



**Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Μηχανολόγων Μηχανικών
Τομέας Μηχανολογικών Κατασκευών &
Αυτομάτου Ελέγχου
Εργαστήριο Δυναμικής & Κατασκευών**

**Μέθοδοι διάγνωσης βλαβών
μηχανολογικού εξοπλισμού από
δυναμικές μετρήσεις σε μεταβαλλόμενες
συνθήκες λειτουργίας**

**Διδακτορική διατριβή
Κωνσταντίνος Ροδόπουλος**

Επιβλέπων Καθηγητής: Ιωάννης Α. Αντωνιάδης

Αθήνα 2016

Εισαγωγή

Ο τομέας της συντήρησης των μηχανημάτων αντιμετωπίζεται ως ένα σύνολο μέσων για τη διατήρηση της αποτελεσματικότητας, της διάρκειας και των επιδόσεων των μηχανών ώστε να αποφευχθεί η ποιοτική τους υποβάθμιση. Η χρήση των πρόσφατων τεχνολογικών εξελίξεων στην πληροφορική και τα συστήματα αυτοματισμού επιτρέπουν την αξιοποίηση και την εφαρμογή όλο και πιο σύγχρονων μεθόδων και πρακτικών συντήρησης που ελαχιστοποιούν το χρόνο στάσεων λόγω βλάβης και αυξάνουν τη διαθεσιμότητα του εξοπλισμού. Η συνεχής αύξηση της πολυπλοκότητας των μέσων παραγωγής δημιούργησε την ανάγκη της μετατροπής της συντήρησης από τεχνική σε πραγματική επιστήμη. Η ανάπτυξη προβλεπτικών και δυναμικών μεθόδων παρακολούθησης της λειτουργίας των μηχανών, παράγει τις απαντήσεις στις απαιτήσεις αύξησης της παραγωγικότητας και μείωσης των κινδύνων.

Η παρούσα διατριβή επικεντρώνεται στη διάγνωση βλαβών με χρήση δυναμικών μεθόδων κάτω από μεταβαλλόμενες λειτουργικές συνθήκες. Οι μεταβαλλόμενες λειτουργικές συνθήκες αφορούν τις βασικές παραμέτρους λειτουργίας των μηχανών όπως η ταχύτητα περιστροφής, η ταχύτητα των κινούμενων οχημάτων, η ολίσθηση των εδράνων κύλισης και το φορτίο. Εξετάζεται ένα εύρος διατάξεων από μικρά έως μεγάλα μεγέθη όπως έδρανα κύλισης, κινητήρες και οχήματα με διαφορετικές αρχές λειτουργίας όπως παλινδρομικές μηχανές και περιστροφικές μηχανές. Για το σκοπό της διάγνωσης καταγράφονται οι ταλαντώσεις που παράγονται από τη λειτουργία των μηχανών και αναλύονται με μεθόδους που χρησιμοποιούνται ευρέως καθώς και με δύο μεθόδους που παρουσιάζονται και αναλύονται εκτενώς.

Στο Κεφάλαιο 1 γίνεται παρουσίαση των βασικών αρχών της διάγνωσης και των διαγνωστικών στόχων. Γίνεται μια σύντομη παρουσίαση των κλασικών μεθόδων επεξεργασίας σήματος και των ζητούμενων από τις μεθόδους που χρησιμοποιούνται στα επόμενα κεφάλαια. Στα επόμενα κεφάλαια οι δύο δυναμικές μέθοδοι που παρουσιάζονται και προτείνονται, ελέγχονται ως προς την απόδοσή τους και προσαρμόζονται στην εκάστοτε περίπτωση. Από την εφαρμογή, τη σύγκρισή τους με άλλες μεθόδους και τη χρήση εργαλείων ανάλυσης σήματος προκύπτουν κατευθύνσεις επιλογής των παραμέτρων τους. Στο Κεφάλαιο 2 γίνεται βιβλιογραφική ανασκόπηση στο επιστημονικό πεδίο της διδακτορικής εργασίας και προσδιορίζεται η συμβολή της. Το Κεφάλαιο 3 αφιερώνεται στη μέθοδο HARD (Harmonic Decomposition), με συγκρίσεις και εφαρμογές της σε προσομοιωμένο σήμα. Ακόμη, γίνεται εφαρμογή της στην εύρεση της στιγμιαίας ταχύτητας άξονα ηλεκτρικού κινητήρα. Το Κεφάλαιο 4 περιέχει περαιτέρω συγκρίσεις και εφαρμογές σε παλινδρομικό βενζινοκινητήρα. Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζεται η μέθοδος CSMW (Complex Shifted Morlet Wavelets) για την υπέρβαση δυσκολιών που παρουσιάζονται με επικαλυπτόμενες αρμονικές ορισμένων σημάτων. Ακόμη

παρουσιάζονται αντίστοιχες εφαρμογές που πραγματοποιήθηκαν και με την μέθοδο HARD. Τέλος, στο Κεφάλαιο 6 γίνεται παρουσίαση εργαλείων εκτίμησης της επιτυχίας εφαρμογής, σε σήματα προερχόμενα από έδρανα κύλισης με βλάβη.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα της διδακτορικής μου διατριβής καθηγητή Ιωάννη Αντωνιάδη και το μέλος του εργαστηρίου Χρήστο Γιακόπουλο για την πολύτιμη καθοδήγηση και βοήθεια που μου προσέφεραν όλα αυτά τα χρόνια. Ακόμη, τα άλλα δύο μέλη της τριμελούς επιτροπής, τους καθηγητές Κωνσταντίνο Κυριακόπουλο και Χριστόφορο Προβατίδη. Ευχαριστώ για τη συμμετοχή τους τα μέλη της επταμελούς επιτροπής Γεώργιο Βοσνιάκο, Κωνσταντίνο Γρύλλια, Δημήτριο Κουλοχέρη και Βασίλειο Σπιτά. Τέλος, συνολικά το Ε. Μ. Πολυτεχνείο για τη ευκαιρία που μου παρείχε να αποτελώ μέλος του.

Ξεχωριστά και από καρδιάς ευχαριστώ την οικογένειά μου και τους φίλους μου για την υποστήριξη που μου παρείχαν αυτά τα χρόνια.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1	12
Η διάγνωση βλαβών.....	12
1.1 Η αναγκαιότητα της συντήρησης	12
1.2 Η θεώρηση της συντήρησης	13
1.3 Η εξέλιξη της συντήρησης.....	14
1.4 Προβλεπτική συντήρηση	16
1.5 Κατηγορίες βλαβών	18
1.6 Δυναμική παρακολούθηση (Condition Monitoring)	19
1.7 Μέθοδοι προβλεπτικής συντήρησης.....	21
1.8 Διάγνωση βλαβών με ανάλυση κραδασμών	25
1.9 Απαιτήσεις διαγνωστικών συστημάτων	27
1.10 Βασικές αρχές σημάτων.....	29
1.11 Φίλτρο Savitzky – Golay	30
1.12 Βασικές τεχνικές επεξεργασίας σήματος.....	33
1.12.1 Ανάλυση στο πεδίο του χρόνου.....	33
1.12.2 Ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας - Ανάλυση Fourier	34
1.13 Μέθοδος Αρμονικής Αποδιαμόρφωσης Σήματος (HARD).....	36
1.14 Κυματιδιακός Μετασχηματισμός (Wavelet Transform)	38
1.14.1 Θεωρητικό Υπόβαθρο Κυματιδιακού Μετασχηματισμού	40
1.14.2 Αποδιαμόρφωση με χρήση Μετατοπιζόμενων Μιγαδικών Κυματιδίων Morlet..	43
Κεφάλαιο 2	46
Βιβλιογραφική ανασκόπηση και συμβολή της παρούσας διατριβής.....	46
2.1 Ανασκόπηση μεθόδων εύρεσης της στιγμιαίας συχνότητας	46
2.2 Συμβολή της παρούσας διδακτορικής διατριβής.....	53
Κεφάλαιο 3	55
Παραμετρική μέθοδος για την εκτίμηση της στιγμιαίας ταχύτητας περιστροφής	55
3.1 Το θεωρητικό υπόβαθρο της μεθόδου HARD.....	55
3.2 Έλεγχος ευαισθησίας παραμέτρων	58
3.2.1 Έλεγχος με χρήση ημιτονοειδούς σήματος	58
3.2.2 Έλεγχος με χρήση σήματος ‘chirp’	64
3.3 Πειραματικά αποτελέσματα.....	68
3.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου 3	76
Κεφάλαιο 4	77
Ανάλυση παραμέτρων, σύγκριση και εφαρμογές μεθόδου HARD.....	77

4.1 Ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων.....	77
4.2 Πειραματικά αποτελέσματα.....	82
4.2.1 Εκκίνηση και τερματισμός ενός ηλεκτροκινητήρα με άξονα.....	82
4.2.2 Διακυμάνσεις ταχύτητας κινητήρα μοτοσυκλέτας.....	89
4.3 Συμπεράσματα Κεφαλαίου 4	92
Κεφάλαιο 5	93
Εκτίμηση στιγμιαίας συχνότητας με μετατοπιζόμενα κυματίδια Morlet	93
5.1 Θεωρητικό υπόβαθρο μεθόδου.....	93
5.2 Εφαρμογή σε προσομοιωμένα σήματα.....	96
5.2.1 Άθροισμα δύο αρμονικών συστατικών	96
5.2.2 Σήματα διαμορφωμένα κατά πλάτος.....	103
5.2.3 Σήματα διαμορφωμένα κατά συχνότητα	107
5.3 Εφαρμογή σε πειραματικά σήματα.....	110
5.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου 5	115
Κεφάλαιο 6	116
Εφαρμογή μετατοπιζόμενων κυματιδίων σε ένσφαιρους τριβείς με βλάβη.....	116
6.1 Μοντέλο ένσφαιρου τριβέα	116
6.2 Εφαρμογή σε προσομοιωμένα σήματα.....	118
6.3 Εφαρμογή σε πειραματικά σήματα.....	126
6.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου 6	133
Κεφάλαιο 7	134
Συμπεράσματα Διατριβής.....	134
Βιβλιογραφία διατριβής.....	136

Λίστα σχημάτων

Σχήμα 1.1: Μέτρηση και ανάλυση κραδασμών.....	22
Σχήμα 1.2: Αισθητήρας μέτρησης κραδασμών-επιταχυνσιόμετρο.	26
Σχήμα 1.3: Τύποι σημάτων.	30
Σχήμα 1.4: Σήμα πριν και μετά την εφαρμογή του φίλτρου Savitzky – Golay.....	32
Σχήμα 1.5: Δείγματα σε σήμα chirp χωρίς θόρυβο.	37
Σχήμα 1.6: Δεκαπέντε δείγματα του σήματος με ολίσθηση 1 σημείο.	38
Σχήμα 1.7: Γραφική παράσταση κυματιδιακών συναρτήσεων που αντιστοιχούν σε τρεις (3) διαφορετικές τιμές της κλίμακας α της ίδιας μητρικής συνάρτησης συναρτήσεως της ανεξάρτητης μεταβλητής x	42
Σχήμα 3.1: Το διάγραμμα ροής της προτεινόμενης μεθόδου.	58

Σχήμα 3.2: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=1%.	59
Σχήμα 3.3: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=5%.	59
Σχήμα 3.4: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=10%.	60
Σχήμα 3.5: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=15%.	60
Σχήμα 3.6: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=20%.	61
Σχήμα 3.7: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=30%.	62
Σχήμα 3.8: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=10%.	63
Σχήμα 3.9: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=2T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=10%.	63
Σχήμα 3.10: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=4T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο ANL=10%.	64
Σχήμα 3.11: Εφαρμογή μεθόδου HARD σε σήμα ‘chirp’ με επίπεδα θορύβου ANL 1%, 15%, 30% αντίστοιχα για $T_d=4T$	65
Σχήμα 3.12: Εφαρμογή μεθόδου HARD σε σήμα ‘chirp’ με επίπεδα θορύβου ANL 1%, 15%, 30% αντίστοιχα για $T_d=8T$	65
Σχήμα 3.13: Εφαρμογή μεθόδου HARD σε σήμα ‘chirp’ με επίπεδα θορύβου ANL 1%, 15%, 30% αντίστοιχα για $T_d=16T$	66
Σχήμα 3.14: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για διάρκεια δειγματοληψίας $T_A=2T$	66
Σχήμα 3.15: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για διάρκεια δειγματοληψίας $T_A=50T$	67
Σχήμα 3.16: Εκτιμώμενη καμπύλη IF των προσομοιωμένων σημάτων με μια αρμονική συνιστώσα και θόρυβο ANL=5% και χρόνου δειγματοληψίας ίσο με $T_A=10T$	68
Σχήμα 3.17: Εκτιμώμενη καμπύλη IF των προσομοιωμένων σημάτων με μια αρμονική συνιστώσα και θόρυβο ANL=10% και χρόνου δειγματοληψίας ίσο με $T_A=10T$	68
Σχήμα 3.18: Μετρούμενο σήμα κατά τη διάρκεια εκκίνησης του ηλεκτροκινητήρα.	69
Σχήμα 3.19: Φάσμα του σήματος εκκίνησης.	69
Σχήμα 3.20: Χρονική κυματομορφή του φιλτραρισμένου σήματος κατά την εκκίνηση.	70
Σχήμα 3.21: Φάσμα του φιλτραρισμένου σήματος κατά την εκκίνηση.	70
Σχήμα 3.22: Εκτιμώμενες καμπύλες κατά την εκκίνηση με χρόνο $T=5$ sec.	71
Σχήμα 3.23: Εκτιμώμενες καμπύλες κατά την εκκίνηση με χρόνο $T=4$ sec.	71
Σχήμα 3.24: Ποσοστιαίο λάθος κατά την εκκίνηση.	72
Σχήμα 3.25: Μέσο λάθος κατά την εκκίνηση.	72

Σχήμα 3.26: Μετρούμενο σήμα κατά τη διάρκεια τερματισμού του ηλεκτροκινητήρα.	73
Σχήμα 3.27: Φάσμα κατά τη διάρκεια τερματισμού του ηλεκτροκινητήρα.	73
Σχήμα 3.28: Χρονική κυματομορφή φιλτραρισμένου σήματος κατά τη διάρκεια τερματισμού.	74
Σχήμα 3.29: Φάσμα φιλτραρισμένου σήματος κατά τη διάρκεια τερματισμού.	74
Σχήμα 3.30: Καμπύλες στιγμιαίας συχνότητας κατά τον τερματισμό.	74
Σχήμα 3.31: Ποσοστιαίο λάθος κατά τον τερματισμό.	75
Σχήμα 3.32: Μέσο λάθος κατά τον τερματισμό.	75
Σχήμα 4.1: Μέσο σφάλμα της HARD IF εκτίμησης για $T_d=1T$ έως $T_d=16T$ και (a) SNR=50dB, (b) SNR=30dB, (c) SNR=20dB, (d) SNR=10dB.	79
Σχήμα 4.2: Διακύμανση της μεθόδου HARD IF για $T_d=1T$ έως $T_d=16T$ και (a) SNR=50dB, (b) SNR=30dB, (c) SNR=20dB, (d) SNR=10dB.	80
Σχήμα 4.3: Δείκτες σφάλματος της εκτίμησης Hilbert για διάφορα SNRs και $T_d=16T$ (α) μέσο σφάλμα, (β) διακύμανση.	81
Σχήμα 4.4: Δείκτες σφάλματος της εκτίμησης DESA για διάφορα SNRs και $T_d=16T$ (α) μέσο σφάλμα, (β) διακύμανση.	82
Σχήμα 4.5: Χρονικό σήμα (α) και φάσμα (β) που μετρήθηκε κατά την εκκίνηση.	83
Σχήμα 4.6: Χρονικό σήμα (α) και φάσμα (β) του φιλτραρισμένου σήματος εκκίνησης.	83
Σχήμα 4.7: IF εκτιμήσεις κατά την εκκίνηση.	85
Σχήμα 4.8: Μέσες τιμές σφάλματα κατά τη διάρκεια της εκκίνησης.	85
Σχήμα 4.9: Χρονικό σήμα (α) και το φάσμα του (β) που μετρήθηκε κατά τη διάρκεια τερματισμού.	86
Σχήμα 4.10: Χρονικό σήμα (α) και φάσμα (β) του φιλτραρισμένου σήματος τερματισμού.	87
Σχήμα 4.11: IF εκτιμήσεις κατά τη διάρκεια του τερματισμού.	88
Σχήμα 4.12: Μέσο λάθος για τον τερματισμό.	88
Σχήμα 4.13: Η μοτοσυκλέτα Honda C50 και η μετρητική διάταξη.	89
Σχήμα 4.14: Χρονική κυματομορφή (α) και το φάσμα της (β) κατά τη διάρκεια του ρελαντί.	90
Σχήμα 4.15: Χρονικό σήμα (α) και το φάσμα του (β) που μετρήθηκε κατά τη διάρκεια του ρελαντί.	90
Σχήμα 4.16: Εκτιμώμενες καμπύλες συχνότητας κατά τη διάρκεια του ρελαντί.	91
Σχήμα 4.17: Μέση τιμή σφάλματος κατά τη διάρκεια του ρελαντί.	92
Σχήμα 5.1: Οι πρώτες δύο ιδιοτιμές ενός σήματος αρμονικών με κυμαινόμενα πλάτη A και συχνότητες f για λόγο SNR=100.	97
Σχήμα 5.2: Λάθη κατά την εκτίμηση στιγμιαίων συχνοτήτων των αρμονικών με κυμαινόμενα πλάτη A και συχνότητες f για λόγο SNR=10.	98
Σχήμα 5.3: Κυματομορφές αρμονικών σημάτων με δύο συνιστώσες ίσου πλάτους ($A=1$) και διαφορετικής συχνότητας του ενός συστατικού. (a) $f=0.1$, (b) $f=0.5$, (c) $f=0.9$, SNR=100.	100

Σχήμα 5.4: Κυματομορφές αρμονικών σημάτων με δεύτερη συνιστώσα πλάτους ($A=100$) και συχνότητας $f=0.8$ (a) $SNR=100$, (b) $SNR=10$	101
Σχήμα 5.5: Κυματομορφές αρμονικών σημάτων με δεύτερη συνιστώσα πλάτους ($A=0.01$) και συχνότητας $f=0.1$ (a) $SNR=100$, (b) $SNR=10$	102
Σχήμα 5.6: Σήμα δύο συστατικών διαμορφωμένο κατά πλάτος που χρησιμοποιήθηκε στην ενότητα 4.3.2 (Test case 2).	103
Σχήμα 5.7: Φάσμα του σήματος (Σχ. 5.6) μαζί με τη δομή των κυματιδίων που χρησιμοποιήθηκε στην ενότητα 4.3.2 (Test case 2).	104
Σχήμα 5.8: Ιδιοτιμές σήματος δύο συστατικών διαμορφωμένου κατά πλάτος που χρησιμοποιήθηκε στην ενότητα 5.2.2 (Test case 2).	104
Σχήμα 5.9: Στιγμαίεις συχνότητες των συστατικών του σήματος. Οι τιμές με μπλε αντιστοιχούν στην εκτίμηση με τη δομή CSMW του πίνακα 5.2. Οι τιμές με κόκκινο αντιστοιχούν στην εκτίμηση με τη δομή CSMW του πίνακα 5.3.	105
Σχήμα 5.10: Στιγμαίαία πλάτη των δύο συστατικών του διαμορφωμένου κατά πλάτος σήματος που χρησιμοποιήθηκε στην ενότητα 5.2.2 (Test case 2).	106
Σχήμα 5.11: Στιγμαίεις συχνότητες (α) και ιδιοτιμές (β) σήματος δύο συστατικών διαμορφωμένο συχνοτικά, χρησιμοποιώντας τη δομή CSMW του Πίν. 4.6 (Επιλογή A) ενότητα 5.2.3 (Test case 3).	109
Σχήμα 5.12: Στιγμαίεις συχνότητες (α) και ιδιοτιμές (β) σήματος δύο συστατικών διαμορφωμένο συχνοτικά, χρησιμοποιώντας τη δομή CSMW του Πίν. 5.7 (Επιλογή B) ενότητα 5.2.3 (Test case 3).	110
Σχήμα 5.13: Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε.	111
Σχήμα 5.14: Σήμα δόνησης κατά τη διάρκεια εκκίνησης του κινητήρα (Test case 4).	111
Σχήμα 5.15: Φάσμα του σήματος του Σχ. 5.14 με τη δομή CSMW που χρησιμοποιήθηκε (Test case 4).	112
Σχήμα 5.16: Ιδιοτιμές του σήματος που χρησιμοποιήθηκε (Test case 4).	112
Σχήμα 5.17: Στιγμαίεις συχνότητες κατά την εκκίνηση του κινητήρα (Test case 4).	114
Σχήμα 5.18: Λόγος μεταξύ της 2 ^{ης} προς την 1 ^η αρμονική και της 3 ^{ης} ως προς την 1 ^η αρμονική (Test case 4).	114
Σχήμα 6.1: Σήμα που περιέχει τις κρούσεις εδράνου κύλισης μεταβλητής συχνότητας.	117
Σχήμα 6.2: Παλμός που παράγεται από το μοντέλο.	118
Σχήμα 6.3: Το τελικό σήμα που παράγεται από το μοντέλο.	118
Σχήμα 6.4: Μέρος της περιβάλλουσας του σήματος με το σφάλμα μεταξύ 26 Hz και 72 Hz.	119
Σχήμα 6.5: Φάσμα της περιβάλλουσας του προσημειωμένου σήματος με βλάβη στον εξωτερικό δακτύλιο.	120
Σχήμα 6.6: Οι τιμές των ιδιομορφών του προηγούμενου σήματος.	120
Σχήμα 6.7: Εκτιμήσεις στιγμιαίας συχνότητας για τη βλάβη κατά την εκκίνηση.	121
Σχήμα 6.8: Επανυπολογισμός τμήματος α) 0-3 δευτ., β) 0-2 δευτ.	122
Σχήμα 6.9: Τελικές εκτιμήσεις συχνότητας μετά τον επανυπολογισμό.	122

Σχήμα 6.10: Μέρος της περιβάλλουσας του σήματος με βλάβη ανάμεσα στα 114.4 Hz και 53 Hz.....	123
Σχήμα 6.11: Φάσμα του σήματος και κυματίδια που εφαρμόστηκαν.	123
Σχήμα 6.12: Οι τιμές των ιδιομορφών του προηγούμενου σήματος.	124
Σχήμα 6.13: Οι εκτιμήσεις της συχνότητας με τις αντίστοιχες συχνότητες βλάβης.	124
Σχήμα 6.14: Επανυπολογισμός τμήματος α) 4-7 δευτ., β) 6-7 δευτ.....	125
Σχήμα 6.15: Τελικές εκτιμήσεις συχνότητας μετά τον επανυπολογισμό.	125
Σχήμα 6.16: Μέρος της περιβάλλουσας του σήματος με βλάβη ανάμεσα στα	126
Σχήμα 6.17: Φάσμα του σήματος και κυματίδια που εφαρμόστηκαν.	127
Σχήμα 6.18: Τιμές ιδιομορφών για κάθε συστατικό του σήματος (εκκίνηση).	128
Σχήμα 6.19: Οι εκτιμήσεις της συχνότητας με τις αντίστοιχες συχνότητες βλάβης.	128
Σχήμα 6.20: Επανυπολογισμός τμήματος α) 0-3 δευτ., β) 0-2 δευτ.....	129
Σχήμα 6.21: Τελικές εκτιμήσεις συχνότητας μετά τον επανυπολογισμό (εκκίνηση).	129
Σχήμα 6.22: Μέρος της περιβάλλουσας του σήματος με βλάβη ανάμεσα στα	130
Σχήμα 6.23: Φάσμα του σήματος και κυματίδια που εφαρμόστηκαν.	130
Σχήμα 6.24: Τιμές ιδιομορφών για κάθε συστατικό του σήματος (τερματισμός).	131
Σχήμα 6.25: Οι εκτιμήσεις της συχνότητας με τις αντίστοιχες συχνότητες βλάβης.	131
Σχήμα 6.26: Επανυπολογισμός τμήματος α) 4-7 δευτ., β) 6-7 δευτ.....	132
Σχήμα 6.27: Τελικές εκτιμήσεις συχνότητας μετά τον επανυπολογισμό (τερματισμός).	132

Λίστα Πινάκων

Πίνακας 3.1. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας σε συνάρτηση του χρόνου καταγραφής T_A	67
Πίνακας 4.1. Μέσο σφάλμα της εκτίμησης για τον μετασχηματισμό Hilbert.....	80
Πίνακας 4.2. Διακύμανση της εκτίμησης για τον μετασχηματισμό Hilbert ($\times 10^3$). ..	80
Πίνακας 5.1. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη της κυματιδιακής δομής που χρησιμοποιείται στο Κεφάλαιο 4.3.1.	97
Πίνακας 5.2. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη (Hz) των κυματιδίων.	103
Πίνακας 5.3. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη (Hz) των αναθεωρημένων κυματιδίων.	105
Πίνακας 5.4. Λάθη για κατά πλάτος διαμορφωμένα (εφαρμογή 2). Σήματα χωρίς θόρυβο.....	106
Πίνακας 5.5. Λάθη για κατά πλάτος διαμορφωμένα (εφαρμογή 2). Σήματα με SNR=10.....	107
Πίνακας 5.6. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη (Hz) των κυματιδίων.....	107
Πίνακας 5.7. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη (Hz) των κυματιδίων.....	108
Πίνακας 5.8. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη των κυματιδίων που χρησιμοποιούνται στην παράγραφο 5.3.....	111

Κεφάλαιο 1

Η διάγνωση βλαβών

1.1 Η αναγκαιότητα της συντήρησης

Η συντήρηση και γενικότερα η διαχείριση του εξοπλισμού είναι μία από τις δραστηριότητες στις οποίες θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη βαρύτητα ώστε ο μηχανολογικός εξοπλισμός να είναι διαθέσιμος και ασφαλής κάτω από όλες τις συνθήκες. Και αυτό γιατί αφενός είναι μία σύνθετη δραστηριότητα και αφετέρου το κόστος της αποτελεί ένα σημαντικό τμήμα του συνολικού κόστους λειτουργίας. Ανάλογα με τον κλάδο το κόστος συντήρησης σαν ποσοστό του συνολικού κόστους του παραγόμενου προϊόντος κυμαίνεται από 15% στις ελαφρές βιομηχανικές μονάδες (π.χ. βιομηχανίες τροφίμων) έως 40% στις βαριές βιομηχανικές εγκαταστάσεις (π.χ. χαλυβουργίες, χαρτοβιομηχανίες, χημικές βιομηχανίες, βιομηχανίες παραγωγής ρεύματος κ.λπ.) [1]. Η ολοένα και μεγαλύτερη μηχανοποίηση και αυτοματοποίηση των λειτουργιών και η απαίτηση προστασίας του οικολογικού περιβάλλοντος είναι τα νέα δεδομένα στο βιομηχανικό κλάδο.

Η χαμένη παραγωγή μιας ημέρας εξαιτίας μιας απρόσμενης διακοπής δεν πρόκειται ποτέ να ανακτηθεί χωρίς επιπρόσθετο κόστος, όπως υπερωρίες, ενώ υπάρχει και χρονικό αντίκτυπο στις παραγγελίες. Η σημασία της λειτουργίας της συντήρησης έχει αυξηθεί χάρη στο ρόλο της στη διατήρηση και τη βελτίωση της διαθεσιμότητας και της απόδοσης του εξοπλισμού, της ποιότητας των προϊόντων, της επίτευξης συνεπών παραδόσεων των παραγγελιών, της ικανοποίησης των περιβαλλοντολογικών απαιτήσεων και των απαιτήσεων ασφαλείας και της διατήρησης της συνολικής οικονομικής απόδοσης της βιομηχανίας σε υψηλά επίπεδα. Παραδοσιακά η συντήρηση θεωρείτο αναγκαίο κακό, στην πραγματικότητα όμως αποτελεί ένα κέντρο βελτίωσης παρά ένα απρόβλεπτο και αναπόφευκτο κόστος. Με την εφαρμογή αποδοτικής συντήρησης οι αστοχίες είναι δυνατό να περιοριστούν στο ελάχιστο. Αυτό οδηγεί σε σημαντική αποφυγή δαπανών.

Όσο τεχνολογικά εξελιγμένα και να είναι τα μηχανήματα παραγωγής, είναι αδύνατο να λειτουργούν και να αποδίδουν, τουλάχιστον στο επίπεδο που είναι σχεδιασμένα να το κάνουν, χωρίς την απαραίτητη επίβλεψη και συντήρηση. Η συντήρηση σε μία βιομηχανική εφαρμογή έχει στόχο να υποστηρίξει την παραγωγή έτσι ώστε να παράγονται προϊόντα συνεχώς, με το μικρότερο δυνατό κόστος και την καλύτερη ποιότητα σύμφωνα με τα πρότυπα της εταιρίας. Έτσι λοιπόν επιγραμματικά η συντήρηση πρέπει να εξασφαλίζει:

- Απρόσκοπτη λειτουργία - Μείωση χαμένου χρόνου
- Οικονομική λειτουργία - Μέγιστη παραγωγικότητα
- Βέλτιστο αποτέλεσμα από πλευράς ποιότητας

- Πληροφορίες για παραπέρα βελτίωση του εξοπλισμού και της οργάνωσης.

Το κόστος συντήρησης σήμερα μπορεί να αντιπροσωπεύει μέχρι και το 40% των εξόδων λειτουργίας μιας βιομηχανίας [1]. Με τον όρο συντήρηση εννοούμε:

- Τεχνικό και χρονικό σχεδιασμό εργασιών
- Διαχείριση υλικών και ανταλλακτικών
- Διαχείριση ανθρώπινου δυναμικού
- Διαχείριση εργαλείων και μέσων γενικότερα
- Προληπτικούς, προγνωστικούς και διαγνωστικούς ελέγχους
- Προληπτικές ενέργειες και αντικαταστάσεις
- Προγραμματισμό και εκτέλεση προγράμματος λίπανσης
- Επισκευές, βελτιώσεις, κατασκευές
- Γενικές ετήσιες συντηρήσεις.

Από τα παραπάνω είναι σαφές ότι η συντήρηση δεν έχει στόχο μόνο τις επισκευές, όπως γενικά θεωρείται από πολλούς, αλλά αποτελεί έναν κρίσιμης σημασίας παράγοντα στη ζωή του εξοπλισμού που σχετίζεται με το σύνολο της απόδοσής του. Η διατήρηση του εξοπλισμού και των στοιχείων του σε ικανοποιητική κατάσταση λειτουργίας μέσω της συντήρησης (συστηματικές επιθεωρήσεις, εντοπισμοί και διορθώσεις επικείμενων αστοχιών πριν εμφανιστούν ή προτού εξελιχθούν σε μεγάλες καταστροφές) αποδεικνύεται ότι:

- Μειώνει το επενδύσιμο κεφάλαιο
- Μειώνει την ποιοτική υποβάθμιση του εξοπλισμού
- Μειώνει τις βλάβες του εξοπλισμού
- Αυξάνει τη διάρκεια ζωής των μηχανών
- Αυξάνει την παραγωγικότητα του προσωπικού της συντήρησης
- Ελαττώνει την απώλεια πελατείας
- Βελτιώνει τη συμμόρφωση σε νόμους και κανονισμούς
- Μειώνει περιττές επισκευές μηχανών
- Μειώνει την επανάληψη δραστηριοτήτων συντήρησης
- Μειώνει την απόρριψη (ελαττωματικών) προϊόντων
- Αυξάνει την αξιοπιστία
- Μειώνει τις υπερφορτίες
- Αυξάνει την ασφάλεια
- Μειώνει τους τραυματισμούς
- Μειώνει την κατανάλωση ενέργειας
- Μειώνει την ποσότητα των απαραίτητων διαθέσιμων ανταλλακτικών
- Μειώνει τα ελαττώματα σε καινούριες μηχανές
- Μειώνει τις λανθασμένες ενέργειες συντήρησης
- Μειώνει τα ασφάλιστρα.

1.2 Η θεώρηση της συντήρησης

Πολύ συχνά η συντήρηση αποτελεί το πρώτο θύμα των προσπαθειών εξοικονόμησης πόρων σε μια εγκατάσταση κάτω από την εσφαλμένη θεώρηση ότι η

μείωση των εξόδων συντήρησης θα βελτιώσει την βιωσιμότητα της βιομηχανίας. Ο χειρισμός αυτός είναι πιθανό να αποφέρει κάποια εξοικονόμηση σε βραχυπρόθεσμη βάση, αλλά είναι σίγουρο ότι οι επιπτώσεις που θα έχει στη μεσο-μακροπρόθεσμη λειτουργία της βιομηχανίας θα είναι καταστροφικές. Και μόνο αν αναλογιστεί κανείς τις επιπτώσεις από ένα απρόβλεπτο σταμάτημα της παραγωγής σε μια διάταξη συνεχούς λειτουργίας μπορεί να αντιληφθεί τη σημασία μιας τέτοιας προσέγγισης.

Σε αντίθεση με την παραπάνω αντίληψη, για τις σωστά οργανωμένες βιομηχανίες η συντήρηση αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι του παραγωγικού δυναμικού, μια επιλογή που αποδίδει τόσο στη βελτίωση της παραγωγικότητας αυτής καθ' εαυτής όσο και στην ποιότητα των παραγόμενων προϊόντων. Για τις βιομηχανίες αυτές η συντήρηση είναι μία προσεκτικά οργανωμένη λειτουργία η οποία, έχοντας λάβει υπόψη όλους τους παράγοντες κόστους, οικονομίας ποιότητας και πάνω από όλα τους σκοπούς της βιομηχανίας, αξιοποιεί:

- ανθρώπινο δυναμικό,
- μηχανολογικό εξοπλισμό και εργαλεία,
- διαδικασίες ενεργειών, συγκέντρωσης πληροφοριών και επαναπληροφόρησης,
- συνεργάτες, πελάτες και προμηθευτές

με στόχο την όσο το δυνατόν αποτελεσματικότερη εκπλήρωση των στόχων.

1.3 Η εξέλιξη της συντήρησης

Η συντήρηση από την εμφάνισή της μέχρι σήμερα έχει εξελιχθεί κατά πολύ. Ειδικά τα τελευταία είκοσι χρόνια έχει αλλάξει ίσως περισσότερο απ' όσο περίμεναν οι ειδικοί. Νέα δεδομένα έχουν έρθει στο χώρο, ολοένα περισσότερα συστήματα και παραγωγικές μονάδες απαιτούν συντήρηση και φυσικά νέες τεχνικές και φιλοσοφίες εφαρμόζονται σε όλο τον κόσμο.

Μέχρι το Δεύτερο Παγκόσμιο Πόλεμο η βιομηχανία δεν ήταν μηχανοποιημένη σε υψηλό βαθμό. Το μεγαλύτερο κομμάτι του εξοπλισμού ήταν απλό και ο σχεδιασμός του πολύ βασικός. Οι συνέπειες των αστοχιών δεν ήταν τόσο ζωτικής σημασίας και η επίδρασή τους ήταν μηδαμινή. Έτσι ο βιομηχανικός εξοπλισμός λειτουργούσε κανονικά μέχρι να αστοχήσει και τότε είτε επισκευαζόταν είτε αντικαθίστατο. Η συντήρηση δε θεωρείτο σημαντική, αλλά ως μια παραγωγική δραστηριότητα και ένα αναγκαίο κακό. Η πρώτη προσέγγιση της συντήρησης μπορεί να χαρακτηριστεί ως συντήρηση «εξ αντιδράσεως» κατά την οποία δε γίνεται καμία ενέργεια για την αποφυγή ή διάγνωση επερχόμενης αστοχίας. Το κόστος της συντήρησης αυτής είναι συνήθως υψηλό, μπορεί όμως να είναι οικονομικά αποδοτική σε συγκεκριμένες περιπτώσεις. Αυτή η πρώτη γενιά συντήρησης που προέκυψε με την εμφάνιση των πρώτων μηχανών αναφέρεται ως *Λειτουργία ως τη Βλάβη (Breakdown Maintenance)*.

Μετά το Δεύτερο Παγκόσμιο Πόλεμο η μείωση του ανθρώπινου δυναμικού στις βιομηχανίες και η αύξηση της ζήτησης ποικίλων προϊόντων οδήγησε σε υψηλή μηχανοποίηση. Οι εγκαταστάσεις κατασκευών έγιναν πολύπλοκες και οι βλάβες

άρχισαν να πληθαίνουν. Η διαθεσιμότητα, η μακροζωία και το κόστος άρχισαν να θεωρούνται σημαντικοί παράγοντες για την επίτευξη των στόχων των βιομηχανιών. Η συντήρηση έγινε δραστηριότητα του τμήματος συντήρησης και θεωρείτο ένα τεχνικό ζήτημα. Έτσι η δεύτερη προσέγγιση της συντήρησης μπορεί να περιγραφεί ως μία προληπτική προσέγγιση. Η *Προληπτική Συντήρηση (Preventive Maintenance)* επίσημα ορίζεται ως «η συντήρηση που διενεργείται σε προκαθορισμένα χρονικά διαστήματα ή ανταποκρινόμενη σε συγκεκριμένα κριτήρια και στοχεύει στη μείωση της πιθανότητας βλάβης ή χειροτέρευσης της λειτουργίας ενός αντικειμένου». Αυτά τα προκαθορισμένα χρονικά διαστήματα μπορεί να είναι είτε με βάση το χρόνο (time-based, δηλαδή ημερολογιακές ημέρες) είτε με βάση τη χρήση (use-based, όπως συνολικές ώρες λειτουργίας, συνολική παραγωγή) και καθορίζονται με τη χρήση στατιστικών μοντέλων.

Κατά τη διάρκεια της δεκαετίας του 1970 ο βιομηχανικός εξοπλισμός αυτοματοποιήθηκε ακόμη περισσότερο και έγινε ακόμη πιο περίπλοκος. Η αξιοπιστία, η διαθεσιμότητα και η συντηρησιμότητα, η ασφάλεια, η ποιότητα, το περιβάλλον, οι πολλαπλές δεξιότητες, όλα αυτά άρχισαν να θεωρούνται πολύ σημαντικά. Τα συστήματα πληροφόρησης της οργάνωσης της συντήρησης (Maintenance Management Information Systems), η παρακολούθηση της κατάστασης του εξοπλισμού (condition monitoring) και η *Συντήρηση με βάση την Κατάσταση (Condition Based Maintenance - CBM)*, που ξεκίνησε κυρίως από τη βιομηχανία αεροπορίας και συστημάτων άμυνας, άρχισε να εφαρμόζεται στην παραγωγική βιομηχανία. Πιο συγκεκριμένα τη δεκαετία του 1950 στατιστικοί του Υπουργείου Εθνικής Άμυνας των Ηνωμένων Πολιτειών της Αμερικής ανέπτυξαν τις βασικές αρχές της αξιοπιστίας στη Στατιστική, ανοίγοντας το δρόμο για την πρώτη χρήση προβλεπτικών τεχνολογιών [2]. Στη συνέχεια, τη δεκαετία του 1960, οι βιομηχανίες αεροπορίας και συστημάτων άμυνας αναγνώρισαν τη μεγάλη αξία της προβλεπτικής προσέγγισης για τη μείωση του κινδύνου των αστοχιών. Αργότερα οι προβλεπτικές τεχνολογίες υιοθετήθηκαν από την πολιτική αεροπορία και την πυρηνική βιομηχανία. Τέλος με τη λήξη του Ψυχρού Πολέμου πολλοί από τους εργαζόμενους της βιομηχανίας αεροπορίας και συστημάτων άμυνας ανέλαβαν θέσεις στη βιομηχανία εμπορίου όπου μετέφεραν και τις γνώσεις τους, ενώ μερικοί ίδρυσαν δικές τους επιχειρήσεις που προμήθευαν τις νέες τεχνολογίες. Έτσι έφτασαν τέλη της δεκαετίας του 80 και αρχές της δεκαετίας του 90 για να επικρατήσει η νέα προσέγγιση συντήρησης στη βιομηχανία. Η Συντήρηση με βάση την Κατάσταση ορίζεται ως «συντήρηση που διενεργείται σύμφωνα με τις ανάγκες όπως αυτές υποδεικνύονται από την παρακολούθηση της κατάστασης». Η αυτοματοποίηση και η εξέλιξη στις τεχνολογίες πληροφοριών έχουν καταστήσει τη χρήση των τεχνικών αυτής της συντήρησης στη βιομηχανία πολύ πιο εύκολη. Αυτές οι πρακτικές μπορούν να περιγραφούν ως μια προβλεπτική προσέγγιση η οποία ασχολείται κυρίως με την αναγνώριση κρυμμένων ή πιθανών επικείμενων αστοχιών και την πρόβλεψη της κατάστασης του εξοπλισμού [3]. Πρόκειται για την *Προβλεπτική Συντήρηση (Predictive Maintenance)*.

Με τις αρχές της δεκαετίας του 80 προτάθηκαν πολλές συστηματικές φιλοσοφίες συντήρησης, όπως η Συντήρηση με γνώμονα την Αξιοπιστία (Reliability

Centered Maintenance - RCM) και η Ολική Παραγωγική Συντήρηση (Total Productive Maintenance - TPM), και οι οποίες έδιναν έμφαση στη χρήση των παραπάνω προσεγγίσεων, η Ολική Παραγωγική Συντήρηση στη Λειτουργία ως τη Βλάβη και την Προληπτική Συντήρηση, ενώ η Συντήρηση με γνώμονα την Αξιοπιστία στην Προβλεπτική Συντήρηση. Παρόλα αυτά σήμερα καταβάλλεται μεγαλύτερη προσπάθεια στη δημιουργία συνεργασιών μεταξύ της συντήρησης και των άλλων λειτουργιών μιας βιομηχανίας. Για παράδειγμα η συμμετοχή της συντήρησης στη βελτίωση της παραγωγικής διαδικασίας, στο τμήμα αγορών για την επιλογή των κατασκευαστών του εξοπλισμού, στο σχεδιασμό της παραγωγικής διαδικασίας, στη χρήση εκτεταμένων συστημάτων πληροφοριών κ.λπ. Πρέπει να σημειωθεί ότι στην πράξη σε μια εγκατάσταση χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα περισσότερες της μιας προσεγγίσεις. Επομένως είναι πολύ σημαντικό να εξετάζεται ποια από τις διάφορες προσεγγίσεις αποδίδει καλύτερα οικονομικά και ταιριάζει περισσότερο σε κάθε τεχνικό σύστημα και στο λειτουργικό του περιεχόμενο.

1.4 Προβλεπτική συντήρηση

Όπως ήδη αναφέρθη, το κρίσιμο σημείο για την επίτευξη μιας αποτελεσματικότερης συντήρησης ήταν να βρεθούν εκείνες οι τεχνικές συντήρησης που από τη μια θα ταίριαζαν στη συγκεκριμένη δραστηριότητα της εκάστοτε βιομηχανίας και από την άλλη θα διασφάλιζαν [4]:

- Πρόβλεψη των επικείμενων προβλημάτων και σχεδιασμό της αντιμετώπισής τους πολύ πριν γίνουν καταστροφικά.
- Μείωση των πιθανοτήτων αστοχίας στο στάδιο της «νηπιακής» ηλικίας και περιορισμός των επιπτώσεων όταν αυτή υπάρξει.
- Εφαρμογή ενός προγράμματος ποιοτικής διασφάλισης και συνέχειας της λειτουργίας των καινούριων ιδιαίτερα μηχανημάτων και γενικά όλου του μηχανολογικού εξοπλισμού.
- Παρακολούθηση και καταγραφή όλων των παραμέτρων της συντήρησης έτσι ώστε τα στοιχεία που συλλέγονται να αξιοποιούνται και τα συμπεράσματα να αποτελούν οδηγό δράσης για τη βελτίωση της παραγωγικής δραστηριότητας.

Με στόχο τα παραπάνω, τα οποία τελικά αποσκοπούν στη σταδιακή μετατόπιση των εργασιών συντήρησης από εργασίες αποκατάστασης-επισκευής σε διαδικασίες πρόληψης-πρόβλεψης, αναπτύχθηκε η Προβλεπτική Συντήρηση. Η μέθοδος της Προβλεπτικής Συντήρησης βασίζεται στη χρήση συστημάτων μέτρησης και ελέγχου που επιτρέπουν την ουσιαστική διάγνωση της πραγματικής φυσικής κατάστασης του εξοπλισμού όσο αυτό βρίσκεται σε λειτουργία (μη παρεμβατική μέθοδος). Στόχος είναι η πρόγνωση του χρόνου επισκευής ή συντήρησης πριν από την εμφάνιση σοβαρών προβλημάτων ή βλαβών.

Η Προβλεπτική Συντήρηση επομένως κάνει χρήση των θετικών χαρακτηριστικών από τις δύο προηγούμενες μεθόδους με το βέλτιστο δυνατό συνδυασμό τους για να επιτύχει καλύτερα αποτελέσματα. Έχει το στοιχείο της πρόληψης στην εμφάνιση βλάβης (Προληπτική Συντήρηση), αλλά χρησιμοποιεί την

πρόγνωση προκειμένου να επέμβει διορθώνοντας έγκαιρα τη βλάβη (Διορθωτική Συντήρηση) όταν πλέον αυτή είναι αναπόφευκτη.

Αυτή η προσέγγιση έχει μειωμένο κόστος σε σχέση με την επαναλαμβανόμενη Προληπτική Συντήρηση, επειδή οι δραστηριότητες της συντήρησης εκτελούνται μόνο όταν είναι δικαιολογημένες. Η εφαρμογή ενός συστήματος Προβλεπτικής Συντήρησης απαιτεί καλή οργάνωση και υποδομή των συνεργείων, τα οποία όμως δε διαχωρίζονται σε συνεργεία ελέγχου και επεμβάσεων. Χωρίζονται και επικεντρώνονται σε μικρότερους τομείς ευθύνης που εκτελούν όλους τους ελέγχους και επεμβάσεις.

Ακολουθείται πρόγραμμα το οποίο προκύπτει σε συνεργασία με τους υπεύθυνους παραγωγής για την καλύτερη δυνατή εκμετάλλευση της λειτουργίας του εξοπλισμού. Η κατάσταση και η απόδοση του εξοπλισμού παρακολουθούνται συνεχώς δυναμικά (condition monitoring). Οι περισσότεροι έλεγχοι των μηχανημάτων γίνονται κατά τη διάρκεια που αυτά λειτουργούν. Τα στοιχεία που προκύπτουν δίνουν πληροφορίες για την κατάσταση του μηχανήματος και βοηθούν στην πρόβλεψη του χρόνου επέμβασης για συντήρηση ή διόρθωση. Μόνο όταν προγραμματιστεί η επισκευή γίνεται διακοπή της λειτουργίας του.

Ο αιώτερος σκοπός της Προβλεπτικής Συντήρησης είναι να πραγματοποιεί τις εργασίες συντήρησης σε μια προγραμματισμένη χρονική στιγμή πριν ο εξοπλισμός αστοχήσει εν λειτουργία και όταν η συντήρηση είναι οικονομικά δικαιολογημένη, δηλαδή όταν το κόστος της δεν υπερβαίνει αυτό που θα επέφερε η βλάβη του εξοπλισμού. Ενώ η φιλοσοφία της Προληπτικής Συντήρησης αφορά περισσότερο τις εξαρτώμενες από το χρόνο αστοχίες, η Προβλεπτική Συντήρηση ασχολείται με τα τυχαία και ξαφνικά εμφανιζόμενα προβλήματα τα οποία προσπαθεί να εντοπίσει και να διορθώσει εγκαίρως. Αν και οι αστοχίες δεν είναι δυνατό να ελεγχθούν πλήρως, με την εγκατάσταση αυτής της μεθόδου συντήρησης μπορούν να μειωθούν σημαντικά οι τυχαία εμφανιζόμενες αστοχίες και οι επιπτώσεις τους [5].

Με βάση τα παραπάνω η πρόβλεψη ή πρόγνωση της αστοχίας με τη λειτουργική παρακολούθηση (real time monitoring) είναι μία πρακτική που αναπτύχθηκε από την ανάγκη βελτιστοποίησης της χρήσης των μέσων παραγωγής σε συνδυασμό με το οικονομικό αποτέλεσμα. Είναι ιδιαίτερα σημαντικός ο έλεγχος κρίσιμων σημείων μιας παραγωγικής γραμμής ώστε να προλαμβάνονται βλάβες με έγκαιρες επεμβάσεις. Η πείρα έχει αποδείξει ότι το συνολικό κέρδος μιας βιομηχανίας μπορεί να αυξηθεί έως και 3% [6] με τη συστηματική χρήση των μέσων πρόβλεψης, γεγονός που οφείλεται τόσο στη μείωση των νεκρών χρόνων όσο και στη μείωση των δαπανών συντήρησης.

Οι κύριες δραστηριότητες της συντήρησης αφορούν σε αντικαταστάσεις, τακτικές ενέργειες και επισκευές. Από τις τακτικές ενέργειες οι έλεγχοι και η λίπανση αποτελούν τη βάση της πρόβλεψης με την έννοια της εξακρίβωσης μελλοντικών αναγκών. Εκτελούνται με απλά μέσα ή με ειδικές συσκευές και μεθόδους. Η βασική φιλοσοφία της Προβλεπτικής Συντήρησης είναι η συγκέντρωση πληροφοριών της συμπεριφοράς των μηχανών με ελέγχους και επιθεωρήσεις που γίνονται σε καθορισμένα χρονικά διαστήματα. Επακολουθεί η επεξεργασία τους με συγκεκριμένες μεθόδους. Η γενική μεθοδολογία έχει σχέση με την παρακολούθηση

της εξέλιξης των διαφόρων φαινομένων ή ευρημάτων που αφορούν πρόοδο φθορών ή γεγονότων που οδηγούν σε βλάβες, καθώς βασίζεται στο γεγονός ότι οι αστοχίες δε συμβαίνουν στιγμιαία αλλά εξελίσσονται μέσα σε κάποιο χρονικό διάστημα. Τα ευρήματα αυτά οφείλονται συνήθως σε μηχανικά ή λειτουργικά αίτια, στην επίδραση του περιβάλλοντος ή και στα δύο μαζί.

Διακρίνονται δύο περιπτώσεις. Είτε η εξέλιξή τους να κρίνεται φυσιολογική είτε να είναι απότομη. Επομένως η εμφάνιση και η πρόοδος τους εξετάζονται σε συνάρτηση με το χρόνο. Με την έννοια αυτή καθορίζονται χρονικά όρια επεμβάσεων ή αντικαταστάσεων πριν το γεγονός συγκεκριμένης αστοχίας δημιουργήσει ευρύτερες ανωμαλίες. Ανάλογα με τα συμπεράσματα επιλέγονται οι κατάλληλες ενέργειες που εξασφαλίζουν την όσο το δυνατό μεγαλύτερη παραμονή της λειτουργίας ενός συστήματος στα φυσιολογικά όρια. Με την εμπειρία που θα αποκτηθεί από την εφαρμογή του προγράμματος είναι δυνατός και ο προσδιορισμός της «φυσιολογικής ή απότομης» εξέλιξης των φθορών.

Ένα άλλο σημαντικό μέγεθος που πρέπει να λαμβάνεται υπόψη είναι η συχνότητα των ελέγχων και των επιθεωρήσεων. Εάν οι έλεγχοι γίνονται πολύ τακτικά τότε έχουμε σημαντική οικονομική επιβάρυνση. Στην αντίθετη περίπτωση αύξηση των αστοχιών. Η καλύτερη προσέγγιση και των δύο περιπτώσεων βασίζεται στην έρευνα της συμπεριφοράς του εξοπλισμού και σε δοκιμές κατά τα αρχικά στάδια της εφαρμογής.

1.5 Κατηγορίες βλαβών

Τα πληροφοριακά αυτά συστήματα σε συνδυασμό με τα ανάλογα ελέγχου παραγωγής (production control) συνθέτουν το φάσμα της πραγματικής παρακολούθησης της απόδοσης των εγκαταστάσεων. Έτσι είναι δυνατός ο προσδιορισμός του ωφέλιμου χρόνου ζωής εξαρτημάτων ή μηχανημάτων μέχρι την προσεχή επέμβαση, πριν η λειτουργία τους καταστεί κρίσιμη και ο εκ των προτέρων σχεδιασμός και προγραμματισμός των εργασιών. Η διασύνδεσή τους (interface) με ολοκληρωμένα πληροφοριακά συστήματα (integrated systems) ελέγχου της συντήρησης είναι πολύ σημαντική για την έγκαιρη λήψη σοβαρών αποφάσεων.

Οι τακτικοί έλεγχοι και επιθεωρήσεις παρουσιάζουν πολλά πλεονεκτήματα ως προς την έγκαιρη ανακάλυψη ιχνών που είναι δυνατό να οδηγήσουν σε βλάβη. Θα πρέπει όμως να ληφθεί υπόψη ότι ο έγκαιρος εντοπισμός δεν είναι πάντα δυνατός. Με την έννοια αυτή οι βλάβες διακρίνονται σε απρόβλεπτες και σε φυσιολογικές [7].

Απρόβλεπτες Βλάβες: Εμφανίζονται κατά τρόπο τυχαίο έτσι ώστε κάθε έννοια πρόβλεψης δεν είναι δυνατή. Διακρίνονται σε:

- Εμφανείς, οι οποίες είναι δυνατό να εντοπιστούν επειδή δεν εξελίσσονται απότομα, αλλά χρειάζονται κάποιο χρόνο. Προκειμένου να προληφθούν απαιτείται συνεχής παρακολούθηση.
- Αφανείς, οι οποίες δεν εντοπίζονται και εξελίσσονται απότομα. Στην περίπτωση αυτή οι βλάβες καταγράφονται και προσδιορίζονται τα αίτια. Γίνεται η διάγνωση και στη συνέχεια λαμβάνονται τα απαραίτητα διορθωτικά

μέτρα.

Φυσιολογικές Βλάβες: Εξελίσσονται χρονικά με γνωστό τρόπο και ρυθμό. Οφείλονται κύρια στις φθορές, αλλαγή της δομής των υλικών κατά τη λειτουργία, χημικές επιδράσεις, μηχανικές καταπονήσεις, θερμοκρασίες. Διακρίνονται σε:

- Εμφανείς, οι οποίες εντοπίζονται και ανιχνεύονται με επιθεωρήσεις και ελέγχους. Έτσι είναι δυνατή η λήψη κατάλληλων μέτρων, ώστε να μην εξελιχθούν.
- Αφανείς, οι οποίες δεν εντοπίζονται και προλαμβάνονται μόνο με προγραμματισμένες αντικαταστάσεις και επισκευές.

Στην πρώτη κατηγορία βλαβών είναι απαραίτητη η διάγνωση και οι διορθωτικές ενέργειες. Στη δεύτερη κατηγορία η εφαρμογή νεότερων μεθόδων συστηματικής δυναμικής παρακολούθησης δίνει λύση.

1.6 Δυναμική παρακολούθηση (Condition Monitoring)

Η Προβλεπτική Συντήρηση βασίζεται στη δυναμική παρακολούθηση των μηχανών και περιλαμβάνει διαδικασίες έμμεσων και άμεσων επεμβάσεων. Οι έμμεσες επεμβάσεις έχουν σχέση με τους Λειτουργικούς Ελέγχους (trend monitoring) όπου με ειδικά όργανα και μεθοδολογία παρακολουθείται η συμπεριφορά του εξοπλισμού. Διακρίνουμε εδώ κύρια:

- Την τεχνική της ανάλυσης των μηχανικών ταλαντώσεων περιστρεφόμενων μαζών.
- Τη χημική και φασματοσκοπική ανάλυση των λιπαντικών για την εξακρίβωση των ιδιοτήτων τους κατά τη λειτουργία και τον έλεγχο του επιπέδου μόλυνσής τους.
- Μέτρηση θερμοκρασιών, πιέσεων, ανοχών κ.λπ.

Οι άμεσες επεμβάσεις έχουν σχέση με τις Επιθεωρήσεις Κατάστασης (condition checking):

- συνεργαζόμενων επιφανειών (οδοντωτών τροχών, ρουλεμάν, κουζινέτων κ.λπ.),
- μηχανών εσωτερικής καύσης,
- εσωτερικών και εξωτερικών επιφανειών λειτουργικών διατάξεων (λέβητες, δεξαμενές, αγωγοί) κ.λπ.

Ένα πολύ σημαντικό σημείο στην εφαρμογή του συστήματος είναι η ικανότητα αξιολόγησης των ευρημάτων. Κατά πόσο δηλαδή αποτελούν ενδείξεις ή προβλέψεις πιθανής βλάβης, εξέλιξης φθορών, κανονικής ή μη λειτουργίας. Εκείνο που αποτελεί την ποιοτική διαφορά του συστήματος από οποιοδήποτε άλλο είναι ο τρόπος με τον οποίο γίνεται η παρακολούθηση του παραγωγικού δυναμικού, η ακρίβεια των μετρήσεων και κυρίως ο τρόπος αξιολόγησης των ευρημάτων.

Οι κύριες απαιτήσεις εφαρμογής του συστήματος της Προβλεπτικής Συντήρησης είναι:

- Σε προσωπικό:

- Ειδικευμένοι Μηχανικοί Συντήρησης
- Ειδικευμένο τεχνικό προσωπικό
- Σε εκπαίδευση σχετικά με:
 - Θεωρία μηχανικών ταλαντώσεων
 - Επεξεργασία σημάτων
 - Όργανα
 - Πληροφορική
 - Άλλες τεχνικές (ανάλυση λιπαντικών, επιθεωρήσεις επιφανειών, αξιολογήσεις βλαβών κ.λπ.)
- Σε εμπειρία:
 - Ανιχνευτές και αισθητήρια λήψης σημάτων
 - Αναλυτές ταλαντώσεων ή σημάτων
 - Ηλεκτρονικούς υπολογιστές.

Η λέξη «προβλεπτική» του όρου Προβλεπτική Συντήρηση προέρχεται από το σκοπό αυτής που είναι η πρόβλεψη της μελλοντικής τάσης της κατάστασης του εξοπλισμού. Αυτή η προσέγγιση χρησιμοποιεί στατιστικές διαδικασίες ελέγχου για να καθορίσει σε ποια χρονική στιγμή στο μέλλον είναι κατάλληλο να γίνει η συντήρηση.

Οι τεχνικές που χρησιμοποιεί η προβλεπτική συντήρηση είναι προηγμένες τεχνικές περιοδικού ή συνεχούς (on-line) ελέγχου της κατάστασης του εξοπλισμού (machinery condition monitoring) οι οποίες μπορούν να προβλέψουν την αρχή μιας βλάβης πριν τις ανθρώπινες αισθήσεις και επιτρέπουν τον προγραμματισμό των επισκευών ή άλλων ενεργειών, ώστε να αποφευχθεί το σταμάτημα της παραγωγής. Ελέγχουν μια παράμετρο της κατάστασης του εξοπλισμού έτσι ώστε μια σημαντική αλλαγή αυτής να είναι ενδεικτική μιας εξελισσόμενης αστοχίας. Η αλλαγή αυτή καταγράφεται, παρακολουθείται και εφόσον αυτή διαρκεί στη συνέχεια γίνεται διάγνωση και πρόγνωση του πιθανού χρόνου βλάβης και της αιτίας.

Αυτός ο τρόπος ελέγχου και συντήρησης έρχεται σε αντίθεση με την Προληπτική μέθοδο συντήρησης που πραγματοποιείται μόνο μετά την πάροδο ορισμένου χρόνου και στην οποία ο εξοπλισμός συντηρείται είτε είναι απαραίτητο είτε όχι. Η Προληπτική Συντήρηση απασχολεί εντατικά το προσωπικό της, είναι αναποτελεσματική στον εντοπισμό προβλημάτων που εξελίσσονται μεταξύ προγραμματισμένων ελέγχων και οικονομικά μη αποδοτική.

Πρόσφατες έρευνες αναφέρουν ότι το ένα τρίτο του συνολικού κόστους συντήρησης οφείλεται σε περιττές και λανθασμένες συντηρήσεις [5]. Η κυριότερη αιτία είναι η έλλειψη πραγματικών δεδομένων που να ποσοτικοποιούν την πραγματική ανάγκη για επισκευή ή συντήρηση. Σύμφωνα με την Προβλεπτική Συντήρηση ο τακτικός έλεγχος της πραγματικής κατάστασης του εξοπλισμού εξασφαλίζει μεγαλύτερο διάστημα μεταξύ των επισκευών, ελαχιστοποιεί τον αριθμό και το κόστος των στάσεων-βλαβών και βελτιώνει τη διαθεσιμότητα του εξοπλισμού. Η Προβλεπτική Συντήρηση προχωράει πιο πέρα από την Προληπτική με τη χρήση μη-

καταστροφικών μεθόδων για να ανακαλύψει επικείμενες αστοχίες στο πρωταρχικό τους στάδιο.

1.7 Μέθοδοι προβλεπτικής συντήρησης

Η παρακολούθηση της λειτουργικής κατάστασης του εξοπλισμού πραγματοποιείται με την παρακολούθηση της λειτουργικής του δυναμικής. Οι σχετικές μέθοδοι της Προβλεπτικής Συντήρησης που μετρούν τη λειτουργική δυναμική του εξοπλισμού στηρίζονται σε ένα σύνολο Μετρητικών Τεχνικών συνοδευόμενων από κατάλληλες Διαγνωστικές Μεθοδολογίες. Καθώς καθεμιά από τις μεθόδους της Προβλεπτικής Συντήρησης χρησιμοποιείται για ένα συγκεκριμένο τύπο φθοράς, σε ένα πρόγραμμα Προβλεπτικής Συντήρησης τυπικά χρησιμοποιείται ένας συνδυασμός μεθόδων.

A. Μετρητικές τεχνικές

Η σημαντικότερη κατηγορία Μετρητικών Τεχνικών έχει αναπτυχθεί για τη διάγνωση βλαβών του μηχανολογικού εξοπλισμού, ο οποίος, δεδομένης της δομής των βιομηχανικών εγκαταστάσεων, αποτελεί την κύρια κατηγορία εξοπλισμού. Σήμερα εμφανίζεται μία μεγάλη ποικιλία τεχνολογιών που μπορούν και πρέπει να χρησιμοποιούνται στη διάγνωση βλαβών και στη μέτρηση της φθοράς των βιομηχανικών εγκαταστάσεων.

Οι χρησιμοποιούμενες τεχνολογίες περιλαμβάνουν:

Μέτρηση και Ανάλυση Κραδασμών (Vibration Spectrum Analysis)

Μέθοδο Κρουστικών Παλμών (Shock Pulse Method)

Μετρήσεις με Υπερήχους

Μεθόδους Τριβολογίας

Θερμογραφία

Λοιπές μεθόδους μη καταστροφικών ελέγχων

Μέτρηση και Ανάλυση Κραδασμών (Vibration Spectrum Analysis)

Αποτελεί σήμερα το πλέον διαδεδομένο εργαλείο διάγνωσης βλαβών του μηχανολογικού εξοπλισμού. Η διάδοση αυτή στηρίζεται στο γεγονός ότι οποιαδήποτε βλάβη ή διαταραχή της συμπεριφοράς του εξοπλισμού δημιουργεί μία αλλαγή της δυναμικής συμπεριφοράς του, η οποία μεταβιβάζεται εν τέλει στη μηχανική δομή του προκαλώντας μεταβολή των κραδασμών στους οποίους υπόκειται. Κατά συνέπεια η μέτρηση των κραδασμών είναι σε θέση να παράσχει όλες εκείνες τις πληροφορίες που μπορούν να καταστήσουν δυνατή τη διάγνωση μιας πιθανής βλάβης ή φθοράς.

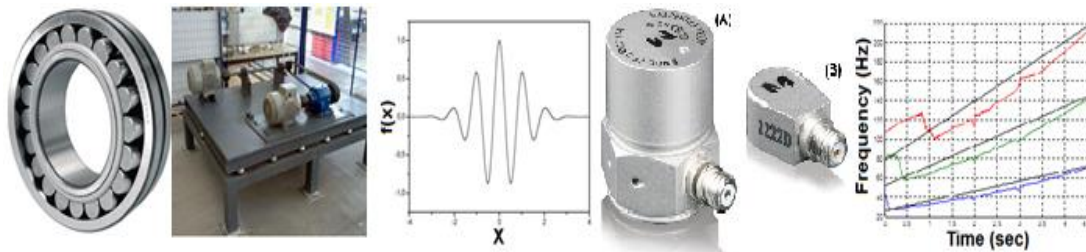
Για το λόγο αυτό έχει ήδη αναπτυχθεί διεθνώς πληθώρα σχετικών συστημάτων μέτρησης κραδασμών, πολλά από τα οποία βρίσκονται σε εμπορική μορφή. Η σχετική τεχνολογία στηρίζεται:

1. Σε κατάλληλα αισθητήρια μέτρησης κραδασμών (Displacement - Velocity - Acceleration transducers) με τη χρήση διαφόρων φυσικών τεχνικών (Piezoelectricity, Strain Gages, Capacitance, Laser κ.λπ.). Το σημερινό

επίπεδο τεχνολογίας και παραγωγής έχει καταστήσει τη χρήση τους ιδιαίτερα οικονομική και ελκυστική για τη σημαντική πλειοψηφία των δυνατών εφαρμογών τους (περιοχές συχνοτήτων, περιβάλλον λειτουργίας, μη παρεμβατικές μετρήσεις κ.λπ.).

2. Σε κατάλληλη ηλεκτρονική διάταξη συλλογής και επεξεργασίας των μετρήσεων. Οι σχετικές διατάξεις διαφοροποιούνται από κατασκευαστή σε κατασκευαστή και συνιστούν σήμερα την κύρια πηγή κόστους του σχετικού εξοπλισμού.

Οι μετρήσεις συγκρίνονται με τις θεωρητικά «ανεκτές» τιμές και εξακριβώνεται η κατάσταση του εξοπλισμού. Λαμβάνοντας δε μετρήσεις σε τακτές χρονικές περιόδους παρακολουθούμε την εξέλιξη της κατάστασής του. Η όλη διαδικασία μέτρησης και ανάλυσης των κραδασμών παρουσιάζεται και παραστατικά στο Σχ. 1.1 που ακολουθεί.



Η πηγή διέγερσης

Παράγει ένα
σήμα κραδασμών

Αυτό συλλέγεται
και αποθηκεύεται

Τα δεδομένα
αναλύονται

Σχήμα 1.1: Μέτρηση και ανάλυση κραδασμών.

B. Μεθοδολογίες διάγνωσης

Κοινή παράμετρο όλων των πιο πάνω Μετρητικών Τεχνικών αποτελεί η απαίτηση για τη σωστή ερμηνεία των σχετικών μετρήσεων, με στόχο τη διάγνωση της βλάβης. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί διεθνώς μεθοδολογίες για την επεξεργασία των σχετικών μετρήσεων - έτσι ώστε κατά το δυνατόν να μπορεί να υποκατασταθεί η κρίση του χειριστή του μηχανήματος - από κατάλληλη, επιστημονικά τεκμηριωμένη επιστημονική διάγνωση.

Οι μεθοδολογίες αυτές περιλαμβάνουν:

Παρακολούθηση Λειτουργικών Παραμέτρων (Parameter Trending)

Μεθόδους Επεξεργασίας Σήματος (Digital Signal Processing)

"Αυτόματες" Μεθόδους Διάγνωσης (Automated Diagnosis)

Παρακολούθηση Λειτουργικών Παραμέτρων (Parameter Trending)

Αποτελεί την πλέον πρωτογενή διαγνωστική μεθοδολογία. Μία πρώτη άμεση εφαρμογή της αποτελεί η παρακολούθηση των τάσεων εξέλιξης βασικών μεγεθών (physical parameters trending), που σχετίζονται άμεσα με τη φυσική διεργασία που εκτελείται από τον εξοπλισμό, όπως πιέσεις, παροχές, θερμοκρασίες κ.λπ. Η ανωμαλία ή η βλάβη συνάγεται έμμεσα από την επισήμανση τιμών εκτός λειτουργικών πλαισίων. Σημαντική ώθηση προς αυτή την κατεύθυνση έχουν δώσει

μεταξύ άλλων η ανάπτυξη συστημάτων εποπτικής λειτουργίας των εγκαταστάσεων (Supervisory Control and Data Acquisition Systems), καθώς και το σχετικά χαμηλό πλέον κόστος των απαιτούμενων αισθητηρίων.

Μια άλλη εφαρμογή τους αποτελεί η παρακολούθηση των τάσεων εξέλιξης δευτερογενών μεταβλητών που προέρχονται από τις Μετρητικές Τεχνικές διάγνωσης βλαβών, με τυπική περίπτωση την παρακολούθηση των τάσεων εξέλιξης συνιστωσών του φάσματος συχνοτήτων των μετρήσεων των κραδασμών.

Μέθοδοι Επεξεργασίας Σήματος (Digital Signal Processing)

Λαμβανομένου υπόψη του μεγάλου όγκου των μετρήσεων που προέρχονται από τις Μετρητικές Τεχνικές έχει αναπτυχθεί μία μεγάλη κατηγορία μεθόδων επεξεργασίας των λαμβανόμενων σημάτων με στόχο την ελάττωση των σχετικών προς παρακολούθηση παραμέτρων και τον καλύτερο συσχετισμό τους με το αίτιο βλάβης. Η συνηθέστερη μέθοδος στηρίζεται στην ανάλυση συχνοτήτων των λαμβανόμενων σημάτων με τον Ταχύ Μετασχηματισμό Fourier (FFT - Fast Fourier Transform). Τυπική εφαρμογή της αποτελεί η ανάλυση των μετρήσεων των κραδασμών. Έτσι συνιστώσες ή ομάδες συνιστωσών του λαμβανόμενου φάσματος μετρήσεων μπορούν να συσχετισθούν με συγκεκριμένο τύπο βλάβης. Συμπληρωματικά έχει αναπτυχθεί μία μεγάλη ομάδα μεθόδων επεξεργασίας σήματος, π.χ. ανάλυση κυματιδίων (wavelets), ανάλυση περιβάλλουσας (envelope analysis), μέθοδοι ARMA κ.λπ., με στόχο τη διευκόλυνση ειδικών διαγνωστικών προβλημάτων.

"Αυτόματες" Μέθοδοι Διάγνωσης (Automated Diagnosis)

Χρησιμοποιούνται κυρίως για την υποκατάσταση της διαγνωστικής εμπειρίας του προσωπικού λειτουργίας ή συντήρησης από αυτοματοποιημένα συστήματα διάγνωσης στηριγμένα σε σωστά τεκμηριωμένες επιστημονικές αρχές. Τυπικά τέτοια συστήματα αποτελούν τα μοντέλα αναφοράς της λειτουργίας της εγκατάστασης για τη σύγκριση των λαμβανόμενων μετρήσεων με τα «αποτελέσματα της ορθής λειτουργίας» (Reference Model Based Diagnosis), τα έμπειρα συστήματα (expert systems) ή συστήματα στηριζόμενα σε νευρωνικά δίκτυα (neural networks) ή ασαφή λογική (fuzzy logic) [6]. Παρά το γεγονός ότι τα συστήματα αυτής της μορφής βρίσκονται ακόμη κυρίως σε ερευνητικό επίπεδο, η πρακτική εφαρμογή τους σε πολλές περιπτώσεις έχει οδηγήσει σε χρήσιμα αποτελέσματα.

Η εφαρμογή του συστήματος της Προβλεπτικής Συντήρησης έχει τα ακόλουθα αποτελέσματα.

• Πλεονεκτήματα

- Άριστη χρήση του εξοπλισμού με αύξηση της διαθεσιμότητας και του παραγωγικού χρόνου αφού οι κυριότεροι έλεγχοι συντήρησης γίνονται εν λειτουργία.
- Μειωμένο κόστος λειτουργίας λόγω αύξησης της διαθεσιμότητας του εξοπλισμού.
- Μειωμένο κόστος συντήρησης λόγω μειωμένης ανάλωσης ανταλλακτικών τα οποία εξαντλούν το όριο ζωής τους, αλλά και λόγω μείωσης των άχρηστων

μαζικών συντηρήσεων σε μηχανήματα που δεν το απαιτούσαν.

- Λιγότερες απώλειες παραγωγής με τη μείωση των μη αναμενόμενων διακοπών του προγράμματος.
- Ελαχιστοποίηση της πιθανότητας εκδήλωσης εργατικών ατυχημάτων λόγω της αύξησης της ασφάλειας και αξιοπιστίας του εξοπλισμού, αλλά και λόγω μείωσης των επεμβάσεων.
- Μείωση του αποθέματος ανταλλακτικών.
- Μείωση των δευτερευουσών ζημιών, καθώς ο εξοπλισμός μπορεί να τεθεί εκτός λειτουργίας πριν συμβεί κάποια μεγάλη ζημιά, άρα και μείωση του κόστους των επισκευών.
- Είναι δυνατός ο σχεδιασμός της συντήρησης (διαθεσιμότητα ανταλλακτικών, διαθεσιμότητα τεχνικών και διακοπή της παραγωγής) εκ των προτέρων.
- Είναι δυνατή η ανάλυση των αιτιών των αστοχιών.
- Αυξημένη ποιότητα προϊόντος και μείωση των απορριπτόμενων προϊόντων χάρη στην καλύτερη γενική κατάσταση του εξοπλισμού.
- Γίνεται αναγνώριση του εξοπλισμού με αυξημένο κόστος συντήρησης, γεγονός που αποκαλύπτει την ανάγκη είτε διορθωτικής συντήρησης είτε εκπαίδευσης του προσωπικού είτε αντικατάστασης απαρχαιωμένου εξοπλισμού.
- Μειωμένο προσωπικό συντήρησης, κυρίως για διορθωτικές επεμβάσεις, αφού οι περισσότεροι έλεγχοι γίνονται από αυτόματα συστήματα.
- Καλύτερη αξιοποίηση των δραστηριοτήτων και ισόχρονη απασχόληση των τεχνικών τμημάτων σε βελτιώσεις εξοπλισμού με μελέτη και χρήση νέων βελτιωμένων υλικών και ανταλλακτικών.
- Μειωμένο κόστος λόγω υπερωριών και οικονομικότερη χρήση των τεχνικών συντήρησης καθώς αυτοί δουλεύουν βάση προγράμματος και όχι εκτάκτως για την αποκατάσταση ξαφνικών βλαβών.
- Βέλτιστη ποιότητα συντήρησης και μέγιστη διάρκεια ζωής του εξοπλισμού.
- Ευκαμψία προγραμμάτων και συνεργασία με την παραγωγική διαδικασία για την εξεύρεση κατάλληλου χρόνου σταματήματος των μηχανημάτων λόγω δυνατότητας πρόβλεψης του χρόνου συντήρησης.
- Συνδρομή στην περιβαλλοντική προστασία από την ορθολογιστική χρήση των λιπαντικών με αφενός αύξηση της διάρκειας ζωής τους (λόγω αναλύσεων) και αφετέρου μείωση της κατανάλωσής τους από τη μείωση των επεμβάσεων στα μηχανήματα.

• *Μειονεκτήματα*

- Η μέτρηση κραδασμών, απαιτεί εξειδικευμένο εξοπλισμό και ειδική εκπαίδευση, ενώ πρέπει να επιλέγεται προσεκτικά η κατάλληλη κάθε φορά τεχνική.
- Απαιτεί εκπαιδευμένους ειδικούς.
- Απαιτείται η πάροδος κάποιου χρόνου μέχρι να φανεί η εξέλιξη των μετρούμενων μεγεθών και να διαγνωσθεί η κατάσταση της μηχανής.
- Το αρχικό κόστος της Προβλεπτικής Συντήρησης.

Η εφαρμογή του συστήματος, όπως έχει αναπτυχθεί, απαιτεί επενδύσεις σε

προσωπικό, όργανα και χρόνο. Σύμφωνα όμως με σχετικές διεθνείς έρευνες, από την προκαταρκτική υλοποίηση προγραμμάτων Προβλεπτικής Συντήρησης σε 500 βιομηχανίες (Η.Π.Α., Καναδάς, Μ.Βρετανία, Γαλλία, Αυστραλία κ.λπ.) [5] προέκυψαν σημαντικά οφέλη, τα οποία συνοψίζονται στα εξής τυπικά αποτελέσματα:

- Μείωση του κόστους συντήρησης κατά 50-80%.
- Μείωση των καταστροφών μηχανών κατά 50-60%.
- Μείωση των αποθεμάτων ανταλλακτικών κατά 20-30%.
- Μείωση του νεκρού χρόνου των μηχανών κατά 50-80%.
- Μείωση του κόστους υπερωριών κατά 20-50%.
- Αύξηση της διάρκειας ζωής των μηχανών κατά 20-40%.
- Αύξηση της παραγωγικότητας κατά 20-30%.
- Αύξηση κερδών κατά 25-60%.

1.8 Διάγνωση βλαβών με ανάλυση κραδασμών

Λόγω των εξελίξεων που έχουν συντελεστεί στις επιστήμες της μηχανολογίας και των υλικών, τα περιστρεφόμενα στοιχεία γίνονται ολοένα γρηγορότερα και ελαφρύτερα. Επιπλέον απαιτείται να δουλεύουν για περισσότερο χρόνο. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι η αναγνώριση, η θέση και η ανάλυση των αστοχιών τους είναι ζωτικής σημασίας για την υψηλού επιπέδου αξιοπιστία της λειτουργίας του εξοπλισμού.

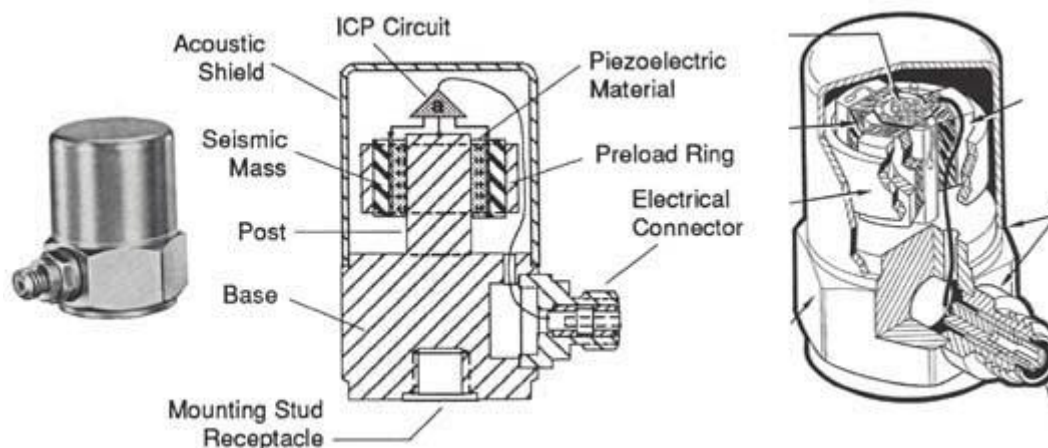
Η παρακολούθηση των κραδασμών που παράγουν κατά τη λειτουργία τους τα περιστρεφόμενα στοιχεία μηχανών είναι μια αρκετά αξιόπιστη και ευρέως εφαρμοζόμενη μέθοδος για τη διάγνωση βλαβών σε μηχανολογικές κατασκευές. Στηρίζεται στο γεγονός ότι κάθε στοιχείο μηχανής παράγει δονήσεις σε συγκεκριμένες, χαρακτηριστικές για αυτό, συχνότητες. Η ανάλυση του φάσματος των κραδασμών παρέχει ποσοτικά στοιχεία που επιτρέπουν την αξιολόγηση της κατάστασης της μηχανής.

Η παρακολούθηση (monitoring) των κραδασμών των μηχανών μπορεί να γίνεται είτε συνεχώς είτε κατά τακτά χρονικά διαστήματα. Με την ανάλυση των κραδασμών μπορούν να εντοπίζονται πιθανά προβλήματα, που εξελίσσονται ή έχουν ήδη εκδηλωθεί, με το συσχετισμό των κραδασμών με τα ελαττώματα των περιστρεφόμενων στοιχείων μηχανών που υποδεικνύουν, ενώ με τη λήψη μετρήσεων σε τακτές χρονικές περιόδους καθίσταται δυνατή η παρακολούθηση της εξέλιξης της κατάστασης των μηχανών.

Μερικά από τα ελαττώματα στον εξοπλισμό που εντοπίζονται με τη μέθοδο μέτρησης και ανάλυσης κραδασμών είναι τα εξής [9]:

- Αζυγοσταθμία
- Κάμψη άξονα
- Εκκεντρότητα
- Κακή ευθυγράμμιση
- Χαλαρότητα

Η μέθοδος εφαρμόζεται με τη χρήση συσκευών λήψης και καταγραφής σημάτων κραδασμών από όργανα που συνήθως είναι κατάλληλα επιταχυνσιόμετρα (τα οποία μετρούν επιτάχυνση, ταχύτητα ή μετατόπιση) και την περαιτέρω ανάλυσή τους με μετασχηματισμό Fourier (FFT).



Σχήμα 1.2: Αισθητήρας μέτρησης κραδασμών-επιταχυνσιόμετρο.

Τα πιεζοηλεκτρικά επιταχυνσιόμετρα Σχ. 1.2 είναι τα πιο διαδεδομένα και τα πλέον πρακτικά αισθητήρια μέτρησης κραδασμών εξαιτίας των πλεονεκτημάτων τους, όπως το γεγονός ότι έχουν μικρό μέγεθος και βάρος, πολύ μεγάλη δυναμική περιοχή, τη δυνατότητα να μετρούν υψίσυχνες ταλαντώσεις και να παρέχουν κατευθείαν ένδειξη της επιτάχυνσης. Αποτελούνται από έναν πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο (φτιαγμένο από φεροηλεκτρικά υλικά) και μια μικρή μάζα κανονικά κλεισμένη μέσα σε μία μεταλλική θήκη.

Η βασική αρχή λειτουργίας τους φαίνεται στο Σχ. 1.2. Όταν η μάζα m (σεισμική μάζα) υπόκειται σε επιταχύνσεις (κραδασμών) δημιουργεί μια αδρανειακή δύναμη ανάλογη της επιτάχυνσης. Η δύναμη καταπονεί τον πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο, ο οποίος παράγει ένα ηλεκτρικό φορτίο ανάλογο της δύναμης. Κατάλληλη ηλεκτρονική διάταξη μετατρέπει το φορτίο σε τάση ανάλογη της επιτάχυνσης. Ο έλεγχος με επιταχυνσιόμετρο γίνεται λαμβάνοντας τρεις μετρήσεις για κάθε στοιχείο μηχανής: μία στην οριζόντια, μία στη κατακόρυφη και μία στην αξονική διεύθυνση. Τις περισσότερες όμως φορές, αρκεί μια μέτρηση στο οριζόντιο ή κατακόρυφο επίπεδο για τη διάγνωση μιας βλάβης.

Το εισερχόμενο από τα επιταχυνσιόμετρα σήμα διασπάται σε μεμονωμένες διακριτές συχνότητες με τη χρήση αναλογικών φίλτρων ή ενός Fast Fourier Transformer (FFT) και τελικά προκύπτει ένα δυσδιάστατο φάσμα συχνοτήτων με τα αντίστοιχα πλάτη. Όταν μεταβληθεί η κατάσταση ενός στοιχείου της μηχανής το πλάτος του στην αντίστοιχη συχνότητα αλλάζει. Εάν το συγκρίνουμε με τις θεωρητικά «ανεκτές» τιμές, μπορούμε να εξακριβώσουμε την κατάσταση του συγκεκριμένου στοιχείου μηχανής, ενώ με τη λήψη μετρήσεων ανά τακτά χρονικά διαστήματα παρακολουθούμε την εξέλιξη της κατάστασής του.

1.9 Απαιτήσεις διαγνωστικών συστημάτων

Η υπάρχουσα εμπειρία από την μέχρι σήμερα εφαρμογή διαγνωστικών συστημάτων έχουν διαμορφώσει ένα πλαίσιο απαιτήσεων που είναι επιθυμητό να ικανοποιείται από ένα τέτοιο σύστημα [10]. Οι απαιτήσεις αυτές και γενικότερα οι επιθυμητές ιδιότητες ενός διαγνωστικού συστήματος είναι:

Αυτοματοποίηση των διαδικασιών μέτρησης, οι οποίες μέχρι σήμερα πραγματοποιούνται από εξειδικευμένο προσωπικό λειτουργίας και συντήρησης, με ευνοήτες επιπτώσεις στο κόστος, στο χρόνο και την αξιοπιστία. Η εξέλιξη των βασισμένων σε ηλεκτρονικό υπολογιστή συστημάτων πρόσκτησης και παρακολούθησης λειτουργίας (SCADA), δίνει την δυνατότητα για οικονομικά εφικτές λύσεις χωρίς ιδιαίτερη πολυπλοκότητα.

Το ίδιο ισχύει και για την λήψη της διαγνωστικής απόφασης, έτσι ώστε στις περιπτώσεις τις οποίες είναι δυνατόν, η διαδικασία να αυτοματοποιηθεί πλήρως ή στο βαθμό που προτείνει ο σχεδιαστής του συστήματος. Η αυτοματοποίηση δεν σημαίνει και κατάργηση της πληροφορίας: το διαγνωστικό σύστημα θα πρέπει να υποστηρίζει την διαφάνεια στην λήψη των αποφάσεων και να έχει διαθέσιμη κάθε πληροφορία στους χρήστες που αφορά το είδος, το μέγεθος, το χρόνο της βλάβης και πιθανόν την διαδικασία αποκατάστασης. Κάθε προϋπάρχουσα εμπειρία αλλά και κάθε νέο στοιχείο που εμφανίζεται στην γραμμή παραγωγής, θα πρέπει να αξιολογείται κατάλληλα από το αυτοματοποιημένο διαγνωστικό σύστημα. Συνεπώς θα πρέπει να υπάρχει "μνήμη" αλλά και "μαθησιακή" διαδικασία.

Είναι επιθυμητή η χρήση περισσότερων της μίας διαγνωστικών μεθόδων και ο συνδυασμός τους με κατάλληλη διαδικασία, προσδίδοντας έτσι αυξημένες ικανότητες ανίχνευσης βλαβών και αξιοπιστίας, αφού είναι γνωστό ότι συχνά κάθε μέθοδος έχει στην πραγματικότητα συγκεκριμένες αδυναμίες εφαρμογής. Τα συστήματα αυτά καλούνται υβριδικά και αν γίνει κατάλληλος συνδυασμός, είναι δυνατόν ο σχεδιαστής να επωφελείται από τα πλεονεκτήματα της κάθε μεθόδου. Είναι επιθυμητή ακόμα η απόδοση ενός μέτρου της ποιότητας του παραγομένου προϊόντος κατά την διάρκεια της διαδικασίας, αφού έτσι τίθεται στην διακριτική ευχέρεια του χειριστή ή σχεδιαστή του συστήματος, να επανεξετάσει το προϊόν που θα αποκλίνει από τα προκαθορισμένα όρια.

Η δυνατότητα ενσωμάτωσης ενός τέτοιου συστήματος στο γενικότερο σύστημα της γραμμής παραγωγής, θα πρέπει να επιτρέπει την ομαλή ροή σε όλα τα σχετιζόμενα τμήματα. Η επίδοση ενός διαγνωστικού συστήματος μπορεί να αξιολογηθεί με βάση τις ακόλουθες παραμέτρους [11]:

Πρέπει να ανιχνεύει όσο το δυνατό μεγαλύτερο αριθμό πραγματικών βλαβών και ταυτόχρονα να κρατά σε χαμηλό επίπεδο τον αριθμό των εσφαλμένων συναγερωμών (false alarms). Ο χρόνος αντίδρασης του συστήματος από την στιγμή του εντοπισμού πρέπει να είναι μικρός, ώστε να γίνουν οι απαραίτητες ενέργειες στην γραμμή παραγωγής.

Η χρησιμοποιούμενη μέθοδος θα πρέπει να ανιχνεύει τις προκύπτουσες βλάβες με ευρωστία (robustness), ανεπηρέαστη από εξωτερικές διαταραχές ή θορύβους, μια κατάσταση συνηθισμένη στο βιομηχανικό περιβάλλον παραγωγής.

Η συνήθης διαδικασία της ανάλυσης κραδασμών, αφορά την παρακολούθηση των δονήσεων συνήθως περιστρεφόμενων μηχανικών συστημάτων, μέσω κατάλληλων αισθητηρίων. Η λειτουργία της μηχανής είναι από την φύση της η γενεσιουργός αιτία αυτών των δονήσεων (πηγή). Όταν η δόνηση μετριέται πάνω στο σώμα της μηχανής, συνήθως μέσω επιταχυνσιόμετρου (μετατροπείς κραδασμού σε αναλογικό ηλεκτρικό σήμα), καταγράφεται το σήμα της πηγής με μια αλλοίωση που προέρχεται από τα φυσικά χαρακτηριστικά του μέσου που παρεμβάλλεται στη διαδρομή του κύματος. Η παρακολούθηση του σήματος τόσο στο πεδίο του χρόνου, όσο και στο πεδίο της συχνότητας, δίνει την δυνατότητα εντοπισμού μιας βλάβης στο σύστημα ή την πρόκληση συναγερμού στην περίπτωση που δεν γνωρίζουμε το ακριβές αίτιο της βλάβης και τους λόγους της μη εύρυθμης λειτουργίας. Συνήθως, μία βλάβη σε εξέλιξη θα προκαλέσει αύξηση δονήσεων σε μια περιοχή συχνοτήτων η οποία σχετίζεται με την βλάβη. Σύμφωνα με πρότυπα που έχουν καθιερωθεί διεθνώς [ISO 10816-1 (1995)] οι μετρήσεις ταλαντώσεων για μεγάλο εύρος συχνοτήτων, μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως δείκτης της γενικής κατάστασης μιας μηχανής. Ανάλογα με τα πλάτη των ταλαντώσεων και τις συχνότητες που παρουσιάζονται, μπορούμε να αποφανθούμε για την κατάσταση του συστήματος που εμφανίζει τους κραδασμούς.

Οι δονήσεις που παρατηρούνται κατά την διάρκεια λειτουργίας μιας μηχανής μεταβάλλονται και για άλλους λόγους:

A. Τα μέρη που έρχονται σε επαφή αλλοιώνουν τα φυσικά τους χαρακτηριστικά λόγω τριβής. Πρόκειται για την φυσική φθορά λόγω τριβής σημείων εδράσεων, τριβέων, κλπ. η οποία βέβαια ενδέχεται να οδηγήσει και σε βλάβη.

B. Αρκετές φορές μέρη της μηχανής αντικαθίστανται από άλλα που έχουν διαφορετικές ιδιότητες (για παράδειγμα κατασκευασμένα από άλλα υλικά).

Γ. Αλλάζει η έδραση της μηχανής ή έρχεται σε επαφή με άλλα συστήματα με συνέπεια να αλλάζουν παράμετροι όπως η ιδιοσυχνότητά της.

Αυτές οι μεταβολές των δονήσεων μπορούν να διαχωριστούν σε βραχυπρόθεσμες και σε μακροπρόθεσμες ανάλογα με το χρονικό διάστημα που μεταβάλλεται η συχνότητα των δονήσεων.

Όταν το σήμα αυτό αναλύεται στο πεδίο των συχνοτήτων μέσω του μετασχηματισμού Fourier, είναι δυνατόν να εξαχθούν συμπεράσματα που αφορούν την περιοδικότητα του σήματος. Η ύπαρξη πολλαπλασίων μιας θεμελιώδους συχνότητας, που καλούνται αρμονικές, πολύ συχνά αποκαλύπτει σχέση αίτιου-αιτιατού με συγκεκριμένες βλάβες ή απλά χαρακτηρίζει φυσικά υποσυστήματα της μηχανής. Παράδειγμα περιοδικού σήματος αποτελεί η δόνηση οφειλόμενη σε πρόβλημα στα γρανάζια μετάδοσης κίνησης και η οποία μεταφράζεται σε εμφάνιση συνιστωσών στο φάσμα συχνοτήτων σε τιμές ανάλογες προς τον αριθμό οδόντωσης και τον λόγο εμπλοκής του γραναζιού.

Συνοψίζοντας, η παρακολούθηση της κατάστασης ενός κινητήρα μπορούν να πραγματοποιηθεί ως ακολούθως [12]:

1. Με παρακολούθηση του συνολικού επιπέδου κραδασμών και την οριοθέτηση επιπέδων συναγερμού και κανονικής λειτουργίας με βάση την εμπειρία.
2. Στο πεδίο της συχνότητας, με σύγκριση των φασμάτων των συχνοτήτων για κάθε

κατάσταση λειτουργίας

3. Προβλέποντας την εξέλιξη στο χρόνο συγκεκριμένων τμημάτων του φάσματος των συχνοτήτων που συνδέονται με την εύρυθμη ή μη λειτουργία του κινητήρα και κατά συνέπεια προβλέποντας πιθανό χρόνο βλάβης.
4. Ελέγχοντας συγκεκριμένα σημεία του φάσματος των συχνοτήτων, στα οποία είναι γνωστό ότι παρουσιάζονται μεταβολές όταν εμφανίζονται βλάβες.

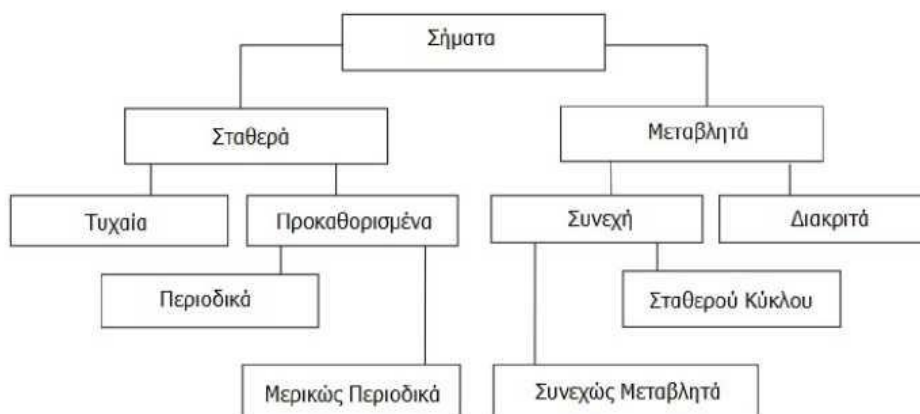
Παρά το ότι η εργασία αυτή πραγματεύεται διάγνωση βλαβών μέσω κραδασμών, πέρα από τις ομοιότητες που παρουσιάζει η μεθοδολογία που θα αναπτυχθεί με την γνωστή πλέον και εφαρμοσμένη ανάλυση κραδασμών, υπάρχουν και σημαντικές διαφορές που δεν επιτρέπουν ουσιαστικά την χρήση της λογικής που αναπτύχθηκε με συντομία. Θα πρέπει να επισημανθούν τα ακόλουθα:

Η ανάλυση κραδασμών εφαρμόζεται σε μηχανές ή μηχανικά συστήματα για τα οποία είναι γνωστή η προϊστορία ή τα μηχανικά χαρακτηριστικά της μηχανής που θα ελεγχθεί. Πρόκειται δηλαδή για μια παρακολούθηση της μηχανής και η διάγνωση συνίσταται σε επέμβαση όταν παρατηρηθεί απόκλιση από κάποια όρια. Η προϊστορία αυτή καταγράφεται και αποτελεί την λεγόμενη υπογραφή (signature) της μηχανής. Είναι προφανές ότι η προϊστορία αυτή είναι διαφορετική για κάθε περίπτωση διαφορετικής μηχανής. Στην περίπτωση που πραγματοποιείται έλεγχος νέου προϊόντος δεν υφίσταται ουσιαστικά προϊστορία και δεν είναι δυνατή τέτοια προσέγγιση. Σε τέτοιες περιπτώσεις άλλες βασικές παράμετροι λειτουργίας όπως η συχνότητα περιστροφής των αξόνων μπορούν να εκτιμηθούν με ακρίβεια σε πολλές εφαρμογές ακόμη και σε διατάξεις που μετρώνται για πρώτη φορά.

1.10 Βασικές αρχές σημάτων

Με τον όρο σήμα ορίζουμε το σύνολο των τιμών που μπορεί να λάβει μια φυσική ποσότητα καθώς μεταβάλλεται, συνήθως ως προς τον χρόνο ή ως προς μια οποιαδήποτε άλλη ανεξάρτητη μεταβλητή. Τα σήματα χρόνου χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες: στα σήματα συνεχούς χρόνου (continuous time) και στα σήματα διακριτού χρόνου (discrete time). Ένα σήμα $x(t)$ το οποίο ορίζεται για κάθε τιμή του t στο διάστημα (α, β) ονομάζεται σήμα συνεχούς χρόνου. Αν ορίζεται, όμως, μόνο για κάποιες συγκεκριμένες στιγμές του χρόνου τότε ονομάζεται διακριτό σήμα ή σήμα διακριτού χρόνου. Τα διακριτά σήματα συμβολίζονται από ακολουθίες $\{x(n)\}$. Η τιμή της ακολουθίας $\{x(n)\}$ τη χρονική στιγμή n_0 είναι το βαθμωτό μέγεθος $x(n_0)$. Αν ένα σήμα παίρνει όλες τις δυνατές τιμές σε ένα διάστημα τιμών τότε καλείται σήμα συνεχούς τιμής ή αναλογικό σήμα, ενώ αν παίρνει τιμές από ένα πεπερασμένο σύνολο τιμών τότε καλείται διακριτής τιμής ή αλλιώς ψηφιακό σήμα. Ένα αναλογικό σήμα $x(t)$ λέγεται περιοδικό αν υπάρχει ένας θετικός αριθμός T έτσι ώστε να ισχύει $x(t) = x(t + T)$ για κάθε t . Τα πιο συνηθισμένα περιοδικά σήματα είναι τα ημιτονοειδή και τα συνημιτονοειδή, δηλαδή αυτά που περιγράφονται από μια σχέση της μορφής $x(t) = A \sin(\omega_0 t + \theta)$ ή $x(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta)$, αντίστοιχα [13]. Επιπλέον, ένα σήμα $x(t)$ ονομάζεται τυχαίο όταν οι τιμές της συνάρτησης $x(t)$ και $x(t+\tau)$, είναι

ανεξάρτητες μεταξύ τους. Στο Σχ. 1.3 απεικονίζεται ένας συγκεντρωτικό διάγραμμα με τα είδη και την κατηγοριοποίηση των σημάτων.



Σχήμα 1.3: Τύποι σημάτων.

Αποθορυβοποίηση σημάτων

Όπως είναι γνωστό για όλους τους επιστήμονες και τους μηχανικούς που εργάζονται με πραγματικά δεδομένα, δεν υπάρχουν σήματα χωρίς την ύπαρξη θορύβου. Τα παραγόμενα ταλαντωτικά σήματα περιέχουν πληροφορία αναμεμιγμένη με θόρυβο. Βέβαια, κάτω από ορισμένες συνθήκες ο θόρυβος μπορεί να είναι αμελητέος, ωστόσο, υπάρχουν πολλές περιπτώσεις που αυτός αλλάζει το σήμα σε μεγάλο βαθμό [14]. Βασικό βήμα, πριν από οποιαδήποτε επεξεργασία, είναι να προσδιοριστούν οι χαρακτηριστικές συχνότητες που περιμένει κανείς να παρατηρήσει, οι οποίες περιγράφονται αναλυτικά σε επόμενο κεφάλαιο, προκειμένου στη συνέχεια, στηριζόμενοι στις διαφορές που θα προκύψουν, να απομακρυνθεί ο θόρυβος. Η απομάκρυνση αυτή γίνεται με τη χρήση απλών γραμμικών, χρονικά σταθερών συστημάτων που καλούνται φίλτρα. Η μέθοδος που ακολουθείται ονομάζεται φιλτράρισμα και η ειδική κατηγορία φιλτραρίσματος που πρέπει να χρησιμοποιηθεί λέγεται αποθορυβοποίηση. Για την πραγματοποίηση των πειραμάτων χρησιμοποιήθηκαν δύο τύποι τεχνικών που χρησιμοποιούνται συχνά για την αποθορυβοποίηση των σημάτων. Η τεχνική που θα εξεταστεί είναι η χρήση του φίλτρου Savitzky - Golay για την αποθορυβοποίηση του εξαγόμενου σήματος.

1.11 Φίλτρο Savitzky – Golay

Η απλούστερη τεχνική εξομάλυνσης σημάτων που αποτελούνται από ισαπέχοντα σημεία είναι ο κινούμενος μέσος όρος (moving average). Ο κινούμενος μέσος όρος είναι μια μαθηματική τεχνική που κυρίως χρησιμοποιείται για την μείωση της απόκλισης και την ανάδειξη της τάσης σε μια συλλογή από σημεία δεδομένων. Η μέθοδος του κινούμενου μέσου όρου επιτρέπει μεγάλη ευελιξία σε εφαρμογές φιλτραρίσματος κυματομορφών, καθώς μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως βαθυπερατό φίλτρο για να εξασθενήσει το θόρυβο σε μία κυματομορφή. Από μια αλληλουχία

ακατέργαστων δεδομένων (raw data) $[y_1, y_2, y_3, \dots, y_N]$. Από μια τέτοια ακολουθία μέσω του φίλτρου μπορεί να δημιουργηθεί μια αντίστοιχη αλληλουχία εξομαλυμένων δεδομένων (smoothed data). Το εξομαλυμένο σημείο $(y_k)_s$ αποτελεί τη μέση τιμή περιττού αριθμού διαδοχικών σημείων ακατέργαστων δεδομένων $y_{k-n}, y_{k-n-1}, \dots, y_{k-i}, y_k, y_{k+i}, \dots, y_{k+n-1}, y_{k+n}$, δηλαδή θα είναι:

$$(y_k)_s = \frac{\sum_{i=-n}^n y_{k+i}}{2n+1} \quad (1)$$

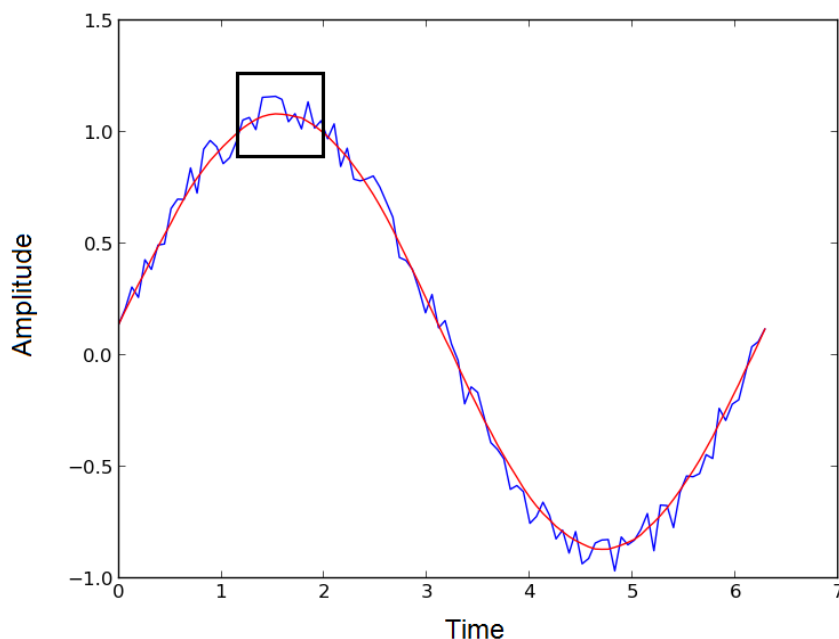
Ο περιττός αριθμός $2n + 1$ συχνά ονομάζεται εύρος φίλτρου (filter width). Τα αποτελέσματα της τεχνικής αυτής είναι εντυπωσιακά και συγχρόνως παραπλανητικά, λόγω του υπερβολικού φιλτραρίσματος του θορύβου. Στην πραγματικότητα χάνεται ή αλλοιώνεται πληροφορία, επειδή δίνεται υπερβολικό στατιστικό βάρος σε σημεία αρκετά μακριά από το κεντρικό σημείο.

Οι Savitzky και Golay πρότειναν μία παρόμοια μέθοδο εξομάλυνσης των δεδομένων, η οποία ανήκει σε μια υποκατηγορία του φίλτρου κινούμενου μέσου όρου και βασίζεται στην πολυωνυμική προσέγγιση των τοπικών ελαχίστων τετραγώνων [15]. Το φίλτρο Savitzky-Golay είναι ένα ψηφιακό φίλτρο που μπορεί να εφαρμοστεί σε μία σειρά από ψηφιακά δεδομένα με σκοπό την εξομάλυνση της πληροφορίας, δηλαδή την αύξηση του λόγου σήματος προς θόρυβο (signal-to-noise ratio - SNR) χωρίς την παραμόρφωση του σήματος. Αυτό επιτυγχάνεται με χρήση μιας διαδικασίας, που ονομάζεται συνέλιξη. Οι δύο αυτοί επιστήμονες έδειξαν ότι μπορεί να υπολογισθεί μια ομάδα ακέραιων αριθμών $\{A_{-n}, A_{-(n+1)}, \dots, A_{n-1}, A_n\}$ που μπορούν να χρησιμεύσουν ως συντελεστές στατιστικού βάρους κατά τη διαδικασία εξομάλυνσης. Η χρήση αυτών των συγκεκριμένων συντελεστών στατιστικού βάρους, που αναφέρονται και ως ακέραιοι συνέλιξης (convolution integers), αποδεικνύεται ότι παρέχει αποτελέσματα ισοδύναμα με εκείνα της προσαρμογής σε πολώνυμο που προαναφέρθηκε. Η μέθοδος των Savitzky - Golay από υπολογιστική άποψη είναι πιο αποτελεσματική, απλούστερη και ταχύτερη σε σχέση με τις διαδοχικές πολυωνυμικές προσαρμογές κατά ομάδες σημείων. Επομένως, το εξομαλυμένο σημείο $(y_k)_s$ με τον αλγόριθμο των Savitzky-Golay θα παρέχεται απλά από την ακόλουθη εξίσωση:

$$(y_k)_s = \frac{\sum_{i=-n}^n A_i y_{k+i}}{\sum_{i=-n}^n A_i} \quad (2)$$

Μπορούν να χρησιμοποιηθούν αρκετές ομάδες ακεραίων συνέλιξης ανάλογα με το ζητούμενο εύρος φίλτρου ως και τον βαθμό του πολωνύμου που προσαρμόζεται στα δεδομένα. Όσο μεγαλύτερο είναι το εύρος του φίλτρου, τόσο πιο έντονη είναι η εξομάλυνση. Ο SNR μπορεί να βελτιωθεί ακόμη περισσότερο με πολλαπλά περάσματα του φίλτρου ή με αύξηση του εύρους φίλτρου. Όλη η φασματική πληροφορία εντός του εύρους αυτού χρησιμοποιείται για την προσαρμογή με τη μέθοδο πολυωνύμων ελαχίστων τετραγώνων, αλλά μόνο το κεντρικό του σημείο εξομαλύνεται. Τα υπόλοιπα σημεία του φάσματος εξομαλύνονται μετακινώντας το παράθυρο κατά μήκος του φάσματος σημείο προς σημείο,

εφαρμόζοντας τη μέθοδο για καθεμία θέση του φάσματος ξεχωριστά. Για την παραπάνω προσέγγιση χρησιμοποιείται πολυώνυμο μικρού βαθμού, ώστε τα χαρακτηριστικά των χαμηλών συχνοτήτων του φάσματος να προσεγγίζονται όσο το δυνατόν καλύτερα από το πολυώνυμο, ενώ παράλληλα να εξαλείφεται ο θόρυβος υψηλών συχνοτήτων. Στο Σχ. 1.4, με μπλε συνεχόμενη γραμμή εμφανίζεται ένα σήμα πριν την επεξεργασία του με φίλτρο Savitzky - Golay, ενώ με κόκκινη διακεκομμένη γραμμή είναι το ίδιο σήμα μετά την αποθορυβοποίησή του. Με ορθογώνιο δείχνεται το εύρος τιμών που το φίλτρο προσπαθεί να εξομαλύνει με την χρήση του πολυωνύμου.



Σχήμα 1.4: Σήμα πριν και μετά την εφαρμογή του φίλτρου Savitzky – Golay.

Η εξομάλυνση με τον αλγόριθμο των Savitzky - Golay δεν είναι τόσο έντονη, όσο και εκείνη της κινούμενης μέσης τιμής, αλλά και η απώλεια ή αλλοίωση της πληροφορίας είναι περιορισμένη. Θα πρέπει να τονισθεί ότι και οι δύο αλγόριθμοι είναι "απωλεστικοί", δηλαδή όχι μόνο δεν προσθέτουν επιπλέον πληροφορία, αλλά αντίθετα συμβάλλουν στην απώλεια πληροφορίας από το αρχικό σήμα. Θα μπορούσε κανείς να δεχθεί ότι περισσότερο χρησιμεύουν για να κάνουν το αρχικό σήμα πιο "εμφανίσιμο".

Για την συγκεκριμένη ομάδα δοκιμών χρησιμοποιήθηκε το φίλτρο που πρότειναν οι Savitzky και Golay. Η τεχνική αυτή που χρησιμοποιεί το φίλτρο Savitzky - Golay, θεωρείται μια διαδομένη μέθοδος για την αποθορυβοποίηση των ταλαντωτικών σημάτων. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται λόγω της ικανότητάς της να διατηρεί τα ακρότατα με ελάχιστη διαταραχή των χαρακτηριστικών του αρχικού σήματος. Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα, αυτού του φίλτρου είναι ότι τείνει να διατηρεί συγκεκριμένα σημαντικά χαρακτηριστικά του σήματος, όπως είναι τα τοπικά μέγιστα και ελάχιστα [16]. Αναγνωρίζοντας αυτή την ικανότητα της μεθόδου, αναμένεται οι μεταβολές στον αριθμό των παραγόμενων ταλαντώσεων να είναι σχετικά μικρές. Το φίλτρο Savitzky - Golay χρησιμοποιεί ένα εύρος φίλτρου μέσα στο οποίο με την

βοήθεια ενός πολωνύμου εξομαλύνεται το αρχικό σήμα. Όσο μικρότερος είναι ο βαθμός του πολωνύμου, τόσο περισσότερο προσεγγίζονται τα χαρακτηριστικά των συχνοτήτων με μειωμένο πλάτος ταλάντωσης, ενώ όσο μεγαλύτερο είναι το μέγεθος της ομάδας δεδομένων, τόσο εντονότερη είναι η εξομάλυνση.

1.12 Βασικές τεχνικές επεξεργασίας σήματος

Η ανάλυση των ταλαντωτικών σημάτων στο πεδίο του χρόνου, αλλά και στο πεδίο της συχνότητας είναι πολύ σημαντική, με τη διαφορά ότι η καθεμιά από αυτές χρειάζονται διαφορετικές τεχνικές επεξεργασίας. Η ανάλυση στο πεδίο του χρόνου γίνεται με την παρουσίαση του σήματος σε συνάρτηση με τον χρόνο, ενώ η ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας γίνεται κάνοντας την γραφική παράσταση του φάσματος του σήματος σε συνάρτηση με τη συχνότητα. Παρακάτω παρουσιάζονται αναλυτικά οι δύο αυτές τεχνικές.

1.12.1 Ανάλυση στο πεδίο του χρόνου

Η ανάλυση στο πεδίο του χρόνου ενός ταλαντωτικού σήματος είναι μια από τις πιο απλές τεχνικές εντοπισμού βλαβών. Η συμβατική αυτή τεχνική προσπαθεί να χρησιμοποιήσει τα πλάτη της δόνησης και τις χρονικές πληροφορίες που περιέχονται σε ένα σήμα για τον εντοπισμό βλαβών στο σύστημα. Το πλάτος της ταλάντωσης και η περιοδικότητα μιας ταλάντωσης μαρτυρά την ύπαρξη πηγής βλάβης. Η τεχνική της ανάλυσης του πεδίου του χρόνου είναι κατάλληλη για να χρησιμοποιηθεί όταν παρατηρείται μια περιοδική ταλάντωση και οι βλάβες προκαλούν αύξηση του πλάτους της ταλάντωσης στις πλευρικές ζώνες λόγω των περιοδικών διεγέρσεων [17].

Ο πιο ευθύς τρόπος για την ανάλυση του σήματος γίνεται απλά με τη δημιουργία μιας γραφικής παράστασης του σήματος σε συνάρτηση με τον χρόνο. Στην ανάλυση ταλαντωτικών σημάτων σε μηχανές, πιο συχνά, συναντιούνται περιοδικά σήματα που δημιουργούνται σε σταθερή ταχύτητα. Για παράδειγμα, για ένα περιοδικό σήμα $x(t)$ μπορεί να αποδειχτεί ότι:

$$x(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega_0 t) \quad (3)$$

όπου n είναι ένας θετικός ακέραιος αριθμός.

Σε μερικές περιπτώσεις μια απλή παρατήρηση σε διαγράμματα τέτοιων σημάτων στο πεδίο του χρόνου μπορούν να εμφανίσουν αν υπάρχει ένα περιοδικό σφάλμα. Η ύπαρξη βλαβών προκαλεί αλλαγή στην κυματομορφή, αλλά είναι δύσκολο να διαγνωστεί η πηγή της. Μερικά μηχανικά συστήματα παράγουν σήματα υψηλής ταλάντωσης κατά την λειτουργία τους. Όταν αυτά τα συστήματα αναπτύσσουν ένα περιοδικό σφάλμα, τα επίπεδα της ταλάντωσης αυξάνονται με τον χρόνο αλλά αυτή η αύξηση μπορεί να είναι μικρή και δύσκολη για να εντοπιστεί. Εάν ο βαθμός ανάπτυξης του ταλαντωτικού σφάλματος είναι μικρός, τότε δεν είναι πολύ πιθανό να εντοπιστεί καθαρά μια βλάβη από τις διακυμάνσεις της παραγόμενης

κυματομορφής. Έτσι δεν μπορεί κάποιος να βγάλει ασφαλή συμπεράσματα για την φύση της βλάβης. Δηλαδή με την ανάλυση του σήματος στο πεδίο του χρόνου, χωρίς να υπάρχει μια προ-επεξεργασία, μπορεί να εντοπιστεί μια βλάβη χωρίς όμως να μπορεί να προσδιοριστεί το είδος της [18].

Τα μηχανικά συστήματα ονομάζονται προκαθορισμένα όταν οι ιδιότητές τους, όπως είναι η μετατόπιση, η επιτάχυνση και άλλα, μπορούν να προβλεφθούν στον χρόνο. Μηχανικά συστήματα, όπως είναι ένα κιβώτιο ταχυτήτων με τοπικές βλάβες, εμφανίζουν χαρακτηριστικά που δεν μπορούν να εκτιμηθούν με τον χρόνο. Τα χαρακτηριστικά τέτοιων συστημάτων ονομάζονται τυχαία ή μη προκαθορισμένα, και δεν μπορούν να προβλεφθούν με ακρίβεια, όμως μπορούν να εκτιμηθούν με την χρήση κάποιων στατιστικών παραμέτρων. Οι παράμετροι αυτοί μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την πρόβλεψη ή την ύπαρξη μιας βλάβης [19]. Στατιστικοί παράγοντες που χρησιμοποιούνται πιο συχνά για τον εντοπισμό βλαβών και βασίζονται στην χρονική κυματομορφή είναι: η τιμή κορυφής (peak value), η μέση τετραγωνική ρίζα (root mean square), η κύρτωση (kurtosis) και ο συντελεστής κορυφής (crest factor) [20], [21]. Το ταλαντωτικό σήμα από το κιβώτιο ταχυτήτων επεξεργάζεται και το αποτέλεσμα είναι μια τιμή η οποία προσδιορίζει την κατάσταση του συστήματος.

Οι παραπάνω δείκτες συνθήκης μεγαλώνουν με την ύπαρξη βλάβης, αποδεικνύοντας την επιδείνωση της κατάστασης του κιβωτίου. Μερικές φορές αυτή η τεχνική μπορεί να εφαρμοστεί οπτικοποιώντας την κυματομορφή της ταλάντωσης στο χρόνο, αλλά είναι πιο πιθανό το σήμα αυτό να επεξεργαστεί με την χρήση των στατιστικών παραμέτρων για να φανερωθεί αν υπάρχει βλάβη.

1.12.2 Ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας - Ανάλυση Fourier

Η ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας είναι μια πανίσχυρη συμβατική τεχνική για την ανάλυση ταλαντώσεων και έχει αποδειχθεί ότι είναι ένα χρήσιμο εργαλείο για τον εντοπισμό και την διάγνωση βλαβών σε περιστρεφόμενες μηχανές [22], [23]. Με την ανάλυση αυτή περιγράφεται και αναλύεται ένα σήμα διακριτού χρόνου, μεταφέροντάς το από το πεδίο του χρόνου σε ένα ισοδύναμο σήμα στο πεδίο της συχνότητας.

Οι συχνότητες των αρμονικών ταλαντώσεων που υπάρχουν σε ένα σήμα εντοπίζονται μέσω της ανάλυσης Fourier [27]. Η βασική αρχή της ανάλυσης του Fourier είναι η αποσύνθεση του σήματος και η αναπαράστασή του από μια ατέρμονη σειρά ορθοκανονικών συναρτήσεων βάσης, διαφορετικής συχνότητας. Ο μετασχηματισμός Fourier όμως παίζει σημαντικό ρόλο και στην μελέτη τυχαίων διαδικασιών. Όπως είναι γνωστό, μία τυχαία διαδικασία αποτελείται από ένα σύνολο σημάτων διακριτού χρόνου. Άρα δεν μπορεί να υπολογιστεί ο μετασχηματισμός Fourier της διαδικασίας [24]. Γι' αυτόν το λόγο η πιο συνηθισμένη τεχνική που χρησιμοποιείται είναι ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier N- σημείων (Discrete Fourier Transform ή εν συντομία DFT) ενός τέτοιου σήματος, ο οποίος δίνεται από την σχέση:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{i=1}^{\infty} e^{-j\omega n} x_n \quad (4)$$

Ένας πιο αποδοτικός τρόπος υπολογισμού του διακριτού μετασχηματισμού Fourier είναι ο ταχύς μετασχηματισμός Fourier (Fast Fourier Transform ή εν συντομία FFT). Αυτή η μέθοδος παράγει ακριβώς τα ίδια αποτελέσματα με τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier, αλλά με πολύ πιο σύντομο τρόπο. Ουσιαστικά, ο ταχύς μετασχηματισμός Fourier επιτρέπει τη διαίρεση μιας ακολουθίας μήκους N σε μικρότερου μήκους ακολουθίες, στις οποίες εφαρμόζεται ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier. Η διαίρεση μπορεί να γίνει είτε στο πεδίο του χρόνου είτε στο πεδίο της συχνότητας. Μέσω αυτής της διαδικασίας μειώνεται δραστικά η πολυπλοκότητα και ο χρόνος εκτέλεσης των υπολογισμών. Αυτή η προσέγγιση είναι απόλυτα αποδεκτή εάν το φασματικό περιεχόμενο του μετρούμενου σήματος δεν αλλάζει με τον χρόνο (π.χ. δεν αλλάζει η ταχύτητα περιστροφής του συστήματος με τον χρόνο). Προυπόθεση αποτελεί η εφαρμογή του θεωρήματος του Nyquist που αναφέρει ότι η συχνότητα δειγματοληψίας πρέπει να είναι μεγαλύτερη ή ίση από το διπλάσιο της μεγαλύτερης συχνότητας που υπάρχει στο σήμα [28].

Έχει αποδειχθεί ότι το φασματικό περιεχόμενο ενός μετρούμενου σήματος είναι πολλές φορές πιο χρήσιμο από το πλάτος της δόνησης για την διάγνωση ενός σύνθετου συστήματος, αφού η σύνθετη κυματομορφή του χρόνου μπορεί να αναλυθεί σε διάφορες συχνότητες. Είναι, επομένως, πιο εύκολο να εντοπιστούν αυτές οι συχνότητες που είναι χρήσιμες για τη διάγνωση βλαβών [23], λαμβάνοντας υπόψη την συνολική ταλάντωση. Το σήμα με τη τεχνική αυτή εξετάζεται μέσω του συχνοτικού περιεχομένου του, αφού μέσω των συντελεστών που προκύπτουν από την ανάλυση γίνεται αντιληπτή η συνεισφορά κάθε συχνότητας. Έτσι, εξασφαλίζεται ένας ανεξάρτητος του χρόνου τελεστής, ο οποίος δίνει απαντήσεις σε πολλά προβλήματα και μπορεί να εφαρμοστεί σε πληθώρα εφαρμογών, όπως για παράδειγμα στην παρακολούθηση των μεγθών των ταλαντώσεων για τη συντήρηση περιστρεφόμενων συστημάτων [25]. 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 φάσμα που προκύπτει από την ανάλυση έχει μικρό φυσικό νόημα. Το κυριότερο αρνητικό στοιχείο είναι ότι η διακριτική ικανότητα του σήματος περιορίζεται στη συχνότητα, ενώ χάνει οποιαδήποτε πληροφορία στο πεδίο του χρόνου.

Η ανάλυση του φάσματος εμφανίζει τον τρόπο με τον οποίο το σήμα μεταβάλλεται στο πεδίο της συχνότητας. Από τη στιγμή που τα δεδομένα της ταλάντωσης καταγράφονται στο πεδίο του χρόνου, θα πρέπει αρχικά να γίνει η ανάλυση Fourier των δεδομένων αυτών πριν δημιουργηθεί το διάγραμμα φάσης του σήματος. Η χρήση της τεχνικής αυτής στοχεύει στον προσδιορισμό των συχνοτήτων που εμφανίζονται και στον προσδιορισμό αυτών που κυριαρχούν, στοιχεία πολύ χρήσιμα για το φαινόμενο της ταλάντωσης. Σε κιβώτια ταχυτήτων για παράδειγμα, μερικές συχνότητες είναι ιδιαίτερα σημαντικές, όπως είναι η συχνότητα εμπλοκής των οδοντωτών τροχών και οι αρμονικές της, αφού δίνουν πληροφορίες για την

κατάσταση του κιβωτίου και τα είδη των βλαβών.

Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος χρησιμοποιεί τον ταχύ μετασχηματισμό Fourier, όπως περιγράφηκε και προηγουμένως, η οποία είναι πολύ αποτελεσματική μέθοδος. Ο αλγόριθμος του FFT μειώνει τον όγκο της διαδικασίας υπολογισμού του διακριτού μετασχηματισμού Fourier. Εάν $X(e^{j\omega})$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier του διακριτού σήματος x_n , τότε το $|X(e^{j\omega})|^2$ εκφράζει την ενέργεια του σήματος στη συχνότητα ω . Μια θεμελιώδης υπόθεση για τον ταχύ μετασχηματισμό Fourier είναι ότι το σήμα κατά την ανάλυση παραμένει σταθερό. Στην πράξη είναι πολύ σπάνιο να καταγραφεί ένα τελείως σταθερό σήμα από ένα σύνθετο σύστημα. Πολλές φορές, όμως, γίνεται η παραδοχή της ύπαρξης σταθερού σήματος σε τέτοιες περιπτώσεις.

Κατά συνέπεια, οι αλλαγές του πλάτους συγκεκριμένων χαρακτηριστικών συχνοτήτων και πλευρικών ζωνών ενός σήματος μπορούν και δίνουν καλές ενδείξεις για τη πιθανότητα ύπαρξης βλάβης σε ένα σύστημα [26]. Στην πράξη, το μέγεθος των πλευρικών ζωνών εξαρτάται από τις περιοδικές ιδιότητες του φορτίου και του μηχανισμού μετάδοσης κίνησης. Επομένως είναι αρκετά δύσκολο να εξαχθούν χρήσιμες πληροφορίες από το φάσμα της ταλάντωσης που προέρχεται αποκλειστικά από τον ταχύ μετασχηματισμό Fourier. Όταν ο θόρυβος του σήματος είναι μικρός και το φάσμα της ταλάντωσης έχει έναν μεγάλο αριθμό χαρακτηριστικών συχνοτήτων που αντιστοιχούν σε βλάβες, λόγω της πολυπλοκότητας του συστήματος, καθίσταται σχεδόν αδύνατο να διαχωριστούν όλες οι συχνότητες αυτές από εκείνες που παράγονται από άλλες πηγές. Η αδυναμία της μεθόδου να συμπεριλάβει τα αποτελέσματα των μεταβατικών φαινομένων παράγει επικαλυπτόμενα φάσματα. Αυτό είναι και το πιο σημαντικό πρόβλημα της ανάλυσης σήματος με χρήση αποκλειστικά του ταχύ μετασχηματισμό Fourier.

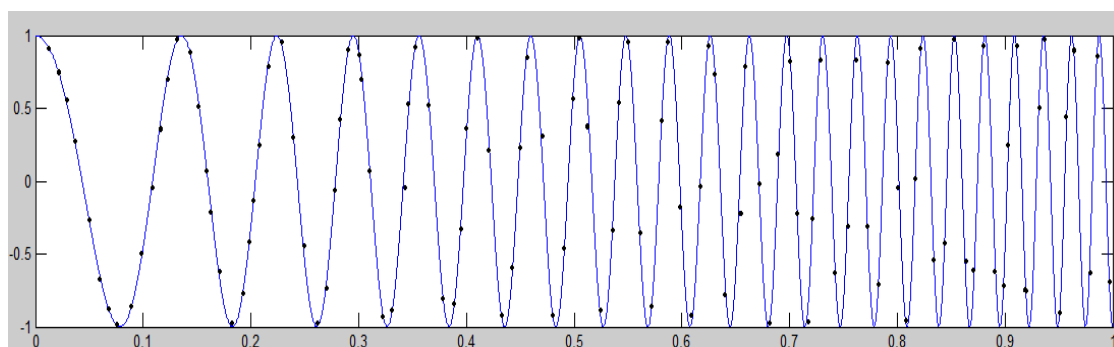
1.13 Μέθοδος Αρμονικής Αποδιαμόρφωσης Σήματος (HARD)

Στην ενότητα αυτή γίνεται μια πρώτη παρουσίαση της μεθόδου που θα αναλυθεί εκτενέστερα στα Κεφάλαια 3 και 4. Είναι μια μέθοδος ανάλυσης σήματος από το πεδίο του χρόνου σε αυτό της συχνότητας στοχευμένη στην παρακολούθηση μιας μεταβαλλόμενης συχνότητας. Η μέθοδος ανήκει στην κατηγορία των αρμονικών μεθόδων ανίχνευσης σήματος με χρήση ιδιοτιμής.

Η Αρμονική Αποδιαμόρφωση Σήματος (HARD) είναι μια παραμετρική μέθοδος η οποία προτείνεται για την εκτίμηση της στιγμιαίας ταχύτητας περιστροφής αξόνων μηχανημάτων. 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. 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) [28]. Ο PLL αποδιαμορφώνει το εισερχόμενο σήμα σε βασικές συχνότητες όπου και φιλτράρεται. Κατόπιν η έξοδος ανατροφοδοτείται στο στάδιο αποδιαμόρφωσης.

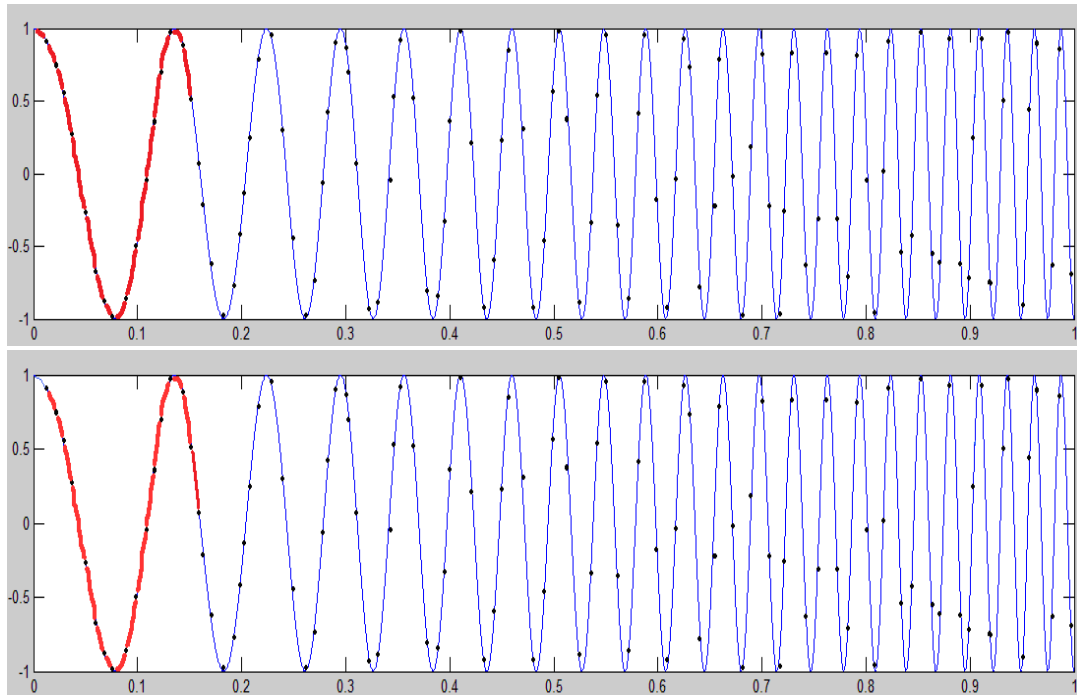
Μια άλλη μορφή της προσαρμοστικής (IF- Instantaneous Frequency) εκτίμησης βασίζεται στην μοντελοποίηση των δεδομένων ως μια γραμμική διαδικασία πρόβλεψης. Μια μέθοδος που χρησιμοποιείται για αυτό το είδος της εκτίμησης είναι ο αλγόριθμος ελαχίστων τετραγώνων. Έχει προταθεί μια αρκετά απλή προσαρμοστική (IF) εκτίμηση, όπου ο αλγόριθμος υπολογισμού βασίζεται στην εξαγωγή της κορυφής μιας μικρού χρόνου γραμμικής πρόβλεψης που βασίζεται στην φασματική εκτίμηση [29]. Ωστόσο, επειδή ο αναδραστικός αλγόριθμος είναι εκ φύσεως η παρακολούθηση της διαδικασίας της αλλαγής της στιγμιαίας συχνότητας (IF), δεν είναι σε θέση να ανταποκριθεί σε υπερβολικά ταχείς αλλαγές ταχυτήτων και θορυβώδη περιβάλλοντα. Ως εκ τούτου, η εκτίμηση παρουσιάζει σημαντική ευαισθησία θορύβου [30].

Η μέθοδος HARD ανήκει τυπικά στις μεθόδους με βάση την ιδιοτιμή για την αρμονική ανίχνευση σήματος [31]. Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα αυτών των μεθόδων στο πεδίο της συχνότητας [32] 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. Στο Σχ. 1.5 φαίνεται ένα σήμα chirp με αρχική συχνότητα $f_1=5$ Hz και τελική $f_2=40$ Hz. Με μαύρες τελείες συμβολίζονται τα δείγματα που λαμβάνονται κατά τη δειγματοληψία (συχνότητα δειγματοληψίας 100 Hz). Η μέθοδος HARD λαμβάνει τα σημεία αυτά και κατόπιν να υπολογίζει τη γωνιακή ταχύτητα ω του άξονα. Ο αριθμός των δειγμάτων του σήματος που λαμβάνονται 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 1.5: Δείγματα σε σήμα chirp χωρίς θόρυβο.

Για παράδειγμα, εάν επιλέξουμε δεκαπέντε δείγματα στο προηγούμενο σήμα του σχήματος 1.5 ο αλγόριθμος HARD λαμβάνει το τμήμα εκείνο του σήματος που τονίζεται με κόκκινο στο Σχ. 1.6. Στις δύο φάσεις του σχήματος φαίνονται τα δεκαπέντε αρχικά σημεία που λαμβάνονται από τον αλγόριθμο και στη συνέχεια τα δεκαπέντε επόμενα. Τα σημεία αυτά περιγράφουν επομένως περιόδους του μετρούμενου σήματος, μια από τις παραμέτρους που εισάγουμε στη μέθοδο HARD.



Σχήμα 1.6: Δεκαπέντε δείγματα του σήματος με ολίσθηση 1 σημείο.

Όπως φαίνεται από το Σχ. 1.6, η παραμετρική αυτή μέθοδος επηρεάζεται ιδιαίτερα από τον αριθμό των σημείων που τελικά καταλήγει σε διαφορετικό πλήθος περιόδων του σήματος. Αυτή όπως και οι υπόλοιπες παράμετροι θα αναλυθούν διεξοδικά στα Κεφάλαια 3 και 4 μαζί με εφαρμογές και συγκρίσεις της μεθόδου.

1.14 Κυματιδιακός Μετασχηματισμός (Wavelet Transform)

Μια διαφορετική προσέγγιση προκύπτει αν τα μη στάσιμα σήματα παρασταθούν ως άθροισμα χρονικά περιορισμένων σημάτων διαφορετικής κλίμακας και πλάτους (κυματίδια). Με αυτήν την προσέγγιση, αντί για μια χρονοσυχνοτική απεικόνιση (time-frequency representation) χρησιμοποιείται μια απεικόνιση χρόνου - κλίμακας (time-scale representation). Τα κυματίδια (Wavelets) είναι εντοπισμένα τόσο στον χρόνο όσο και στην συχνότητα και κατά συνέπεια μπορούν να διασταλούν και να μετατεθούν κατά μήκος του σήματος με σκοπό την εξαγωγή τόσο της χρονικής όσο και της συχνοτικής πληροφορίας.

Μετά το 1807, που διατυπώθηκε από τον Joseph Fourier η έννοια της ανάλυσης συχνοτήτων, η διερεύνηση της έννοιας των συναρτήσεων, της σύγκλισης σειρών Fourier και των ορθογώνιων συστημάτων, οδήγησε σταδιακά τους μαθηματικούς (Gabor, Hoelstrom) στην ανάλυση κλίμακας. Η πρώτη αναφορά των κυματιδίων εμφανίστηκε σε παράρτημα της διατριβής του A. Haar [34]. Μια ιδιότητα του κυματιδίου Haar είναι ότι έχει συμπαγή υποστήριξη, δηλαδή ότι εξαφανίζεται έξω από ένα πεπερασμένο χρονικό διάστημα. Τα Haar κυματίδια όμως δεν είναι συνεχώς παραγωγίσιμα, γεγονός που περιορίζει κάπως τις εφαρμογές τους.

Περί τα 1930, διάφορες ερευνητικές ομάδες, ανεξάρτητα εργαζόμενες, προσπάθησαν να χρησιμοποιήσουν βασικές συναρτήσεις μεταβλητής κλίμακας, μια έννοια κλειδί για την μετέπειτα εξέλιξη των μετασχηματισμών με κυματίδια. Ο φυσικός Paul Levy μελετώντας την κίνηση Brown, εφάρμοσε την συνάρτηση Haar σε τύπους τυχαίων σημάτων και διαπίστωσε ότι οι συναρτήσεις Haar ήταν αποτελεσματικότερες από τις βασικές συναρτήσεις Fourier στην περιγραφή λεπτομερειών. Το 1980, οι Grossman και Morlet, ένας φυσικός και ένας μηχανικός, όρισαν τα κυματίδια στο πλαίσιο της κβαντικής φυσικής [35]. Τα κυματίδια (Wavelets) σταδιακά άρχισαν να γίνονται γνωστά. Ο Goupillaud [36] και οι Grossmann και Morlet [35] τα χρησιμοποίησαν ως εργαλείο για ανάλυση σεισμικών δεδομένων.

Το 1985, ο Stephane Mallat έδωσε καινούργια ώθηση στα κυματίδια με την εργασία του στην ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Ανακάλυψε ορισμένες σχέσεις μεταξύ των ορθογώνιων κατοπτρικών φίλτρων, των αλγορίθμων πυραμίδας και των ορθοκανονικών βασικών συναρτήσεων κυματιδίων [25]. Βασιζόμενος σε αυτά τα συμπεράσματα ο Y. Meyer [38] πρότεινε τα ομώνυμα (μη - τετριμμένα) κυματίδια που σε αντίθεση με την κυματίδια Haar είναι συνεχώς παραγωγίσιμα. Ωστόσο δεν έχουν συμπαγή υποστήριξη. Μερικά χρόνια αργότερα, η Ingrid Daubechies βασιζόμενη στην εργασία του Mallat κατασκεύασε ένα σύνολο από ορθοκανονικές συναρτήσεις [39], [40] οι οποίες κρίθηκαν ως οι πιο επιτυχείς και αποτελούν ακρογωνιαίο λίθο της εφαρμογής των κυματιδίων σήμερα. Η θεωρία των κυματιδίων αναπτύχθηκε τάχιστα κατά την διάρκεια της προηγούμενης δεκαετίας και παρουσιάζει ευρύ πεδίο εφαρμογών.

Ο Κυματιδιακός Μετασχηματισμός μπορεί να χωριστεί σε Συνεχή (Continuous) και Διακριτό (Discrete). Γενικά τα συνεχή κυματίδια είναι καλύτερα για ανάλυση χρόνου- συχνότητας ενώ τα διακριτά για αποσύνθεση, συμπίεση και επιλογή χαρακτηριστικών. Η επιλογή του κυματιδίου δεν είναι πάντα ξεκάθαρη. Τα κυματίδια Grossman-Morlet είναι τα καλύτερα γνωστά συνεχή κυματίδια. Τα κυματίδια Daubechies αποτελούν μάλλον την πιο γνωστή βάση ορθογώνιων κυματιδίων. Τα Διπλά Β-κυματίδια αποτελούν ειδικές περιπτώσεις διακριτών κυματιδίων. Αποτελούνται από δύο σύνολα κυματιδίων: ένα για αποσύνθεση και ένα για ανακατασκευή. Τα κυματίδια άνοιξαν νέους δρόμους απεικόνισης σήματος πέρα από την κλασική κυματιδιακή ανάλυση χρόνου - κλίμακας. Οι προσεγγίσεις αυτές περιλαμβάνουν: κυματίδια χρόνου-συχνότητας (δηλαδή Malvar και Αρμονικά κυματίδια), Πακέτα κυματιδίων (Wavelet Packets) και Αναζήτησης Ταιριάσματος (Matching Pursuit) που έχουν την ικανότητα να αναλύουν μια συνάρτηση σε ένα συνδυαστικό πεδίο χρόνου - συχνότητας - κλίμακας (Meyer, Chui, Mallat).

Η κυματιδιακή ανάλυση της κυματομορφής ενός σήματος εκφράζει το σήμα σε μια σειρά ταλαντώσεων (ταλαντούμενων συναρτήσεων) με διαφορετικές συχνότητες σε διαφορετικό χρόνο με διαστολές μέσω της παραμέτρου κλίμακας a και μεταθέσεις μέσω της παραμέτρου χρόνου b . Ομοίως με το φάσμα ισχύος και το φάσμα φάσης στην ανάλυση Fourier, ορίζονται ένα κλιμακογράφημα (scatogram) και ένα φάσμα κυματιδιακής φάσης και χρησιμοποιούνται για την ερμηνεία του σήματος. Βασικά πλεονεκτήματα του κυματιδιακού μετασχηματισμού είναι η ικανότητα του: α) να

παράγει υψηλή ευκρίνεια συχνότητας σε χαμηλές συχνότητες και υψηλή ευκρίνεια χρόνου σε υψηλές συχνότητες για σήματα με μεγάλης διάρκειας χαμηλές συχνότητες και μικρής διάρκειας υψηλές συχνότητες και β) να μειώνει τον θόρυβο στα μη επεξεργασμένα αρχικά σήματα.

Ο κυματιδιακός μετασχηματισμός έχει εφαρμοστεί με επιτυχία στην ανάλυση κυματομορφών στην διαγνωστική βλαβών οδοντοτροχών (γριναζιών), ένσφαιρων τριβέων και άλλων μηχανολογικών συστημάτων [41]. Οι Dalpiaz και Rivola εκτίμησαν και συνέκριναν την αποτελεσματικότητα και την αξιοπιστία του κυματιδιακού μετασχηματισμού με άλλες τεχνικές επεξεργασίας σήματος κραδασμών [42]. Οι Baydar και Ball εφήρμοσαν το κυματιδιακό μετασχηματισμό σε ακουστικά σήματα και σήματα κραδασμών [43]. Ο Addison και οι συνεργάτες του διερεύνησαν [44] την χρήση χαμηλά ταλαντούμενων (low-oscillation) μιγαδικών κυματιδίων, κυματιδίων Mexican Hat και Morlet, ως εργαλεία εντοπισμού χαρακτηριστικών. Κυματίδια Haar χρησιμοποιήθηκαν στα [45], [46]. Οι Miller και Reichard χρησιμοποίησαν μια κυματιδιακή βάση ως φίλτρο χτένας για την αποδιαμόρφωση σημάτων κραδασμών [47]. Ένα γραφικό εργαλείο, οι κυματιδιακοί πολικοί χάρτες προτάθηκε στο [48] για την παρουσίαση του πλάτους και της φάσης του κυματιδίου και εφαρμόστηκε για διαγνωστική βλαβών οδοντοτροχών στο [49]. Ο κυματιδιακός μετασχηματισμός συνδυασμένος με μετασχηματισμό Fourier για να ενισχύσει την ικανότητα εξαγωγής χαρακτηριστικών προτάθηκε στο [50]. Στα [51], [52] μελετήθηκε ένας ανώτερος μετασχηματισμός, γνωστός ως μετασχηματισμός πακέτων κυματιδίων. Μια νέα μέθοδος γνωστή ως αναζήτηση βάσης (basis pursuit) βασιζόμενη σε ένα γενικό λεξικό πακέτων κυματιδίων εφαρμόστηκε για την ανάλυση σημάτων κραδασμών για διαγνωστική βλαβών ένσφαιρων τριβέων στο [53]. Δείχθηκε ότι η αναζήτηση βάσης έχει μερικά πλεονεκτήματα συγκριτικά με άλλες συχνά χρησιμοποιούμενες κυματιδιακές προσεγγίσεις. Οι Nikolaou και Antoniadis χρησιμοποίησαν μια οικογένεια Μιγαδικών Μετατοπισμένων κυματιδίων Morlet [51] για την κατασκευή ενός πίνακα από την απόλυτη τιμή του κυματιδιακού μετασχηματισμού για ένα σήμα κραδασμού.

1.14.1 Θεωρητικό Υπόβαθρο Κυματιδιακού Μετασχηματισμού

Οι κυματιδιακές απεικονίσεις προσφέρουν μια σημαντική δυνατότητα για σύλληψη τοπικών φαινομένων σε πολλά σήματα. Αυτό επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας απεικονίσεις μέσω διπλών ολοκληρωμάτων (συνεχείς μετασχηματισμοί) ή μέσω διπλών σειρών (διακριτοί μετασχηματισμοί). Δημιουργός σε αυτές τις απεικονίσεις είναι οι διαδικασίες της κλιμάκωσης και μετατόπισης μιας παραγόμενης (μητρικής) συνάρτησης. Για μια περίοδο κάποιων δεκαετιών, η κυματιδιακή ανάλυση έχει θέσει ένα αυστηρό μαθηματικό πλαίσιο και έχει εφαρμοστεί σε ποικίλα πεδία. Οι οικογένειες κυματιδίων συνδεδεμένες με συγκεκριμένες μητρικές συναρτήσεις έχουν αποδειχθεί κατάλληλες για μια ποικιλία προβλημάτων. Στο πλαίσιο αυτό, αλγόριθμοι ταχείας αποσύζευξης και ανακατασκευής εξασφαλίζουν υπολογιστική αποδοτικότητα και ανταγωνίζονται τους

αλγορίθμους κλασικής φασματικής ανάλυσης όπως ο Ταχύς Μετασχηματισμός Fourier (Fast Fourier Transform - FFT). Το πεδίο της ανάλυσης κραδασμών ωφελήθηκε από την αξιοσημείωτη αυτή ανάπτυξη σε συνδυασμό με την παρακολούθηση κραδασμών, την αναγνώριση συστημάτων, τον εντοπισμό βλαβών και άλλες εργασίες.

Μια βολική προσέγγιση για την εισαγωγή του κυματιδιακού μετασχηματισμού είναι μέσω της αρχής της αναπαράστασης χρόνου-συχνότητας σημάτων. Στην κλασική θεωρία Fourier, ένα σήμα μπορεί να αναπαρασταθεί είτε στο πεδίο του χρόνου είτε στο πεδίο συχνότητας και οι συντελεστές Fourier ορίζουν το μέσο φασματικό περιεχόμενο σε όλη την χρονική διάρκεια του σήματος. Η απεικόνιση Fourier είναι αποτελεσματική για σήματα, που είναι στάσιμα, εξετάζοντας τις παραμέτρους που θεωρούνται σημαντικές για το εξεταζόμενο πρόβλημα, όμως καθίστανται ανεπαρκείς για μη στάσιμα σήματα όπου οι παράμετροι αυτές μπορεί να αναπτυχθούν ταχύτατα στον χρόνο.

Η ανάγκη για χρονοσυχνοτική απεικόνιση είναι προφανής σε ένα ευρύ φάσμα φυσικών προβλημάτων, όπως ακουστικής, επεξεργασίας εικόνας, σεισμών και ανέμου και σε μια πληθώρα άλλων. Μεταξύ των χρονικών-συχνοτικών απεικονίσεων που είναι διαθέσιμες μέχρι σήμερα, ο κυματιδιακός μετασχηματισμός έχει μοναδικά χαρακτηριστικά με όρους αποδοτικότητας και ευελιξίας. Σε μαθηματικούς όρους, εμπλέκει την έννοια της κλίμακας ως υποκατάστατο της έννοιας της συχνότητας στην θεωρία Fourier. Κατά συνέπεια, ορίζεται ως απεικόνιση χρόνου-κλίμακας. Η διατύπωσή της απορρέει από μια γενίκευση της προηγούμενης χρονοσυχνοτικής απεικόνισης, γνωστή ως μετασχηματισμός Gabor. Για να επιτευχθεί καλός εντοπισμός συνιστωσών υψηλών συχνοτήτων, στενά παράθυρα απαιτούνται. Ως αποτέλεσμα, οι χαμηλής συχνότητας συνιστώσες απεικονίζονται ανεπαρκώς. Κατά συνέπεια μια πιο ευέλικτη απεικόνιση για μη σταθερή “παραθυροποίηση” είναι επιθυμητή για να ενισχυθεί η ανάλυση χρόνου για σύντομα υψηλής συχνότητας φαινόμενα και η ανάλυση συχνότητας για μεγάλης διάρκειας χαμηλόσυχνα φαινόμενα.

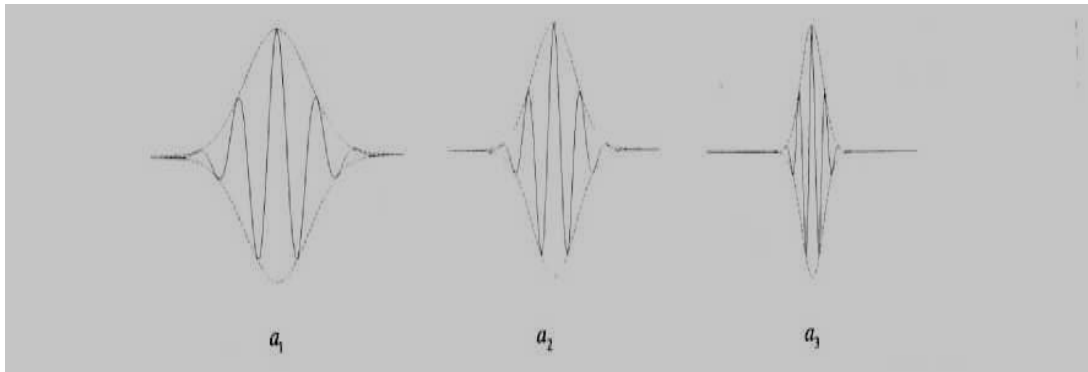
Συνεχής Κυματιδιακός Μετασχηματισμός

Τα προαναφερθέντα μειονεκτήματα του μετασχηματισμού Gabor έχουν αντιμετωπιστεί με επιτυχία με αξιοσημείωτη αποτελεσματικότητα και αποδοτικότητα από την απεικόνιση βασισμένη στα κυματίδια.

Η αρχή του κυματιδιακού μετασχηματισμού εισήχθη πρώτα από τον Goupillaud [64] και τους Grossmann και Morlet [35] για ανάλυση σεισμικών δεδομένων. Σε αναλογία με τον μετασχηματισμό Gabor, η ιδέα συνίσταται στην αποσύζευξη μιας συνάρτησης $f(x)$ σε μια διπαραμετρική οικογένεια στοιχειωδών συναρτήσεων, η κάθε μία εκ των οποίων υπολογίζεται από ένα βασικό ή μητρικό κυματίδιο, $\psi(x)$. Η πρώτη παράμετρος a , αντιστοιχεί σε μια διαστολή ή συμπίεση του μητρικού κυματιδίου, που γενικά αναφέρεται ως κλίμακα. Η δεύτερη παράμετρος b , καθορίζει μια μετατόπιση του μητρικού κυματιδίου κατά μήκος του x -πεδίου. Σε μαθηματικούς όρους,

$$W_f(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \overline{\psi \frac{x-b}{a}} dx \quad (5)$$

όπου $a \in R^+, b \in R$. Στη βιβλιογραφία, η σχέση (5) γενικά αναφέρεται ως συνεχής κυματιδιακός μετασχηματισμός (Continuous Wavelet Transform - CWT). Ο συντελεστής $a^{-1/2}$ είναι ένας συντελεστής κανονικοποίησης και περιλαμβάνεται για να εξασφαλιστεί ότι το μητρικό κυματίδιο και κάθε διεσταλμένο κυματίδιο $a^{-1/2}\psi(x/a)$ έχουν την ίδια συνολική ενέργεια [36]. Σαφώς, άλλες κανονικοποιήσεις-ομαλοποιήσεις μπορούν επίσης να επιλεγθούν [67].



Σχήμα 1.7: Γραφική παράσταση κυματιδιακών συναρτήσεων που αντιστοιχούν σε τρεις (3) διαφορετικές τιμές της κλίμακας a της ίδιας μητρικής συνάρτησης συναρτήσεως της ανεξάρτητης μεταβλητής x .

Ένα παράδειγμα κυματιδιακών συναρτήσεων παρουσιάζεται στο Σχ. 1.7, για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου κλίμακας a . Εξαιτίας της κλιμάκωσης, όλες οι συναρτήσεις κυματιδίων παρουσιάζουν τον ίδιο αριθμό κύκλων στην x -υποστήριξη του μητρικού κυματιδίου. Προφανώς, οι χωρικές και συχνοτικές ιδιότητες εντοπισμού του κυματιδιακού μετασχηματισμού εξαρτώνται από την τιμή της παραμέτρου a . Καθώς η a προσεγγίζει το μηδέν, το διεσταλμένο κυματίδιο $a^{-1/2}\psi(x/a)$ είναι ιδιαίτερα συγκεντρωμένο στο σημείο $x=0$. Ο κυματιδιακός μετασχηματισμός $W_f(a,b)$, μετά δίνει αυξανόμενη αιχμηρότερη χωρική ανάλυση παρουσιάζοντας τα χαρακτηριστικά μικρής κλίμακας / υψηλής συχνότητας της συνάρτησης $f(x)$, σε διάφορες θέσεις b . Βέβαια, καθώς η a προσεγγίζει το $+\infty$, ο κυματιδιακός μετασχηματισμός $W_f(a,b)$, δίνει αυξανόμενα χονδρική χωρική ανάλυση, παρουσιάζοντας τα χαρακτηριστικά μεγάλης κλίμακας / χαμηλής συχνότητας της συνάρτησης $f(x)$.

Οικογένειες Κυματιδίων

Ένας μεγάλος αριθμός οικογενειών κυματιδίων με διάφορες ιδιότητες είναι διαθέσιμος. Η επιλογή της βέλτιστης οικογένειας για ένα συγκεκριμένο πρόβλημα δεν είναι γενικά μια εύκολη διαδικασία και υπάρχουν ιδιότητες που αποδεικνύονται πιο σημαντικές σε συγκεκριμένα πεδία της εφαρμογής. Για παράδειγμα, η συμμετρία (symmetry) μπορεί να είναι πολύ χρήσιμη για να εμποδίζει την απώλεια φάσης (dephasing) στην επεξεργασία σήματος, ενώ η κανονικότητα (regularity) είναι κρίσιμη για την κατασκευή ομαλών ανακατασκευασμένων σημάτων ή ακριβείς εκτιμήσεις μη γραμμικής παλινδρόμησης. Συμπαγώς δομημένα κυματίδια, είτε στο

πεδίο του χρόνου είτε στο πεδίο της συχνότητας, μπορεί να είναι προτιμητέα για την ενίσχυση της χρονικής ή συχνοτικής ευκρίνειας (resolution). Ο αριθμός των εξαφανιζόμενων ροπών M , δηλαδή ο μέγιστος ακέραιος m για τον οποίο η σχέση:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^m \psi(x) dx = 0 \quad m=0, 1, \dots, M-1 \quad (6)$$

ισχύει, είναι σημαντικός στην επεξεργασία σήματος για συμπίεση, για εντοπισμό βλάβης και για ενίσχυση των ιδιομορφιών (singularities) στις ιδιομορφές ταλάντωσης. Επίσης, σε μερικές περιπτώσεις τα κυματίδια μπορεί να απαιτείται να είναι προοδευτικά - εξελισσόμενα (progressive). Σε μαθηματικούς όρους, αυτό σημαίνει ότι οι μετασχηματισμοί τους Fourier ορίζονται μόνο για θετικές συχνότητες. Δηλαδή:

$$\hat{\Psi}(\omega) = 0 \quad \text{για } \omega < 0 \quad (7)$$

Ο προοδευτικός κυματιδιακός μετασχηματισμός ενός σήματος πραγματικών τιμών $f(x)$ και το αντίστοιχο αναλυτικό σήμα:

$$z_f(x) = f(x) + iH[f(x)] \quad (8)$$

συνδέονται με τη σχέση

$$W_f(\alpha, b) = \frac{1}{2} W_{z_f}(\alpha, b) \quad (9)$$

όπου $H[\bullet]$ συμβολίζει τον τελεστή του μετασχηματισμού Hilbert [67]. Αξίζει να σημειωθεί επίσης ότι αξιοσημείωτη μείωση του υπολογιστικού κόστους επιτυγχάνεται γενικά εάν χρησιμοποιηθούν ορθογώνια κυματίδια στο πεδίο συχνότητας ή στο x -πεδίο.

Οι οικογένειες κυματιδίων μπορούν να χωριστούν σε δυο βασικές κατηγορίες, τις πραγματικές (real) και τις μιγαδικές (complex). Βασικές πραγματικές οικογένειες κυματιδίων είναι τα Ορθοκανονικά Κυματίδια Daubechies, τα Κυματίδια Meyer, τα Κυματίδια “Μεξικάνικου Καπέλου” (Mexican Hat), τα Διορθογώνια (Biorthogonal) Κυματίδια. Πολύ χρησιμοποιούμενες οικογένειες μιγαδικών κυματιδίων είναι τα Αρμονικά (Harmonic) Κυματίδια, τα Μιγαδικά Κανονικά Κυματίδια (Complex Gaussian) και τα Μιγαδικά Κυματίδια Morlet. Τα τελευταία παρουσιάζονται και αναλύονται και εφαρμόζονται εκτενώς στα Κεφάλαια 5 και 6.

1.14.2 Αποδιαμόρφωση με χρήση Μετατοπιζόμενων Μιγαδικών Κυματιδίων Morlet

Ανάμεσα στις πολύμορφες και πολυάριθμες μεθόδους αποδιαμόρφωσης που έχουν προταθεί [54], η πιο καλά καθιερωμένη είναι η μέθοδος που βασίζεται στον μετασχηματισμό Hilbert. Ωστόσο, η μέθοδος αυτή παρουσιάζει δύο βασικά μειονεκτήματα: (i) Καθώς είναι μια μέθοδος που βασίζεται ολοκληρωτικά στην Ανάλυση Fourier, αγνοεί τα τοπικά χρονικά χαρακτηριστικά ενός σήματος και κατά συνέπεια την μεταβολή της κατανομής της ενέργειας στις αλλαγές της συχνότητας από την μια χρονική στιγμή στην άλλη, (ii) Απαιτεί ως ένα σημαντικό βαθμό

χειροκίνητη παρέμβαση από έναν έμπειρο χρήστη ο οποίος επιλέγει τα χαρακτηριστικά της ζώνης διέγερσης που θα χρησιμοποιηθεί.

Με σκοπό να ξεπεραστούν τα μειονεκτήματα αυτά, μια μέθοδος αποδιαμόρφωσης που στηρίζεται στη χρήση Μιγαδικών Μετατοπισμένων Κυματιδίων Morlet (CSMW) έχει προταθεί [51] και στη συνέχεια εφαρμοστεί σε έναν αριθμό διαφορετικών περιπτώσεων [55]. Τα Μιγαδικά Μετατοπισμένα Κυματίδια Morlet παρουσιάζουν έναν αριθμό πλεονεκτημάτων έναντι των άλλων παρόμοιων μεθόδων.

Πρώτον, καθώς τα Κυματίδια Morlet είναι διαμορφωμένα στο πεδίο του χρόνου από ένα Κανονικού (Gaussian) σχήματος χρονικό παράθυρο (και για το λόγο αυτό είναι επίσης γνωστά ως κυματίδια Gabor), παρουσιάζουν την βέλτιστη ευκρίνεια (resolution) ταυτόχρονα στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας [25].

Δεύτερον, συγκρινόμενα με τον Διακριτό Κυματιδιακό Μετασχηματισμό (Discrete Wavelet Transform - DWT), επιτρέπουν τον συνεχή (και κατά συνέπεια και πιο ακριβή) υπολογισμό τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας. Επιπλέον, δεν σχετίζονται με φαινόμενα φασματικής διαρροής [56]. Επίσης θα πρέπει να σημειωθεί ότι ενώ ο Συνεχής Κυματιδιακός Μετασχηματισμός (Continuous Wavelet Transform - CWT) θεωρείται υπολογιστικά πιο απαιτητικός σε σχέση με τον Διακριτό Κυματιδιακό Μετασχηματισμό [51], [57] άλλοι σχετικοί αλγόριθμοι [58] μπορούν να ξεπεράσουν το μειονέκτημα αυτό ως έναν αξιοσημείωτο βαθμό.

Τρίτον, σε αντίθεση με την κλασική αναπαράσταση πραγματικών αριθμών του Κυματιδιακού Μετασχηματισμού Morlet [59], τα Μιγαδικά Μετατοπισμένα Κυματίδια Morlet οδηγούν σε μιγαδικούς κυματιδιακούς συντελεστές στο πεδίο του χρόνου, επιτρέποντας κατά συνέπεια τον απευθείας υπολογισμό της περιβάλλουσας του σήματος από το πλάτος των κυματιδιακών συντελεστών, με τρόπο παρόμοιο με τον κλασικό Μετασχηματισμό Hilbert.

Τέλος, σε αντίθεση με την κλασική αρχή της κλιμάκωσης του κυματιδίου στο πεδίο του χρόνου ή της συχνότητας, το οποίο επιτρέπει την αναγνώριση μόνο μίας παραμέτρου, της κυματιδιακής κλίμακας [60], η αρχή της μετατόπισης του κυματιδίου Morlet στο πεδίο της συχνότητας [61], [51] επιτρέπει την ταυτόχρονη βέλτιστη επιλογή και των δύο κυματιδιακών παραμέτρων που είναι απαραίτητες για την αναγνώριση του ως ένα κατάλληλο φίλτρο στο πεδίο της συχνότητας: Την Κεντρική Συχνότητα (Center Frequency) και το Εύρος (Bandwidth).

Σχετικά με την βέλτιστη επιλογή των δύο προαναφερθεισών παραμέτρων, ένας αριθμός προσεγγίσεων έχει προταθεί. Μια προσέγγιση για την επιλογή του Συντελεστή Σχήματος (Shape Factor) του κυματιδίου Morlet (που σχετίζεται άμεσα με το εύρος του σήματος) ελαχιστοποιώντας με έναν τρόπο την Εντροπία του σήματος προτάθηκε στο [59]. Συμπληρωματικά ή σε συνδυασμό με την εντροπία, ο Δείκτης Κορυφής προτείνεται επιπροσθέτως στο [51] για την επιλογή του εύρους στο πρώτο βήμα και ο αριθμός των αιχμών του κυματιδιακού πλάτους που ξεπερνούν ένα όριο προτείνεται διαδοχικά για την επιλογή της Κεντρικής Συχνότητας. Η μεγιστοποίηση της Κύρτωσης παρουσιάζεται στο [62] για την ταυτόχρονη βέλτιστη επιλογή της κυματιδιακής κλίμακας και του κυματιδιακού Συντελεστή Σχήματος

(Shape Factor). Η ελαχιστοποίηση της Εντροπίας χρησιμοποιείται σε πρώτο βήμα ως κριτήριο για την επιλογή του Κυματιδιακού Συντελεστή Σχήματος (Wavelet Shape Factor) στο [63]. Ένας Δείκτης Εξομάλυνσης (Smoothness Index factor) προτείνεται στο [64] για την ταυτόχρονη βέλτιστη επιλογή των δύο παραμέτρων του φίλτρου. Μια προσέγγιση που συνδυάζει την Ενέργεια και την Κύρτωση χρησιμοποιήθηκε στο [60] για την επιλογή της κυματιδιακής κλίμακας, ενώ η Πολυπλοκότητα (Complexity) χρησιμοποιείται στη συνέχεια για την εκτίμηση της σοβαρότητας της βλάβης. Ένας συνδυασμός της Τεχνικής Αφαίρεσης Φάσματος (Spectral Subtraction Technique) με τον Δείκτη Εξομάλυνσης της [64] προτάθηκε στο [64] για την διαδοχική επιλογή της Κλίμακας και του Εύρους.

Κεφάλαιο 2

Βιβλιογραφική ανασκόπηση και συμβολή της παρούσας διατριβής

2.1 Ανασκόπηση μεθόδων εύρεσης της στιγμιαίας συχνότητας

Αναδρομή στην εύρεση στιγμιαίας συχνότητας αξόνων μηχανημάτων

Η τιμή της στιγμιαίας ταχύτητας των περιστρεφόμενων μηχανημάτων υπό χρονικά μεταβαλλόμενη ταχύτητα και / ή συνθήκες φορτίου είναι ζωτικής σημασίας για μια μεγάλη ποικιλία μηχανικών εφαρμογών, συμπεριλαμβανομένης της παρακολούθησης της κατάστασης της μηχανής, τον έλεγχο σε πραγματικό χρόνο κ.λπ. Ωστόσο, η μέτρηση της ταχύτητας περιστροφής δεν είναι πάντα δυνατή, είτε λόγω των δύσκολων συνθηκών περιβάλλοντος, ή λόγω προβλημάτων προσβασιμότητας στους άξονες της μηχανής. Στην περίπτωση αυτή, η στιγμιαία ταχύτητα περιστροφής μπορεί να ανακτηθεί εμμέσως από μετρήσεις δονήσεων. Προς αυτόν το στόχο, μπορεί να εφαρμοστεί ένας αριθμός μεθόδων, που έχουν αναπτυχθεί για την εκτίμηση της στιγμιαίας συχνότητας (IF - Instantaneous Frequency).

Μία προσέγγιση για την εκτίμηση της στιγμιαίας συχνότητας είναι να διατυπωθεί ως προσαρμοστικό πρόβλημα εκτίμησης της τοπικής συχνότητας. Ο βρόχος κλειδώματος φάσης (PLL) παρακολουθεί τη φάση που διαμορφώνει τη συχνότητα του σήματος (FM) και εμπίπτει στην κατηγορία αυτή. Ο PLL αποδιαμορφώνει το εισερχόμενο σήμα βασικής ζώνης όπου φιλτράρεται, και η έξοδος τροφοδοτείται πίσω στο αποδιαμορφωμένο στάδιο. Ο Snyder δημιούργησε έναν εκτιμητή που βασίζεται σε ένα μη γραμμικό κριτήριο ελαχίστων τετραγώνων, και μια γραμμική προσέγγιση αυτού του εκτιμητή [30]. Έδειξε ότι η γραμμική προσέγγιση μειώνεται όπως στον PLL στη στατική περίπτωση.

Μια άλλη μορφή της προσαρμοστικής εκτίμησης IF, βασίζεται στη μοντελοποίηση των δεδομένων ως γραμμική προβλεπτική διαδικασία. Μια μέθοδος η οποία χρησιμοποιείται για αυτόν τον τύπο εκτίμησης είναι ο αλγόριθμος LMS. Ο Griffith πρότεινε έναν αρκετά απλό προσαρμοστικό αλγόριθμο εκτίμησης ο οποίος βασίζεται στην εύρεση της κορυφής μιας γραμμικής πρόβλεψης σύντομου χρόνου που βασίζεται σε μια φασματική εκτίμηση [72]. Ωστόσο, επειδή ο αναδρομικός αλγόριθμος είναι εγγενώς μια διαδικασία παρακολούθησης, δεν είναι σε θέση να ανταποκριθεί σε πολύ γρήγορες αλλαγές και σε θορυβώδη περιβάλλοντα. Ως εκ τούτου, η εκτίμηση παρουσιάζει σημαντική ευαισθησία στο θόρυβο. Τέλος, ο εκτιμητής που βασίζεται στο RLS προσαρμοστικό φίλτρο έχει επίσης προταθεί [32]. Ο αλγόριθμος RLS είναι μια τεχνική η οποία μοντελοποιεί τα δεδομένα ως γραμμική ακολουθία πρόβλεψης και αναπροσαρμόζει τους συντελεστές γραμμικής πρόβλεψης

με κάθε νέο δείγμα δεδομένων. Το πλεονέκτημα του αλγορίθμου RLS είναι η ταχύτητα της σύγκλισης και η αντοχή στο θόρυβο για σήματα με χαμηλά επίπεδα ενέργειας.

Ο Kwok έχει αναπτύξει μια αναπαράσταση χρόνου-συχνότητας (TFR) χρησιμοποιώντας ένα προσαρμοζόμενο, μικρής διάρκειας μετασχηματισμό Fourier (ASTFT) [74]. Ο αλγόριθμος κατασκευάστηκε στο πλαίσιο ενός στατιστικού πλαισίου ανίχνευσης και εκτίμησης και ήταν μια προσέγγιση μέγιστης πιθανότητας (MLSE), σε τμήματα της εκτίμησης IF. Τα διαφορετικά παράθυρα χρησιμοποιούνται σε κάθε χρονική στιγμή για να επιτευχθεί μια καλή αναπαράσταση χρόνου-συχνότητας TFR. Ο κανόνας προσαρμογής είναι ένα γενικευμένο τεστ πιθανοτήτων (GLRT) με βάση το μετασχηματισμό Fourier σύντομου χρόνου, STFT. Στη συνέχεια, ένας πρόσθετος αλγόριθμος παρακολούθησης χρησιμοποιήθηκε για να παρέχει για πρόσθετη βελτίωση σε σχέση με τον ASTFT.

Ο Sharman κ.α. [75], πρότειναν έναν εκτιμητή που βασίζεται σε χρονικά μεταβαλλόμενα AR μοντέλα των δεδομένων σήματος. Η προτεινόμενη διαδικασία εκτίμησης AR έλαβε υπόψη το σήμα μη-στασιμότητας. Ο υπολογισμός της IF, ελήφθη από τις ρίζες του χρονικά μεταβαλλόμενου πολυώνυμου AR με τον ίδιο τρόπο όπως και η συχνότητα προέρχεται από τη στατική συνάρτηση μεταφοράς. Η ακρίβεια που επιτεύχθηκε ήταν δυστυχώς μικρότερη από τη στατική περίπτωση, λόγω του γεγονότος ότι είναι δύσκολο να ληφθούν καλές στιγμιαίες εκτιμήσεις της συνδιακύμανσης. Μια παρόμοια προσέγγιση έχει προταθεί και από τον Lau κ.α. [85].

Μια βελτίωση της εκτίμησης IF μπορεί να επιτευχθεί αν κάποιες εκ των προτέρων πληροφορίες σχετικά με το ποσό της μεταβολής της συχνότητας είναι διαθέσιμη. Ένας τρόπος (εκ των υστέρων) για να εντοπιστούν αυτές οι πληροφορίες είναι με κατανομές πιθανοτήτων σε διάφορες παραμέτρους της IF. Μια τεχνική είναι να μοντελοποιηθεί μια εκτίμηση IF ως μια αλυσίδα Markov στην οποία υπάρχει μια σταθερή κατανομή πιθανοτήτων που σχετίζονται με την αλλαγή από το ένα σημείο στο επόμενο. Η βέλτιστη IF είναι αυτή που κάνει την πραγματική ακολουθία των IF να έχει πιθανότερα συμβεί. Μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση ενός αλγορίθμου Hidden Markov Modeling (HMM). Αυτό το είδος της μέγιστης εκ των υστέρων (MAP) προσέγγισης IF εφαρμόζεται σε φασματογραφήματα που βασίζονται σε εκτιμήσεις για τα σήματα ενός συστατικού [76].

Η κατανομή Wigner-Ville (WVD), προτάθηκε ως μία τεχνική εκτίμησης IF. Οι Rao και Taylor [77] έδειξαν ότι η αιχμή της WVD που βασίζεται στην εκτίμηση IF είναι η βέλτιστη για γραμμικά σήματα FM με χαμηλά έως μέτρια περιβάλλοντα θορύβου. Ο Wong [78] ερεύνησε επίσης την χρήση αυτού του εκτιμητή και συγκρίθηκε η απόδοσή του με τον Cramer-Rao (CR) εκτιμητή για συνεχώς μεταβαλλόμενη συχνότητα. Αν και η μέθοδος εύρεσης κορυφής WVD έχει αποδειχθεί ότι είναι ο βέλτιστος εκτιμητής IF για γραμμικά σήματα FM, αντιμετωπίζει πρόβλημα σε περιπτώσεις χαμηλού θορύβου στο σήμα. Για το λόγο αυτό, η χρήση του cross Wigner-Ville (XWVD) έχει επίσης προταθεί ως εκτιμητής IF [79]. Μια παρόμοια ιδέα, με βάση τον Short Scale Transform, προτείνεται από τον Combet [84].

Ένας άλλος τύπος εκτιμητή IF που μπορεί να χρησιμοποιηθεί, βασίζεται στην τεχνική φίλτραρίσματος Kalman. Αυτός ο τύπος περιγράφεται στα [80], και [86]. Το φίλτρο Vold-Kalman είναι χρονομεταβλητό και οδηγεί σε ένα πρόβλημα ελαχίστων τετραγώνων. Ο συγγραφέας προτείνει την off line επεξεργασία, χρησιμοποιώντας τη μέθοδο επεξεργασίας των συζυγών παραγώγων. Επίσης παρουσιάζονται οι παράμετροι επιλογής για το πλάτος του φίλτρου και ο χρόνος μετάβασης του πρώτου και δεύτερου φίλτρου τάξης. Σχετικό μοντέλο που βασίζεται σε επεκτάσεις, οι οποίες κάνουν χρήση ενός αναδρομικού αλγόριθμου ελαχίστων τετραγώνων, προτείνονται από τον Bai [82] και [83].

Ο Pedersen [89] μορφοποίησε το πρόβλημα της εκτίμησης και παρακολούθησης της θεμελιώδους συχνότητας ενός περιοδικού σήματος με Bayesian στατιστικούς όρους. Η κατανομή της θεμελιώδους συχνότητας υπολογίζεται ρυθμιζόμενο συνεχώς στις μετρήσεις των δεδομένων και σε ένα αρμονικό μοντέλο του σήματος. Αρχικά, τα δεδομένα διαχωρίζονται σε διαστήματα με επικαλυπτόμενες εγγραφές. Στη συνέχεια, γίνεται ο υπολογισμός της στατιστικής κατανομής για κάθε διάστημα. Η αξιοπιστία της μεθόδου καταδείχθηκε μέσα από μια σειρά πειραματικών δεδομένων. Από τα αποτελέσματα φαίνεται πως η μείωση της παλινδρόμησης των χρονικών αποτελεσμάτων σε μια ασταθή καμπύλη στιγμιαίας συχνότητας καταλήγει σε μια πιο χονδρική ανάλυση της συχνότητας.

Στο Κεφάλαιο 3 προτείνεται μία παραμετρική μέθοδος (Harmonic Signal Decomposition - HARD) [33], για την εκτίμηση της στιγμιαίας ταχύτητας περιστροφής, η οποία ανήκει στην κατηγορία των μεθόδων που βασίζονται στην επεξεργασία σήματος με βάση τις ιδιοτιμές. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα των παραμετρικών μεθόδων σε σύγκριση με τις μεθόδους που βασίζονται στο πεδίο των συχνοτήτων ή του χρόνου- συχνότητας [87], είναι η αυξημένη ανάλυσή τους και το μειωμένο υπολογιστικό κόστος τους. Επιπλέον, το πλεονέκτημα των παραμετρικών μεθόδων με βάση τις ιδιοτιμές σε σχέση με άλλες παραμετρικές μεθόδους (AR, ARMA, Prony, κλπ) είναι η αυξημένη αποτελεσματικότητά τους στην ανίχνευση αρμονικών συνιστωσών, ειδικά σε θορυβώδη περιβάλλοντα. Τέλος, η προτεινόμενη υλοποίηση της μεθόδου, η οποία οδηγεί σε μια λύση κλειστού βρόγχου, απαιτεί μειωμένη υπολογιστική ισχύ, κάτι που σημαίνει μέχρι και την on-line εφαρμογή της μεθόδου. Τα κριτήρια για την επιλογή των βασικών παραμέτρων της μεθόδου, δηλαδή η συχνότητα δειγματοληψίας και το μήκος του σήματος, αναλύονται, σε σχέση με το επίπεδο θορύβου του σήματος.

Η αποτελεσματικότητα της μεθόδου δοκιμάζεται σε προσομοιωμένα σήματα και σε μετρήσεις κραδασμών κατά την εκκίνηση και τον τερματισμό. Σύμφωνα με τις περιπτώσεις δοκιμών που παρέχονται, η μέθοδος μπορεί να παρακολουθεί αποτελεσματικά τη μεταβολή της ταχύτητας των περιστρεφόμενων μηχανημάτων. Επιπλέον, ένας αριθμός σχετικών τεχνικών δοκιμάζονται και συγκρίνονται. Περιλαμβάνουν το μετασχηματισμό Hilbert και το Short-Time Fourier Transform (STFT). Η προτεινόμενη προσέγγιση συνδυάζει την αποτελεσματικότητα μιας αρκετά απλής μεθόδου που είναι σε θέση να εφαρμοστεί ακόμη και on-line, με ακρίβεια τουλάχιστον ίση με τις μεθόδους που δοκιμάστηκαν.

Η εκτίμηση της IF έχει αποτελέσει θέμα εντατικών ερευνών, λόγω της

σημασίας της σε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών, όπως οι επικοινωνίες, τα ραντάρ, η επεξεργασία λόγου, η σειсмоγραφία, οι βιοϊατρικές εφαρμογές κ.λπ. Ως αποτέλεσμα, ένας αριθμός προσεγγίσεων έχουν προκύψει, όπως ο βρόχος κλειδώματος φάσης (PLL) και κοντινές παραλλαγές του [86], IF αλγόριθμους προσαρμοστικής εκτίμησης [32], [72], κλπ. Σύμφωνα με τον Boashash [92], [93], οι αλγόριθμοι εκτίμησης IF μπορούν να ομαδοποιηθούν ως μέθοδοι διαχωρισμού φάσης, μεθόδους προσομοίωσης σήματος, μεθόδους προσομοίωσης φάσης και μεθόδους αναπαράστασης χρόνου-συχνότητας (Time Frequency representation - TFR).

Μεταξύ αυτών των κατηγοριών με μεθόδους εκτίμησης IF, οι μέθοδοι που βασίζονται σε TFR έχουν προσελκύσει μεγάλη προσοχή, δεδομένου ότι μπορούν να παράγουν πιο αξιόπιστα και πιο ισχυρά αποτελέσματα σε συνθήκες θορύβου. Τυπικές μέθοδοι στην ευρεία κατηγορία TFD περιλαμβάνουν το προσαρμοζόμενο σύντομου χρόνου μετασχηματισμό Fourier (STFT) [74], την κατανομή Wigner-Ville και τις παραλλαγές της [30], [77], [106], [113], την Chirplet Transform (CT) [85], [89], το σύντομου χρόνου μετασχηματισμό [84] και τον κυματιδιακό μετασχηματισμό Wavelet [100]. Άλλες ενδιαφέρουσες προσεγγίσεις περιλαμβάνουν τα μοντέλα Hidden Markov (HMM) [76], τις τεχνικές φιλτραρίσματος Kalman, [78], [80], [83], ή τις μεθόδους που διατυπώθηκε στη Bayesian στατιστική από τον Pedersen [106].

Ωστόσο, σε ορισμένες εφαρμογές, απαιτείται μία αυξημένη ανάλυση στο πεδίο του χρόνου, σε σύγκριση με εκείνο που προσφέρεται από τις παραπάνω μεθόδους. Οι εφαρμογές αυτές περιλαμβάνουν τα σήματα στο πεδίο του χρόνου με απότομες μεταβολές, όπως οι ρωγμές, οι ασυνέχειες στα συνεργαζόμενα μέρη, η ολίσθηση ή οι ταχείες διακυμάνσεις στην ταχύτητα περιστροφής. Μια πολύ γνωστή προσέγγιση προς αυτή την κατεύθυνση είναι η Αλγόριθμος Διαχωρισμού Ενεργειακής Διαχείρισης (EOSA) και η ψηφιακή εκδοχή της (DESA, Αλγόριθμος Διακριτού Ενεργειακού Διαχωρισμού), που έχει προταθεί από το Μαραγκό [74]. Η προσέγγιση αυτή βασίζεται στο συντελεστή του Teager-Kaiser με το όνομα μη γραμμικός διαφορικός συντελεστής ενέργειας (TEO) [101], ο οποίος είναι σε θέση να παρακολουθεί την ενέργεια των απλών αρμονικών ταλαντωτών. Ωστόσο, οι προκαταρκτικές εφαρμογές αυτού του αλγορίθμου στις αποκρίσεις των μηχανικών συστημάτων [99], έχουν εμφανίσει αυξημένη ευαισθησία του αλγορίθμου.

Εναλλακτικά, μπορούν να εφαρμοστούν παραμετρικές προσεγγίσεις [103], για τον υπολογισμό της στιγμιαίας ταχύτητας περιστροφής, δεδομένου ότι το μεγάλο πλεονέκτημα των παραμετρικών μεθόδων σε σχέση με τις μεθόδους που βασίζονται στο πεδίο της συχνότητας ή του χρόνου-συχνότητας, είναι η αυξημένη ανάλυση τους.

Η εκτίμηση της στιγμιαίας συχνότητας ενός σύνθετου αρμονικού μη στάσιμου σήματος είναι καίριας σημασίας σε όλες τις εφαρμογές επεξεργασίας σήματος που περιλαμβάνονται σε εφαρμογές απεικόνισης κατάστασης, ανάλυσης ιδιομορφών και ελέγχου σε πραγματικό χρόνο. Για τον λόγο αυτό έχει υπάρξει διεξοδική έρευνα από τον Boashash [113], [114] ο οποίος συνέβαλε ανακεφαλαιώνοντας την υπάρχουσα βιβλιογραφία σχετικά με την εκτίμηση της στιγμιαίας συχνότητας. Γενικά οι μέθοδοι αυτές μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε πέντε ομάδες: εκτίμηση βασισμένη α) στη διαφορά φάσης, β) στη διεύλεση του μηδενός γ) γραμμικής πρόβλεψης φίλτρου δ) στα σημεία της κατανομής χρόνου – συχνότητας (TFDs) και ε) στα μέγιστα των

κατανομών (TFDs). Μια ακόμη αναλυτική παρουσίαση μπορεί να βρεθεί στις αναφορές [115], [116]. Εκεί συναντούμε μεθόδους μεγάλης αποτελεσματικότητας για μη-σύνθετα σήματα που αποτελούν παραλλαγές των μεθόδων των διανυσματικών υποχώρων. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον υπάρχει στη μέθοδο του μετασχηματισμού κυματιδίου [116] λόγω των πολλών συγκριτικών πλεονεκτημάτων που παρουσιάζει.

Παράλληλα, μεγάλη πρόοδος έχει επιτευχθεί στο πεδίο των παραμετρικών μεθόδων εκτίμησης σε σύνθετα σήματα. Ανάμεσα σε άλλες, κάποιες αρκετά γνωστές μέθοδοι είναι η MUSIC [117], η ESPRIT [118], η ‘ελάχιστη κατανομή’ [119], η επιβεβαίωση προτύπων με βάση βιβλιοθήκες κυματιδίων [120], ο διαχωρισμός ενεργειακού τελεστή (EOSA) [121], ο περιοδικός αλγεβρικός διαχωρισμός και ο ενεργειακός αποδιαμορφωτής (PASED) [122]. Ακόμη, μέθοδοι γενικού σκοπού μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον ίδιο σκοπό, όπως η μέθοδος αυτοπαλινδρόμησης κινητού μέσου όρου (ARMA) [123], [124], η μέθοδος εμπειρικής αποδιαμόρφωσης [125] και κατάλληλες προεκτάσεις του μετασχηματισμού Hilbert [126], [127].

Παρόλο που μια μεγάλη ποικιλία μεθόδων έχει προταθεί, κάποια βασικά προβλήματα από την εφαρμογή αυτών των μεθόδων παραμένει. Όπως έχει δείχθει [115], η μεγάλη συχνότητα δειγματοληψίας σε σχέση με τον θόρυβο μπορεί να οδηγήσει σε λάθη, ακόμα και καλά τεκμηριωμένες μεθόδους. Επομένως η συχνότητα δειγματοληψίας πρέπει να επιλέγεται κατάλληλα σε σχέση με τον θόρυβο του σήματος καθώς και με το συχνοτικό περιεχόμενο του σήματος – μια δυσκίνητη διαδικασία στην περίπτωση συνιστωσών μεγάλου εύρους. Στην περίπτωση δε που τα συστατικά του σήματος είναι περισσότερα από ένα, διάφορες αιχμές εμφανίζονται στη χρονική εκτίμηση της συχνότητας, οι οποίες μοιάζουν με ακραίες τιμές ή με τυχαίο θόρυβο και μπορούν να θεωρηθούν ως τέτοια. Η πραγματική φύση των φαινομένων αυτών μπορεί να γίνει αντιληπτή με προσεκτική ανάλυση των αναλυτικών μεθόδων όπως αυτά περιγράφονται στο Παράρτημα Α του [129]. Παρόλο που έχουν προταθεί τρόποι εξομάλυνσης των φαινομένων αυτών [114], το πρόβλημα μπορεί να περιορισθεί αλλά όχι να εξαλειφθεί.

Επομένως ένα ακόμα σύνθετο πρόβλημα προκύπτει το οποίο αφορά την ακριβή εκτίμηση του αριθμού των αρμονικών συστατικών του σήματος. Για τη λύση αυτού υπάρχει μια ποικιλία μεθόδων οι οποίες δεν οδηγούν πάντα στα ίδια συμπεράσματα αλλά η απάντηση διαφοροποιείται ανάλογα με τη μέθοδο αποδιαμόρφωσης που επιλέγεται [130], [131]. Μια ακόμη παράμετρος που κάνει τα πράγματα περίπλοκα, είναι αυτή του χρόνου, καθώς ο αριθμός των συστατικών μπορεί να μεταβάλλεται στο χρόνο – κάτι αναμενόμενο και ενδιαφέρον για μεταβαλλόμενα συστήματα στο χρόνο.

Στη παρούσα εργασία προτείνεται μια μέθοδος εκτίμησης στιγμιαίας συχνότητας, σύνθετων σημάτων, που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των σύνθετων μετατοπιζόμενων κυματιδίων Morlet, με τα πλεονεκτήματα των μεθόδων διανυσματικών υποχώρων. Όπως ανακεφαλαιώνεται [116], τα σύνθετα κυματίδια Morlet συγκεντρώνουν έναν αριθμό πλεονεκτημάτων. Πρώτον, καθώς είναι διαμορφωμένα στο χρονικό πεδίο από ένα χρονικό παράθυρο Γκαουσιανής κατανομής (για το λόγο αυτό γνωστά και ως κυματίδια Gabor), επιτυγχάνουν την

ταυτόχρονη βέλτιστη ανάλυση στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας. Δεύτερον, συγκρινόμενα με το διακριτό κυματιδιακό μετασχηματισμό, επιτρέπουν τη συνεχή (και επομένως πιο ακριβή) προσέγγιση στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας. Επιπλέον, δεν παρουσιάζουν φαινόμενα φασματικής διαρροής. Τρίτον, σε αντίθεση με την ‘παραδοσιακή’ αναπαράσταση πραγματικών αριθμών του κυματιδιακού μετασχηματισμού Morlet, τα σύνθετα κυματίδια Morlet καταλήγουν σε σύνθετους συντελεστές που επιτρέπουν τον απ’ ευθείας ταυτόχρονο υπολογισμό της στιγμιαίας συχνότητας και του στιγμιαίου πλάτους. Τέταρτον, η υιοθέτηση της ‘ολίσθησης’ των κυματιδίων στο συχνοτικό πεδίο, επιτρέπει την αναγνώριση δύο παραμέτρων – της κεντρικής συχνότητας και του συχνοτικού εύρους. Αντίθετα, η προσέγγιση με παράγοντα κλιμάκωσης δεν επιτρέπει τη βέλτιστη προσαρμογή του κυματιδίου.

Σύμφωνα με την προτεινόμενη μέθοδο, αρχικά υπολογίζεται μια ομάδα μετασχηματισμών από το σήμα, χρησιμοποιώντας μια κυματιδιακή δομή. Κατά κανόνα, δεν υπάρχουν περιορισμοί για τις κεντρικές συχνότητες των κυματιδίων και τα συχνοτικά τους εύρη. Ο αριθμός των κυματιδίων είναι επίσης προς επιλογή, με δεδομένο όμως ότι αυτός θα είναι ίσος ή μεγαλύτερος από τον αριθμό των συστατικών του σήματος. Με αυτό τον τρόπο ο ίδιος αριθμός σύνθετων σημάτων δημιουργείται από το αρχικό σήμα, περιέχοντας τη συχνοτική περιοχή από το εκάστοτε κυματίδιο. Οι παράμετροι του εύρους και της κεντρικής συχνότητας μπορούν να μη συμπίπτουν με τις πραγματικές τιμές του σήματος [116]. Παράλληλα η αντοχή των μεθόδων διανυσματικών υποχώρων στο θόρυβο αποδεικνύεται ανώτερη [115] των μεθόδων TFD, ιδίως στις περιπτώσεις των σύνθετων κυμάτων.

Καθώς είναι δυνατό να συνυπάρχουν πολλά συστατικά του σήματος στην περιοχή που ορίζεται από ένα και μόνο κυματίδιο, προκύπτει η ανάγκη για διαχωρισμό των επιμέρους συστατικών του σήματος. Η δυνατότητα αυτή δίνεται μέσα από τις ιδιότητες των διανυσματικών υποχώρων όλων των επιμέρους σημάτων που δημιουργούνται, μια δυνατότητα παρόμοια με τις σταθερές περιστροφικές ιδιότητες του σήματος [118]. Επομένως, κάθε κατάλληλη μέθοδος υποχώρων μπορεί να χρησιμοποιηθεί γι’ αυτή τη διαδικασία [117], [118], [119].

Σε αντίθεση με τις κλασσικές μεθόδους διανυσματικών υποχώρων που εφαρμόζονται απ’ ευθείας στο χρονικό σήμα, η προτεινόμενη μέθοδος εφαρμόζει την εκτίμηση της στιγμιαίας συχνότητας σε σήματα που έχουν κατάλληλα μεταβεί στο πεδίο της συχνότητας. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η ενίσχυση των χαρακτηριστικών συχνοτικής πληροφορίας του σήματος στο χρόνο, ενώ ανεπιθύμητα χαρακτηριστικά όπως ο θόρυβος μειώνονται.

Παρόμοιας σημασίας είναι το γεγονός ότι η μέθοδος παρέχει ένα τρόπο υπολογισμού τυχόν εναπομεινάντων συστατικών του σήματος. Ο δείκτης που δημιουργείται βασίζεται στη δημιουργία του πίνακα ιδιοτιμών του σήματος. Από εκεί, με ανάλυση ιδιοτιμών του πίνακα προκύπτουν από τους διανυσματικούς υποχώρους του σήματος, τιμές για κάθε συστατικό του σήματος. Οι μη μηδενικές τιμές αντιστοιχούν σε υπαρκτά συστατικά του σήματος. Ακόμη, καθώς οι υπολογισμοί για την εκτίμηση της στιγμιαίας συχνότητας γίνονται για κάθε χρονική

στιγμή, ο δείκτης των ιδιοτιμών εξαρτάται από το χρόνο δίνοντας πληροφορίες για την εξέλιξη των συστατικών στο σήμα.

Το σκεπτικό της προ-επεξεργασίας του χρονικού σήματος με κατάλληλες δομές (φίλτρα) έχει προταθεί και για άλλες εφαρμογές [120], [121], [128]. Κάποιες πρώιμες εφαρμογές [132] δομών με δύο φίλτρα έχουν προταθεί κατά το παρελθόν. Η προτεινόμενη μέθοδος όμως ενσωματώνει τις ιδιότητες των σταθερών περιστροφικών τιμών για την επεξεργασία των αποτελεσμάτων της κυματιδιακής δομής, όπως και τα σύνθετα 'μετατοπιζόμενα' κυματίδια Morlet μεγαλύτερης προσαρμοστικότητας.

Αναδρομή στη διάγνωση ένσφαιρων τριβέων

Σε πολλές εφαρμογές, ο ένσφαιρος τριβέας, ένα ζωτικής σημασίας συστατικό των περιστροφικών μηχανών, αντιμετωπίζει ένα περίπλοκο περιβάλλον εργασίας. Προκειμένου να διασφαλιστούν οι απαιτήσεις της εφαρμογής, η διάγνωση των βλαβών του ένσφαιρου τριβέα, είναι απαραίτητη για να εξασφαλιστεί ότι εργάζεται σε καλή κατάσταση. Απροσδόκητες αποτυχίες προκαλούν πολύ μεγαλύτερες βλάβες των μηχανημάτων. Ως εκ τούτου, είναι εξαιρετικά σημαντικό το γεγονός ότι το σφάλμα μπορεί σωστά και αποτελεσματικά να εξαχθεί από το αρχικό σήμα, το οποίο επηρεάζει επίσης άμεσα τα αποτελέσματα της ταξινόμησης και τη διαγνωστική ακρίβεια. Η διακύμανση των συνθηκών εργασίας οδηγεί συχνά στην αλλαγή των πιο χαρακτηριστικών ζωτικών παραμέτρων και ακόμη και το σύνολο της διαγνωστικής μεθόδου. Η ρύθμιση δε των παραμέτρων της διαγνωστικής μεθόδου σύμφωνα με την κατάσταση λειτουργίας είναι ιδιαίτερα εντατική εργασία και χρονοβόρα. Έτσι, είναι σημαντικό να βρεθεί μια διαγνωστική μέθοδος των εδράνων κύλισης, που μπορεί να εφαρμοστεί σε διαφορετικές συνθήκες εργασίας.

Το σήμα δόνησης των εδράνων κύλισης, χαρακτηρίζεται από μη στασιμότητα, η οποία καθιστά το μετασχηματισμό Fourier ακατάλληλο για την εξαγωγή των χαρακτηριστικών του σήματος. Πολλές μέθοδοι έχουν αναπτυχθεί για να αντιμετωπίσουν αυτό το χαρακτηριστικό και έχουν εφαρμοστεί σε σήματα που προέρχονται από ένσφαιρους τριβείς με φθορά αρχικού σταδίου. Ως μέθοδοι ανάλυσης χρόνου-συχνότητας, ο μετασχηματισμός σύντομου χρόνου Fourier [137] (ενισχυμένη φόρμουλα), η κατανομή Wigner-Ville [138], και ο μετασχηματισμός κυματιδίων [139] μπορεί να επεξεργαστούν ένα μη στάσιμο σήμα. Ωστόσο, όλες έχουν αντίστοιχους περιορισμούς. Για παράδειγμα, λόγω της αρχής της αβεβαιότητας του Heisenberg, η καλύτερη χρονική τοποθεσία και η καλύτερη συχνοτική ανάλυση δεν μπορούν να επιτευχθούν ταυτόχρονα [140], κάτι που περιορίζει την εφαρμογή του μετασχηματισμού σύντομου χρόνου Fourier.

Πιο συγκεκριμένα, ορισμένοι ερευνητές έχουν μελετήσει τη διάγνωση βλαβών των ένσφαιρων τριβέων, κάτω από μεταβλητές συνθήκες εργασίας. Μια προσέγγιση με σημαντικά και ακριβή αποτελέσματα μπορεί να βρεθεί στην πολλά υποσχόμενη μέθοδο [141], όμως η μεταβαλλόμενη ταχύτητα πρέπει να έχει γραμμική σχέση με το χρόνο, ένα σημαντικό συμβιβασμό για τη διάγνωση. Άλλες πρακτικές εφαρμογές, οδηγούν σε ποιοτική ταυτοποίηση και διαχωρισμό [142], αλλά οι συνθήκες αστάθειας δεν περιλαμβάνουν περιπτώσεις με επικάλυψη μεταξύ των αρμονικών του σήματος.

Επίσης, υπάρχουν μερικές επιτυχείς προσπάθειες που απαιτούν ένα «υγιές» σήμα ως αναφορά για τη διάγνωση, όπως φαίνεται στο [143]. Τέλος, στο [144] σε πείραμα που πραγματοποιήθηκε, οι τάξεις του σήματος με το σφάλμα έχουν σωστά εντοπισθεί - με την υποχρεωτική παρουσία όμως ενός ακριβούς γωνιακού κωδικοποιητή.

Προκειμένου να ξεπεραστούν κάποιες αδυναμίες του μετασχηματισμού κυματιδίων, όπως η επιδράσεις της διαρροής ενέργειας, [51], σε αντίθεση με την κλασσική έννοια της "κλιμάκωσης" των κυματιδίων στην κλίμακα χρόνου ή συχνοτήτων, εισάγεται απλά η "ολίσθηση". Η μέθοδος παρουσιάζει τη βέλτιστη ανάλυση ταυτόχρονα στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας. Σε σύγκριση με το Διακριτό μετασχηματισμό Κυματιδίων (DWT), επιτρέπει το συνεχή (και κατά συνέπεια πιο ακριβή) ορισμό των παραμέτρων του και στα δύο πεδία: του χρόνου και της συχνότητας. Ωστόσο, σε αντίθεση με τις κλασσικές μεθόδους διανυσματικών υποχώρων οι οποίες εφαρμόζονται στο ίδιο το σήμα, η μέθοδος προτείνει την εφαρμογή της μεθόδου αφού το σήμα έχει κατάλληλα μετασχηματιστεί από μια κατάλληλη δομή κυματιδίων. Με τον τρόπο αυτό, η απόδοση της προσέγγισης είναι αυξημένη, αφού τα επιθυμητά χαρακτηριστικά χρόνου-συχνότητας του σήματος ενισχύεται, ενώ ταυτόχρονα, οι ανεπιθύμητες συνιστώσες συχνότητας, καθώς και ο θόρυβος, καταστέλλονται.

Ένα άλλο ενδιαφέρον σημείο εμφανίζεται, όταν πολλές συχνότητες συνυπάρχουν στη ζώνη συχνοτήτων ενός ενιαίου κύματος, ή ισοδύναμα, ένα χρονικά εξαρτώμενο συστατικό μεταβλητής συχνότητας διατρέχει διάφορες συχνοτικές ζώνες των κυματιδίων κατά τη διάρκεια του χρόνου. Αναδύεται επομένως το έργο του αποτελεσματικού διαχωρισμού των επιμέρους στιγμιαίων συχνοτήτων. Αυτό γίνεται εφικτό μέσω των σταθερών τριγωνομετρικών ιδιοτήτων του διανυσματικού υποχώρου στο σύνολο των προκύπτοντων σύνθετων σημάτων, μια ιδιότητα αρκετά παρόμοια με τις σταθερές ιδιότητες των διανυσματικών χώρων [118]. Μετά από μερικές βελτιώσεις [147] σε σήματα με σημαντική επικάλυψη, η μέθοδος εξετάζεται περαιτέρω στο Κεφάλαιο 6, όπου ο κύριος στόχος είναι η εφαρμογή σε ελαττωματικά έδρανα κύλισης.

2.2 Συμβολή της παρούσας διδακτορικής διατριβής

Η προτεινόμενη προσέγγιση Αρμονικής Αποδιαμόρφωσης (HARD) για την εύρεση της στιγμιαίας συχνότητας αξόνων μηχανών, αποδεικνύεται αποτελεσματική σε ένα πλήθος δοκιμών στις οποίες υποβάλλεται. Συγκρινόμενη με άλλες μεθόδους παρουσιάζει ακριβέστερα αποτελέσματα ιδιαίτερα όταν η παρουσία του θορύβου αυξάνεται στο σήμα. Η μέθοδος δοκιμάζεται σε στάσιμα και μη σήματα που διαφέρουν ελαφρά ως προς το χρόνο (περίπτωση ρελαντί βενζινοκινητήρα) μέχρι ταχείς μεταβολές όπως αυτές που συμβαίνουν κατά την εκκίνηση και το τερματισμό ηλεκτροκινητήρων.

Το θεωρητικό υπόβαθρο της μεθόδου παρουσιάζεται στην ενότητα 3.1. Η ευαισθησία της μεθόδου σε σχέση με ορισμένες βασικές παραμέτρους και το επίπεδο

θορύβου δοκιμάζεται στην ενότητα 3.2. Τέλος, η αποτελεσματικότητα της μεθόδου επαληθεύεται στις μετρήσεις των κραδασμών κατά την εκκίνηση, τον τερματισμό και κατά τις γρήγορες διακυμάνσεις της ταχύτητας. Σύμφωνα με τις περιπτώσεις δοκιμών που παρασχέθηκαν, η μέθοδος μπορεί να παρακολουθεί αποτελεσματικά την μεταβολή της ταχύτητας σε περιστροφικά μηχανήματα, υποδεικνύοντας μία ανώτερη συμπεριφορά, σε σύγκριση με τον μετασχηματισμό Hilbert και με τον αλγόριθμο DESA.

Στο σημείο αυτό ανέκυψε η ανάγκη για εκτίμηση της στιγμιαίας συχνότητας και στις αρμονικές συχνότητες της βασικής. Σε τέτοιες εφαρμογές, όταν η μετάβαση από τη μία κατάσταση στην άλλη αντιστοιχεί σε ένα μεγάλο εύρος αλλαγής της ταχύτητας εμφανίζεται επικάλυψη μεταξύ των αρμονικών. Για την επίλυση τέτοιων προβλημάτων προτείνεται η μέθοδος των σύνθετων μετατοπιζόμενων κυματιδίων Morlet (CSMW) στην ενότητα 5.2. Προτείνεται αντί για κλιμάκωση και αποκλιμάκωση των κυματιδίων, η χρήση δύο παραμέτρων ορισμού του κυματιδίου. Οι παράμετροι αυτές, το πλάτος και η κεντρική συχνότητα αναλύονται ώστε να επιλέγονται με επιτυχία. Ένα σύνολο κυματιδίων εφαρμόζεται, καλύπτοντας κατάλληλα εύρη στο πεδίο της συχνότητας το οποίο χρησιμοποιείται για να ανακτήσει τις επιμέρους αρμονικές συνιστώσες του σήματος. Αυτή η προσέγγιση βασίζεται στην ίδια περιστροφική προσέγγιση, χρησιμοποιώντας τις ίδιες διανυσματικές ιδιότητες, η οποία αποτελεί τον πυρήνα του γνωστού αλγόριθμου ESPRIT. Συνδυάζει αποτελεσματικά τα πλεονεκτήματα των μεθόδων διανυσματικών υποχώρων με τα πλεονεκτήματα των σύνθετων μετατοπιζόμενων κυματιδίων Morlet. Παρουσιάζει αποτελέσματα τόσο στις περιπτώσεις σύνθετων σημάτων, όσο και στις περιπτώσεις πειραματικών και βιομηχανικών διαδικασιών. Η μέθοδος πετυχαίνει καλές εκτιμήσεις τις στιγμιαίας συχνότητας του σήματος, ενώ παρέχει αποτελεσματικές πληροφορίες για τις συνιστώσες του σήματος ως προς το χρόνο, μέσω της λύσης του προβλήματος των ιδιοτιμών του σήματος.

Τέλος, η μέθοδος CSMW εφαρμόζεται σε σήματα προερχόμενα από έδρανα κύλισης με βλάβη υπό μεταβλητές στροφές λειτουργίας. Ένα χαρακτηριστικό της λειτουργίας των εδράνων κύλισης - η ολίσθηση, δημιουργεί επιπλέον προβλήματα στη διαδικασία της διάγνωσης. Η μέτρηση της με άμεσο τρόπο είναι ιδιαίτερα δύσκολη, κάτι που καθιστά μονόδρομο τις διαδικασίες εκτίμησης. Η μέθοδος ελέγχεται σε μοντέλο προσομοίωσης της βλάβης με εφαρμογή της στην περιβάλλουσα του σήματος του εξεταζόμενου εδράνου. Ανακτάται η στιγμιαία συχνότητα της βλάβης της θεμελιώδους συχνότητας καθώς και των αρμονικών της που εμφανίζονται στο φάσμα. Το πρόβλημα της υπερκάλυψης των συχνοτήτων, εξαλείφεται με προτεινόμενη τεχνική επαν-υπολογισμού ώστε να ανακτηθεί με ακρίβεια η στιγμιαία συχνότητα της βλάβης. Επιπλέον παρέχεται ως εργαλείο επαλήθευσης των αποτελεσμάτων, ένα φάσμα που αντιστοιχεί στο κομμάτι εκείνο του σήματος που αντιστοιχεί στη βλάβη. Τέλος, όπως και σε προηγούμενες εφαρμογές, οι μη μηδενικές τιμές των ιδιομορφών του αντίστοιχου προβλήματος αποσύνθεσης, παρέχουν αποτελεσματικά μέσα για την εκτίμηση του αριθμού των χρονικά εξαρτώμενων αρμονικών συστατικών που περιέχονται στο σήμα.

Κεφάλαιο 3

Παραμετρική μέθοδος για την εκτίμηση της στιγμιαίας ταχύτητας περιστροφής

Μία παραμετρική μέθοδος προτείνεται για την εκτίμηση της στιγμιαίας ταχύτητας περιστροφής, η οποία ανήκει στην κατηγορία των μεθόδων που βασίζονται στην επεξεργασία σήματος με βάση τις ιδιοτιμές. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα των παραμετρικών μεθόδων σε σύγκριση με τις μεθόδους που βασίζονται στο πεδίο των συχνοτήτων ή του χρόνου- συχνότητας, είναι η αυξημένη ανάλυση τους και το μειωμένο υπολογιστικό κόστος τους. Επιπλέον, τα πλεονεκτήματα των μεθόδων ιδιοτιμών σε σχέση με άλλες παραμετρικές μεθόδους, περιλαμβάνουν την ευρωστία τους στο θόρυβο. Η ανάλυση ευαισθησίας για τις βασικές παραμέτρους της προτεινόμενης μεθόδου, η συχνότητα δειγματοληψίας και το μήκος του σήματος, αναλύονται σε σχέση με την ανθεκτικότητα στο θόρυβο. Η αποτελεσματικότητα της μεθόδου αποδεικνύεται σε μετρήσεις δονήσεων από μια διάταξη δοκιμής κατά την εκκίνηση και τον τερματισμό, καθώς και κατά τη διάρκεια μεταβολών της ταχύτητας του κινητήρα μιας μοτοσυκλέτας. Σε σύγκριση με τον μετασχηματισμό Hilbert και το μετασχηματισμό Fourier σύντομου χρόνου (Short-Time Fourier Transform STFT), η προτεινόμενη προσέγγιση παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά, ενώ ταυτόχρονα παρουσιάζει υπολογιστική απλότητα.

3.1 Το θεωρητικό υπόβαθρο της μεθόδου HARD

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:

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

Όπου μια γενίκευση συνάρτησης ιδιοτιμής καταλήγει:

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

Όπου $\alpha^T = [\alpha_1, \dots, \alpha_P]$ είναι ένας πίνακας παραμετρικού μοντέλου όρων α_j , ο Y είναι μια μήτρα ντετερμινιστικών δεδομένων που σχηματίζεται από τα δεδομένα των μετρήσεων:

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

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

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

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:

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

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:

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

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

Ακόμη, στην περίπτωση του λευκού θορύβου η συνάρτηση (9), γίνεται:

$$\begin{bmatrix} Y_{00} & Y_{01} & Y_{02} \\ Y_{01} & Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{02} & Y_{12} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Επομένως, μια αναλυτική λύση του συστήματος προκύπτει στη συνάρτηση (17). Πρώτα, υπολογίζεται η ελάχιστη ρίζα λ_{min} του ακόλουθου πολυωνύμου:

$$\lambda^3 + c_1 \lambda^2 + c_2 \lambda + c_3 = 0 \quad (18)$$

όπου:

$$c_1 = -(Y_{00} + Y_{11} + Y_{22}) \quad (19)$$

$$c_2 = (Y_{00}Y_{11} + Y_{00}Y_{22} + Y_{11}Y_{22}) - (Y_{01}^2 + Y_{02}^2 + Y_{12}^2) \quad (20)$$

$$c_3 = (Y_{00}Y_{12}^2 + Y_{11}Y_{02}^2 + Y_{22}Y_{01}^2) - (Y_{00}Y_{11}Y_{22} + 2Y_{01}Y_{02}Y_{12}) \quad (21)$$

Στη συνέχεια υπολογίζονται οι παράμετροι a_1 και a_2 :

$$a_2 = \frac{Y_{12}(Y_{00} - \lambda_{min}) - Y_{01}Y_{02}}{(Y_{22} - \lambda_{min})Y_{01} - Y_{02}Y_{12}} \quad (22)$$

$$a_1 = \frac{(\lambda_1 - Y_{00}) - a_2 Y_{02}}{Y_{01}} \quad (23)$$

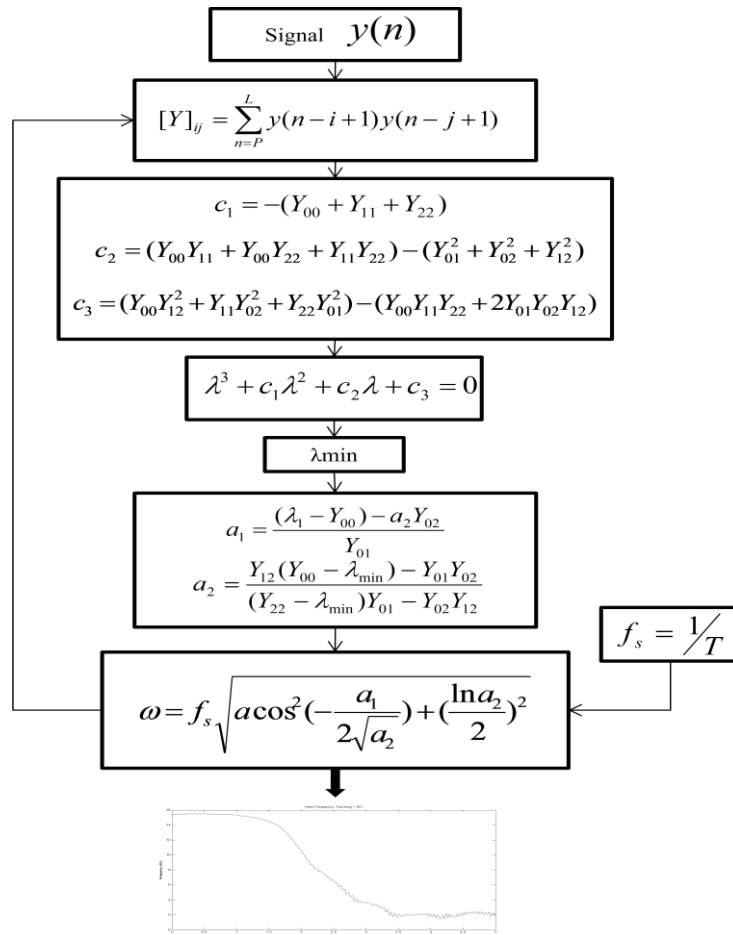
Τέλος, η γωνιακή ταχύτητα ω και ο παράγοντας απόσβεσης ζ υπολογίζονται:

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

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

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

Το διάγραμμα ροής της μεθόδου απεικονίζεται στο Σχ. 3.1. Στη πρακτική της εφαρμογή, ένα σήμα που περιέχει μία μόνο αρμονική συνιστώσα μπορεί να ληφθεί με 'στενό' φίλτράρισμα γύρω από την αναμενόμενη ταχύτητα περιστροφής.



Σχήμα 3.1: Το διάγραμμα ροής της προτεινόμενης μεθόδου.

3.2 Έλεγχος ευαισθησίας παραμέτρων

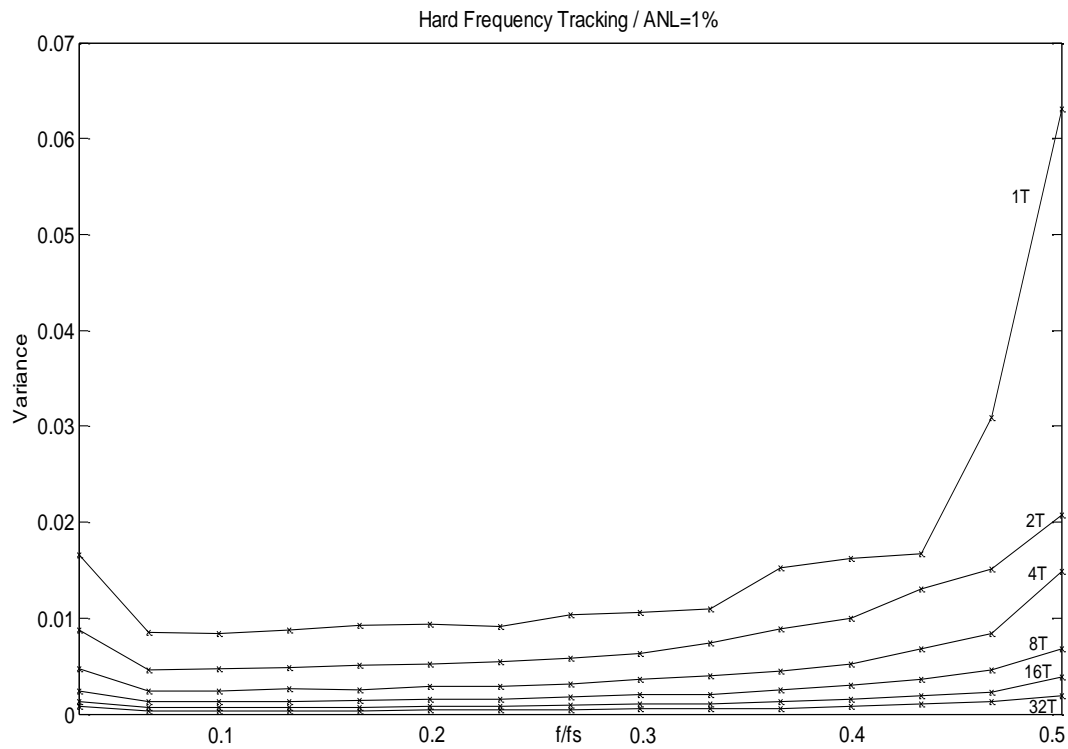
Στην ενότητα αυτή εξετάζεται η ευαισθησία της απόδοσης της μεθόδου σε σχέση με τη διακύμανση των τριών βασικών της παραμέτρων:

- 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 T_d/T της συνολικής διάρκειας του σήματος όπου $T_d=L*T$ (L ακέραιος φυσικός αριθμός) σε σχέση με την αντίστοιχη φυσική περίοδο $T=1/f$.
- γ) Το προστιθέμενο επίπεδο ANL θορύβου.

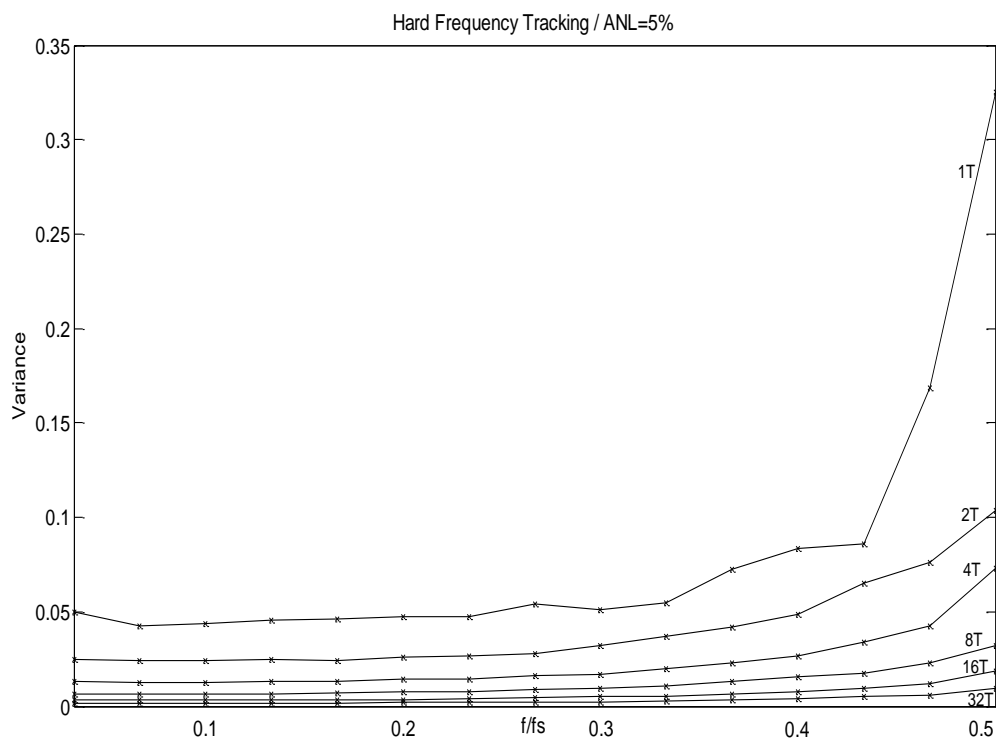
3.2.1 Έλεγχος με χρήση ημιτονοειδούς σήματος

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: $T_d=T, 2T, 4T, 8T, 16T, 32T$. Τέλος λαμβάνονται περιπτώσεις

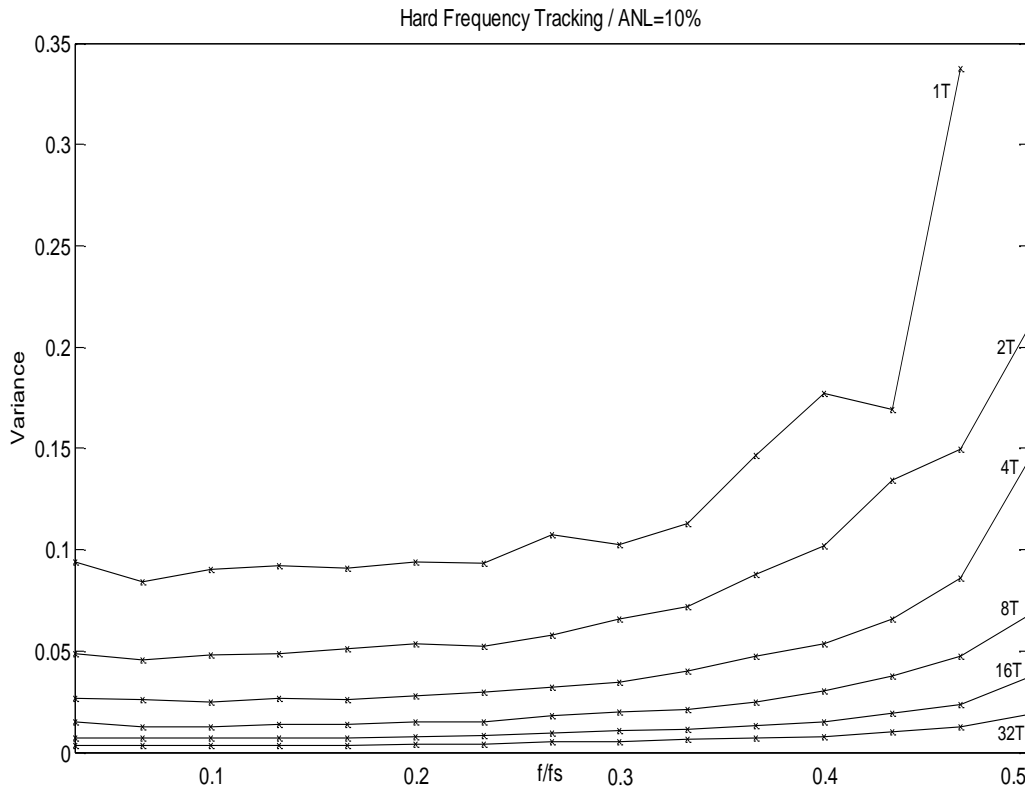
θορύβου ANL ίσες με 1%, 5%, 10%, 15%, 20% και 30%. Η προκύπτουσα διαφορά της υπολογιζόμενης στιγμιαίας συχνότητας παρουσιάζονται στα Σχήματα 3.2 έως 3.7.



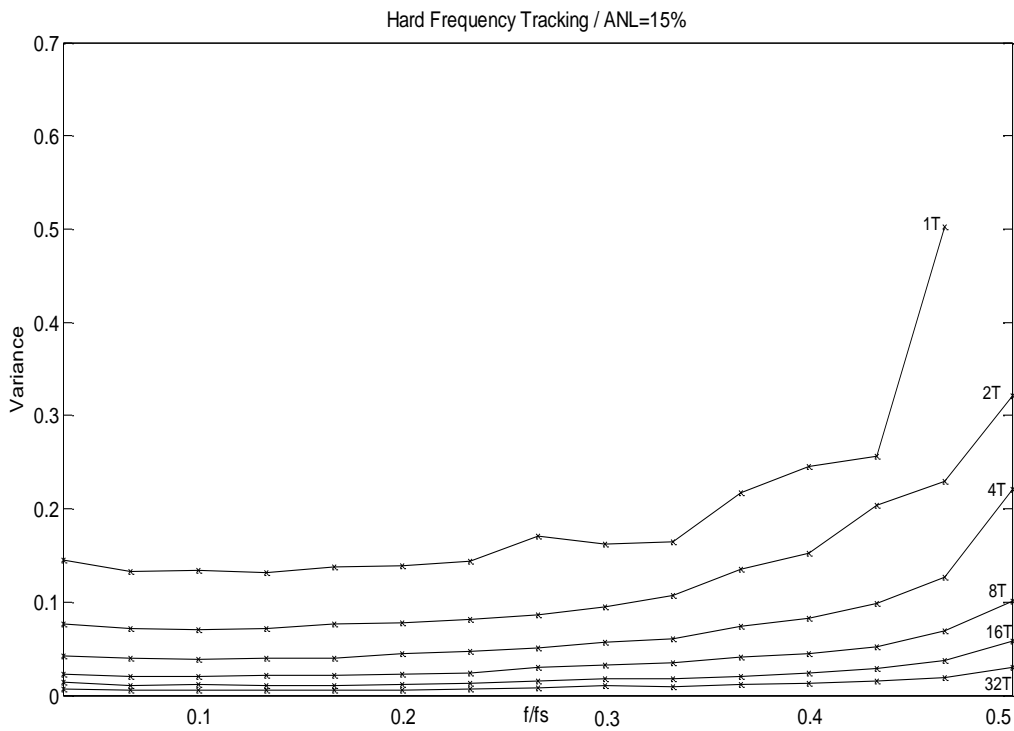
Σχήμα 3.2: Διακύμανση της υπολογιζόμενης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=1%.



Σχήμα 3.3: Διακύμανση της υπολογιζόμενης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=5%.



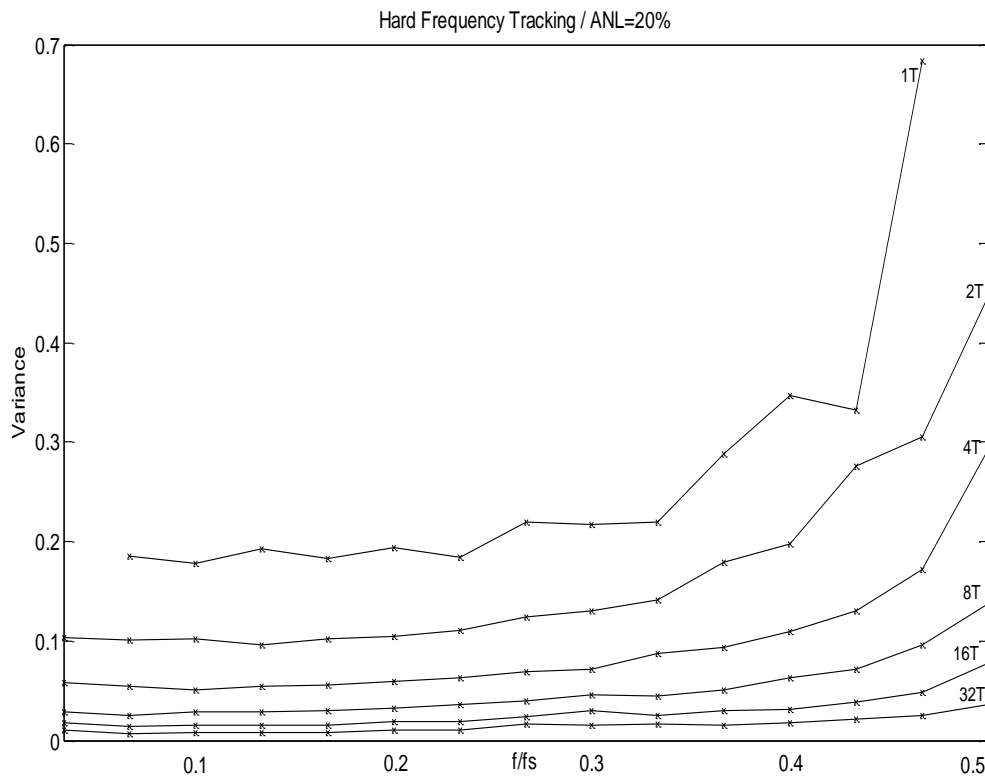
Σχήμα 3.4: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=10%.



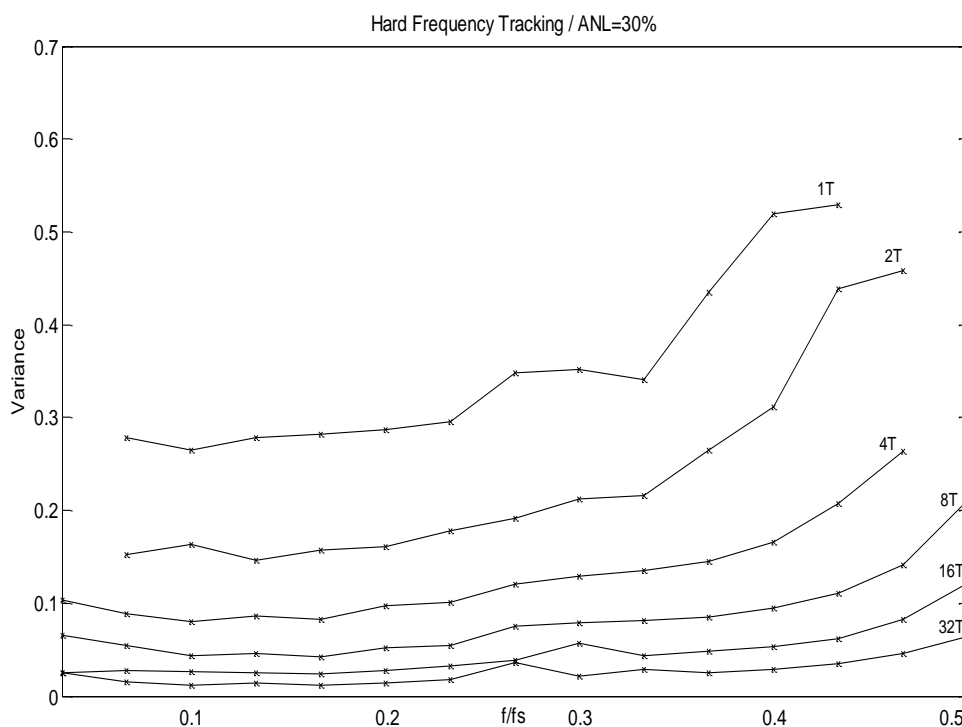
Σχήμα 3.5: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=15%.

Όπως παρατηρείται στο Σχήμα 3.2, 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 T_d . 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 T_D και είναι αμελητέα για την τιμή $\kappa=4$.

Όπως παρατηρείται στα Σχήματα 3.3 έως 3.7, η διακύμανση των καμπυλών αυξάνεται όταν τα σήματα έχουν αλλοιωθεί από τα υψηλότερα επίπεδα θορύβου.



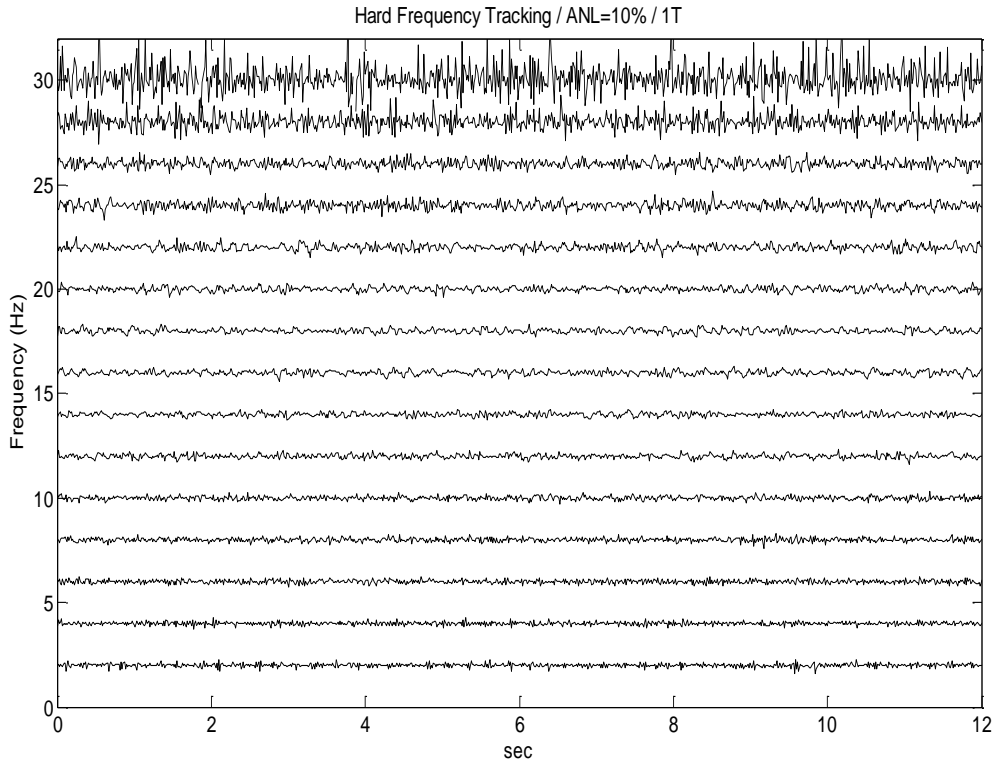
Σχήμα 3.6: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=20%.



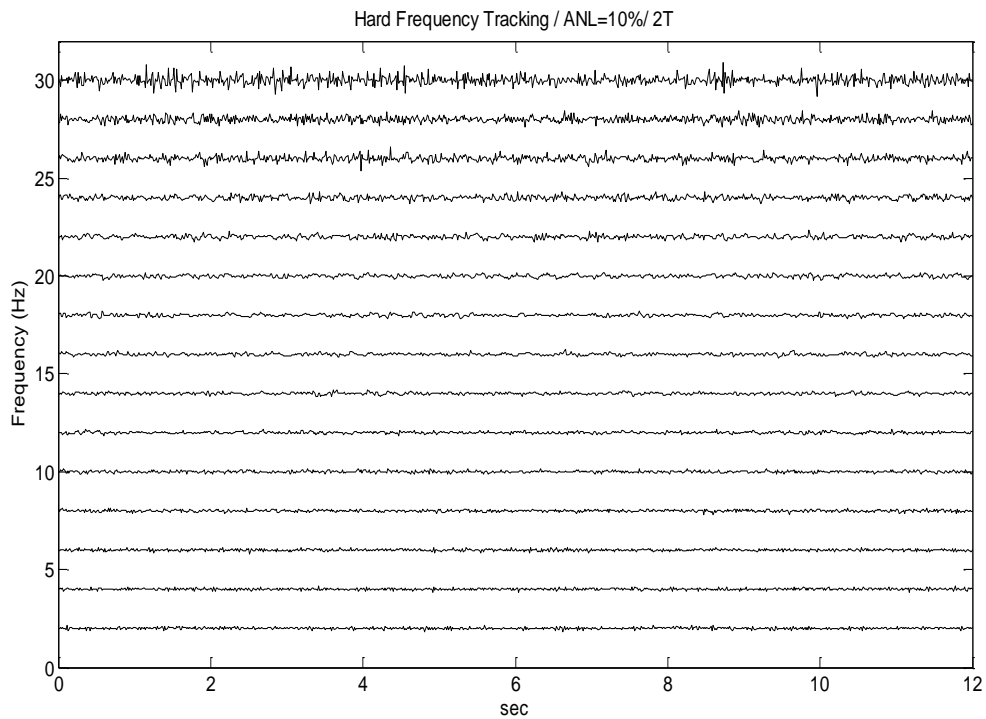
Σχήμα 3.7: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ έως $T_d=32T$ με προστιθέμενο θόρυβο $ANL=30\%$.

Επιπλέον, για μια τιμή θορύβου ANL μεγαλύτερη του 10% , η προσέγγιση με διάρκεια σήματος $T = T_d$ δεν είναι σε θέση να εκτιμήσει με ακρίβεια τη στιγμιαία συχνότητα των σημάτων των οποίων η συχνοτική συνιστώσα είναι κοντά στην συχνότητα Nyquist (Σχήματα 3.3, 3.4 και 3.5). Συνεχίζοντας, τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στα Σχήματα 3.6 και 3.7, δείχνουν ότι ο μεγάλος προσθετικός θόρυβος ($ANL > 20\%$) επηρεάζει την απόδοση της μεθόδου με αρνητικά αποτελέσματα για διάρκειες σήματος μέχρι $T_d = 4T$ για όλο το εύρος του λόγου συχνότητας f/f_s . Για χρονική διάρκεια $T_d > 4T$ η αποτελεσματικότητα και η 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 $T_d = \kappa T$ με $\kappa = 1, 2, 4, 8, 16, 32$. Στο Σχήμα 3.8 εμφανίζεται το αποτέλεσμα για τα 15 ημιτονοειδή σήματα με ANL ίσο με 10% και $T_d = T$.

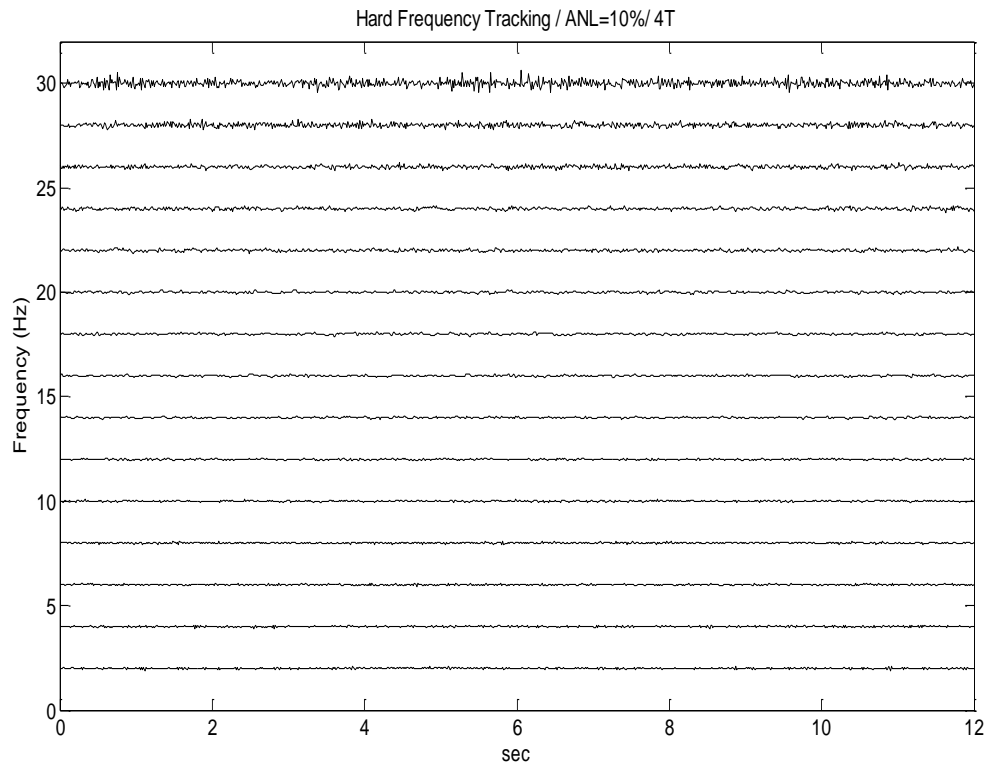


Σχήμα 3.8: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=10%.



Σχήμα 3.9: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=2T$ με προστιθέμενο θόρυβο ANL=10%.

Όπως μπορεί να παρατηρηθεί στο Σχήμα 3.9, οι καμπύλες των σημάτων των οποίων η μόνη συχνοτική συνιστώσα είναι κοντά στη συχνότητα Nyquist της $f_N=f_s/2=35$ Hz, παρουσιάζουν μια σημαντική διακύμανση.



Σχήμα 3.10: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για $T_d=4T$ με έναν προστιθέμενο θόρυβο ANL=10%.

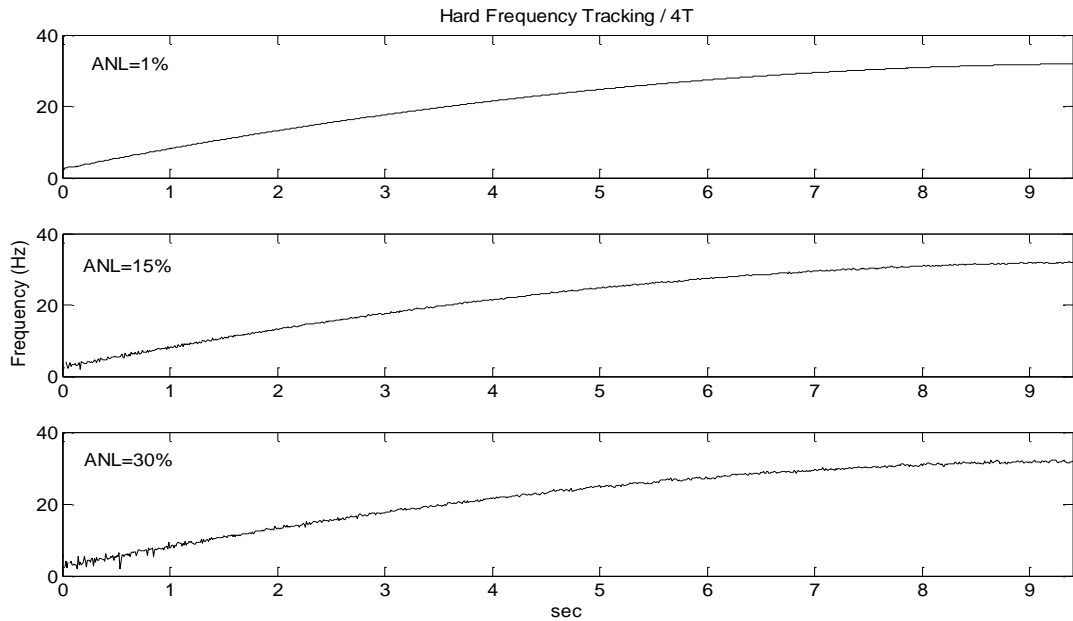
Όπως και παραπάνω, τα Σχήματα 3.9 και 3.10, παρουσιάζουν τις καμπύλες για τα 15 ημιτονοειδή σήματα με διάρκειες σήματος $T_d=2T$ και $4T$, αντιστοίχως. Σε όλες τις περιπτώσεις, το επίπεδο θορύβου ANL είναι ίσο με 10%.

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, οι 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.

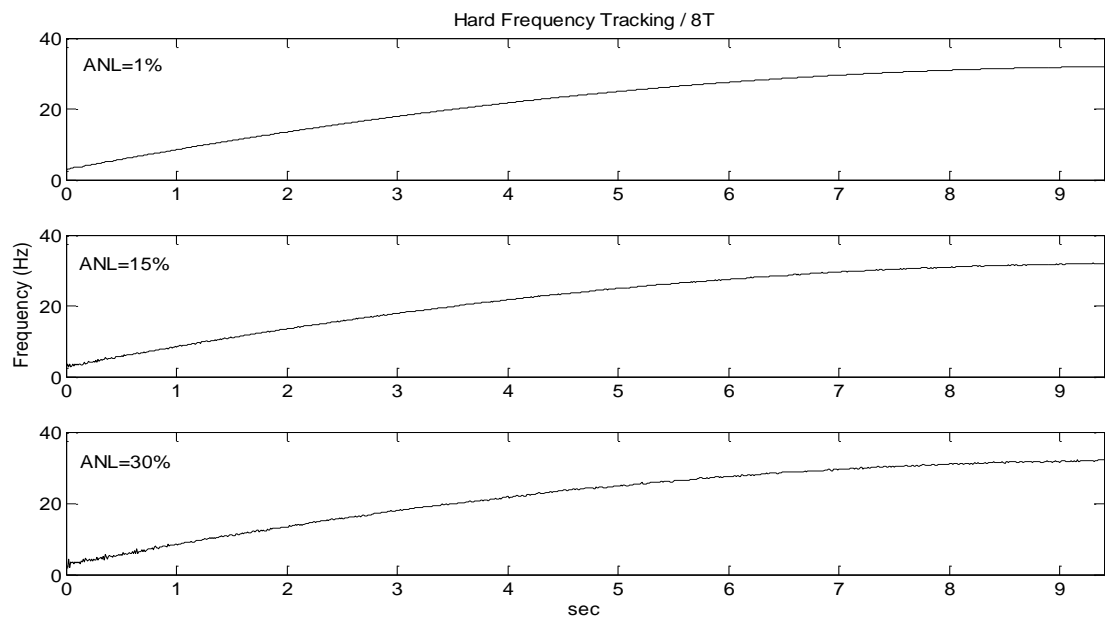
3.2.2 Έλεγχος με χρήση σήματος ‘chirp’

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

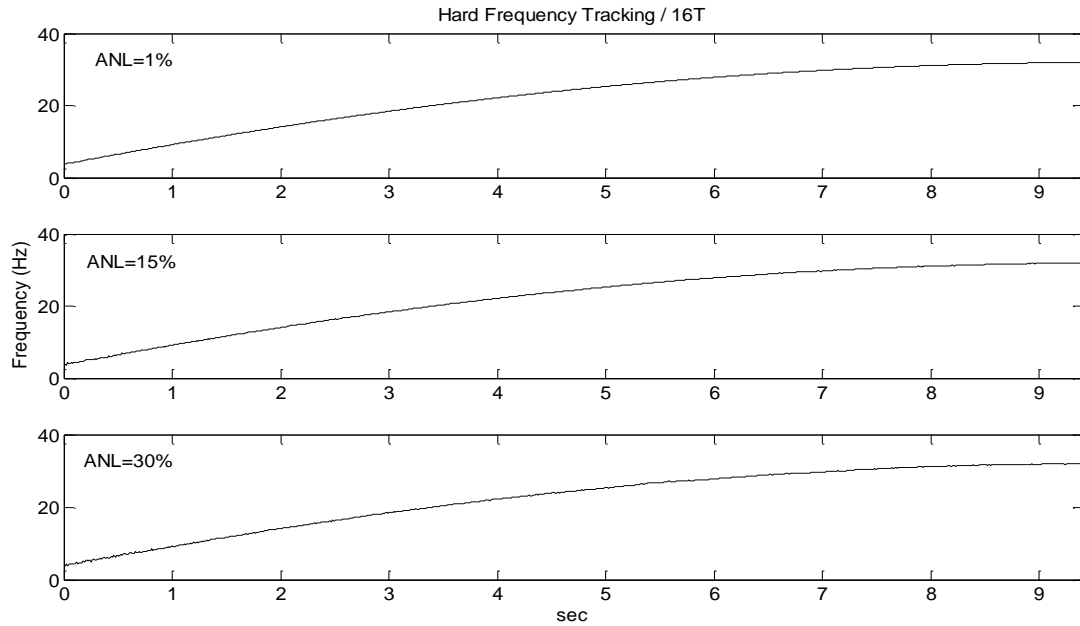
Στη συνέχεια, στο Σχήμα 3.11 δοκιμάζεται ο αλγόριθμος HARD για τον υπολογισμό της στιγμιαίας συχνότητας του σήματος ‘chirp’ κάτω από διάφορα επίπεδα του θορύβου (ANL = 1%, 5%, 10%, 15%, 20% και 30%). Σύμφωνα με τα αποτελέσματα των προηγούμενων τμημάτων, ο αριθμός των δειγμάτων που χρησιμοποιούνται επιλέγεται 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 3.11, 3.12 και 3.13, αντίστοιχα.



Σχήμα 3.11: Εφαρμογή μεθόδου HARD σε σήμα ‘chirp’ με επίπεδα θορύβου ANL 1%, 15%, 30% αντίστοιχα για $T_d=4T$.



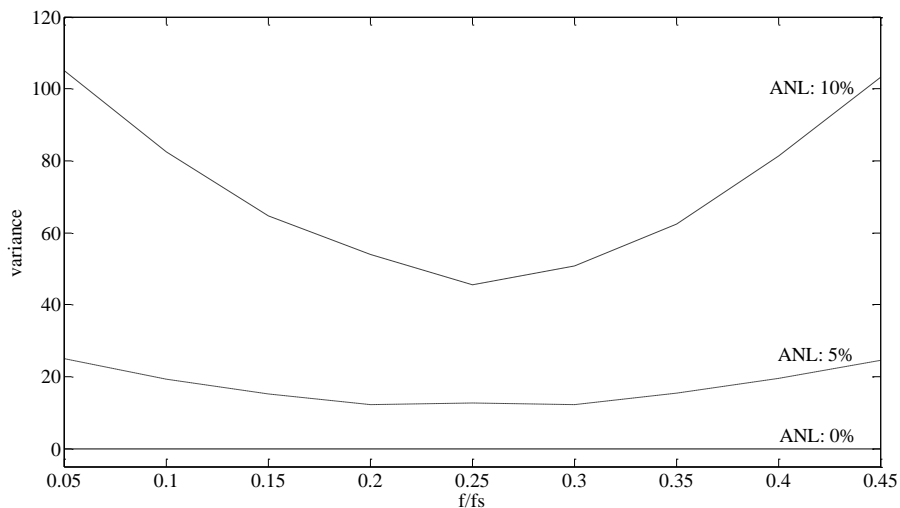
Σχήμα 3.12: Εφαρμογή μεθόδου HARD σε σήμα ‘chirp’ με επίπεδα θορύβου ANL 1%, 15%, 30% αντίστοιχα για $T_d=8T$.



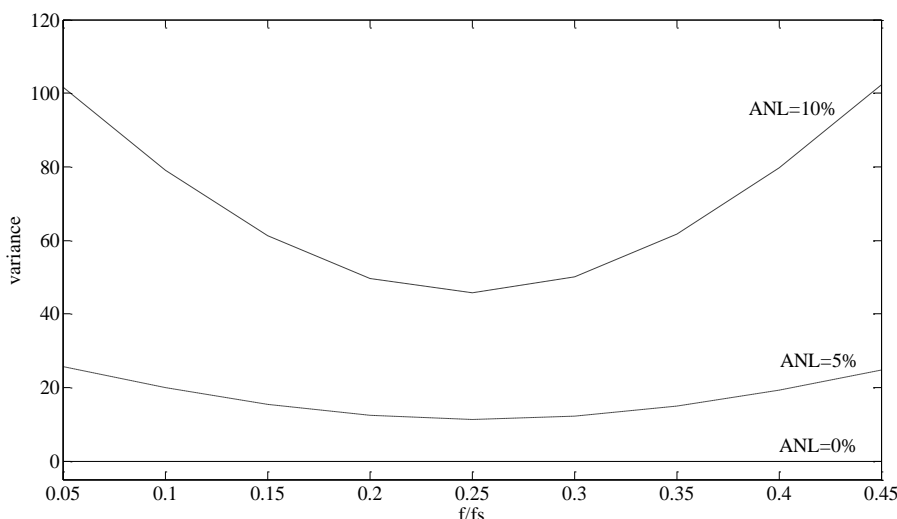
Σχήμα 3.13: Εφαρμογή μεθόδου HARD σε σήμα ‘chirp’ με επίπεδα θορύβου ANL 1%, 15%, 30% αντίστοιχα για $T_d=16T$.

Όπως παρατηρείται στο Σχήμα 3.11, επιτυγχάνεται μια αρκετά ακριβής παρακολούθηση της διακύμανσης της συχνότητας σε όλο το εύρος της διαφοράς της, ακόμη και για διάρκεια σήματος $T_d=4T$ όταν το ANL είναι έως και 15%.

Για λόγους σύγκρισης, τα αντίστοιχα αποτελέσματα ευαισθησίας παρουσιάζονται, με χρήση της μεθόδου Hilbert Transform. Η προκύπτουσα διακύμανση των υπολογιζόμενων στιγμιαίων συχνοτήτων για ένα συνολικό χρόνο δειγματοληψίας T_A ίσο με 2T και 50T παρουσιάζεται στα Σχήματα 3.14 και 3.15, αντίστοιχα. Επιπλέον, η διακύμανση του εκτιμητή παρουσιάζεται Πίνακα 3.1 για διαφορετικές τιμές της συνολικής διάρκειας T_A του σήματος.



Σχήμα 3.14: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για διάρκεια δειγματοληψίας $T_A=2T$.



Σχήμα 3.15: Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας για διάρκεια δειγματοληψίας $T_A=50T$.

Πίνακας 3.1. Διακύμανση της υπολογισμένης στιγμιαίας συχνότητας σε συνάρτηση του χρόνου καταγραφής T_A .

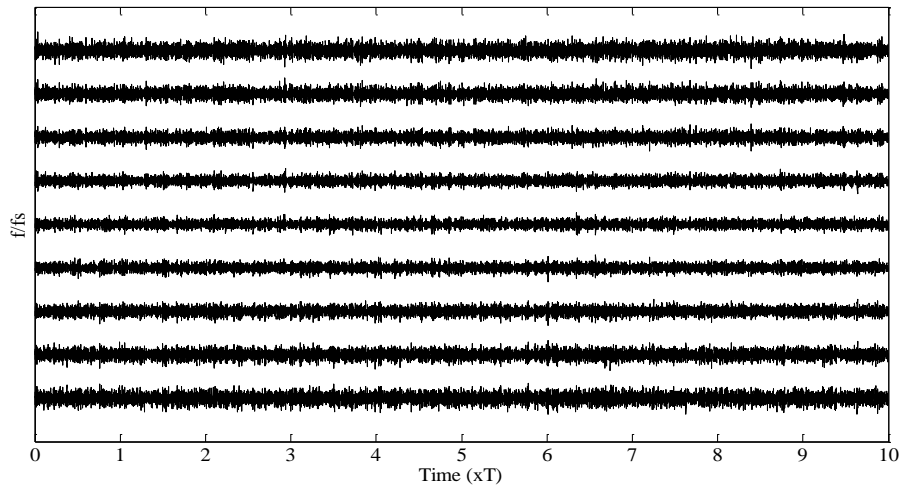
Χρόνος Καταγραφής (xT)	Διακύμανση ($\times 10^3$)
0.5	1.85
1.0	1.75
2.0	1.69
3.0	1.67
4.0	1.66
8.0	1.65
16.0	1.64
82.0	1.63

Τα αποτελέσματα του Πίνακα 3.1 δείχνουν ότι ο μετασχηματισμός Hilbert για τον υπολογισμό της IF δεν επηρεάζεται από το χρόνο δειγματοληψίας T_A για όλο το φάσμα της αναλογίας συχνότητας f/f_s και για διαφορετικά επίπεδα θορύβου. Επίσης, ένα άλλο ενδιαφέρον αποτέλεσμα από αυτά τα διαγράμματα είναι ότι η μεταβολή της εκτιμώμενης στιγμιαίας συχνότητας είναι μεγάλη. Αυτό σημαίνει ότι το αποτέλεσμα του εκτιμητή Hilbert έχει σχετικά μεγάλες ταλαντώσεις, κυρίως για την αναλογία f/f_s της συχνότητας f του σήματος κοντά στο μηδέν και κοντά στη συχνότητα Nyquist.

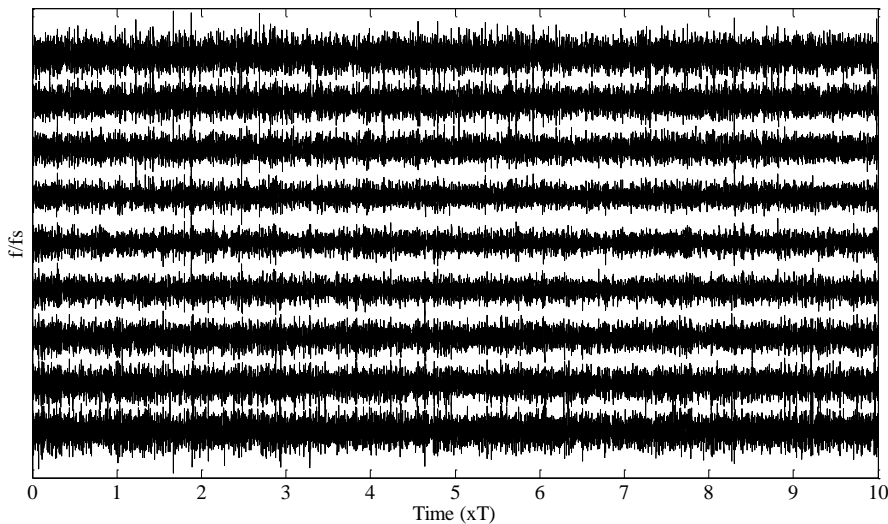
Στη συνέχεια, λαμβάνεται μια συστηματική μεταβολή του ANL και του χρόνου της δειγματοληψίας T_A , χρησιμοποιώντας ένα μονοσυστατικό σήμα. Λαμβάνεται μία σειρά διαφορετικών τιμών του λόγου f/f_s της συχνότητας f του σήματος σε σχέση με τη συχνότητα δειγματοληψίας f_s , που κυμαίνονται από 10% μέχρι 45%. Διαφορετικά επίπεδα προστιθέμενου θορύβου λαμβάνονται, με τιμές ANL 5% και 10%.

Τα Σχήματα 2.16, και 2.17 παρουσιάζουν τις προκύπτουσες καμπύλες IF ως συνάρτηση του χρόνου για ημιτονοειδή σήματα με διαφορετικές τιμές του λόγου f/f_s , προστιθέμενο θόρυβο ANL ίσο με 5% και 10%, αντίστοιχα, και χρόνο δειγματοληψίας $T_A=10T$. Όπως παρατηρείται στα Σχήματα 3.16 και 3.17, η

διακύμανση είναι σημαντικά αυξημένη όταν τα σήματα περιέχουν υψηλότερα επίπεδα θορύβου για όλο το φάσμα των συχνοτήτων αναλογίας f/f_s .



Σχήμα 3.16: Εκτιμώμενη καμπύλη IF των προσομοιωμένων σημάτων με μια αρμονική συνιστώσα και θόρυβο ANL=5% και χρόνου δειγματοληψίας ίσο με $T_A=10T$.



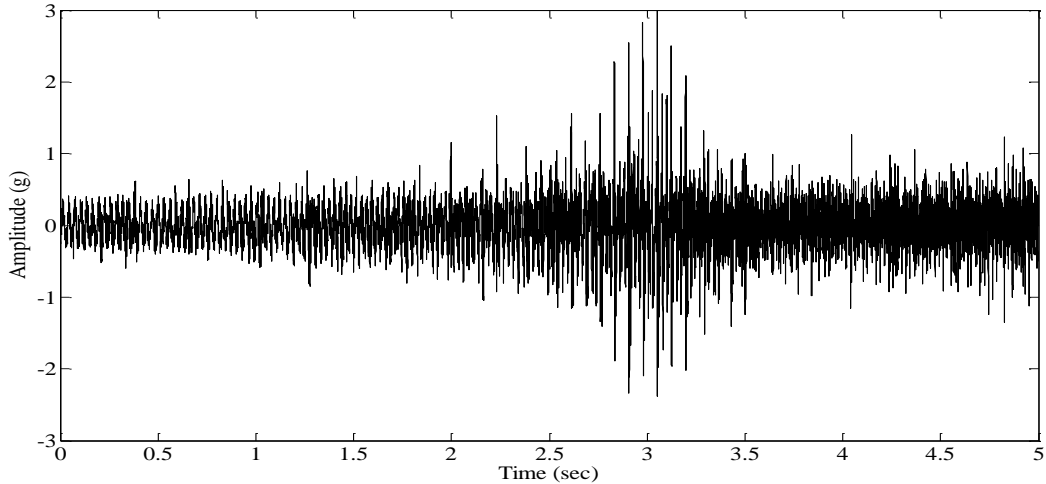
Σχήμα 3.17: Εκτιμώμενη καμπύλη IF των προσομοιωμένων σημάτων με μια αρμονική συνιστώσα και θόρυβο ANL=10% και χρόνου δειγματοληψίας ίσο με $T_A=10T$.

3.3 Πειραματικά αποτελέσματα

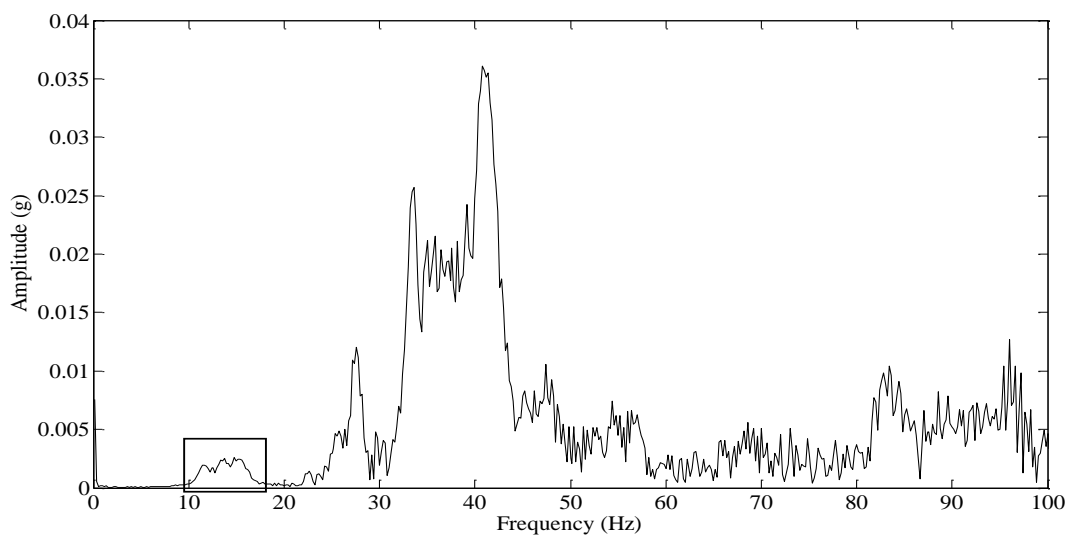
Η πρώτη δοκιμή περιλαμβάνει μια διάταξη δοκιμής με έναν ηλεκτροκινητήρα, έναν άξονα, έναν συζευκτήρα για τη σύνδεση μεταξύ άξονα και κινητήρα, καθώς και δύο έδρανα για την έδραση του άξονα. Τα δεδομένα συλλέγονται κατά τη διάρκεια της εκκίνησης και του τερματισμού στην οριζόντια χωρική κατεύθυνση, κοντά στη βάση του ρουλεμάν. Στην πρώτη περίπτωση, η ταχύτητα λειτουργίας του άξονα αυξήθηκε από τις 660 ΣΑΛ (11 Hz) έως τις 960 ΣΑΛ (16 Hz) κατά τη διάρκεια της διαδικασίας εκκίνησης, ενώ στη δεύτερη περίπτωση, η ταχύτητα του άξονα μειώθηκε

από τις 1,600 ΣΑΛ (26.7 Hz) στις 1.195 ΣΑΛ (19.9 Hz). Ταυτόχρονα, η «πραγματική τιμή» της ταχύτητας του άξονα μετρήθηκε με έναν επαγωγικό αισθητήρα (ταχύμετρο).

Σε κάθε περίπτωση, οι καμπύλες IF εκτιμήθηκαν με τη μέθοδο HARD, το μετασχηματισμό Hilbert (HT) και το σύντομου χρόνου μετασχηματισμό Fourier (STFT). Οι προτεινόμενες μέθοδοι εφαρμόστηκαν για τα βέλτιστα σύνολα των παραμέτρων τους, που προέκυψαν κατά τη διάρκεια της ανάλυσης ευαισθησίας των παραμέτρων. Συγκρίσεις, επίσης, πραγματοποιήθηκαν μεταξύ των αποτελεσμάτων των μεθόδων και της καμπύλης της μετρούμενης 'πραγματικής' συχνότητας tacho. Τα σήματα της μέτρησης αποτελούνται από 100.000 δείγματα και καταγράφηκαν με συχνότητα δειγματοληψίας 20 KHz. Τα αναλογικά μετρούμενα δεδομένα φιλτράρονται μέσω ενός anti-aliasing φίλτρου με συχνότητα αποκοπής 10 KHz. Το χρονικό σήμα, το οποίο καταγράφηκε κατά τη διάρκεια της εκκίνησης, παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.18.

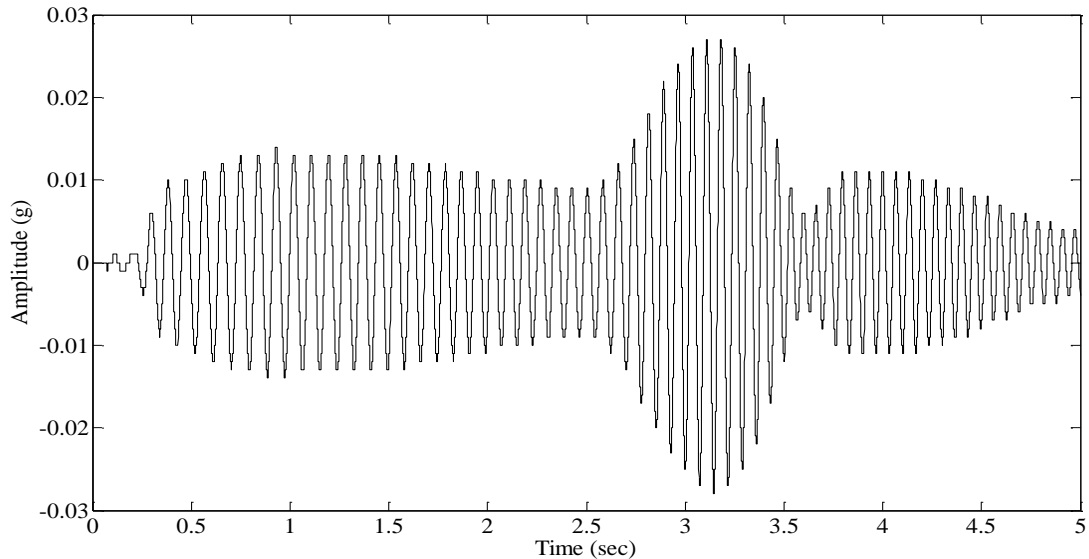


Σχήμα 3.18: Μετρούμενο σήμα κατά τη διάρκεια εκκίνησης του ηλεκτροκινητήρα.

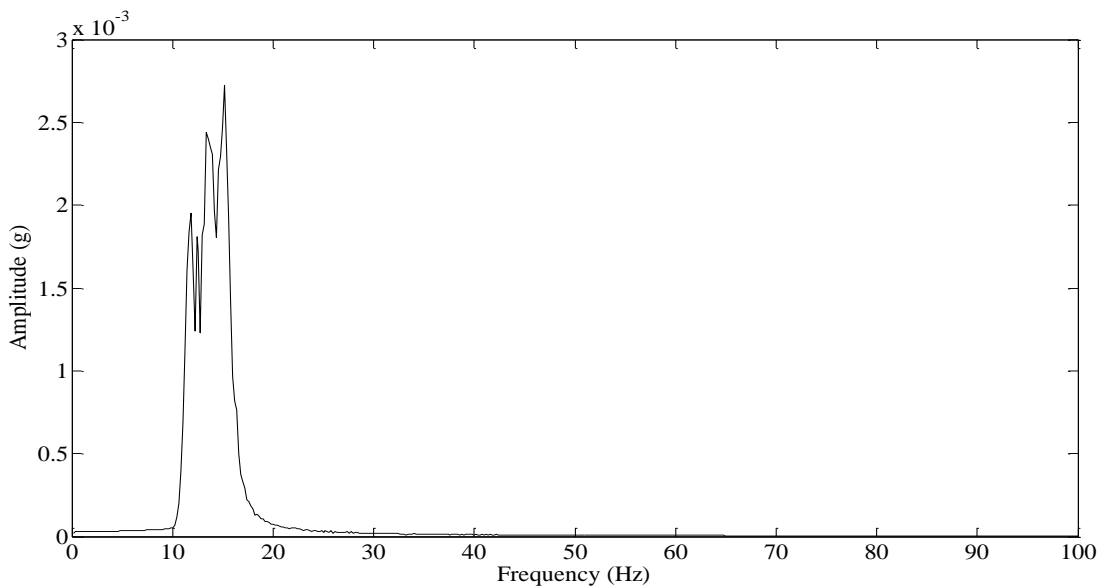


Σχήμα 3.19: Φάσμα του σήματος εκκίνησης.

Το φάσμα του σήματος που παράγεται από το μετασχηματισμό Fourier, παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.19. Η συχνοτική περιοχή, η οποία επισημαίνεται με το μαύρο τετράγωνο κουτί, αντιστοιχεί στην μεταβαλλόμενη ταχύτητα του άξονα. Πριν από την εφαρμογή των μεθόδων IF, το μετρούμενο σήμα φιλτράρεται χρησιμοποιώντας ένα πέμπτης τάξης φίλτρο Butterworth, με χαμηλές και υψηλές συχνότητες αποκοπής ίσες με 11 Hz και 16 Hz, αντίστοιχα. Η χρονική κυματομορφή και το φάσμα του φιλτραρισμένου σήματος παρουσιάζονται στα Σχήματα 3.20 και 3.21, αντίστοιχα.



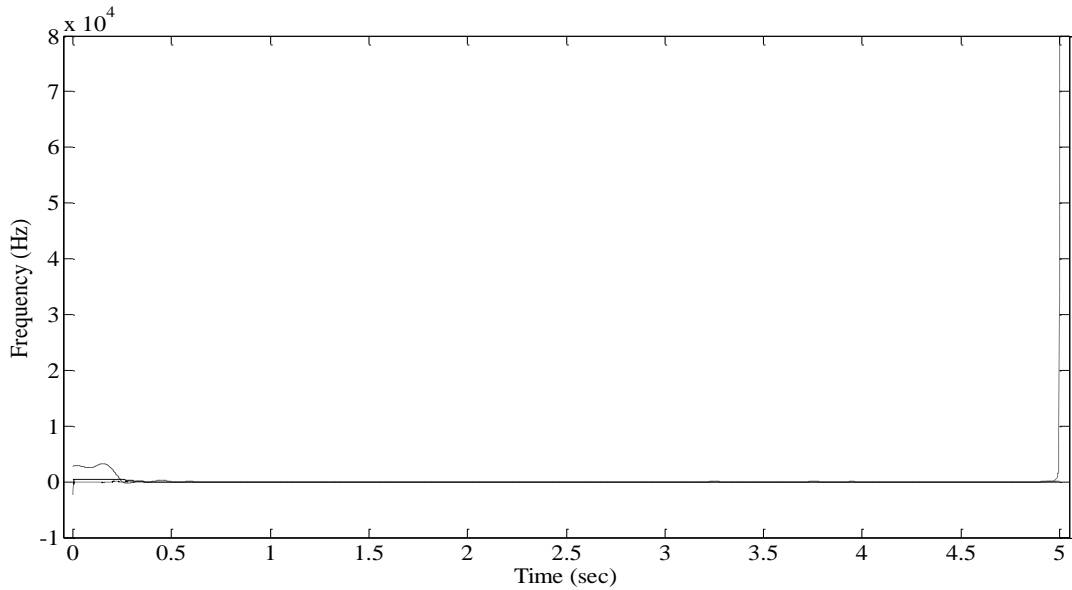
Σχήμα 3.20: Χρονική κυματομορφή του φιλτραρισμένου σήματος κατά την εκκίνηση.



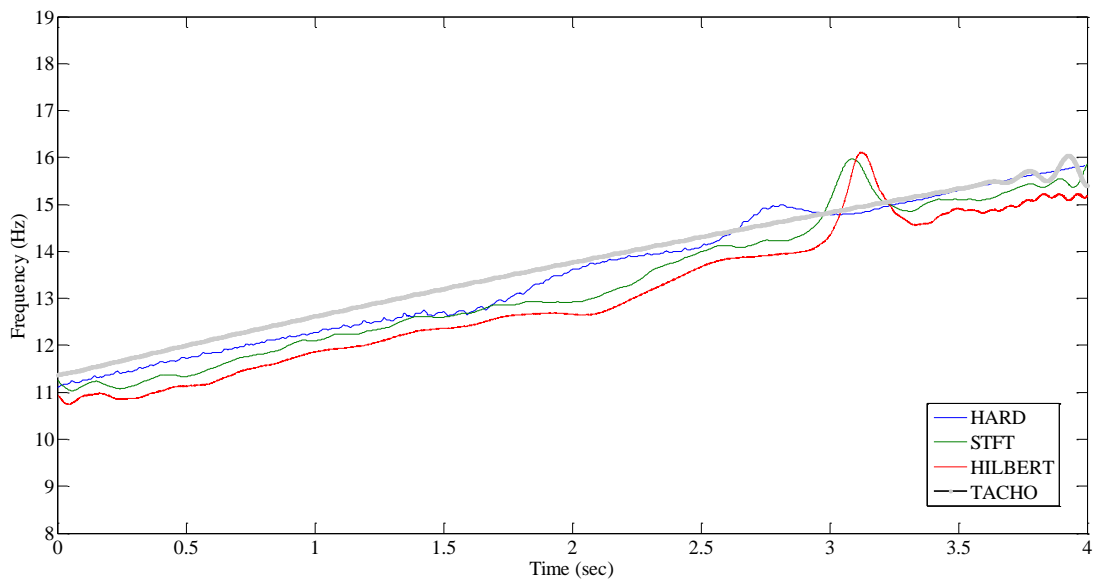
Σχήμα 3.21: Φάσμα του φιλτραρισμένου σήματος κατά την εκκίνηση.

Το Σχήμα 3.22 απεικονίζει την εκτιμώμενη στιγμιαία συχνότητα (IF) του άξονα περιστροφής κατά τη διάρκεια της εκκίνησης χρησιμοποιώντας τις υπό εξέταση μεθόδους. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί, οι μέθοδοι αντιμετωπίζουν πολλά προβλήματα στην αρχή και στο τέλος της καμπύλης IF. Για να αντιμετωπιστεί αυτό

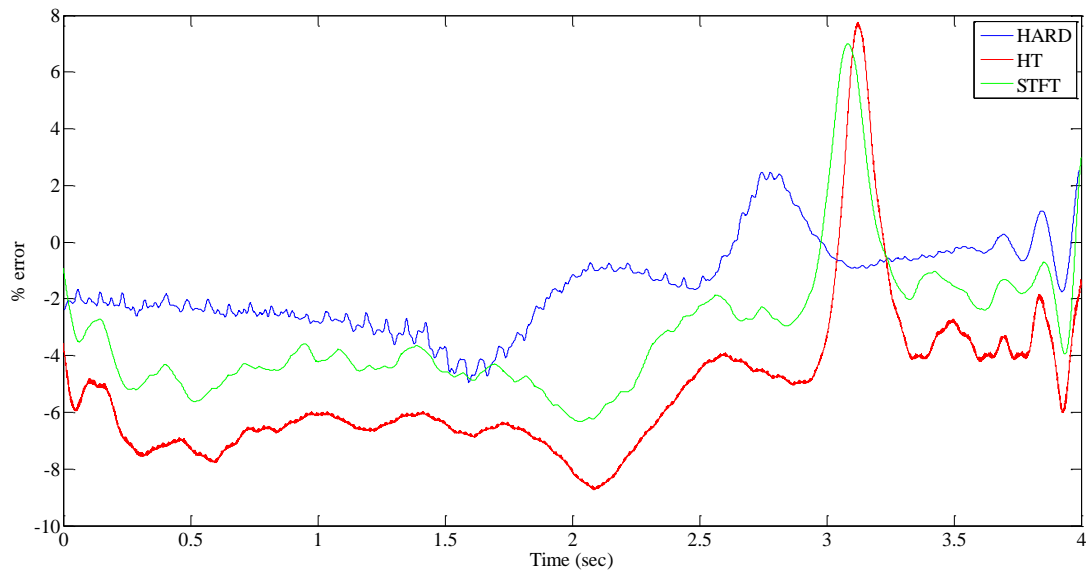
το πρόβλημα, το πρώτο και το τελευταίο μέρος των εκτιμήσεων απορρίπτονται και η τελική εκτίμηση της συχνότητας παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.23. Το σήμα διάρκειας T είναι τώρα 4 δευτερόλεπτα (μισό δευτερόλεπτο λιγότερο στην αρχή και στο τέλος) και η ταχύτητα του άξονα αυξάνεται από 678 rpm (11,3 Hz) έως 948 rpm (15,8 Hz).



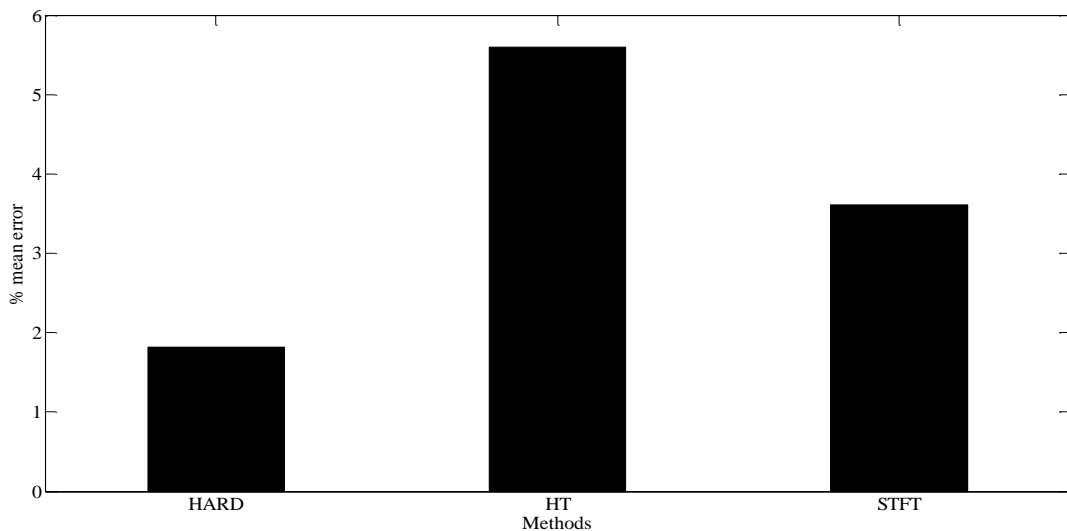
Σχήμα 3.22: Εκτιμώμενες καμπύλες κατά την εκκίνηση με χρόνο $T=5$ sec.



Σχήμα 3.23: Εκτιμώμενες καμπύλες κατά την εκκίνηση με χρόνο $T=4$ sec.



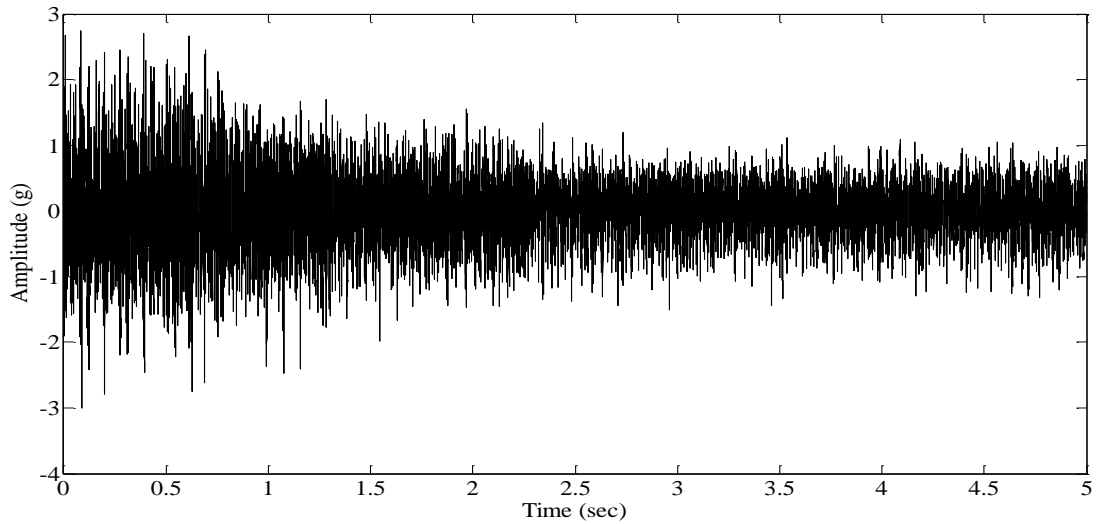
Σχήμα 3.24: Ποσοστιαίο λάθος κατά την εκκίνηση.



Σχήμα 3.25: Μέσο λάθος κατά την εκκίνηση.

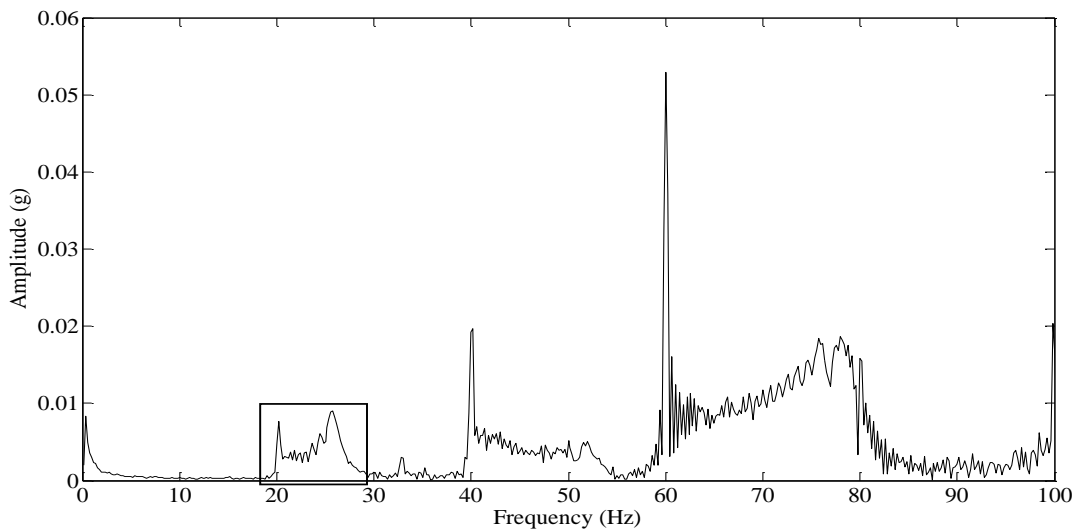
Μπορεί να σημειωθεί ότι οι προκύπτουσες καμπύλες στιγμιαίας συχνότητας ποικίλλουν σημαντικά ανάλογα με τη μέθοδο και τη χρονική στιγμή της σύγκρισης. Οι μέθοδοι παρακολουθούν αποτελεσματικά τη διακύμανση της ταχύτητας. Το Σχ. 3.24 παρουσιάζει το ποσοστό σφάλματος για τις μεθόδους εκτίμησης στο χρόνο. Τέλος, στο Σχ. 3.25, παρουσιάζεται η μέση τιμή του σφάλματος προκειμένου να συγκριθεί η ακρίβεια της κάθε μεθόδου.

Το δεύτερο σήμα μετρήθηκε κατά τη διάρκεια του τερματισμού του κινητήρα. Η εκτίμηση εφαρμόζεται όταν η ταχύτητα μειώνεται από 1600 rpm (26,7 Hz) σε 1195 rpm (19,9 Hz), που αντιπροσωπεύει μια μείωση της τάξης του 34%. Στην περίπτωση αυτή, οι συχνότητες αποκοπής του φίλτρου επιλέγονται ίσες με 19 και 27 Hz, αντίστοιχα.

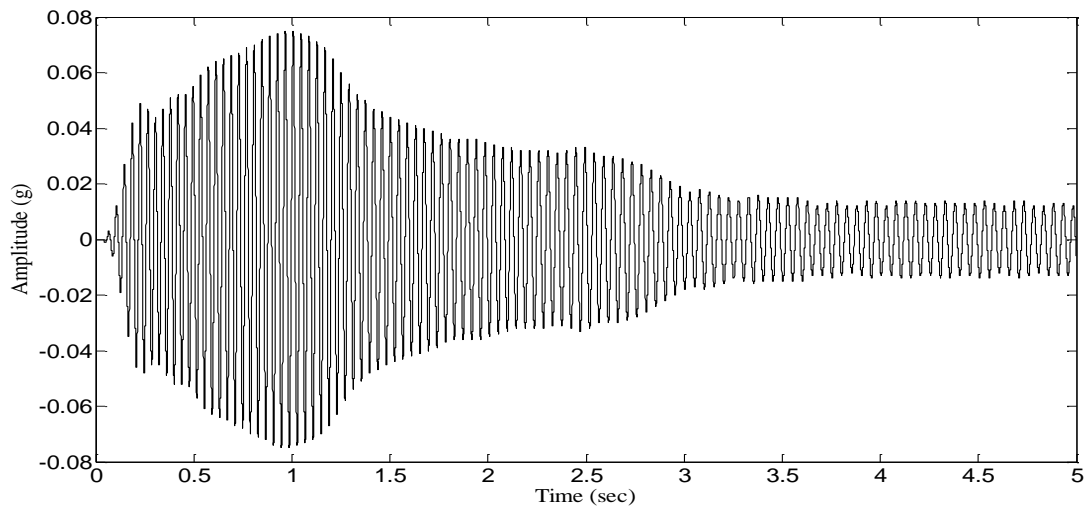


Σχήμα 3.26: Μετρούμενο σήμα κατά τη διάρκεια τερματισμού του ηλεκτροκινητήρα.

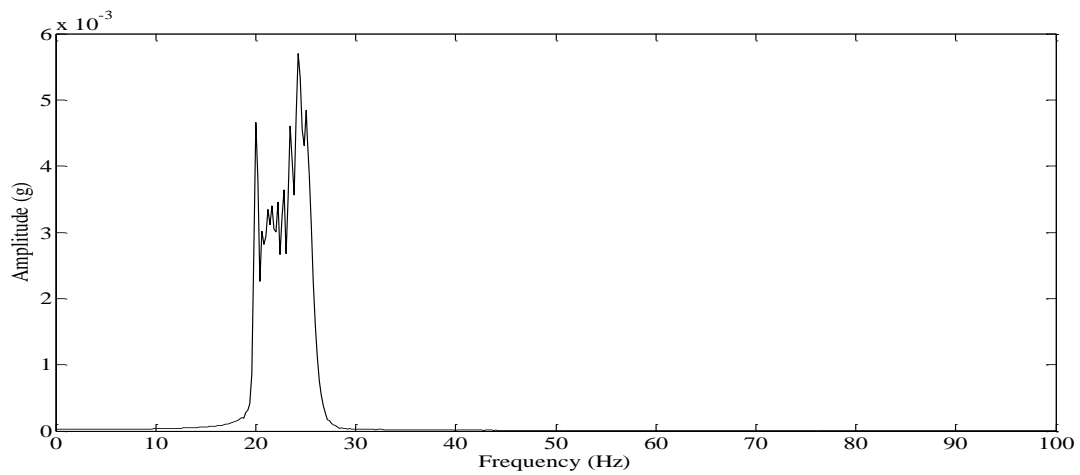
Στο σήμα έγινε επεξεργασία όπως περιγράφηκε παραπάνω για την περίπτωση της εκκίνησης. Η χρονική κυματομορφή και το φάσμα του μετρούμενου σήματος παρουσιάζονται στο Σχ. 3.26 και 3.27 αντίστοιχα. Η συχνοτική περιοχή που επισημαίνεται με το μαύρο ορθογώνιο κουτί αντιστοιχεί στην μεταβαλλόμενη ταχύτητα του άξονα. Το χρονικό σήμα και το φάσμα του φιλτραρισμένου σήματος παρουσιάζονται στο Σχ. 3.28 και 3.29, αντίστοιχα.



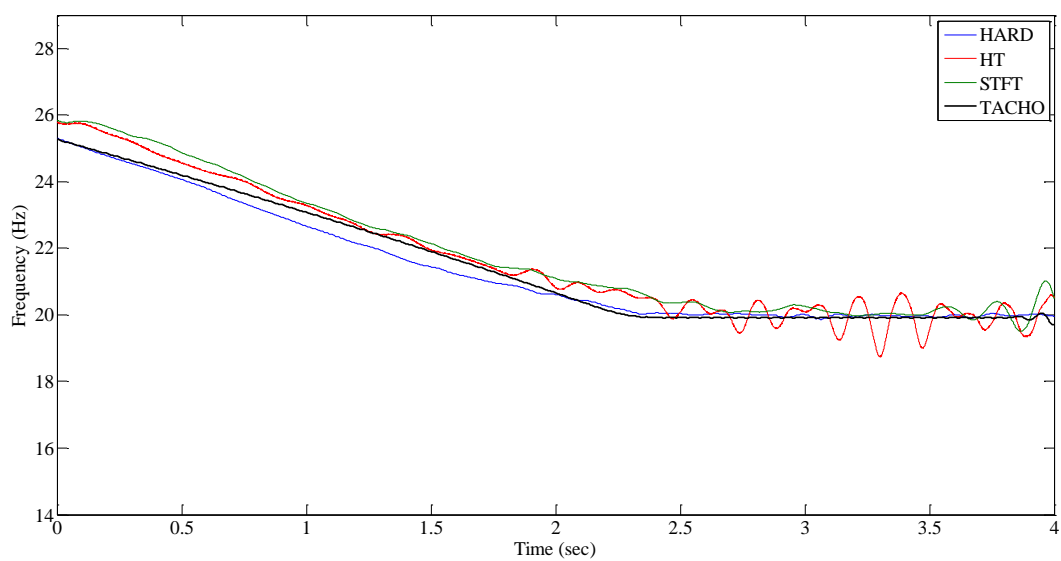
Σχήμα 3.27: Φάσμα κατά τη διάρκεια τερματισμού του ηλεκτροκινητήρα.



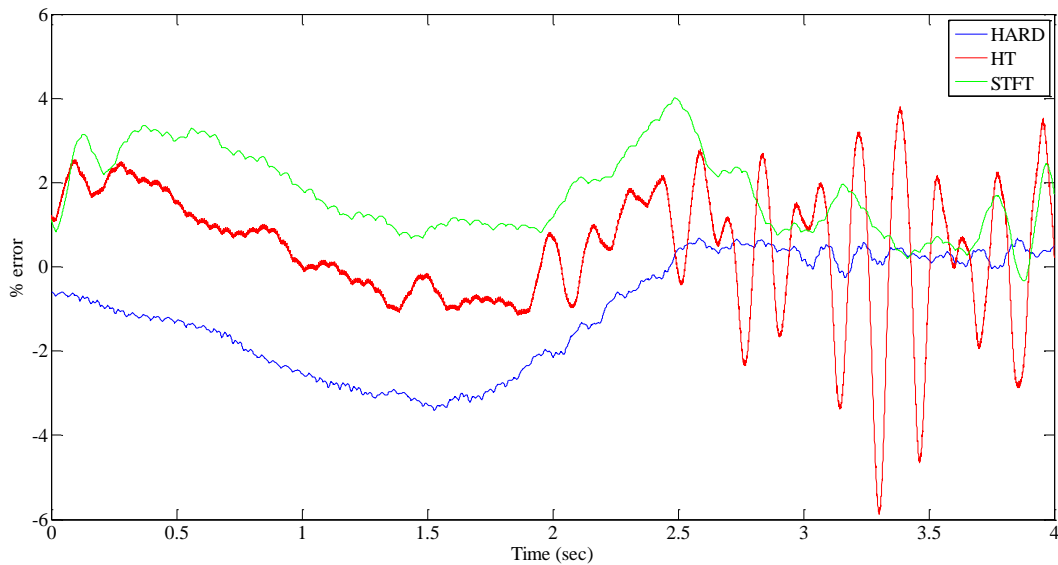
Σχήμα 3.28: Χρονική κυματομορφή φιλτραρισμένου σήματος κατά τη διάρκεια τερματισμού.



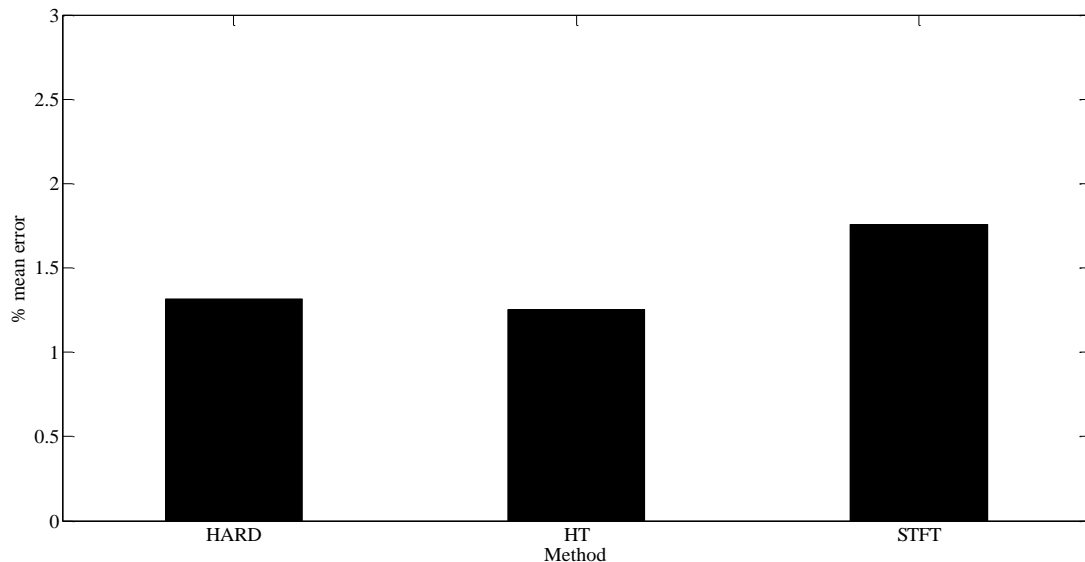
Σχήμα 3.29: Φάσμα φιλτραρισμένου σήματος κατά τη διάρκεια τερματισμού.



Σχήμα 3.30: Καμπύλες στιγμιαίας συχνότητας κατά τον τερματισμό.



Σχήμα 3.31: Ποσοστιαίο λάθος κατά τον τερματισμό.



Σχήμα 3.32: Μέσο λάθος κατά τον τερματισμό.

Στη συνέχεια, εφαρμόστηκαν οι διάφορες μέθοδοι IF. Στο Σχ. 3.30 παρουσιάζεται η εκτιμώμενη IF του άξονα κατά τη διάρκεια του τερματισμού λειτουργίας. Η διάρκεια του σήματος είναι ίση με 4 δευτερόλεπτα (μισό δευτερόλεπτο λιγότερο στην αρχή και στο τέλος) και η ταχύτητα του άξονα κυμαίνεται από 1.548 ΣΑΛ (25,8 Hz) έως 1.200 ΣΑΛ (20 Hz) λόγω μεταβατικών προβλημάτων που προέκυψαν στην αρχή και στο τέλος του διαστήματος της εκτίμησης με όλες τις μεθόδους.

Το Σχ. 3.31 δείχνει το ποσοστό σφάλματος για τις μεθόδους εκτίμησης IF. Παρατηρείται ότι ο μετασχηματισμός Hilbert έχει σημαντικές τιμές σφάλματος όταν η ταχύτητα του άξονα είναι σχετικά σταθερή (Σχ. 3.25). Η μέση τιμή του σφάλματος παρουσιάζεται στο Σχ. 3.32, όπου μπορεί να συγκριθεί η ακρίβεια της κάθε μεθόδου. Όπως παρατηρείται στα Σχ. 3.25 και 3.32, η μέθοδος HARD IF προσφέρει τα

καλύτερα αποτελέσματα για τα εξεταζόμενα δεδομένα με μέση τιμή σφάλματος μικρότερη από 2% και 1% αντίστοιχα.

3.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου 3

Η προτεινόμενη προσέγγιση HARD για την εκτίμηση της στιγμιαίας συχνότητας είναι μια σχετικά απλή μέθοδος στην εφαρμογή της, με ένα λογικό υπολογιστικό κόστος, επιτρέποντας να εφαρμοστεί ακόμα και on-line. Μπορεί να παρακολουθεί αποτελεσματικά μεγάλες διακυμάνσεις ταχύτητας, όπως αυτές που συμβαίνουν κατά τη διάρκεια της εκκίνησης ή του τερματισμού μιας μηχανής. Στη συγκριτική πειραματική μελέτη μεταξύ του μετασχηματισμού Hilbert και του μετασχηματισμού Fourier σύντομου χρόνου, η μέθοδος HARD παρείχε τα καλύτερα αποτελέσματα.

Κεφάλαιο 4

Ανάλυση παραμέτρων, σύγκριση και εφαρμογές μεθόδου HARD

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται διεξοδικότερη μελέτη των παραμέτρων της μεθόδου που παρουσιάστηκε, κυρίως ως προς τον αριθμό των περιόδων T_D που χρησιμοποιούνται από τη μέθοδο. Ακόμη, η αποτελεσματικότητα της μεθόδου αποδεικνύεται σε περαιτέρω μετρήσεις δονήσεων από μια διάταξη δοκιμής κατά την εκκίνηση και τον τερματισμό λειτουργίας ενός ηλεκτροκινητήρα, καθώς και κατά τη διάρκεια μεταβολών της ταχύτητας του κινητήρα μιας μοτοσυκλέτας. Η σύγκριση περιλαμβάνει τον μετασχηματισμό Hilbert και τον Αλγόριθμο Διακριτού Ενεργειακού Διαχωρισμού (Discrete Energy Separation Algorithm - DESA).

4.1 Ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων

Η ευαισθησία της απόδοσης της μεθόδου HARD, εξετάζεται σε σχέση με τη διακύμανση των 3 βασικών παραμέτρων:

- α) ο λόγος f/f_s της αναμενόμενης στιγμιαίας συχνότητας $f=\omega/2\pi$ σε σχέση με τις συχνότητα δειγματοληψίας f_s .
- β) Ο αριθμός των δειγμάτων, όπως αυτά προκύπτουν από ένα διάστημα δειγματοληψίας $T_d=L*T$, που εκφράζεται σε πολλαπλάσια L της περιόδου T του σήματος.
- γ) Ο λόγος σήματος προς θόρυβο SNR.

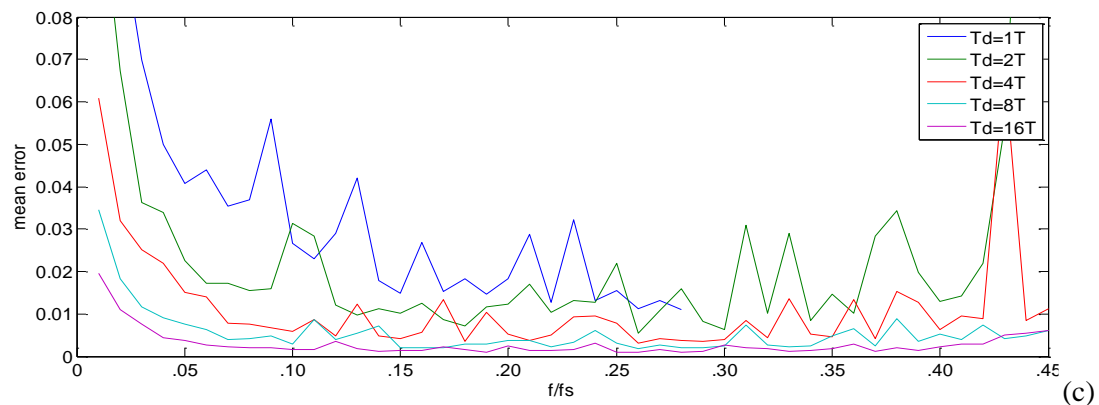
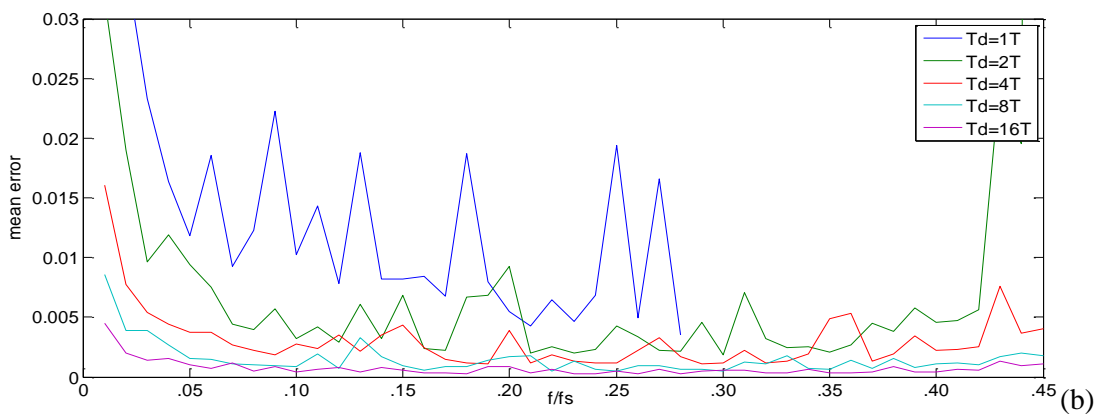
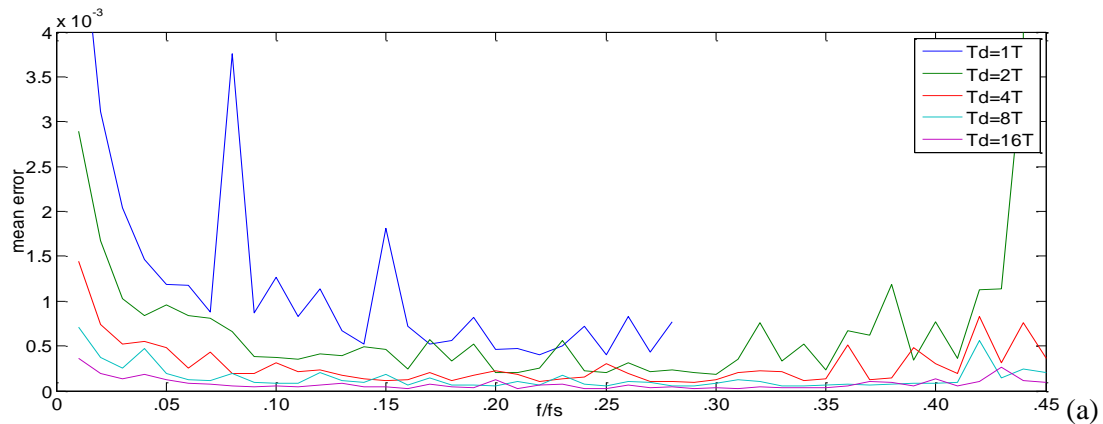
Για το λόγο αυτό, εξετάζεται η συστηματική διακύμανση των παραπάνω παραμέτρων, χρησιμοποιώντας ένα σήμα ενός αρμονικού συστατικού. Θεωρούνται σαράντα πέντε διαφορετικές τιμές του λόγου f/f_s της συχνότητας f του σήματος σε σχέση με τη συχνότητα δειγματοληψίας f_s , που κυμαίνονται από 1% έως 45%.

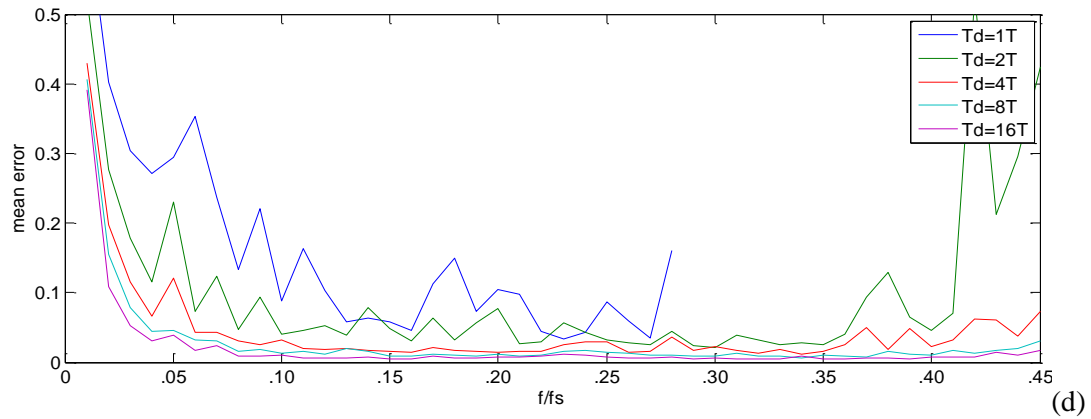
Λαμβάνεται ένα σύνολο διαφορετικών τιμών για τον αριθμό των δειγμάτων που αντιστοιχούν σε $T_d=L*T$ περιόδους T του σήματος: $T_d=1T$, $T_d=2T$, $T_d=4T$, $T_d=8T$, $T_d=16T$. Επίσης, θεωρούνται τα διαφορετικά επίπεδα σήματος προς θόρυβο, με τιμές SNR 50dB, 30dB, 20dB και 10dB.

Το προκύπτον μέσο σφάλμα της υπολογιζόμενης IF καμπύλης από τη μέθοδο, παρουσιάζεται στο Σχ. 4.1. Όπως παρατηρείται στο Σχ. 4.1α, η μέθοδος HARD, για σήματα με SNR=50dB ακολουθεί τη στιγμιαία συχνότητα, με σημαντικά χαμηλό μέσο σφάλμα. Επιπλέον, η μέση τιμή του σφάλματος των καμπυλών IF μειώνεται με την αύξηση του αριθμού των δειγμάτων που αντιστοιχούν σε $T_d=L*T$ περιόδους του σήματος. Επιπλέον, οι καμπύλες IF των σημάτων με συχνότητα κοντά στη συχνότητα Nyquist $f_N=f_s/2$, παρουσιάζουν υψηλότερη τιμή μέσου σφάλματος. Για την περίπτωση

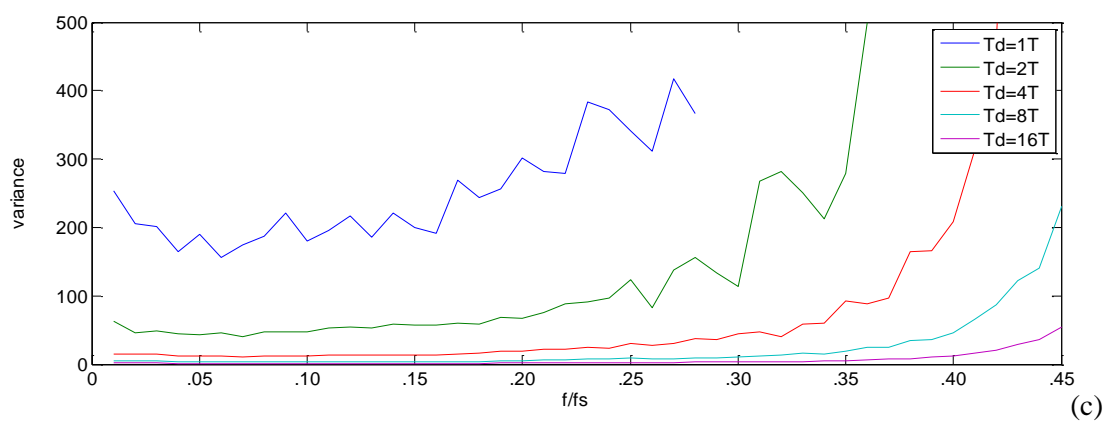
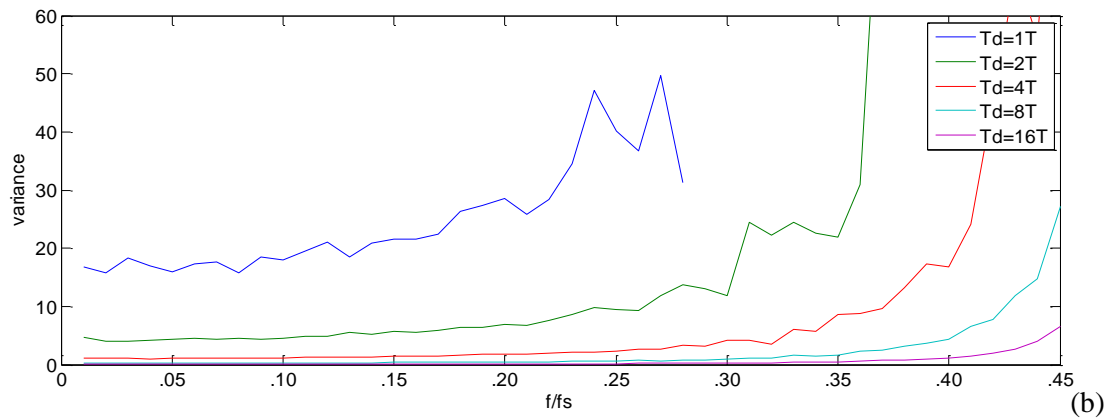
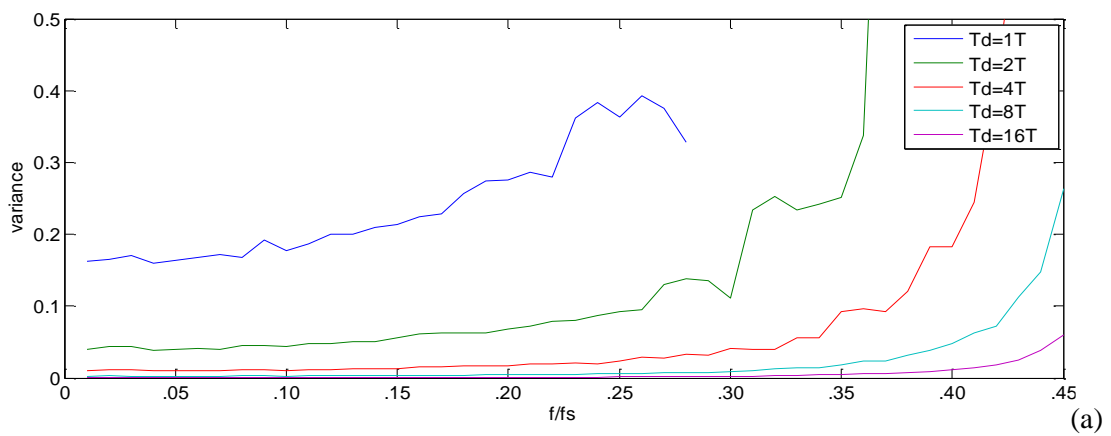
της $T_d=1T$ η εκτίμηση τελειώνει νωρίτερα καθώς το σήμα δεν παρέχει τον ελάχιστο αριθμό δειγμάτων που απαιτούνται. Όπως παρατηρείται στο Σχ. 3.1β έως 3.1δ, το μέσο σφάλμα των καμπυλών IF αυξάνει όταν τα σήματα περιέχουν υψηλότερα επίπεδα θορύβου.

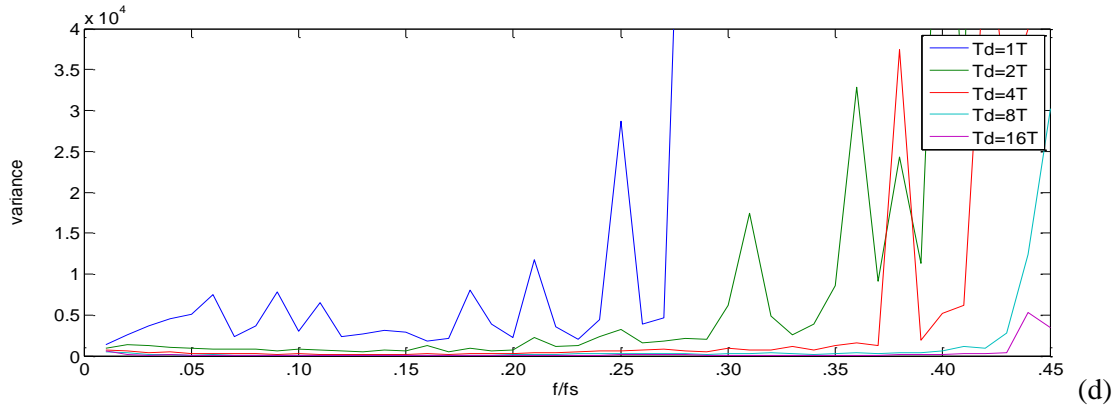
Για μια πλήρη περιγραφή του σφάλματος, οι τιμές της διακύμανσης (variance) της εκτίμησης παρουσιάζονται στο Σχ. 3.2. Η διακύμανση είναι σχετικά χαμηλή για μια εκτίμηση IF σε περίπτωση υψηλών SNR. Η εκτίμηση HARD, βελτιώνεται, επίσης, με την αύξηση των περιόδων T_d του σήματος.





Σχήμα 4.1: Μέσο σφάλμα της HARD IF εκτίμησης για $T_d=1T$ έως $T_d=16T$ και (a) SNR=50dB, (b) SNR=30dB, (c) SNR=20dB, (d) SNR=10dB.





Σχήμα 4.2: Διακύμανση της μεθόδου HARD IF για $T_d=1T$ έως $T_d=16T$ και (a) SNR=50dB, (b) SNR=30dB, (c) SNR=20dB, (d) SNR=10dB.

Για λόγους σύγκρισης, παρουσιάζονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα ευαισθησίας, που λαμβάνονται με τον Hilbert Transform. Το μέσο σφάλμα της εκτίμησης παρουσιάζεται στον Πίνακα 4.1 για διαφορετικές τιμές των $T_d=L*T$ περιόδων του σήματος. Όπως φαίνεται ο μετασχηματισμός Hilbert παρουσιάζει μια σχετικά μεγάλη τιμή μέσου σφάλματος όταν εφαρμόζεται σε λίγες περιόδους του σήματος. Ο Πίνακας 4.2 παρουσιάζει τις αντίστοιχες τιμές της διακύμανσης.

Πίνακας 4.1. Μέσο σφάλμα της εκτίμησης για τον μετασχηματισμό Hilbert.

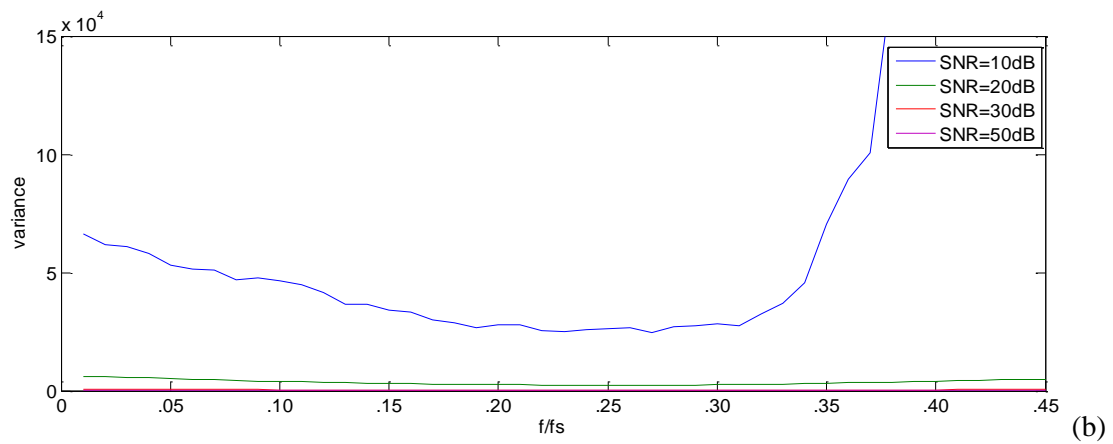
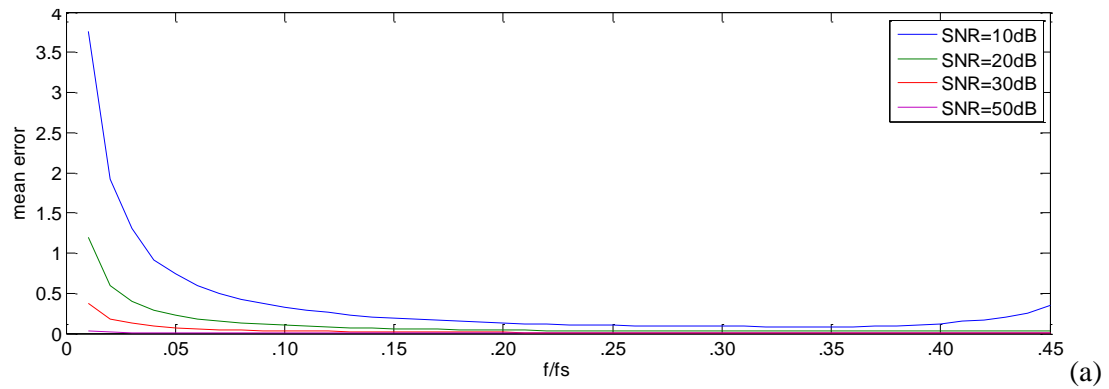
T_d	SNR			
	10	20	30	50
1T	0,60	0,28	0,19	0,16
2T	0,44	0,22	0,16	0,13
4T	0,39	0,16	0,09	0,06
8T	0,38	0,13	0,06	0,03
16T	0,37	0,12	0,05	0,02

Πίνακας 4.2. Διακύμανση της εκτίμησης για τον μετασχηματισμό Hilbert ($\times 10^3$).

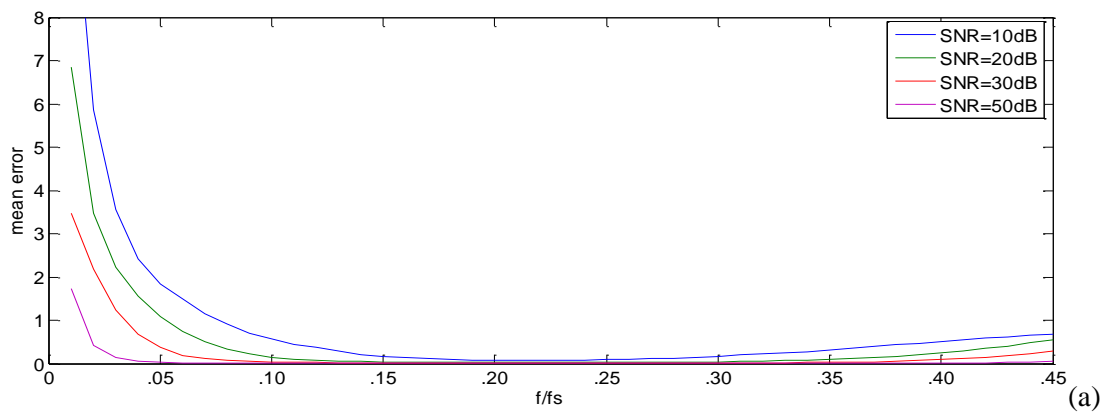
T_d	SNR			
	10	20	30	50
1T	13,34	5,55	2,70	2,40
2T	14,24	5,51	3,33	3,09
4T	18,26	5,42	2,40	2,07
8T	19,65	5,13	1,84	1,49
16T	20,13	5,17	0,80	0,46

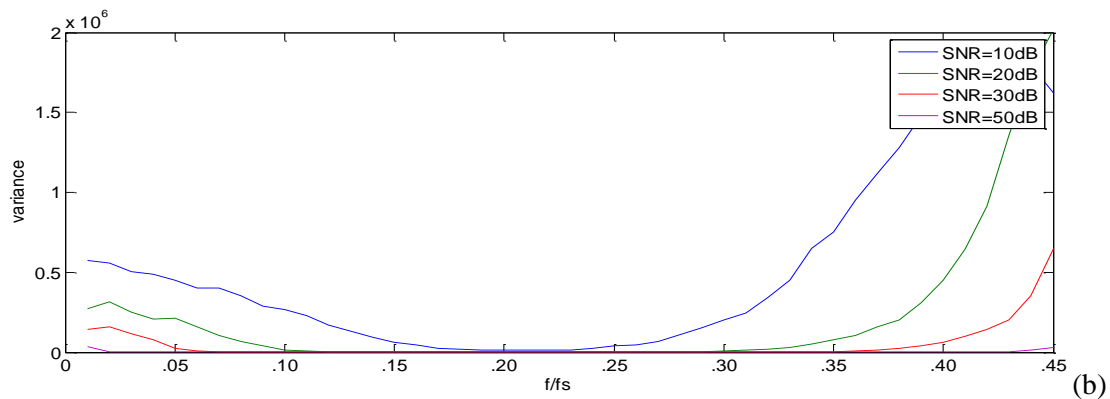
Για το λόγο αυτό, τα αποτελέσματα του μετασχηματισμού Hilbert έχουν παρασταθεί γραφικά μόνο για την περίπτωση όπου το διάστημα δειγματοληψίας T_d είναι ίσο με 16 περιόδους του σήματος. Το προκύπτον μέσο σφάλμα και η διακύμανση παρουσιάζονται στο Σχ. 4.3. Είναι προφανές ότι η ακρίβεια του μετασχηματισμού Hilbert βασίζεται κυρίως στην παρουσία θορύβου στο σήμα. Σε περίπτωση χαμηλών τιμών SNR, η εκτίμηση γίνεται ανακριβής σε σύγκριση με τη

μέθοδο HARD για όλο το εύρος του λόγου f/f_s . Τέλος, αντίστοιχα αποτελέσματα ευαισθησίας παραθέτονται και για τη μέθοδο DESA στο Σχ. 4.4.



Σχήμα 4.3: Δείκτες σφάλματος της εκτίμησης Hilbert για διάφορα SNRs και $T_d=16T$ (α) μέσω σφάλμα, (β) διακύμανση.





Σχήμα 4.4: Δείκτες σφάλματος της εκτίμησης DESA για διάφορα SNRs και $T_d=16T$ (α) μέσο σφάλμα, (β) διακύμανση.

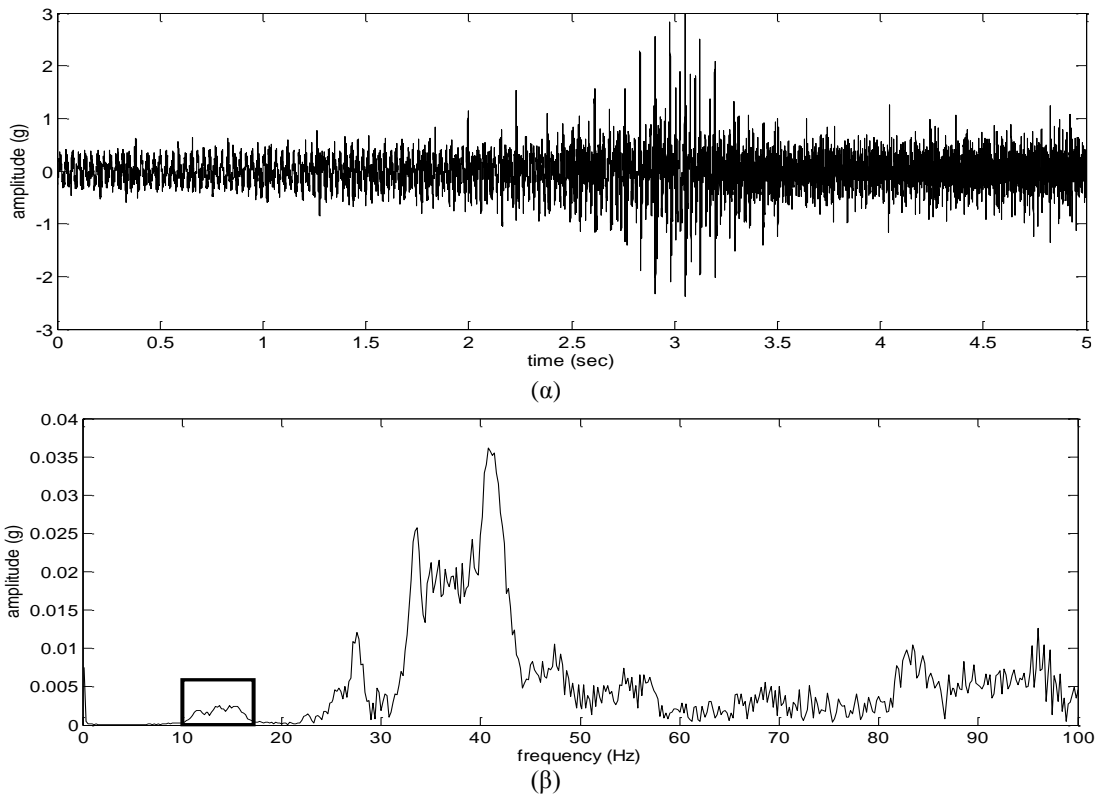
Συγκρίνοντας το Σχ. 4.4 με τις αντίστοιχες τιμές των άλλων μεθόδων που παρουσιάζονται, συνάγεται το συμπέρασμα ότι η DESA είναι μια λιγότερο ακριβής εκτίμηση. Ειδικά στην περίπτωση των χαμηλών και υψηλών τιμών στις αναλογίες f/f_s , η DESA έχει σημαντικά περισσότερο σφάλμα από κάθε άλλη μέθοδο (περίπου δέκα φορές). Έτσι, η βέλτιστη περιοχή για τη χρήση της DESA είναι περίπου $f/f_s = 0.25$.

Επιπλέον, πρέπει να σημειωθεί ότι οι αυξημένες τιμές του μέσου σφάλματος και της διακύμανσης, τόσο για την πολύ χαμηλή όσο και για τις πολύ υψηλές τιμές του λόγου f/f_s , οφείλεται στην αυξημένη ευαισθησία του αντίστροφου μετασχηματισμού του συνημίτονου $\arccos()$ σε αυτό το εύρος, όπως φαίνεται στην Εξ. (24) του Κεφαλαίου 3.

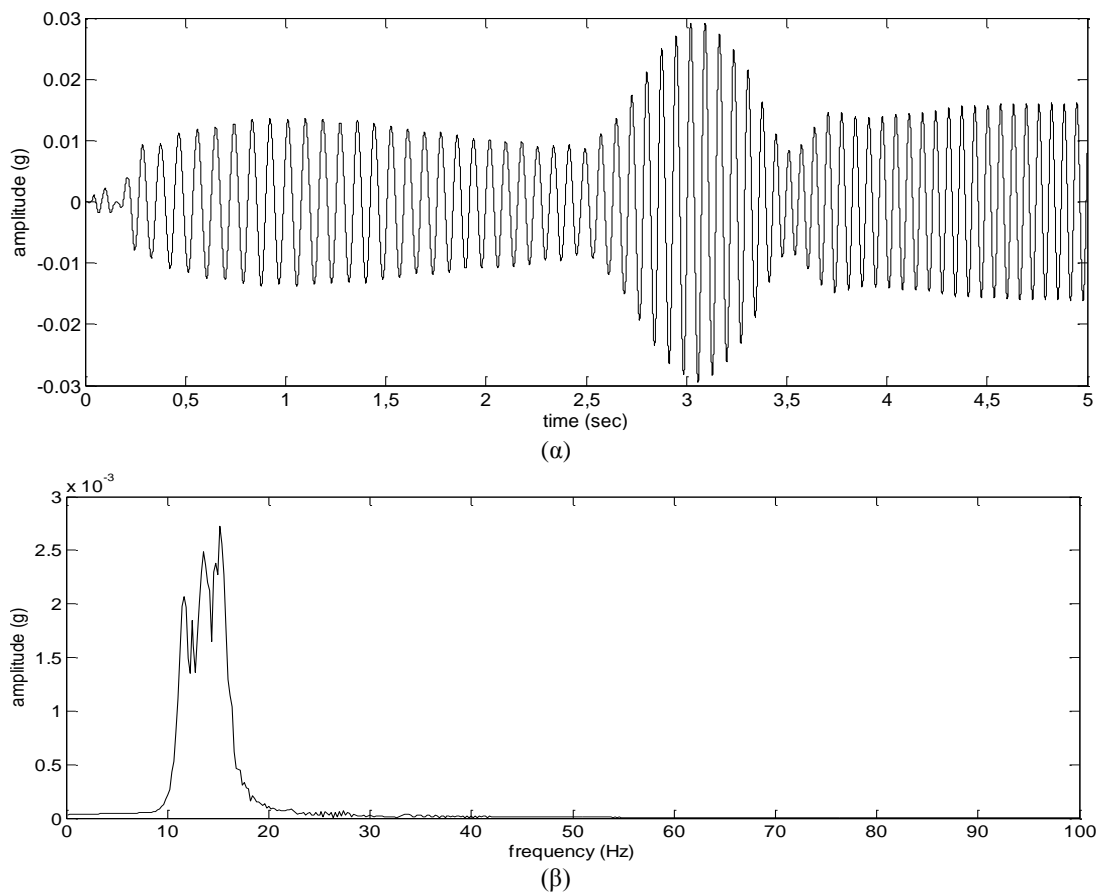
4.2 Πειραματικά αποτελέσματα

4.2.1 Εκκίνηση και τερματισμός ενός ηλεκτροκινητήρα με άξονα.

Η πρώτη δοκιμή περιλαμβάνει μια διάταξη δοκιμής με έναν ηλεκτροκινητήρα, έναν άξονα, έναν συζευκτήρα για τη σύνδεση μεταξύ του άξονα και του κινητήρα, και δύο έδρανα για την έδραση του άξονα. Τα δεδομένα που συλλέγονται κατά τη διάρκεια της εκκίνησης και του τερματισμού στην οριζόντια χωρική κατεύθυνση, κοντά στη βάση του ρουλεμάν. Στην πρώτη περίπτωση, η ταχύτητα λειτουργίας του άξονα αυξήθηκε από τις 660 ΣΑΛ (11 Hz) έως τις 960 ΣΑΛ (16 Hz) κατά τη διάρκεια της διαδικασίας εκκίνησης, ενώ στη δεύτερη περίπτωση, η ταχύτητα του άξονα μειώθηκε από τις 1,600 ΣΑΛ (26.7 Hz) στις 1.195 ΣΑΛ (19.9 Hz). Ταυτόχρονα, η «πραγματική τιμή» της ταχύτητας του άξονα μετρήθηκε με έναν επαγωγικό αισθητήρα (ταχύμετρο).



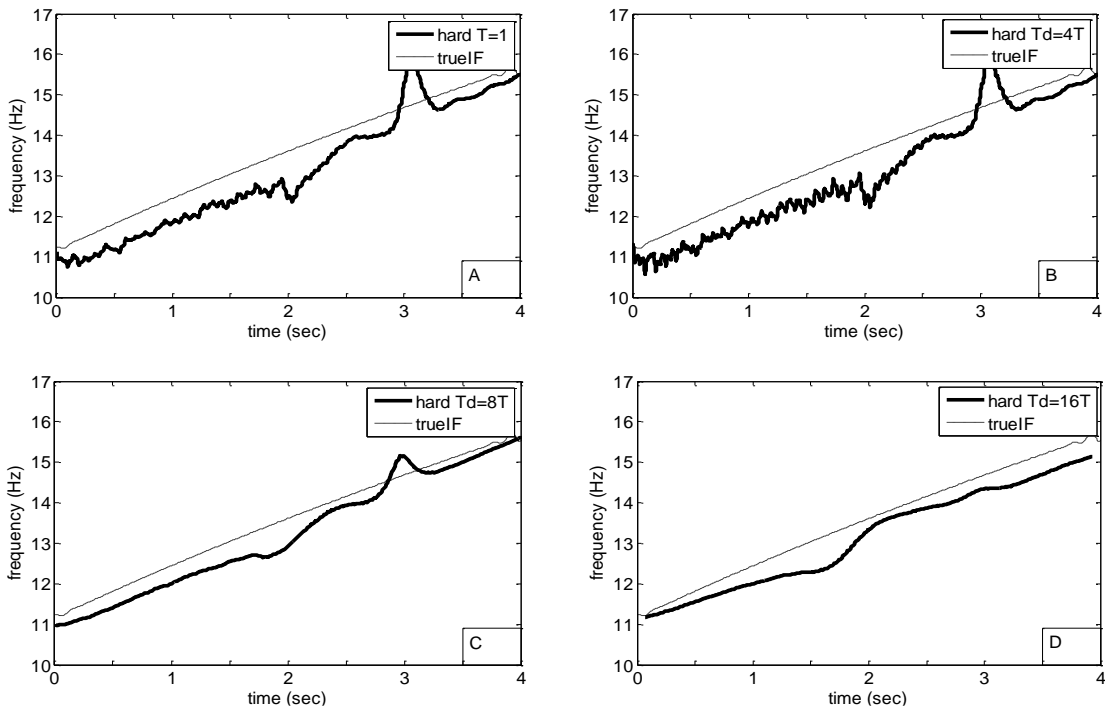
Σχήμα 4.5: Χρονικό σήμα (α) και φάσμα (β) που μετρήθηκε κατά την εκκίνηση.

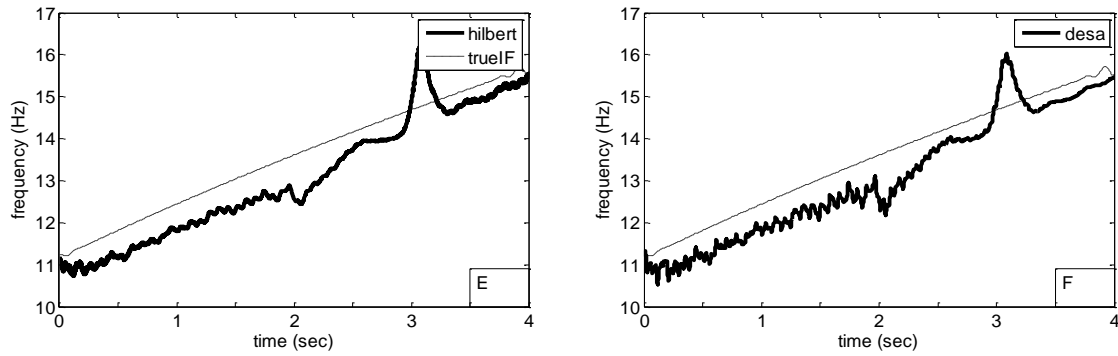


Σχήμα 4.6: Χρονικό σήμα (α) και φάσμα (β) του φιλτραρισμένου σήματος εκκίνησης.

Σε όλες τις περιπτώσεις, οι καμπύλες IF εκτιμήθηκαν με τη μέθοδο της Αρμονικής αποδιαμόρφωσης (HARD), τον μετασχηματισμό Hilbert και τον Αλγόριθμο Διακριτού Ενεργειακού Διαχωρισμού (DESA). Ο μετασχηματισμός Hilbert και οι μέθοδοι DESA εφαρμόστηκαν για τα βέλτιστα σύνολα των βασικών παραμέτρων, όπως αυτές προκύπτουν από το τμήμα 4.2. Συγκρίσεις, επίσης, πραγματοποιήθηκαν μεταξύ των αποτελεσμάτων των μεθόδων και της καμπύλης του στροφόμετρου. Τα σήματα μέτρησης είχαν μήκος 100 K δείγματα και καταγράφηκαν με συχνότητα δειγματοληψίας 20 KHz. Για τις μετρήσεις χρησιμοποιήθηκε anti-aliasing φίλτρο με συχνότητα αποκοπής τα 10 KHz.

Στο πρώτο πείραμα, η ταχύτητα του άξονα αυξήθηκε από τις 660 ΣΑΛ (11 Hz) στις 960 ΣΑΛ (16 Hz) που αντιπροσωπεύει μια αύξηση της τάξης του 45%. Το χρονικό σήμα το οποίο καταγράφηκε κατά τη διάρκεια της εκκίνησης, παρουσιάζεται στο Σχ. 4.5α και το φάσμα του σήματος φαίνεται στο Σχ. 4.5β. Η συχνοτική ζώνη, η οποία επισημαίνεται με το μαύρο ορθογώνιο κουτί, αντιστοιχεί στην μεταβαλλόμενη ταχύτητα του άξονα. Έτσι, πριν από την εφαρμογή των μεθόδων IF, το μετρούμενο σήμα φιλτράρεται χρησιμοποιώντας ένα φίλτρο Butterworth πέμπτης τάξης με χαμηλή και υψηλή συχνότητα αποκοπής στα 11 Hz και 16 Hz, αντίστοιχα. Η χρονική κυματομορφή και το φάσμα του φιλτραρισμένου σήματος παρουσιάζονται στο Σχ. 4.6.

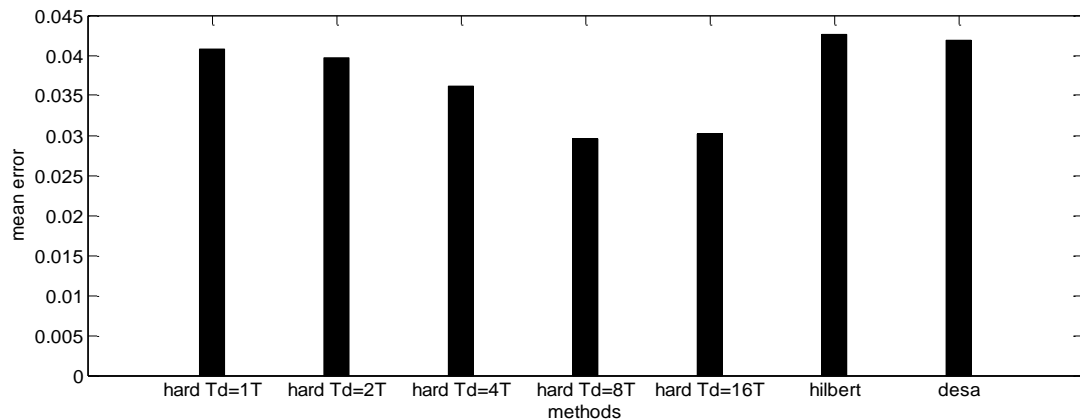




Σχήμα 4.7: IF εκτιμήσεις κατά την εκκίνηση.

Τα αποτελέσματα που λαμβάνονται με τις μεθόδους που δοκιμάστηκαν, παρουσιάζονται στο Σχ. 4.7. Στην περίπτωση αυτή, η διάρκεια του σήματος είναι 4 δευτερόλεπτα (μισό δευτερόλεπτο λιγότερο στην εκκίνηση και στο τέλος του αρχικού σήματος) με την ταχύτητα να αυξάνεται από 678 rpm (11,3 Hz) στις 948 rpm (15,8 Hz), λόγω μεταβατικών προβλημάτων που προέκυψαν κατά την έναρξη και τη λήξη του διαστήματος εκτίμησης από όλες τις μεθόδους. Σε σύγκριση με την ανάλυση ευαισθησίας του τμήματος 4.2, ένας μεγάλος λόγος δειγματοληψίας χρησιμοποιείται, όπου η απόδοση της μεθόδου Hilbert είναι υψηλή.

Οι μέθοδοι παρακολουθούν αποτελεσματικά την διακύμανση της ταχύτητας. Η μέθοδος HARD βελτιώνει τα αποτελέσματά της, όταν ο αριθμός των περιόδων T_d του σήματος αυξάνεται. Το Σχ. 4.8 παρουσιάζει το αντίστοιχο μέσο σφάλμα των προηγούμενων IF εκτιμήσεων.

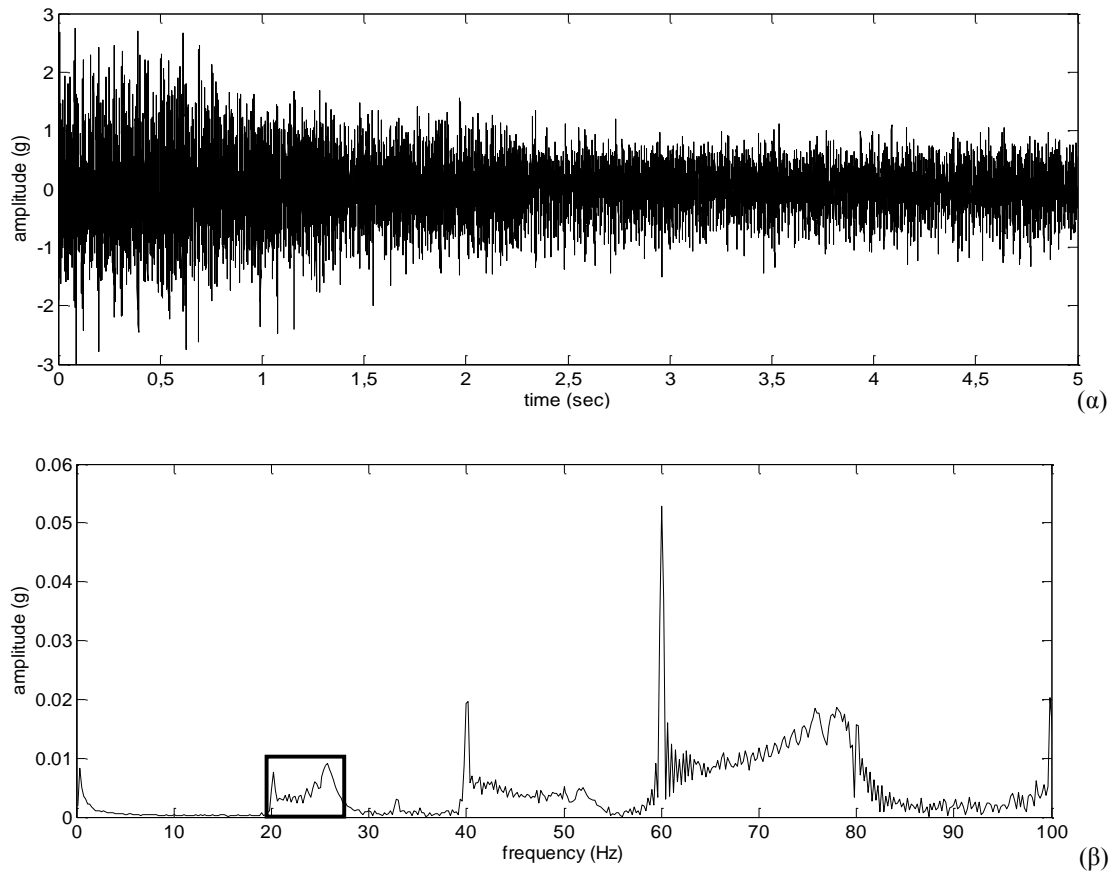


Σχήμα 4.8: Μέσες τιμές σφάλματα κατά τη διάρκεια της εκκίνησης.

Το καλύτερο αποτέλεσμα επιτυγχάνεται στο Σχ. 4.7γ και 4.7δ με τη μέθοδο HARD και έναν αριθμό T_d ίσο με 8T και 16T αντίστοιχα. Η μέθοδος υποδεικνύει μια συμπεριφορά εξομάλυνσης, καθώς η διάρκεια των T_d αυξάνεται. Η υστέρηση από την καμπύλη του ταχύμετρου και η κοινή κορυφή που εμφανίζεται σε όλες τις μεθόδους στο χρονικό σημείο $t=3\text{sec}$, αποδίδονται στη δυναμική συμπεριφορά της μηχανής. Η εκτίμηση IF, για την περίπτωση της $T_d=2T$ έχει παραλειφθεί, καθώς τα αποτελέσματα της ήταν πολύ κοντά στην $T_d=1T$ (Σχ. 7α).

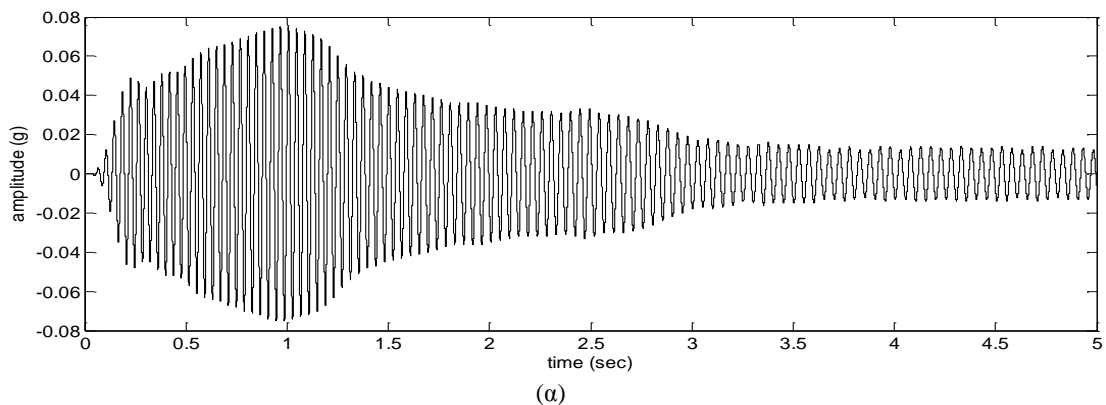
Το δεύτερο σήμα μετρήθηκε κατά τη διάρκεια του τερματισμού του κινητήρα. Η εκτίμηση εφαρμόζεται όταν η ταχύτητα μειώνεται από 1600 rpm (26,7 Hz) σε 1195

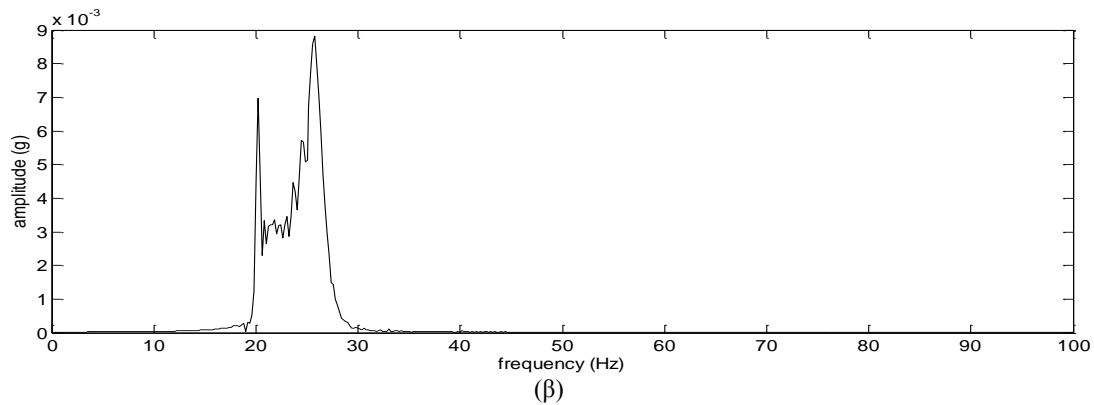
rpm (19,9 Hz), που αντιπροσωπεύει μια μείωση της τάξης του 34%. Στην περίπτωση αυτή, οι συχνότητες αποκοπής του φίλτρου επιλέγονται ίσες με 19 και 27 Hz, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.9: Χρονικό σήμα (α) και το φάσμα του (β) που μετρήθηκε κατά τη διάρκεια τερματισμού.

Στο σήμα έγινε επεξεργασία όπως περιγράφηκε παραπάνω για την περίπτωση της εκκίνησης. Η χρονική κυματομορφή και το φάσμα του μετρούμενου σήματος παρουσιάζονται στο Σχ. 4.9α και 4.9β αντίστοιχα. Η συχνοτική περιοχή που επισημαίνεται με το μαύρο ορθογώνιο κουτί αντιστοιχεί στην μεταβαλλόμενη ταχύτητα του άξονα. Το χρονικό σήμα και το φάσμα του φιλτραρισμένου σήματος παρουσιάζονται στο Σχ. 4.10α και 4.10β, αντίστοιχα.



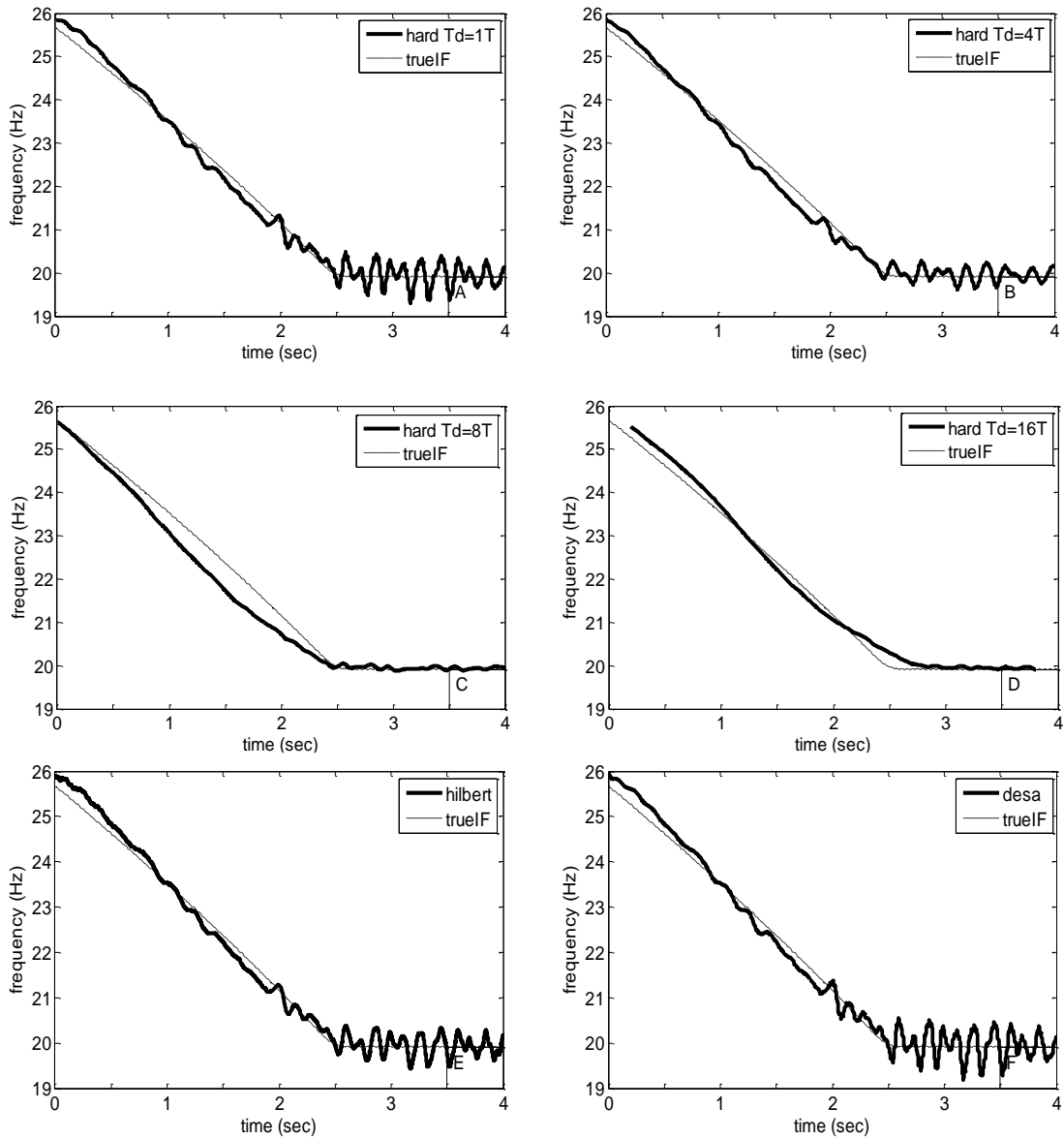


Σχήμα 4.10: Χρονικό σήμα (α) και φάσμα (β) του φιλτραρισμένου σήματος τερματισμού.

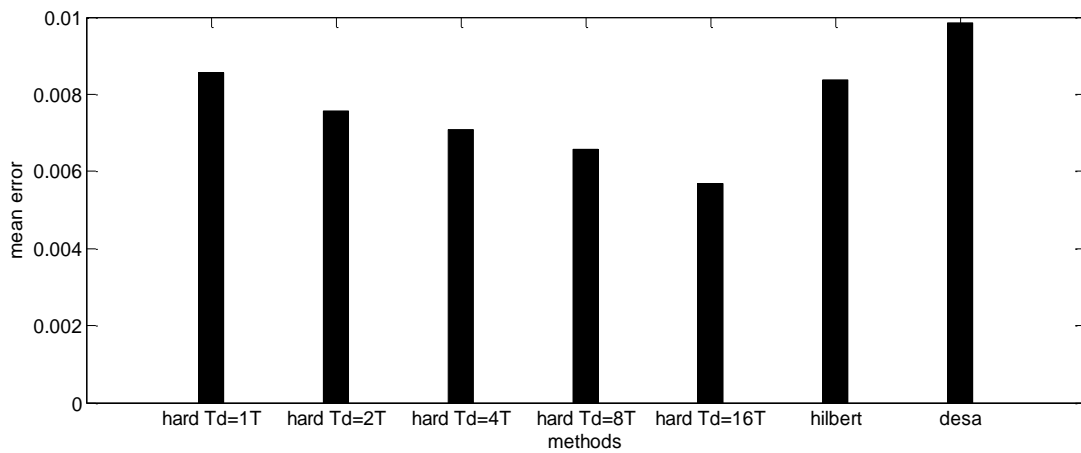
Στη συνέχεια, εφαρμόστηκαν οι διάφορες μέθοδοι IF. Στο Σχ. 4.11 παρουσιάζεται η εκτιμώμενη IF του άξονα κατά τη διάρκεια του τερματισμού. Η διάρκεια του σήματος είναι ίση με 4 δευτερόλεπτα (μισό δευτερόλεπτο λιγότερο στην αρχή και στο τέλος) και η ταχύτητα του άξονα κυμαίνεται από 1.548 ΣΑΛ (25,8 Hz) έως 1.200 ΣΑΛ (20 Hz) λόγω μεταβατικών προβλημάτων που προέκυψαν στην αρχή και στο τέλος του διαστήματος της εκτίμησης με όλες τις μεθόδους.

Όπως και στην περίπτωση της εκκίνησης, τα αποτελέσματα για τη μέθοδο HARD, βελτιώνονται όταν η χρονική διάρκεια T_d αυξάνει. Στο τελευταίο κομμάτι του σήματος (μετά το σημείο $t=2,5$ sec), οι περισσότερες μέθοδοι παρουσιάζουν μια ταλάντωση, η οποία οφείλεται στη χαμηλή τιμή του πλάτους του σήματος (Σχ. 4.11a, 4.11b, 4.11e, 4.11f). Αυτό το φαινόμενο μειώνεται στο Σχ. 4.11c και 4.11d.

Το μέσο σφάλμα παρουσιάζεται στο Σχ. 4.15, όπου μπορεί να συγκριθεί η ακρίβεια της κάθε μεθόδου. Η μέθοδος εκτίμησης HARD προσφέρει τα καλύτερα αποτελέσματα για τα εξεταζόμενα δεδομένα, με ένα μέσο σφάλμα μικρότερο από 0,03 και 0,006 αντίστοιχα (Σχ. 4.8 και 4.12).



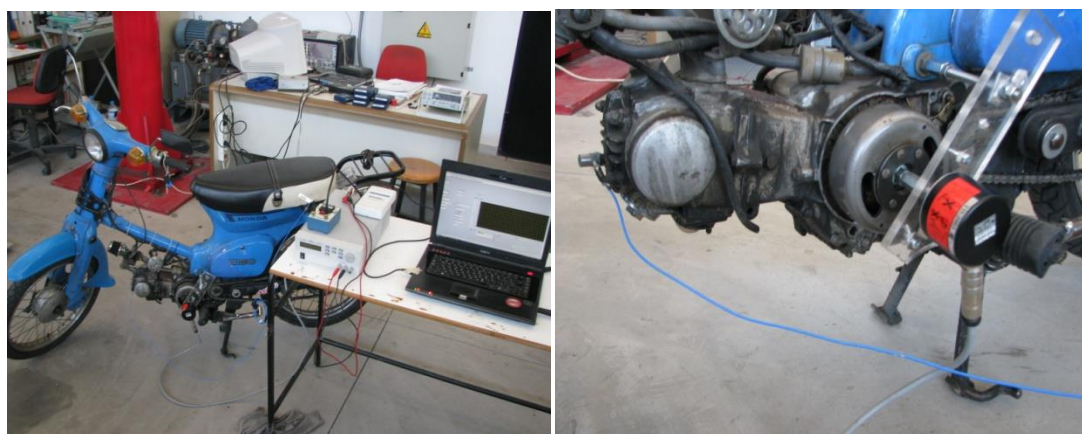
Σχήμα 4.11: IF εκτιμήσεις κατά τη διάρκεια του τερματισμού.



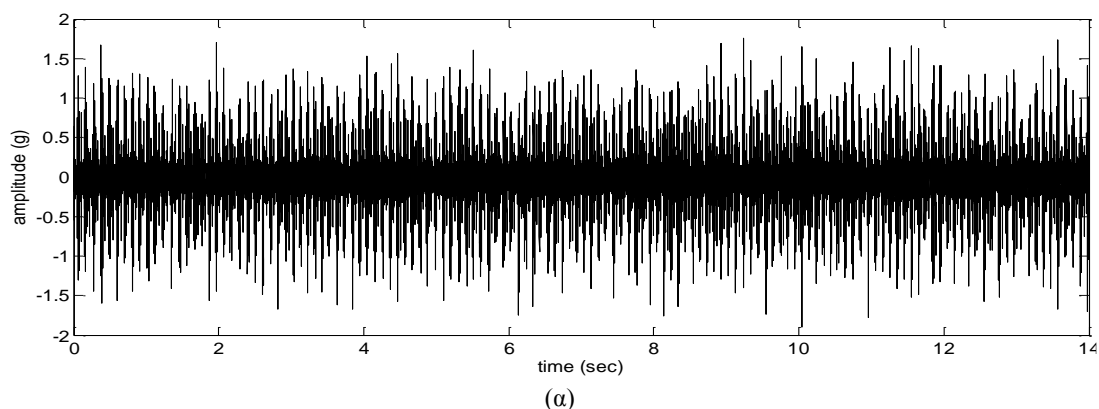
Σχήμα 4.12: Μέσο λάθος για τον τερματισμό.

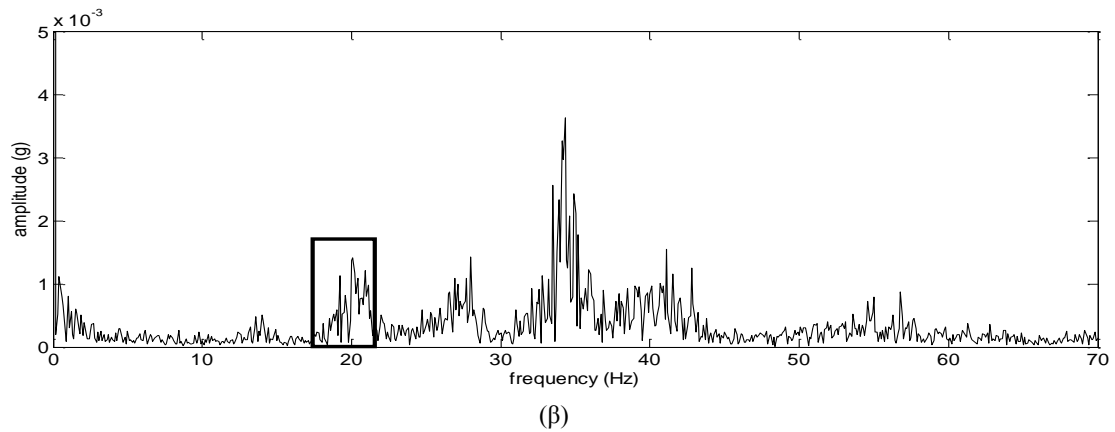
4.2.2 Διακυμάνσεις ταχύτητας κινητήρα μοτοσικλέτας

Το δεύτερο πείραμα αφορά μετρήσεις που έχουν ληφθεί με μια μοτοσικλέτα της Honda C50 (Σχ. 4.13). Η Honda C50 χρησιμοποιεί ένα μονοκύλινδρο κινητήρα βενζίνης. Η μετάδοση της ισχύος πραγματοποιείται μέσω τριών ταχυτήτων του κιβωτίου ταχυτήτων και μιας αλυσίδας για την τελική κίνηση. Τα δεδομένα συλλέχθηκαν χρησιμοποιώντας ένα επιταχυνσιόμετρο στην οριζόντια χωρική κατεύθυνση στην κεφαλή της μηχανής κοντά στον εκκεντροφόρο. Ένας επαγωγικός αισθητήρας (ταχύμετρο - στροφόμετρο) χρησιμοποιήθηκε για να μετρηθεί η στιγμιαία ταχύτητα του στροφαλοφόρου άξονα. Τα σήματα της μέτρησης καταγράφηκαν με συχνότητα δειγματοληψίας 10 kHz. Για τις μετρήσεις χρησιμοποιήθηκε anti-aliasing φίλτρο με συχνότητα αποκοπής τα 5 KHz.. Ο κινητήρας ρυθμίστηκε στο ρελαντί, το οποίο ήταν μεταξύ 1065 ΣΑΛ (17,75 Hz) και 1250 ΣΑΛ (20,83 Hz) που αντιπροσωπεύει μια διακύμανση της τάξης του 17% για 14 δευτερόλεπτα.



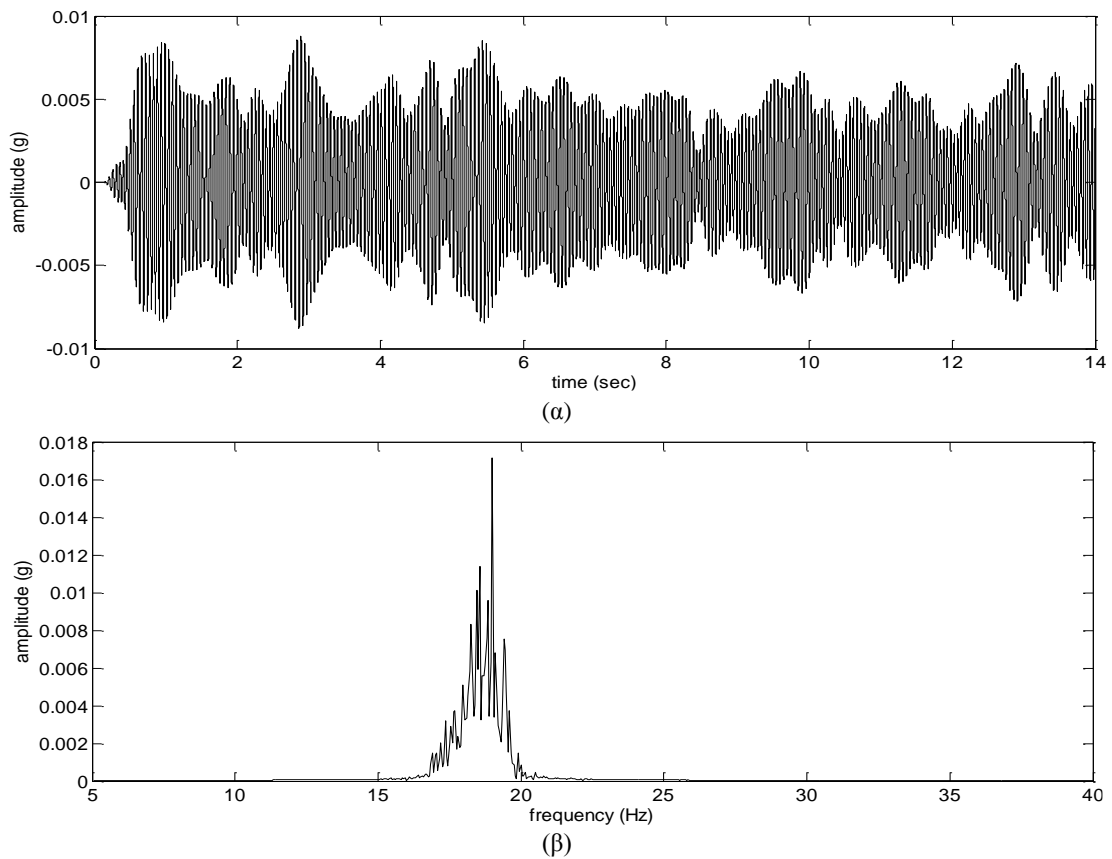
Σχήμα 4.13: Η μοτοσικλέτα Honda C50 και η μετρητική διάταξη.





Σχήμα 4.14: Χρονική κυματομορφή (α) και το φάσμα της (β) κατά τη διάρκεια του ρελαντί.

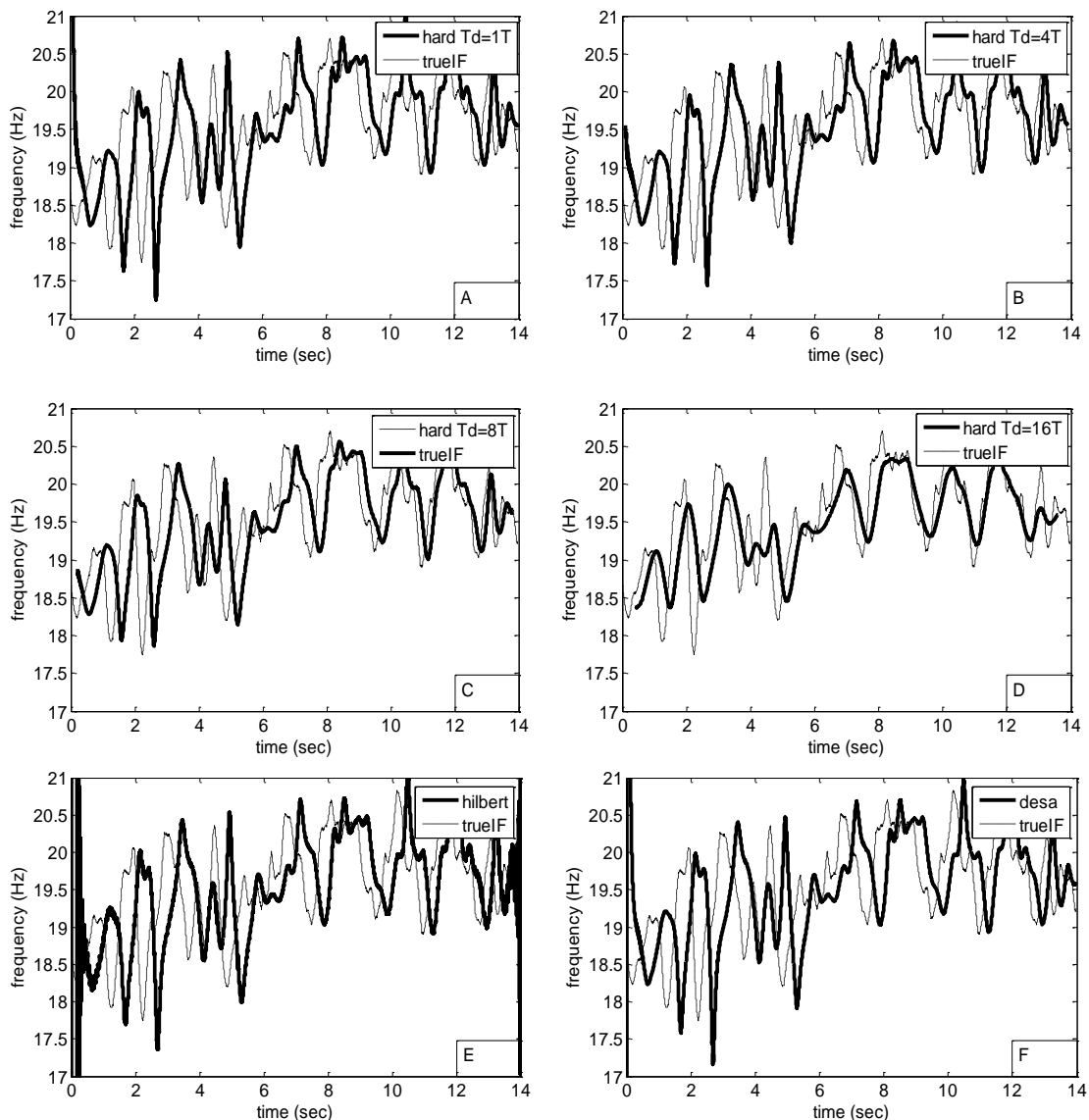
Το σήμα του χρόνου, το οποίο καταγράφηκε κατά τη διάρκεια του ρελαντί, παρουσιάζεται στο Σχ. 4.14α. Το φάσμα του σήματος φαίνεται στο Σχ. 4.14β. Για την περίπτωση του ρελαντί του κινητήρα οι συχνότητες αποκοπής του φίλτρου, επιλέγονται ίσες με 17 και 21 Hz, αντίστοιχα. Η χρονική κυματομορφή και το φάσμα του φιλτραρισμένου σήματος παρουσιάζονται στο Σχ. 4.15α και 4.15β, αντίστοιχα. Οι συχνοτική περιοχή που επισημαίνεται με το μαύρο ορθογώνιο κουτί (Σχ. 4.14β) αντιστοιχεί στην μεταβαλλόμενη ταχύτητα του άξονα.



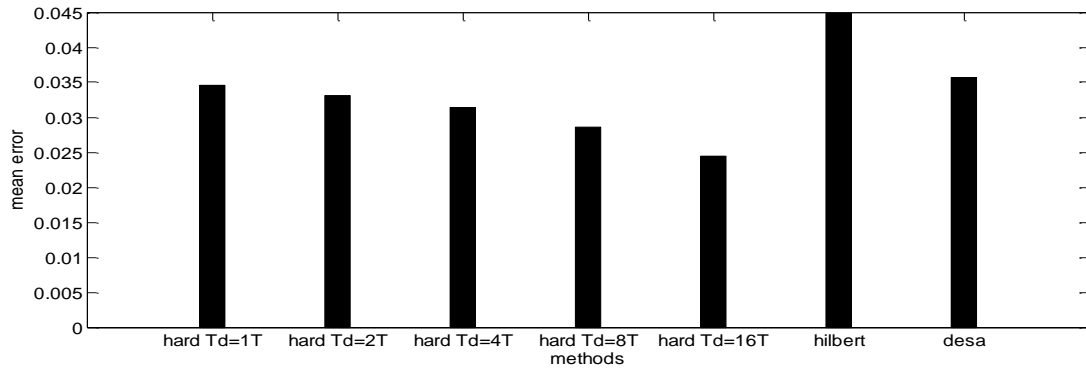
Σχήμα 4.15: Χρονικό σήμα (α) και το φάσμα του (β) που μετρήθηκε κατά τη διάρκεια του ρελαντί.

Στη συνέχεια, εφαρμόστηκαν οι διάφορες μέθοδοι εκτίμησης. Οι καμπύλες IF είναι τα αντίστοιχα αποτελέσματα των μεθόδων HARD, Hilbert και DESA. Στο Σχ. 4.16 παρουσιάζεται η εκτιμώμενη IF του στροφαλοφόρου άξονα κατά τη διάρκεια του ρελαντί. Στο Σχ. 4.17 παρουσιάζεται, η μέση τιμή του σφάλματος προκειμένου να συγκριθεί η ακρίβεια της κάθε μεθόδου. Η μέθοδος HARD προσφέρει καλύτερα αποτελέσματα για τους εξετασταν στοιχεία με μέση πιθανότητα σφάλματος κάτω του 0,3%.

Όπως παρατηρείται στο Σχ. 4.16a, 4.16e και 4.16f, υπάρχει μια μικρή χρονική διαφορά μεταξύ της τιμής του στροφόμετρου και των εκτιμήσεων IF. Αυτό οφείλεται στα δυναμικά φαινόμενα, που ενσωματώνονται στην απόκριση της μηχανής. Αυτό το φαινόμενο μειώνεται καθώς ο αριθμός των T_d αυξάνει στο Σχ. 4.16b, 4.16c και 4.16d.



Σχήμα 4.16: Εκτιμώμενες καμπύλες συχνότητας κατά τη διάρκεια του ρελαντί.



Σχήμα 4.17: Μέση τιμή σφάλματος κατά τη διάρκεια του ρελαντί.

4.3 Συμπεράσματα Κεφαλαίου 4

Η προτεινόμενη προσέγγιση HARD για τον υπολογισμό της στιγμιαίας ταχύτητας περιστροφής μπορεί να παρακολουθεί αποτελεσματικά μεγάλες διακυμάνσεις της ταχύτητας, όπως αυτές που συμβαίνουν κατά τη διάρκεια της εκκίνησης, του τερματισμού μιας μηχανής ή μικρές διαφορές όπως αυτές που συμβαίνουν στις στροφές του ρελαντί ενός κινητήρα. Η ανάλυση ευαισθησίας που πραγματοποιήθηκε έδειξε ότι η μέθοδος οδηγεί σε χαμηλότερα ποσά σφαλμάτων σε σύγκριση με τους μετασχηματισμούς Hilbert και DESA. Επιπλέον, η μέθοδος γίνεται πιο αποτελεσματική καθώς ο λόγος του SNR γίνεται χαμηλότερος. Οι μετρήσεις κραδασμών από μια πειραματική διάταξη καθώς και κατά τη διάρκεια μεταβολών της ταχύτητας του κινητήρα μοτοσυκλέτας, επαλήθευσε την αποτελεσματικότητα και την ανωτερότητα της προσέγγισης.

Κεφάλαιο 5

Εκτίμηση στιγμιαίας συχνότητας με μετατοπιζόμενα κυματίδια Morlet

Σύμφωνα με την προτεινόμενη μέθοδο, αρχικά υιοθετείτε ένα σύνολο κυματιδιακών μετασχηματισμών χρησιμοποιώντας μια δομή σύνθετων ‘μετατοπιζόμενων’ κυματιδίων. Καθώς δεν υπάρχουν συγκεκριμένα όρια για τις κεντρικές συχνότητες και το εύρος των κυματιδίων, οι παράμετροι αυτές ελέγχονται ώστε να βρεθεί ένας τρόπος επιλογής για την εκάστοτε περίπτωση. Επίσης, ο αριθμός των κυματιδίων είναι ανοικτός προς επιλογή, οδηγώντας σε ισάριθμο πλήθος σύνθετων σημάτων. Κατόπιν, οι στιγμιαίες συχνότητες των σημάτων υπολογίζονται εφαρμόζοντας ένα κατάλληλο αλγόριθμο επίλυσης διανυσματικών υποχώρων (π.χ. ESPRIT [118]), στο σύνολο των σύνθετων σημάτων που προκύπτουν από τους κυματιδιακούς μετασχηματισμούς, αξιοποιώντας τις αντίστοιχες ιδιότητες των διανυσματικών υποχώρων. Το πλεονέκτημα της εφαρμογής του αλγορίθμου διανυσματικών υποχώρων αφού έχει γίνει η επεξεργασία του σήματος με την κατάλληλη κυματιδιακή δομή, είναι η ενδυνάμωση επιθυμητών πληροφοριών του σήματος όπως η διακριτότητα χρόνου – συχνότητας με ταυτόχρονη μείωση ανεπιθύμητων πληροφοριών όπως ο θόρυβος. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται ο συνδυασμός των πλεονεκτημάτων των σύνθετων κυματιδίων Morlet, με τα πλεονεκτήματα των μεθόδων διανυσματικών υποχώρων. Τέλος, η μέθοδος παρέχει ένα μέσο εκτίμησης του άγνωστου αριθμού των συστατικών του σήματος, μέσω των ιδιοτιμών των διανυσματικών υποχώρων. Οι μη-μηδενικές τιμές των ιδιοτιμών αντιστοιχούν στον αριθμό των συστατικών που υπάρχουν στο σήμα. Παράλληλα, οι ιδιοτιμές αυτές εξαρτώνται και από το χρόνο, δίνοντας πληροφορίες και για την χρονική σύνθεση του σήματος.

5.1 Θεωρητικό υπόβαθρο μεθόδου

Το σύνθετο κυματίδιο Morlet περιγράφεται στο πεδίο του χρόνου ως ένα αρμονικό κύμα με κεντρική συχνότητα f_c πολλαπλασιαζόμενο με ένα Γκαουσιανό χρονικό παράθυρο:

$$Y(t) = ce^{-\sigma^2 t^2} e^{-j2\pi f_c t} \quad (1\alpha)$$

Όπου ο c είναι θετικός ακέραιος. Τυπικά, οι παράμετροι των κυματιδίων επιλέγονται ως:

$$c = 2\sigma / \sqrt{\pi} \quad (1\beta)$$

$$f_c = \omega_c / 2\pi \quad (1\gamma)$$

$$f_b = \sigma \quad (1\delta)$$

Σύμφωνα με την παραπάνω επιλογή του c , ο μετασχηματισμός Fourier του κυματιδίου Morlet είναι:

$$\hat{Y}(f) = \hat{Y}^*(f) = 2e^{-\frac{\pi^2}{\sigma^2}(f-f_c)^2} \quad (2)$$

όπου $\hat{Y}(f)$ είναι ο σύνθετος συζυγής του $\hat{Y}(f)$ και $\hat{Y}(f) = \hat{Y}^*(f)$, καθώς ο $\hat{Y}(f)$ είναι πραγματικός. Αυτό το κυματίδιο έχει το σχήμα ενός Γκαουσιανού παραθύρου στο συχνοτικό πεδίο. Η κεντρική συχνότητα του παραθύρου καθορίζεται από τη συχνότητα f_c και το εύρος από την παράμετρο σ .

Η κλιμάκωση και από-κλιμάκωση του κυματιδίου μεταφέρει ταυτόχρονα την τοποθεσία του παραθύρου και αλλάζει το εύρος του. Με τον τρόπο που προτείνεται [51], [134], το εύρος επιλέγεται ξεχωριστά από την κεντρική συχνότητα. Για κάθε συγκεκριμένη επιλογή της κεντρικής συχνότητας και του εύρους, υπολογίζονται οι κυματιδιακοί συντελεστές του σήματος $x(t)$ σε κάθε χρονική στιγμή με τη χρήση του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier πολλαπλασιαζόμενου με το μετασχηματισμό Fourier του σήματος και του μετασχηματισμού Fourier του κυματιδίου:

$$W_{f_c, f_b}(t) = F^{-1} \left\{ X(f) \hat{Y}_{f_c, f_b}^*(f) \right\} \quad (3)$$

Όπου $X(f)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $x(t)$, το $F\{\}$ δηλώνει τον μετασχηματισμό Fourier της συνάρτησης και το $F^{-1}\{\}$ δηλώνει τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier.

Για την περίπτωση του απλού αρμονικού σήματος:

$$x(t) = A \cos(\omega t) \quad (4\alpha)$$

Η εξίσωση (3) οδηγεί στο επόμενο σύνθετο σήμα $w(t)$ κάτω από κατάλληλες συνθήκες [4]:

$$w(t) = Ag \exp(j\omega t) \quad (4\beta)$$

$$g = \exp \left[-\left(\frac{\omega_c - \omega}{2\sigma} \right)^2 \right] \quad (4\gamma)$$

Στην περίπτωση επεξεργασίας ενός σήματος $x(t)$ που περιέχει P αρμονικά συστατικά:

$$x(t) = \sum_{i=1}^P A_k \cos(\omega_k t + \varphi_k) \quad (5)$$

Με δομή από M κυματίδια, η εξίσωση 4 γίνεται:

$$w_i(t) = \sum_{k=1}^P A_k g_{ik} \exp[j(\omega_k t + \varphi_k)] \text{ for } i=1, \dots, M \quad (6\alpha)$$

$$g_{ik} = \exp \left[- \left(\frac{\omega_{ci} - \omega_k}{2\sigma_i} \right)^2 \right] \quad (6\beta)$$

Με T συμβολίζεται ο χρόνος καταγραφής μεταξύ των σημείων του σήματος. Επομένως, η εξίσωση 6α σε μια χρονική στιγμή $t_n = nT$ μπορεί να γραφεί:

$$w_i(nT) = \sum_{k=1}^P g_{ik} s_k \quad (7\alpha)$$

$$s_k = A_k \exp(j\varphi_k) q_k^n \quad (7\beta)$$

ή σε μορφή σύνθετων πινάκων:

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{G} \cdot \mathbf{s} \quad (8\alpha)$$

$$[\mathbf{w}(n)]_i = w_i(nT) \quad (8\beta)$$

$$[\mathbf{G}]_{ik} = g_{ik} \quad (8\gamma)$$

$$[s]_k = s_k \quad (8\delta)$$

Για την επόμενη χρονική στιγμή $t_{n+1} = (n+1)T$, η εξίσωση 8α γίνεται:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{G} \cdot \Phi \cdot \mathbf{s} \quad (9\alpha)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} q_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & q_P \end{bmatrix} \quad (9\beta)$$

$$q_k = \exp(j\omega_k T) \quad (9\gamma)$$

Μια προσεκτική ματιά των εξισώσεων 8 και 9 αποκαλύπτει ότι βρίσκονται στη μορφή 9 και 10 του αλγορίθμου ESPRIT [118]. Η βασική ιδέα του αλγορίθμου αυτού βρίσκεται στην εκμετάλλευση των σταθερών τιμών των διανυσματικών υποχώρων του σήματος. Κατόπιν οι στιγμιαίες συχνότητες του σήματος υπολογίζονται από τις τιμές της κύριας διαγωνίου του πίνακα Φ (εξ. 9β), ανεξάρτητα από τις υπόλοιπες τιμές του σήματος.

Προς αυτή την κατεύθυνση, υπάρχουν πολλοί αλγόριθμοι που μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Μια τυπική περίπτωση αποτελεί ο αλγόριθμος TLS [118]. Η υιοθέτηση του αλγορίθμου μπορεί να γίνει ως εξής:

1. Για κάθε χρονική στιγμή $t_n = nT$ ορίζεται ο πίνακας \mathbf{Z} , με διαστάσεις $2M \times N$.

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}(n-N-1) & \mathbf{w}(n-N) & \mathbf{w}(N-k-1) & \mathbf{w}(n-1) \\ \mathbf{w}(n-N) & \mathbf{w}(n-N+1) & \cdots & \mathbf{w}(N-k) & \cdots & \mathbf{w}(n) \end{bmatrix} \quad (10)$$

2. Με ανάλυση ιδιοτιμών του πίνακα \mathbf{Z} καταλήγουμε στο διαγώνιο πίνακα \mathbf{D} τα μη μηδενικά διαγώνια στοιχεία του οποίου δείχνουν τον αριθμό των αρμονικών συστατικών του σύνθετου σήματος.

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}^T \quad (11)$$

όπου $\mathbf{U} : 2M \times 2M$, $\mathbf{D} : 2M \times N$, $\mathbf{V} : N \times N$

3. Επιλέγοντας τα P στοιχεία του πίνακα \mathbf{U} που αντιστοιχούν στις P μεγαλύτερες τιμές, όπου:

$$\mathbf{U}_p = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_p] \quad (12)$$

4. Ταξινομούμε τον πίνακα $\underline{\mathbf{U}}$ ως:

$$\mathbf{U}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

όπου $\mathbf{U}_1 : M \times P$, $\mathbf{U}_2 : M \times P$

και καταλήγουμε στον πίνακα Ψ :

$$\Psi = (\mathbf{U}_1^H \mathbf{U}_1)^{-1} \mathbf{U}_1^H \mathbf{U}_2 \quad (14)$$

5. Προχωρούμε στην αποσύνθεση του πίνακα Ψ . Βασιζόμενη στην ανάλυση σταθερών τιμών των πινάκων Φ και Ψ , οι ιδιοτιμές του πίνακα Ψ είναι ίδιες με αυτές του πίνακα Φ [6]. Επομένως, οι στιγμιαίες συχνότητες ω_i μπορούν να υπολογιστούν από το q_i (εξ. 9γ).

5.2 Εφαρμογή σε προσομοιωμένα σήματα

5.2.1 Άθροισμα δύο αρμονικών συστατικών

Το άθροισμα δύο αρμονικών συστατικών χρησιμοποιείται για παρόμοιους σκοπούς και στο [131]. Το σήμα έχει την παρακάτω μορφή:

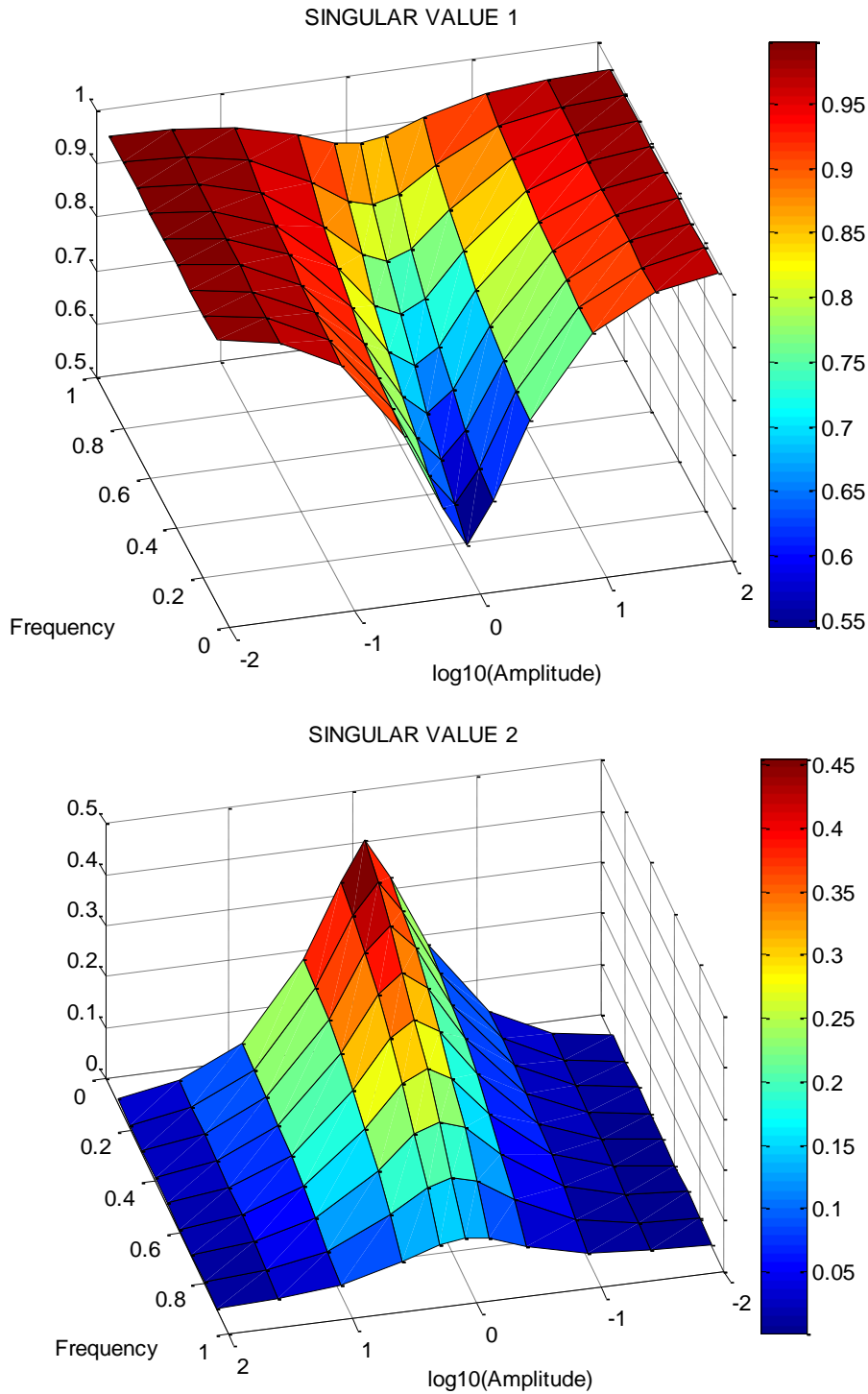
$$x(t) = \cos(2\pi t) + A \cos(2\pi f t) \quad (15)$$

Το πλάτος και η συχνότητα του δεύτερου σήματος μεταβάλλονται γραμμικά μέσα στο εύρος $A=[0.01, \dots, 100]$ και $f=[0.1, \dots, 0.9]$. Ακόμη, προστίθεται λευκός Γκαουσιανός θόρυβος στο σήμα με λόγο σήματος προς θόρυβο $\in \{100, 50, 20, 10\}$.

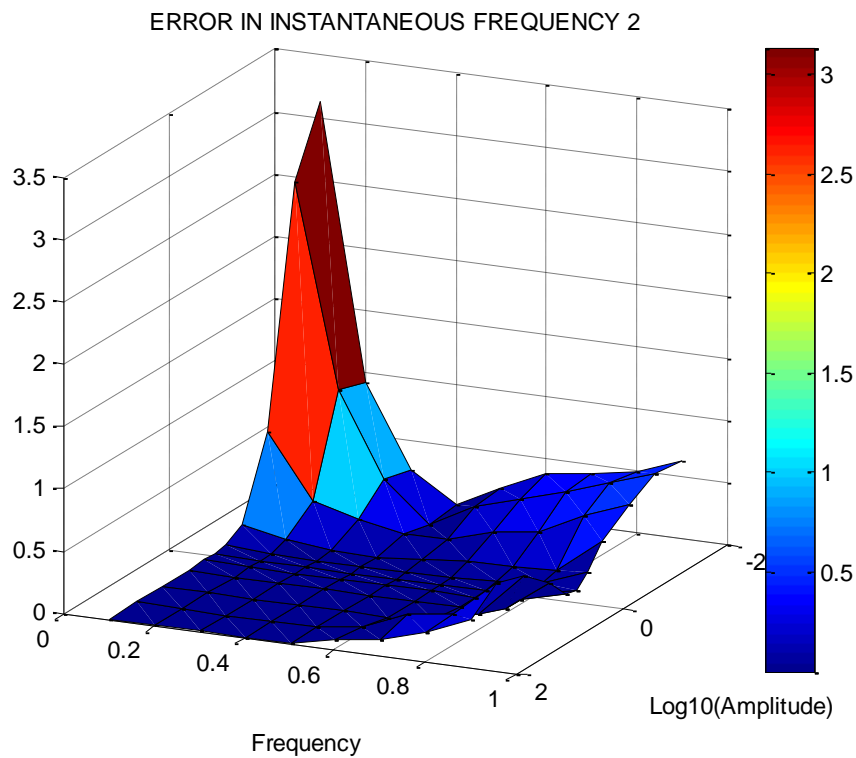
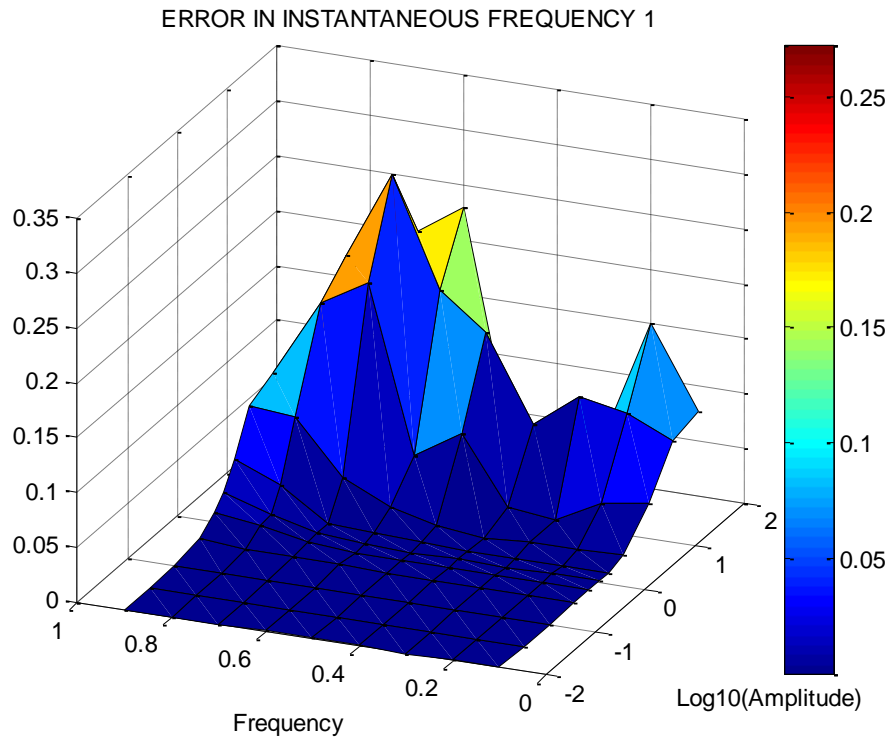
Μια δομή από $M=12$ κυματίδια χρησιμοποιείται, με κεντρικές συχνότητες f_{ci} και πλάτη επιλεγόμενα όπως φαίνεται στον Πίνακα 5.1, ενώ ο αλγόριθμος ESPRIT εφαρμόζεται για έναν αριθμό $P=2$ συχνοτήτων.

Πίνακας 5.1. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη της κυματιδικής δομής που χρησιμοποιείται στο Κεφάλαιο 4.3.1.

Center Frequency (f_{ci})	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2
Bandwidth ($\sigma_i = f_{bi}$)	0.1	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2



Σχήμα 5.1: Οι πρώτες δύο ιδιοτιμές ενός σήματος αρμονικών με κυμαινόμενα πλάτη A και συχνότητες f για λόγο SNR=100.



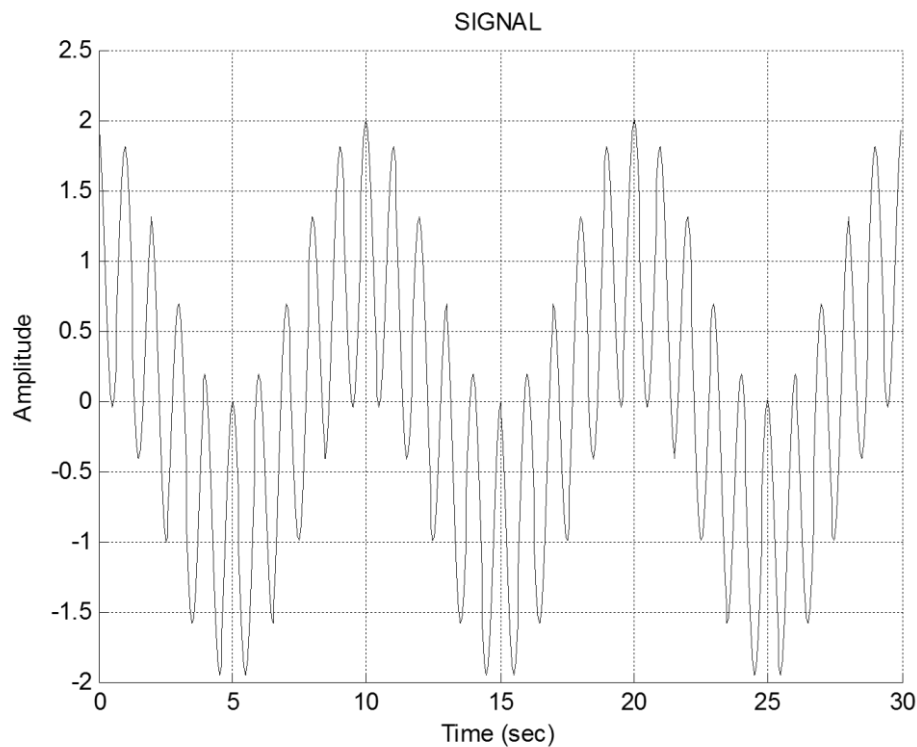
Σχήμα 5.2: Λάθη κατά την εκτίμηση στιγμιαίων συχνοτήτων των αρμονικών με κυμαινόμενα πλάτη A και συχνότητες f για λόγο $SNR=10$.

Οι πρώτες δύο ιδιοτιμές του σήματος για όλο το εύρος των κυμαινόμενων πλατών και συχνοτήτων βρίσκονται στο Σχ. 5.1 (περίπτωση θορύβου Σήμα προς Θόρυβος $SNR=100$). Όπως παρατηρούμε, αντίθετα με άλλες εφαρμογές εύρεσης της στιγμιαίας συχνότητας [131], [132], το δεύτερο συστατικό του σήματος εμφανίζεται

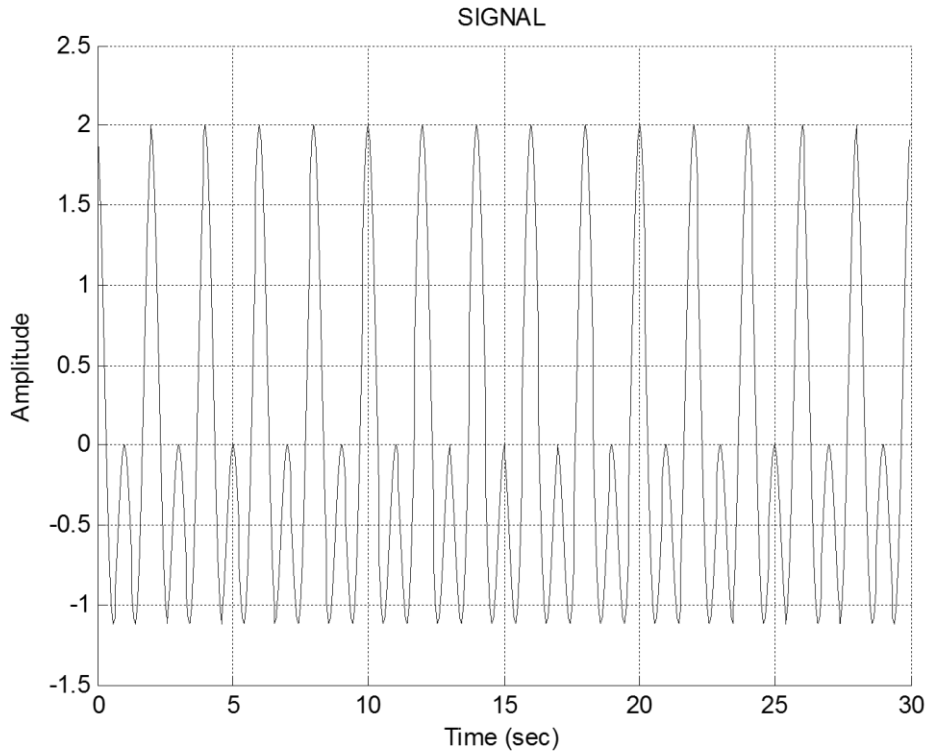
ξεκάθαρα μόνο στην περίπτωση που τα δύο σήματα έχουν πλάτη και συχνότητες αρκετά διαφορετικές.

Τα λάθη των εκτιμήσεων δύο στιγμιαίων συχνοτήτων παρουσιάζονται στο Σχ. 5.2 για την περίπτωση αρκετού θορύβου $SNR=10$. Τα λάθη παραμένουν ασήμαντα, με εξαίρεση των περιπτώσεων όπου το πλάτος του ενός συστατικού είναι αμελητέο σε σχέση με το πλάτος του κυρίαρχου συστατικού. Στην περίπτωση του $SNR=100$, τα λάθη είναι πρακτικά μηδέν.

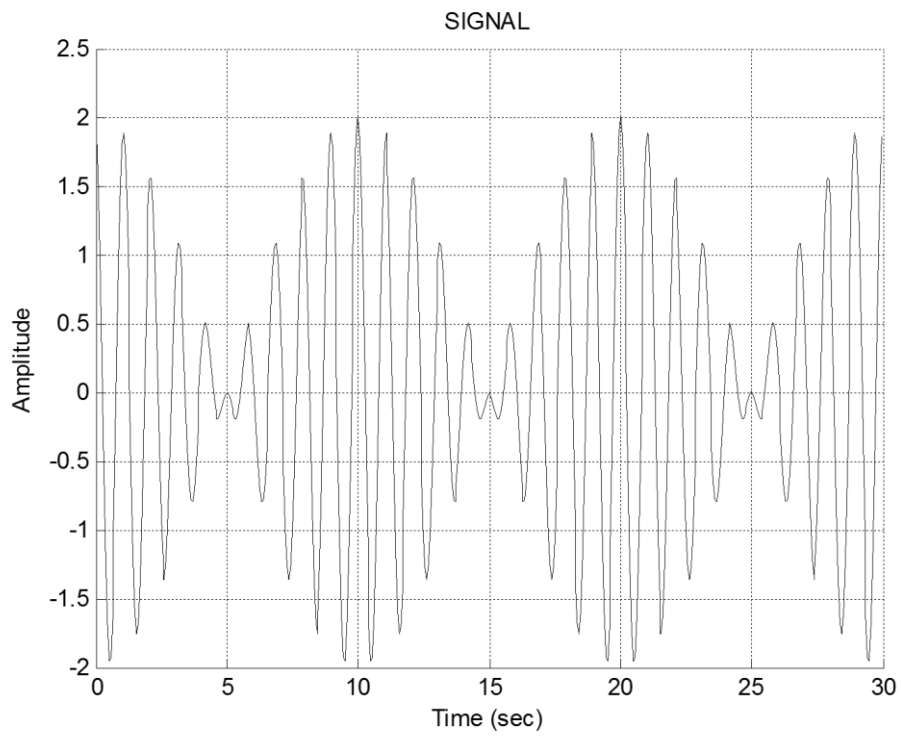
Διάφορες περιπτώσεις κυματομορφών παρουσιάζονται στα Σχ. 5.3 έως 5.5. Όπως επιβεβαιώνεται από αυτά τα σχήματα, ένα δεύτερο συστατικό είναι υπαρκτό και μπορεί πρακτικά να θεωρηθεί παρών, μόνο όταν το πλάτος του και η συχνότητα του είναι καλά διαχωρισμένα από το κυρίαρχο συστατικό. Ακόμη, στις περιπτώσεις σημαντικού θορύβου $SNR=10$, παρά τη μεγάλη παραμόρφωση του κύματος, η στιγμιαία ταχύτητα του κυρίαρχου συστατικού υπολογίζεται με ακρίβεια. Η περίπτωση των μεγάλων λαθών στην περίπτωση του υψηλού θορύβου όπως φαίνεται στο Σχ. 5.2, δικαιολογείται καθώς το δεύτερο συστατικό 'χάνεται' μέσα στο θόρυβο. Πρέπει να σημειωθεί ότι τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται [130], [131] δε λαμβάνουν υπ' όψιν το θόρυβο.



(α)

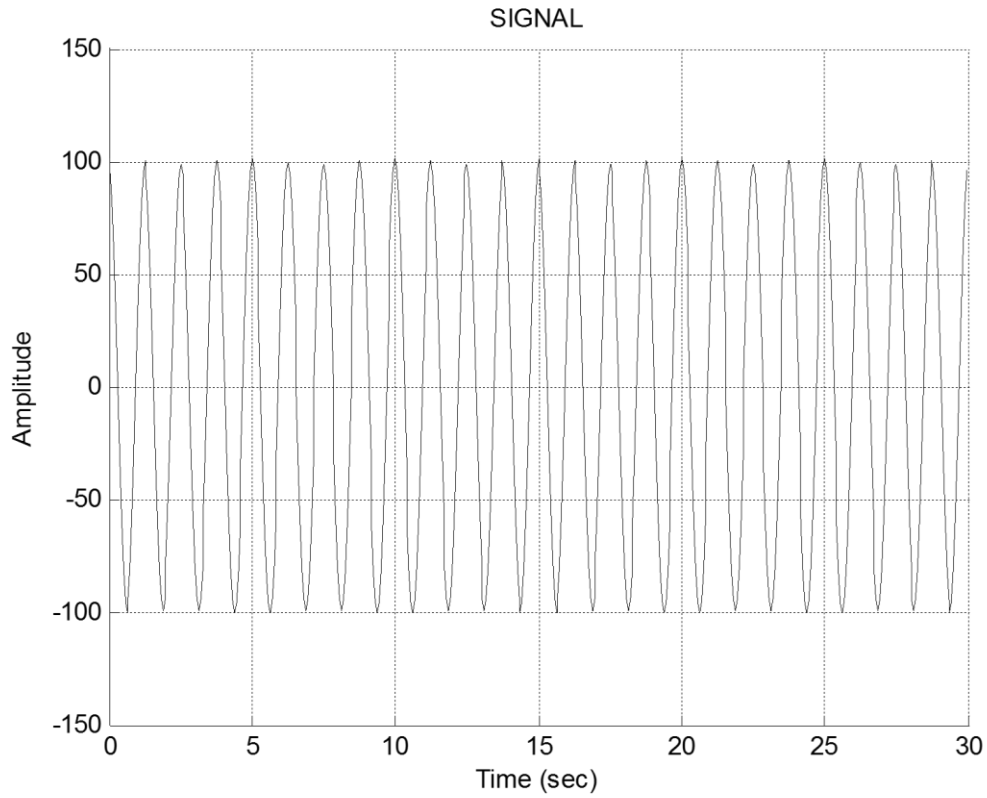


(β)

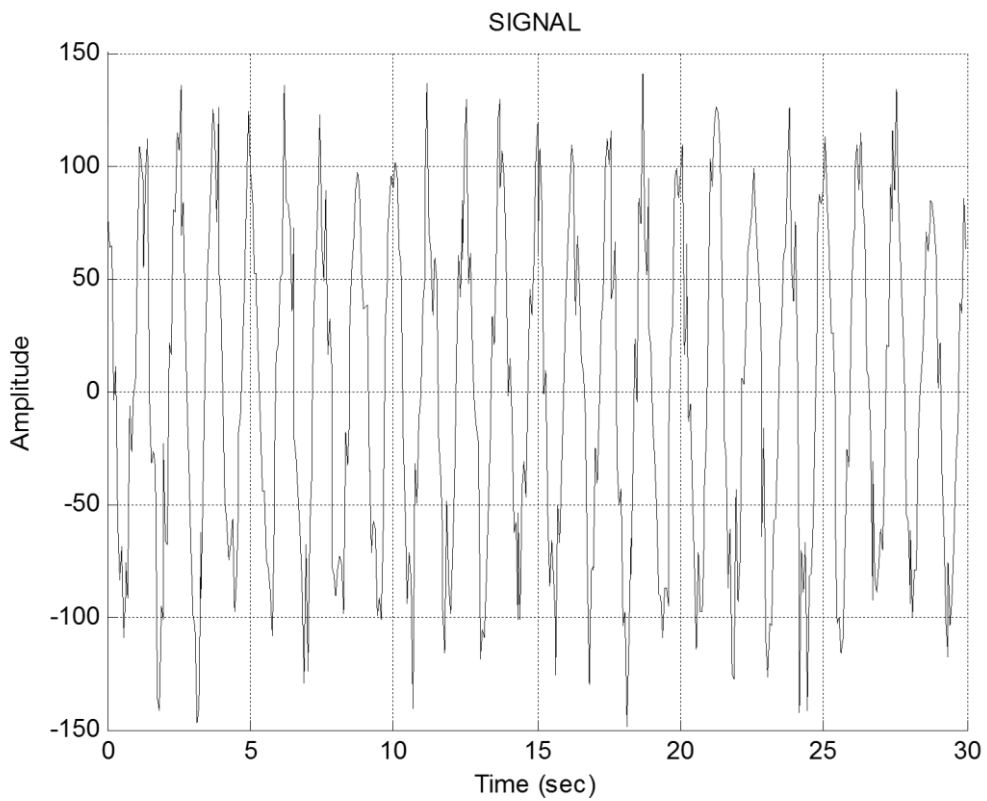


(γ)

Σχήμα 5.3: Κυματομορφές αρμονικών σημάτων με δύο συνιστώσες ίσου πλάτους ($A=1$) και διαφορετικής συχνότητας του ενός συστατικού. (a) $f=0.1$, (b) $f=0.5$, (c) $f=0.9$, $SNR=100$.

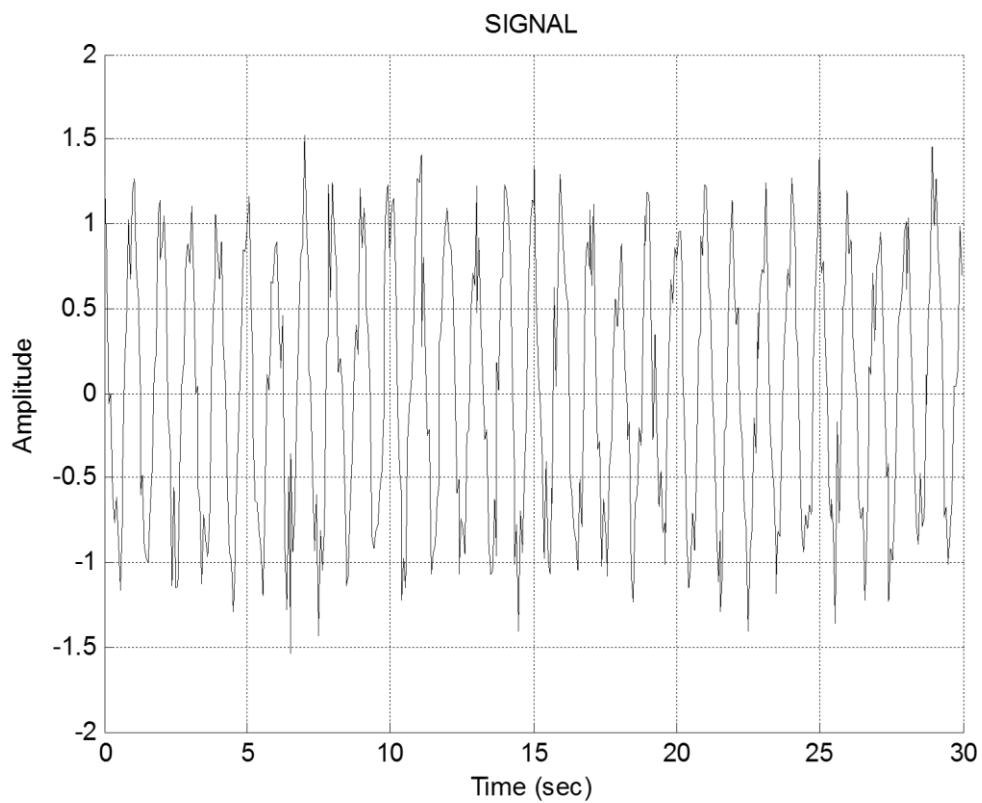
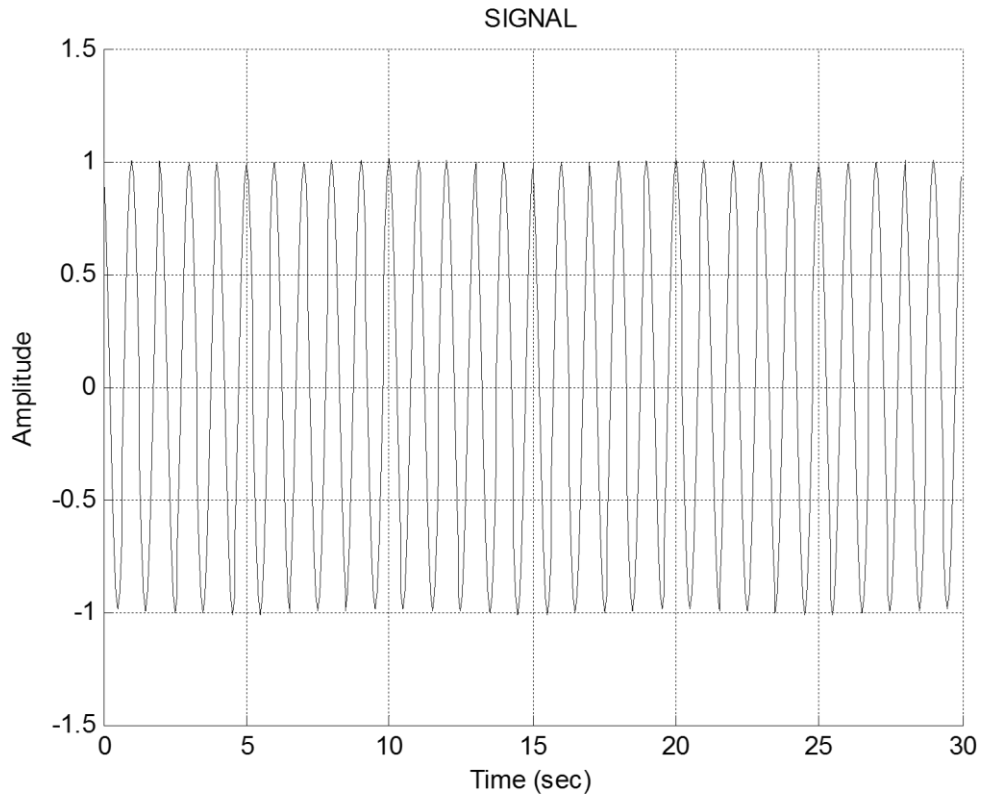


(α)



(β)

Σχήμα 5.4: Κυματομορφές αρμονικών σημάτων με δεύτερη συνιστώσα πλάτους ($A=100$) και συχνότητας $f=0.8$ (a) $SNR=100$, (b) $SNR=10$.



Σχήμα 5.5: Κυματομορφές αρμονικών σημάτων με δεύτερη συνιστώσα πλάτους ($A=0.01$) και συχνότητας $f=0.1$ (a) $SNR=100$, (b) $SNR=10$.

5.2.2 Σήματα διαμορφωμένα κατά πλάτος

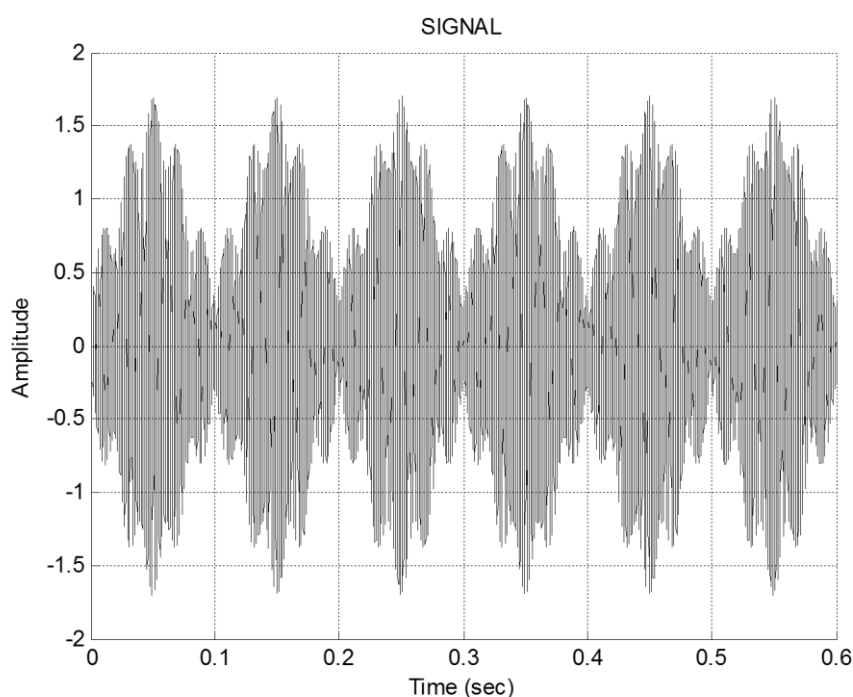
Στην παρούσα εφαρμογή χρησιμοποιείται ένα σύνθετο σήμα δύο συστατικών διαμορφωμένων κατά πλάτος. Το σήμα ορίζεται στην Εξ. 16. Αντίστοιχα, το ίδιο σήμα εξετάζεται και στο [127]:

$$x(t) = A_1(t)\sin(2\pi f_1 t) + A_2(t)\sin(2\pi f_2 t) \quad (16\alpha)$$

$$A_1(t) = 1 + 0.5 \cos(2\pi f_{01} t) \quad (16\beta)$$

$$A_2(t) = 0.2 \quad (16\gamma)$$

όπου $f_1=500\text{Hz}$, $f_2=550\text{Hz}$ και $f_{01}=10\text{Hz}$. Η κυματομορφή του σήματος φαίνεται στο Σχ. 5.6. Το σήμα αναλύεται με μια δομή $M=7$ κυματιδίων, των οποίων οι κεντρικές συχνότητες και τα συχνοτικά εύρη φαίνονται στον Πίνακα 5.2, με το αλγόριθμο ESPRIT να εφαρμόζεται για $P=2$ συχνότητες.



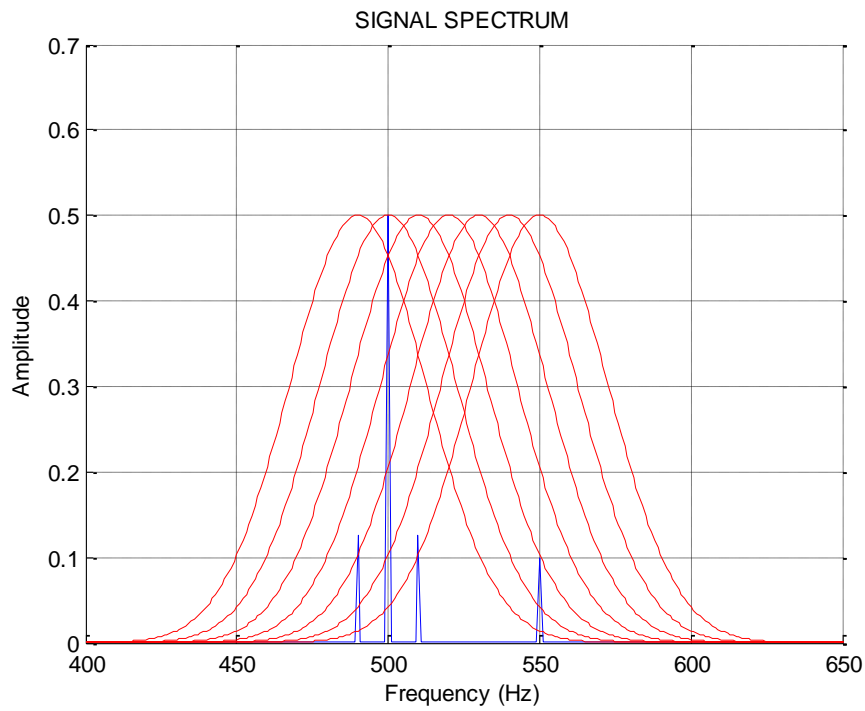
Σχήμα 5.6: Σήμα δύο συστατικών διαμορφωμένο κατά πλάτος που χρησιμοποιήθηκε στην ενότητα 4.3.2 (Test case 2).

Πίνακας 5.2. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη (Hz) των κυματιδίων.

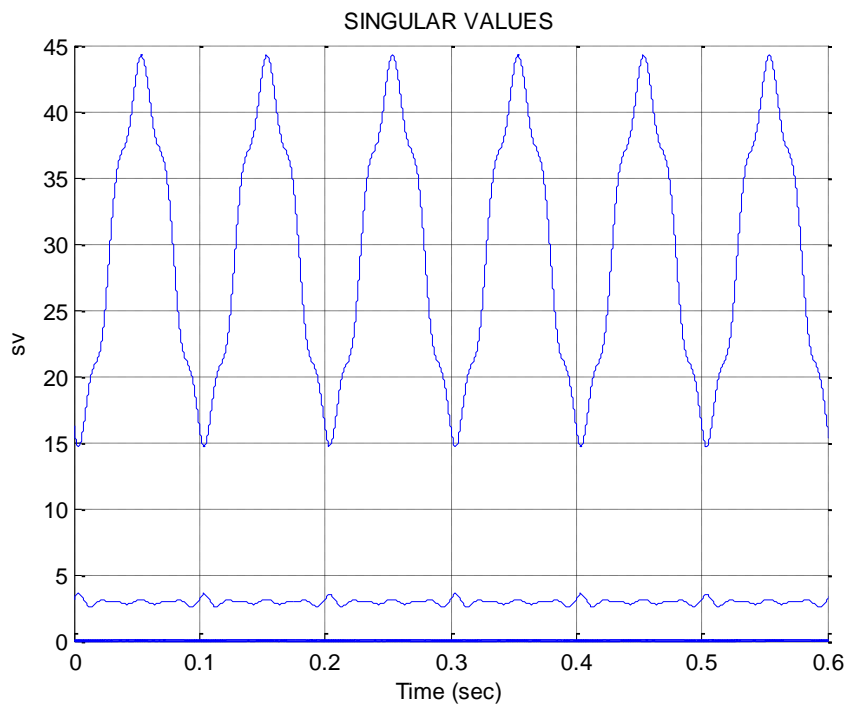
<i>Center Frequency (f_{ci})</i>	490	500	510	520	530	540	550
<i>Bandwidth ($\sigma_i = f_{bi}$)</i>	100	100	100	100	100	100	100

Το φάσμα του σήματος του Σχ. 5.6, μαζί με τη δομή των κυματιδίων του Πίνακα 5.2 παρουσιάζεται στο Σχ. 5.7, με τις ιδιοτιμές του σήματος να παρουσιάζονται στο Σχ. 5.8. Στο Σχ. 5.9 με μπλε γραμμές παρουσιάζονται οι εκτιμήσεις της στιγμιαίας συχνότητας. Όπως φαίνεται οι τιμές αυτές παρουσιάζουν χαρακτηριστικές ταλαντώσεις στις περιοχές όπου έχουμε υπερκάλυψη των συχνοτικών περιοχών. Όπως εξηγήθηκε και στην εισαγωγή, η πραγματική φύση των φαινομένων αυτών μπορεί να γίνει κατανοητή με προσεκτική επεξεργασία της αναλυτικής μορφής του αλγορίθμου της στιγμιαίας συχνότητας σημάτων που

περιλαμβάνουν πολλά συστατικά, όπως για παράδειγμα αυτά που παρουσιάζονται στο Παράρτημα Α του [128], ή πιο αναλυτικά στο [129].



Σχήμα 5.7: Φάσμα του σήματος (Σχ. 5.6) μαζί με τη δομή των κυματιδίων που χρησιμοποιήθηκε στην ενότητα 4.3.2 (Test case 2).

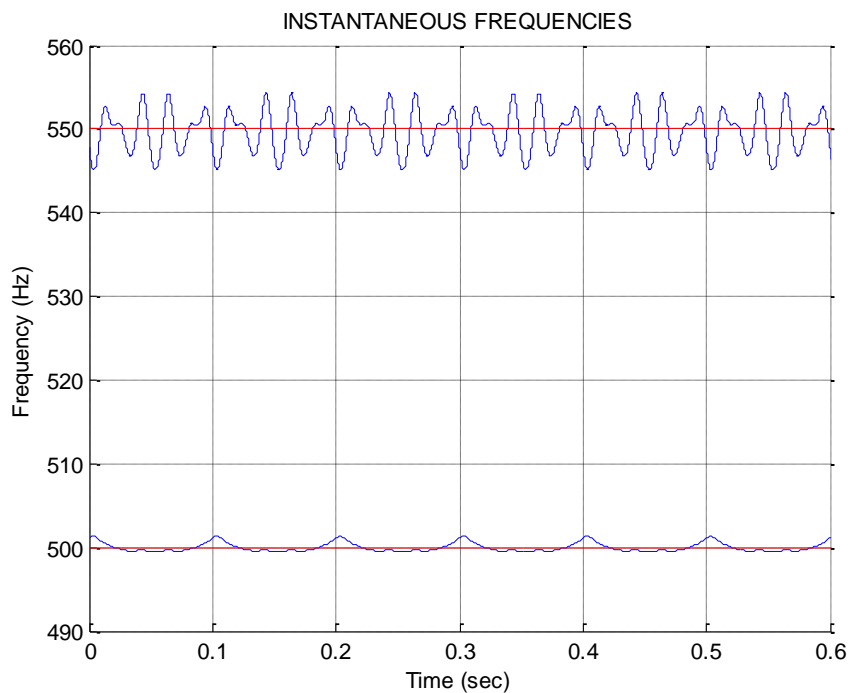


Σχήμα 5.8: Ιδιοτιμές σήματος δύο συστατικών διαμορφωμένου κατά πλάτος που χρησιμοποιήθηκε στην ενότητα 5.2.2 (Test case 2).

Καθώς ένας αριθμός από μεθόδους υπάρχει για να μετριάσει το φαινόμενο, στο παρών παράδειγμα, χρησιμοποιείται μια δομή κυματιδίων με $M=2$, η οποία βασίζεται στο μέσο όρο και τη διακύμανση των αρχικών εκτιμήσεων με τις παραμέτρους που παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.3. Στο Σχ. 5.9 φαίνεται η δραστική βελτίωση των αποτελεσμάτων η οποία επαληθεύει τη σημασία δημιουργίας της κατάλληλης κυματιδιακής δομής για την επεξεργασία.

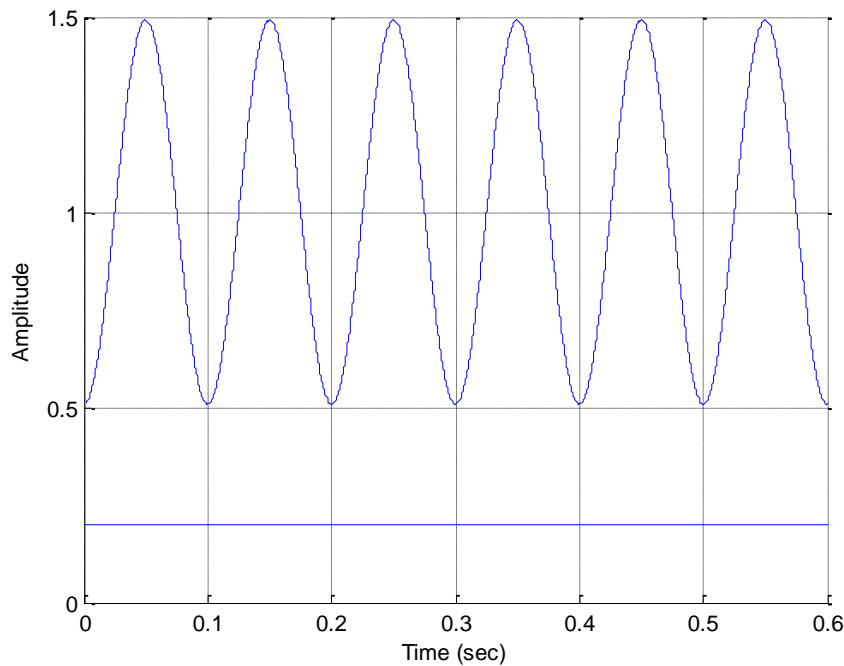
Πίνακας 5.3. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη (Hz) των αναθεωρημένων κυματιδίων.

<i>Center Frequency (f_{ci})</i>	500	550
<i>Bandwidth ($\sigma_i = f_{bi}$)</i>	20	5



Σχήμα 5.9: Στιγμαίες συχνότητες των συστατικών του σήματος. Οι τιμές με μπλε αντιστοιχούν στην εκτίμηση με τη δομή CSMW του Πίνακα 5.2. Οι τιμές με κόκκινο αντιστοιχούν στην εκτίμηση με τη δομή CSMW του Πίνακα 5.3.

Παράλληλα το σήμα έχει φιλτραριστεί από ένα ζωνοπερατό φίλτρο με παραμέτρους όπως αυτές του Πίνακα 5.3. Το πλάτος κάθε συστατικού του σήματος υπολογίζεται χρησιμοποιώντας ένα τυπικό αλγόριθμο ανάλυσης τάξης [135], [136] και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο Σχ. 5.10.



Σχήμα 5.10: Στιγμαία πλάτη των δύο συστατικών του διαμορφωμένου κατά πλάτος σήματος που χρησιμοποιήθηκε στην ενότητα 5.2.2 (Test case 2).

Στη συνέχεια, το αποτέλεσμα της διακύμανσης του πλάτους A_2 και της ευαισθησίας στο θόρυβο υπολογίζεται σύμφωνα με τη μέθοδο του [127]. Τέσσερις μετρήσεις λάθους έχουν υπολογιστεί ακολουθώντας την Εξ. 46 του [127]. Οι υπολογισμοί $SNRA1$ και $SNRA2$ αναφέρονται στα στιγμιαία πλάτη A_1 , A_2 και οι υπολογισμοί $SNRF1$ και $SNRF2$ αναφέρονται στις στιγμιαίες συχνότητες f_1 , f_2 . Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στους Πίνακες 5.4 και 5.5, επιβεβαιώνοντας την προτεινόμενη μέθοδο.

Πίνακας 5.4. Λάθη για κατά πλάτος διαμορφωμένα (εφαρμογή 2). Σήματα χωρίς θόρυβο.

A_2	$SNRA1$	$SNRA2$	$SNRF1$	$SNRF2$
0.1	44.5494	31.1831	72.4110	210.4500
0.2	44.5492	55.4189	70.3753	210.4389
0.5	44.5490	88.2927	68.8877	210.4277
1	44.5489	112.2824	68.4059	210.4277
2	44.5488	121.5814	68.1709	210.4277
5	44.5488	127.7877	68.0322	210.4277
10	44.5488	130.7119	67.9863	210.4277
20	44.5488	132.0921	67.9634	210.4277
50	44.5487	132.7122	67.9497	210.4277

100	44.5484	132.8606	67.9452	210.4277
200	44.5469	132.9217	67.9429	210.4277
500	44.5367	132.9540	67.9415	210.4277

Πίνακας 5.5. Λάθη για κατά πλάτος διαμορφωμένα (εφαρμογή 2). Σήματα με SNR=10.

A2	SNRA1	SNRA2	SNRF1	SNRF2
0.1	43.9560	30.2164	66.6714	56.1961
0.2	43.4972	44.8719	61.5984	67.4531
0.5	40.9986	41.5756	50.7176	68.2775
1	35.7271	40.9757	45.6573	71.5610
2	30.1130	42.7722	42.1847	65.6374
5	24.8335	43.0286	34.0937	66.2983
10	17.5623	41.8423	28.8344	69.5205
20	8.9126	44.5505	18.4501	9.7370
50	3.3826	43.1342	-6.2449	65.1117
100	-0.4180	45.4183	-6.6317	63.7770
200	-7.3747	41.3686	-3.9635	66.9547
500	-14.9854	44.1604	-3.4840	70.4249

5.2.3 Σήματα διαμορφωμένα κατά συχνότητα

Ακολουθώντας την Εξ. 43 με 45 που παρουσιάζεται στο [127], δύο διασταυρούμενα σήματα chirp (σήματα γραμμικά μεταβαλλόμενης συχνότητας) δημιουργούνται με πλάτη $A_1=1$, $A_2=8$. Οι αντίστοιχες συχνότητες f_1 , f_2 μεταβάλλονται γραμμικά από τα 1000 Hz στα 500Hz και από τα 500Hz στα 1000Hz. Η διαφορά με το [127] είναι ότι οι δύο μεταβαλλόμενες συχνότητες αφήνονται να συμπέσουν για ένα μικρό χρονικό διάστημα στη τιμή των 750HZ. Δύο εναλλακτικές δομές κυματιδίων χρησιμοποιούνται, με τις αντίστοιχες παραμέτρους που φαίνονται στους Πίνακες 5.6 και 5.7.

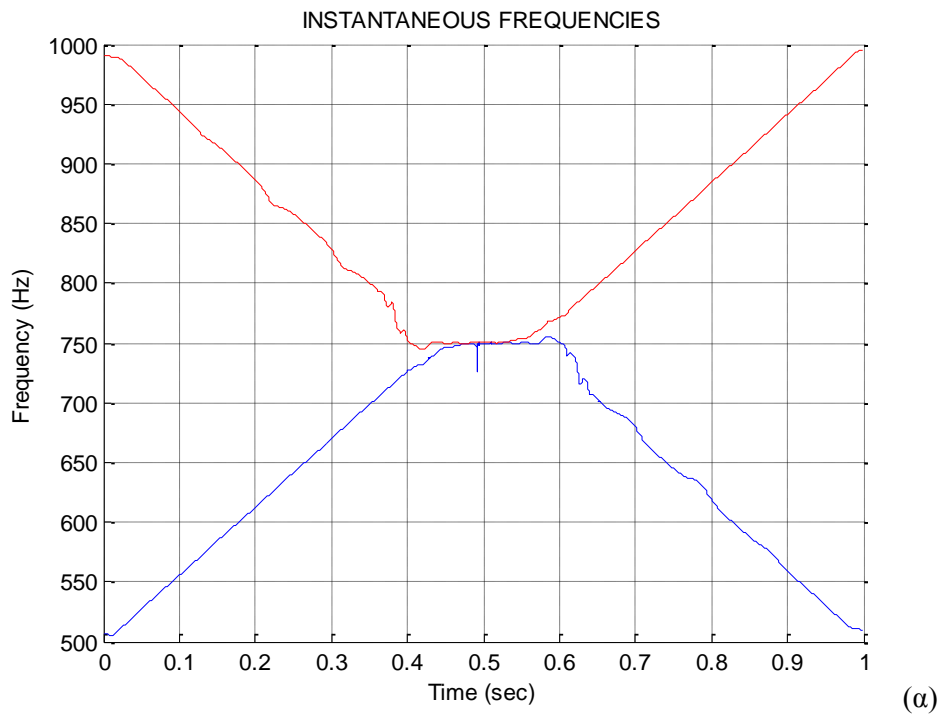
Πίνακας 5.6. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη (Hz) των κυματιδίων που χρησιμοποιήθηκαν στην παράγραφο 5.2.3 (Επιλογή A).

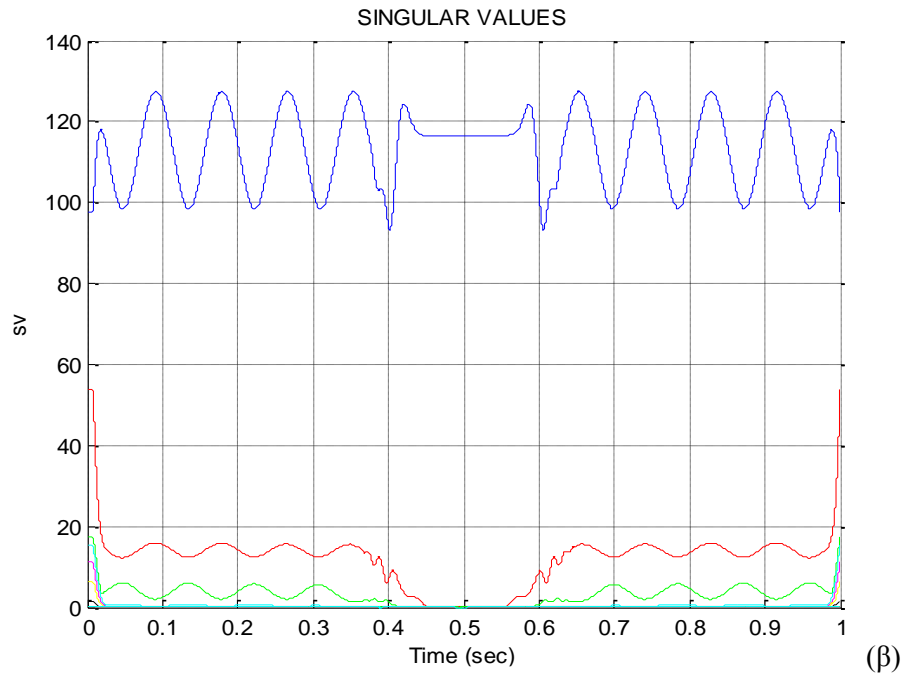
Center Frequency f_{ci}	500	550	600	650	700	750	800	850	900	950	1000
Bandwidth ($\sigma_i = f_{bi}$)	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100

Πίνακας 5.7. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη (Hz) των κυματιδίων που χρησιμοποιήθηκαν στην παράγραφο 4.3.3 (Επιλογή Β).

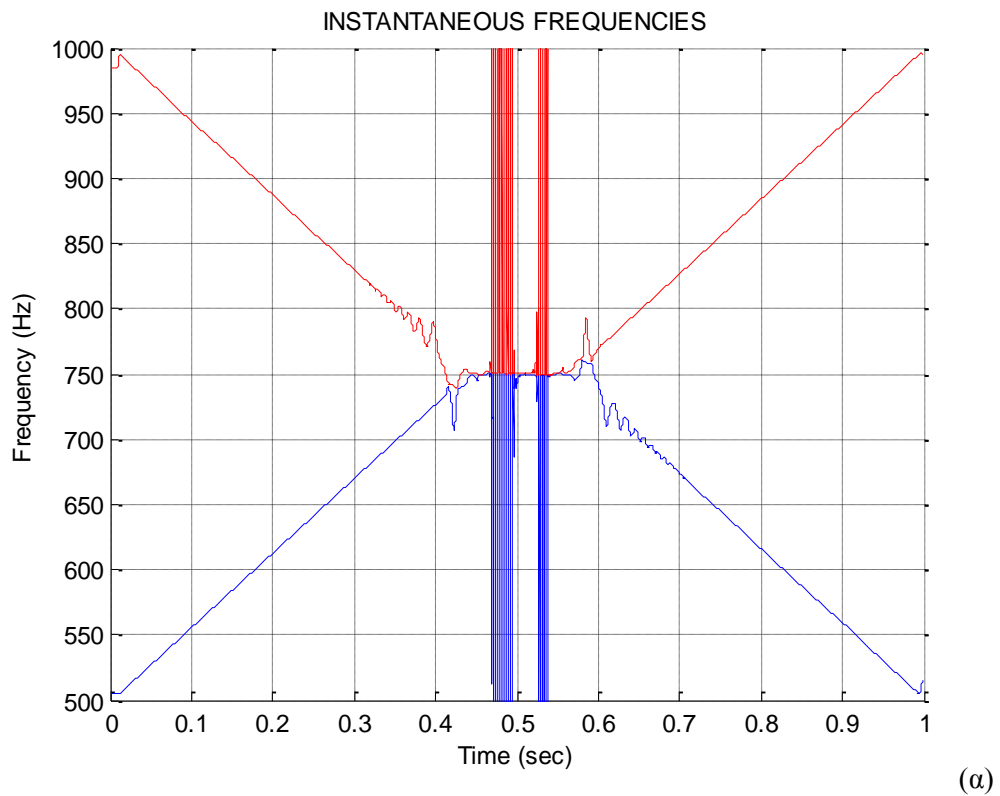
Center Frequency f_{ci}	500	600	700	800	900	1000
Bandwidth ($\sigma_{i= f_{bi}}$)	200	200	200	200	200	200

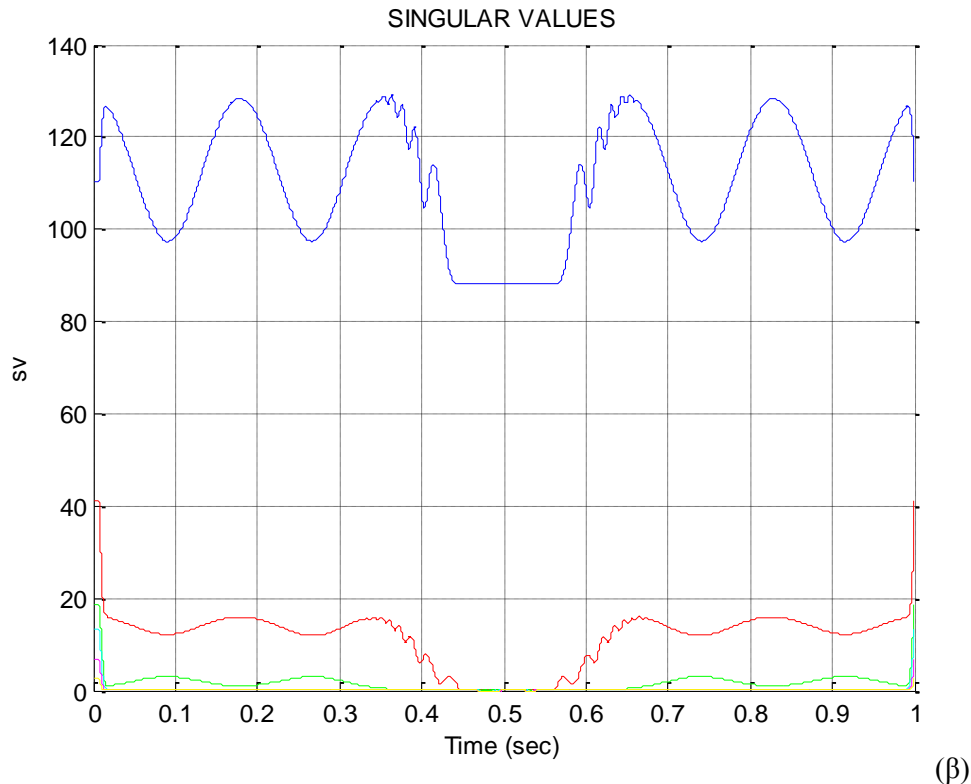
Οι εκτιμήσεις συχνότητας και οι ιδιοτιμές του σήματος παρουσιάζονται στα Σχ. 5.11 και 5.12 για τις δύο εναλλακτικές δομές κυματιδίων. Σε κάθε περίπτωση, οι ιδιοτιμές καταγράφουν με ακρίβεια τα συστατικά του σήματος στο χρόνο. Στη μέση του σήματος όλες οι ιδιοτιμές εκτός της πρώτης μηδενίζονται, δείχνοντας ότι μόνο ένα συστατικό υπάρχει στο σήμα. Ένα τέτοιο αποτέλεσμα είναι αναμενόμενο καθώς οι δύο στιγμιαίες συχνότητες γίνονται απόλυτα ίδιες. Οι στιγμιαίες συχνότητες είναι επίσης σωστά υπολογισμένες σε κάθε περίπτωση. Εξάιρεση αποτελεί η εφαρμογή του Σχ. 5.12, όπου μια ταλαντωτική συμπεριφορά αναμένεται καθώς ένας αριθμός $P=2$ συχνοτήτων ζητείται από τον αλγόριθμο, ενώ μόνο μία συχνότητα είναι παρούσα σε εκείνο το σημείο του σήματος. Μια τέτοια κατάσταση δημιουργεί αριθμητική αποσταθεροποίηση.





Σχήμα 5.11: Στιγμαίαιες συχνότητες (α) και ιδιοτιμές (β) σήματος δύο συστατικών διαμορφωμένο συχνοτικά, χρησιμοποιώντας τη δομή CSMW του Πίν. 4.6 (Επιλογή Α) ενότητα 5.2.3 (Test case 3).





(β)
 Σχήμα 5.12: Στιγμαίαιες συχνότητες (α) και ιδιοτιμές (β) σήματος δύο συστατικών διαμορφωμένο συχνοτικά, χρησιμοποιώντας τη δομή CSMW του Πίν. 5.7 (Επιλογή Β) ενότητα 5.2.3 (Test case 3).

5.3 Εφαρμογή σε πειραματικά σήματα

Τα σήματα κραδασμών καταγράφονται με ένα επιταχυνσιόμετρο κατάλληλα προσαρμοσμένο στην πειραματική διάταξη του Σχ. 5.13. Η πειραματική διάταξη αποτελείται από έναν ηλεκτροκινητήρα, έναν άξονα, ένα σύνδεσμο μεταξύ του κινητήρα και του άξονα και δύο έδρανα κύλισης για την έδραση του άξονα. Η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα αυξάνεται γραμμικά από 1025 σαλ (17.1 Hz) στις 1200 σαλ (20 Hz) σε μια διάρκεια 5 δευτερολέπτων. Η συχνότητα δειγματοληψίας είναι $f_s=20\text{KHz}$. Το σήμα για λόγους εξοικονόμησης χρόνου και χώρου δειγματοληπτείται ξανά στα 2KHz χωρίς να επηρεάζεται καθόλου η πληροφορία στη συχνοτική περιοχή που μας ενδιαφέρει. Οι παράμετροι της κυματιδιακής δομής που χρησιμοποιούνται παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.8.

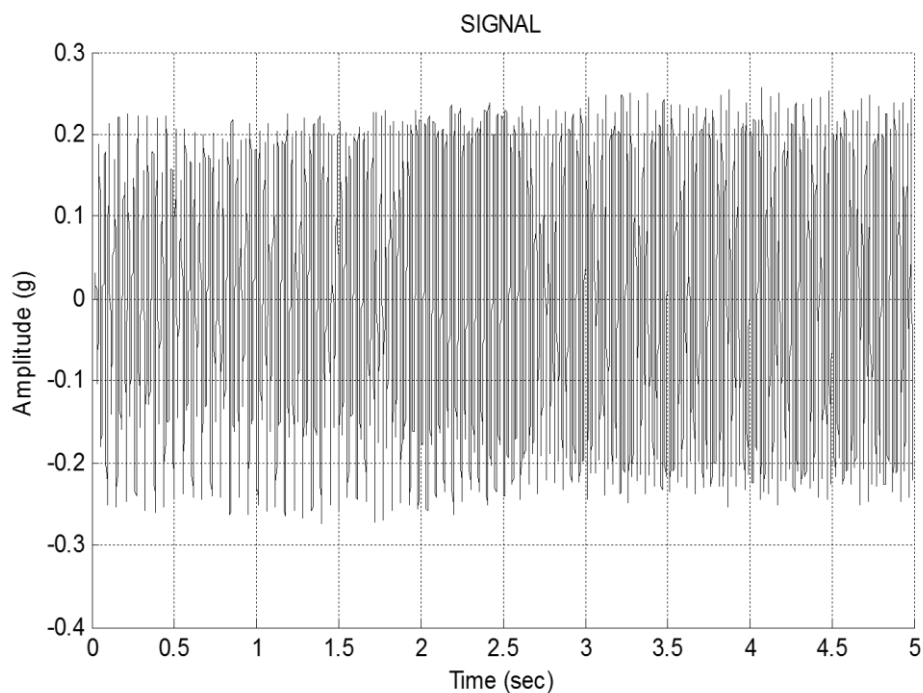


Σχήμα 5.13: Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε.

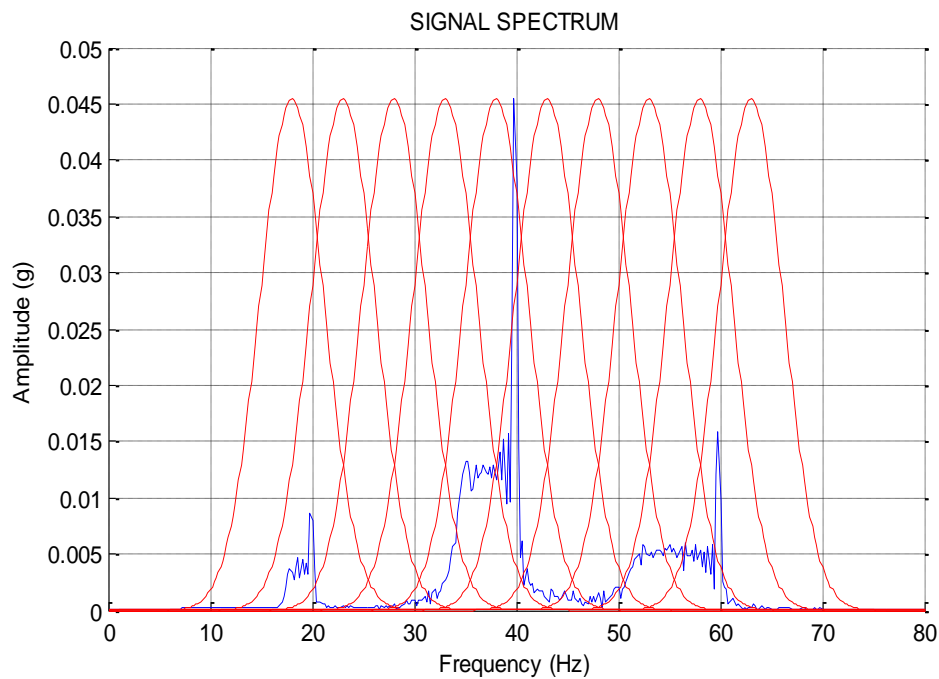
Πίνακας 5.8. Κεντρικές συχνότητες και πλάτη των κυματιδίων που χρησιμοποιούνται στην παράγραφο 5.3.

<i>Center Frequency f_{ci}</i>	18	23	28	33	38	43	48	53	58	63
<i>Bandwidth ($\sigma_{i=fb_i}$)</i>	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5

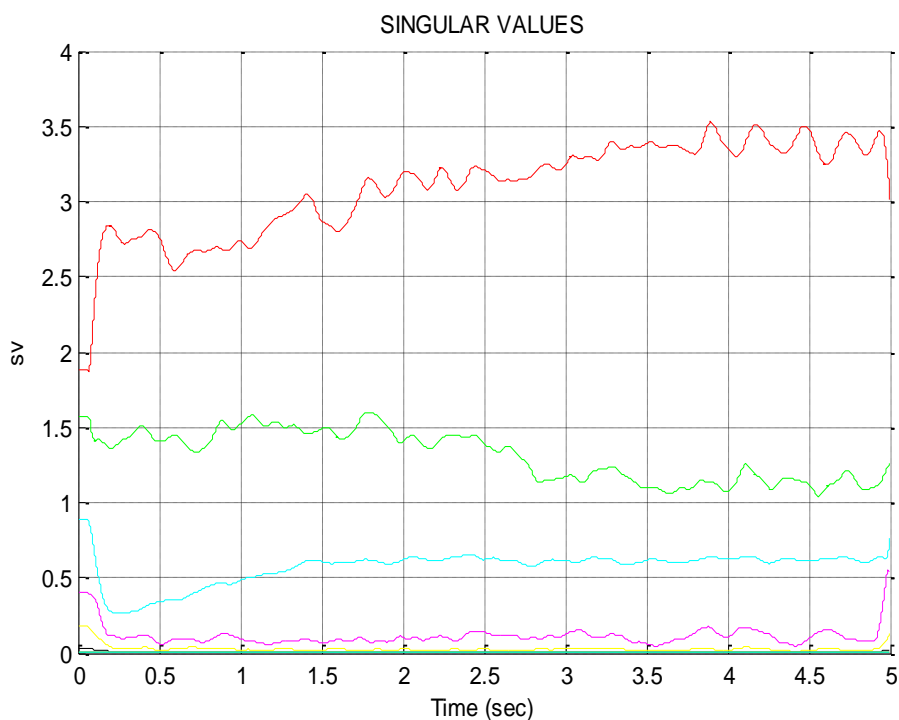
Το μετρούμενο σήμα εμφανίζεται στο Σχ. 5.14, και το φάσμα του μαζί με τα κυματίδια που χρησιμοποιούνται, παρουσιάζονται στο Σχ. 5.15. Ο αλγόριθμος ESPRIT εφαρμόζεται για έναν αριθμό $P=3$ αρμονικών συνιστωσών. Οι ιδιοτιμές παρουσιάζονται στο Σχ. 5.16, επιβεβαιώνοντας τον αριθμό των συνιστωσών που απαρτίζουν το σήμα.



Σχήμα 5.14: Σήμα δόνησης κατά τη διάρκεια εκκίνησης του κινητήρα (Test case 4).

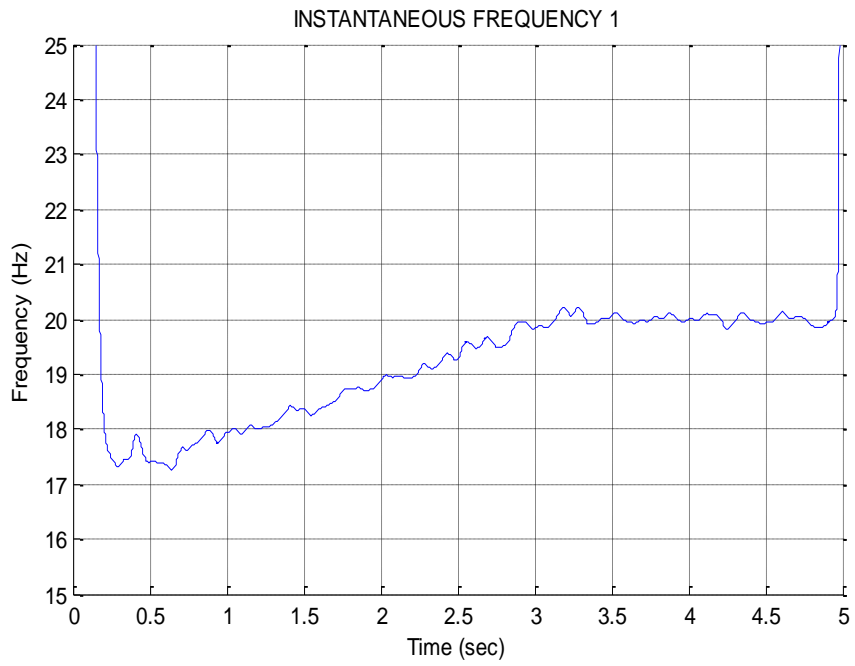


Σχήμα 5.15: Φάσμα του σήματος του Σχ. 5.14 με τη δομή CSMW που χρησιμοποιήθηκε (Test case 4).

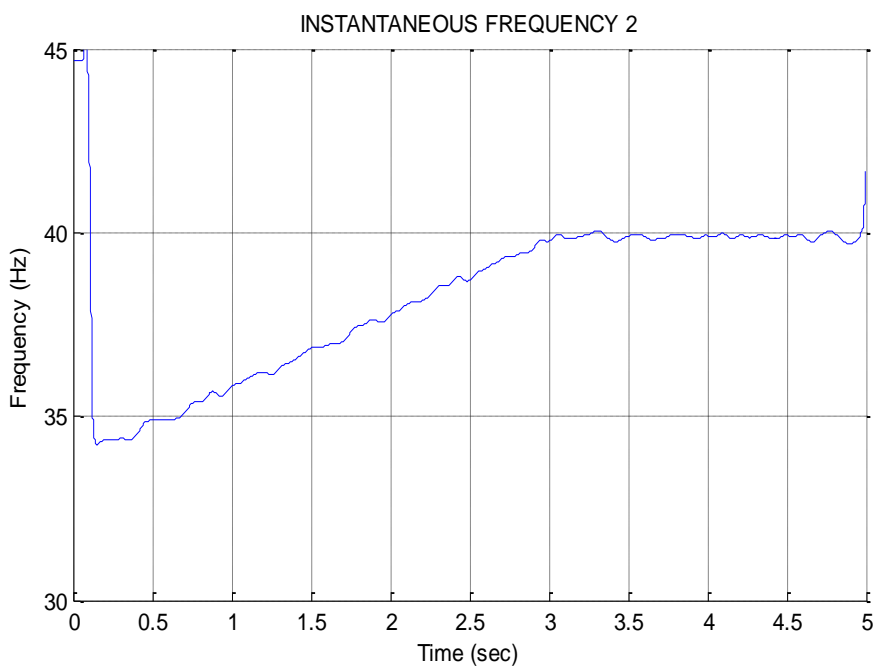


Σχήμα 5.16: Ιδιοτιμές του σήματος που χρησιμοποιήθηκε (Test case 4).

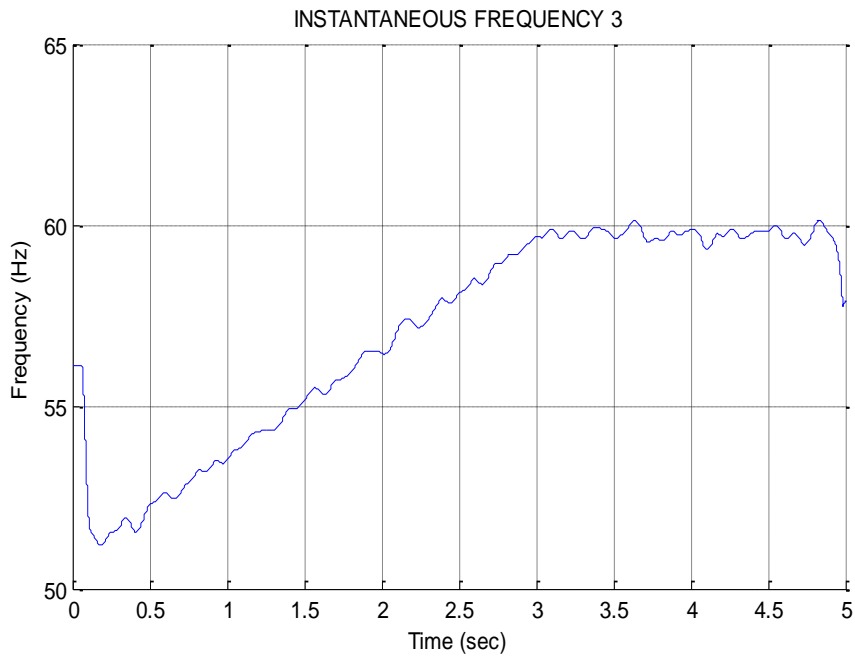
Στο Σχ. 5.17 υπάρχουν οι στιγμιαίες συχνότητες των συνιστωσών, καθώς και οι αναλογίες ανάμεσα στις δύο υψηλότερες αρμονικές με την βασική, στο Σχ. 5.18.



(α)

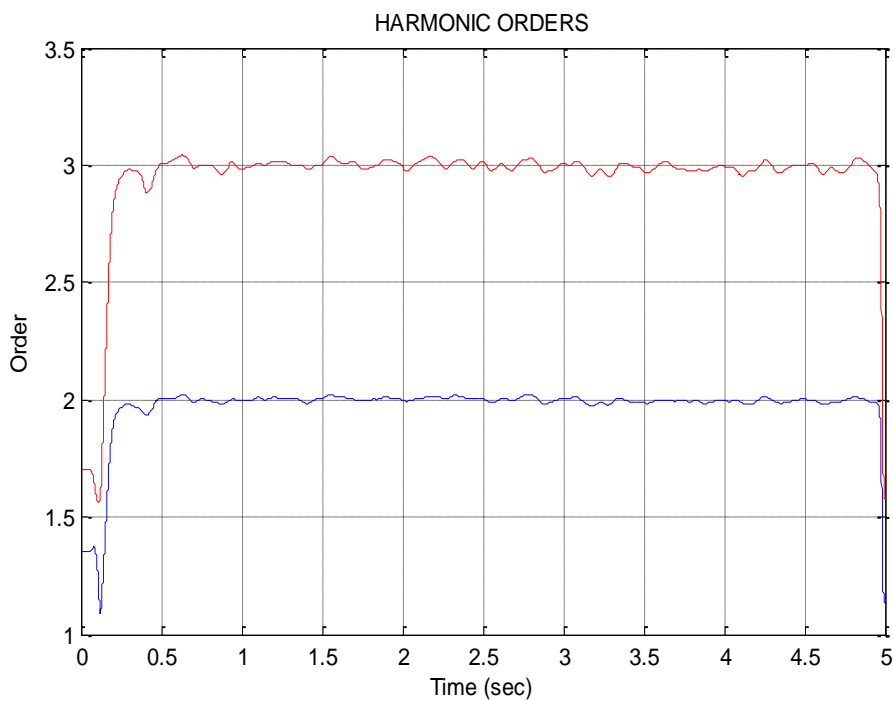


(β)



(γ)

Σχήμα 5.17: Στιγμαίεις συχνότητες κατά την εκκίνηση του κινητήρα (Test case 4).



Σχήμα 5.18: Λόγος μεταξύ της 2^{ης} προς την 1^η αρμονική και της 3^{ης} ως προς την 1^η αρμονική (Test case 4).

5.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου 5

Ο προτεινόμενος αλγόριθμος παρουσιάζει πολλά υποσχόμενα αποτελέσματα τόσο στις περιπτώσεις σύνθετων σημάτων, όσο και στις περιπτώσεις πειραματικών και βιομηχανικών διαδικασιών. Συνδυάζει αποτελεσματικά τα πλεονεκτήματα των μεθόδων διανυσματικών υποχώρων με τα πλεονεκτήματα των σύνθετων μετατοπιζόμενων κυματιδίων Morlet. Η μέθοδος πετυχαίνει καλές εκτιμήσεις τις στιγμιαίας συχνότητας του σήματος, ενώ παρέχει αποτελεσματικές πληροφορίες για τις συνιστώσες του σήματος που περιέχονται στο σήμα μέσω της λύσης του προβλήματος των ιδιοτιμών του σήματος. Καθώς δεν τίθενται περιορισμοί στις κεντρικές συχνότητες των κυματιδίων, του συχνοτικού τους εύρους και του αριθμού τους, προκύπτει μεγάλη ευελιξία επιλογής της κατάλληλης κυματιδικής δομής.

Ανοιχτά θέματα προς επίλυση σε επόμενα κεφάλαια παραμένουν η σύγκριση επίλυσης με άλλες κατάλληλες μεθόδους διανυσματικών υποχώρων, εναλλακτικοί εκτιμητές του αριθμού των συνιστωσών του σήματος, προσεγγίσεις για τον υπολογισμό του στιγμιαίου πλάτους και της εξομάλυνσης της εκτίμησης της στιγμιαίας συχνότητας, καθώς και εφαρμογές προσανατολισμένες σε διάφορες περιοχές επεξεργασίας μηχανολογικών σημάτων όπως η εύρεση βλαβών, η απεικόνιση της λειτουργικής κατάστασης και της ανάλυσης ιδιομορφών.

Κεφάλαιο 6

Εφαρμογή μετατοπιζόμενων κυματιδίων σε ένσφαιρους τριβείς με βλάβη

Ο κύριος στόχος του παρόντος Κεφαλαίου είναι η αποτελεσματική εφαρμογή της μεθόδου που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 5, σε έδρανα κύλισης υπό μεταβαλλόμενη ταχύτητα. Για το λόγο αυτό, χρησιμοποιείται ένα μοντέλο εδράνου κύλισης καθώς και πραγματικά δεδομένα που προέρχονται από μια διάταξη δοκιμής. Η μέθοδος εξάγει χρήσιμες πληροφορίες από περίπλοκα σήματα όπου η επικάλυψη μεταξύ των αρμονικών μπορεί να ανέλθει έως και 30%. Οι κεντρικές συχνότητες και τα πλάτη ζώνης των επιμέρους κυματιδίων, καθώς και ο αριθμός τους, συνδέονται με τη χαρακτηριστική συχνότητα βλάβης και τις αρμονικές συνιστώσες της.

6.1 Μοντέλο ένσφαιρου τριβέα

Αυτό το μαθηματικό μοντέλο προσομοιώνει ένα σφάλμα στον εξωτερικό δακτύλιο ενός εδράνου κύλισης. Το μοντέλο βασίζεται στα [148] και [149], αλλά εμπλουτίζεται για τη περίπτωση της γραμμικά μεταβαλλόμενης συχνότητας βλάβης και του φαινομένου της ολίσθησης των εδράνων κύλισης.

Αρχικά θεωρείται η συνάρτηση $x(t)$ με μήκος σημείων P :

$$x(t) = 0 \quad (1)$$

Η συχνότητα βλάβης $f(p)$ του εδράνου, κυμαίνεται μεταξύ των τιμών f_{b1} και f_{b2} . Η μέση συχνότητα βλάβης f_b είναι:

$$f_b = \frac{f_{b1} + f_{b2}}{2} \quad (2)$$

Ο συνολικός χρόνος του σήματος T στο χρόνο είναι:

$$T = \frac{P}{f_s} \quad (3)$$

όπου f_s είναι η συχνότητα δειγματοληψίας. Σε αυτό το σημείο μπορεί να καθοριστεί η συχνότητα βλάβης $f(p)$ για κάθε χρονική στιγμή:

$$f(p) = f_{b1} + \frac{p|f_{b1} - f_{b2}|}{L} \quad \text{για } 0 \leq p \leq L \quad (4)$$

όπου L είναι ο αριθμός των συνολικών κρούσεων των στοιχείων κύλισης του εδράνου με τη σημειακή βλάβη στον εξωτερικό δακτύλιο του εδράνου:

$$L = Tf_b - Tf_b slip \quad (5)$$

ως $slip$ ορίζεται το ποσοστό ολίσθησης του εδράνου κύλισης.

$$f_{sl}(p) = f(p)slip \quad (6a)$$

όπου $f_{sl}(p)$ είναι το ποσό της ολίσθησης σε Hz. Το φαινόμενο της ολίσθησης περιγράφεται από την κανονική κατανομή (λαμβάνεται μόνο το θετικό κομμάτι).

$$f_{sln} = N[f_{sl}, 1] \quad (6b)$$

Στο σημείο αυτό μπορούν να βρεθούν τα σημεία (στο χρονικό σήμα), κατά τα οποία συμβαίνουν οι κρούσεις, (7):

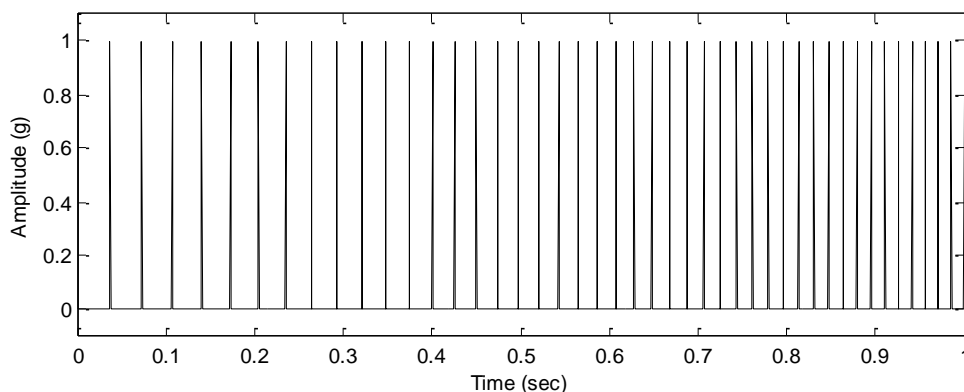
$$k(p) = \frac{f_s}{f(p) - f_{sln}} + k(p-1) \quad \text{για } 0 < p \leq L \quad (7)$$

με $k(0)=0$.

Τελικά, οι θέσεις που υποδεικνύονται στην εξίσωση (7) αντικαθιστούνται με τη μονάδα, στην εξίσωση (1). Αυτό γίνεται όπως φαίνεται στο (8):

$$x(k(p)) = 1 \quad (8)$$

Στο σημείο αυτό το σήμα έχει πάρει τη μορφή του Σχ. 6.1, όπου εμφανίζονται οι θέσεις στις οποίες έχουμε τις κρούσεις.



Σχήμα 6.1: Σήμα που περιέχει τις κρούσεις εδράνου κύλισης μεταβλητής συχνότητας.

Ο παλμός που δημιουργείται από την κρούση, διευκρινίζεται παρακάτω. Αρχικά, η συχνότητα ταλάντωσης n υπολογίζεται ως εξής:

$$n = f_n \sqrt{1 - \frac{1}{q^2}} \quad (9)$$

όπου f_n είναι η ιδιοσυχνότητα της κατασκευής που διεγείρεται από την κρούση και ο παράγοντας q που σχετίζεται με το υλικό (περίπου 12 για μεταλλικές κατασκευές). Ο χρόνος ηρεμίας (χρόνος που απαιτείται για την ολοκλήρωση της ταλάντωσης) r ορίζεται ως:

$$r = \frac{q}{\pi f_n} \quad (10)$$

Η χρονική συνάρτηση απόκρισης της κατασκευής $s(t)$ είναι:

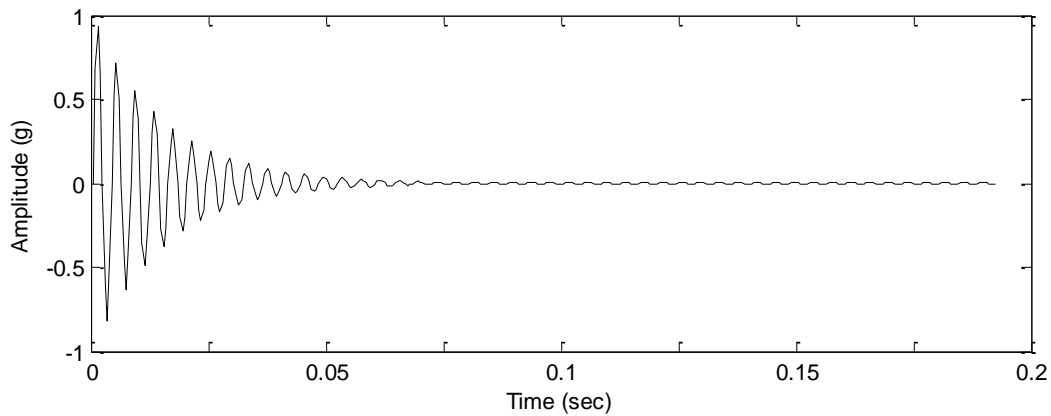
$$s(t) = A e^{-\frac{t}{r}} \cdot \sin(2\pi n t) \quad (11)$$

όπου A είναι το πλάτος και το γραμμικό βήμα του χρόνου t ορίζεται ως:

$$t(i) = t(i-1) + \frac{1}{f_s} \quad \text{για } 0 < i < f_s / f_b \quad (12)$$

με τη χρονική στιγμή $t(0)=0$.

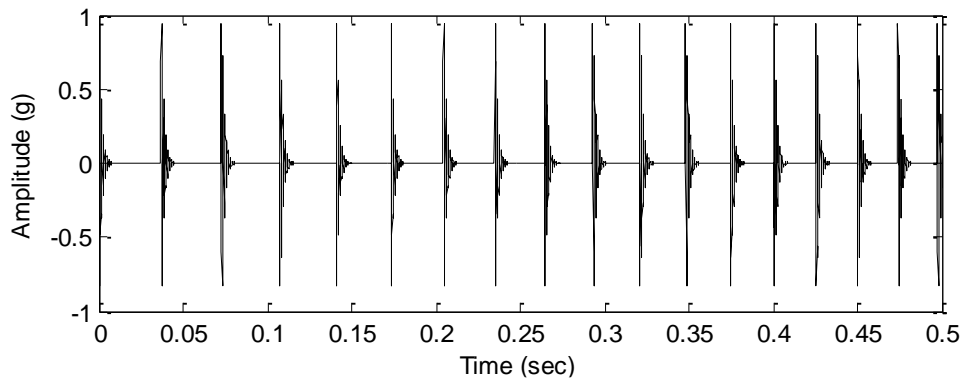
Στο σημείο αυτό παραθέτεται ένας παλμός ως παράδειγμα. Η ιδιοσυχνότητα που διεγείρεται είναι $f_n=2.5$ KHz και το $q=12$ (μεταλλική κατασκευή), στο Σχ. 6.2:



Σχήμα 6.2: Παλμός που παράγεται από το μοντέλο.

Το τελικό σήμα που παράγεται κατόπιν συνέλιξης του σήματος της εξίσωσης (8) με την εξίσωση (11) (Σχ. 6.3):

$$z(t) = x * s \quad (13)$$



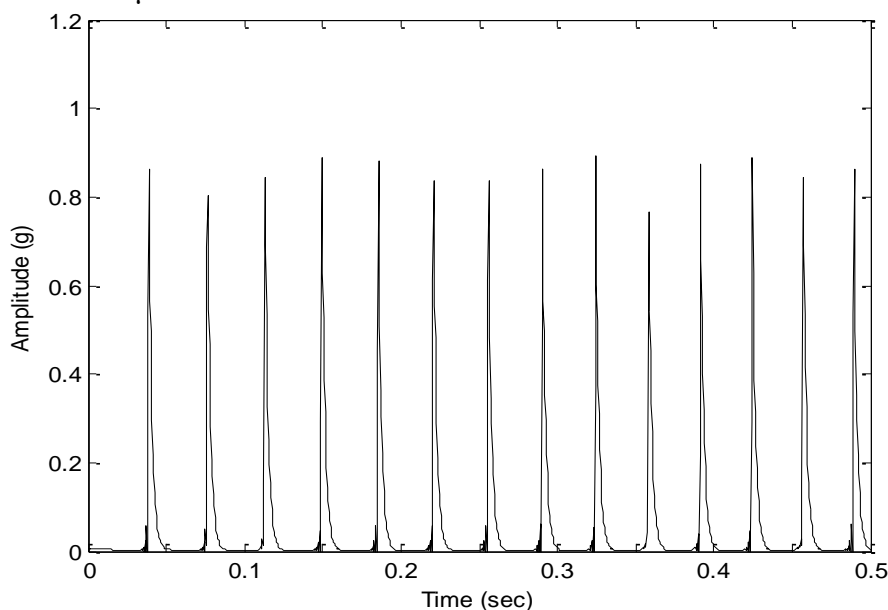
Σχήμα 6.3: Το τελικό σήμα που παράγεται από το μοντέλο.

Το παραπάνω μοντέλο χρησιμοποιήθηκε στην ενότητα που ακολουθεί.

6.2 Εφαρμογή σε προσομοιωμένα σήματα

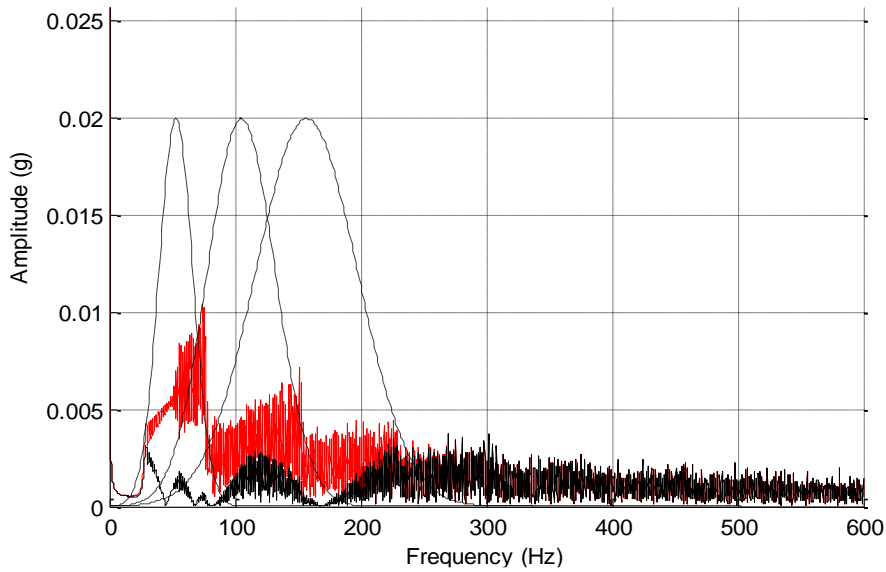
Το μοντέλο του ένσφαιρου τριβέα με σφάλμα στον εξωτερικό δακτύλιο, έχει χρησιμοποιηθεί για την επικύρωση των ικανοτήτων της εφαρμογής της μεθόδου σε περίπλοκα σήματα με σημαντική αλληλοεπικάλυψη μεταξύ των αρμονικών. Ένα εξωτερικό σφάλμα προσομοιώθηκε κάτω από γραμμικά αυξανόμενη μεταβλητή ταχύτητα, με συχνότητες σφάλματος μεταξύ 26 Hz και 72 Hz. Η διάρκεια του σήματος ήταν 4,5 δευτερόλεπτα, με μια αρχική συχνότητα δειγματοληψίας $f_s=20$ KHz. Ενσωματώθηκε ολίσθηση 3% για το έδρανο κύλισης, ενώ η ιδιοσυχνότητα που επιλέχθηκε ήταν στα 2,5 KHz (συχνή συχνότητα εμφάνισης και στα πειραματικά δεδομένα). Στη συνέχεια, το σήμα φιλτράρεται με ένα φίλτρο 10^{th} τάξης τύπου Butterworth με συχνότητες αποκοπής μεταξύ 1 KHz και 4 KHz. Στη συνέχεια, το σήμα υπέστη επεξεργασία με τον μετασχηματισμό Hilbert και ελήφθη η

περιβάλλουσα του σήματος (Σχ. 6.4). Στο σήμα έγινε επανα-δειγματοληψία στα 2 KHz για λόγους εξοικονόμησης χρόνου και ομοιότητας με τη διαδικασία λήψης των πειραματικών δεδομένων.



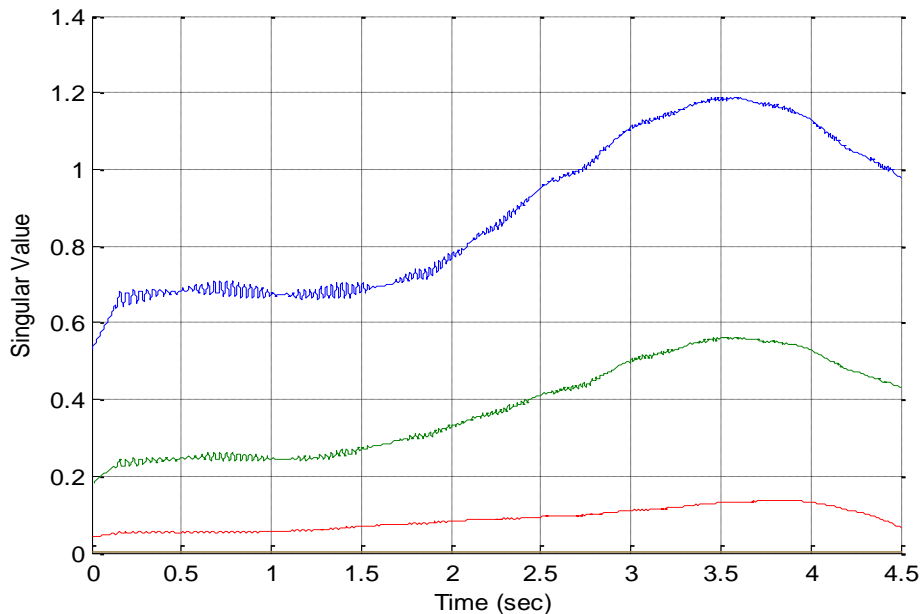
Σχήμα 6.4: Μέρος της περιβάλλουσας του σήματος με το σφάλμα μεταξύ 26 Hz και 72 Hz.

Στο Σχ. 6.5, υπάρχει το φάσμα του προηγούμενου σήματος (μέσω του μετασχηματισμού Fourier - κόκκινη γραμμή), τα κυματίδια που εφαρμόζονται (μαύρη διακεκομμένη γραμμή) και το υπόλοιπο φάσμα μετά την όλη διαδικασία που εφαρμόζεται (μέθοδος CSMW), σημειώνεται με μαύρη γραμμή. Το υπόλοιπο φάσμα παράγεται από την εξίσωση 8α του Κεφάλαιου 5.1, όπου τα σήματα στο πεδίο της συχνότητας (για κάθε κυματίδιο που χρησιμοποιείται) αθροίζονται και στη συνέχεια αφαιρούνται από το αρχικό φάσμα (κόκκινη γραμμή). Το υπόλοιπο φάσμα παρατίθεται για λόγους σύγκρισης, όπου η επιτυχής επιλογή των παραμέτρων της μεθόδου (Κεντρική Συχνότητα f_{ci} , πλάτος f_{bi}), επαληθεύεται με την ελαχιστοποίηση της διεγερμένης περιοχής του φάσματος όπου εφαρμόστηκαν τα κυματίδια. Με αυτόν τον τρόπο οι παράμετροι που επιλέγονται αποκαλύπτουν τα στοιχεία του σήματος στην καθορισμένη περιοχή του φάσματος (λιγότερο μαύρο χρώμα σημαίνει σωστές παραμέτρους). Η διαδικασία βελτιστοποίησης των παραμέτρων μπορεί να γίνει αυτοματοποιημένη, εάν είναι γνωστά τα όρια της συχνότητας λάθους που μεταβάλλεται με μια μέθοδο όπως η DESFRI (DEtection of Source Frequencies via Rotational Invariance).



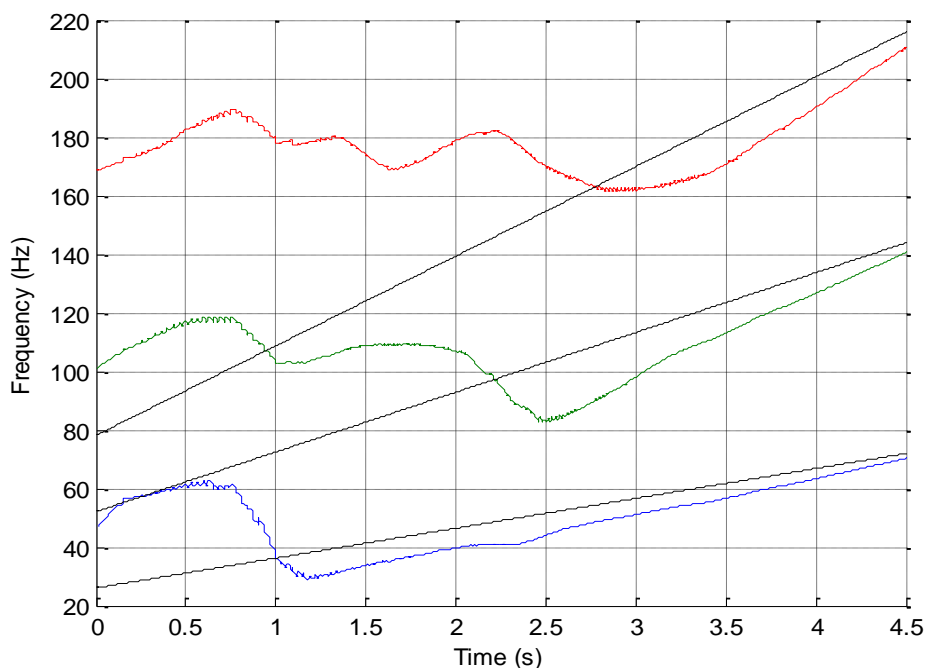
Σχήμα 6.5: Φάσμα της περιβάλλουσας του προσημειωμένου σήματος με βλάβη στον εξωτερικό δακτύλιο.

Οι παράμετροι της δομής CSMW που χρησιμοποιείται, επιλέχθηκαν με συστηματικό τρόπο. Η κεντρική συχνότητα f_{ci} για το πρώτο κυματίδιο επιλέχθηκε κοντά στο μέσον της διακύμανσης (49 Hz) και το εύρος ζώνης ($\sigma_i = f_{bi}$) λίγο μεγαλύτερο από τη μεταβολή (50 Hz). Για το δεύτερο κυματίδιο οι δύο παράμετροι διπλασιάστηκαν, που αντιστοιχεί στην 2^η αρμονική και στη συνέχεια τριπλασιάζονται για την 3^η αρμονική. Μετά την εφαρμογή της μεθόδου οι τιμές των ιδιομορφών στο Σχ. 6.6 επιβεβαιώνουν την παρουσία των τριών αρμονικών συνιστωσών. Η κίτρινη γραμμή δείχνει τις πολύ χαμηλές τιμές του 4^{ου} στοιχείου, πράγμα που σημαίνει ότι σε αυτήν την περιοχή συχνοτήτων (Σχ. 6.5 - κόκκινη γραμμή), υπάρχουν μόνο τρία συστατικά.



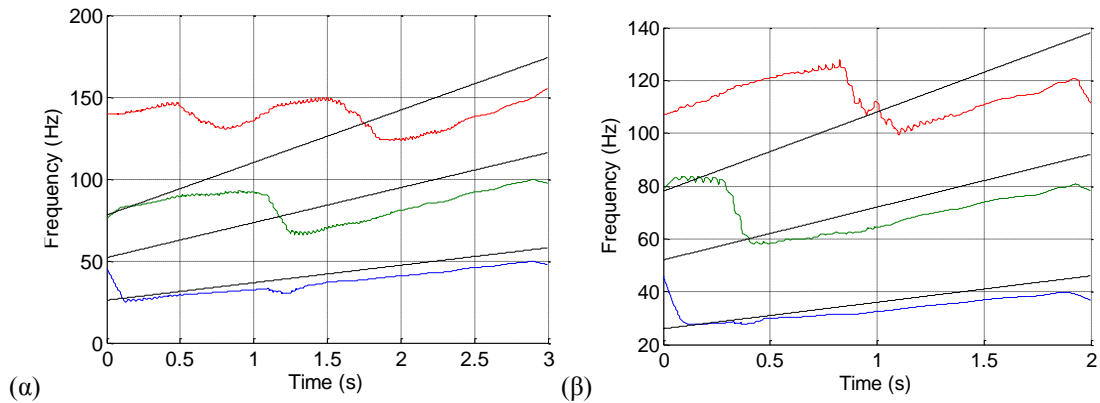
Σχήμα 6.6: Οι τιμές των ιδιομορφών του προηγούμενου σήματος.

Οι προκύπτουσες στιγμιαίες συχνότητες (Σχ. 6.7) που αντιστοιχούν στις συχνότητες σφάλματος (μαύρες γραμμές) αποκαλύπτουν μια σχετικά ακριβή εκτίμηση. Στα αποτελέσματα έχει εφαρμοστεί ένα 1^{ης} τάξης φίλτρο εξομάλυνσης, 750 σημείων Savitzky-Golay. Πρέπει να σημειωθεί ότι λόγω της ολίσθησης, οι πραγματικές τιμές της συχνότητας σφάλματος, βρίσκεται πιο χαμηλά από τη θεωρητική της τιμή (μαύρη καμπύλη). Στην περίπτωση της 1^{ης} αρμονικής η ολίσθηση έχει μια μέση τιμή ίση με $f_{s11}=1,5$ Hz, της 2^{ης} αρμονικής $f_{s12}=3$ Hz κ.ο.κ.



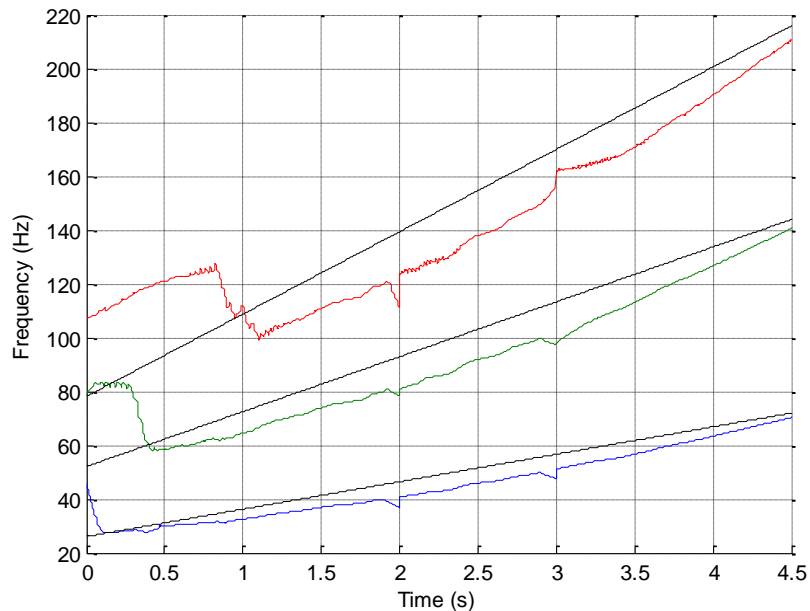
Σχήμα 6.7: Εκτιμήσεις στιγμιαίας συχνότητας για τη βλάβη κατά την εκκίνηση.

Σε αυτό το σημείο, προκειμένου να βελτιωθούν τα αποτελέσματα της εκτίμησης, υιοθετείται μια απλή διαδικασία. Το μέρος του σήματος με την λαθεμένη εκτίμηση μπορεί να επαναχρησιμοποιηθεί με την ίδια διαδικασία όπως προηγουμένως. Οι παράμετροι της δομής CSMW που χρησιμοποιείται, επιλέχθηκαν κατά τον ίδιο τρόπο. Η κεντρική συχνότητα f_{c1} για το πρώτο κυματίδιο επιλέχθηκε κοντά στο μέσον της διακύμανσης (41 Hz) και το πλάτος ($\sigma_i = f_{bi}$) λίγο μεγαλύτερο από τη μεταβολή (35 Hz). Η εκ νέου εκτίμηση για το τμήμα του σήματος (0-3 sec) βρίσκεται στο Σχ. 6.8α. Στο Σχ. 6.8β, υπάρχει καινούρια εκτίμηση (για δεύτερη φορά) για το πρώτο μέρος του σήματος 0-2sec. Η κεντρική συχνότητα f_{c1} για το πρώτο κυματίδιο επιλέχθηκε κοντά στο μέσον της διακύμανσης (36 Hz) και το εύρος ζώνης ($\sigma_1 = f_{b1}$) λίγο μεγαλύτερο από τη μεταβολή (20 Hz).



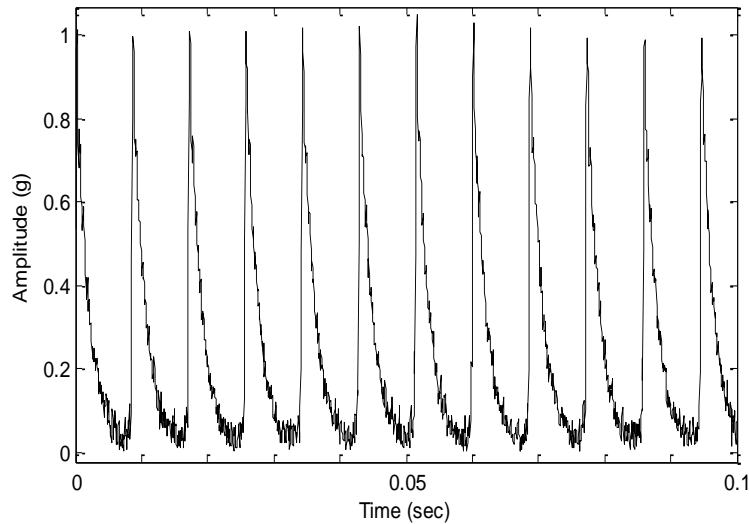
Σχήμα 6.8: Επανυπολογισμός τμήματος α) 0-3 δευτ., β) 0-2 δευτ.

Στο Σχ. 6.9, η έκβαση της όλης διαδικασίας παρουσιάζεται. Συγκρίνοντας με το Σχ. 6.7 το αποτέλεσμα έχει βελτιωθεί. Αυτή η διαδικασία μπορεί να αυτοματοποιηθεί περαιτέρω με μια προσαρμοζόμενη, μη-στατική δομή κυματιδίων που αλλάζει τις παραμέτρους της σε κάθε επανεκτίμηση (περιοχή έντονης έρευνας).



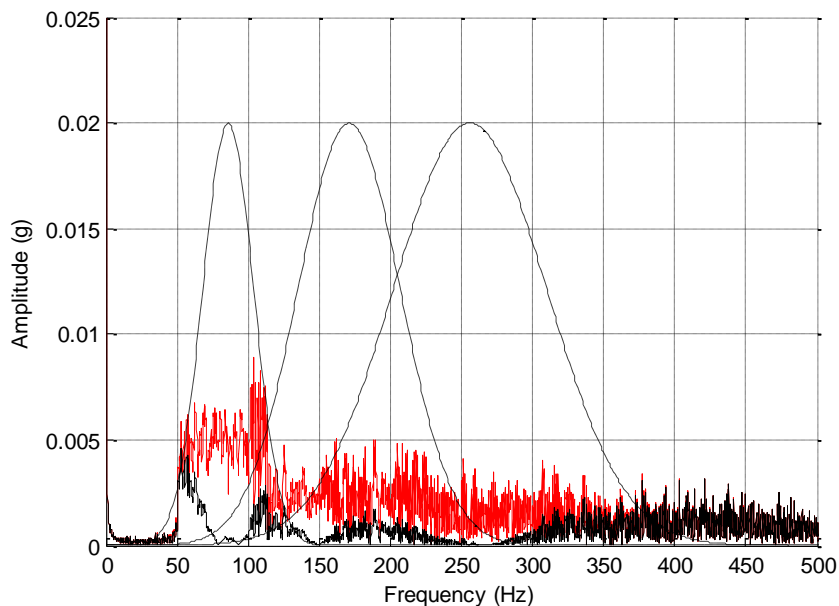
Σχήμα 6.9: Τελικές εκτιμήσεις συχνότητας μετά τον επανυπολογισμό.

Η ίδια διαδικασία διεξήχθη για μια διαδικασία μείωσης της συχνότητας βλάβης, προκειμένου να συγκριθεί σε επόμενη ενότητα με την εφαρμογή σε πραγματικά σήματα. Στο Σχ. 6.10 υπάρχει η περιβάλλουσα του σήματος (μέσω μετασχηματισμού Hilbert) που χρησιμοποιείται. Η συχνότητα βλάβης του εξωτερικού δακτυλίου του εδράνου κύλισης κυμαίνεται από 114,4 Hz έως 53 Hz σε 7 δευτερόλεπτα με ολίσθηση 3%.



Σχήμα 6.10: Μέρος της περιβάλλουσας του σήματος με βλάβη ανάμεσα στα 114.4 Hz και 53 Hz.

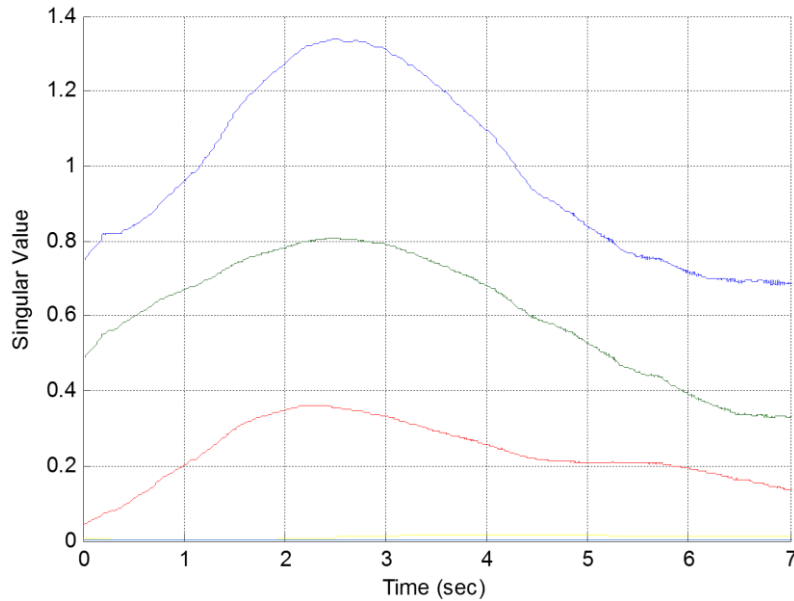
Στο Σχ. 6.11 υπάρχει το αντίστοιχο φάσμα του προηγούμενου σήματος (μέσω μετασχηματισμού Fourier - κόκκινη γραμμή), τα κυματίδια που εφαρμόζονται (μαύρη διακεκομμένη γραμμή) και το υπόλοιπο φάσμα μετά την όλη διαδικασία (μαύρη γραμμή). Οι κεντρικές συχνότητες επιλέχθηκαν κατά τον ίδιο τρόπο όπως τα προηγούμενα, με τη συχνότητα έναρξης ίση με $f_{c1}=84$ Hz και το πλάτος ίσο με $f_{b2}=65$ Hz - λίγο μεγαλύτερο από τη μεταβολή.



Σχήμα 6.11: Φάσμα του σήματος και κυματίδια που εφαρμόστηκαν.

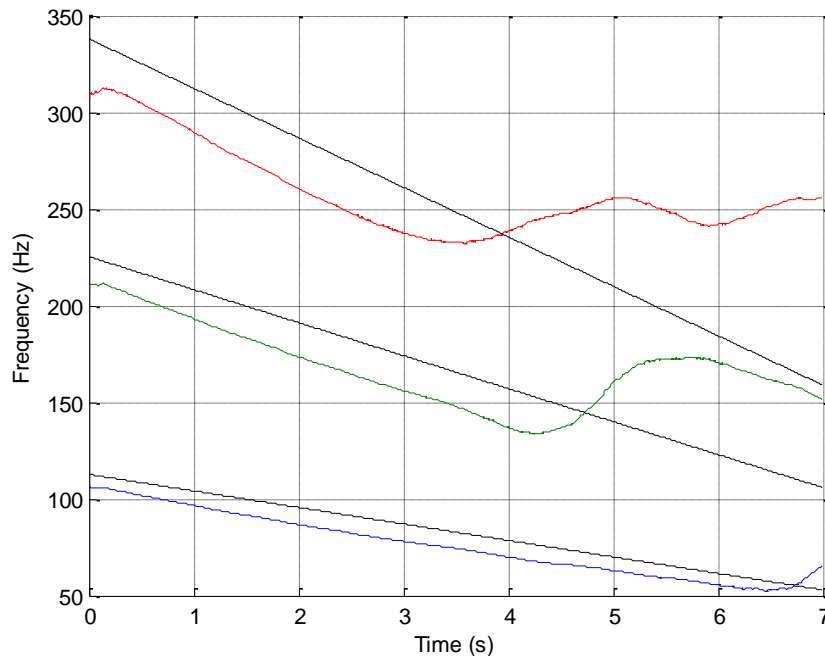
Οι τιμές των ιδιομορφών στο Σχ. 6.12, αποκαλύπτουν την ύπαρξη των αποκλιμακούμενων αρμονικών συνιστωσών. Το 1^ο συστατικό (1^η αρμονική συνιστώσα) αναφέρεται με το γαλάζιο χρώμα, η 2^η αρμονική αναφέρεται με το πράσινο χρώμα και η 3^η αρμονική με το κόκκινο χρώμα. Όπως και στην αρχική

εφαρμογή, η κίτρινη γραμμή αντιστοιχεί στην επόμενη συνιστώσα (4^η), αποκαλύπτοντας τρία συστατικά στο σήμα.



Σχήμα 6.12: Οι τιμές των ιδιομορφών του προηγούμενου σήματος.

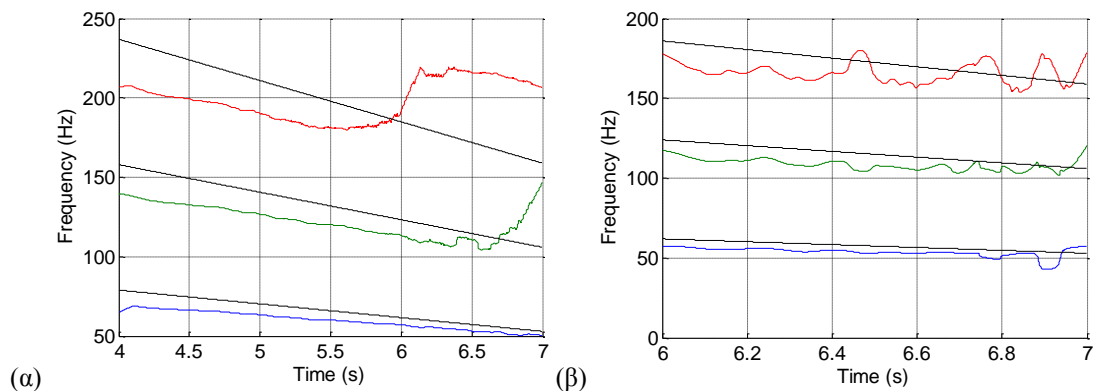
Η στιγμιαία εκτίμηση της συχνότητας, αντιστοιχεί με τις συχνότητες βλάβης (μαύρες γραμμές) και παρουσιάζεται στο Σχ. 6.13. Η ακρίβεια των αποτελεσμάτων είναι υψηλή, ειδικά για τη θεμελιώδη συχνότητα (1^η αρμονική).



Σχήμα 6.13: Οι εκτιμήσεις της συχνότητας με τις αντίστοιχες συχνότητες βλάβης.

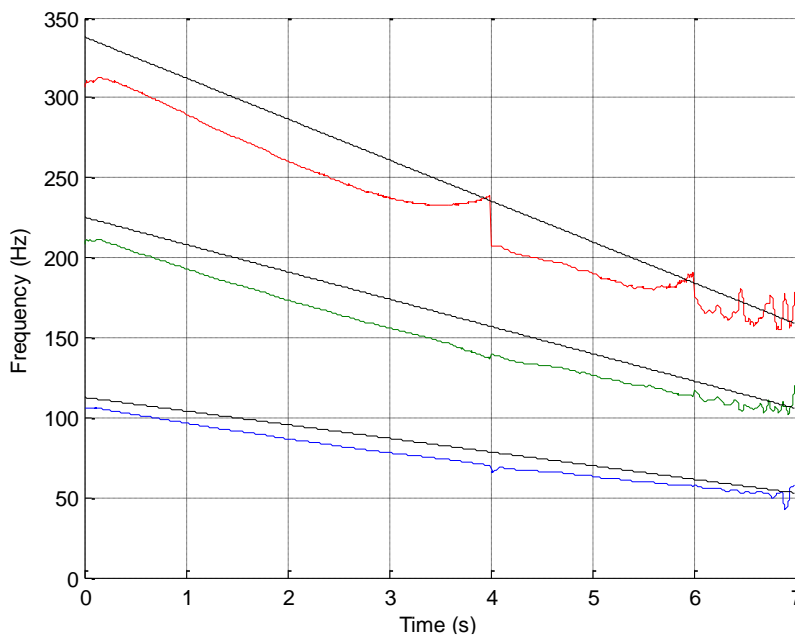
Η εκτίμηση αποκαλύπτει την παρουσία του φαινομένου της ολίσθησης όπως αναμενόταν, παρόμοια με την εκτίμηση των πραγματικών σημάτων (που ακολουθούν σε επόμενη ενότητα). Σε αυτό το σημείο, προκειμένου να βελτιωθούν τα αποτελέσματα της εκτίμησης, υιοθετείται η ίδια απλή διαδικασία. Το τμήμα του

σήματος με την λανθασμένη εκτίμηση (4-7 sec) μπορεί να επαναχρησιμοποιηθεί με την ίδια διαδικασία όπως προηγουμένως. Οι παράμετροι της δομής CSMW που χρησιμοποιούνται, επιλέχθηκαν κατά τον ίδιο τρόπο. Η κεντρική συχνότητα f_{c1} για το πρώτο κυματιδίο επιλέχθηκε κοντά στο μέσον της διακύμανσης (66 Hz) και το πλάτος του ($\sigma_I = f_{b1}$) λίγο μεγαλύτερο από τη μεταβολή (35 Hz). Η εκ νέου εκτίμηση για το μέρος του σήματος (4-7 sec) βρίσκεται στο Σχ. 6.14α. Στο Σχ. 6.14β, υπάρχει η εκ νέου εκτίμηση για το τελευταίο μέρος (για 2η φορά) του σήματος 6-7sec. Η κεντρική συχνότητα f_{c1} του πρώτου κυματιδίου επιλέχθηκε κοντά στο μέσον της διακύμανσης (57 Hz) και το εύρος ζώνης ($\sigma_I = f_{b1}$) λίγο μεγαλύτερο από τη μεταβολή (15 Hz).



Σχήμα 6.14: Επανυπολογισμός τμήματος α) 4-7 δευτ., β) 6-7 δευτ.

Στο Σχ. 6.15, η έκβαση της όλης διαδικασίας παρουσιάζεται. Συγκρίνοντας με το Σχ. 6.13 το αποτέλεσμα έχει βελτιωθεί. Η αναμενόμενη παρουσία της ολίσθησης είναι ευδιάκριτη. Η ομοιότητα των εκτιμήσεων που απορρέουν από την προσομοίωση και από την υλοποίηση στα πειραματικά σήματα, μπορεί να επαληθεύσει το ποσοστό ολίσθησης των πραγματικών σημάτων.

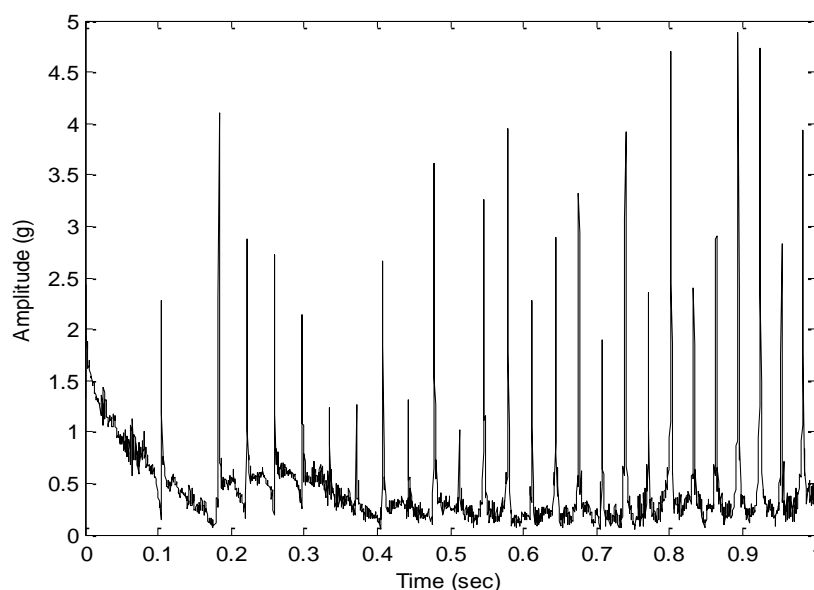


Σχήμα 6.15: Τελικές εκτιμήσεις συχνότητας μετά τον επανυπολογισμό.

6.3 Εφαρμογή σε πειραματικά σήματα

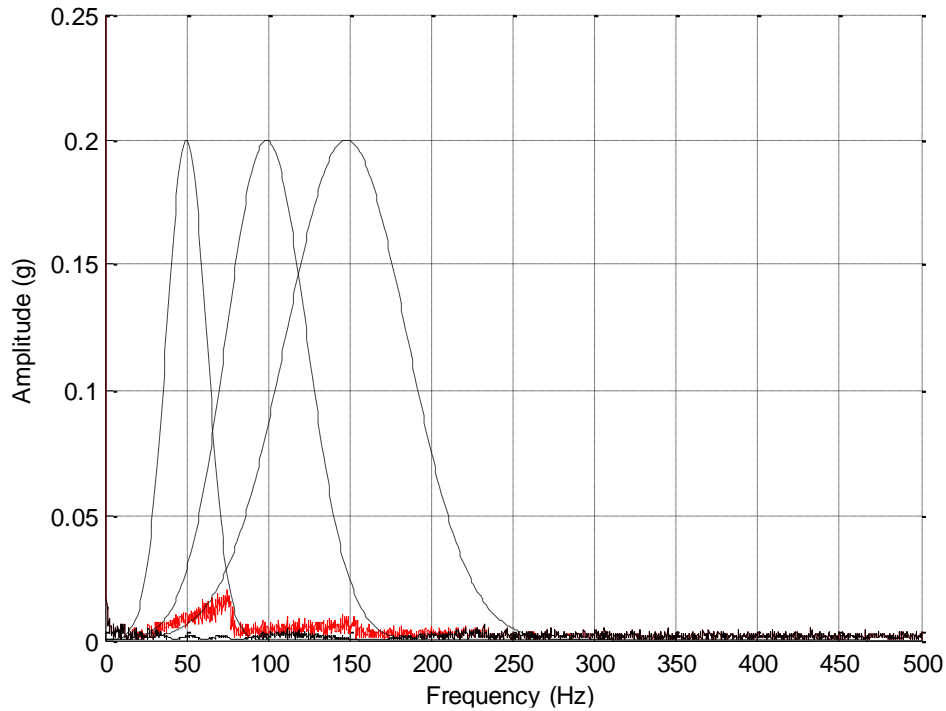
Ένα σήμα κραδασμών συλλέχθηκε από τη διάταξη δοκιμής (χρησιμοποιήθηκε και σε προηγούμενα πειράματα Κεφάλαιο 5 -Σχ. 5.13), κατά τη διαδικασία εκκίνησης. Το αισθητήριο που χρησιμοποιήθηκε στις μετρήσεις ήταν ένα επιταχυνσιόμετρο της Briel & Kjaer με ευαισθησία 100 mV/g και δυναμική περιοχή από 1 Hz έως 10 KHz. Η διάταξη δοκιμής αποτελείται από έναν ηλεκτρικό κινητήρα, έναν άξονα, έναν συζευκτήρα για τη σύνδεση μεταξύ του άξονα και του κινητήρα, και δύο έδρανα (τύπος 22208EKC3) για την έδραση του άξονα. Υπάρχει επίσης ένα δεύτερος κινητήρας με κιβώτιο ταχυτήτων που συνδέεται με ιμάντες, προκειμένου να προσθέσει φορτίο στον άξονα. Ένα από τα έδρανα κύλισης έχει ελάττωμα στον εξωτερικό δακτύλιο. Η θέση του εδράνου επισημαίνεται με το κόκκινο βέλος στο (Σχ. 5.13). Η ταχύτητα περιστροφής αυξήθηκε γραμμικά από 237 ΣΑΛ (3.95 Hz) έως 663 ΣΑΛ (11,05 Hz), η οποία αντιστοιχεί στη μεταβλητή συχνότητα σφαλμάτων μεταξύ 26,15 Hz και 73.22 Hz. Αυτή η μεταβολή αντιπροσωπεύει μια επικάλυψη περίπου 30% μεταξύ των αρμονικών του σήματος. Η διάρκεια του σήματος ήταν 4,5 δευτερόλεπτα, με μια αρχική συχνότητα δειγματοληψίας $f_s=20$ KHz. Στη συνέχεια, το σήμα φιλτράρεται με φίλτρο Butterworth 10^{th} τάξης μεταξύ 1 KHz και 4 KHz. Κατόπιν, το σήμα υποβλήθηκε σε επεξεργασία με το μετασχηματισμό Hilbert και λήφθηκε η περιβάλλουσα του σήματος, ενώ το σήμα επανα-δειγματοληπτείται στα 2 KHz (για λόγος μείωσης του χρόνου επεξεργασίας).

Η περιβάλλουσα του μετρούμενου σήματος δόνησης απεικονίζεται στο Σχ. 6.16 και το χαμηλόσυχνο φάσμα της, μαζί με τη δομή CSMW που χρησιμοποιείται, παρουσιάζεται στο Σχ. 6.17. Ο αλγόριθμος εφαρμόστηκε για έναν αριθμό $P=3$ αρμονικών συνιστωσών. Οι προκύπτουσες ιδιόμορφες τιμές, όπως παρουσιάζονται στο Σχ. 6.18, επιβεβαιώνουν ότι ένας αριθμός $P=3$ αρμονικών, είναι πραγματικά παρούσες στο σήμα.



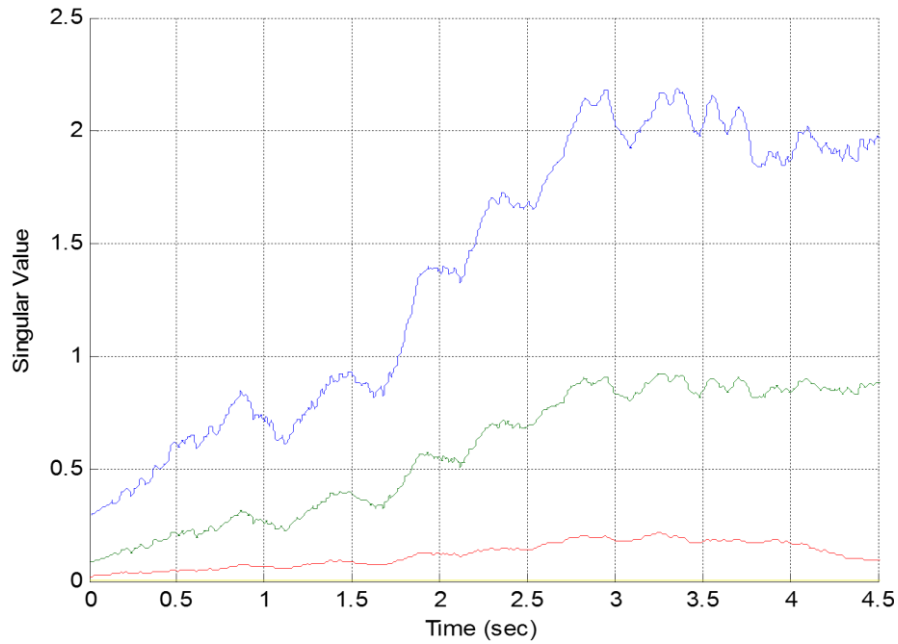
Σχήμα 6.16: Μέρος της περιβάλλουσας του σήματος με βλάβη ανάμεσα στα 26.15 Hz και 73.22 Hz.

Οι παράμετροι της δομής CSMW που χρησιμοποιείται, επιλέχθηκαν κατά τον ίδιο τρόπο με τα προηγούμενα (Ενότητα 6.2). Η κεντρική συχνότητα f_{c1} για το 1^ο κυματίδιο επιλέχθηκε κοντά στο μέσο της διακύμανσης (49 Hz) και το πλάτος ($\sigma_1 = f_{b1}$) λίγο μεγαλύτερο από τη μεταβολή (50 Hz). Για το δεύτερο κυματίδιο οι δύο παράμετροι διπλασιάστηκαν που αντιστοιχούν στην 2^η αρμονική, και τριπλασιάστηκαν για την 3^η αρμονική.



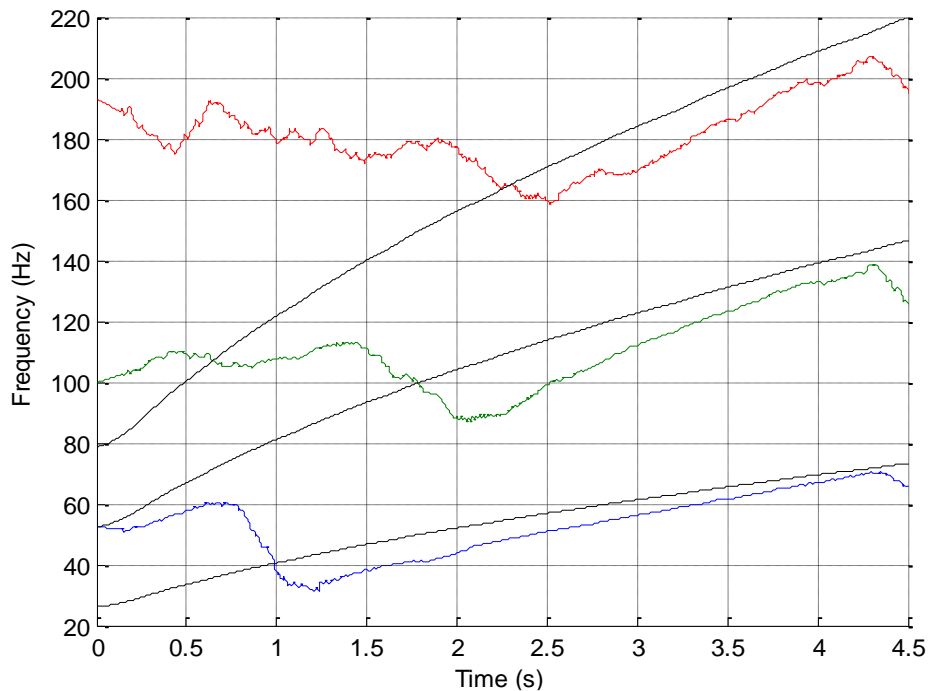
Σχήμα 6.17: Φάσμα του σήματος και κυματίδια που εφαρμόστηκαν.

Οι τιμές των ιδιομορφών που φαίνονται στο Σχ. 6.18, αποκαλύπτουν την συνεχή παρουσία των τριών συστατικών του σήματος κατά τη διάρκεια της καταγραφής. Η εξασθένιση των αρμονικών του σήματος είναι αναμενόμενη, καθώς η θεμελιώδης συχνότητα (μπλε γραμμή) συγκεντρώνει το μεγαλύτερο ποσό ενέργειας (Σχ. 6.18). Το συστατικό με την κίτρινη γραμμή υποδεικνύει την 4^η συνιστώσα η οποία είναι πρακτικά μηδέν, που σημαίνει την απουσία άλλων συστατικών.



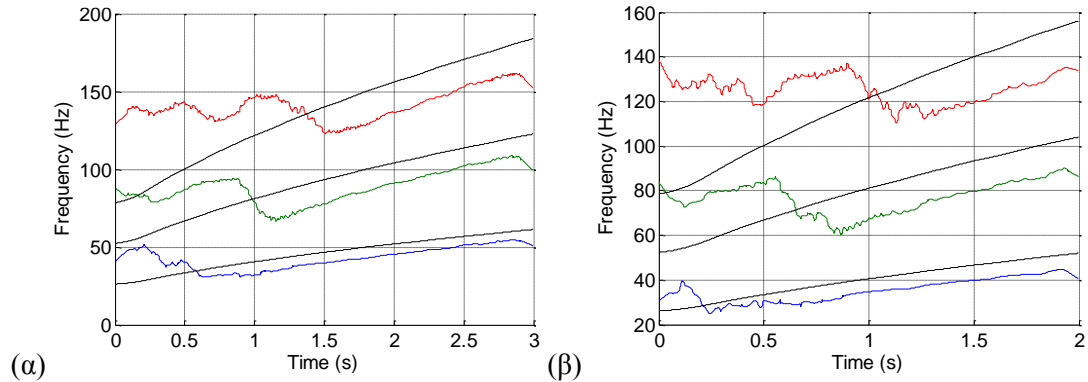
Σχήμα 6.18: Τιμές ιδιομορφών για κάθε συστατικό του σήματος (εκκίνηση).

Εφαρμόζεται ένα 1^{ης} τάξης, Savitzky-Golay φίλτρο εξομάλυνσης 750 σημείων και οι προκύπτουσες στιγμιαίες συχνότητες (που περιγράφουν το σφάλμα του εξωτερικού δακτυλίου), παρουσιάζονται στο Σχ. 6.19. Μια υποεκτίμηση της πραγματικής τιμής είναι δικαιολογημένη λόγω του φαινομένου της ολίσθησης των εδράνων κύλισης.



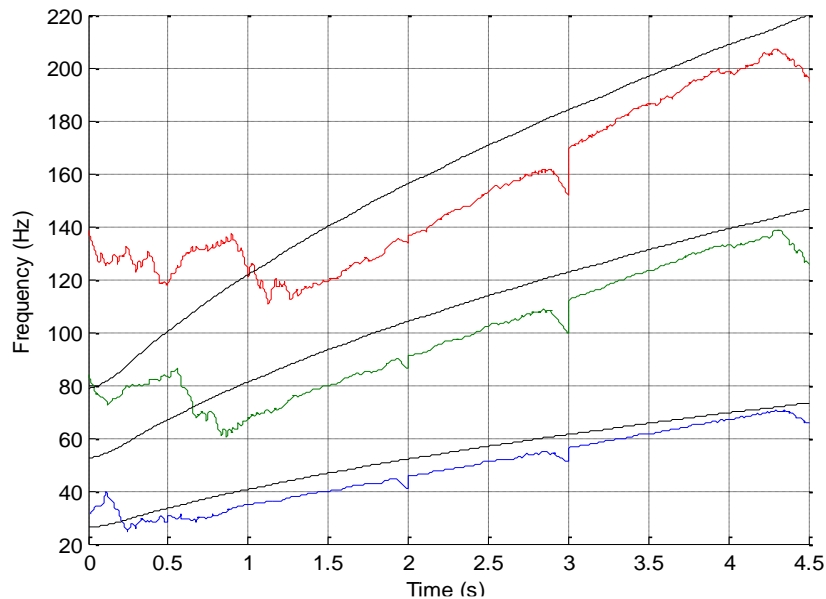
Σχήμα 6.19: Οι εκτιμήσεις της συχνότητας με τις αντίστοιχες συχνότητες βλάβης.

Όπως και στην ενότητα της προσομοίωσης, η ίδια διαδικασία για την εκ νέου εκτίμηση γίνεται με τις ίδιες παραμέτρους (κεντρικές συχνότητες, πλάτη – Ενότητα 6.2 εκκίνηση). Το Σχ. 6.19 αντιστοιχεί στο Σχ. 6.7 ενώ το Σχ. 6.20 είναι το ενδιάμεσο στάδιο από το Σχ. 6.19 στο Σχ. 6.21.



Σχήμα 6.20: Επανυπολογισμός τμήματος α) 0-3 δευτ., β) 0-2 δευτ.

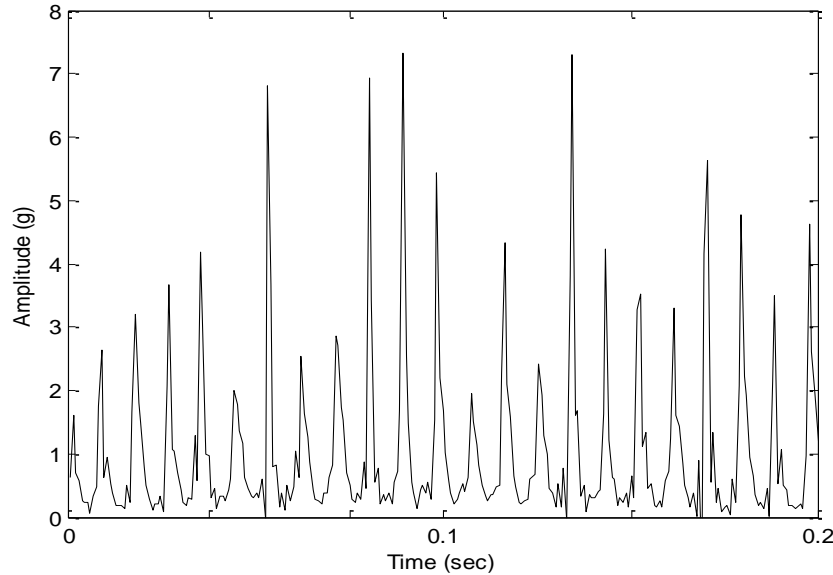
Στο Σχ. 6.21, παρουσιάζεται η έκβαση της όλης διαδικασίας. Συγκρίνοντας με το Σχ. 6.9 τα αποτελέσματα είναι σχεδόν όμοια, ένα συμπέρασμα που επιβεβαιώνει την παρουσία ολίσθησης στον πραγματικό σήμα περίπου στο 3%.



Σχήμα 6.21: Τελικές εκτιμήσεις συχνότητας μετά τον επανυπολογισμό (εκκίνηση).

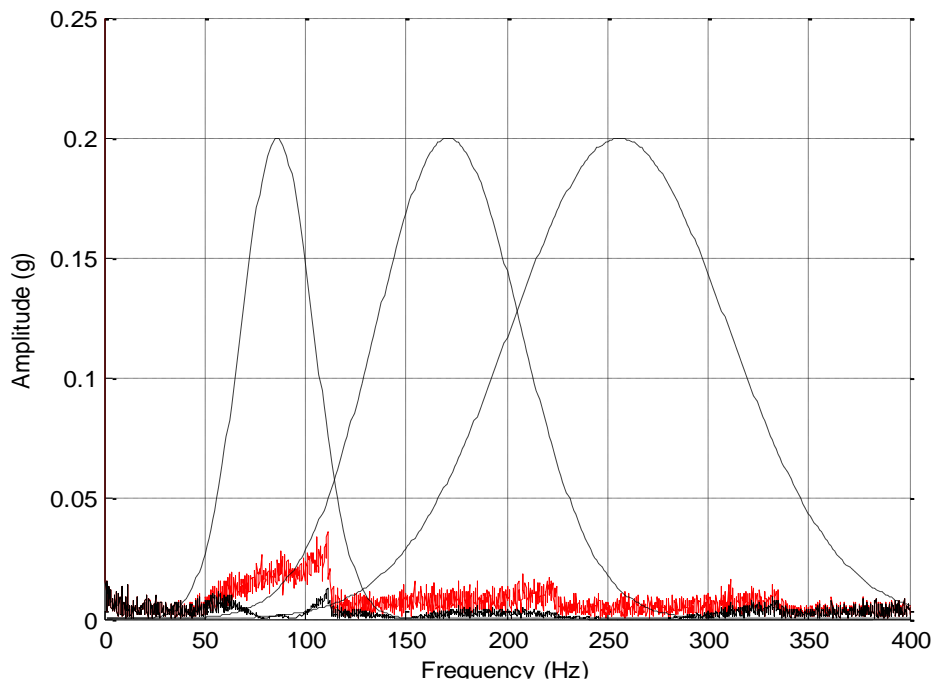
Στην ενότητα του προσομοιωμένου σήματος, περιλαμβάνεται και ένα σήμα αποκλιμάκωσης της συχνότητας σφάλματος. Το αντίστοιχο πραγματικό σήμα και η εφαρμογή παρουσιάζονται παρακάτω. Η ταχύτητα περιστροφής μειώθηκε γραμμικά από 1030 ΣΑΛ (17,17 Hz) έως 480 ΣΑΛ (8 Hz), η οποία αντιστοιχεί στη μεταβλητή συχνότητα σφαλμάτος του εδράνου μεταξύ 114,4 Hz και 53 Hz. Η διάρκεια του σήματος ήταν 7 δευτερόλεπτα με μια αρχική συχνότητα δειγματοληψίας $f_s=20$ KHz. Στη συνέχεια, το σήμα υποβλήθηκε σε επεξεργασία με το μετασχηματισμό Hilbert και ελήφθη η περιβάλλουσα του σήματος, ενώ το σήμα επανα-δειγματοληπτείται στα 2 KHz.

Η περιβάλλουσα του μετρούμενου σήματος δόνησης απεικονίζεται στο Σχ. 6.22 και το χαμηλόσυχο φάσμα της, μαζί με τη δομή CSMW που χρησιμοποιείται, παρουσιάζεται στο Σχ. 6.23. Ο αλγόριθμος εφαρμόστηκε για έναν αριθμό $P=3$ αρμονικών συνιστωσών. Οι προκύπτουσες τιμές των ιδιομορφών, όπως παρουσιάζονται στο Σχ. 6.24, επιβεβαιώνουν ότι ένας αριθμός τριών συνιστωσών είναι παρούσες στο σήμα.

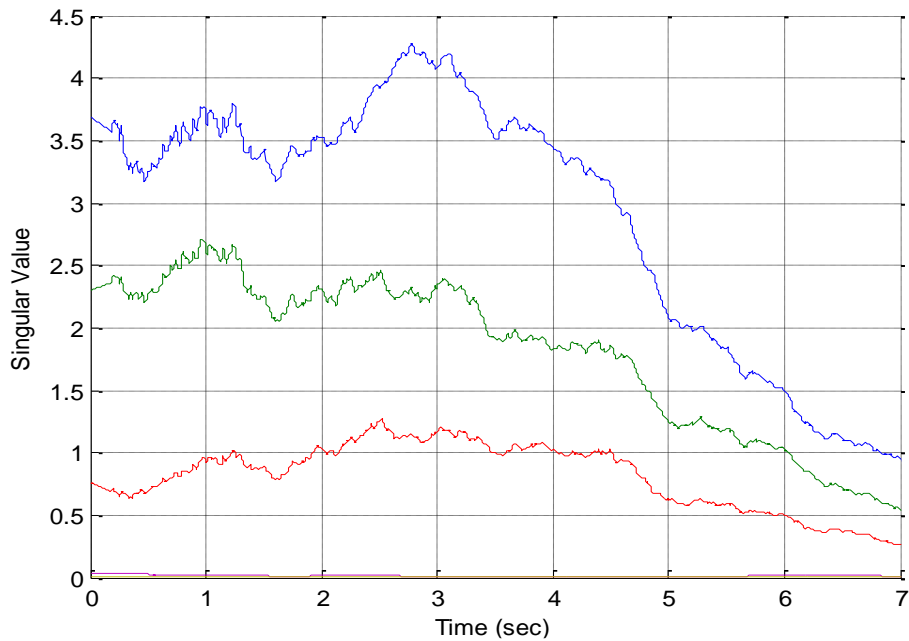


Σχήμα 6.22: Μέρος της περιβάλλουσας του σήματος με βλάβη ανάμεσα στα 114.4 Hz και 53 Hz.

Οι παράμετροι της δομής CSMW που χρησιμοποιείται, επιλέχθηκαν με τον ίδιο τρόπο όπως τα προηγούμενα. Η κεντρική συχνότητα f_{c1} για το πρώτο κυματίδιο επιλέχθηκε κοντά στο μέσον της διακύμανσης (84 Hz) και το πλάτος του ($\sigma_1 = f_{b1}$) λίγο μεγαλύτερο από τη μεταβολή (65 Hz).

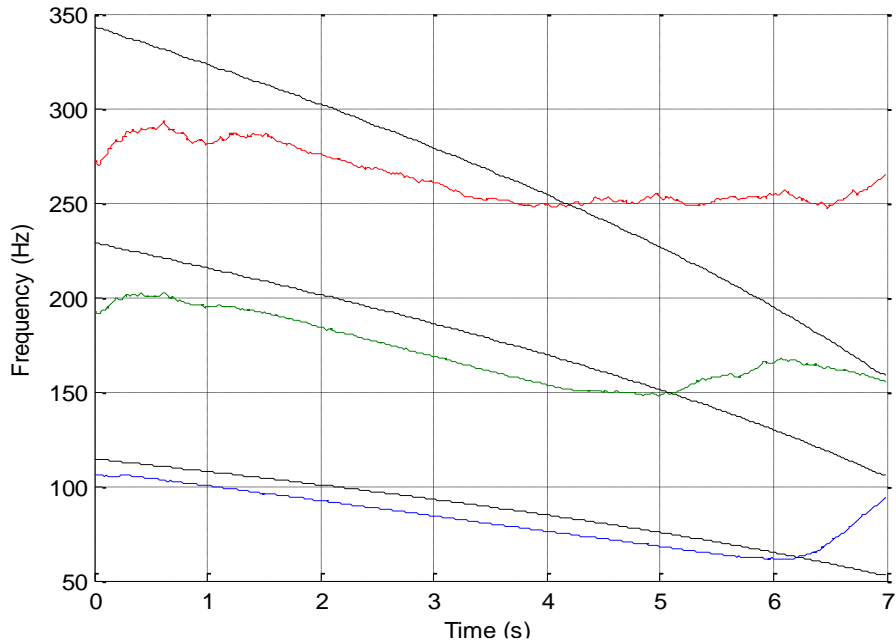


Σχήμα 6.23: Φάσμα του σήματος και κυματίδια που εφαρμόστηκαν.



Σχήμα 6.24: Τιμές ιδιομορφών για κάθε συστατικό του σήματος (τερματισμός).

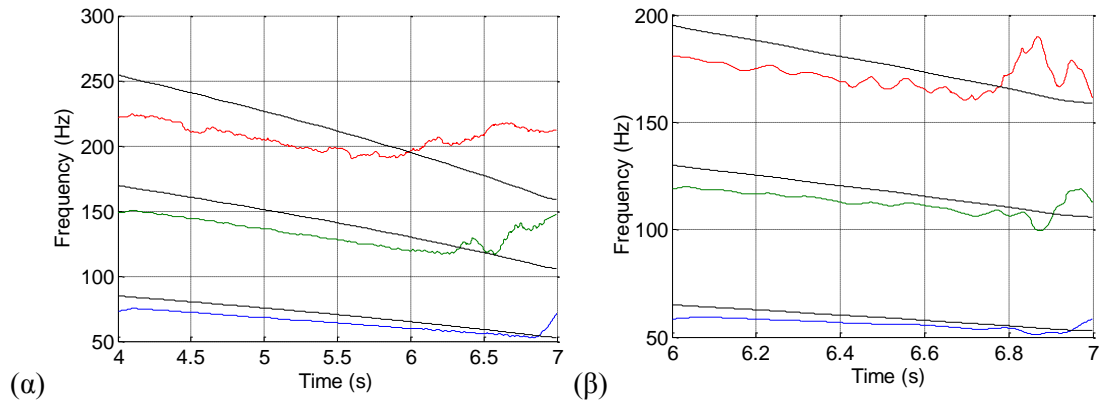
Οι προκύπτουσες στιγμιαίες συχνότητες (που περιγράφουν το σφάλμα του εξωτερικού δακτυλίου) παρουσιάζονται στο Σχ. 6.25 (καμπύλες με χρώμα), σε σύγκριση με τη συχνότητα βλάβης (μαύρες καμπύλες). Το ίδιο φίλτρο εξομάλυνσης Savitzky-Golay, όπως και στην προηγούμενη εφαρμογή, έχει εφαρμοστεί.



Σχήμα 6.25: Οι εκτιμήσεις της συχνότητας με τις αντίστοιχες συχνότητες βλάβης.

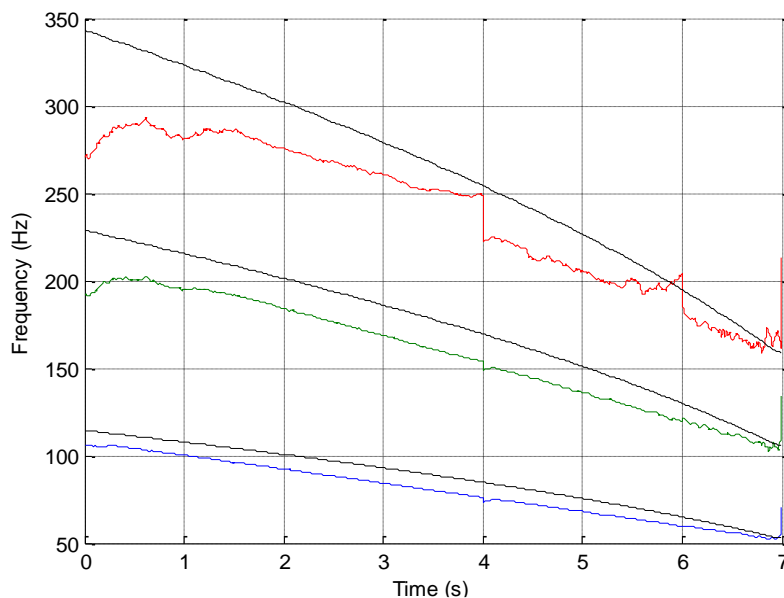
Σε αυτό το σημείο, προκειμένου να βελτιωθούν τα αποτελέσματα της εκτίμησης, υιοθετείται η ίδια διαδικασία επανεκτίμησης. Το μέρος του σήματος με την λανθασμένη εκτίμηση (4-7 δευτερόλεπτα) μπορεί να επαναχρησιμοποιηθεί με την ίδια διαδικασία όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις. Οι παράμετροι της δομής

CSMW που χρησιμοποιούνται, επιλέχθηκαν με τον ίδιο τρόπο όπως και στην ενότητα 6.2 (σήμα τερματισμού). Η εκ νέου εκτίμηση για το μέρος του σήματος (4-7 δευτερόλεπτα) βρίσκεται στο Σχ. 6.26α. Στο Σχ. 6.26β, υπάρχει η εκ νέου εκτίμηση για το τελευταίο μέρος (για δεύτερη φορά) του σήματος 6-7 δευτερόλεπτα.



Σχήμα 6.26: Επανυπολογισμός τμήματος α) 4-7 δευτ., β) 6-7 δευτ.

Στο Σχ. 6.27, η έκβαση της όλης διαδικασίας για το σήμα τερματισμού, παρουσιάζεται. Και πάλι η παρουσία της ολίσθησης στον πραγματικό σήμα υπολογίζεται στο επίπεδο του 3%. Η ολίσθηση ήταν σχεδόν ίδια και στην εφαρμογή του προσομοιωμένου σήματος (Σχ. 6.15).



Σχήμα 6.27: Τελικές εκτιμήσεις συχνότητας μετά τον επανυπολογισμό (τερματισμός).

Η στιγμιαία εκτίμηση της συχνότητας μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα ιδιαίτερα ενδιαφέρον αντικείμενο που είναι ο προσδιορισμός του ποσού της ολίσθησης των εδράνων κύλισης. Η στιγμιαία τιμή της ολίσθησης είναι πολύ δύσκολο να εκτιμηθεί, καθώς τα χαρακτηριστικά της κίνησης αλλάζουν συνεχώς στην πάροδο του χρόνου (π.χ. μάζα, κατεύθυνση φορτίου). Το φαινόμενο της ολίσθησης όμως εντείνεται μεταξύ των αρμονικών συνιστωσών, καθώς το ποσοστό

της ολίσθησης παραμένει σταθερό, οδηγώντας σε όλο και μεγαλύτερα απόλυτα μεγέθη (ακέραια πολλαπλάσια σε σχέση με την περίπτωση της θεμελιώδους συχνότητας). Αυτό επηρεάζει ιδιαίτερα τη συχνότητα εμφάνισης βλάβης των εδράνων κύλισης, καθώς αυτές εμφανίζονται και στο υψίσυχο πεδίο και μπορεί να προσδιοριστεί μόνο με την εκτίμηση της συχνότητας βλάβης. Κάθε άλλο μέσο που μετρά άμεσα τη συχνότητα περιστροφής του άξονα (για παράδειγμα γωνιακοί κωδικοποιητές), δεν μπορούν να εκτιμήσουν την επίδραση της ολίσθησης.

6.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου 6

Η προτεινόμενη διαδικασία δίνει ελπιδοφόρα αποτελέσματα τόσο σε περιπτώσεις απαιτητικών σύνθετων σημάτων, όπως και σε περιπτώσεις πειραματικών εφαρμογών, συνδυάζοντας αποτελεσματικά τα πλεονεκτήματα των μετατοπιζόμενων Κυματιδίων Morlet, με τα πλεονεκτήματα των προσεγγίσεων που βασίζονται στους διανυσματικούς υποχώρους. Όχι μόνο η μέθοδος μπορεί να ανακτήσει με ακρίβεια τη στιγμιαία συχνότητα της βλάβης, αλλά οι μη μηδενικές τιμές των ιδιομορφών του αντίστοιχου προβλήματος αποσύνθεσης, παρέχουν αποτελεσματικά μέσα για την εκτίμηση του αριθμού των χρονικά εξαρτώμενων αρμονικών συστατικών που περιέχονται στο σήμα. Το προκύπτων φάσμα περίπλοκων σημάτων με επικάλυψη, είναι σημαντικά απλοποιημένο μετά την εφαρμογή της μεθόδου, παρέχοντας επαλήθευση για τη σωστή επιλογή της κεντρικής συχνότητας των κυματιδίων.

Η επιλογή των παραμέτρων που περιγράφουν τα κυματίδια που χρησιμοποιούνται σε κάθε εφαρμογή επιλέγονται συστηματικά ως προς την κεντρική συχνότητα (επιλέγεται στο μέσο της διακύμανσης) και το πλάτος (σχεδόν το ίδιο με το εύρος της διακύμανσης). Οι επόμενες αρμονικές συνιστώσες βρίσκονται με τον πολλαπλασιασμό αυτών των παραμέτρων.

Κεφάλαιο 7

Συμπεράσματα Διατριβής

Η παρούσα διδακτορική διατριβή πραγματεύεται βασικά ζητήματα της διάγνωσης βλαβών μηχανολογικού εξοπλισμού. Η κύρια στόχευση είναι η επεξεργασία των ταλαντώσεων των μηχανημάτων για την εξαγωγή βασικών συχνοτήτων-στοιχείων που παράγονται κατά την λειτουργία τους, κάτω από μεταβλητές συνθήκες. Επιχειρείται η εφαρμογή κατάλληλων μεθόδων επεξεργασίας σήματος ώστε να εξαχθούν οι επιθυμητές πληροφορίες για την απεικόνιση της κατάστασης του ελεγχόμενου μηχανήματος. Παρουσιάζονται και αναλύονται όλες οι παράμετροι των δύο μεθόδων που προτείνονται καθώς και συγκρίσεις τους με μεθόδους τεχνολογικής αιχμής.

Η προτεινόμενη παραμετρική προσέγγιση HARD για την εκτίμηση της στιγμιαίας συχνότητας είναι μια σχετικά απλή μέθοδος στην εφαρμογή της, με ένα λογικό υπολογιστικό κόστος, επιτρέποντας να εφαρμοστεί ακόμα και on-line. Μπορεί να παρακολουθεί αποτελεσματικά μεγάλες διακυμάνσεις ταχύτητας, όπως αυτές που συμβαίνουν κατά τη διάρκεια της εκκίνησης ή του τερματισμού μιας μηχανής. Στη συγκριτική πειραματική μελέτη μεταξύ του μετασχηματισμού Hilbert και του μετασχηματισμού Fourier σύντομου χρόνου, η μέθοδος HARD παρείχε τα καλύτερα αποτελέσματα.

Περαιτέρω έλεγχος της μεθόδου σε μικρές διακυμάνσεις όπως αυτές που συμβαίνουν στις στροφές του ρελαντί ενός κινητήρα αποκαλύπτουν την ακρίβεια της μεθόδου. Η ανάλυση ευαισθησίας που πραγματοποιήθηκε έδειξε ότι η μέθοδος οδηγεί σε χαμηλότερα ποσά σφαλμάτων σε σύγκριση με τους μετασχηματισμούς Hilbert και DESA. Επιπλέον, η μέθοδος γίνεται πιο αποτελεσματική καθώς ο λόγος του SNR γίνεται χαμηλότερος. Στο σημείο αυτό πραγματοποιήθηκαν πιο απαιτητικές δοκιμές με τις συγκρινόμενες μεθόδους όπου εμφανίστηκαν κάποια προβλήματα. Τα προβλήματα αφορούν τις περιπτώσεις όπου υπάρχει υπερκάλυψη μεταξύ των αρμονικών που περιέχονται στο σήμα και αντιστοιχούν σε βασικές παραμέτρους λειτουργίας των μηχανών.

Για την υπέρβαση του προβλήματος αυτού προτείνεται ένας τροποποιημένος αλγόριθμος σταθερών διανυσματικών ιδιοτήτων που βασίζεται στα κυματίδια Morlet (CSMW). Επίσης αντί για κλιμάκωση και αποκλιμάκωση των κυματιδίων γίνεται χρήση δύο παραμέτρων ορισμού του κυματιδίου. Οι παράμετροι αυτές, το πλάτος και η κεντρική συχνότητα αναλύονται ώστε να επιλέγονται με επιτυχία. Ένα σύνολο κυματιδίων εφαρμόζεται, καλύπτοντας κατάλληλα εύρη στο πεδίο της συχνότητας το οποίο χρησιμοποιείται για να ανακτήσει τις επιμέρους αρμονικές συνιστώσες του σήματος. Αυτή η προσέγγιση βασίζεται στην ίδια περιστροφική προσέγγιση, χρησιμοποιώντας τις ίδιες διανυσματικές ιδιότητες, η οποία αποτελεί τον πυρήνα του γνωστού αλγόριθμου ESPRIT. Συνδυάζει αποτελεσματικά τα πλεονεκτήματα των μεθόδων διανυσματικών υποχώρων με τα πλεονεκτήματα των σύνθετων

μετατοπιζόμενων κυματιδίων Morlet. Παρουσιάζει αποτελέσματα τόσο στις περιπτώσεις σύνθετων σημάτων, όσο και στις περιπτώσεις πειραματικών και βιομηχανικών διαδικασιών. Η μέθοδος πετυχαίνει καλές εκτιμήσεις της στιγμιαίας συχνότητας του σήματος, ενώ παρέχει αποτελεσματικές πληροφορίες για τις συνιστώσες του σήματος που περιέχονται στο σήμα, μέσω της λύσης του προβλήματος των ιδιοτιμών του σήματος.

Στο τελευταίο Κεφάλαιο η μέθοδος CSMW εφαρμόζεται σε σήματα προερχόμενα από έδρανα κύλισης με βλάβη υπό μεταβλητές στροφές λειτουργίας. Τα έδρανα κύλισης παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον, καθώς η ολίσθηση που αποτελεί χαρακτηριστικό της λειτουργίας τους δε μπορεί να υπολογιστεί άμεσα μέσω κάποιας μέτρησης. Ακόμη ο βαθμός ολίσθησης μπορεί να μεταβάλλεται και κατά τη διάρκεια μιας περιστροφής καθώς παράμετροι όπως η αζυγοσταθμία και το φορτίο μεταβάλλονται. Το αποτέλεσμα είναι οι χαρακτηριστικές συχνότητες βλάβης να μετατοπίζονται ή και να παύουν να εμφανίζονται ως αιχμές στο φάσμα συχνότητων. Η μέθοδος ελέγχεται σε μοντέλο προσομοίωσης της βλάβης με εφαρμογή της στην περιβάλλουσα του σήματος του εξεταζόμενου εδράνου. Ανακτάται η στιγμιαία συχνότητα της βλάβης της θεμελιώδους συχνότητας καθώς και αρμονικών της που εμφανίζονται. Ένα ακόμη κρίσιμο στοιχείο αποτελεί η υπερκάλυψη των συχνότητων, η οποία αποτελεί σημαντικό πρόβλημα στην επεξεργασία της στιγμιαίας συχνότητας. Το πρόβλημα εξαλείφεται με προτεινόμενη τεχνική ώστε να ανακτηθεί με ακρίβεια η στιγμιαία συχνότητα της βλάβης. Παρέχονται επιπλέον εργαλεία κρίσης για τα αποτελέσματα της εφαρμογής της μεθόδου όπου ένα προκύπτων φάσμα εμφανίζεται απλοποιημένο σε περίπτωση επιτυχίας. Τέλος, όπως και σε προηγούμενες εφαρμογές, οι μη μηδενικές τιμές των ιδιομορφών του αντίστοιχου προβλήματος αποσύνθεσης, παρέχουν αποτελεσματικά μέσα για την εκτίμηση του αριθμού των χρονικά εξαρτώμενων αρμονικών συστατικών που περιέχονται στο σήμα.

Μελλοντικές κατευθύνσεις

Ανοιχτά θέματα προς επίλυση παραμένουν η σύγκριση με άλλες κατάλληλες μεθόδους διανυσματικών υποχώρων, οι εναλλακτικοί εκτιμητές του αριθμού των συνιστωσών του σήματος, οι προσεγγίσεις για τον υπολογισμό του στιγμιαίου πλάτους και της εξομάλυνσης της εκτίμησης της στιγμιαίας συχνότητας. Ακόμη, η ανάγκη δημιουργίας μιας μη στατικής δομής κυματιδίων με σκοπό την επανεκτίμηση τμημάτων του σήματος (Κεφάλαιο 6) μπορεί να υλοποιηθεί μελλοντικά.

Σημαντικοί τομείς της επεξεργασίας σήματος μηχανών, όπως σήματα από κιβώτια ταχυτήτων, ανάλυση απόκρισης των κατασκευών υπό δυναμικά φορτία κλπ, παρέχουν ένα πολλά υποσχόμενο πεδίο ανοικτής έρευνας.

Βιβλιογραφία διατριβής

- [1] William C. Worsham (2005), "Is Preventive Maintenance Necessary?", Reliability Center, Inc.
- [2] Joel Levitt (2003), "Complete Guide to Preventive and Predictive Maintenance", Industrial Press, USA
- [3] Α. Τσιώλη (2007), "Μεθοδολογίες συντήρησης μηχανών και σύγχρονες τάσεις", Ε. Μ. Π.
- [4] Cornelius Scheffer, Paresh Girdhar (2004), "Practical Machinery Vibration Analysis and Predictive Maintenance", IDC Technologies
- [5] John Moubray (2004), "Reliability-centered Maintenance", Industrial Press, USA
- [6] M. N. Yuniarto, W. Labib (2006), "Fuzzy Adaptive Preventive Maintenance in a Manufacturing Control System: A Step Towards Self-Maintenance", International Journal of Production Research.
- [7] Δ. Χ. Τσαντιώτης, Θ. Ν. Κωστόπουλος (2006), "Εργαστηριακός Οδηγός του Μαθήματος Συντήρησης Μηχανών", Εργαστήριο Στοιχείων Μηχανών, Σχολή Μηχανολόγων Μηχανικών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο.
- [8] Α. Κανάραχος, Ι. Αντωνιάδης (1998), "Δυναμική Μηχανών", Παπασωτηρίου, Αθήνα.
- [9] Χ. Γιακόπουλος, Ι. Αντωνιάδης (2010), "Διαγνωστική βλαβών στρεφόμενου ηλεκτρομηχανολογικού εξοπλισμού", Εργαστήριο Δυναμικής και κατασκευών Σχολή Μηχανολόγων Μηχανικών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο.
- [10] Morrison D. and Upton, D., (1994), "Fault diagnosis and computer integrated manufacturing systems", IEEE Transactions on Engineering Management, Vol. 41, February, p. 69.
- [11] Γ. Τσελέντης, (1997), 'Διάγνωση βλαβών μέσω ελέγχου δονήσεων σε βιομηχανική γραμμή παραγωγής πλυντηρίων', σ. 3.
- [12] Brüel & Kjør (1980), "Permanent Vibration-Monitoring", Brüel & Kjør technical manual, series: *Maintenance in modern industry*.
- [13] Μ. Παρασκευάς, «Σήματα και Συστήματα Συνεχούς Χρόνου,» Πάτρα, Σεπτέμβριος 2013.
- [14] R. Cohen, «Signal Denoising Using Wavelets,» Department of Electrical Engineering, Technion Israel Institute of Technology, February 2012.
- [15] A. Savitzky και M. Golay, «Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures,» Analytical Chemistry, pp. 1627-1639, 1964.
- [16] R. W. Schafer, «What Is a Savitzky - Golay Filter?,» IEEE Signal Processing Magazine, pp. 111-117, July 2011.
- [17] P. Stevens, D. Hall και E. Smith, «A Multidisciplinary Research Approach To Rotocraft Health And Usage Monitoring,» American Helicopter Society 5second Annual Forum, pp. 1732-1751, 1996.
- [18] A. Meisingseth, «Demodulation Techniques in Gearbox Diagnostics,» Uppsala Universitet, Uppsala, 2012.
- [19] H. R. Martin, «Detection of gear damage by statistical vibration analysis,»

- Proceeding of the Institute of Mechanical Engineers, vol. 1 Part-C, pp. 395-401, 1992.
- [20] A. Barbar, Handbook of Noise and Vibration Control, UK: Elsevier Science Publisher Ltd., 1992.
- [21] Mitchell, L. et al., «Review of Vibration Analysis Methods for Gearbox Diagnostics and Prognostics,» Proc. 54th Meeting of the Society of Machinery Failure Prevention Technology, pp. 623-634, 1-4 May 2000.
- [22] R. B. Randall, «A New Method of Modelling Gear Faults», ASME Journal of Mechanical Design, τόμ. 102, pp. 259-267, 1982.
- [23] B. D. Forrester, «Advanced Vibration Analysis Techniques for Fault Detection and Diagnosis in Geared Transmission Systems,» Swinburne University of Technology, Melbourne, 1996.
- [24] P. Stoica και R. Moses, "Introduction to spectral analysis", Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 1997.
- [25] S. Mallat, «A Wavelet Tour of Signal Processing,» Academic Press, 1998.
- [26] Μ. Γιαννάκης, «Διάγνωση βλαβών σε κιβώτιο ταχυτήτων μέσω μετρήσεων της ταλαντωτικής τους συμπεριφοράς», 2013.
- [27] Shumway R. H., (1982), "Discriminant analysis for time series", in Handbook of statistics, Editors: Krishnaiah P. R. and Kanal L.N, North Holland, p.1.
- [28] Smith W. W. and Smith J. M., (1995), "Handbook of Real-time Fast Fourier Transforms", IEEE Press, NJ USA.
- [29] Addison P., "The illustrated wavelet transform handbook", 2002.
- [30] Snyder, D., L., "A state space approach to analog communication systems", Cambridge, MA: MIT Press.
- [31] Griffiths, L., "Rapid measurement of digital instantaneous frequency", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, pp. 180-221, 1975.
- [32] 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.
- [33] 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.
- [34] A. Haar, "Zur Theorie der orthogonale Funktionensysteme", Inaugural Dissertation, Gottingen, Math. Ann., 69, 331-371, 1909.
- [35] A. Grossmann and J. Morlet, "Decomposition of Hardly Functions into Square Integrable Wavelets of Constant Shape", SIAM Journal on Mathematical Analysis 15 (1984), 723-736.
- [36] P. Goupillaud, A. Grossmann and J. Morlet, "Cycle-octave and Related Transforms in Seismic Signal Analysis", Geoprospection 23 (1984), 85 - 102.
- [37] Y. Meyer, "Ondelettes", Hermann, Paris, 1990.
- [38] I. Daubechies, "Orthogonal Bases of Compactly Supported Wavelets", Communications on Pure and Applied Mathematics 41:7 (1988), 909-996.
- [39] I. Daubechies, "Ten Lectures on Wavelets", Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, PA, 1992.
- [40] Κ. Γρύλλιας, "Εφαρμογή Νοημόνων Μεθόδων Επεξεργασίας Δυναμικών

- Σημάτων στη Διάγνωση Βλαβών Μηχανολογικού Εξοπλισμού”, Αθήνα, 2009.
- [41] G. Dalpiaz and A. Rivola, "Condition monitoring and diagnostics in automatic machines: Comparison of vibration analysis techniques", *Mechanical Systems and Signal Processing* 11 (1997), 53–73.
- [42] N. Baydar and A. Ball, "Detection of gear failures via vibration and acoustic signals using wavelet transform", *Mechanical Systems and Signal Processing* 17 (2003), 787–804.
- [43] P. S. Addison, J. N. Watson and T. Feng, "Low-oscillation complex wavelets", *Journal of Sound and Vibration* 254 (2002), 733–762.
- [44] Y.-G. Xu and Y.-L. Yan, "Research on Haar spectrum in fault diagnosis of rotating machinery", *Applied Mathematics and Mechanics* 12 (1991), 61–66 (English Edition).
- [45] H. K. Tonshoff, X. Li and C. Lapp, "Application of fast Haar transform and concurrent learning to tool-breakage detection in milling", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 8 414–417 (2003).
- [46] A. J. Miller, K. M. Reichard and i. , "A new wavelet basis for automated fault diagnostics of gear teeth", in *Inter-Noise 99: Proceedings of the 1999 International Congress on Noise Control Engineering*, vols. 1–3, Poughkeepsie, pp. 1597–1602. 1999.
- [47] D. Boulahbal, F. Golnaraghi and F. Ismail, "Amplitude and phase wavelet maps for the detection of cracks in geared systems", *Mechanical System and Signal Processing* 13 (1999), 423–436.
- [48] G. Meltzer and N. P. Dien, "Fault diagnosis in gears operating under non-stationary rotational speed using polar wavelet amplitude maps", *Mechanical Systems and Signal Processing* 18 (2004), 985–992.
- [49] C. Wang and R. X. Gao, "Wavelet transform with spectral postprocessing for enhanced feature extraction", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 52 (2003), 1296–1301.
- [50] N. G. Nikolaou and I. A. Antoniadis, "Demodulation of vibration signals generated by defects in rolling element bearings using complex shifted morlet wavelets", *Mechanical Systems and Signal Processing* 16:4 (2002a), 677-694.
- [51] G. G. Yen and K.-C. Lin, "Wavelet packet feature extraction for vibration monitoring", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 47 (2000), 650–667.
- [52] B.-S. Yang, T. Han and W.-W. Hwang, "Fault Diagnosis of Rotating Machinery based on Multi-Class Support Vector Machines", *Journal of Mechanical Science and Technology* 19:3 (2005), 846-859.
- [53] R. B. Randall, *Frequency Analysis*, Bruel & Kjaer, 3rd edn, Copenhagen, 1987.
- [54] L. Zhang, R. Gao and K. B. Lee, "Spindle Health Diagnosis Based on Analytic Wavelet Enveloping", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 55:5 (2006), 1850-1858.
- [55] Z. K. Peng, M. R. Jackson, J. A. Rongong, F. L. Chu and R. M. Parkin, "On the energy leakage of discrete wavelet transform", *Mechanical Systems and Signal Processing* 23:2 (2009), 330-343.
- [56] C. Wang, R.X.Gao and R.Yan, "Unified time-scale-frequency analysis for

- machine defect signature extraction: Theoretical framework", *Mechanical Systems and Signal Processing* 23:1 (2009), 226-335
- [57] R. Bussow, "An algorithm for the continuous Morlet wavelet transform", *Mechanical Systems and Signal Processing* 21:8 (2007), 2970-2979.
- [58] J. Lin and L. Qu, "Feature extraction based on Morlet wavelet and its application for mechanical fault diagnosis", *Journal of Sound and Vibration* 234:1 (2000), 135-148.
- [59] H. Hong and M. Liang, "Fault severity assessment for rolling element bearings using the Lempel-Ziv complexity and continuous wavelet transform", *Journal of Sound and Vibration* 320:1-2 (2009), 452-468.
- [60] W. J. Staszewski, "Identification of damping in MDOF systems using time-scale decomposition", *Journal of Sound and Vibration* 203:2 (1997), 283-305.
- [61] J. Lin and M. J. Zuo, "Gearbox fault diagnosis using adaptive wavelet filter", *Mechanical Systems and Signal Processing* 17:6 (2003), 1259-1269.
- [62] H. Qiu, J. Lee, J. Lin and G. Yu, "Wavelet filter-based weak signature detection method and its application on rolling element bearing prognostics", *Journal of Sound and Vibration* 289:4-5 (2006), 1066-1090.
- [63] I. S. Bozchalooi and M. Liang, "A smoothness index-guided approach to wavelet parameter selection in signal de-noising and fault detection", *Journal of Sound and Vibration* 308:1-2 (2007), 246-267.
- [64] R. Carmona, W.-L. Hwang and B. Torresani, *Practical Time-Frequency analysis: Gabor and Wavelet Transforms With an Implementation in S*, Academic Press, San Diego, CA, 1998.
- [65] Griffiths, L., 1975, "Rapid measurement of digital instantaneous frequency", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, pp. 202-221.
- [66] Kwok, H., K. and Jones, D., L., 2000, "Improved instantaneous frequency estimation using an adaptive short-time Fourier transform", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 48, No. 10, pp. 2964-2972.
- [67] Sharman, K. and Friedlander, B., 1984, "Time-varying auto-regressive modeling of a class of non-stationary signals", in *Proc. ICASSP '84*, San Francisco, CA, Vol. 22.2.1-22.2.4.
- [68] Barrett, R., F. and Streit, R., 1990, "Frequency tracking using hidden Markov models", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, Vol. 38, pp. 586-598.
- [69] Rao and Taylor, F., 1990, "Estimation of the instantaneous frequency using the discrete Wigner distribution", *Electron. Lett.*, Vol. 26, No. 4, pp. 246-248.
- [70] Wong, K., M. and Jin, Q., 1990, "Estimation of the time-varying frequency of a signal: The Cramer-Rao bound and the application of the Wigner distribution", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, Vol. 38, pp. 519-536.
- [71] O'Shea, P., and Boashash, B., 1990 "Some robust instantaneous frequency estimation techniques with application to non-stationary transient detection", in *Proc. EUSIPCO'90*, pp. 165-168.
- [72] Feldbauer, C. and Holdrich, R., 2000, "Realization of a Vold-Kalman tracking filter – a least squares problem", *Proceedings of the COST G-6 Conference on Digital Audio Effects*, Verona, Italy.

- [73] Bai M.R., Jeng J., Chen C., 2002, "Adaptive order tracking technique using recursive least-square algorithm", Transactions of the ASME, Journal of Vibration and Acoustics, Vol. 124, pp 502-511.
- [74] Bai M., R., Huang J., Hong M., Su F, 2005, "Fault diagnosis of rotating machinery using an intelligent order tracking system", Journal of Sound and Vibration, Vol. 280, pp 699-718.
- [75] Combet F., Zimroz R., 2009, "A new method for the estimation of the instantaneous speed relative fluctuation in a vibration signal based on the short scale transform", Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 23, Issue 4, pp. 1382-1397.
- [76] Lau S-S, Sherman P., 1998, "Periodic spectral analysis for processes with slowly varying period", Proceedings of the 3rd Conference, Acoustical and Vibratory Surveillance Methods and Diagnostic Techniques, Senlis France, 13-15/10/1998.
- [77] Vold H., Leuridan J., 1993, "High resolution order tracking at extreme slew rates, using Kalman Tracking Filters", Society of Automotive Engineers, SAE paper No. 931288, pp 219-226.
- [78] Marple S., L., 1987, "Digital spectral analysis with applications", Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA.
- [79] Gal Janos, Salagean Marius, Bianu Mirela, Naornita Ioan, 2002, 'The Instantaneous Frequency Determination for Signals with Polynomial Phase using Kalman Filtering', Transactions on Electronics and Communications, Tom 47(61), Fascicola 1-2.
- [80] Pedersen T. F., Gade S., Herlufsen H., Konstantin-Hansen H., 'Order Tracking in Vibro-acoustic Measurements: A Novel Approach Eliminating the Tacho Probe', Brüel & Kjær Sound and Vibration Measurements A/S, Skodsborgvej 307, DK2850 Nærum, Denmark.
- [81] Boashash B., 1992, Estimating and Interpreting the Instantaneous Frequency of a Signal - Part 1: Fundamentals, Proc. IEEE 80 (1992) 520–538.
- [82] Boashash B., 1992, Estimating and Interpreting the Instantaneous Frequency of a Signal - Part 2: Algorithms and Applications, Proc. IEEE 80 (1992) 540-568
- [83] Chassande-Mottin E., Pai A., 2006, Best chirplet chain: Near-optimal detection of gravitational wave chirps, Phys. Rev. D 73 (2006) 042003-1–042003-23.
- [84] Gryllias K., Antoniadis I.A., 2009, "Application of the Energy Operator Separation Algorithm (EOSA) for the instantaneous amplitude and frequency calculation of nonlinear dynamic systems response", ASME 2009 International Design Engineering Technical Conferences & Computers and Information in Engineering Conference IDETC/CIE 2009 August 30 - September 2, 2009, San Diego, California, USA.
- [85] Gryllias K., Antoniadis I.A., 2013, "Estimation of the instantaneous rotation speed using Complex Shifted Morlet Wavelets", Mechanical Systems and Signal Processing, Issue 1 pp. 78-95.
- [86] Kaiser, J. F., 1990, "On a simple algorithm to calculate the 'energy' of a signal", Proc. IEEE Internat. Conf. acoust. Speech signal Process., Albuquerque, New Mexico, pp.381-384.

- [87] Maragos, P., Kaiser, J. F., and Quatieri, T. F., 1993, "Energy separation in signal modulations with application to speech analysis", *IEEE Trans. Signal Process.*, 41(10), pp.3024-3051
- [88] Peng Z. K., Meng G., Chu F.L., Lang Z.Q., Zhang W.M., Yang Y., 2011, Polynomial Chirplet Transform with Application to Instantaneous Frequency Estimation, *IEEE Trans. on Instr. And Meas.* 60 (2011) 3222-3229.
- [89] Sekhar S.C., Sreenivas T.V., 2004, "Effect of interpolation on PWVD computation and instantaneous frequency estimation", *Signal Process.* 84 (2004) 107-116.
- [90] Shui P., Bao Z., Su H., 2008, Nonparametric detection of FM signals using time-frequency ridge energy, *IEEE Trans. Signal Process.* 56 (2008) 1749-1760.
- [91] B. Boashash, Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal—Part 1: Fundamentals, *Proc. IEEE*, vol. 80, 1992, pp. 520-538.
- [92] B. Boashash, Estimating and Interpreting the Instantaneous Frequency of a Signal—Part 2: Algorithms and Applications, *Proc. IEEE* vol. 80, 1992, pp. 540-568.
- [93] K. Rodopoulos, C. Yiakopoulos, I. Antoniadis, A parametric approach for the estimation of the instantaneous speed of rotating machinery, *Mechanical Systems and Signal Processing*, In Press, Corrected Proof, Available online 15 March 2013.
- [94] R. O. Schmidt, Multiple emitter location and signal parameter estimation, *IEEE Trans. Antennas Propagation* 34, Mar. 1986, pp. 276-290.
- [95] R. Roy, A. Paulraj, T. Kailath, ESPRIT – a subspace rotation approach to estimation of parameters of cissoids in noise, *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, vol. 34, Apr. 1986, pp. 1340-1342.
- [96] R. Kumaresan, D. W. Tufts, Estimating the angles of arrival of multiple plane waves, *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.* Vol. 34, Apr. 1986, pp. 1340-1342.
- [97] S. G. Mallat and Z. Zhang, Matching pursuits with time-frequency dictionaries, *IEEE Trans. Signal Processing*, Special Issue on Wavelets and Signal Processing, vol. 41, Dec. 1993, pp. 3397-3415.
- [98] A. C. Bovik, P. Maragos and T. F. Quatieri, AM-FM energy detection and separation in noise using multiband energy operators, *IEEE Trans. Signal Processing*, Special Issue on Wavelets and Signal Processing, vol. 41, Dec. 1993, pp. 3245-3265.
- [99] B. Santhanam and P. Maragos, Multicomponent AM-FM demodulation via periodicity-based algebraic separation and energy-based demodulation, *IEEE Trans. Commun.*, vol 48, no. 3, Mar. 2000, pp. 473-490.
- [100] A. G. Poulimenos, S. D. Fassois, Parametric time-domain methods for non-stationary random vibration modeling and analysis – A critical survey and comparison, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20, 2006, pp. 763-816.
- [101] M. D. Spiridonakos, S. D. Fassois, Parametric identification of a time-varying

- structure based on vector vibration response measurements, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 23, 2009, pp. 2029-2048.
- [102] N. E. Huang, Z. Shen, S. R. Long, M. C. Wu, H. H. Shih, Q. Zheng, N.-C. Yen, C. C. Tung, and H. H. Liu, The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis, *Proc. R. Soc. London a*, vol. 454, no. 1971, Mar. 1998, pp. 903-995.
- [103] Michael Feldman, Hilbert transform in vibration analysis, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 25, 2009, pp. 735-802.
- [104] Francesco Gianfelici, Giorgio Biagetti, Member IEEE, Paolo Crippa, Member IEEE, and Claudio Turchetti, Member IEEE, Multicomponent AM-FM Representations: An Asymptotically Exact Approach, *IEEE Trans. on Audio, Speech and Language processing*, vol. 15, no. 3, Mar. 2007.
- [105] Alexandros Potamianos, Petros Maragos, Speech analysis and synthesis using an AM-FM modulation model, *speech communication*, vol. 28, 1999, pp. 195-209.
- [106] Michael Feldman, Theoretical analysis and comparison of the Hilbert transform decomposition methods, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 22, 2008, pp. 509-519.
- [107] Gabriel Rilling and Patrick Flandrin, Fellow, IEEE, One or Two Frequencies? The Empirical Mode Decomposition Answers, *IEEE trans. on signal processing*, vol. 56, no. 1, Jan. 2008.
- [108] Michael Feldman, Analytical basics of the EMD: Two harmonics decomposition, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 23, 2009, pp. 2059-2071.
- [109] Thomas F. Quatieri, Senior Member, IEEE, Thomas E. Hanna, and Gerald C. O'Leary, AM-FM Separation Using Auditory-Motivated Filters, *IEEE trans. on speech and audio processing processing*, vol. 5, no. 5, Sept. 1997.
- [110] K. C. Gryllias, I. Antoniadis, A peak energy criterion (P.E.) for the selection of resonance bands in complex shifted morlet wavelets (CSMW) based demodulation of defective rolling element bearings vibration response, *Inter. J. of Wav., Multires. and Inform. Proc.*, vol. 7, 2009, pp. 387-410.
- [111] M.R.Bai, J.Jeng, C.Chan, Adaptive order tracking technique using recursive least-square Algorithm, *Journal of Vibration and Acoustics, Transactions of the ASME*, vol. 124, 2002, pp. 502-511.
- [112] M.C.Pan, Y.F.Lin, Further exploitation of Vold-Kalman-filtering order tracking with shaft speed information-I:Theoretical part, numerical implementation and parameter investigations, *MSSP*, vol. 20, 2006, pp. 1134-1154.
- [113] M. Cocconcelli, R. Zimroz, R. Rubini, W. Bartelmus, Kurtosis over energy distribution approach for STFT enhancement in ball bearing diagnostics, *Proceedings of the Second International Conference Condition Monitoring of Machinery in Non-Stationary Operations, Hammamet – Tunisia, March 2012*, pp. 51-59.
- [114] L. Shi, Y. Zhang, W. Mi, Application of Wigner-Ville distribution- based spectral kurtosis algorithm to fault diagnosis of roller bearing, *Journal of*

- Vibration, Measurement and Diagnosis, vol. 31, no. 1 (2011) pp. 27–31.
- [115] P. K. Kankar, S. C. Sharma, S. P. Harsha, Rolling element bearing fault diagnosis using wavelet transform, *Neurocomputing*, vol. 74, no. 10 (2011), pp. 1638–1645.
- [116] Z. Feng, M. Liang, F. Chu, Recent advances in time frequency analysis methods for machinery fault diagnosis: a review with application examples, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 38, no. 1 (2013), pp. 165–205.
- [117] Julien Roussel, Michel Haritopoulos, Edgard Sekko, Cecile Capdessus, Jerome Antoni, Application of Speed Transform to the diagnosis of a roller bearing in variable speed, *International Conference surveillance 7*, Chartres France, October 2013, pp. 2-9.
- [118] Hongmei Liu, Xuan Wang, Chen Lu, Rolling Bearing Fault Diagnosis under Variable Conditions Using Hilbert-Huang Transform and Singular Value Decomposition, *Journal of Mathematical Problems in Engineering*, Volume 2014, Article ID 765621, pp. 2-7.
- [119] Yu Yang, Huanhuan Wang, Junsheng Cheng, Kang Zhang, A fault diagnosis approach for roller bearing based on VPMCD under variable speed condition, *Journal of Measurement* vol. 46 (2013), pp. 2306–2312.
- [120] T. Y. Wu, Y. S. Lin, Bearing defect identification under variable speed via Hilbert-Huang transform and amplitude normalization, *The 21st International Congress on Sound and Vibration*, Beijing China, July 2014.
- [121] I. A. Antoniadis, C. T. Yiakopoulos, K. C. Gryllias, K. I. Rodopoulos, “IFESIS: Instantaneous Frequencies Estimation via Subspace Invariance properties of wavelet Structures, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 49, Issues 1–2 (2014), pp. 264–284.
- [122] P. D. McFadden, J. D. Smith, Model for the vibration produced by a single point defect in a rolling element bearing, *Journal of Sound and Vibration*, vol. 96(1) (1984), pp. 69-82.
- [123] C. Yiakopoulos, K. Gryllias, I. Antoniadis, “Spectral effects of the slip motion in defective rolling element bearings”, *Advances in Vibration Engineering*, vol. 4(2) (2005), pp. 199-211.