Die approbierte Originalversion dieser Dissertation ist in der Hauptbibliothek der Technischen Universität Wien aufgestellt und zugänglich.
http://www.ub.tuwien.ac.at

The approved original version of this thesis is available at the main library of the Vienna University of Technology.
http://www.ub.tuwien.ac.at/eng

D I S S E R T A T I O N

Entwicklung eines hochsensitiven Zustandsüberwachungssystems für den Antriebsstrang von Windkraftanlagen

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades
eines Doktors der technischen Wissenschaften
unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Wassermann
Institut für Mechanik und Mechatronik
Abteilung für Messtechnik und Aktorik, E325/A4

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Maschinenwesen und Betriebswissenschaften

von

Dipl.-Ing. Erwin Quintus
Mat.Nr. 0427479
Obere Bahngasse 10
2295 Oberweiden

Oberweiden, im Juni 2014

Kurzfassung

Die Nutzung erneuerbarer Energie in Form von Wind, Wasser und Sonne hat in jüngster Vergangenheit, angetrieben durch Ressourcenknappheit, Klimawandel aber auch durch das unverantwortliche Restrisiko der Atomkraft und der Entsorgungsproblematik radioaktiver Stoffe, stark an Bedeutung gewonnen. Speziell die Windenergie hat dabei stetige Zuwachsraten im zweistelligen Prozentbereich bei der installierten Gesamtleistung. Neben der Anzahl von Windkraftanlagen steigt auch die Nennleistung der neu installierten Windkraftanlagen, wodurch auf den Antriebsstrang höhere Belastungen wirken.

Um hohe Verfügbarkeiten zu erreichen werden Windkraftanlagen meist mit einem Zustandsüberwachungssystem ausgestattet, um den aktuellen Maschinenzustand zu ermitteln. Die Zustandsüberwachung basiert auf der Überwachung, der im Betrieb generierten Maschinenschwingungen. Bei Windkraftanlagen ergeben sich aufgrund langsam drehender Wellen, speziell der Planetengetriebe, schwer zu überwachende Maschinenelemente. Eine weitere Schwierigkeit stellen Drehzahlschwankungen während der Messaufnahme dar, welche dazu führen, dass die drehzahlabhängigen Schwingungsanteile im Frequenzschaubild nicht durch eine Frequenz dargestellt werden können, sondern über einen breiten Frequenzbereich („verschmiert“) abgebildet werden. Schwierigkeiten bei der Analyse/Überwachung bereiten auch betrieblich verursachte Störschwingungen, wodurch Schadensmerkmale überlagert werden können. Durch eine Schwingungsüberwachung nach dem Stand der Technik lassen sich nicht alle Schäden frühzeitig detektieren.

Im Zuge dieser Arbeit wurden hochsensitive Signalanalysealgorithmen entwickelt, mit denen Schäden bei Windkraftanlagen deutlich früher detektiert werden können, bzw. die eine Detektion erst ermöglichen. Diese entwickelten Algorithmen wurden in ein Gesamtprogrammpaket (SPECTIVE) eingearbeitet, welches neben der Analyse noch die Messdatenerfassung, eine Datensortierung aufgrund der während der Messung vorliegenden Betriebsparameter und die Aufbereitung der Analyseergebnisse für die spätere Beurteilung durch den Zustandsüberwacher aufweist. Die Hardware zur Messdatenerfassung wurde im Laufe des Projektes in einer Windkraftanlage des Projektpartners Windkraft Simonsfeld AG verbaut. In jeder Anlage des Betreibers war schon zu Projektbeginn eine industriell eingesetzte Messdatenhardware installiert. Die genierten Messdaten dieser Systeme wurden mit dem entwickelten Softwarepaket SPECTIVE analysiert. Zu Projektende wurden so insgesamt 46 Windkraftanlagen mit diesem Softwarepaket automatisiert überwacht.

Abstract

The usage of renewable energy in form of wind, water und sun-power has gained importance spurred by scarcity of resources, climate change and the residual risk of nuclear power. Especially the installed wind energy power has a double-digit steady growth rate per year as the number of installed plants increases as well as the amount of energy produced by new wind turbines. This results in a greater stress in the drive train.

In order to achieve high availabilities most wind turbines are equipped with a condition monitoring system. The condition monitoring is based on the monitoring of the generated machine vibrations. Due to slowly rotating shafts, especially the rotating planetary gears, some kinds of machine elements can hardly be monitored. Additional difficulties occur due to fluctuations of the operating parameters during the acquisition of the measuring data. Due to this fluctuations rotational speed dependent vibration components are not shown as a narrow band, but they are depicted over a wide frequency range. Further difficulties for high sensitive condition monitoring arise because of signal overlapping which prevents the detection of damage characteristics. Due to these effects a condition monitoring according to the state of the art is not sufficient to detect all kinds of damages in an early stage.

During the course of this thesis highly sensitive algorithm were developed, which could detect damages of wind turbines earlier than standard algorithm. Furthermore, many damages which used to be undetectable may be detected by this new algorithm, which is the main part of the developed programme package SPECTIVE. SPECTIVE also includes the measurement data acquisition, the sorting of the measurement data on the basis of the operational parameters and the preparation of the analysis results. The developed hardware for the measurement data acquisition has been installed in a wind turbine of the project partner Windkraft Simonsfeld AG. In addition, 46 wind turbines were automatically analysed by SPECTIVE at the end of the project. The therefore used data were generated by an industrial condition monitoring system which was already installed at the beginning of the project.

Vorwort und Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Anstellung als Universitätsassistent am Institut für Mechanik und Mechatronik der Technischen Universität Wien und im Rahmen eines FFG-Forschungsprojektes (Entwicklung hochsensibler Signalanalysemethoden zur Schadensfrüherkennung an Windkraftanlagen mit der Projektnummer 834191).

Besonders bedanken möchte ich mich bei Herrn A.o. Univ.Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn. Johann Wassermann für seine hilfreichen Anregungen und seiner konstruktiven Kritik bei der Erstellung dieser Arbeit. Bei Herrn Univ.Prof.Dipl.Ing.Dr.-Ing. Christian Bauer bedanke ich mich für die Übernahme des Zweitprüfers.

Großen Dank gebührt auch Herrn Markus Winter MSC, MAS, Herrn DI(FH) Dieter Schreiber und Herrn Ing. Christoph Pegler von der Windkraft-Simonsfeld AG für ihre Unterstützung im gemeinsamen Forschungsprojekt.

Weiters möchte ich bei all meinen Arbeitskollegen bedanken. Speziellen Dank gebührt Herrn DI Michael Buchheit für die anregenden Diskussionen. Bei Frau Ruth Polterauer möchte ich mich für die graphische Unterstützung bei den erstellten Zeichnungen bedanken und bei Frau Birgit Pimperl für die stets freundschaftliche Unterstützung, wodurch ich trotz intensiven Lehrbetriebs mit meiner Dissertation zügig vorangekommen bin.

Großer Dank gebührt auch meiner gesamten Familie für die moralische Unterstützung während meiner Dissertation.

Ganz besonders bedanken möchte ich mich bei meiner Freundin, die mich mit viel Geduld während des Studiums unterstützt hat.

Inhaltsverzeichnis

1 Stand der Technik **1**

1.1 Einleitung 1

1.2 Messmethoden 3

1.2.1 Schwingungsaufnehmer 5

1.3 Analysemethoden 11

1.3.1 Signalanalyse im Zeitbereich 11

1.3.2 Signalanalyse im Frequenzbereich 13

1.3.3 Schadensdetektion im Hüllkurvenspektrum 25

1.3.4 Fehlerdetektion im Cepstrum 32

1.3.5 Zeit-Frequenz-Analyse 34

2 Einschränkungen einer hochsensitiven Zustandsüberwachung durch Standardanalysen **40**

2.1 Zeitliche Betriebsparameterschwankungen während der Messsignalaufnahme 42

2.1.1 Leistungsschwankungen während der Messdatenaufnahme 42

2.1.2 Drehzahlschwankungen während der Messdatenaufnahme 42

2.2 Überlagerungseffekte im Hüllkurven- und Frequenzspektrum 48

2.2.1 Direkter Überlagerungseffekt 48

2.2.2 Indirekter Überlagerungseffekt 48

2.2.3 Überlagerungseffekte im Antriebsstrang von Windkraftanlagen . . . 55

2.3 Modulation von Schadensfrequenzen im Frequenz- und Hüllkurvenspektrum 64

2.3.1 Modulationen eines Lagerschadens auf die Zahneingriffsfrequenz im Frequenzspektrum 64

3 Messdatenanalyse **68**

3.1 Drehzahlausgleich 70

3.1.1 Trägersignal und Seitenbandabstand sind drehzahlunabhängig . . . 70
3.1.2 Trägersignal und Seitenbandabstand sind beide drehzahlabhängig . 71
3.1.3 Drehzahlabhängiges Trägersignal und drehzahlunabhängiger Seitenbandabstand . . . 72
3.1.4 Drehzahlunabhängiges Trägersignal und drehzahlabhängiger Seitenbandabstand . . . 74
3.1.5 Zusammenfassung für die Drehzahlkorrektur . . . 75
3.1.6 Entwickelter Resamplingalgorithmus . . . 76
3.2 Filterung vor Bildung der Hüllkurve . . . 84
3.2.1 Signalunterdrückung mittels der Wavelet-Paket-Transformation . . 84
3.2.2 Expertenunterstützte schmalbandige Filterung bekannter Störeinflüsse . . . 94
3.2.3 Frequenzselektives Hüllkurvenspektrum . . . 100
3.2.4 Beispiel von Schadensfrequenz-Modulationen im Hüllkurvenspektrum 105
3.3 Lagerzustandskennwert . . . 107
3.3.1 Funktionsweise für die Ermittlung des Lagerzustandskennwertes . . 107
3.3.2 Trendverlauf des Lagerzustandskennwertes bei einem Wälzlagerschaden . . . 113
3.3.3 Vorteile des Lagerzustandskennwertes . . . 114
3.3.4 Nachteil des Lagerzustandskennwertes . . . 117
3.4 Lagerzustandstabelle . . . 118
3.5 Kumulatives Cepstrum . . . 121

4 Mess-, Übertragungs- und Analysesystem SPECTIVE 124
4.1 Verwendete Hardware: . . . 126
4.2 Programmablauf von SPECTIVE . . . 129
4.2.1 Standort Windkraftanlage . . . 129
4.2.2 Standort „Betriebsgelände“ . . . 135
4.3 Einbau der Messhardware in die Windkraftanlage . . . 136
4.4 Gegenüberstellung von SPECTIVE gegenüber industriell eingesetzten Analysesystemen . . . 145
4.5 Beispielhafte Vergleiche zwischen einem industriell eingesetzten und dem neu entwickelten Analysesystem SPECTIVE . . . 148
4.5.1 Vergleich der Darstellung des Zahneingriffs der Getriebeausgangsstufe 148
4.5.2 Vergleich eines Lagerschadens im Hüllkurvenspektrum . . . 149

5 Analyseergebnisse mit SPECTIVE **151**
5.1 Doppelter Lagerschaden auf der IMS-Welle . . . 151
5.1.1 Videoendoskopie durch den Anlagenbetreiber . . . 151
5.1.2 Postanalyse durch SPECTIVE . . . 152
5.2 Zahnausbruch am IMS-Ritzel (Zwischenwelle) . . . 156
5.2.1 Videoendoskopie durch den Anlagenbetreiber . . . 156
5.2.2 Postanalysen durch SPECTIVE . . . 157

6 Zusammenfassung und Ausblick **160**
6.1 Methode und Zusammenfassung der Ergebnisse . . . 160
6.2 Grenzen bei der Zustandsüberwachung von Windkraftanlagen . . . 162
6.3 Ausblick . . . 162

A Datenblätter der Hardware **163**
A.1 Beschleunigungssensor . . . 164
A.2 Drehgeber . . . 165
A.3 Signalauskopplung . . . 166
A.4 SPEICHER-PC . . . 167
A.5 Rogowski-Spule und Messumformer . . . 169
A.6 Compact-RIO 9074 . . . 172

Kapitel 1

Stand der Technik

1.1 Einleitung

Da unerwünschte Stillstandszeiten hohe wirtschaftliche Kosten verursachen, ist die Zustandsüberwachung des mechanisch stark beanspruchten Antriebsstranges wichtig um einen zuverlässigen Betrieb von Windkraftanlagen zu gewährleisten. Für die Beurteilung des Antriebsstrangzustandes von Windkraftanlagen sind mehrere unterschiedliche Prüfmethoden ([24], [19], [37]) entwickelt worden, z.B.:

- Sicht- und Funktionsprüfung durch vorhandene Inspektionsöffnungen,
- Abhören des Leistungsstranges mit einem Stethoskop während des Betriebes,
- Videoendoskopie des Hauptgetriebes (selten auch der Hauptlager und der Generatorwicklungen) und
- Schwingungsanalyse von Beschleunigungsmessdaten.

Für alle Prüfmethoden, die Vorort vorgenommen werden müssen, ist ein großer manueller und zeitlicher Aufwand notwendig. Jede einzelne dieser Prüfmethoden hat jedoch ihre eigenen Stärken und Schwächen bei der Beurteilung des Antriebsstrangzustandes von Windkraftanlagen. In [24] sind folgende Schwächen angegeben:

- Schäden an der Hauptwelle und an den Hauptlagern werden nur durch die Schwingungsanalyse zuverlässig erkannt.
- Schäden am Planetenlager werden durch die Schwingungsanalyse kaum erkannt. Bewährt hat sich zur Untersuchung der Planetenlager nur die Videoendoskopie.

- Schäden am Generator werden nur durch die Schwingungsanalyse zuverlässig erkannt (andere Prüfmethoden kommen praktisch nicht zum Einsatz).
- Schäden an den „Langsamen Wellen“ werden durch die Schwingungsanalyse derzeit deutlich schlechter detektiert, als bei den „Schnellen Wellen“.

Eine zuverlässige Beurteilung des Maschinenzustandes lässt sich nur durch eine Kombination aller genannten Prüfmethoden erreichen [24]. Durch einen vermehrten Einsatz von Offshore-Windkraftanlagen wird eine regelmäßige Vorortwartung erschwert. Teilweise müssen die Instandhaltungsmannschaften per Helikopter zu den Windkraftanlagen gebracht werden [22]. Die Betriebskosten von Offshore-Anlagen liegen auch deswegen bis zu 50 % höher als am Land. Aus dieser rein wirtschaftlichen Sicht muss die Instandhaltung optimiert und größtenteils mittels Fernüberwachung durchgeführt werden. Neben der Überwachung der Lagertemperaturen, der Öltemperatur und eventuell noch dem Wirkungsgrad der Anlage sowie Ölanalysen sind für die frühzeitige Schadenserkennung die Beschleunigungen an Getriebe-Gehäuseteilen die wichtigsten Messsignale. Veränderungen im Schwingungsbild oder auch bei der Ölanalyse zeigen schon sehr frühzeitig Veränderungen des Maschinenzustandes an (durchaus Monate, bei langsam drehenden Bauteilen auch Jahre bevor ein Maschinenausfall auftritt), während beispielsweise die Temperatur eines Bauteils erst relativ kurz vor dem Versagenszeitpunkt ansteigt [17], siehe Abbildung 1.1.

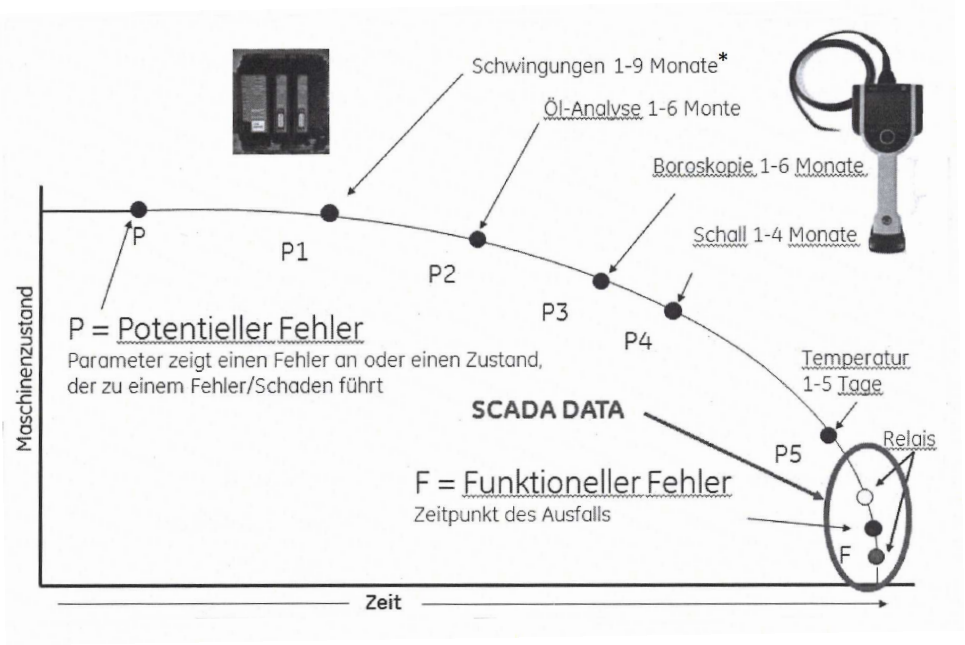


Abb. 1.1: Inspektionsmethoden im Fehler-Zeit-Diagramm (nach [17])
(* $1-9$ Monate bedeutet 1 bis 9 Monate vor dem Versagenszeitpunkt)

1.2 Messmethoden

Bei der Messung der Schwingungsgrößen werden meist folgende Methoden [34] angewendet:

- Messung der Relativschwingungen,
- Messung der Absolutschwingungen.

Die Abbildung 1.2 zeigt die beiden grundsätzlichen Prinzipien für die Messung von Maschinenschwingungen. Beide Verfahren sind verbreitet und werden technisch eingesetzt. Die Tabelle 1.1 aus [34] gibt dazu eine kurze Zusammenfassung. Wegen der besseren langfristigen Aussagekraft und da in einem bestehenden Getriebe eine Relativmessung nur schwer möglich ist, wurden in dieser Arbeit nur Absolutschwingungen gemessen und ausgewertet.

	Relativschwingung	Absolutschwingung
Erfasste Bewegung	Relativschwingung der Welle im Lager bzw. zwischen Welle und Gehäuse	Absolutbewegung am Lagergehäuse
Messgröße	Vorzugsweise Schwingweg über berührungslose Wegaufnehmer	Schwinggeschwindigkeit oder Schwingbeschleunigung
Indizierte Größe	Wellenbewegung, Lagerspalt, Ölfilmstärke, Spiel etc.	Dynamische Lagerkräfte
Prognosezeitraum	kurzfristig (spontane Fehler)	langfristig (Fehlerfrüherkennung)

Tab. 1.1: Vergleich Absolut- und Relativschwingungsmessung (aus [34])

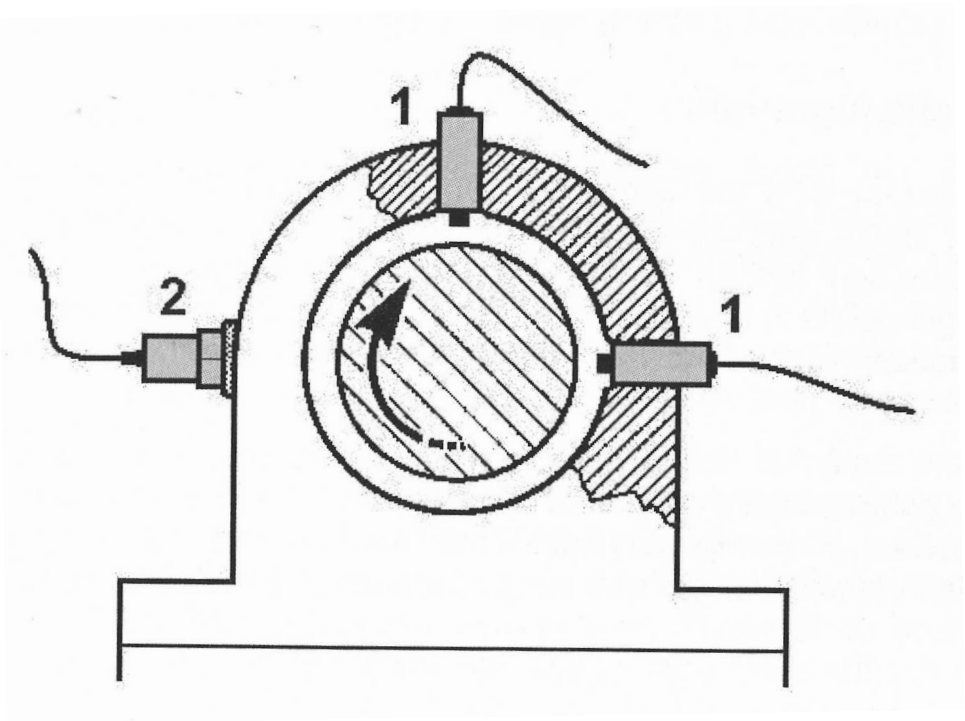


Abb. 1.2: Darstellung der Messprinzipien für Maschinenschwingungen (aus [34])
Relativschwingungsmessung (1) und Absolutschwingungsmessung (2)

1.2.1 Schwingungsaufnehmer

Als Messgröße für die Zustandsüberwachung von Maschinen dienen üblicherweise der Schwingweg $s(t)$, die Schwinggeschwindigkeit (Schnelle) $v(t)$ und die Schwingbeschleunigung $a(t)$ in seltenen Fällen auch der emittierte Schall. Die Messgrößen Schwingweg $s(t)$, Schwinggeschwindigkeit $v(t)$ und Schwingbeschleunigung $a(t)$ sind durch Integration bzw. Differentiation ineinander überführbar und sind theoretisch für die Zustandsüberwachung gleich gut geeignet [34]. Der Zusammenhang mit der Schwingungsamplitude A, der Kreisfrequenz ω und der Zeit t lautet:

Weg:	$s(t) = A\cos\omega t$	in m
Geschwindigkeit:	$v(t) = -A\,\omega\sin\omega t$	in m/s
Beschleunigung:	$a(t) = -A\,\omega^2\cos\omega t$	in m/s^2

Der Dynamikbereich der Messkette, siehe Abbildung 1.3, zeigt aufgrund dieses Zusammenhangs Unterschiede auf.

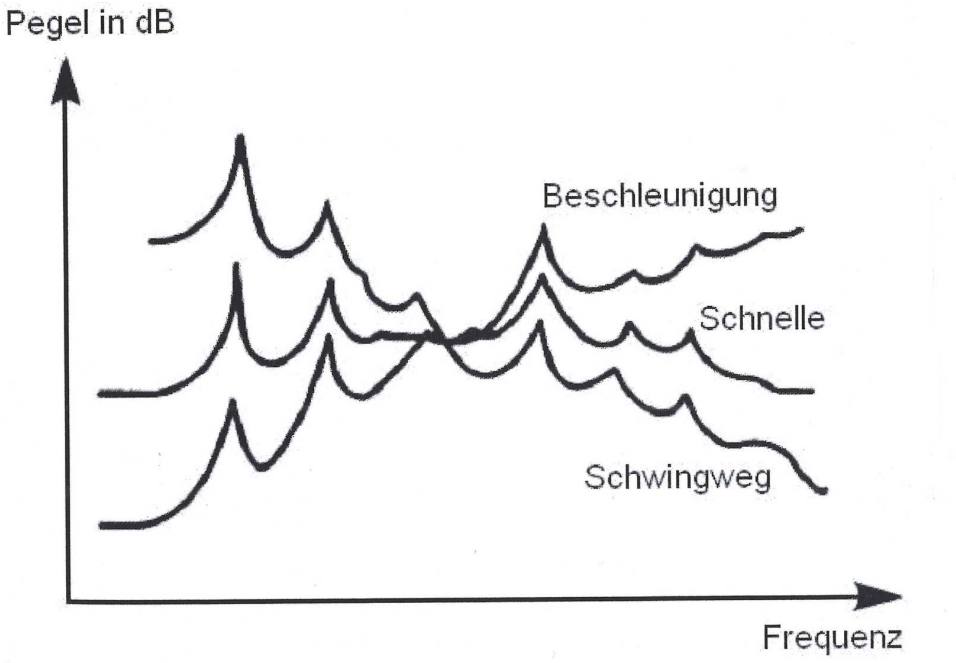


Abb. 1.3: Vergleich des Schwingweges, der Schwinggeschwindigkeit (Schnelle) und der Schwingbeschleunigung im Frequenzspektrum (aus [34])

Gegenüber dem Schwinggeschwindigkeitspektrums ist das Schwingwegspektrum um $-6\,^{\mathrm{dB}}/_{\mathrm{Oktave}}$ und das Beschleunigungsspektrum um $+6\,^{\mathrm{dB}}/_{\mathrm{Oktave}}$ geneigt [34]. Rein aus die-

ser Betrachtung ohne einer weiteren Berücksichtigung der Messmöglichkeiten und Messverfahren sollten für die einzelnen Frequenzbereiche deshalb die Messprinzipien nach Tabelle 1.2 gewählt werden.

Frequenzbereich	Messprinzip	typischer Messaufnehmer
Niedrige Frequenzen:	Schwingweg	Wirbelstromaufnehmer
Mittlere Frequenzen:	Schwinggeschwindigkeit	Elektrodynamischer Geschwindigkeitsaufnehmer
Hohe Frequenzen:	Schwingbeschleunigung	Piezoelektrischer Beschleunigungsaufnehmer

Tab. 1.2: Messprinzipien für unterschiedliche Frequenzbereiche und die typischen Messaufnehmer

1.2.1.1 Schwingwegaufnehmer - Wirbelstromaufnehmer

Messungen des Schwingwegs werden in den meisten Fällen mittels Wirbelstromaufnehmer vorgenommen [27]. Der Wirbelstromsensor misst berührungslos den Abstand zwischen einem metallischen Objekt und deren Stirnseite, siehe Abbildung 1.4. Mittels einer Spule wird dabei ein elektromagnetisches Feld aufgebaut, welches durch das Objekt entsprechend des Abstandes beeinflusst wird [34].

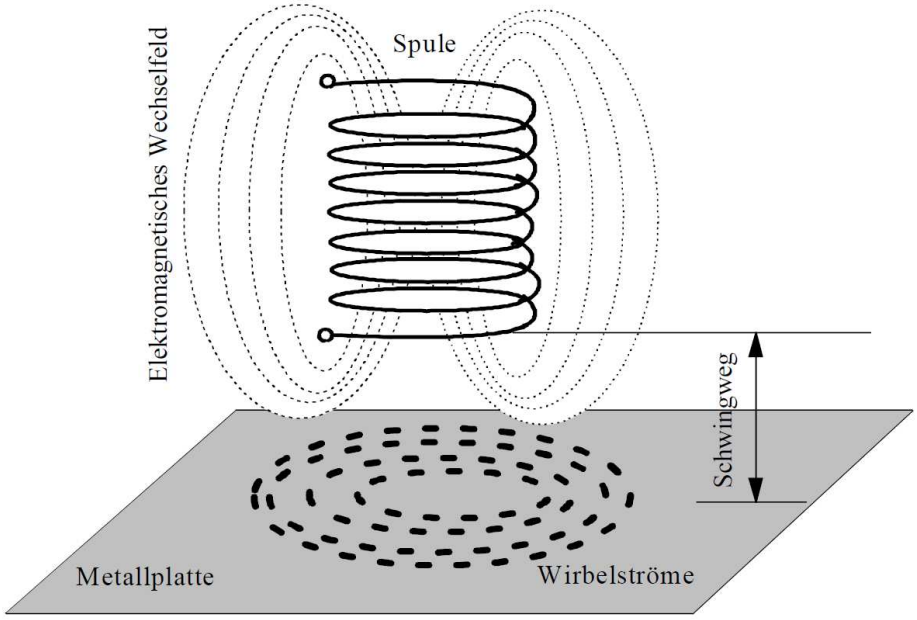


Abb. 1.4: Prinzip des Wirbelstromaufnehmers (aus [27])

1.2.1.2 Schwinggeschwindigkeitsaufnehmer - Elektrodynamischer Aufnehmer

Hierbei wird ein Permanentmagnet federnd gelagert. Weiters ist eine Spule fest mit dem Gehäuse verbunden. Bei einer Relativbewegung zwischen dem Permanentmagnet und der Spule wird in der Spule eine Spannung induziert. Für Schwingfrequenzen oberhalb der Eigenresonanz des Aufnehmers bleibt die seismische Masse (Permanentmagnet) praktisch im Raum stillstehend. Die Relativbewegung des Magneten zur Spule entspricht der Schwingbewegung an der Montagestelle [34]. Anwendung finden sie in der Auswuchttechnik und zur Messung breitbandiger Lagerschwingungen.

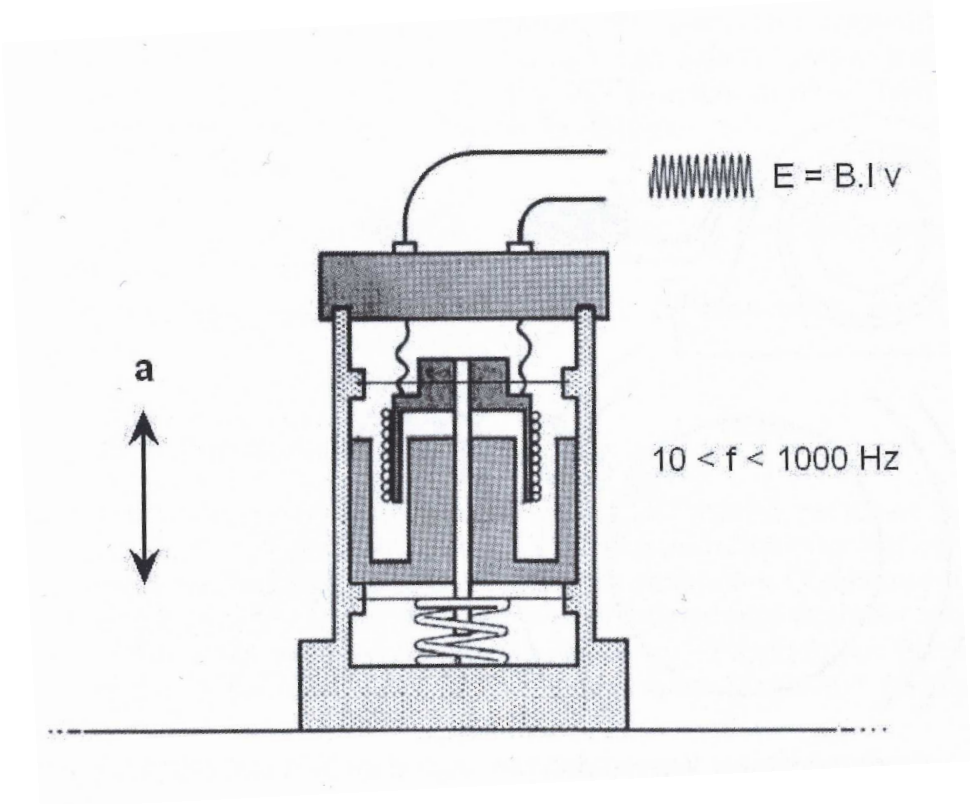


Abb. 1.5: Prinzip des elektrodynamischen Aufnehmers (aus [34])

1.2.1.3 Schwingbeschleunigungsaufnehmer - Piezoelektrischer Aufnehmer

Piezoelektrische Beschleunigungsaufnehmer nutzen den piezoelektrischen Effekt. Wird an elektrisch polarisierten Kristallen in Polarisierungsrichtung eine mechanische Beanspruchung aufgebracht, so kommt es zu elektrischen Oberflächenladungen, welche zur dynamisch einwirkenden Kraft proportional sind ([27], [23]). Die Abbildung 1.6 zeigt schematisch einen piezoelektrischen Aufnehmer (**a)**) und das zugehörige mechanische Ersatzmodell (**b)**). Über das piezoelektrische Element P wird die Masse M beschleunigt, die dadurch Kraft auf die Scheibe ausübt. Das Ausgangssignal ist der Beschleunigung proportional, solange die Frequenz unterhalb der Aufnehmer-Resonanzfrequenz liegt [27].

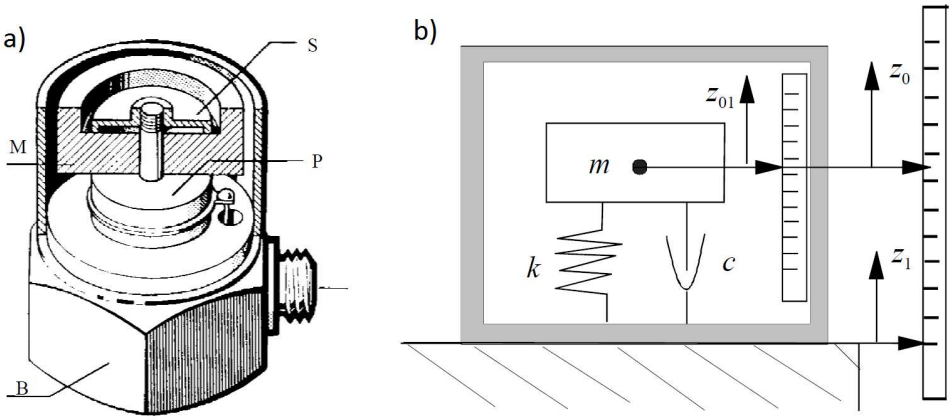


Abb. 1.6: Prinzip des piezoelektrischen Aufnehmers (aus [27])
a) Piezoelektrischer Beschleunigungsaufnehmer (B...Basis, P... Piezoelektrisches Element, M...Seismische Masse, S...Spannelement
b) Mechanisches Modell des Beschleunigungsaufnehmers (z_0...Absolutbewegung der seismischen Masse, z_1...Absolutbewegung der Montagestelle, z_{01}...Relativbewegung zwischen der seismischen Masse und der Montagestelle

1.2.1.4 Vor- und Nachteile der Messprinzipien

Nach [34] haben die einzelnen Messprinzipien folgende Vor- und Nachteile:
Wirbelstromaufnehmer:

- Vorteile:
  - Berührungslos,
  - keine bewegten Teile,
  - verschleißfrei,
  - für statische und dynamischen Größen.
- Nachteile:
  - Empfindlich auf geometrische Imperfektionen der Welle,
  - empfindlich auf Gefügeinhomogenität im Wellenmaterial z.B. elektrische Imperfektionen, der Welle,
  - schwer kalibrierbar,

  - geringer nutzbarer Dynamikbereich,
  - praktisch niedrige obere Grenzfrequenz,
  - Messobjekt wird praktisch Teil des Aufnehmers.

Elektrodynamischer Geschwindigkeitsaufnehmer:

- Vorteile:
  - Aktives Aufnehmerprinzip,
  - niederohmiger Ausgang.
- Nachteile:
  - Bewegte Teile,
  - relativ groß und schwer,
  - vielfach empfindlich gegen Querbewegungen,
  - empfindlich gegen Magnetfelder,
  - kleiner Frequenzbereich (10 Hz bis 1 kHz).

Piezoelektrischer Beschleunigungsaufnehmer

- Vorteile:
  - Aktives Aufnehmerprinzip,
  - keine bewegten Teile,
  - klein und robust,
  - leicht montierbar,
  - sehr großer Dynamikbereich,
  - großer Frequenzbereich,
  - hervorragende Langzeitstabilität.

- Nachteile:
  - Hochohmiger Ausgang (durch aktuell verfügbare Ladungsverstärker stellt dies jedoch praktisch kein Problem mehr dar),
  - nur für dynamische Größen.

Für die gestellten Anforderungen bei der Zustandsüberwachung von Maschinen (Zuverlässigkeit, Robustheit, großer Dynamikbereich, usw.) eignen sich piezoelektrische Beschleunigungsaufnehmer am Besten [34]. Im verbauten Messsystemen werden deshalb auch vorwiegend Beschleunigungssensoren verwendet.

1.3 Analysemethoden

Für die Fehlerdetektion mittels Schwingungsanalysen werden hauptsächlich folgende Analysen eingesetzt:

- Zeitbereich: Spitzenwerte, Effektivwerte, Mittelwerte, Crestfaktor, Kurtosis,
- Frequenbereich: Frequenzspektrum, Hüllkurvenspektrum, Cepstrum,
- Zeit-Frequenzbereich: Spektrogramme mittels Wavelets, Gabortransformation, Wigner-Ville-Transformation, Kurzzeit-Fourier-Transformation.

1.3.1 Signalanalyse im Zeitbereich

1.3.1.1 Spitzenwert

Durch stoßartige Schwingungskomponenten, wie sie beispielsweise bei einem Lagerschaden oder bei Wellenrissen entstehen, steigt der Maximalwert (Spitzenwert) im Zeitsignal stark an. In einem späteren Stadium wird die Schadensstelle, beispielsweise die Kanten von Ausbrüchen, immer mehr abgeschliffen und dadurch „ausgerundet“ - der Spitzenwert sinkt dadurch wieder ab [16]. Im Gegenzug steigt jedoch dann meist der Effektivwert an. Die Abbildung 1.7 zeigt den Trendverlauf der wichtigsten Kennwerte direkt aus dem Zeitsignal bei einer fortschreitenden Schädigung.

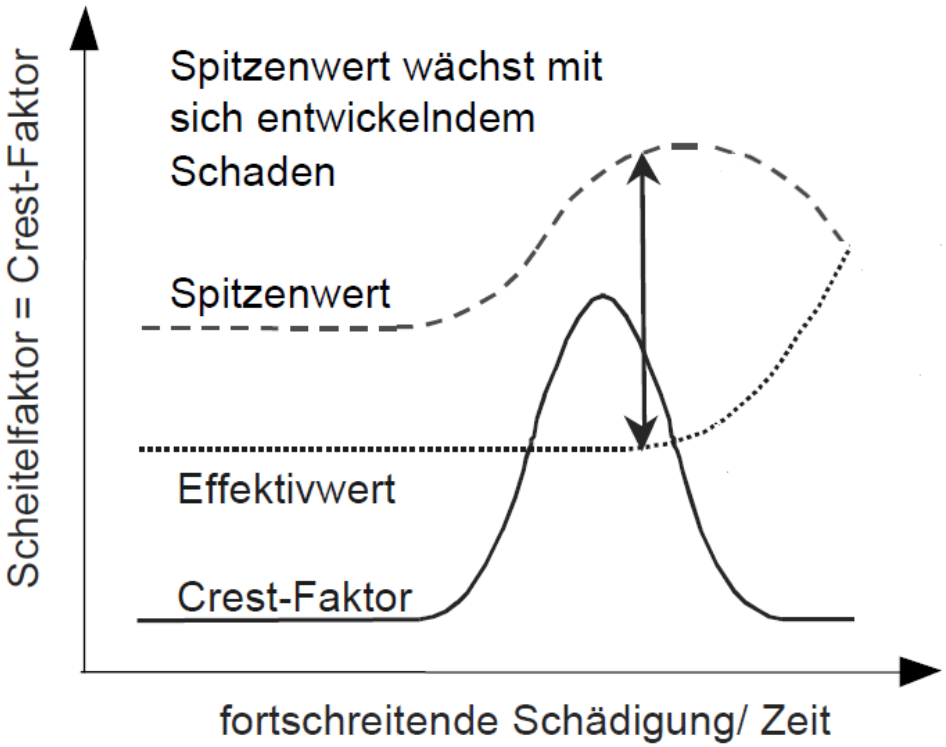


Abb. 1.7: Trendverlauf des Effektivwertes, des Spitzenwertes und des Crestfaktors (nach [16])

1.3.1.2 Effektivwert

Der Effektivwert eines Messsignals $x(t)$ der Messzeit T berechnet sich zu:

$$x_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} x(t)^2 dt} \tag{1.1}$$

Der Effektivwert wird sehr häufig für die Zustandsüberwachung von Wälzlagern eingesetzt. Die besten Ergebnisse erhält man im Frequenzbereich von 1 kHz bis 10 kHz [12]. Die aktuell bestimmten Effektivwerte werden dann meist mit Normen z.B. der DIN ISO 10816 [1] oder mit Referenzwerten einer unbeschädigten Anlage verglichen. Der Effektivwert wird üblicherweise über einen längeren Zeitraum durch Trendanalysen überwacht. Eine Schädigung (typischerweise werden Lagerschäden damit detektiert) zeigt sich zu einem späteren Zeitpunkt, als beispielsweise bei Verwendung des Spitzenwertes, siehe Abbildung 1.7. Bei großen Maschinen, mit vielen Maschinenkomponenten kann bei einem Anstieg des Effektivwertes der Schaden nicht genau zugeordnet werden.

1.3.1.3 Crestfaktor

Der Crestfaktor C ist der Quotient aus dem Spitzenwert $\hat{x}$ und dem Effektivwert x_{eff}:

$$C = \frac{\hat{x}}{x_{\text{eff}}} \tag{1.2}$$

Für die Beurteilung eines vorliegenden Schadens wird auch der Crestfaktor in einem Trend dargestellt. Zu Beginn eines Schadensfalles, der stoßartige Schwingungen generiert (typisches Bild bei einem Wälzlagerschaden) steigt der Crestfaktor aufgrund steigender Spitzenwerte zunächst an. Bei fortschreitender Schädigung steigt der Spitzenwert, aufgrund von „Ausrundungen“ der Fehlerstelle meist nicht mehr an. Der Crestfaktor sinkt deshalb wieder ab und kann wieder Werte erreichen, welche in etwa dem schädigungsfreien Zustand entsprechen.

1.3.1.4 Kurtosis-Faktor

Der Kurtosis-Faktor β_2 entspricht einem erweiterten Crest-Faktor [16]. Um den Wert 3 reduziert, wird er auch als Wölbung, viertes zentrales Moment oder Exzess der Verteilungsfunktion bezeichnet. Der Kurtosis-Faktor bestimmt sich mit der Datenlänge n der Varianz σ und dem arithmetischen Mittelwert $\bar{x}$ zu:

$$\beta_2 = \frac{1}{n}\sum_{i=0}^{n-1}(\frac{x_i - \bar{x}}{\sigma}) \tag{1.3}$$

Die durch Stoßimpulse hervorgerufene Veränderung des Zeitsignals bewirkt eine Veränderung der Form der Verteilungsfunktion, wodurch der Kurtosisfaktor stark ansteigt [16].

1.3.2 Signalanalyse im Frequenzbereich

Mittels der Kennwerte aus dem Zeitsignal können, wenn Veränderungen in den Trendverläufen festgestellt werden, diese meist nicht einzelnen Maschinenkomponenten zugeordnet werden. Durch die Frequenzanalyse können jedoch die Leistungsanteile in einzelne Frequenzanteile zerlegt werden und bei bekannten kinematischen Zusammenhängen und bekannten geometrischen Abmessungen einzelnen Maschinenkomponenten zugeordnet werden, siehe Abbildung 1.8.
Wichtig für die Analyse im Frequenzbereich und der Schadenszuordnung ist dabei die genaue Kenntnis der Kinematik der Maschine wie z.B. die Wellendrehzahlen, die Anzahl der

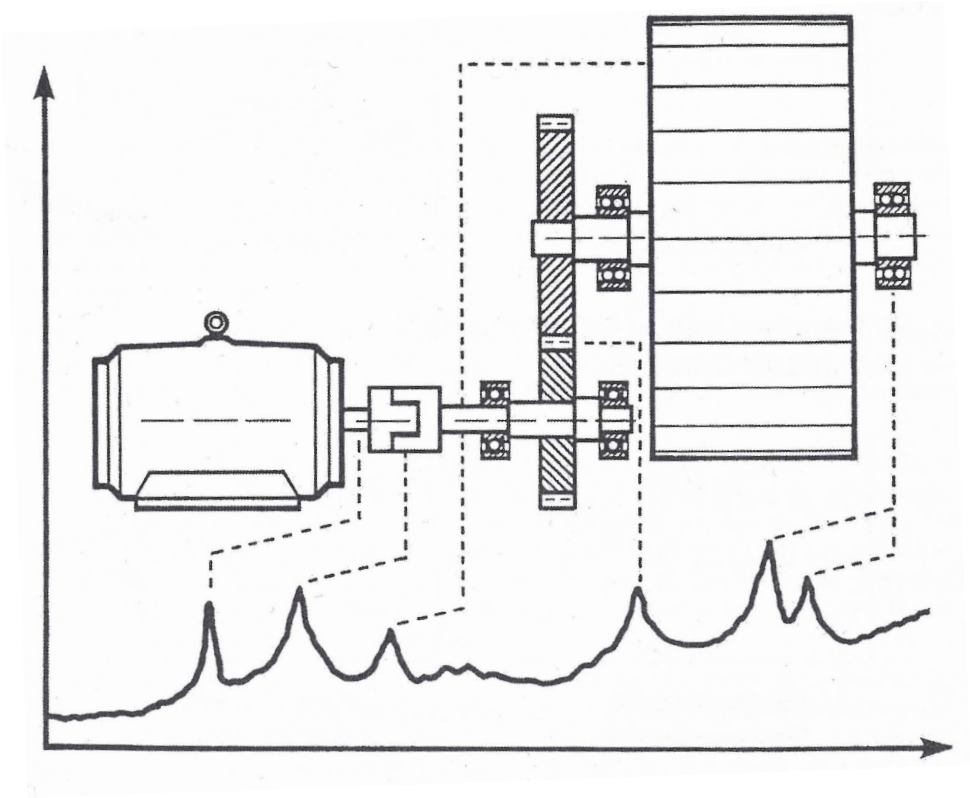


Abb. 1.8: Identifikation von Schwingungsquellen mittels einer Frequenzanalyse (aus [34]). Jedem Bauteil kann eine Frequenz zugeordnet werden. Änderungen der Amplituden können auf Schäden hinweisen.

Zähne, die Lagergeometrie, usw. Für die Detektion von verschiedensten Schäden werden eine Reihe von unterschiedlichen Spektren verwendet, wie z.B.:

- Frequenzspektrum,
- Hüllkurvenspektrum und
- Cepstrum.

Dies ist notwendig, da Schäden unterschiedliche Erscheinungsbilder der emittierten Schwingungen und deren Auswirkungen im Spektrum aufweisen. Typischerweise zeigt das Schwingungsbild eines Schadensfalles nicht nur ein rein harmonisches Verhalten, wodurch mehrere markante Amplituden bei den zugehörigen Frequenzen auftreten. Folgende Erscheinungsformen treten typischerweise auf:

- Auftreten von Harmonischen,
- Modulationen,
- Stoßhafte und dadurch breitbandige Anregungen von Resonanzfrequenzen umliegender Maschinenkomponenten in der Nähe des Schadens.

1.3.2.1 Modulationen

Modulationen entstehen selbst in unbeschädigten Getrieben durch immer vorhandene Imperfektionen während des Fertigungsprozesses, wie z.B. Teilungsfehler oder Exzentrizitäten von Zahnrädern, aber auch durch die Lastabhängigkeit, wie beispielsweise Zahndeformationen während des Betriebes. Modulationen können aber auch durch umlaufende Maschinenteile, wie beispielsweise rotierende Planten bei Planetengetrieben auftreten. All diese Modulationen werden bei mechanischen Maschinenkomponenten typischerweise mittels zwei Mechanismen beschrieben:

- Amplitudenmodulation und
- Frequenzmodulation.

Amplitudenmodulation
Durch eine Amplitudenmodulation wird die Amplitudenhöhe eines hochfrequenten Signals (Trägersignal) durch ein niederfrequentes Signal (im Frequenzspektrum durch Seitenbandsignale erkennbar) verändert [34]. Die Abbildung 1.9 zeigt das hochfrequente Trägersignal und das niederfrequente Seitenbandsignal zunächst als Einzelsignale im Zeitbereich und im Frequenzbereich. Die Abbildung 1.10 (links) zeigt das Trägersignal, welches durch das niederfrequente Seitenbandsignal modifiziert wurde. Im Spektrum treten aufgrund dieser Modifizierung Seitenbandsignale auf, siehe Abbildung 1.10 rechts.

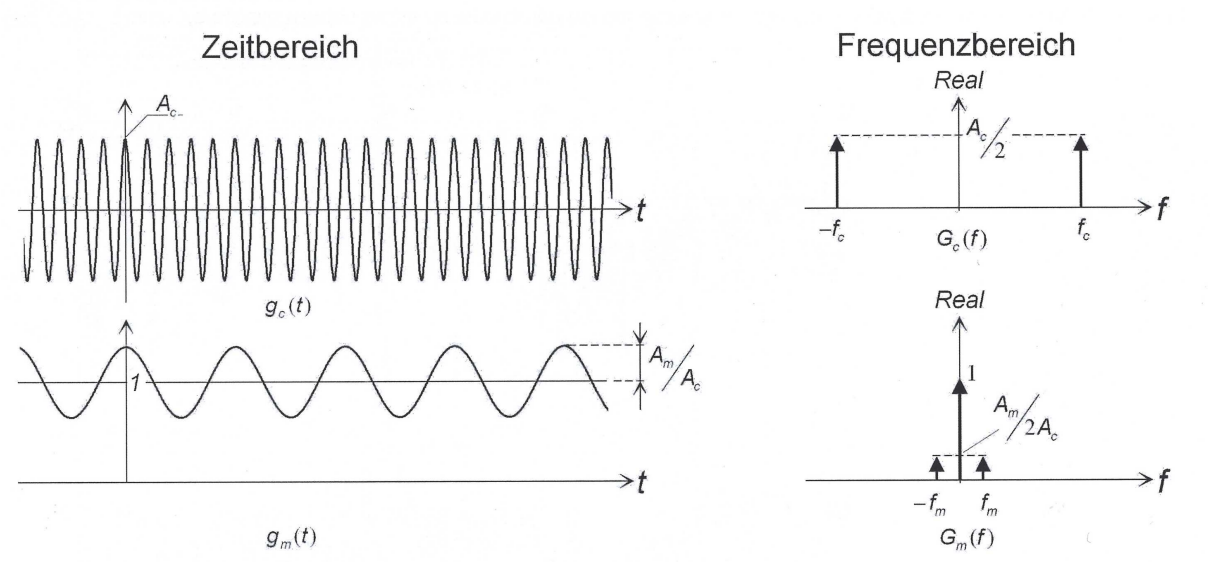


Abb. 1.9: Trägerfrequenz und Seitenbandsignal als Einzelsignal. Im Zeitbereich (links) und im Frequenzbereich (rechts) (aus [34]).

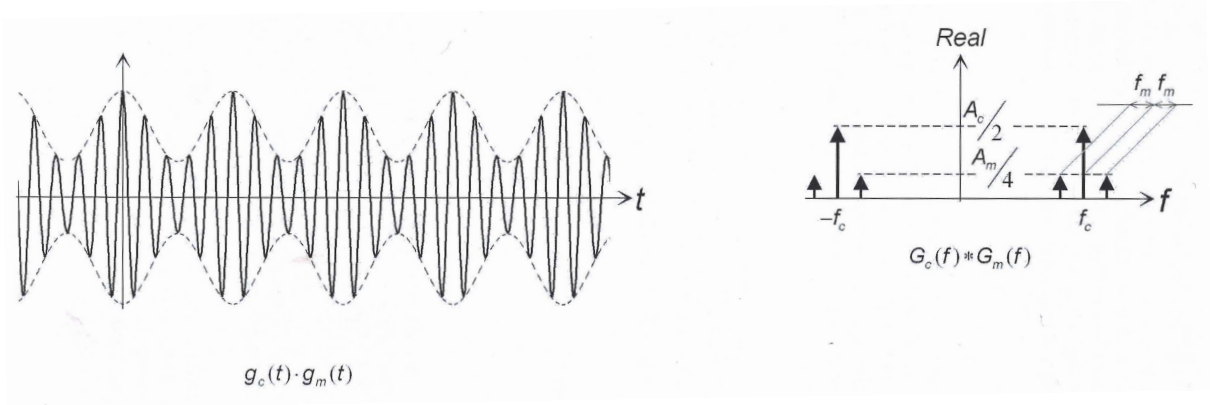


Abb. 1.10: Amplitudenmodulierte Schwingung (aus [34]).

Die mathematische Beschreibung der Amplitudenmodulation [34] lautet:

$$\begin{aligned} x(t) &= A(t)\cos 2\pi f_c t \\ &= A_c(1 + \frac{A_m}{A_c}\cos 2\pi f_m t)\cos 2\pi f_c t \\ &= \underbrace{A_c \cos 2\pi f_c t}_{\text{Trägersignal}} + \underbrace{\frac{A_m}{2}(\cos 2\pi(f_c + f_m)t + \cos 2\pi(f_c - f_m)t)}_{\text{Seitenbandsignal}} \end{aligned}$$

mit

$A(t)$ zeitabhängige Amplitude
A_c konstante Grundamplitude
A_m Modulationsamplitude
f_c Trägerfrequenz
f_m Modulationsfrequenz (Seitenbandabstand)

Amplitudenmodulationen entstehen beispielsweise bei:

1. Exzentrizität,
2. Imperfektionen, beispielsweise Teilungsfehler bei Zahnrädern,
3. Lastschwankungen und
4. Schwankungen der Signalstärke aufgrund umlaufender Bauteile [28], z.B. bei Planetengetrieben.

Auf die zuletzt genannte Modulationsart soll noch näher eingegangen werden. Bei Planetengetrieben, bei welchen das Hohlrad still steht, die Planeten rotieren und der Beschleunigungssensor auf dem Hohlrad fixiert ist, siehe Abbildung 1.11, sind die Schwingungsamplituden, die der Sensor misst, zeitlich periodisch ungleich [28]. Die Abbildung 1.12 zeigt schematisch die Signalverläufe bei einem Planetengetriebe mit drei rotierenden Planeten. Die Signalverläufe $F_1(t)$, $F_2(t)$ und $F_3(t)$ zeigen schematisch die emittierten Schwingungen der Planeten an. Die Signalverläufe $w_1(t)$, $w_2(t)$ und $w_3(t)$ stellen die Gewichtungsfunktionen der Signalverläufe $F_1(t)$, $F_2(t)$ und $F_3(t)$ dar, die sich aufgrund der geometrischen Abstände zwischen den Planeten und der Messstelle der Beschleunigung während des Betriebes ergeben. Ist der Planet in der Nähe der Messstelle, weist die Gewichtung Werte von eins auf. Mit größer werdendem Abstand wird auch die Gewichtung immer kleiner und geht gegen Null. Die Signalüberlagerung von allen drei gewichteten Schwingungssignalen an der Messstelle der jeweiligen Beschleunigung ergibt den Signalverlauf a(t). Dieser zeigt den typischen Zeitverlauf einer Amplitudenmodulation. Im Frequenzspektrum zeigen sich dadurch Seitenbandstrukturen mit dem Frequenzabstand der Passierfrequenz der Planeten.

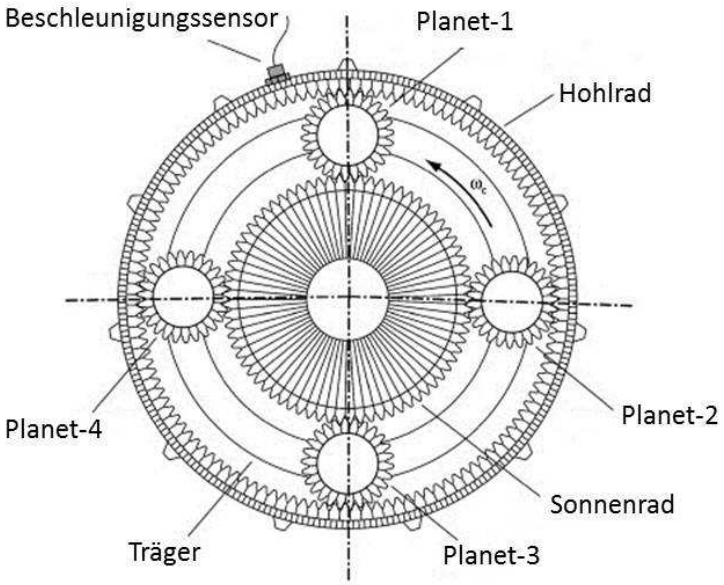


Abb. 1.11: Schematisches Planetengetriebe mit fixiertem Hohlrad und umlaufenden Planeten (nach [28]).

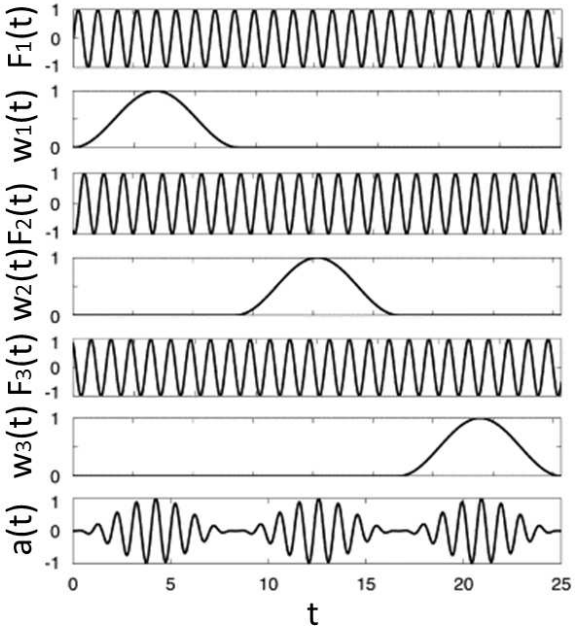


Abb. 1.12: Schematischer Signalverlauf der Planetenschwingungen $F_i(t)$, der Gewichtung $w_i(t)$ aufgrund der Planetenbewegung und der resultierenden Schwingung $a(t)$ an der Messstelle (aus [28]).

Frequenzmodulation

Frequenzmodulationen entstehen durch geringste periodische Schwankungen der Drehgeschwindigkeit, beispielsweise aufgrund der Lastabhängigkeit der Zahndeformationen und damit der Zahneingriffsschwingungen [34]. Im Spektrum zeigen sich dadurch eine Vielzahl von Seitenbandsignalen.

Eine harmonisch, frequenzmodulierte Schwingung lässt sich dabei wie folgt beschreiben [34]:

$$x(t) = A\cos\left(2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{f_1}\sin\left(2\pi f_1 t\right)\right) \tag{1.4}$$

mit

A	Amplitude der harmonischen Schwingung
f_0	Trägerfrequenz, beispielsweise die mittlere Zahneingriffsfrequenz
f_1	Modulationsfrequenz, beispielsweise die Drehfrequenz des Zahnrades
Δf	Drehzahlschwankungen

Die Abbildung 1.13 zeigt ein frequenzmoduliertes harmonisches Zeitsignal. Die Abbildung 1.14 das dazugehörige Frequenzspektrum.

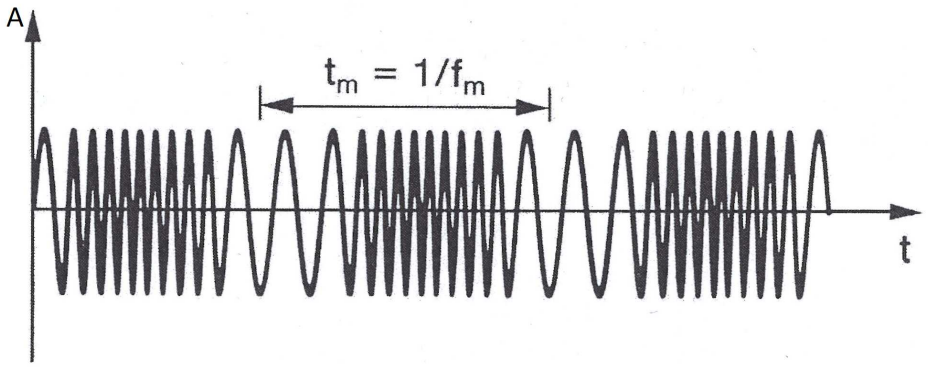


Abb. 1.13: Frequenzmoduliertes Zeitsignal (aus [34])

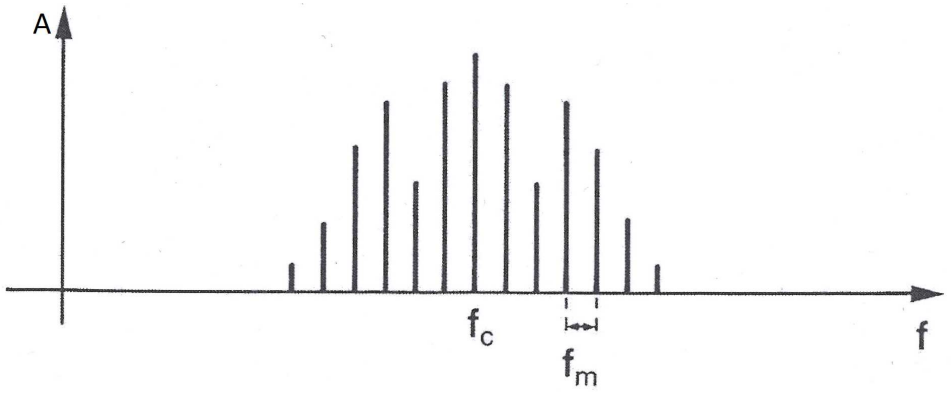


Abb. 1.14: Darstellung des frequenzmodulierten Signals im Frequenzbereich (aus [34])

1.3.2.2 Frequenzspektrum in der Zustandsüberwachung

1.3.2.2.1 Bildung des Frequenzspektrums

Über die Fouriertransformation erhält man für ein kontinuierliches Signal $g(t)$ und für ein kontinuierliches Spektrum $G(f)$ den Zusammenhang:

$$G(f) = \int g(t) e^{-j2\pi ft} \mathrm{d}t$$
$$g(t) = \int G(f) e^{j2\pi ft} \mathrm{d}f$$

Normalerweise liegen jedoch diskrete Zeitsignale $g_n(t)$ vor. Dafür wird die diskrete Fouriertransformation (DFT) für eine Frequenzdarstellung $G_k(f)$ verwendet:

$$G_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g_n e^{\frac{-j2\pi nk}{N}}$$
$$g_n = \sum_{k=0}^{N-1} G_k e^{\frac{j2\pi nk}{N}}$$
$$N = \text{Umfang der Zeitreihe}$$
$$k, n = 0, 1, ...N-1$$

1.3.2.2.2 Schadensdetektion im Frequenzspektrum

Im Folgenden wird beschrieben, wie Schädigungen im Frequenzspektrum detektiert werden können.

- **Fehler in Verzahnungen**

Verzahnungen sind immer Ausgangspunkt starker Schwingungen [27]. Viele Schwingungen treten auch bei unbeschädigter Verzahnung auf, vorallem die Zahneingriffsfrequenz, mit ihren Harmonischen und zusätzlichen Seitenbandstrukturen, siehe Abschnitt 1.3.2.1. Durch Verschleiß vergrößern sich typischerweise die Amplituden bei der Zahneingriffsfrequenz und deren Harmonischen. Bei Schädigungen kommt es meist zu einem Anstieg der Anzahl von Seitenbandsignalen um die Zahneingriffsfrequenz [34]. Dieser entsteht hauptsächlich durch Amplitudenmodulation. Die Abbildung 1.15 zeigt die typische Darstellung eines lokalen und gleichmäßig verteilten Fehlers einer Verzahnung im Zeit- und Frequenzbereich.

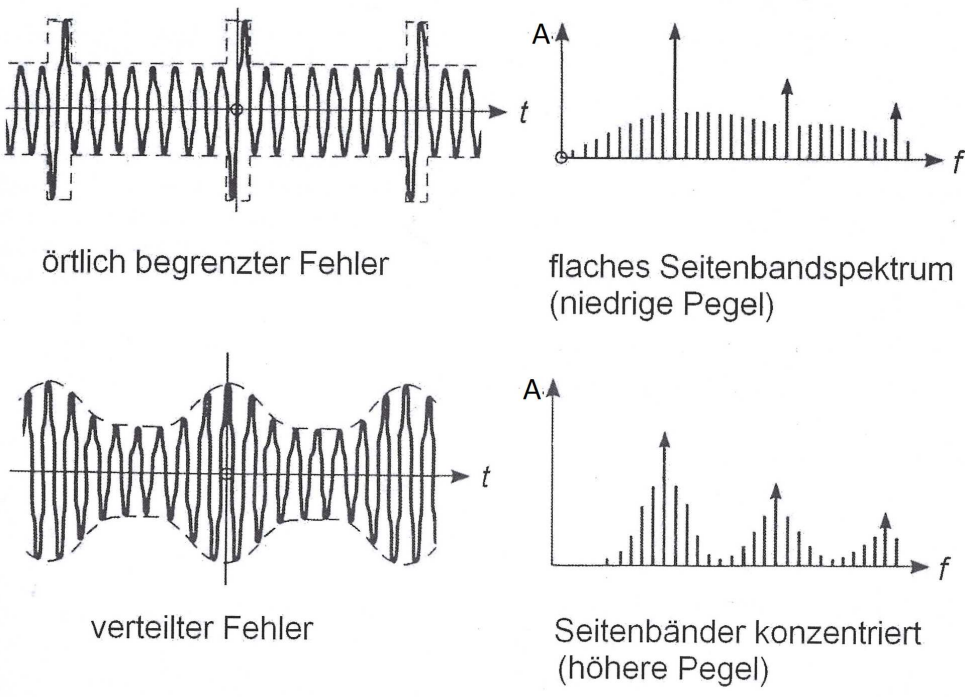


Abb. 1.15: Zeitsignal und Frequenzspektrum von lokalen und gleichmäßig verteilten Fehlern einer Verzahnung (aus [34])

Durch die Gestalt der Seitenbandsignale im Frequenzspektrum lassen sich schon erste Schlüsse über den Schaden ableiten. Über den Frequenzabstand von der Zahneingriffsfrequenz zu den Seitenbandsignalen lässt sich weiters noch bestimmen, auf welchem der

Zahnräder (Rad oder Ritzel) der Fehler gegeben ist, da der Seitenbandfrequenzabstand proportional der Drehfrequenz des zugehörigen Zahnrades ist.

- **Unwucht und Fluchtfehler**

Unwuchten zeigen sich durch erhöhte Amplitudenwerte im Frequenzspektrum exakt bei der Wellendrehfrequenz und bevorzugt in radialer Richtung. Fluchtfehler zeigen sich vorwiegend bei der Wellendrehfrequenz und durch verstärktes Auftreten höherer Harmonischer [34] und das sowohl in radialer als auch in axialer Richtung.

- **Mechanisches Spiel**

Ein mechanisches Spiel zeigt sich durch einen Anstieg der zweiten Harmonischen [34].

- **Wellenrisse**

Risse an Wellen zeigen sich vorwiegend durch einen Anstieg der Amplituden im Frequenzspektrum bei der Drehfrequenz und der zweiten Harmonischen der Drehfrequenz der beschädigten Welle. Oft sind auch noch Subharmonische mit der halben Drehfrequenz im Frequenzspektrum erkennbar [34].

1.3.2.2.3 Einschränkungen der Schadensdetektion im Frequenzspektrum

Durch Drehzahlschwankungen der zu überwachenden Maschine bzw. Anlage können nicht alle Signalanteile ohne zusätzliche Signalmanipulationen detektiert werden. Durch Drehzahlschwankungen werden die Schwingungskomponenten direkt beeinflusst und nicht mehr durch einzelne Frequenzen dargestellt [24]. Die Energie verteilt sich dabei über einen großen Frequenzbereich. Es kommt zu sogenannten „Verschmierungen“. Dem Entgegen zu wirken sind mehrere Möglichkeiten zur Signalmanipulation bekannt, wie z.B.:

- Eine drehwinkelsynchrone Abtastung statt einer zeitsynchronen Abtastung,
- Bildung eines CPB-Spektrums (=Constant Percentage Bandwidth) und
- ein nachträgliches Berücksichtigen der Drehzahlschwankungen durch ein Resampling.

Marktübliche Handgeräte aber auch die meisten Online-CMS (CMS=Condition Monitioring System) nutzen diese Techniken für ihre Analysen meist nicht und erstellen dadurch

schwer interpretierbare Frequenzspektren [24]. Die Abbildung 1.16 zeigt die Darstellung des Zahneingriffs einer Stirnradstufe eines Windkraftgetriebes. Die Energie des Zahneingriffes wird dabei über einen großen Frequenzbereich verteilt. Eine genaue Zuordnung von Seitenbandsignalen oder der Zahneingriffsfrequenz selbst ist dadurch nicht mehr möglich.

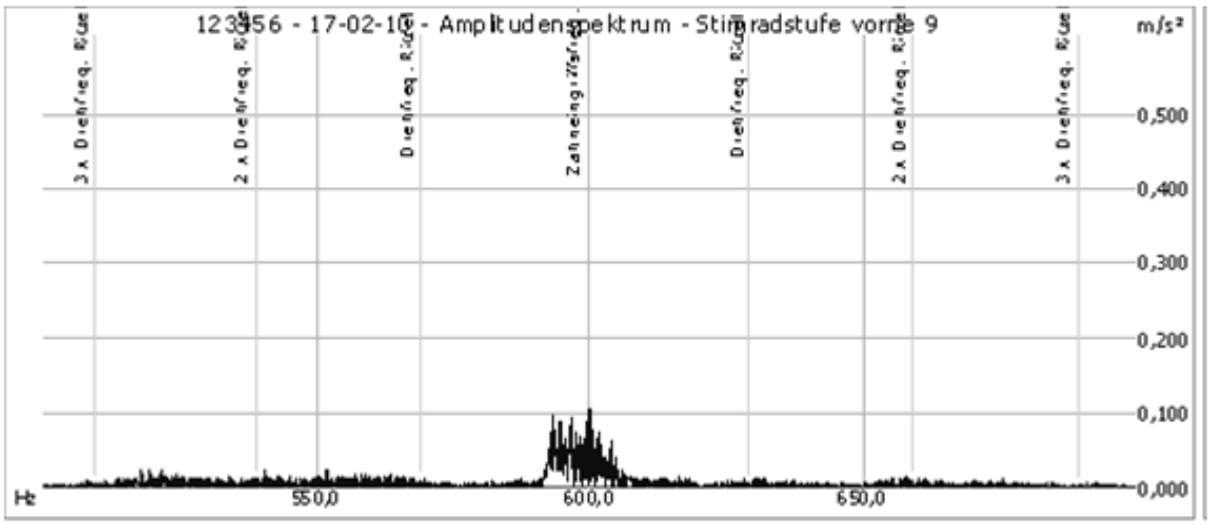


Abb. 1.16: Darstellung des Zahneingriffs im Spektrum ohne Drehzahlnormierung (aus [24])

Drehzahlnormierung

Durch eine Drehzahlnormierung ist die Zahneingriffsfrequenz schmalbandig im Frequenzspektrum erkennbar, siehe Abbildung 1.17.

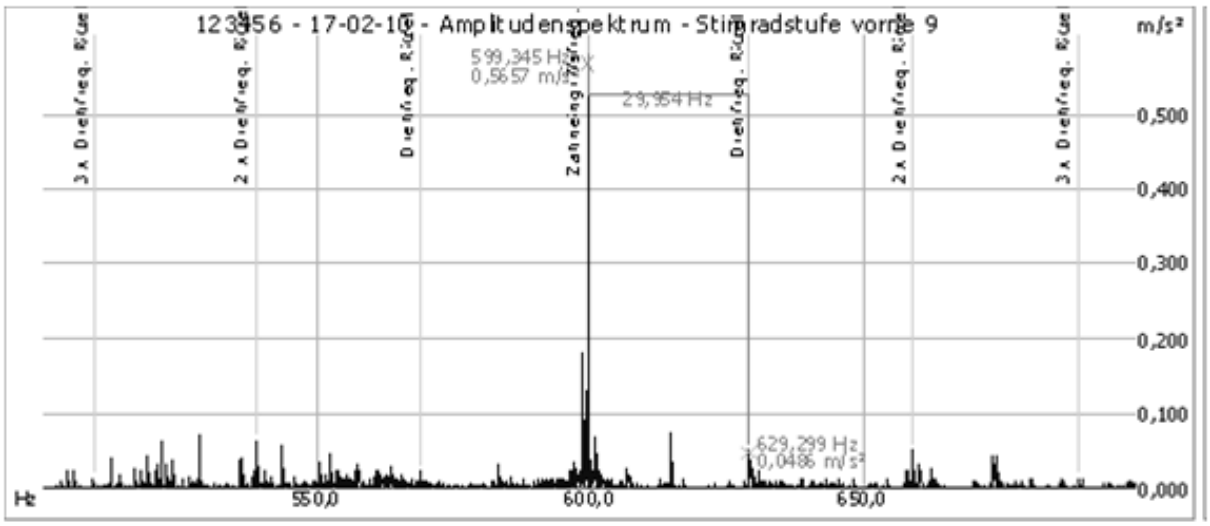


Abb. 1.17: Darstellung der Zahneingriffsfrequenz im Spektrum mit einer Drehzahlnormierung (aus [24]).

Dies wird üblicherweise dadurch erreicht, dass nach jeder Wellenumdrehung die aufgenommen Werte neu „abgetastet“ werden, es erfolgt eine Interpolation von einer genau definierten Anzahl neuer Messpunkte aus dem Messsignal [14]. Diese Art der Drehzahlnormierung ist sehr rechenintensiv, da hier jeder Messwert neu berechnet werden muss. Ein weiterer Nachteil bei diesem Algorithmus liegt darin, dass damit Signalanteile, die sich sowohl aus drehzahlunabhängigen als auch aus drehzahlabhängigen Anteilen zusammensetzen, nicht richtig darstellbar sind. Durch den in dieser Arbeit entwickelten Algorithmus, beschrieben im Abschnitt 3.1.6, können auch diese schmalbandig dargestellt werden.

CPB-Spektrumvergleich (CPB=Constant Percentage Bandwidth)

Bei einer linearen Darstellung im Frequenzspektrum verursacht z.B. eine Drehzahländerung von 10 % eine Verschiebung der Amplitude bei 100 Hz um 10 Hz, die Amplitude bei 1000 Hz wird jedoch bereits um 100 Hz verschoben. Eine Korrektur durch eine Verschiebung entlang der Frequenzachse ist nicht möglich [6].

Im CPB-Spektrum (Frequenzspektrum mit einer logarithmischen Frequenzachse) führt hingegen jede Drehzahländerung zu einem Verschieben um die selbe Anzahl von Linien, siehe Abbildung 1.18. Dadurch ist es möglich Drehzahlschwankungen während der Messaufnahme auszugleichen, indem das gesamte Spektrum um eine konstante Linienzahl verschoben wird [6]. Nachteilig bei diesem Algorithmus ist die deutlich schlechtere Auflösungen im hohen Frequenzbereich und nur Signalanteile die ein rein drehzahlabhän-

giges Verhalten aufweisen, werden richtig korrigiert.

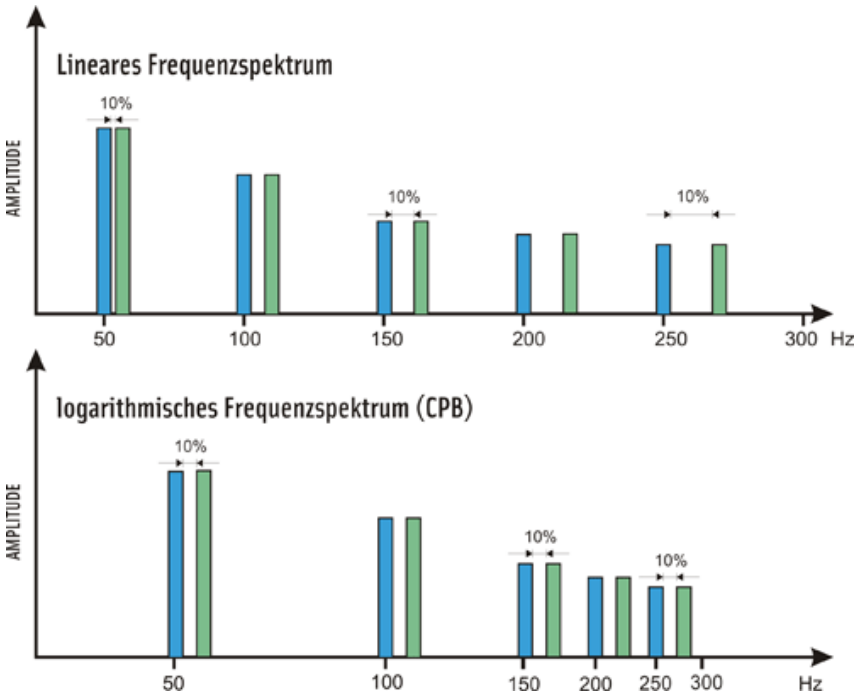


Abb. 1.18: Vergleich eines linearen und eines logarithmischen Frequenzspektrums (aus [6])

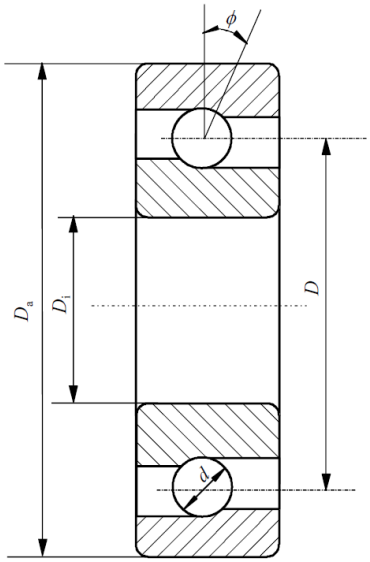
1.3.3 Schadensdetektion im Hüllkurvenspektrum

Mittels eines Frequenzspektrums lassen sich aber nicht alle Schadensfälle detektieren, z.B. lässt sich nur ein sehr ausgeprägter Wälzlagerschaden direkt im Frequenzspektrum detektieren. Ein neuwertiges („unbeschädigtes") Wälzlager erzeugt Schwingungen in Form eines breitbandigen Rauschsignals mit niedrigen Pegeln. Bei einem Schaden ändert sich aber dieses Schwingungsbild, bei jedem Überrollen der Fehlstelle entsteht eine impulsförmige Anregung, deren Wiederholrate abhängig von der Drehfrequenz und der Geometrie des Lagers ist. Dadurch treten verstärkte, stochastische, breitbandige Schwingungserregungen auf, die sowohl Lagerelemente, als auch umliegende Bauteile zu Schwingungen mit deren Eigenfrequenzen anregen [27]. Die Stoßimpulse eines Wälzlagerschadens sind aufgrund ihres niedrigen Energiegehaltes im Spektrum in den meisten Fällen kaum erkennbar. Erst im hohen Frequenzbereich[1] erkennt man bei fortschreitender Schädigung einen Anstieg der Amplitude bei der Lagerresonanz, siehe Abbildung 1.20. Im Zeitsignal verursacht ein

[1] bei Windkraftanlagen typischerweise $> 2\,\mathrm{kHz}$

Wälzlagerschaden hingegen eine regelmäßige Folge von transienten Anteilen mit hohen Eigenfrequenzen, siehe Abbildung 1.21. Die Frequenzen dieser periodischen, stoßhaften Anregungen, auch als Wälzlagersfrequenzen bezeichnet sind abhängig von der Geometrie und von den Drehzahlverhältnissen und lassen sich mit den Größen aus Abbildung 1.19 wie folgt berechnen [27]:

- Überrollfrequenz Außenring (BPFO[2]) $f_{BPFO} = 0{,}5 f_n \, z(1 - \frac{d}{D}\cos\phi)$
- Überrollfrequenz Innenring (BPFI[3]) $f_{BPFI} = 0{,}5 f_n \, z(1 + \frac{d}{D}\cos\phi)$
- Rotationsfrequenz Käfig (FTF[4]) $f_{FTF} = 0{,}5 f_n (1 - \frac{d}{D}\cos\phi)$
- Wälzköperrotationsfrequenz (BSF[5]) $f_{BSF} = f_n \frac{d}{D}(1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2 \cos\phi)$



D Teilkreis- oder Rollkreisdurchmesser
D_a Außendurchmesser
D_i Innendurchmesser
d Wälzkörperdurchmesser
z Anzahl der Wälzkörper
ϕ Berührungswinkel
f_n Wellendrehfrequenz (Hz) bzw. Relativdrehzahl zwischen dem inneren und äußeren Laufring

Abb. 1.19: Wälzlagerkenngrößen für die analytische Berechnung der Wälzlagerschadensfrequenzen (aus [27])

[2]**BPFO** - **B**all **P**ass **F**requency of **O**uter ring
[3]**BPFI** - **B**all **P**ass **F**requency of **I**nner ring
[4]**FTF** - **F**undamental **T**rain **F**requency
[5]**BSF** - **B**all **S**pin **F**requency

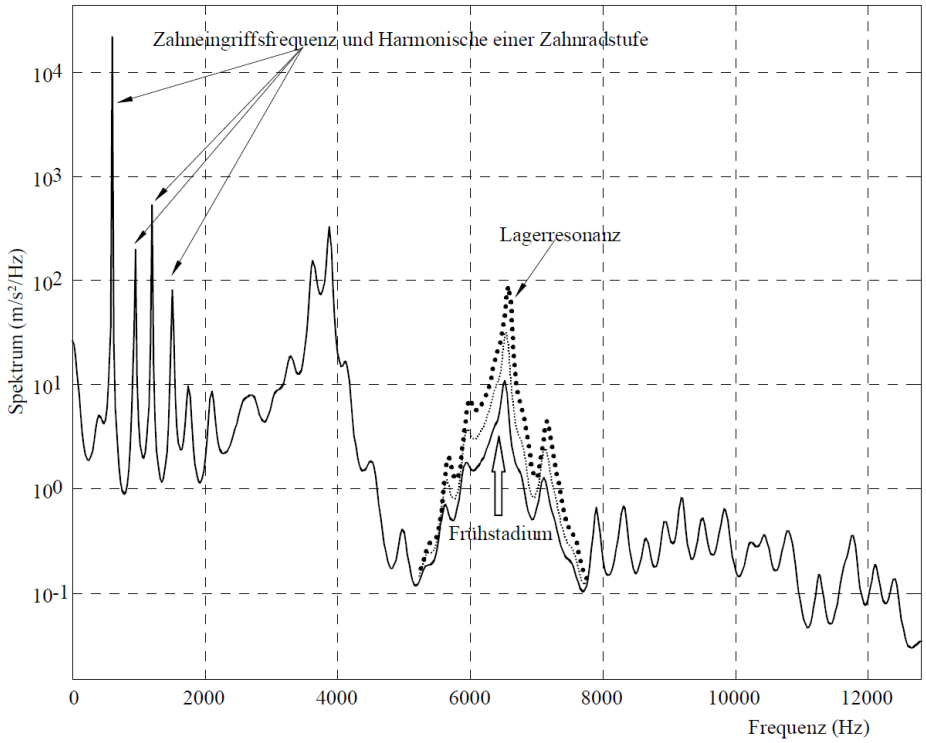


Abb. 1.20: Das Frequenzspektrum zeigt den Anstieg der Amplitude einer Lagerresonanz aufgrund eines Lagerschadens. Die Lagerüberrollfrequenz wird nicht detektiert (aus [27]).

Durch einen Wälzlagerdefekt werden dabei speziell bei Schadensbeginn Stöße erzeugt, die umliegende Komponenten zu Schwingungen mit deren Eigenfrequenzen anregen. Dies zeigt sich durch den Amplitudenanstieg bei den hohen Lagerresonanzfrequenzen. Es kommt somit zu einer Amplitudenmodulation, wobei die niedrige Wälzlagerschadensfrequenz auf die hohen Frequenzen (Lagereigenfrequenzen) moduliert werden [27], siehe Abbildung 1.21.

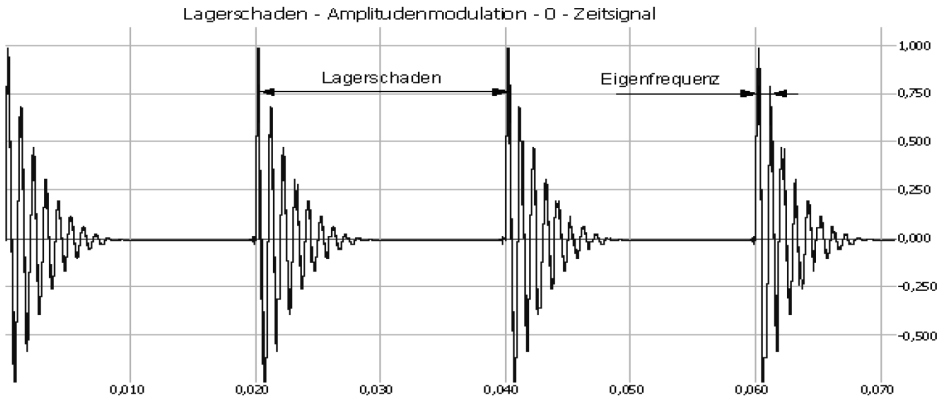


Abb. 1.21: Zeitsignal eines amplitudenmodulierten Signales (aus [24])

Durchwandert der Fehler zusätzlich noch Zonen unterschiedlicher Belastungen, wie z.B. der Innenring (bei einer Lageranordnung mit bewegtem Innenring) dann wird die gesamte Impulsfolge zusätzlich noch amplitudenmoduliert, siehe Abbildung 1.22

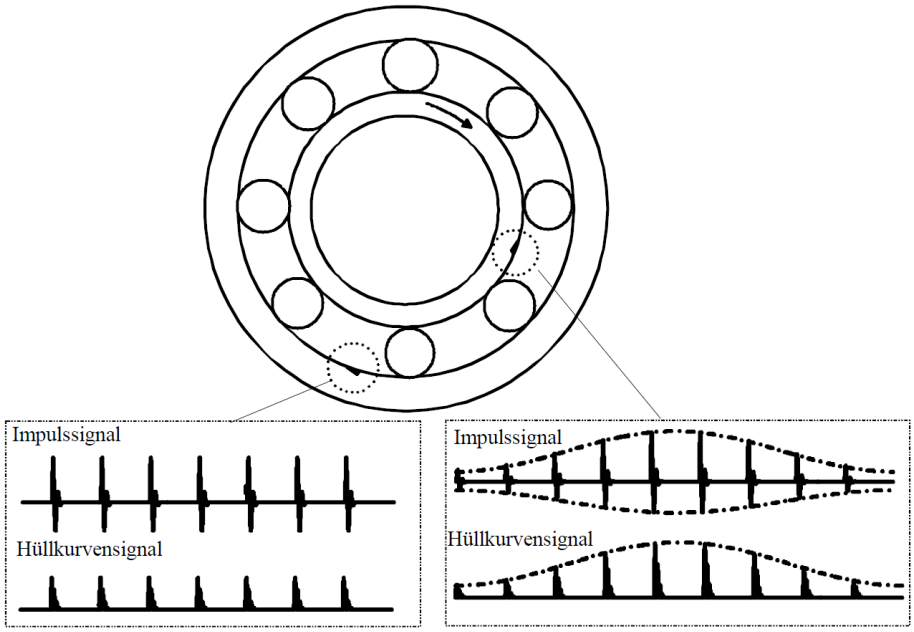


Abb. 1.22: Ausgeprägte Wälzlager-Einzelfehler mit Impulssignal und Hüllkurvensignal. Bei beiden Signalen handelt es sich um Zeitsignale (aus [27])

Zur Detektion der Wälzlagerüberrollfrequenzen muss eine Demodulation der niederfrequenten Signalanteile (Überrollfrequenzen) von den hochfrequenten Signalanteilen (Resonanzfrequenzen) vorgenommen werden. Hierfür wird die Hüllkurvenanalyse angewandt.

Die Abbildung 1.23 zeigt, wie sich das Frequenzspektrum von einem Hüllkurvenspektrum unterscheidet. Während im Frequenzspektrum praktisch nur die angeregte Resonanzfrequenz erkennbar ist, ist die Stoßwiederholfrequenz selbst nicht detektierbar. Im Hüllkurvenspektrum zeigt sich hingegen nur noch die zur Detektion gewünschte Stoßwiederholfrequenz und deren Harmonische [35].
Beim Hüllkurvenspektrum wird zum Unterschied zum Frequenzspektrum zunächst die Hüllkurve über den Signalverlauf gelegt, siehe Abbildung 1.23. Anschließend wird vom Hüllkurvensignal das Hüllkurvenspektrum gebildet. Transiente Signale lassen sich praktisch nur im Hüllkurvenspektrum detektieren.

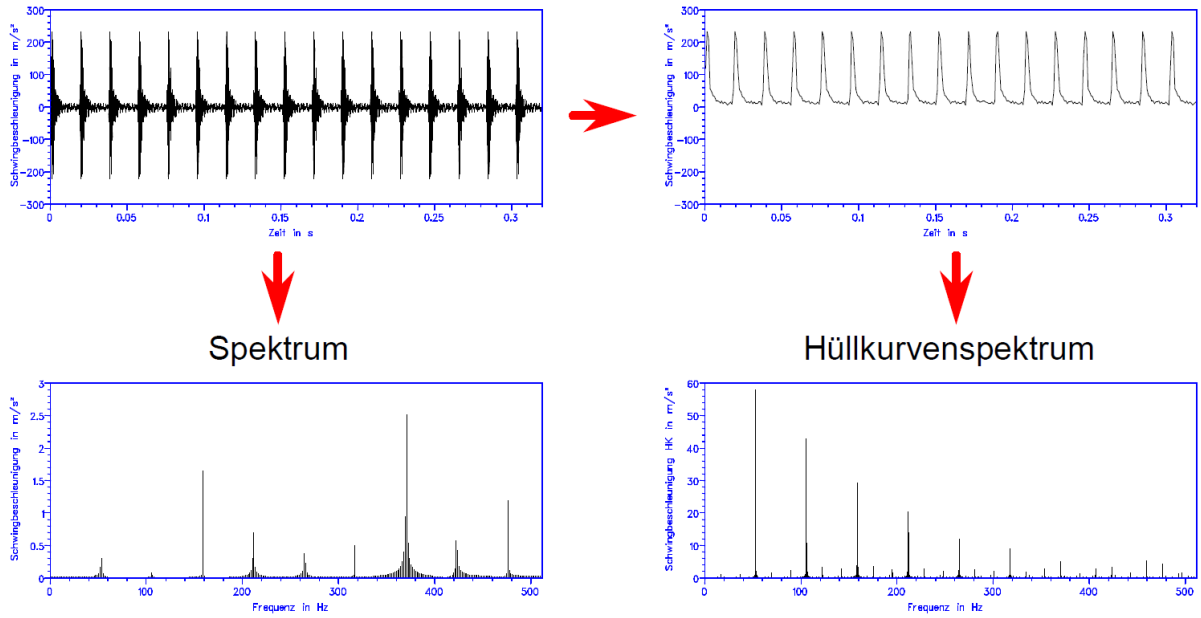


Abb. 1.23: Vergleich der Frequenzanalyse mit der Hüllkurvenanalyse (aus [35])

1.3.3.1 Bildung des Hüllkurvenspektrums

Die Bildung des Hüllkurvenspektrums kann auf zwei Arten erfolgen. Einerseits über eine Gleichrichtung und anschließende Tiefpassfilterung oder mittels der Hilbertransformation [16]. Die Abbildung 1.24 zeigt die notwendigen Schritte für die Bildung des Hüllkurvenspektrums. Beim entwickelten Zustandsüberwachungssystem wurden die Hüllkurven mittels Hilberttransformation berechnet. Diese weist zwar einen höheren Rechenaufwand auf, ermöglicht aber eine frühere Schadensdetektion als sie mit einer Hüllkurvenbildung mittels Gleichrichtung und Tiefpassfilterung möglich wäre [5]. Um die Aussagekraft und Erkennbarkeit von Schädigungen zu erhöhen, wird noch vor der Hüllkurvenbildung eine

Filterung von Störsignalen durchgeführt. Je besser die Wahl der Filterparameter ist, desto besser ist auch die Detektionsmöglichkeit von etwaigen Schädigungsmerkmalen. Ohne ausreichende Filterung dieser Störsignale können Schadensmerkmale komplett überlagert werden, wodurch diese nicht mehr detektiert werden können.

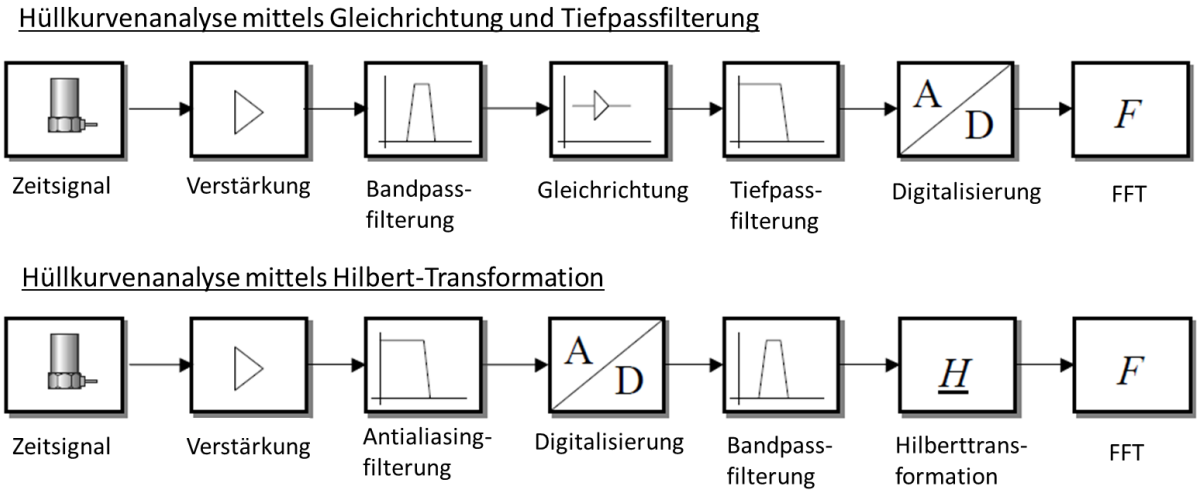


Abb. 1.24: Schritte der Hüllkurvenanalyse (nach [16])

1.3.3.2 Auswahl der Filterparameter

Das für die Hüllkurve nutzbare Signal sollte in einem Frequenzbereich oberhalb der höchsten sinusförmigen Anregung liegen. Diese Anregung erfolgt in Getrieben zumeist mit der Zahneingriffsfrequenz der schnellsten Getriebestufe. Sie könnte amplitudenschwache Signale überlagern. Als Grenzfrequenz der Hochpassfilterung empfiehlt sich daher für die Zustandsüberwachung des Antriebsstranges von Windkraftanlagen eine Frequenz von 2 kHz ([3], [24]). Dies entspricht in etwa dem Dreifachen der höchsten Zahneingriffsfrequenz. In dieser Arbeit wird gezeigt, dass diese einfache Filterung oft für eine frühzeitige Schadensdetektion nicht ausreicht, wie im Abschnitt 2.2.3.1 noch näher dargestellt wird. Auch in der Literatur wird mittels unterschiedlichster Ansätze versucht die Filterparameter so zu optimieren, dass Schädigungsmerkmale erkennbar werden. Ein sehr moderner Ansatz ist die Auswahl der Filterparameter mittels eines Kurtogramms ([36], [13], [33] und [18]). Das Kurtogram wird derart gebildet, dass zunächst das gemessene Beschleunigungssignal mittels einer Wavelet-Zerlegung in Teilsignale zerlegt wird, siehe schematisch Abbildung 1.25. Von all diesen Teilsignalen wird im nächsten Schritt die Kurtosis berechnet. Im Anschluss wird mittels der erhaltenen Kurtosis-Werte das Kurtogram erstellt, siehe Ab-

bildung 1.26. Die Hüllkurve wird nun von jenem Teilsignal gebildet, bei welchem der Kurtosis-Wert am größten war, in der Abbildung 1.26 durch einen Kreis markiert. Dies ist nämlich jenes Teilsignal in dem Resonanzschwingungen von umliegenden Komponenten, welche durch Stöße, wie sie bei einem typischen Wälzlagerschaden auftreten, angeregt werden. Problematisch zeigt sich dies, wenn mehrere periodische Stoßsignale auftreten. Im Abschnitt 2.2.2 wird gezeigt, dass die angeflanschte Getriebeölpumpe auch ohne Beschädigung starke periodische Stoßimpulse erzeugt. Durch die Auswahl der Filterparameter nur mittels der größten Kurtosiswerte wird in den meisten Fällen die Frequenz der periodischen Stoßimpulse aufgrund der Getriebeölpumpe im Hüllkurvenspektrum optimiert dargestellt, während eventuell vorhandene schwächere Schadensmerkmale dadurch nicht optimiert dargestellt werden. Mit diesem Ansatz erfolgt also eine Optimierung auf die energiereichsten Stoßeinbringungen.

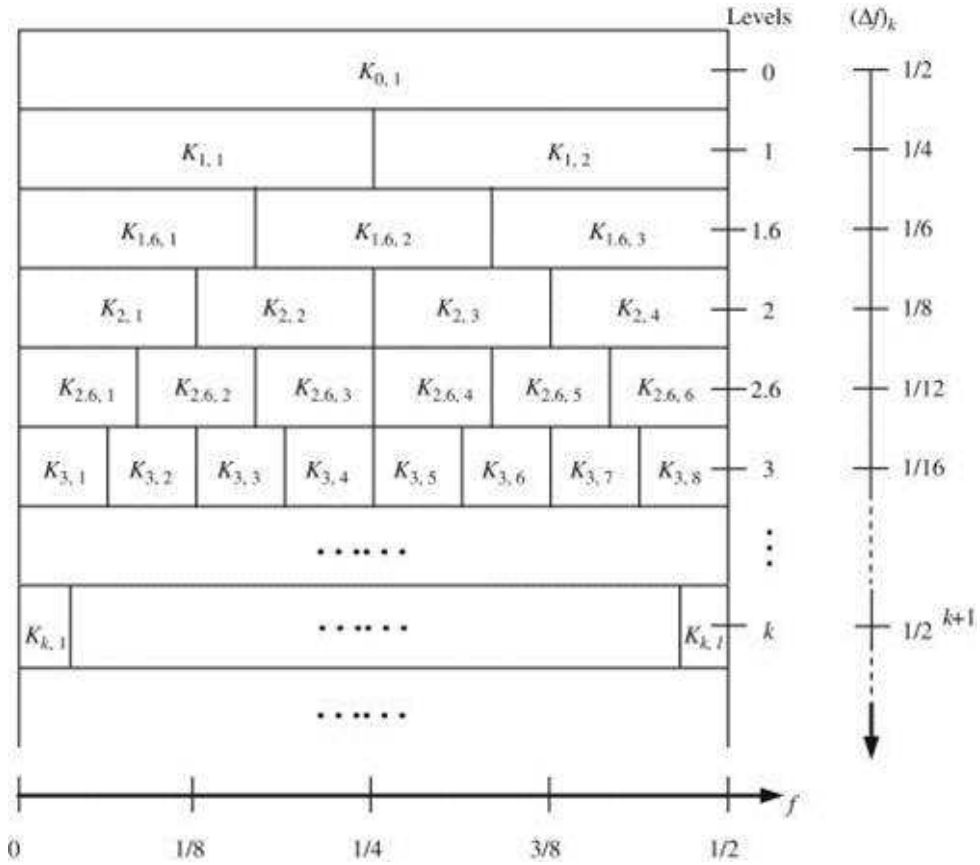


Abb. 1.25: Wavelet-Zerlegung für die Bildung des Kurtogramms (aus [36])

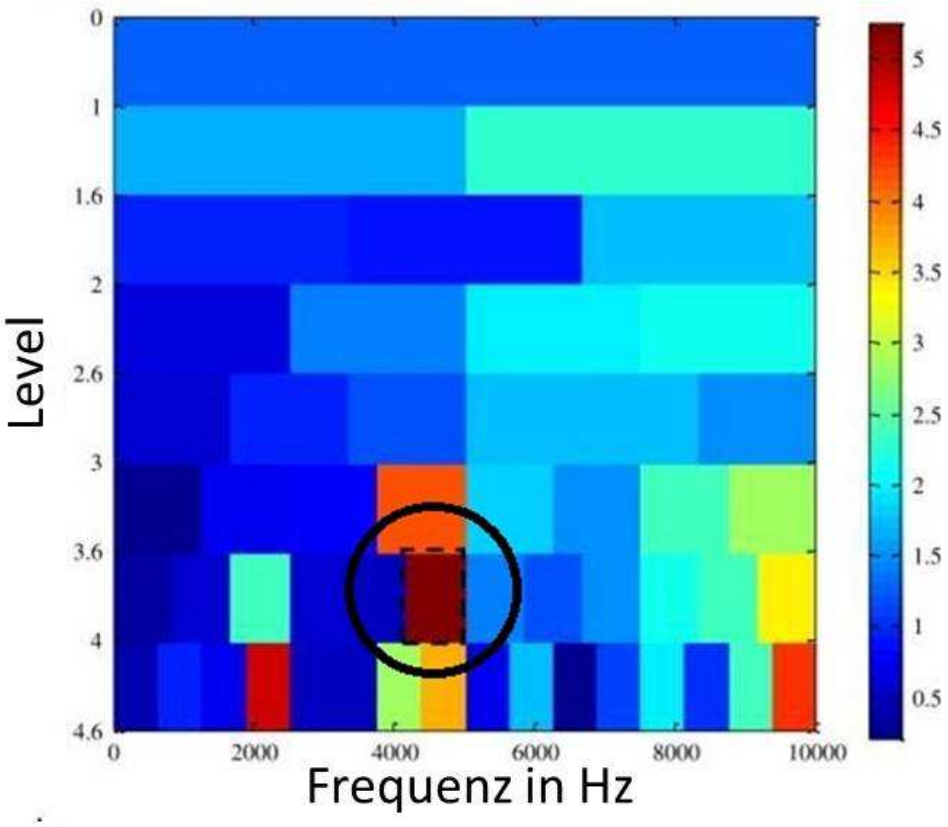


Abb. 1.26: Kurtogram (nach [36])

1.3.4 Fehlerdetektion im Cepstrum

Bei vielen Schäden, wie z.B. bei Lager- und Zahnradschäden treten im Frequenzspektrum meist Seitenbandsignale oder Harmonische auf. Die Cepstrumanalyse identifiziert diese Familien von Seitenbandsignalen aber auch Harmonische im Spektrum. Je mehr Seitenbandfamilien oder Harmonische auftreten, bzw. je größer deren Amplituden sind, umso größer ist auch der im Cepstrum zugehörige Wert. Da die Cempstrumanalyse relativ unempfindlich gegen Änderungen der Maschinenlast ist, wird sie häufig für eine Trendbeobachtung eingesetzt [12]. Das Cepstrum $C(\tau)$ ist allgemein definiert als die inverse Fouriertransformation eines logarithmierten Frequenzspektrums.

$$C(\tau) = F^{-1}(\log F(x(t))) \tag{1.5}$$

Aus dieser Umkehrung resultieren auch die Bezeichnungen:

Spektrum	Cepstrum
Frequenz	Quefrenz
Phase	Saphe
Harmonische	Rahmonische
Filter	Lifter
Tiefpassfilter	Kurzzeitlifter
Hochpassfilter	Langzeitlifter

Periodizitäten im Zeitsignal zeigen sich im Frequenzspektrum durch Harmonische, siehe Abbildung 1.27 oben. Seitenbandfamilien im Frequenzspektrum zeigen sich im Cepstrum durch Rahmonische, siehe Abbildung 1.27 unten [34]. Die Abszisse des Cepstrums ist dabei wiederum eine Zeitachse.

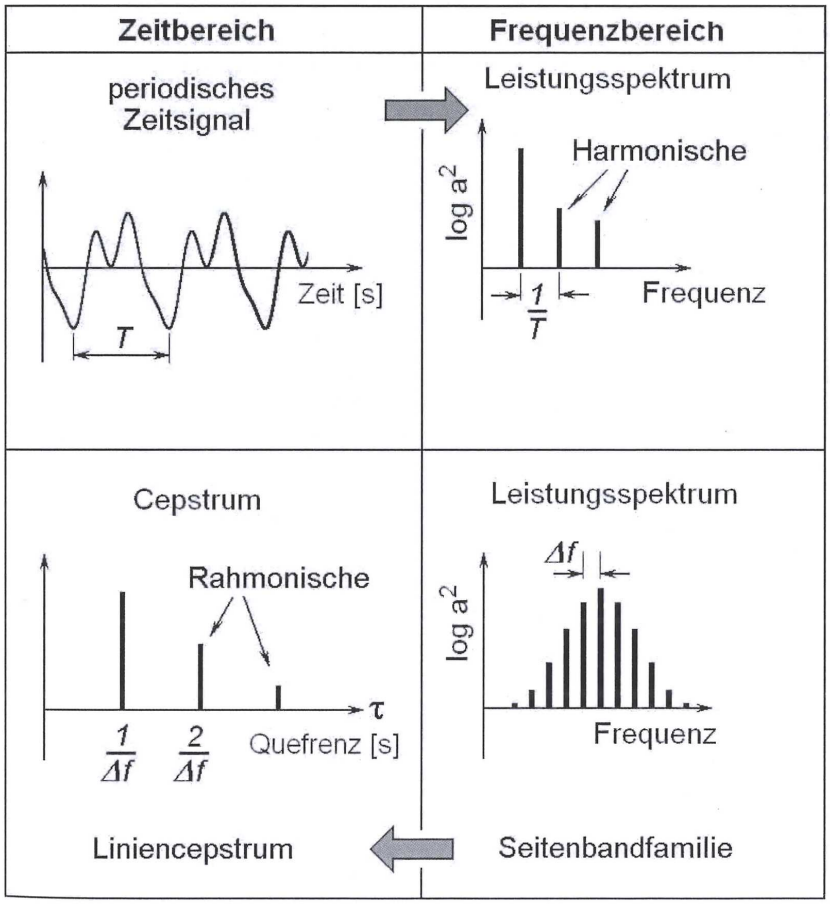
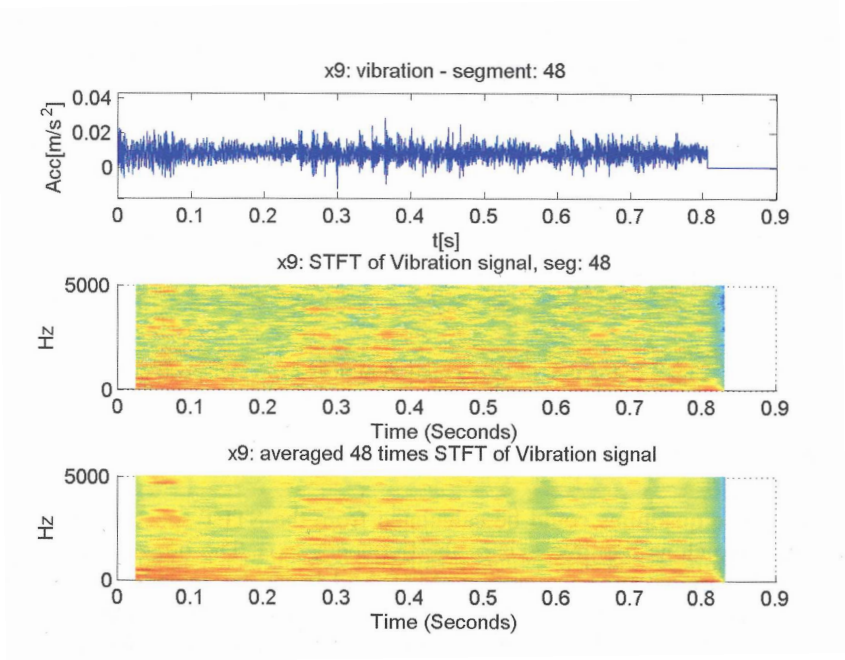


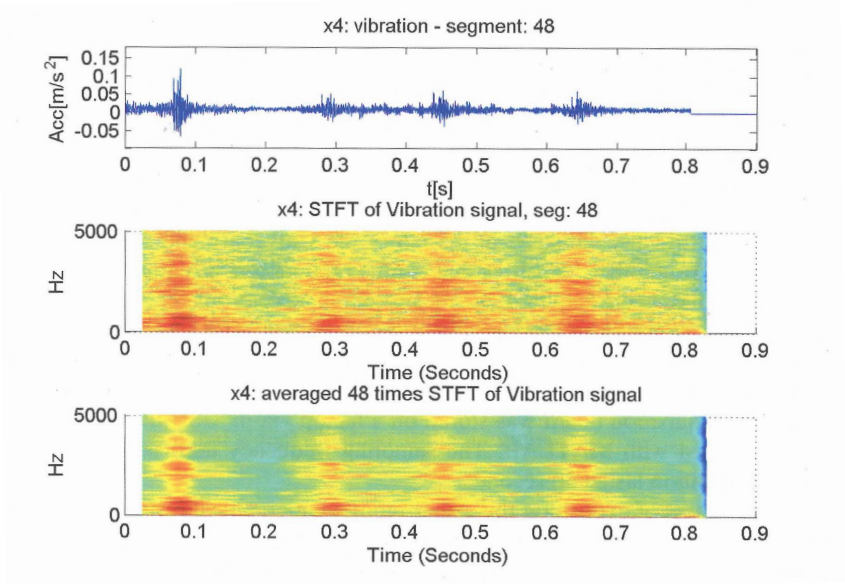
Abb. 1.27: Vergleich vom Cepstrum mit Frequenzspektrum (aus [34])

1.3.5 Zeit-Frequenz-Analyse

Analysen mittels der Fourier-Transformation haben den Nachteil, dass bei der Transformation die Zeitinformationen verloren gehen, sodass es unmöglich ist zu bestimmen, wann ein bestimmtes Ereignis eintrat [25]. Bei stationären Signalen ist dies nicht ausschlaggebend. In Windkraftanlagen sind aber fast alle Signale instationär.
Durch die Zeit-Frequenz-Analysen werden Spektrogramme erzeugt, die nicht nur zeigen, welche Frequenzen aufgetreten sind, sondern zusätzlich auch noch darstellen zu welchem Zeitpunkt diese auftraten [29]. Die Abbildung 1.28a zeigt ein Beschleunigungssignal einer unbeschädigten Maschine und die resultierenden Spektrogramme (gemittelt und ungemittelt) dieses Beschleunigungssignales. Die Abbildung 1.28b zeigt ein Beschleunigungssignal einer Maschine mit einem Wälzlagerschaden und die zugehörigen Spektrogramme ermittelt über STFT (Short Time Fourier Transformation). In der Abbildung 1.28b zeigen sich in regelmäßigen Abständen hohe Amplituden über einen großen Frequenzbereich. Dies tritt typischerweise bei einem Wälzlagerschaden auf, da durch auftretende Stöße umliegende Bauteile zu Schwingungen mit deren Resonanzfrequenz angeregt werden. Wird nicht eine Zeit-Frequenz-Darstellung gewählt sondern eine Frequenz-Drehwinkel-Darstellung, so kann beispielsweise bei einer Verzahnung detektiert werden, bei welchem Zahn ein Fehler auftritt [30]. Die Abbildung 1.29 zeigt diese Darstellung bei einem Beschleunigungssignal eines Stufengetriebes.



(a) Beschleunigungssignal und Spektrogramme ohne Schaden



(b) Beschleunigungssignal und Spektrogramme bei einem Wälzlagerschaden

Abb. 1.28: Beschleunigungssignale und Spektrogramme mit und ohne einer Beschädigung (aus [29]). Beschleunigungssignal (Position jeweils oben), Spektrogramm (Position jeweils mittig) und gemitteltes Spektrogramm (Position jeweils unten).

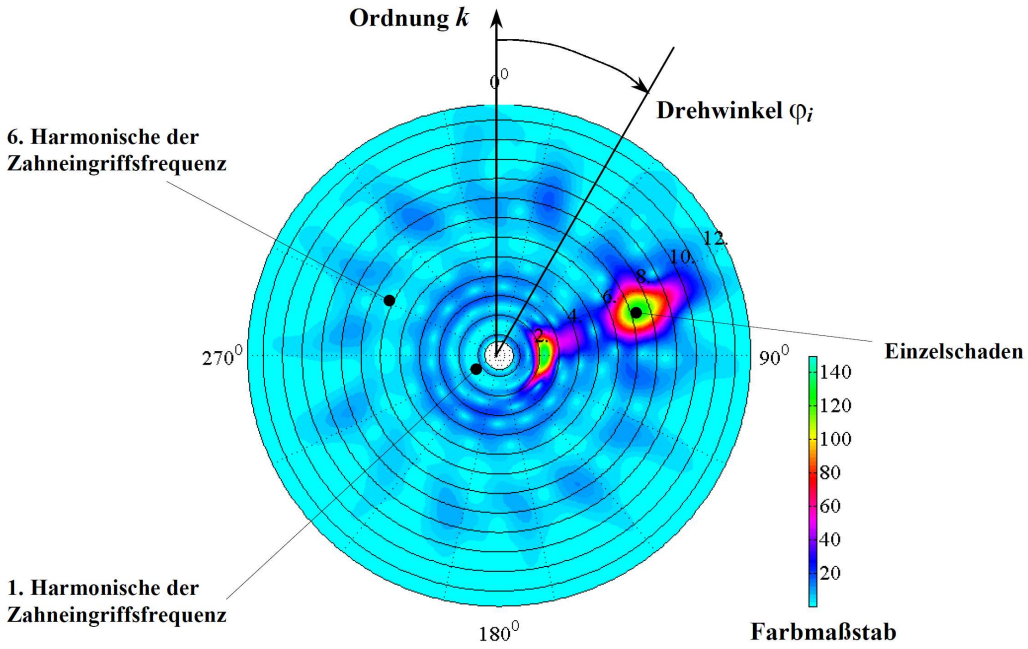


Abb. 1.29: Kurzzeit-Fouriertransformation in Spektrogrammdarstellung mit der Frequenz über den Drehwinkel (aus [30])

Im Folgenden sollen einige Analysetechniken vorgestellt werden, mit denen solche Spektrogramme bestimmt werden können.

1.3.5.1 Kurzzeit-Fouriertransformation (STFT)

Mittels STFT wird das Messsignal zunächst in kleine Signalabschnitte aufgeteilt bzw. ein gleitendes Fenster mit einer definierten Breite kontinuierlich über das Zeitsignal bewegt [25]. Von jedem Teilsignal wird das Frequenzspektrum ermittelt, siehe Abbildung 1.30. Durch die Frequenzbreite des Fensters ist die Genauigkeit begrenzt. Bei breiten Fenstern ist die zeitliche Lokalisierung schlecht, bei schmalen die Frequenzauflösung [25], siehe Abbildung 1.30. Die feste Fensterbreite weist einen großen Nachteil auf. Im Allgemeinen ist eine feine Frequenzauflösung bei niederfrequenten Signalen und eine hohe zeitliche Lokalisierung bei hochfrequenten Signalen erwünscht. Dies wird durch eine Wavelet-Transformation erreicht.

Abb. 1.30: Kurzzeit-Fouriertransformation (aus [7])

1.3.5.2 Wavelet-Transformation

Die Abbildung 1.31 zeigt den Vergleich der Zerlegung des Messsignals. Bei der Wavelet-Analyse zeigt sich bei niedrigen Frequenzen (entspricht niedrigen Scale-Werten) eine hohe Dichte der Zerlegung. Bei höheren Frequenzen (hohe Scale-Werte) zeigt sich eine niedrige Dichte der Signalzerlegung.

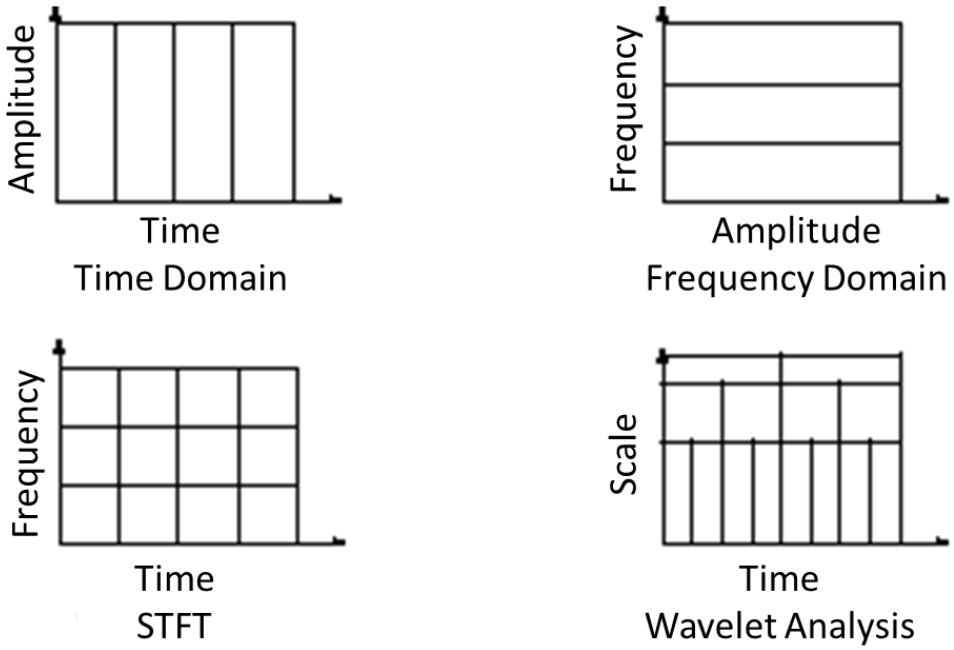


Abb. 1.31: Darstellungsvergleich für das Zeitsignal, das Frequenzspektrum, die Kurzzeit-Fouriertransformation (STFT) und die Wavelet-Transformation (aus [7])

Anstelle einer gleichmäßigen Aufteilung der Frequenzachse ergibt sich bei der Waveletanalyse eine logarithmisch gleiche Einteilung [20], siehe Abbildung 1.32.

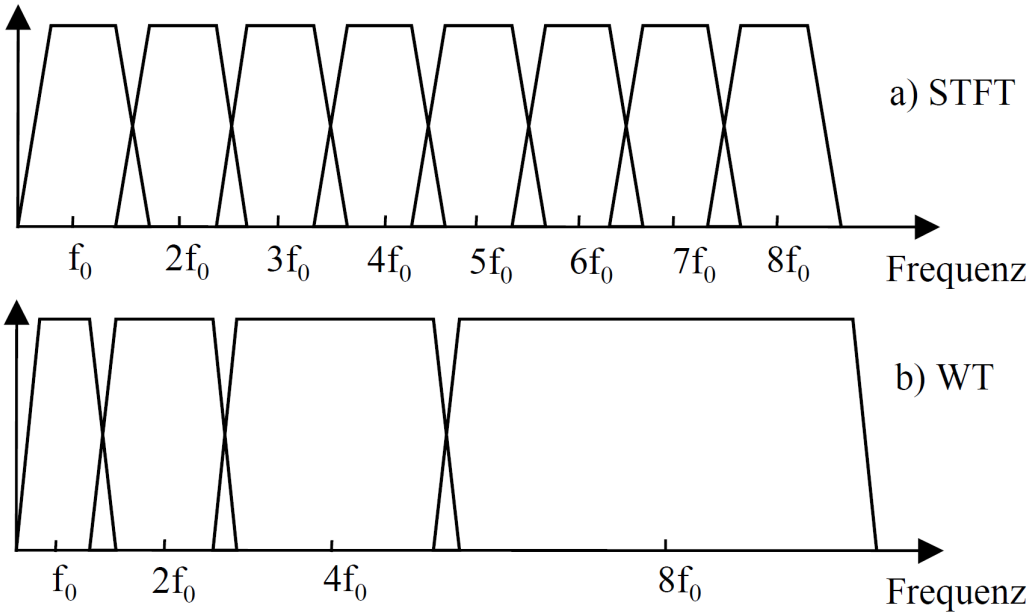


Abb. 1.32: Vergleich der Frequenzachsen, a) STFT und b) mit der Wavelet-Transformation (aus [20])

Die Wavelet-Transformation selbst ist definiert durch

$$WT_x(t,a,\psi) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)\psi(\frac{\tau - t}{a})d\tau. \tag{1.6}$$

Sie kann als Korrelation des Signals mit einer Familie von Fensterfunktionen, sogenannten Wavelets $\psi_{t,a}(\tau)$ gesehen werden, die aus einem Basis-Wavelet ψ durch Skalierung mit dem Skalen-Parameter a und Verschiebung mit t in Zeitrichtung entsteht [38]. Für kleine a-Werte erhält man ein schmales Wavelet und somit ein schmales Zeitfenster und eine gute Zeitauflösung. Große a-Werte verbreitern das Wavelet, was einem breiten Zeitfenster und somit einer guten Frequenzauflösung entspricht [21]. Mit dem Lageparameter t wird das Wavelet zeitlich geschoben, siehe Abbildung 1.33. Der große Vorteil von Wavelets gegebenüber der Fouriertransformation liegt darin, dass sie nur in einem definierten Zeitfenster auftreten und danach abklingen [32].

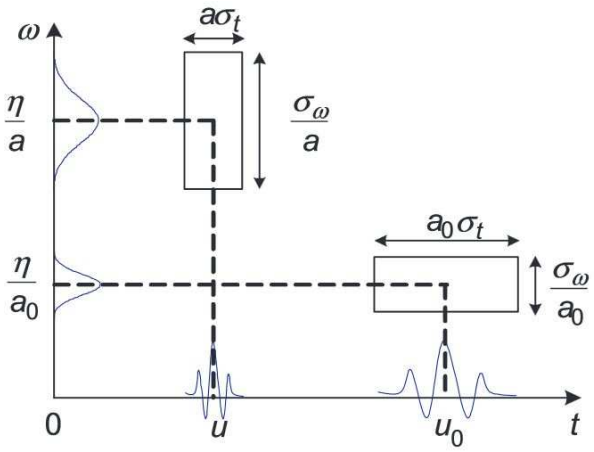


Abb. 1.33: Positionierung im Scalogramm aufgrund des Skalen-Parameters a und der Zeit t (aus [26]).

In dieser Arbeit werden Wavelets speziell für die Signalzerlegung mittels Filterbank eingesetzt. Mittels einer Wavelet-Filterbank wird das Zeitsignal in einen Tiefpasskanal L (Approximationssignal) und einen Bandpasskanal H (Detailsignal) mit halber Abtastfrequenz aufgespalten. Meist wird für eine weitere Signalbetrachtung der Tiefpasskanal L weiter aufgespalten in LH und LL. Dies ermöglicht eine effiziente Signaltrennung von kurzfristigen hochfrequenten Signalanteilen, wie sie bei Stößen auftreten und von niederfrequenten Signalanteilen [31]. Dieser Vorgang lässt sich beliebig wiederholen. In dieser Arbeit wird eine Wavelet-Paket-Transformation durchgeführt, bei der noch zusätzlich der Bandpasskanal H zerlegt wird, siehe Abbildung 1.34.

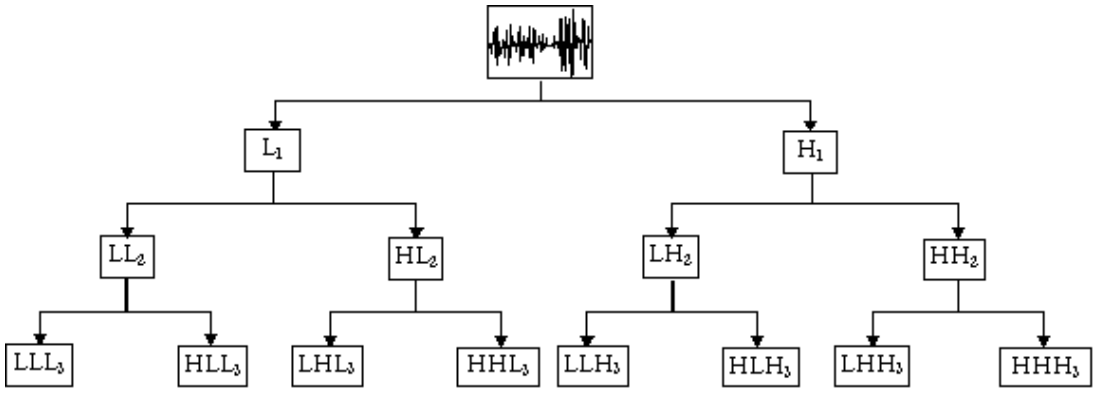


Abb. 1.34: Aufbau einer Filterbank mittels diskreter Wavelets (aus [8]).

Kapitel 2

Einschränkungen einer hochsensitiven Zustandsüberwachung durch Standardanalysen

In diesem Kapitel werden die im Zuge dieser Dissertation gewonnen Erkenntnisse dargestellt, die sich aus den Post-Analysen von bekannten Schadensfällen der Windkraftanlagen des Projektpartners Windkraft Simonsfeld AG ergeben haben. Die Windkraftanlagen wiesen alle eine Nennleistung von 2 MW auf. Das Getriebe ist aus einer direkt vom Rotor angetriebenen Planetenstufe und zwei Stirnradstufen aufgebaut. Die Abbildung 2.1 zeigt schematisch den Antriebsstrang mit der applizierten Sensorik, bestehend aus einem Tachosensor und acht Beschleunigungssensoren (LAG-1, LAG-2, GET-3, GET-4, GET-5, GET-6, GEN-7 und GEN-8).
Ausgehend von den erarbeiteten Erkenntnissen aus diesem Kapitel wurden speziell für die Zustandsüberwachung von Windkraftanlagen optimierte Analysen entwickelt, welche im Kapitel 3 näher erläutert werden. Eine Optimierung und Weiterentwicklung der üblicherweise verwendeten Signalauswertung ist notwendig, da eine sichere und sensitive Zustandsüberwachung des Antriebsstrangs von Windkraftanlagen typischerweise deutlich mehr Schwierigkeiten bereitet, als die Überwachung anderer technischer Großanlagen. Windkraftanlagen weisen aufgrund ihres Betriebsverhaltens folgende, die Zustandsüberwachung erschwerende, Eigenschaften auf:

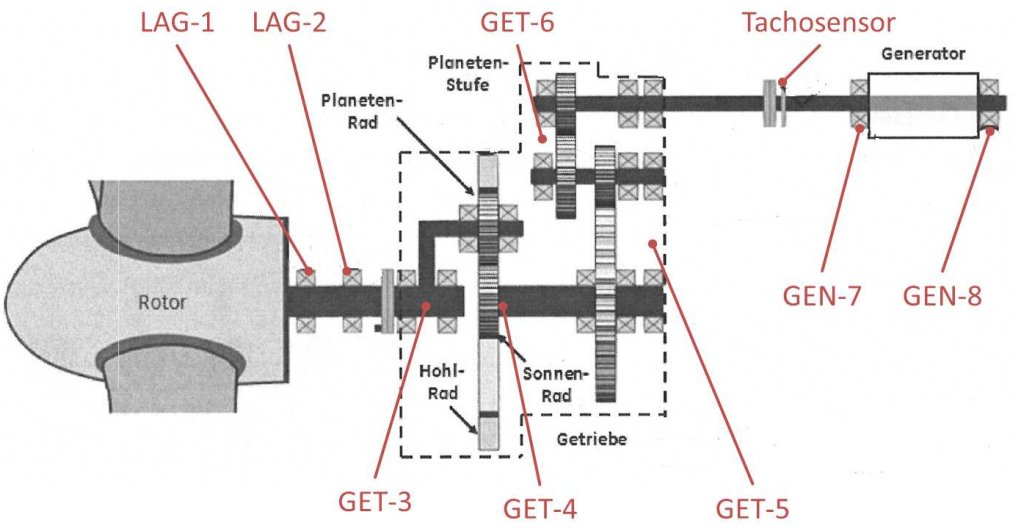


Abb. 2.1: Schematische Darstellung des Leistungsstranges (nach [17]) mit der applizierten Sensorik

Starke zeitliche Betriebsparameterschwankungen Aufgrund von sich stark ändernden Windverhältnissen, wie z.B. kurzzeitige Böen während der Messdatenaufnahme, kommt es zu starken zeitlichen Betriebsparameterschwankungen. Weiters arbeiten moderne Windkraftanlagen mit doppeltgespeisten Asynchrongeneratoren, welche in einem weiten Drehzahlfeld arbeiten, z.B. das System Optispeed von Vestas [9], mit dem die Anlage im Bereich von $-30\,\%$ bis $+40\,\%$ Schlupf betrieben werden kann.

Langsam rotierende Getriebeeingangsseite Aufgrund ihres technischen Aufbaus und ihrer Arbeitsweise weisen Windkraftanlagen auf der Getriebeeingangsseite niedrige Drehzahlen ($\sim 15\,^{\mathrm{U}}/_{\mathrm{min}}$) auf. Dadurch werden lange Messzeiten benötigt, da die geringe Drehzahl auch geringe niederfrequente Wiederholungsperioden von Schadensmerkmalen bewirkt. Die Überrollfrequenz der Käfigwälzlagerfrequenz des Hauptlagers liegt beispielsweise nur bei $0{,}1\,\mathrm{Hz}$.

Große langsam drehende Planetengetriebe Um eine möglichst kleine Getriebebauform zu erreichen wird aufgrund der hohen Momentenbelastung die erste Getriebestufe meist als Planetengetriebe ausgeführt. Dadurch ergeben sich große langsam umlaufende Planeten. Weiters ist der Übertragungsweg der Schwingungen gegenüber einer Stirnradstufe stark eingeschränkt, wodurch eine Zustandsüberwachung, speziell der umlaufenden Planetenräder, deutlich erschwert wird.

Stoßartige Einbringungen durch Maschinenkomponenten Durch Maschinenkomponenten, die Stoßimpulse generieren, können durch Modulationseffekte und angeregte Resonanzen Schadensmerkmale komplett überlagert werden, wodurch eine Zustandsüberwachung erschwert und teilweise nicht mehr sinnvoll durchführbar ist.

2.1 Zeitliche Betriebsparameterschwankungen während der Messsignalaufnahme

Aufgrund unterschiedlicher Windverhältnisse während der Messsignalerfassung weist der Antriebsstrang starke Leistungs- und Drehzahlschwankungen auf. Dadurch können Analyseergebnisse von Messdaten verschiedener Aufnahmezeitpunkte nur erschwert miteinander verglichen werden. Zusätzlich wird die Analyse der Frequenzspektren erschwert, da die einzelnen Signalanteile durch die Drehzahlschwankungen verschmiert dargestellt werden.

2.1.1 Leistungsschwankungen während der Messdatenaufnahme

Leistungsschwankungen während der Messaufnahme haben im Vergleich zu Drehzahlschwankungen nur einen geringeren Einfluss auf die Qualität der Schwingungsanalyse. Jedoch sollten während der Messdatenerfassung möglichst geringe Leistungsschwankungen auftreten, da dadurch die gesamte Anlage mit relativ konstanten Parametern betrieben wird.

2.1.2 Drehzahlschwankungen während der Messdatenaufnahme

Selbst in den üblicherweise drehzahlgeregelten Windkraftanlagen kommt es zu verhältnismäßig großen Drehzahlschwankungen, während der kurzen Messsignalaufnahme. Die Abbildung 2.2 zeigt einen typischen Drehzahlverlauf der Generatorwelle während der Messdatenaufnahme am Antriebsstrang einer Windkraftanlage. Die Drehzahlschwankungen der Generatorwelle während der Messzeit von etwa 22 Sekunden betragen fast 85 $^{\mathrm{U}}/_{\mathrm{min}}$. Prozentual auf die mittlere Generatordrehzahl bezogen ergibt das Schwankungen von mehr als $\pm 2{,}5\,\%$.

Genau um diesen Betrag werden drehzahlabhängige Signalanteile, in einem Getriebe beispielsweise Zahneingriffsfrequenzen und ihre Seitenbandsignale, im Spektrum nicht schmalbandig sondern über einen entsprechend großen Frequenzbereich „verschmiert“ dargestellt. Schädigungsmerkmale können dadurch im Spektrum oft nicht mehr erkannt bzw.

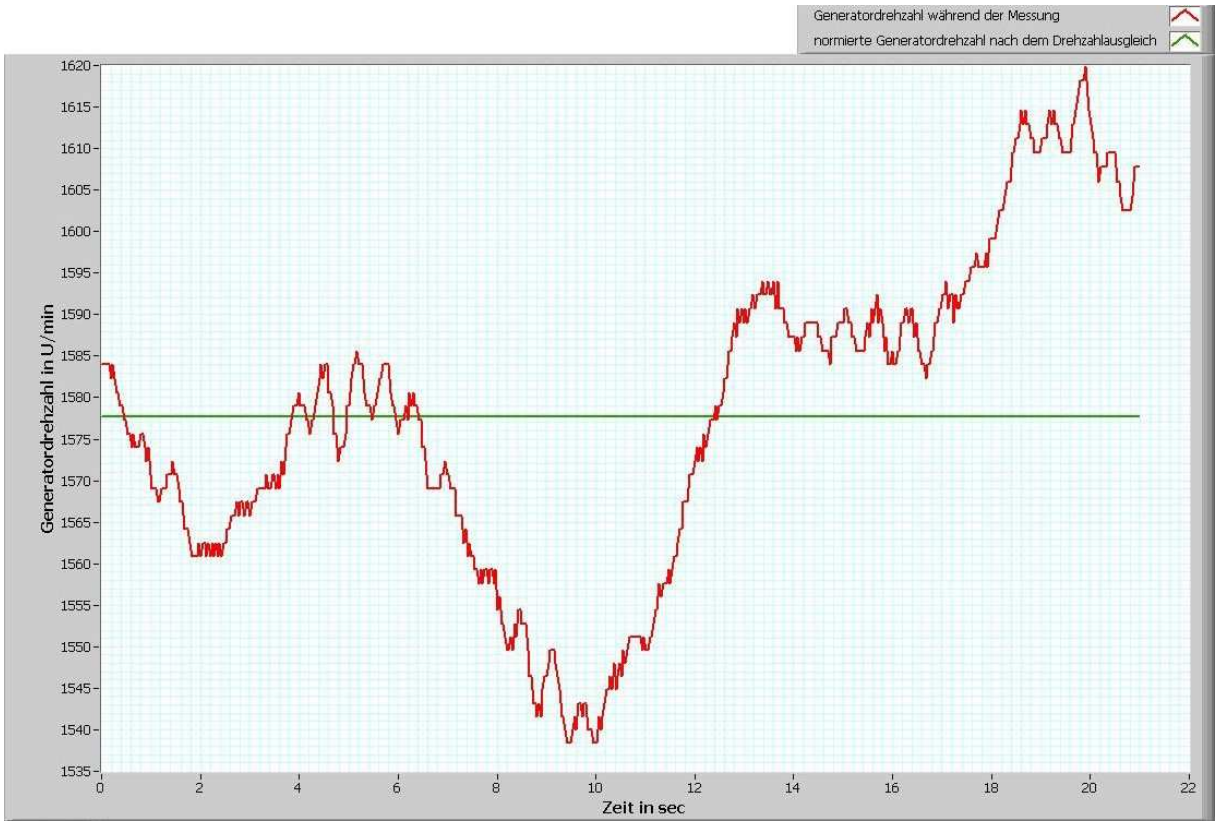


Abb. 2.2: Drehzahlverlauf der Generatordrehzahl während einer Messdauer von 20 Sekunden

zugeordnet werden. Je länger die Messzeit desto wahrscheinlicher treten größere Drehzahlschwankungen auf. Durch kürzere Messzeiten wird diese Problematik aber nur bedingt gelöst, da sich dadurch eine schlechtere Frequenzauflösung ergibt. Diese ist aber für eine genaue Schadenszuordnung, speziell bei komplexen Anlagen wie bei Windkraftgetrieben, aufgrund der Vielzahl von Bauteilen und der daraus resultierenden großen Anzahl von maßgebenden Signalkomponenten notwendig. Die Messzeit sollte deshalb nicht nur wenige Sekunden betragen sondern im Minutenbereich angestrebt werden.
Statt einer Reduktion der Messzeit und der damit verbundenen schlechteren Frequenzauflösung sollten die Drehzahlschwankungen während der Analyse berücksichtigt werden. Nach dem Stand der Technik gibt es hierfür einige Möglichkeiten, wie z.B. ein Resampling, welche in Abschnitt 1.3.2.2.3 beschrieben wurden. Dadurch lassen sich jedoch nur jene Seitenbandsignale richtig darstellen, bei denen sowohl das Trägersignal (beispielsweise die Zahneingriffsfrequenz) als auch die Seitenbandabstände der aufmodulierten Seitenbandsignale (beispielsweise die zum Zahneingriff zugehörigen Wellendrehfrequenzen)

drehzahlabhängig sind. Neben dieser Konstellation lassen sich die Auswirkungen der Drehzahlschwankungen auf das Frequenzspektrum in folgende vier Gruppen einteilen:

- Trägersignal und Seitenbandabstand sind drehzahlunabhängig
- Trägersignal und Seitenbandabstand sind drehzahlabhängig
- Trägersignal ist drehzahlvariable und der Seitenbandabstand ist drehzahlunabhängig
- Trägersignal ist drehzahlunabhängig und der Seitenbandabstand ist drehzahlvariabel

2.1.2.1 Trägersignal und Seitenbandabstand sind drehzahlunabhängig

Dies tritt beispielsweise bei einer externen drehzahlunabhängigen Störeinwirkung auf. Die entsprechenden Signalanteile werden im Frequenzspektrum ohne Drehzahlberücksichtigung immer richtig dargestellt. Nach einer Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen würden diese jedoch verschmiert dargestellt werden.

2.1.2.2 Trägersignal und Seitenbandabstand sind drehzahlabhängig

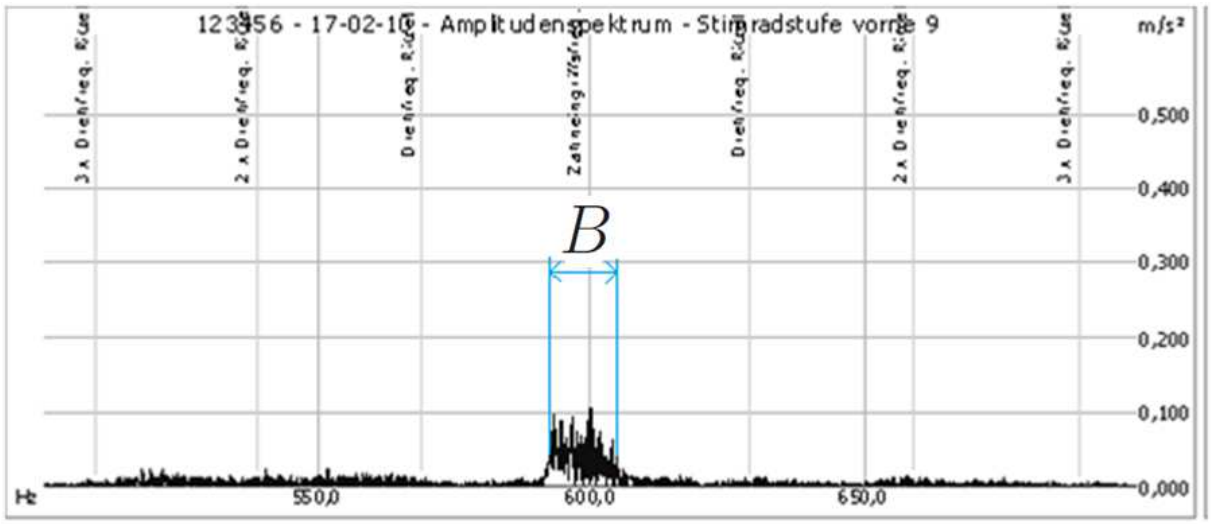
Dies tritt beispielsweise beim Zahneingriff auf. Dabei ist das Trägersignal die Zahneingriffsfrequenz selbst und der Seitenbandabstand die Drehfrequenzen der zum Zahneingriff zugehörigen Wellen, siehe Frequenzspektrum des Zahneingriffs aus Abbildung 2.3a. Nach der Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen werden sowohl das Trägersignal mit der Trägerfrequenz f_T (Zahneingriff) als auch die Seitenbandsignale mit dem Frequenzabstand Δf_S (Abstände mit den Drehfrequenzen) schmalbandig dargestellt, siehe Abbildung 2.3b. Mittels der prozentuellen Drehzahländerung $p(t)$, welche durch die aktuelle Drehzahl $n(t)$ bezogen auf die Normdrehzahl N_0 definiert wird

$$p(t) = \frac{n(t)}{N_0} \tag{2.1}$$

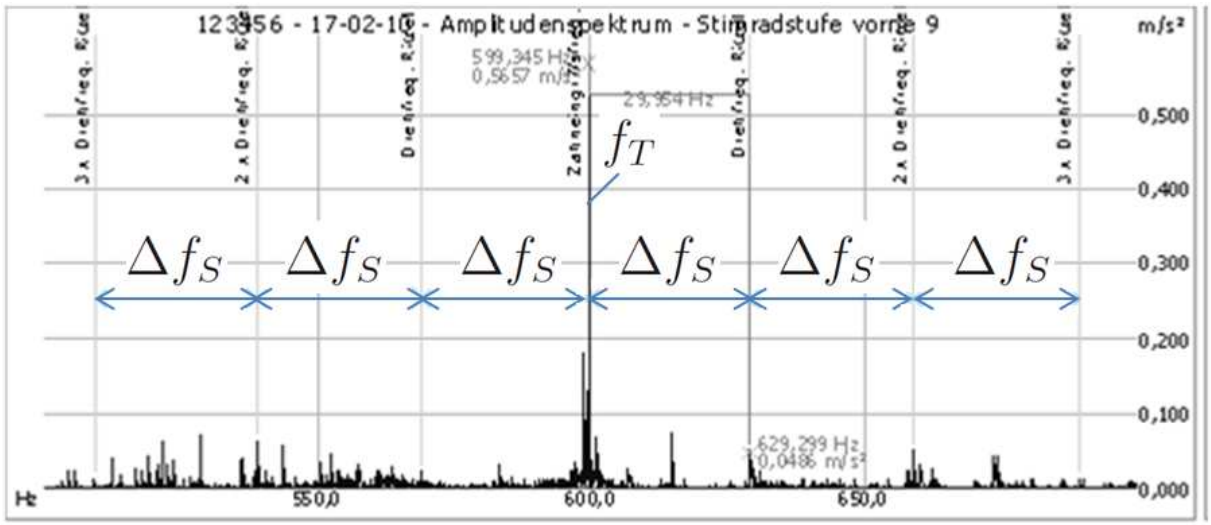
ergibt sich die Breite B der Frequenzverschmierung des ersten oberen Seitenbandsignales ohne einer Drehzahlschwankungskorrektur folgendermaßen:

$$B = |\max(\frac{f_T}{p(t)} + \frac{\Delta f_S}{p(t)}) - \min(\frac{f_T}{p(t)} + \frac{\Delta f_S}{p(t)})| \tag{2.2}$$

Um ein Verschmieren zu vermeiden, muss entweder die prozentuale Drehzahländerung $p(t)$ konstant, also von der Zeit unabhängig, sein, oder das Originalsignal zu jedem Zeitpunkt mit der prozentualen Drehzahländerung $p(t)$ transformiert (mathematisch multipliziert) werden, damit das erste obere Seitenbandsignal zu jedem Zeitpunkt den Wert $f_T + \Delta f_S$ (Trägerfrequenz plus Seitenbandabstand) aufweist.



(a) Darstellung des Zahneingriffs im Spektrum ohne Drehzahlnormierung (nach [24])



(b) Darstellung des Zahneingriffs im Spektrum mit Drehzahlnormierung (nach [24])

Abb. 2.3: Darstellung des Zahneingriffes im Spektrum mit und ohne Drehzahlnormierung. Mit der Darstellung der Frequenzbreite B, der Trägerfrequenzf_T und dem Seitenbandabstand Δf_S.

2.1.2.3 Trägersignal ist drehzahlvariabel und der Seitenbandabstand ist drehzahlunabhängig

Dieser Fall tritt beispielsweise bei der Nutpassierfrequenz beim Generator auf. Die Nutpassierfrequenz (Trägerfrequenz) ergibt sich aus der Anzahl der Nuten und der Drehfrequenz der Welle. Durch die Poländerung entstehen Rückwirkungen auf den Beschleunigungssensor. Die drehzahlunabhängigen Seitenbandsignale des induzierten Stromes haben einen Frequenzabstand von 100 Hz. Ohne Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen werden sowohl das Trägersignal als auch die Seitenbandsignale verschmiert dargestellt. Wobei die Seitenbandsignale durch die Summation von Trägerfrequenz und Seitenbandabstand verschmiert dargestellt werden, siehe Abbildung 2.4.

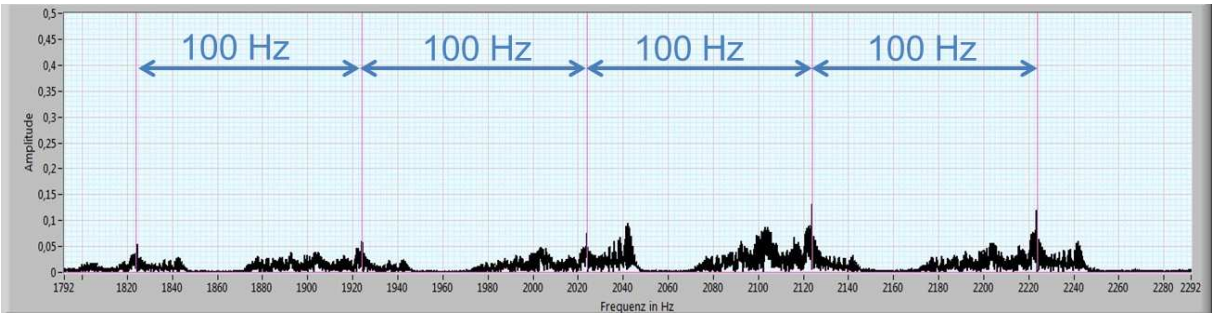


Abb. 2.4: Darstellung der Nutpassierfrequenz mit Seitenbandsignalen im Frequenzspektrum ohne Drehzahlnormierung

Nach der Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen mit Hilfe von Analyseverfahren nach dem Stand der Technik wird zwar das Trägersignal richtig dargestellt, jedoch werden dadurch die Seitenbandsignale entsprechend der berücksichtigten Drehzahlschwankungen verschmiert, siehe Abbildung 2.5. Erkennbar ist die schmalbandig dargestellte Nutpassierfrequenz (Trägersignal) bei etwa 2142 Hz. Die Seitenbandsignale mit den 100 Hz-Abstand werden jedoch nach der Drehzahlnormierung nicht schmalbandig dargestellt. Mit größer werdenden Frequenzabstand von der Trägerfrequenz nehmen die „Verschmierungen“ zu. Für die richtige Darstellung dieser Seitenbandstrukturen können keine Standarddrehzahlnormierungsverfahren verwendet werden. Im Kapitel 3.2.2, wird ein im Rahmen dieser Arbeit entwickelter Algorithmus beschrieben, mit dem bei bekannter Trägerfrequenz und bekanntem Seitenbandabstand in Bezug auf die Drehfrequenz, die Seitenbandsignale ohne Verschmierungen dargestellt werden können.
Die Breite B der Frequenzverschmierung des ersten oberen Seitenbandsignales $(f_T + \Delta f_S)$ ohne einer Drehzahlnormierung ist dabei über die prozentuale Drehzahländerung $p(t)$,

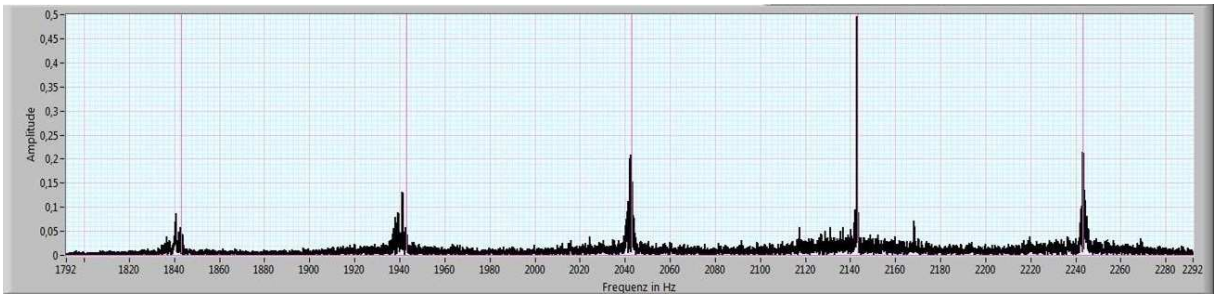


Abb. 2.5: Darstellung der Nutpassierfrequenz mit Seitenbandsignalen im Frequenzspektrum mit Drehzahlnormierung

siehe Gleichung 2.1, folgendermaßen gegeben:

$$B = |\max(\frac{f_T}{p(t)} + \Delta f_S) - \min(\frac{f_T}{p(t)} + \Delta f_S)| \tag{2.3}$$

Bei einer Drehzahlnormierung nach dem Stand der Technik kann nur das Trägersignal selbst ohne Verschmierungen dargestellt werden. Die Seitenbandsignale selbst werden weiterhin nur verschmiert dargestellt. Die Verschmierungsbreite des ersten oberen Seitenbandsignales ergibt sich zu:

$$p(t) = \frac{n(t)}{N_0} \tag{2.4}$$

$$B = |\max(f_T + \Delta f_S\, p(t)) - \min(f_T + \Delta f_S\, p(t))| \tag{2.5}$$

Um eine Verschmierung des Seitenbandsignales zu verhindern, muss $B = 0$ sein. Dies ist mit einer Drehzahlnormierung nach dem Stand der Technik nicht möglich. Um eine verschmierte Darstellung dieser Schwingungskomponenten im Frequenzspektrum zu vermeiden, dürfen keine Drehzahlschwankungen auftreten.

2.1.2.4 Trägersignal ist drehzahlunabhängig und der Seitenbandabstand ist drehzahlvariabel

In diesem Fall ergibt sich die Breite des ersten oberen Seitenbandsignales mit:

$$B = |\max(f_T + \frac{\Delta f_S}{p(t)}) - \min(f_T + \frac{\Delta f_S}{p(t)})| \tag{2.6}$$

Nach einer vollständigen Drehzahlnormierung ergibt sich folgende Breite:

$$B = |\max(f_T\, p(t) + \Delta f_S) - \min(f_T\, p(t) + \Delta f_S)| \tag{2.7}$$

Um eine Verschmierung der Seitenbandsignale zu verhindern, muss $B = 0$ sein. Dies ist wiederum mit einer Drehzahlnormierung nach dem Stand der Technik nicht möglich. Um eine verschmierte Darstellung dieser Schwingungskomponenten im Frequenzspektrum zu vermeiden, dürfen keine Drehzahlschwankungen auftreten.

2.2 Überlagerungseffekte im Hüllkurven- und Frequenzspektrum

Die von den unterschiedlichsten Maschinenkomponenten generierten Schwingungen weisen eine gegenseitige Beeinflussung auf, wie beispielsweise Amplitudenmodulationen, siehe Abschnitt 1.3.2.1. Eine weitere Art der Beeinflussung stellen Überlagerungseffekte dar. In dieser Arbeit wird zwischen dem direkten und dem indirekten Überlagerungseffekt unterschieden.

2.2.1 Direkter Überlagerungseffekt

Wie im Kapitel 2.1.2 beschrieben, können in einem Frequenzspektrum bei drehzahlvariablen Anlagen nach dem Stand der Technik nicht alle Signalanteile ohne Verschmierungen dargestellt werden. Wird keine Drehzahlnormierung vorgenommen, werden alle drehzahlunabhängigen Signalanteile richtig dargestellt, während alle drehzahlabhängigen Signalanteile verschmiert dargestellt werden. Nach einer Drehzahlnormierung werden alle drehzahlunabhängigen Signalanteile verschmiert, die drehzahlabhängigen Signalanteile ohne Verschmierungen dargestellt. Verschmiert dargestellte Signalanteile können, bei einer entsprechend hohen Energiedichte, Signalanteile mit ähnlicher Frequenz direkt überdecken, so dass diese nicht mehr eindeutig in den Spektren detektiert werden können.
Um den direkten Überlagerungseffekt zu vermeiden, müssen bei drehzahlnormierten Spektren alle amplitudenstarken, drehzahlunabhängigen Signalanteile gefiltert werden, bei Spektren ohne einer Drehzahlberücksichtigung alle amplitudenstarken, drehzahlabhängigen Signalanteile. Im Kapitel 3.2.1 wird die dafür entwickelte Analysemethode vorgestellt.

2.2.2 Indirekter Überlagerungseffekt

Durch den indirekten Überlagerungseffekt können im Hüllkurvenspektrum durch amplitudenstarke Signalanteilen, Amplituden von Schadensmerkmalen, unabhängig von ihrer

Frequenz unterdrückt werden. Dieser Überlagerungseffekt soll anhand eines Simulationsbeispieles beschrieben werden.

2.2.2.1 Simulation zum indirekten Überlagerungseffekt

Die Abbildung 2.6 zeigt zwei simulierte Zeitsignale, die Ausschwingvorgänge regelmäßiger, periodischer Stoßsignale darstellen. Das amplitudenschwächere Signal (schwarz) weist eine maximale Amplitude von etwa 0,1 $^{m}/_{s^2}$ auf. Das amplitudenstärkere Zeitsignal (rot) hat eine maximale Amplitude von 1 $^{m}/_{s^2}$. Weiters weisen beide Signale unterschiedliche gedämpfte Eigenfrequenzen und Ausschwingdauern auf. Das amplitudenschwächere Signal (schwarz) hat in etwa die doppelte gedämpfte Eigenfrequenz. Zusätzlich ist die zeitliche Wiederholung der beiden Stöße unterschiedlich.

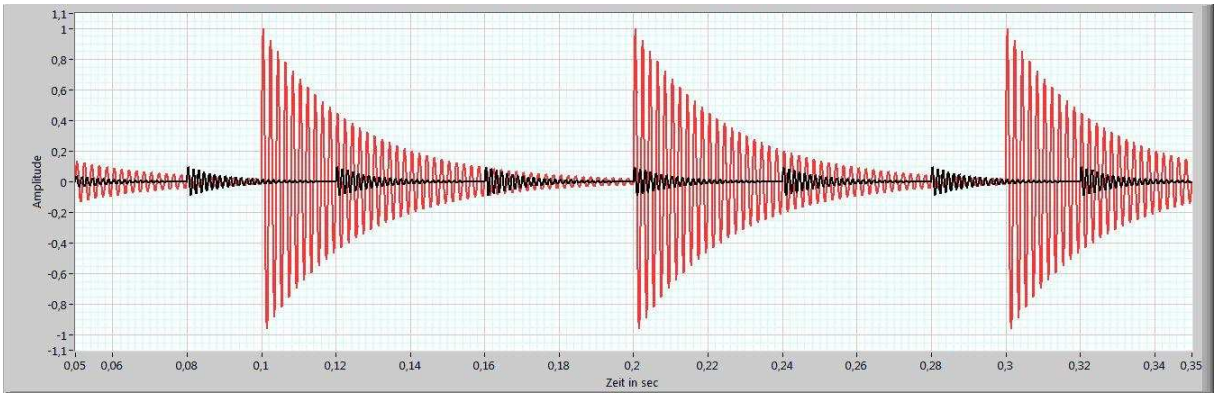


Abb. 2.6: Zwei simulierte, getrennt dargestellte Stoßantworten. Das rote Signal, weist eine hohe Amplitude auf (beispielsweise das Stoßsignale der Zahnradpumpe). Das schwarze Zeitsignal weist eine geringe Amplitude auf (beispielsweise die Stoßantwort verursacht durch einen Wälzlagerschaden).

Durch die Superponierung beider Zeitsignale erhält man den in schwarz dargestellten Zeitverlauf der Abbildung 2.7. Die für die Bildung des Hüllkurvenspektrums erforderliche Hüllkurve ist in rot dargestellt. Im Hüllkurvensignal lässt sich das amplitudenschwache Zeitsignal nur noch ansatzweise erkennen. Es zeigt sich eine deutliche Überdeckung durch das amplitudenstarke Signal der Zahnradpumpe.

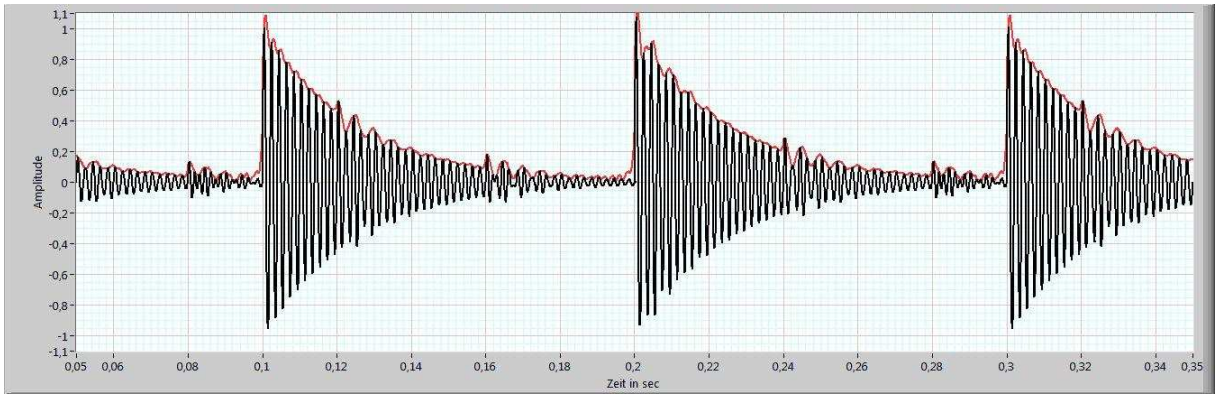


Abb. 2.7: Das Zeitsignal in schwarz zeigt die Superponierung beider Zeitsignale aus Abbildung 2.6. Der rote Verlauf zeigt die Hüllkurve dieser Superponierung an.

In Abbildung 2.8, ist das Hüllkurvenspektrum der beiden überlagerten Zeitsignale dargestellt. In diesem kann eine leichte Amplitudenerhöhung bei der Stoßwiederholfrequenz des schwachen Zeitsignals (durch die Ellipse markiert) zwar aufgrund des simulierten, qualitativ hochwertigen Signals noch erkannt werden. Bei realen Messsignalen werden solche geringe Amplituden jedoch von anderen Signalanteilen überdeckt.

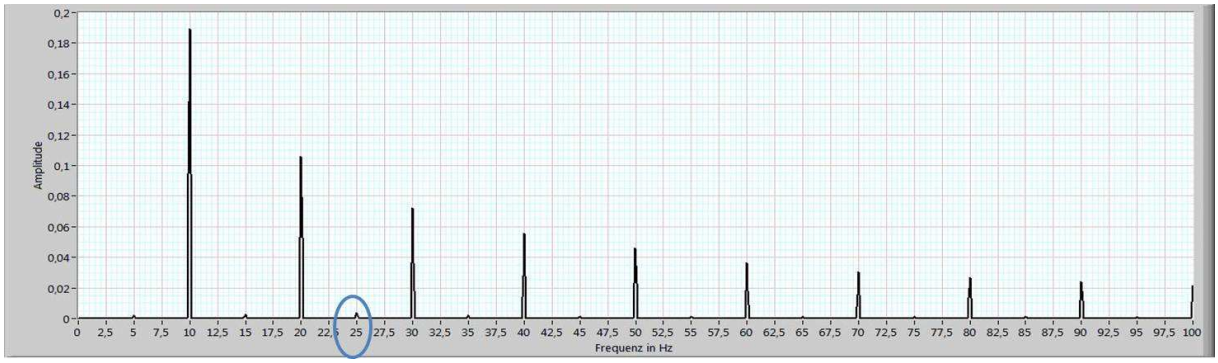


Abb. 2.8: Hüllkurvenspektrum des simulierten, superponierten Signals

Mit Hilfe eines frequenzselektiven Algorithmus, siehe Kapitel 3.2.3, kann das Hüllkurvenspektrum deutlich besser dargestellt werden. Bedingung hierfür ist, dass die angeregten Resonanzen in unterschiedlichen Frequenzbereichen liegen. Mithilfe dieses Algorithmus zeigt sich im Hüllkurvenspektrum, siehe Abbildung 2.9, bei beiden Stoßwiederholfrequenzen eine Steigerung der Amplituden. Bei der Stoßwiederholfrequenz des schwachen Signales steigt die Amplitude gegenüber dem Hüllkurvenspektrum nach dem Stand der Technik von etwa 0,004 m/s^2 auf etwa 0,015 m/s^2, eine Steigerung um 275 %. Auch die Amplitude

bei der Stoßwiederholfrequenz des amplitudenstarken Signals (bei 10 Hz) steigt gegenüber dem Hüllkurvenspektrum nach dem Stand der Technik von etwa 0,190 $^{m}/_{s^2}$ geringfügig auf etwa 0,197 $^{m}/_{s^2}$.

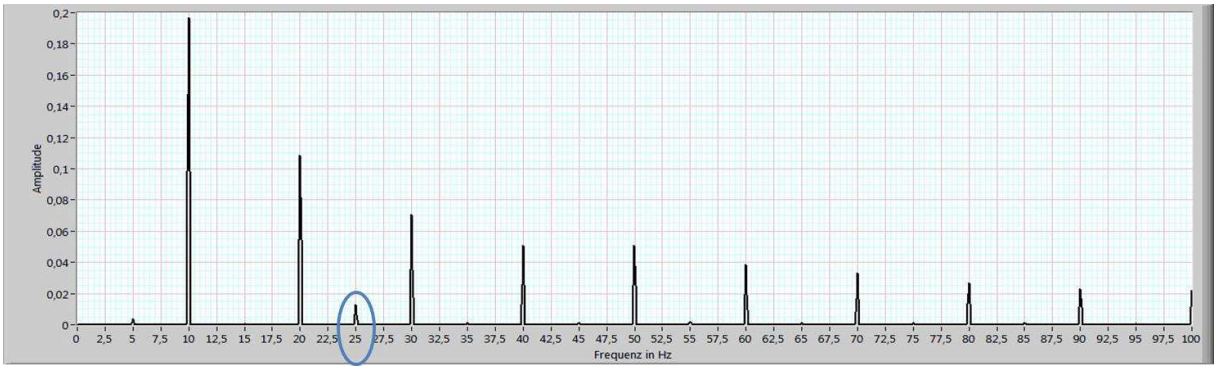


Abb. 2.9: Hüllkurvenspektrum bei Überlagerung der beiden Stoßantworten mit frequenzselektivem Algorithmus

Das Beispiel zeigt, dass die Amplituden von Signalkomponenten im Hüllkurvenspektrum nur dann richtig dargestellt werden können, wenn sie nicht durch andere Signalkomponenten überlagert werden. Die Überlagerung mit anderen Signalen hat vorallem auf schwach ausgeprägte Stoßantworten eine große Auswirkung.
Der Grund dafür liegt darin, dass die Hüllkurvenbildung zweier Einzelsignale nicht das Gleiche darstellt, wie die Hüllkurve aus dem Summensignal der beiden Einzelsignale. Für die Hüllkurve wird im ersten Schritt die Hilberttransformatierte des Zeitsignals gebildet. Die Hilberttransformierte aus dem Summensignal entspricht dabei noch der Summe der Hilberttransformierten der Einzelsignale. Nach der Hilberttransformation wird mittels der Signale $x(t)$ (Zeitsignal) und $\tilde{x}(t)$ (Hilberttransformierte), das Hüllkurvensignal $H_K(t)$ mit

$$H_K(t) = \sqrt{x(t)^2 + \tilde{x}(t)^2} \tag{2.8}$$

gebildet.
Daraus folgt, dass das Summensignal zweier Einzelsignale eine andere Hüllkurve ergibt, als wenn man die Hüllkurven der Einzelsignale zunächst einzeln bildet und diese anschließend addiert. Dies soll durch einige Signalkombinationen dargestellt werden.

2.2.2.1.1 Hüllkurvenbildung bei zwei harmonischen Signalen

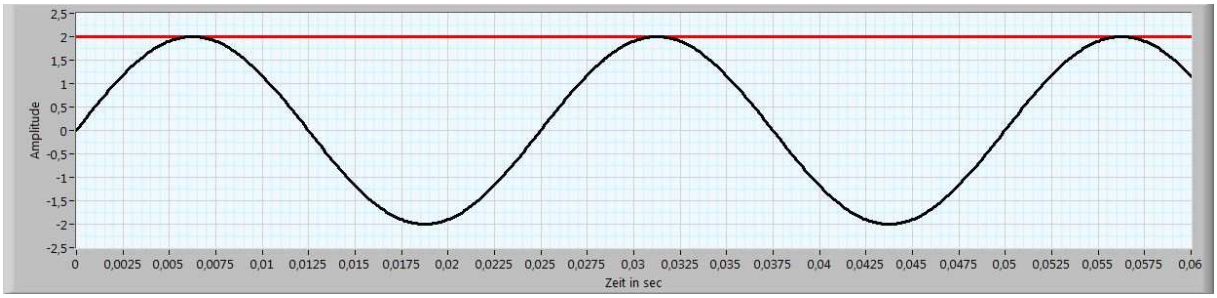
In der Tabelle 2.1 ist dargestellt, wie sich das additive Signal zweier aus harmonischer Einzelsignale $x_1(t)$ und $x_2(t)$ gebildeten Hüllkurven vom Hüllkurvensignal, das aus dem Summenzeitsignal $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$ gebildet wurde, unterscheidet. Während die Hüllkurvensignale der harmonischen Einzelsignale nur einen Gleichanteil ergeben, weist das Hüllkurvensignal vom Summenzeitsignal sowohl einen Gleichanteil als auch einen Wechselanteil auf.

Signaladdition nach der Hüllkurvenbildung	
Zeitsignal $\mathbf{x_1(t)}$	$A_1 \sin(\omega_1 t)$
hilberttransformiertes Signal $\tilde{\mathbf{x}}_\mathbf{1}(\mathbf{t})$	$-A_1 \cos(\omega_1 t)$
Hüllkurvensignal $\mathbf{H_{K_1}(t)}$	A_1
Zeitsignal $\mathbf{x_2(t)}$	$A_2 \sin(\omega_2 t)$
hilberttransformiertes Signal $\tilde{\mathbf{x}}_\mathbf{2}(\mathbf{t})$	$-A_2 \cos(\omega_2 t)$
Hüllkurvensignal $\mathbf{H_{K_2}(t)}$	A_2
Hüllkurvensignal $\mathbf{H_{K_1}(t) + H_{K_2}(t)}$	$A_1 + A_2$
Signaladdition vor der Hüllkurvenbildung	
Zeitsignal $\mathbf{x(t) = x_1(t) + x_2(t)}$	$A_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \sin(\omega_2 t)$
hilberttransformiertes Signal $\tilde{\mathbf{x}}(\mathbf{t})$	$-A_1 \cos(\omega_1 t) - A_2 \cos(\omega_2 t)$
Hüllkurvensignal $\mathbf{H_K(t)}$	$\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos(\omega_1 t - \omega_2 t)}$

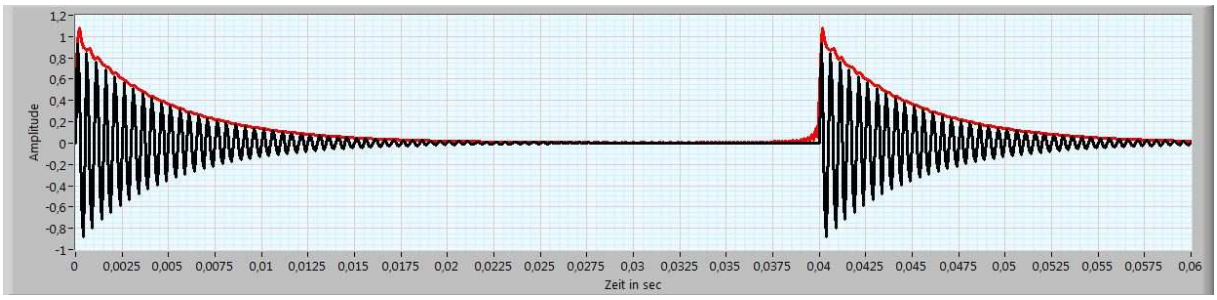
Tab. 2.1: Bestimmung des Hüllkurvensignals aus harmonischen Einzelsignalen

2.2.2.1.2 Hüllkurvenbildung bei einem harmonischen Signal und einer Stoßantwort

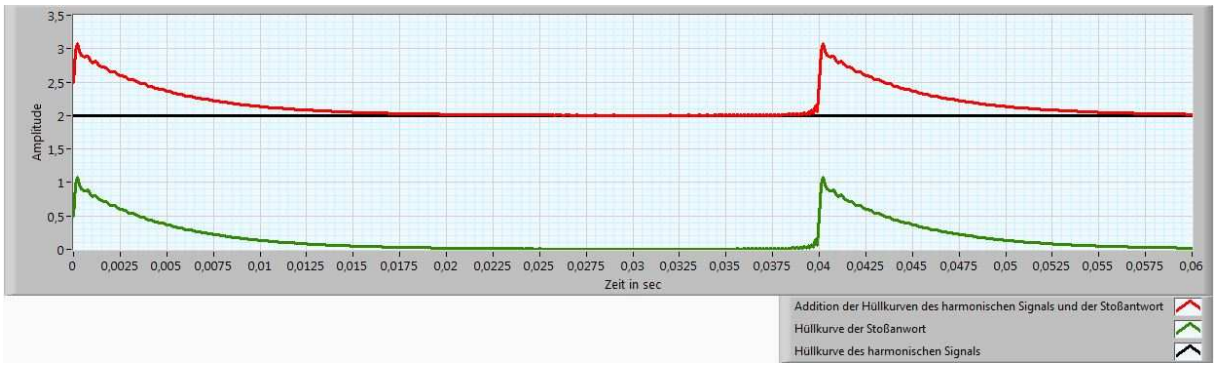
Im Folgenden soll von einem Summensignal eines harmonischen Signals und einer Stoßantwort die Hüllkurve gebildet werden. Es wurde in Folge weiters untersucht, welchen Einfluss die Höhe der Amplitude des harmonischen Signals in Relation zur Stoßantwort auf die Hüllkurve hat. Die Abbildung 2.10a zeigt in Schwarz das harmonische Zeitsignal und in Rot die resultierende Hüllkurve. Sie weist für ein konstant harmonisches Signal nur einen Gleichanteil auf. Abbildung 2.10b zeigt in Schwarz die Stoßantwort, in Rot ist wiederum die Hüllkurve dargestellt. In Abbildung 2.10c sind die Hüllkurvensignale der harmonischen Schwingung und der Stoßantwort addiert worden. Diese nunmehr resultierende Hüllkurve weist das exponentiell abfallende Verhalten der Hüllkurve der Stoßantwort und den Gleichanteil aufgrund der harmonischen Schwingung auf. Die Abbildung 2.10d zeigt zum Vergleich die Hüllkurve (rot) der Superponierten (schwarz) vom harmonischen Signal und von der Stoßantwort. Daraus ist erkennbar, dass die Hüllkurve einen ähnlichen Zeitverlauf wie die Stoßantwort (schwarzes Signal in Abbildung 2.10b) aufweist, wobei die Hüllkurve um die Amplitude der harmonischen Schwingung angehoben ist. Hiermit unterscheidet sich die Hüllkurve der Superponierten vom Summensignal der beiden Hüllkurven.
Zieht man vom Hüllkurvensignal des Summensignals die Hüllkurve des harmonischen Signals ab, so wird die Amplitude um den Gleichanteil gesenkt. Das verbliebene Signal ähnelt dem Zeitsignal der Stoßantwort umso mehr, je größer die Amplitude des harmonischen Signals ist. Die Abbildung 2.11 zeigt das verbliebene Signal ausgehend von verschiedenen Amplituden des harmonischen Signals. Während bei einer Amplitude von Null das verbliebene Signal der Hüllkurve der Stoßantwort entspricht, nähert es sich bei größeren Amplituden dem Zeitsignal der Stoßantwort rasch an. Im Hüllkurvenspektrum ergibt sich dadurch ein Amplitudenabfall bei der Stoßwiederholfrequenz, siehe Abbildung 2.12.



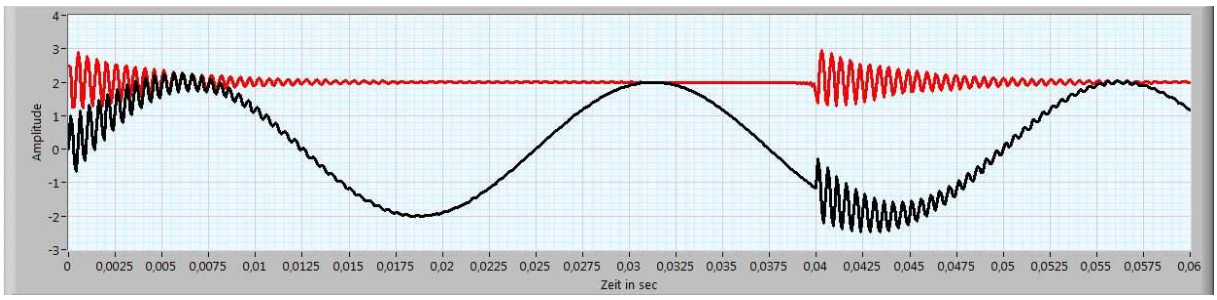
(a) Zeitsignal (schwarz) und Hüllkurvensignal (rot) eines harmonischen Signals



(b) Zeitsignal (schwarz) und Hüllkurvensignal (rot) einer Stoßantwort



(c) Additives Hüllkurvensignal (rot) aus den Hüllkurvensignalen der Stoßantwort (grün) und des harmonischen Signals (schwarz)



(d) Superponiertes Zeitsignal (schwarz) und dessen Hüllkurvensignal (rot)

Abb. 2.10: Vergleich der Zeit- und Hüllkurvensignale von einem harmonischen Signal und einer Stoßantwort

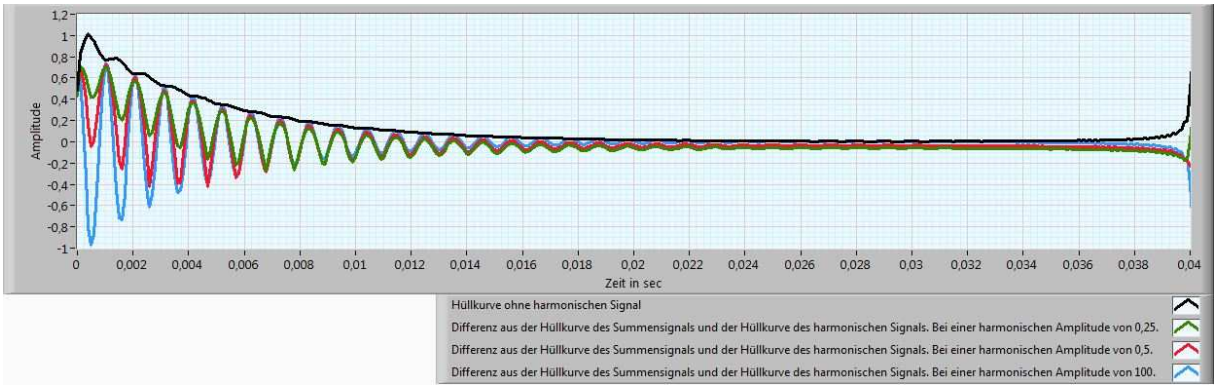


Abb. 2.11: Veränderung des verbliebenen Signals, das sich aus der Subtraktion der Hüllkurve des harmonischen Signals von der Hüllkurve der Superponierten ergibt, in Abhängigkeit der Amplitude des harmonischen Signals.

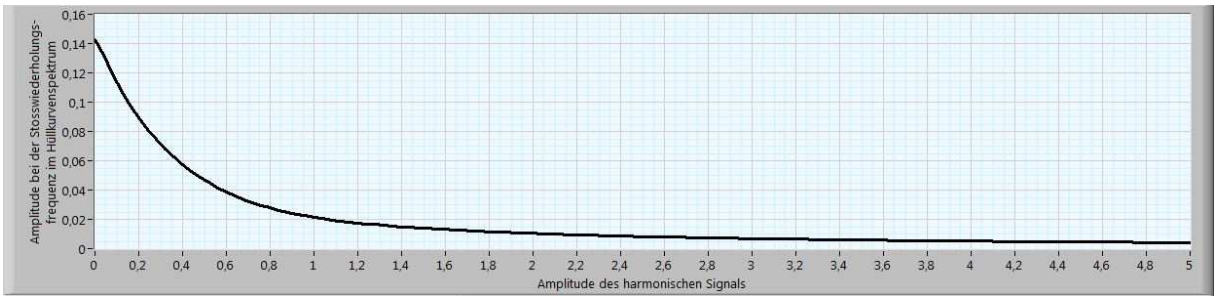


Abb. 2.12: Veränderung der Amplitude bei Stoßwiederholfrequenz im Hüllkurvenspektrum aufgrund der Amplitude des harmonischen Signals.

2.2.3 Überlagerungseffekte im Antriebsstrang von Windkraftanlagen

Im Folgenden werden einige spezielle Fälle beschrieben, bei denen durch Störanteile die eigentlich zu detektierenden Schadensmerkmale überlagert werden.

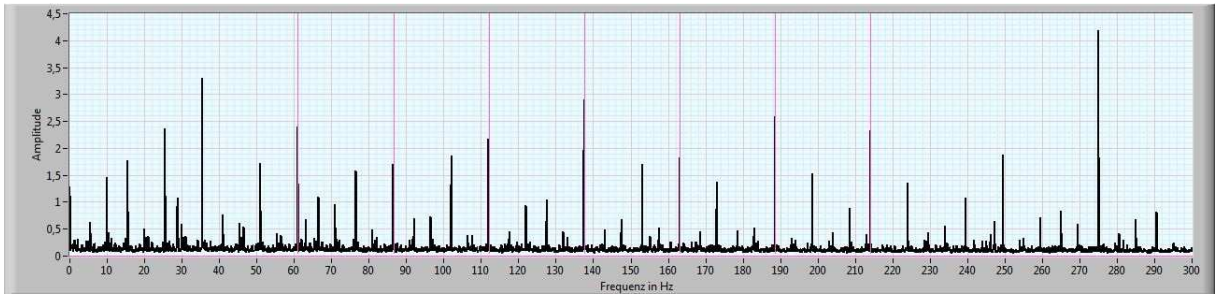
2.2.3.1 Auswirkung der Getriebeölpumpe auf das Hüllkurvenspektrum

Für die Schmierung des Getriebes wird bei Windkraftanlagen in den meisten Fällen eine direkt an das Getriebe angeflanschte Zahnradpumpe verwendet. Üblicherweise handelt es sich dabei um eine innenverzahnte Zahnradpumpe, die unabhängig von der Antriebsdrehrichtung die selbe Förderrichtung aufweist [4]. Zahnradpumpen verursachen während des Betriebes Stoßimpulse mit einer Wiederholfrequenz der Zähnezahl multipliziert mit

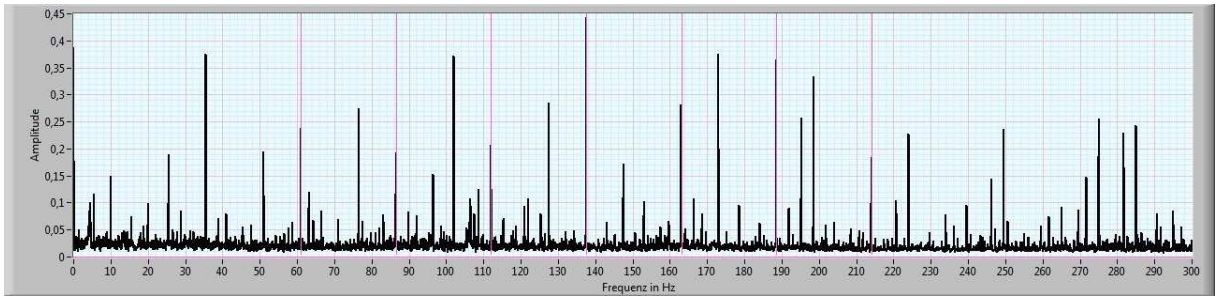
der Drehfrequenz des Pumpantriebs. Die Auswirkung der Stoßimpulse soll anhand acht gleichzeitig aufgenommer Beschleunigungssignale gezeigt werden. Zwei der Beschleungigungssignale wurden am Generator, vier am Getriebe und jeweils einmal an den beiden Hauptlagern der Rotorwelle aufgenommen. Die Anlage wies zum Zeitpunkt der Messdatenaufnahme einen massiven Generatorlagerschaden auf, der in den Hüllkurvenspektren detektieren werden sollte. Für die Bildung der Hüllkurvenspektren wurde der frequenzselektive Ansatz nach Kapitel 3.2.3 verwendet. Es wurden dabei nur Frequenzen über 2000 Hz betrachtet. Dies ist jener Frequenzbereich, der auch mittels Standardanalysen betrachtet wird.

Messdaten vom Generator:

Die Abbildung 2.13 zeigen die beiden Hüllkurvenspektren der Generatorsensoren. In beiden Hüllkurvenspektren kann die Lagerschadensfrequenz mit ihren Seitenbandsignalen eindeutig detektiert werden (siehe Cursorlinien). Durch die Nähe des Sensors GEN-7 (2.13a) zum Schadensort zeigen sich im Hüllkurvenspektrum ungefähr 10-fach größere Amplitudenwerte als im Hüllkurvenspektrum vom Sensor GEN-8 (2.13b). In beiden Spektren ist der Schaden jedoch eindeutig detektierbar.



(a) Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Beschleunigungssensors GEN-7.

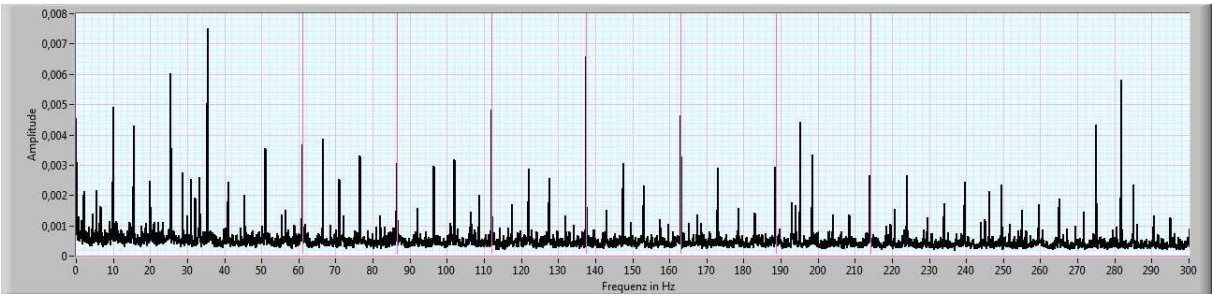


(b) Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Beschleunigungssensors GEN-8.

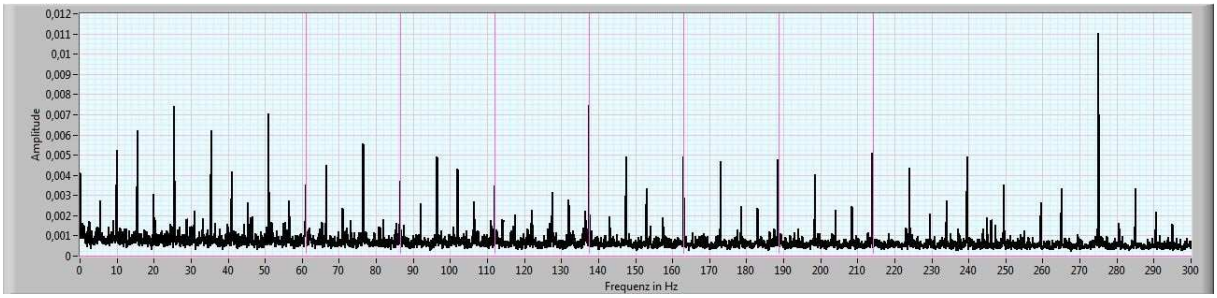
Abb. 2.13: Hüllkurvenspektren der Messdaten der Beschleunigungssensoren GEN-7 und GEN-8. Die Überrollfrequenz des Lagerschadens liegt bei 137,6 Hz (durch die mittlere Cursorlinie markiert). Die anderen Cursorlinien zeigen die zugehörigen Seitenbandsignale an.

Messdaten von den Hauptlagern

Die Abbildung 2.14 zeigt die Hüllkurvenspektren der Beschleunigungssignale, aufgenommen von den beiden Sensoren an den Hauptlagern. Die Sensoren weisen die größte Entfernung zur defekten Lagerstelle auf (etwa 5 m), trotzdem kann der Lagerschaden auch in diesen beiden Spektren zwar mit niedrigeren Amplituden jedoch eindeutig erkannt werden. Die Amplitudenwerte sind dabei um einen Faktor 1000 bzw. 100 niedriger als bei den Messdaten der Sensoren am Generator.



(a) Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Beschleunigungssensors LAG-1

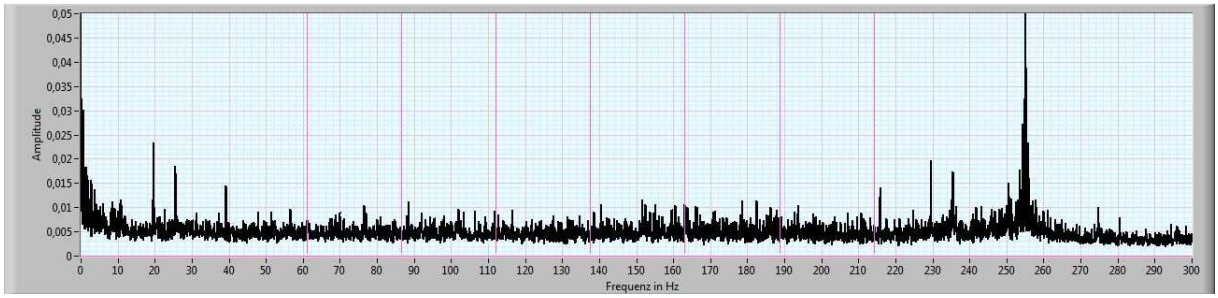


(b) Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Beschleunigungssensors LAG-2

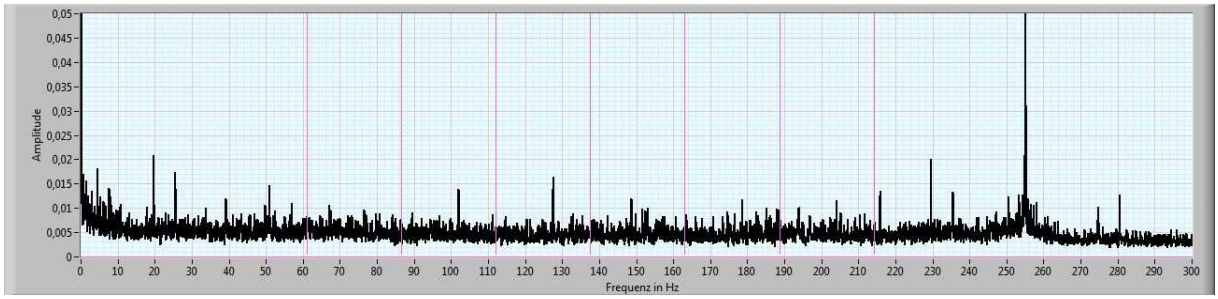
Abb. 2.14: Hüllkurvenspektren der Messdaten der Beschleunigungssensoren LAG-1 und LAG-2. Die Überrollfrequenz des Lagerschadens liegt bei 137,6 Hz (durch die mittlere Cursorlinie markiert). Die anderen Cursorlinien zeigen die zugehörigen Seitenbandsignale an.

Messdaten vom Getriebe

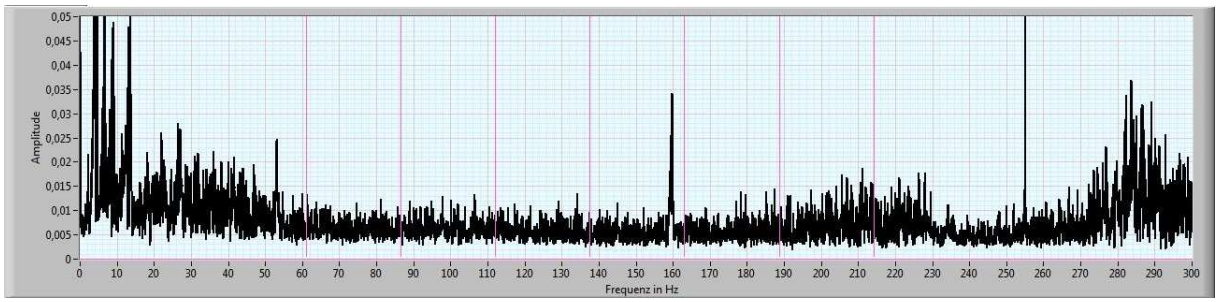
Die Abbildung 2.15 zeigt die vier Hüllkurvenspektren der Messdaten, aufgenommen von den Sensoren am Getriebe. Trotz des im Vergleich zu den Hauptlagern geringen Abstands von der defekten Lagerstelle, kann bei keinem der Hüllkurvenspektren der Schaden erkannt werden.



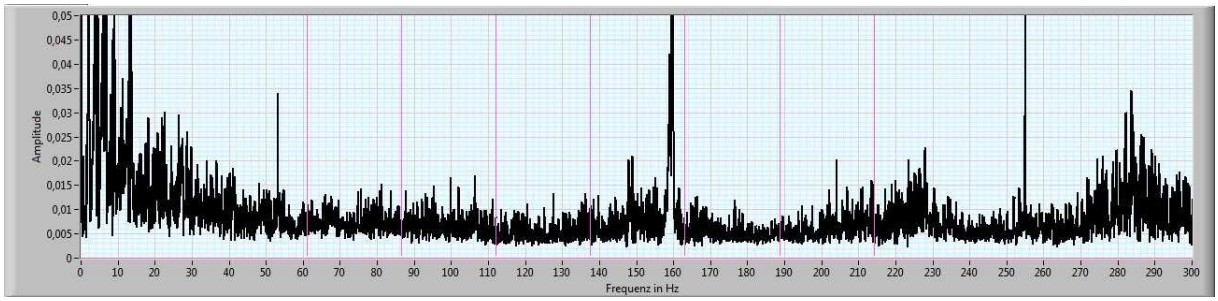
(a) Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Beschleunigungssensors GEN-3



(b) Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Beschleunigungssensors GEN-4



(c) Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Beschleunigungssensors GEN-5



(d) Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Beschleunigungssensors GEN-6

Abb. 2.15: Hüllkurvenspektren der Messdaten der Beschleunigungssensoren GEN-3, GEN-4, GEN-5 und GEN-6. Der Lagerschaden sollte theoretisch an den durch die Cursorlinien markierten Frequenzen detektierbar sein. Durch eine indirekte Überlagerungen mit anderen Signalanteilen ist dies jedoch nicht möglich.

Bei der genauen Betrachtung eines größeren Frequenzbereichs von 0 Hz bis 2600 Hz und des gesamten Amplitudenbereichs lässt sich nur noch die Stoßimpulsfrequenz der Getriebeölpumpe erkennen, siehe Abbildung 2.16. Um die Harmonischen der Stoßimpulsfrequenz der Getriebeölpumpe zeigen sich eine Vielzahl von Seitenbandsignalen, die der Drehfrequenz der Getriebeölpumpe zuordenbar sind. Schwingungskomponenten, die von anderen Maschinenteilen generiert werden, können nicht detektiert werden. Dies zeigt sich bei allen Messdaten des Getriebes.

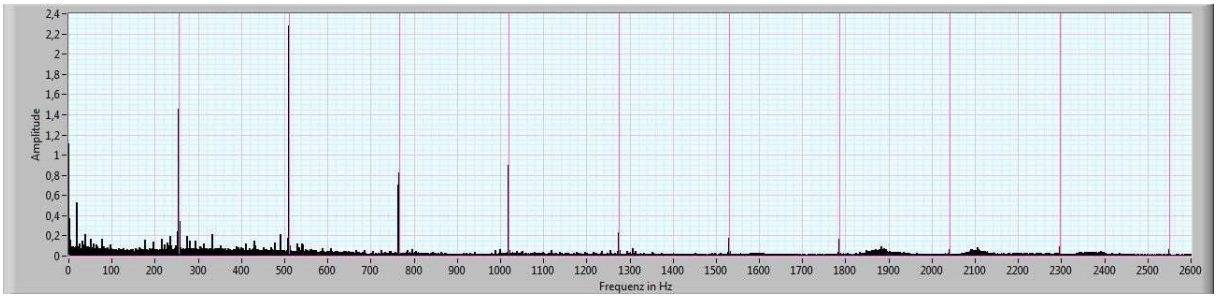


Abb. 2.16: Frequenzspektrum im Frequenzbereich 0-2600 Hz. Durch die Cursorlinie sind die Harmonischen der Stoßimpulsfrequenz markiert.

Für eine möglichst sensitive Zustandsüberwachung sollten bei einem schadensfreien Getriebe im Hüllkurvenspektrum keine markanten Amplitudenerhöhungen vorhanden sein. Das Problem ist nämlich, dass durch diese schmalen Amplitudenerhöhungen im Hüllkurvenspektrum, Amplituden bei anderen Frequenzen indirekt komplett unterdrückt werden können.
Besonders deutlich wird dies im Frequenzspektrum erkennbar. Dort kommt es zu einer breitbandigen Amplitudenerhöhung, speziell im oberen Frequenzbereich, siehe Abbildung 2.17. Das Frequenzspektrum zeigt, dass die höher harmonischen Schwingungen der Getriebeölpumpe durch die angeregten Resonanzfrequenzen verstärkt werden (durch die Cursorlinien markiert). Zusätzlich zeigen sich aber noch eine Vielzahl weiterer, breitbandiger Amplitudenerhöhungen, die eindeutig der Getriebeölpumpe zugeordnet werden können. Nach einer Filterung der harmonischen Signalanteile der Getriebeölpumpe, die als Trägersignale fungierten, zeigen sich noch deutlicher die breitbandigen Amplitudenerhöhungen (Seitenbandsignale), die der Getriebeölpumpe eindeutig zugeordnet werden können, siehe Abbildung 2.18.

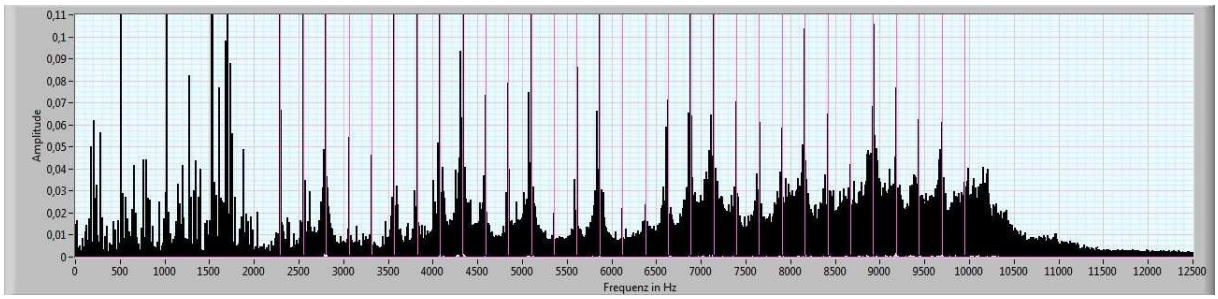


Abb. 2.17: Frequenzspektrum im Frequenzbereich 0-12500 Hz. Durch die Cursorlinien sind die Harmonischen der Stoßimpulsfrequenz markiert.

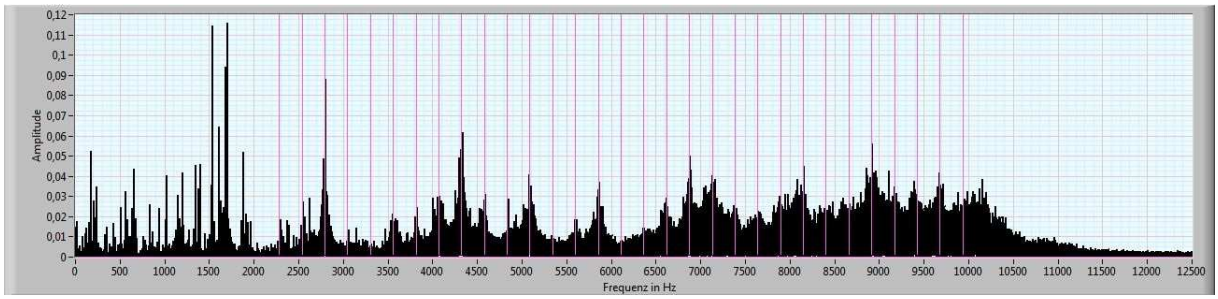


Abb. 2.18: Drehzahlnormiertes Frequenzspektrum Messdaten eines Getriebesensors, von dem die harmonischen Anteile der Getriebeölpumpe gefiltert wurden.

Für eine verbesserte Schadensfrüherkennung, speziell von Wälzlagern, müssten die breitbandigen Amplitudenerhöhungen herausgefiltert werden. Im Fall der Getriebeölpumpe sind aber die angeregten Frequenzen über einen sehr großen Frequenzbereich verteilt. Für eine Klassifizierung der Auswirkung von Stoßimpulsen auf die Frequenzspektren wurde eine eigene Darstellung gewählt. Für die gewählte Darstellung wird zunächst das Zeitsignal mit Hilfe frequenzvariabler Bandpassfilter in unterschiedliche Teilsignale aufgeteilt. Von all diesen neuen Teilsignalen wird zunächst die Hüllkurve bestimmt, danach wird eine Drehzahlnormierung vorgenommen und das Hüllkurvenspektrum von jedem Teilsignal einzeln gebildet. Mit Hilfe dieser Hüllkurvenspektren kann nun ein 3D-Diagramm des Beschleunigungssignals von einem Windkraftgetriebe dargestellt werden. Hierzu werden die Hüllkurvenspektren in Abhängigkeit der Mittenfrequenz des jeweils verwendeten Bandpassfilter aufgereiht. In diesem Diagramm erkennt man, dass die periodischen Stoßimpulse der Getriebeölpumpe im gesamten Frequenzbereich des Originalsignals (vor Bildung der Hüllkurve) Resonanzen anregen, während die Stoßimpulsfrequenz in den Hüllkurvenspektren schmalbandig dargestellt wird.

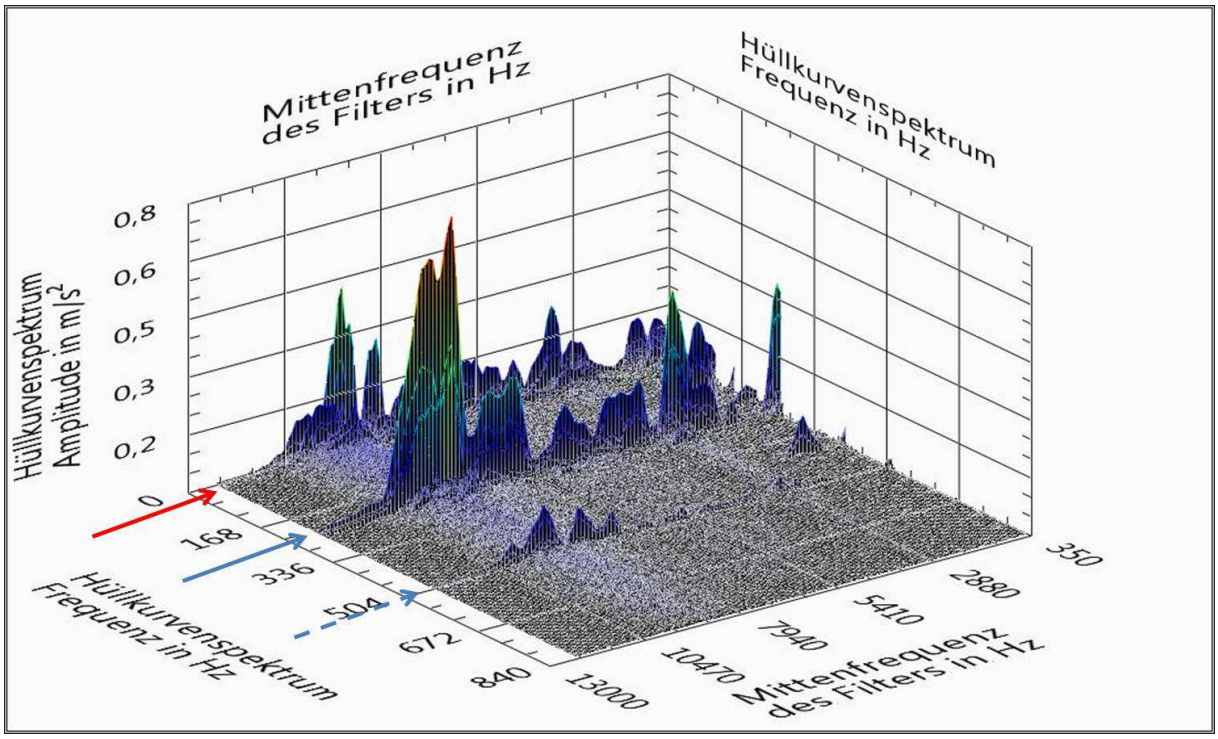


Abb. 2.19: 3D-Plot des Hüllkurvenspektrums mit variabler Bandpassfilterung

Der blaue Pfeil (bei 255,1 Hz) markiert die Stoßimpulsfrequenz der Getriebeölpumpe im Hüllkurvenspektrum. Möchte man genau diese Frequenzen vor einer Hüllkurvenbildung herausfiltern, muss im Zeitsignal, noch vor Bildung der Hüllkurve, der Frequenzbereich von etwa 2000 Hz bis 10500 Hz gefiltert werden. Das ist aber genau jener Frequenzbereich in dem typischerweise die durch einen Wälzlagerschaden angeregten Eigenfrequenzen liegen. Eine sinnvolle Filterung ist daher nur möglich, wenn sich die Störanteile möglichst schmalbandig darstellen lassen, da ansonsten die Informationsverluste für eine Analyse etwaiger Schadensmerkmale durch eine Filterung zu groß wären. Weiters erkennt man bei 510,2 Hz (strichlierter blauer Pfeil) im Hüllkurvenspektrum die zweite Harmonische, welche deutlich geringer ausfällt, als die 1. Harmonische bei 255,1 Hz. Auch ist bei 25,51 Hz die Drehfrequenz der Getriebeölpumpe erkennbar (roter Pfeil). Durch die gewählte Darstellung in Abbildung 2.19 ist der Einfluss der Getriebeölpumpe gut erkennbar. Die von ihr induzierten Schwingungen überlagern ab etwa 2000 Hz alle anderen Signalanteile dermaßen, dass im Hüllkurvenspektrum diese nicht mehr dargestellt werden können. Etwaige Schadensmerkmale können dadurch nicht mehr detektiert werden.

2.2.3.2 Überlagerungen aufgrund eines Wälzlagerschadens

Für den Fall, dass ein Lagerschaden auftritt wird die Detektion etwaiger zusätzlich auftretender Schäden erschwert, solange das betroffene Lager nicht getauscht wird. Der Grund hierfür liegt in den periodisch induzierten Stößen, die Resonanzfrequenzen anregen, die Signale anderer Schäden überdecken könnten. Zwar trat so ein Fall im Zuge des Projektes nicht auf, aber am folgenden Beispiel kann gezeigt werden, welche Auswirkungen ein Innenringschaden an der Getriebezwischenwelle auf die Amplitude der Stoßwiederholfrequenz der Getriebeölpumpe hat.
Da die durch eine unbeschädigte Getriebeölpumpe angeregten Schwingungen denen entsprechen, die auch durch einen Wälzlagerschaden angeregt werden, ergeben sich so die selben Effekte, wie sie auch bei zwei gleichzeitig vorhandenen Lagerschäden auftreten können.
Die Abbildung 2.20 zeigt den Trendverlauf der Amplitude im Hüllkurvenspektrum von der Innenringüberrollfrequenz des beschädigten Lagers (schwarz) und der Amplitude aufgrund der periodischen Stoßeinbringung der Getriebeölpumpe (rot). Deutlich erkennbar ist der starke Amplitudenanstieg bei der Lagerschadensfrequenz ab Dezember 2009. Zum gleichen Zeitpunkt bei dem die Amplitude mit der Innenringüberrollfrequenz ansteigt, sinkt die Amplitude mit der Stoßwiederholfrequenz der Getriebeölpumpe. Grund hierfür ist der indirekte Überlagerungseffekt aufgrund der durch den Lagerschaden angeregten Resonanzfrequenzen.
Der Schadensbeginn kann aber nicht genau auf Anfang Dezember 2009 festgelegt werden, da im Anfangsstadium der Schaden unter Umständen durch Stoßemissionen der Getriebeölpumpe überlagert wurde. Wie natürlich der Lagerschaden ab einer gewissen Größe die Amplituden der Getriebeölpumpe komplett unterdrückt, so kann ein Lagerschaden auch einen zweiten Lagerschaden im Hüllkurvenspektrum unkenntlich machen.

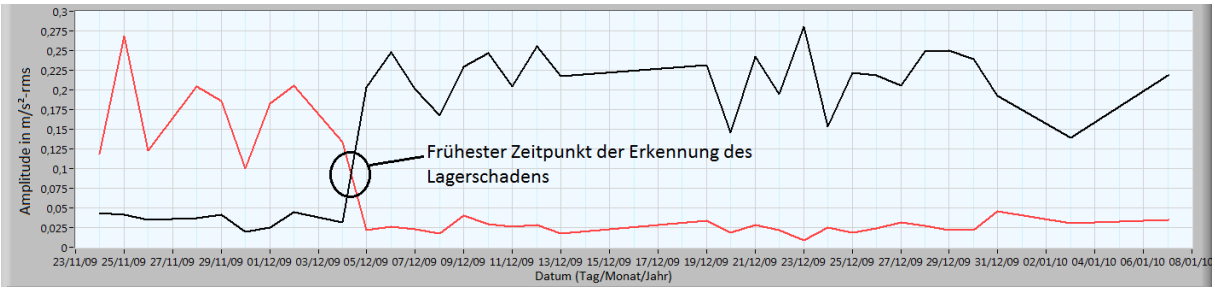


Abb. 2.20: Trendverlauf der Amplituden der periodischen Stöße der Getriebeölpumpe (rot) und der Amplitude bei der Innenringüberrollfrequenz des Wälzlagerschadens (schwarz)

2.3 Modulation von Schadensfrequenzen im Frequenz- und Hüllkurvenspektrum

Viele Amplitudenanteile im Frequenzspektrum entstehen durch Modulationen, wie sie im Abschnitt 1.3.2.1 beschrieben sind. Diese zusätzlichen Amplitudenkomponenten eignen sich für die Zustandsbewertung von Anlagen. Jedoch werden speziell Modulationen im niederfrequenten Bereich (2000 Hz) derzeit kaum bei Analysen nach dem Stand der Technik berücksichtigt.

2.3.1 Modulationen eines Lagerschadens auf die Zahneingriffsfrequenz im Frequenzspektrum

Wie schon eingangs erwähnt, können Modulationen zwischen Schwingungsanteilen unterschiedlicher Schadensmerkmale auftreten. Oft spielen dabei eingebrachte periodische Stöße eine große Rolle. Im folgenden Fall modulierte sich eine Schwingungskomponente mit der Überrollfrequenz eines Generatorlagerschadens auf die Zahneingriffsfrequenz der Getriebeendstufe auf. Anhand dieses Beispiels wird gezeigt, dass eine Standardfilterung, wie sie nach dem Stand der Technik vorgenommen wird, nicht zielführend ist, um diesen Modulationseffekt zur Schadensdetektion ausnützen zu können. Da üblicherweise ein Hochpassfilter mit einer Eckfrequenz von 2000 Hz (entspricht in etwa der dreifachen Zahneingriffsfrequenz der schnellsten Getriebestufe) verwendet wird, können Modulationen im niedrigen Frequenzbereich nicht mehr berücksichtigt werden.
Die Abbildung 2.21 zeigt zunächst das Frequenzspektrum vom Beschleunigungssignal

eines Windkraftgetriebes. Bei dieser Anlage lag ein Generatorlagerschaden vor, dessen Überrollfrequenz (137,6 Hz) im Frequenzspektrum jedoch nicht sichtbar ist.

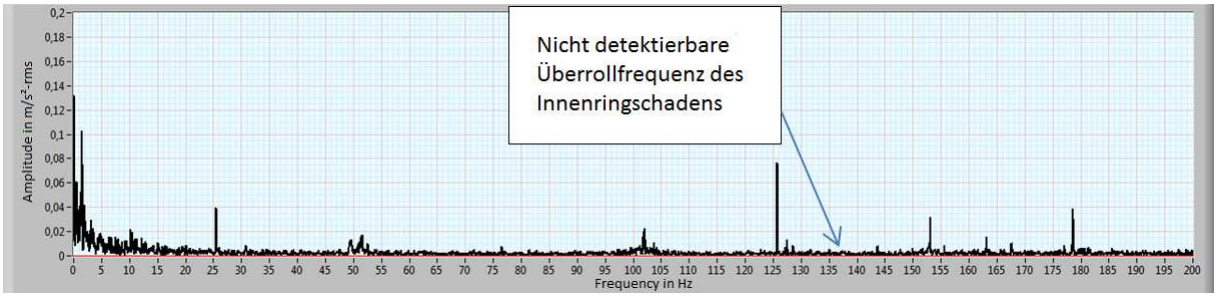


Abb. 2.21: Frequenzspektrum vom Beschleunigungssignal eines Windkraftgetriebes mit einem Generatorlagerschaden.

Die Abbildung 2.22 zeigt mit den gleichen Messdaten wie zuvor das Frequenzspektrum im Frequenzabschnitt von 500 Hz bis 950 Hz. Es zeigt sich dabei die Zahneingriffsfrequenz der letzten Getriebestufe bei etwa 663 Hz. Auf dieses Signal hat sich die Lagerüberrollfrequenz des Außenrings des beschädigten Generatorlagers aufmoduliert, erkennbar durch die oberen Seitenbandsignale bei 800 Hz und 937 Hz und dem unteren Seitenbandsignal bei 525 Hz. Es zeigen sich also Seitenbandstrukturen mit dem Frequenzabstand der Überrollfrequenz des Lagerschadens, obwohl diese im Frequenzspektrum nicht direkt bei der erwarteten Frequenz detektierbar sind, siehe Abbildung 2.21. Die Berücksichtigung solcher Effekte in einer Analysemethode würde die Detektierbarkeit von Schäden verbessern bzw. überhaupt erst ermöglichen.

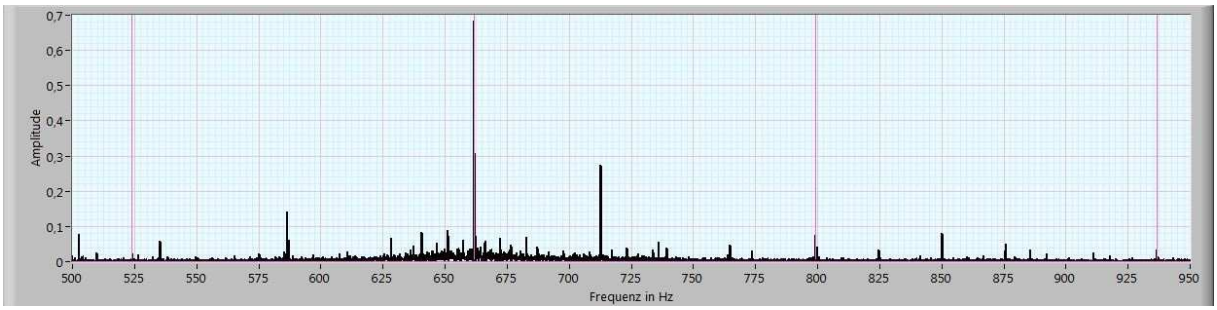


Abb. 2.22: Modulation des Generatorlagerschadens auf die Zahneingriffsfrequenz der Getriebe-Ausgangsstufe. Die Messdaten stammen von einem Getriebesensor.

Durch eine üblicherweise vor der Hüllkurvenbildung vorgenommenen Hochpassfilterung mit einer Eckfrequenz von 2000 Hz werden genau diese aufmodulierten Signalanteile bei

der Demodulation nicht mehr berücksichtigt. Die aufmodulierten Schadensmerkmale sind meist im höherfrequenten Bereich nochmals vorhanden, können aber beispielsweise durch den Einfluss der Getriebeölpumpe soweit überlagert werden, dass diese im Hüllkurvenspektrum nicht mehr detektiert werden können, siehe Abschnitt 2.2.2.1.
Die Abbildung 2.23 zeigt das Hüllkurvenspektrum mit einer Standardhochpassfilterung von 2000 Hz. Dabei kann der Wälzlagerschaden bei 137,6 Hz nicht detektiert werden. Im Abschnitt 3.2.3.3 wird gezeigt, wie durch die Berücksichtigung dieser Modulation der Lagerschaden im Hüllkurvenspektrum detektiert werden kann.

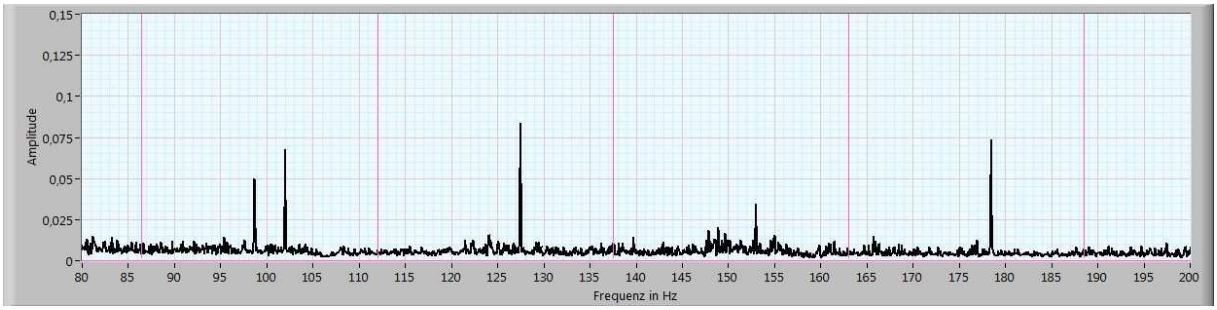


Abb. 2.23: Standardhüllkurvenspektrum mit Drehzahlberücksichtigung und einer Hochpassfilterung von 2000 Hz.

2.3.1.1 Beschreibung der Modulation

Die beschriebene Modulation lässt sich nur bedingt als Amplitudenmodulation oder Frequenzmodulation beschreiben. Eine im Lauf der Arbeit aufgestellte Hypothese beschreibt diese Modulation als additiven Mischer. Dabei werden mindestens zwei Schwingungen addiert und durch eine darauffolgende nichtlineare Strecke kommt es zu Modulationen, siehe Abbildung 2.24.

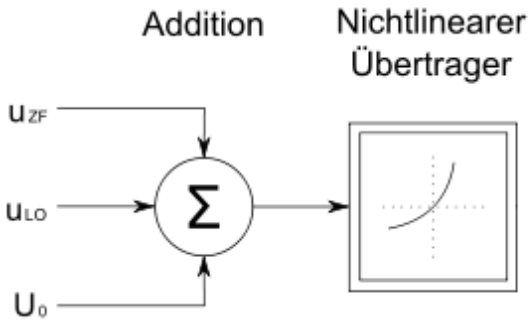


Abb. 2.24: Prinzip eines additiven Mischers (nach [10]).

Ein Simulationsbeispiel soll zeigen, dass solche Modulationseffekte auf Grund von nichtlinearen Kontaktkräften, wie sie z.B. bei Wälzlagern und Zahneingriffen auftreten, entstehen können. Diese Kontaktkräfte werden mittels der Hertz´schen Pressung mathematisch beschrieben, die den nichtlinearen Zusammenhang zwischen der Kontaktkraft F und dem daraus resultierenden Druck p angibt. Für das Beispiel wurden zwei harmonische Kraftsignale mit den Frequenzen 662 Hz (stellt die Zahneingriffsfrequenz dar) und 137 Hz (stellt die Wälzlagerüberrollfrequenz dar) addiert. Der resultierende Kraftverlauf dient als Kontaktkraft, die gemäß der nichtlinearen Hertz´schen Pressung einen Druck erzeugt. Die sich dadurch ergebenden Schwingungen erzeugen ein ähnliches Frequenzspektrum (Abbildung 2.25) wie es sich beim realen Fall der Modulation des Generatorlagerschadens auf die Zahneingriffsfrequenz (vergleiche die Abbildung 2.22) ergibt.

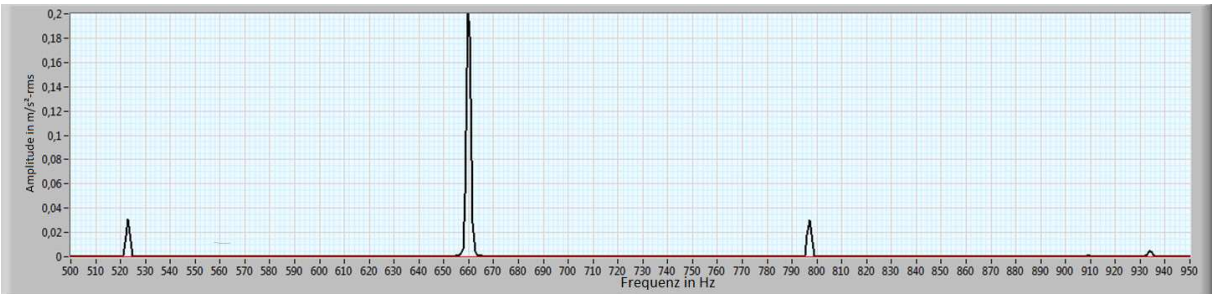


Abb. 2.25: Simuliertes Hüllkurvenspektrum mit Modulationseffekten aufgrund von Hertz´scher Pressung.

Kapitel 3

Messdatenanalyse

Anhand der im Kapitel 2 beschriebenen Einschränkungen von bekannten Standardanalysen wurden neue Analysetechniken im Zuge dieser Forschungsarbeit entwickelt. Sie wurden in das Programmpaket „SPECTIVE“[1], basierend auf der Entwicklungsumgebung LabVIEW® [11] eingearbeitet. Das Programmpaket SPECTIVE beinhaltet die automatisierte Messdatenaufnahme in den einzelnen Windkraftanlagen, die Signalübertragung der, aufgrund der während der Messung vorherrschenden Betriebsparameter, vorsortierten Messdaten auf einen Server, die Signalanalysen am Server, die Aufbereitung der Ergebnisse für die visuelle Betrachtung und das Visualisierungsprogramm selbst. Es ist komplett automatisiert und die Messdaten werden dabei folgenden Analysen unterzogen:

- Eigens entwickelter Drehzahlschwankungsausgleich, mit dem auch Signalkomponenten, die sich aus drehzahlvariablen und drehzahlkonstanten Signalen zusammensetzen, schmalbandig und bei der richtigen Frequenz ohne Verschmierungen dargestellt werden können.
- Berechnung der Frequenz- und Hüllkurvenspektren aus den originalen Sensordaten, mit und ohne Filterung von drehzahlabhängigen Signalanteilen.
- Berechnung der Frequenz- und Hüllkurvenspektren mit Drehzahlschwankungsausgleich, mit und ohne Filterung von drehzahlunabhängigen Signalanteilen.
- Berechnung der frequenzselektiven Hüllkurvenspektren (Erklärung siehe Abschnitt 3.2.3) im niedrigen ($< 2000\,\mathrm{Hz}$) und hohen ($> 2000\,\mathrm{Hz}$) Frequenzbereich.

[1] SPECTIVE - **S**oftware for **P**owerful **E**nvelope analysis and **C**aculation of **T**races for **I**mmediate **V**isulation of **E**mergencies - entwickeltes Programmpaket für eine hochsensitive Zustandsüberwachung

- Berechnung des Crest-, RMS-, Kurtosis- und Spitzenwertes aus den originalen Sensormessdaten.
- Berechnung des entwickelten Lagerzustandskennwertes, siehe Abschnitt 3.3.
- Berechnung des kumulativen Cepstrums (Erklärung siehe Abschnitt 3.5) der drehzahlnormierten Messdaten und des drehzahlnormierten Hüllkurvensignals.
- Bestimmung der Lagerzustandstabelle, siehe Abschnitt 3.4.

3.1 Drehzahlausgleich

Selbst in drehzahlgeregelten Windkraftanlagen kommt es während jeder Messdatenaufnahme zu Drehzahlschwankungen. Dadurch werden, wie schon im Kapitel 2.1.2 beschrieben, drehzahlabhängige Signalanteile verschmiert dargestellt. Analyseverfahren nach dem Stand der Technik, wie beispielsweise ein Resampling, ermöglichen, dass drehzahlabhängige Signalanteile im Frequenzspektrum nicht verschmiert dargestellt werden. Eine Bedingung ist dabei aber, dass bei zusammengesetzten Signalanteilen wie z.B. Seitenbandstrukturen, sowohl das Trägersignal als auch der Seitenbandabstand drehzahlvariabel sind. Das ist der Grund warum ein Zahneingriff und die dazugehörigen Seitenbandsignale mit Standardanalysen frequenzrichtig dargestellt werden können, aber die Generatornutpassierfrequenz mit ihren Seitenbandsignalen nicht. Mit dem neu entwickelten Resamplingalgorithmus lassen sich unter bestimmten Voraussetzungen alle Signalkomponenten schmalbandig und bei der richtigen Frequenz darstellen. Die Bedingungen, die auch schon im Kapitel 2.1.2 beschrieben wurden, sollen nochmals angeben werden:

- Trägerfrequenz und Seitenbandabstand müssen bekannt sein.
- Trägerfrequenz und Seitenbandsignale werden nur durch eine Frequenz dargestellt.
- Drehzahlverlauf während der Messdatenaufnahme muss bekannt sein.
- Die Abhängigkeiten des Trägersignals und des Seitenbandabstandes von der Drehzahl müssen bekannt sein.

Im Folgenden sollen für alle vier möglichen Abhängigkeiten der Trägerfrequenz und der Seitenbandsignale von der Drehzahl die mathematischen Algorithmen herausgearbeitet werden, die für die schmalbandige Darstellung aller Signalkomponenten notwendig sind.

3.1.1 Trägersignal und Seitenbandabstand sind drehzahlunabhängig

Für die richtige Darstellung müssen keine Maßnahmen gesetzt werden. Die Signalanteile werden im Frequenzspektrum ohne Drehzahlkorrekturen richtig dargestellt.

3.1.2 Trägersignal und Seitenbandabstand sind beide drehzahlabhängig

Wie schon im Kapitel 2.1.2.2 gezeigt, ist die Frequenzbreite B des ersten oberen Seitenbandsignals folgendermaßen definiert:

$$B = |\max(\frac{f_T}{p(t)} + \frac{\Delta f_S}{p(t)}) - \min(\frac{f_T}{p(t)} + \frac{\Delta f_S}{p(t)})| \tag{3.1}$$

Mit den auf die Referenzdrehzahl N_{REF} normierten Drehzahlschwankungen $p(t)$, mit der Trägerfrequenz f_T und den Seitenbandabstand Δf_S.

$$p(t) = \frac{n(t)}{N_{\mathrm{REF}}} \tag{3.2}$$

Damit das erste obere Seitenbandsignal richtig dargestellt wird, muss es für diesen Fall genau bei $f_T + \Delta f_S$ liegen, woraus folgt:

$$B = |\max(\underbrace{\frac{f_T}{p(t)} + \frac{\Delta f_S}{p(t)}}_{f_T+\Delta f_S}) - \min(\underbrace{\frac{f_T}{p(t)} + \frac{\Delta f_S}{p(t)}}_{f_T+\Delta f_S})| = 0. \tag{3.3}$$

Dies kann nach obiger Gleichung nur erreicht werden, wenn:

- Entweder keine Drehzahlschwankungen um die Referenzdrehzahl ($p(t) = 1$) vorhanden sind oder
- etwaige Drehzahlschwankungen durch eine Multiplikation mit der normierten Drehzahlschwankung $p(t)$ herausgerechnet werden. Was einem Resampling nach dem Stand der Technik entspricht.

Um auch Fälle schmalbandig und frequenzrichtig darzustellen, bei denen entweder nur die Trägerfrequenz f_T oder nur der Seitenbandabstand Δf_S drehzahlvariabel sind, wird für das Resampling ein zusätzlicher Korrekturfaktor $K(t)$ benötigt. Es ergibt sich dadurch der Zusammenhang:

$$\overbrace{f_T + \Delta f_S}^{\text{gewünschte, nicht verschmierte Darstellung}} = \overbrace{(\frac{f_T}{p(t)} + \frac{\Delta f_S}{p(t)})}^{\text{Messdaten}} \overbrace{p(t)\,K(t)}^{\text{Signalanalyse}} \tag{3.4}$$

Für den beschrieben Fall, dass sowohl das Trägersignal als auch der Seitenbandabstand drehzahlvariabel sind, ergibt sich ein Korrekturfaktor $K(t) = 1$. Mathematisch gesehen wird eine Multiplikation mit $p(t)$ benötigt, was signaltechnisch einem Resampling nach dem Stand der Technik entspricht.

3.1.3 Drehzahlabhängiges Trägersignal und drehzahlunabhängiger Seitenbandabstand

Wie schon im Kapitel 2.1.2.3 gezeigt, ist die Frequenzbreite B des ersten oberen Seitenbandsignal ohne einer Drehzahlnormierung folgendermaßen gegeben:

$$B = |\max(\frac{f_T}{p(t)} + \Delta f_S) - \min(\frac{f_T}{p(t)} + \Delta f_S)| \tag{3.5}$$

mit

$$p(t) = \frac{n(t)}{N_{\mathrm{REF}}} \tag{3.6}$$

Damit in diesem Fall das erste obere Seitenbandsignal schmalbandig und frequenzrichtig dargestellt wird, muss jederzeit gelten, dass die Frequenz genau bei $f_T + \Delta f_S$ liegt:

$$B = |\max(\underbrace{\frac{f_T}{p(t)} + \Delta f_S}_{f_T+\Delta f_S}) - \min(\underbrace{\frac{f_T}{p(t)} + \Delta f_S}_{f_T+\Delta f_S})| \tag{3.7}$$

Dies kann nur erreicht werden, wenn keine Drehzahlschwankungen um die Referenzdrehzahl vorhanden sind. Woraus sich ein $p(t) = 1$ ergibt. Bei auftretenden Drehzahlschwankungen reicht eine alleinige Multiplikation mit den normierten Drehzahlschwankungen $p(t)$ (Resampling nach dem Stand der Technik) nicht mehr aus. Es wird daher ein zusätzlicher Korrekturfaktor $K(t)$ eingefügt.
Es ergibt sich dadurch folgender Zusammenhang:

$$f_T + \Delta f_S = (\frac{f_T}{p(t)} + \Delta f_S)\, p(t)\, K(t) \tag{3.8}$$

und der Korrekturfaktor $K(t)$ ergibt sich zu:

$$K(t) = \frac{f_T + \Delta f_S}{f_T + \Delta f_S\, p(t)} \tag{3.9}$$

Der Korrekturfaktor $K(t)$, ist wie aus Gleichung 3.9 ersichtlich, abhängig von den Drehzahlschwankungen $p(t)$. Durch die Verwendung des entwickelten Resamplingagorithmus, siehe Abschnitt 3.1.6, kann die Korrektur weiter vereinfacht werden. Mit diesem Algorithmus werde einzelne Messpunkte gezielte durch Interpolation hinzugefügt bzw. gelöscht. Weiters wird durch die alleinige Betrachtung von einzelnen Messpunkten eine Rücktransformation in den nicht drehzahlnormierten Zeitbereich erleichtert.
Zunächst muss man für die richtige Darstellung der Seitenbandsignale eine neue korrigierte Messdatenanzahl pro Wellenumdrehung $N_{\mathrm{x}}(t)$ bestimmen. Diese ergibt sich aus der

tatsächlichen Messdatenanzahl während einer Umdrehung $n(t)$, der normierten Drehzahländerung $p(t)$ und dem zuvor bestimmten Korrekturfaktor $K(t)$ zu:

$$N_{\mathrm{x}}(t) = \frac{n(t)}{p\,K(t)} \tag{3.10}$$

Bezieht man das Beschleunigungssignal nicht mehr auf die vorgegebene Umdrehungreferenz N_{REF} sondern auf die sich zeitlich, mit den Drehzahlschwankungen, ändernde korrigierte Umdrehungsreferenzanzahl $N_{\mathrm{x}}(t)$ so wird das entsprechende Seitenbandsignal frequenzrichtig dargestellt. Es handelt sich dabei um ein rein mathematisches Bezugsmaß für die richtige Darstellung eines Seitenbandsignales. Alle anderen Signalanteile werden dadurch verschmiert und an falschen Frequenzen dargestellt.
Der entwickelte Resamplingalgorithmus betrachtet nur die Messdatendifferenzanzahl Δ_{Ist} zwischen den tatsächlichen Messdaten während einer Umdrehungsperiode $n(t)$ zu einer vorgegebenen Umdrehungsreferenzanzahl N_{REF}. Entsprechend der Messdatendifferenzanzahl Δ_{Ist} werden Messdaten gezielt entfernt bzw. durch Interpolation hinzugefügt.
Die Messdatendifferenzanzahl ergibt sich aus:

$$\Delta_{\mathrm{Ist}}(t) = n(t) - N_{\mathrm{REF}} \tag{3.11}$$

Die notwendige Messdatendifferenz für die richtige Darstellung des gewünschten Seitenbandsignales lautet:

$$\Delta_{\mathrm{Soll}}(t) = n(t) - N_x(t) \tag{3.12}$$

Über den Zusammenhang

$$\Delta_{\mathrm{Soll}}(t) = \Delta_{\mathrm{Ist}}(t) K_{\Delta} \tag{3.13}$$

und den Gleichungen 3.11, 3.12 und 3.6 ergibt sich für den neuen Korrekturfaktor K_{Δ}, der die Differenzmessdatenanzahl berücksichtigt, folgender Zusammenhang:

$$K_{\Delta} = \frac{p(t)\,K - 1}{K\,(p(t) - 1)} \tag{3.14}$$

Setzt man den Korrekturfaktor K aus Gleichung 3.9 in die Gleichung 3.14 erhält man folgenden Zusammenhang:

$$K_{\Delta} = \frac{f_T}{f_T + \Delta f_S} \tag{3.15}$$

Der Zusammenhang von Gleichung 3.15 ist eine konstante Größe und somit unabhängig von Drehzahlschwankungen. Der Korrekturfaktor K_Δ, der die Differenzanzahl der Messdaten berücksichtigt, muss nur noch mit der Differenzanzahl der Messdaten bei einer Umdrehung multipliziert werden.
Der Korrekturfaktor K_Δ nimmt unter der Annahme $f_T >> \Delta f_S$ Werte rund um 1 an.

- Für Seitenbandsignale unterhalb der Trägerfrequenz ergibt sich ein Korrekturfaktor $K_\Delta > 1$.
- Für Seitenbandsignale oberhalb der Trägerfrequenz ergibt sich ein Korrekturfaktor $K_\Delta < 1$.

Das bedeutet: Um ein Seitenbandsignale unterhalb der Trägerfrequenz richtig darstellen zu können, muss die Drehzahlnormierung verstärkt werden. Umgekehrt muss die Drehzahlnormierung für die richtige Darstellung eines Seitenbandsignales oberhalb der Trägerfrequenz abgeschwächt werden.

3.1.4 Drehzahlunabhängiges Trägersignal und drehzahlabhängiger Seitenbandabstand

Wie schon im Kapitel 2.1.2.4 gezeigt, ist die Frequenzbreite eines Seitenbandsignals folgendermaßen:

$$B = |\max(f_T + \frac{\Delta f_S}{p(t)}) - \min(f_T + \frac{\Delta f_S}{p(t)})| \tag{3.16}$$

Damit die Seitenbandbreite B Null wird muss wiederum neben einer reinen Drehzahlnormierung ein Korrekturfaktor K verwendet werden. Es gilt:

$$(f_T + \frac{\Delta f_S}{p(t)})\, p(t)\, K = f_T + \Delta f_S \tag{3.17}$$

nach dem Umformen auf K ergibt sich:

$$K = \frac{f_T + \Delta f_S}{f_T p(t) + \Delta f_S} \tag{3.18}$$

Wiederum bezogen auf die Differenz der Messdaten pro Umdrehung zur Referenzmessdatenanzahl ergibt sich der Zusammenhang:

$$K_\Delta = \frac{p(t)\, K - 1}{K\,(p(t) - 1)} \tag{3.19}$$

Setzt man den Korrekturfaktor K in die Gleichung 3.19 ein, so erhält man folgenden Zusammenhang:

$$K_\Delta = \frac{\Delta f_S}{f_T + \Delta f_S} \tag{3.20}$$

Unter der Annahme das $f_T >> \Delta f_S$ gelten für die schmalbandige Darstellung des Seitenbandsignals folgende Größen für den Korrekturfaktor K_Δ:

- Für Seitenbandsignale unterhalb der Trägerfrequenz ist $K_\Delta < 0$.
- Für Seitenbandsignale oberhalb der Trägerfrequenz ist $K_\Delta > 0$.

Das bedeutet, dass durch eine Drehzahlnormierung nach dem Stand der Technik die Seitenbandsignale in solchen Fällen noch viel stärker verschmiert werden. Für die richtige Darstellung von Seitenbandsignale unterhalb der Trägerfrequenz müssen die Drehzahlschwankungen bei der Analyse noch leicht verstärkt werden. Bei Seitenbandsignalen oberhalb der Trägerfrequenz dürfen die Drehzahlschwankungen nur leicht berücksichtigt werden.

3.1.5 Zusammenfassung für die Drehzahlkorrektur

Um auch Frequenzen, die sich sowohl aus drehzahlabhängigen als auch aus drehzahlunabhängigen Komponenten zusammensetzen, schmalbandig darzustellen wird ein Korrekturfaktor K_Δ benötigt. Die Abbildung 3.1 zeigt, welche Werte der Korrekturfaktor aufweisen muss, um eine schmalbandige Darstellung aller Signalanteile zu ermöglichen.

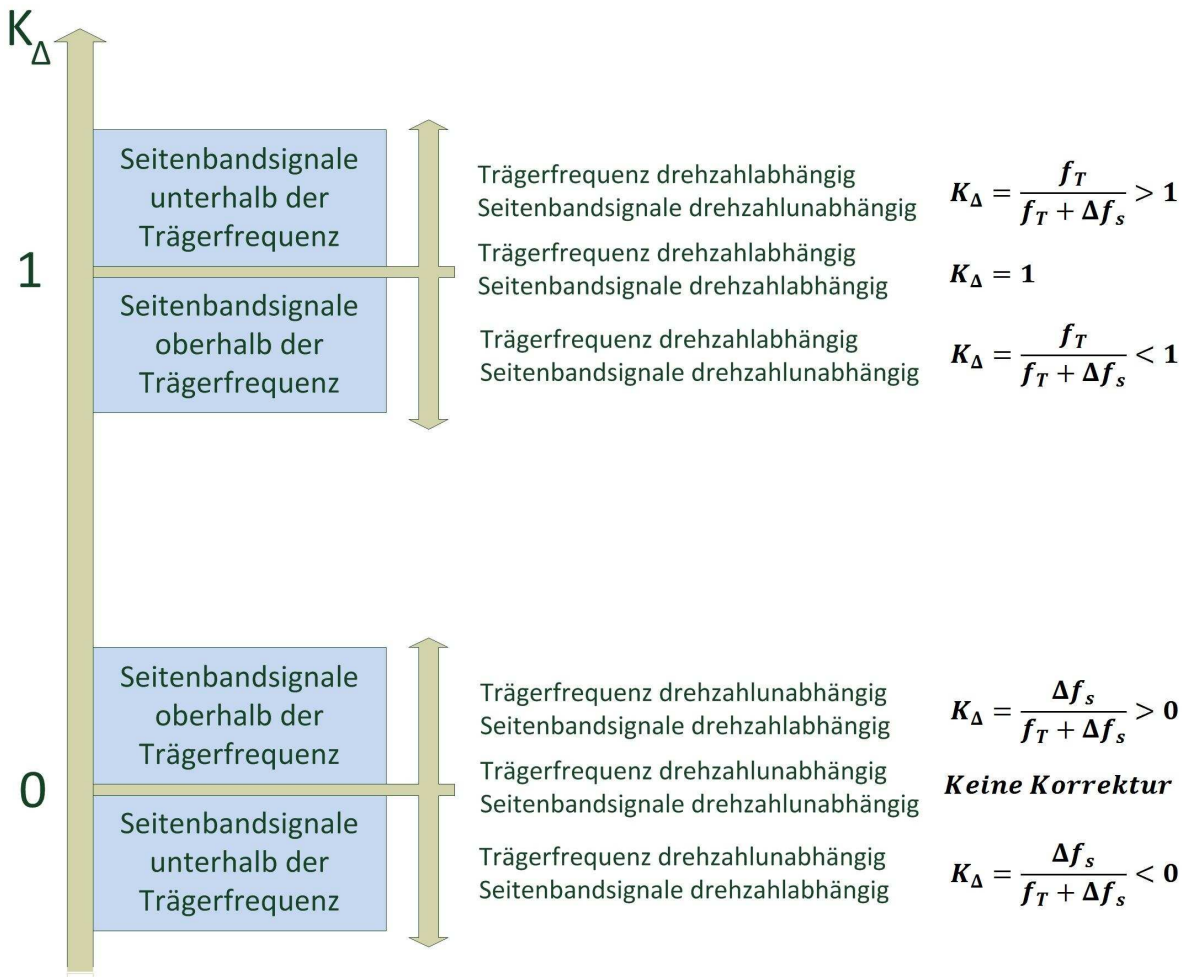


Abb. 3.1: Korrekturfaktor K_Δ für alle möglichen Fälle von einem auf einer Trägerfrequenz aufmodulierten Seitenbandsignal.

3.1.6 Entwickelter Resamplingalgorithmus

Der entwickelte Resamplingalgorithmus muss, um alle Signalanteile nacheinander richtig darstellen zu können, folgende Eigenschaften aufweisen:

- Genaue Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen,
- Berücksichtigung des Korrekturfaktors K_Δ und
- eine Rücktransformation in den nicht-drehzahlnormierten Zeitbereich muss möglich sein.

Die Abbildung 3.2 zeigt das Ablaufdiagramm des entwickelten Resamplingalgorithmus, der für jedes Beschleunigungssignal in folgenden Schritten ausgeführt wird:

Schritt 1: Messdatenerfassung des Drehimpulsgebersignals und des Beschleunigungssignals.

Schritt 2: Signaltrennung und Erfassung der Messdaten je Wellenumdrehung.

Schritt 3: Vergleich mit der Referenzdatenanzahl pro Wellenumdrehung.

Schritt 4: Multiplikation mit dem Korrekturfaktor K_Δ.

Schritt 5: Bei zuvielen Messdaten werden die überschüssigen Messdaten bei der Analyse nicht berücksichtigt bzw. bei zuwenigen Messdaten erfolgt eine Interpolation und einfügen weiterer Messdaten. Die manipulierten Messdaten werden nach dem Zufallsprinzip gewählt. Durch die Vielzahl von Generatorumdrehungen pro Messung, kann der dabei vorgenommene Fehler vernachlässigt werden.

Schritt 6: Speichern der manipulierten Messdaten mit der Information des Zeitpunktes und der Amplitude.

Schritt 7: Als Ergebnis erhält man ein drehzahlnormiertes Beschleunigungssignal und eine Tabelle über die manipulierten Messdaten.

Mithilfe der abgespeicherte Manipulationsschritte, kann nach einer Drehzahlnormierung, diese vollständig zurückgerechnet werden. Benötigt wird dies, wenn beispielsweise eine komplette Seitenbandfamilie gefiltert werden soll, bei der entweder das Trägersignal oder der Seitenbandabstand drehzahlvariabel ist und die andere Komponente drehzahlkonstant ist. Mithilfe des Resamplingalgorithmus und dem zuvor bestimmten Korrekturfaktor K_Δ wird das Seitenbandsignal schmalbandig und bei der richtigen Frequenz dargestellt. Dadurch kann das Seitenbandsignal gefiltert werden, ohne dass das restliche Messsignal qualitativ beeinflusst wird. Nach der Filterung muss das Signal wieder in den nicht drehzahlnormierten Zeitbereich umgerechnet werden, sodass ein weiteres Seitenbandsignal schmalbandig dargestellt werden kann. Diese erfolgt durch die entsprechende Manipulation, in Form von löschen und hinzufügen der zuvor abgespeicherten manipulierten Messdaten, siehe Abbildung 3.3. Durch beliebige Wiederholung können nacheinander erwünschte Störsignalanteile schmalbandig dargestellt werden und das Zeitsignal gezielt manipuliert werden.
Im Zuge der Rücktransformation werden zuvor gefilterte Signalanteile in stark abgeschwächter Form wieder in das Signal eingebracht, wodurch mit diesem Algorithmus keine

vollständige Filterung möglich ist. Der Grund hierfür liegt darin, dass die für die Drehzahlnormierung manipulierten Messdaten, welche zuvor abgespeichert wurden, bei der Filterung nicht berücksichtigt werden können. Dennoch ist diese Filterung praktikabel anwendbar, da die meisten Störsignale soweit abgeschwächt werden, sodass sie innerhalb der Grenzen der normalen Messungenauigkeit liegen.

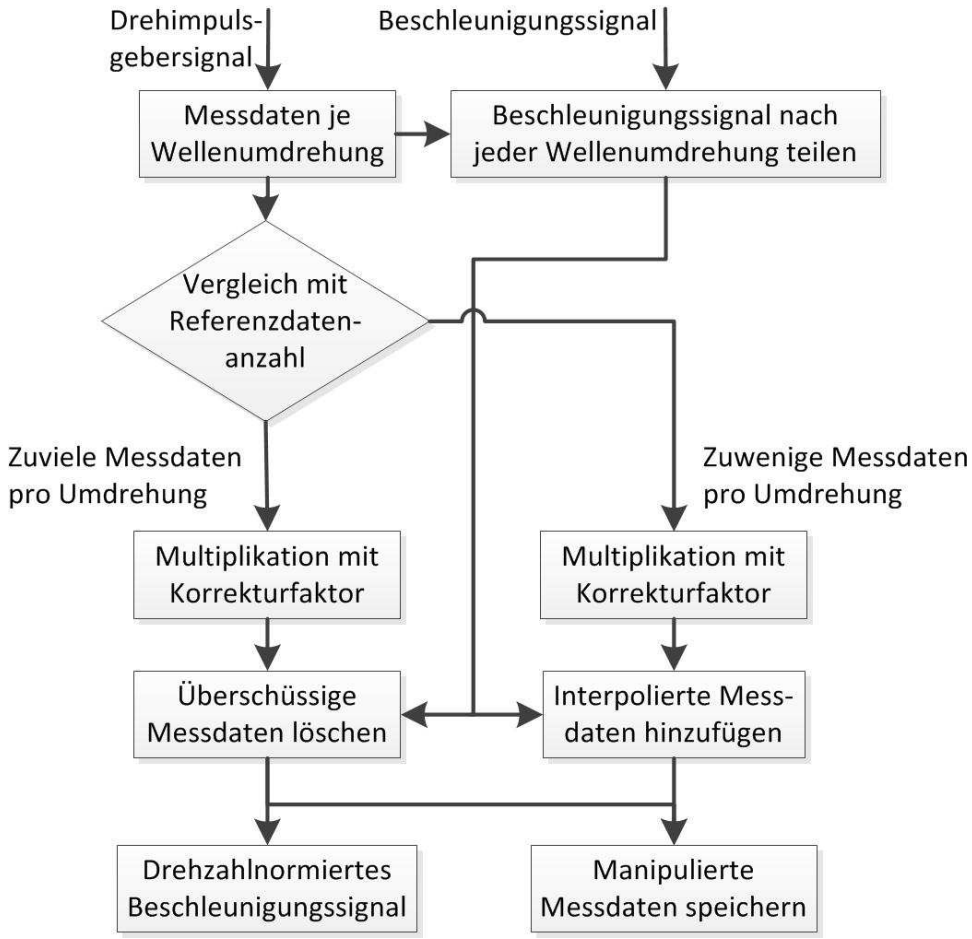


Abb. 3.2: Ablaufdiagramm des entwickelten Resamplingalgorithmus

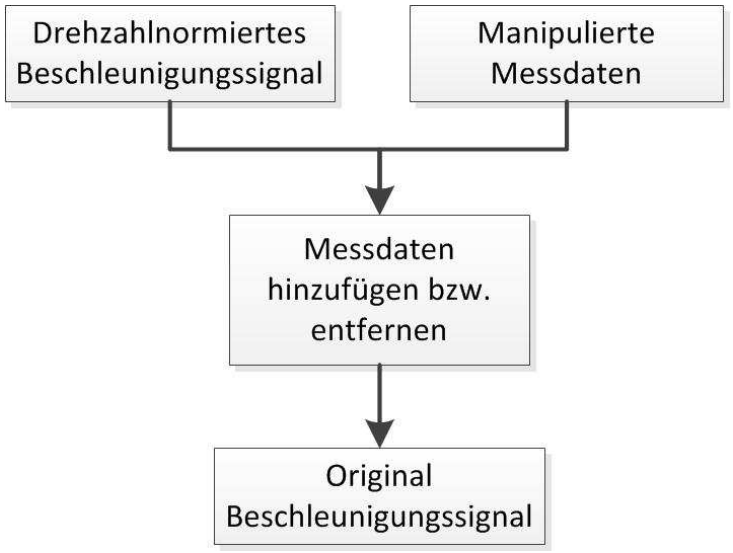


Abb. 3.3: Ablaufdiagramm des entwickelten Resamplingalgorithmus für die Rücktransformation in den nicht drehzahlnormierten Bereich

3.1.6.1 Beispiel der Drehzahlzahlberücksichtigung anhand der Zahneingriffsfrequenz

Die Abbildung 3.4 zeigt die Darstellung des Zahneingriffs der Getriebeausgangsstufe ohne einer Drehzahlkorrektur. Der Zahneingriff selbst und die zugehörigen Seitenbandsignale können nicht detektiert werden.
Die Abbildung 3.5 zeigt das Frequenzspektrum mit den selben Messdaten wie aus Abbildung 3.4 nach Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen während der Messdatenaufzeichnung. Durch die Drehzahlberücksichtigung werden sowohl die Zahneingriffsfrequenz (Trägerfrequenz), als auch die zugehörigen Seitenbandsignale schmalbandig dargestellt. Dadurch können diese überhaupt erst detektiert werden. Ohne einer Drehzahlkorrektur würden alle Signalanteile verschmiert dargestellt werden, eine Separierung der einzelnen Frequenzanteile wäre nicht möglich.

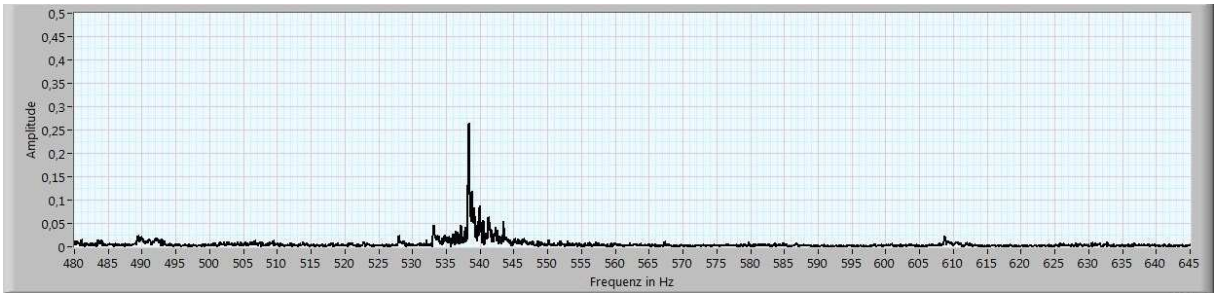


Abb. 3.4: Darstellung des Zahneingriffes ohne einer Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen.

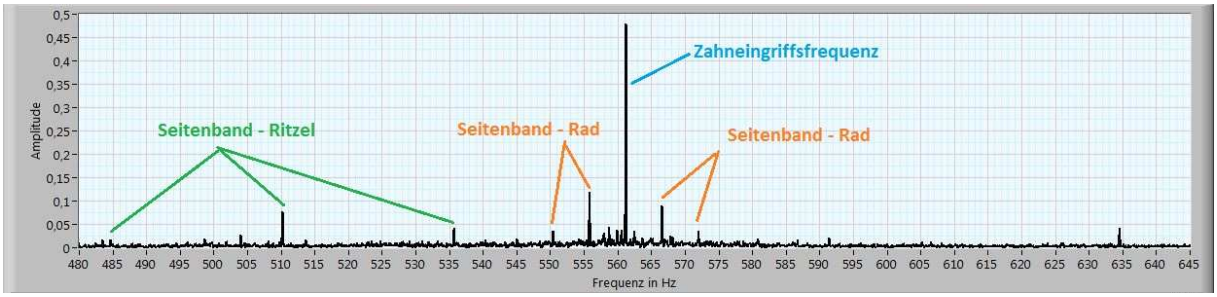


Abb. 3.5: Darstellung des Zahneingriffes nach einer Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen mit den selben Messdaten wie aus Abbildung 3.4.

3.1.6.2 Beispiel der richtigen Darstellung der Seitenbandsignale der Nutpassierfrequenz

Bei der Nutpassierfrequenz und ihren Seitenbandsignalen handelt es sich um einen Fall, bei dem die Nutpassierfrequenz abhängig von der Generatordrehzahl ist. Die aufmodulierten Seitenbandsignale haben einen drehzahlunabhängigen Seitenbandabstand von 100 Hz. Die Anzahl der Generatornuten beträgt 84. Ohne Drehzahlschwankung und konstanter Generatordrehzahl von 25,51 Hz (1530,6 $^{\mathrm{U}}/_{\mathrm{min}}$) ergibt sich eine Nutpassierfrequenz von 2142,84 Hz. Das erste untere Seitenbandsignal wäre bei einer Frequenz von 2042,84 Hz, während sich das erste obere Seitenbandsignal bei einer Frequenz von 2242,84 Hz befindet. Auf die Referenzdrehzahl des Generators von 25,51 Hz bezogen ergibt sich ein Korrekturfaktor für das erste untere Seitenbandsignal von $K_{\Delta} = 1{,}04895$.

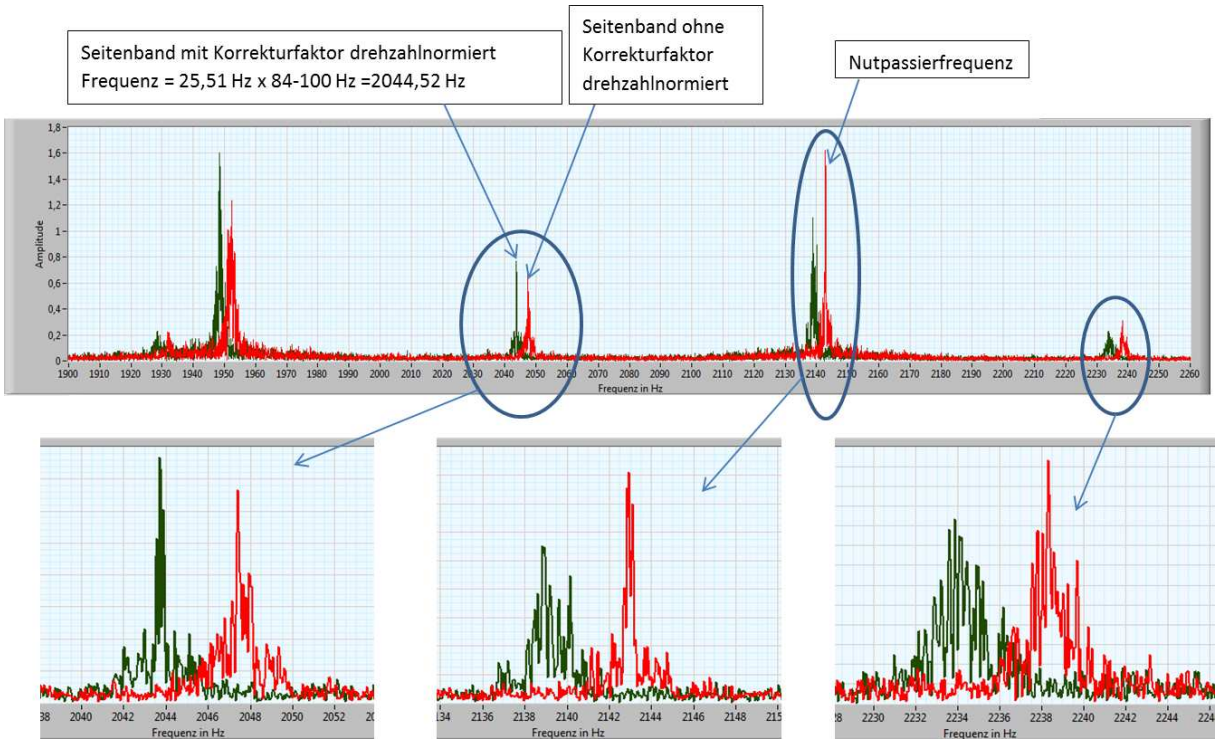


Abb. 3.6: Schmalbandige Darstellung eines Seitenbandsignals und der Nutpassierfrequenz. Das rote Spektrum ist auf die Nutpassierfrequenz korrigiert. Das grüne Spektrum auf das erste untere Seitenbandsignal.

Die Abbildung 3.6 zeigt das Frequenzspektrum im Bereich von 1900 Hz bis 2260 Hz der Messdaten eines Generators. In rot dargestellt das Frequenzspektrum mit einer Drehzahlnormierung nach dem Stand der Technik. Dadurch wird die Nutpassierfrequenz selbst bei 2142,84 Hz sehr schmal dargestellt die Seitenbandsignale, etwa bei 1942,84 Hz, 2042,84 Hz und 2242,84 Hz werden aber verschmiert und in Abhängigkeit des Drehzahlverlaufs falsch positioniert dargestellt. Das grüne Frequenzspektrum zeigt, das auf das erste untere Seitenbandsignal (2042,84 Hz) korrigierte Frequenzspektrum. Es zeigt sich, dass das erste untere Seitenbandsignal praktisch bei der erwarteten Frequenz von 2042,84 Hz aufzufinden ist. Weiters wird die Frequenzbreite deutlich schmäler und die maximale Amplitude steigt an. Auch das zweite, unterhalb der Trägerfrequenz liegende, Seitenbandsignal (bei etwa 1942,84 Hz) wird schon besser dargestellt. Es würde sich aber mit dem entsprechenden Korrekturfaktor $K_\Delta = 1{,}10294$ noch besser darstellen lassen. Andererseits werden die Nutpassierfrequenz und die Seitenbandsignale oberhalb der Nutpassierfrequenz dadurch verschmiert bzw. verstärkt verschmiert dargestellt.

Wie das Beispiel zeigt kann mit dieser Analysemethode immer nur ein Seitenbandsignal oder die Trägerfrequenz schmalbandig dargestellt werden. Bei einem weiteren Datensatz soll dies nochmals in Detail gezeigt werden. Gut erkennbar ist bei diesem Datensatz auch, dass sich das untere und obere Seitenbandsignal mit einer Drehzahlkorrektur nach dem Stand der Technik genau spiegelverkehrt verhalten, siehe Abbildung 3.7.

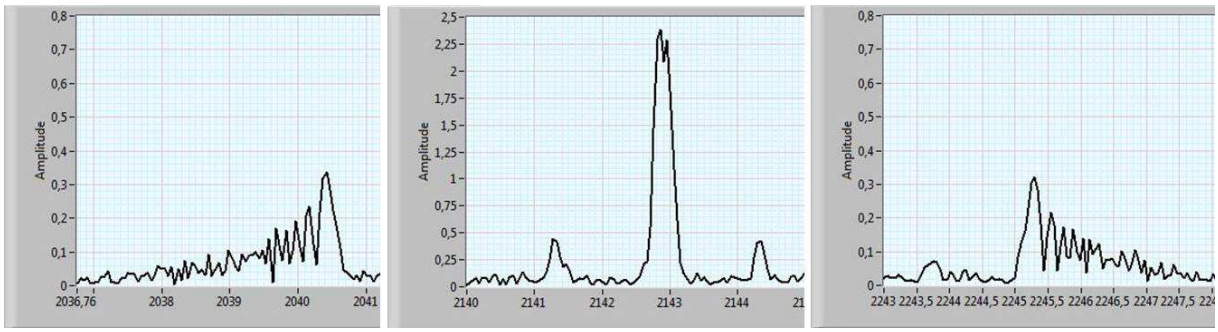


Abb. 3.7: Ausschnitt aus dem Frequenzspektrum des Generatorsensors, links: erste untere Seitenbandsignal, rechts: erste obere Seitenbandsignal, mitte: Nutpassierfrequenz. Drehzahlnormierung mit einem Korrekturfaktor $K_\Delta = 1$.

Durch eine Drehzahlkorrektur auf das erste untere Seitenbandsignal, siehe Abbildung 3.8 wird dieses bei der richtigen Frequenz (2042,8 Hz) angezeigt. Der Ausgleich der Drehzahlschwankungen verschmiert dabei aber die Nutpassierfrequenz in die entgegengesetzte Frequenzrichtung und das erste obere Seitenbandsignal wird dadurch noch mehr verschmiert.

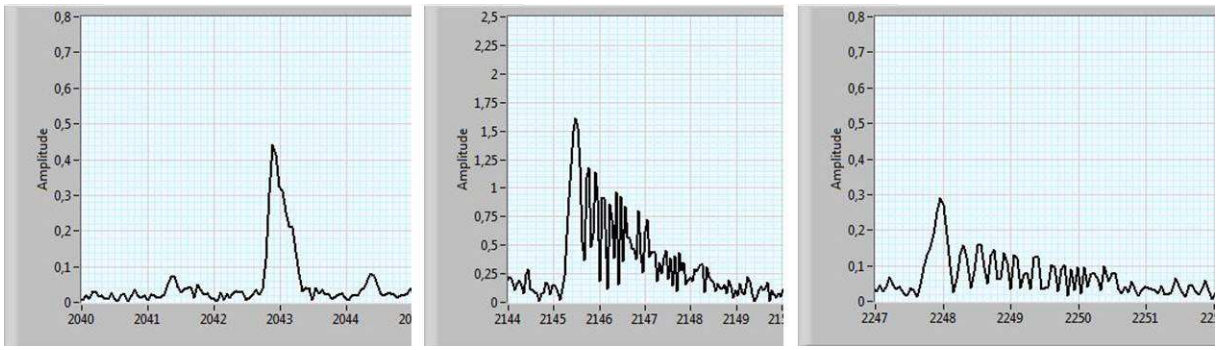


Abb. 3.8: Ausschnitt aus dem Frequenzspektrum des Generatorsensors, links: erste untere Seitenbandsignal, rechts: erste obere Seitenbandsignal, mitte: Nutpassierfrequenz. Korrektur auf das untere Seitenbandsignal.

Die Abbildung 3.9 zeigt das Frequenzspektrum nach einer Drehzahlkorrektur auf das erste obere Seitenbandsignal (2242,8 Hz). Wiederum werden alle anderen Amplituden verschmiert dargestellt.

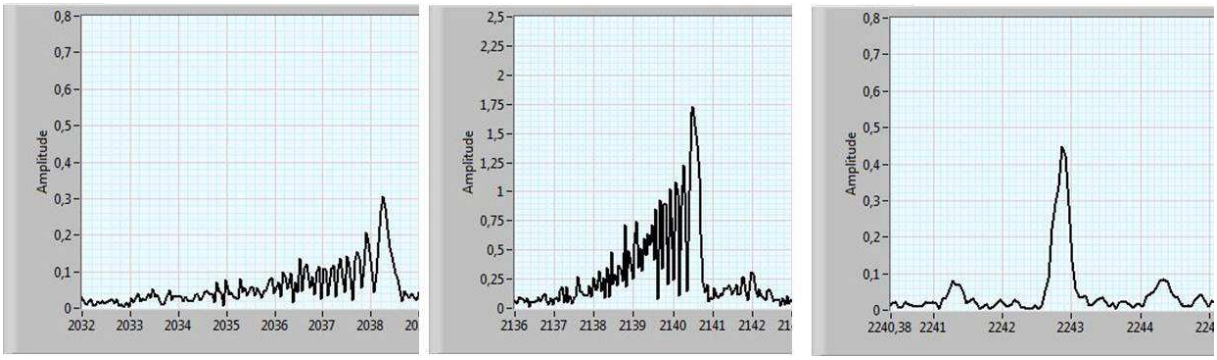


Abb. 3.9: Ausschnitt aus dem Frequenzspektrum des Generatorsensors, links: erste untere Seitenbandsignal, rechts: erste obere Seitenbandsignal, mitte: Nutpassierfrequenz. Korrektur auf das obere Seitenbandsignal.

3.2 Filterung vor Bildung der Hüllkurve

Wie schon im Kapitel 2.2 beschrieben, können amplitudenstarke Störsignale, amplitudenschwache so stark überlagern, dass diese nicht mehr im Hüllkurvenspektrum detektiert werden können. Nach dem Stand der Technik wird das Zeitsignal üblicherweise vor der Bildung der Hüllkurve, mit einer Eckfrequenz von etwa 2000 Hz hochpassgefiltert mit dem Ziel den Einfluss der Zahneingriffe auf das Hüllkurvenspektrum zu mindern. Für die Zustandsüberwachung von Windkraftgetrieben ist dies oft nicht ausreichend. Einerseits werden die Störeinflüsse nicht genügend aus dem Zeitsignal gefiltert, andererseits werden dadurch aber auch Signale gefiltert, die für eine Schadensbeurteilung essentiell sind, wie z.B. die Modulationen der Lagerüberrollfrequenz auf die Zahneingriffsfrequenz, siehe Abschnitt 2.3.1. Im Rahmen dieser Arbeit wurden folgende Analysekonzepte ausgearbeitet um diese Problematik zu berücksichtigen:

- Gezielte Signalunterdrückung mittels der Wavelet-Paket-Transformation,
- expertenunterstützte schmalbandige Filterung bekannter Störeinflüsse und
- ein frequenzselektives Hüllkurvenspektrum.

3.2.1 Gezielte Signalunterdrückung mittels der Wavelet-Paket-Transformation

Mithilfe des entwickelten Algorithmus sollen drehzahlunabhängige Schwingungsanteile, die etwaige Schadensmerkmale überlagern könnten, gefiltert werden. Diese Schwingungsanteile würden ansonsten bei einer Drehzahlnormierung verschmiert in den Spektren dargestellt. Dadurch können Signalanteile direkt überlagert werden. Die Überlagerung ist hierbei abhängig vom Energieinhalt der Störschwingung und den während der Messung auftretenden Drehzahlschwankungen. Weiters können auch indirekte Überlagerungen auftreten, durch die das gesamte Hüllkurvenspektrum beeinträchtigt wird, (siehe Abschnitt 2.2). Die Signalunterdrückung mittels der Wavelet-Paket-Transformation wird wie folgt durchgeführt:

1. Automatisches Auffinden von drehzahlunabhängigen Signalanteilen (Störschwingungen).
2. Zerlegung des Beschleunigungssignals mittels der Wavelet-Paket-Transformation.

3. Untersuchung dieser einzelnen zerlegten Beschleunigungssignale auf die zuvor gefunden Störschwingungen.

4. Unterdrückung einzelner Beschleunigungssignalanteile.

5. Modifiziertes Beschleunigungssignal bestimmen.

6. Bildung der Hüllkurve mittels Hilbertransformation des neu generierten Zeitsignals.

7. Drehzahlausgleich auf die gewünschte Referenzdrehzahl.

8. Bildung des Hüllkurvenspektrums.

3.2.1.1 Automatisches Auffinden von drehzahlunabhängigen Störanteilen

Drehzahlunabhängige Störanteile im Hüllkurvenspektrum (wie beispielweise die zweifache Netzfrequenz mit 100 Hz) die sich auf die Nutpassierfrequenz modulieren, zeigen sich im Hüllkurvenspektrum ohne einer Drehzahlnormierung bei den Frequenzen 100 Hz, 200 Hz und 300 Hz, siehe Abbildung 3.10.

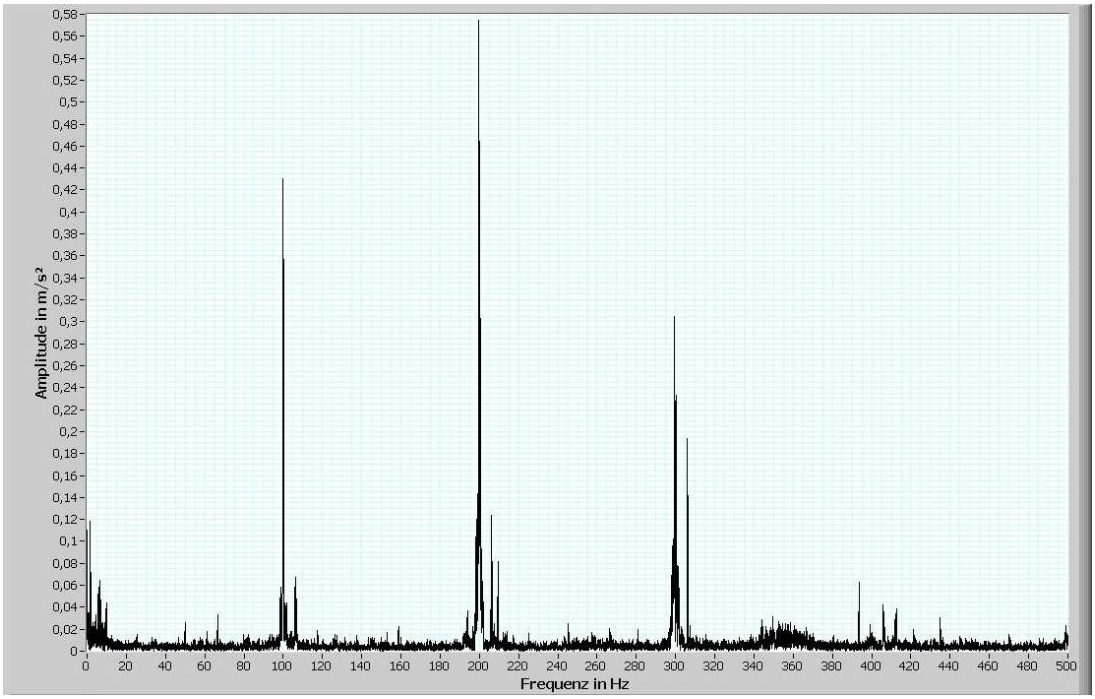


Abb. 3.10: Ausschnitt aus dem Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Sensors GEN-8 ohne Korrekturmaßnahmen.

Für die automatische Detektion von drehzahlunabhängingen Signalanteilen wird folgender Programmablauf, siehe ergänzend Abbildung 3.11, durchgeführt:

1. Schritt Messdatenerfassung der Beschleunigungen und des Drehzahlsignals der schnellsten Welle. Für das Drehzahlsignal wird ein induktiver Sensor verwendet, der einmal pro Wellenumdrehung zwischen zwei logischen Signalpegeln 0 V und der Betriebsspannung umschaltet. Man erhält dadurch ein Zeitsignal mit dessen Hilfe der Drehzahlverlauf während der Messdatenaufnahme bestimmt werden kann.

2. Schritt Bestimmung der mittleren Drehzahl über den Drehzahlverlauf. Diese gemittelte Drehzahl stellt die neue Referenzdrehzahl dar, auf welche die Beschleunigungssignale drehzahlnormiert werden sollen. Um drehzahlunabhängige Signalkomponenten im Hüllkurvenspektrum automatisch detektieren zu können, sollten diese in den drehzahlnormierten und drehzahlunabhängigen Spektren genau übereinander liegen. Dafür soll die Normierung um die tatsächliche mittlere Drehzahl (in der Analyse wird der arithmetische Mittelwert bestimmt) vorgenommen werden. Diese Vorgangsweise beschränkt sich speziell auf das Auffinden der drehzahlunabhängigen Signalanteile. In den Spektren, die der Zustandsüberwacher betrachtet, wird für die bessere Vergleichbarkeit jedoch immer auf die gleiche Referenzdrehzahl transformiert.

3. Schritt Drehzahlnormierung auf die ermittelte neue Referenzdrehzahl.

4. Schritt Bildung des drehzahlnormierten und des nichtdrehzahlnormierten Hüllkurvenspektrums.

5. Schritt Auffinden von Amplitudenüberhöhungen im nichtdrehzahlnormierten Hüllkurvenspektrum und Ausgabe der zugehörigen Frequenzen.

6. Schritt Vergleich der Energieverteilung zwischen den normierten und nichtnormierten Hüllkurvenspektren um die ermittelten Frequenzen. Ändert sich die Amplitudenverteilung der zuvor detektierten Signalanteile, sodass sie im drehzahlnormierten Hüllkurvenspektrum breiter und flacher wird, dann handelt es sich um eine drehzahlunabhängige Signalkomponente, siehe Abbildung 3.12.

7. Schritt Frequenzen speichern

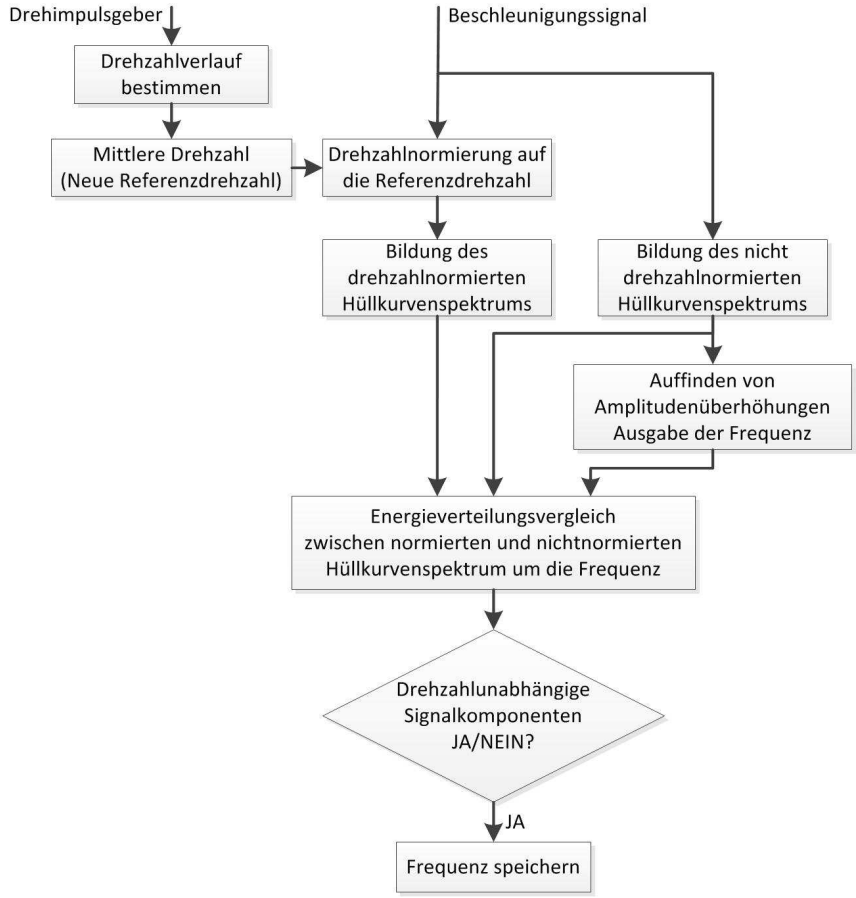


Abb. 3.11: Ablaufdiagramm zum automatischen Auffinden von drehzahlunabhängigen Amplitudenüberhöhungen im Hüllkurvenspektrum

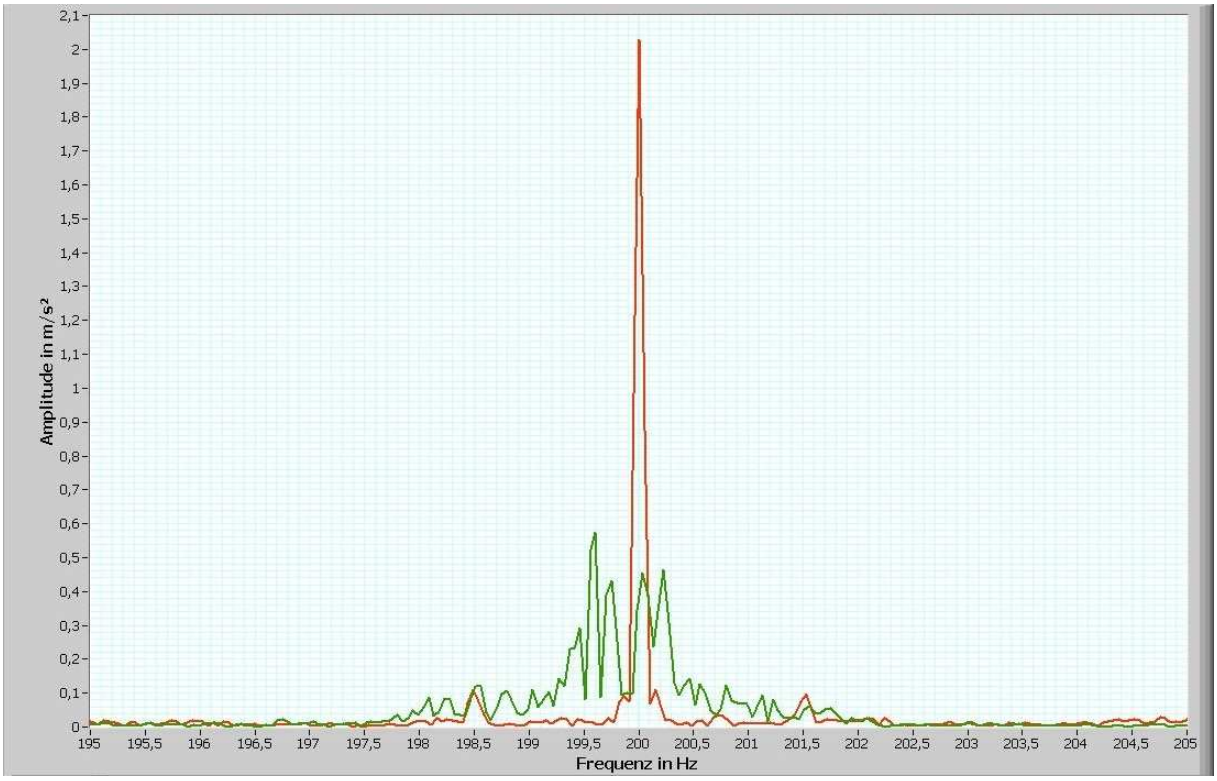


Abb. 3.12: Vergleich einer drehzahlunabhängigen Amplitudenerhöhung im drehzahlnormierten Hüllkurvenspektrum (grün) und im nicht drehzahlnormierten Hüllkurvenspektrum (rot). Es handelt sich dabei um die zweite Harmonische mit 100 Hz, die aufgrund der Nutpassierfrequenz und deren Seitenbandsignalen auftritt.

3.2.1.2 Untersuchung mittels der Wavelet-Paket-Transformation

Hierfür wird das Zeitsignal zunächst mittels Wavelet-Paket-Transformation zerlegt. Dabei erfolgt die Zerlegung nicht nur beim Tiefpasskanal, sondern auch beim Hochpasskanal, siehe Abschnitt 1.3.5.2. Nacheinander wird je eines der Zeitsignale auf Null gesetzt und das ursprüngliche Zeitsignal ohne den auf Null gesetzten Signalanteil rekonstruiert. Anschließend wird das Hüllkurvenspektrum vom rekonstruierten Zeitsignal gebildet und mit dem originalem Hüllkurvenspektrum verglichen. Sinkt die Amplitude einer zuvor gefunden drehzahlunabhängigen Frequenz ab, so ist dies ein Zeichen dafür, dass genau in diesem Signalanteil, sich drehzahlunabhängige Schwingungskomponenten befinden. Die Abbildung 3.13 zeigt den Vergleich zwischen zwei Hüllkurvenspektren mit Unterdrückung von Teilsignalen im direkten Vergleich mit dem Originalhüllkurvenspektrum. Bei Unterdrückung

des Teilsignales (5 | 23)[2] (Abbildung 3.13a) zeigt sich im Hüllkurvenspektrum bei der Frequenz von 200 Hz keine Veränderung zwischen dem Originalhüllkurvenspektrum (in rot) und dem rekonstruierten Hüllkurvenspektrum nach der Unterdrückung des Signalanteils (5 | 23). Durch die Unterdrückung des Teilsignales (5 | 24) (Abbildung 3.13b) zeigt sich, dass das rekonstruierte Hüllkurvenspektrum (in grün) bei einer Frequenz von 200 Hz eine deutlich geringere Amplitude aufweist als das Originalhüllkurvenspektrum.

3.2.1.3 Unterdrückung unerwünschter Signalanteile

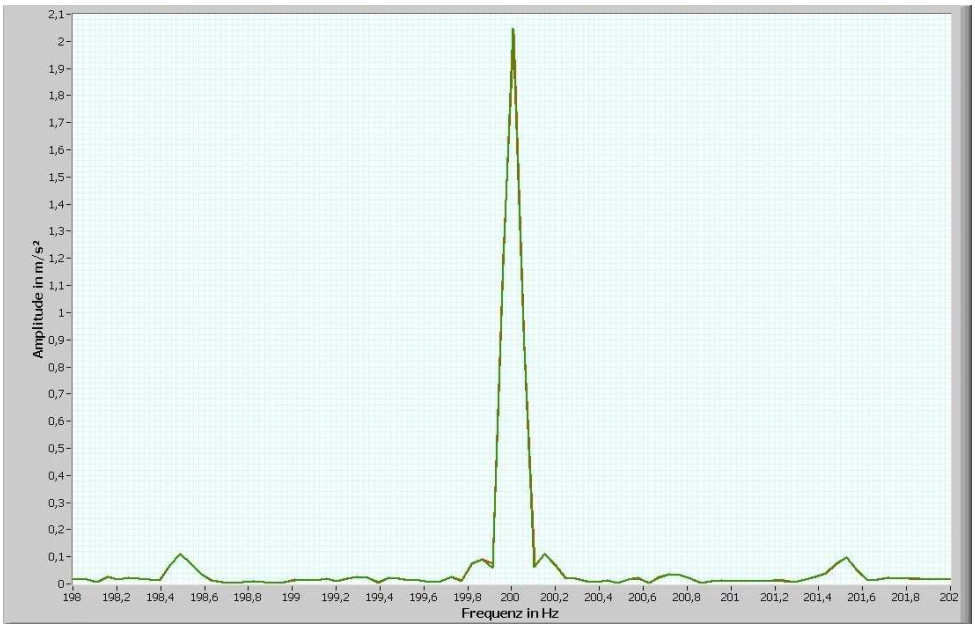
Werden alle unerwünschten Signalanteile (wie oben gezeigt z.B. (5 | 24)), welche zuvor ermittelt wurden unterdrückt (abgeschwächt bzw. auf Null gesetzt) ergibt sich ein Zeitsignal ohne den Einfluss dieser Störeinflüsse. In der Abbildung 3.14a ist das Zeitsignal des Generatorsensors dargestellt. Im direkten Vergleich mit den Zeitsignal ohne störende Signalanteile, siehe Abbildung 3.14b, zeigen sich deutlich geringere Amplitudenwerte. Diese sinken in etwa von 18 $^{m}/_{s^2}$ auf 6 $^{m}/_{s^2}$.

3.2.1.4 Bildung des Hüllkurvenspektrums

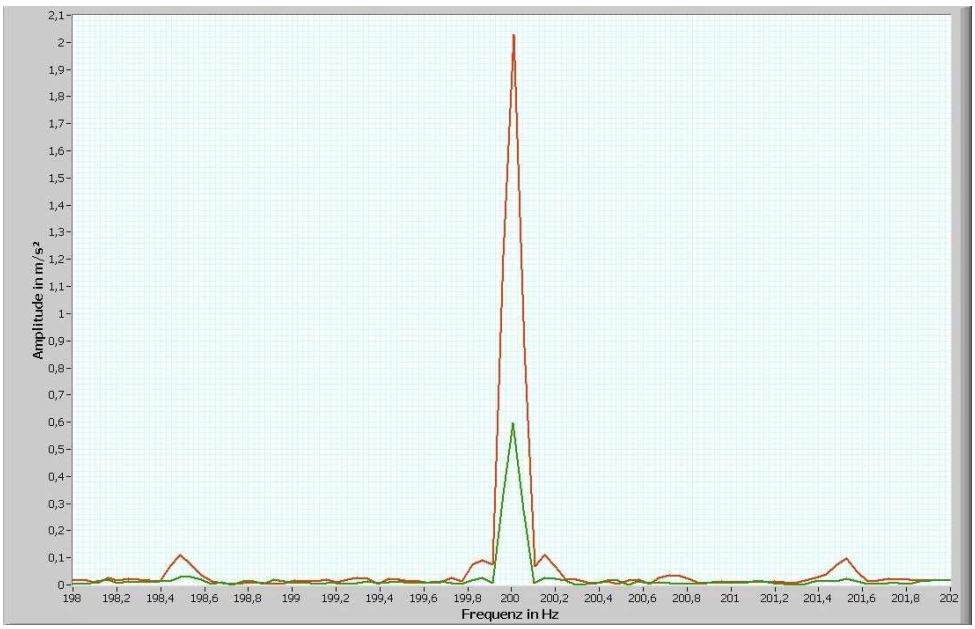
Vom rekonstruierten Zeitsignal wird zunächst die Hüllkurve gebildet und anschließend mit dem vorgestellten Resamplingalgorithmus auf die gewünschte vorgegebene Referenzdrehzahl transformiert. Im Anschluss daran erfolgt die Bildung des Hüllkurvenspektrums. Die folgenden Hüllkurvenspektren 3.15a und 3.15b zeigen, welche Auswirkungen die zuvor vorgenommenen Maßnahmen bewirken. Dafür werden drei, ausgehend von den gleichen Messdaten, unterschiedlich gebildete Hüllkurvenspektren miteinander verglichen. Einmal ohne Filterung, einmal nach einer Hochpassfilterung des Zeitsignals (mit einer Eckfrequenz von 2000 Hz) und einem Hüllkurvenspektrum nach der Unterdrückung von Signalanteilen mittels Wavelet-Transformation. Die Abbildung 3.15a zeigt das Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Generatorsensors im Frequenzbereich von 190 Hz bis 210 Hz. Es zeigt sich dabei, dass durch eine reine Hochpassfilterung die Amplitudenüberhöhung bei etwa 200 Hz kaum vermindert wurde. Durch die Unterdrückung der störenden Signalanteile konnte aber die Amplitudenerhöhung bei der Frequenz von 200 Hz komplett aus dem Hüllkurvenspektrum entfernt werden. Durch die Entfernung dieser störenden Signalanteile zeigt sich bei einer Frequenz von etwa 138 Hz, siehe Abbildung 3.15b, beim rekonstruierten Signal eine zusätzliche Amplitudenüberhöhung. Diese weist auf einen Innenringschaden

[2](i | j) ... i= Wavellet-Tiefe, j= j-Teil der Zerlegung

hin. Mit dem Abstand der Käfigüberrollfrequenz zeigt sich bei etwa 127 Hz eine weitere Amplitudenüberhöhung.

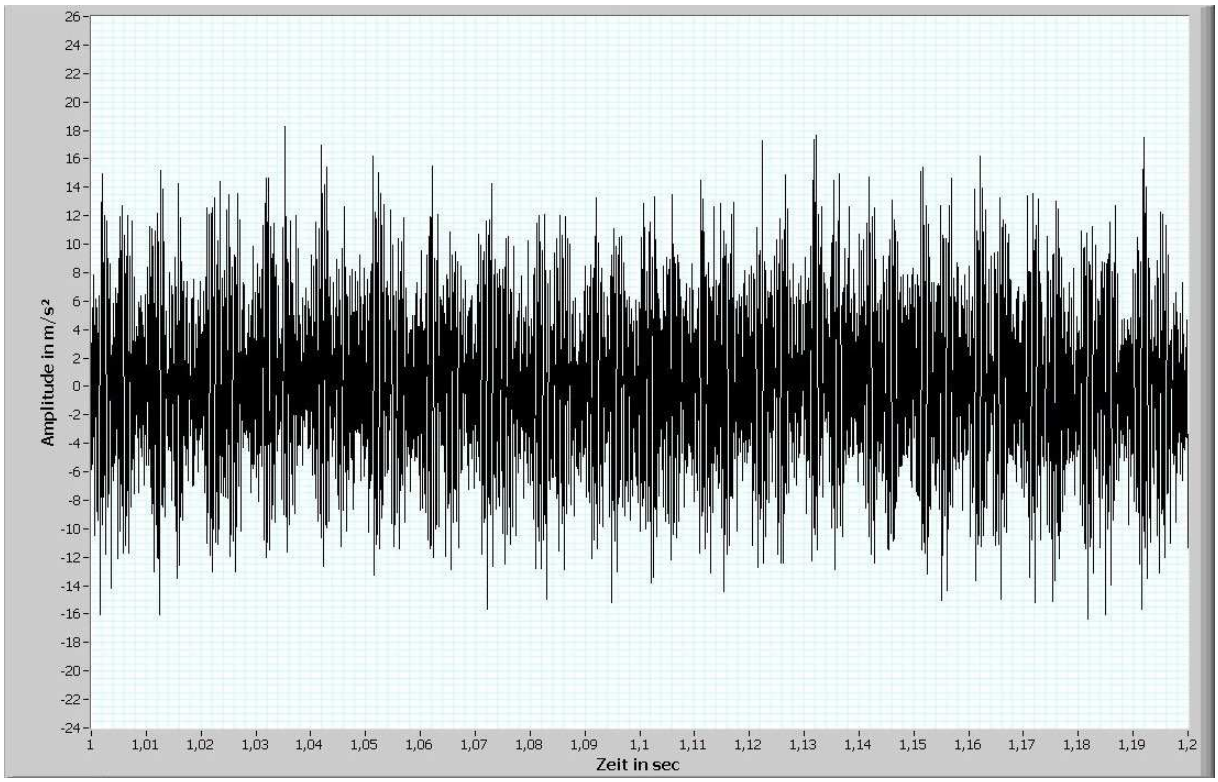


(a) Hüllkurvenspektrum ohne den Signalanteil (5 | 23)

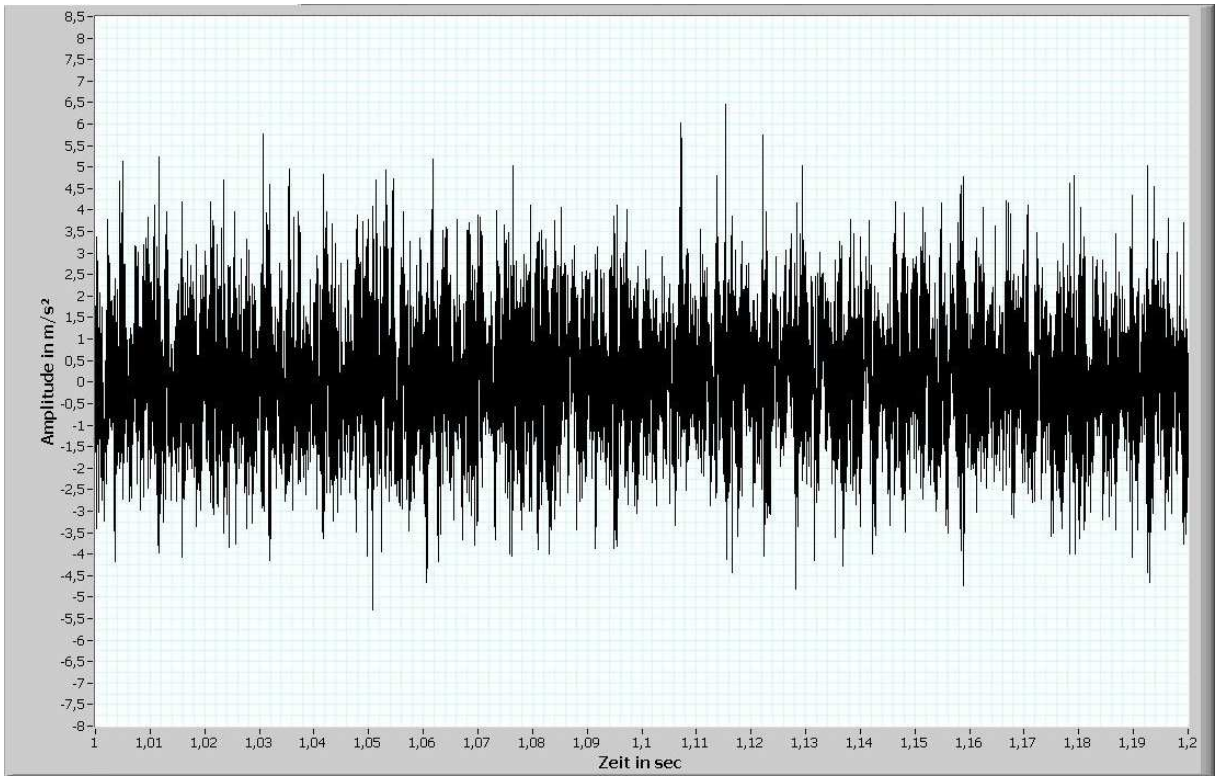


(b) Rekonsturiertes Hüllkurvenspektrum ohne den Signalanteil (5 | 24) in grün, das Originalsignal in rot

Abb. 3.13: Rekonsturierte Hüllkurvenspektren

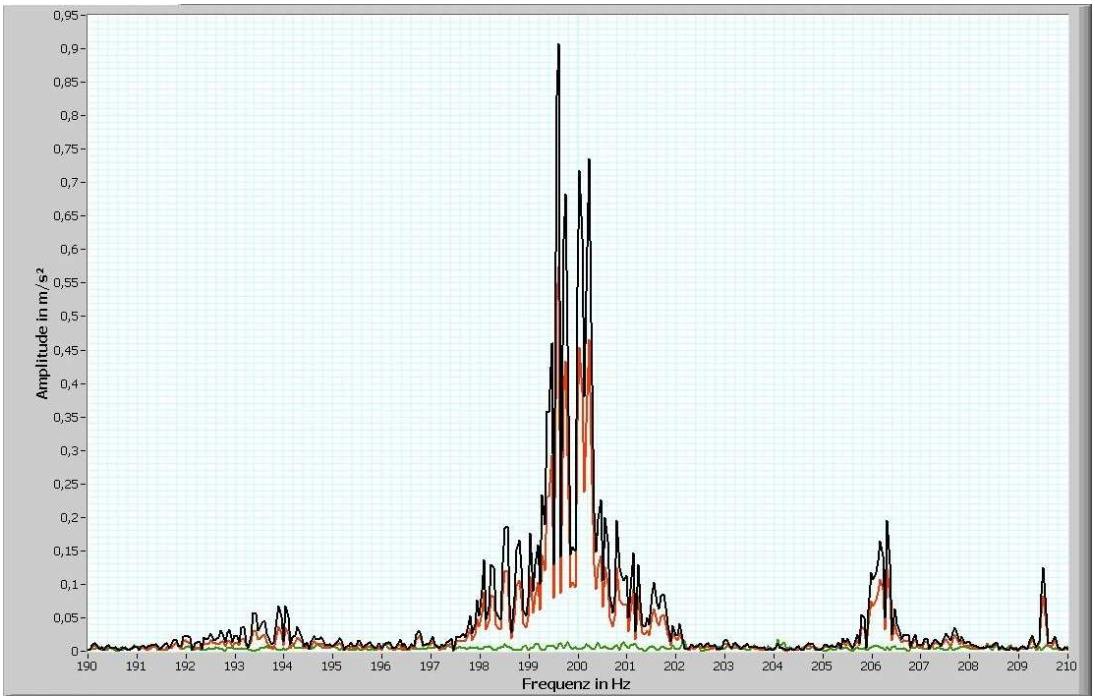


(a) Zeitsignal mit allen Signalanteilen.

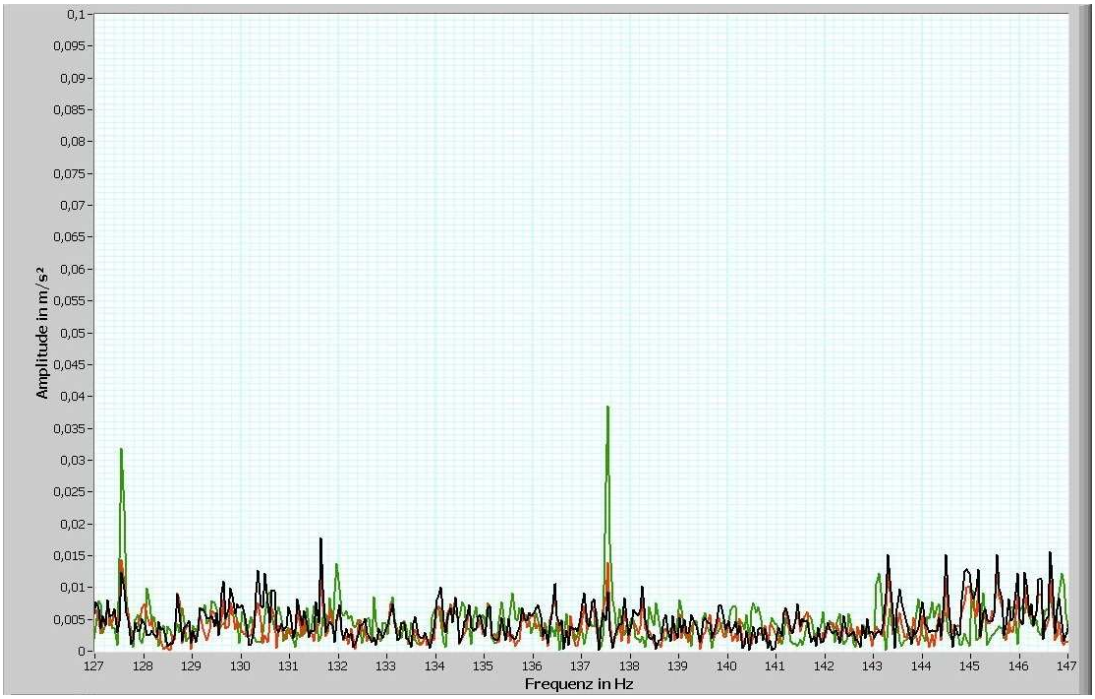


(b) Zeitsignal mit auf Null gesetzten Störsignalanteilen.

Abb. 3.14: Zeitsignal mit und ohne Unterdrückung störender Signalanteile.



(a) Hüllkurvenspektrum im Frequenzbereich der Störschwingung von 190 Hz bis 210 Hz



(b) Hüllkurvenspektrum im Frequenzbereich der Überrollfrequenz des Lagerschadens von 127 Hz bis 147 Hz

Abb. 3.15: Hüllkurvenspektrum mit einem Generatorinnenringschaden. In schwarz das Hüllkurvenspektrum ohne Filterung. In rot das Hüllkurvenspektrum mit einer Hochpassfilterung (2000 Hz). In grün das Hüllkurvenspektrum nach einer gezielten Signalunterdrückung.

3.2.1.5 Vor- und Nachteile der gezielten Unterdrückung mittles Wavelet-Koeffizienten

Vorteile

- Gezielte Filterung von drehzahlunabhängigen Signalanteilen.
- Es ermöglicht eine Trennung von drehzahlabhängigen und drehzahlunabhängigen Komponenten im Hüllkurvenspektrum.
- Keine „starre“ Filterung (z.B. Hochpassfilterung mit 2000 Hz).
- Im Vergleich zu den Analyseverfahren „Expertenunterstützte Vorfilterung“, siehe Abschnitt 3.2.2 und „Frequenzselektives Hüllkurvenspektrum“, siehe Abschnitt 3.2.3, wird nur eine relativ geringe Rechendauer benötigt.

Nachteile

- Befinden sich im zu unterdrückenden Teilsignal sowohl drehzahlabhängige als auch drehzahlunabhänige Signalanteile (z.B. bei Seitenbandstrukturen) so werden beide nicht mehr berücksichtigt. Im rekonstruierten Zeitsignal könnten also Signalanteile gefiltert werden, die für eine Beurteilung des Zustandes der Maschine ausschlaggebend wären.

3.2.2 Expertenunterstützte schmalbandige Filterung bekannter Störeinflüsse

Idealerweise führt man eine Filterung von Störanteilen, die im Hüllkurvenspektrum amplitudenschwache Schadensmerkmale überdecken können, möglichst schmalbandig noch vor der Bildung der Hüllkurven durch. Bei Maschinen mit instationären Drehzahlverhalten müssen hierfür zunächst mittels Drehzahlausgleich die störenden Signalanteile schmalbandig im Frequenzspektrum dargestellt werden. Bei einer auf ein Trägersignal aufmodulierten Seitenbandstruktur ist dies, wie schon im Kapitel 3.1 beschrieben, nur unter folgenden Voraussetzungen möglich:

- Der Drehzahlverlauf während der Messdatenaufnahme muss bekannt sein.
- Die Trägerfrequenz und der Frequenzabstand der aufmodulierte Seitenbandsignale muss bekannt sein.
- Trägersignal und Seitenbandsignal werden nur durch eine einzige Frequenz beschrieben. (Nicht möglich ist eine schmalbandige Darstellung von Resonanzüberhöhungen, da diese abhängig von der Dämpfung immer eine gewisse Bandbreite aufweisen.)

Sind all diese obigen Punkte erfüllt, lässt sich eine schmalbandige Filterung durchführen. Die dazu notwendigen Auswerteschritte sind folgende:

1. Schritt: Messdatenerfassung Zunächst werden die Gehäusebeschleunigungssignale und das Umdrehungsimpulssignal der am schnellsten rotierenden Welle gemessen. Die Abtastrate sollte dabei möglichst hoch sein, da der anschließende Drehzahlausgleich dadurch genauer durchgeführt werden kann. Bei der entwickelten Messdatenhardware wurde eine Abtastfrequenz von 25600 Hz erreicht, was ein Resampling in Form einer Überabtastung notwendig macht.

2. Schritt: Rein mathematische Überabtastung der Messdaten Dies dient dazu die Drehzahlschwankungen mit Hilfe des Korrekturfaktors möglichst genau zu berücksichtigen. Wenn beispielsweise nach der Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen mit dem Korrekturfaktor 10,4 Messdaten manipuliert werden müssen, lassen sich bei normaler Abtastung mit dem entwickelten Algorithmus nur ganze Zahlen berücksichtigen (in diesem Fall 10). Durch die schnellere Abtastung um den Faktor 10 können jedoch dann alle 104 Messdaten angepasst werden.

3. Schritt: Drehzahlnormierung mit Korrekturfaktor Die Messdaten werden mit Hilfe des während der Messdatenaufnahme gemessenen, vorhandenen Drehzahlverlaufs und dem Korrekturfaktor, nach Kapitel 3.1, an die Drehzahlverhältnisse angepasst.

4. Schritt: Notch-Filterung der Störschwingung Nach dem Drehzahlausgleich mit Berücksichtigung des Korrekturfaktors kann nun das entsprechende Seitenbandsignal gefiltert werden. Durch die richtige Darstellung (sowohl bei der zu erwarten Frequenz, als auch durch eine möglichst schmalbandige Amplitudenerhöhung) der zu filternden Signalanteile kann ein Notch-Filter mit großem Gütefaktor verwendet werden. Die umliegenden Frequenzanteile werden dadurch kaum beeinträchtigt.

5. Schritt: Drehzahlausgleich zurückrechnen Nach einer Drehzahlnormierung mit dem Korrekturfaktor $K_\Delta \neq 1$ werden bis auf die jeweils korrigierte Signalkomponente alle anderen verschmiert dargestellt. Nach der durchgeführten Filterung muss der zuvor durchgeführte Drehzahlausgleich wieder zurückgerechnet werden. Dafür werden die manipulierten Messdaten, welche bei der Drehzahlnormierung berücksichtigt wurden, wieder in das Messsignal eingerechnet. Die manipulierten Messdaten wurden zuvor mit den Informationen zur Zeit und Amplitude abgespeichert. Man erhält dadurch das Originalsignal ohne gefiltertes Störsignal.

6. Schritt: Wiederholung der Schritte 3 bis 5 Die Schritte 3 bis 5 werden solange wiederholt bis alle unerwünschten Störsignale gefiltert wurden.

7. Schritt: Unterabtastung Nach der Filterung, wird das Messsignal einer Unterabtastung unterzogen. Dies ist notwendig da zu Beginn eine Überabtastung vorgenommen wurde.

8. Schritt: Hüllkurvenbildung Für die Bildung der Hüllkurve wird die Hilberttransformation verwendet.

9. Schritt: Drehzahlnormierung ohne Korrekturfaktor Erst nach der Bildung der Hüllkurve erfolgt die Drehzahlnormierung. Diesmal ohne Berücksichtigung eines Korrektorfaktors ($K_\Delta = 1$). Als Referenzdrehzahl wird für eine bessere Vergleichsmöglichkeit aller Messdaten und Messstellen in einer Anlage, die gleiche verwendet.

10. Schritt: Bildung des modifizierten Hüllkurvenspektrums Mit Hilfe des FFT-Algorithmus wird das Hüllkurvenspektrum aus dem drehzahlnormierten Hüllkurvensignal gebildet.

Die Abbildung 3.16 zeigt das gesamte Ablaufdiagramm für die expertenunterstütze Filterung von störenden Signalanteilen aus dem Frequenzspektrum.

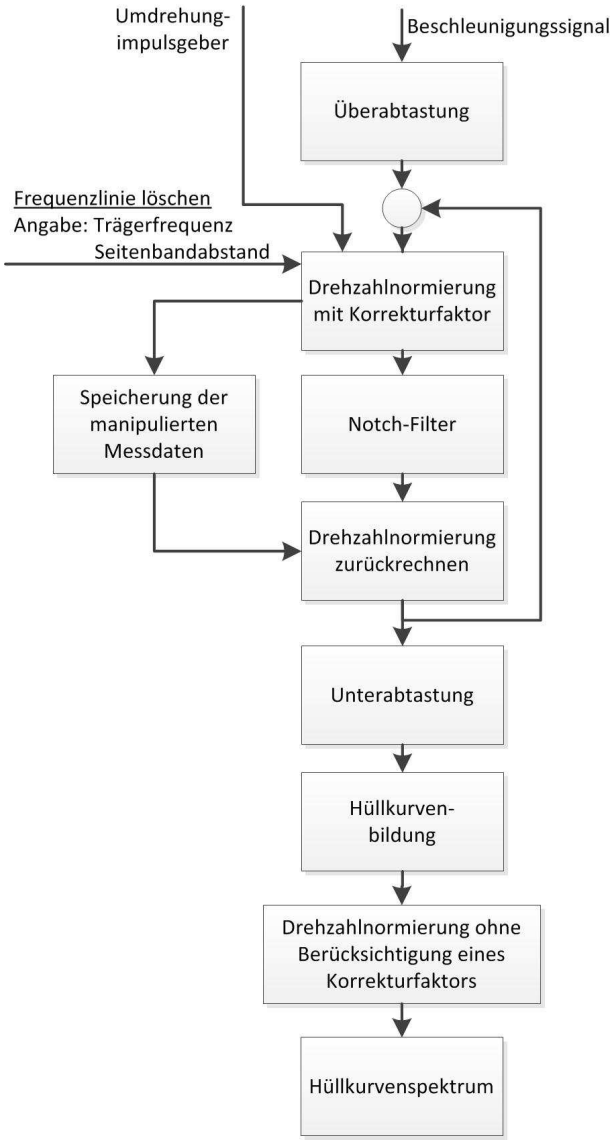


Abb. 3.16: Analyseablauf für das Löschen von störenden Signalkomponenten, bei bekannter Trägerfrequenz und bekanntem Seitenbandabstand.

3.2.2.1 Schmalbandige Filterung bei einem Beschleunigungssignal von einem Windkraftgenerator

Anhand des folgenden Beispiels soll gezeigt werden, wie durch eine gezielte, schmalbandige Filterung von Störanteilen (in diesem Falle der Nutpassierfrequenz und ihren Seitenbandsignalen) die Analyse im Hüllkurvenspektrum verbessert wird. Die Abbildung 3.17 zeigt den Ausschnitt eines Frequenzspektrums in dem die Nutpassierfrequenz mit ihren Seitenbandsignalen auftritt, bevor eine Filterung vorgenommen wurde. Die Abbildung 3.18 zeigt den selben Ausschnitt nach erfolgter Filterung. Durch den zuvor beschrieben Algorithmus kann die Nutpassierfrequenz zum größten Teil gefiltert werden, ohne dass andere Signalkomponenten dadurch betroffen sind. Eine vollständige Filterung lässt sich aber nicht erreichen, da durch die Rücktransformation gefilterte Signalanteile in abgeschwächter Form wieder eingebracht werden.
Dennoch zeigen sich dadurch im Hüllkurvenspektrum Schadensmerkmale, die ansonsten nicht detektierbar wären. So zeigt sich in diesem Fall beim Hüllkurvenspektrum aus den ungefilterten Messdaten die zweifache Netzfrequenz mit einer großen Amplitude. Aufgrund der Drehzahlkorrektur wird sie bei 115 Hz verschmiert dargestellt. Ein zum Zeitpunkt der Messung vorliegender Wälzlagerschaden (bei 137,6 Hz) ist nicht detektierbar, siehe Abbildung 3.19. Nach erfolgter Filterung ist die Amplitude der zweifachen Netzfrequenz im Hüllkurvenspektrum nicht mehr ersichtlich, während der Wälzlagerschaden detektierbar ist, siehe Abbildung 3.20 (grüner Pfeil).

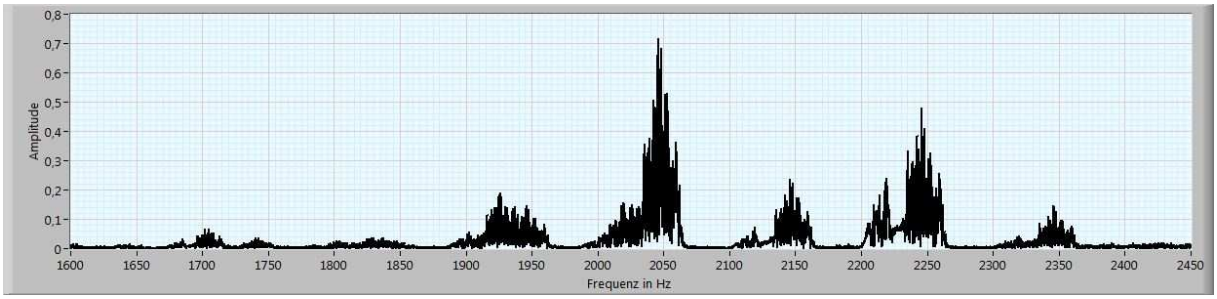


Abb. 3.17: Frequenzspektrum des Beschleunigungssignals von einem Windkraftgenerator ohne Filterung der Nutpassierfrequenz im Frequenzbereich der Nutpassierfrequenz.

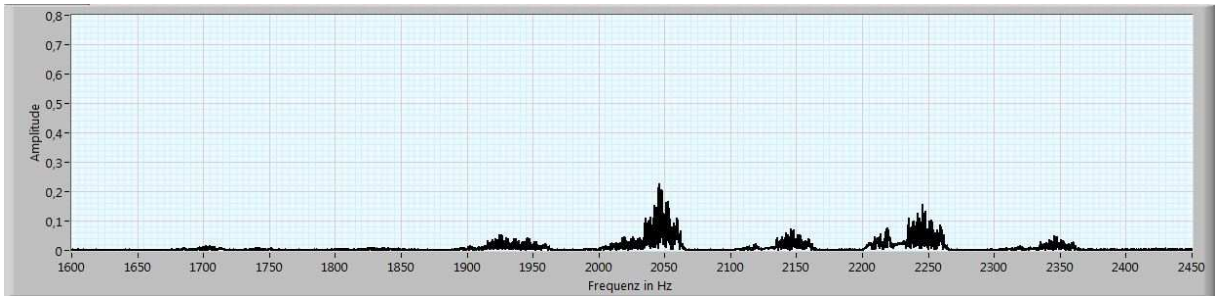


Abb. 3.18: Frequenzspektrum des Beschleunigungssignals von einem Windkraftgenerator mit Filterung der Nutpassierfrequenz im Frequenzbereich der Nutpassierfrequenz.

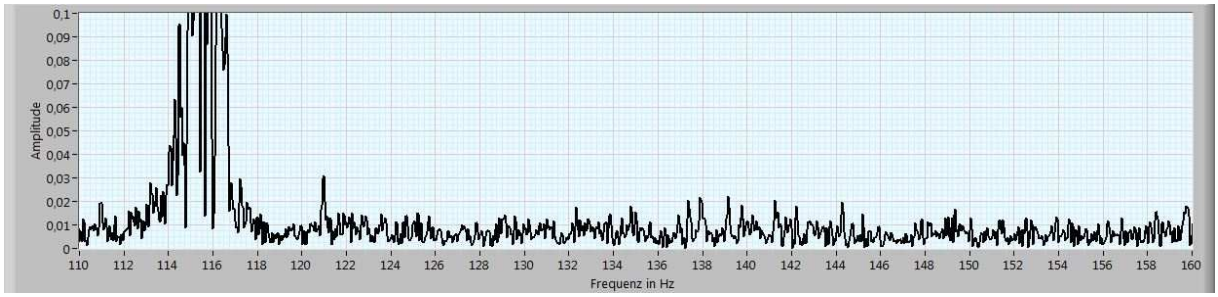


Abb. 3.19: Hüllkurvenspektrum des Beschleungiungssignals von einem Windkraftgenerator ohne Filterung der Nutpassierfrequenz.

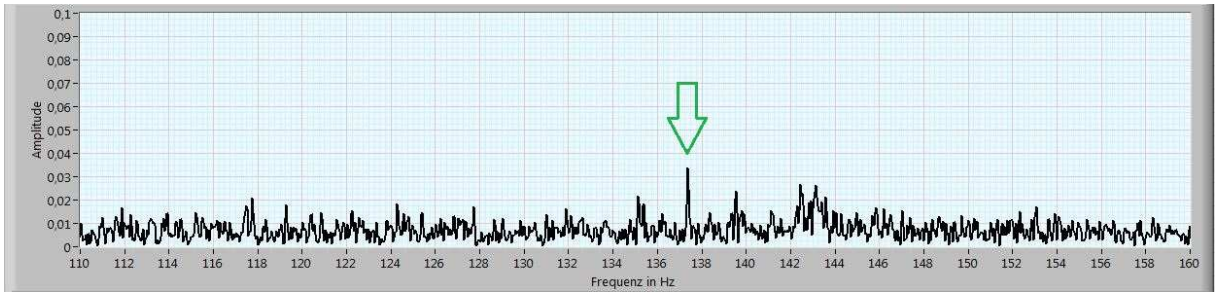


Abb. 3.20: Hüllkurvenspektrum des Beschleungiungssignals von einem Windkraftgenerator mit Filterung der Nutpassierfrequenz.

3.2.2.2 Vor- und Nachteile der expertenunterstützten Vorfilterung durch schmalbandige Filterung von Störeinflüssen

Vorteile

- Schmalbandige Filterung. Die Störanteile, die gezielt gefiltert werden sollen, können, da sie schmalbandig dargestellt werden und bei den erwarteten Frequenzen auftreten, ohne große Auswirkungen auf andere Schwingungskomponenten schmalbandig gefiltert werden.

Nachteile

- Bei vielen zu filternden Seitenbandstrukturen ergibt sich eine massiv höhere Rechendauer, als bei anderen Analysetechniken. Eine Verbesserung hinsichtlich der Rechendauer ließe sich erreichen, wenn die Transformation einer Drehzahlnormierung von einem berücksichtigten Seitenbandsignal auf ein anderes Seitenbandsignal direkt vorgenommen werden könnte. Derzeit wird als Zwischenschritt noch eine Rücktransformation zum Originalsignal im nichtdrehzahlnormierten Bereich vorgenommen.

- Funktioniert nur, wenn sowohl die Trägerfrequenz als auch der Seitenbandabstand bekannt sind.

- Das Trägersignal und die Seitenbandsignale müssen sich bei einer Frequenz darstellen lassen. Typische Resonanzüberhöhungen lassen sich mit dieser Analyse nicht behandeln.

3.2.3 Frequenzselektives Hüllkurvenspektrum

In den meisten Fällen sind die Trägerfrequenzen, auf die sich Seitenbandstrukturen oder durch Stöße angeregten Resonanzfrequenzen aufmodulieren, nicht bekannt. Eine schmalbandige Filterung nach Kapitel 3.2.2, ist dadurch nicht möglich. Ein breitbandiges Filtern von modulierten Störfrequenzen macht oft keinen Sinn, da dadurch auch Schadensmerkmale unterdrückt werden. Ein Kompromiss stellt dabei der folgende Algorithmus für ein frequenzselektives Hüllkurvenspektrum dar, der nach folgendem Schema, siehe zusätzlich die Abbildung 3.21, ausgeführt wird:

1. **Schritt: Bandpassfilterung des Beschleunigungssignals** Zunächst wird das Beschleunigungssignal durch gleichmäßig aneinandergereihte Bandpassfilter in Teilsignale zerlegt.

2. **Schritt: Hüllkurvenbildung der Einzelsignale** Von den gebildeten Einzelsignalen wird die Hüllkurve gebildet.

3. **Schritt: Drehzahlnormierung auf die Referenzdrehzahl** Die Einzelsignale werden alle auf die gleiche Referenzdrehzahl, ohne Korrektur (K_Δ=1) normiert.

4. **Schritt: Unterabtastung** Da nur der untere Frequenzbereich des Hüllkurvenspektrums betrachtet wird, wird noch eine Unterabtastung vorgenommen um Rechenzeit und Speicherplatz zu sparen. Die Frequenzauflösung wird dadurch nicht verändert.

5. **Schritt: Bildung des Hüllkurvenspektrums**

6. **Schritt: Maximalwert bei jeder Frequenz** Aus allen gebildeten Hüllkurvenspektren wird bei jeder Frequenz der Maximalwert ermittelt. Nur wenn im Einzelsignal entsprechende Modulationen enthalten sind, werden diese auch in den einzelnen Hüllkurvenspektren als Amplitudenerhöhungen dargestellt. Durch die Verwendung aller Maximalwerte bei allen Frequenzen zeigt sich im frequenzselektiven Hüllkurvenspektrum eine Vielzahl zusätzlicher Amplitudenerhöhungen, welche bei der Bildung der Hüllkurve mit Standardanalysen durch amplitudenstarke Schwingungskomponenten komplett überlagert würden.

7. **Schritt: Frequenzselektives Hüllkurvenspektrum** Nur die zuvor ermittelten Maximalwerte je Frequenz werden im frequenzselektiven Hüllkurvenspektrum dargestellt.

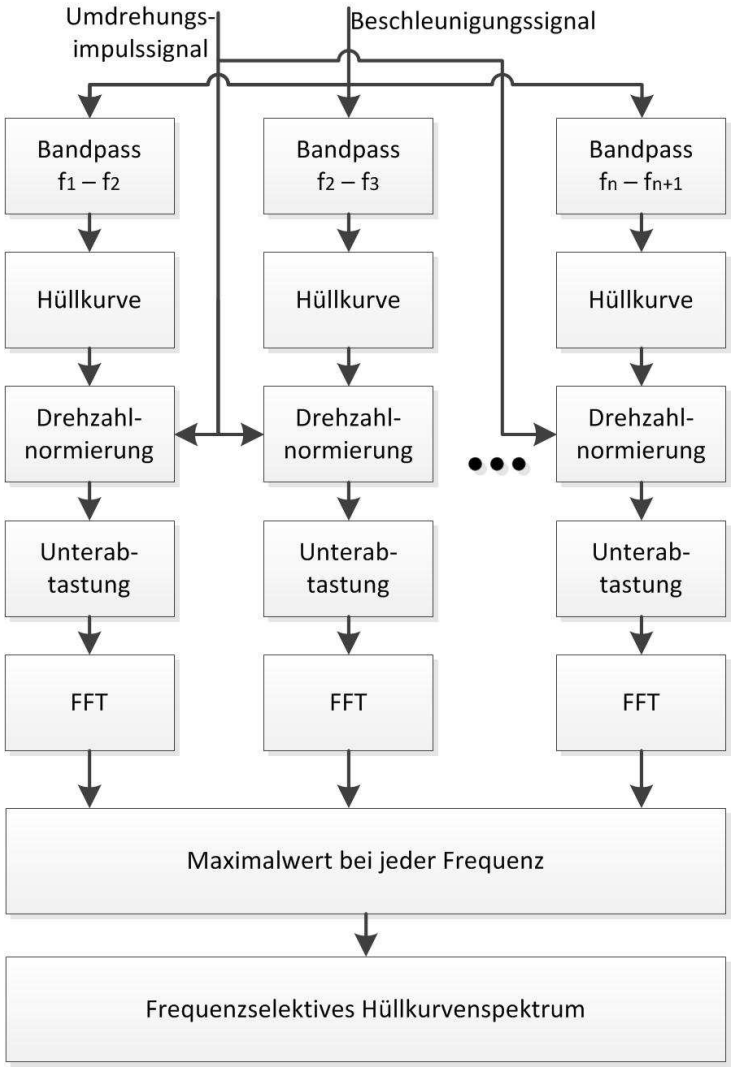


Abb. 3.21: Analyseablauf für die Bildung des frequenzselektiven Hüllkurvenspektrums

Der Analysealgorithmus funktioniert deswegen, da im Hüllkurvenspektrum nur dann Amplitudenüberhöhungen auftreten, wenn entweder stoßartige Schadensmerkmale oder Stöße aufgrund von externen Geräten, etc. auftreten. Im Idealfall treten im Hüllkurvenspektrum keine Amplitudenüberhöhungen auf. Zeigen sich in keinem der Hüllkurvenspektren Amplitudenspitzen, so wird auch im frequenzselektiven Hüllkurvenspektrum keine dargestellt. Nur jene Teilhüllkurvenspektren, in denen auch Amplitudenerhöhungen vorhanden sind, werden für das frequenzselektive Hüllkurvenspektrum herangezogen. Die einzige Frequenzunterscheidung wurde bei 2000 Hz (typische Eckfrequenz von Hochpassfiltern vor der Hüllkurvenbildung bei Analysen des Antriebsstranges von Windkraftanlagen) vorgenommen. Es wurden daher zwei frequenzselektive Hüllkurvenspektren gebildet, wobei

eines den Frequenzbereich unterhalb und das andere den Frequenzbereich oberhalb von 2000 Hz berücksichtigt. Eine weitere Verbesserung bei der Analyse von amplitudenschwachen Stoßeinbringungen liefert das frequenzselektive Hüllkurvenspektrum, wenn die einzelnen Spektren noch vor dem Vergleich der Maximalwerte auf den jeweiligen Effektivwert referenziert werden. Dadurch werden schwache Schadensmerkmale speziell nochmals hervorgehoben und eine Schadensdetektion erleichtert.

3.2.3.1 Vor- und Nachteile des frequenzselektiven Hüllkurvenspektrums

Vorteile

- Es werden keine Kenntnisse über die Trägersignale oder die aufmodulierten Seitenbandsignale benötigt.

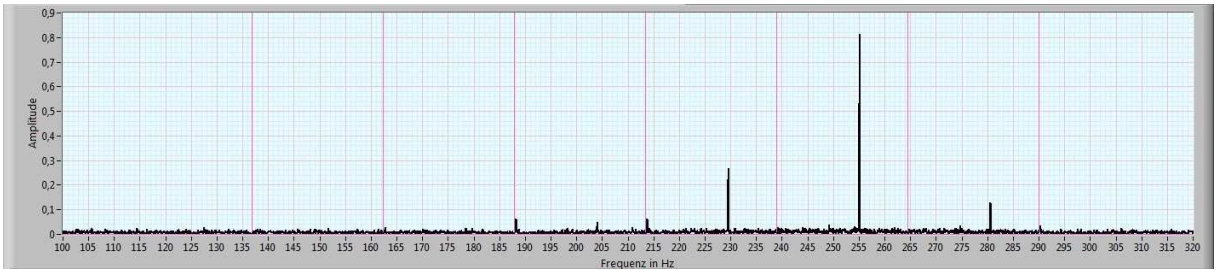
Nachteile

- Modellieren sich zwei unterschiedliche Schwingungskomponenten auf die gleiche Trägerschwingung, dann kann es dazu führen, dass die Schwingung mit der höheren Amplitude jene mit der niedrigeren komplett überlagert. Eine Separierung ist in diesem Fall nicht möglich.
- Wird die Bandpassfilterung in einem zu kleinen Frequenzband gewählt, können Seitenbandsignale mit einem entsprechend höheren Seitenbandabstand nicht mehr detektiert werden.
- Wird der Frequenzbereich des Bandpasses zu groß gewählt, können Störsignale weiterhin die Schadensmerkmale komplett überlagern.

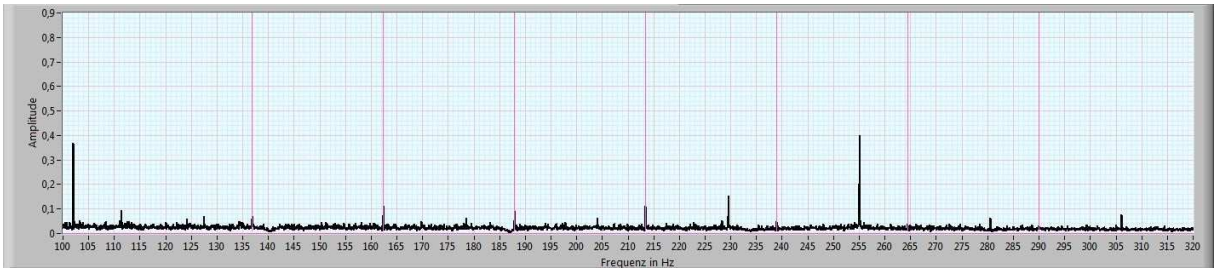
3.2.3.2 Beispiel anhand eines Lagerschadens an der Getriebeausgangswelle

Die Abbildung 3.22a zeigt das drehzahlnormierte Hüllkurvenspektrum von den Messdaten eines Getriebesensors einer Anlage mit einem Lagerschaden auf der Getriebeausgangswelle. Im drehzahlnormierten Hüllkurvenspektrum zeigt sich bei einer Frequenz von etwa 213 Hz nur eine niedrige Amplitude von etwa 0,05 $^{m}/_{s^2}$; Seitenbandstrukturen sind praktisch nicht erkennbar. Eine eindeutige Schadensdetektion und -zuordnung ist dadurch nicht möglich. Die Abbildung 3.22b zeigt das frequenzselektive Hüllkurvenspektrum mit den gleichen Messdaten wie zuvor. Bemerkenswert ist, dass dadurch die Amplitude bei der Lagerüberrollfrequenz (213 Hz) deutlich von 0,05 $^{m}/_{s^2}$ auf 0,1 $^{m}/_{s^2}$ ansteigt. Zusätzlich sind

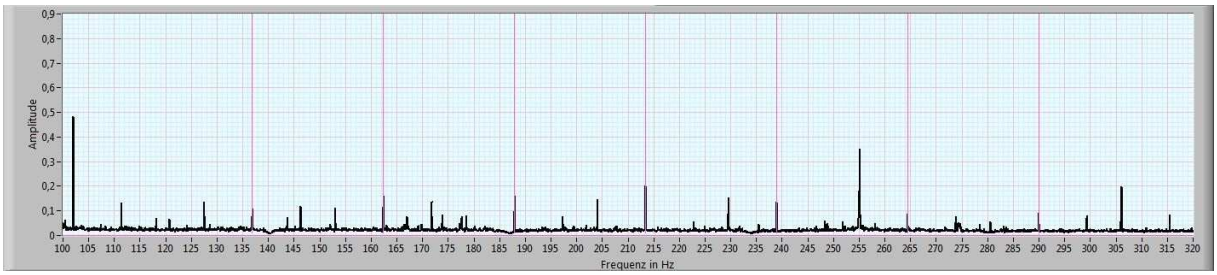
speziell die unteren Seitenbandsignale, im Spektrum klar erkennbar (siehe Cursorlinien). Durch den Algorithmus verringert sich die Amplitude der Getriebeölpumpe bei 255,1 Hz von etwa 0,82 $^{m}/_{s^2}$ auf etwa 0,4 $^{m}/_{s^2}$ ab. Die Abbildung 3.22c zeigt das frequenzselektive Hüllkurvenspektrum, wobei zusätzlich die ermittelten Einzelspektren noch auf den Effektivwert normiert wurden. Dadurch steigen die Amplituden bei allen charakteristischen Frequenzen, welche zum Lagerschaden gehören (durch Cursorlinien markiert) nochmals stark an, womit der Lagerschaden eindeutig detektiert und zugeordnet werden kann.



(a) Drehzahlnormiertes Hüllkurvenspektrum



(b) Frequenzselektives drehzahlnormiertes Hüllkurvenspektrum



(c) Frequenzselektives Hüllkurvenspektrum mit Referenzierung auf den Effektivwert

Abb. 3.22: Vergleich des frequenzselektiven Hüllkurvenspektrums (normiert und nichtnormiert auf den Effektivwert) mit einem Standardhüllkurvenspektrum. Cursorlinien zeigen die Frequenzen der Lagerschadensüberrollfrequenz mit ihren Seitenbandsignalen an.

3.2.3.3 Beispiel anhand der Modulation eines Lagerschadens auf die Zahneingriffsfrequenz

Da für die Bildung des frequenzselektiven Hüllkurvenspektrums alle Frequenzbereiche, im Gegensatz zum Standard-Hüllkurvenspektrum mit einer Hochpassfilterung, gleich bewerten werden, können Modulationen auch im niedrigen Frequenzbereich berücksichtigt werden. Im Abschnitt 2.3.1 wurde gezeigt, dass im Standard-Hüllkurvenspektrum ein Lagerschaden nicht detektiert werden konnte. In Abbildung 3.23 ist dieses Hüllkurvenspektrum nochmals dargestellt.
Die Abbildung 3.24 zeigt das frequenzselektive Hüllkurvenspektrum der selben Messdaten wie zuvor, mit einer speziellen Berücksichtigung der Frequenzen unterhalb von 2000 Hz. Klar ersichtlich wird nun die Überrollfrequenz des Außenrings bei 137 Hz mit noch zusätzlich eindeutig ausgeprägten Seitenbandstrukturen. Der Lagerschaden kann somit im frequenzselektiven Hüllkurvenspektrum eindeutig detektiert und zugeordnet werden.

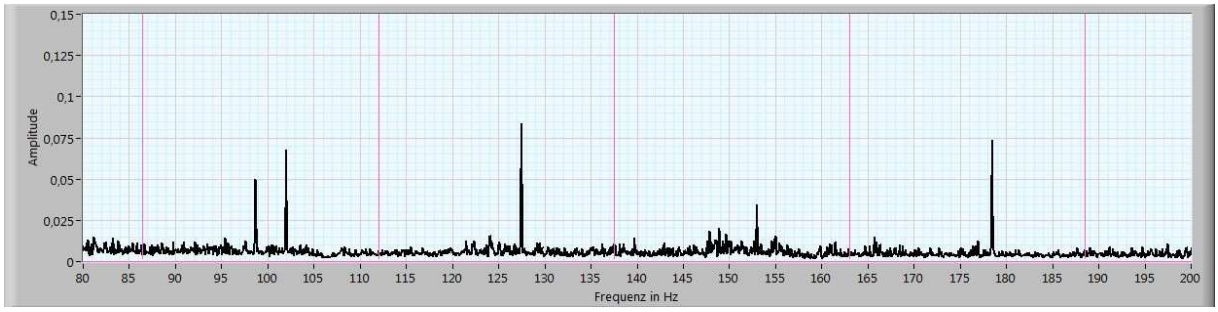


Abb. 3.23: Standardhüllkurvenspektrum mit Drehzahlberücksichtigung und einer Hochpassfilterung von 2000 Hz.

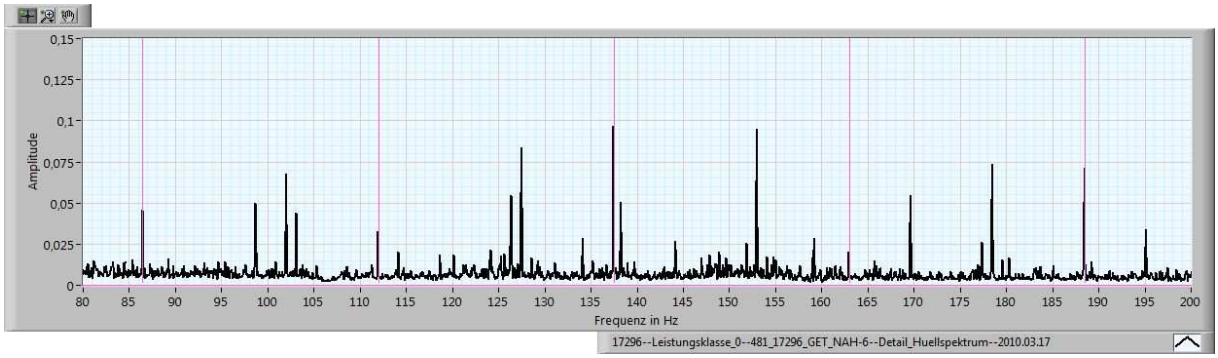


Abb. 3.24: Hüllkurvenspektrum unter Berücksichtigung von Modulationen der Schadensmerkmale unterhalb von 2000 Hz.

3.2.4 Beispiel von Schadensfrequenz-Modulationen im Hüllkurvenspektrum

Durch die sehr detailreiche Darstellung im frequenzselektiven Hüllkurvenspektrum wird ersichtlich, dass sich auf amplitudenstarke Schwingungskomponenten, wie z.B. der periodischen Stoßfrequenz der Getriebeölpumpe, Schwingungskomponenten aufmodulieren können.

Durch das frequenzselektive Hüllkurvenspektrum, das im Zuge dieses Projektes entwickelt wurde, siehe Abschnitt 3.2.3, lassen sich eine Reihe von Modulationen darstellen, die mit derzeitigen Analysemethoden nicht detektiert werden können. Speziell die Modulationen auf dominierende Amplitudenüberhöhungen, wie z.B. der periodischen Stoßfrequenz der Getriebeölpumpe, lassen sich nun mehr darstellen. So trat bei einer untersuchten Anlage ein Planetenlagerschaden auf, der bei der erwarteten Frequenz im Hüllkurvenspektrum nicht detektierbar war, siehe Abbildung 3.25. Jedoch zeigt sich im gleichem Spektrum eine Modulation des Lagerschadens auf die Stoßimpulsfrequenz der Getriebeölpumpe bei 255,1 Hz, siehe Abbildung 3.26 (durch Ellipsen markiert). Weiters zeigt sich neben der Lagerschadensfrequenz noch eine Modulation der Hohlradüberrollfrequenz mit stark ausgeprägten Seitenbandstrukturen unmittelbar bei der Getriebeölpumpenfrequenz. Durch eine weitere Demodulation des frequenzselektiven Hüllkurvenspektrum um die Frequenz der Getriebeölpumpe (255,1 Hz), zeigt sich genau welche Frequenzen sich auf diese aufmoduliert haben, siehe Abbildung 3.27. Diese sind die Hohlradüberrollfrequenz mit einigen ihrer Harmonischen, die Drehfrequenz der Getriebeölpumpe (Drehzahl HSS) und die zweite Harmonische der Wälzkörperüberrollfrequenz des Planetenlagers (etwa 9 Hz). Diese moduliert sich weiters auf die Drehfrequenz der Getriebeölpumpe auf, erkennbar durch die beiden Seitenbandsignale bei etwa 16,5 Hz und bei 34,5 Hz. Die genaue Ursache dieser Modulationen konnten im Laufe dieses Projektes aus Zeitgründen nicht detaillierter untersucht werden. Eine Hypothese hierfür ist die Modulation mittels additiven Mischern, siehe Abschnitt 2.3.1.1. Diese Hypothese soll in einem geplanten Folgeprojekt überprüft werden.

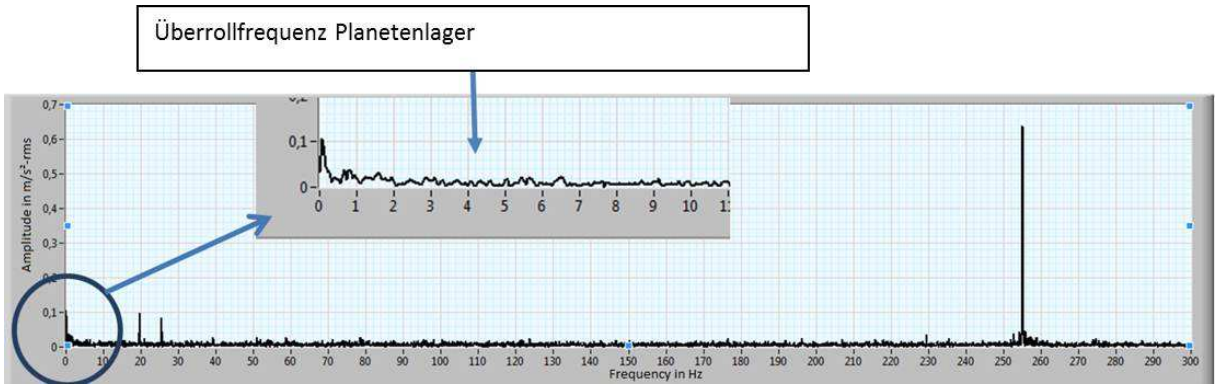


Abb. 3.25: Hüllkurvenspektrum einer Anlage mit einem Planetenlagerschaden. Der Schaden ist bei der erwarteten Frequenz nicht detektierbar.

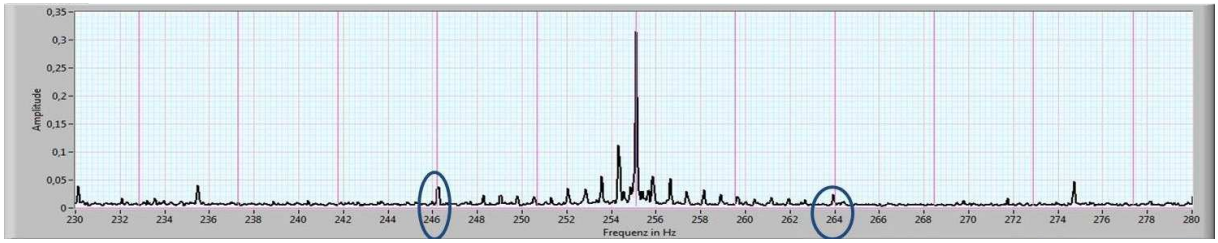


Abb. 3.26: Modulation einer Planetenlagerschadensfrequenz auf die Stoßimpulsfolge der Getriebeölpumpe (Messdaten des Getriebesensors GEN-3).

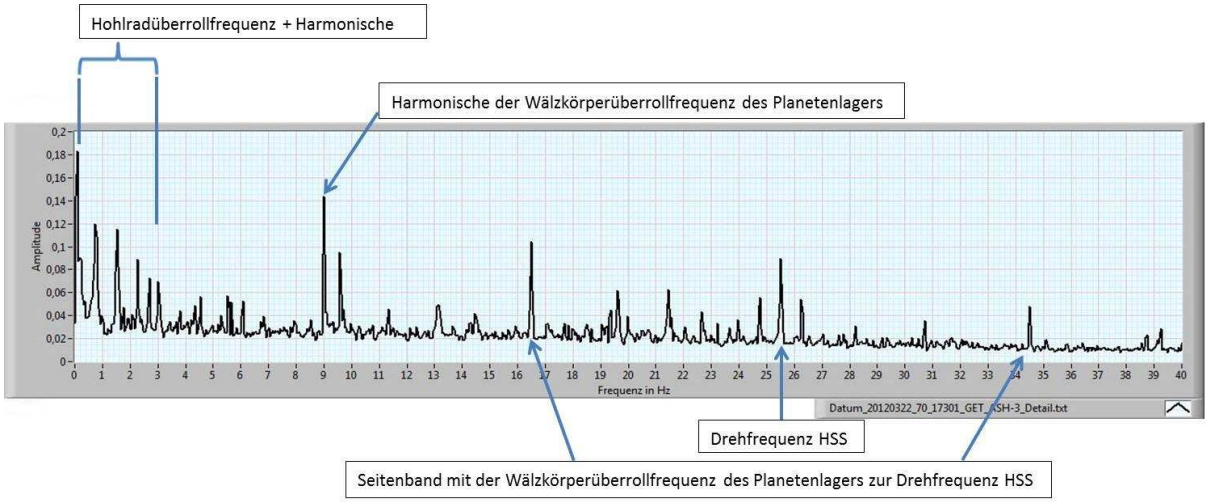


Abb. 3.27: Eine weitere Demodulation des Hüllkurvenspektrums 3.26 um die Stoßimpulsfolge der Getriebeölpumpe (Messdaten des Getriebesensors GEN-3).

3.3 Lagerzustandskennwert

Für die genaue Schadensuntersuchung im Frequenz- und Hüllkurvenspektrum benötigt man die genaue Kenntis über die Kinematik der untersuchten Maschine. Weiters benötigt man Erfahrung, entsprechende Untersuchungszeit und Expertenwissen um eine genaue Fehlerzuordnung zu erzielen. Um nicht jedes Frequenz- und Hüllkurvenspektrum einzeln zu untersuchen, verwendet man zur Erstanalyse oft Kennwerte aus dem Zeitbereich, wie z.B. den Effektivwert, den Crest- oder Kurtosisfaktor. Üblicherweise werden auch Trendkurven von Amplitudenwerten bei den wichtigsten Frequenzen gebildet, und wenn diese einen definierten vorgegebenen Schwellwert überschreiten, schlägt das Analyseprogramm automatisch Alarm. Die Schwierigkeit liegt in der richtigen Wahl des Schwellwertes. Ist der Schwellwert zu niedrig gewählt, werden Fehlalarme generiert. Ist der Schwellwert zu hoch angesetzt, wird kein Alarm generiert, obwohl schon längst ein Schaden vorhanden ist. Ideal wäre eine fixe Kennzahl die automatisch anzeigt, ob ein Schaden vorhanden ist oder nicht. Neben dieser logischen Eigenschaften (Fehler vorhanden, Fehler nicht vorhanden) sollte dieser Kennwert auch das Schadenausmaß wiedergeben. Beide Eigenschaften vereint der, im Zuge des Projekts entwickelte, Lagerzustandskennwert. Ist dieser Wert gleich Null so liegt kein Schaden vor, da im Hüllkurvenspektrum keine markanten Amplitudenerhöhungen gegeben sind. Bei einem Wert größer als Null, sind im Hüllkurvenspektrum erhöhte Amplituden gegeben, die auf eine periodische, stoßartige Anregung schließen lassen.

3.3.1 Funktionsweise für die Ermittlung des Lagerzustandskennwertes

Für die Ermittlung des Lagerzustandskennwertes wird zunächst das Frequenzspektrum gebildet. Der Amplitudenverlauf im Frequenzspektrum wird im Folgenden wie ein Zeitsignal betrachtet. Um diesen Amplitudenverlauf wird die obere Hüllkurve gelegt und anschließend die Hüllkurve mit einer niedrigeren Frequenz abgetastet. Im Anschluss wird das Verfahren mit der unteren Hüllkurve wiederholt. Dadurch erhält man den groben Amplitudenverlauf. Nach einer Filterung von sehr schmalbandigen Schwingungskomponenten (typischerweise externe Störschwingungen konstanter Frequenz), wird dieser Amplitudenverlauf mit dem Amplitudenverlauf der betriebsbereiten, nicht rotierenden Anlage (Referenzamplitudenverlauf) verglichen. Breitbandige Amplitudenerhöhungen des berechneten Amplitudenverlaufes über den Referenzamplitudenverlauf zeigen an, dass stoßartige Belastungen auftreten. Zur Ermittelung des Lagerzustandskennwertes wird vom aktuell ermit-

telten Amplitudenverlauf der Referenzamplitudenverlauf abgezogen. Aus allen positiven Werten wird der Durchschnitt gebildet. Dieser würde theoretisch dem Lagerzustandskennwert entsprechen. Um jedoch falsch positive Schadensmeldungen zu vermeiden wird der Referenzamplitudenverlauf bei Maschinenstillstand um 6 dB erhöht, wodurch Amplitudenerhöhungen beim ermittelten Amplitudenverlauf um 6 dB größer sein müssen, damit sie bei der Bildung des Lagerzustandskennwertes berücksichtigt werden. Die Abbildung 3.28 zeigt den Analyseablauf für die Bestimmung des Lagerzustandskennwertes.

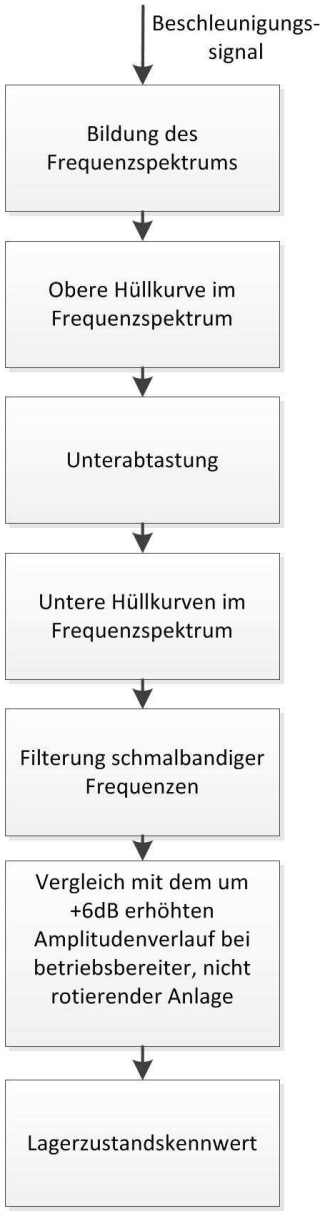


Abb. 3.28: Analyseablaufdiagramm für die Ermittlung des Lagerzustandskennwertes

3.3.1.1 Lagerzustandskennwert bei einem neuwertigen Getriebe

Die Abbildung 3.29 zeigt das unmanipulierte Frequenzspektrum des Antriebsstrangs einer Windkraftanlage, bei der keine Beschädigung vorlag. Abbildung 3.30 zeigt das Frequenzspektrum nach der Bildung der oberen Hüllkurve und einer danach durchgeführten Unterabtastung der Hüllkurve. Im letzten Schritt wird die untere Hüllkurve des so erhaltenen Frequenzspektrums berechnet und wiederum eine Unterabtastung der Hüllkurve vorgenommen. Das Ergebnis (schwarz) zeigt die Abbildung 3.31. Aus dem erstellten Frequenzspektrum erkennt man annähernd das Übertragungsverhalten der Messstrecke (in rot dargestellt) sofern, wie im betrachteten Fall, kein Schaden vorhanden ist. Vor dem Vergleich mit dem erhaltenen Amplitudenverlauf wird das reine Übertragungsverhalten der Messstrecke um einen definierten Pegel angehoben. Ein Wert von etwa +6 dB hat sich dabei bewährt. Überschreitet das erhaltene Frequenzspektrum diesen Pegel wird dieser obenliegende Frequenzabschnitt für den Lagerzustandskennwert herangezogen. Es werden nur jene, Amplitudenerhöhungen berücksichtigt, bei denen die Amplitude in einem Frequenzbereich von zumindest 300 Hz über den Referenzwert liegt. Dadurch erfolgt eine Unterscheidung zwischen schmalbandigen Amplitudenerhöhungen (typischerweise bei extern eingebrachten Störungen) und breitbandigen Amplitudenerhöhungen, die beispielsweise aufgrund eines Wälzlagerschadens auftreten. Die Differenz zwischen den detektierten Amplitudenerhöhungen und dem vordefinierten Pegel wird über das gesamte Frequenzspektrum aufsummiert und anschließend über alle Frequenzen gemittelt, wodurch sich der Lagerschadenskennwert ergibt. Für den beschrieben Fall, dass kein Lagerschaden vorliegt, ergibt sich ein Lagerzustandskennwert nahe Null. Um den Grenzwert für die Berücksichtigung der Signalanteile (6 dB) nicht unnötig zu erhöhen, wird der Wert von 6 dB beibehalten und erst eine Schadensmeldung ausgegeben, wenn der Lagerzustandskennwert über 0,2 liegt.

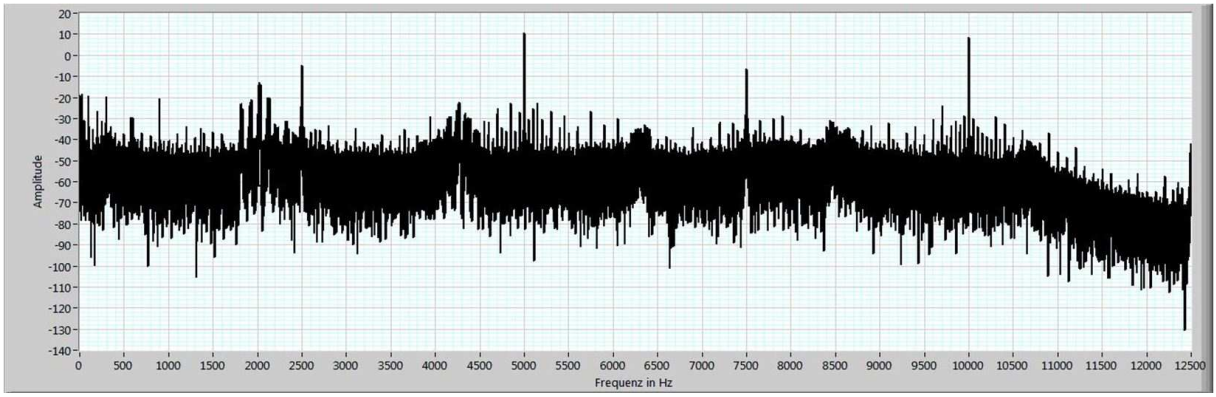


Abb. 3.29: Standardfrequenzspektrum einer Windkraftanlage ohne einer vorliegenden Schädigung.

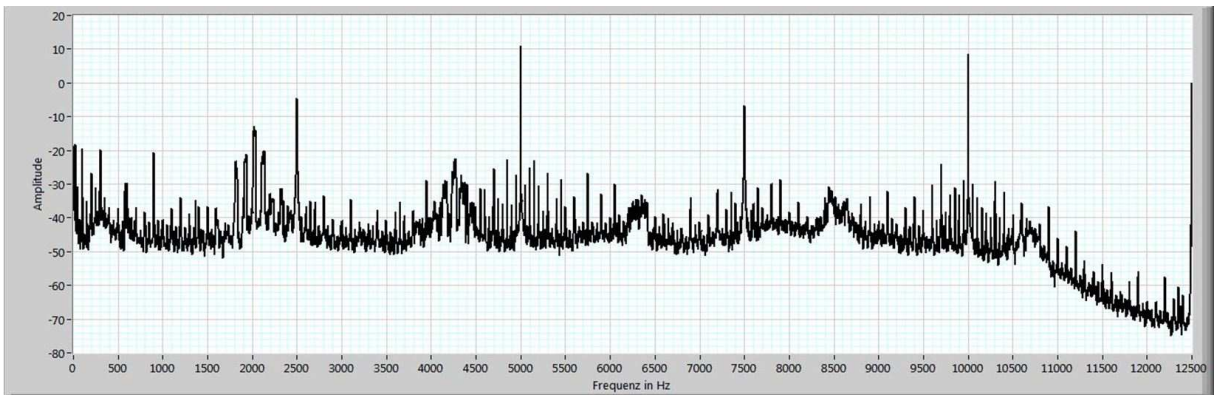


Abb. 3.30: Frequenzspektrum nach der Bildung der oberen Hüllkurve und anschließender Unterabtastung ohne einer vorliegenden Schädigung.

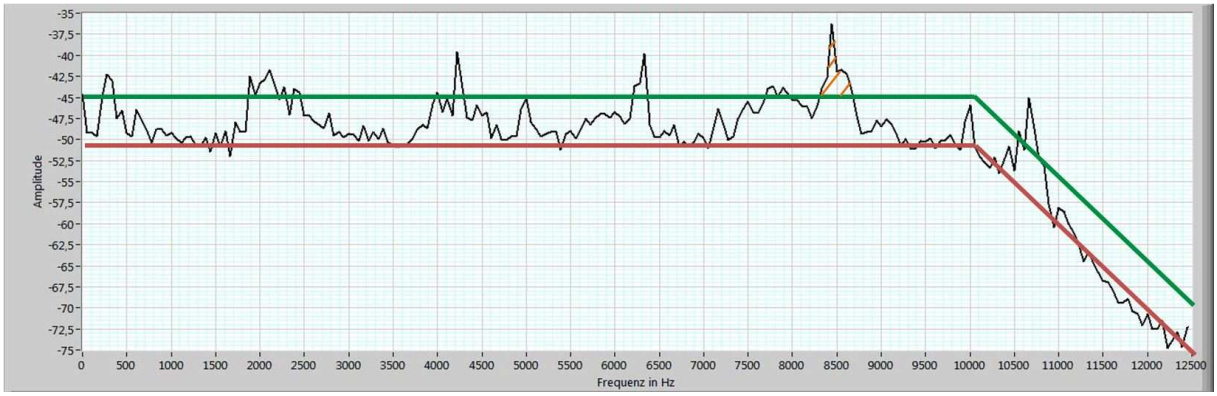


Abb. 3.31: Frequenzspektrum nach der Bildung der unteren Hüllkurve und anschließender Unterabtastung. Dargestellt ist der Referenzamplitudenverlauf (rot) und den Amplitudenverlauf nach der Erhöhungen um 6 dB (grün). Der orange schraffierte Bereich wird für die Berechnung des Lagerzustandskennwertes herangezogen. Alle anderen Amplitudenerhöhungen, die über der Referenzamplitudenwert liegen, werden nicht berücksichtigt, da sie zu schmalbandig sind.

3.3.1.2 Ermittlung des Lagerzustandskennwertes bei einem Getriebe mit Wälzlagerschaden

Bei einem Getriebe mit einem Wälzlagerdefekt kommt es zu einer breitbandigen Amplitudenerhöhung speziell im höheren Frequenzbereich ($> 2\,\text{kHz}$) aufgrund von Anregungen von Resonanzschwingungen durch periodische Stöße, siehe Abbildung 1.20. Die Abbildung 3.32 zeigt ein Frequenzspektrum mit einem Wälzlagerdefekt. Ohne einen direkten Vergleich mit einem Frequenzspektrum von einem schadensfreien Getriebe lässt sich im Frequenzspektrum der Wälzlagerschaden nur mit viel Erfahrung erahnen. In der Abbildung 3.32 zeigt sich aufgrund des Schadens eine breitbandige Amplitudenerhöhung im Bereich von etwa 4000 Hz bis 6500 Hz. Nach dem Schritt der oberen Hüllkurvenbildung und anschließender Unterabtastung der Hüllkurve lässt sich der Wälzlagerschaden (erkennbar in Form einer breitbandigen Amplitudenerhöhung) deutlich besser detektieren, siehe Abbildung 3.33. Nach der Bildung der unteren Hüllkurve und anschließender Unterabtastung von dieser erkennt man, wie stark das Frequenzspektrum vom Referenzamplitudenverlauf abweicht, siehe Abbildung 3.34.

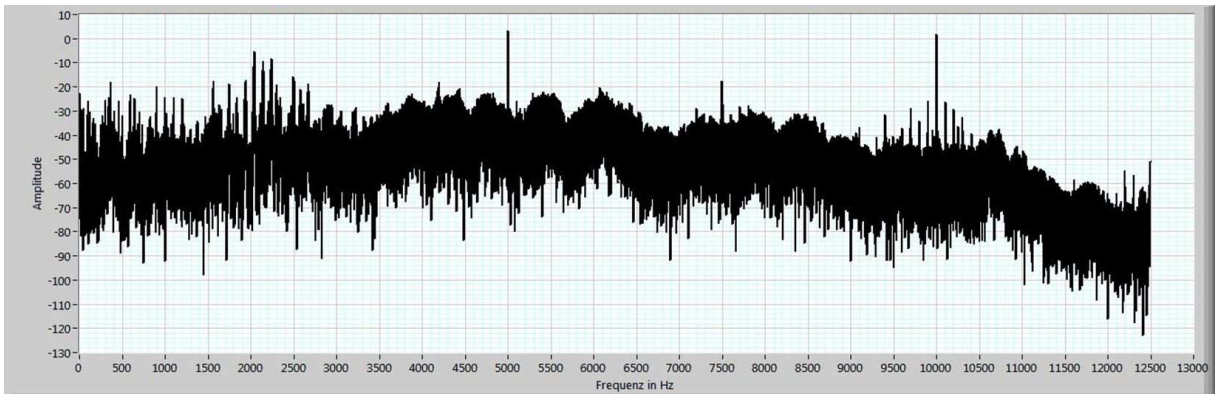


Abb. 3.32: Standard Frequenzspektrum einer Windkraftanlage bei einem vorliegenden Wälzlagerschaden

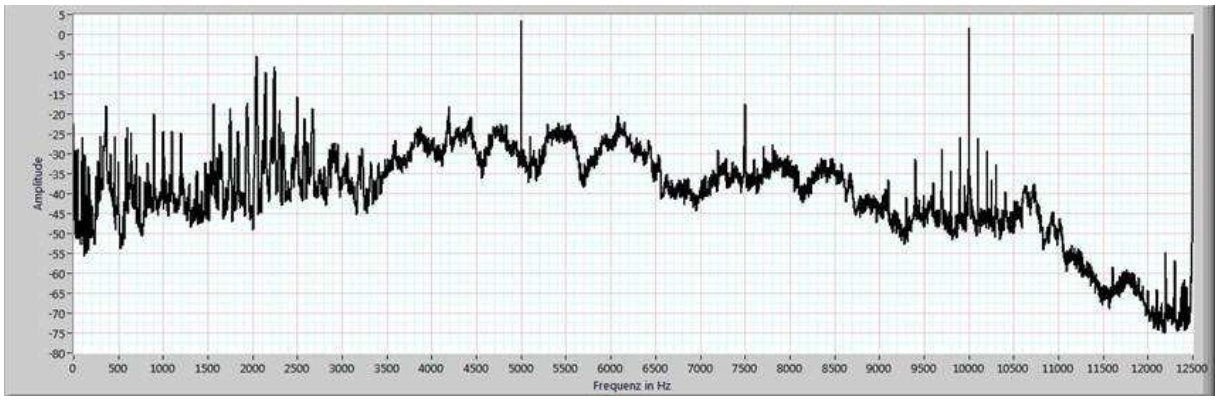


Abb. 3.33: Frequenzspektrum nach der Bildung der oberen Hüllkurve und anschließender Unterabtastung mit einem vorliegenden Wälzlagerschaden.

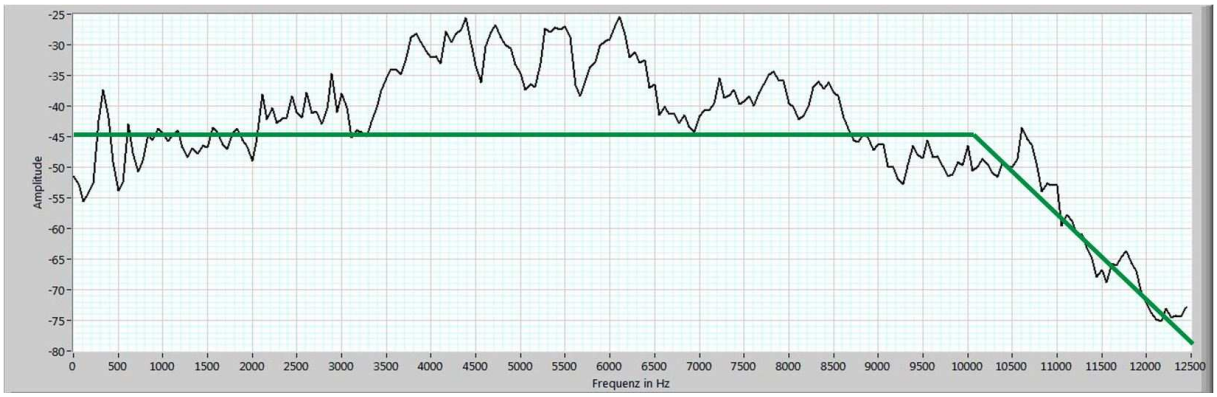


Abb. 3.34: Frequenzspektrum bei einer Windkraftanlage mit einem Wälzlagerschaden nach der Bildung der unteren Hüllkurve und der durchgeführten Unterabtastung. Der grüne Verlauf zeigt den Referenzamplitudenverlauf mit einer Pegelerhöhung von 6 dB.

3.3.2 Trendverlauf des Lagerzustandskennwertes bei einem Wälzlagerschaden

In Abbildung 3.35 sieht man den zeitlichen Verlauf eines Wälzlagerschadens und deren Auswirkung auf den Lagerzustandskennwert. Der Schaden zeigte sich schon zu Beginn der Aufzeichnung, wobei ein Lagerzustandskennwert von 3 vorlag. Hierbei zeigte sich im ermittelten Frequenzspektrum (blau) schon eine breitbandige Amplitudenerhöhungen im Frequenzbereich von etwa 2000 Hz bis 8500 Hz. Ein halbes Jahr später war der Lagerzustandskennwert schon auf einen Wert von 8 angestiegen. Der ermittelte Amplitudenverlauf (rot) zeigt deutlich ausgeprägtere Amplitudenerhöhungen über einen größeren Frequenzbereich. Der Lagerzustandskennwert stieg bis zur Schadensbehebung (etwa ein Jahr später) kontinuierlich bis zu einem Maximalwert von 19 an. Nach der Schadensbehebung fiel der Lagerzustandskennwert erwartungsgemäß auf Null ab.

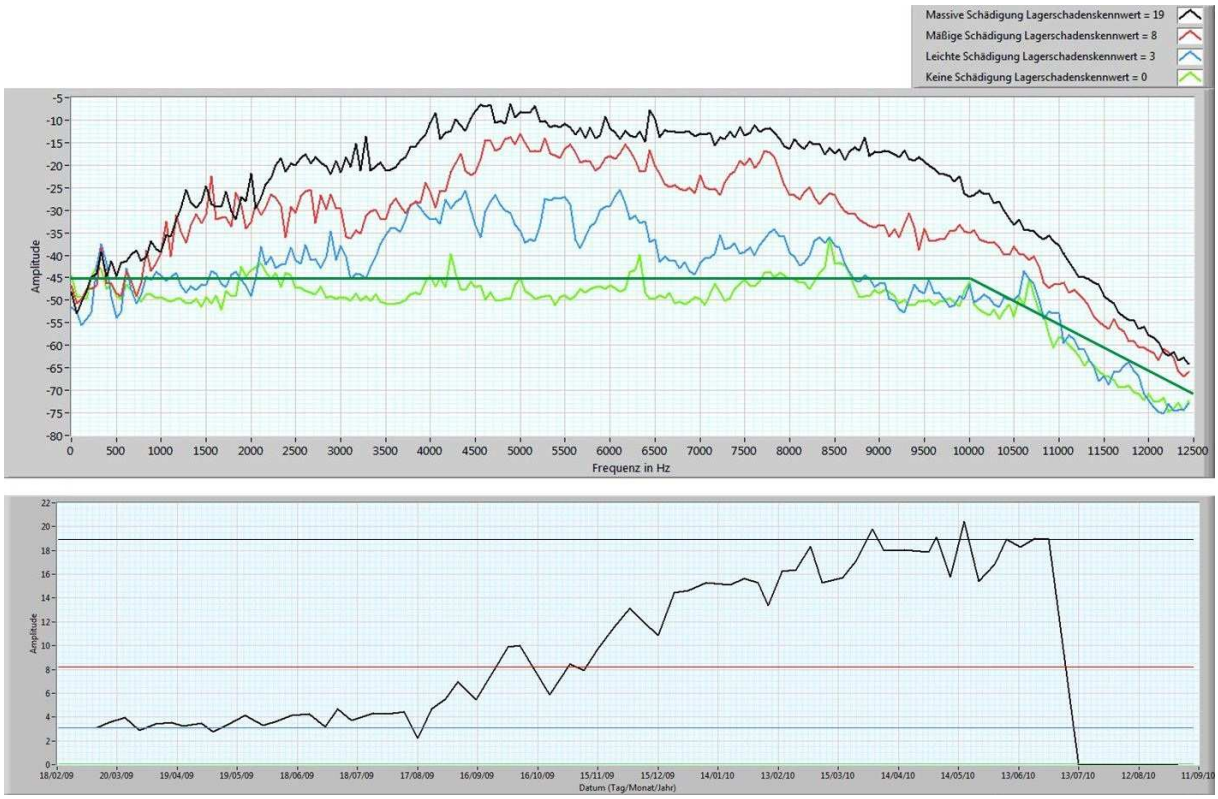


Abb. 3.35: Oberes Bild: Ermittelte Frequenzspektren bei einer Anlage mit einem auftretenden Wälzlagerschaden bei unterschiedlichen Schadensausmaß. Die dunkelgrüne Linie zeigt den um 6 dB erhöhten Referenzamplitudenverlauf. Unteres Bild: Zeigt den Trendverlauf des Lagerzustandskennwertes von diesem Wälzlagerschaden.

3.3.3 Vorteile des Lagerzustandskennwertes

Der Vorteil des Lagerzustandskennwertes gegenüber herkömmlichen Kenndaten soll anhand einer Windkraftanlage, bei der ein Wälzlagerschaden vorhanden war, dargestellt werden. Der Wälzlagerschaden lag hierbei schon beim Einbau des industriell eingesetzten Messdatenerfassungssystem vor (März 2009). Dieses detektierte den Schaden jedoch erst etwa ein Jahr nach Einbau (März 2010). In Folge wurde das defekte Lager ausgetauscht (Juli 2010).

Die Abbildung 3.36 zeigt das Frequenzspektrum vom Generatorbeschleunigungssensor GEN-7 direkt nach dem Tausch des defekten Wälzlagers. Im Spektrum sind dabei keine breitbandigen Amplitudenerhöhungen erkennbar. In Abbildung 3.37 ist das Frequenz-

spektrum vom Generatorbeschleunigungssensor direkt bei Schadensbeginn dargestellt. Es zeigt sich dabei zwischen den Frequenzen 3600 Hz und 6000 Hz eine leichte breitbandige Amplitudenerhöhung, die auf den beginnenden Wälzlagerschaden hinweist.

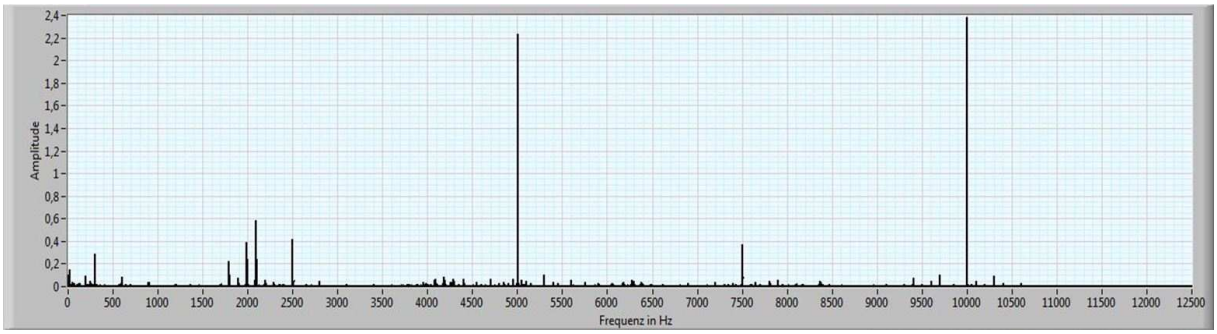


Abb. 3.36: Frequenzspektrum der Windkraftanlage direkt nach der Reparatur des Generatorlagerschadens (Juli 2010).

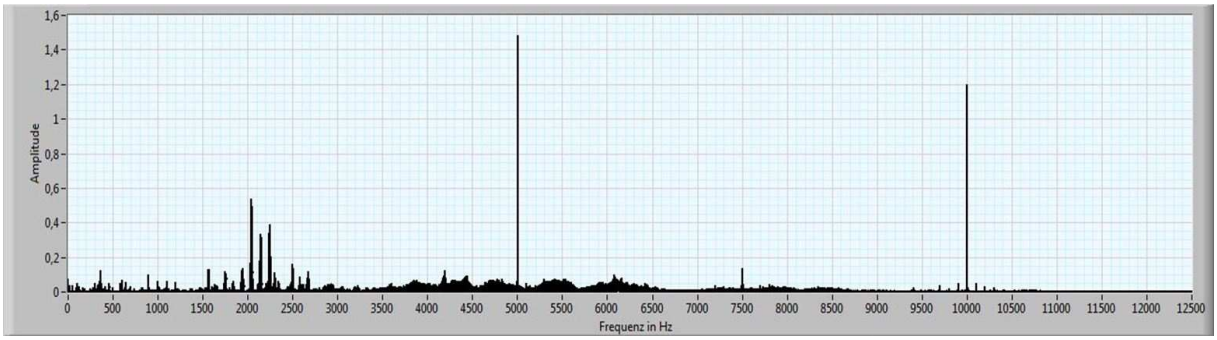


Abb. 3.37: Frequenzspektrum der Windkraftanlage bei Beginn des Generatorlagerschadens (März 2009).

Obwohl der beginnende Wälzlagerschaden im Frequenzspektrum schon eindeutig sichtbar war, konnte der Schaden im Trendverlauf des Effektivwertes erst etwa ein halbes Jahr später erkannt werden, siehe Abbildung 3.38. Der Effektivwert liegt zwar schon zu Beginn der Überwachung mit etwa 6 $^{m}/_{s^2}$ ein wenig über dem Wert neuwertiger Anlagen mit etwa 5 $^{m}/_{s^2}$, da dem Analysesystem dieser Referenzwert zu diesem Zeitpunkt nicht bekannt war, konnte der Wälzlagerschaden aber nicht detektiert werden. Der Verlauf des Crestfaktors zeigt im Vergleich mit den Werten nach der Reparatur (etwa 4,2), dass schon zu Beginn erhöhte Werte (etwa 6,2) vorhanden waren. In diesem Fall zeigt sich auch der typische Abfall des Crestfaktors beim Schädigungsfortschritt, siehe Abschnitt 1.3.1.3. Erst im spä-

teren Schadensverlauf steigt er wiederum an und erreicht Amplituden von 8. Ein ähnliches Bild zeigt sich beim Trendverlauf des Kurtosisfaktors, siehe Abbildung 3.40.
Vergleicht man den Trendverlauf des Effektivwertes aus Abbildung 3.38 und den Trendverlauf des Lagerzustandskennwertes aus Abbildung 3.41, so ist klar erkennbar, dass der Trendverlauf des Effektivwertes nach der Reparatur praktisch auf den selben Wert wie zu Beginn der Auswertung (20-03-2009) abfällt. Im Gegensatz dazu ergibt sich ein Lagerzustandskennwert von 0 nach der Reparatur, sein Wert zu Beginn der Auswertung liegt eindeutig höher, etwa bei 3. Daraus ergibt sich eindeutig eine Indikation des Lagerschadens bereits am Beginn der Auswertung.

Abb. 3.38: Trendverlauf des Effektivwertes vom Beschleunigungssignal des Generatorsensors GEN-7 bei einer Windkraftanlage mit einem Generatorlagerschaden.

Abb. 3.39: Trendverlauf des Crestfaktor vom Beschleunigungssignal des Generatorsensors GEN-7 bei einer Windkraftanlage mit einem Generatorlagerschaden.

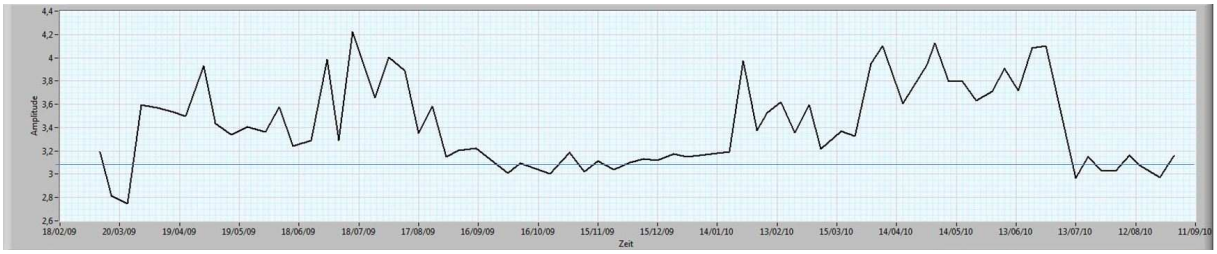


Abb. 3.40: Trendverlauf des Kurtosisfaktores vom Beschleunigungssignal des Generatorsensors GEN-7 bei einer Windkraftanlage mit einem Generatorlagerschaden.

Abb. 3.41: Trendverlauf des Lagerzustandskennwertes vom Beschleunigungssignal des Generatorsensor GEN-7 bei einer Windkraftanlage mit einem Generatorlagerschaden.

3.3.4 Nachteil des Lagerzustandskennwertes

Probleme bei der Schadensdetektion mittels des Lagerzustandskennwertes treten dann auf, wenn bei unbeschädigten Anlagen periodische Stöße auftreten, die Resonanzschwingungen hervorrufen. Sie zeigen ähnliche Merkmale im Frequenzspektrum wie ein Wälzlagerschaden, wodurch auch bei neuwertigen Anlagen ein Lagerzustandskennwert größer als Null auftreten kann. Eine typische Quelle für solche periodischen Stoßeinbringungen in Windkraftanlagen stellt vor allem die Getriebeölpumpe dar, die im Speziellen bei Getriebemessdaten einen erhöhten Lagerzustandskennwert verursachen können.

3.4 Lagerzustandstabelle

Meist erfolgt eine gesicherte Aussage über einen Lagerschaden durch den direkten Vergleich des aktuellen Schwingungsbildes im Hüllkurvenspektrum mit dem Schwingungsbild einer neuwertigen, unbeschädigten Anlage. Liegt jedoch schon beim Einbau des Zustandsüberwachungssystems ein Schaden vor, so wird unvorteilhaft immer mit diesem Schadenszustand verglichen. Eine Aussage kann dadurch nicht mittels eines einfachen Vergleiches gemacht werden. Prinzipiell können entstehende Wälzlagerschäden durch einen Anstieg der Amplituden, bei bestimmten Frequenzen im Hüllkurvenspektrum detektiert werden. In Großanlagen, wie bei einem Windkraftgetriebe, treten jedoch auch im unbeschädigten Zustand immer wieder Amplitudenerhöhungen im Hüllkurvenspektrum auf, die mit Wälzlagerschäden verwechselt werden können. Die Ursache dieser Amplituden können z.B. externe periodische Stoßeinbringungen sein. Zusätzlich muss berücksichtigt werden, dass bei einem Wälzlagerschaden die Amplituden aufgrund von Ausrundungseffekten der Schadensstelle typischerweise mit der Zeit abnehmen.
Für eine sichere Aussage über das Vorliegen eines Wälzlagerschadens, werden bei der Analyse die letzten drei Hüllkurvenspektren gemeinsam betrachtet. Nur wenn die Amplitudenerhöhungen bei allen drei Spektren auftreten, wird das etwaige Vorliegen eines Wälzlagerschadens genauer überprüft. Zusätzlich wird nicht nur bei der Überrollfrequenz selbst nach Amplitudenerhöhungen gesucht, sondern es werden weiters 5 Harmonische überwacht und jeweils Seitenbandstrukturen, die einen Lagerschaden markieren, untersucht. Für die Bestimmung der Lagerzustandstabelle wird folgende Analyse durchgeführt:

1. Schritt: Erstellung des drehzahlnormierten Hüllkurvenspektrums

2. Schritt: Einlesen der erwarteten Überrollfrequenz und des Suchbereichs Da die Überrollfrequenz bei einem Schadensfall, im Gegensatz zu den Zahneingriffsfrequenzen, nicht exakt vorherbestimmbar ist, wird ein gewisser Suchbereich um die erwartete Überrollfrequenz gelegt. Bewährt hat sich dabei ein Bereich von $\pm 0.5\,\%$ um die erwartete Überrollfrequenz.

3. Schritt: Bestimmung des Grundpegels und etwaiger Amplitudenerhöhungen Die Amplituden im Suchbereich werden der Höhe nach aufsteigend sortiert. Das untere Quantil wird als Grundpegel definiert. Tritt eine schmalbandige Amplitudenüberhöhung auf, die zumindest einen Amplitudenwert von 12 dB über dem definierten Grundpegel aufweist, so wird angenommen, dass es sich um die Überrollfrequenz des Lagerschadens handelt.

4. Schritt: Auffinden von Harmonischen und Seitenbandstrukturen Ausgehend von einer detektierten Überrollfrequenz wird untersucht, ob erwartete Harmonische oder Seitenbandstrukturen auftreten. Dabei wird kein Suchintervall vorgegeben, da diese ausgehend von der zu detektierenden Überrollfrequenz bei den erwarteten Frequenz auftreten müssen. Um die jeweils erwartete Frequenz wird jedoch wiederum ein breiteres Frequenzband untersucht um festzustellen ob die Amplitude schmalbandig ist und sich von den in der Nähe befindlichen Amplitudenwerten um mindestens +12 dB unterscheidet.

5. Schritt: Grafische Darstellung der Lagerzustandstabelle In der Lagerzustandstabelle wird erfasst, ob bei den erwarteten Frequenzen Amplitudenerhöhungen auftreten und ob Harmonische und Seitenbandstrukturen erkennbar sind. Diese werden in Folge rot markiert.

Die Abbildung 3.42 zeigt die Lagerzustandstabelle von einer Windkraftanlage mit einem Lagerschaden. Der beginnende Lagerschaden zeigt sich dabei durch die rot markierten Einträge der Grundfrequenz und weiterer Harmonischer. Das bedeutet, dass bei dieser Frequenz schmalbandige Amplitudenerhöhungen im Hüllkurvenspektrum vorhanden sind, deren Amplitudenwerte mindestens 12 dB über den Grundpegel liegen.

+3.SB	+2.SB	+1.SB	0.SB	-1.SB	-2.SB	-3.SB	2x	3x	4x	5x
-33,7	-36,0	-28,4	-35,2	-32,3	-33,1	-35,5	-34,5	-33,6	-30,6	-33,0
-35,3	-38,1	-35,6	-32,9	-35,1	-37,2	-38,7	-31,8	-34,1	-32,1	-32,1
-36,6	-36,5	-35,0	-35,3	-37,6	-33,3	-39,7	-31,5	-33,5	-32,3	-29,1
-35,6	-39,3	-29,1	-37,6	-	-	-	-31,9	-40,8	-32,9	-36,2
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-35,2	-33,4	-31,8	-20,6	-34,9	-32,0	-32,2	-31,9	-27,3	-33,1	-30,5
-20,6	-35,1	-31,5	-34,4	-33,6	-39,2	-27,6	-33,4	-33,0	-33,7	-34,8
-26,0	-36,7	-34,4	-34,3	-36,3	-37,5	-36,3	-33,2	-35,1	-35,7	-31,1
-41,9	-31,6	-35,9	-34,6	-	-	-	-42,8	-34,5	-35,6	-33,6
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-35,4	-33,8	-33,9	-23,1	-31,9	-31,2	-34,7	-26,7	-27,4	-24,1	-34,3
-38,6	-37,5	-34,5	-33,9	-35,0	-36,3	-41,2	-34,5	-29,4	-27,4	-28,0
-36,0	-28,4	-37,1	-35,5	-32,1	-35,5	-36,6	-35,3	-34,3	-31,7	-27,4
-41,9	-31,6	-35,9	-34,6	-	-	-	-42,8	-34,5	-35,6	-33,6

Abb. 3.42: Ausschnitt aus einer Lagerzustandstabelle bei einer Windkraftanlage mit einem Lagerschaden. Die erste linke Spalte ist nicht dargestellt. Diese Spalte gibt den Lagernamen an und welche Lagerkomponenten (Innenring, Außenring, Wälzkörper und Käfig) untersucht wurden. -a.SB bedeutet das entsprechende a‘te untere Seitenbandsignal. +a.SB bedeutet das a‘te obere Seitenbandsignal. ax bedeutet die a‘te Harmonische. Die mit rot oder grün untermalten Zahlenwerte geben die Amplituden bei den entsprechenden Frequenzen in dB an.

3.5 Kumulatives Cepstrum

Bei einer Beschädigung im Getriebe treten üblicherweise im Frequenzspektrum Seitenbandstrukturen auf. Schädigungen an Zahneingriffen zeigen sich dabei im Frequenzspektrum, während Lagerschäden üblicherweise nur im Hüllkurvenspektrum detektierbar sind. Diese Seitenbandstrukturen treten aber nur in sehr begrenzten Frequenzbereichen auf. Die Abbildung 3.43 zeigt den Ausschnitt aus einem Frequenzspektrum eines Getriebes mit einem ausgebrochen Zahn. Im Spektrum zeigt sich der Zahnradschaden durch die Vielzahl von Seitenbandsignalen um die Zahneingriffsfrequenz von etwa 150 Hz. Die Seitenbandsignale sind im Frequenzbereich zwischen 50 Hz und 280 Hz erkennbar.

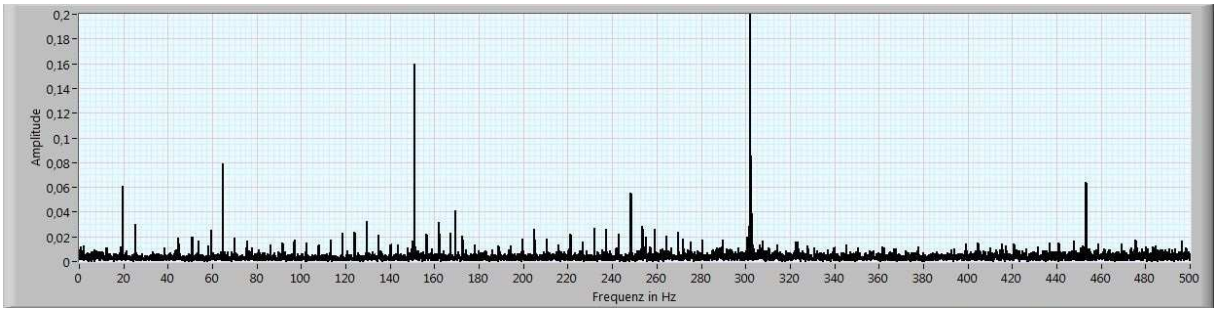


Abb. 3.43: Ausschnitt eines Frequenzspektrums der Messdaten eines Getriebesensors. Das Getriebe wies einen Zahnradschaden auf.

Bestimmt man vom gesamten drehzahlnormierten Originalsignal das Cepstrum, so ist der Schaden nicht detektierbar, siehe Abbildung 3.45. Mit dem entwickelten kumulativen Cepstrum lässt sich jedoch der Schaden detektieren. Hierzu wird zunächst sowohl das drehzahlnormierte Zeitsignal mittels eines Bandpassfilters in Teilsignale zerlegt und von jedem Teilsignal das Cepstrum bestimmt. Die Maximalwerte je Quefrenz bei allen Cepstren werden zu einem kumulativen Cepstrum zusammengefasst. Die Abbildung 3.46 zeigt das kumulative Cepstrum aus den selben Messdaten, wie zuvor. Der Analyseablauf wird dabei wie folgt durchgeführt, siehe ergänzend Abbildung 3.44:

1. **Schritt: Drehzahlnormierung** Das Beschleunigungssignal wird mittels des Drehimpulssignals drehzahlnormiert.

2. **Schritt: Bandpassfilterung des drehzahlnormierten Beschleunigungssignals** Das drehzahlnormierte Beschleunigungssignal wird durch gleichmäßig aneinandergereihten Bandpassfilter in Teilsignale zerlegt.

3. Schritt: Bildung des Cepstrums Von allen Teilsignalen wird das Cepstrum gebildet

4. Schritt: Ermittlung des Maximalwertes je Quefrenz

5. Schritt: Bildung des kumulativen Cepstrums Die Maximalwerte in den Cepstren der Teilsignale ergeben das kumulative Cepstrum

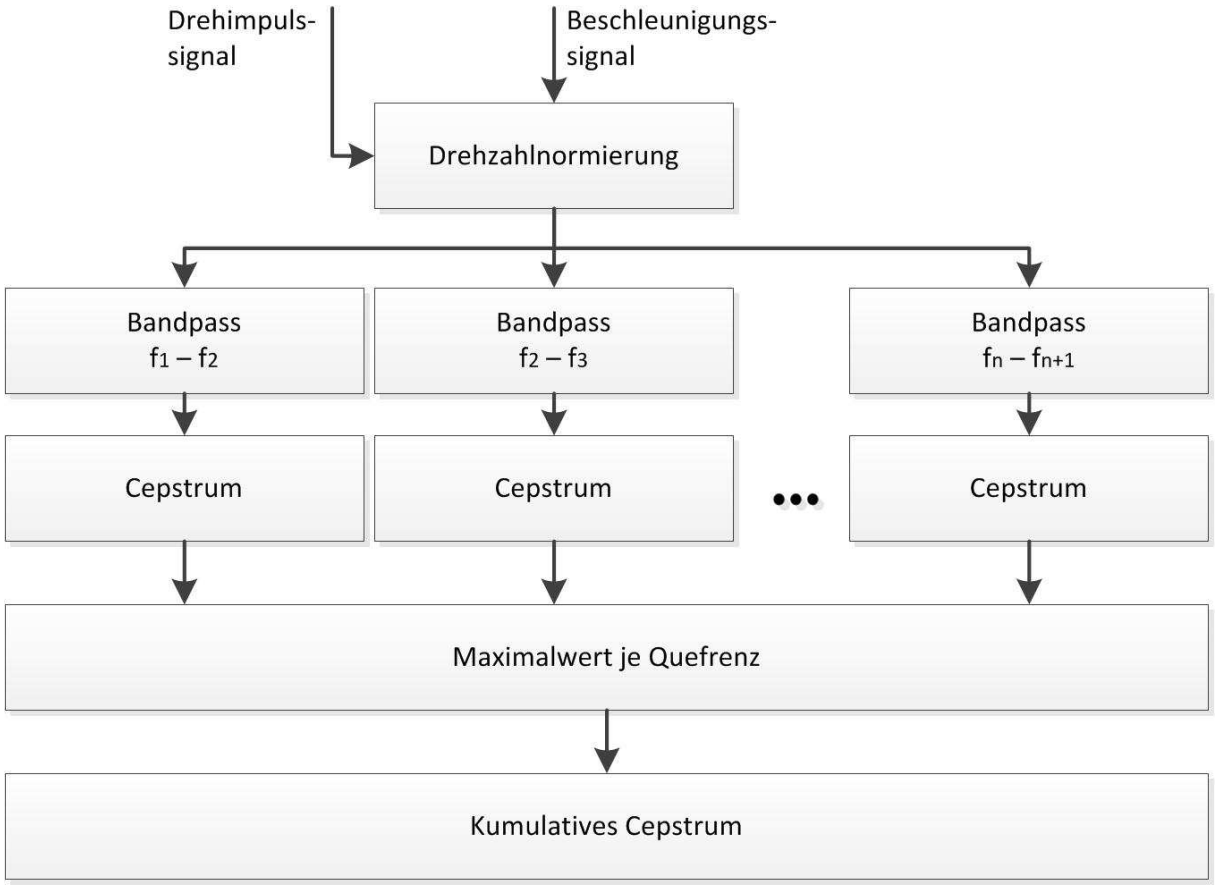


Abb. 3.44: Analyseablauf für die Bildung des kumulativen Cepstrums.

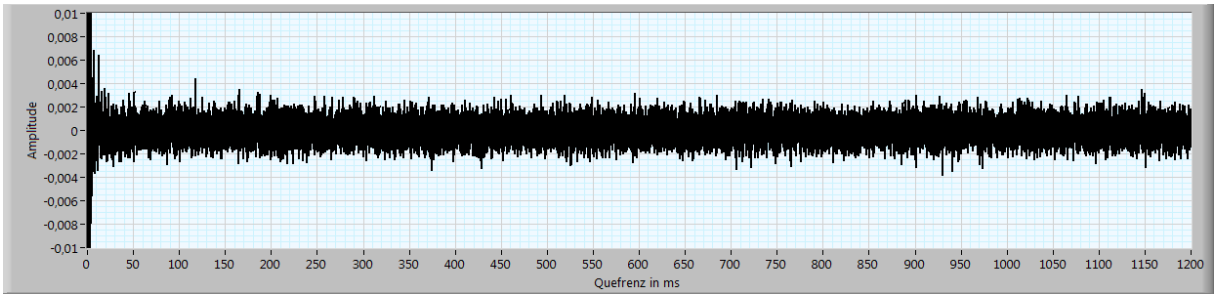


Abb. 3.45: Standard Cepstrum mit Drehzahlkorrektur. Der Schaden kann bei einer Quefrenz von 185,3 ms nicht detektiert werden.

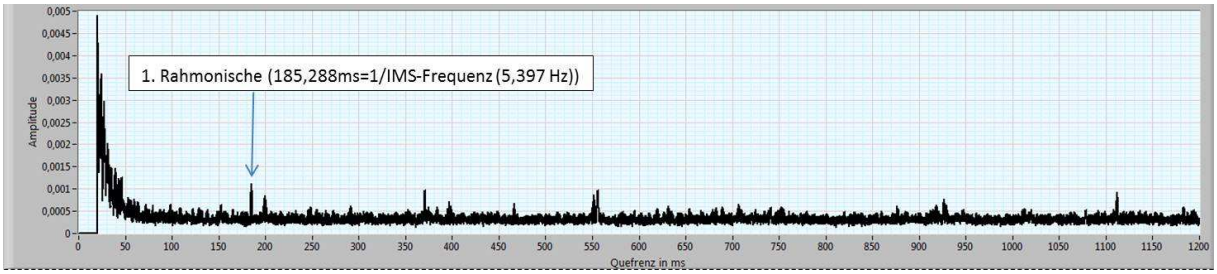


Abb. 3.46: Kumulatives Cepstrum. Der Schaden kann eindeutig detektiert werden.

Kapitel 4

Mess-, Übertragungs- und Analysesystem SPECTIVE

Das Programmpaket SPECTIVE beinhaltet alle Programme, die notwendig sind um die Messdaten des Antriebsstranges einer Windkraftanlage zu erfassen, zu verwalten und zu analysieren. Die Analyseergebnisse können dann durch den Zustandsüberwacher in einer übersichtlichen Form abgerufen werden.
Das Programmpaket SPECTIVE beinhaltet folgende Abschnitte:

- Messdatenerfassung am Antriebsstrang der Windkraftanlage,
- Datenspeicherung und -verwaltung auf der Recheneinheit in der Windkraftanlage,
- Signalübertragung zum Server auf dem Betriebsgelände,
- Signalanalyse am Server des Betriebsgeländes und
- Darstellung der Analyseergebnisse.

Das Blockschaltbild, siehe Abbildung 4.1, zeigt eine Übersicht des Gesamtablaufs vom Programmpaket SPECTIVE für eine Windkraftanlage von der Messdatenerfassung bis zur Visualisierung der Analyseergebnisse durch den Zustandsüberwacher. Durch SPECTIVE lassen sich aber, nur durch die Rechenleistung begrenzt, beliebig viele Anlagen hinzufügen. Die Messdatenaufnahme, -speicherung und -sortierung erfolgt dabei noch vor Ort in den einzelnen Windkraftanlagen. Von allen Windkraftanlagen werden ausgewählte Messdaten automatisch der Leistung am Antriebsstrang während der Messdatenerfassung und den vorhandenen Betriebsparameterschwankungen auf einen Server am Betriebsgelände des

Betreibers übertragen. Erst dort erfolgt die Analyse und spätere Visualisierung durch den Zustandsüberwacher. Dadurch sind die gestellten Anforderungen für den SPEICHER-PC in der Windkraftanlage sehr gering, was bei einer entsprechend großen Anzahl von Windkraftanlagen, eine erhebliche Kostenersparnis bedeutet. Da nur die Messdaten zum Server übertragen werden und nicht noch zusätzlich die Analyseergebnisse (Frequenz-, Hüllkurvenspektren, Trendverläufe, Cepstren, usw.), kann weiters der Datenverkehr übers Internet reduziert werden.

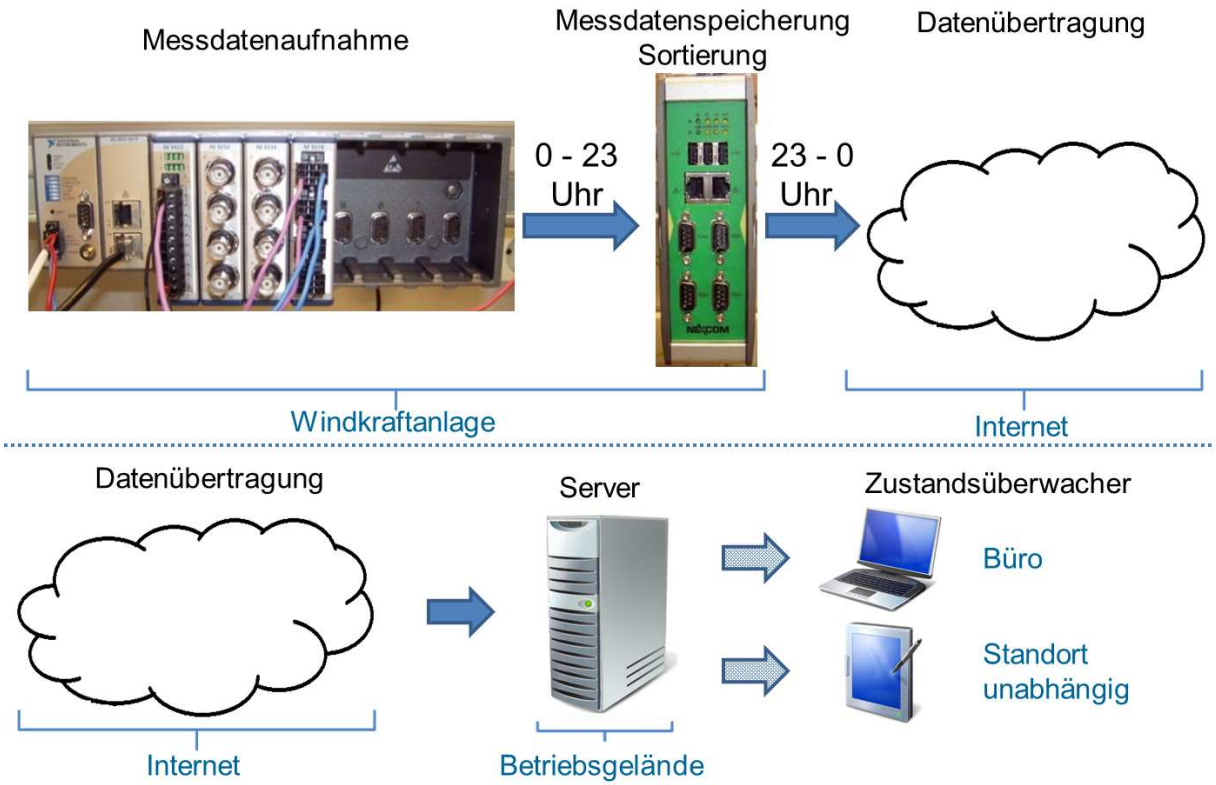


Abb. 4.1: Exemplarischer Ablauf von SPECTIVE anhand einer einzelnen Windkraftanlage.

4.1 Verwendete Hardware:

Für den gesamten Programmablauf, von der Messsignalerfassung bis zur Betrachtung der Analyseergebnisse durch den Zustandsüberwacher, werden insgesamt fünf Recheneinheiten benötigt. Diese sind:

- FPGA-Compact-RIO in der Windkraftanlage,
- Echtzeit-PC CompactRIO in der Windkraftanlage,
- Speicher-PC in der Windkraftanlage,
- Server am Betriebsgelände und
- Mitarbeiter-PC in der Zustandsüberwachungszentrale oder ähnlichem z.B. Terminal oder mobiles Endgerät.

Die Rechner sind auf drei Standorten verteilt, der FPGA-Compact-RIO, der Echtzeit-Rechner und der Speicher-PC sind in der Windkraftanlage installiert. Der Server am Betriebsgelände und der Mitarbeiter-PC sind weiters räumlich getrennt. Während der Server standortfixiert verbaut ist, kann über das Internet der Mitarbeiter räumlich unabhängig auf den Server zugreifen. Die einzelnen Standorte arbeiten unabhängig voneinander und sind somit nur bei der Datenübertragung auf eine bestehende Internetverbindung angewiesen. Die einzelnen Rechnereinheiten in den Windkraftanlagen können also unabhängig einer bestehenden Internetverbindung Messdaten aufnehmen und nach Leistung und Betriebsparameterschwankungen sortieren. Der Datentransfer erfolgt automatisiert bei einer wieder hergestellten Internetverbindung.

Messhardware Für die Messhardware werden folgende Komponenten verwendet:

8 Beschleunigungssensoren Bei den Beschleunigungssensoren des Typs 601A01, siehe Datenblatt im Anhang A.1, des Herstellers ICP-Electronics, handelt es sich um IEPE-Sensoren (Integrated Electronics Piezo-Electric), die über das Compact-RIO mit Energie versorgt werden müssen. Weiters ist bei diesen Sensoren der Ladungsverstärker bereits integriert, wodurch kein zusätzlicher externer Ladungsverstärker benötigt wird.

1 Drehgeber Für die Erfassung der Generatordrehzahl wird ein induktiver Drehgeber des Typs NRN15-18GS40-E2-V1, siehe Datenblatt im Anhang A.2, der

Firma Pepperl+Fuchs verwendet. Pro Umdrehung wird ein Impuls generiert. Eine laufende Erfassung der Generatordrehzahl wird benötigt um Drehzahlschwankungen während der Messdatenerfassung herauszurechnen, wodurch in den Spektren eine bessere Zuordnung von Signalanteilen zu den einzelnen Maschinenkomponenten ermöglicht wird. Diese Messung sollte dabei immer an der am schnellsten rotierenden Welle durchgeführt werden.

2 Rogowski-Spulen Mithilfe der beiden Spulen und den entsprechenden Messumformern, werden die Generatorströme der Windkraftanlage gemessen. Da es sich um einen doppeltgespeisten Asynchrongenerator handelt, werden zwei Spulensysteme benötigt. Zusätzlich zu den Rogowski-Spulen wurde die Leistung auch durch eine direkte analoge Auskopplung von Standardmesswerten der Windkraftanlage bei der Messhardware berücksichtigt.

Azimutschütz Während der Drehung der Gondel um den Azimut treten eine Vielzahl von Störschwingungen auf, weshalb eine Schwingungsmessung in dieser Zeit nicht vorgenommen werden sollte. Über einen Hilfskontakt am Schaltschütz der Azimutantriebe berücksichtigt das Messsystem einen aktivierten Azimutantrieb und unterbricht die Schwingungsmessung.

Compact-RIO Zum Einsatz kommt das NI Compact-RIO 9074 von National Instruments. Dabei handelt sich um ein rekonfigurierbares Datenmesssystem, das sowohl einen FPGA (Field Programmable Gate Array), als auch einen Echtzeit-PC implementiert hat. Mit Hilfe eines FPGAs lassen sich logische Schaltungen programmieren. Das Compact-RIO beinhaltet keine rotierenden Teile, wie z.B. Lüfter und ist dadurch robust und für die raue Umgebung in der Gondel geeignet. Die Kühlung erfolgt rein passiv. Die Aufgaben des Compact-RIO für dieses Projekt sind folgende:

- Erfassung der Messdaten und Betriebsparameter,
- Datenspeicherung mit Berücksichtigung möglichst stabiler Betriebsparameter und
- Messdatenübertragung auf den SPEICHER-PC.

SPEICHER-PC Als SPEICHER-PC dient ein Hutschienen-PC vom Fabrikat NISE-91 des Herstellers NEXCOM, siehe Datenblatt im Anhang A.4. Auch der SPEICHER-PC wird rein passiv gekühlt und beinhaltet auch sonst keine rotierenden Bauteile.

Als Festplatte wurde eine SSD-Platte mit einer Größe von 480 GB verwendet. Die Aufgaben im Projekt sind:

- Datenarchivierung,
- Datensortierung und
- Datenübertragung auf den Betriebsserver.

Signalauskopplung aus der Anlagensteuerung der Windkraftanlage Die Messsignale Windgeschwindigkeit, Maschinenleistung und Generatordrehzahl werden direkt aus der Maschinensteuerung mittels einer vom Windkrafthersteller bereitgestellten Einrichtung ausgekoppelt, siehe Abbildung 4.14 und siehe Datenblatt im Anhang A.3 und dem Messdatenerfassungssystem bereitgestellt.

4.2 Programmablauf von SPECTIVE

Wie schon zuvor beschrieben, beinhaltet das Programmpaket SPECTIVE eine Reihe von Programmen, die nicht von einer Recheneinheit an einem Standort durchgeführt werden, sondern von einer Gruppe von verteilten Systemen, die über das Internet kommunizieren. Die Abbildung 4.2 zeigt die Verteilung der Komponenten und Programme auf die einzelnen Standorte. Die Komponenten und Programmabläufe der einzelnen Standorte arbeiten unabhängig voneinander und sollen im Folgenden näher beschrieben werden.

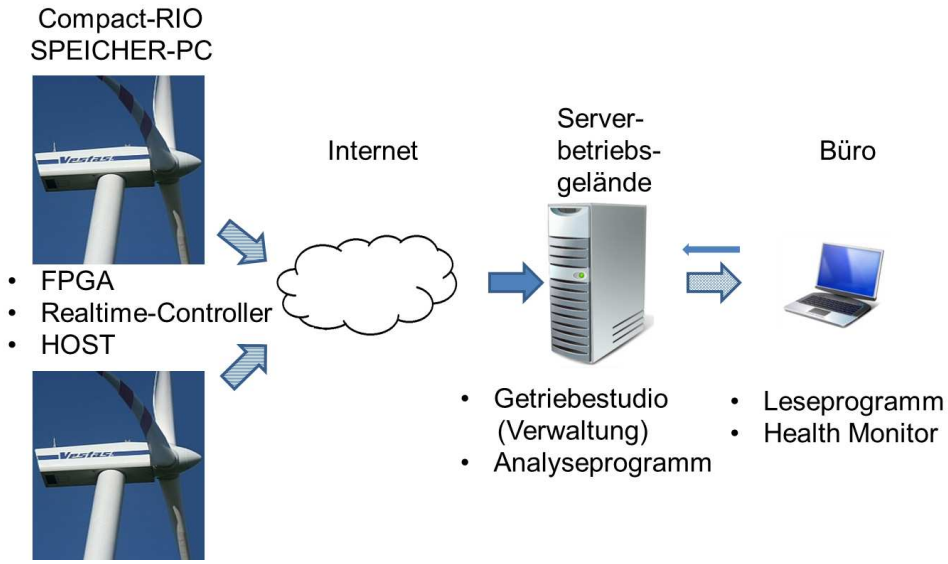


Abb. 4.2: SPECTIVE unterteilt in die einzelnen Standortgruppen.

4.2.1 Standort Windkraftanlage

In der Windkraftanlage befindet sich das FPGA-CompactRIO, der Echtzeit-PC und der SPEICHER-PC. Für den Betrieb müssen diese drei Einheiten synchron arbeiten. Bei Störungen im Programmablauf werden alle drei Einheiten automatisch neu gestartet und neu synchronisiert. Überwacht wird dies sowohl vom Echtzeit-PC als auch vom SPEICHER-PC. Die Abbildung 4.3 zeigt das Ablaufdiagramm für den Standort „Windkraftanlage“ von der Messsignalerfassung bis zur Datenübertragung auf dem Betriebsserver.

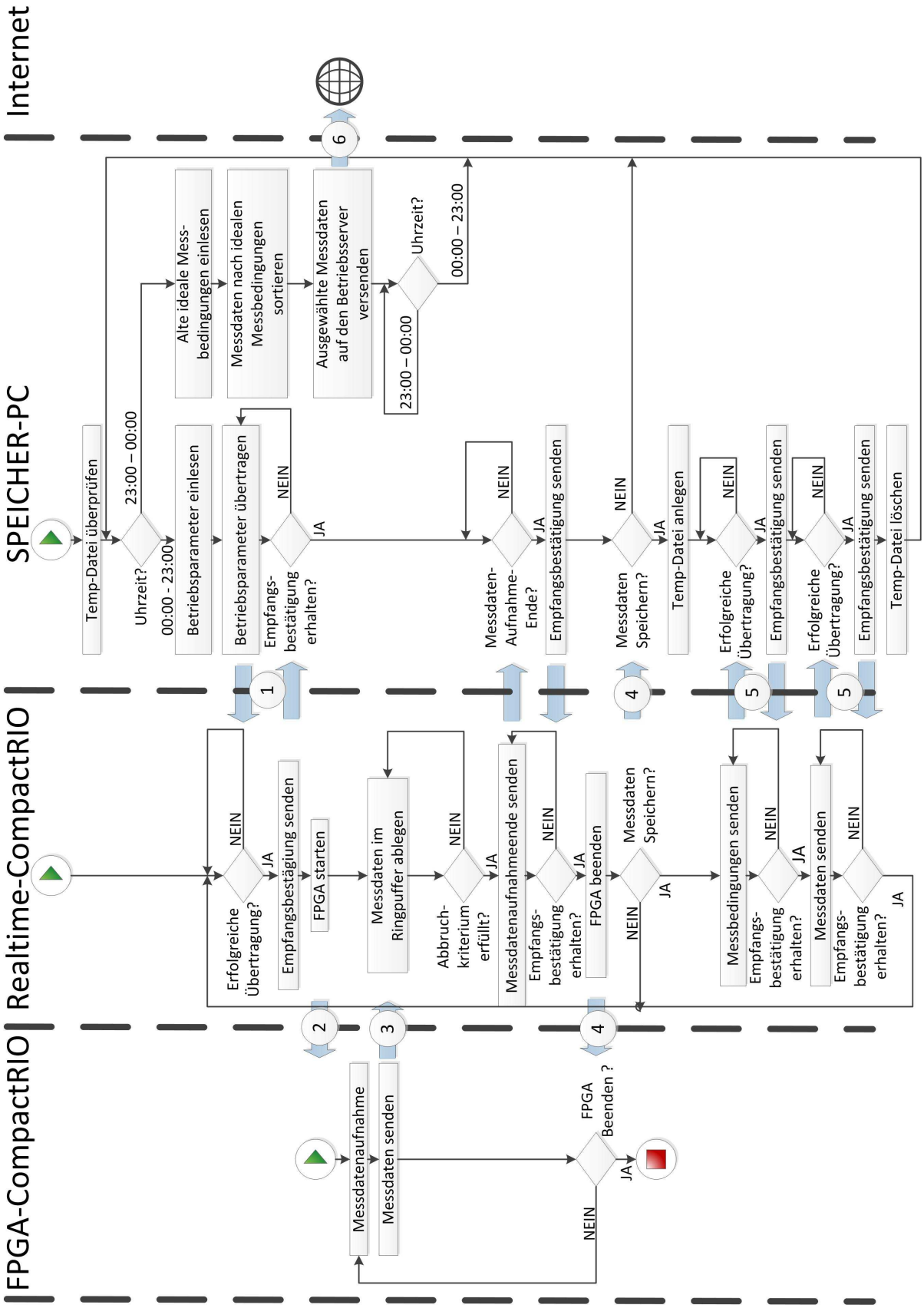


Abb. 4.3: Programmablauf am Standort „Windkraftanlage“.

4.2.1.1 Programmstart

Für den System- und Programmstart genügt es an alle Recheneinheiten die Versorgungsspannung anzulegen. Sowohl die Rechner, als auch die Programme starten automatisch. Zusätzlich werden einmal pro Woche, alle Recheneinheiten automatisiert gleichzeitig neu gestartet um etwaige Sicherheitsupdates der Betriebssysteme und sonstige Programme, z.B. Antivirenprogramme, aktualisieren zu können.
Beim Programmstart des Messdatenerfassungs- und -verarbeitungsprogramms wird zunächst überprüft ob eine Temp-Datei vorhanden ist. Die Temp-Datei wird bei jeder Messdatenübertragung zwischen dem Echtzeit-Rechner und dem SPEICHER-PC angelegt und enthält die Information, welche Daten übertragen werden sollen. Bei einem Systemabsturz genau während der Messdatenübertragung können diese Messdaten, da sie nicht vollständig übertragen wurden, für eine Analyse nicht verwendet werden. Die teilweise übertragenen Daten werden bei einem Programmstart gelöscht.

4.2.1.2 Programmablauf SPECTIVE - Standort Windkraftanlage

Es werden zwei Programmzustände unterschieden: Der Programmablauf für die Datenerfassung (von 00:00 bis 23:00 Uhr) und der Programmablauf für die Datenübertragung (zwischen 23:00 bis 00:00 Uhr).

Programmablauf von 00:00 bis 23:00 Uhr

Übertragung der Betriebsparameter jeder Leistungsklasse, die an jenem Messtag die geringsten Schwankungen aufwiesen

Im ersten Schritt werden die Betriebsparameter jener Messdaten, bei denen die geringsten Betriebparameterschwankungen pro Leistungsklasse während eines Tages auftraten vom SPEICHER-PC auf den Echtzeit-PC übertragen, siehe ① in Abbildung 4.3. Die Übertragung wird dabei solange wiederholt, bis der Echtzeit-PC eine Empfangsbestätigung zurücksendet. Bei einem Systemneustart erfolgt an dieser Stelle die Synchronisation zwischen dem SPEICHER- und Echtzeit-PC. Sind noch keine Messdaten in einer Leistungsklasse vorhanden, so werden definierte Default-Betriebsparameter übertragen.

Mess- und Betriebsdatenübertragung vom FPGA-CompactRIO zum Echtzeit-PC:

Nach erfolgter Übertragung, der bis zu diesem Zeitpunkt optimalen Betriebsparameter während einer Messdatenaufzeichnung, verweilt der Speicher-PC in einer Warteposition bis er das Kommando für die Messdatenübernahme vom Echtzeit-PC erhält. Währenddessen startet der Echzeit-PC, siehe② in Abbildung 4.3, den FPGA-CompactRIO, der sich im gleichen Chassis befindet. Der FPGA-CompactRIO weist gegenüber dem Echtzeit-PC eine deutlich höhere Verarbeitungsgeschwindigkeit auf.
Mithilfe des FPGA-CompactRIO werden folgende Messdaten erfasst:

- Acht Beschleunigungsmessdaten mit einer Abtastrate von je 25600 Hz,
- ein Drehgebersignal mit einer Abtastrate von 25600 Hz,
- zwei Strommessdaten mit einer Abtastrate von 40 Hz,
- Leistungsdaten direkt von der Maschine mit einer Abtastrate von 40 Hz und
- die Windgeschwindigkeit mit einer Abtastrate von 40 Hz.

Die Beschleunigungssignale und das Drehgebersignal werden auf dem FPGA-CompactRIO in einem FIFO (First In First Out) abgelegt und paketweise dem Echtzeit-PC übermittelt, siehe ③ in Abbildung 4.3, und dem Ringpuffer zugeführt. Die Strom-, Leistungs- und Windgeschwindigkeitsmessdaten werden direkt am FPGA-CompactRIO gemittelt, zusätzlich wird noch jeweils die Standardabweichung bestimmt. Die gemittelten Werte dienen zur Einteilung in die entsprechenden Leistungsklassen. Schlussendlich werden jene Messdaten verwendet, bei denen auch die Betriebsparameterschwankungen der Leistung am geringsten waren. Die Messdatenerfassung wird beendet, wenn eines der folgenden definierten Abbruchkriterien erreicht wird:

- Bewusster Programmstopp,
- Fehler bei der Messdatenerfassung,
- eine definierte Messzeit wurde erreicht oder
- geringere Betriebsparameterschwankungen, als bei zuvor gemessenen Messdaten.

Mess- und Betriebsdatenübertragung vom Echtzeit-PC zum SPEICHER-PC
Nach Erreichen eines Abbruchkriteriums werden die Messdaten zum Speicher-PC übertragen und dort auf der Festplatte abgelegt, siehe ⑤ in Abbildung 4.3. Zuvor wird jedoch überprüft, ob ein Abbruchkriterium erreicht wurde, das eine Speicherung befürwortet. Eine Messdatenübertragung vom Echtzeit-PC zum SPEICHER-PC und eine anschließende Speicherung erfolgt nur dann, wenn:

- Kein bewusster Programmstopp vorliegt,
- kein Fehler bei der Messdatenerfassung vorliegt, wie z.B. ein Überlauf des FIFO´s,
- die Drehzahl einen definierten Referenzwert unterschritten hat oder
- keine zusätzlichen unerwünschten externen Antriebe oder Geräte (implementiert wurde zunächst nur der Azimutantrieb) in Betrieb sind.

Wird ein Abbruchkriterium erreicht ohne dass eine Messdatenspeicherung erfolgen soll, wird zunächst der FPGA-CompactRIO gestoppt und sowohl der Echtzeit-PC als auch der SPEICHER-PC beginnen am Schleifenanfang (Übertragung der alten gespeicherten Betriebsparameter vom SPEICHER-PC auf den Echtzeit-PC).
Wird eine Messdatenspeicherung vorgenommen, wird zunächst das FPGA-CompactRIO gestoppt und eine TEMP-Datei auf den SPEICHER-PC mit den Informationen, der Leistungsklasse, des Datums und der aktuellen Uhrzeit angelegt, siehe ④ in Abbildung 4.3. Sollte es während der Messdatenübertragung zu einer Störung kommen und die Übertragung unterbrochen werden, werden diese Messdaten, die nicht für eine Analyse verwendet werden können, gelöscht. Hierdurch werden fehlerhafte Analyseergebnisse vermieden. Bei einer erfolgreichen Übertragung der gesamten Messdaten wird die TEMP-Datei vor dem nächsten Schleifenbeginn gelöscht. Falls beim Neustart des SPEICHER-PC´s eine TEMP-Datei vorliegt, werden die entsprechenden Messdaten gelöscht. Nach erfolgreicher Übertragung beginnen sowohl der Echtzeit-PC als auch der SPEICHER-PC wieder am Schleifenanfang (Übertragung der alten gespeicherten Betriebsparameter vom SPEICHER-PC auf den Echtzeit-PC).
Die Messdatenerfassung und -speicherung wird solange wiederholt bis die Uhrzeit bei Schleifenbeginn zwischen 23:00 und 00:00 gegeben ist.

Programmablauf zwischen 23:00 und 00:00 Uhr

Ist die Uhrzeit bei Schleifenbeginn zwischen 23:00 und 00:00 Uhr wird die Datensortierung und -übertragung vorgenommen. Die Messdaten werden einmal pro Messtag und Leistungsklasse nach der Größe der Leistungsschwankungen während der Messdatenaufnahme sortiert. Die Messdaten, die bei den geringsten Betriebsparameterschwankungen aufgenommen wurden, werden an den Betriebsserver am Betriebsgelände übertragen, siehe ⑥ in Abbildung 4.3. Sollte zu dieser Zeit die Internetverbindung vom SPEICHER-PC oder vom Betriebsserver unterbrochen sein, erfolgt die Übertragung automatisiert zu einem Zeitpunkt an dem beide wieder eine Verbindungen haben. Nach der Messdatenübertragung auf den Betriebsserver wird die Zeit bis 00:00 Uhr abgewartet und erst danach erfolgt die nächste Messdatenaufzeichnung. Unabhängig vom Ergebnis der Messdatenübertragung wird nach 00:00 Uhr mit der Messdatenaufzeichnung begonnen. Die Messdaten können jederzeit parallel zur Messdatenaufzeichnung übertragen werden.

4.2.1.3 Funktionsüberwachung

Für einen funktionierenden Programmablauf ist es wichtig, dass die Recheneinheiten vollständig synchron arbeiten. Alle Programme, die auf den Recheneinheiten der Windkraftanlage ausgeführt werden, haben deshalb zusätzlich jeweils eine Funktionsüberwachung integriert, die Störungen im Programm detektieren und beim Auftreten eines Fehlers das Programm am SPEICHER-PC sowie den Echtzeit-PC neu starten.
Überwacht werden folgende Punkte:

- Netzwerkverbindung vorhanden,
- Netzwerkkommunikation zwischen den Recheneinheiten möglich,
- synchroner Ablauf zwischen den Recheneinheiten gegeben und
- Auftreten von Programmablauffehlern.

Bei einem programmabhängigen Fehler wird dieser registriert und die Fehlerinformation in einer Fehler-Logdatei abgespeichert. Diese Informationen können für eine erleichterte Fehlersuche genutzt werden und dienen zugleich auch als Grundlage für etwaige Programmverbesserungen.

4.2.2 Standort „Betriebsgelände“

Die Abbildung 4.4 zeigt das Ablaufdiagramm des Standortes „Betriebsgelände“. Am Betriebsserver werden die Messdaten der zu überwachenden Windkraftanlagen gesammelt, analysiert und Trendverläufe der Amplituden bei den wichtigsten Frequenzen erstellt. Der Zustandsüberwacher kann standortunabhängig auf die Analyseergebnisse zugreifen.

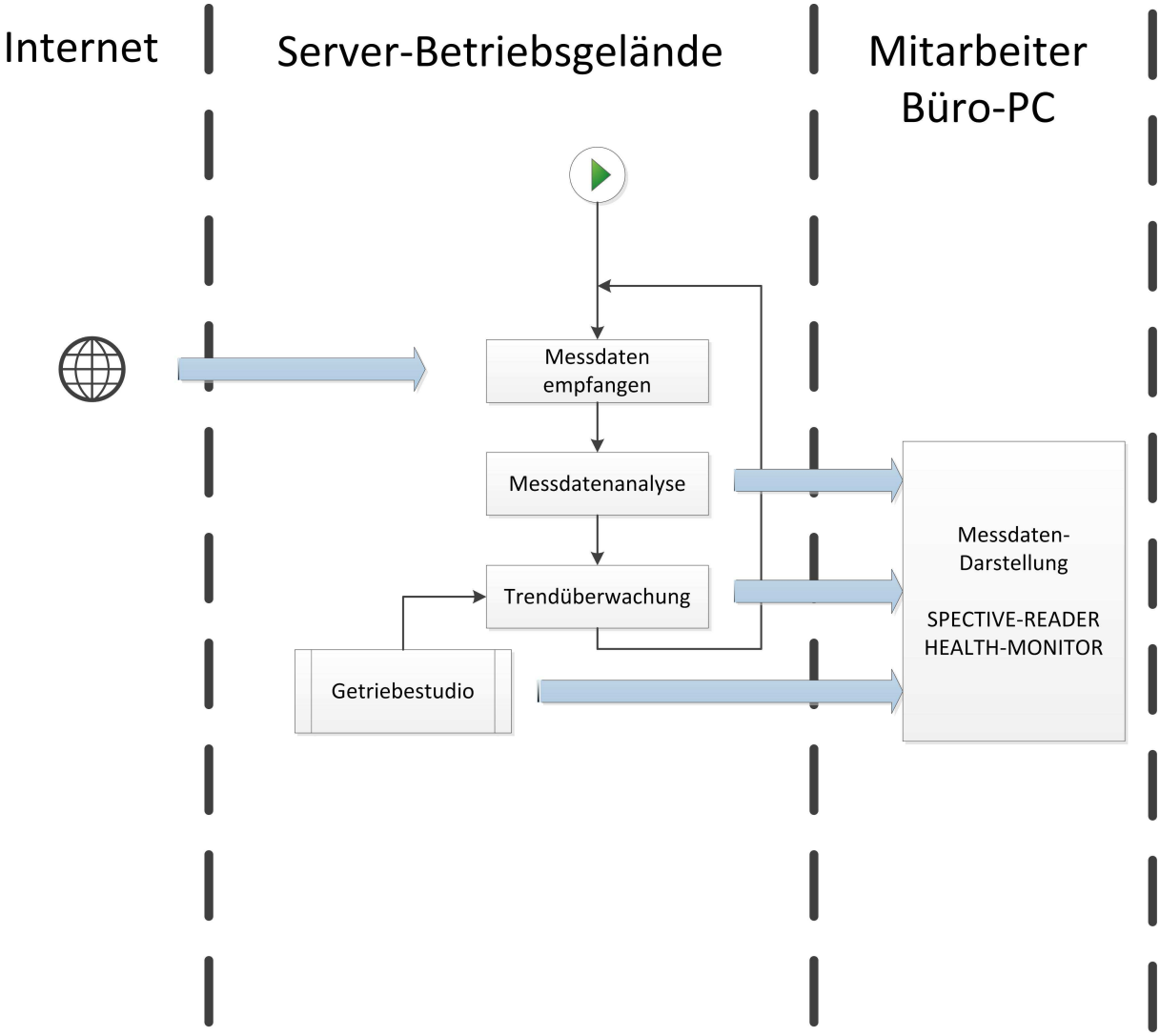


Abb. 4.4: Programmablauf der Standorte „Betriebsgelände“ und „Mitarbeiter-PC“.

4.2.2.1 Programmablauf Server-Betriebsgelände

Der Server am Betriebsgelände erhält von allen Windkraftanlagen die ausgewählten Messdaten. Diese Messdaten werden zunächst entsprechend der Windkraftanlage, Leistungs-

klasse und dem Messdatum sortiert und im Anschluss analysiert. Bei der Analyse werden zunächst die Schadensfrequenzen, Getriebedaten und Sensordaten eingelesen, die mit dem Softwareprogramm Getriebestudio erstellt wurden. Das Softwareprogramm Getriebestudio wurde im Zuge einer Diplomarbeit [15] entwickelt.

4.2.2.2 Mitarbeiter Büro-PC

Der Zustandsüberwacher muss sich nicht um die Messdatenerfassung, -übertragung und Signalanalyse kümmern. Dieser Ablauf erfolgt vollautomatisch. Die Analyseergebnisse kann der Zustandsüberwacher direkt über das interne Netzwerk oder über eine Remoteverbindung standortunabhängig betrachten und bewerten. Dazu dienen ihm zwei Programme. Der SPECTIVE-Reader ist speziell für Detailuntersuchungen geeignet. Das Programm Health-Monitor zeigt die komplette Anlage und bewertet diese hinsichtlich etwaiger Schädigungen. Das Programm Health-Monitor ist Teil einer weiteren im Rahmen dieses Projektes durchgeführten wissenschaftlichen Arbeit.

4.3 Einbau der Messhardware in die Windkraftanlage

Im Zuge des Projektes wurde ein Prototyp der entwickelten Messdatenhardware in eine Windkraftanlage des Typs Vestas V90 verbaut und über einen Zeitraum von einem Jahr getestet. Die Abbildungen 4.5 und 4.7 zeigen den Installationsplan für einen funktionierenden Ablauf.
Das Messdatenerfassungsystem NI-cRIO-9074 wurde in der Gondel der Windkraftanlage montiert. Die Abbildung 4.6 zeigt den verbauten Zustand. Der Speicher-PC und der Router befinden sich während der aktuellen Testphase im Turmfuß, siehe die Abbildung 4.8. Im schlussendlichen Betrieb, soll der Speicher-PC und der Router ebenfalls in der Gondel der Windkraftanlage montiert werden. Die Abbildung 4.9 zeigt die Applikation eines Beschleunigungssensors am Getriebe. Der Beschleunigungssensor wurde, zwecks besserer Vergleichbarkeit, möglichst nahe an dem schon vorhandenen Beschleunigungssensor des aktuell von der Betreiberfirma Windkraft Simonsfeld AG verwendeten Messdatenerfassungssystem gesetzt. Die Abbildung 4.10 zeigt die Applikation des induktiven Drehgebers an der Getriebeausgangswelle. Auf der Welle ist ein Schlauchbinder montiert. Jedesmal wenn die Spannschraube unter den Sensor positioniert ist, wird ein digitales Signal generiert. Die Abbildung 4.11 zeigt die beiden Stromwandler für die beiden Rogowski-Spulen, die einmal den Strom der Statorseite, siehe Abbildung 4.12, und einmal den Strom der Ro-

torseite, siehe Abbildung 4.13, messen. Aus den Strommessdaten wird auf die mechanische Leistung am Antriebsstrang geschlossen. Zusätzlich wird die Leistung auch durch eine Signalauskopplung, siehe Abbildung 4.14, direkt aus der Maschinensteuerung übernommen. Die Abbildung 4.15 zeigt den Schütz für den Azimutantrieb. Damit die Gondel gegenüber dem Turm in beide Richtungen um den Azimut gedreht werden kann, werden zwei Schütze für die Ansteuerung der eingesetzten Drehstrommotoren (typischerweise 4 Antriebe) benötigt. Die Information über den Schaltzustand des Schützes wird über Hilfskontakte dem Messdatenerfassungssystem zugeführt. Während der Azimutantrieb im Betrieb ist, sollten keine Schwingungsmessungen durchgeführt werden, da genau während der Drehung der Gondel um den Azimut starke Störschwingungen auftreten. Mit einem eigenen Leitungsschutzschalter erfolgt die Absicherung des Messdatenerfassungsystems, siehe Abbildung 4.16.

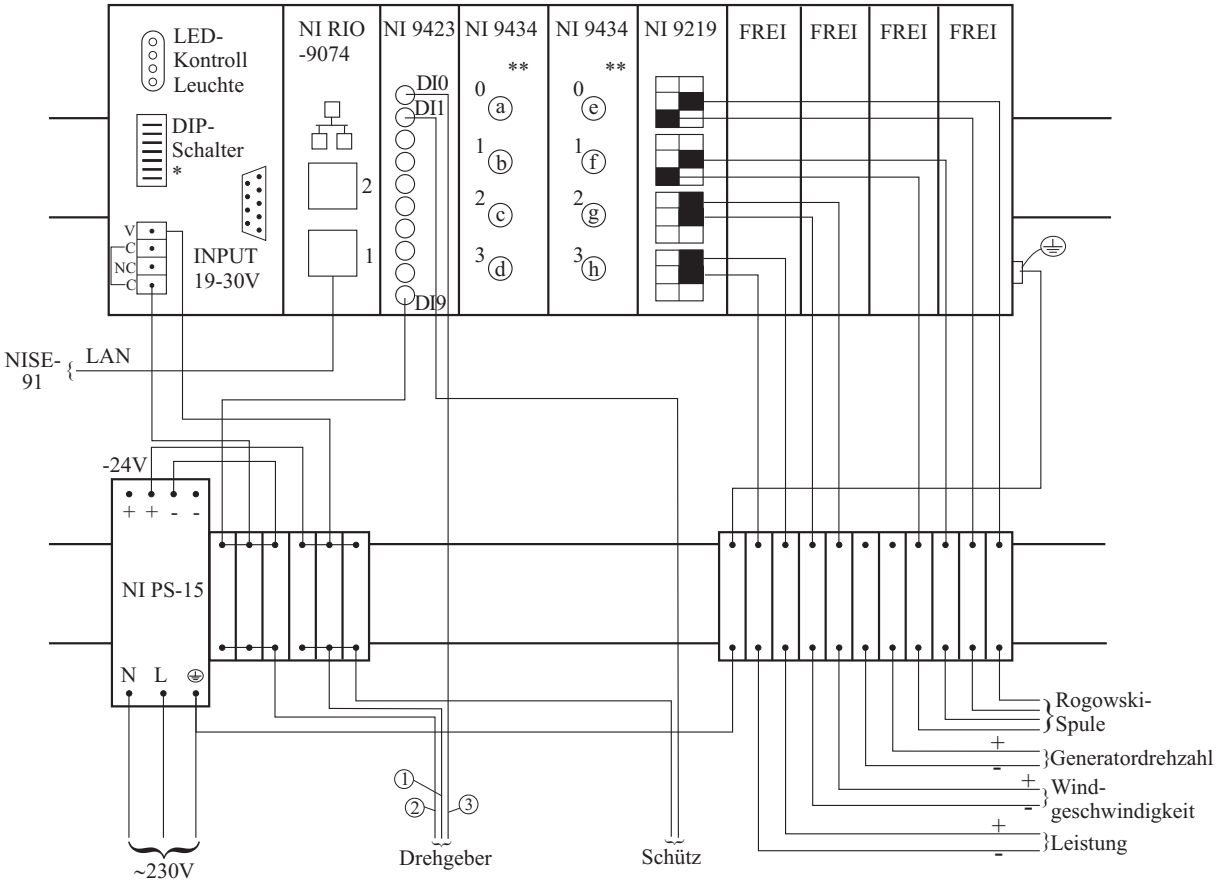


Abb. 4.5: Installationsplan vom Messdatenerfassungssystem des Typs NI-cRIO-9074.
*: Dip-Schalter alle auf OFF stellen.
**: a und b ... Beschleunigungssensoren an den Hauptlagern;
c, d, e und f ... Beschleunigungssensoren am Getriebe;
g, h ... Beschleunigungssensoren am Generator

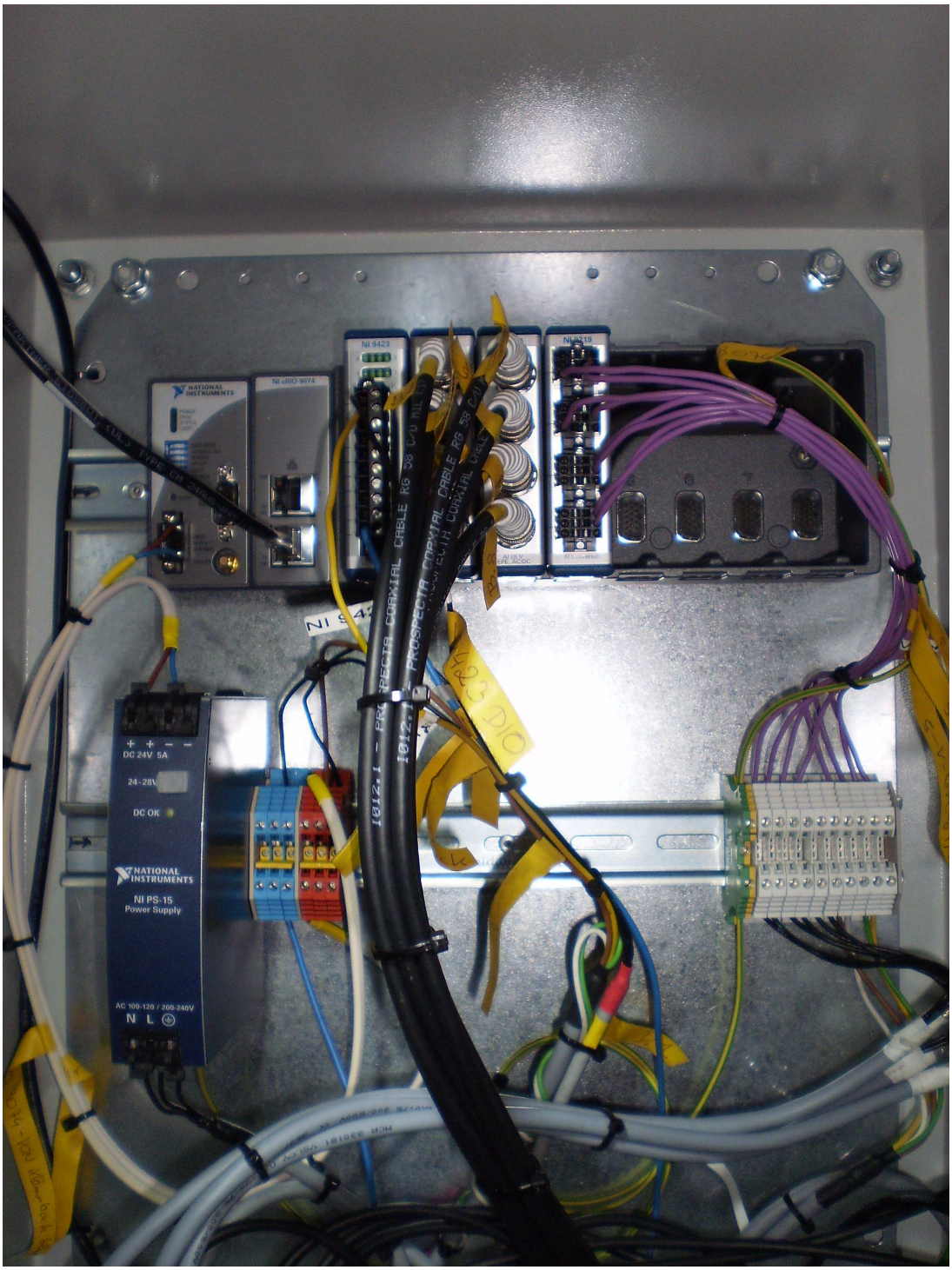


Abb. 4.6: Installation des Messdatenerfassungssystems in der Gondel der Windkraftanlage.

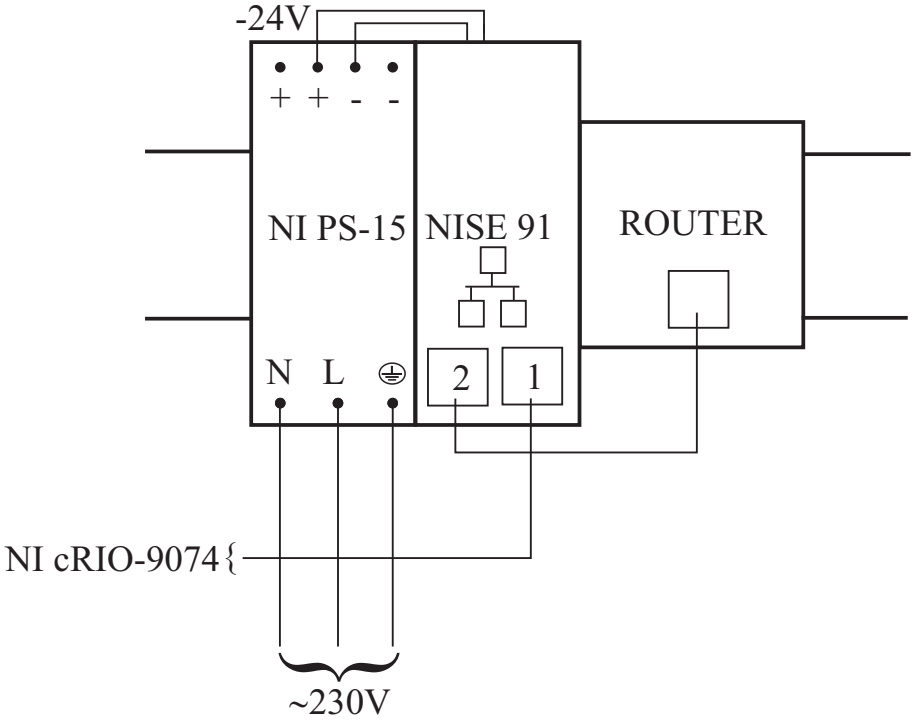


Abb. 4.7: Installationsplan vom Speicher-PC des Typs NISE91.

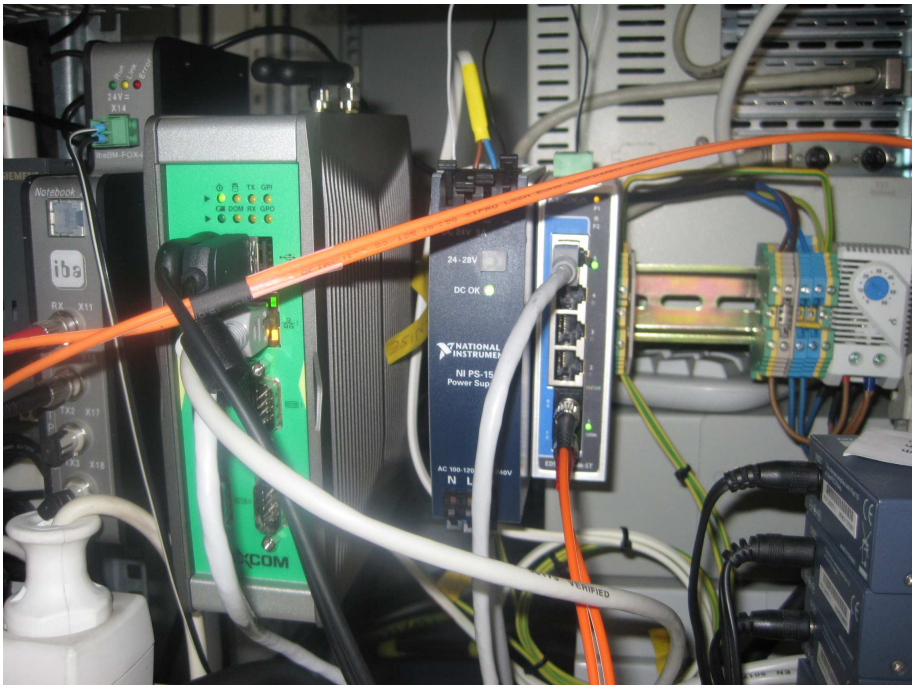


Abb. 4.8: Installierter Speicher-PC des Typs NISE-91 im Turmfuß.

Abb. 4.9: Applikation des Beschleunigungssensors am Getriebe.

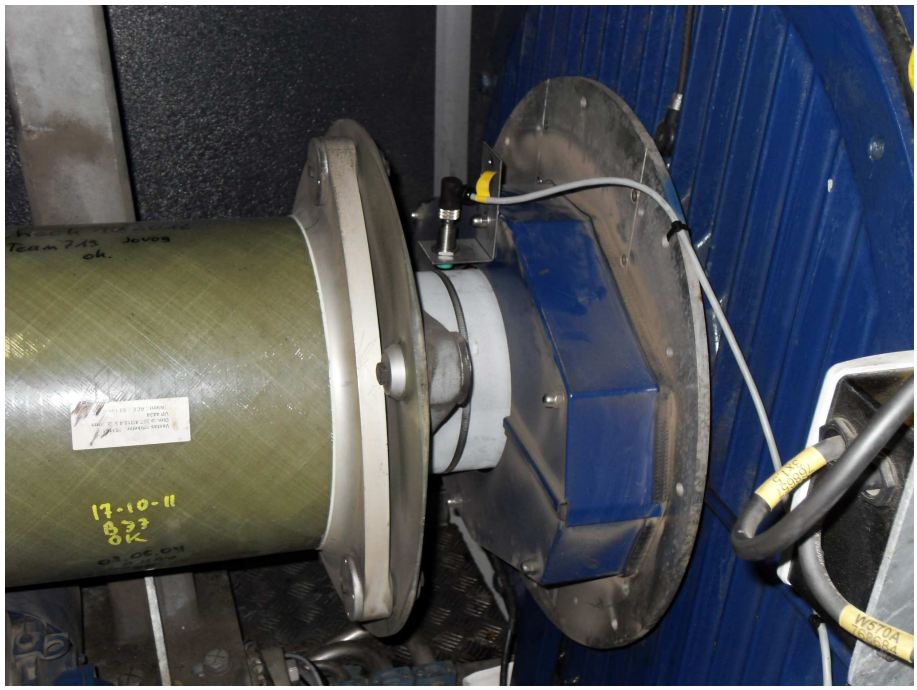


Abb. 4.10: Applikation des Drehgebers an der Getriebeausgangswelle.

Abb. 4.11: Stromwandler der Rogowski-Spulen

Abb. 4.12: Rogowski-Spule statorseitig

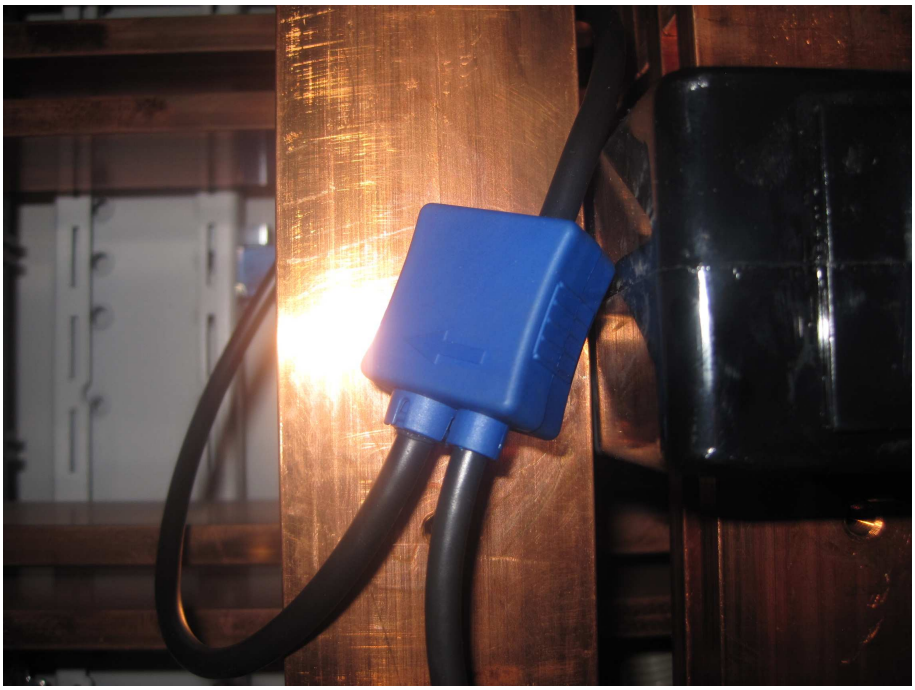


Abb. 4.13: Rogowski-Spule rotorseitig

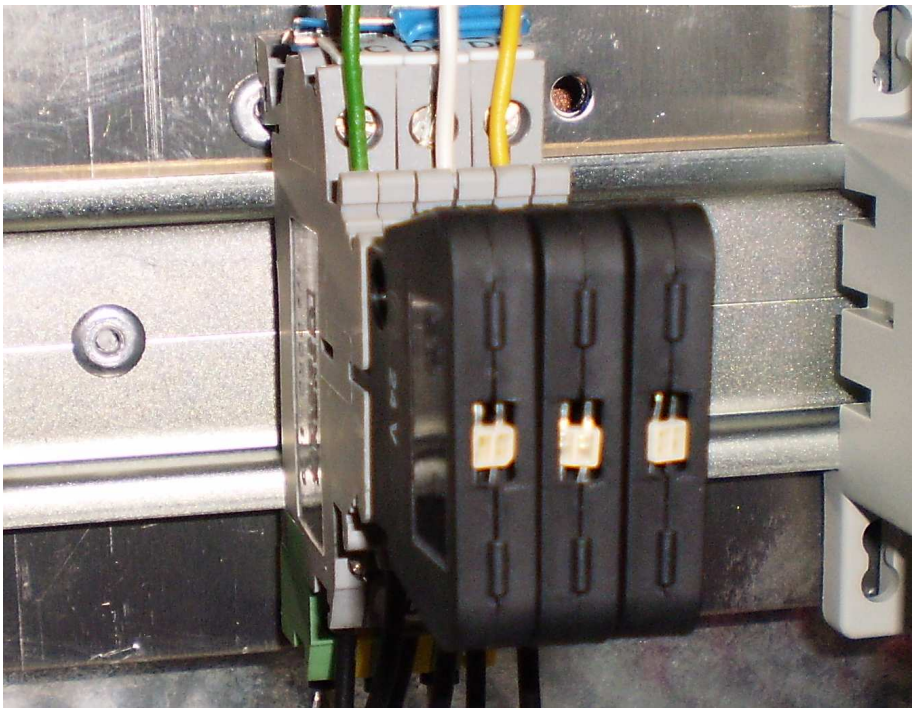


Abb. 4.14: Signalauskopplung aus der Steuerung der Windkraftanlage für die Messdaten Windgeschwindigkeit, Leistung und Generatordrehzahl.

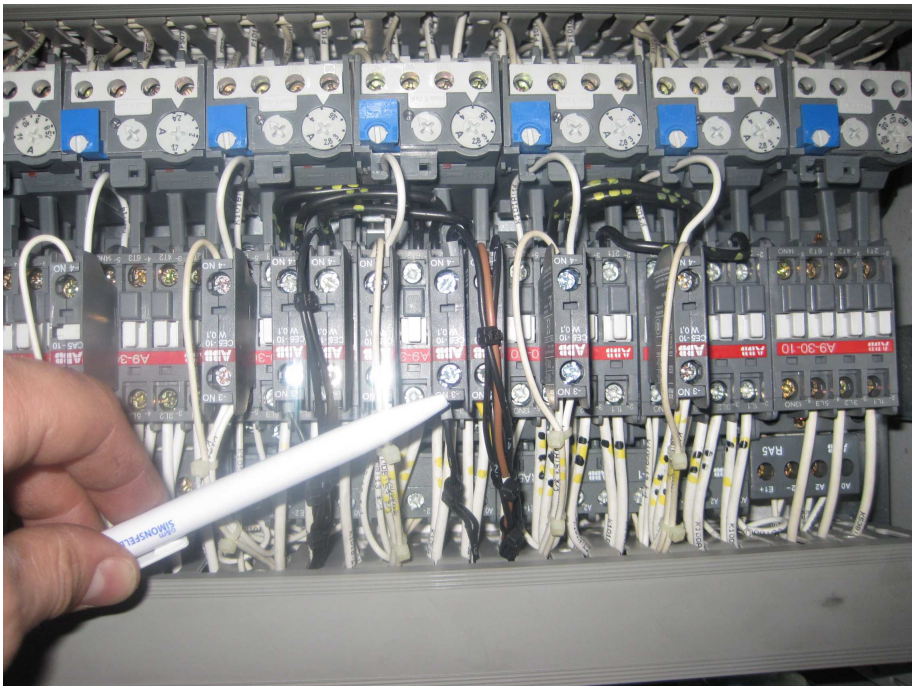


Abb. 4.15: Azimutschütz

Abb. 4.16: Sicherungsautomat des Messdatensystems

4.4 Gegenüberstellung von SPECTIVE gegenüber industriell eingesetzten Analysesystemen

Das Programmpaket SPECTIVE hebt sich durch folgende Besonderheiten von konventionellen Zustandsüberwachungssystemen ab:

Messdatensortierung in Leistungsklassen: Die Messdaten werden in sechs Leistungsklassen unterteilt. Damit sollen große Amplitudenschwankungen in den Frequenzspektren und Signaldaten vermieden werden.

Messdatensortierung nach Betriebsparameterschwankungen: Für einen besseren Vergleich der Messdaten innerhalb einer Leistungsklasse werden nur die Messdaten mit den geringsten Betriebsparameterschwankungen in jeder Leistungsklasse verwendet. Pro Tag wird in jeder Leistungsklasse, sofern Messdaten vorhanden sind, nur eine Messdatenaufzeichnung für die spätere Analyse herangezogen. Dadurch

erfolgt eine deutliche Datenreduktion ohne Einschränkungen der Aussagekraft für eine spätere Analyse. Dafür werden die Messdaten solange in einem Datenringpuffer zwischengespeichert bis für die definierte Messdauer, die parallel aufgezeichneten Betriebsparameter im Messintervall weniger Schwankungen aufweisen, als vorherige Messdaten. Zusätzlich besteht aber auch die Möglichkeit nach einer definierten vorgegebenen Messzeit, die aktuellen zu speichern. Die Datenerfassung und Sortierung in den Leistungsklassen erfolgt gänzlich in der Windkraftanlage. Am Ende des Tages werden in jeder Leistungsklasse die Messdaten mit den geringsten Betriebsparameterschwankungen an den Server am Betriebsgelände übertragen.

Signalanalyse am Betriebsgelände: Die Messdaten werden noch in der Windkraftanlage nach Leistungsklasse und Betriebsparameterschwankungen sortiert. Anschließend werden jene Messdaten, bei denen die geringsten Schwankungen der Betriebsparameter aufgenommen wurden, zur Analyse auf den Server am Betriebsgelände übertragen. Der Vorteil der konzentrierten Analyse liegt darin, zunächst Rechenkapazität am Betriebsserver zu verlagern und die Recheneinheiten in den Windkraftanlagen zu entlasten. Diese haben nur die Aufgabe einer qualitativ hochwertigen Datenaufzeichnung, Datensortierung und temporäre Datenspeicherung. Dafür werden keine großen Rechenleistungen benötigt, weshalb diese Lösung relativ kostengünstig ist.

Neuartige, speziell für Windkraftanlagen optimierte Analysetechniken: Die im Kapitel 3 beschriebenen Signalanalysen werden im Programm SPECTIVE verwendet.

Lange durchgehende Messzeiten: Bei den meisten industriell eingesetzten Zustandsüberwachungssystemen beträgt die Messdauer nur wenige Sekunden. Mit dem Programmpaket SPECTIVE werden durchgehende Messzeiten von etwa einer Minute erreicht. Dadurch wird eine bessere Frequenzauflösung erzielt, wodurch sich nah beieinanderliegende Schadensfrequenzen der physikalischen Ursache besser zuordnen lassen.

Die Tabelle 4.1 zeigt eine Gegenüberstellung des Programmpakets SPECTIVE gegenüber dem aktuellen vom Windkraftbetreiber Windkraft Simonsfeld AG verwendeten Messsystem.

Anwendung	Aktuell verwendetes Messsystem	SPECTIVE
Berücksichtigung der Leistung	Alle Messdaten werden gleich behandelt	Sortierung der Messdaten in 6 Leistungsklassen
Berücksichtigung von Betriebs-parameter-schwankungen	Keine Berücksichtigung	Nur die Messdaten mit den geringsten Betriebsparameterschwankungen während der Messung werden berücksichtigt.
Ort der Signalanalyse	Messdaten werden im Windpark analysiert.	Messdaten werden gesammelt auf einem Server analysiert. Die zu analysierenden Messdaten werden über Nacht vom Windkraftrechner zum Betriebsserver übertragen und anschließend dort analysiert. Beim Zugriff auf die Analyseergebnisse können diese rasch über das Netzwerk betrachtet werden.
Analysemethoden	Standardanalysen	Speziell für die Zustandsüberwachung von Windkraftanlagen optimierte Analysealgorithmen, siehe Kapitel 3.
Messzeit	Die Messzeit beträgt in etwa 20 Sekunden	Die Messzeit beträgt in etwa 1 Minute. Dadurch kann eine höhere Frequenzauflösung erreicht werden.

Tab. 4.1: Vergleich zwischen SPECTIVE und einem industriell eingesetzten Analysesystem

4.5 Beispielhafte Vergleiche zwischen einem industriell eingesetzten und dem neu entwickelten Analysesystem SPECTIVE

4.5.1 Vergleich der Darstellung des Zahneingriffs der Getriebeausgangsstufe

Die Abbildung 4.17 zeigt den Zahneingriff im Frequenzspektrum durch das industriell eingesetzte Zustandsüberwachungssystem. In Abbildung 4.18 ist der Zahneingriff im Frequenzspektrum durch das Analysesystem SPECTIVE dargestellt. Der direkte Vergleich zeigt, dass durch die weiterentwickelten Algorithmen der Zahneingriff viel genauer und detailreicher dargestellt wird. Eine Schadenzuordnung wird dadurch erleichtert bzw. oft erst ermöglicht.

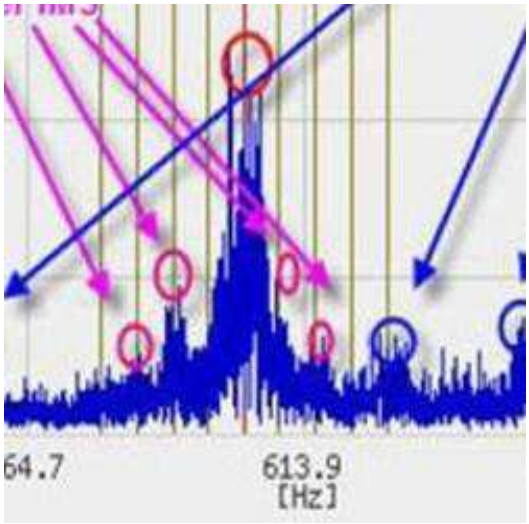


Abb. 4.17: Darstellung des Zahneingriffs im Frequenzspektrum mit einem nach dem Stand der Technik industriell eingesetzten Zustandsüberwachungssystems.

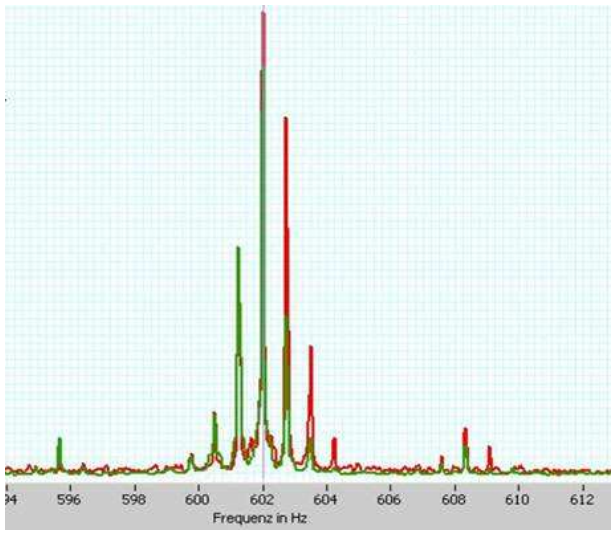


Abb. 4.18: Darstellung des Zahneingriffs durch das entwickelte Zustandsüberwachungssystem SPECTIVE.

4.5.2 Vergleich eines Lagerschadens im Hüllkurvenspektrum

Die Abbildung 4.19 zeigt ein Hüllkurvenspektrum von einem Generatorsensor einer Anlage mit einem Generatorlagerschaden mit Standardanalysen und Drehzahlnormierung. Dabei ist keine Amplitudenerhöhung bei der Innenringüberrollfrequenz (durch Ellipse gekennzeichnet). Die Abbildung 4.20 zeigt das frequenzselektive Hüllkurvenspektrum (siehe Kapitel 3.2.3) mit genau den gleichen Messdaten wie oben. Hier zeigt sich deutlich eine Amplitudenerhöhung bei der Innenringüberrollfrequenz (durch Ellipse gekennzeichnet) des beschädigten Generatorlagers. Zusätzlich sind weitere Amplitudenerhöhungen, wie z.B. die mit den Cursorlinien markierten Harmonischen der Drehfrequenz der Generatorwelle klar analysierbar. Mit Hilfe der Standardanalysen, siehe Abbildung 4.19 sind diese Harmonischen der Drehfrequenz nicht detektierbar. Alle markanten Amplituden im frequenzselektiven Hüllkurvenspektrum sind physikalisch eindeutig zuordbar und bestätigen den Lagerschaden.

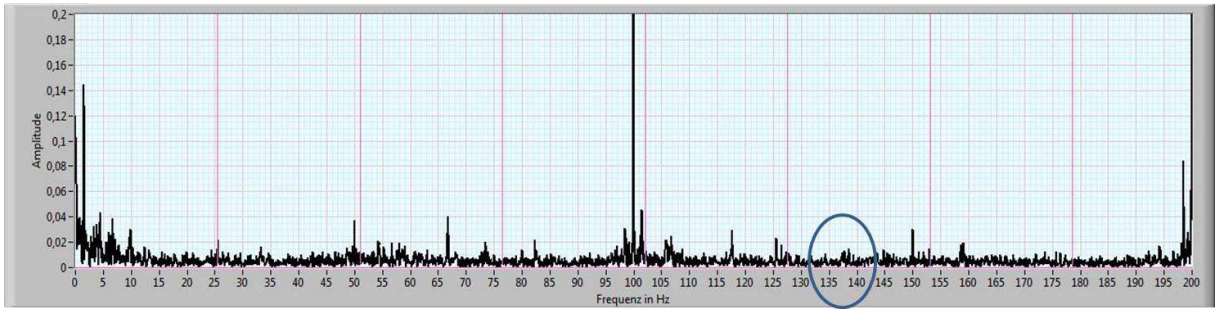


Abb. 4.19: Hüllkurvenspektrum mit Standardanalysen und Drehzahlnormierung. Eine Amplitudenerhöhung bei der Innenringüberrollfrequenz (markiert durch Ellipse) des beschädigten Generatorlagers ist nicht erkennbar

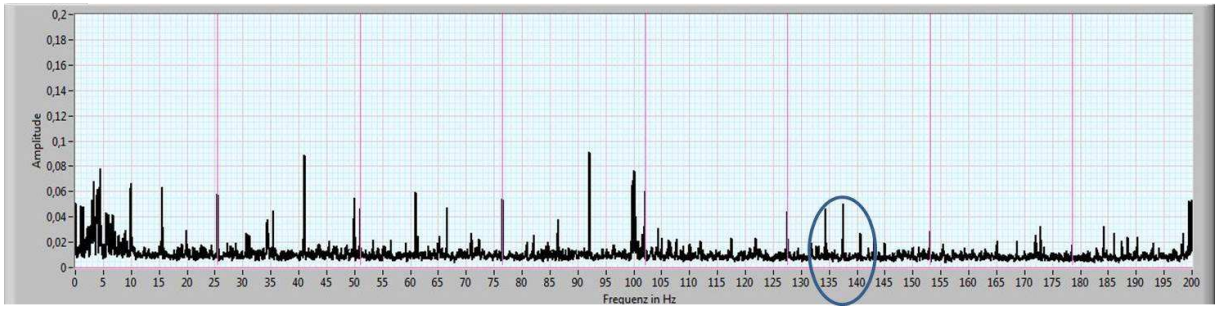


Abb. 4.20: Mit SPECTIVE gebildetes frequenzselektives Hüllkurvenspektrum der gleichen Ausgangsdaten wie bei Abbildung 4.19. Diese Darstellung ermöglicht eine sehr klare Schadenserkennung über die Innenringüberrollfrequenz (137 Hz durch Ellipse markiert) und die Harmonischen der Generatorwellen-Drehfrequenz (durch die Cursorlinien markiert).

Kapitel 5

Analyseergebnisse mit SPECTIVE

In diesem Kapitel werden Schadensfälle präsentiert, die beim Windkraftbetreiber Windkraft Simonsfeld AG auftraten. Die Schadensfälle konnten durch das aktuell industriell eingesetzte Analyseprogramm nicht rechtzeitig bzw. zuverlässig erkannt werden. Da die im Kapitel 4 beschriebene Mess-Hardware erst am Ende dieser Forschungsarbeit in einer Windkraftanlage verbaut wurde, sind für die meisten Analysen die standardmäßig installierte Messdatenerfassungssysteme verwendet worden.

5.1 Doppelter Lagerschaden auf der IMS-Welle

5.1.1 Videoendoskopie durch den Anlagenbetreiber

Die Abbildungen 5.1 und 5.2 zeigen Endoskopieaufnahmen von einem beschädigten IMS-Lager. Die Aufnahmen stammen vom 16. Mai 2013, im Zuge einer Überprüfung direkt auf der Anlage. Das Lager weist massive Schädigung auf. In der Abbildung 5.1 zeigen sich im oberen Bereich auf dem Innenring genau auf der Wälzkörperlauffläche große Pittings. Am Rand des Rings erkennt man deutliche Risse. In der Abbildung 5.2 sind zusätzlich noch quer zur Wälzkörperlaufrichtung verlaufende Risse ersichtlich. Obwohl die Schäden zu diesem Zeitpunkt schon weit fortgeschritten waren, gab es durch das verwendete industrielle Analysesystem keine erkennbare Schadensinformation für den Betreiber.

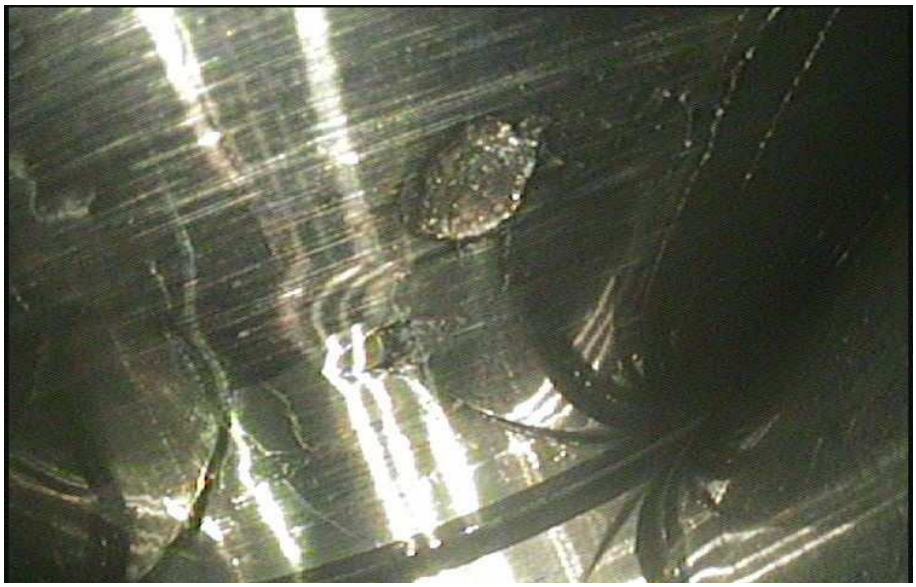


Abb. 5.1: Videoendoskopie des Lagerschadens IMS (von [2])

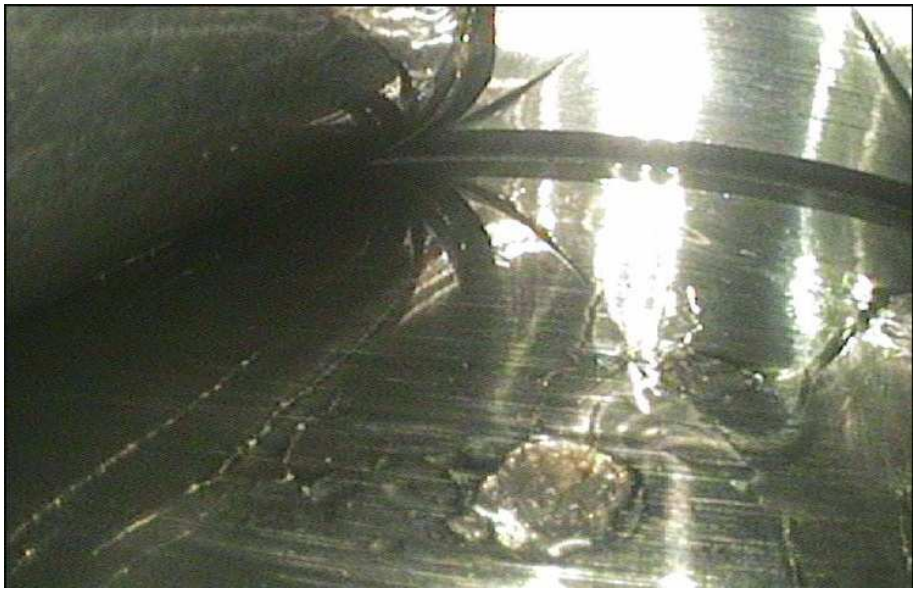


Abb. 5.2: Videoendoskopie des Lagerschadens IMS (von [2])

5.1.2 Postanalyse durch SPECTIVE

Durch eine POST-Analyse der vorhanden Messdaten mithilfe von SPECTIVE konnte der Beginn des in den Abbildungen 5.1 und 5.2 dokumentierten fortgeschritten Lagerschadens bereits am 05. Dezember 2009 (etwa 3,5 Jahre vor der Endoskopie des geschädigten Lagers) festgestellt werden, siehe Abbildung 5.3.

Abb. 5.3: Trendverlauf der Amplitude der Überrollfrequenz des ersten Lagerschadens auf der Zwischenwelle IMS

Der Lagerschaden zeigt sich durch einen schnellen Anstieg der Amplituden im Hüllkurvenspektrums, ab etwa 5. Dezember 2009, bei der Überrollfrequenz des Innenrings des Lagers. Durch den Anstieg der Amplitude bei der Überrollfrequenz kommt es im Zeitbereich zu einer Überlagerung der Stoßimpulsfolge der Getriebeölpumpe, wodurch die Amplitude bei dieser Frequenz im Hüllkurvenspektrum stark abnimmt, siehe Abbildung 5.4.

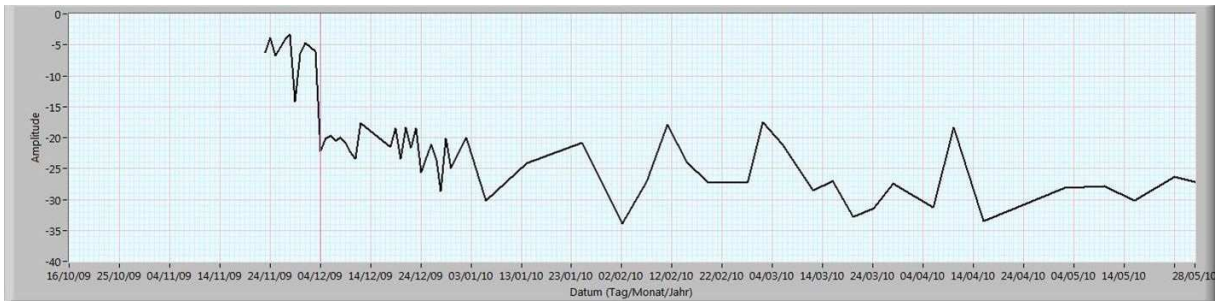


Abb. 5.4: Trendverlauf der Amplitude der Stoßwiederholfrequenz aufgrund der Getriebeölpumpe

Durch den Lagerschaden wurde das benachbarte Lager wahrscheinlich bedingt durch Ausbrüche des schon beschädigten Lagers, ebenfalls geschädigt. Die Abbildung 5.5 zeigt den Trendverlauf der Amplituden im Hüllkurvenspektrum bei der Überrollfrrequenz vom zweiten Lagerschaden. Es zeigt sich, dass die Amplituden in etwa ab Jänner 2010 bis August 2010 kontinuierlich und rasch anstiegen. Bis etwa Dezember 2011 erfolgte ein weiterer leichter Anstieg der Amplitude. Ab August 2012 ist ein Absinken der Amplitudenwerte erkennbar. Der Grund liegt im Ausrunden der Schadensstelle an der Lauffläche des Lagers.

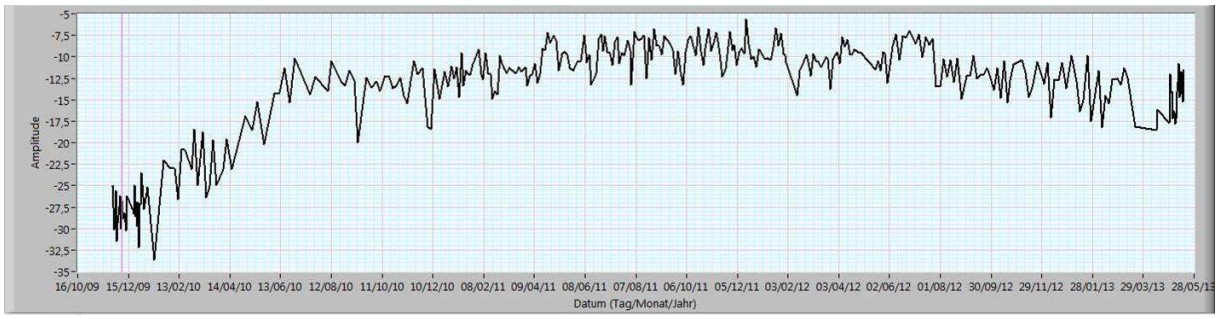


Abb. 5.5: Trendverlauf des zweiten Lagerschadens auf der IMS-Welle

Die Abbildungen, 5.6 bis 5.8, zeigen wie sich die beiden Lagerschäden im Hüllkurvenspektrum entwickeln. Im Hüllkurvenspektrum kurz vor dem Lagerschaden, siehe Abbildung 5.6, zeigt sich bei den erwarteten Frequenzen (durch Cursorlinien markiert) noch keine Amplitudenerhöhungen. Im Hüllkurvenspektrum kurz nach Schadensbeginn, siehe Abbildung 5.7 ist bei der Überrollfrequenz (bei etwa 66 Hz) eine deutliche Amplitudenerhöhung erkennbar. Weiters zeigen sich Seitenbandsignale mit der Drehfrequenz der Welle (bei etwa 60 Hz und etwa 72 Hz). Nach Eintritt des zweiten Lagerschadens ist er im Hüllkurvenspektrum bei einer Frequenz von etwa 63 Hz eindeutig analysierbar, siehe Abbildung 5.8.

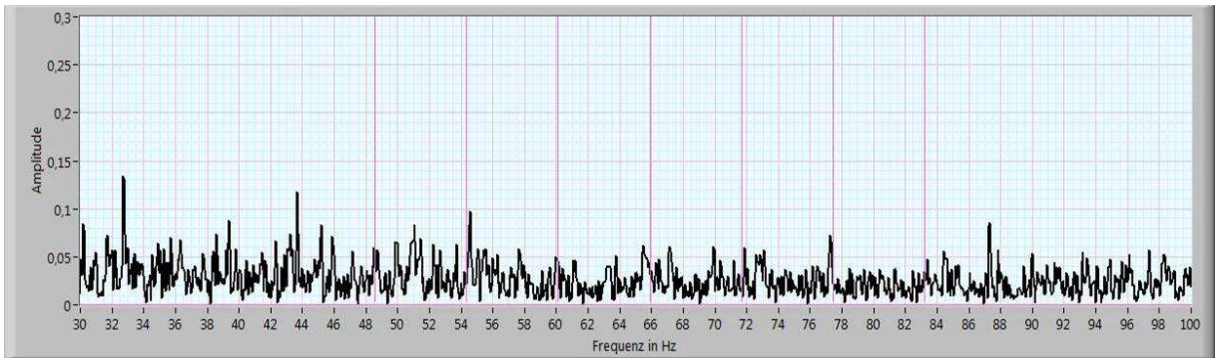


Abb. 5.6: Hüllkurvenspektrum der Signaldaten vom Getriebesensor, vor Auftritt des Lagerschadens.

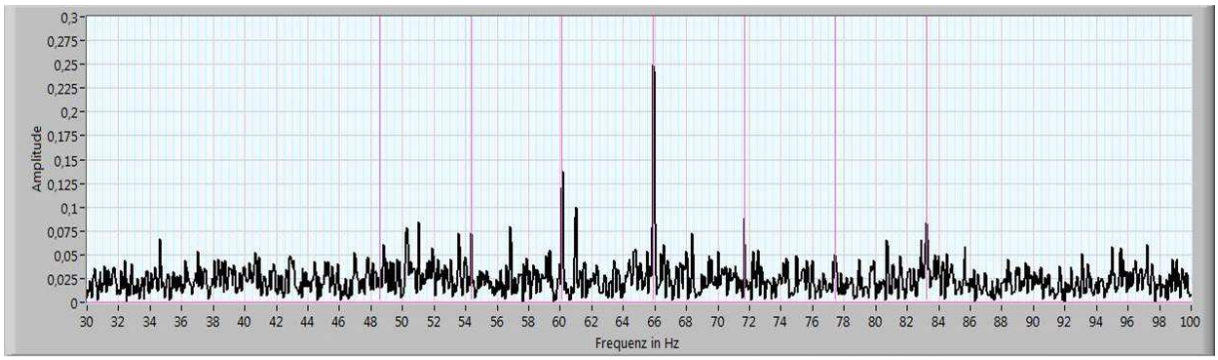


Abb. 5.7: Hüllkurvenspektrum der Signaldaten vom Getriebesensor nach Auftritt des ersten Lagerschadens.

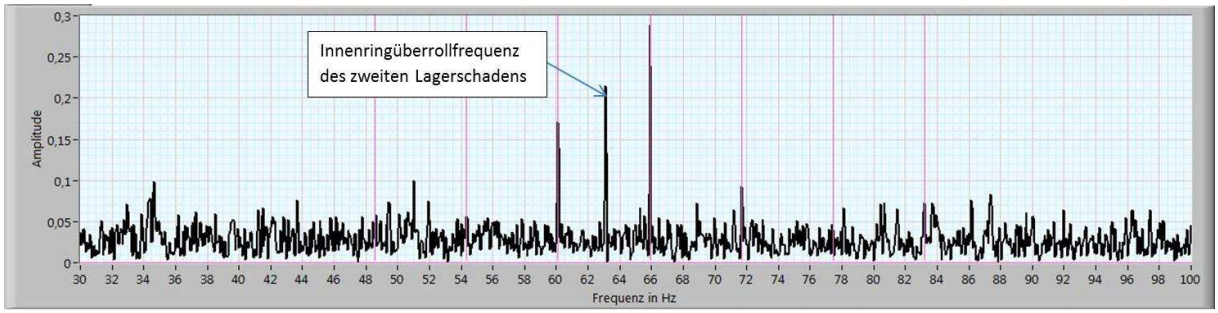


Abb. 5.8: Hüllkurvenspektrum der Signaldaten vom Getriebesensor nach Eintritt des zweiten Lagerschadens.

5.2 Zahnausbruch am IMS-Ritzel (Zwischenwelle)

5.2.1 Videoendoskopie durch den Anlagenbetreiber

Eine Videoendoskopie vom 15. Mai 2013 durch den Anlagenbetreiber zeigte einen Zahnausbruch mit einer Länge von etwa 13 cm (etwa ein Drittel der gesamten Zahnbreite) am Ritzel der Zwischenwelle an, siehe Abbildung 5.9.

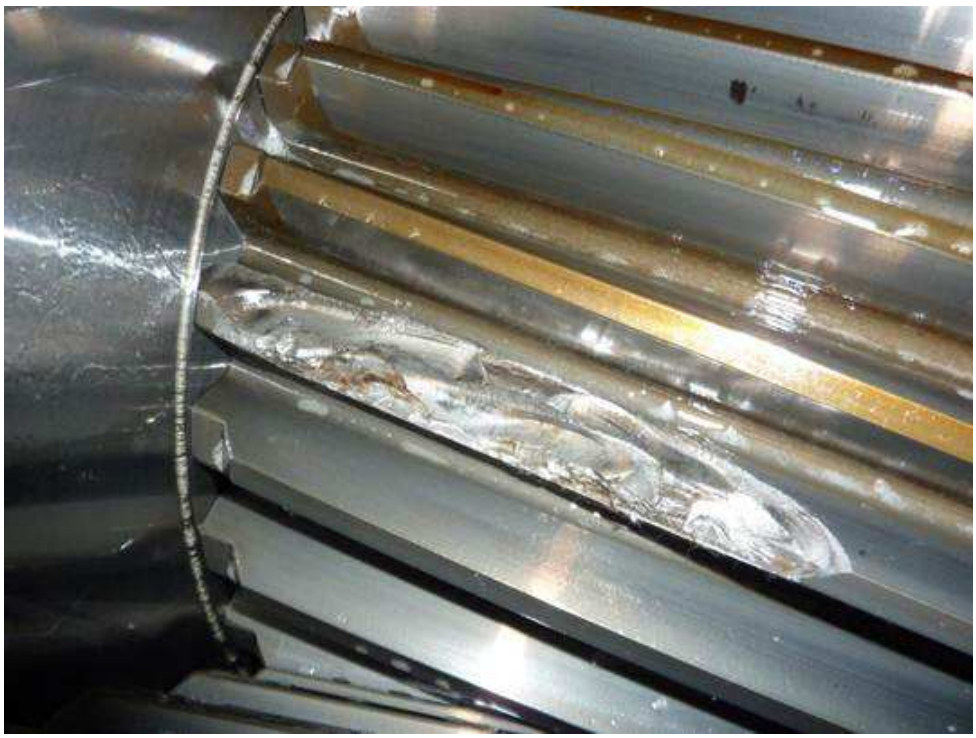


Abb. 5.9: Endoskopieaufnahme des Zahnausbruches am Ritzel der Getriebezwischenwelle IMS (von [2]).

5.2.2 Postanalysen durch SPECTIVE

Mit SPECTIVE konnte aufgrund der speziellen Signalaufbereitung der Schaden bereits eindeutig ab den 28. Dezember 2012, etwa 5 Monate vorher, erkannt werden, siehe Trendverlauf aus Abbildung 5.10.

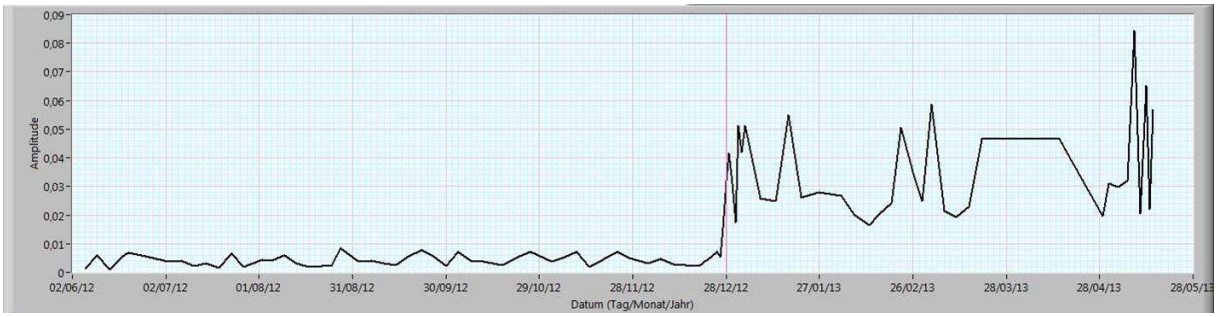


Abb. 5.10: Trendverlauf der Amplitude des dritten unteren Seitenbandsignals aus dem Frequenzspektrum von den Getriebemessdaten

Die Abbildungen 5.11 und 5.12 zeigen das Frequenzspektrum einmal vor und einmal nach dem Schadensbeginn. Durch den Schadensfall treten eine Vielzahl von Seitenbandsignalen mit dem Frequenzabstand der Ritzeldrehfrequenz auf. Die Amplitude bei der Zahneingriffsfrequenz weist keine Erhöhung im Schadensfall auf. Aufgrund des Seitenbandabstandes mit der Ritzeldrehfrequenz kann auf einen massiven Schaden beim IMS-Ritzel geschlossen werden. Auch im Cepstrum lässt sich ein Anstieg der Rahmonischen der Drehfrequenz des Ritzels feststellen, siehe den Trendverlauf in Abbildung 5.13. Der Vorteil einer Untersuchung im Cepstrum liegt darin, dass mit SPECTIVE nur die Wellendrehfrequenzen untersucht werden und damit ein schnellerer Überblick ermöglicht wird.

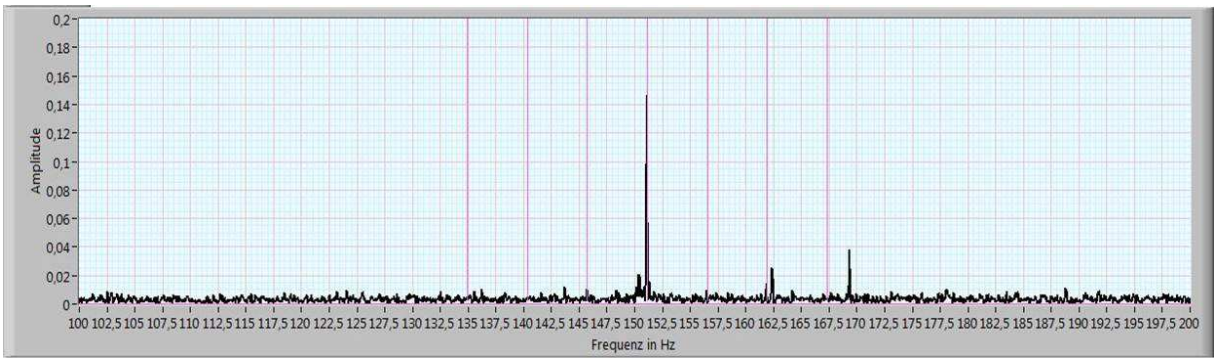


Abb. 5.11: Frequenzspektrum vor dem Zahnausbruch im Frequenzbereich von 100 Hz bis 200 Hz (Getriebesensor GEN-3).

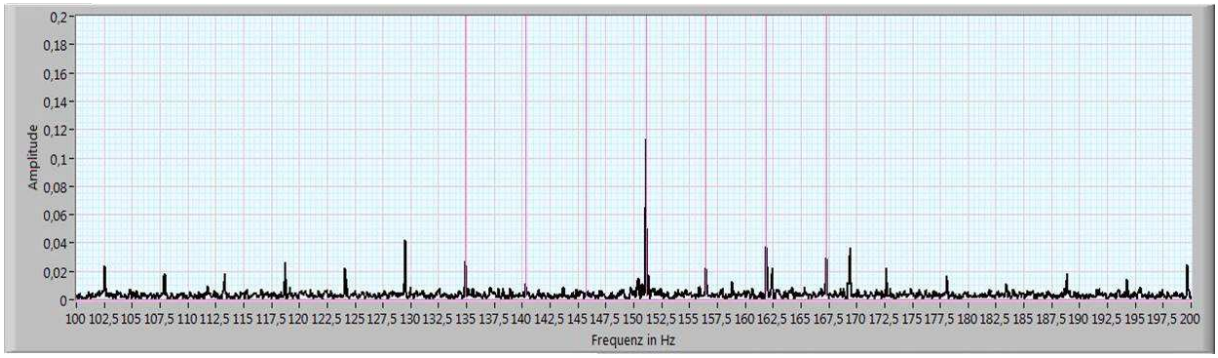


Abb. 5.12: Frequenzspektrum nach dem Zahnausbruch im Frequenzbereich von 100 Hz bis 200 Hz (Getriebesensor GEN-3).

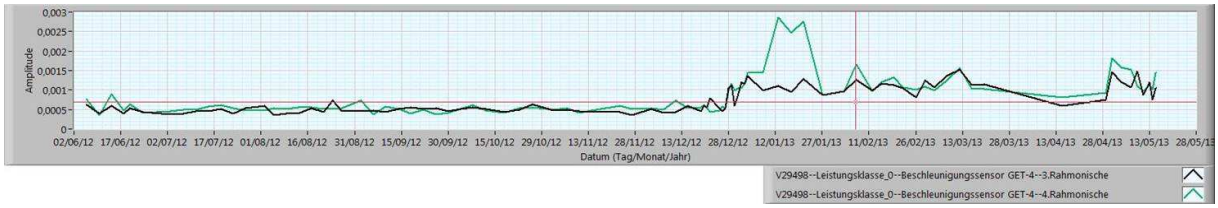


Abb. 5.13: Trendverlauf der dritten (schwarz) und vierten (grün) Rahmonischen vom Cepstrum der Messdaten des Getriebesensors GEN-3

Das Cepstrum, siehe Abbildung 5.14 vom 27.12.2012, einen Tag vor dem Auftreten des Schadensfalls zeigt noch keine Schadensmerkmale mit der IMS-Quefrenz von 185,3 ms. Im Cepstrum vom 29.12.2012, siehe Abbildung 5.15, zeigt sich schon deutlich eine Amplitudenerhöhung mit der IMS-Quefrenz von 185,3 ms. Auch die zweite Rahmonische bei einer Quefrenz von 370,6 ms ist schon deutlich erkennbar.

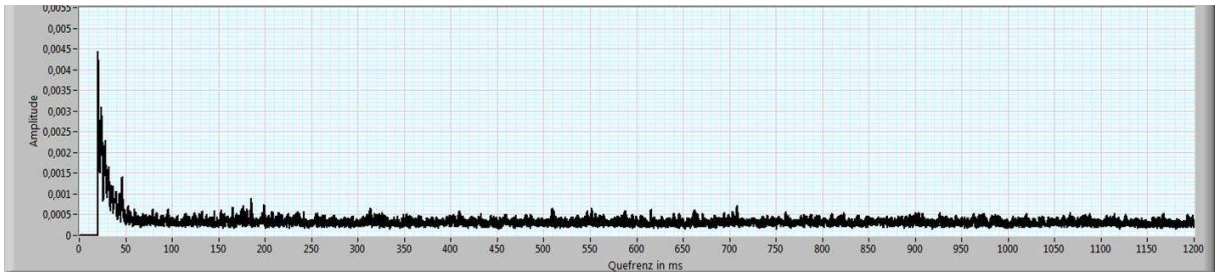


Abb. 5.14: Cepstrum der Getriebemessdaten einen Tag vor Schadensbeginn

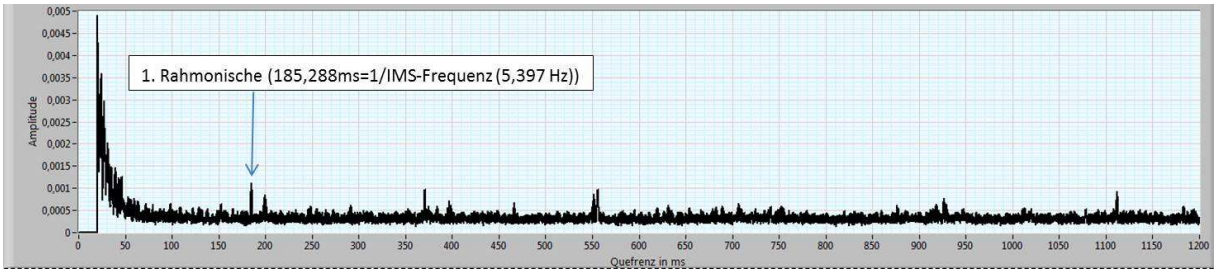


Abb. 5.15: Cepstrum der Getriebemessdaten einen Tag nach Schadensbeginn

Kapitel 6

Zusammenfassung und Ausblick

6.1 Methode und Zusammenfassung der Ergebnisse

Windkraftanlagen werden standardmäßig mit Fern-Überwachungssystemen ausgestattet um Fehlfunktionen oder Schäden, speziell am Antriebsstrang erkennen zu können. Wie Erfahrungen mit solchen Überwachungssystemen zeigten, konnten mit dem industriell verfügbaren Stand der Analyse-Technik zu Projektbeginn sogar massive Fehler nicht erkannt werden. Im Rahmen eines durch den FFG unterstützten Forschungsprojektes „Entwicklung hochsensibler Signalanalysemethoden zur Schadensfrüherkennung an Windkraftanlagen“ mit der Projektnummer 834191 wurde in Zusammenarbeit mit dem niederösterreichischen Windkraftbetreiber Windkraft Simonsfeld AG ein Zustandsüberwachungssystem (SPECTIVE) entwickelt, mit dem Ziel einer möglichst frühzeitigen hochsensitiven Schadensfrüherkennung am Antriebsstrang einer Windkraftanlage. Da schon bei Projektbeginn alle Windkraftanlagen mit einem industriell eingesetzten Zustandsüberwachungssystem auf Grundlage von Schwingungsanalysen ausgerüstet waren, konnte auf viele gespeicherte Rohdaten, unter anderen von Windkraftanlagen mit schon bekannten Schadensfällen, zugegriffen werden.

In einem ersten Schritt wurden die Rohdaten der Anlage mit bekannten Schadensfällen analysiert. Mithilfe dieser Analysen wurde herausgearbeitet, weshalb die Schädigungen mit Standardschwingungsanalysen nicht detektiert werden konnten.

Mittels dieser Erkenntnisse wurden eine Reihe spezieller Analysemethoden entwickelt, durch die sich diese Schädigungen eindeutig detektieren lassen. Die entwickelten Analysemethoden berücksichtigen speziell Drehzahlschwankungen während der Messdatenaufnahme, wodurch sich beispielsweise Schwingungskomponenten, die sich aus drehzahlab-

hängigen und drehzahlunabhängigen Anteilen zusammensetzen, schmalbandig darstellen lassen.
Ein weiterer Schwerpunkt bei den entwickelten Analysemethoden lag in einer Berücksichtigung von Störanteilen. Durch diese Störanteile können in den Frequenzspektren Schadensmerkmale mit ähnlichen Frequenzanteilen direkt und im Hüllkurvenspektrum unabhängig ihrer Frequenz indirekt überlagert werden. Durch diese Überlagerung ist die Möglichkeit einer Schadenserkennung oft nicht mehr gegeben. In den Analysen wurde dies durch gezielte schmalbandige Filterung, Algorithmen zur Signalunterdrückung und spezielle Signaltrennverfahren berücksichtigt.
Weiters wurde ein neuartiger Kennwert (Lagerzustandskennwert), speziell für die Detektion von Lagerschäden, entwickelt.
Diese Analysemethoden wurden anschließend in ein Gesamtsystem für die Zustandsüberwachung von Windkraftanlagen (SPECTIVE) eingearbeitet. Dieses Gesamtsystem besteht aus Soft- und Hardware und kann folgende Arbeitsschritte durchführen:

- **In der Windkraftanlage:**
  - Messdatenerfassung
  - Messdatenvorsortierung aufgrund der Betriebsparameterschwankungen
  - Messdatenübertragung auf den Server am Betriebsgelände
- **Am Betriebsgelände:**
  - Messdatenübernahme von den einzelnen Windkraftanlagen
  - Messdatensortierung im Hinblick auf die Windkraftanlagen
  - Messdatenanalysen
- **Standort unabhängig:**
  - Mittels Remotezugriff können die Analyseergebnisse standortunabhängig betrachtet werden.

Die Hardware zur Messdatenerfassung wurde im Laufe des Projektes in einer Windkraftanlage des Projektpartners Windkraft Simonsfeld AG verbaut. In jeder Anlage des Betreibers war schon zu Projektbeginn eine industriell eingesetzte Messdatenhardware installiert. Die aktuell generierten Messdaten dieser Systeme wurden mit dem entwickelten Softwarepaket SPECTIVE analysiert. Zu Projektende wurden so insgesamt 46 Windkraftanlagen mit diesem Softwarepaket automatisiert überwacht.

6.2 Grenzen bei der Zustandsüberwachung von Windkraftanlagen

In diesem Projekt zeigte sich, dass speziell die Zustandsüberwachung von Wälzlagern Schwierigkeiten bereitet. Der Grund hierfür liegt in Überlagerungen mit Störanteilen im Zeitbereich. Bei der Bildung der Hüllkurve kommt es zu einer vollständigen Überdeckung der Schadensmerkmale, wodurch diese nicht mehr detektiert werden können. Im Laufe des Projektes konnte gezeigt werden, dass speziell die Getriebeölpumpe eine Vielzahl von Störanteilen einbringt, die nicht alle schmalbandig aus dem Zeitsignal gefiltert werden können. Die Filterung dieser Störanteile muss noch vor der Hüllkurvenbildung erfolgen. Sind die Filtermaßnahmen zu gering können die Schadensmerkmale nicht erkannt werden. Sind die Filtermaßnahmen zu groß werden auch die Schadensmerkmale unterdrückt. Bei den entwickelten Analysealgorithmen wurde deshalb immer auf diesen Kompromiss geachtet, wodurch die Zustandsüberwachung trotz dieser Problematik gezielter und sicherer durchgeführt werden kann.

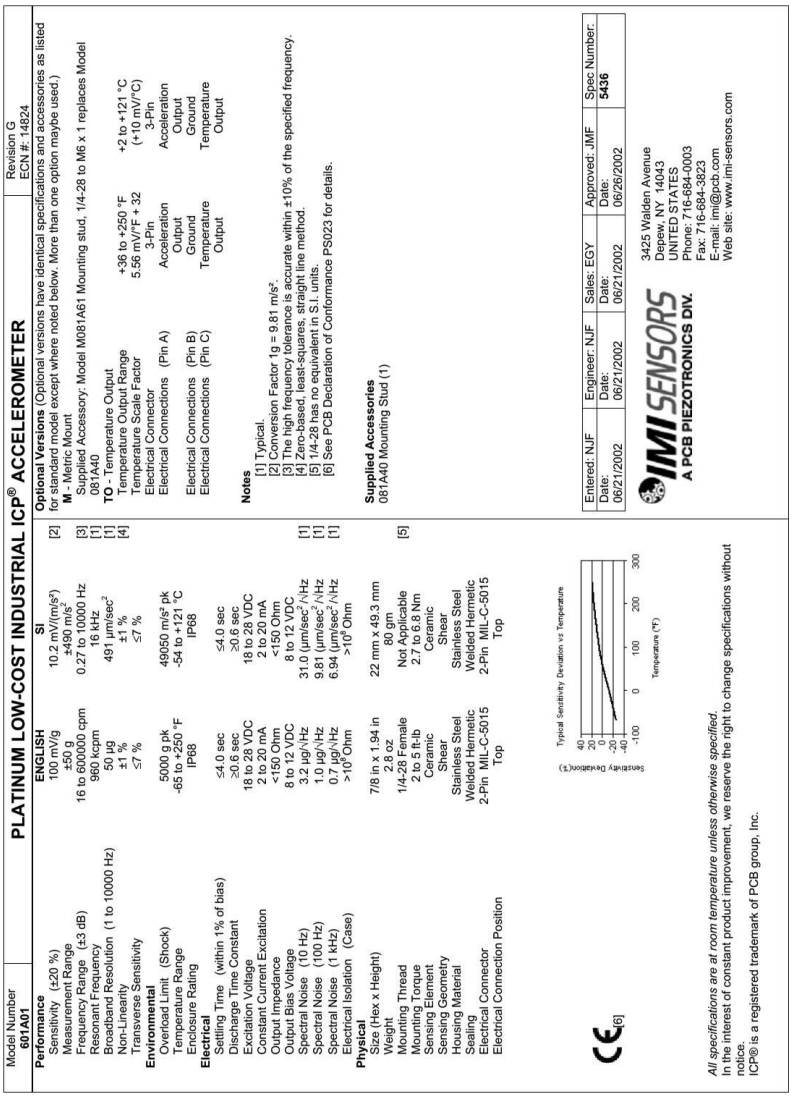
6.3 Ausblick

Für eine weitere Verbesserung der Zustandsüberwachung speziell von Wälzlagern, sollten anstatt einer alleinigen passiven Filterung aktiv Trägerfrequenzen eingebracht werden, wodurch Modulationen von Schadensmerkmalen ermöglicht werden. Dadurch kann es einerseits zur Verstärkung der Schadensmerkmale kommen, andererseits können die Schadensmerkmale durch diese Modulation gezielt in Frequenzbereiche gelegt werden, wo keine anderen Störanteile auftreten. Durch eine Modulation eines Störsignals mit dem eingebrachten Trägersignal, kann sie, wenn ihr Seitenbandabstand von der Trägerfrequenz bekannt ist, gezielt gefiltert werden. Ist die Störfrequenz nicht bekannt, so zeigt sich diese jedoch spätestens im Hüllkurvenspektrum als amplitudenstarke Überhöhung. Durch die in dieser Arbeit entwickelten Algorithmen lassen sich die Seitenbandsignale schmalbandig darstellen und gezielt aus dem Zeitsignal filtern.

Anhang A

Datenblätter der Hardware

A.1 Beschleunigungssensor



Model Number 601A01 | PLATINUM LOW-COST INDUSTRIAL ICP® ACCELEROMETER | Revision G ECN #: 14824

Performance	ENGLISH	SI	Optional Versions (Optional versions have identical specifications and accessories as listed for standard model except where noted below. More than one option maybe used.)	
Sensitivity (±20 %)	100 mV/g	10.2 mV/(m/s²)	[2]	M - Metric Mount
Measurement Range	±50 g	±490 m/s²		Supplied Accessory: Model M081A61 Mounting stud, 1/4-28 to M6 x 1 replaces Model 081A40
Frequency Range (±3 dB)	16 to 60000 cpm	0.27 to 10000 Hz	[3]	TO - Temperature Output
Resonant Frequency	960 kcpm	16 kHz	[1]	Temperature Output Range +36 to +250 °F +2 to +121 °C
Broadband Resolution (1 to 10000 Hz)	50 µg	491 µm/sec²	[1]	Temperature Scale Factor 5.56 mV/°F + 32 (+10 mV/°C)
Non-Linearity	±1 %	±1 %	[4]	Electrical Connector 3-Pin 3-Pin
Transverse Sensitivity	≤7 %	≤7 %		Electrical Connections (Pin A) Acceleration Acceleration
Environmental				Output Output
Overload Limit (Shock)	5000 g pk	49050 m/s² pk		Electrical Connections (Pin B) Ground Ground
Temperature Range	-65 to +250 °F	-54 to +121 °C		Electrical Connections (Pin C) Temperature Temperature
Enclosure Rating	IP68	IP68		Output Output
Electrical				
Settling Time (within 1% of bias)	≤4.0 sec	≤4.0 sec		**Notes**
Discharge Time Constant	≥0.6 sec	≥0.6 sec		[1] Typical.
Excitation Voltage	18 to 28 VDC	18 to 28 VDC		[2] Conversion Factor 1g = 9.81 m/s².
Constant Current Excitation	2 to 20 mA	2 to 20 mA		[3] The high frequency tolerance is accurate within ±10% of the specified frequency.
Output Impedance	<150 Ohm	<150 Ohm		[4] Zero-based, least-squares, straight line method.
Output Bias Voltage	8 to 12 VDC	8 to 12 VDC		[5] 1/4-28 has no equivalent in S.I. units.
Spectral Noise (10 Hz)	3.2 µg/√Hz	31.0 (µm/sec²)/√Hz	[1]	[6] See PCB Declaration of Conformance PS023 for details.
Spectral Noise (100 Hz)	1.0 µg/√Hz	9.81 (µm/sec²)/√Hz	[1]	
Spectral Noise (1 kHz)	0.7 µg/√Hz	6.94 (µm/sec²)/√Hz	[1]	
Electrical Isolation (Case)	>10⁸ Ohm	>10⁸ Ohm		**Supplied Accessories**
Physical				081A40 Mounting Stud (1)
Size (Hex x Height)	7/8 in x 1.94 in	22 mm x 49.3 mm		
Weight	2.8 oz	80 gm	[5]	
Mounting Thread	1/4-28 Female	Not Applicable		
Mounting Torque	2 to 5 ft-lb	2.7 to 6.8 Nm		
Sensing Element	Ceramic	Ceramic		
Sensing Geometry	Shear	Shear		
Housing Material	Stainless Steel	Stainless Steel		
Sealing	Welded Hermetic	Welded Hermetic		
Electrical Connector	2-Pin MIL-C-5015	2-Pin MIL-C-5015		
Electrical Connection Position	Top	Top		

CE[6]

Typical Sensitivity Deviation vs Temperature

Sensitivity Deviation(%)

40 20 0 -20 -40

-100 0 100 200 300

Temperature (°F)

Entered: NJF	Engineer: NJF	Sales: EGY	Approved: JMF	Spec Number:
Date: 06/21/2002	Date: 06/21/2002	Date: 06/21/2002	Date: 06/26/2002	5436

IMI SENSORS
A PCB PIEZOTRONICS DIV.

3425 Walden Avenue
Depew, NY 14043
UNITED STATES
Phone: 716-684-0003
Fax: 716-684-3823
E-mail: imi@pcb.com
Web site: www.imi-sensors.com

All specifications are at room temperature unless otherwise specified.
In the interest of constant product improvement, we reserve the right to change specifications without notice.
ICP® is a registered trademark of PCB group, Inc.

A.2 Drehgeber

Induktiver Sensor — NRN15-18GS50-E2-V1

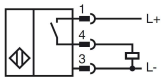
Bestellbezeichnung

NRN15-18GS50-E2-V1

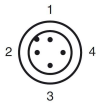
Merkmale

- **Reduktionsfaktor = 1**
- **15 mm nicht bündig**
- **Magnetfeldfest**
- **Edelstahlgehäuse**

Anschluss



Pinbelegung



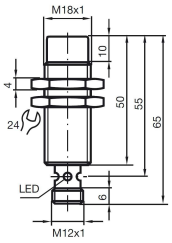
Adernfarben gemäß EN 60947-5-2

1	BN	(braun)
2	WH	(weiß)
3	BU	(blau)
4	BK	(schwarz)

Zubehör

BF 18
Befestigungsflansch, 18 mm
V1-G
Kabeldose, M12, 4-polig, konfektionierbar
V1-W
Kabeldose, M12, 4-polig, konfektionierbar
V1-G-2M-PUR
Kabeldose, M12, 4-polig, PUR-Kabel
V1-W-2M-PUR
Kabeldose, M12, 4-polig, PUR-Kabel

Abmessungen



Technische Daten

Allgemeine Daten		
Schaltelementfunktion		PNP Schließer
Schaltabstand	s_n	15 mm
Einbau		nicht bündig
Ausgangspolarität		plusschaltend
Gesicherter Schaltabstand	s_a	0 ... 12,15 mm
Reduktionsfaktor r_{Al}		1
Reduktionsfaktor r_{Cu}		1
Reduktionsfaktor $r_{V2A\ (1.4301)}$		1
Reduktionsfaktor r_{St37}		1
Kenndaten		
Betriebsspannung	U_B	10 ... 30 V
Schaltfrequenz	f	0 ... 500 Hz
Hysterese	H	typ. 5 %
Verpolschutz		verpolgeschützt
Kurzschlussschutz		taktend
Spannungsfall	U_d	≤ 3 V
Bemessungsisolationsspannung	U_{BIS}	60 V
Betriebsstrom	I_L	0 ... 200 mA
Reststrom	I_r	0 ... 0,5 mA typ. 0,1 µA bei 25 °C
Leerlaufstrom	I_0	≤ 15 mA
Magnetisches Gleichfeld	B	200 mT
Magnetisches Wechselfeld	B	200 mT
Schaltzustandsanzeige		Mehrloch-LED, gelb
Kenndaten funktionale Sicherheit		
$MTTF_d$		1378 a
Gebrauchsdauer (T_M)		20 a
Diagnosedeckungsgrad (DC)		0 %
Umgebungsbedingungen		
Umgebungstemperatur		-25 ... 70 °C (-13 ... 158 °F)
Lagertemperatur		-40 ... 85 °C (-40 ... 185 °F)
Mechanische Daten		
Anschlussart		Gerätestecker M12 x 1 , 4-polig
Gehäusematerial		Edelstahl 1.4305 / AISI 303 (V2A)
Stirnfläche		Crastin (PBTB)
Schutzart		IP67
Normen- und Richtlinienkonformität		
Normenkonformität		
Normen		EN 60947-5-2:2007 IEC 60947-5-2:2007
Zulassungen und Zertifikate		
Schutzklasse		II
Bemessungsisolationsspannung	U_i	60 V
Bemessungsstossspannungsfestigkeit U_{imp}		800 V
UL-Zulassung		cULus Listed, General Purpose
CSA-Zulassung		cCSAus Listed, General Purpose
CCC-Zulassung		Produkte, deren max. Betriebsspannung ≤36 V ist, sind nicht zulassungspflichtig und daher nicht mit einer CCC-Kennzeichnung versehen.

Veröffentlichungsdatum: 2012-05-04 09:45 Ausgabedatum: 2012-05-04 220821_ger.xml

Zumutbare Änderungen aufgrund technischer Verbesserungen vorbehalten
Copyright Pepperl+Fuchs

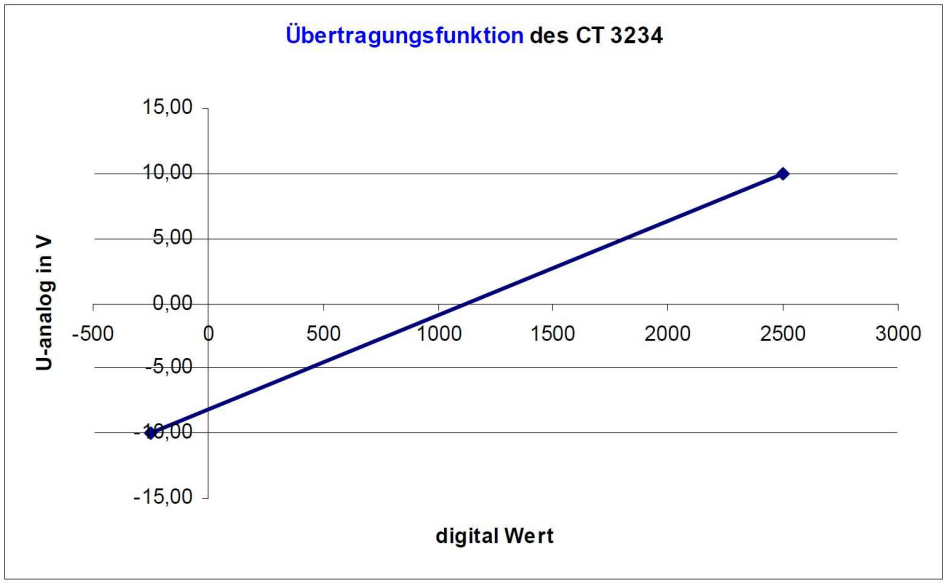
Pepperl+Fuchs Gruppe www.pepperl-fuchs.com
USA: +1 330 486 0001 fa-info@us.pepperl-fuchs.com
Germany: +49 621 776-1111 fa-info@de.pepperl-fuchs.com
Singapore: +65 6779 9091 fa-info@sg.pepperl-fuchs.com
PEPPERL+FUCHS SENSING YOUR NEEDS

A.3 Signalauskopplung

CT Pin Beschreibung

Signal Description	Analog SCALE	Signal Type	Pin	PIN
Actual Production Kabel Nr. 1	-10V = -250kW 10V=2500kW	Analog Out -10- +10V	B9	A9
Actual Wind Speed Kabel Nr. 2	-10V = 0 m/s 10V = 50 m/s	Analog Out -10- +10V	B8	A8
Actual Generator RPM Kabel Nr. 3	-10 = 0 RPM 10 = 2000	Analog Out -10- +10V	B7	A7

Beispiel:
Bei -250 kW Production wird eine Spannung von -10V ausgegeben.
Bei 2500 kW Actual Production wird eine Spannung von 10V ausgegeben.
Der Bereich dazwischen ist linear.
Unter- bzw. oberhalb dieser Werte wird eine Spannung von -10V bzw. 10V ausgegeben



A.4 SPEICHER-PC

NISE 91

Intel® Atom™ E640 1.0 GHz DIN Rail Fanless System with 1G Memory onBoard

Main Features

- OnBoard Intel® Atom™ E640 Processor, 1.0 GHz
- OnBoard DDR2 1G Memory Chip
- 2x Intel® 82574L GbE LANs
- 3x USB2.0 / 1x VGA / 3x Serial Ports / 1x CAN bus
- 8CH GPI and 8CH GPO
- Support 1x 2.5" HDD Drive Bay
- Support 12V and 24VDC Input

Product Overview

Equipped with Intel® Atom™ E640 1.0 GHz processor and Intel® Platform Controller Hub EG20T, the NISE 91 fanless computer features low power consumption of only 15W and an abundance of I/O options to meet the requirements of factory and industrial automation control.

Featuring fanless design, the NISE 91 is able to offer optimum reliability and performance. In addition, the NISE 91 is equipped with an abundance of I/O interfaces, such as 2x antennas, GPIO, CAN BUS, 3x COM ports, two Intel® GbE LAN and DC Input (either 12VDC or 24VDC) that provide flexibility for various application designs.

Specifications

Main Board
- OnBoard Intel® Atom™ E640 1.0GHz processor, 512K Cache
- OnBoard chipset: Intel® EG20T

Main Memory
- OnBoard DDR2 1G memory chip, unbuffered and non-ECC support

Storage Device
- 1x 2.5" SATA HDD drive bay for optional SSD or HDD
- Support optional SATA DOM, horizontal type only

I/O Interface-Front
- 3x USB ports
- 2x RJ45 GbE LAN ports, Intel® 82574L controller onBoard, Support LAN teaming
- 3x DB9 serial ports
  COM1: support RS232/422/485 (selected on BIOS menu)
  COM2: support RS232 only
  COM3: support RS232 only
- 1x DB9 CAN bus
  - Support CAN 2.0b protocol (support both 11-bit and 26-bit identifiers)
  - Support bit rates up to 1Mbps
  - Clock frequency of 40MHz

I/O Interface-Bottom
- 1x DB15 VGA port
- 1x DB15 male connector for 8CH General Purpose Input
- 1x DB15 male connector for 8CH General Purpose output
- 3-pin DC input, support 12VDC input and 24VDC input
- 1x power on/off switch

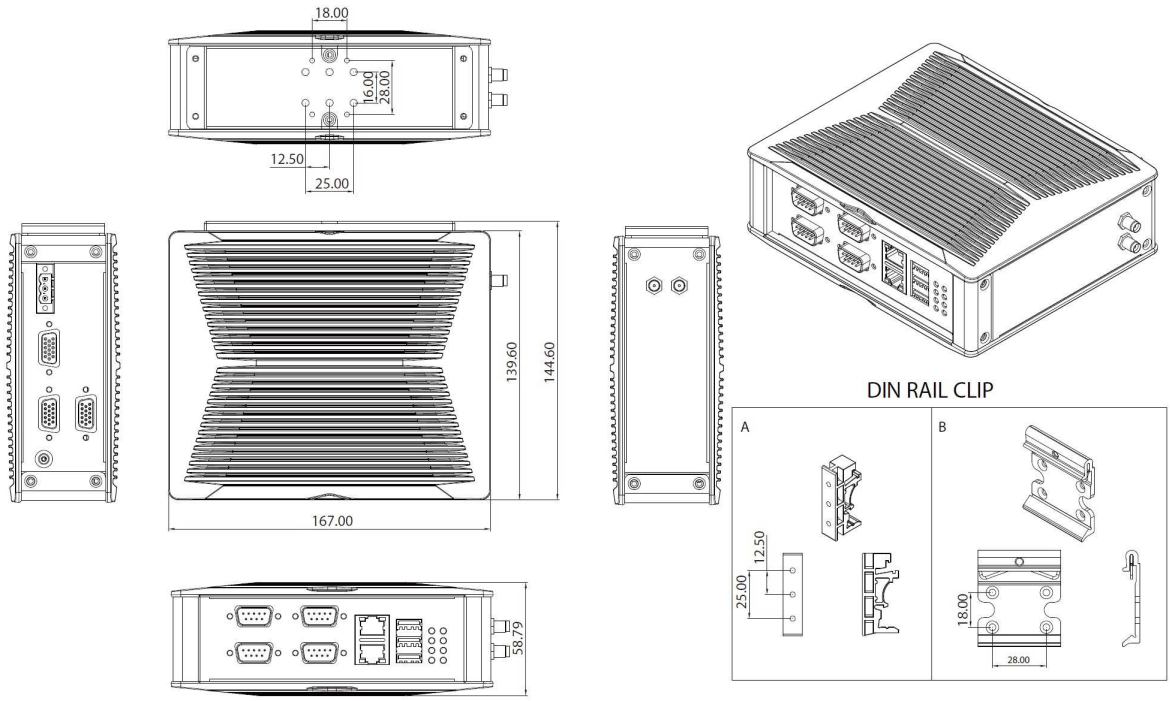
I/O Interface-Top
- 1x internal Mini-PCIe socket onBoard
- 2x antennas for optional Wi-Fi module

Supported OS
- Windows XP
- Windows Embedded Standard 2009
- Fedora 14 (Kernnel 2.6)

System Dimension
- 59mm(W)x 140mm(D)x 167mm(H)

Construction
- Aluminum chassis with fanless design

Dimension Drawing



Environment

- Operating temperature:
  Ambient with air flow: -5 to 55°C (According to IEC60068-2-1, IEC60068-2-2, IEC60068-2-14)
- Storage temperature: -20°C to 80°C
- Relative humidity: 10% to 93% (non-condensing)
- Shock protection: 20G, half sine, 11ms, IEC60068-2-27
- Vibration protection
  - Random: 0.3Grms @ 5~500 Hz according to IEC60068-2-64
  - Sinusoidal: 0.3Grms @ 5~500 Hz according to IEC60068-2-6

Certifications

- CE
- FCC Class A

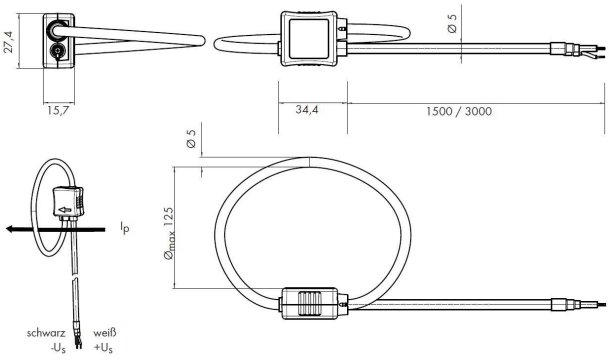
Ordering Information

- **NISE 91 (P/N: 10J00009100X0)**
  DIN Rail fanless system with Intel® Atom™ E640 1.0 GHz processor and DDR2 1G memory onBoard
- **12V, 60W AC/DC power adapter w/o power core (P/N: 7400060014X00)**
- **Aluminum DIN Rail mounting kit (P/N: 88J00009001X0)**
- **Wallmount kit (P/N: 88J00009002X0)**

A.5 Rogowski-Spule und Messumformer

Serie 855

Rogowski-Spulen RT 2000



Ausgangsspannung (Ausgang offen, keine Last)	
- dynamisch	$U_{out} = M \times dI_P/dt$
- sinusförmiges Signal	$U_{out} = 2 \times \pi \times M \times f \times I_P$ AC Beispiel: $U_{out} = 2 \times \pi \times 0{,}064\ \mu H \times 50\ Hz \times 2000\ A = 40{,}2\ mV$

Kurzbeschreibung:
Die Rogowski-Spule ist eine geschlossene Luftspule, mit einem teilbarem Spulenkörper und mit einem nichtmagnetischen Kern. Die Rogowski-Spule wird um einen Leiter oder eine Stromschiene platziert.
Der durch den Leiter fließende Wechselstrom erzeugt ein Magnetfeld, das in der Rogowski-Spule eine Spannung induziert.
Dieses Messverfahren gewährleistet eine galvanische Trennung zwischen dem primären Stromkreis (Leistungsfluss) und dem sekundären Stromkreis (Messung).
Die einfache Montage der Rogowski-Spulen erlaubt auch eine nachträgliche Ausrüstung bestehender Anlagen ohne aufwendige Installation oder Unterbrechung des Prozesses.

Die Rogowski-Spule kann zusammen mit dem Rogowski-Messumformer 857-552 eingesetzt werden.

Merkmale:
- Einfache Installation durch teilbaren Spulenkörper
- Spulenöffnung mit einem Durchmesser von 125 mm zur berührungslosen Messung
- Anschlusskabel mit einer Länge von 1,5 m bzw. 3 m
- Isoliertes Kunststoffgehäuse, anerkannt gemäß UL 94-V0

Beschreibung	Bestellnr.	VPE
Rogowski-Spule RT 2000, Leitungslänge 1,5 m	**855-9100/2000-000**	3
Rogowski-Spule RT 2000, Leitungslänge 3 m	**855-9300/2000-000**	3

Zulassungen	
Konformitätskennzeichnung	CE
Normen/Bestimmungen	IEC 61010-1:2001 (2. Ausgabe), IEC 61010-2-032:2002, IEC 61010-031:2002 + A1:2008

Technische Daten	
Elektrische Daten:	
Primärer Bemessungsstrom I_{pN}	2000 A_{eff}
Induktivität Spule (± 5 %)	190 µH
Widerstand Spule, bei 20 °C	60 Ω
Umgebungstemperatur, typ.	(bei 20 °C Umgebungstemperatur, typ.)
Übertragungsfaktor M	0,064 µH
	(Lieferung unkalibriert mit 5 % Toleranz)
Ausgangssignal	Berechnung siehe Abbildung
	40,2 mV bei I_{pN} = 2000 A, sinusförmig, 50 Hz (offener Ausgang, keine Last)
Grenzfrequenz	500 kHz (offener Ausgang, keine Last)

Technische Daten	
Genauigkeit und dynamisches Verhalten:	
Linearitätsfehler	keiner
Temperaturkoeffizient	30 ppm / K, bezogen auf Übertragungsfaktor M
Positionierungsfehler	855-9100/2000-000: max. 0,65 %
	855-9300/2000-000: max. 0,80 %
	(bei primärem Leiter mit mind. 15 mm Durchmesser, in senkrechter Position zur Spule)
Sicherheit und Schutz:	
Nennisolationsspannung	300 V_{eff} (zwischen primärem Leiter und Masse)
Prüfspannung für Isolation	AC 3,5 kV_{eff} / 50 Hz / 1 min
Stoßspannungsfestigkeit (1,2/50 µs)	6,5 kV
Luft-/Kriechstrecke	6 mm / 6 mm
Kriechstromfestigkeit (CTI, Gruppe I)	600 V (Kunststoffteile)
Schutzart	IP2X
Allgemeine technische Daten:	
Leitungslänge	855-9100/2000-000: 1,5 m
	855-9300/2000-000: 3 m
Umgebungstemperatur	-10 °C ... +65 °C
Lagertemperatur	-25 °C ... +70 °C
Gewicht	90 g

857-552

JUMPFLEX®-Messumformer

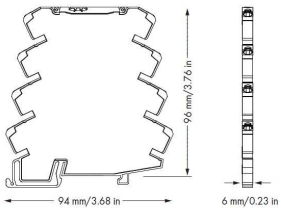
Rogowski-Messumformer

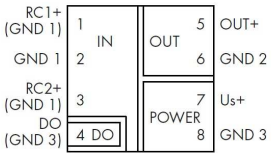
Konfiguration über:

DIP-Schalter

PC-Konfigurationssoftware

Smartphone-APP





Kurzbeschreibung:
Der Rogowski-Messumformer erfasst Effektivwerte von Wechselströmen über eine Rogowski-Spule und wandelt das Eingangssignal ausgangsseitig in ein analoges Normsignal.

Merkmale:
- PC-Konfigurationsschnittstelle
- Verwendung unterschiedlicher Rogowski-Spulen möglich
- Digitaler Schaltausgang (Schaltschwellen frei konfigurierbar)
- Echteffektivwert-Messung (TRMS)
- Ausgangssignal konfigurierbar
- Konfiguration über DIP-Schalter
- Sichere 3-Wege-Trennung mit 2,5kV-Prüfspannung gemäß EN 61140
- Keine Unterbrechung der Stromschiene bei Montage nötig
- Signalisierung der Messbereichsüberschreitung

Beschreibung	Bestellnr.	VPE
***JUMPFLEX*®-Messumformer, für TS 35**	**857-552**	1
Rogowski-Messumformer		

Technische Daten

Konfiguration:	
Konfiguration	DIP-Schalter, PC-Konfigurationssoftware, Smartphone-APP
Eingang:	
Eingangssignal	RC1 500 A: Empfindlichkeit 10,05 mV *
	RC2(A) 2000 A: Empfindlichkeit 40,2 mV *
	RC2(B): Empfindlichkeit 100 mV *
	50/60 Hz Sinus- und verzerrte
	Sinussignale (z. B. Phasenan- und -abschnitt)
Frequenzbereich	16 Hz ... 1000 Hz
Ansprechschwelle	< 1 % (vom Messbereichsnennwert)
Ausgang:	
Ausgangssignal	**Spannung:**
	0 ... 5 V, 1 ... 5 V, 0 ... 10 V, 2 ... 10 V *
	Strom: 0 ... 10 mA, 2 ... 10 mA,
	0 ... 20 mA, 4 ... 20 mA *
Überstrom	0 % oder +5 % (z. B. 10,5 V/21 mA)
Messbereichsüber-/-unterschreitung	0 % oder +2,5 %
Bürde	Strom ≤ 600 Ω, Spannung ≥ 1000 Ω
Messverfahren	Echteffektivwert (TRMS)
Filter ($T_{10,90}$)	600 ms (50 Hz)
Ausgang – Digital	
Max. Schaltspannung	angelegte Versorgungsspannung
Max. Dauerstrom	500 mA
Allgemeine technische Daten:	
Versorgungsspannung U_S	DC 24 V
Versorgungsspannungsbereich	16,8 V ... 31,2 V
Stromaufnahme bei DC 24 V	≤ 40 mA
Auflösung	500A-Messbereich: 250 mA,
	2000A-Messbereich: 1000 mA
Messverfahren	Echteffektivwert (TRMS)
Reaktionszeit	1,5 ms + Signalperiodendauer
Grenzfrequenz	< 2 kHz
Einstellzeit ($T_{10,90}$)	max. 60 ms

Technische Daten

Allgemeine technische Daten:	
Linearitätsfehler	≤ 0,1 %
Temperaturkoeffizient	≤ 0,01 %/K
Messabweichung	< 1 %
Leitungslänge	< 3 m (zur Rogowski-Spule)
Umgebungsbedingungen:	
Umgebungstemperatur	-25 °C ... +70 °C
Lagertemperatur	-40 °C ... +85 °C
Sicherheit und Schutz:	
Prüfspannung	
(Eingang / Ausgang / Versorgung)	AC 2,5 kV, 50 Hz, 1 Min.
Anschluss und Befestigung:	
Anschlusstechnik	CAGE CLAMP® S
Querschnitte	eindrähtig:
	0,08 mm² ... 2,5 mm² / AWG 28 ... 14
	feindrähtig:
	0,34 mm² ... 2,5 mm² / AWG 22 ... 14
Abisolierlängen	9 ... 10 mm / 0.37 in
Abmessungen und Gewicht:	
Abmessungen (mm) B x H x T	6 x 96 x 94
	Höhe ab Oberkante Tragschiene
Gewicht	36,2 g
Normen und Zulassungen:	
Konformitätskennzeichnung	CE
UL 508	(in Vorbereitung)
ANSI/ISA 12.12.01	(in Vorbereitung)
Schiffbau	(in Vorbereitung)
Zubehör	Rogowski-Spulen:
	RT 500 (1,5 m): 855-9100/500-0000
	RT 500 (3 m): 855-9300/500-0000
	RT 2000 (1,5 m): 855-9100/2000-0000
	RT 2000 (3 m): 855-9300/2000-0000
(* Weitere Einstellmöglichkeiten über die PC-Konfigurationssoftware oder über die Smartphone-APP)	

DIP-Schalter Einstellmöglichkeiten

● = ON

857-552

DIP-Schalter S1

Eingangssignal		Eingang RC-Konfiguration		Filter		Ausgangssignal			
1		2		3		4	5	6	
	RC1 = RT500 von LEM		RC2 = RT2000 von LEM		aus				0 ... 20 mA
●	RC2	●	RC2 = 100mVeff => 1 kA	●	aktiv		●		4 ... 20 mA
						●			0 ... 10 V
						●	●		2 ... 10 V
								●	0 ... 10 mA
							●	●	2 ... 10 mA
						●		●	0 ... 5 V
						●	●	●	1 ... 5 V

Filter

Mit der Filterfunktion kann ein Tiefpassfilter eingeschaltet werden, um schwankende Messwerte, z.B. bei Phasenabschnittströmen, auszublenden bzw. zu glätten.

DIP-Schalter S1

		Messbereichs-unterschreitung	Messbereichs-überschreitung	Überstrom (Eingangssignal-Endwert + 20 %)			Digitalausgang DO/ Signalisierung
7	8				9	10	
		(+20 %)	Messbereichsende +2,5 %*	Messbereichsende +5 %*			DO nicht aktiv
●		Messbereichsanfang	Messbereichsende +2,5 %	Messbereichsende +5 %		●	DO U_S+ schaltend
	●	Messbereichsanfang	Messbereichsende	Messbereichsanfang	●	●	DO GND-schaltend
●	●	Messbereichsanfang	Messbereichsende	Messbereichsende			

*gem. NAMUR NE 43

Digitalausgang DO/Signalisierung

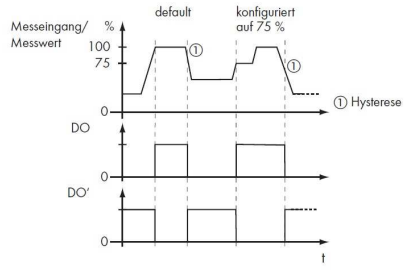
Der DO (digitale Schaltausgang) bietet die Möglichkeit, eine Fehlermeldung zu signalisieren.
Dieser kann entsprechend konfiguriert werden: 24 V → 0 V/0 V → 24 V.

Um den Schaltstrom des DOs zu erhöhen, kann dieser durch ein Relais erweitert werden. Dank der Konturengleichheit von Serie 857 kann beispielsweise ein Relais 857-304 daneben gerastet werden. Durch einfaches Querbrücken (859-402) ist dieser Ausgang schnell und einfach auf einen Schaltstrom von 6 A erweitert.

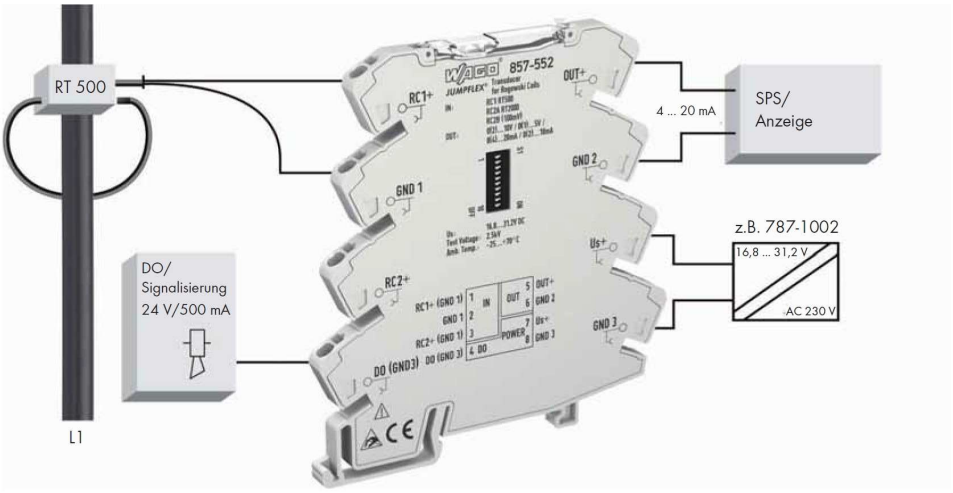
Default-Einstellungen

Im Auslieferungszustand sind alle DIP-Schalter auf Schalterposition OFF eingestellt.	
Eingang	
Eingangssignal	RC1 500 A
Messmethode	Echteffektivwert
Filter	nicht aktiv
Ausgang	
Ausgangssignal	0 ... 20 mA
Messbereichsunterschreitung	0 mA
Messbereichsüberschreitung	20,5 mA
Überstrom	21 mA
Digitalausgang DO	nicht aktiv

Schaltverhalten Digitalausgang DO



Anwendungsbeispiel:



A.6 Compact-RIO 9074

NATIONAL INSTRUMENTS

Technical Sales

(866) 531-6285
orders@ni.com

Requirements and Compatibility | Ordering Information | Detailed Specifications | Pinouts/Front Panel Connections
For user manuals and dimensional drawings, visit the product page resources tab on ni.com.

Last Revised: 2011-05-18 10:19:47.0

CompactRIO Integrated Systems with Real-Time Controller and Reconfigurable Chassis

NI cRIO-907x

- Integrated CompactRIO systems with a reconfigurable FPGA chassis and embedded real-time controller
- Lower-cost systems for high-volume OEM applications
- Up to 2M gate reconfigurable FPGA
- 4 or 8 slots for C Series I/O modules
- Up to 400 MHz real-time processor
- Up to 256 MB DRAM memory, 512 MB of nonvolatile storage
- Up to two 10/100BASE-TX Ethernet ports with built-in FTP/HTTP servers and LabVIEW remote panel Web server
- RS232 serial port and available USB port for peripheral devices

Overview

NI cRIO-907x integrated systems combine an industrial real-time controller and reconfigurable field-programmable gate array (FPGA) chassis for industrial machine control and monitoring applications. The NI cRIO-9074 integrated system features an industrial 400 MHz real-time processor and an eight-slot chassis with an embedded, reconfigurable 2M gate FPGA chip. The new NI cRIO-9076 integrated system contains a 400 MHz real-time processor, a four-slot chassis with an embedded, reconfigurable LX45 FPGA chip, and a high-speed USB port. Both systems feature built-in nonvolatile memory and a fault tolerant file system. The new four-slot NI cRIO-9075 and NI cRIO-9076 systems provide a cost-optimized solution for high volume deployments and OEM applications.

Back to Top

Requirements and Compatibility

OS Information
VxWorks

Driver Information
NI-RIO

Software Compatibility
LabVIEW
LabVIEW FPGA Module
LabVIEW Professional Development System
LabVIEW Real-Time Module

Back to Top

Comparison Tables

Product	Module Slots	Processor Speed (MHz)	FPGA	DRAM (MB)	Internal Nonvolatile Storage (MB)	10/100BASE-TX Ethernet Port	RS232 Serial Port	Power Supply Input Range	USB Port
NI cRIO-9072	8	266	Spartan-3 1M	64	128	yes	yes	19 to 30 VDC	no
NI cRIO-9073	8	266	Spartan-3 2M	64	128	yes	yes	19 to 30 VDC	no
NI cRIO-9074	8	400	Spartan-3 2M	128	256	yes (Dual)	yes	19 to 30 VDC	no
NI cRIO-9075	4	400	Spartan-6 LX25	128	256	yes	yes	9 to 30 VDC	no
NI			Spartan-6						

Product	Module Slots	Processor Speed (MHz)	FPGA	DRAM (MB)	Internal Nonvolatile Storage (MB)	10/100BASE-TX Ethernet Port	RS232 Serial Port	Power Supply Input Range	USB Port
cRIO-9076	4	400	LX45	256	512	yes	yes	9 to 30 VDC	yes

Back to Top

Application and Technology

System Configuration

These NI CompactRIO real-time controllers combine a four- or eight-slot reconfigurable chassis into an integrated system. The user-defined FPGA circuitry in the chassis controls each I/O module and passes data to the controller through a local PCI bus using built-in communication functions.

Product	FPGA	Logic Cells	Multipliers	RAM (Kb)
NI cRIO-9073	Spartan-3 2M	46080	40	720
NI cRIO-9074	Spartan-3 2M	46080	40	720
NI cRIO-9075	Spartan-6 LX25	24051	38	936
NI cRIO-9076	Spartan-6 LX45	43661	58	2088

FPGA Resource Comparison

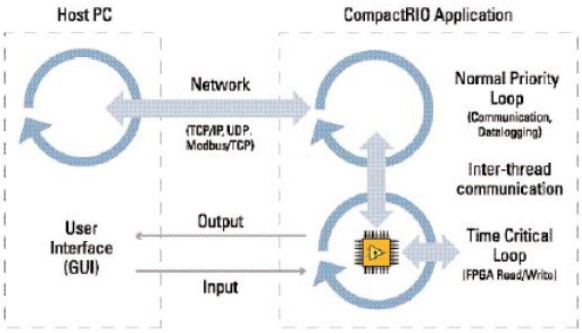
These systems also accept up to eight NI C Series I/O modules. A variety of I/O modules are available including voltage, current, thermocouple, RTD, accelerometer, and strain gage inputs; up to ±60 V simultaneous sampling analog I/O; 12, 24, and 48 V industrial digital I/O; 5 V/TTL digital I/O; counter/timers; pulse generation; and high voltage/current relays.

The 10/100 Mbits/s Ethernet port allows for programmatic communication over the network and the cRIO-9074 features dual Ethernet ports, which allows for the use of one port for network communication to a host PC or enterprise system and the other port for expansion I/O (easily connect another CompactRIO system or another Ethernet-based device for additional I/O). The new cRIO-9076 also features a USB 2.0 port for data storage and connection to peripheral devices.

NI CompactRIOs have the ability to by synchronized with an SNTP time server on a network and the cRIO-9072, cRIO-9073, and cRIO-9074 also feature a built-in backup battery to maintain operation for the Real-Time Clock when external power is removed. The cRIO-9075 and cRIO-9076 do not contain a backup battery for the Real-Time Clock.

Embedded Software

You can synchronize embedded code execution to an FPGA-generated interrupt request (IRQ) or an internal millisecond real-time clock source. The LabVIEW Real-Time ETS OS provides reliability and simplifies the development of complete embedded applications that include time-critical control and acquisition loops in addition to lower-priority loops for postprocessing, data logging, and Ethernet/serial communication. Built-in elemental I/O functions such as the FPGA Read/Write function provide a communication interface to the highly optimized reconfigurable FPGA circuitry. Data values are read from the FPGA in integer format and are then converted to scaled engineering units in the controller.



CompactRIO Software Architecture

Note: NI Scan Engine is not supported on the cRIO-9075 and cRIO-9076.

Built-In Servers

In addition to programmatic communication via TCP/IP, UDP, Modbus/TCP, IrDA, and serial protocols, the CompactRIO controllers include built-in servers for Virtual Instrument Software Architecture (VISA), HTTP, and FTP. The VISA server provides remote download and communication access to the reconfigurable I/O (RIO) FPGA over Ethernet. The HTTP server provides a Web browser user interface to HTML pages, files, and the user interface of embedded LabVIEW applications through a Web browser plug-in. The FTP server provides access to logged data or configuration files.

Back to Top

Ordering Information

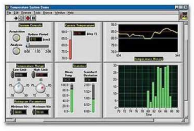
For a complete list of accessories, visit the product page on ni.com.

Products	Part Number	Recommended Accessories	Part Number
NI cRIO-9072			
cRIO-9072 8-Slot Integrated 266 MHz Real-Time Ctrlr, 1M Gate FPGA Requires:	779998-01	**Connector Block:** Screw Terminal - NI 9978 4-pos screw terminal power supply plugs (quantity 5)	196938-01
NI cRIO-9073			
cRIO-9073 8-Slot Integrated 266 MHz Real-Time Ctrlr, 2M Gate FPGA Requires:	780471-01	**Connector Block:** Shielded - NI PS-15 Power Supply, 24 VDC, 5 A, 100-120/200-240 VAC Input ***Also Available: Screw Terminal*	781093-01
		Connector Block: Screw Terminal - NI 9979 Strain relief kit for 4-pos power connector	196939-01
NI cRIO-9076			
cRIO-9076 4-Slot Integrated 400 MHz Real-Time Ctrlr, LX45 FPGA Requires: 1 Connectivity Accessory	781716-01	**Connectivity Accessory:** Shielded - NI PS-15 Power Supply, 24 VDC, 5 A, 100-120/200-240 VAC Input	781093-01
NI cRIO-9075			
cRIO-9075 4-Slot Integrated 400 MHz Real-Time Ctrlr, LX25 FPGA Requires: 1 Connectivity Accessory	781715-01	**Connectivity Accessory:** Shielded - NI PS-15 Power Supply, 24 VDC, 5 A, 100-120/200-240 VAC Input	781093-01
NI cRIO-9074			
cRIO-9074 8-Slot Integrated 400 MHz Real-Time Ctrlr, 2M Gate FPGA Requires: 1 Connectivity Accessory	779999-01	**Connectivity Accessory:** Shielded - NI PS-15 Power Supply, 24 VDC, 5 A, 100-120/200-240 VAC Input	781093-01

Back to Top

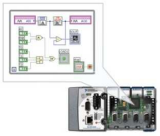
Software Recommendations

LabVIEW Professional Development System for Windows



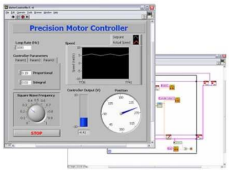
Advanced software tools for large project development
Automatic code generation using DAQ Assistant and Instrument I/O Assistant
Tight integration with a wide range of hardware
Advanced measurement analysis and digital signal processing
Open connectivity with DLLs, ActiveX, and .NET objects
Capability to build DLLs, executables, and MSI installers

NI LabVIEW FPGA Module



Create your own I/O hardware without VHDL coding or board design
Graphically configure FPGAs on NI reconfigurable I/O (RIO) hardware targets
Define your own control algorithms with loop rates up to 300 MHz
Execute multiple tasks simultaneously and deterministically
Implement custom timing and triggering logic, digital protocols, and DSP algorithms
Incorporate existing HDL code and third-party IP including Xilinx CORE Generator functions

NI LabVIEW Real-Time Module



Design deterministic real-time applications with LabVIEW graphical programming
Download to dedicated NI or third-party hardware for reliable execution and a wide selection of I/O
Take advantage of built-in PID control, signal processing, and analysis functions
Automatically take advantage of multicore CPUs or set processor affinity manually
Includes real-time operating system (RTOS), development and debugging support, and board support
Purchase individually or as part of an NI Developer Suite bundle

Back to Top

Support and Services

System Assurance Programs

NI system assurance programs are designed to make it even easier for you to own an NI system. These programs include configuration and deployment services for your NI PXI, CompactRIO, or Compact FieldPoint system. The NI Basic System Assurance Program provides a simple integration test and ensures that your system is delivered completely assembled in one box. When you configure your system with the NI Standard System Assurance Program, you can select from available NI system driver sets and application development environments to create customized, reorderable software configurations. Your system arrives fully assembled and tested in one box with your software preinstalled. When you order your system with the standard program, you also receive system-specific documentation including a bill of materials, an integration test report, a recommended maintenance plan, and frequently asked question documents. Finally, the standard program reduces the total cost of owning an NI system by providing three years of warranty coverage and calibration service. Use the online product advisors at ni.com/advisor to find a system assurance program to meet your needs.

Calibration

NI measurement hardware is calibrated to ensure measurement accuracy and verify that the device meets its published specifications. To ensure the ongoing accuracy of your measurement hardware, NI offers basic or detailed recalibration service that provides ongoing ISO 9001 audit compliance and confidence in your measurements. To learn more about NI calibration services or to locate a qualified service center near you, contact your local sales office or visit ni.com/calibration.

Technical Support

Get answers to your technical questions using the following National Instruments resources.

- **Support** - Visit ni.com/support to access the NI KnowledgeBase, example programs, and tutorials or to contact our applications engineers who are located in NI sales offices around the world and speak the local language.
- **Discussion Forums** - Visit forums.ni.com for a diverse set of discussion boards on topics you care about.
- **Online Community** - Visit community.ni.com to find, contribute, or collaborate on customer-contributed technical content with users like you.

Repair

While you may never need your hardware repaired, NI understands that unexpected events may lead to necessary repairs. NI offers repair services performed by highly trained technicians who quickly return your device with the guarantee that it will perform to factory specifications. For more information, visit ni.com/repair.

Training and Certifications

The NI training and certification program delivers the fastest, most certain route to increased proficiency and productivity using NI software and hardware. Training builds the skills to more efficiently develop robust, maintainable applications, while certification validates your knowledge and ability.

- **Classroom training in cities worldwide** - the most comprehensive hands-on training taught by engineers.
- **On-site training at your facility** - an excellent option to train multiple employees at the same time.
- **Online instructor-led training** - lower-cost, remote training if classroom or on-site courses are not possible.
- **Course kits** - lowest-cost, self-paced training that you can use as reference guides.
- **Training memberships** and training credits - to buy now and schedule training later.

Visit ni.com/training for more information.

Extended Warranty

NI offers options for extending the standard product warranty to meet the life-cycle requirements of your project. In addition, because NI understands that your requirements may change, the extended warranty is flexible in length and easily renewed. For more information, visit ni.com/warranty.

OEM

NI offers design-in consulting and product integration assistance if you need NI products for OEM applications. For information about special pricing and services for OEM customers, visit ni.com/oem.

Alliance

Our Professional Services Team is comprised of NI applications engineers, NI Consulting Services, and a worldwide National Instruments Alliance Partner program of more than 700 independent consultants and integrators. Services range from start-up assistance to turnkey system integration. Visit ni.com/alliance.

Back to Top

Detailed Specifications

The following specifications are typical for the – 20 to 55 °C operating temperature range unless otherwise noted.

Network	
Network interface	10BaseT and 100BaseTX Ethernet
Compatibility	IEEE 802.3
Communication rates	10 Mbps, 100 Mbps, auto-negotiated
Maximum cabling distance	100 m/segment
RS-232 Serial Port	
Maximum baud rate	115,200 bps
Data bits	5, 6, 7, 8
Stop bits	1, 2
Parity	Odd, Even, Mark, Space
Flow control	RTS/CTS, XON/XOFF, DTR/DSR
SMB Connector (cRIO-9074 Only)	
Output Characteristics	
Minimum high-level output voltage	

With –100 µA output current	2.9 V
With –16 mA output current	2.4 V
With –24 mA output current	2.3 V
Maximum low-level output voltage	
With 100 µA output current	0.10 V
With 16 mA output current	0.40 V
With 24 mA output current	0.55 V
Driver type	CMOS
Maximum sink/source current	±24 mA
Maximum 3-state output leakage current	±5 µA
Input Characteristics	
Minimum input voltage	0 V
Minimum low-level input voltage	0.94 V
Maximum high-level input voltage	2.43 V
Maximum input voltage	5.5 V
Typical input capacitance	2.5 pF
Typical resistive strapping	1 kΩ to 3.3 V
Memory	
cRIO-9072, cRIO-9073	
Nonvolatile	128 MB
System memory	64 MB
cRIO-9074	
Nonvolatile	256 MB
System memory	128 MB
Reconfigurable FPGA	
cRIO-9072	
Number of logic cells	17,280
Available embedded RAM	432 kbits
cRIO-9073, cRIO-9074	
Number of logic cells	46,080
Available embedded RAM	720 kbits
Internal Real-Time Clock	
Accuracy	200 ppm; 35 ppm at 25 °C
Power Requirements	
⚠ **Caution** You must use a National Electric Code (NEC) UL Listed Class 2 power supply with the cRIO-9072/3/4.	
Recommended power supply	48 W, 24 VDC
Power consumption	20 W maximum
Power supply input range	19 to 30 V
Physical Characteristics	
If you need to clean the controller, wipe it with a dry towel.	
Screw-terminal wiring	0.5 to 2.5 mm 2 (24 to 12 AWG) copper conductor wire with 10 mm (0.39 in.) of insulation stripped from the end
Torque for screw terminals	0.5 to 0.6 N · m (4.4 to 5.3 lb · in.)
Weight	929 g (32.7 oz)

Safety Voltages

Connect only voltages that are within these limits.

V terminal to C terminal	35 V max, Measurement Category I

Measurement Category I is for measurements performed on circuits not directly connected to the electrical distribution system referred to as MAINS voltage. MAINS is a hazardous live electrical supply system that powers equipment. This category is for measurements of voltages from specially protected secondary circuits. Such voltage measurements include signal levels, special equipment, limited-energy parts of equipment, circuits powered by regulated low-voltage sources, and electronics.

Caution Do not connect the system to signals or use for measurements within Measurement Categories II, III, or IV.

Safety Standards

This product is designed to meet the requirements of the following standards of safety for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use:
IEC 61010-1, EN 61010-1
UL 61010-1, CSA 61010-1

Note For UL and other safety certifications, refer to the product label or the *Online Product Certification* section.

Electromagnetic Compatibility

This product meets the requirements of the following EMC standards for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use:
EN 61326 (IEC 61326): Class A emissions; Industrial Immunity
EN 55011 (CISPR 11): Group 1, Class A emissions
AS/NZS CISPR 11: Group 1, Class A emissions
FCC 47 CFR Part 15B: Class A emissions
ICES-001: Class A emissions

Note For the standards applied to assess the EMC of this product, refer to the *Online Product Certification* section.

Note For EMC compliance, operate this product according to the documentation.

CE Compliance

This product meets the essential requirements of applicable European Directives, as amended for CE marking, as follows:
2006/95/EC; Low-Voltage Directive (safety)
2004/108/EC; Electromagnetic Compatibility Directive (EMC)

Online Product Certification

Refer to the product Declaration of Conformity (DoC) for additional regulatory compliance information. To obtain product certifications and the DoC for this product, visit ni.com/certification, search by module number or product line, and click the appropriate link in the Certification column.

Environmental Management

National Instruments is committed to designing and manufacturing products in an environmentally responsible manner. NI recognizes that eliminating certain hazardous substances from our products is beneficial not only to the environment but also to NI customers.

For additional environmental information, refer to the *NI and the Environment* Web page at ni.com/environment. This page contains the environmental regulations and directives with which NI complies, as well as other environmental information not included in this document.

Waste Electrical and Electronic Equipment (WEEE)

EU Customers At the end of the product life cycle, all products *must* be sent to a WEEE recycling center. For more information about WEEE recycling centers, National Instruments WEEE initiatives, and compliance with WEEE Directive 2002/96/EC on Waste Electrical and Electronic Equipment, visit ni.com/environment/weee.htm.

Battery Replacement and Disposal

This device contains a long-life coin cell battery. If you need to replace it, use the Return Material Authorization (RMA) process or contact an authorized National Instruments sevice representative.

After replacement, recycle the old battery. For additional information, visit ni.com/environment.

Hazardous Locations

U.S. (UL)	Class I, Division 2, Groups A, B, C, D, T4; Class I, Zone 2, AEx nL IIC T4
Canada (C-UL)	Class I, Division 2, Groups A, B, C, D, T4; Class I, Zone 2, Ex nL IIC T4
Europe (DEMKO)	Ex nL IIC T4 (part numbers beginning with 192172F and 198944 only)

Environmental

The cRIO-9072/3/4 is intended for indoor use only, but it may be used outdoors if mounted in a suitably rated enclosure.

Operating temperature (IEC 60068-2-1, IEC 60068-2-2)	– 20 to 55 °C

Note To meet this operating temperature range, follow the guidelines in the installation instructions for your CompactRIO system.

Storage temperature (IEC 60068-2-1, IEC 60068-2-2)	– 40 to 85 °C
Ingress protection	IP 40
Operating humidity (IEC 60068-2-56)	10 to 90% RH, noncondensing
Storage humidity (IEC 60068-2-56)	5 to 95% RH, noncondensing

Maximum altitude	2,000 m
Pollution Degree (IEC 60664)	2

Shock and Vibration

To meet these specifications, you must panel mount the CompactRIO system and affix ferrules to the ends of the power terminal wires.

Operating shock (IEC 60068-2-27)	30 g, 11 ms half sine 50 g, 3 ms half sine, 18 shocks at 6 orientations
Operating vibration, random (IEC 60068-2-64)	5 g_{rms}, 10 to 500 Hz
Operating vibration, sinusoidal (IEC 60068-2-6)	5 g, 10 to 500 Hz

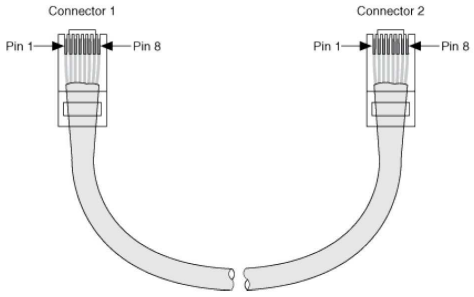
Cabling

The following table shows the standard Ethernet cable wiring connections for both normal and crossover cables.

Ethernet Cable Wiring Connections			
Pin	**Connector 1**	**Connector 2 (Normal)**	**Connector 2 (Crossover)**
1	white/orange	white/orange	white/green
2	orange	orange	green
3	white/green	white/green	white/orange
4	blue	blue	blue
5	white/blue	white/blue	white/blue
6	green	green	orange
7	white/brown	white/brown	white/brown
8	brown	brown	brown

Back to Top

Pinouts/Front Panel Connections



Ethernet Connector Pinout

Back to Top

©2010 National Instruments. All rights reserved. CompactRIO, FieldPoint, LabVIEW, National Instruments, National Instruments Alliance Partner, NI, and ni.com are trademarks of National Instruments. Other product and company names listed are trademarks or trade names of their respective companies. A National Instruments Alliance Partner is a business entity independent from National Instruments and has no agency, partnership, or joint-venture relationship with National Instruments.

My Profile | RSS | Privacy | Legal | Contact NI © 2012 National Instruments Corporation. All rights reserved.

Abbildungsverzeichnis

1.1 Inspektionsmethoden im Fehler-Zeit-Diagramm (nach [17]) 3
1.2 Messprinzipien für Maschinenschwingungen (aus [34]) 4
1.3 Schwingweg, Schwinggeschwindigkeit und Schwingbeschleunigung im Frequenzspektrum (aus [34]) 5
1.4 Prinzip des Wirbelstromaufnehmers (aus [27]) 7
1.5 Prinzip des elektrodynamischen Aufnehmers (aus [34]) 8
1.6 Prinzip des piezoelektrischen Aufnehmers (aus [27]) 9
1.7 Trendverlauf des Effektivwertes, des Spitzenwertes und des Crestfaktors (aus [16]) 12
1.8 Identifikation von Schwingungsquellen mittels einer Frequenzanalyse (aus [34]) 14
1.9 Trägerfrequenz und Seitenbandsignal als Einzelsignal (aus [34]). 16
1.10 Amplitudenmodulierte Schwingung (aus [34]). 16
1.11 Schematisches Planetengetriebe mit fixiertem Hohlrad und umlaufenden Planeten (nach [28]). 18
1.12 Schematischer Signalverlauf der Planetenschwingungen und der resultierenden Schwingung an der Messstelle (aus [28]). 18
1.13 Frequenzmoduliertes Zeitsignal (aus [34]) 19
1.14 Frequenzmoduliertes Signal im Frequenzbereich (aus [34]) 20
1.15 Zeitsignal und Frequenzspektrum von lokalen und gleichmäßig verteilten Fehlern (aus [34]) 21
1.16 Darstellung des Zahneingriffs im Spektrum ohne Drehzahlnormierung (aus [24]) 23
1.17 Darstellung des Zahneingriffs im Spektrum mit Drehzahlnormierung (aus [24]) 24
1.18 Vergleich eines linearen und eines logarithmischen Frequenzspektrums (aus [6]) 25

1.19 Kenngrößen für die analytische Berechnung der Wälzlagerschadensfrequenzen (aus [27]) 26
1.20 Anstieg der Lagerresonanz im Frequenzspektrum (aus [27]). 27
1.21 Zeitsignal eines amplitudenmodulierten Signales (aus [24]) 28
1.22 Ausgeprägte Wälzlager-Einzelfehler mit Impulssignal und Hüllkurvensignal (aus [27]). 28
1.23 Vergleich der Frequenzanalyse mit der Hüllkurvenanalyse (aus [35]) 29
1.24 Schritte der Hüllkurvenanalyse (nach [16]). 30
1.25 Wavelet-Zerlegung für die Bildung des Kurtogramms (aus [36]) 31
1.26 Kurtogram (aus [36]) 32
1.27 Vergleich vom Cepstrum mit Frequenzspektrum (aus [34]. 33
1.28 Beschleunigungssignale und Spektrogramme mit und ohne Beschädigung . 35
1.29 Kurzzeit-Fouriertransformation in Spektrogrammdarstellung mit der Frequenz über den Drehwinkel (aus [30]) 36
1.30 Kurzzeit-Fouriertransformation (aus [7]). 37
1.31 Vergleich: Zeitsignal, Frequenzspektrum, Wavelet-Transformation, Kurzzeit-Fouriertransformation (STFT) (aus [7]) 37
1.32 Vergleich der Frequenzachse: STFT mit der Wavelet-Transformation (aus [20]) 38
1.33 Positionierung im Scalogramm aufgrund des Skalen-Parameters a und der Zeit t (aus [26]). 39
1.34 Aufbau einer Filterbank mittels diskreter Wavelets (aus [8]) 39

2.1 Schematische Darstellung des Leistungsstranges (nach [17]) mit der applizierten Sensorik 41
2.2 Drehzahlverlauf der Generatordrehzahl 43
2.3 Darstellung des Zahneingriffes im Spektrum mit und ohne Drehzahlnormierung. Mit der Darstellung der Frequenzbreite B, der Trägerfrequenzf_T und dem Seitenbandabstand Δf_S. 45
2.4 Darstellung der Nutpassierfrequenz mit Seitenbandsignalen ohne Drehzahlnormierung 46
2.5 Darstellung der Nutpassierfrequenz mit Seitenbandsignalen mit Drehzahlnormierung 47
2.6 Zwei Stoßantworten im Zeitbereich 49
2.7 Superponierung beider Zeitsignale und ihrer Hüllkurve 50

2.8 Hüllkurvenspektrum des simulierten, superponierten Signals 50
2.9 Hüllkurvenspektrum bei Überlagerung der beiden Stoßantworten mit frequenzselektivem Algorithmus 51
2.10 Vergleich der Zeit- und Hüllkurvensignale von einem harmonischen Signal und einer Stoßantwort 54
2.11 Veränderung des verbliebenen Signals, das sich aus der Subtraktion der Hüllkurve des harmonischen Signals von der Hüllkurve der Superponierten ergibt, in Abhängigkeit der Amplitude des harmonischen Signals. 55
2.12 Veränderung der Amplitude bei Stoßwiederholfrequenz im Hüllkurvenspektrum aufgrund des harmonischen Signals. 55
2.13 Hüllkurvenspektren der Messdaten der Beschleunigungssensoren GEN-7 und GEN-8. 57
2.14 Hüllkurvenspektren der Messdaten der Beschleunigungssensoren LAG-1 und LAG-2. 58
2.15 Hüllkurvenspektren der Messdaten der Beschleunigungssensoren GEN-3, GEN-4, GEN-5 und GEN-6. 59
2.16 Harmonische der Stoßimpulsfrequenz im Frequenzspektrum im Bereich von 0 Hz bis 2600 Hz. 60
2.17 Harmonische der Stoßimpulsfrequenz im Frequenzspektrum im Bereich von 0 Hz bis 12500 Hz. 61
2.18 Frequenzspektrum nach der Filterung harmonischer Anteile der Getriebeölpumpe. 61
2.19 3D-Plot mit variabler Bandpassfilterung 62
2.20 Trendverlauf der Amplituden der periodischen Stöße der Getriebeölpumpe und der Innenringüberrollfrequenz des Wälzlagerschadens 64
2.21 Frequenzspektrum bei einem Generatorlagerschaden. 65
2.22 Modulation des Generatorlagerschadens auf die Zahneingriffsfrequenz. . . . 65
2.23 Standardhüllkurvenspektrum mit Drehzahlberücksichtigung 66
2.24 Prinzip eines additiven Mischers (nach [10]). 66
2.25 Simuliertes Hüllkurvenspektrum mit Modulationseffekten aufgrund Hertz´scher Pressung 67

3.1 Korrekturfaktor K_Δ für alle möglichen Fälle von Modulationen. 76
3.2 Ablaufdiagramm des entwickelten Resamplingalgorithmus 78

3.3 Ablaufdiagramm für die Rücktransformation des entwickelten Resamplingalgorithmus 79
3.4 Darstellung des Zahneingriffes ohne einer Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen. 80
3.5 Darstellung des Zahneingriffes nach einer Berücksichtigung der Drehzahlschwankungen. 80
3.6 Schmalbandige Darstellung eines Seitenbandsignals und der Nutpassierfrequenz 81
3.7 Darstellung der Nutpassierfrequenz und der Seitenbandsignale mit einem Korrekturfaktor $K_\Delta = 1$. 82
3.8 Darstellung der Nutpassierfrequenz und der Seitenbandsignale. Korrektur auf das untere Seitenbandsignal. 82
3.9 Darstellung der Nutpassierfrequenz und der Seitenbandsignale. Korrektur auf das obere Seitenbandsignal. 83
3.10 Ausschnitt aus dem Hüllkurvenspektrum der Messdaten des Sensors GEN-8 ohne Korrekturmaßnahmen. 85
3.11 Ablauf zur Detektion drehzahlunabhängiger Amplitudenüberhöhungen im Hüllkurvenspektrum. 87
3.12 Darstellung einer drehzahlunabhängigen Amplitudenerhöhung im drehzahlnormierten und nicht drehzahlnormierten Hüllkurvenspektrum 88
3.13 Rekonsturierte Hüllkurvenspektren 90
3.14 Zeitsignal mit und ohne Unterdrückung störender Signalanteile. 91
3.15 Hüllkurvenspektrum mit einem Generatorinnenringschaden 92
3.16 Analyseablauf des Expertensystems 96
3.17 Frequenzspektrum ohne Filterung der Nutpassierfrequenz im Frequenzbereich der Nutpassierfrequenz. 97
3.18 Frequenzspektrum mit Filterung der Nutpassierfrequenz im Frequenzbereich der Nutpassierfrequenz. 98
3.19 Hüllkurvenspektrum ohne Filterung der Nutpassierfrequenz. 98
3.20 Hüllkurvenspektrum mit Filterung der Nutpassierfrequenz. 98
3.21 Analyseablauf für die Bildung des frequenzselektiven Hüllkurvenspektrums 101
3.22 Vergleich des frequenzselektiven Hüllkurvenspektrums mit einem Standardhüllkurvenspektrum. 103
3.23 Standardhüllkurvenspektrum mit Drehzahlberücksichtigung 104

3.24 Hüllkurvenspektrum unter Berücksichtigung von Modulationen der Schadensmerkmale . . . 104
3.25 Hüllkurvenspektrum einer Anlage mit einem Planetenlagerschaden. . . . 106
3.26 Modulation einer Planetenlagerschadensfrequenz auf die Stoßimpulsfolge der Getriebeölpumpe. . . . 106
3.27 Demodulation eines Hüllkurvensignals um die Stoßimpulsfolge der Getriebeölpumpe. . . . 106
3.28 Analyseablaufdiagramm für die Ermittlung des Lagerzustandskennwertes . 108
3.29 Standardfrequenzspektrum einer Windkraftanlage ohne einer vorliegenden Schädigung . . . 110
3.30 Frequenzspektrum nach der Bildung der oberen Einhüllenden und anschließender Unterabtastung ohne einer vorliegenden Schädigung. . . . 110
3.31 Frequenzspektrum nach der Bildung der unteren Einhüllenden und anschließender Unterabtastung ohne einer vorliegenden Schädigung. . . . 111
3.32 Standard Frequenzspektrum einer Windkraftanlage bei einem vorliegenden Wälzlagerschaden . . . 112
3.33 Frequenzspektrum nach der Bildung der oberen Einhüllenden und anschließender Unterabtastung bei einem vorliegenen Wälzlagerschaden. . . . 112
3.34 Frequenzspektrum nach der Bildung der unteren Einhüllenden und anschließender Unterabtastung bei einem vorliegenen Wälzlagerschaden. . . . 113
3.35 Trendverlauf des Lagerzustandskennwertes. . . . 114
3.36 Frequenzspektrum direkt nach der Reparatur. . . . 115
3.37 Frequenzspektrum bei Schadensbeginn. . . . 115
3.38 Trendverlauf des Effektivwertes bei einem Generatorlagerschaden . . . 116
3.39 Trendverlauf des Crestfaktors bei einem Generatorlagerschaden . . . 116
3.40 Trendverlauf des Kurtosisfaktors bei einem Generatorlagerschaden . . . 117
3.41 Trendverlauf des Lagerzustandskennwertes bei einem Generatorlagerschaden 117
3.42 Lagerzustandstabelle bei einem Wälzlagerschaden . . . 120
3.43 Frequenzspektrum bei einem vorliegenden Zahnradschaden. . . . 121
3.44 Analyseablauf für die Bildung des kumulativen Cepstrums. . . . 122
3.45 Standard Cepstrum mit Drehzahlkorrektur . . . 123
3.46 Kumulatives Cepstrum . . . 123

4.1 Schematischer Ablauf von SPECTIVE . . . 125
4.2 SPECTIVE unterteilt in die einzelnen Standortgruppen. . . . 129

4.3 Programmablauf für den Standort „Windkraftanlage“. 130
4.4 Programmablauf der Standorte „Betriebsgelände“ und „Mitarbeiter-PC“. . . 135
4.5 Installationsplan vom Messdatenerfassungssystem 138
4.6 Installation des Messdatenerfassungssystems 139
4.7 Installationsplan vom Speicher-PC 140
4.8 Installierter Speicher-PC 140
4.9 Applikation des Beschleunigungssensors am Getriebe. 141
4.10 Applikation des Drehgebers an der Getriebeausgangswelle 141
4.11 Stromwandler der Rogowski-Spulen 142
4.12 Rogowski-Spule statorseitig 143
4.13 Rogowski-Spule rotorseitig 143
4.14 Signalauskopplung: Windgeschwindigkeit, Leistung und Generatordrehzahl 144
4.15 Azimutschütz 144
4.16 Sicherungsautomat des Messdatensystems 145
4.17 Darstellung des Zahneingriffes im Frequenzspektrum mittels industriell eingesetztem Zustandsüberwachungssystem 148
4.18 Darstellung des Zahneingriffes im Frequenzspektrum mittels SPECTIVE . 148
4.19 Hüllkurvenspektrum mit Standardanalysen: Generatorlagerschaden ist nicht erkennbar 150
4.20 Frequenzselektives Hüllkurvenspektrum: Generatorlagerschaden ist erkennbar 150

5.1 Videoendoskopie des Lagerschadens IMS (von [2]) 152
5.2 Videoendoskopie des Lagerschadens IMS (von [2]) 152
5.3 Trendverlauf der Amplitude der Überrollfrequenz des ersten Lagerschadens auf der Zwischenwelle IMS 153
5.4 Trendverlauf der Amplitude der Stoßwiederholfrequenz der Getriebeölpumpe153
5.5 Trendverlauf des zweiten Lagerschadens auf der IMS-Welle 154
5.6 Hüllkurvenspektrum der Signaldaten vom Getriebesensor, vor Auftritt des Lagerschadens. 154
5.7 Hüllkurvenspektrum der Signaldaten vom Getriebesensor nach Auftritt des ersten Lagerschadens. 155
5.8 Hüllkurvenspektrum der Signaldaten vom Getriebesensor nach Eintritt des zweiten Lagerschadens. 155

5.9 Endoskopieaufnahme des Zahnausbruches am Ritzel der Getriebezwischenwelle IMS (von [2]). 156
5.10 Trendverlauf der Amplitude des dritten unteren Seitenbandsignales aus dem Frequenzspektrum 157
5.11 Frequenzspektrum vor dem Zahnausbruch 157
5.12 Frequenzspektrum nach dem Zahnausbruch 158
5.13 Trendverlauf der dritten und vierten Rahmonischen vom Cepstrum 158
5.14 Cepstrum der Getriebemessdaten einen Tag vor Schadensbeginn 158
5.15 Cepstrum der Getriebemessdaten einen Tag nach Schadensbeginn 159

Tabellenverzeichnis

1.1 Vergleich Absolut- und Relativschwingungsmessung (aus [34]) 4
1.2 Messprinzipien für unterschiedliche Frequenzbereiche und die typischen Messaufnehmer 6

2.1 Bestimmung des Hüllkurvensignals aus harmonischen Einzelsignalen 52

4.1 Vergleich zwischen SPECTIVE und einem industriell eingesetzten Analysesystem 147

Nomenklatur

zeitabhängige Amplitude	$A(t)$
konstante Grundamplitude	A_c
Modulationsamplitude	A_m
Trägerfrequenz	f_c
Modulationsfrequenz	f_m
Gewichtungsfunktion	$w_1(t), w_2(t), w_3(t)$
Signalverläufe	$F_1(t), F_2(t), F_3(t)$
Teilkreisdurchmesser	D
Außendurchmesser	D_a
Innendurchmesser	D_i
Wälzkörperdurchmesser	d
Anzahl der Wälzkörper	z
Berührungswinkel	ϕ
Wellendrehfrequenz	f_n
Cepstrum	$C(\tau)$
Wavelet-Transformation	$WT_x(t,a,\phi)$
Wavelet	$\phi_{t,a}(\tau)$
Basiswavelet	ϕ
Skalenparameter	a
Schwingweg	$s(t)$
Schwinggeschwindigkeit	$v(t)$
Schwingbeschleunigung	$a(t)$
Schwingungsamplitude	A
Kreisfrequenz	ω
Zeit	t
Absolutbewegung der seismischen Masse	z_0

Absolutbewegung der Montagestelle	z_1
Relativbewegung zwischen der seismischen Masse und Montagestelle	z_{01}
Messzeit	T
Messsignal	$x(t)$
Effektivwert	x_{eff}
Crestfaktor	C
Spitzenwert	$\hat{x}$
Kurtosis-Faktor	β_2
Datenlänge	n
Varianz	Σ
arithmetisches Mittel	$\bar{x}$
Trägerfrequenz	f_T
Seitenbandabstand	Δf_s
prozentuale Drehzahländerung	$p(t)$
Normdrehzahl	N_0
aktuelle Drehzahl	$n(t)$
Frequenzbreite	B
Korrekturfaktor	K
korrigierte Messdatenanzahl pro Wellenumdrehung	$N_x(t)$
neuer Korrekturfaktor	K_Δ

Literaturverzeichnis

[1] *DIN ISO 10816 Messung und Bewertung von Schwingungen an nicht rotierenden Bauteilen*

[2] *Windkraft Simonsfeld AG*

[3] Grundsätze für die Prüfung zur zustandsorientierten Instandhaltung von Windenergieanlagen. In: *Gothaer Versicherungen* (2002)

[4] Wind power lubrication pumps. In: *Viking Pump Inc* (2010)

[5] *VDI Tagung Schwingung von Windenergieanlagen, Bremen* 2 (2011)

[6] *http://www.aimtec.at*. 09 2013

[7] *http://www.mathworks.de/de/help/wavelet/gs/continuous-wavelet-transform.html*. 06 2013

[8] *http://www.wavelet.org/tutorial/wbasic.htm*. 05 2013

[9] *http://control-design.de/home_eng/Applications/Windenergy/body_windenergy.html*. 03 2014

[10] *http://de.wikipedia.org/wiki/Mischer_%28Elektronik%29*. 04 2014

[11] *http://www.ni.com/labview/d/*. 03 2014

[12] *http://www.technische-revue.eu/artikel/waumllzlager-fehlererkennung-1/*. 02 2014

[13] Antoni, Jerome: Fast computation of the kurtogram for the detection of transient faults. In: *France* (2006)

[14] Bonfig, Karl W.: *Messtechnik und Messsignalverarbeitung*. expert verlag, 1996

[15] Buchheit, Michael: *Entwicklung eines Graphical User Interface (GUI) für die übersichtliche Darstellung komplexer, mechanischer Anlagen sowie die Berechnung anlagenspezifischer Schadensfrequenzen, welche für zustandsüberwachte Anlagen benötigt werden.*, Tu-Wien, Diss., 2014

[16] Deckers, Jörg: *Entwicklung einer Low Cost Körperschallsensorik zur Überwachung des Verschleißverhaltens von wälz- oder gleichgelagerten Kreiselpumpen kleiner Leistung*, Fachbereich Maschinenbau der Gerhard Mercator Universität Duisburg, Diss., 2001

[17] Dipl.-Wirtsch.-Ing. Wilfried Morbitzer, Dr. Thomas K.: Condition Based Monitoring (CBM) an Windkraftanlagen Erfahrungsberichte zur Fehlerfrüherkennung. In: *Schwingungen von Windenergieanlagen* 3. VDI-Fachtagung (2012), S. 1–11

[18] Dong Wang, Kowk L. Peter W. W. Peter W.: An enhanced kurtogram method for fault diagnosis of rollin element bearings. In: *China* (2012)

[19] Fausto Pedro Garcia Marquez, Juesus Maria Pinar Perez Mayorkinos P. Andrew Mark Tobias T. Andrew Mark Tobias: Condition monitoring of wind turbines: Techniques and methods. In: *Renewable Energy* 46 (2012), S. 169–178

[20] Fritzsche, Martin: *Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren*, Fakultät für Elektrotechnik der Universität Fridericiana Karlsruhe, Diss., 2001

[21] Hans-Jürgen Ruck, Hans-Wolf R.: Anwendung der Wavelet-Transformation in der Signalanalyse. In: *Virtuelle Instrumente in der Praxis* (2002)

[22] Hau, Erich: *Windkraftanlagen: Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit.* Springer, 2008

[23] Hoffmann, Jörg: *Handbuch der Messtechnik.* Hanser, 2012

[24] Holzmüller, Dipl.-Ing. J. ; Obst, Dipl.-Ing. D. ; Ziehmann, Dipl.-Ing. J.: *Stärken-/Schwächenanalyse von Prüfmethoden zur Diagnose von Schäden an Windenergieanlagen.* Sachverständige in der 8.2-Gruppe, 2006

[25] Ingrid Hochmannova, Jindrich L. Francis Fomi Wamba W. Francis Fomi Wamba: Anwendung von Zeit-Frequenz-Methoden für drehzahlvariable und niedertourige Windenergieanlagen. In: *VDI-Berichte* 2200 (2013)

[26] Kunpeng Zhu, Yoke San W.: Wavelet analysis of sensor signal for tool condition monitoring: A review and some new results. In: *Internal journal of machine tools and manufacture* 49 (2009), S. 537–553

[27] Liu, Zhongdong: *Signalverarbeitungsverfahren und virtuelle Instrumente zur Messung von elektrischen Signalen und zur Fehlerdiagnose an Maschinen*, Fachbereich Elektrotechnik und Informatik der Universität Siegen, Diss., 2006

[28] M. Inalpolat, A.Kahraman: A theoretical and experimental investigation of modulation sidebands of planetary gear sets. In: *Journal of Sound and Vibration* Volume 323, Issues 3-5 (2009), S. 677–696

[29] Marco Cocconcelli, Riccardo Rubini Walter B. Radoslaw Zimroz Z. Radoslaw Zimroz: STFT Based Approach for Ball Bearing Fault Detection in a Varying Speed Motor. In: *Condition Monitoring of Machinery in Non-Stationary Operations CMMNO* 2 (2012)

[30] Nguyen, Dipl.-Ing. Phong D.: *Beitrag zur Diagnostik der Verzahnungen in Getrieben mittels Zeit-Frequenz-Analyse*, Diss., 2002

[31] Sandmair, Andreas: *Konzepte zur Trennung von Sprachsignalen in unterbestimmten Szenarien*, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Diss., 2011

[32] Stoffel, Alexander: *Wavlets und Filterbänke.* Institut für Nachrichtentechnik, Fakultät für Informations-, Medien- und Elektrotechnik, Fachhochschule Köln, 2013

[33] Tomasz Barszc, Adam J.: A novel method for the optimal band selection for vibration signal demodulation and comparison with the kurtogram. In: *Poland* (2010)

[34] Wassermann, Josef Kolerus J.: *Zustandsüberwachung von Maschinen.* expert verlag, 2011

[35] Wirth, Rainer: Möglichkeiten und Grenzen des Condition-Monitoring an Triebsträngen in Windenergieanlagen. In: *Windenergietage* 19 (2010)

[36] Yaguo Lei, Zhengjia He Yanyang Z. Jing Lin L. Jing Lin: Application of an improved kurtogram method for fault diagnosis of rolling element bearings. In: *Xian Jianotong University* (2012)

[37] Z. Hameed, Y.M. Cho S.H. Ahn C.K. S. Y.S. Hong H. Y.S. Hong: Condition monitoring and fault detection of wind turbines and related algorithms. In: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 13 (2009), S. 1–39

[38] Zschieschang, Torsten: *Schwingungsanalyse an Maschinen mit ungleichförmig übersetzenden Getrieben*, Fakultät für Maschinenbau und Verfahrenstechnik der Technischen Universität Chemnitz, Diss., 2000