιμή μηδέν. Η εξίσωση (1.4) είναι γνωστή ως συνθήκη παραδεκτότητας (admissibility condition) και η C_g ως σταθερά παραδεκτότητας.

3. Ένα επιπλέον κριτήριο πρέπει να ισχύει για τα μιγαδικά κυματίδια. Ο μετασχηματισμός Fourier πρέπει να είναι πραγματικός και να μην έχει αρνητικές συχνότητες [3].

1.2.3 Ορισμός του μετασχηματισμού κυματιδίου

Έστω έχει γίνει η επιλογή του κυματιδίου και έπεται η ανάλυση. Πρώτα όμως απαιτείται το κυματίδιο να είναι πιο εύκαμπτο (flexible) από το αρχικά ορισμένο μητρικό. Δύο βασικές μετατροπές είναι δυνατό να μετασχηματίσουν το κυματίδιο σε πιο επιθυμητές μορφές: η διαστολή-συστολή του (dilation) με την παράμετρο a και η μεταφορά του (translation) κατά μήκος του οριζόντιου άξονα, του χρόνου στη συγκεκριμένη περίπτωση, με την παράμετρο b . Το σχήμα 1.5 δείχνει το κυματίδιο Mexican hat για διάφορες τιμές των δύο παραμέτρων.



Σχήμα 1.5. α) Διαστολή-συστολή κυματιδίου, $a_1 = a_2/2$, $a_3 = a_2 * 2$ β) Μεταφορά κυματιδίου στο χρόνο.

Έτσι, τοποθετώντας τα a, b στην αρχική εξίσωση (1.1) οι νέες εκδόσεις του μητρικού κυματιδίου ορίζονται από τον τύπο:

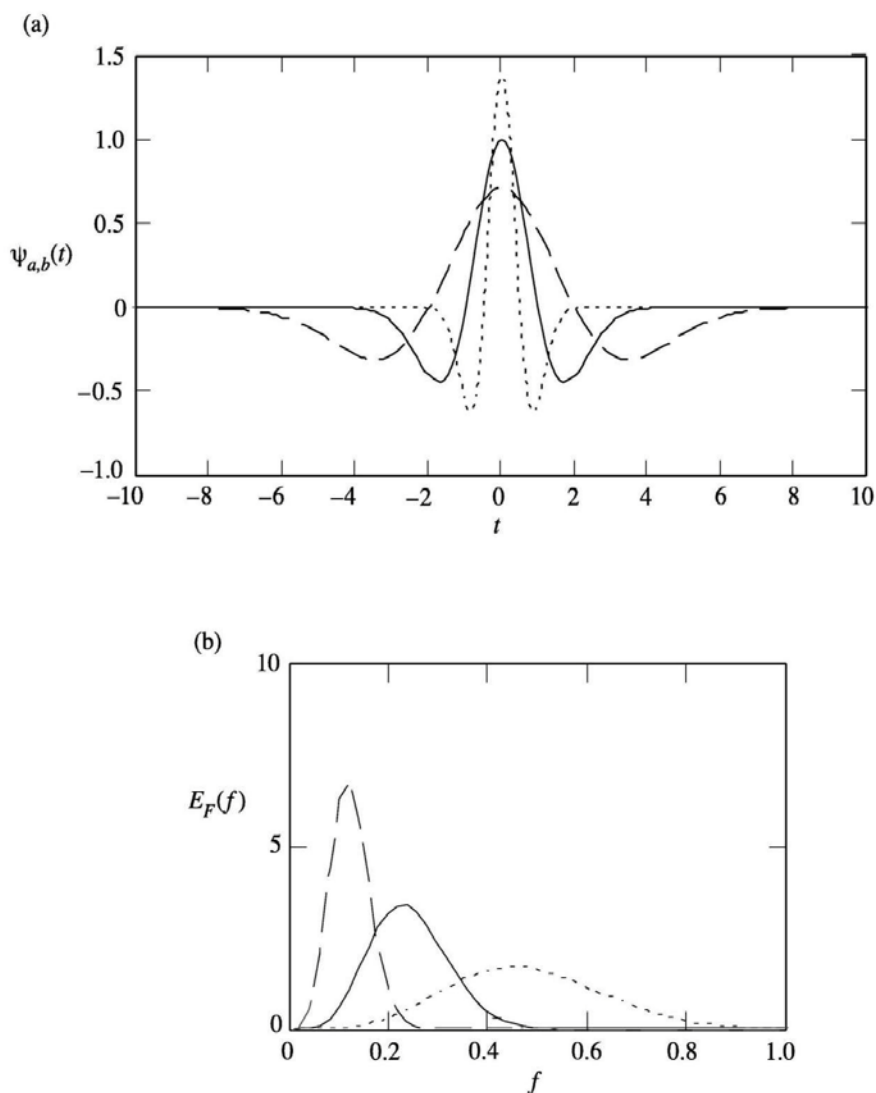
$$\psi\left(\frac{t-b}{\alpha}\right) = \left[1 - \left(\frac{t-b}{\alpha}\right)^2\right] e^{-1/2[(t-b)/\alpha]^2} \quad (1.5)$$

Το μητρικό κυματίδιο της (1.4) απλά είχε $\alpha=1$ και $b=0$. Στην (1.5) μπορούμε να αλλάξουμε τις τιμές των δύο παραμέτρων κατά βούληση. Ο τύπος του CWT ορίζεται ως εξής:

$$T(a, b) = w(\alpha) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi^*\left(\frac{t-b}{\alpha}\right) dt \quad (1.6)$$

όπου το $w(a)$ είναι μια συνάρτηση βάρους, συνήθως τίθεται ίση με $1/\sqrt{a}$ για λόγους διατήρησης της ενέργειας [1]. Από τον τύπο φαίνεται και πάλι ότι ο WT αποτελεί μία πράξη συνέλιξης [].

Ένα τελευταίο σημαντικό στοιχείο που θα τονιστεί σε αυτή την παράγραφο φαίνεται στο σχήμα 1.6 και είναι η επίδραση του a στο κυματίδιο Mh. Όσο το κυματίδιο διαστέλλεται στο χρόνο το φάσμα του περιορίζεται, μια λογική συνέπεια αφού επιμήκυνση των χρονικών περιόδων έχει ως αποτέλεσμα την μείωση των αντίστοιχων συχνοτήτων. Έτσι το a είναι αντιστρόφως ανάλογο με όλες τις χαρακτηριστικές συχνοτήτες του κυματιδίου, f_c κ.τ.λ., [1].



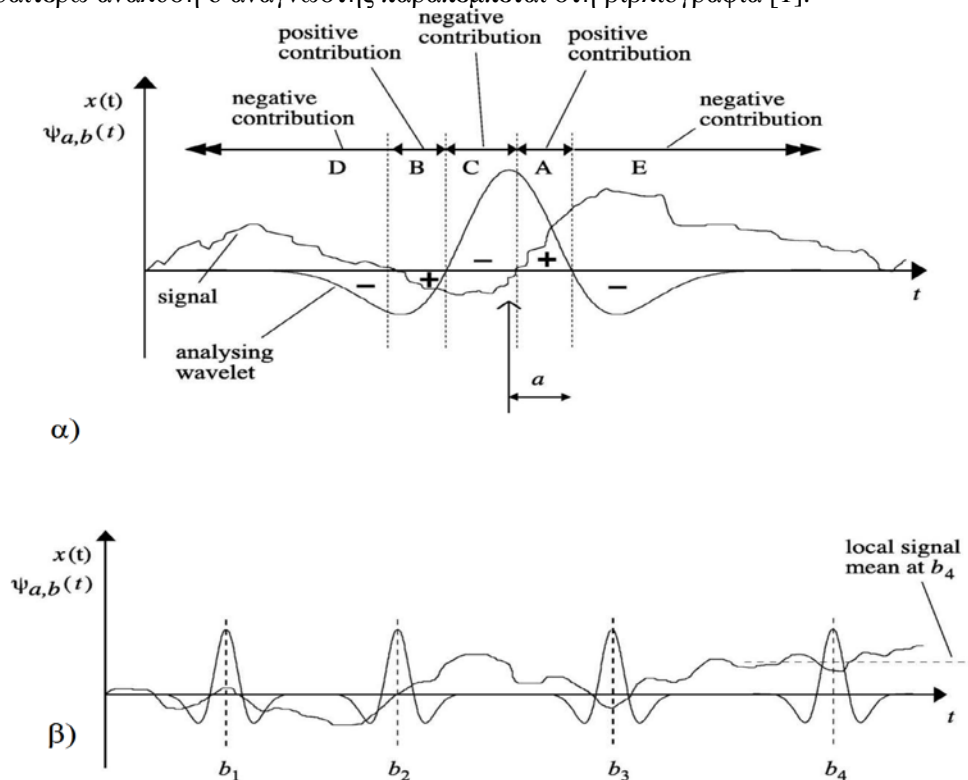
Σχήμα 1.6. α) Τρία κυματίδια Mh με $\alpha=0.5, 1.0, 2.0$ και $b=0$ β) Ενεργειακό φάσμα των τριών Mh,

1.2.4 Αναγνώριση συναφών δομών

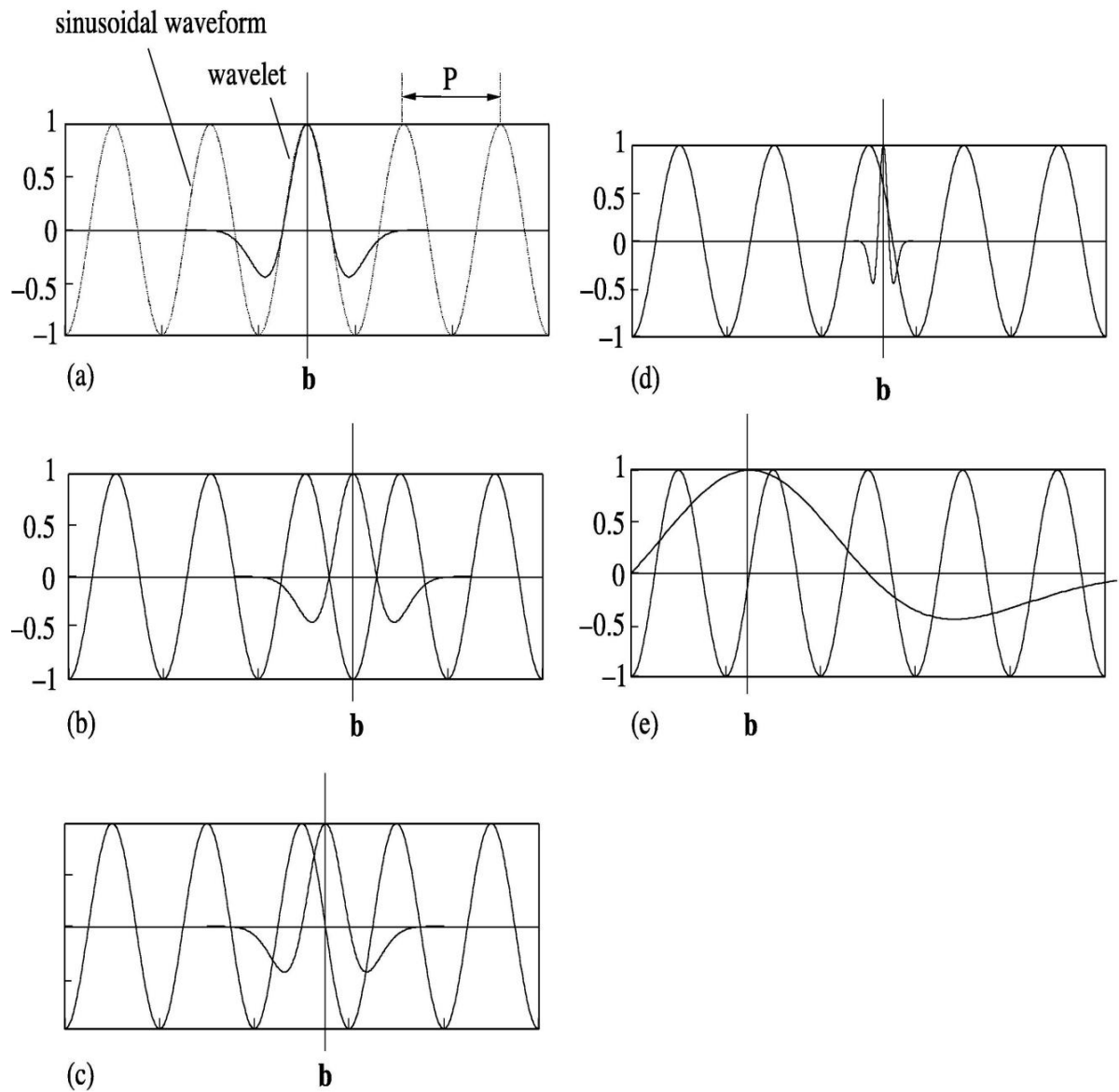
Στο σχήμα 1.7.α γίνεται προσπάθεια να εξηγηθεί οπτικά ο υπολογισμός του ολοκληρώματος (1.6). Στο σχήμα 1.7.β για συγκεκριμένη κλίμακα, συγκεκριμένο a δηλαδή, το κυματίδιο κινείται σε διαφορετικές τοποθεσίες, διάφορα b , κατά μήκος του σήματος. Μέσω αυτής της διαδικασίας ο WT εντοπίζει τις συναφείς δομές του με το σήμα σε διάφορες κλίμακες. Δηλαδή κατά μήκος του σήματος, αυξάνεται το b , υπολογίζεται η εξίσωση (1.6) για ένα μεγάλο αριθμό διάφορων a . Έτσι εντοπίζονται όλες οι συνιστώσες του σήματος από τη μεγαλύτερη ως τη μικρότερη.

Ένα απλό παράδειγμα αποτελεί και το σχήμα 1.8. Μια κοινή ημιτονοειδής κυματομορφή συγκρίνεται με κυματίδιο Mh για διάφορα a, b . Η τιμή της συνέλιξης του μετασχηματισμού (εξίσωση (1.6)) εξαρτάται άμεσα από τις δύο παραμέτρους.

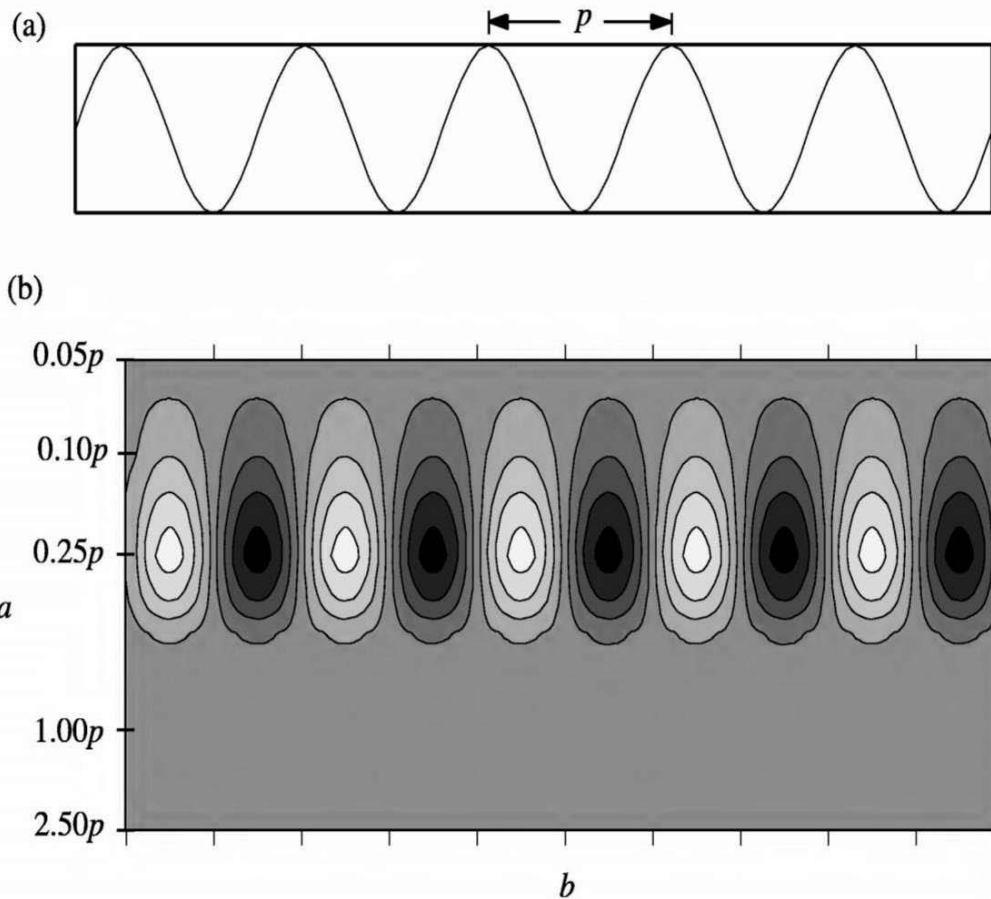
Βέβαια ο CWT δεν υπολογίζεται για τυχαίες κλίμακες και απομονωμένες τοποθεσίες, αλλά για ένα συνεχή αριθμό a, b . Στο σχήμα 1.9 φαίνεται ένα σήμα με περίοδο p (a) και η αναπαράσταση του CWT με κυματίδιο Mh (b) (αναπαράσταση με contour plot). Στον κατακόρυφο άξονα υπάρχουν τα a , στον οριζόντιο τα b , ενώ τα χρώματα του γραφήματος απεικονίζουν την τιμή του ολοκληρώματος $T(a, b)$. Όπως φαίνεται για πολύ μικρά και μεγάλα a η τιμή του $T(a, b)$ είναι μηδέν. Στις μεσαίες τιμές του a , και συγκεκριμένα γύρω από την $a=0.25p$ για Mh , το $T(a, b)$ παρουσιάζει μέγιστα (άσπρο) και ελάχιστα (μαύρο). Δηλαδή για περίπου $a=0.25p$ το κυματίδιο παρουσιάζει μέγιστη συσχέτιση με το σήμα και συνεπώς το σήμα περιέχει τη συχνότητα που αντιστοιχεί στη συγκεκριμένη κλίμακα. Η σχέση που έχουν τα a με το % των περιόδων του σήματος ισχύει μόνο για Mh , σε άλλα κυματίδια η σχέση είναι διαφορετική, και για περαιτέρω ανάλυση ο αναγνώστης παραπέμπεται στη βιβλιογραφία [1].



Σχήμα 1.7. α) Κυματίδιο με συγκεκριμένα a, b συγκρίνεται με αυθαίρετο σήμα. Τα (+) και (-) υποδηλώνουν το πρόσημο του ολοκληρώματος (1.6) β) Κυματίδιο κινείται κατά μήκος σήματος .

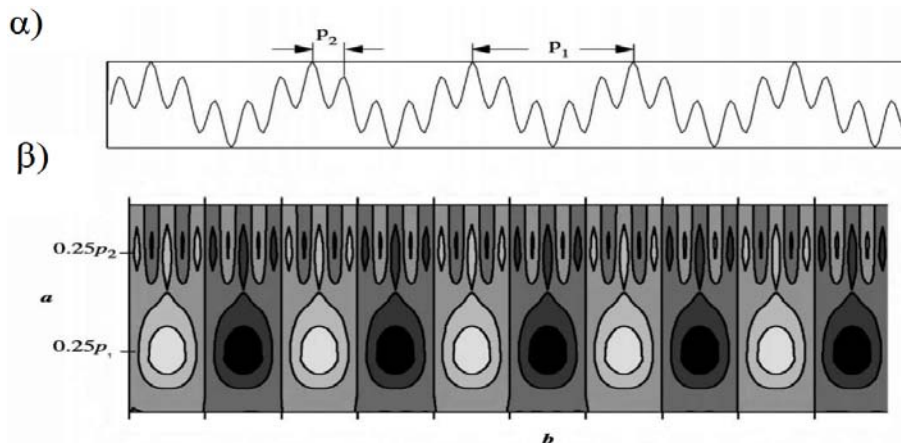


Σχήμα 1.8. α) Το κυματίδιο είναι συμφασικό με την κυματομορφή και ο WT δίνει μεγάλη θετική τιμή β) Το κυματίδιο είναι τώρα εκτός φάσης και ο WT δίνει μεγάλη αρνητική τιμή γ) Το κυματίδιο είναι πάλι εκτός φάσης, αλλά δίνει μηδενική συσχέτιση δ) Το συνεσταλμένο κυματίδιο δεν ταιριάζει με την κυματομορφή (τιμή κοντά στο μηδέν) ε) Το διαστελλόμενο κυματίδιο δεν ταιριάζει με την κυματομορφή (τιμή κοντά στο μηδέν).

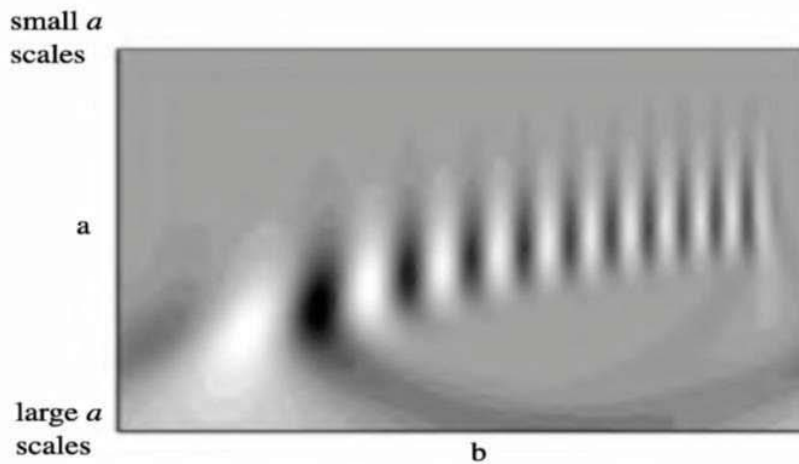
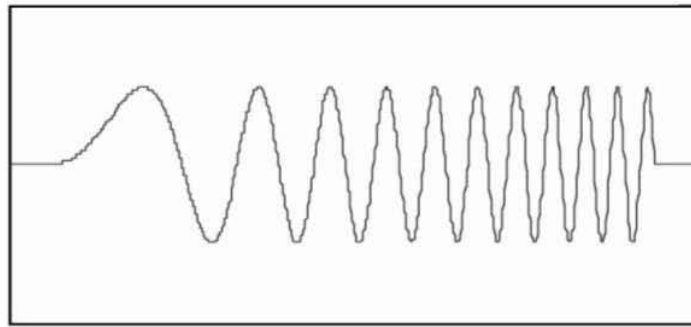


Σχήμα 1.9. α) Ημιτονοειδές σήμα β) Αναπαράσταση CWT σήματος.

Για καλύτερη κατανόηση ακολουθούν δύο ακόμα σχήματα. Το σήμα που φαίνεται στο σχήμα 1.10 αποτελείται από τη σύνθεση δύο ημιτονοειδών σημάτων με περιόδους p_1 και $p_2 = p_1/5$ αντίστοιχα. Η αναπαράσταση του CWT δείχνει πολύ καλά και τις δύο περιοδικές κυματομορφές, για τιμές a στο % των περιόδων των σημάτων. Εδώ δείχνεται η ικανότητα του μετασχηματισμού κυματιδίου να αποσυνθέτει το αρχικό σήμα στις επιμέρους συνιστώσες. Στο σχήμα 1.11 το σήμα έχει συνάρτηση $x(t) = \sin(x^2)$. Η αύξηση της συχνότητας του σήματος φαίνεται καθαρά με τον μετασχηματισμό κυματιδίου στο 1.11.β.



Σχήμα 1.10. α) Σήμα που αποτελείται από σύνθεση δύο ημιτονοειδών σημάτων β) Αναπαράσταση CWT.

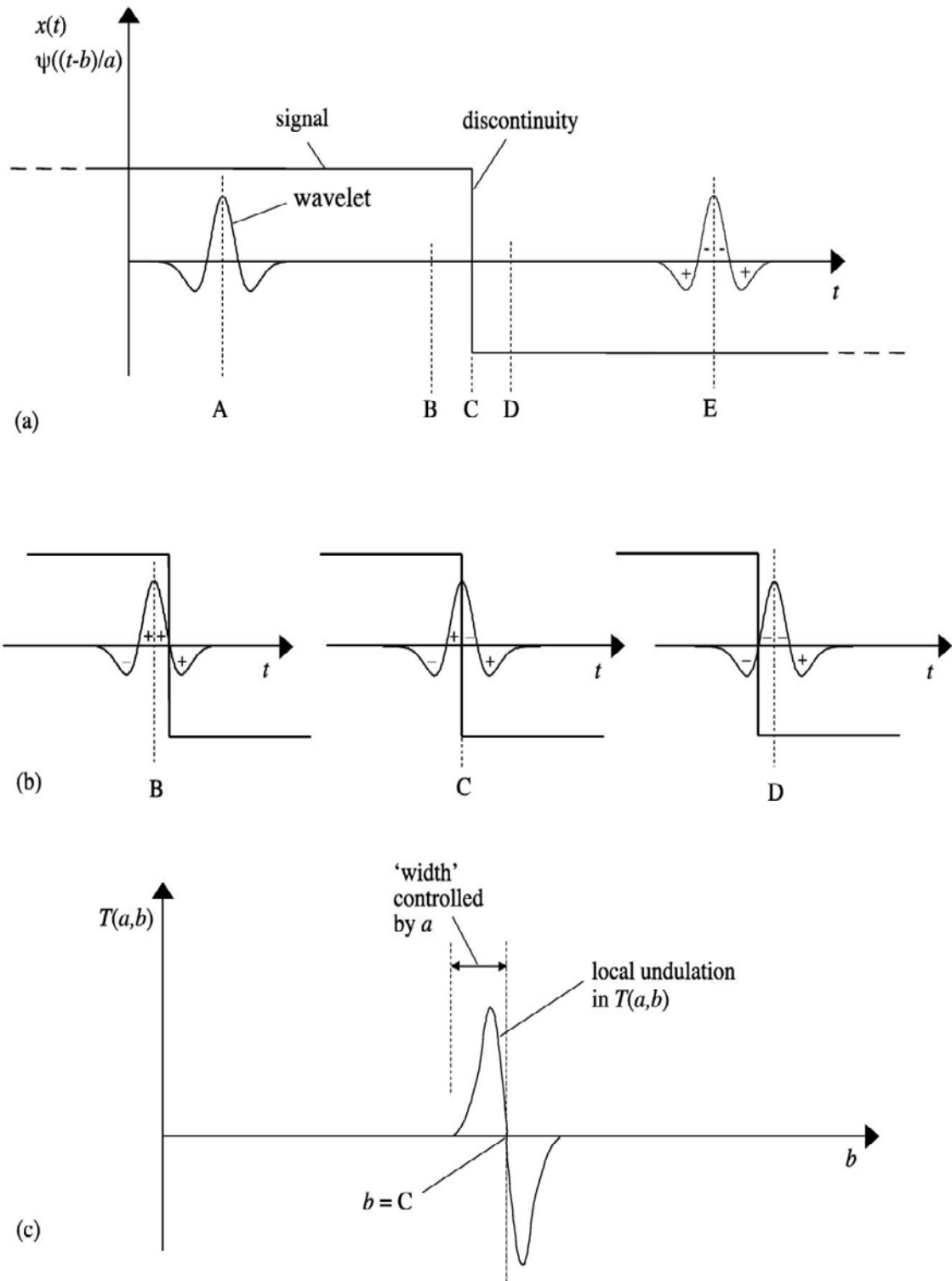


Σχήμα 1.11. Σήμα με αντίστοιχο CWT (Mh).

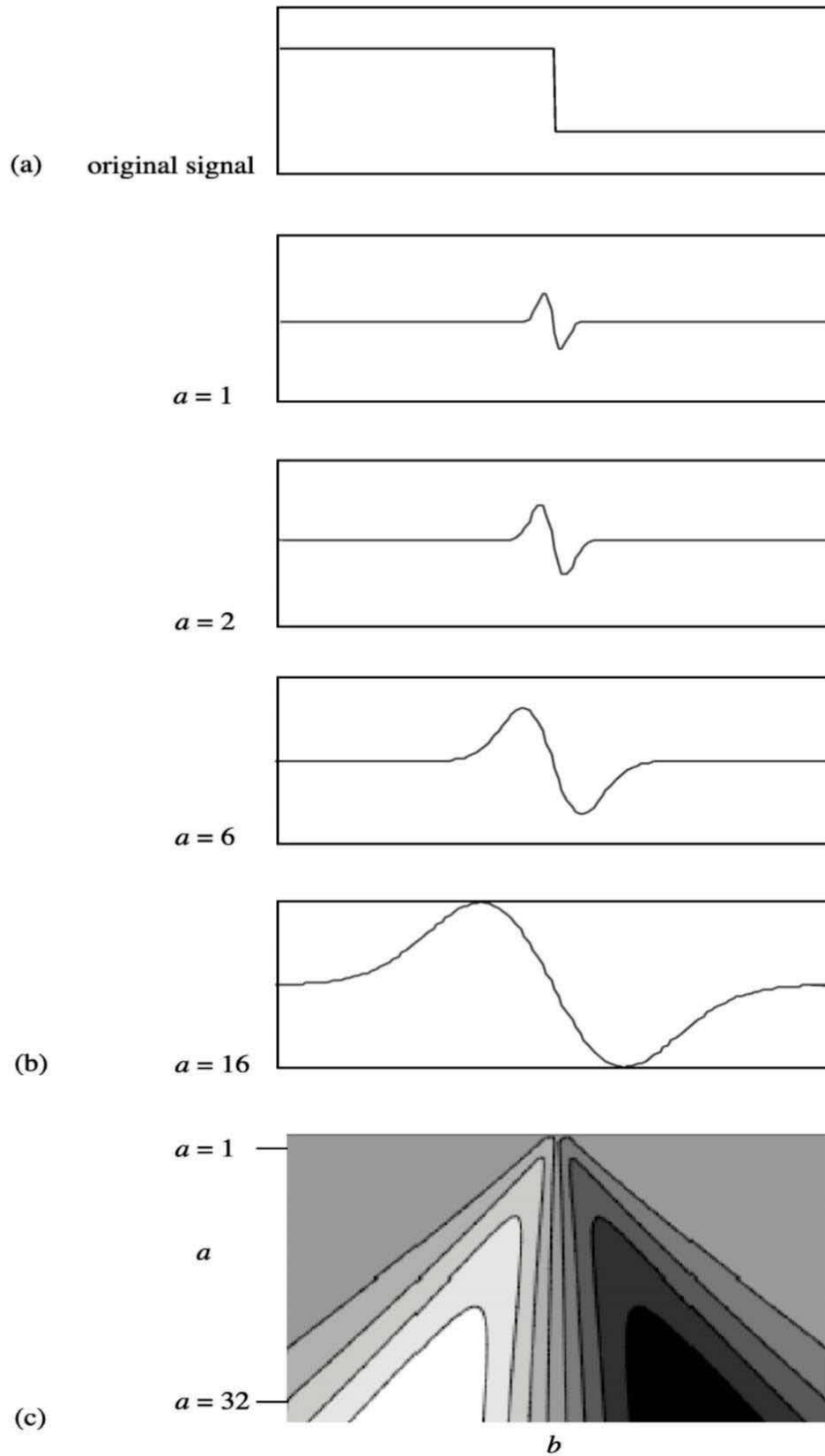
1.2.5 Εντοπισμός ασυνεχειών

Άλλη μια χρήσιμη ιδιότητα του WT είναι η ικανότητα να εντοπίζει ασυνέχειες στο σήμα. Αρχικά παρουσιάζεται ένα απλό παράδειγμα στο σχήμα 1.12, όπου ένα κυματίδιο με αυθαίρετη κλίμακα a εντοπίζει την ασυνέχεια κατά μήκος του σήματος. Ιδιαίτερη προσοχή δίνεται στη μορφή του 1.12.γ όπου παρουσιάζεται το $T(a,b)$ σε συνάρτηση με την παράμετρο b , για συγκεκριμένο a . Από το σχήμα φαίνεται μια κυμάτωση του $T(a,b)$ με κέντρο την ασυνέχεια του σήματος, το πλάτος της οποίας είναι ανάλογο του a . Αυτό γίνεται πιο ξεκάθαρο με τη βοήθεια του σχήματος 1.13. Παρατηρείται ότι η κυμάτωση περιορίζεται όσο η κλίμακα μειώνεται έτσι ώστε να εντοπιστεί ακριβώς η τοπολογία της ασυνέχειας.

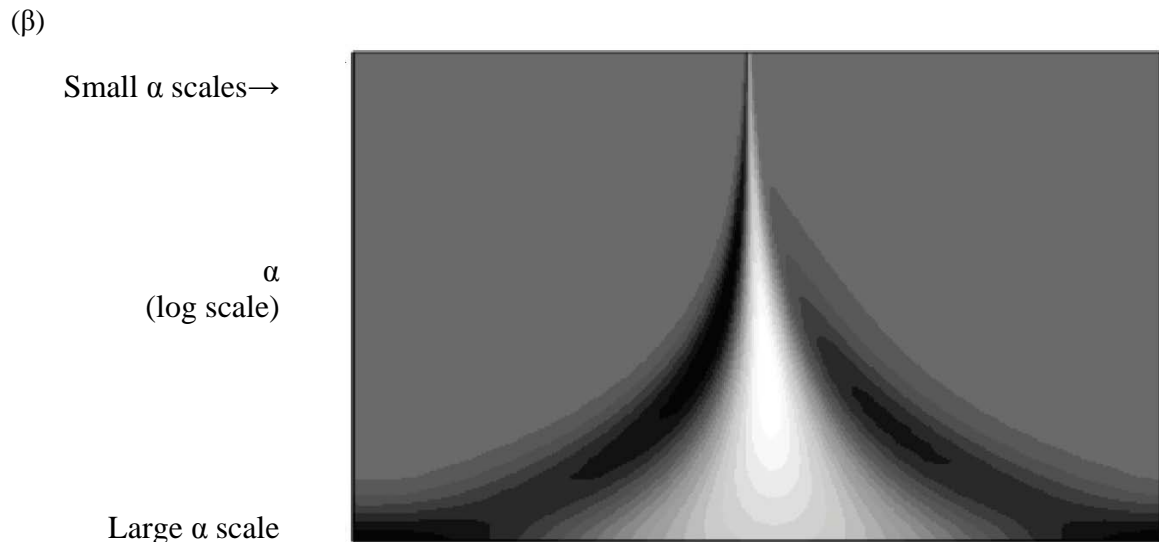
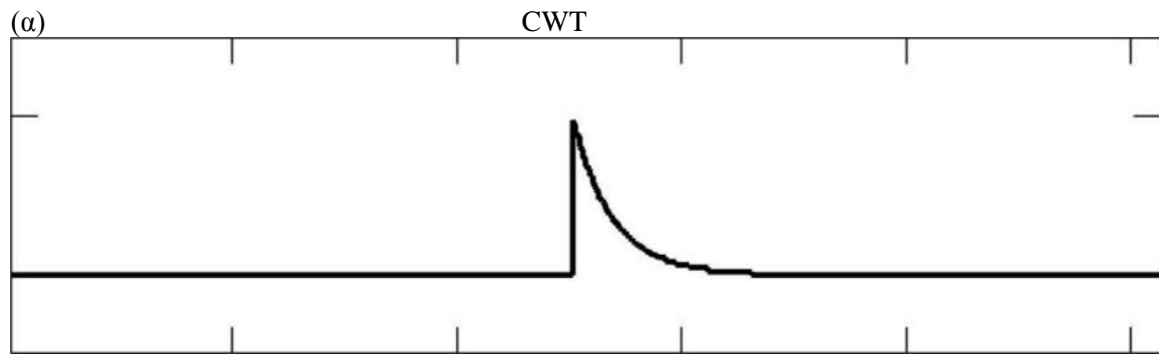
Στην περίπτωση που επιλεγθεί κάποιο αντισυμμετρικό κυματίδιο, για παράδειγμα η πρώτη παράγωγος του Gaussian (σχήμα 1.3), τα πράγματα είναι πιο ξεκάθαρα αφού η ασυνέχεια αναγνωρίζεται στον CWT ως μια απότομη ώση (σχήμα 1.14). Για μια ακόμη φορά φαίνεται ότι η επιλογή σωστού κυματιδίου οδηγεί σε ακριβέστερα αποτελέσματα.



Σχήμα 1.12. α) Σχηματικό διάγραμμα για τον εντοπισμό ασυνέχειας στο σήμα. Στα σημεία A,E η τιμή του $T(a,b)$ είναι σχεδόν μηδέν β) Στο σημείο B η τιμή του $T(a,b)$ είναι θετική, στο σημείο C η τιμή του $T(a,b)$ είναι μηδέν, στο σημείο D η τιμή του $T(a,b)$ είναι αρνητική γ) Απεικόνιση του $T(a,b)$ σε συνάρτηση με το b για συγκεκριμένο a .



Σχήμα 1.13. α) Σήμα με ασυνέχεια β) Κυματίδιο σε διάφορες κλίμακες γ) Απεικόνιση.



Σχήμα 1.14. α) Σήμα με απότομο 'καρφί' β) Απεικόνιση CWT με Gaussian πρώτη Παραγωγή.

1.2.6 Μιγαδικά κυματίδια: κυματίδιο Morlet

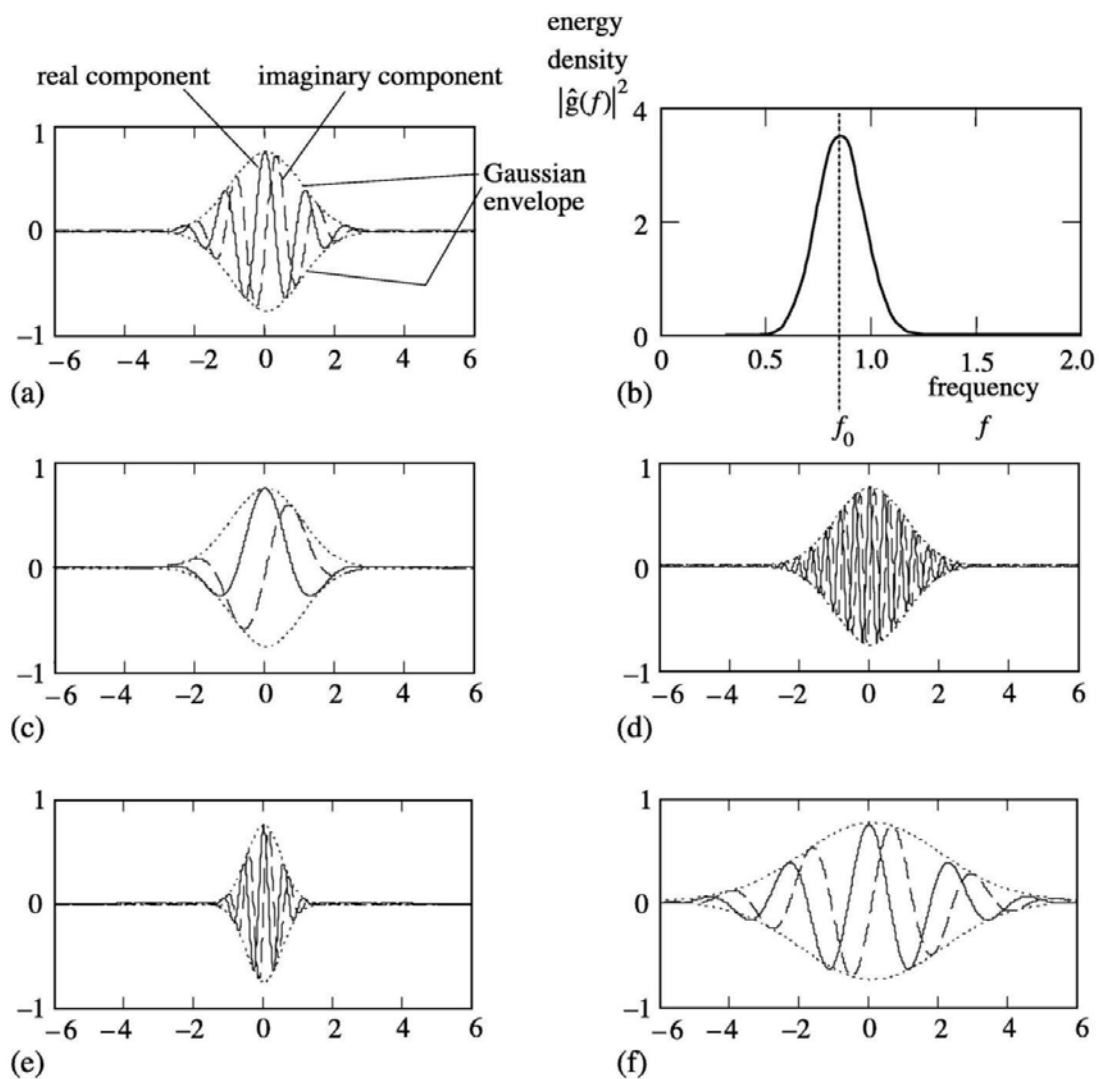
Σε αυτή την παράγραφο παρουσιάζονται κυματίδια τα οποία έχουν και πραγματικό και φανταστικό μέρος. Τα μιγαδικά κυματίδια έχουν μετασχηματισμούς Fourier των οποίων οι τιμές στις αρνητικές συχνότητες είναι μηδενικές (απαίτηση 3 στην παράγραφο 1.3.2). Χρησιμοποιώντας μιγαδικά κυματίδια, γίνεται δυνατός ο διαχωρισμός των φάσεων και των πλατών των συνιστωσών του σήματος. Το πιο κοινό μιγαδικό κυματίδιο είναι το Morlet του οποίου ο τύπος είναι:

$$\psi(t) = \frac{1}{\pi^{1/4}} (e^{i2\pi f_0 t} - e^{-(2\pi f_0)^2/2}) e^{-t^2/2} \quad (1.7)$$

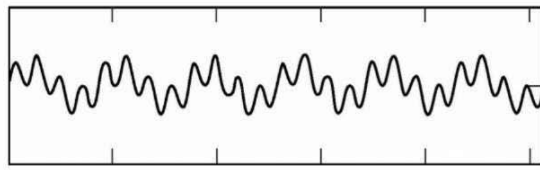
όπου f_0 η κεντρική συχνότητα του μητρικού κυματιδίου. Ο δεύτερος όρος μέσα στην παρένθεση είναι γνωστός ως όρος διόρθωσης. Για $f_0 \gg 0$ είναι αμελητέος και μπορεί να παραληφθεί.

Το κυματίδιο Morlet είναι ένα μιγαδικό κύμα μέσα σε μια περιβάλλουσα (envelope) Gaussian [2]. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 1.15 για διάφορες τιμές του f_0 και α . Τονίζεται ότι το πραγματικό και φανταστικό ημιτονοειδές έχουν διαφορά φάσης $\pi/2$.

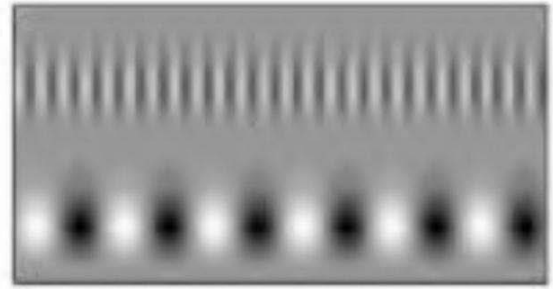
Για την διαστολή-συστολή και τη μεταφορά στο χρόνο του κυματιδίου Morlet, αντικαθίσταται στην εξίσωση (1.7) το t με $(t-b)/a$ όπου a, b οι γνωστές παράμετροι. Έτσι στο παρακάτω σχήμα 1.16 απεικονίζεται ο CWT ενός σήματος με κυματίδιο Morlet στις διάφορες μορφές στις οποίες δίνει τη δυνατότητα το μιγαδικό κυματίδιο. Βέβαια για την ανάλυση των σημάτων χρησιμοποιήθηκε το πραγματικό μέρος του WT. Αυτό έγινε πρώτον γιατί αυτή η μέθοδος καλύπτει επαρκώς το αντικείμενο της εργασίας, δεύτερον γιατί το φανταστικό μέρος του μετασχηματισμού (σχήμα 1.16.δ) είναι ουσιαστικά ίδιο με το πραγματικό μετατοπισμένο κατά $\pi/2$, και τρίτον επειδή αν και η απεικόνιση της φάσης και του μέτρου του μετασχηματισμού (σχήμα 1.16.ε,στ αντίστοιχα) παρουσιάζουν ενδιαφέροντα αποτελέσματα, είναι δύσκολο να ερμηνευτούν σε περίπτωση πολύπλοκων σημάτων (όπως της παρούσας εργασίας).



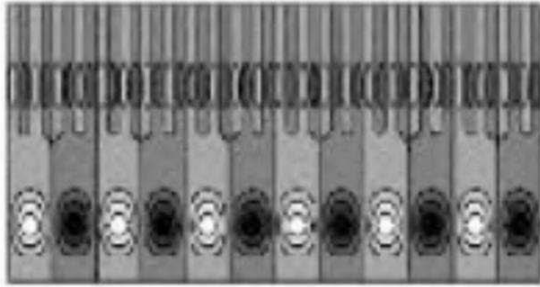
Σχήμα 1.15. α) Κυματίδιο Morlet $\alpha=1$, $f_0=0.849$ (αυτή η κεντρική συχνότητα χρησιμοποιείται συνήθως) β) Ενεργειακό φάσμα κυματίδιο Morlet γ) $\alpha=1$, $f_0=0.318$ δ) $\alpha=1$, $f_0=1.909$ ε) $\alpha=0.5$, $f_0=0.849$ στ) $\alpha=2$, $f_0=0.849$



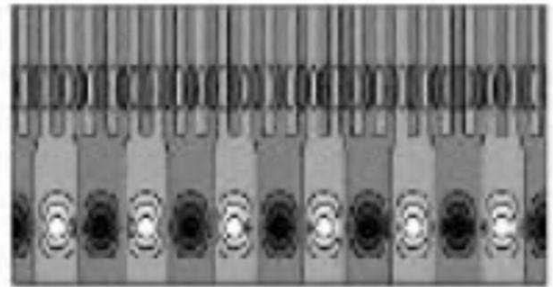
(a)



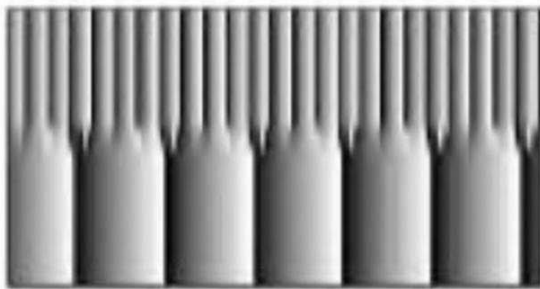
(b)



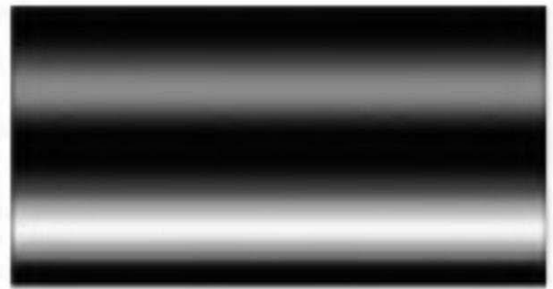
(c)



(d)



(e)



(f)

Σχήμα 1.16. α) Αρχικό σήμα β) Πραγματικό μέρος του W δηλαδή $\text{Re}(T(\alpha, b))$ γ) Πραγματικό μέρος του WT αλλά διαφορετικό χρωματογράφημα δ) Φανταστικό μέρος του WT δηλαδή $\text{Im}(T(\alpha, b))$ ε) Φάση του WT στ) Μέτρο του WT.

Όπου φάση και μέτρο του WT είναι $\varphi(\alpha, b) = \tan^{-1}\{[\text{Im}(T(\alpha, b)) / \text{Re}(T(\alpha, b))]\}$ και

$$T(\alpha, b) = \sqrt{[\text{Re}(T(\alpha, b))]^2 + [\text{Im}(T(\alpha, b))]^2}$$

Κεφάλαιο 2

2. Συνδυασμένη ανάλυση χρόνου-συχνότητας

Μια άλλη κατηγορία αναλύσεων σήματος αποτελεί η «συνδυασμένη ανάλυση χρόνου - συχνότητας» Joint Time Frequency Analysis – (JTFA), όπως είναι ο μετασχηματισμός STFT. Η βασική ιδέα πίσω από τη μέθοδο αυτή είναι ο χωρισμός του σήματος σε διαδοχικά τμήματα και η ανάλυση του εκάστοτε τμήματος χωριστά. Μια από τις πλέον διαδεδομένες τεχνικές διατυπώθηκε από τον Dennis Gabor.

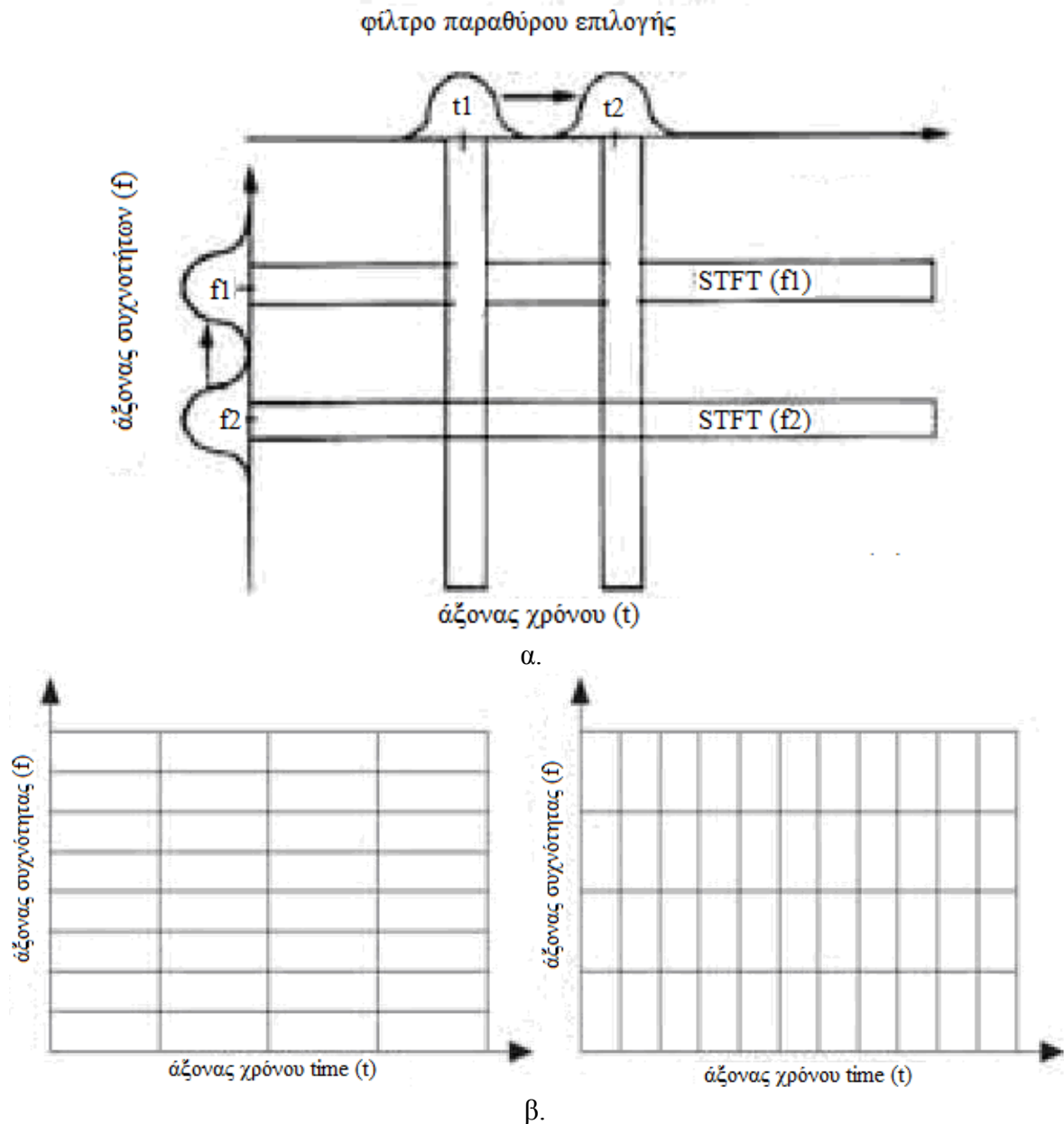
2.1 Σύντομος μετασχηματισμός Fourier (STFT)

Στην περίπτωση του μετασχηματισμού STFT, χρησιμοποιούνται «χρονικά παράθυρα επιλογής» (συχνά επικαλυπτόμενα, overlapped windows), και στη συνέχεια προκύπτουν οι φασματικές εκτιμήσεις με χρήση του αλγορίθμου *FFT* σε κάθε τμήμα του σήματος [5]. Η συνδυασμένη ανάλυση χρόνου - συχνότητας του *STFT*, έδωσε μεγαλύτερη προσαρμοστικότητα σε σχέση με την κλασική ανάλυση Fourier, καθώς πλέον επιτυγχάνεται καλύτερη διακριτική ικανότητα στα πεδία χρόνου και συχνότητας (time - frequency resolution). Δημιουργείται δηλαδή, μια απεικόνιση δύο διαστάσεων (σχήμα 2.1) που εκτιμά τα φασματικά χαρακτηριστικά του σήματος σαν συνάρτηση του χρόνου:

$$STFT(\tau, f) = X_w(\tau, f) = \int x(t) \cdot g_w^*(t - \tau) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (2.1)$$

όπου $x(t)$ είναι το μη στάσιμο σήμα προς επεξεργασία, $g_w(t)$ είναι το παράθυρο (φίλτρο) επιλογής, ενώ το ολοκλήρωμα στο δεξιό μέρος της (3.1) αντιστοιχεί στο μετασχηματισμό Fourier του επιλεγμένου - «παραθυροποιημένου» - σήματος [6]. Τα παραπάνω απεικονίζονται γραφικά στο σχήμα 2.1, όπου μπορεί κανείς να επιλέξει όλες τις φασματικές συνιστώσες γύρω από μια χρονική στιγμή t (« t -κεντραρισμένο παράθυρο χρόνου»), ή αντίστοιχα να παρατηρήσει τις συνιστώσες γύρω από μια κεντρική συχνότητα f (« f -κεντραρισμένο φίλτρο») καθ' όλο το μήκος

του άξονα χρόνου. Έτσι, ο *STFT* μπορεί να θεωρηθεί ως μία διαμορφούμενη σειρά φίλτρων, η οποία δημιουργεί το γραμμικό πλέγμα ανάλυσης χρόνου - συχνότητας του σχήματος 2.1.



Σχήμα 2.1. α) Δισδιάστατο πλέγμα (grid) ανάλυσης που προκύπτει από την εφαρμογή του βραχυπρόθεσμου μετασχηματισμού Fourier, STFT, β) παραδείγματα διακριτικότητας χρόνου-συχνότητας.

Αν $G_w(f)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier της συνάρτησης του παραθύρου $g_w(t)$, τότε η φασματική διακριτικότητα Δf του φίλτρου και η αντίστοιχη διακριτικότητα Δt των παραθύρων στο πεδίο του χρόνου δίνονται από την ακόλουθη σχέση:

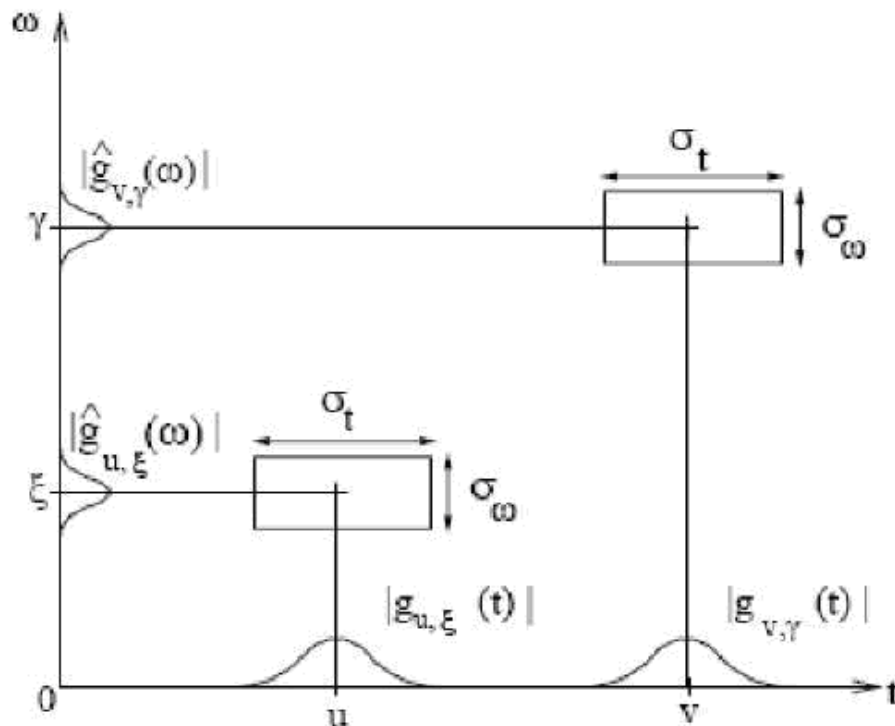
$$\Delta f = \sqrt{\frac{\int f^2 \cdot |G_w(f)|^2 df}{\int |G_w(f)|^2 df}}, \quad \Delta t = \sqrt{\frac{\int t^2 \cdot |g_w(t)|^2 dt}{\int |g_w(t)|^2 dt}}, \quad (2.2)$$

όπου N είναι το μήκος του χρονικού παραθύρου, ενώ τα διαστήματα δειγματοληψίας df και dt προκύπτουν από τη συχνότητα δειγματοληψίας f_s ($df=f_s/N$, $dt=1/f_s$). Αυτό σημαίνει ότι δύο

παλμοί που απέχουν χρονικά περισσότερο από Δt , μπορούν να διακριθούν με χρήση του *STFT*. Εντελώς ανάλογα, δύο φασματικές συνιστώσες στην ίδια χρονική στιγμή είναι διακριτές, αν οι συχνότητές τους απέχουν περισσότερο από Δf . Η διακριτικότητα που επιτυγχάνεται με εφαρμογή του *STFT* δεν μπορεί να είναι όσο μεγάλη θέλουμε και στα δύο πεδία. Μπορούμε να θυσιάσουμε τη διακριτικότητα στο πεδίο του χρόνου ώστε να εξασφαλίσουμε καλύτερη συχνοτική ανάλυση (αριστερό διάγραμμα του σχήματος 2.1.β), και αντίστροφα να αυξήσουμε τη χρονική διακριτικότητα σε βάρος της φασματικής (δεξιό διάγραμμα του σχήματος 2.1.β). Σε καμιά περίπτωση όμως δεν μπορούμε να πετύχουμε υψηλή ανάλυση και στα δύο πεδία. Η παραπάνω διατύπωση αποτελεί την αρχή της αβεβαιότητας (σχέση 2.3) (αλλιώς λέγεται και ανισότητα του Heisenberg), σύμφωνα με την οποία το γινόμενο της χρονικής και συχνοτικής διακριτικότητας παρουσιάζει ένα κάτω φράγμα:

$$\Delta t \cdot \Delta f \geq \frac{1}{4\pi} \quad (2.3)$$

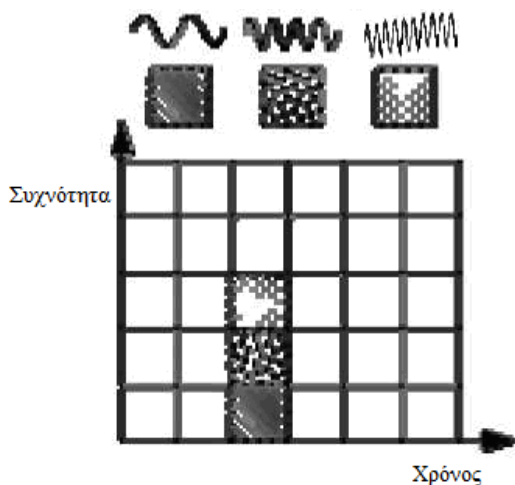
Από τη στιγμή που επιλεγούν οι παράμετροι f_s , N , αυτόματα ορίζονται και οι τιμές διακριτικότητας χρόνου (Δt) - συχνότητας (Δf), οι οποίες παραμένουν πλέον σταθερές και μετατοπίζονται γραμμικά κατά μήκος των δύο αξόνων. Αυτό σημαίνει ότι, ένα σήμα που αποτελείται από μικρές απότομες χρονικές μεταβολές (bursts) και συνδυασμό μακρόχρονων στάσιμων συνιστωσών μπορεί να αναλυθεί με πολύ καλή ανάλυση, είτε στο πεδίο του χρόνου, είτε της συχνότητας. Όχι όμως συγχρόνως και στα δύο πεδία [6], [7].



Σχήμα 2.2: Τα κουτιά του Heisenberg για δυο παράθυρα του STFT $g_{u,\xi}(t)$ και $g_{v,\gamma}(t)$

Με την τεχνική αυτή επιτυγχάνεται η δυσδιάστατη απεικόνιση του σήματος στον χρόνο και τη συχνότητα και καθιστά εφικτή την εξαγωγή πληροφορίας για το ποιά χρονική στιγμή κάνει την εμφάνιση της κάποια συχνότητα. Ωστόσο η πληροφορία εξάγεται με περιορισμένη ακρίβεια που εξαρτάται από το μέγεθος του επιλεγμένου παραθύρου. Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται

ο βραχυχρόνιος μετασχηματισμός Fourier, όπου το παράθυρο είναι τετραγωνικό. Είναι εμφανές ότι η αναλυτικότητα είναι ίδια για όλες τις περιοχές του διαγράμματος χρόνου-συχνότητας.



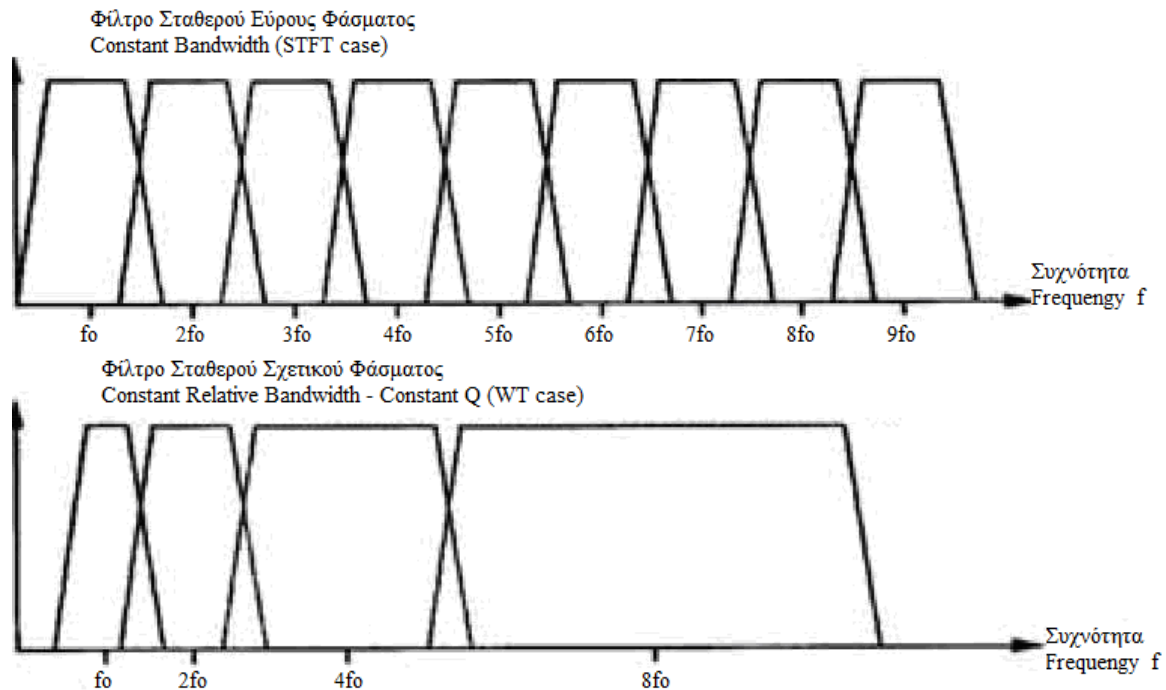
Σχήμα 2.3. Τετράγωνα χρόνου-συχνότητας και κάλυψη της επιφάνειας

Παρά την αυταπόδεικτη χρησιμότητα της μεθόδου, αυτή παρουσιάζει ένα βασικό μειονέκτημα το οποίο την καθιστά δυσεφάρμοστη στην ανάλυση σημάτων. Το μειονέκτημα είναι ότι από τη στιγμή που επιλεγούμε το μέγεθος του χρονικού παραθύρου, αυτό παραμένει αμετάβλητο για όλες τις συχνότητες.

Η αντιμετώπιση της προηγούμενης αδυναμίας, έγινε με την εισαγωγή της ανάλυσης σταθερού σχετικού εύρους φάσματος. Η ιδέα που κρύβεται πίσω από αυτή τη νέα προσέγγιση είναι απλή: τα Δt και Δf δεν είναι πλέον σταθερά αλλά μεταβάλλονται κατά μήκος των δύο αξόνων. Έτσι, αν θεωρήσουμε την ανάλυση μέσα από μια σειρά ζωνοδιαβατών φίλτρων, διαισθητικά μπορούμε να πούμε ότι συμφέρει η διακριτικότητα στο πεδίο του χρόνου Δt να αυξάνει με την κεντρική συχνότητα f_c του εκάστοτε φίλτρου. Μπορούμε, λοιπόν, να επιβάλλουμε μια γραμμική σχέση ανάμεσα στα Δf και f_c έτσι που το εύρος Δf κάθε φίλτρου να είναι ανάλογο με την κεντρική του συχνότητα f_c :

$$\frac{\Delta f}{f_c} = const \quad (2.4)$$

όπου $const$ είναι σταθερά. Τα παραπάνω φίλτρα χαρακτηρίζονται από σταθερό σχετικό εύρος (= λόγος εύρους φάσματος προς κεντρική συχνότητα) και για το λόγο αυτό η ανάλυση αυτού του είδους χαρακτηρίζεται "constant-Q analysis". Η παράμετρος Q ισούται με τον ακριβώς αντίστροφο λόγο, δηλαδή της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου f_c προς το εύρος φάσματος Δf ή BW ($Q = f_c / BW$). Αυτό σημαίνει ότι (σε αντίθεση με τον STFT) οι συχνοτικές αποκρίσεις των φίλτρων ανάλυσης παρουσιάζονται σε λογαριθμική (οκταβική) και όχι γραμμική κλίμακα (σχήμα 2.4). Το νέο αυτό πλέγμα ανάλυσης χρόνου - συχνότητας υιοθετείται και στην περίπτωση του μετασχηματισμού κυματιδίων (Wavelet Transform - WT).



Σχήμα 2.4. Τράπεζες φίλτρων ανάλυσης χρόνου - συχνότητας: α) φίλτρα σταθερού εύρους (γραμμική συχνοτική ανάλυση, περίπτωση STFT) και β) φίλτρα σταθερού σχετικού εύρους (λογαριθμική συχνοτική ανάλυση, περίπτωση οκταβικής constant-Q ανάλυσης / WT).

Κατά την ανάλυση σταθερού σχετικού εύρους εξακολουθεί και πάλι να ισχύει η αρχή της αβεβαιότητας (σχέση 2.3), μόνο που αυτή τη φορά μπορούμε να εξασφαλίζουμε πολύ μικρές τιμές χρονικής διακριτικότητας Δt στις υψηλές συχνότητες, κι αντίστοιχα μικρές τιμές φασματικής διακριτικότητας Δf στις χαμηλές συχνότητες. Αυτού του είδους η ανάλυση δουλεύει καλύτερα σε περιπτώσεις σημάτων που αποτελούνται από συνδυασμό συνιστωσών υψηλών συχνοτήτων με μικρές χρονικές διάρκειες και χαμηλών συχνοτήτων με μεγάλες χρονικές διάρκειες, δηλαδή των σημάτων που συναντώνται στην πράξη.

Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα του παραπάνω «φασματικού πλέγματος», αποτελεί η οκταβική και η τρίτο-οκταβική ανάλυση, που χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές ακουστικής. Οι μέθοδοι αυτές, αν και άρχισαν να χρησιμοποιούνται πολύ πριν από τη θεμελίωση της θεωρίας κυματιδίων, συναντούν πολλές από τις βασικές αρχές της τελευταίας. Γι' αυτό και μπορούν να θεωρηθούν ως προπομποί της ανάλυσης κυματιδίων. Το κύριο πλεονέκτημά τους εντοπίζεται στη λογαριθμική κλίμακα φασματικής ανάλυσης (οκτάβες), που παρουσιάζει αρκετές ομοιότητες με τα χαρακτηριστικά της ανθρώπινης ακοής. Εκμεταλλευόμαστε δηλαδή το γεγονός ότι το ίδιο το αυτί αντιλαμβάνεται τους ήχους με «οκταβικό» τρόπο, στοιχείο που αποτελεί ένα πρόσθετο πλεονέκτημα των κυματιδιακών και οκταβικών προσεγγίσεων [8]. Όσον αφορά το τελευταίο ζήτημα, σχετική με τις αντιληπτικές ιδιότητες της ανθρώπινης ακοής είναι η θεωρία των κρίσιμων ζωνών ("critical bands" ή "bark scales", όπως αναφέρονται διεθνώς) [9]. Σύμφωνα με την παραπάνω θεωρία, η συχνοτική διακριτικότητα της ανθρώπινης ακοής είναι γραμμική μέχρι τα 500Hz, παρουσιάζοντας σταθερό εύρος φάσματος ίσο με 100Hz ($\Delta f = BW = 100\text{Hz}$, για $f < 500\text{Hz}$), ενώ σε μεγαλύτερες συχνότητες παραμένει σταθερό το σχετικό εύρος φάσματος, το οποίο διαμορφώνεται στο 20% της κεντρικής συχνότητας f_c ($\Delta f = BW = 20\%f_c$, για $f > 500\text{Hz}$). Το σχήμα αυτό ημι-γραμμικής / ημι-λογαριθμικής ανάλυσης παρουσιάζει πολλές ομοιότητες με τα χαρακτηριστικά του θορύβου ομοιόμορφης απόκρυψης [188], κι έχει εφαρμοστεί επιτυχώς σε πολλές τεχνικές συμπίεσης και αποθορυβοποίησης ήχου [181][200]-[205].

Κεφάλαιο 3

3. Μέθοδος ανίχνευσης σήματος με χρήση ιδιοτιμής

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται μια μέθοδος ανάλυσης σήματος από το πεδίο του χρόνου σε αυτό της συχνότητας στοχευμένη στην παρακολούθηση μιας μεταβαλλόμενης συχνότητας όπως η περίπτωση που πραγματεύεται η παρούσα εργασία. Η μέθοδος ανήκει στην κατηγορία των αρμονικών μεθόδων ανίχνευσης σήματος με χρήση ιδιοτιμής.

3.1 Μέθοδος Αρμονικής Αποδιαμόρφωσης Σήματος (HARD)

Η Αρμονική Αποδιαμόρφωση Σήματος (HARD) είναι μια παραμετρική μέθοδος η οποία προτείνεται για την εκτίμηση της στιγμιαίας ταχύτητας περιστροφής αξόνων μηχανημάτων. Κάνει χρήση των σημάτων παλμών που μετριοούνται σε ένα μηχάνημα που υποβάλλεται σε σχετικά μεγάλες μεταβολές της ταχύτητας, όπως αυτές που συμβαίνουν κατά την εκκίνηση ή του τερματισμού του μηχανήματος. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα της μεθόδου σε σχέση με άλλες προσεγγίσεις είναι η ακρίβεια που προσφέρει και η υπολογιστική απόδοση, η οποία μπορεί να οδηγήσει ακόμη και σε μια εφαρμογή πραγματικού χρόνου της μεθόδου. Θα αναλυθεί ο τρόπος επιλογής των κρίσιμων παραμέτρων της μεθόδου, δηλαδή της συχνότητας δειγματοληψίας και του μήκους του σήματος. Η απόδοση της μεθόδου αξιολογείται σε ημιτονοειδή και chirp προσομοιωμένα σήματα κάτω από διάφορες περιπτώσεις θορύβου, καθώς και για μετρήσεις κραδασμών κατά την εκκίνηση και τον τερματισμό. Όπως φαίνεται, η μέθοδος είναι σχετικά απλή στην εφαρμογή της, έχει μια απλή υπολογιστική εφαρμογή και μπορεί να παρακολουθήσει αποτελεσματικά τις μεταβολές της ταχύτητας περιστροφής του μηχανήματος.

Μία προσέγγιση για την στιγμιαία εκτίμηση συχνότητας είναι να διατυπωθεί ως ένα πρόβλημα προσαρμοστικής εκτίμησης της τοπικής συχνότητας. Ο βρόχος παρακολούθησης-φάσης (phase-locked loop (PLL)) παρακολουθεί την φάση των συχνοτικά διαμορφωμένων

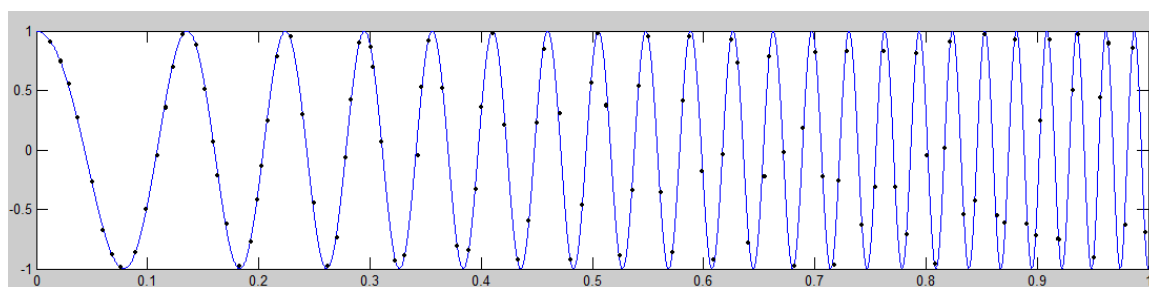
κυμάτων (FM) [1]. Ο PLL αποδιαμορφώνει το εισερχόμενο σήμα σε βασικές συχνότητες όπου και φιλτράρεται. Κατόπιν η έξοδος ανατροφοδοτείται στο στάδιο αποδιαμόρφωσης.

Μια άλλη μορφή της προσαρμοστικής (IF) εκτίμησης βασίζεται στην μοντελοποίηση των δεδομένων ως μια γραμμική διαδικασία πρόβλεψης. Μια μέθοδος που χρησιμοποιείται για αυτό το είδος της εκτίμησης είναι ο αλγόριθμος LMS. Έχει προταθεί μια αρκετά απλή προσαρμοστική (IF) εκτίμηση, όπου ο αλγόριθμος υπολογισμού βασίζεται στην εξαγωγή της κορυφής μιας μικρού χρόνου γραμμικής πρόβλεψης που βασίζεται στην φασματική εκτίμηση [12]. Ωστόσο, επειδή ο αναδραστικός αλγόριθμος είναι εκ φύσεως στιγμιαίας συχνότητας (IF) η παρακολούθηση της διαδικασίας, δεν είναι σε θέση να ανταποκριθεί σε υπερβολικά ταχείς αλλαγές ταχυτήτων και θορυβώδη περιβάλλοντα. Ως εκ τούτου, η εκτίμηση παρουσιάζει σημαντική ευαισθησία θορύβου [13].

Η μέθοδος Hard ανήκει τυπικά στις μεθόδους με βάση την ιδιοτιμή για την αρμονική ανίχνευση σήματος [14]. Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα αυτών των μεθόδων στο πεδίο της συχνότητας [15] είναι η αυξημένη ακρίβεια. Επιπλέον, το πλεονέκτημα της παραμετρικής μεθόδου με βάση την ιδιοτιμή σε σχέση με άλλες παραμετρικές μεθόδους (AR, ARMA, Prony, κλπ) είναι η αυξημένη αποτελεσματικότητά τους όσον αφορά την ανίχνευση αρμονικών συνιστωσών. Τέλος, η προτεινόμενη εφαρμογή της μεθόδου, οδηγεί σε μια αρκετά αποτελεσματική υπολογιστική εφαρμογή, η οποία μπορεί να οδηγήσει ακόμη και σε μια εφαρμογή πραγματικού χρόνου της μεθόδου.

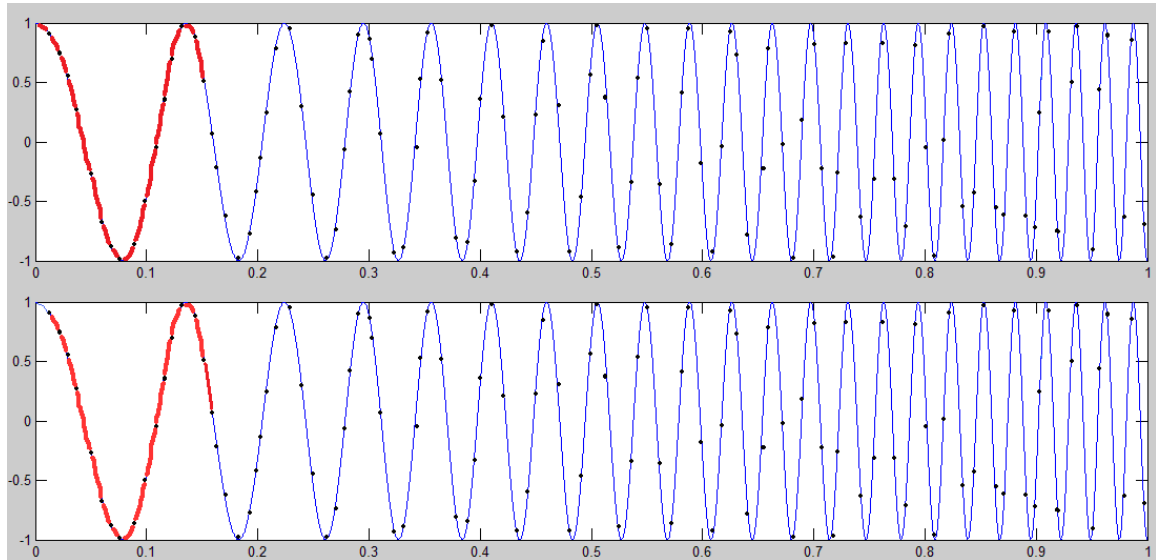
Τα κριτήρια για την επιλογή των βασικών παραμέτρων της μεθόδου, δηλαδή της συχνότητας δειγματοληψίας, του μήκους του σήματος καθώς και των περιόδων του μετρούμενου σήματος που θα εισέρχονται κάθε φορά στη μέθοδο ελέγχονται με πειράματα. Η αποτελεσματικότητα της μεθόδου δοκιμάστηκε σε προσομοιωμένα ημιτονοειδή και chirp σήματα, καθώς και με μετρήσεις δόνησης ενός ηλεκτροκινητήρα κατά τη διάρκεια της εκκίνησης και της παύσης της λειτουργίας. Σύμφωνα με τις περιπτώσεις που δοκιμάζονται, η μέθοδος μπορεί να παρακολουθεί αποτελεσματικά την διακύμανση της ταχύτητας των περιστρεφόμενων μηχανημάτων.

Στο σχήμα 3.1 φαίνεται ένα σήμα chirp με αρχική συχνότητα 5 Hz και τελική 40 Hz. Με μαύρες τελείες συμβολίζονται τα δείγματα που λαμβάνονται κατά τη δειγματοληψία (συχνότητα δειγματοληψίας 100 Hz). Σκοπός της μεθόδου Hard είναι να διαβάσει τα σημεία αυτά και κατόπιν να υπολογίζει τη γωνιακή ταχύτητα ω του άξονα. Ο αριθμός των δειγμάτων του σήματος που θα λαμβάνονται υπ' όψιν κάθε φορά αποτελεί μια από τις παραμέτρους της μεθόδου που μπορεί να επιλεγεί. Μεγαλύτερος αριθμός δειγμάτων απαιτεί μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύ και σε περίπτωση online αναπαράστασης της γωνιακής ταχύτητας ω προκαλεί μεγαλύτερη καθυστέρηση στην παρακολούθηση της. Συνεπάγεται όμως μεγαλύτερη ακρίβεια της μετρούμενης συχνότητας. Σε κάθε περίπτωση βέβαια πρέπει να σχετίζεται με την εκάστοτε μετρούμενη συχνότητα.

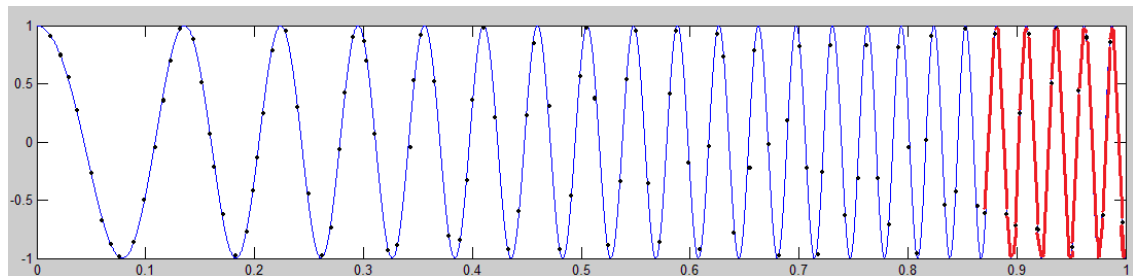


Σχήμα 3.1. δείγματα σε σήμα chirp χωρίς θόρυβο

Για παράδειγμα εάν επιλέξουμε δεκαπέντε δείγματα στο προηγούμενο σήμα του σχήματος 1 ο αλγόριθμος HARD 'βλέπει' το τμήμα εκείνο του σήματος που τονίζεται με κόκκινο στο σχήμα 3.2. Στις δύο φάσεις του σήματος φαίνονται τα δεκαπέντε αρχικά σημεία που λαμβάνονται από τον αλγόριθμο και στη συνέχεια τα δεκαπέντε επόμενα. Με αυτόν τον τρόπο βρίσκει τη στιγμιαία γωνιακή ταχύτητα του άξονα. Τα σημεία αυτά περιγράφουν επομένως περιόδους του μετρούμενου σήματος, μια από της παραμέτρους που εισάγουμε στη μέθοδο HARD.



Σχήμα 3.2. δεκαπέντε δείγματα του σήματος με ολίσθηση 1 σημείο



Σχήμα 3.3. δεκαπέντε δείγματα στο τέλος του σήματος

Τα 15 σημεία του σχήματος 3.2 και του σχήματος 3.3, έστω $y(n)$, χρησιμοποιούνται κάθε φορά για να δημιουργήσουν ένα πίνακα 3×3 όπου τα στοιχεία του προκύπτουν ως εξής:

$$Y00 = \sum [y(n)^2]$$

$$Y01 \text{ or } Y10 = \sum [y(n) \cdot y(n-1)]$$

$$Y02 \text{ or } Y20 = \sum [y(n) \cdot y(n-2)]$$

$$Y11 = \sum [y(n-1)^2]$$

$$Y12 \text{ or } Y21 = \sum [y(n-1) \cdot y(n-2)]$$

$$Y22 = \sum [y(n-2)^2]$$

Κατόπιν υπολογίζονται οι παράγοντες a , b , c ως εξής:

$$a = -(Y22 + Y11 + Y00)$$

$$b = -(Y02^{**2} + Y12^{**2} + Y01^{**2}) + Y22 \cdot Y11 + Y00 \cdot Y22 + Y11 \cdot Y00$$

$$c = Y02^{**2} \cdot Y11 + Y12^{**2} \cdot Y00 + Y01^{**2} \cdot Y22 - (Y22 \cdot Y11 \cdot Y00 + 2 \cdot Y02 \cdot Y01 \cdot Y12)$$

οι οποίοι συνιστούν ένα πολυώνυμο, το οποίο αφού λυθεί βρίσκεται η ελάχιστη ρίζα του οι οποία αντιστοιχεί στο λ_{\min} . Στη συνέχεια βρίσκονται οι παράγοντες a_2 και a_1 ως εξής:

$$a_2 = [(-Y_{02} * Y_{01} - (Y_{00} - \lambda_{\min}) * Y_{12})] / [(Y_{22} - \lambda_{\min}) * Y_{01} - Y_{02} * Y_{12}]$$

$$a_1 = [(\lambda_{\min} - Y_{00}) / Y_{01}] - [a_2 * Y_{02} / Y_{01}]$$

Τέλος η γωνιακή ταχύτητα ω δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$\omega = f_s * [\text{acos}\{-a_1 / [2(a_2)^{1/2}]\}^2 + [\ln(a_2) / 2]^2]^{1/2}$$

όπου f_s είναι η συχνότητα δειγματοληψίας

Αξίζει να σημειωθεί ότι η μέθοδος θεωρητικά δεν επηρεάζεται από το πλάτος της μετρούμενης συχνότητας και φυσικά δεν προσφέρει πληροφορίες για αυτό. Η μέθοδος Hard ανήκει τυπικά στις αρμονικές μεθόδους ανίχνευσης σήματος με βάση την ιδιοτιμή. Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα αυτών των μεθόδων σε σχέση με τις μεθόδους πεδίου συχνότητας ή χρονικής ιδιοτιμής [5], είναι η αυξημένη ακρίβεια.

3.2 Η μέθοδος HARD δοσμένη από μαθηματική σκοπιά

Η βασική θεωρητική ιδέα της μεθόδου είναι η εξής: Ένα σήμα που περιέχει αρμονικές συνιστώσες μπορεί να περιγραφεί με την ακόλουθη εξίσωση:

$$\sum_{j=0}^P a_j x(n-j+1) = 0 \quad (1)$$

όπου:

$$a_0 = 1 \quad (2.a)$$

$$P = 2m \quad (2.b)$$

Υποθέτοντας ότι το μετρούμενο σήμα $y(n)$ περιλαμβάνει ένα «καθαρό» σήμα $x(n)$ και έχει διαμορφωθεί από πρόσθετο σήμα θορύβου $w(n)$:

$$y(n) = x(n) + w(n) \quad (3)$$

Η εξίσωση (1) καταλήγει σε:

$$\sum_{j=0}^P a_j y(n-j+1) = \sum_{j=0}^P a_j w(n-j+1) \quad (4)$$

Ένα πρόβλημα ελάχιστων τετραγώνων μπορεί να προσδιοριστεί:

$$\text{Min}E(L) = \sum_{n=P}^L e^2(n) \quad (5)$$

όπου, L είναι ο αριθμός των μετρούμενων δειγμάτων και είναι:

$$e(n) = \sum_{j=0}^P a_j \{y(n-j+1) - w(n-j+1)\} \quad (6)$$

1. Υποθέτοντας ότι το μήκος των μετρήσεων L είναι αρκετό ώστε:

$$\sum_{n=P}^L w(n-i+1)w(n-j+1) \rightarrow \lambda \gamma_{ww}(j-i), (i, j = 1, P) \quad (7)$$

όπου γ_{ww} είναι η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης θορύβου και λ είναι το επίπεδο θορύβου.

2. Τα σήματα $x(n)$ και $w(n)$ είναι μη-συσχετιζόμενα:

$$\sum_{n=P}^L x(n-i+1)w(n-j+1) = \sum_{n=P}^L x(n-j+1)w(n-i+1) \rightarrow 0, i, j=1, P \quad (8)$$

Όπου μια γενίκευση συνάρτησης ιδιοτιμής καταλήγει:

$$Ya = \lambda Wa \quad (9)$$

Όπου $a^T = [1, a_1, \dots, a_P]$ είναι ένας πίνακας παραμετρικού μοντέλου όρων a_j , ο Y είναι μια μήτρα ντετερμινιστικών δεδομένων που σχηματίζεται από τα δεδομένα των μετρήσεων:

$$[Y]_{ij} = \sum_{n=P}^L y(n-i+1)y(n-j+1) = \sum_{n=P}^L y(n-j+1)y(n-i+1), i, j=1, P \quad (10)$$

και W είναι ένας στατιστικά δεδομένος πίνακας που περιέχει τη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης του θορύβου:

$$[W]_{ij} = \gamma_{ww}(i-j) = \gamma_{ww}(j-i), i, j=1, P \quad (11)$$

Δεδομένου ότι οι πίνακες στην (9) είναι συμμετρικοί και ως εκ τούτου θετικά ημι-ορισμένοι, η συνάρτηση (16) οδηγεί σε πραγματικές ιδιοτιμές.

Στην περίπτωση του απλού αποσβενόμενου ημιτονοειδούς σήματος της μορφής:

$$x(nT_s) = Ae^{-\zeta\omega nT_s} \cos(\omega_D nT_s + \varphi) \quad (12)$$

όπου:

$$\omega_D = \omega\sqrt{1-\zeta^2} \quad (13)$$

A είναι το πλάτος του σήματος, T_s είναι η συχνότητα της δειγματοληψίας, ω είναι η συχνότητα του σήματος, ζ είναι ο λόγος απόσβεσης και φ είναι η φάση, η συνάρτηση (1) για $m=1$ μπορεί να απλοποιηθεί ως ακολούθως:

$$x_{n+1} + a_1 x_n + a_2 x_{n-1} = 0 \quad (14)$$

όπου:

$$a_1 = -2e^{-\zeta\omega T_s} \cos(\omega_D T_s) \quad (15)$$

$$a_2 = e^{-2\zeta\omega T_s} \quad (16)$$

Τέλος, η γωνιακή ταχύτητα ω και ο παράγοντας απόσβεσης ζ υπολογίζονται:

$$\omega = f_s \sqrt{\arccos^2\left(-\frac{a_1}{2\sqrt{a_2}}\right) + \left(\frac{\ln a_2}{2}\right)^2} \quad (24)$$

$$\zeta = -\frac{f_s \ln a_2}{2\omega} \quad (25)$$

όπου $f_s = 1/T_s$ είναι η συχνότητα δειγματοληψίας.

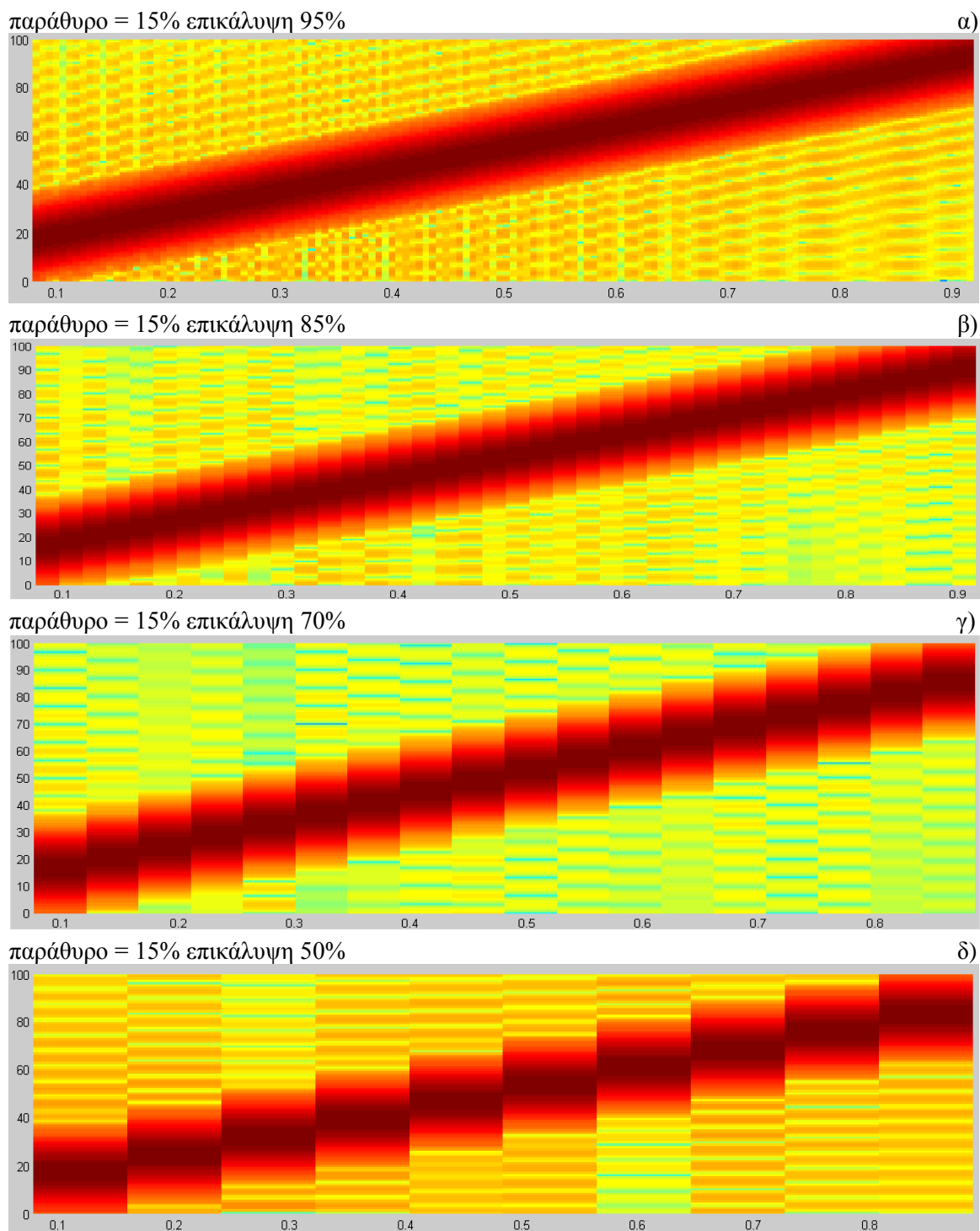
Κεφάλαιο 4

4. Επιλογή συναρτήσεων και ρύθμιση παραμέτρων

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται μια παρουσίαση των δοκιμών που έγιναν σχετικά με κύριες παραμέτρους των μεθόδων που παρουσιάστηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια και οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν στην ανάλυση σήματος στο Κεφάλαιο 5.

4.1 Έλεγχος μεγέθους παραθύρου και ποσοστού επικάλυψης (STFT)

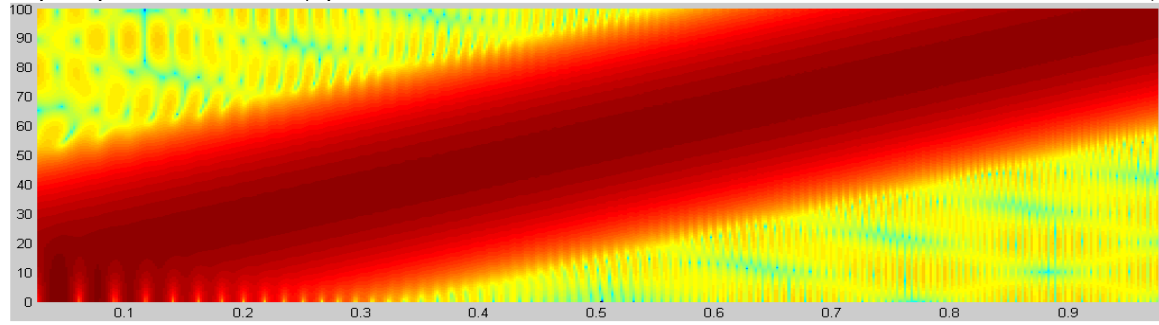
Η απόδοση της μεθόδου stft επηρεάζεται σημαντικά από τις δύο κρίσιμες παραμέτρους που είναι το μέγεθος του 'χρονικού παραθύρου' καθώς και του ποσοστού επικάλυψης δύο διαδοχικών 'χρονικών παραθύρων' [5]. Στην ενότητα αυτή θα πραγματοποιηθούν έλεγχοι ώστε να ρυθμιστούν αυτές οι παράμετροι κατάλληλα για να χρησιμοποιηθούν στις εφαρμογές του Κεφαλαίου 5. Στο σχήμα 4.1 οι δοκιμές έγιναν με δειγματοληψία 10.000Hz με την αρχική συχνότητα να είναι 10Hz και η τελική 100Hz. Παράλληλα πραγματοποιήθηκαν έλεγχοι και σε αντίστοιχα εύρη συχνοτήτων σε υψηλότερες όμως συχνότητες (100-200Hz με βήμα 200Hz έως 3900-4000Hz) πλησιάζοντας δηλαδή τη συχνότητα δειγματοληψίας, χωρίς να παρατηρηθεί αξιόλογη μεταβολή στη διακύμανση των τιμών της μεθόδου. Στο σχήμα 4.1 πάνω αριστερά από κάθε σχήμα βρίσκονται οι παράμετροι που έχουν ληφθεί σε κάθε έλεγχο δοσμένοι σε ποσοστό επί του μήκους του σήματος, ενώ πάνω δεξιά βρίσκεται ο αριθμός του κάθε υπό-σχήματος.



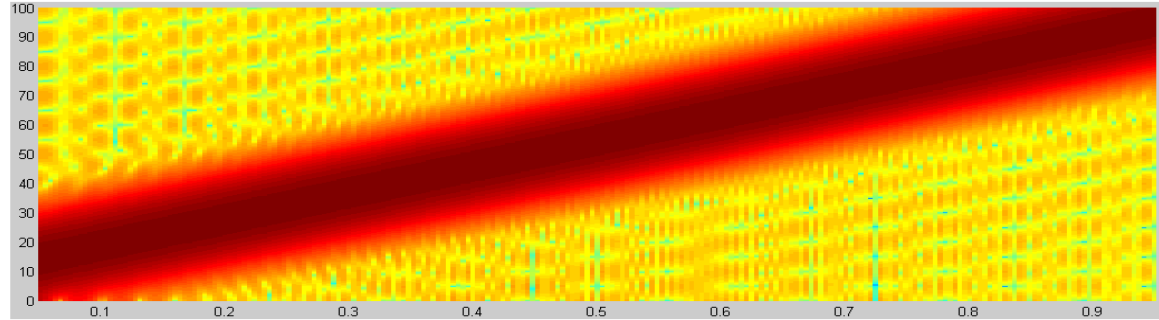
Σχήμα 4.1. Έλεγχος ποσοστού επικάλυψης χρονικών παραθύρων.

Αναλύοντας τα σχήματα 4.1.α έως 4.1.δ, παρατηρούμε ότι στις περιπτώσεις όπου η επικάλυψη είναι μικρότερη του 95% (που είναι και η μέγιστη που μπορεί να ληφθεί) τα γραφήματα παρουσιάζουν ‘σκαλιά’ τα οποία οδηγούν τη μέθοδο σε αστοχίες. Οι αστοχίες αυτές προκαλούνται στα σημεία των αλλαγών των επιπέδων δίνοντας λανθασμένες πληροφορίες ως προς τη στιγμιαία ταχύτητα αφού για την ίδια χρονική στιγμή λαμβάνουμε δύο διαφορετικές τιμές όπως χαρακτηριστικά φαίνεται στο σχήμα 4.1.δ. Για τον λόγο αυτό η επικάλυψη του ενός ‘παραθύρου’ από το επόμενο θα λαμβάνεται ίση με 95%

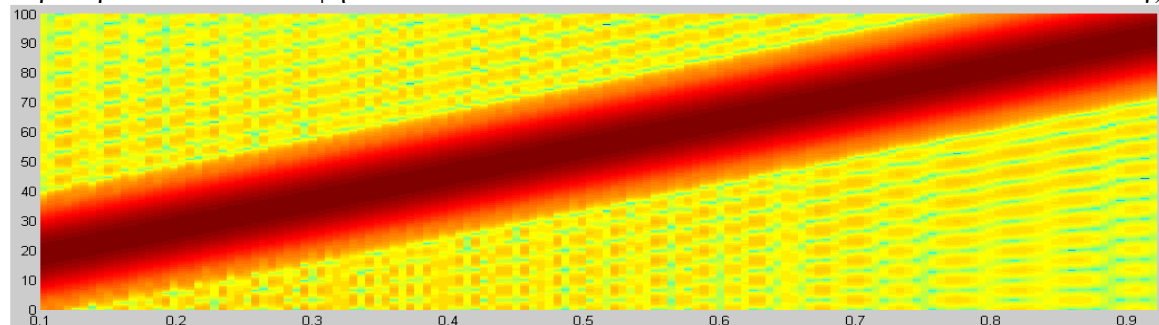
παράθυρο = 5% επικάλυψη 95% α)



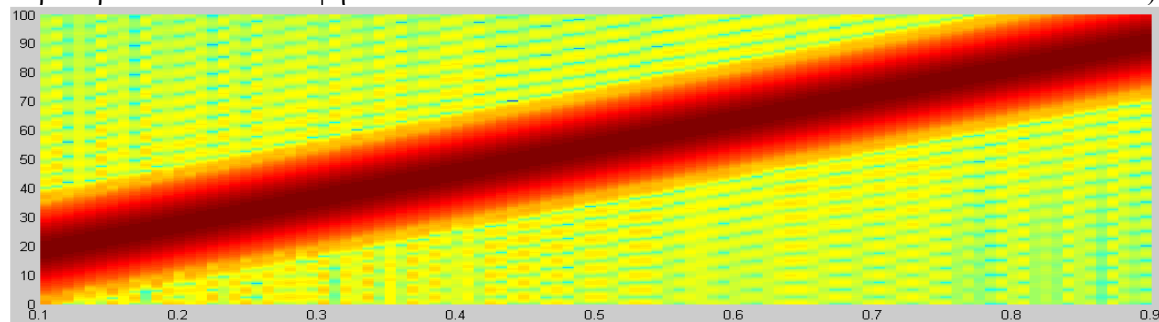
παράθυρο = 10% επικάλυψη 95% β)



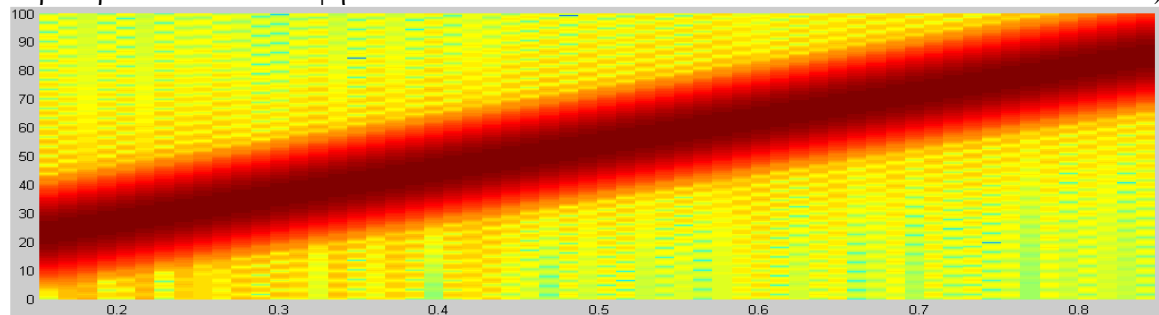
παράθυρο = 15% επικάλυψη 95% γ)



παράθυρο = 20% επικάλυψη 95% δ)



παράθυρο = 30% επικάλυψη 95% ε)



Σχήμα 4.2. Έλεγχος ποσοστού διάρκειας χρονικών παραθύρων.

Στο σχήμα 4.2 ελέγχεται το ποσοστό της χρονικής διάρκειας του σήματος που δίνει τα καλύτερα αποτελέσματα ώστε να χρησιμοποιηθεί στο πειραματικό κομμάτι. Κατόπιν μετρήσεων της διακύμανσης της μεθόδου σε κάθε χρονική στιγμή καταλήγουμε στο παρακάτω συμπέρασμα: Αρχικά η διακύμανση (σχήμα 4.2.α) κυμαίνεται σε υψηλά επίπεδα, μειώνεται στο σχήμα 4.2.β, παρουσιάζει ένα ελάχιστο για ποσοστό επικάλυψης 15% (σχήμα 4.2.γ) και στη συνέχεια αρχίζει πάλι να αυξάνεται (4.2.δ και 4.2.ε). Επομένως η τιμή που θα χρησιμοποιηθεί για τον μετασχηματισμό STFT είναι όσον αφορά το μήκος του 'παραθύρου' είναι το 15% του συνολικού χρονικού σήματος. Συνολικά, τα καλύτερα αποτελέσματα λαμβάνονται για χρονικό 'παράθυρο' 15% με 95% επικάλυψή του.

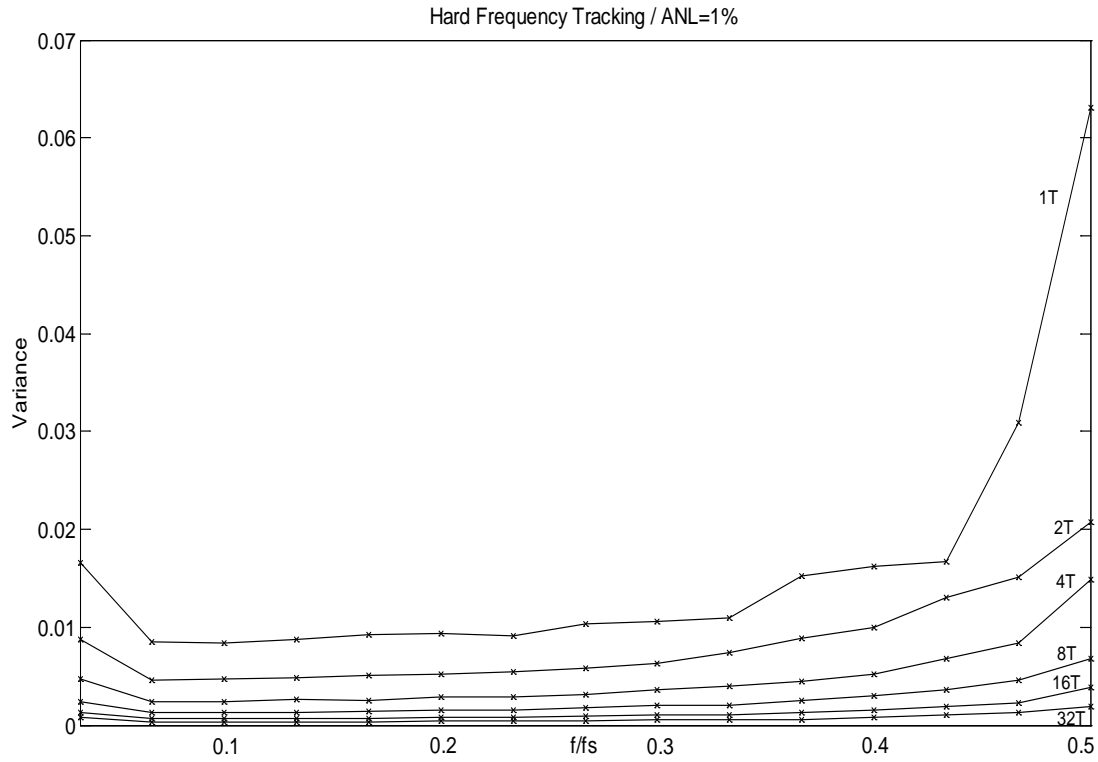
4.2 Ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων (HARD)

4.2.1 Έλεγχος με χρήση ημιτονοειδούς σήματος

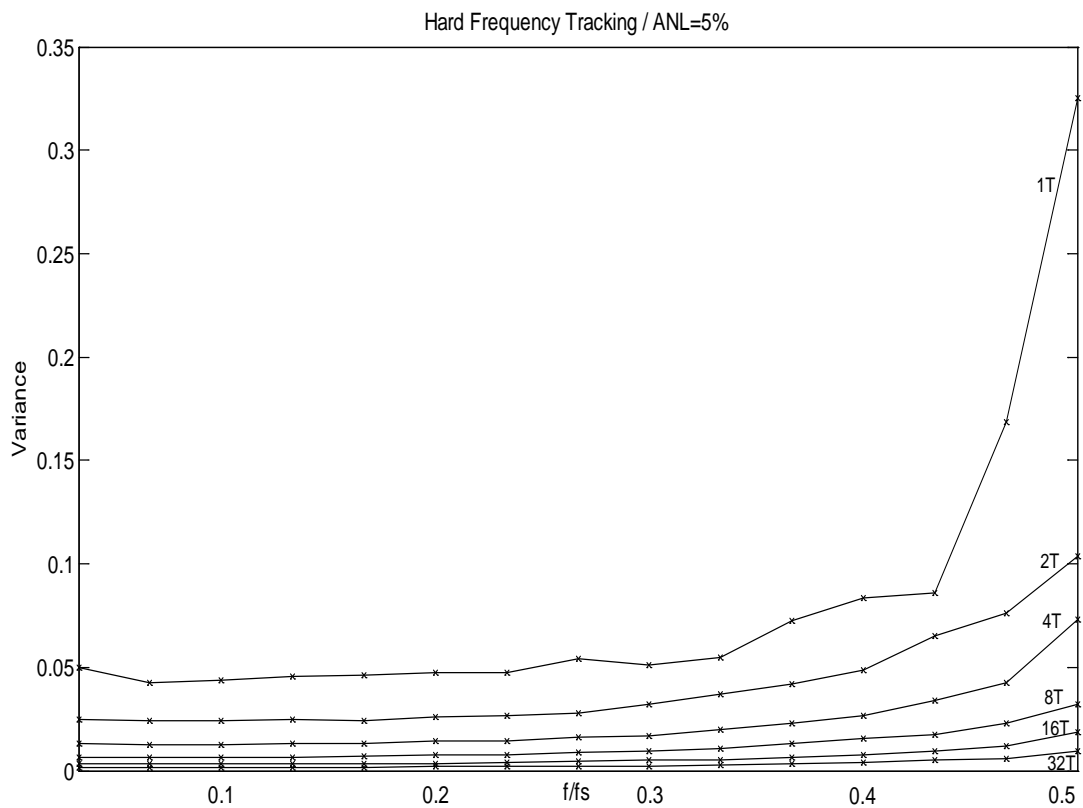
Στο κομμάτι αυτό εξετάζεται η ευαισθησία της απόδοσης της μεθόδου σε σχέση με τη διακύμανση των τριών βασικών της παραμέτρων:

- α) Ο λόγος f / f_s της αναμενόμενης στιγμιαίας συχνότητας f ($f = \omega/2\pi$) σε σχέση με τη συχνότητα δειγματοληψίας f_s .
- β) Ο λόγος TD / T της συνολικής διάρκειας του σήματος όπου $TD = L \cdot T_s$ (L ακέραιος φυσικός αριθμός) σε σχέση με την αντίστοιχη φυσική περίοδο $T = 1 / f$.
- γ) Το προστιθέμενο επίπεδο ANL θορύβου.

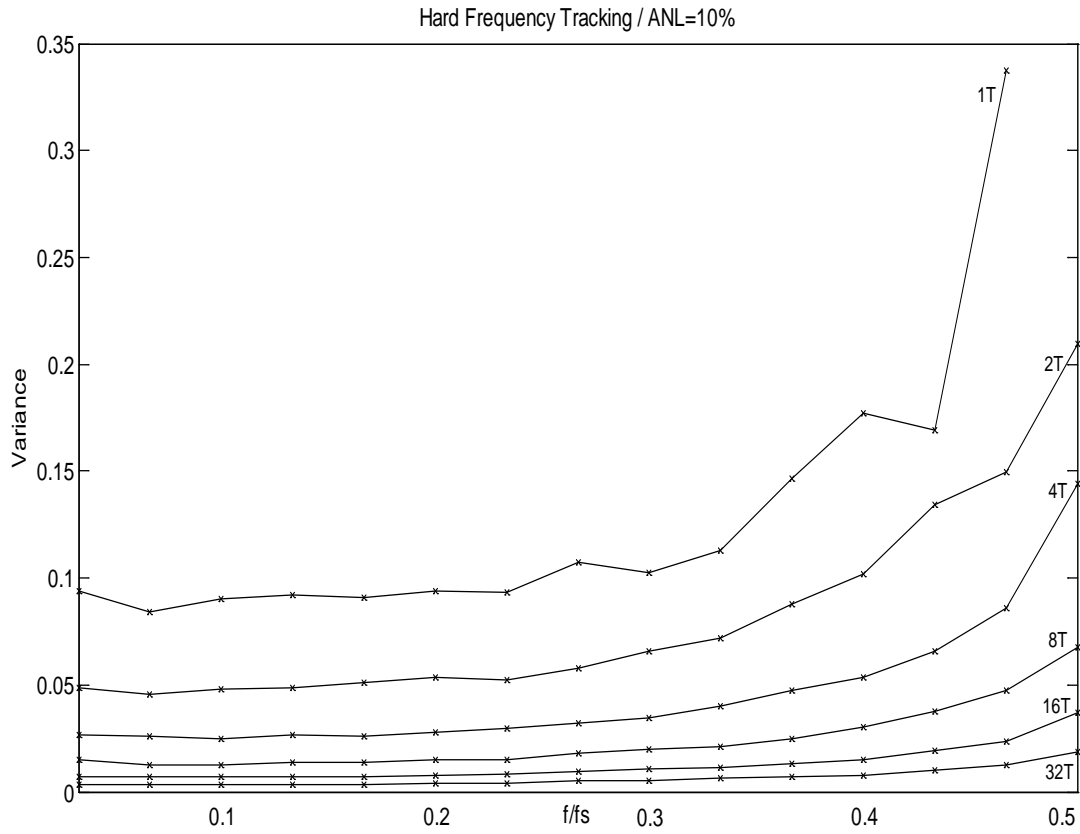
Για το λόγο αυτό πραγματοποιήθηκε μια συστηματική παραλλαγή των ανωτέρω παραμέτρων, χρησιμοποιώντας μια συνιστώσα ενός μονοφωνικού σήματος. Λαμβάνονται δεκαπέντε διαφορετικές τιμές του λόγου f / f_s της συχνότητας f του σήματος σε σχέση με τη συχνότητα δειγματοληψίας f_s , που κυμαίνονται από 7,5% έως 42,5%. Επίσης λαμβάνονται μια σειρά από διαφορετικές τιμές για τη συνολική διάρκεια του σήματος: $TD = T$, $TD = 2T$, $TD = 4T$, $TD = 8T$, $TD = 16T$, $TD = 32T$. Τέλος λαμβάνονται περιπτώσεις θορύβου ANL ίσες με 1%, 5%, 10%, 15%, 20% και 30%. Η προκύπτουσα διαφορά της υπολογιζόμενης στιγμιαίας συχνότητας παρουσιάζονται στα σχήματα 4.3 έως 4.8.



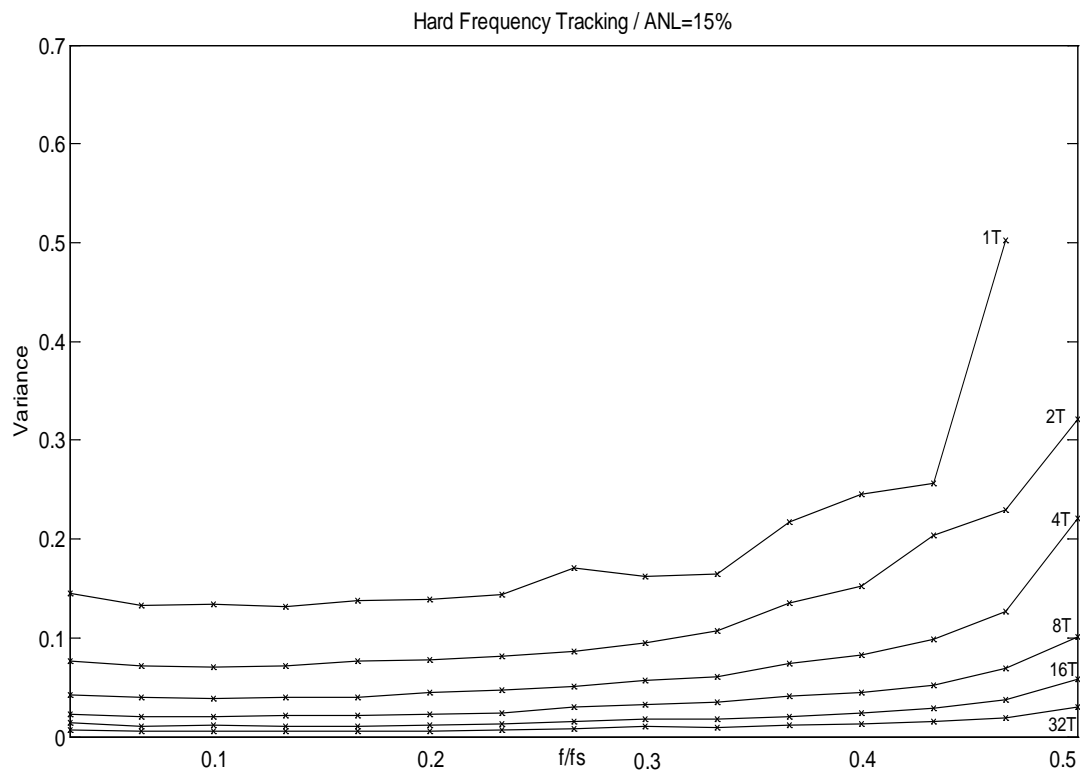
Σχήμα 4.3. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχρότητας για $TD=T$ έως $TD=32T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο $ANL=1\%$.



Σχήμα 4.4. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχρότητας για $TD=T$ έως $TD=32T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο $ANL=5\%$.

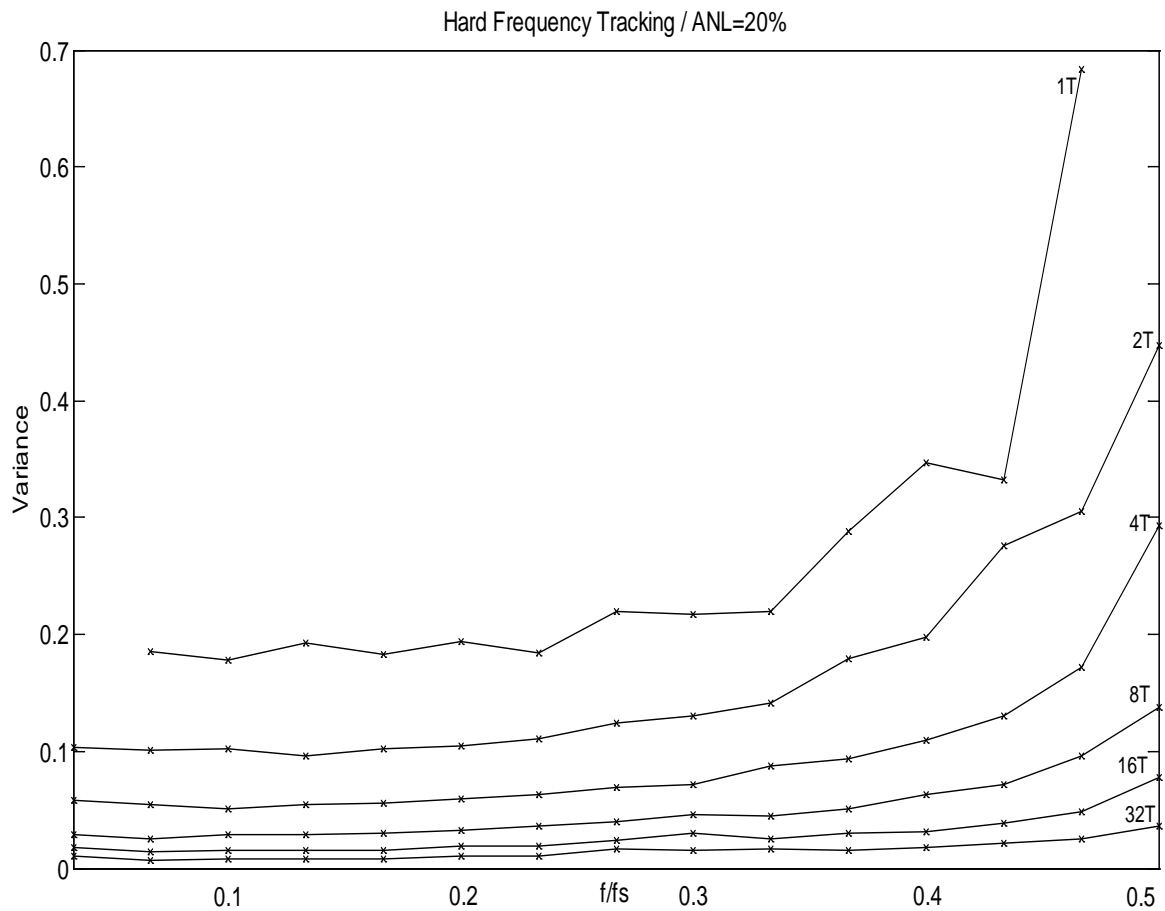


Σχήμα 4.5. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $TD=T$ έως $TD=32T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο $ANL=10\%$.

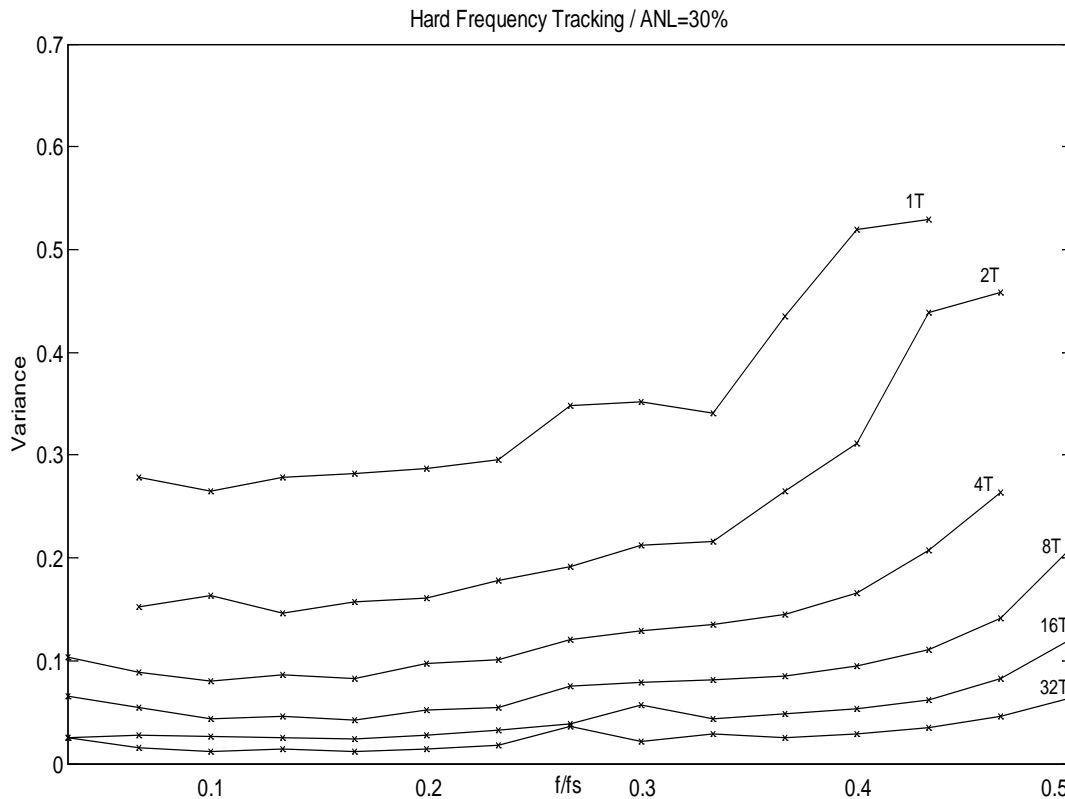


Σχήμα 4.6. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $TD=T$ έως $TD=32T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο $ANL=15\%$.

Όπως παρατηρείται στο σχήμα 4.3, η μέθοδος σε ένα σήμα με προστιθέμενο θόρυβο ANL της τάξης του 1% ακολουθεί τη στιγμιαία συχνότητα της συνιστώσας με μια πολύ μικρή διακύμανση. Επιπλέον, η διακύμανση των καμπυλών μειώνεται με την αύξηση της συνολικής διάρκειας του σήματος TD. Ακόμη, οι καμπύλες των σημάτων με συχνότητα στην f κοντά στη συχνότητα Nyquist = $f_s / 2$, παρουσιάζουν μεγαλύτερη διακύμανση. Αυτή η διακύμανση μπορεί να μειωθεί με την αύξηση TD και είναι αμελητέα για την τιμή $\kappa = 4$. Όπως παρατηρείται στα σχήματα 4.4 έως 4.8, η διακύμανση των καμπυλών αυξάνεται όταν τα σήματα έχουν αλλοιωθεί από τα υψηλότερα επίπεδα θορύβου



Σχήμα 4.7. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για TD=T έως TD=32T με έναν προστιθέμενο θόρυβο ANL=20%.



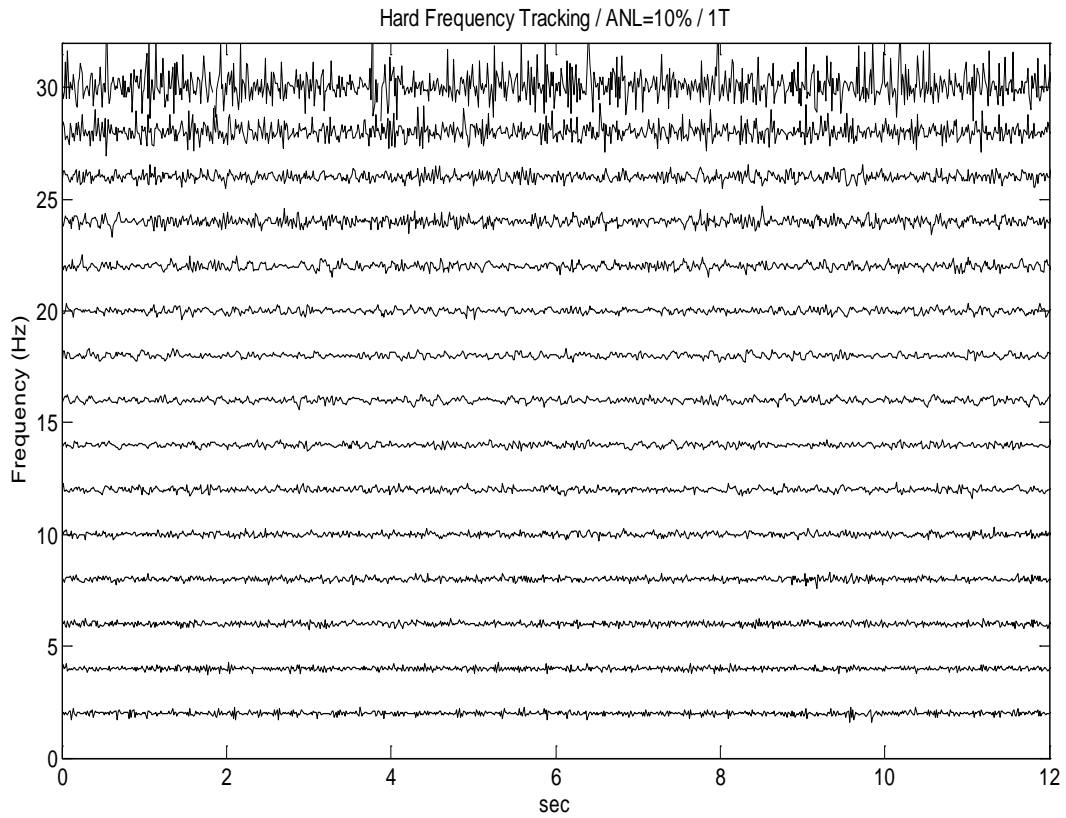
Σχήμα 4.8. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $TD=T$ έως $TD=32T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο $ANL=30\%$.

Επιπλέον, για μια τιμή θορύβου ANL μεγαλύτερη του 10% , η προσέγγιση με διάρκεια σήματος $T = TD$ δεν είναι σε θέση να εκτιμήσει με ακρίβεια τη στιγμιαία συχνότητα των σημάτων των οποίων η συχνοτική συνιστώσα είναι κοντά στην συχνότητα Nyquist (σχήματα 4.6, 4.7 και 4.8). Συνεχίζοντας, τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στα Σχήματα 4.9 και 4.10, δείχνουν ότι ο μεγάλος προσθετικός θόρυβος ($ANL > 20\%$) επηρεάζει την απόδοση της μεθόδου με αρνητικά αποτελέσματα για διάρκειες σήματος μέχρι $TD = 4T$ για όλο το εύρος του λόγου συχνότητας f / fs . Για χρονική διάρκεια $TD > 4T$ η αποτελεσματικότητα και τη σταθερότητα της μεθόδου βελτιώνεται σημαντικά. Παρέχονται περαιτέρω πληροφορίες αποτυπώνοντας τις καμπύλες ως συνάρτηση του χρόνου.

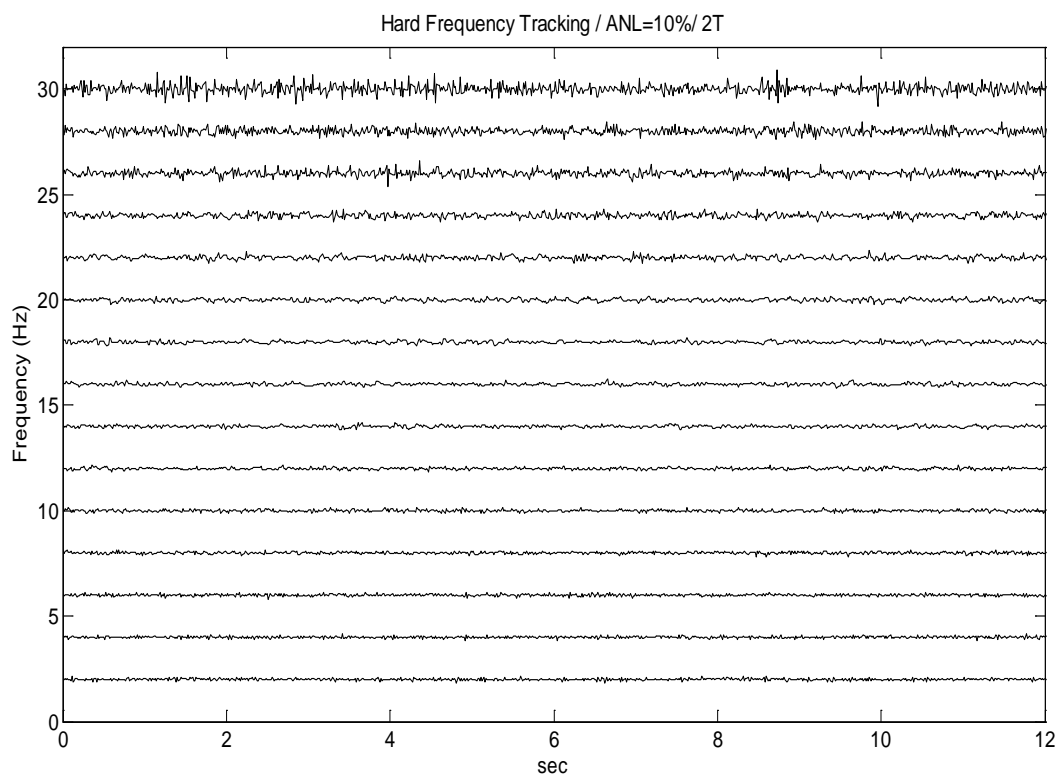
Θεωρούνται μια σειρά από 15 ημιτονοειδή σήματα, με συχνότητες από 2 έως και 30 Hz, αντίστοιχα. Κάθε σήμα περιέχει ένα επίπεδο θορύβου τα οποία ποικίλουν ανάλογα με ANL 1%, 5%, 10%, 15%, 20% και 30%. Ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι ίσος με 70 Hz.

Η μέθοδος ελέγχεται για μια σειρά διαφορετικών διαρκειών σήματος $TD = \kappa T$ με $\kappa = 1, 2, 4, 8, 16, 32$.

Στο σχήμα 3.10 εμφανίζεται το αποτέλεσμα για τα 15 ημιτονοειδή σήματα με ANL ίσο με 10% και $TD = T$.

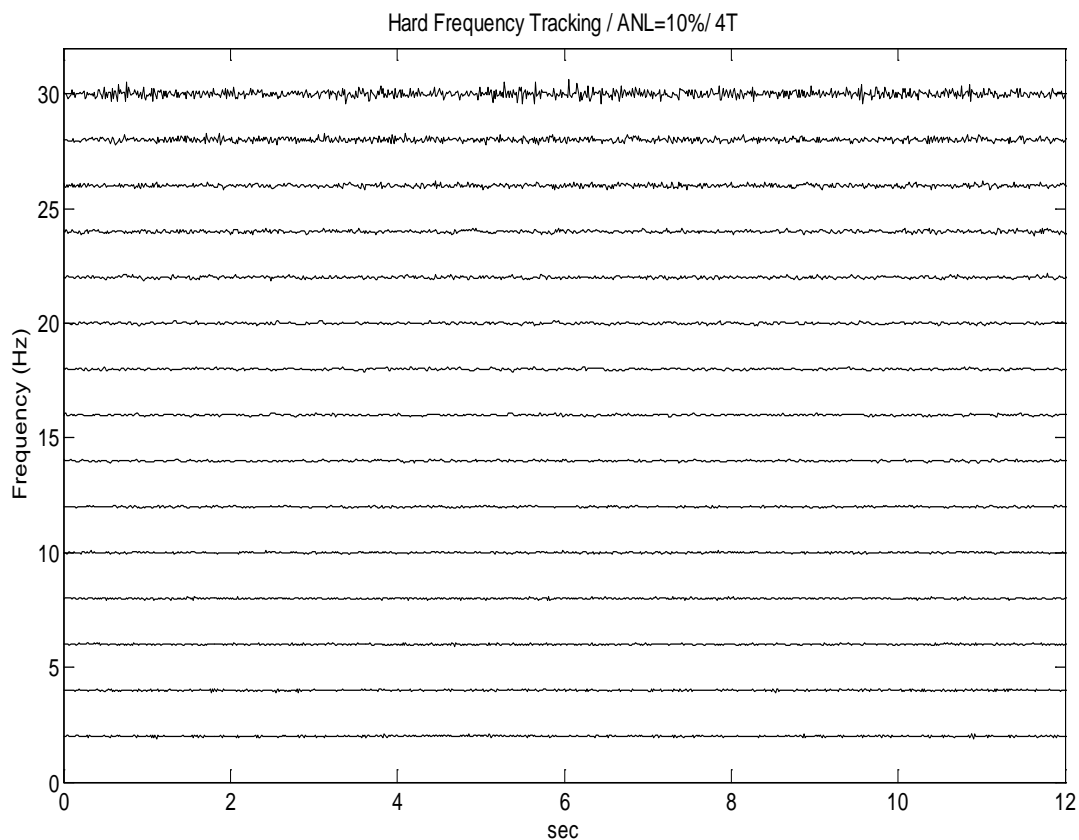


Σχήμα 4.9. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $TD=T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο $ANL=10\%$.



Σχήμα 4.10. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $TD=2T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο $ANL=10\%$.

Όπως μπορεί να παρατηρηθεί στο σχήμα. 4.9, οι καμπύλες των σημάτων των οποίων η μόνη συχνοτική συνιστώσα είναι κοντά στη συχνότητα Nyquist της $f_N = f_s / 2 = 35 \text{ Hz}$, παρουσιάζουν μια σημαντική διακύμανση.



Σχήμα 4.11. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $TD=4T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο $ANL=10\%$.

Όπως και παραπάνω, τα σχήματα 4.10 και 4.11, παρουσιάζουν τις καμπύλες για τα 15 ημιτονοειδή σήματα με διάρκειες σήματος $TD = 2T$ και $4T$, αντιστοίχως. Σε όλες τις περιπτώσεις, το επίπεδο θορύβου ANL είναι ίσο με 10% .

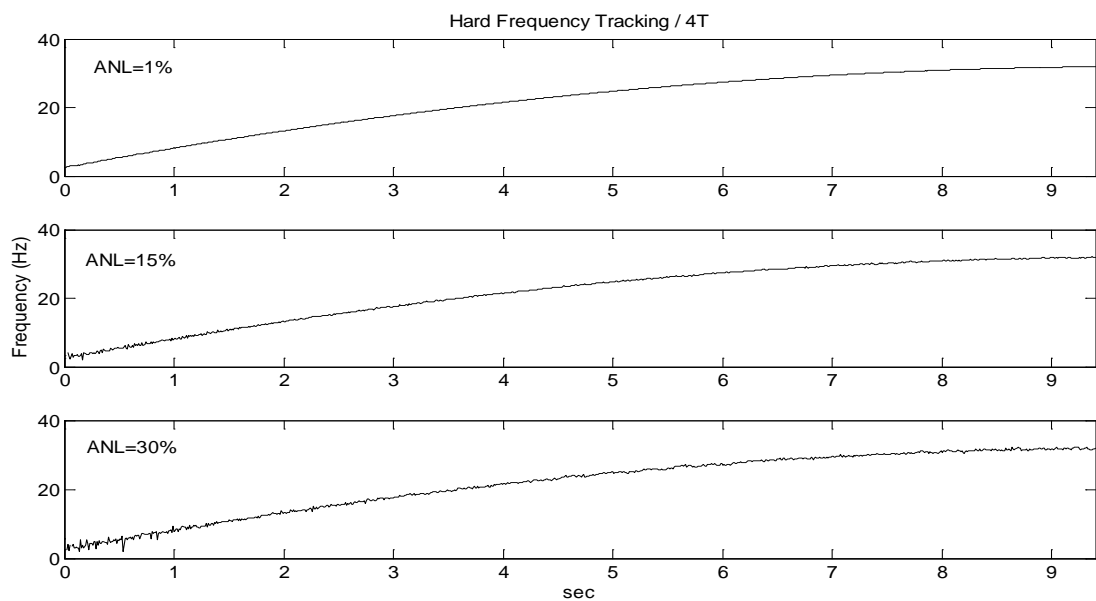
Η ανάλυση των αποτελεσμάτων δείχνει ότι με την αύξηση της διάρκειας του σήματος, η διακύμανση μειώνεται σημαντικά στις καμπύλες με συχνότητα κοντά στην συχνότητα Nyquist. Τέλος, στις υπόλοιπες καμπύλες που αντιστοιχούν σε χαμηλότερης συχνότητας σήματα παρουσιάζουν χαμηλότερη διακύμανση και οι καμπύλες της ταχύτητας από την μέθοδο Hard τείνουν να είναι σχεδόν ευθείες γραμμές.

4.2.2 Έλεγχος με χρήση σήματος ‘chirp’

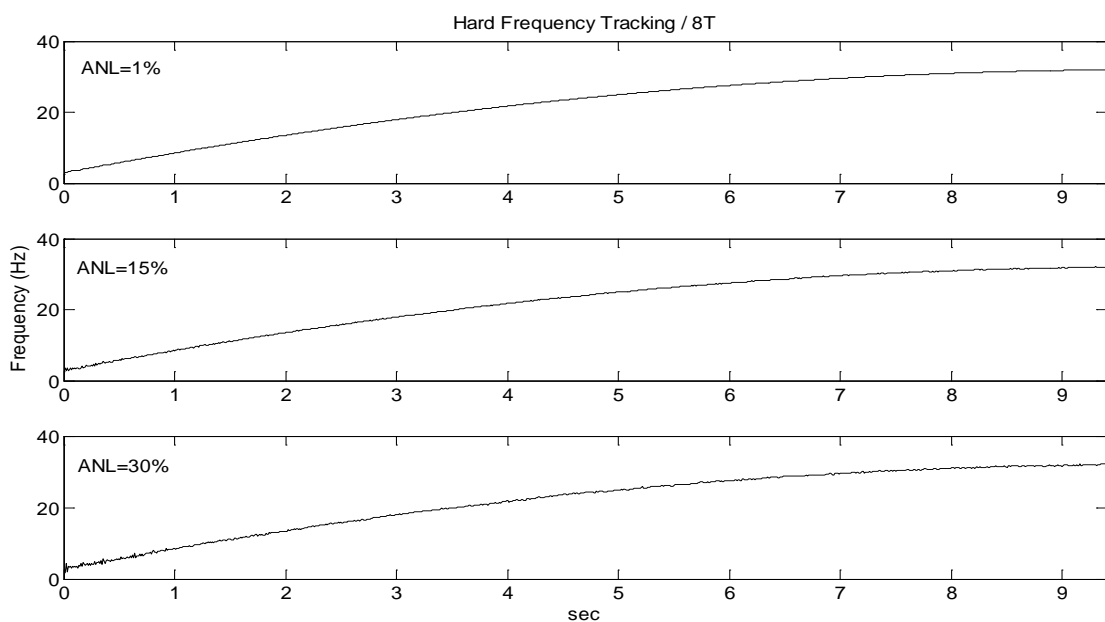
Ένα κρίσιμο ερώτημα σχετικά με την αναμενόμενη απόδοση της μεθόδου είναι αν όλο το εύρος των μεταβολών της ταχύτητας μπορεί να εκτιμηθεί. Για το λόγο αυτό, δοκιμάζεται σε ένα σήμα τύπου ‘chirp’ που αυξάνεται γραμμικά. Η συχνότητα του

σήματος είναι από 2 Hz (120 rpm) σε 32 Hz (1920 rpm), που αντιπροσωπεύουν μια αλλαγή της τάξης του 1500%. Το σήμα είναι χιλίων δειγμάτων με ρυθμό δειγματοληψίας ίσο με 100 Hz.

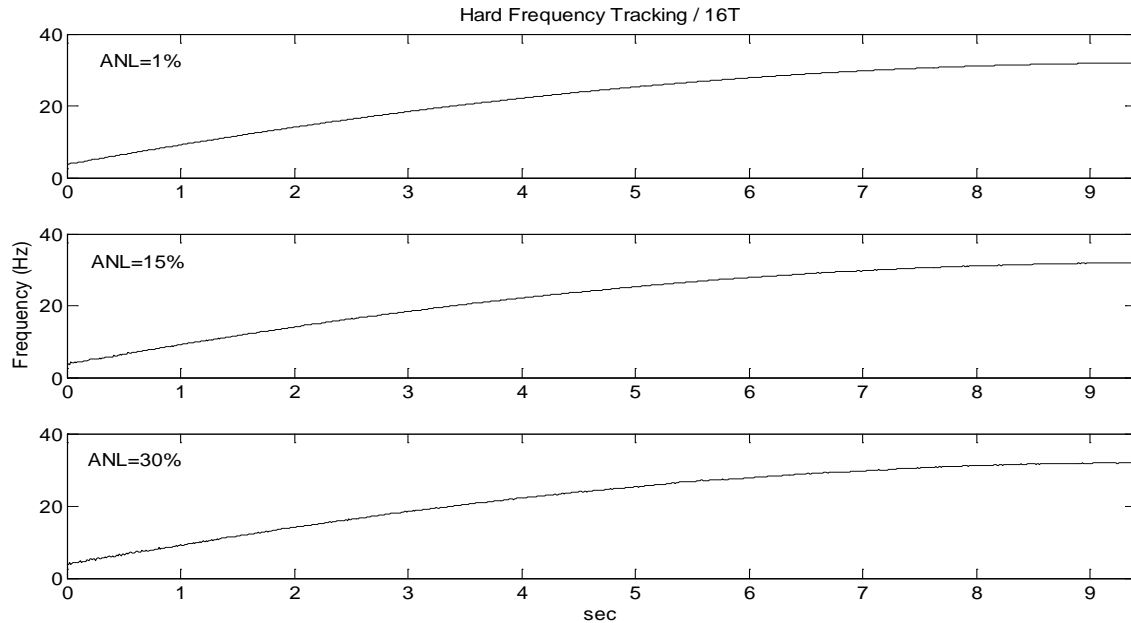
Στη συνέχεια, στο σχήμα 4.12 δοκιμάζεται ο αλγόριθμος HARD για τον υπολογισμό της στιγμιαίας συχνότητας του σήματος ‘chirp’ κάτω από διάφορα επίπεδα του θορύβου (ANL = 1%, 5%, 10%, 15%, 20% και 30%). Σύμφωνα με τα αποτελέσματα των προηγούμενων τμημάτων, ο αριθμός των δειγμάτων που χρησιμοποιούνται επιλέγεται ίσος με $L = 12, 25$ και 50 δείγματα, που αντιστοιχούν σε $\kappa = 4, 8$ και 16 χρονικές περιόδους της μεγαλύτερης συχνοτικής συνιστώσας (32 Hz) του σήματος. Οι προκύπτουσες καμπύλες της στιγμιαίας συχνότητας για ANL ίσο με το 1%, 15% και 30% παρουσιάζονται στα σχήματα 4.12, 4.13 και 4.14, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.12. Εφαρμογή μεθόδου HARD σε σήμα ‘chirp’ με επίπεδα θορύβου ANL 1%, 15%, 30% αντίστοιχα για $TD = 4T$.



Σχήμα 4.13. Εφαρμογή μεθόδου HARD σε σήμα ‘chirp’ με επίπεδα θορύβου ANL 1%, 15%, 30% αντίστοιχα για $TD = 8T$.



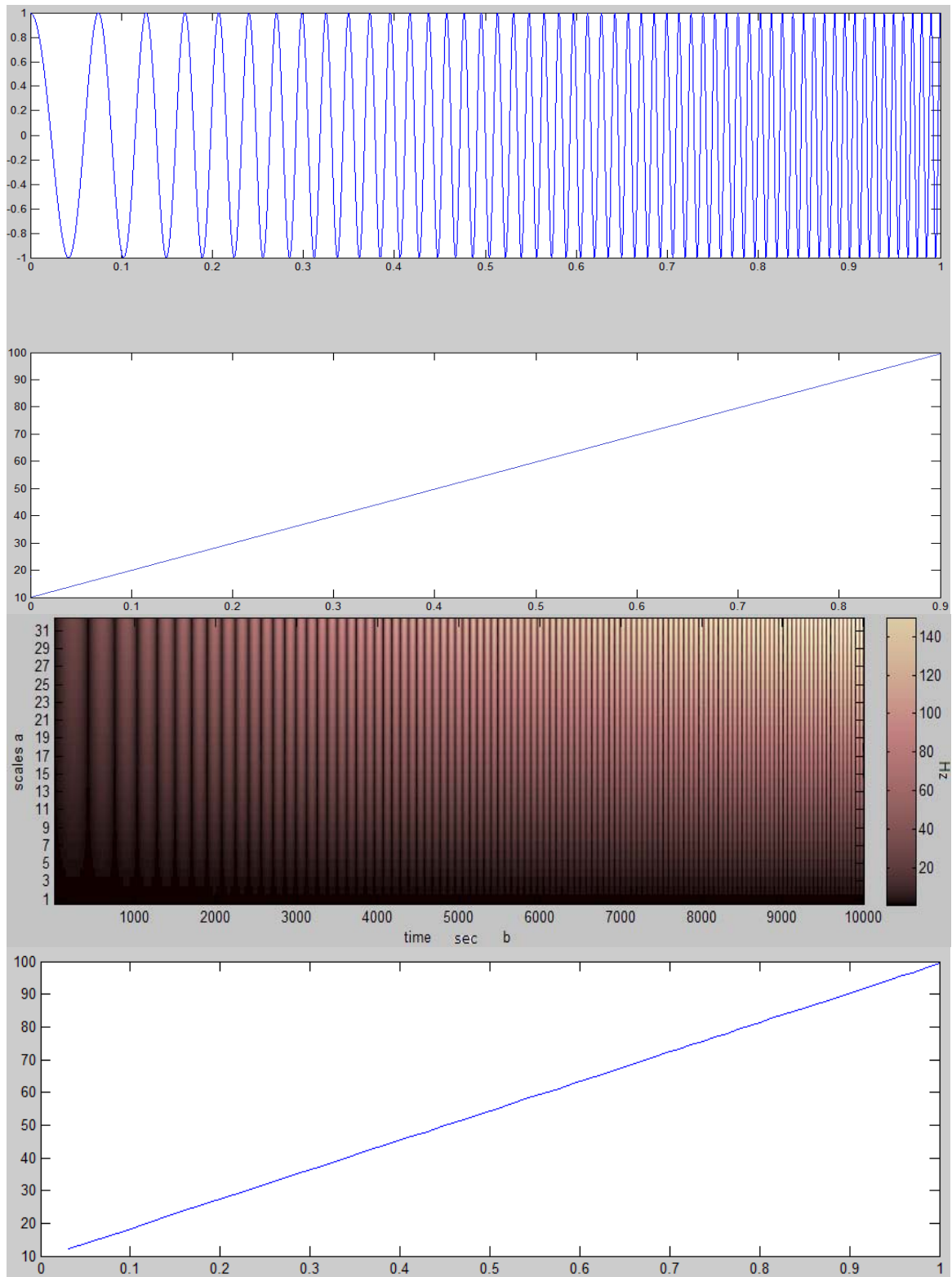
Σχήμα 4.14. Εφαρμογή μεθόδου HARD σε σήμα ‘chirp’ με επίπεδα θορύβου ANL 1%, 15%, 30% αντίστοιχα για $TD = 16T$.

Όπως παρατηρείται στο σχήμα. 4.14, επιτυγχάνεται μια αρκετά ακριβής παρακολούθηση της διακύμανσης της συχνότητας σε όλο το εύρος της διαφοράς της, ακόμη και για διάρκεια σήματος $TD = 4T$ όταν το ANL είναι έως και 15%.

4.3 Προσαρμογή της ανάλυσης κυματιδίων

Χρησιμοποιώντας συναρτήσεις σε προγραμματιστικά περιβάλλοντα κατορθώνεται με σχετικά απλό τρόπο η ανάλυση κυματιδίων αφού επιλέξουμε σωστά τις παραμέτρους που τις χαρακτηρίζουν (Κεφάλαιο 1). Τα γραφήματα όμως που λαμβάνουμε ως αποτέλεσμα, λόγω του γενικού προσανατολισμού τους, είναι ‘φτωχά’ σε πληροφορία στην περίπτωση που σκοπός είναι να παρακολουθήσουμε μια μεταβαλλόμενη συχνότητα όπως στην παρούσα εργασία. Για τον λόγο αυτό έχουν γίνει οι απαραίτητες τροποποιήσεις του κώδικα επεξεργασίας ώστε να λαμβάνουμε καμπύλες ταχύτητας συγκρίσιμες μεταξύ τους.

Στην περίπτωση των προσομοιωμένων σημάτων γίνεται χρήση του προγράμματος matlab και η συνάρτηση ‘cwt’ (σχήμα 4.15) με τροποποιήσεις.



Σχήμα 4.15 α) χρονικό σήμα chirp β) συχνότητα σήματος γ) ανάλυση κυματιδίων με cwt δ) τροποποίηση cwt ώστε να δημιουργεί καμπύλη

Στο σχήμα 4.15.α εμφανίζεται το χρονικό σήμα τύπου ‘chirp’ ενός δευτερολέπτου, η αντίστοιχη πραγματική συχνότητα του σήματος, η ανάλυση κυματιδίων με τη συνάρτηση ‘cwt’ της matlab (matlab/help) και η τροποποίηση της ώστε να δημιουργεί καμπύλη ταχύτητας.

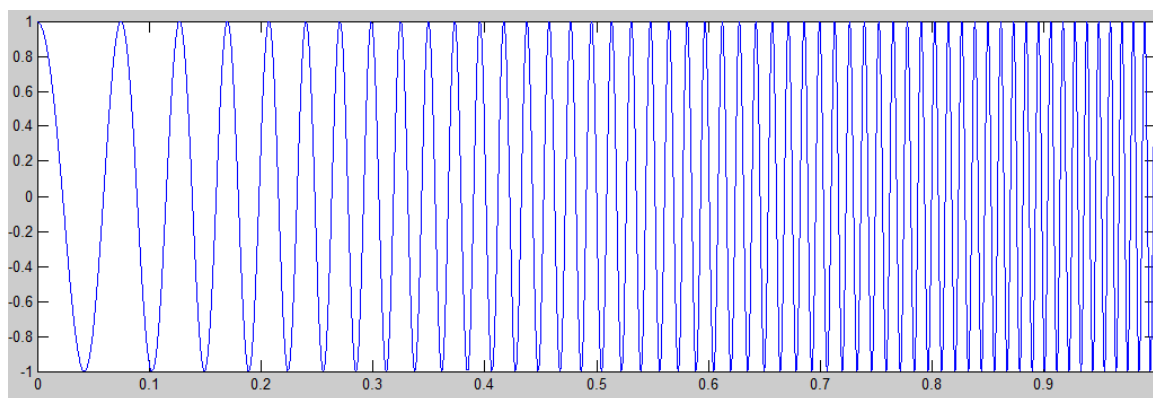
Παρατηρώντας το σχήμα 4.15.γ, βλέπουμε ότι για το μετρούμενο σήμα chirp το οποίο περιλαμβάνει συχνότητες από 10 έως 100 Hz (600 έως 6000 rpm) ο παράγοντας a της ανάλυσης κυματιδίων (Κεφάλαιο 1) δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα από τιμές 15 έως 20. Ο τύπος του παραθύρου που χρησιμοποιείται είναι ‘Haar’ όπως προτείνεται για ημιτονοειδή σήματα [21] και διαπιστώθηκε με δοκιμές στη matlab (σχήμα 4.17). Παράλληλα, οι κάθετοι διαχωρισμοί του ίδιου σχήματος φανερώνουν πως η μέθοδος αρχικά λαμβάνει μεγαλύτερα χρονικά παράθυρα για τις χαμηλές συχνότητες (παράγοντας b) και αυτά συστέλλονται καθώς η συχνότητα του σήματος αυξάνεται.

Στο σχήμα 4.15.δ φαίνεται η καμπύλη της ταχύτητας που έχει δημιουργηθεί με βάση τον μετασχηματισμό WT. Αυτό επιτυγχάνεται κάνοντας χρήση της συνάρτησης ‘cwt’ της matlab και κατόπιν διατηρούμε μόνο το θετικό μέρος του πίνακα ‘coefs’ που μας επιστρέφει. Στη συνέχεια βρίσκουμε τα τοπικά μέγιστα του πίνακα τα οποία τελικά μας δίνουν την καμπύλη της ταχύτητας.

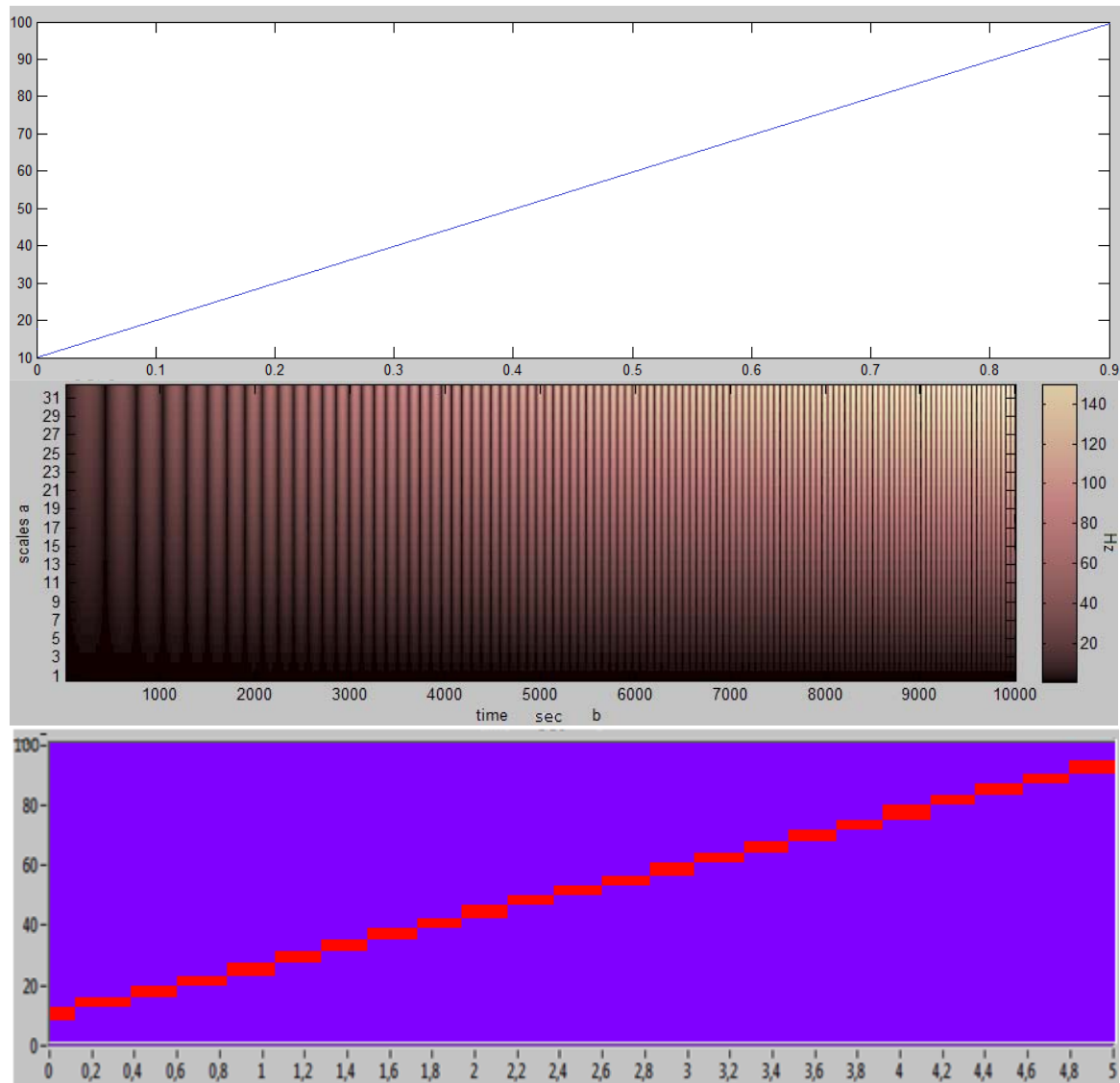
Αντίστοιχα στην περίπτωση των πραγματικών σημάτων χρησιμοποιείται το πρόγραμμα labview και το Virtual Instrument ‘Analytic Wavelet Transform’ [17]. Ο λόγος που επιλέχθηκε το labview στη συγκεκριμένη ανάλυση είναι ότι στα πραγματικά σήματα περιέχονται πολλές πληροφορίες (π.χ. θόρυβος) που καθιστούν αδύναμο τον αλγόριθμο μετατροπής της ανάλυσης με κυματίδια (σχήμα 4.15.1.γ) σε μια καμπύλη ταχύτητας (σχήμα 4.15.1.δ).

Στο σχήμα 4.16 παρουσιάζεται μια εφαρμογή του Virtual Instrument ‘Analytic Wavelet Transform’ το οποίο θα χρησιμοποιηθεί στην περίπτωση των πραγματικών σημάτων του κεφαλαίου 5.

Το κύριο χαρακτηριστικό που επηρεάζει την ανάλυση κυματιδίων είναι ο τύπος του επιλεγόμενου κυματιδίου. Όπως έχει αναφερθεί και στο Κεφάλαιο 1 για τον τύπο των σημάτων που αναλύουμε προτείνονται συγκεκριμένοι τύποι κυματιδίων. Τα αποτελέσματα των κυματιδίων που δοκιμάστηκαν εμφανίζονται στο σχήμα 4.17.



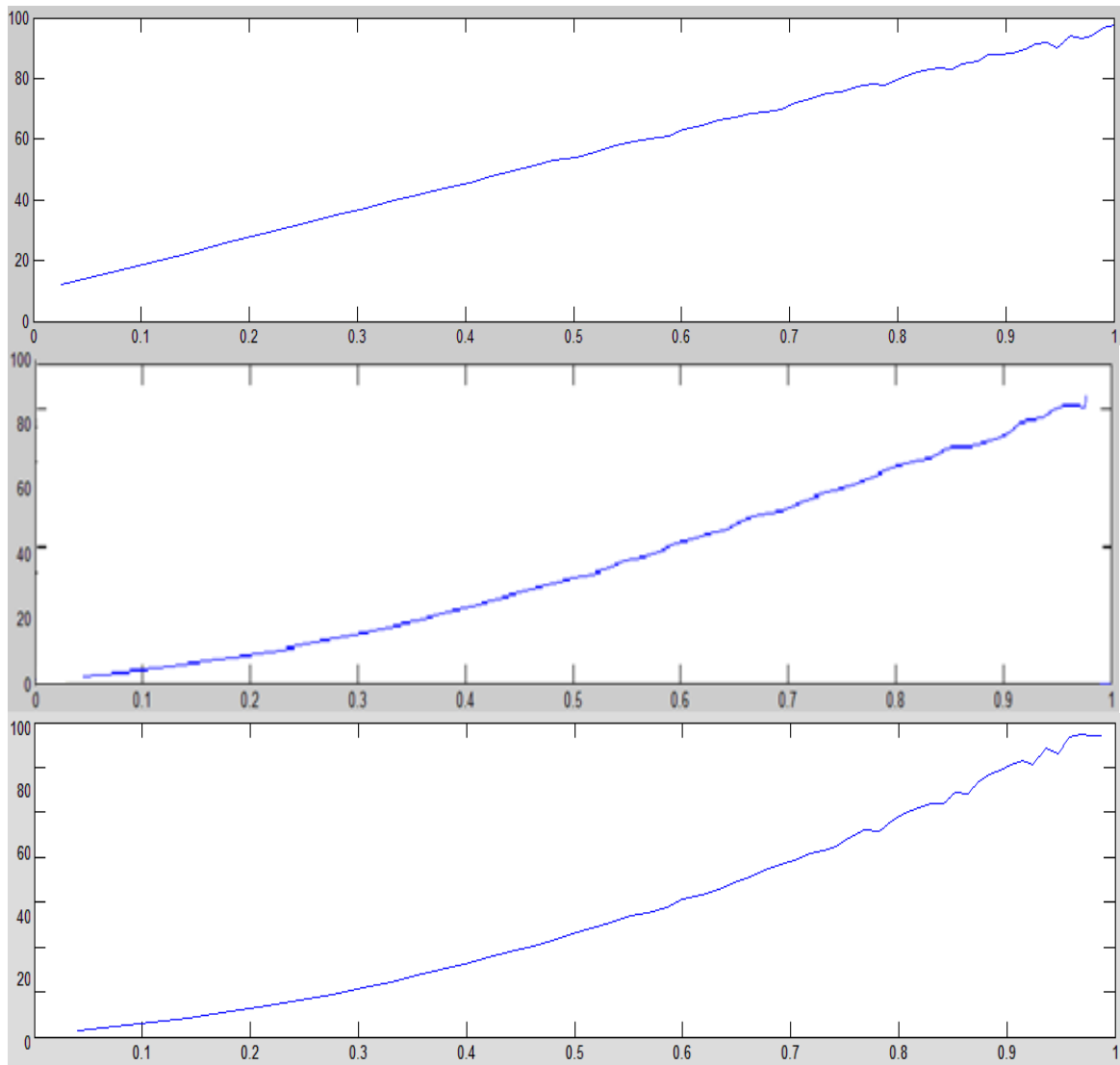
Σχήμα 4.16 (1/2). α) χρονικό σήμα chirp β) συχνότητα σήματος γ) ανάλυση κυματιδίων με cwt δ) καμπύλη ταχύτητας από το labview



Σχήμα 4.16 (2/2). α) χρονικό σήμα chirp β) συχνότητα σήματος γ) ανάλυση κυματιδίων με cwt δ) καμπύλη ταχύτητας από το labview

Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα του σχήματος 4.17 με την αντίστοιχη καμπύλη του σχήματος 4.16.β παρατηρούμε ότι τα καλύτερα αποτελέσματα λαμβάνονται με την επιλογή του κυματιδίου τύπου 'haar'. Το συγκεκριμένο κυματίδιο θα χρησιμοποιηθεί στις αναλύσεις του WT στο Κεφάλαιο 5.

Παρακάτω στο σχήμα 4.17 γίνεται σύγκριση των κυματιδίων 'haar', 'mexican hat' και 'morlet'.



Σχήμα 4.17. Ανάλυση με κοματίδιο: α) 'haar', β) 'mexican hat', γ) 'morlet' (πραγματικό μέρος).

Κεφάλαιο 5

5. Εφαρμογή αλγορίθμων ανάλυσης σε σήματα

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται καταγραφές σημάτων και αποτύπωση διαφόρων περιπτώσεων για την αξιολόγηση των τρόπων ανάλυσης που παρουσιάστηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια. Περιέχονται τα συμπεράσματα μετά από κάθε έλεγχο και οι μελλοντικές κατευθύνσεις που θα μπορούσαν να ακολουθηθούν για περαιτέρω έρευνα και βελτίωση στην παρακολούθηση του φαινομένου.

5.1 Εφαρμογή αλγορίθμων ανάλυσης σε προσομοιωμένα σήματα

Αφορούν σήματα που δημιουργήθηκαν με συναρτήσεις της matlab ώστε να ελεγχθούν οι μέθοδοι και να αντιμετωπιστούν τυχόν αδυναμίες που θα προκύψουν πριν γίνει εφαρμογή σε πραγματικά σήματα. Έχουν χρησιμοποιηθεί συναρτήσεις που κάνουν χρήση των μεθόδων ανάλυσης σε δύο προγραμματιστικά περιβάλλοντα παράλληλα ώστε να επιλέγεται κάθε φορά αυτό που δίνει καλύτερα αποτελέσματα (matlab-labview).

5.1.1 Έλεγχος μεθόδων σε ημιτονοειδές σήμα

Γίνεται χρήση ενός ημιτονοειδούς σήματος καθώς και ενός σήματος chirp με απουσία θορύβου καθώς και διάφορες περιπτώσεις του ίδιου σήματος με ποσοστιαίο θόρυβο επί του σήματος. Ο θόρυβος είναι γκαουσιανής κατανομής και δημιουργείται από τη συνάρτηση του matlab 'awgn'. Σκοπός είναι:

1. να παρατηρηθεί και να σχολιαστεί ο τρόπος με τον οποίο η κάθε μέθοδος αποτυπώνει τη συχνότητα του σήματος σε κάθε χρονική στιγμή

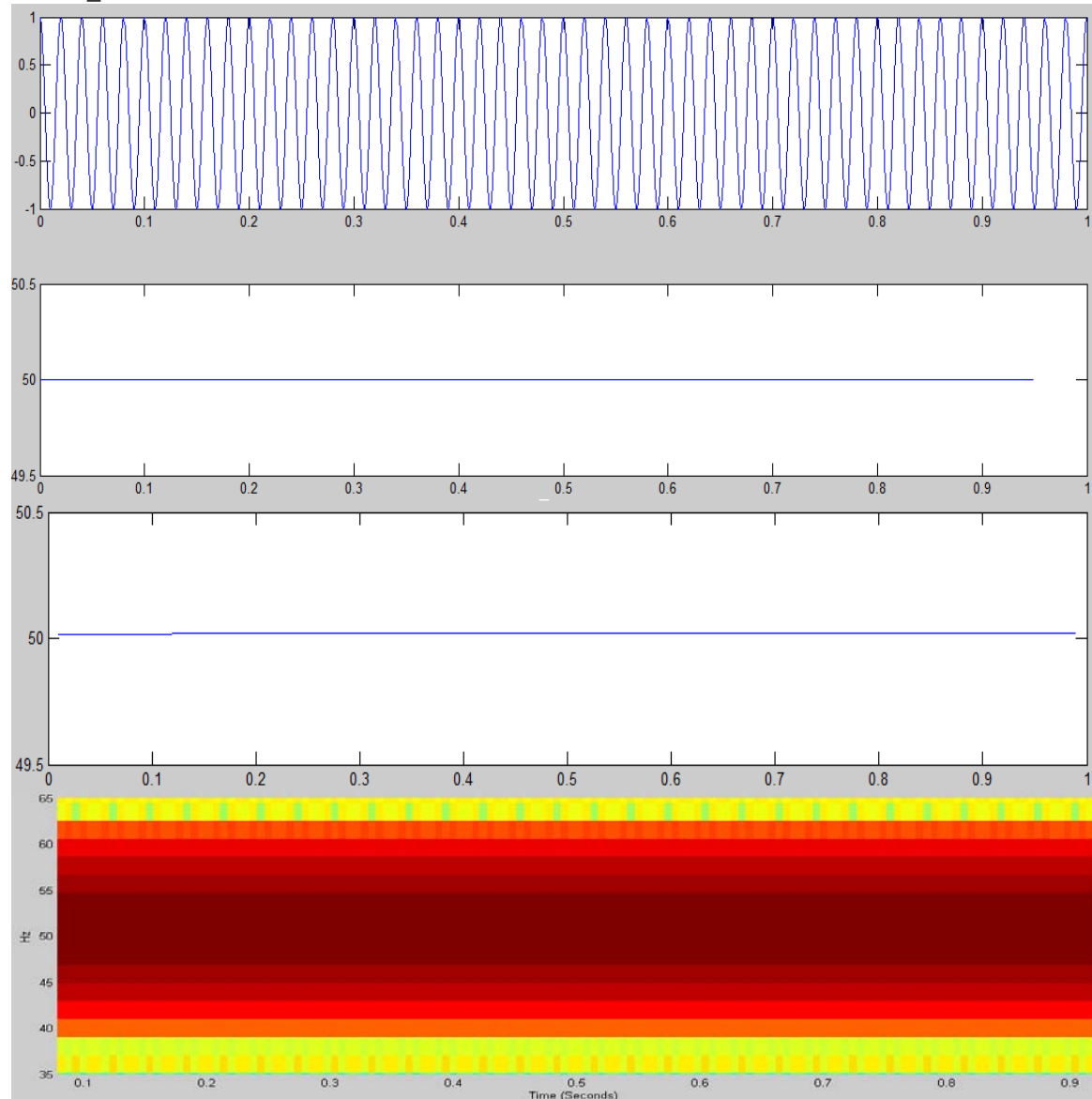
2. να ελεγχθεί ο τρόπος με τον οποίο η κάθε παράμετρος της μεθόδου επηρεάζει την απόδοση της ώστε να υπάρχει μια 'εικόνα' για την περαιτέρω χρήση τους στο πειραματικό κομμάτι της εργασίας

Παρουσιάζεται γράφημα στο οποίο αναφέρονται οι παράμετροι του σήματος οι οποίες είναι οι εξής (ημιτονοειδές σήμα):

1. συχνότητα f (Hz)
2. ρυθμός δειγματοληψίας f_s (samples/sec)
3. περίοδοι (αφορούν τον αλγόριθμο HARD) T
4. ποσοστιαίος θόρυβος snr (%)

Σε όλες τις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν ο χρόνος ορίστηκε σταθερός στο ένα δευτερόλεπτο καθώς περιλαμβάνονται περιπτώσεις μεγάλων και μικρών διακυμάνσεων των συχνοτήτων που ερευνώνται. Ο χρόνος του ενός δευτερολέπτου σημαίνει ότι ο συνολικός αριθμός των δειγμάτων (samples) ταυτίζεται με τη συχνότητα δειγματοληψίας (f_s).

$f=50$ $f_s = 10000$ $T=2$ $snr = 0$



Σχήμα 5.1. α) Χρονικό σήμα β) ανάλυση HARD γ) ανάλυση κυματιδίων δ) ανάλυση stft

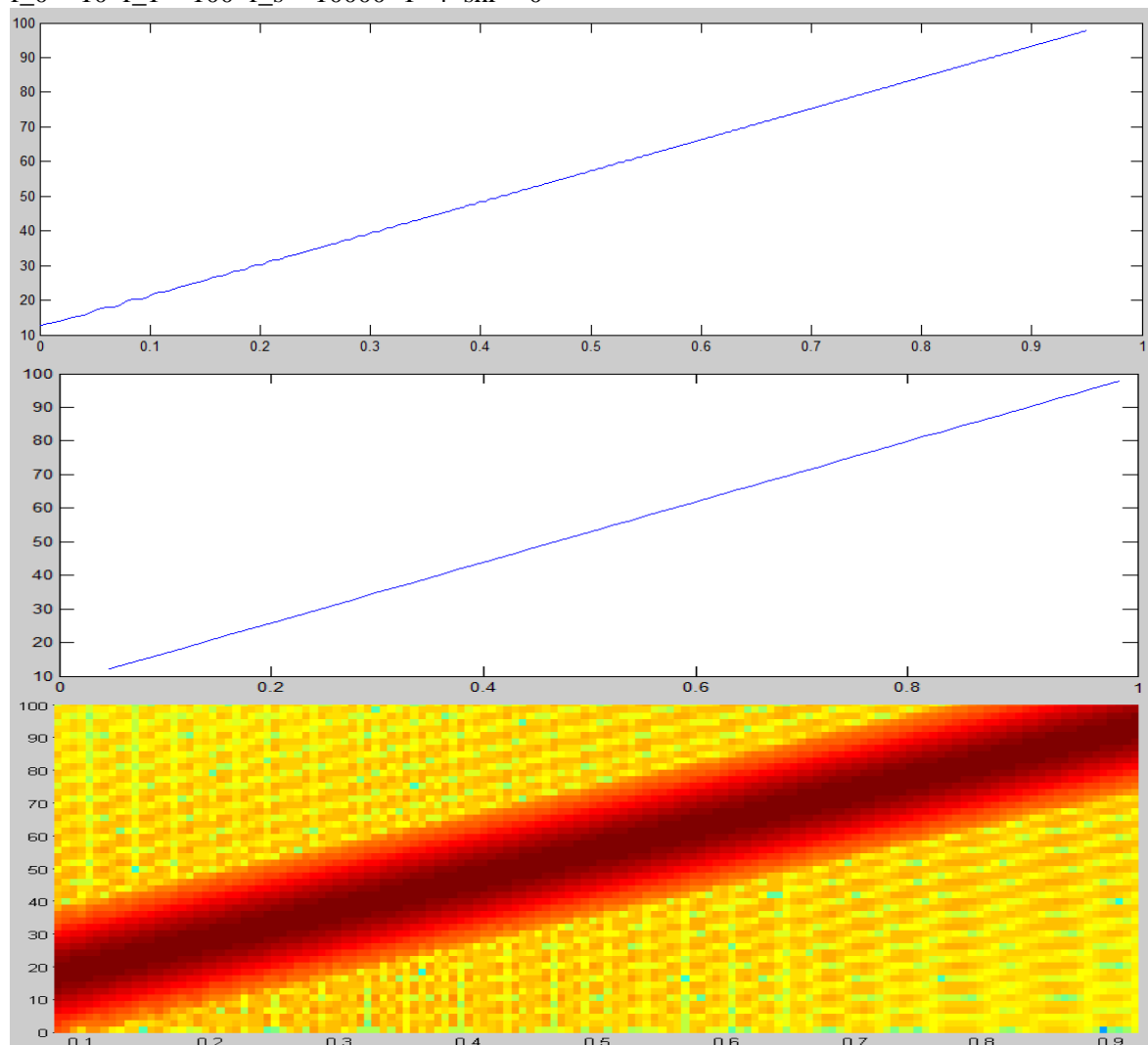
Παρατηρούμε ότι σε απλό ημιτονοειδές σήμα οι μέθοδοι αναλύουν με σταθερότητα το σήμα όμως η μέθοδος stft ακόμα και σε αυτή την απλή περίπτωση μας δίνει μια πιο ασαφή πληροφορία σε σχέση με τις άλλες δύο μεθόδους.

5.1.2 Έλεγχος μεθόδων σε σήμα chirp

Παρουσιάζονται γραφήματα (σχήματα 5.2 έως 5.11) που περιέχουν το χρονικό σήμα, τη μέθοδο HARD, τον WT και τον STFT. Επίσης αναφέρονται οι εκάστοτε παράμετροι του σήματος 'chirp' πάνω αριστερά σε κάθε γράφημα, οι οποίες είναι:

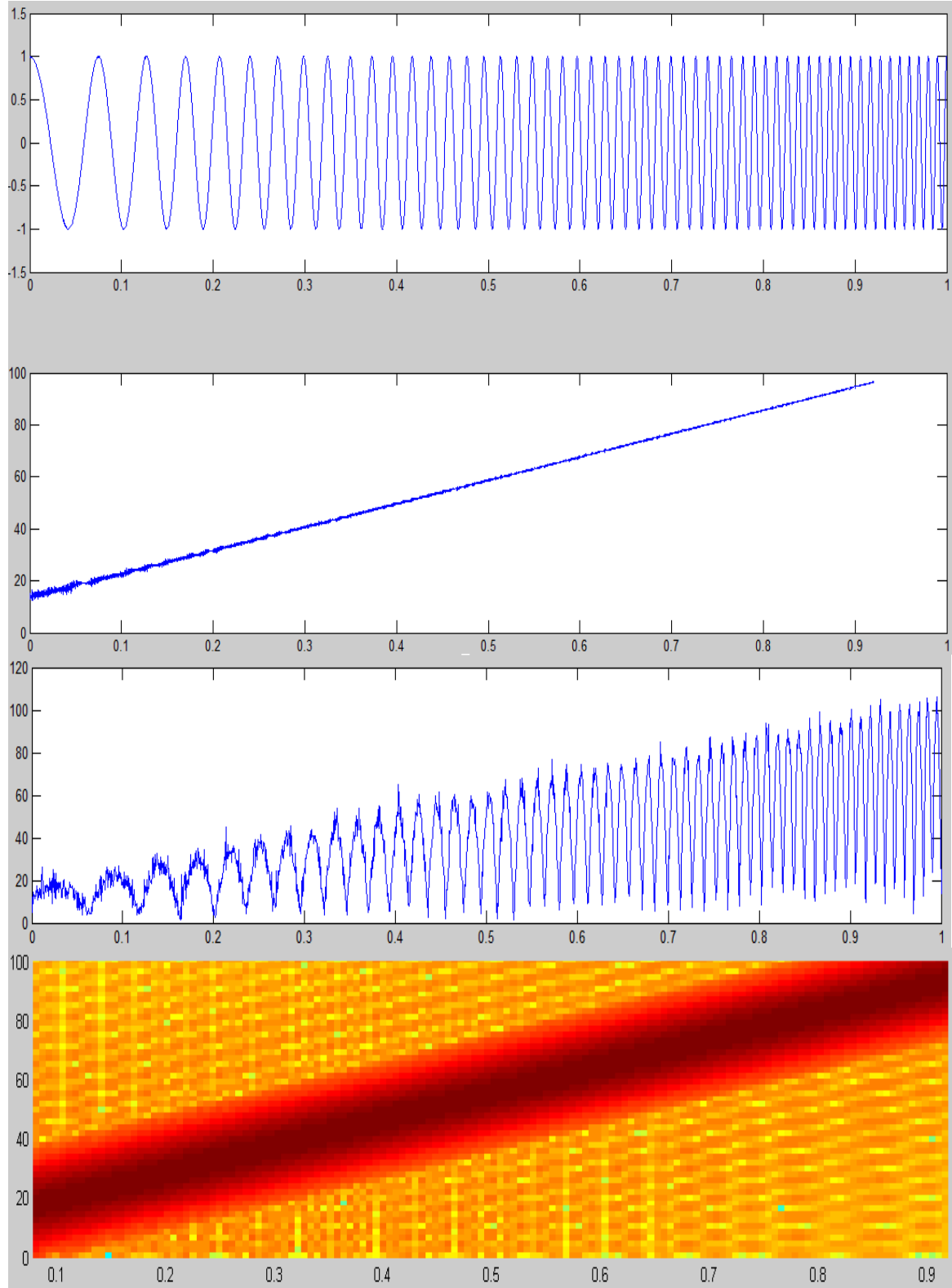
1. αρχική συχνότητα f_0 (Hz) - τελική συχνότητα f_1 (Hz)
2. ρυθμός δειγματοληψίας f_s (samples/sec)
3. περίοδοι (αφορούν τον αλγόριθμο HARD προηγούμενο κεφάλαιο) T
4. ποσοστιαίος θόρυβος snr (%)

$f_0 = 10$ $f_1 = 100$ $f_s = 10000$ $T=4$ $snr = 0$



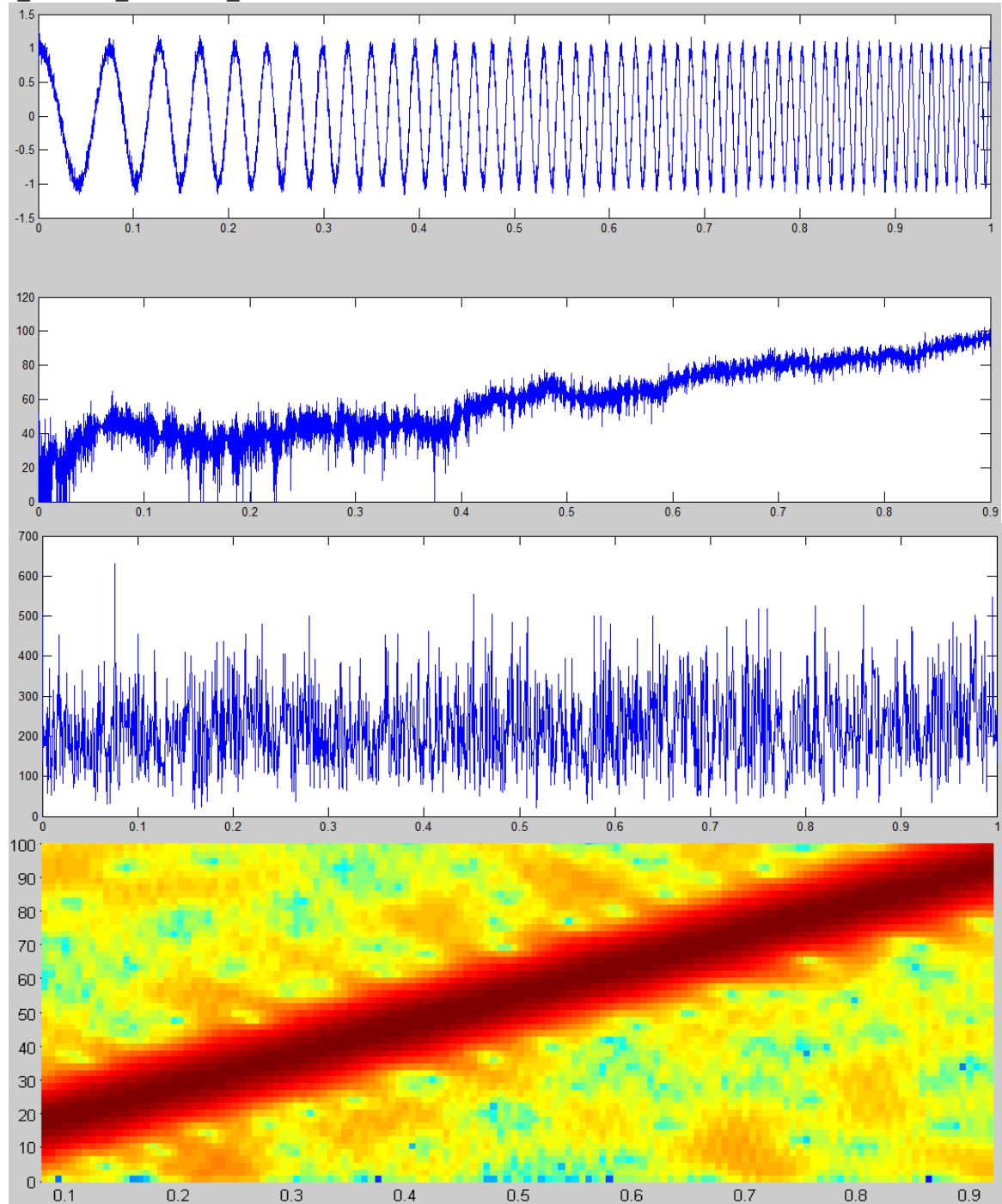
Σχήμα 5.2. Αποτελέσματα αναλύσεων σε σήμα chirp με απουσία θορύβου.

$f_0 = 10$ $f_1 = 100$ $f_s = 10000$ $T=4$ $\text{snr} = 2$



Σχήμα 5.3. Αποτελέσματα αναλύσεων σε σήμα chirp με θόρυβο 2%.

$f_0 = 10$ $f_1 = 100$ $f_s = 10000$ $T=4$ $\text{snr} = 5$

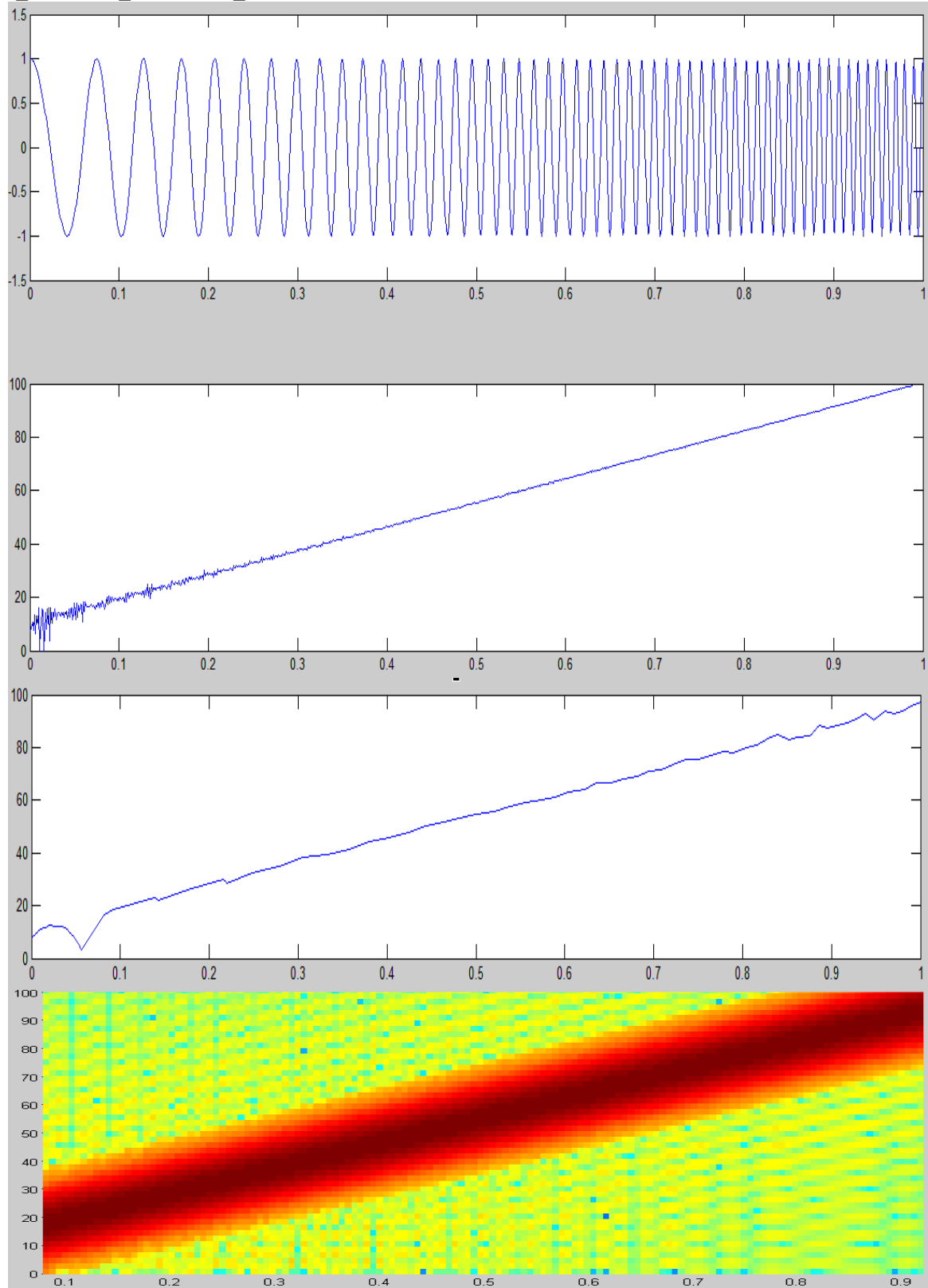


Σχήμα 5.4. Αποτελέσματα αναλύσεων σε σήμα chirp με θόρυβο 5%.

Στο σχήμα 5.2 παρατηρούμε ότι όλες οι μέθοδοι παράγουν καμπύλη ταχύτητας που ανταποκρίνεται στην πραγματική στιγμιαία ταχύτητα. Η μέθοδος stft όπως έχει παρατηρηθεί και στο Κεφάλαιο 4 είναι πιο ασαφής. Συγκρίνοντας τα σχήματα 5.3 και 5.4 γίνεται αντιληπτό ότι οι μέθοδοι HARD και ο μετασχηματισμός κυματιδίων παρουσιάζουν ευαισθησία στο θόρυβο, ιδιαίτερα δε ο μετασχηματισμός κυματιδίων δεν παρέχει καμιά αξιοποιήσιμη πληροφορία στην περίπτωση του σχήματος 5.4. Για το λόγο αυτό, κατά την εφαρμογή των αλγορίθμων ανάλυσης σε πραγματικό σήμα θα γίνει χρήση του προγράμματος labview και του Virtual Instrument 'Analytic Wavelet Transform' το οποίο ανταπεξέρχεται καλύτερα στις περιπτώσεις θορύβου.

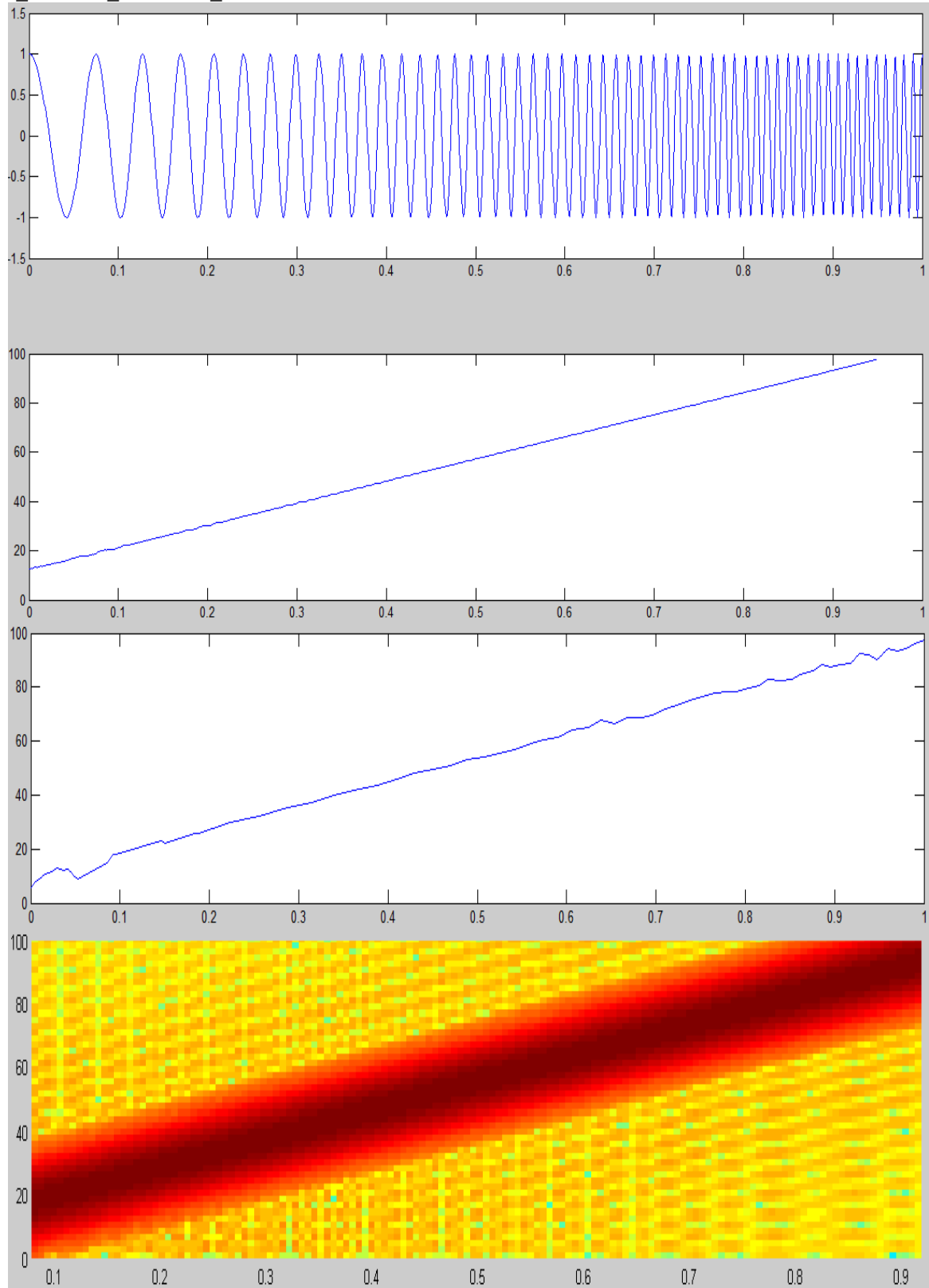
Συγκρίνοντας τα σχήματα 5.2 έως 5.4 παρατηρούμε ότι ο STFT δεν επηρεάζεται ιδιαίτερα από το ποσοστό θορύβου του σήματος.

$f_0 = 10$ $f_1 = 100$ $f_s = 1000$ $T=1$ $snr = 2$



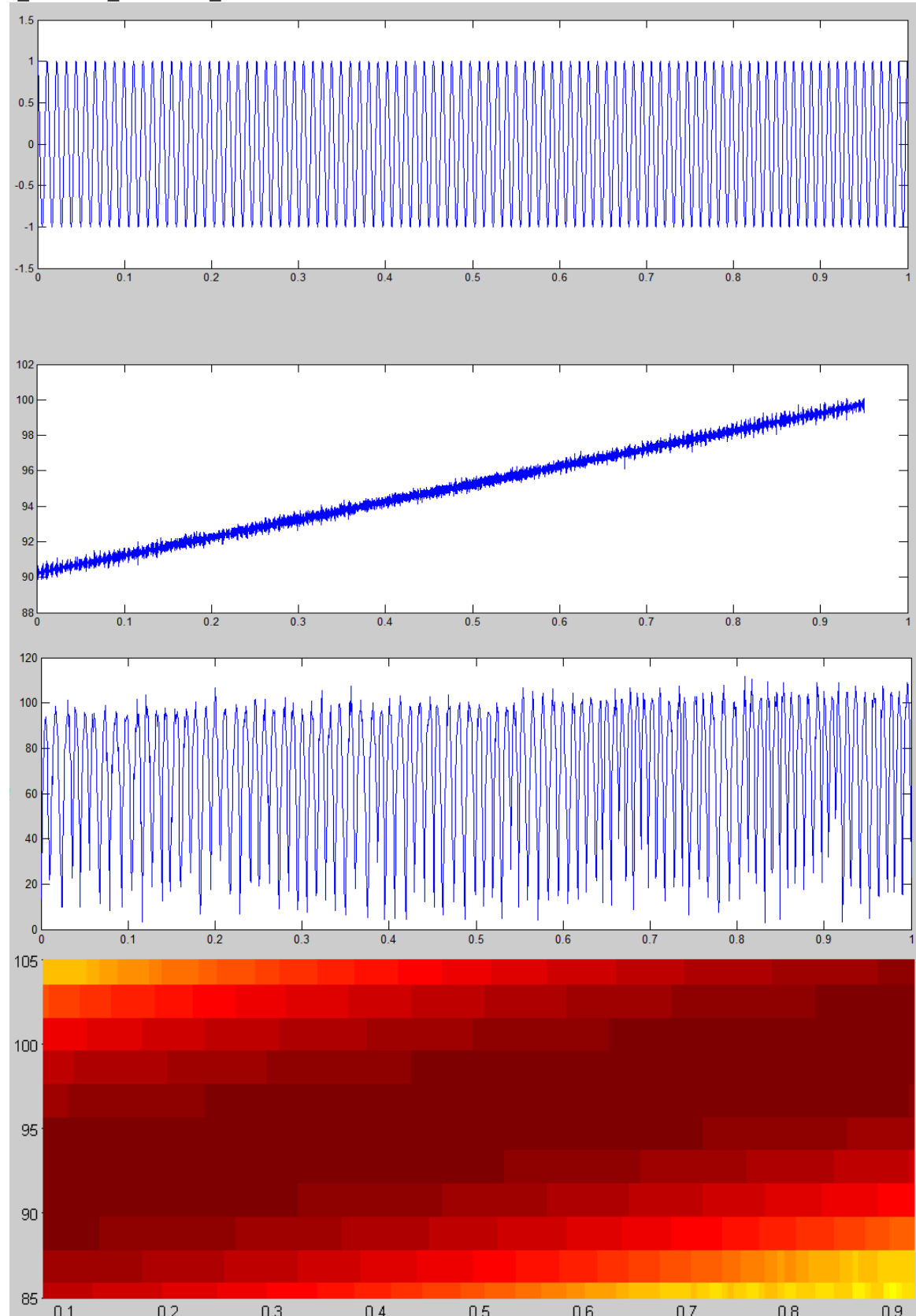
Σχήμα 5.5. Αποτελέσματα αναλύσεων σε σήμα chirp με χαμηλή δειγματοληψία απουσία θορύβου.

$f_0 = 10$ $f_1 = 100$ $f_s = 1000$ $T=1$ $\text{snr} = 2$



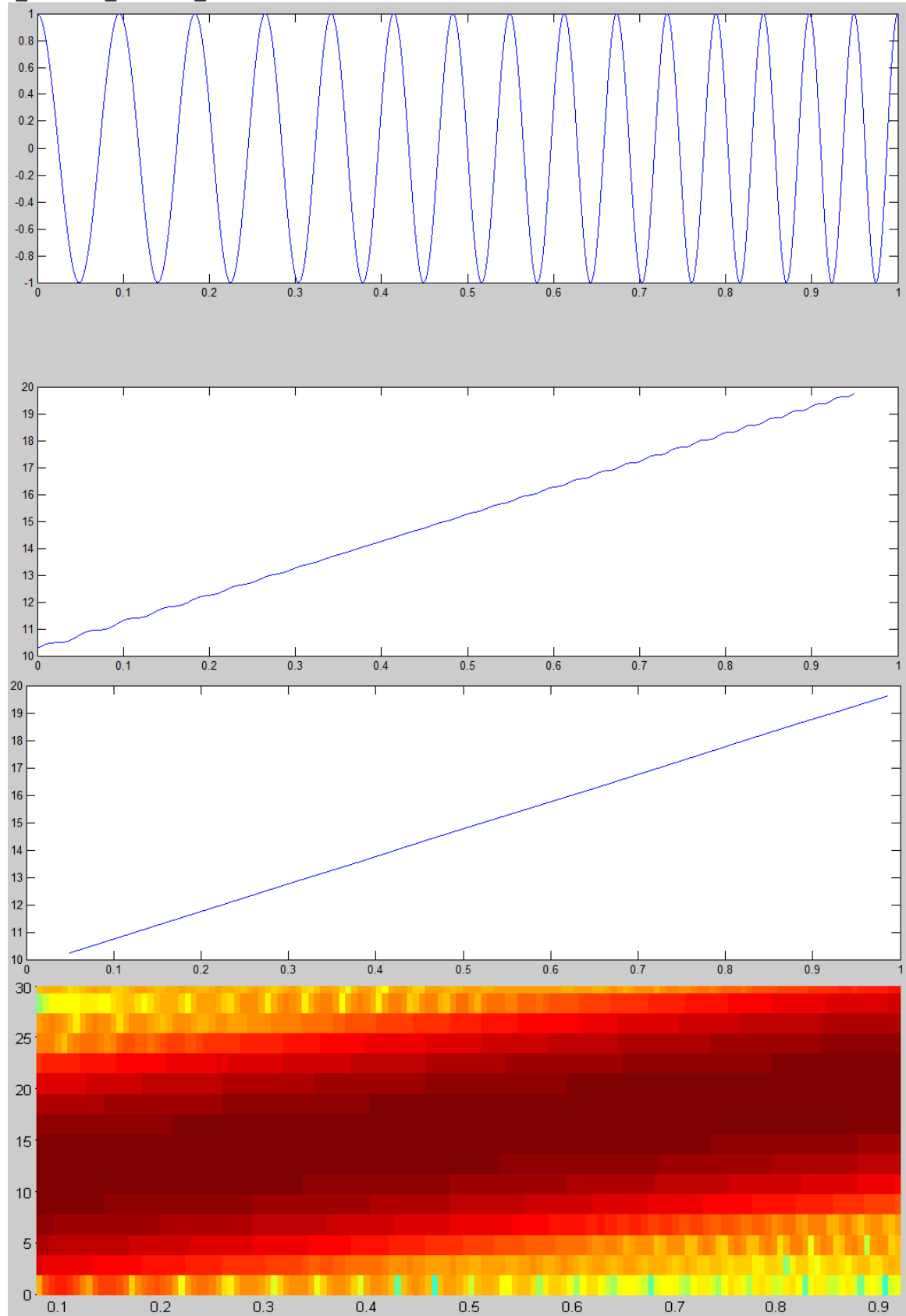
Σχήμα 5.6. Αποτελέσματα αναλύσεων σε σήμα chirp με χαμηλή δειγματοληψία παρουσία θορύβου 2%.

$f_0 = 90$ $f_1 = 100$ $f_s = 10000$ $T=4$ $\text{snr} = 2$



Σχήμα 5.7. Αποτελέσματα αναλύσεων σε σήμα chirp με μικρή διαφορά εύρους συχνοτήτων παρουσία θορύβου 2%.

$f_0 = 10$ $f_1 = 20$ $f_s = 10000$ $T=4$ $\text{snr} = 0$



Σχήμα 5.8. Αποτελέσματα αναλύσεων σε σήμα chirp πολύ χαμηλών συχνοτήτων απουσία θορύβου.

Συγκρίνονται τα: σχήμα 5.5 - σχήμα 5.6, σχήμα 5.7 - σχήμα 5.8, σχήμα 5.7 – σχήμα 5.8, σχήμα 5.2 – σχήμα 5.8.

Από τα παραπάνω διαγράμματα ανάλυσης φαίνονται και κάποια κύρια στοιχεία ανάλυσης των αλγορίθμων. Παρατηρείται ότι για τις συχνότητες δοκιμών 10 έως 100 Hz:

A. HARD

1. η μέθοδος Hard ακολουθεί με ικανοποιητική ακρίβεια τη συχνότητα μεταβολής του σήματος chirp σε σχεδόν όλες τις συχνότητες δοκιμών με μια ελαφριά αδυναμία στις συχνότητες πολύ κοντά στο μηδέν.
2. επηρεάζεται σε μέτριο επίπεδο από την παρουσία θορύβου στο σήμα με πολύ μικρή αστάθεια σε περιορισμένη παρουσία θορύβου (1 έως 3 %) αλλά και ουσιαστική αδυναμία σε περιπτώσεις με περισσότερο θόρυβο (5% και πάνω).
3. σε κάθε περίπτωση δεν παρέχει πληροφορίες για την τελική περιοχή του σήματος (από 1 έως 5 % περίπου του μήκους του σήματος) λόγω του τρόπου λειτουργίας της. Η μέθοδος χρησιμοποιεί σημεία του σήματος για να αποδώσει τη συχνότητα περιστροφής με αποτέλεσμα όταν τα σημεία αυτά τελειώνουν (στο τέλος του σήματος) να παύει τη λειτουργία της (η ανάλυση έχει γίνει σε προηγούμενη ενότητα).
4. το σήμα chirp αυξάνει με γραμμικό τρόπο τη συχνότητά του. Σε όλες τις περιπτώσεις η μέθοδος ακολουθεί με ακρίβεια την εκάστοτε συχνότητα του σήματος.

B. Wavelet

1. η ανάλυση wavelet αναλύει σωστά το σήμα όταν αυτό μεταβάλλεται σε ένα σχετικό μικρό εύρος συχνοτήτων (10 έως 20 Hz). Σε περιπτώσεις μεγάλης μεταβολής της συχνότητας (100 Hz) παρουσιάζει μια απόκλιση από την πραγματική συχνότητα (η πραγματική είναι χαμηλότερη της μετρούμενης).
2. παρουσιάζει διαφορετική ακρίβεια σε χαμηλές συχνότητες συγκριτικά με υψηλότερες. Σε περιπτώσεις δηλαδή όπου η μεταβολή είναι από 10 σε 20 Hz παρουσιάζει χαμηλότερη ακρίβεια συγκριτικά με μια μεταβολή από 90 σε 100 Hz όπου η ακρίβειά του είναι πολύ καλή.
3. για μια μέτρηση με μεγάλη μεταβολή συχνότητας (π.χ. 100Hz) είναι σκόπιμο η ανάλυση να γίνεται ανά διαστήματα (όπως 20 Hz).
4. επηρεάζεται σε μεγάλο βαθμό από την παρουσία θορύβου στο σήμα με αποτέλεσμα να αστοχεί σε περιπτώσεις όπου το σήμα έχει θόρυβο πάνω από 2%.

Γ. STFT

1. η μέθοδος αυτή αναλύει το σήμα χρησιμοποιώντας το μετασχηματισμό fourier. Επομένως η προσέγγισή της διαφέρει από τις άλλες δύο μεθόδους ιδιαίτερα όσον αφορά τον τρόπο που επηρεάζεται από το θόρυβο. Όπως φαίνεται και στα παραπάνω διαγράμματα η μέθοδος αυτή εντοπίζει την στιγμιαία ταχύτητα του σήματος με παρόμοια ακρίβεια κάτω από διάφορα περιβάλλοντα θορύβου κάτι που οφείλεται στο σταθερό χρονικό της παράθυρο που έχει ληφθεί ίσο με 15% του σήματος (Κεφάλαιο 4).
2. η μέθοδος απεικονίζει τα πλάτη του καταγραφόμενου σήματος με διαφορετικά χρώματα (σκούρο = μεγαλύτερο πλάτος). Με τον τρόπο αυτό πετυχαίνει σχετικά ευκρινή αποτύπωση σε σήματα με μεγάλα εύρη συχνοτήτων, υστερεί σημαντικά όμως στην περίπτωση που το σήμα μεταβάλλεται σε ένα μικρό εύρος συχνοτήτων καθώς το γράφημα είναι ασαφές.

5.2 Εφαρμογή αλγορίθμων ανάλυσης σε πραγματικά σήματα

5.2.1 Πειραματική διάταξη

Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε αποτελείται από έναν ηλεκτροκινητήρα με ρυθμιζόμενο εύρος στροφών, έναν μεταλλικό σύνδεσμο (κόπλερ) και έναν άξονα με δύο εδράσεις. Προκλήθηκε ελαφριά αλλοίωση της ευθυγράμμισης ώστε να έχουμε διέγερση των πλατών που σχετίζονται με τη συχνότητα περιστροφής καθώς και εμφάνιση των αρμονικών αυτής (Παράρτημα Α). Χρησιμοποιήθηκε επαγωγικό αισθητήριο (ταχύμετρο) για την μέτρηση της στιγμιαίας ταχύτητας του άξονα ενώ για τις μετρήσεις των κραδασμών χρησιμοποιήθηκαν τρία επιταχυνσιόμετρα σε σημεία:

- α) στην ακτινική διεύθυνση πάνω στον κινητήρα πλησίον του άξονα περιστροφής
- β) στην αξονική διεύθυνση πάνω στον κινητήρα πλησίον του άξονα περιστροφής
- γ) στην αξονική διεύθυνση στη βάση του πρώτου εδράνου κύλισης (κοντά στο μεταλλικό σύνδεσμο).

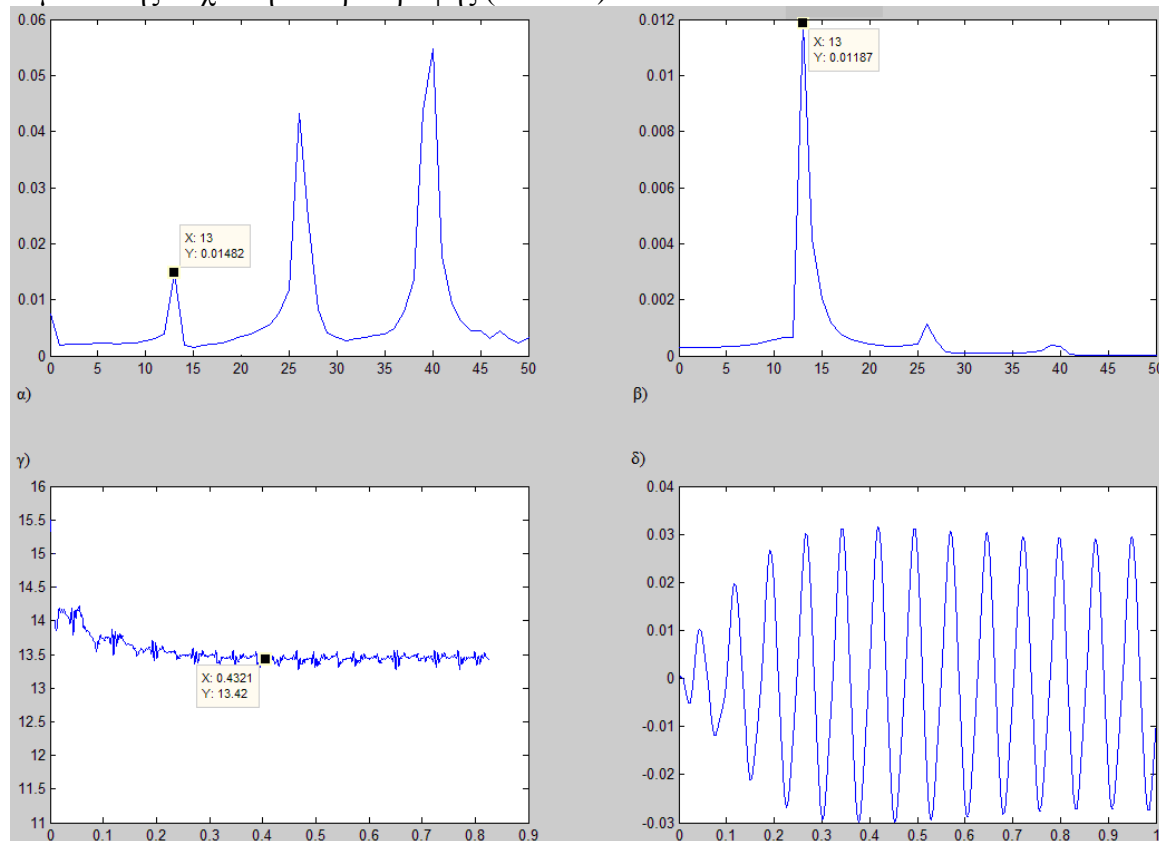
Όπως αναφέρεται στο (Παράρτημα Α) η περίπτωση της κακής ευθυγράμμισης διεγείρει περισσότερο την αξονική συνιστώσα για αυτό και όλα τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται αφορούν την αξονική συνιστώσα καταγραφής. Η ακτινική μέτρηση λήφθηκε για λόγους επαλήθευσης των μετρήσεων καθώς και εφαρμογής των αλγορίθμων αλλά όπως αναμένονταν έδωσε μικρότερης χρησιμότητας αποτελέσματα.

Η διαδικασία που ακολουθήθηκε περιλαμβάνει τη ρύθμιση του ηλεκτροκινητήρα ώστε αυτός είτε να διατηρεί σταθερές στροφές είτε να μεταβάλλει το εύρος των στροφών του από μια συχνότητα σε μια άλλη σε συγκεκριμένο χρόνο. Κατόπιν τα σήματα που καταγράφονται και μέσω μετρητικής κάρτας αποθηκεύονται σε πλατφόρμα τύπου PXI. Τα καταγεγραμμένα σήματα ανακτώνται και γίνεται η επεξεργασία τους. Η επεξεργασία τους περιλαμβάνει το πέρασμα των δεδομένων από φίλτρο Bandpass (τύπου Butterworth) σε κατάλληλο εύρος τιμών κάθε φορά ώστε να απομονώνεται η περιοχή που μας ενδιαφέρει κάθε φορά (συχνότητα περιστροφής άξονα και αρμονικές αυτής). Παράλληλα επιχειρήθηκε και μια διαφορετική προσέγγιση στο ζήτημα του φιλτραρίσματος μέσω ανίχνευσης των συχνοτήτων που μας ενδιαφέρουν μέσα στο σήμα και αναδημιουργίας τους με αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier ώστε όλο το υπόλοιπο σήμα να μην περιέχει πληροφορίες εκτός της επιλεγμένης περιοχής (αντιμετώπιση αδυναμίας φίλτρων).

5.2.2 Αποτελέσματα πειράματος σταθερής συχνότητας

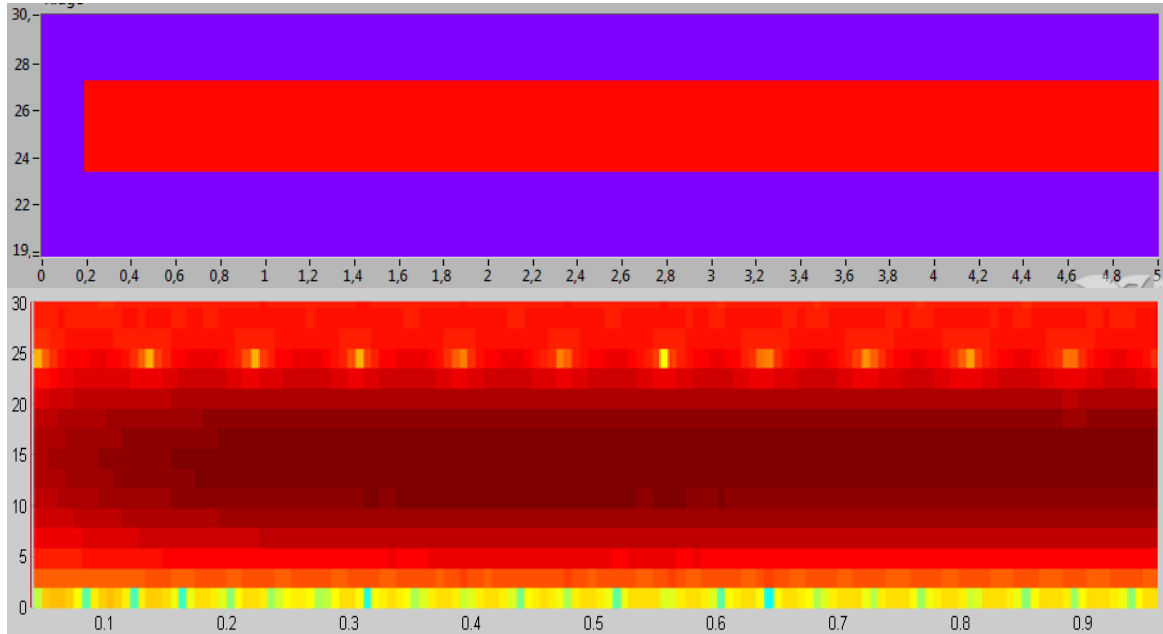
Η διαδικασία που ακολουθείται είναι η εξής: Αφού καταγράψουμε το σήμα χρησιμοποιούμε το μετασχηματισμό Fourier (σταθερές στροφές άξονα) και χρησιμοποιούμε φίλτρο ώστε να διατηρήσουμε τη συχνότητα που μας ενδιαφέρει. Στο σχήμα 5.11 έχουμε σταθερές στροφές άξονα 791 rpm (13,2Hz) με συχνότητα δειγματοληψίας $f_s=10000\text{Hz}$ και τα αποτελέσματα της μεθόδου HARD για χρονικές περιόδους T του σήματος ίσες με 2.

θεμελιώδης συχνότητα περιστροφής (13.2 Hz)



Σχήμα 5.11. α) Φάσμα πριν το φιλτράρισμα β) Φάσμα μετά το φιλτράρισμα γ) HARD με τιμή 13.42 Hz (2 περιόδους T του 13.2 Hz) δ) Το φιλτραρισμένο χρονικό σήμα.

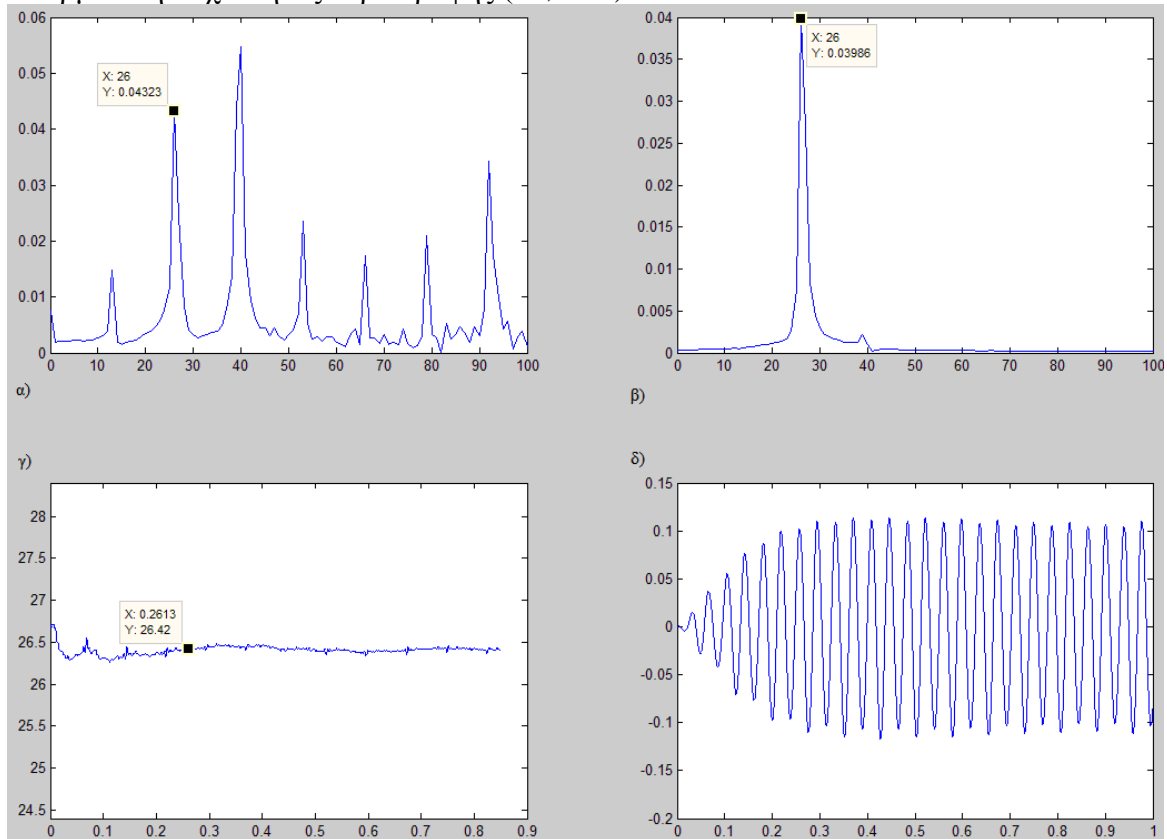
Η αρχική διακύμανση της μεθόδου στο σχήμα 5.11.γ καθώς και στα αντίστοιχα 5.13.γ και 5.15.γ οφείλεται στον τρόπο λειτουργίας του φίλτρου (σχήμα 5.11.δ). Στο σχήμα 5.12 έχουμε τα αντίστοιχα αποτελέσματα των μεθόδων WT και STFT.



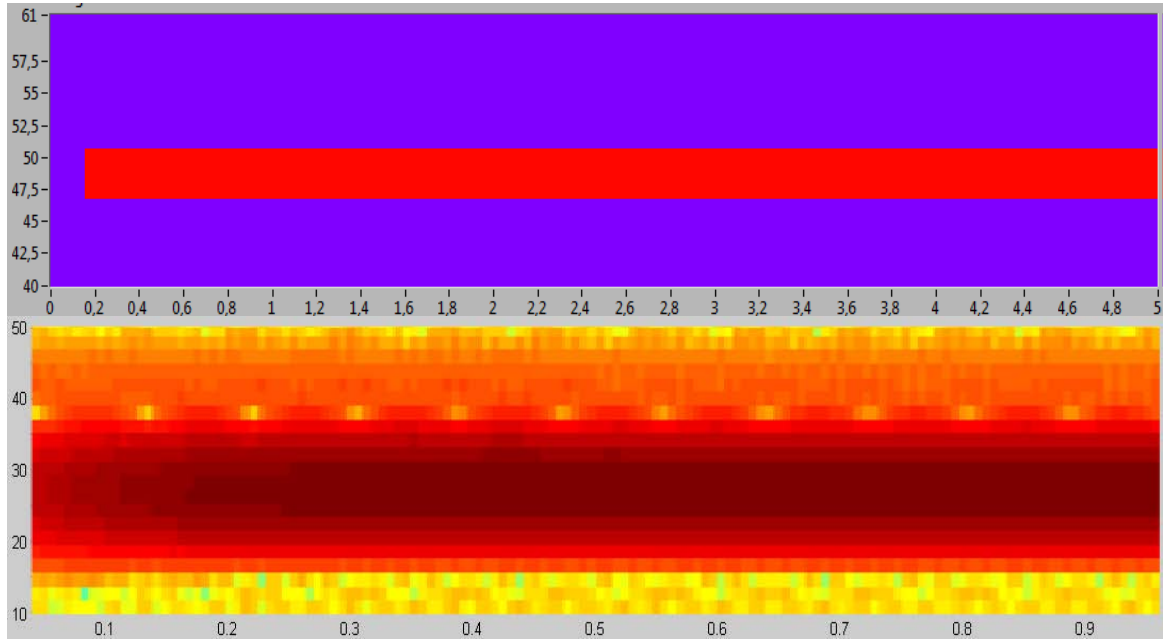
Σχήμα 5.12. Αποτελέσματα WT και STFT σε 791 rpm (1^η αρμονική 13,2 Hz).

Ακολουθούν οι δύο αρμονικές της συχνότητας περιστροφής του άξονα στα σχήματα 5.13 έως 5.16. Οι χρονικές περίοδοι για τον αλγόριθμο HARD είναι ίσες με 4.

1^η αρμονική συχνότητας περιστροφής (26,4 Hz)

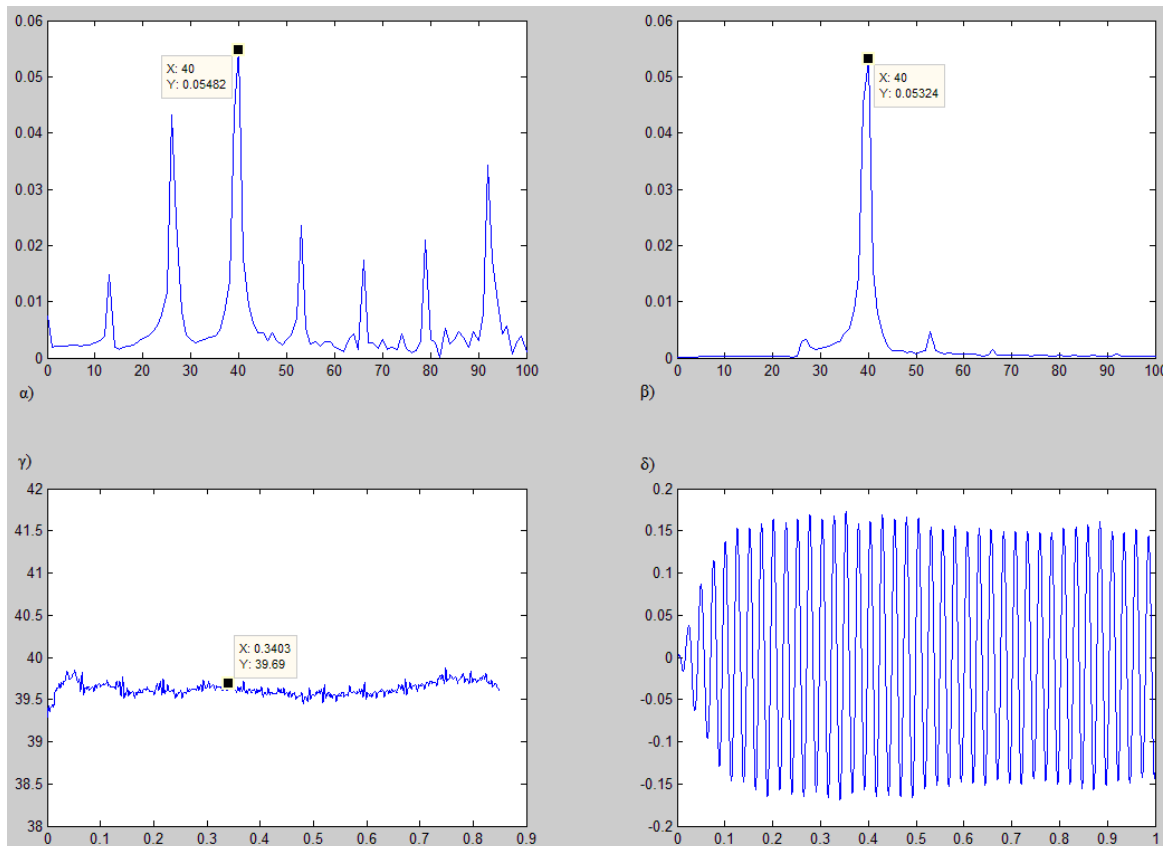


Σχήμα 5.13. α) Φάσμα πριν το φιλτράρισμα β) Φάσμα μετά το φιλτράρισμα γ) HARD με τιμή 26,42 Hz (4 περιόδους T του 26,4 Hz) δ) Το φιλτραρισμένο χρονικό σήμα.

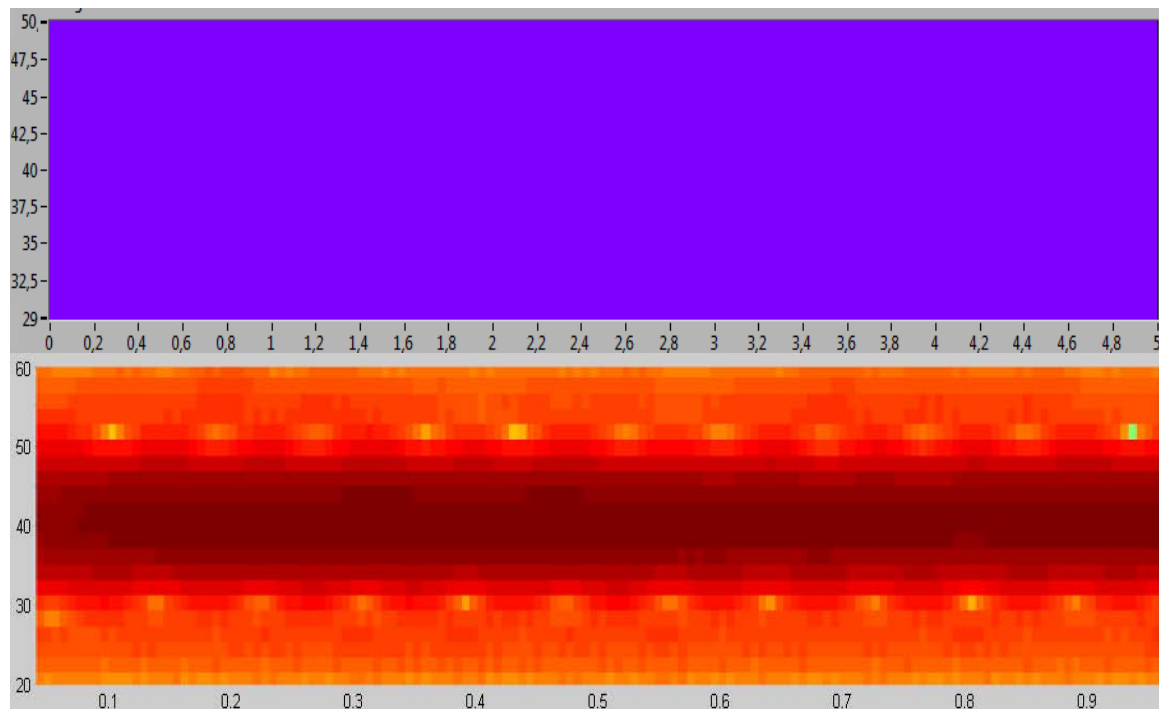


Σχήμα 5.14. Αποτελέσματα WT και STFT σε 791 rpm (1^η αρμονική 26,4 Hz).

Ακολουθεί η περίπτωση της 2^{ης} αρμονικής του ίδιου σήματος στο σχήμα 5.15.



Σχήμα 5.15. α) Φάσμα πριν το φιλτράρισμα β) Φάσμα μετά το φιλτράρισμα γ) HARD με τιμή 39,69 Hz (8 περιόδους T του 39,6 Hz) δ) Το φιλτραρισμένο χρονικό σήμα.



Σχήμα 5.16. Αποτελέσματα WT και STFT σε 791 rpm ($2^{\text{η}}$ αρμονική συχνότητας περιστροφής 39,6 Hz).

Από τα σχήματα 5.11 έως 5.16 παρατηρούμε ότι οι μέθοδοι ανάλυσης παρέχουν αξιοποιήσιμες πληροφορίες για τη συχνότητα περιστροφής του άξονα και τις αρμονικές του. Η μέθοδος HARD δίνει αποτελέσματα με μεγαλύτερη ακρίβεια και επομένως πιο χρήσιμα, στις δοκιμές που έγιναν. Τέλος παρατηρούμε την αδυναμία της ανάλυσης WT για δημιουργία καμπύλης ταχύτητας στην περίπτωση της $2^{\text{ης}}$ αρμονικής (σχήμα 5.16) και αυτό γιατί το πλάτος της συγκεκριμένης αρμονικής ήταν μικρότερο από αυτό των άλλων δύο και ο WT δεν μπόρεσε να ανιχνεύσει την μεταβαλλόμενη συχνότητα.

5.2.3 Αποτελέσματα πειράματος μη σταθερής συχνότητας

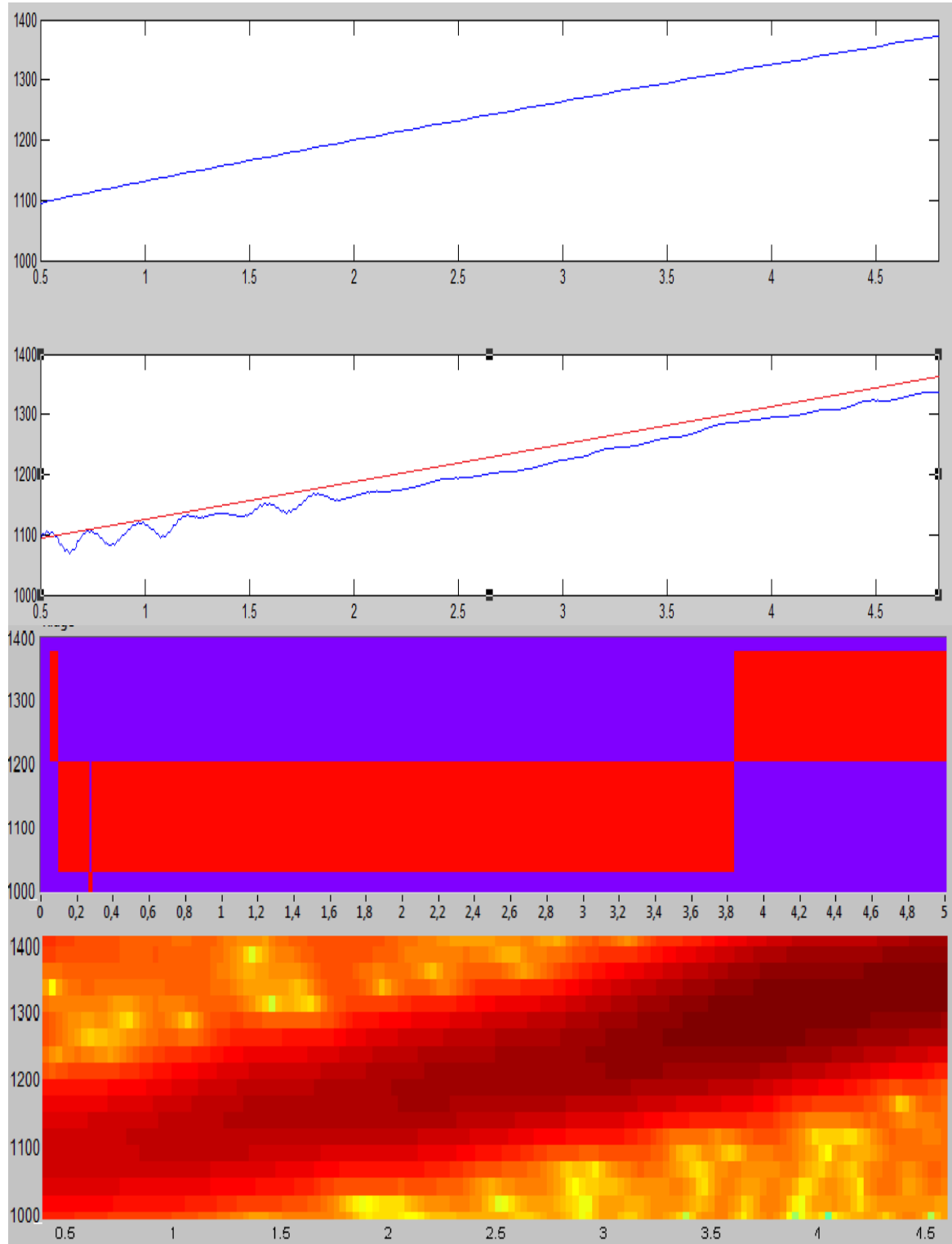
Στην ενότητα αυτή περιλαμβάνονται τα επεξεργασμένα αποτελέσματα των μετρήσεων σε άξονα με μεταβαλλόμενες στροφές. Παρουσιάζονται συγκρίσιμα γραφήματα και των τριών μεθόδων ανάλυσης. Όπως έχει αναφερθεί και σε προηγούμενο μέρος για την υλοποίηση των αλγορίθμων έχει χρησιμοποιηθεί το πρόγραμμα matlab στις περιπτώσεις του HARD και του STFT, και το πρόγραμμα labview στην περίπτωση του WT. Σε προηγούμενα μέρη έχει αποσαφηνιστεί ο τρόπος επιλογής των παραμέτρων που επιλέγονται οι οποίες είναι:

Συχνότητα δειγματοληψίας $f_s=20000\text{Hz}$.

Χρονική διάρκεια σήματος $t=5\text{sec}$ (επομένως ο αριθμός δειγμάτων είναι 100.000)

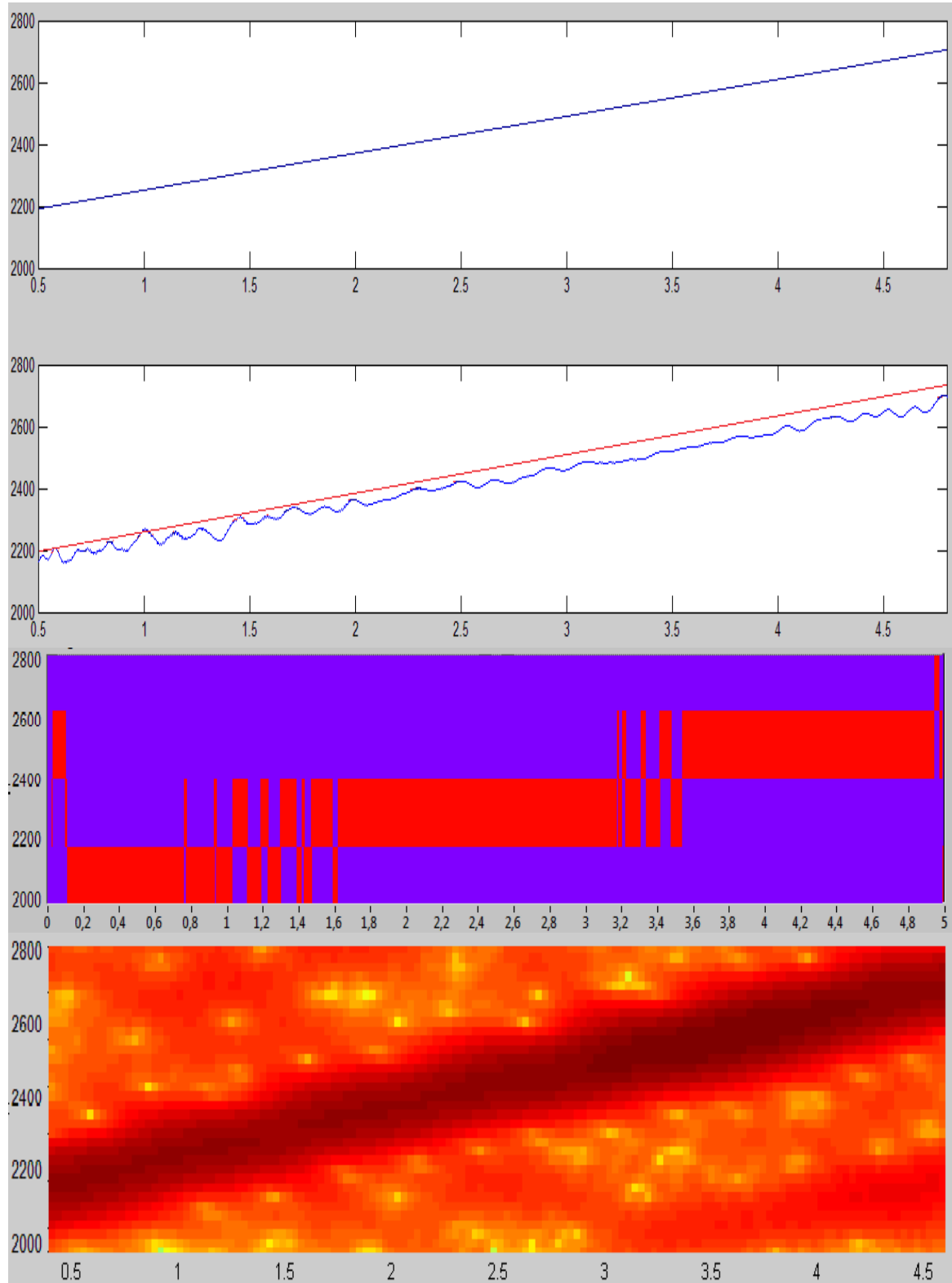
Σημειώνεται ότι οι χρονικές περιόδους T (σχετίζονται με τις μετρούμενες συχνότητες) του σήματος για τον αλγόριθμο Hard δεν είναι σταθερές και αναφέρονται πάνω αριστερά σε κάθε γράφημα.

2T



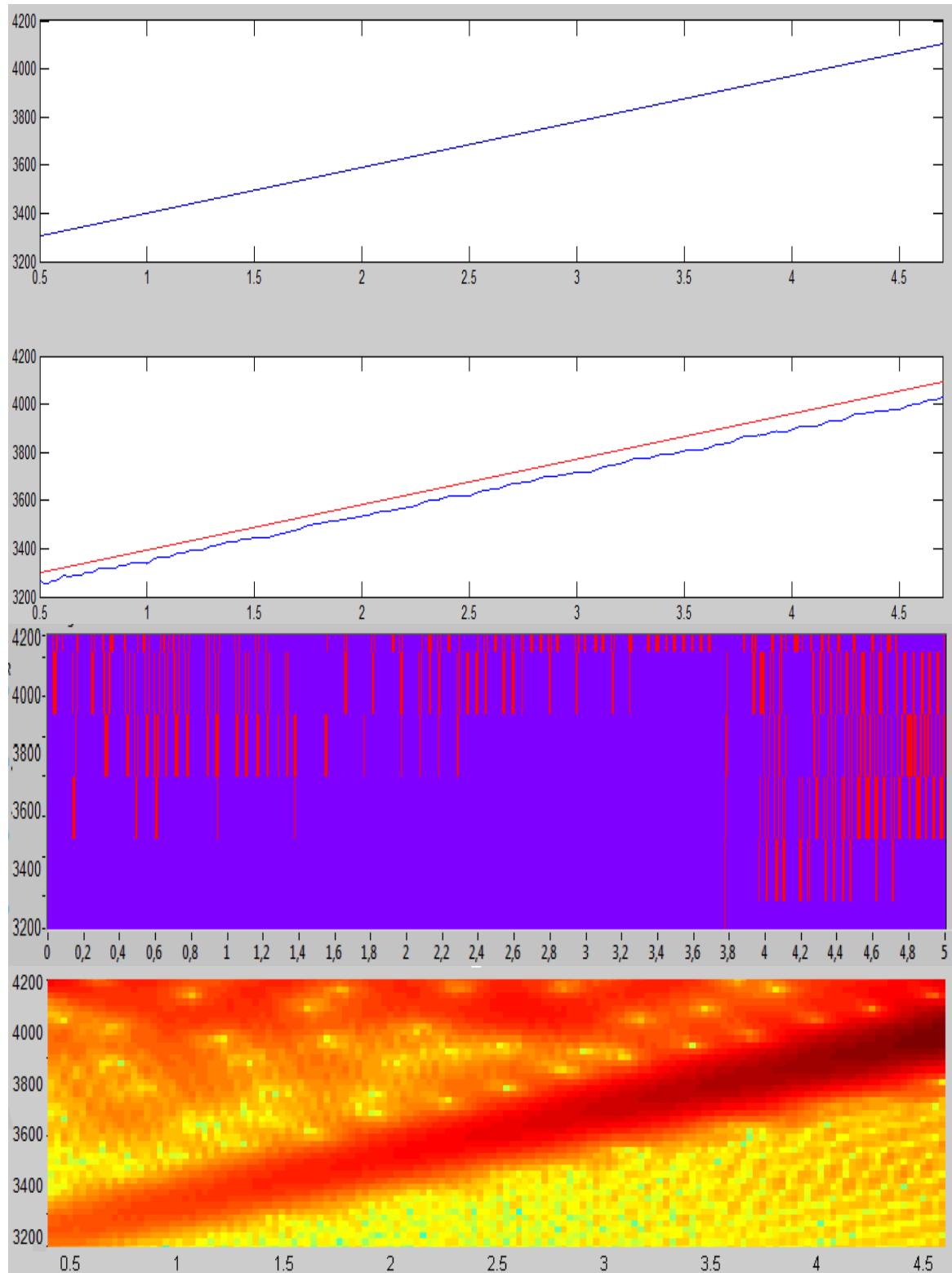
Σχήμα 5.17. Καμπύλες ταχύτητας για 1100-1380rpm (θεμελιώδης) α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

3T



Σχήμα 5.18. Καμπύλες ταχύτητας για την 1^η αρμονική 1100-1380rpm α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

4T



Σχήμα 5.19. Καμπύλες ταχύτητας για την 2^η αρμονική 1100-1380rpm α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

Στα σχήματα 5.17 έως 5.19 αποτυπώνεται η περίπτωση μεταβολής των στροφών από τις 1100rpm στις 1380rpm (διαφορά ίση με 4,6Hz) καθώς και οι αρμονικές της (1^η και 2^η). Η μέθοδος HARD όπως φαίνεται και σε σύγκριση με την καμπύλη του ταχύμετρου (σχήμα 5.17.α έως 5.19.α και 5.17.β έως 5.19.β με κόκκινο χρώμα) δίνει τα καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με τις άλλες δύο μεθόδους. Ακολουθεί η μέθοδος STFT με αποτύπωση των σωστών συχνοτήτων αλλά με πιο ασαφή τρόπο απεικόνισης και τέλος η ανάλυση WT όπου ειδικά στην περίπτωση της 3^{ης} αρμονικής (όπως έχει παρατηρηθεί και σε προηγούμενο πείραμα) δεν αποκρίνεται στις μεταβολές τις στιγμιαίας συχνότητας. Ακολουθεί άλλη μια περίπτωση μεταβολής συχνότητας από τις 1800rpm στις 2040rpm (σχήμα 5.20) και η πρώτη αρμονική της (σχήμα 5.21). Στη συνέχεια, στο σχήμα 5.20 παρουσιάζεται η περίπτωση των μεταβλητών στροφών από τις 1800rpm στις 2040rpm και στο σχήμα 5.21 η 1^η αρμονική της. Στα σχήματα 5.22 έως 5.24 αποτυπώνεται η ανάλυση των μεθόδων σε πιο χαμηλές και υψηλές συχνότητες για να διαπιστωθεί η 'συμπεριφορά' των μεθόδων σε διάφορες συνθήκες. Τέλος στο σχήμα 5.25, έχουμε αντιστροφή του πειράματος από τον τρόπο που ορίζονταν έως τώρα, με μια μετάβαση από υψηλότερες στροφές σε χαμηλότερες. Το σχήμα 5.26 περιέχει την 1^η αρμονική της συχνότητας που αποτυπώνεται στο σχήμα 5.25.

Στο σχήμα 5.24 εμφανίζεται συντονισμός της διάταξης. Η διέγερση κάποιας ιδιοσυχνότητάς της προκαλεί αύξηση των πλατών των μετρούμενων σημάτων με αποτέλεσμα την αλλοίωση των καμπυλών, κάτι που είναι διακριτό σε όλες τις μεθόδους. Στο σχήμα 5.26 λόγω του χαμηλού πλάτους διέγερσης της 1^{ης} αρμονικής οι μέθοδοι δεν δίνουν αποτελέσματα με εξαίρεση τη μέθοδο HARD που παρέχει κάποια περιορισμένη πληροφορία. Τέτοιες μετρήσεις δε λήφθηκαν υπ' όψιν για την εξαγωγή των παρακάτω συμπερασμάτων.

Από την εφαρμογή των αλγορίθμων σε πραγματικά σήματα και με την ανάλυση όλων των σχημάτων 5.20 έως 5.26, διαπιστώνουμε (Παράρτημα Γ):

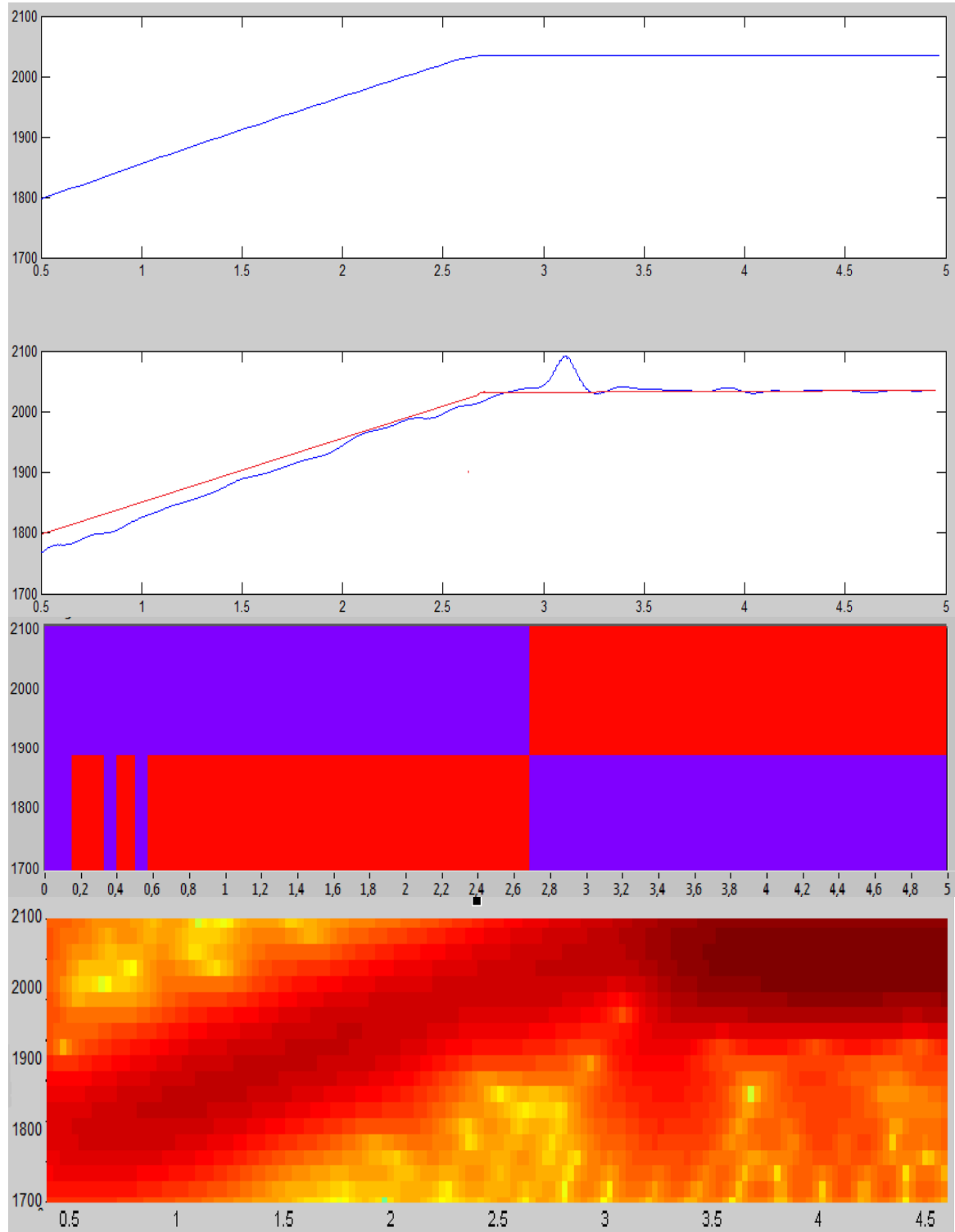
- A) την απόδοση της μεθόδου HARD να κυμαίνεται από 97 έως 100%.
- B) την απόδοση της μεθόδου STFT να κυμαίνεται από 90 έως 100%.
- Γ) την απόδοση της μεθόδου WT να κυμαίνεται από 82 έως 100%.

Σε πολλές περιπτώσεις η μέθοδος WT λόγω του τρόπου απεικόνισης της στιγμιαίας συχνότητας (για παράδειγμα σχήμα 5.26.γ) στο εύρος συχνοτήτων που παρουσιάζει, δεν περιέχεται η πραγματική στιγμιαία συχνότητα (γωνιακά σημεία στο γράφημα). Επομένως η απόδοσή της σε τέτοια σημεία είναι 0%.

Η διαφορά της απόδοσης των μεθόδων ανάλυσης οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι ο STFT και ο WT προορίζονται για χρήση σε μια πολύ μεγάλη ποικιλία σημάτων που συναντώνται. Αντίθετα η μέθοδος HARD είναι στοχευμένη στην ανάλυση ημιτονοειδών σημάτων όπως αυτά που προκαλούνται από την εξεταζόμενη περίπτωση.

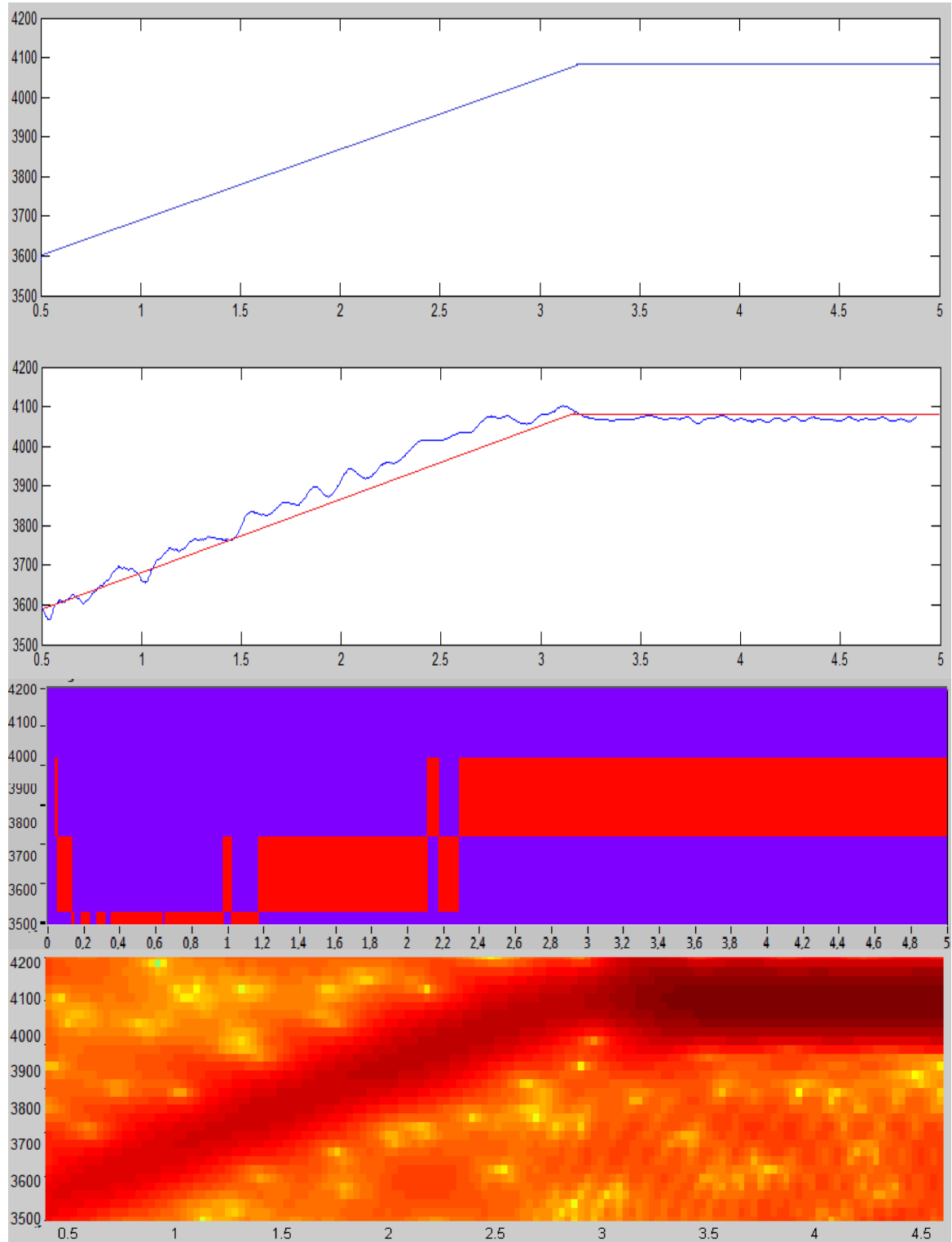
Μια μελλοντική κατεύθυνση για την εξέλιξη της μεθόδου HARD, αποτελεί η διεύρυνση των δυνατοτήτων παρακολούθησης περισσοτέρων από μία ταυτόχρονα μεταβαλλόμενων συχνοτήτων. Με τον τρόπο αυτό θα είναι σε θέση να παρακολουθεί πιο σύνθετα εξελισσόμενα φαινόμενα.

4T



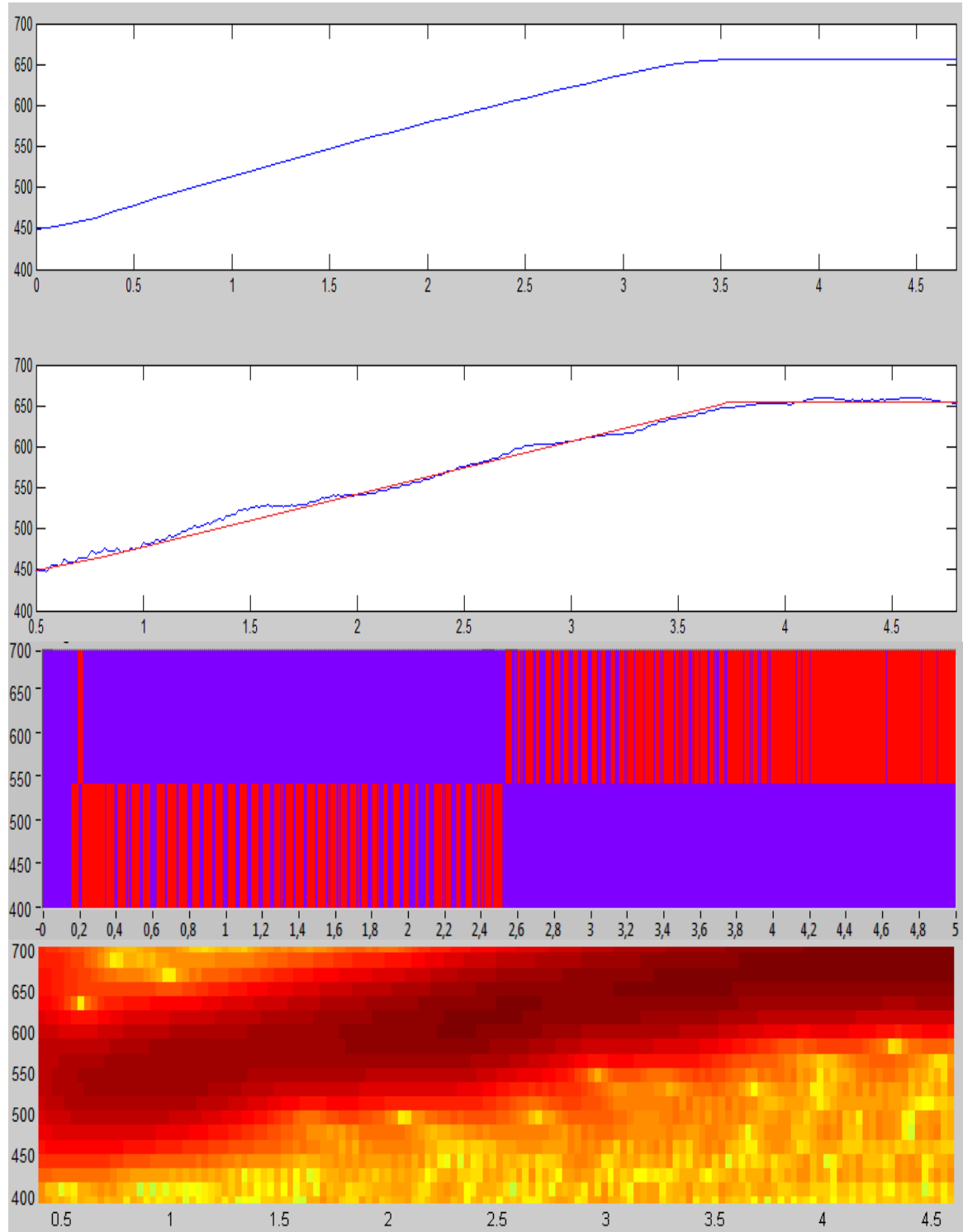
Σχήμα 5.20. Καμπύλες ταχύτητας για 1800-2040rpm (θεμελιώδης) α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

4T



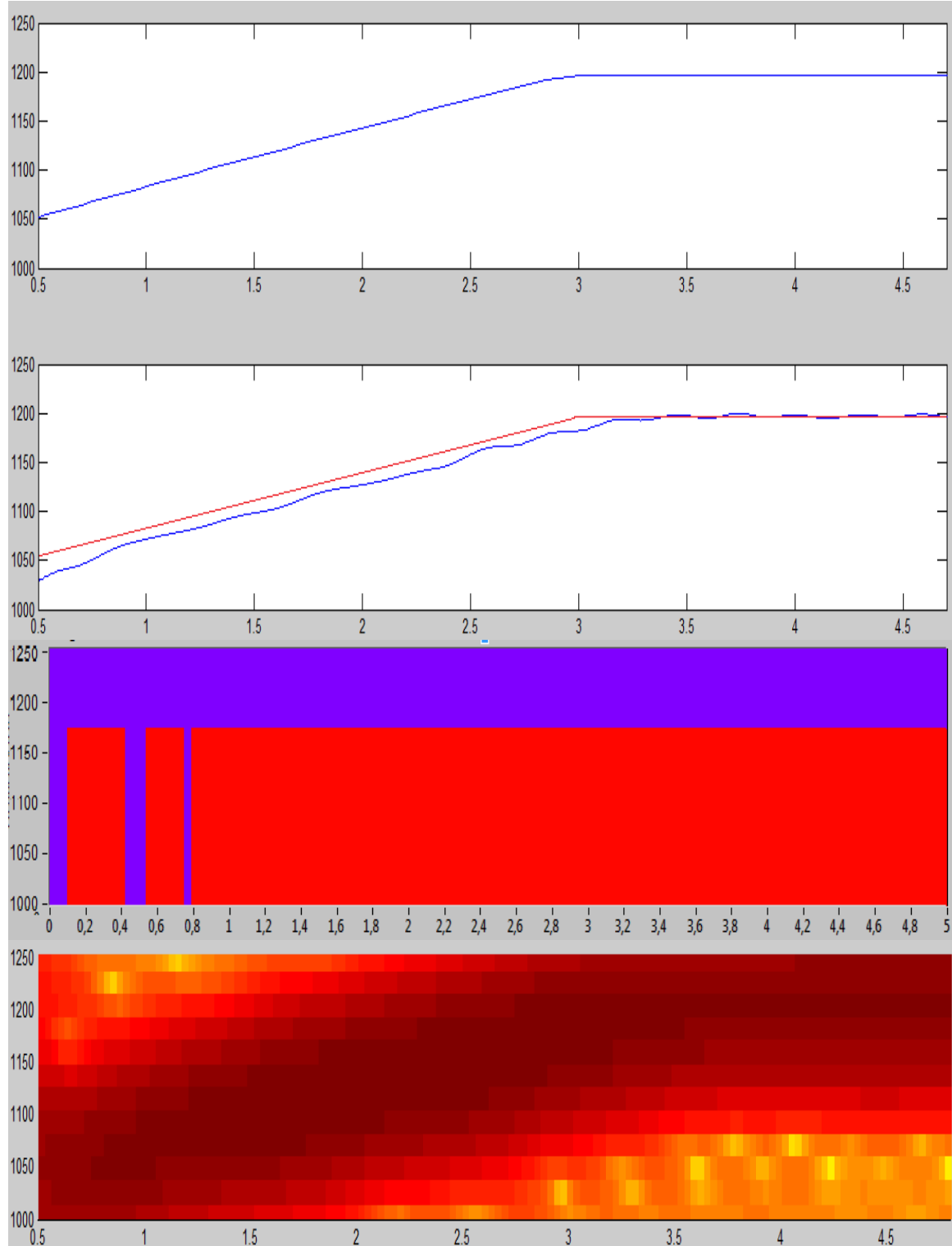
Σχήμα 5.21. Καμπύλες ταχύτητας για την 1^η αρμονική 1800-2040rpm α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

2T



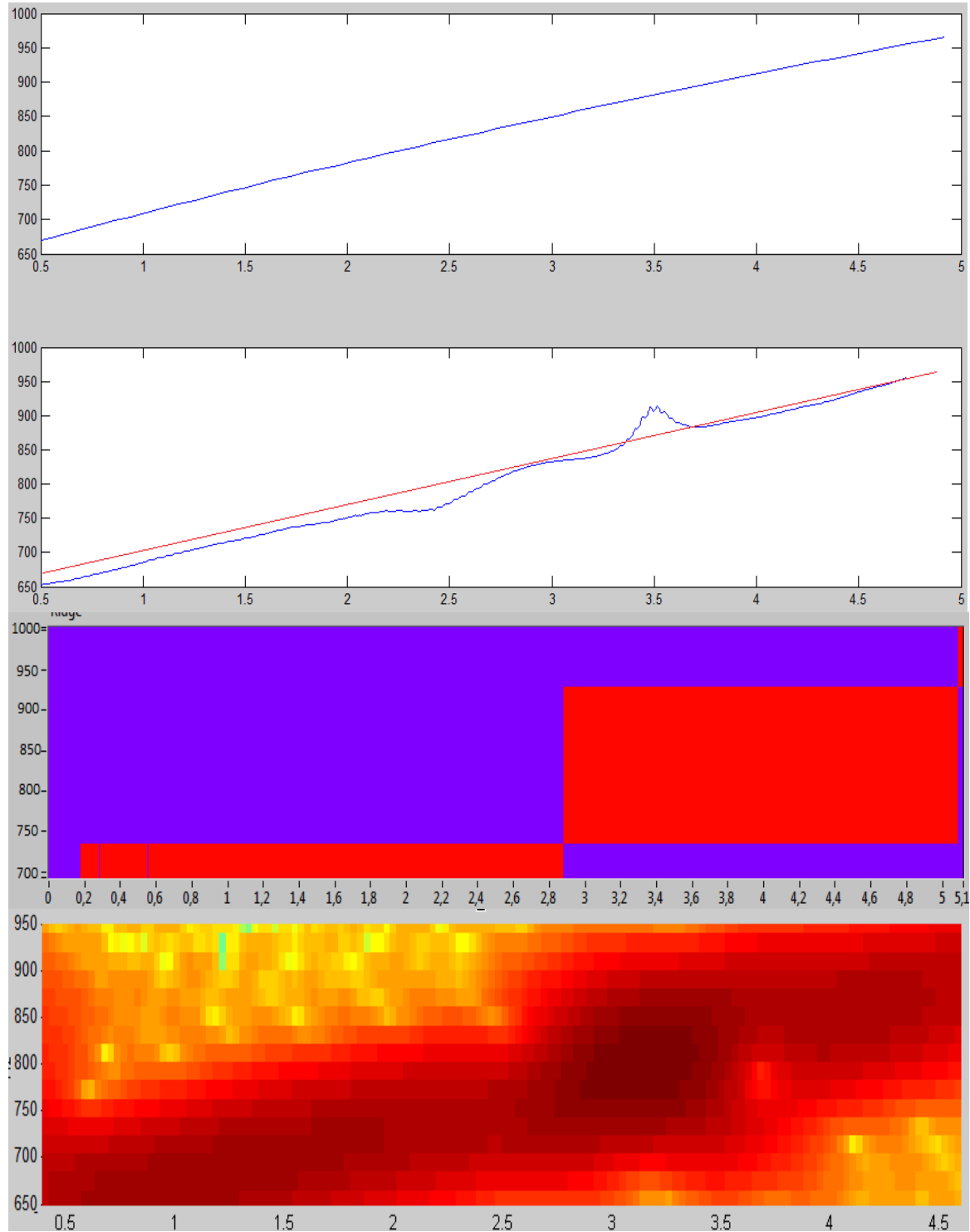
Σχήμα 5.22. Καμπύλες ταχύτητας για 450-660rpm α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

4T



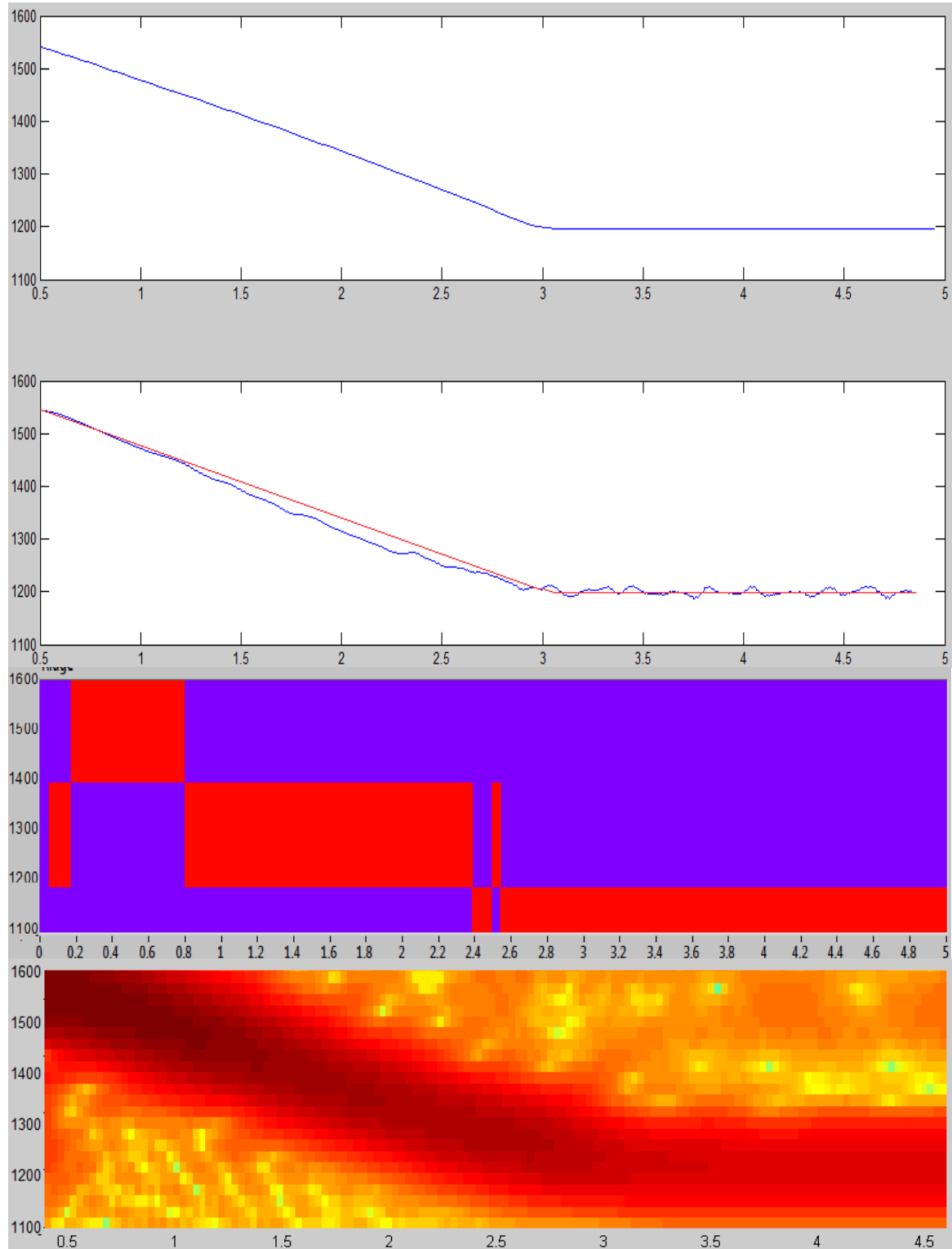
Σχήμα 5.23. Καμπύλες ταχύτητας για 1050-1250rpm α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

4T

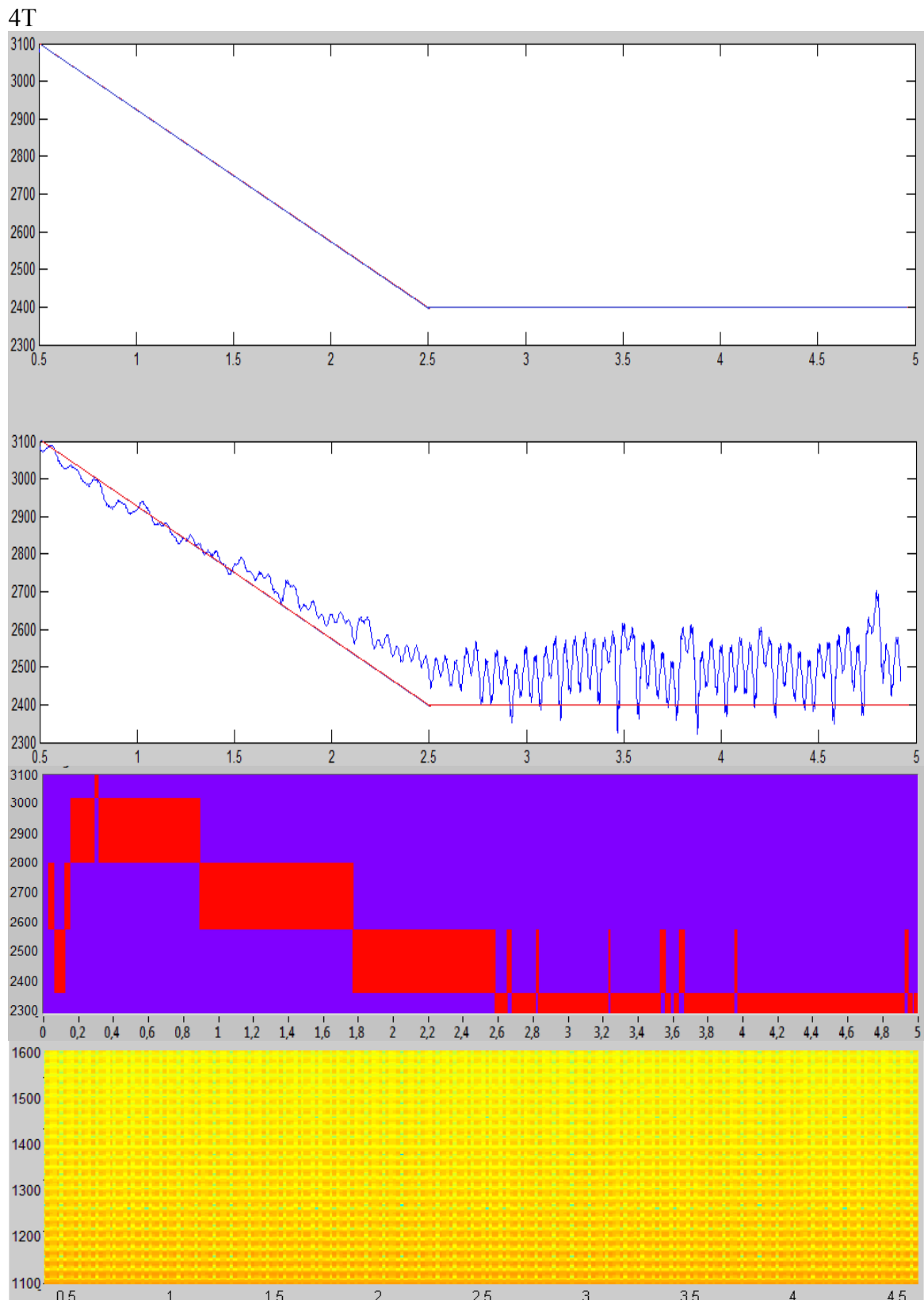


Σχήμα 5.24. Καμπύλες ταχύτητας για 670-960rpm α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

4T



Σχήμα 5.25. Καμπύλες ταχύτητας για 1540-1200rpm (θεμελιώδης) α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

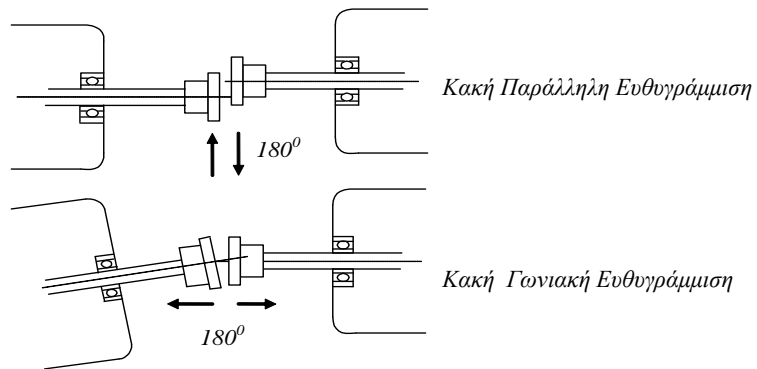


Σχήμα 5.26. Καμπύλες ταχύτητας για 1540-1200rpm (1^η αρμονική) α) ταχύμετρο β) HARD γ) WT δ) STFT.

Παράρτημα Α

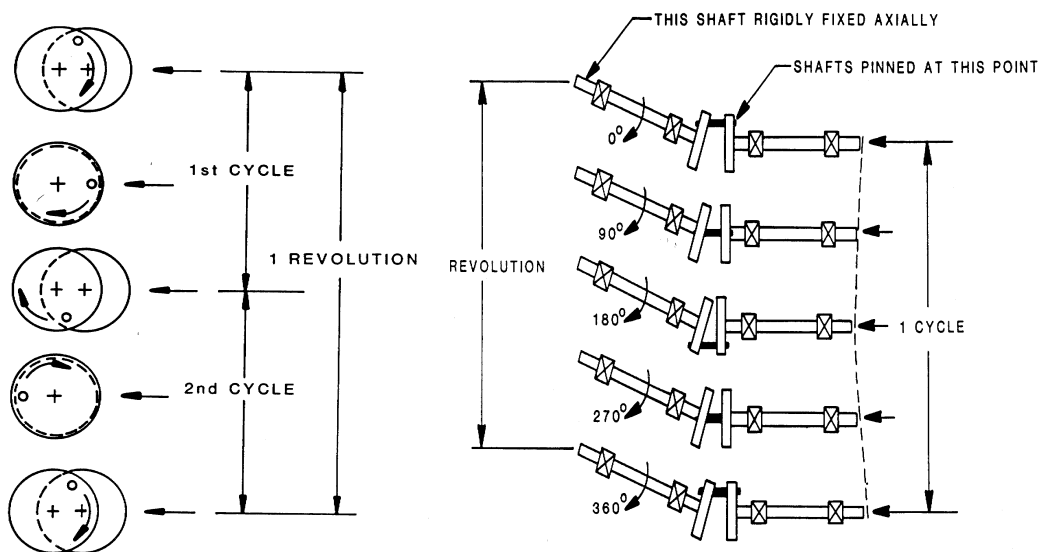
Κακή Ευθυγράμμιση

Κακή ευθυγράμμιση εμφανίζεται κυρίως κατά τη σύνδεση των αξόνων δύο διαφορετικών μηχανημάτων. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 1, οι δύο πιο συνηθισμένες μορφές της είναι η κακή παράλληλη ευθυγράμμιση και η κακή γωνιακή ευθυγράμμιση, οι οποίες στις περισσότερες περιπτώσεις της πράξης, εμφανίζονται σε συνδυασμό [23].



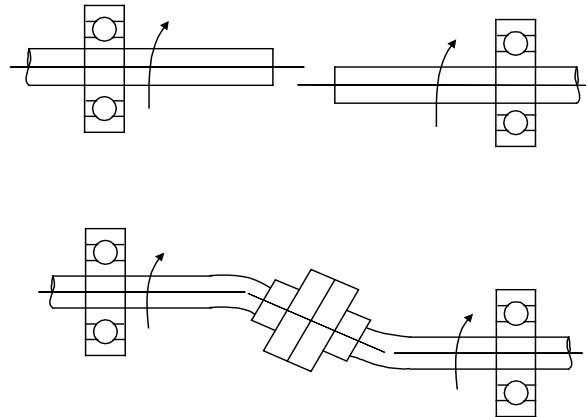
Σχήμα 1. Συνηθέστερες μορφές κακής ευθυγράμμισης.

Συνηθισμένες αιτίες που προκαλούν κακή ευθυγράμμιση, είναι η αύξηση της θερμοκρασίας των στρεφόμενων αξόνων, η εσφαλμένη τοποθέτηση, η υποχώρηση των εδράσεων της μηχανής, ή επιβολή εξωτερικής φόρτισης στον άξονα. Στο σχήμα 2 φαίνονται οι κατευθύνσεις των δυνάμεων και οι αντίστοιχες συχνότητες, με τις οποίες καταπονούνται οι άξονες. Στην περίπτωση της κακής παράλληλης ευθυγράμμισης, ο άξονας διεγείρει δύο φορές τις αντίστοιχες εδράσεις του κατά τη διάρκεια μίας περιστροφής και στην περίπτωση της κακής γωνιακής ευθυγράμμισης, μία φορά.



Σχήμα 2. Περίοδοι και κατευθύνσεις διέγερσης λόγω κακής ευθυγράμμισης.

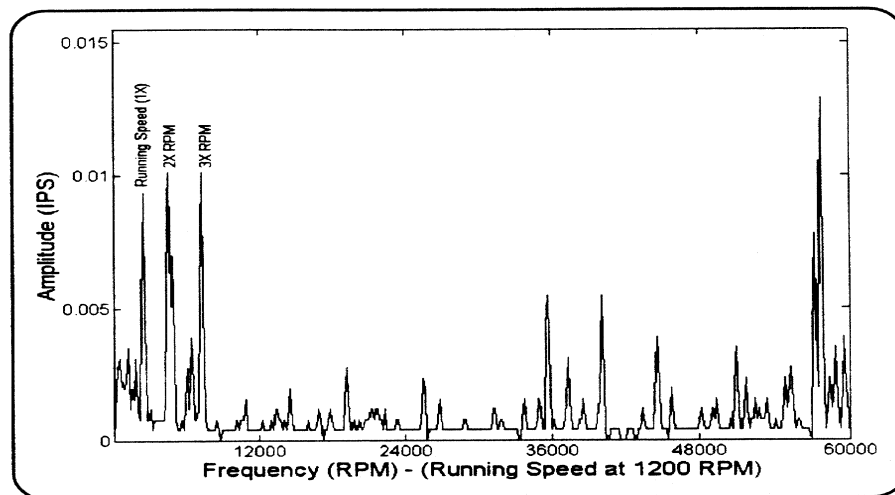
Στο σχήμα 3 φαίνεται ο μηχανισμός, που προκαλεί την ανάπτυξη δυνάμεων λόγω κακής ευθυγράμμισης. Η έστω και μικρή γεωμετρική παραμόρφωση, λόγω του μεγάλου συντελεστή ελαστικότητας του άξονα, δημιουργεί ισχυρές καμπτικές ροπές στον άξονα, οι οποίες προκαλούν ισχυρές διεγέρσεις στα έδρανα στην ακτινική αλλά και στην αξονική κατεύθυνση.



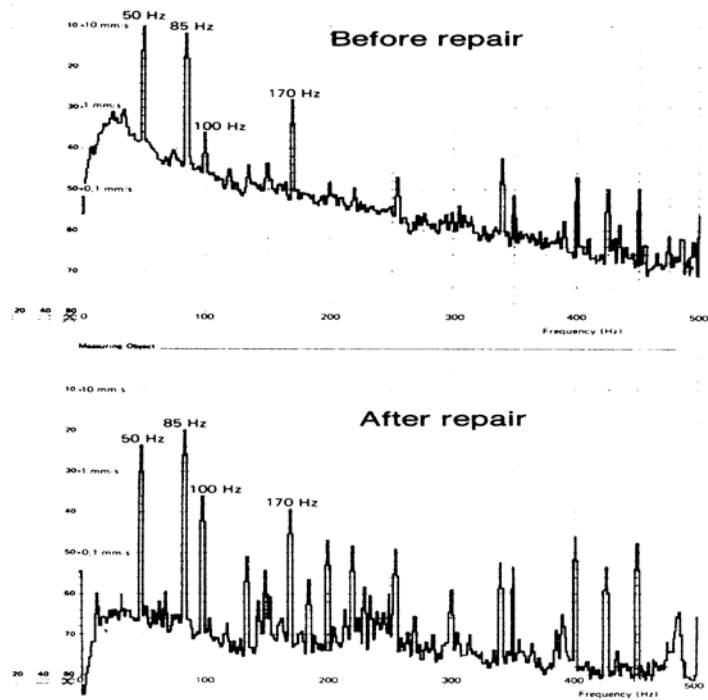
Σχήμα 3. Ανάπτυξη δυνάμεων λόγω κακής ευθυγράμμισης.

Χαρακτηριστικό λοιπόν των φασμάτων κραδασμών που προέρχονται από τυπικές περιπτώσεις κακής ευθυγράμμισης, είναι η εμφάνιση ομάδας αρμονικών συνιστωσών κυρίως στην πρώτη και στη δεύτερη αρμονική της συχνότητας περιστροφής στην ακτινική κατεύθυνση, συνοδευόμενες επίσης από ισχυρές αξονικές συνιστώσες.

Εάν η κακή ευθυγράμμιση είναι έντονη, προκαλεί και έντονα μη γραμμικά φαινόμενα, με αποτέλεσμα να παραμορφώνονται οι αρμονικές συνιστώσες και η ανάλυση Fourier να εμφανίζει και υψηλότερες αρμονικές, όπως φαίνεται στα σχήμα 4 και 5.



Σχήμα 4. Τυπικό φάσμα κραδασμών, προερχόμενο από κακή ευθυγράμμιση.



Σχήμα 5. Φάσμα κακής ευθυγράμμισης σε κιβώτιο ταχυτήτων πριν και μετά την επισκευή.

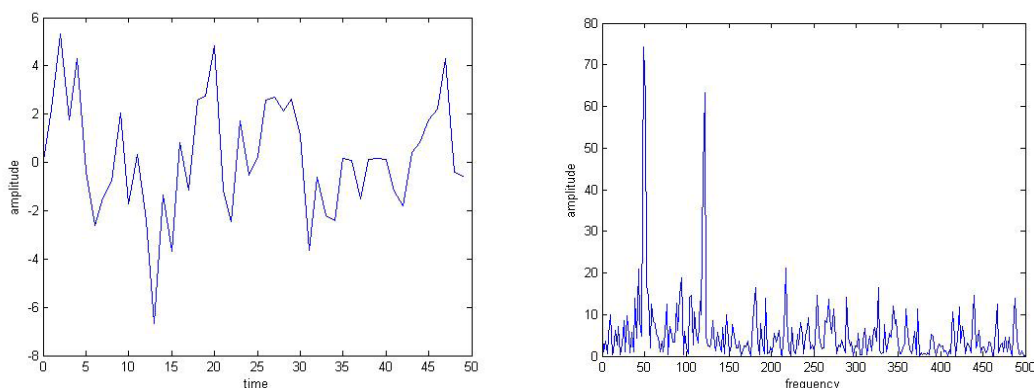
Στα σχήμα 4 και 5 φαίνονται τυπικά φάσματα κραδασμών προερχόμενα από κακή ευθυγράμμιση. Το σχήμα 4 προέρχεται από ένα κιβώτιο ταχυτήτων, στο οποίο εμφανίζεται κακή ευθυγράμμιση, τόσο στον άξονα των χαμηλών στροφών (συχνότητα περιστροφής =50Hz, δεύτερη αρμονική=100Hz), όσο και στον άξονα των υψηλών στροφών (συχνότητα περιστροφής =85Hz, δεύτερη αρμονική=170Hz). Μετά την επισκευή, τα πλάτη στις χαρακτηριστικές συχνότητες των αξόνων μειώνονται.

Παράρτημα Β

Ανάλυση Fourier

Η ανάλυση Fourier έχει καταστεί ένα από τα σημαντικότερα εργαλεία στην ανάλυση των σημάτων τα τελευταία 50 και πλέον χρόνια εξ' αίτιας της γενικότητας και της απλότητας της. Η βασική ιδέα πίσω από την ανάλυση Fourier είναι η αποσύνθεση τού σήματος και η αναπαράσταση του από μια ατέρμονη σειρά ορθοκανονικών συναρτήσεων βάσης διαφορετικής συχνότητας. Οι συναρτήσεις βάσης που χρησιμοποιούνται στην ανάλυση Fourier είναι συναρτήσεις ημιτόνων και συνημίτονων. Οι συντελεστές των συναρτήσεων βάσης αναπαριστούν την συνεισφορά κάθε συνάρτησης ημιτόνου και συνημίτονου σε κάθε συχνότητα στο εξεταζόμενο σήμα. Οι σειρές Fourier εφαρμόζονται σε περιοδικά σήματα ενώ ο μετασχηματισμός Fourier βρίσκει εφαρμογή είτε σε περιοδικά είτε σε μη περιοδικά σήματα [Proakis, Salehi, 2002].

Βασικό προτέρημα της ανάλυσης Fourier είναι η μετάβαση της ανάλυσης από το πεδίο του χρόνου σε αυτό της συχνότητας (MATLAB/HELP/WAVELET TOOLBOX). Το σήμα με την τεχνική αυτή εξετάζεται μέσω του συχνοτικού του περιεχομένου αφού μέσω των συντελεστών που προκύπτουν από την ανάλυση γίνεται αντιληπτή η συνεισφορά κάθε συχνότητας. Έτσι έχουμε εξασφαλίσει ένα ανεξάρτητο του χρόνου τελεστή ο οποίος δίνει απαντήσεις σε πολλά προβλήματα και μπορεί να εφαρμοστεί σε πληθώρα εφαρμογών όπως η ανάλυση στάσιμων κυμάτων (Mallat, 1998).



Σχήμα 7. Μετασχηματισμός Fourier ενός σήματος

Ωστόσο η ανάλυση Fourier παρόλο που ισχύει κάτω από εξαιρετικά γενικές συνθήκες, έχει κάποιους κρίσιμους περιορισμούς: το σύστημα πρέπει να είναι γραμμικό και τα δεδομένα πρέπει να είναι περιοδικά ή στατικά, αλλιώς το προκύπτον φάσμα έχει μικρό φυσικό νόημα.

Το κυριότερο είναι ότι η διακριτική ικανότητα του περιορίζεται στη συχνότητα ενώ χάνει οποιαδήποτε πληροφορία στο πεδίο του χρόνου. Δηλαδή ενώ με την ανάλυση Fourier εντοπίζουμε τις συχνότητες οι οποίες υπάρχουν σε ένα σήμα δεν είναι δυνατός ο καθορισμός της χρονικής στιγμής κατά την οποία η συγκεκριμένη συχνότητα παρουσιάζεται και αυτό είναι απόρροια της εξαγωγής του αποτελέσματος από το μέσο όρο της διάρκειας του σήματος.

Εάν η μεταβολή των ιδιοτήτων του σήματος δεν είναι σημαντικές με το χρόνο, οπότε μιλάμε για στάσιμα σήματα, το μειονέκτημα αυτό δεν επηρεάζει την ανάλυση (MATLAB/HELP/WAVELET TOOLBOX). Παρόλα αυτά αν το ενδιαφέρον εστιάζεται στη

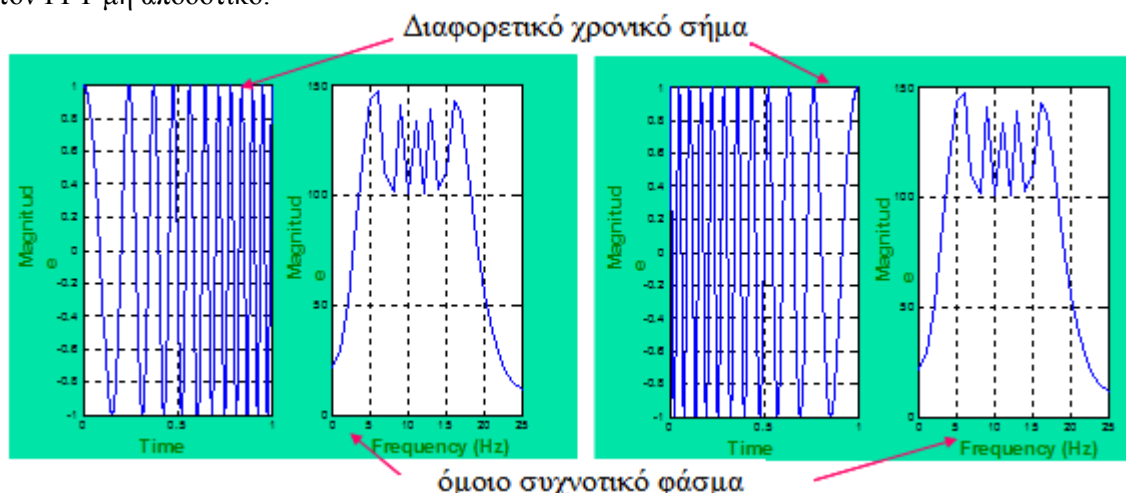
μελέτη μεταβατικών φαινομένων, όπως είναι οι σεισμοί, απότομες κινήσεις, η μουσική, ή η περίπτωση που εξετάζεται από την παρούσα εργασία, η ανάλυση Fourier δεν είναι δυνατόν να εντοπίσει τα μεταβατικά χαρακτηριστικά των σημάτων αυτών, τα οποία είναι και τα πιο σημαντικά τμήματα των σημάτων, καθώς δεν είναι εφικτή η συσχέτιση των πεδίων του χρόνου και της συχνότητας (Χατζηλεοντιάδης Λ., 2001). Τα παραπάνω μειονεκτήματα της ανάλυσης Fourier απορρέουν από την υπόθεση, πάνω στην οποία στηρίζεται η ανάλυση Fourier, ότι το υπό μελέτη σήμα είναι περιοδικό από τη φύση του και μάλιστα άπειρης περιόδου (www.wavelet.org/tutorial).

Γιατί όχι FFT;

Σε αυτές τις λίγες γραμμές θα εξηγηθεί γιατί ο FFT υστερεί σημαντικά στην περίπτωση των σημάτων που εξετάζουμε [24].

Στην περίπτωση των μεταβαλλόμενων στροφών στον άξονα της μηχανής είναι σκόπιμο να βρεθεί η ακριβής συχνότητα περιστροφής του άξονα σε κάθε χρονική στιγμή καταγραφής του σήματος. Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό FFT επιτυγχάνεται η αλλαγή του σήματος από το πεδίο του χρόνου σε αυτό της συχνότητας. Όμως κάθε πληροφορία για τη χρονική στιγμή που συνέβη η κάθε συχνότητα η οποία εμφανίζεται στο φάσμα του FFT καθώς και η χρονική διάρκειά της χάνεται.

Επίσης σε σήματα όπως αυτά που δημιουργούνται από τα έδρανα κύλισης, τα σφάλματα που καταγράφονται δεν είναι αυστηρώς περιοδικά. Αυτό συμβαίνει γιατί τα εξαρτήματα, π.χ. οι σφαίρες, των εδράνων κύλισης δε συγκρούονται μεταξύ τους στην ίδια θέση από μια περίοδο σε μια άλλη. Σαν συνέπεια, οι βλάβες επειδή κινούνται σε σχέση με τη διανομή του φορτίου του εδράνου, η σειρά των χτυπημάτων-παλμών αλλάζουν σε διάρκεια. Έτσι, το ληφθέν σήμα έχει κάποιο βαθμό τυχαιότητας και θεωρείται κυκλο-στατικό (cyclo-stationary) [10], καθιστώντας τον FFT μη αποδοτικό.

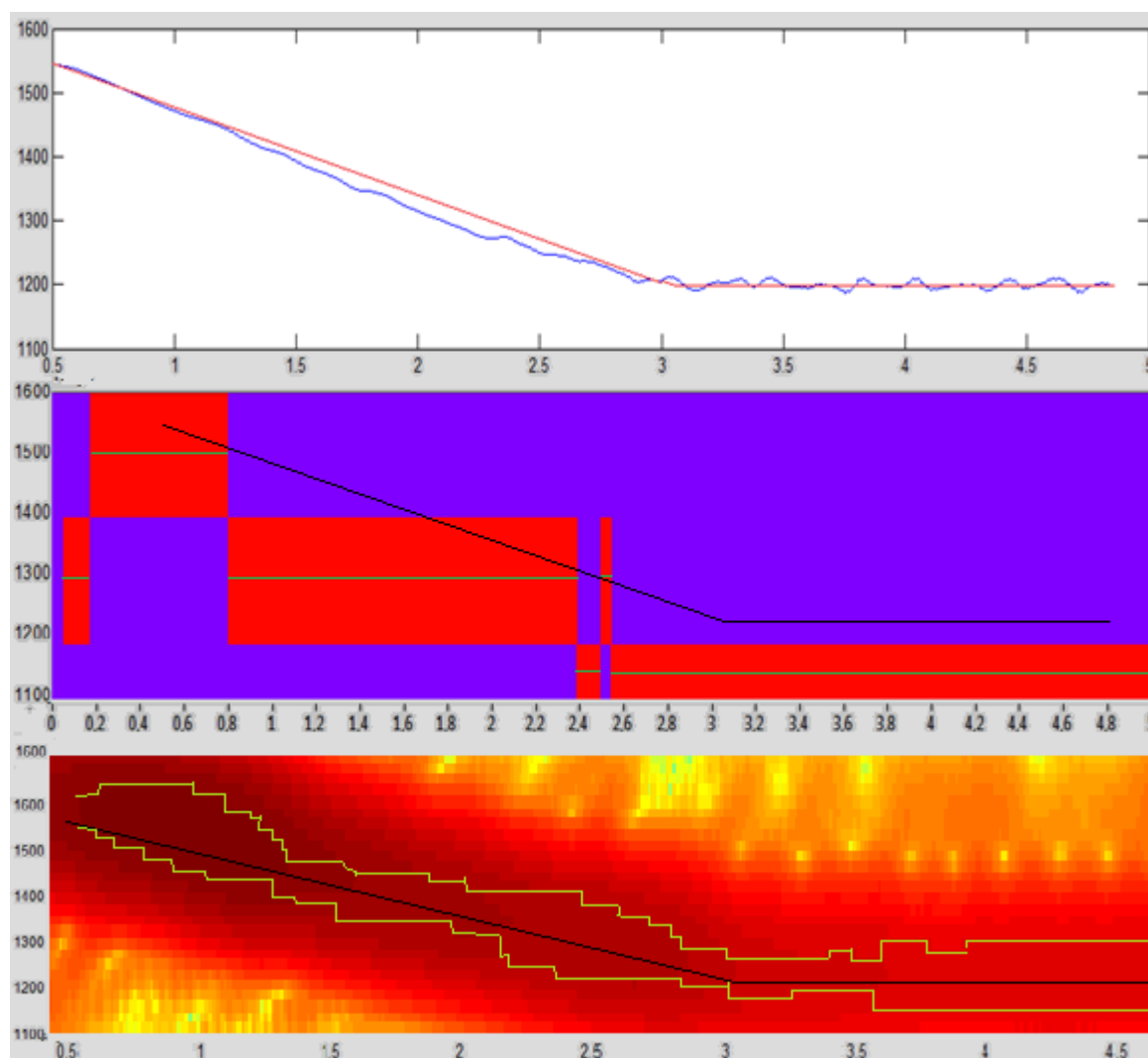


Σχήμα 8. Διαφορετικό χρονικό σήμα, όμοιο συχνοτικό φάσμα

Παράρτημα Γ

Υπολογισμός απόδοσης

Στο σχήμα 9 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο υπολογίστηκε η απόδοση των μεθόδων. Στο σχήμα 9.α φαίνεται με κόκκινη γραμμή η καμπύλη της ταχύτητας υπολογισμένη από τον ταχογράφο και με μπλε γραμμή η αντίστοιχη από την μέθοδο HARD. Οι μέγιστες αποστάσεις των δύο καμπυλών μας δίνουν την μικρότερη απόδοση ενώ όταν έχουμε ταύτιση η απόδοση είναι 100%. Στο σχήμα 9.β αντίστοιχα ο ταχογράφος εμφανίζεται με μαύρη γραμμή και με πράσινη γραμμή η μέση τιμή του εύρους τιμών που λαμβάνουμε από την ανάλυση WT. Στο σχήμα 9.γ έχουμε την επεξεργασία του γραφήματος της μεθόδου STFT με αλγόριθμο ώστε να βρίσκονται κάθε φορά οι πιο σκουρόχρωμες περιοχές (μεγαλύτερα πλάτη). Αυτές πλαισιώνονται με κίτρινη γραμμή ενώ με μαύρη γραμμή φαίνεται η ταχύτητα από τον ταχογράφο. Όπως και προηγουμένως οι μέγιστες αποστάσεις της εκτίμησης και της πραγματικής συχνότητας καθόρισαν τον ποσοστό απόδοσης της μεθόδου. Αντίστοιχοι έλεγχοι πραγματοποιήθηκαν και στις άλλες μετρήσεις του Κεφαλαίου 5.



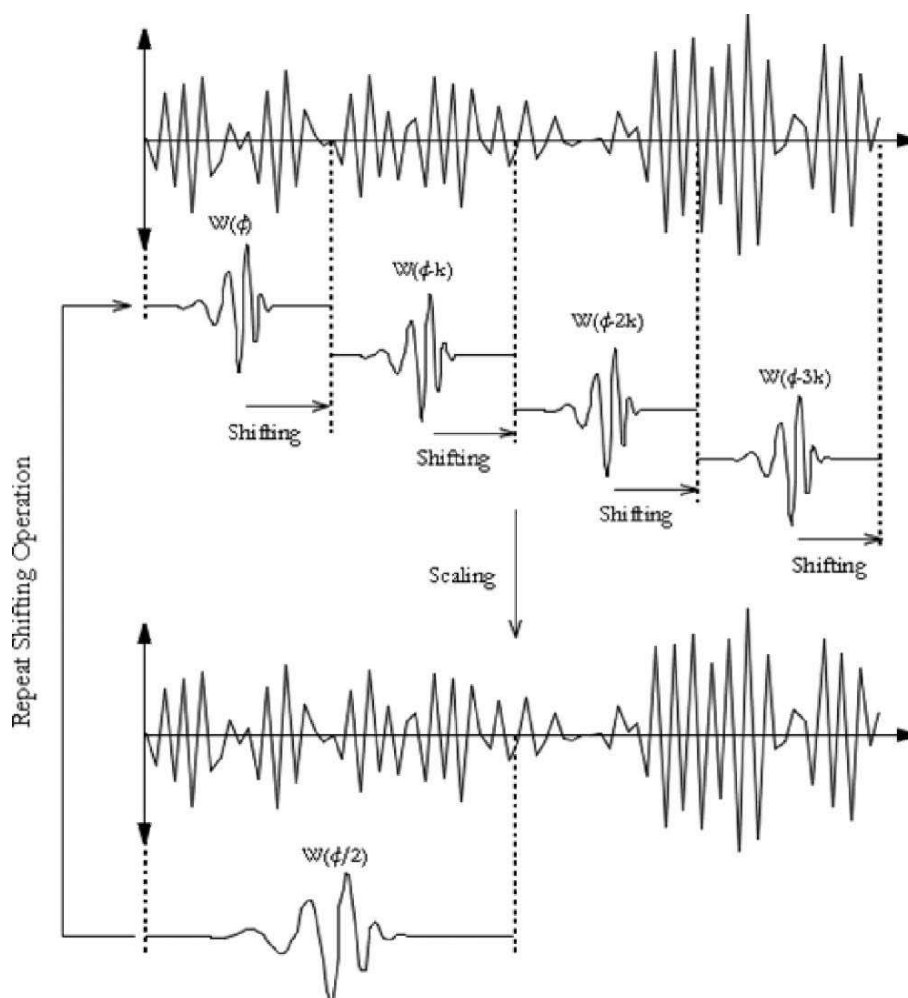
Σχήμα 9. Σύγκριση πραγματικής καμπύλης με τα αποτελέσματα του α) HARD β) WT γ) STFT

Παράρτημα Δ

Σύγκριση Μετασχηματισμού Κυματιδίων – Βραχυπρόθεσμοι Μετασχηματισμού Fourier

Η βασική προσέγγιση της ανάλυσης κυματιδίων περιλαμβάνει το φιλτράρισμα διαφόρων ζωνών συχνοτήτων και εν συνεχεία τη διαίρεση των ζωνών αυτών σε περιοχές χρόνου και ανάλυσης του ενεργειακού τους περιεχομένου, σε αντίθεση με την μέθοδο του βραχυπρόθεσμο μετασχηματισμού Fourier όπου η διαίρεση του σήματος γίνεται στον τομέα του χρόνου και κατόπιν εξετάζεται το ενεργειακό περιεχόμενο του κάθε τμήματος.

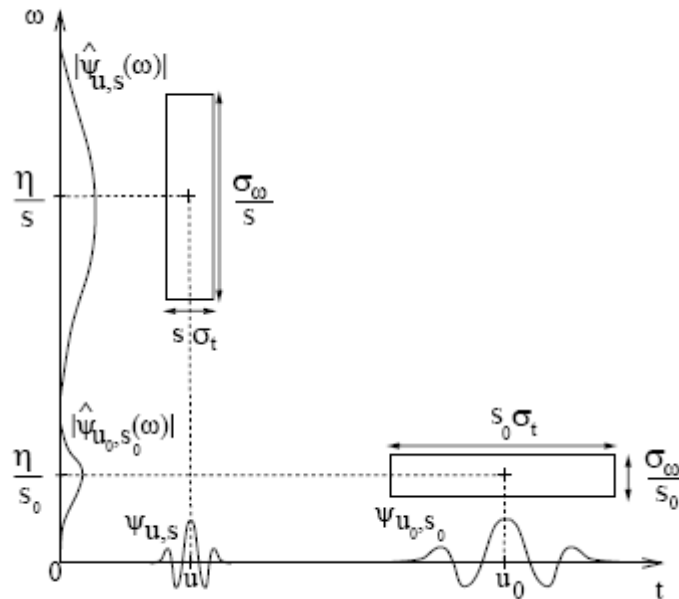
Στη μέθοδο του μετασχηματισμού κυματιδίου η χρήση παραθύρων μεταβλητού μεγέθους λύνει το πρόβλημα του χωρισμού του σήματος. Το παράθυρο μετατοπίζεται κατά μήκος του σήματος και υπολογίζεται κάθε φορά το φασματικό περιεχόμενο του τμήματος. Η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται για μικρότερα ή για μεγαλύτερα παράθυρα. Η διαφοροποίηση του μήκους του παραθύρου πετυχαίνεται με αλλαγή της τιμής του παράγοντα κλίμακας με αποτέλεσμα είτε την επέκταση είτε τη συρρίκνωση του κυματιδίου (σχήμα 10).



Σχήμα 10. Διαδικασία κλιμάκωσης και μετατόπισης του σήματος σύμφωνα με τον μετασχηματισμό κυματιδίων

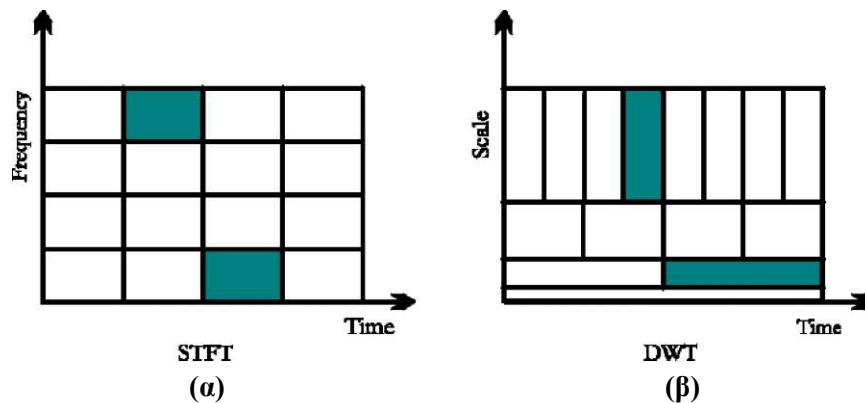
Με τον τρόπο αυτό επιτρέπεται η χρήση μεγαλύτερων διαστημάτων στο πεδίο του χρόνου για εξαγωγή πιο ακριβών πληροφοριών χαμηλής συχνότητας και μικρότερων παραθύρων

για λήψη πληροφορίας χαμηλής συχνότητας. Στο παρακάτω σχήμα 10 φαίνονται τα τετράγωνα δύο κυματιδίων στο πεδίο χρόνου-συχνότητας. Παρατηρούμε ότι η μείωση της κλίμακας έχει ως επακόλουθο το διάστημα χρόνου να μειώνεται, όμως το διάστημα συχνότητας να αυξάνει [10]. Δηλαδή υπάρχει μια αντιστοιχία μεταξύ κλίμακας και συχνότητας, και όπως παρατηρούμε η συχνότητα είναι αντίστροφη της κλίμακας. Πιο συγκεκριμένα, χαμηλή τιμή της κλίμακας έχει ως συνεπεία συρρικνωμένο κυματίδιο που με τη σειρά του υπονοεί λεπτομέρειες που μεταβάλλονται γρήγορα οπότε υψηλή συχνότητα. Αντίστροφα όσο πιο εκτεταμένα είναι τα κυματίδια τόσο μακρύτερο το τμήμα του σήματος με το οποίο συγκρίνεται και επομένως τόσο πιο αδρά τα χαρακτηριστικά του σήματος που υπολογίζονται με τους συντελεστές κυματιδίου.



Σχήμα 11. Τα κουτιά του Heisenberg για δυο κυματίδια.

Επιχειρώντας μια σύγκριση του βραχυχρονίου μετασχηματισμού Fourier και της ανάλυσης με κυματίδια γίνεται εύκολα αντιληπτό, με τη βοήθεια και του σχήματος 12, ότι ο δεύτερος προσφέρει ανώτερη αναλυτικότητα στο χρόνο των στοιχείων υψηλής συχνότητας και στην κλίμακα των στοιχείων χαμηλής συχνότητας. Αυτό είναι συχνά ωφέλιμο, καθώς επιτρέπει τα στοιχεία χαμηλής συχνότητας, τα οποία συνήθως προσδίδουν στο σήμα τα κύρια χαρακτηριστικά ή την ταυτότητα, να διακριθούν από τα άλλα όσον αφορά στο συχνοτικό τους περιεχόμενο, ενώ παράλληλα παρέχουν μια άριστη διακριτική ικανότητα στο χρόνο για τα υψηλής συχνότητας στοιχεία, που προσθέτουν τις λεπτές διαφορές στη συμπεριφορά των σημάτων. Έτσι η ανάλυση με κυματίδια αποκαλύπτει πληροφορίες τις οποίες χάνουν άλλες τεχνικές ανάλυσης σήματος, όπως είναι κλήσεις, απότομες διακοπές και άλλα. Αντίθετα η αναλυτικότητα της πρώτης μεθόδου είναι σταθερή και εξαρτάται από το μήκος του επιλεγόμενου παραθύρου [11].



Σχήμα 12. Σύγκριση της διάσπασης του σήματος με την μέθοδο STFT (α) και με αυτή του WT (β).

Τα χαρακτηριστικά που αναφέρθηκαν και που καταδεικνύουν την καλύτερη συμπεριφορά της ανάλυσης με κυματίδια στην επεξεργασία σήματος, καθιστούν την εφαρμογή της μεθόδου ευρέως διαδεδομένη σε πληθώρα επιστημονικών πεδίων.

Πλεονεκτήματα των κυματιδίων

Η ανάλυση κυματιδίων είναι ένα πολύ ισχυρό εργαλείο στον τομέα της επεξεργασίας σημάτων.

1. Μπορούν να αναπαραστήσουν ομαλές συναρτήσεις.
2. Μπορούν να αναπαραστήσουν διάφορες ιδιομορφίες.
3. Οι συναρτήσεις βάσης είναι τοπικές. Αυτό κάνει τους περισσότερους αλγόριθμους οι οποίοι βασίζονται σε συντελεστές επιρρεπείς σε ανομοιογένειες.
4. Έχουν την ιδιότητα της απόλυτης βάσης (ή κατά μια έννοια είναι σχεδόν η βέλτιστη επιλογή) για πλήθος συναρτήσεων που σημαίνει ότι, αν κάποιος δεν γνωρίζει και πάρα πολλά για ένα σήμα, η βάση των κυματιδίων είναι μια πολύ λογική επιλογή.
5. Δεν έχουν μεγάλο υπολογιστικό κόστος (ίσως μια από τις ελάχιστες πραγματικά χρήσιμες μεθόδους γραμμικού μετασχηματισμού με πολυπλοκότητα $O(N)$) συγκρινόμενη με τον μετασχηματισμό κατά Fourier, ο οποίος έχει $N \log(N)$ ή κάποιον αυθαίρετο γραμμικό μετασχηματισμό με $O(N^2)$.

Βιβλιογραφία

A) Βιβλία

- [1] Addison P., The illustrated wavelet transform handbook, 2002.
- [2] Rioul OI. and Vetterli M., “Wavelet and Signal Processing”, IEEE Signal Processing Magazine, vol. 8, no.4, pp. 14-38, Oct 1991.
- [3] C. S. Burrus, R. A. Gopinath, and H. Guo, “Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms”, Prentice Hall, New Jersey, 1998.
- [4] Rioul OI. and Duhamel P., “Fast Algorithms for Discrete and Continuous Wavelets Transforms, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 38, no. 2, pp. 569-586, March 1992.
- [5] Alferd Mertins, “Short-Time Fourier Analysis” Signal Analysis: Wavelets, Filter Banks, Time-Frequency Transforms and Applications, England: John Wiley & Sons: 1999, pp. 196-207.
- [6] Χατζηλεοντιάδης Ι. Λεόντιος, Μέθοδοι επεξεργασίας βιοιατρικών σημάτων, πανεπιστημιακό τυπογραφείο, σελ. 178-181, 2001.
- [7] Graps Amara, An Introduction to Wavelets IEEE Computational Sciences and Engineering, 1995, pp 50-61.
- [8] M. Akay. “Time Frequency and Wavelets in Biomedical Signal Processing”, IEEE Press series in Biomedical Engineering, New York 1998. Addison P. (2002), The illustrated wavelet transform handbook.
- [9] Agerkvist F. T., “A Time - Frequency Auditory Model Using Wavelet Packets”, Journal of Audio Eng.
- [10] S. Mallat, “Multifrequency channel decompositions of images and wavelet models”, IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Process., vol. 37, pp. 1091-1110, 1999.
- [11] I. W. Selesnick, R. G. Baraniuk, and N. G. Kingsbury. The dual-tree complex wavelet transform - A coherent framework for multiscale signal and image processing. IEEE Signal Processing Magazine, pp. 123-151, November 2005.
- [12] Snyder, D., L., “A state space approach to analog communication systems”, Cambridge, MA: MIT Press.
- [13] Griffiths, L., “Rapid measurement of digital instantaneous frequency”, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, pp. 180-221, 1975.
- [14] Cioffi, J. and Kailath, T., “Fast recursive-least squares, transversal filters for adaptive filtering”, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, Vol. 32, pp. 304-337, 1984.
- [15] Antoniadis, I., “Identification of harmonic components of signal in general noise environments: the Hard method”, Tech. Chron. Sci. J. TCG IV, pp. 7-18, 1995.
- [16] Marple S., L., “Digital spectral analysis with applications”, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1987.
- [17] National Instruments Corporation, Sound and Vibration Toolkit User Manual, Austin, Texas, USA, Part Number 322194C-01, edition April 2004.
- [18] Σκαρλάτος Δ., «Εφαρμοσμένη Ακουστική», Φιλομάθεια (Εκδ.), ISBN 960-87710-1-3, Πάτρα, Οκτώβριος 2003.
- [19] Instantaneous frequency estimation in rotating machinery using a Harmonic Signal Decomposition (HARD) parametric method. Yiakopoulos C. Gryllias K. Antoniadis I. Αθήνα 2009.

- [20] Χατζησάββας Ι., Μελέτη και κατασκευή μιας διάταξης αυτοματοποιημένων μετρήσεων δονήσεων και φθορών σε ακτινικά ένσφαιρα έδρανα κύλισης με καταπόνηση από ακτινικά φορτία. Ξάνθη 2008.
- [21] Choice of the wavelet analyzing in the phonocardiogram signal analysis using the discrete and the packet wavelet transform pp.5-15.
- [22] S. Mallat, A Wavelet Tour of Signal Processing, Academic Press, 1999.
- [23] Πρόχειρες σημειώσεις διαγνωστική βλαβών στρεφόμενου ηλεκτρομηχανολογικού εξοπλισμού. Ι. Αντωνιάδης, Χ. Γιακόπουλος. Σελ. 3-7.
- [24] G. Kaiser, “A Friendly Guide to Wavelets”, Birkhäuser, 1994.
- [25] D. Gabor, “Theory of communication”, J. of the IEEE, vol. 93, pp. 429-457, 1946.
- [26] Cohen and J. Kovacevic, “Wavelets: The Mathematical Background”, Proc. of the IEEE, vol. 84, no 4, April 1996.
- [28] Λουτρίδης Σ.Ι., Πρόγνωση και διάγνωση βλαβών σε ηλεκτρομηχανικά συστήματα με συνδυασμένη επεξεργασία του σήματος στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας, 2003.

B) Διαδίκτυο

1. Wavelet Transform

http://en.wikipedia.org/wiki/Wavelet_transform

<http://polyvalens.pagesperso-orange.fr/>

http://cas.ensmp.fr/~chaplais/wavetour_presentation/transformees/Ondelettes/Wavelet_Transform.html

http://www.bearcave.com/misl/misl_tech/wavelets/daubechies/index.html

<http://www.programmersheaven.com/2/Discreet-Wavelet-Transform>

<http://www.wavelet.org/>

2. Short Time Fourier Analysis

http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371361E-01/ivanls/stft_spectrogram_core/

<http://cnyack.homestead.com/files/artran/stft2t1.htm>

<http://www.ciaranhope.com/paper1.html>

<http://www.originlab.com/index.aspx?go=Products/Origin/DataAnalysis/SignalProcessing/STFT>

<http://www.mathworks.com/matlabcentral/>

<http://www.see.ed.ac.uk/drupal/>