

**UNIVERSITÄT DORTMUND**

Roland Lach

**Magnetische Geräuschemission  
umrichtergespeister Käfigläufer-Asynchronmaschinen**

DISSERTATION

Universität Dortmund 2005

**Magnetische Geräuschemission  
umrichtergespeister Käfigläufer-Asynchronmaschinen**

Der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Dortmund vorgelegte

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor der Ingenieurwissenschaften

Verfasser:	Dipl.-Ing. Roland Lach
Referent:	Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. S. Kulig
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. H. O. Seinsch
Tag der Einreichung:	27.09.2004
Tag der mündlichen Prüfung:	31.05.2005

**meinen Eltern**

## Kurzfassung

### Magnetische Geräuschemission umrichter gespeister Käfigläufer-Asynchronmaschinen

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit dem Phänomen der **magnetischen Schallemission** der Käfigläufer-Asynchronmaschine, d.h. der elektro-magnetischen Radialkraftentwicklung infolge von Oberfeldwechselwirkungen. Die Messung dieser akustischen Auswirkungen wird durch die frequenzselektive Wahrnehmung des menschlichen Gehörs erschwert, wodurch magnetischer Schall im Bereich der Sprachfrequenz auch mit relativ geringer Schalleistung als subjektiv sehr laut wahrgenommen wird.

Da für die Schallmessungen an der Maschine das Intensitätsverfahren Vorzüge gegenüber anderen Verfahren aufweist, wird dieses akustische Messverfahren und die Messtechnik näher erläutert sowie ein **direktes Luftschallmessverfahren** (Intensitätsmatrix) entwickelt, welches Rückschlüsse über die Ausbreitungswege und die Abstrahlmechanismen ermöglicht.

Die magnetische Schallemission lässt sich auf Oberfeldwechselwirkungen zurückführen und ist nicht auf elektrische Messgrößen wie Maschinenstrom und Klemmenspannung zurückführen. Die Berechnung erfolgt mit Hilfe des magnetischen Leitwertes. Hierdurch kann die Luftspaltinduktion in Abhängigkeit der Nutung der Maschine angegeben werden, so dass in Anlehnung an den derzeitigen Kenntnisstand der magnetischen Geräuschentwicklung eine analytische **Ableitung der Kraftentwicklung** im Luftspalt der Maschine vorgenommen wird. Damit lassen sich die miteinander wechselwirkenden Stator- und Rotor-/oberfelder bzw. die resultierenden Radialkräfte berechnen. Unter Verwendung eines geeigneten Schwingungsmodelles für die Asynchronmaschine erfolgt anschließend eine **Vorausberechnung** der Schallemission. Mit der Anwendung dieser Geräuschtheorie auf das Messverfahren der **Ordnungsanalyse** wird die Möglichkeit geschaffen, eine mechanische Anregung der Maschine in einer Strukturresonanz einer maschinenspezifischen Ursache oder einer umrichterbedingten Ursache zuzuordnen.

Ergänzt wird die Arbeit durch zahlreiche Luft- und Körperschallmessungen, numerische 2D- und 3D-Simulationen zur Berechnung von Eigenfrequenzen und Eigenformen des Blechpaketes, der Ableitung eines Oberwellenmodells, der Berücksichtigung der Umrichterspeisung sowie Maßnahmen zur Verminderung magnetischer Geräuschentwicklung.

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrische Maschinen, Antriebe und Leistungselektronik der Universität Dortmund.

Mein spezieller Dank gebührt Herrn Prof. Dr. Dr. S. Kulig. Seine Betreuung und Förderung trug wesentlich zum Gelingen der Arbeit bei. Auch ermöglichte er mir die Teilnahme an zahlreichen Konferenzen und fachlichen Weiterbildungen.

Herrn Prof. Dr. H. O. Seinsch gilt mein aufrichtiger Dank für die Hinweise und nützlichen Anregungen, das Interesse an dieser Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Herrn Dr. Klocke danke ich für die Diskussionen über den Sinn und Unsinn der  $v$ -ten oder  $\mu$ -ten Oberwelle und Herrn Dr. Soter für die wertvollen Hinweise zur Darstellung der Arbeit.

Ein riesiges Dankeschön den Hiwis, Studien- und Diplomarbeitern sowie an die Labormannschaft um Herrn Menge und Herrn Herzog, die mir bei vielen Messungen praktische Hilfen geben konnten.

Zu weiterem Dank verpflichtet bin ich den Herren W. Nickel, Ch. Hundek und R. Schlombs der Firma Brüel & Kjær, die mich bei der Erprobung unterschiedlicher Messverfahren tatkräftig unterstützten, indem mir zusätzliche Hardware-Module bzw. Software-Freischaltungen leihweise zur Verfügung gestellt und gemeinsam Antworten auf viele kniffligen Fragen zur Messtechnik gefunden wurden.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Akustische Messtechnik</b>	<b>4</b>
2.1	Schalldruck $P$	6
2.2	Schallschnelle $\vec{v}$ , Schallschnellekomponente $v_r$	6
2.2.1	Schallintensitätsmesssysteme	9
2.3	Messmethoden und Einsatzbereiche	10
2.4	Schallleistungsmessung	11
2.4.1	Genauigkeitsklassen	11
2.4.2	Messplatz	13
2.4.3	Modifizierte Schallleistungsmessung	14
2.4.4	Software zur Schallleistungsbestimmung	17
<b>3</b>	<b>Schallleistungsmessung</b>	<b>19</b>
3.1	Motorauswahl und Betriebspunkt	20
3.2	Betriebspunkteinstellungen	22
3.2.1	Verlustleistungen der Asynchronmaschine	22
3.3	Motorprüfstand	25
3.3.1	Realisierung	26
3.3.2	Leistungsmessung	29
3.4	Messumfang an der ASM-Testmaschine	30
3.5	Einfluss von Schaltung und Speisung	31
3.5.1	Spektrale Schallintensitätsverteilung bei $\Delta$ -Schaltung und Speisung mit FU und MU	34
3.6	Modifiziertes Messverfahren mit 3D-Datenaufbereitung	36
3.6.1	Anwendung auf die ASM-Testmaschine	37
<b>4</b>	<b>Schallquellenlokalisierung</b>	<b>40</b>
4.1	Intensitätsmatrix	40
4.2	Messsystem der Schallquellenlokalisierung	42
4.3	Auswertung der Intensitätsmatrix	43
4.4	Demonstration der Auswertesoftware	45
4.4.1	Matrix aus Intensitätspegeln $L_I$	45
4.4.2	Intensitätspegel $L_I$ einer Frequenz	46
4.4.3	Matrix aus negativen oder positiven Intensitätspegeln einer Frequenz	46
4.5	Messungen an der ASM-Testmaschine	48
<b>5</b>	<b>Oberwellen und Oberschwingungen</b>	<b>52</b>
5.1	Wellengleichung	53
5.2	Statorinduktion	54
5.2.1	Statorgrundwelle	54
5.2.2	Statoroberwellen	55
5.3	Rotorinduktion	56
5.3.1	Oberwellenschlupf $s_v$	57
5.3.2	Polpaarzahlen von Rotorgrund- und Rotoroberwellen	58
5.3.3	Drehzahlen der Rotorgrund- und Rotoroberwellen	59
5.4	Umrichterspeisung	60
5.4.1	Synchrone Steuerverfahren	60
5.4.2	Statorinduktion durch Oberschwingungsspeisung	61

---

5.4.3	Maschinenauswirkung der Oberschwingungsspeisung	61
5.5	Zusammenfassung der Eigenschaften	63
5.5.1	Oberwellen	63
5.5.2	Oberschwingungen	63
<b>6</b>	<b>Berechnung der Luftspaltfelder</b>	<b>64</b>
6.1	Nutungs- und Wicklungseinfluss	66
6.1.1	Berücksichtigung der Nutung	67
6.1.2	Berücksichtigung der Nutung auf den Strombelag	70
6.1.3	Nutharmonische	73
6.1.4	Schrägungsfaktor	74
6.1.5	Einführung der Felddämpfung	75
6.2	Statorfelder	79
6.2.1	Wicklungsfelder und nutharmonische Wicklungsfelder	79
6.2.2	Nutungsfelder	81
6.2.3	Zahnsättigungsfelder	82
6.2.4	Exzentrizitätsfelder	84
6.3	Rotorfelder	86
6.3.1	Läuferrestfelder	86
<b>7</b>	<b>Radialkraftwellen</b>	<b>89</b>
7.1	Grenzflächenspannung	90
7.1.1	Kenngrößen der Radialkraftwellen	91
7.2	Radialkraft aus Feldwechselwirkungen	92
7.2.1	A: Läuferrestfelder - Statorwicklungsfelder	93
7.2.2	B: Läuferrestfelder der Zahnsättigung - Statorwicklungsfelder	94
7.2.3	C: Zusätzliche Läuferrestfelder der Zahnsättigung bei $\Delta$ - Statorwicklungsfelder	94
7.2.4	D: Läuferrestfelder der Exzentrizität - Statorwicklungsfelder	95
7.2.5	A1: Läuferrestfelder - Nutharmonische Statorwicklungsfelder	95
7.2.6	A2: Nutharmonische Läuferrestfelder - Statorwicklungsfelder	95
7.3	Tongeraden	96
7.4	Ordnungsschema	97
<b>8</b>	<b>Schwingungsmodelle</b>	<b>99</b>
8.1	Schallquelle Maschine	99
8.2	Schwingungseigenformen	102
8.3	Eigenfrequenzen des Stators	104
8.3.1	Biege- und Längsschwingungsfrequenz des Stators	104
8.3.2	Statische Verformungsamplituden	104
8.3.3	Relative Anregungsempfindlichkeit	105
8.4	Eigenfrequenz des Stators mit Nuten	106
8.4.1	Biege- und Längsschwingungsfrequenz des Stators mit Nuten	106
8.4.2	Statische Verformungsamplituden	108
8.5	Verformungs- und Frequenzberechnungen mit und ohne Nutung	108
8.6	Schallleistungsberechnung	108
8.6.1	Relative Schallleistungsabstrahlung	110

---

<b>9</b>	<b>Magnetische Geräuschberechnung</b>	<b>111</b>
9.1	Eigenfrequenzen . . . . .	111
9.2	Radialkraftordnung und Tonfrequenzen . . . . .	112
9.3	Radialkraftamplituden und Verformungsamplituden . . . . .	113
9.4	Numerische Berechnung . . . . .	118
9.4.1	Modalanalyse . . . . .	119
9.4.2	Numerische Simulation der Blechpaketdeformation . . . . .	120
<b>10</b>	<b>Körperschallmessungen</b>	<b>122</b>
10.1	Schwingungen an rotierenden Maschinen . . . . .	122
10.2	Körperschallmessungen . . . . .	123
10.2.1	Spektralanalyse und Ordnungsanalyse . . . . .	124
10.3	Ordnungsanalyse und Tonkurven . . . . .	126
10.3.1	Frequenzbestimmung aus dem Resonanz-Diagramm der Ordnungsanalyse . . . . .	128
10.3.2	Auswertung des Resonanzdiagramms . . . . .	128
10.4	Ausgewählte Messdaten der ASM-Testmaschine . . . . .	129
10.4.1	Leerlauf-Spektralanalyse in $\Delta$ -Schaltung mit MU . . . . .	129
10.4.2	Leerlauf-Ordnungsanalyse in $\Delta$ -Schaltung mit MU . . . . .	131
10.4.3	Leerlauf- und Hochlauf-Spektralanalyse in $\Delta$ -Schaltung mit FU . . . . .	132
10.4.4	Leerlauf- und Hochlauf-Ordnungsanalyse in $\Delta$ -Schaltung mit FU . . . . .	134
<b>11</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>137</b>
<b>A</b>	<b>Oberwellenersatzschaltbild</b>	<b>139</b>
A.1	Umformung auf das T-Ersatzschaltbild . . . . .	140
<b>B</b>	<b>Motordaten der ASM-Testmaschine</b>	<b>145</b>
<b>C</b>	<b>Ermittlung der Eingabedaten für die ASM-Testmaschine</b>	<b>146</b>
<b>D</b>	<b>Ordnungsschema</b>	<b>148</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>158</b>



## 1 Einleitung

Das letzte Jahrzehnt des Elektromaschinenbaus ist gekennzeichnet durch die verbesserten Berechnungsmöglichkeiten, hochwertige Materialien und neue Produktionsverfahren, so dass Spezialmaschinen entwickelt, die Ausnutzung der Maschinen optimiert und vor allem Kleinmaschinen preiswerter produziert werden konnten. Eine Marktanalyse über Drehstrom-Motoren zeigt auf, dass derzeit 95% aller Drehstrom-Motoren eine Leistung unter 7.5 kW aufweisen und in der Antriebstechnik eine eindeutige Tendenz zu kleineren und drehzahlvariablen Motoren mit intelligenter Steuerung erkennbar ist. Während die konventionelle stufenweise Drehzahlstellung<sup>1</sup> für viele Fertigungsprozesse ausreichend ist und nach wie vor zum Einsatz kommt, verwenden moderne Antriebssysteme ausschließlich umrichter gespeiste Asynchronmaschinen, da diese Systeme entscheidende Vorteile gegenüber anderen Antriebskonzepten aufweisen z.B. gegenüber Gleichstromantrieben. Neben verminderten Investitionskosten ermöglichen verbesserte Steuerungs- und Regelungseigenschaften in der Umrichtertechnik neue Verfahren in der Automatisierungstechnik und Verfahrenstechnik. Wirtschaftlich vorteilhaft ist einerseits die Kombination von Frequenzumrichtern mit kostengünstigen Käfigläufermotoren und andererseits das energetische Einsparpotenzial bei drehzahlveränderlichen Antrieben (z.B. neue Konzepte zur Steuerung von Fließgeschwindigkeiten oder Energierückspeisung im 4-Quadranten-Betrieb).

Dem Vorteil der kontinuierlichen Drehzahlstellung der Asynchronmaschine mit Frequenzumrichter bei großem Stellbereich mit hohem Wirkungsgrad steht der Nachteil von **umrichterbedingten Zusatzverlusten** entgegen, deren Ausprägung ein Resultat der Maschinen-Umrichter-Kombination, des Betriebspunktes bzw. des Aufstellungsortes ist. Diese äußern sich in zusätzlicher Wärmeentwicklung, verschlechterten Gleichlaufeigenschaften (Pendelmomente) und erhöhter **Schwingungs- und Geräuschentwicklung**. Treten diese unerwünschten Effekte in Erscheinung, so ist infolge der Maschinenerwärmung eine Verminderung der Leistung vorzunehmen, das Motorverhalten ist in bestimmten Betriebspunkten unzureichend oder aber die Entwicklung von Körperschwingung und Geräuschemission nimmt stark zu und kann unter Umständen zur nachhaltigen Beschädigung der Maschine bzw. zu einer inakzeptablen Belastung der Umwelt (Lärmbelästigung) führen. Zusätzlich können infolge der schnellen Schalthandlungen des Umrichters EMV-Probleme sowie Wellenspannungen bzw. Lagerströme hervorgerufen werden, können Wanderwellen auf zu langen Verbindungsleitungen entstehen, und die Beanspruchung der Wicklungsisolierung durch Spannungsüberhöhungen nimmt zu.

### Stand der Forschung

Seit der Einführung der drehzahlvariablen Antriebssysteme sind die **Zusatzverluste** und die zusätzlichen Anforderungen der Motoren durch die nichtsinusförmige Stromspeisung Gegenstand wissenschaftlicher Untersuchungen. Neben den Zusatzverlusten infolge von **Oberfeldern** bzw. **Oberwellen**, die konstruktionsbedingt jede Asynchronmaschine in unterschiedlicher Ausprägung aufweist, haben die Zusatzverluste infolge von **Oberschwingungen** bei nichtsinusförmiger Speisung durch die rasante Entwicklung der Frequenzumrichter stetig zugenommen, wobei insbesondere die Geräuschemission ein wachsendes Kriterium zur Beurteilung eines Antriebssystems darstellt.

Die Grundlagen der magnetischen Geräuschentwicklung bei Asynchronmaschinen wurden bereits Mitte der fünfziger Jahre vorrangig durch Jordan [11] und Frohne [16] gelegt, indem der Zusammenhang zwischen elektrischer Speisung der Maschinenwicklungen und den dadurch resultierenden radial wirkenden Kräften, die eine makroskopische Deformation des Maschinenjoches bewirken, theoretisch abgeleitet wurde. Bei geeigneter Anregung durch eine Radialkraft in einer Eigenform (Strukturresonanz) erfolgt die Schallemission magnetischen Ursprungs. Theorie und Berechnungsansätze wurden von Seinsch [4] und Taegen [8] um verschiedene Aspekte wie z.B. Sättigung und Exzentrizität erweitert.

---

<sup>1</sup>polumschaltbare Asynchronmaschinen oder der Einsatz von Vorschaltgeräten

In den siebziger Jahren ermöglichten die Entwicklungen in der Messtechnik Untersuchungen zur Bestimmung von **Oberwellenverlusten** und die Umrichtertechnik fand Anwendung in der industriellen Praxis. Infolgedessen erschienen in diesem Zeitraum zahlreiche messtechnische Untersuchungen und Veröffentlichungen (z.B. [56],[58]).

Durch die rasanten Entwicklungen in Umrichtertechnik und Messtechnik folgte eine kaum überschaubare Fülle an Veröffentlichungen zum Themenbereich der elektrischen **Oberschwingungsverluste**. Hierin werden die **Zusatzverluste** der Asynchronmaschine nahezu ausnahmslos aus elektrischen Größen abgeleitet. Die Motorstrangspannungen und -ströme werden mit geeigneten Messwandlern hoher Bandbreite einem digitalen Leistungsmessgerät (Power-Analyser) zugeführt. Das Messgerät ermittelt die elektrische zugeführte Gesamtleistung, d.h. die Grundwellen- und Oberwellenleistung. Da aus der Grundwellenleistung das Nutzmoment der Maschine hervorgeht, lassen sich aus der Differenzbildung von Gesamt- zu Grundwellenleistung die **Oberwellen- und Oberschwingungsverluste** ermitteln [59],[60].

Die Gesamtverluste des Spannungszwischenkreis-Frequenzumrichters, bezogen auf den Netzbetrieb mit sinusförmiger Speisung, nehmen eine Bandbreite von ca. 10-25% ein [61],[62],[59], wobei die Entstehungsmechanismen bzw. die Auswirkungen auf Taktfrequenz und Pulsmuster Gegenstand aktueller Forschung sind. Eine umfangreiche Darstellung im Hinblick auf umrichterbedingte Zusatzverluste findet sich in der Arbeit von Heimbrock [63].

Literatur und Untersuchungen im Themenbereich magnetischer Geräusche sind in jüngerer Zeit verhältnismäßig selten erschienen. Hinzuweisen ist in diesem Zusammenhang auf die Arbeit von Könecke [67], der durch die Einführung von Messspulen in den Ständer und einer Auswertung der Spannungsinduktionen entsprechender Frequenz das Auftreten von analytisch berechneten Luftspaltfeldern messtechnisch bestätigen konnte und auf die Arbeit von Tappel [68]. Dieser hat ein Messverfahren zur experimentellen Untersuchung des Luftspaltfeldes der Maschine vorgestellt. Aus der gleichzeitigen Auswertung der Spannungsinduktionen einer großen Anzahl von Messschleifen<sup>2</sup> im Luftspalt konnte er an einer speziell konzipierten Maschine spezifische Einflüsse wie Sättigung und Exzentrizität auf das Luftspaltfeld nachweisen. Deutlich wurden allerdings auch die Grenzen der Vorausberechnung von Schallemission aufgezeigt.

In der Literatur sind zahlreiche Untersuchungen über die Zusatzverluste im Hinblick auf zusätzliche Wärmeentwicklung und Pendelmomente erschienen, die i.d.R. aus Leistungsmessungen der elektrischen Maschinenspeisung erfasst wurden. Oberfeldbedingte Schallphänomene lassen sich jedoch nicht mit elektrischen Messgrößen erfassen, so dass sich die vorliegende Arbeit der wenig diskutierten magnetisch bedingten Geräuschemission bei Asynchronmaschinen widmet. Für die Untersuchungen dieser Schallphänomene sind einerseits weitreichende Kenntnisse der **akustischen Messtechnik** erforderlich, um geeignete Schallmessverfahren einzusetzen und anwenden zu können. Andererseits muss die Beschreibung des Maschinenverhaltens mit dem in der Elektrotechnik weniger verbreiteten **Oberwellenmodell** erfolgen. Die Berechnung der Oberwellen sowie der komplexe Wirkungsmechanismus der magnetischen Geräuschentwicklung wird in dieser Arbeit auf eine analytische Berechnung der Luftspaltinduktion zurückgeführt.

Das Geräuschemission der Asynchronmaschine weist für gewöhnlich bei Frequenzumrichterspeisung und Generatorspeisung Unterschiede auf. Die Motorwicklungen werden bei diesen beiden Speisearten mit unterschiedlichen Spannungsformen betrieben, der Rechteckausgangsspannung des Umrichters und der sinusförmigen Spannung des Generators bzw. des Netzes. Die Ursachen der Geräuschphänomene lassen sich physikalisch unterscheiden in **Oberwelleneffekte**, die in der Maschinenkonstruktion begründet sind, und **Oberschwingungseffekte**, die auf die nichtsinusförmige Wicklungsspeisung des Umrichters zurückzuführen sind. Insbesondere im Hinblick auf die **wachsende Zunahme von Oberfeldphänomenen** infolge gegensätzlicher Entwicklungen in der Umrichtertechnik und Maschinenfertigung ist die **magnetische Geräuschemission** von besonderem Interesse.

---

<sup>2</sup>aus kupferbeschichteter Folie geätzt und daher so dünn, dass diese in den Luftspalt eingebracht werden konnten

## Aufgabenstellung

Ziel der Arbeit **Magnetische Geräuschemission umrichtergespeister Käfigläufer-Asynchronmaschinen** ist es, die Möglichkeiten zur Einflussnahme auf die magnetische Geräuscentwicklung von elektrischen Maschinen aufzuzeigen. Hierbei sollen einerseits die konstruktiven Maßnahmen bei der Auslegung einer Maschine dargestellt und andererseits die Besonderheit des Maschinenverhaltens bzw. der Geräuschemission bei Umrichterspeisung behandelt werden.

Die qualitative Beeinflussung magnetischer Geräuscentwicklung setzt die Kenntnis des Wirkmechanismus der Geräuscentstehung voraus, so dass eine **analytische Beschreibung der Kraft- und Momentenentwicklung** aus den Oberfeldwechselwirkungen infolge der Stromspeisung zu erfolgen hat. Mit einem geeigneten Schwingungsmodell ist anschließend eine **Vorausberechnung** der magnetischen Schallemission möglich.

Die messtechnischen Untersuchungen der Oberwellenphänomene sind an einer ASM-Testmaschine in geeigneter Testumgebung (**Maschinenprüfstand**) durchzuführen, mit der einerseits sehr genaue Arbeitspunkte eingestellt werden können und andererseits die Messung von Oberwellenmomenten sowie Körper- und Luftschall zuverlässig erfolgen kann. Da die derzeit für akustische Messungen an elektrischen Maschinen verwendete Schalleistungsbestimmung nach der Intensitätsmethode Einzeltöne, die im speziellen bei magnetischer Schallemission auftreten, verfahrensbedingt unzureichend berücksichtigt, sollen die Möglichkeiten einer **modifizierten Intensitätsmessung** aufgezeigt werden, mit welcher der Einfluss der Umrichterspeisung deutlicher dargestellt werden kann. Insbesondere für die Bestimmung besonderer akustischer Abstrahl- und Ausbreitungseigenschaften, die für konstruktive Veränderungen der Maschinen von großem Nutzen sind, soll geprüft werden, ob ein vorhandenes konventionelles Intensitätsmesssystem geeignet ist, eine Schallquellenortung vorzunehmen. Da ein solches Messverfahren jedoch veränderte Schallmessungen voraussetzt, muss ein **Messsystem der Schallquellenlokalisierung** mit automatischer Messwertaufnahme entwickelt werden, wobei anhand von Vergleichsmessungen die Unterschiede der Messverfahren aufzuzeigen sind.

Die magnetisch hervorgerufene Schwingungsanregung der Maschine führt nur in der Nähe einer Eigenfrequenz der Maschine zur Luftschallemission und äußert sich damit nur zu einem geringen Anteil in Luftschall. Neben den **Luftschallmessungen** an der Maschine sind daher auch **Körperschallmessungen** an der Maschine bei unterschiedlicher Stromspeisung vorzunehmen, um eine Bestätigung der vorausberechneten magnetischen Anregung vornehmen zu können. Körperschallmessungen werden im allgemeinen mittels Beschleunigungsaufnehmern durchgeführt, deren Zeitsignal in den Frequenzbereich gewandelt wird. Dieses als **Spektralanalyse** bezeichnete Verfahren ist für die Anwendung bei drehzahlvariablen Antrieben ungeeignet, da sogenannte „Verschmierungseffekte“ der Spektrallinien auftreten, d.h. die Transformation in den Frequenzbereich (FFT) ist abhängig von der Drehzahl. Infolge dessen wird eine Schwingungsfrequenz durch die Spektralanalyse auf mehrere Spektrallinien unterschiedlicher Frequenzen abgebildet. In dieser Arbeit sollen die Körperschallmessungen daher auch unter **Anwendung der Ordnungsanalyse** durchgeführt werden, wofür das vorhandene Messsystem entsprechend zu erweitern ist. Des Weiteren werden die Unterschiede zur Spektralanalyse aufgezeigt.

Die aus der in dieser Arbeit abgeleitete analytische Radialkraftberechnung zur Vorausberechnung magnetischer Geräuscentwicklung geht auf die Kraftentwicklung im Luftspalt (Flächenkraft auf Zahn) zurück. Wird diese dem Schwingungsmodell (konzentrischer dünner Ring) aufgeprägt, so lässt sich das Schwingungsverhalten des Blechpaketes nähern. Da mit diesem Modell jedoch nicht das Schwingungsverhalten an der Maschinenoberfläche wiedergegeben werden kann, ist auch keine exakte Vorausberechnung der Abstrahlung des Luftschalls möglich. Zur Überprüfung des Schwingungsmodells sind abschließend die analytisch berechneten Radialkräfte in einer **Finite-Elemente-Simulation** dem Blechpaket aufzuprägen.

## 2 Akustische Messtechnik

Die Schwierigkeiten zur Untersuchung und Analyse von Geräuschphänomenen bei elektrischen Maschinen ergeben sich aus folgenden Begebenheiten:

- Die magnetische Geräuscentwicklung entsteht aus den Oberfeld-Wechselwirkungen von Stator und Rotor, so dass für Berechnungen die Oberfeldtheorie bzw. das Oberwellenersatzschaltbild (Kettenleitermodell) anzuwenden ist.
- Die messtechnische Erfassung von magnetischer Geräuschemission ist nicht aus elektrischen Messgrößen der Maschinenspeisung möglich, so dass geeignete Verfahren der akustischen Messtechnik herangezogen werden müssen.
- Die objektive Beurteilung von Schall wird durch die komplexe, frequenzselektive und dadurch subjektive Wahrnehmung des menschlichen Gehörs erschwert.

Die Behandlung elektrischer Maschinen erfolgt in der Elektrotechnik im allgemeinen mit der Näherung auf das **Grundwellenmodell**, da sich hiermit in „einfacher Weise“ das idealisierte Maschinenverhalten (Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie) beschreiben lässt. Die magnetische Geräuschemission ist jedoch auf das Wechselwirken bestimmter **Oberfelder** von Stator und Rotor zurückzuführen und daher mit einem Grundwellenmodell **nicht** erfassbar.

Die Oberfelder bzw. Oberwellen der Maschine entstehen durch die un stetigen Strombeläge bzw. die treppenförmige Felderregerkurve und werden in Abhängigkeit der diskreten Wicklungsverteilung und der Nutung in jeder realen Maschine hervorgerufen. Infolge der notwendigen relativen Drehzahldifferenz bilden sich in Stator und Rotor Grund- und Oberwellen aus, die sich im Luftspalt der Asynchronmaschine überlagern. Während aus der Wechselwirkung von Stator- und Rotor-Grundwelle die Maschinenwirkung (Grundwellenmoment) hervorgeht, können die Wechselwirkungen der Oberwellen zu den sogenannten **Oberwellenphänomen** führen, die sich in unerwünschtem Maschinenverhalten äußern. Im einzelnen sind dies eine erhöhte Wärmeentwicklung der Maschinenwicklungen, verschlechterte Gleichlaufeigenschaften (Pendelmomente) oder die Zunahme von Körperschall und magnetischer Geräuschemission.

Das Auftreten von Pendelmomenten sowie der oberwellenbedingten Wärmeentwicklung, die üblicherweise mit kalorimetrischen Messungen eines isolierten Systems erfolgt, wird in dieser Arbeit nicht untersucht.

Da die Akustik i.d.R. nicht zum Lehrumfang der Elektrotechnik zählt, werden nachfolgend notwendige Grundlagen und Begrifflichkeiten der **akustischen Messtechnik** zusammengefasst sowie die Vorteile des **Intensitätsverfahrens** im Hinblick auf die akustischen Messungen an der ASM-Testmaschine herausgestellt.

### Schallfeldgrößen

Die beiden wichtigsten Messgrößen der akustischen Messtechnik sind der Schalldruck  $P$  und die Schallschnelle  $\vec{v}$  und werden als **Schallfeldgrößen** bezeichnet. Mit Schallschnelle  $\vec{v}$  wird die Geschwindigkeit bezeichnet, mit der die Luftmoleküle infolge des Schalls um ihre Ruhelage oszillieren. Während die Bestimmung des Schalldrucks  $P$  als skalare Größe mittels **Ein-Mikrofon-Technik** verhältnismäßig einfach ist, handelt es sich bei der Schnelle, wie bei allen Geschwindigkeiten, um eine Vektorgröße mit dreidimensionalen Raumkomponenten. Anstatt einer Vektorbestimmung der Schnelle, die sich nur mit großem technischen Aufwand realisieren lässt, hat sich die nachfolgend vorgestellte Bestimmung der **Schnellekomponente**  $v_r$  in Richtung der Schallausbreitung  $r$  durchgesetzt. Aus den **Schallfeldgrößen**  $P$  und  $v_r$  lassen sich die wichtigen Energiegrößen **Schallintensität** und **Schalleistung** berechnen, die den Energietransport beschreiben. Die exakte Bestimmung dieser Schallfeldgrößen ist nur in einem Gebiet möglich, indem eine reflexionsfreie Schallausbreitung gewährleistet ist, in der akustischen Messtechnik wird ein solches Gebiet als **Freifeld** bezeichnet. Die Ermittlung der

Schallfeldgrößen erfolgt aus Druckwerten<sup>3</sup>, wobei die Angabe in der logarithmischen Dezibelskala (Pegelgrößen) vorgenommen wird, um den großen Druckwertebereich auf den einheitenlosen 120 dB-Bereich der Schallfeldpegel zu komprimieren<sup>4</sup>. Das **Schallfeld**, welches die Messumgebung darstellt, ist definiert durch die **akustische Impedanz** oder auch **Schallkennimpedanz**:

$$Z = \frac{P_{RMS}}{|\vec{v}_{RMS}|} = \rho \cdot c \tag{2.1}$$

Dieser Zusammenhang zwischen Schalldruck  $P$  [ $N/m^2$ ] und Schallschnelle (-komponente)  $v_r$  [ $m/s$ ] wird auch als „Ohmsches Gesetz“ der Akustik bezeichnet, da eine formale Analogie zum „Ohmschen Gesetz“ der Elektrizitätslehre erkennbar ist.

In Tabelle 2.1 sind die markanten Größen der akustischen Messtechnik und der Schallberechnung in Gasen und Flüssigkeiten zusammengestellt. Der Bezugsdruck  $P_0$  wurde in der DIN 45 630 als untere Hörgrenze festgeschrieben.

Größe	Einheit	Bereich	Definition
Schalldruck $P$	$N/m^2$	$10^{-4} \dots 10^2$	
Schalldruckpegel $L_P$	-	$0 \dots 140$ dB	$L_P = 20 \cdot \log(\frac{P}{P_0})$ ; $P_0 = 2 \cdot 10^{-5} N/m^2$
Schallschnelle (-Komponente) $v_r$	$m/s$	$5 \cdot 10^{-8} \dots 10^0$	
Schallschnellepegel $L_v$	-	$0 \dots 140$ dB	$L_v = 20 \cdot \log(\frac{v_r}{v_0})$ ; $v_0 = 5 \cdot 10^{-8} m/s$
Schallintensität (-Komponente) $I_r$	$W/m^2$	$10^{-11} \dots 10^3$	$I_r = \overline{P \cdot v_r}$
Schallintensitätspegel $L_I$	-	$0 \dots 140$ dB	$L_I = 10 \cdot \log(\frac{I_r}{I_0})$ ; $I_0 = 1 \cdot 10^{-12} W/m^2$
Schalleistung $P_W$	$W$	$10^{-12} \dots 10^5$	$P_W = \int I_r dA$
Schalleistungspegel $L_W$	-	$0 \dots 140$ dB	$L_W = 10 \cdot \log(\frac{P_W}{P_{W0}})$ ; $P_{W0} = 1 \cdot 10^{-12} W$
Schallimpedanz $Z$	$kg/(m^2s)$		$Z = P/v_r$
Schallgeschwindigkeit $c$	$m/s$	$200 \dots 2000$	
Wellenlänge $\lambda$	$m$	$0.02 \dots 20$	$\lambda = c/f$
Dichte $\rho$	$kg/m^3$	Funktion von Druck, Temperatur und Feuchtigkeit	
Flächengröße $A$	$m$	entspricht der Messfläche/Hüllfläche	

**Tabelle 2.1:** Größen der akustischen Messtechnik

Im idealen Freifeld sind Schalldruck  $P$  und Schallschnelle  $v$  in Phase (akives Schallfeld), so dass sich diese Größen über skalare Druckwerte aus der Bestimmung mit einem Mikrofon angeben lassen:

**Schnelle** :  $v = |\vec{v}| = \frac{P}{Z} = \frac{P}{\rho \cdot c} \tag{2.2}$

**Intensität** :  $I = |\vec{I}| = \overline{P \cdot v} = \frac{\overline{P^2}}{Z} = \frac{P_{RMS}^2}{Z} = \frac{P_{RMS}^2}{\rho \cdot c} \tag{2.3}$

**Schalleistung** :  $P_W = \int_A I dA \underbrace{= I \cdot A}_{A=const.} \tag{2.4}$

Nur im Freifeld mit der Schallkennimpedanz  $Z = 400 kg/(m^2s)$  von Luft bei  $\vartheta = 20^\circ C$  und bei gleichen Bezugsflächen  $A = A_0$  für den Schalleistungspegel ergeben sich in Ausbreitungsrichtung gemessen gleiche Pegelwerte für Schalldruck, Intensität und Schalleistung<sup>5</sup>:  $L_P = L_I = L_W$ .

<sup>3</sup>als Effektivwert [ $RMS$ : Root Mean Square] von Drucksensoren (Mikrofone)

<sup>4</sup>begründet in dem Weber-Frechnerschen Gesetz

<sup>5</sup>Bezugswerte sind gerundet, daher unterscheiden sich die Pegelwerte geringfügig in den Nachkommastellen

Allerdings entspricht dies nur in Ausnahmefällen der praktischen Messumgebung (Messraum), d.h. es liegen i.d.R. keine Freifeldbedingungen vor, so dass sich eine Differenz zwischen Schalldruckpegel und Schallintensitätspegel, die als **Druck-Intensitäts-Index** (PI-Index) bezeichnet wird. Wie groß die tatsächliche Differenz ist, hängt von der **Schallkennimpedanz** oder auch **akustischen Impedanz** ( $Z = \rho \cdot c$ ) des Mediums ab, in dem sich der Schall ausbreitet.

## 2.1 Schalldruck P

In der akustischen Messtechnik ist der Schalldruck P die am häufigsten gemessene Größe. Einerseits ist das Mikrofon ein klassischer (Schall-) Druckempfänger und andererseits ist der Schalldruck P als skalare Größe relativ einfach messbar (bei bekannter Richtcharakteristik des Mikrofons bzw. bei niedrigen Frequenzen unabhängig von der Mikrofonausrichtung). Während der Schalldruck P mit der physikalischen Einheit  $[N/m^2]$  gemessen wird, erfolgt die Angabe als Schalldruckpegel:

$$\text{Schalldruckpegel: } L_P = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{P}{P_0}\right), \quad P_0 = 20\mu Pa$$

Bei  $P_0$  handelt es sich um den Bezugsdruck, der international als der Schalldruck festgelegt wurde, welcher der Hörschwelle des durchschnittlichen menschlichen Ohres bei  $f = 1kHz$  entspricht.

## 2.2 Schallschnelle $\vec{v}$ , Schallschnellekomponente $v_r$

Die wichtigste Messgröße neben dem Schalldruck P ist die Schallschnelle  $\vec{v}$ . Wird ein Luftteilchen aus der ursprünglichen Position (Ruhelage) verdrängt, führt dies zu einem zeitweisen Druckanstieg. Der Druckanstieg bewirkt, dass gleichfalls benachbarte Luftteilchen ausgelenkt werden, wobei jedes Teilchen bestrebt ist, die Ausgangsposition wieder einzunehmen. Das Zusammenschieben von Gas- bzw. Flüssigkeitsteilchen erfolgt hierbei mit der Auslenkungsgeschwindigkeit  $\vec{v}$ , die als **Schallschnelle** bezeichnet wird. Als **Schallwelle** wird der physikalische Vorgang beschrieben, mit dem sich lokale Druckschwankungen (zyklischer Druckzu- und abnahmen) in Medien ausbreiten.

Die Schallschnelle ist wie alle Geschwindigkeiten ein Vektor, dessen vollständige Beschreibung nur über die Bestimmung aller drei Raumkomponenten erfolgen kann. Die dreidimensionale messtechnische Bestimmung der Schallschnelle  $\vec{v}$  ist nur unter großem technischen Aufwand durchführbar<sup>6</sup>, so dass sich in der akustischen Messtechnik die Bestimmung der Schnellekomponente  $v_r$  in Richtung der Schallausbreitung durchgesetzt hat. Diese wird in der physikalischen Einheit  $[m/s]$  gemessen und als Pegelgröße angegeben (Bezugsgeschwindigkeit  $v_0$ ):

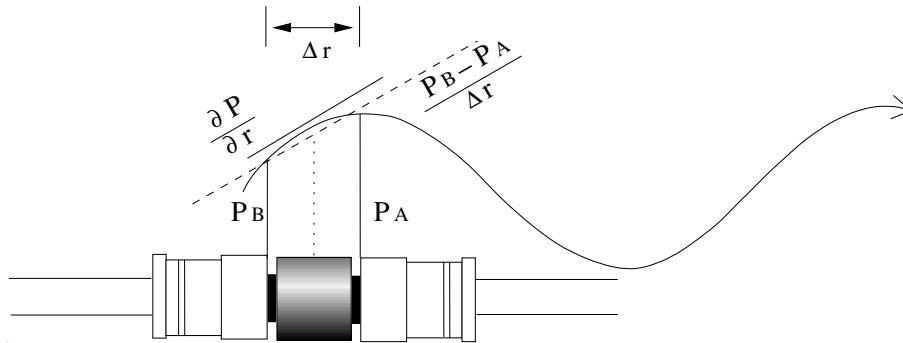
$$\text{Schnellepegel: } L_v = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{v_r}{v_0}\right), \quad v_0 = 50nm/s$$

Über die Schallschnelle  $v_r$  (Teilchenbewegung) lässt sich die Schallintensität  $I_r$  herleiten, die zur Schallleistungsberechnung verwendet wird oder als vergleichende Bewertungsgröße der Schallabstrahlung angegeben wird. Die Schallschnelle  $\vec{v}$  ist streng von der Schallgeschwindigkeit  $\vec{c}$  zu unterscheiden, mit der sich die Schallenergie ausbreitet. Bei normalem atmosphärischen Luftdruck und einer Temperatur von  $T = 20^\circ C$  beträgt die Schallgeschwindigkeit ca.  $|\vec{c}| = 344m/s$ . Dagegen ist die Schnelle um einen Faktor von  $10^{10}$  und mehr kleiner. An der Hörschwelle bei einer Frequenz von  $f = 1kHz$  ist der Betrag der Schnelle definiert mit  $|\vec{v}| = 50nm/s$ .

<sup>6</sup>es wurden z.B. auf Basis der Zwei-Mikrofon-Technik drei Face-To-Face-Drucksonden orthogonal zueinander angeordnet

### Bestimmung der Schallschnellekomponente $v_r$

Die messtechnische Bestimmung erfolgt nach der **Zwei-Mikrofon-Technik** mittels **Face-To-Face Drucksonde**, als **Schallintensitätssonde** (engl. probe) bezeichnet (siehe Abb. 2.1). Mit der Euler-Gleichung lässt sich der Zusammenhang zwischen dem Schalldruck  $P$  (gemittelt aus den Druckwerten  $P_A$  und  $P_B$  zweier im Abstand  $\Delta r$  befindlicher Mikrofone A und B) und der Schallschnellekomponente  $v_r$  angeben.



**Abbildung 2.1:** Schallintensitätssonde und Bestimmung der Schnellekomponente  $v_r(t)$

Ausgangspunkt zur Bestimmung der Schnellekomponente  $v_r$  ist die zweiten Newtonschen Formel:

$$\vec{a}(t) = \vec{F}(t)/m \quad (2.5)$$

Unter Anwendung der Euler-Gleichung ergibt sich hieraus bei Flüssigkeiten und Gasen der Zusammenhang zwischen Schnelle  $\vec{v}(t)$  und Schalldruck  $P(t)$ :

$$\vec{a}(t) = -\frac{1}{\rho} \text{grad}(P(t)) \quad \text{bzw.} \quad \frac{\partial \vec{v}(t)}{\partial t} = -\frac{1}{\rho} \text{grad}(P(t)) \quad (2.6)$$

Für eine Richtung  $r$  (Schallausbreitung) und der **Druckgradientennäherung** aus zwei in definiertem Abstand  $\Delta r$  gegenüberliegenden Mikrofonen A und B lässt sich die eindimensionale Schnellekomponente  $v_r(t)$  bestimmen zu:

$$\frac{\partial v_r(t)}{\partial t} = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial P(t)}{\partial r} = -\frac{1}{\rho} \frac{(P_B(t) - P_A(t))}{\Delta r} \quad \text{bzw.} \quad v_r(t) = -\int \frac{1}{\rho} \frac{P_B(t) - P_A(t)}{\Delta r} dt \quad (2.7)$$

### Bestimmung der Schallintensitätskomponente $I_r$

Die Energiegröße Intensität  $I$  bestimmt sich aus dem Produkt von Schalldruck und Schallschnelle. Mit Abb. 2.1 lässt sich die Anwendung der Eulergleichung zur Bestimmung der Intensitätskomponente  $I_r(t)$  aufzeigen. Der Schalldruck<sup>7</sup> bestimmt sich im akustischen Zentrum der Messsonde (Sondenmittelpunkt) aus dem arithmetischen Mittel der Mikrofonensignale gemäß:

$$\overline{P(t)} = \frac{P_A(t) + P_B(t)}{2} \quad (2.8)$$

Damit bestimmt sich mit Gl. 2.7 über die Zwei-Mikrofon-Technik die Intensitätskomponente  $I_r(t)$  zu:

$$I_r(t) = \overline{P(t) \cdot v_r(t)} \quad (2.9)$$

$$= -\frac{P_A(t) + P_B(t)}{2\rho\Delta r} \int (P_B(t) - P_A(t)) dt \quad (2.10)$$

<sup>7</sup>es handelt sich hierbei nicht um eine zeitliche Mittelwertbildung



### Richtcharakteristik der Messsonde

Aus der Tatsache, dass durch die **Face-To-Face Drucksonde** die Schnellekomponente  $v_r(t)$  in Richtung der Schallquelle ermittelt wird, folgt die Richtcharakteristik in Abhängigkeit des Schallwinkeleinfalls mit den damit verbundenen Dämpfungseigenschaften.

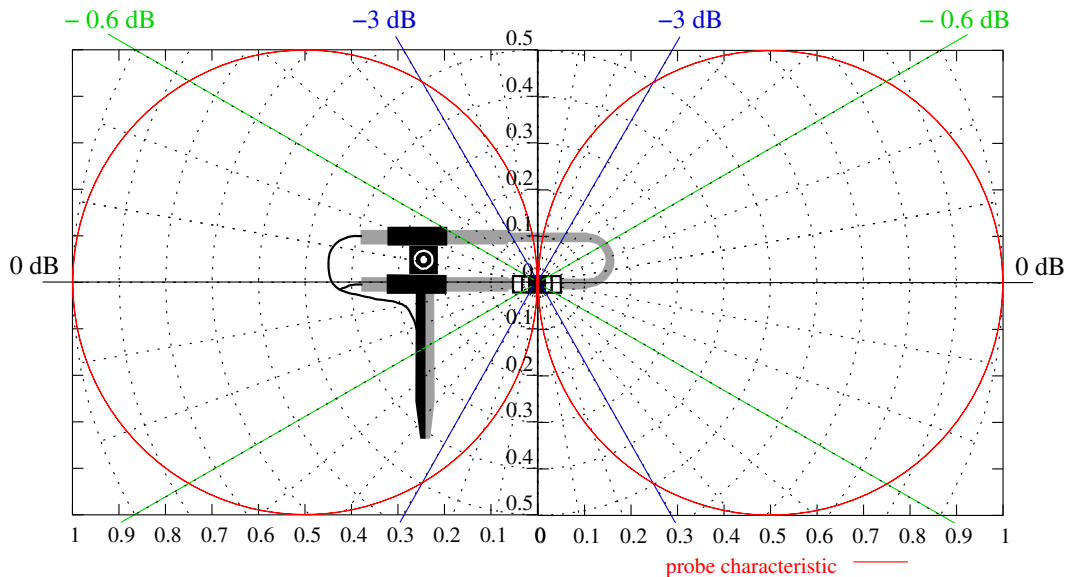


Abbildung 2.2: Theoretische Richtcharakteristik der Messsonde mit eingetragener Dämpfung

Der Winkel  $\varphi$  spannt sich dabei vom Mittelpunkt der Verbindungslinie zwischen den Mikrofonen der **Face-To-Face-Drucksonde** und der Schallquelle auf. Trifft die Schallwelle gleichzeitig auf beide Mikrofone ( $\varphi = 90^\circ$ ), sind Schalldruck und Schallschnelle um diesen Winkel phasenverschoben und die Schallintensität ergibt sich zu Null (**reaktives Schallfeld**).

$$I_r(t) = |\vec{I}(t)| \cdot \cos(\varphi) \quad (2.11)$$

In Abb. 2.2 sind signifikante Dämpfungen zu den Winkeln  $30^\circ$  und  $60^\circ$  angegeben. Weitere Eigenschaften und Grenzen der Einsatzbarkeit der Messsonde, die sich aus der Zwei-Mikrofon-Technik ergeben, werden in Kapitel 4 angeführt. Da es sich bei der Intensität um eine Energiegröße handelt, deren Pegel gemäß der Rechenvorschrift

$$L_I = 10 \cdot \log\left(\frac{I_r}{I_0}\right) \quad \text{mit} \quad I_0 = 1 \cdot 10^{-12} \text{ W/m}^2 \quad (2.12)$$

bestimmt wird, lässt sich die Sonden-Dämpfung der Intensität einer in einem Winkel  $\varphi$  gemessenen Schallquelle angeben zu:

$$\text{Dämpfung [dB]:} \quad L_{\text{Dämpfung}} = 10 \cdot \log(\cos(\varphi)) \quad (2.13)$$



### 2.2.1 Schallintensitätsmesssysteme

Ein Messsystem zur Schallintensitätsbestimmung setzt sich aus einer **Face-To-Face-Drucksonde**, i.d.R. als Intensitätssonde bezeichnet, und einem CPB-Analyser<sup>8</sup> zusammen, wobei die Berechnung entweder digital nach Abb. 2.3 (Fouriertransformationen) oder nach analoger Integration und Filterung gemäß obiger Herleitung der Schallschnellebestimmung (Komponente in Richtung der Schallquelle) und der Intensitätssonde nach Abb. 2.1 erfolgt.

Während die analoge Messwertverarbeitung einen Geschwindigkeitsvorteil bietet, ist die Kalibrierung technisch anspruchsvoll, so dass Intensitätsmesssysteme nicht zuletzt durch die rasanten Fortschritte der Mikroelektronik überwiegend mit digitaler Signalverarbeitung ausgeführt werden, so auch das für die nachfolgenden Schallmessungen verwendete Brüel & Kjør-Intensitätsmesssystem.

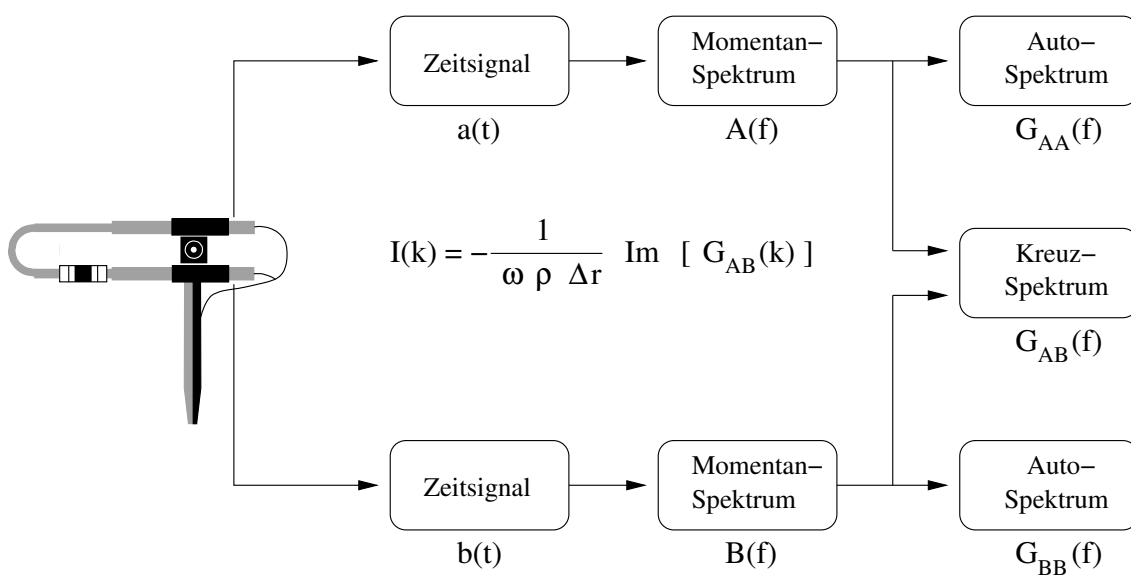


Abbildung 2.3: Blockschaltbild eines FFT-Analysators

<sup>8</sup> ConstantPercentBandwidth Analyser: CPB-Analyser siehe Spektralanalyse in [1]

## 2.3 Messmethoden und Einsatzbereiche

Die akustische Messtechnik verfügt über verschiedene Methoden zur Bestimmung unterschiedlicher Schallgrößen in verschiedensten Bereichen. Für die Schallgrößenbestimmung an elektrischen Maschinen und Antrieben werden die Verfahren im Wesentlichen nach zwei Zielvorstellungen der Messung ausgewählt:

### 1. Schallmessung zur Kennzeichnungspflicht (z.B. in Datenblättern oder CE-Kennzeichnung)

Hierbei handelt es sich um einerseits **lokale Druckmessungen** (lokaler Emissionswert, lokaler Spitzenwert), die mit sehr geringem Messaufwand üblicherweise mit einem Handgerät durchgeführt werden, und andererseits um Schalleistungsbestimmungen, die überwiegend nach der Intensitätsmethode mit dem **Scanning-Verfahren** durchgeführt werden.

Das Ergebnis ist ein Pegelwert des Schalldrucks bzw. der Schalleistung nach einem der Messverfahren:

- Schalldruck-Verfahren
- Schallintensitäts-Verfahren

### 2. Schallmessung zur Optimierung (z.B. effiziente Designänderung zur reduzierten Schallabstrahlung)

Die Schallmessung wird verwendet, um Informationen über die Ausbreitungswege des Schalls oder über die Abstrahlmechanismen von Schallquellen zu gewinnen. Diese Methoden sind wesentlich kosten- und zeitintensiver und lassen sich allgemein unter dem Begriff **Schallquellenlokalisierung** zusammenfassen, da das Messergebnis (unabhängig von der Art der graphischen Aufbereitung) Rückschlüsse auf die folgenden Eigenschaften der Schallquellen zulässt:

- Position der Quelle
- spektrale Zusammensetzung
- relativer Anteil an der Schalleistung

Schallquellenlokalisierung ist möglich mit den Methoden:

- Schalldruck-Kartierung
- Schallintensitäts-Kartierung
- Stationäre Schallfeldholografie (**STFS**)
- Nichtstationäre Schallfeldholografie (**NS-STFS**)
- Beamforming
- Transientes Beamforming

## Einordnung und Anwendbarkeit

Die einfachste Messmethode stellt das **Schalldruck-Verfahren** dar. Dieses erfasst die skalare Messgröße Druck  $P$ , die sowohl für die Schalleistungsmessung als auch für die Schallquellenlokalisierung ungeeignet ist, da die akustische Umgebung sehr großen Einfluss auf das Messsignal hat (repräsentiert nicht den Energiefluss). Daher findet dieses Verfahren in der vorliegenden Arbeit keine Anwendung.

Das **Intensitäts-Verfahren** nach der **Zwei-Mikrofon-Methode** ist im besonderen Maße für Geräuschmessungen an Maschinen geeignet, weil es nahezu unabhängig von den akustischen Raumbedingungen ist. Dabei ermöglicht es sowohl die Schalleistungsbestimmung nach dem **Scanning-Verfahren** als auch die Schallquellenlokalisierung nach dem **Punkt-Messverfahren**.

Die **Stationäre Schallfeldholografie** (STFS) und die **Nichtstationäre Schallfeldholografie** (NS-STFS) basieren auf einer großen Anzahl paralleler Schalldruckmessungen in sogenannter **Multi-Array-Technik**. Es ist ein sehr hardware-, rechen- sowie kostenintensives modellbasiertes Messverfahren, welches mittels Nahfeldmessungen hochauflösende Schallkartierungen in „kurzer“ Zeit erstellen kann. Es wird vornehmlich in der Automobil-Industrie eingesetzt und ist grundsätzlich zur Vermessung von elektrischen Maschinen geeignet, finden jedoch aufgrund der hohen Kosten in dieser Arbeit keine Anwendung.

Das **Beamforming** und das **Transiente Beamforming** sind Schallmessverfahren, die auf einer großen Anzahl paralleler Schalldruckmessungen mit einem **unregelmäßigen Mikrofon-Array** beruhen. Es zeichnet sich durch eine hohe Bandbreite (bis 20kHz), eine hohe Auflösung, die Vermessung auch sehr großer Objekte sowie Messungen aus großer Entfernung aus (Fernfeldmessungen). Das **Beamforming** wird häufig auch als **akustische Fotografie** bezeichnet und wird ebenfalls vornehmlich in der Automobil-Industrie zur Bestimmung von Außengeräuschen und bei Windkanalmessungen angewendet. Aufgrund der noch höheren Anschaffungskosten als bei der STFS findet dieses Verfahren keine Anwendung.

## 2.4 Schalleistungsmessung

Die Schalleistung  $L_W$  ist eine spezifische und vom Aufstellungsort der Maschine unabhängige akustische Größe einer elektrischen Maschine<sup>9</sup>, die im allgemeinen als **A-bewertete** Pegelgröße in dB angegeben wird. Diese Bewertung entspricht einer genormten und auf das Schallempfinden angepassten Filterfunktion. Die Schalleistungsangabe  $L_W$  ermöglicht einen quantitativen Vergleich zwischen unterschiedlichen Geräuschquellen. Aus diesem Grund ist die Bestimmung der A-bewerteten Schalleistung  $L_{W(A)}$  Teil der **CE-Kennzeichnung**, die für den Vertrieb elektrischer Maschinen und Antriebe vorgeschrieben ist.

Die Schalleistung lässt sich nach unterschiedlichen Verfahren bestimmen, wobei sich die **Intensitätsmessung** mit der Intensitätssonde für Schallmessungen an Maschinen durchgesetzt hat, da dieses Verfahren nahezu unabhängig von den akustischen Umgebungsbedingungen ist. Die Intensitätsbestimmung nach einem Messverfahren unterliegt strengen internationalen Normungen, die die Durchführungen und die Messbedingungen von Schallmessungen vorschreiben. So wird für das **Scanning-Verfahren** der Intensitätsbestimmung mit Intensitätssonde nach DIN EN ISO 3744 u.a. vorgeschrieben, dass die Vermessung von fünf Einzelflächen (Hüllfläche um die Schallquelle) vorzunehmen und eine minimale Messzeit einzuhalten ist.

In dieser Arbeit erfolgte die Intensitätsbestimmung  $L_I$  mit einer **Messbox**, so dass nur noch eine Fläche zu vermessen war, d.h. mit der Intensitätssonde mäanderförmig zu überstreichen war. Dieses Vorgehen entspricht der geläufigen Praxis der Schalleistungsvermessung und weist nachgewiesen [1] einen maximalen Messfehler im Bereich der Messungenauigkeit auf.

Für die Schallmessungen und die Entwicklung des Messsystems der Schallquellenlokalisierung (siehe Kap. 4) stand ein **Intensitäts-Messsystem** der Firma Brüel & Kjær zur Verfügung. Mit diesem Messsystem lassen sich nach dem Intensitäts-Verfahren Schalleistungsmessungen der **Genauigkeitsklasse 2** durchführen. Die Angabe der Genauigkeitsklasse bei einer Intensitätsmessung bezeichnet einerseits die Messbedingungen und andererseits die Messgüte, so dass nachfolgend diese erläutert sind.

### 2.4.1 Genauigkeitsklassen

Nachfolgend sind die Kriterien angegeben, unter welchen Bedingungen eine Schalleistungsmessung mit welcher Genauigkeitsklasse erfolgen kann. Als Gütekriterium ist in der DIN EN ISO 9614-2 die Vergleichsstandardabweichung  $\sigma$  definiert, die jedoch in Übereinstimmung mit konventionellen Geräuschprogrammen in der entwickelten Auswertesoftware als Fehlermaßpegel  $L_{+/-}$  bezeichnet wird. Werden die Schallmessungen nach

---

<sup>9</sup>in einem stationären Betriebspunkt

dem Schalldruck-Verfahren durchgeführt, so ist der Einfluss von Fremdgeräuschen mit einem Korrekturfaktor  $K_1$  und der Einfluss der Messumgebung mit einem Korrekturfaktor  $K_2$  zu berücksichtigen.

Bedingungen	<b>DIN EN ISO 3745</b> Genauigkeitsklasse 1 Präzisionsmethode	<b>DIN EN ISO 3744</b> Genauigkeitsklasse 2 Betriebsmessung	<b>DIN EN ISO 3746</b> Genauigkeitsklasse 3 Übersichtsmethode
Messumgebung	akustisches Freifeld oder Freifeld über reflektierender Ebene	überwiegend akustisches Freifeld über reflektierender Ebene	keine spezielle Umge- bung (stark reflektie- rende Wände)
Abmessungen der Maschine	Volumen $\leq 0.5\%$ des Raumes	größte Abmes- sung $\leq 15\text{m}$	keine Beschränkung
Vergleichs- standard- abweichung	$\sigma \leq 1 \text{ dB}$	$\sigma \leq 1.5 \text{ dB}$	$\sigma \leq 4 \text{ dB}$
Kriterium für Fremd- geräusche $\Delta L$ und $K_1$	$\Delta L \geq 6 \text{ dB}$ , möglichst $> 12 \text{ dB}$ , $K_1 \leq 1.3 \text{ dB}$	$\Delta L \geq 6 \text{ dB}$ , möglichst $> 10 \text{ dB}$ , $K_1 \leq 1.3 \text{ dB}$	$\Delta L \geq 3 \text{ dB}$ , $K_1 \leq 3 \text{ dB}$
Kriterium für Eignung der Messumgebung $K_2$	$K_2 \leq 0.5 \text{ dB}$	$K_2 \leq 2 \text{ dB}$	$K_2 \leq 7 \text{ dB}$
Berücksichtigung der Temperatur	mittels $K_0 = f(T, p)$	nicht erforderlich	nicht erforderlich
Messfläche	Halbkugelfläche	Quaderfläche	Quaderfläche

**Tabelle 2.2:** Merkmale und Kriterien der Genauigkeitsklassen 1-3

### Genauigkeitsklasse 1

Die Genauigkeitsklasse 1 lässt sich nur in speziellen Messräumen einhalten. Diese Messräume sind kostenintensiv in der Anschaffung und das Aufstellen der zu prüfenden Maschine im Messraum ist oft nur unter großem Aufwand möglich. Zudem entspricht der Betrieb in einem Messraum selten den praktischen Betriebsbedingungen. Diese Methode wird **Präzisionsmethode** genannt. Die Standardabweichung beträgt  $\sigma \leq 1 \text{ dB}$ .

Bei Messungen der Genauigkeitsklasse 1 müssen die Umgebungsbedingungen (Luftdruck/Temperatur) zur Berechnung der Schallintensität mit dem Korrekturpegel  $K_0$  berücksichtigt werden.

$$K_0 = 20 \cdot \log \left( \left( \frac{293}{273 + T[^\circ\text{C}]} \right)^{0.5} \cdot \frac{p[\text{mbar}]}{1000} \right)$$

### Genauigkeitsklasse 2

Schallmessung an elektrischem Maschinen werden überwiegend nach der Intensitätsmethode unter Einhaltung der Genauigkeitsklasse 2 durchgeführt, da die Messungen in der Regel am Aufstellungsort der Maschine durchgeführt werden können. Die Standardabweichung beträgt  $\sigma \leq 1.5 \text{ dB}$ .

Alle Schallmessungen in dieser Arbeit wurden nach dem **Schallintensitäts-Verfahren** durchgeführt, so dass keine Korrekturfaktoren bestimmt werden mussten.

### Genauigkeitsklasse 3

Messungen nach der Genauigkeitsklasse 3 ergeben sich oft durch die Messbedingungen. Diese Art der Schallleistungsbestimmung ist starken Ergebnisschwankungen unterworfen und wird daher auch als **Übersichtsmethode** bezeichnet. Die Standardabweichung beträgt  $\sigma \leq 4 \text{ dB}$ .

### Hinweis zu Schalldruckmessungen

Nur bei Anwendung der **Schalldruckmethode** muss die Einhaltung der Korrekturen für das Hintergrundgeräusch und der Raumrückwirkungen beachtet werden. Die Bestimmung dieser ist zur Vollständigkeit nachfolgend angegeben.

**Vorschrift** (Gerätenorm DIN EN 61043):

$$L_I = L_p + 10 \cdot \log(400/Z)$$

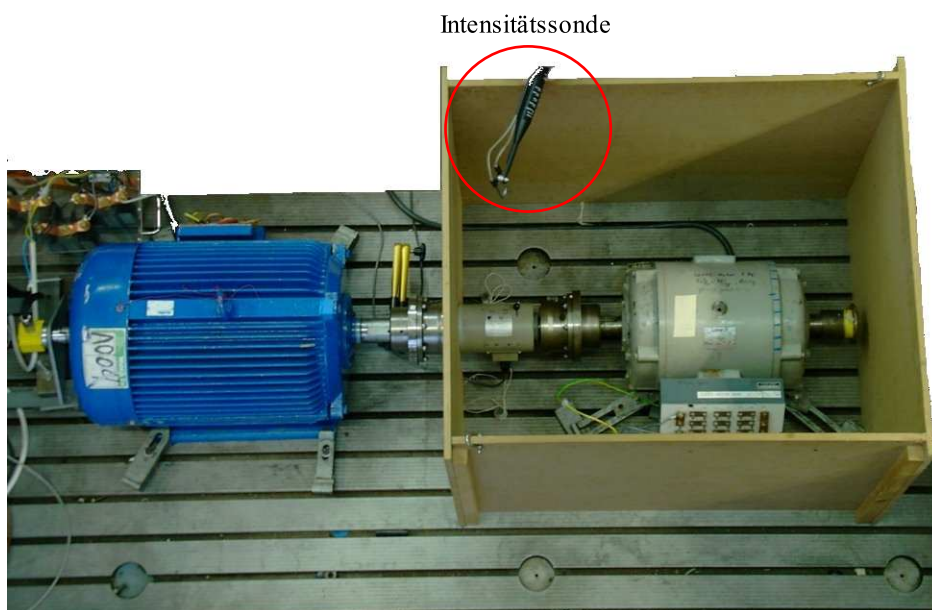
für  $Z = \rho c = 400 \text{ kg}/(\text{m}^2 \text{ s})$  ist  $L_I = L_p$  (Freifeld)

**Referenzbedingung** (Temperatur:  $20^\circ\text{C}$ , Luftdruck:  $1013.25 \text{ hPa}$ , rel. Feuchtigkeit:  $65\%$ ):

$$L_I = L_p + 10 \cdot \log(400/\rho c) = L_p - 0.146 \text{ dB}$$

### 2.4.2 Messplatz

Die Schallleistungsmessung erfolgte nach der **Scanning-Methode** an der ASM-Testmaschine (Abb. 2.4).



**Abbildung 2.4:** Schallintensitätsmessung mit Messbox

Die hierbei verwendete **Messbox** umschließt die Testmaschine zu 4 Seiten, wobei eine Aussparung zwischen der Bremsmaschine und Testmaschine Platz für die Wellendurchführung bietet. Damit erfolgte eine „einfache“ und effektive Beschränkung der Umhüllenden auf eine Messfläche, so dass ausschließlich die Schallleistung der Schallquelle Maschine sowie der Fremdschall<sup>10</sup> ermittelt wird. Die Schallleistungsmessungen an der ASM-Testmaschine konnten durch die Verwendung der Messbox wesentlich vereinfacht werden. Erkennbar ist neben der Kupplung der beiden Maschinen über eine Drehmomentenwelle die Intensitätssonde. Zur Bestimmung der Schallleistung  $L_{W(A)}$  wurde während einer Messung die Intensitätssonde manuell und meanderförmig<sup>11</sup> über die Öffnung (Messfläche) der Messbox geführt.

<sup>10</sup>der nicht nach der Reflektion an den Seitenwänden und Bodenplatte wieder durch die Messfläche die Messbox wieder verlässt

<sup>11</sup>Messzeit:  $t \geq 20 \text{ sec}$

### 2.4.3 Modifizierte Schalleistungsmessung

Die Bestimmung der Schalleistung  $L_W$  erfolgt durch Überstreichen einer definierten Messfläche<sup>12</sup> mit der Schallintensitätssonde. Aus dem gemessenen Intensitätswert  $L_I$  lässt sich über die Messfläche die Schalleistung  $L_W$  berechnen. Vorgeschrieben ist hierfür die Anwendung des **CPB-Analysers** (Constant Percent Bandwidth), welcher die Messwerte der Intensitätssonde<sup>13</sup> einer bestimmten Anzahl an Schmalbandfiltern zuführt. Der Messbereich wird von diesen Filtern **logarithmisch** in der Frequenz aufgeteilt, wobei die Auflösung (Frequenzteilung) in  $1/n$  Oktaven angegeben wird.

Eine derartige Messgrößenverarbeitung ist notwendig, da ein ermittelter Schalldruck nicht der subjektiv wahrgenommenen Lautstärke einer Schallquelle entspricht. Bedingt durch den komplizierten Aufbau des Mittel- und Innenohrs ist die Schallwahrnehmung frequenzselektiv und nichtlinear. Dadurch werden betraglich gleiche Schallpegel unterschiedlicher Frequenz unterschiedlich „laut“ wahrgenommen. Der Psychophysiker Stevens konnte aus Experimenten die Proportionalität zwischen wahrgenommener Lautheit und der Schallintensität als Exponentialfunktion angeben (Stevens'sches Potenzgesetz). Neben anderen speziellen Effekten (siehe [1]) nimmt das Gehör bei der Wahrnehmung von Breitbandschall eine Aufspaltung in Frequenzgruppen vor, deren Breite bei Frequenzen unterhalb von 500Hz ca. 100Hz beträgt und oberhalb von 500Hz ca.  $1/5$  der Mittenfrequenz. Die Energie innerhalb jeder Frequenzgruppe wird aufaddiert und führt zur „spezifischen Lautheit“, wobei für den Gesamteindruck die Lautheit der Frequenzgruppen aufsummiert werden.

Zur Analyse akustischer Signale ist daher der frequenzabhängige Schallpegel zu bestimmen. Dazu wird das Messsignal Bandpassfiltern zugeführt, die zur Annäherung an das Gehörempfinden in Oktavschritten eines **CPB-Analysers** angeordnet sind. Das Verfahren, mit dem eine akustische Zeitfunktion im Frequenzbereich dargestellt wird, wird allgemein als **Spektralanalyse** bezeichnet. Zur Anpassung an die Eigenschaften des Ohres werden in der akustischen Messtechnik **Bewertungsfiler** (Noise-Rating-Curves) verwendet, so dass z.B. bei Maschinenlärm grundsätzlich die **A-Bewertung** anzuwenden ist.

Die Schalleistungsbestimmung  $L_W$  unter Annahme von Breitbandschall erfolgt nach DIN EN ISO 3744 mittels eines **CPB-Analysers**. Die magnetische Schallemission bei elektrischen Maschinen ist jedoch nicht breitbandig, sondern die Schalleistung wird vorwiegend monofrequent abgestrahlt, was sich im Spektrum als Einzelton darstellt. Aus der Anwendung des **CPB-Analysers** bei der Analyse magnetischer Schallemission lassen sich folgende Nachteile ableiten:

- Die logarithmische Frequenzeinteilung der Octavefilter führt zu einer groben Frequenzauflösung im unteren Frequenzbereich (bis ca. 2 kHz).
- Durch die Mittelung über die Bandbreite zur Bestimmung der spektralen Schalleistung treten Einzeltöne und damit magnetischer Schall nicht in Erscheinung.

### Schalleistungsbestimmung mittels FFT-Analyser

Zur Messung und Analyse magnetischer Schallemission wurde in dieser Arbeit die Schalleistungsbestimmung zusätzlich mittels **FFT-Analyser** (Fast Fourier Transformation) vorgenommen. Der **FFT-Analyser** wird vorwiegend zur Analyse von Beschleunigungszeitsignalen im Frequenzbereich verwendet. Im Gegensatz zum **CPB-Analyser** teilt dieser den Frequenzbereich **linear** in äquidistante Frequenzbänder (Schmalbandanalyse). Bei der Anwendung auf die Zeitsignale der Intensitätssonde sind damit Einzeltöne bzw. magnetisch bedingte Schallemission eindeutig bestimmbar.

Da für die Anwendung und Einstellungen zur Schalleistungsbestimmung mit **FFT-Analyser** keine DIN-Normung wie für die Intensitätsmessung mit **CPB-Analyser** existiert, werden die Unterschiede der Analyser-Typen aufgezeigt. Für den Vergleich der Schalleistungen werden die Intensitätswerte der Messung gleichzeitig dem

<sup>12</sup>die Normung schreibt eine Mittelungszeit von  $t > 20$  sec vor

<sup>13</sup>Druckzeitwerte

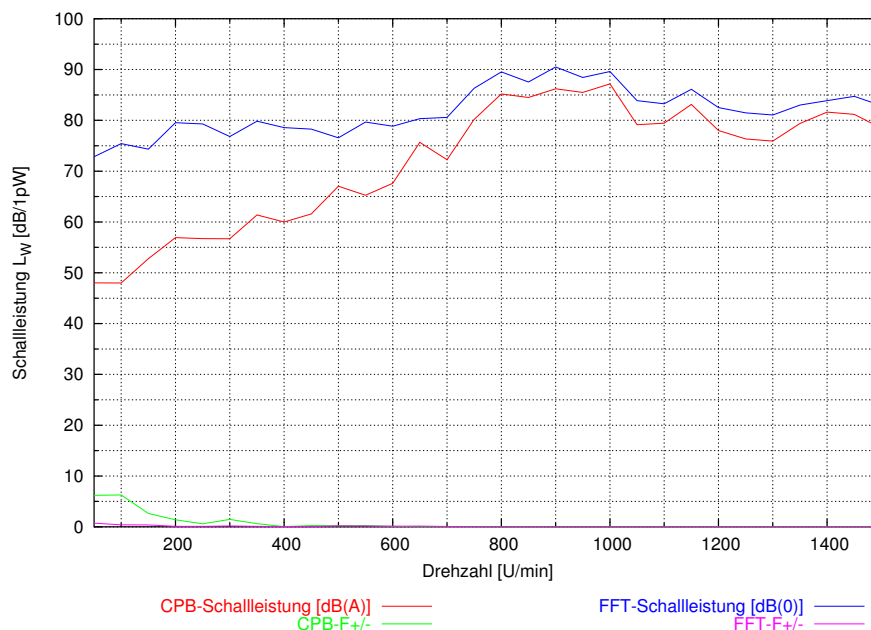
**CPB-** und dem **FFT-Analyser** zugeführt. Hieraus ergeben sich jedoch nachfolgende Konsequenzen, die die Programmierung der speziellen Auswertesoftware **SCAN** und **PULSPLOT** notwendig machten.

Die Intensitätsmessung mit der Intensitätssonde<sup>14</sup> beschränkt den Messbereich auf die Frequenz von 30.723 Hz bis 5.158 kHz. Der verwendete **CPB-Analyser** mit der Auflösung von 1/12 Octaven unterteilt den Frequenzbereich logarithmisch in 59 Einzelbänder und ermittelt den **A-bewerteten** Intensitätspegel.

Ein Beschleunigungssensor umfasst für gewöhnlich einen höheren Frequenzmessbereich, wird **unbewertet** verarbeitet und das gewandelte Signal **linear** in der physikalischen Einheit [ $m/s^2$ ] im Frequenzbereich abgetragen. Schallgrößen werden hingegen grundsätzlich in der bezogenen und einheitenlosen Größe **dB** angegeben. Für den Vergleich der Schalleistung von **FFT-** und **CPB-Analyser** ist daher

- von der Auswertesoftware der Messbereich zu beschränken, um die dB-Größe berechnen zu können.
- eine **A-Bewertung** für beide Analyser zu gewährleisten.
- die Auflösung der Analyser so zu wählen, dass ein Vergleich im Messbereich erfolgen kann.
- vergleichend breitbandige und schmalbandige (magnetische) Schallemission zu vermessen.

Für die Vergleichbarkeit, d.h. einer ähnlichen Auflösung, wurden beim **FFT-Analyser** 200 Filter (**Lines: 200**) bei einem Messbereich von 6.4kHz (**Span: 6.4kHz**) gewählt, was einer Auflösung von 201 Bändern mit einer Bandbreite von 32Hz entspricht. Obwohl für den **FFT-Analyser** keine Signal-Bewertung vorgesehen ist, ermöglichte das verwendete Intensitäts-Messsystem über die Hardware-Konfiguration die Zuordnung der **A-Bewertung** auf die Messmikrofone (Mikrofon A und Mikrofon B) der Intensitätssonde. Beispielhaft für den Einfluss der Gewichtung der Mikrofonensignale ist in **Abb. 2.5** eine Schallmessung des Leerlaufs über der Drehzahl aufgetragen. Hierbei ergeben sich Unterschiede in der Schalleistung aus FFT-Bestimmung (unbewertet: [dB(0)]) und CPB-Bestimmung (A-bewertet [dB(A)]) von bis zu 25 dB.



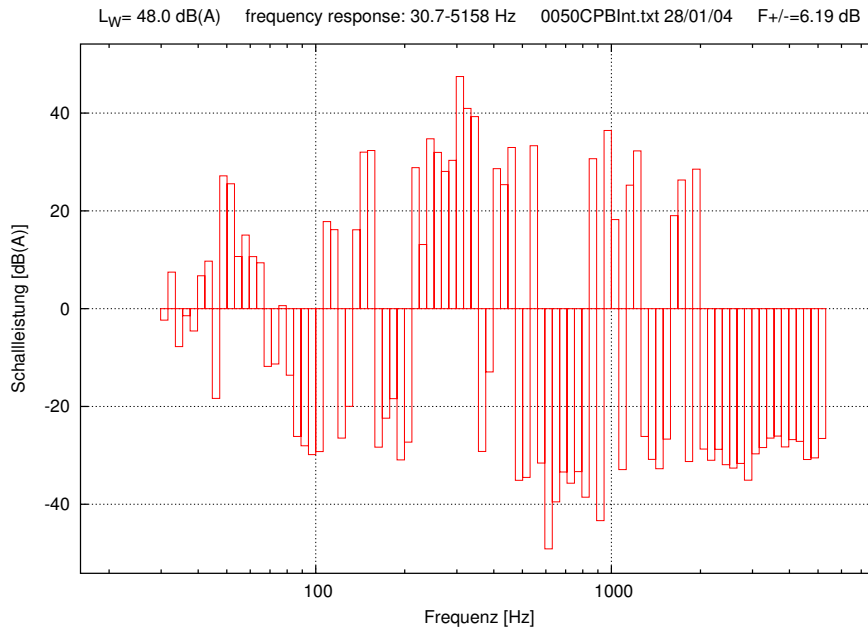
**Abbildung 2.5:** CPB [dB(A)] und FFT [dB(0)] Schalleistungen

Besonders deutlich lässt sich der Unterschied der Auswertung herausstellen, wenn die spektralen Schalleistungen von FFT- und CPB-Analyser gegenübergestellt werden. Hierbei wurden den Analysern identische Messdaten bei stationären Betrieb der Maschine zugeführt<sup>15</sup>.

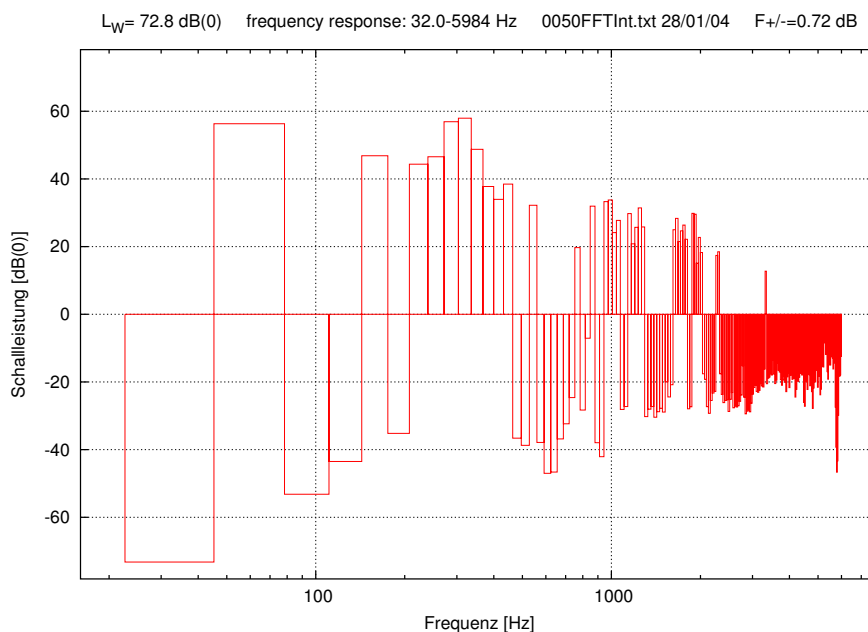
<sup>14</sup>mit dem Mikrofonabstand von  $d=12\text{mm}$

<sup>15</sup>die CPB- und FFT-Intensitätswerte werden gleichzeitig und online vom Messsystem ermittelt

Da der Oberwelleneinfluss auf das Geräuschverhalten in Abhängigkeit von Schaltungsart ( $\lambda/\Delta$ -Schaltung), Speisart<sup>16</sup> (FU/MU) und Betriebspunkt<sup>17</sup> (/LL) erfolgte, wurden diese Angaben den jeweiligen Datensätzen beigelegt. Nähere Angaben zum Messumfang an der ASM-Testmaschine finden sich in Kap. 3.



**Abbildung 2.6:** Logarithmisches CPB-Spektrum bei 50 1/min ( $\lambda$ /FU/LL)



**Abbildung 2.7:** Lineares FFT-Spektrum (log. Darstellung) bei 50 1/min ( $\lambda$ /FU/LL)

Die in den Abb. 2.6 dargestellte spektrale Schalleistung des CPB-Analysers und die in Abb. 2.7 dargestellte spektrale Schalleistung des FFT-Analysers gehen aus einer Intensitätsmessung hervor, die bei Sternschaltung, gespeist vom Frequenzumrichter und ohne Lastmoment (Leerlauf) durchgeführt wurde ( $\lambda$ /FU/LL). Die Band-

<sup>16</sup>FU: Frequenzumrichterspeisung, MU: Generatorspeisung (Maschinenumformer)

<sup>17</sup>LL: Leerlauf, kein Eintrag: Lastfall



breiten der Schmalbandfilter unterscheiden sich bei den Analysen, was aus der logarithmischen Darstellung über der Frequenz deutlich wird. Die Schallleistungen dürfen in dieser Gegenüberstellung jedoch nicht verglichen werden, da die Messdaten dem FFT-Analyser in Abb. 2.7 unbewertet zugeführt wurden, während bei dem CPB-Analyser eine A-Bewertung erfolgte (Abb. 2.6), woraus der erhebliche Unterschied in der ermittelten Schallleistung von 22.8 dB resultiert.

#### 2.4.4 Software zur Schallleistungsbestimmung

Die konventionelle Schallleistungsbestimmung  $L_W$  nach der **Scanning-Methode**<sup>18</sup> erfolgt aus den Intensitätswerten des **CPB-Analysers**. Hierbei wird aus den Teil-Intensitäten der CPB-Schmalbandfilter der Summenpegel gebildet mit dem Ergebnis der Schallleistung  $L_W$ .

Mit Schallmessungen bei Umrichterspeisung konnte aufgezeigt werden, dass die Intensitätsbestimmung mit CPB-Analyser im Hinblick auf die **magnetische Schallemission** Nachteile aufweist. Daher wurde die spezielle Auswertesoftware *SCAN* entwickelt, die eine Schallleistungsbestimmung  $L_W$  sowohl aus den Intensitätswerten des **CPB-Analysers** als auch aus den Intensitätswerten des **FFT-Analysers** ermöglicht.

Für die Bewertung von oberwellenbedingtem **Luftschall** (siehe Kap. 3) und **Körperschall** (siehe Kap. 10) erfolgt mit dieser Auswertesoftware zusätzliche eine Konvertierung<sup>19</sup> der Messdaten, sodass sowohl die Messwerte der Schallmessungen als auch der Beschleunigungsmessungen verarbeitet werden können.

Für die in dieser Arbeit vorgestellten 3D-Darstellungen wurde zusätzlich die umfangreiche Visualisierungssoftware *PULSPLOT* entwickelt. Beide Auswerte- und Visualisierungsprogramme wurden in der Programmiersprache *Python* erstellt. Realisierung und Anwendung finden sich in [1].

#### SCAN

Eine Intensitätsmessung nach der **Scanning-Methode** wird zu diskreten Betriebspunkten (Drehzahlen) der Maschine durchgeführt. Das Messergebnis lässt sich in einer Datei<sup>20</sup> abspeichern, die die Einträge der den Filtern zugehörigen Intensitätswerte beinhaltet. Bei einer Aufsummierung dieser Intensitätswerte über die Anzahl der Filter lässt sich der Intensitätspegel  $L_I$  bestimmen, sowie unter Berücksichtigung der Messfläche die Schallleistung  $L_W$ . Bei entsprechender Datenverarbeitung lässt sich die **spektrale Intensität** gemäß Abb. 2.6 oder Abb. 2.7 darstellen. Soll jedoch die Schallleistung  $L_W$  über den Drehzahlbereich der Maschine dargestellt werden, so ist die Schallleistung aus den diskreten Einzelmessungen (in Abb. 2.5 wurden 15 Einzelmessungen durchgeführt) über die Drehzahl abzutragen.

Die Auswerte- und Visualisierungs-Software *SCAN* bietet neben den Zusatzinformationen im Diagrammkopf in den vorangegangenen Abbildungen und unterschiedlichen Ausgabeformaten zur graphischen Weiterverarbeitung im Wesentlichen folgende Optionen:

- Berechnung des Schallleistungspegels  $L_W$
- Berechnung des Schallintensitätspegels  $L_I$
- Berechnung des maximalen Intensitätspegels  $L_{I\max}$
- Berechnung des Fehlermaßpegels  $L_{+/-}$  (Einfluss von Fremdschall)
- Anlegen einer Plotdatei für die Darstellungen über der Drehzahl
- Anlegen \*.pac-Dateien für die 3D-Datenaufbereitung mit *PULSPLOT*

<sup>18</sup>die Intensitätssonde wird mäanderförmig über die Messfläche geführt

<sup>19</sup>ist in der Konfigurationsdatei (*scan.conf*) festzulegen

<sup>20</sup>Pulse-ASCII-Datei, die zusätzliche Einträge über die Parameter der Messung beinhaltet

## PULSPLOT

Zur 2D/3D-Darstellung von Luft- und Körperschallgrößen wurde die umfangreiche<sup>21</sup> Auswerte- und Visualisierungs-Software entwickelt. Im Gegensatz zum Auswerteprogramm SCAN wird PULSPLOT nicht über Konfigurationsfiles, sondern interaktiv von der Kommandozeile mit einer großen Anzahl an Hilfsfunktionen bedient.

PULSPLOT ermöglicht eine sehr flexible Darstellung sowohl von Luftschallgrößen, die in Form von speziell aufbereiteten Dateien (\*.pac-Dateien) eingelesen werden, als auch von Körperschallgrößen, die in Form einer Messdatenmatrix direkt aus der Messaufnahmesoftware (Pulse LabShop) mit einer Vielzahl von Optionen dargestellt werden können. Unter Verwendung dieser Messdatenmatrix konnten dynamische Körperschallmessungen durchgeführt und ausgewertet werden, deren Ergebnisse im Kap. 10 vorgestellt werden. Beispielhaft für ein mit PULSPLOT erstellter 3D-Plot ist mit Abb. 2.8 eine Luftschallmessung angeführt, bei der die ASM-Testmaschine bei 100Hz-Frequenzumrichterspeisung mittels FFT-Analyser vermessen wurde. In [1] findet sich eine umfassende Beschreibung des Programms.

Quelldatei: l.dat vom 16/02/04 Optionen: Bet 3Dg  
Analyse: FFT(CPB) : FFT Spectrum Averaging : Intensity

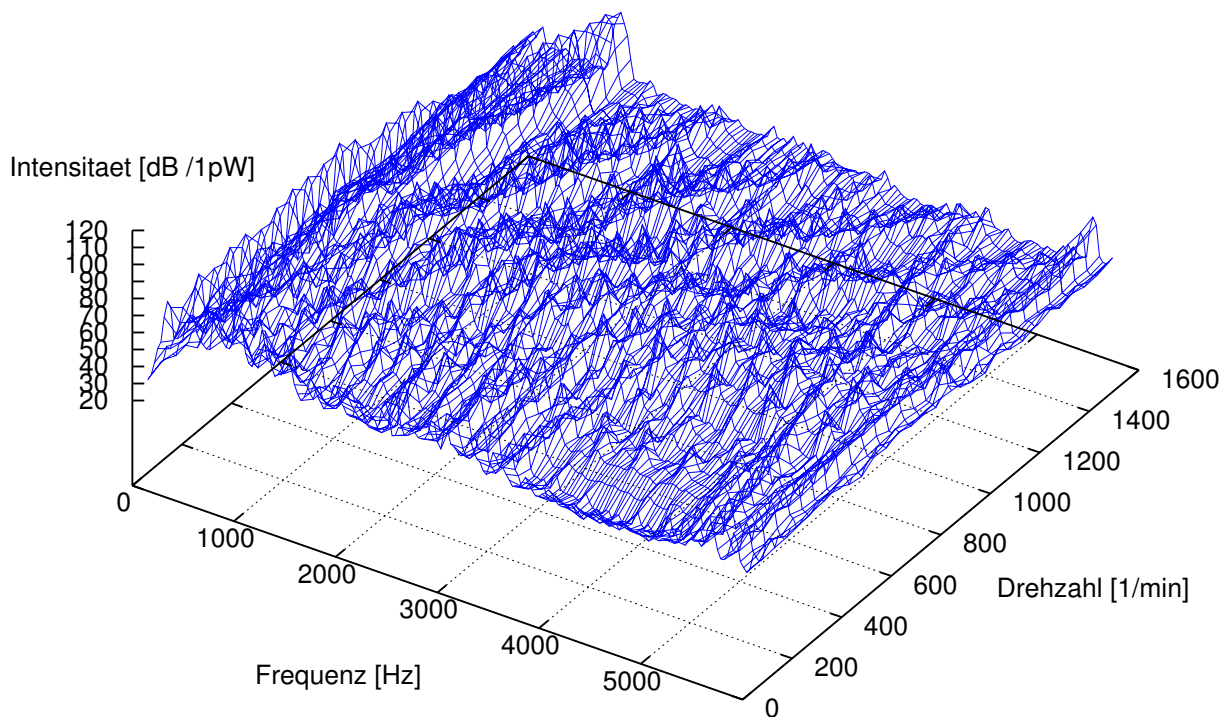


Abbildung 2.8: Intensität [dB(A)] mit FFT-Analyser in linearer 3D-Darstellung

<sup>21</sup>umfasst ca. 2000 Zeilen Programmcode

### 3 Schalleistungsmessung

Je nach Anwendung und Einsatzbereich lassen sich unterschiedliche Verfahren zur Bestimmung der Schalleistung  $L_W$  an elektrischen Maschinen auswählen. Für Schalleistungsmessungen an der ASM-Testmaschine bietet die Intensitätsmethode entscheidende Vorteile, da durch die Verwendung der Messbox (siehe Abb. 2.4) der Messaufwand erheblich vermindert werden konnte<sup>22</sup> und das Messverfahren nahezu unabhängig von stationären Hintergrundgeräuschen ist, wie diese im Maschinenlabor vorhanden waren.

Die Schalleleistungsbestimmung nach der **Scanning-Methode** an Maschinen und elektrischen Antrieben ist eine international standardisierte Messmethode nach der Norm DIN EN ISO 3744 und erfolgt unter Verwendung des CPB-Analysers. Es lassen sich zuverlässige Schalleistungsmessungen unmittelbar an der zu vermessenden Maschine durchführen, auch bei ungünstigen Schallreflexionen (Diffusfeld) und vorhandenem Fremdschall, wie z.B. in einer Maschinenhalle mit weiteren Schallquellen („laufende“ Maschinen).

Die Schalleistung  $L_W$  ist nach dieser Methode und dem zugrundegelegten **Intensitätsmessverfahren** eine Berechnungsgröße, die aus dem gemittelten Intensitätswert und der Messflächengröße bestimmt wird. Während einer Messung wird mit der Intensitätssonde die Messfläche mäanderförmig überstrichen und ein zeitlich und räumlich gemittelter Schallintensitätswert<sup>23</sup> gebildet. Aus dem Intensitätspegel  $L_I$ , der aus dem Intensitätswert und der Bezugsintensität  $I_0$  zu berechnen ist, und dem Messflächenpegel  $L_A$ , der aus der Messfläche und der Bezugsfläche  $A_0 = 1m^2$  berechnet wird, bestimmt sich die Schalleistung  $L_W$  nach DIN EN 61043 zu:

$$L_W = 10 \cdot \log(I/I_0) + 10 \cdot \log(A/A_0) = L_I + L_A \text{ [dB]} \quad (3.1)$$

Die Ermittlung der Schalleistung  $L_W$  erfolgt bei akustischen Messsystemen üblicherweise nach Gl. 3.1 und ist gleichbedeutend mit der Integralform  $P_W = \int I_r dA$  nach Kap. 2 mit anschließender Pegelbildung.

Durch die Anwendung des **CPB-Analysers** werden magnetische Geräusche bzw. magnetisch angeregte Strukturresonanzen der Maschine, die monofrequent oder zumindest sehr schmalbandig auftreten, nicht bzw. unzureichend erfasst. Die Ursache hierfür ist, dass einerseits magnetische Schallemission nur bei geringer Ordnungszahl (Radialkraftordnung) von der Maschinenoberfläche abgestrahlt werden kann und somit vornehmlich im Frequenzbereich bis ca. 6kHz auftritt und andererseits die Bandbreite der CPB-Schmalbandfilter im Frequenzbereich bis ca. 1kHz wesentlich breiter als die der FFT-Schmalbandfilter ausfallen<sup>24</sup>. In Folge der Mittelung über den spektralen Frequenzbereich treten mit zunehmender Bandbreite des Filters mögliche vorhandene schmalbandige Schallemission bzw. monofrequente Einzeltöne immer weniger in Erscheinung, so dass die Auswirkungen einer magnetischen Anregung dem Messergebnis nicht zu entnehmen sind (siehe auch Abb. 2.6 und Abb. 2.7). In Kap. 2.4.3 wurden die Bedingungen für den Vergleich der Schalleleistungsbestimmung von **CPB-Analyser** und **FFT-Analyser** angegeben, die in der Programmierung der Visualisierungs- und Auswertesoftware SCAN (siehe Kap. 2.4.4) und in der Konfiguration des Intensitätsmesssystems (siehe [1]) berücksichtigt wurden.

Neben der geeigneten Schallmessmethode sind für die Untersuchung magnetischer Geräuschemission von Käfigläufer-Asynchronmaschinen die nachfolgenden Bedingungen zu erfüllen:

- Magnetisch angeregte Schallemission ist nur dann bestimmbar, wenn diese in einer messbaren Größenordnung erfolgt, daher ist eine geeignete ASM-Testmaschine in Verbindung mit einem geeigneten Arbeitspunkt auszuwählen.
- Um den Unterschied zwischen maschinenbedigten Oberwellen und umrichterbedingten Oberschwingungen aufzeigen zu können, ist eine sinusförmige Maschinenspeisung und eine Speisung mittels Frequenzumrichter zu realisieren.

<sup>22</sup>es ist nur noch eine Fläche zu scannen, sonst sind es 5 Flächen, deren Teilleistungen zusammengerechnet werden müssen

<sup>23</sup>durch die eindimensionale Intensitätsmessung wird hiermit die Intensitätskomponente bestimmt (siehe Kap.2.2)

<sup>24</sup>diese Aussage ist nicht allgemeingültig und bezogen auf die verwendete Filteranzahl, d.h. die Auflösung des Messbereiches

- Das quantitative Auftreten von Oberwelleneffekten (Pendelmomente, Schwingungs- und Geräuschemission) ist unterschiedlich in  $\lambda$ - bzw.  $\Delta$ -Schaltung der Maschine. Daher sollte an der ASM-Testmaschine die Möglichkeit vorhanden sein, diese mit unterschiedlichen Schaltungsarten zu betreiben (herausgeführte Stator-Wicklungen).
- Um die Vergleichbarkeit im Hinblick auf die  $\lambda/\Delta$ -Schaltung, d.h. vergleichbare Betriebspunkte, sowohl bei sinusförmiger Generatorspeisung<sup>25</sup> (MU) als auch bei Frequenzumrichterspeisung (FU) sicherzustellen, ist eine Momenten- und Wirkleistungsaufnahmemessung notwendig.
- Um die ASM-Testmaschine in unterschiedlichen Betriebspunkten betreiben zu können, ist dieser ein konstantes Bremsmoment aufzuprägen. Dafür ist ein **geeigneter Maschinenprüfstand** aufzubauen, der die Erfassung von Oberwellenmomenten (synchrone und asynchrone Oberwellenmomente) sowie das automatische Durchfahren der Drehmomentenkennlinie ermöglicht.

An den Maschinenprüfstand werden für die Körperschallmessungen (siehe Kap. 10) weitere Anforderungen gestellt.

### 3.1 Motorauswahl und Betriebspunkt

Für die Untersuchungen der magnetischen Geräuschemission sowie der magnetisch hervorgerufenen Schwingungserscheinungen fiel die Motorauswahl auf die Käfigläufer-Asynchronmaschine<sup>26</sup> nach Abb. 3.1, die nachfolgend mit **ASM-Testmaschine** bezeichnet wird. Bei diesem Motor wurden die Stator-Wicklungen auf ein Klemmbrett herausgeführt, um die Auswirkungen von Reihen- und Parallelschaltungen untersuchen zu können. Gemäß den Motordaten (siehe Tab. B.1) ergibt sich bei der Bemessungsspannung von  $U_{\Delta} = 760V$  und der Reihenschaltung von 8 Spulen eine zulässige Spulenspannung von  $U_{S1}|_{50Hz} = 760V/8 = 95V$ .

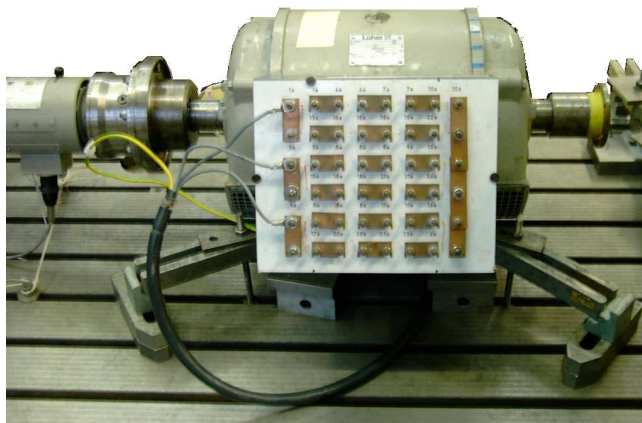


Abbildung 3.1: ASM-Testmaschine mit herausgeführten Stator-Wicklungen

Der Motor wurde für die Untersuchung ausgewählt, da sich dieser speziell im Bereich um die Drehzahl von ca.  $n = 600 \text{ min}^{-1}$  und ca.  $n = 850 \text{ min}^{-1}$  sehr geräuschauffällig<sup>27</sup> zeigte, was unter Laborbedingungen zuverlässig reproduzierbar war. Daher wurden die akustischen Messungen in  $\lambda$ - und  $\Delta$ -Schaltung sowohl mit Frequenzumrichter als auch mit Generatorspeisung bei konstanter  $f = 100 \text{ Hz}$ -Speisung der Statorwicklungen durchgeführt. Der Frequenzumrichter (Typ CT-Unidrive) wurde mit einem PWM-Steuerverfahren (Puls-Weiten-

<sup>25</sup>mit Maschienumformersatz (MU), d.h. Spannungsumformung mit rotierenden Maschinen

<sup>26</sup>Loher 48/38 mit 48 Statorzähnen und 38 ungeschrägten Stäben im Rotor

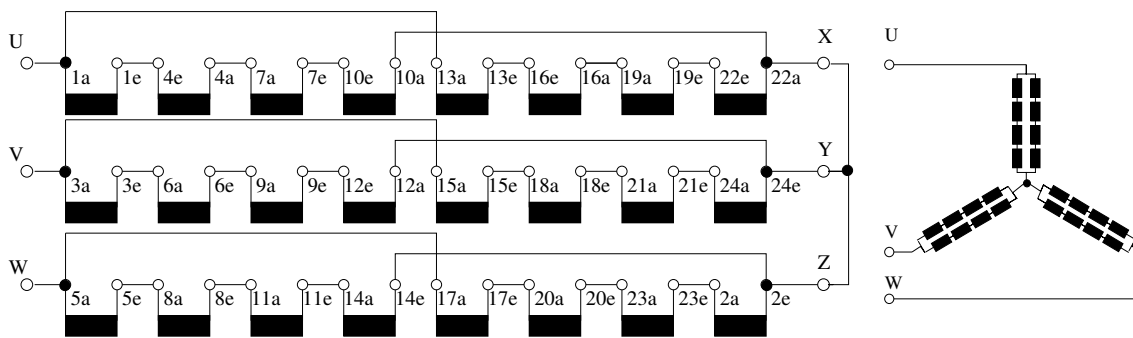
<sup>27</sup>nach dem subjektivem Gehöreindruck

Modulation) und einer Taktfrequenz von  $f_T = 3\text{kHz}$  betrieben. Mit dem Maschinenumformersatz konnte eine sinusförmige Generator-Spannung in einem weiten Spannungsbereich (50V-450V) mit einer Frequenz von  $f = 100\text{Hz}$  bereit gestellt werden. Die Betriebspunkteinstellung bei  $\lambda/\Delta$ -Schaltung erfolgte über die Einstellung gleicher Stromaufnahme des Motors. Daraus ergibt sich eine notwendige Spannungsregulierung, die bei der Generatorspeisung direkt durch die entsprechende Ausgangsspannungsamplitude und bei der Frequenzumrichterspeisung mit konstanter Zwischenkreisspannung und damit konstanter Motorklemmenspannung durch den PWM-Aussteuergrad erreicht wurde.

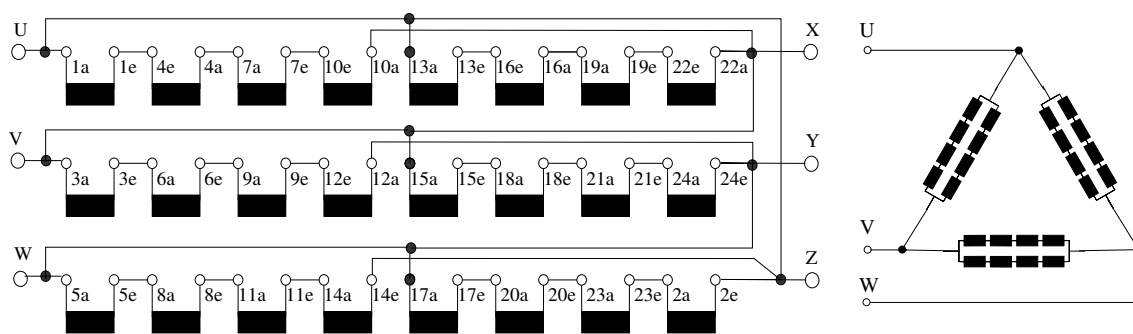
**$\lambda/\Delta$ -Schaltung der ASM-Testmaschine**

Starke Sättigungseffekte sollten im Betrieb vermieden werden, so dass an dem Klemmbrett des Motors eine  $4x||$ -Schaltung gewählt wurde, das entspricht einer Schaltung der Statorwicklungen zu einer Gruppe von 4 Spulen in Reihe und 2 parallelen Zweigen.

Werden die Spannungsverhältnisse bei  $\lambda/\Delta$ -Schaltung verglichen, so ergibt sich bei einer 400V-Speisespannung an der einzelnen Spule in Sternschaltung nach Abb. 3.2 eine Spannung von  $U_{S1} = 57.5\text{V}$  und in Dreieckschaltung nach Abb. 3.3 eine Spannung von  $U_{S1} = 100\text{V}$ .



**Abbildung 3.2:** Klemmbrett und  $4x||$ -Schaltplan bei  $\Delta$ -Schaltung der Statorwicklung



**Abbildung 3.3:** Klemmbrett und  $4x||$ -Schaltplan bei  $\lambda$ -Schaltung der Statorwicklung

Damit wäre bei einer  $50\text{Hz}$ -Speisespannung die Bemessungsspannung einer Spule in Dreieckschaltung überschritten, was eine unzulässige Erwärmung und Eisensättigung zur Folge hätte. Für den Motorbetrieb der 8-poligen ASM-Testmaschine wurde jedoch eine konstante Statorwicklungsfrequenz von  $f = 100\text{Hz}$  gewählt, so dass sich eine Leerlaufdrehzahl von ca.  $n = 1500\text{min}^{-1}$  einstellt. Mit dieser Frequenzverdopplung steigt gleichermaßen der induktive Spannungsabfall auf den doppelten Betrag an, bezogen auf die  $50\text{Hz}$ -Speisung des Stators. Anschaulich lässt sich dies mit der Impedanz  $X = 2\pi fL$  darstellen, womit sich das Verhältnis  $X|_{50\text{Hz}} = 1/2 \cdot X|_{100\text{Hz}}$  ergibt. Der verdoppelte induktive Spannungsabfall<sup>28</sup> bewirkt eine Halbierung des Stroms

<sup>28</sup>an der doppelten Impedanz der realen  $RL$ -Spule



durch den Wicklungsstrang und damit auch die Reduzierung des Momentes bei 100 Hz-Speisung auf 1/4 des angegebenen Bemessungsmomentes bezogen auf die 50 Hz-Speisung. Werden die Statorverluste mit  $P_{V1} \approx 0$  vernachlässigt, so ergibt sich aus der Leistungsbilanz (siehe Abb. 3.4), dass in diesem Fall die Drehfeldleistung  $P_\delta$  der elektrische Leistung  $P_{el}$  entspricht. Wie in Kap. 3.2 näher ausgeführt ist, wird von dem Grundwellenersatzschaltbild ausgegangen, bei dem die Wirkleistungsumsetzung bzw. Drehmomententwicklung an dem drehzahlabhängigen Rotorwiderstand  $(1-s)R'_2/s$  erfolgt, so dass sich das mechanische Moment proportional zum Quadrat der speisenden Spannung verhält.

$$M_{mech} = P_\delta \cdot (1-s) \approx P_{el} \cdot (1-s) \quad (3.2)$$

$$M_{mech} \approx 3 \cdot \operatorname{Re}\{\underline{U} \cdot \underline{I}^*\} \cdot (1-s) = 3 \cdot \operatorname{Re}\{\underline{U} \cdot \underline{U}^* s/R'_2\} \quad (3.3)$$

$$M_{mech} \approx 3 \cdot U^2 s/R'_2 \quad (3.4)$$

Die Geräuschmessungen erfolgten mit konstanter 100 Hz-Speisespannung, wobei die jeweilige stationäre Drehzahl durch die Bremsmaschine aufgeprägt wurde und ein vergleichbarer Betriebspunkt über die Leistungsmessung gewährleistet werden konnte.

Um die Grundwellen- und Oberwellenleistung zu erfassen, wurden Motorspannung und der Motorstrom mittels Stromwandler (Strom-Shunt) gemessen und einem Power-Analyser (NORMA D6100) zugeführt, der mit einem Sternpunktbildner versehen wurde (siehe Kap. 3.2). Der Stromunterschied zwischen dem Leerlaufbetrieb und dem Nennbetrieb der ASM-Testmaschine machte für eine geeignete Auflösung des Messbereiches den Einsatz von zwei unterschiedlichen Stromwandlern (10A-Typ und 100A-Typ) notwendig.

## 3.2 Betriebspunkteinstellungen

Die elektromagnetische Umwandlung von elektrischer in mechanische Energie mit einer Asynchronmaschine ist verlustbehaftet. Mit den aus der elektrischen Leistungsmessung ermittelten Messdaten sollen die Verlustleistungen der ASM-Testmaschine in Abhängigkeit von  $\lambda/\Delta$ -Schaltung und der Stromspeisung (MU/FU) bestimmt und eine vergleichbare Leistungsabgabe (Betriebspunkt) für die Schallmessungen abgeleitet werden.

### 3.2.1 Verlustleistungen der Asynchronmaschine

Die physikalischen Ursachen der Umwandlungsverluste bei Asynchronmaschinen lassen sich mit hinreichender Genauigkeit den Ersatzschaltbildelementen des **T-Ersatzschaltbildes der Asynchronmaschine** zuordnen, wobei mit dieser Betrachtung ausschließlich das Grundwellenverhalten beschrieben wird. Damit bleiben Oberwellenerscheinungen zwangsläufig unberücksichtigt. Die Wirk- und Blindleistungsbilanz der Asynchronmaschine wird nachfolgend für den Motorbetrieb angegeben. Mit dem Leistungsflussdiagramm gemäß Abb. 3.4 lassen sich, ausgehend von den Ersatzschaltbildelementen des einphasigen Ersatzschaltbildes, sehr anschaulich die **Wirkleistungsbilanzen** der Asynchronmaschine angeben.

Die Asynchronmaschine nimmt Wirkleistung aus dem speisenden Netz auf. Ein Teil dieser aufgenommenen Leistung  $P_{auf}$  wird im Stator, d.h. durch den Statorwiderstand, in Wärme umgesetzt. Diese **Stromwärmeverluste**  $P_{V1}$  des Stators beinhalten im allgemeinen auch die **Eisenverluste**  $P_{Fe}$ , die durch einen Widerstand parallel zur Hauptinduktivität berücksichtigt werden können. Der verbleibende Leistungsanteil wird als **Drehfeldleistung**  $P_\delta$  über den Luftspalt in den Rotor übertragen. Im Rotor wird die eingeprägte Wirkleistung nur an ohmschen Anteilen der Widerstände umgesetzt. Mit der Aufspaltung des Rotorwiderstandes  $R'_2/s = R'_2 + (1-s)R'_2/s$  treten hierbei drehzahlunabhängige **Stromwärmeverluste**  $P_{V2}$  in dem Rotorwicklungswiderstand  $R'_2$  auf und es erfolgt an dem drehzahlabhängigen Widerstand  $(1-s)R'_2/s$  eine **Wirkleistungsumsetzung**  $P_{mech}$ , die in Form von mechanischer Leistung an der Welle zur Verfügung steht.

Es werden üblicherweise folgende Verluste unterschieden:

- Verluste im Stator  $P_{V1}$

Die Statorwicklung einer Asynchronmaschine weist einen elektrischen Widerstand ( $R_1$ ) auf, so dass Stromwärmeverluste  $P_{V1}$  der Statorwicklung auftreten. Zusätzlich weist der Stator Ummagnetisierungsverluste auf, häufig als Eisenverluste bezeichnet, da die weichmagnetischen Elektrobleche, die die Statorwicklung tragen, von magnetischem Wechselfluss durchsetzt werden. Die Ummagnetisierungsverluste lassen sich im Frequenzbereich der Asynchronmaschinen in Hysterese- und Wirbelstromverluste aufteilen. Die Vorausberechnung der Ummagnetisierungsverluste ist mit einigen Unsicherheiten verbunden und wird daher häufig aus empirisch gewonnenen Messdaten von Maschinen gleicher Baugröße abgeleitet bzw. den Herstellerangaben entnommen.

- Verluste im Rotor  $P_{V2}$

Die Asynchronmaschine entwickelt dann ein Drehmoment (asynchrones Nutzmoment), wenn in den Rotorwicklungen bzw. Käfigstäben Ströme fließen, deren Felder mit den Statorfeldern wechselwirken. Diese Ströme verursachen in den Wicklungen bzw. Stäben und Kurzschlussringen zwangsläufig elektrische Verluste, die als ohmsche Verluste, Kupferverluste oder Stromwärmeverluste des Rotors  $P_{V2}$  bezeichnet werden. Die Stromwärmeverluste  $P_{V2}$  sind von der Leitfähigkeit und den geometrischen Abmessungen des Leiters, dem Effektivwert und der Frequenz des induzierten Rotorwechselstromes abhängig. Für die Berechnung ist die Stromverdrängung, d.h. die Widerstandszunahme mit der Frequenz des Stromes, zu berücksichtigen.

- Reibungsverluste

Die Reibungsverluste sind den lastunabhängigen Verlusten zuzuordnen und teilen sich in Lager- und Luftreibungsverluste auf. Bei Verwendung von herkömmlichen Wälzlagern sind die Lagerreibungsverluste praktisch drehzahlunabhängig, während die Luftreibungsverluste je nach Motorkonstruktion und Kühlungskonzept mit einem Exponenten der Drehzahl größer oder gleich zwei zunehmen [64]. Wegen der komplexen strömungsmechanischen Zusammenhänge ist eine Vorausberechnung der Luftreibungsverluste mit einiger Unsicherheit verbunden, so dass üblicherweise auf Näherungswerte zu Maschinen gleicher Bauform zurückgegriffen wird.

- Lastabhängige Zusatzverluste

Unter dem Begriff lastabhängige Zusatzverluste werden die Verlustanteile zusammengefasst, die keiner der obigen Verlustgruppen eindeutig zugeordnet werden können. Hierzu zählen beispielsweise Ummagnetisierungsverluste durch parametrische Oberfelder<sup>29</sup>, zusätzliche Stromwärmeverluste, deren Ursache in induzierten Spannungen von Oberfeldern begründet ist und Verluste durch Eisenquerströme zwischen benachbarten Läuferstäben [4], soweit diese nicht schlupferhöhend wirken. Die Entstehungsmechanismen entziehen sich bei der Grundwellenbetrachtung des **T-Ersatzschaltbildes** der Asynchronmaschine einer rechnerischen Vorausberechnung. Mit dem in Kap. 5 abgeleiteten **Oberwellenersatzschaltbild** der Asynchronmaschine ist eine Berechnung jedoch möglich. Bei der Wirkungsgradbestimmung nach dem Einzelverlustverfahren, wie es nach [65] vorzunehmen ist, werden die lastabhängigen Zusatzverluste mit einer Näherung von 0.5% der aufgenommenen Wirkleistung im Bemessungsbetrieb und als proportional zum Quadrat des Statorstromes angenommen.

---

<sup>29</sup>Oberfelder infolge von Leitwertsschwankungen (siehe Kap. 6)

Aus der **Leistungsbilanz des einphasigen Ersatzschaltbildes** gemäß Abb. 3.4 der Asynchronmaschine werden folgende Leistungsberechnungen abgeleitet, wobei in dem Grundwellenmodell der Index 1 für Statorgrößen und der Index 2 für Rotorgrößen steht. Das durch die Stromspeisung der Frequenz  $f_1^S$  von der Statorrehstromwicklung hervorgerufene Drehfeld läuft mit der synchronen Drehzahl  $n_d$  um, die auch als Drehfeldfrequenz bezeichnet wird:

$$n_d = \frac{f_1^S}{p} \quad (3.5)$$

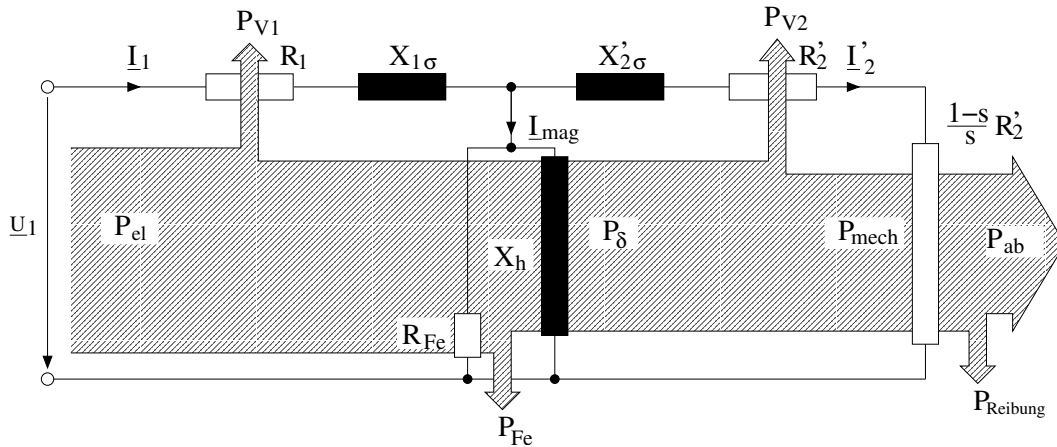


Abbildung 3.4: Leistungsbilanz der Asynchronmaschine

Der zur Leistungsmessung verwendete **Power-Analyser** (siehe Kap. 3.3.2) bestimmt die aufgenommene elektrische Leistung  $P_{auf}$  sowie die **Grundwellenleistung**  $P_{GW}$ , so dass nach Gl. 3.12 die **Oberwellenleistung**  $P_{OW}$  berechnet werden kann.

#### aufgenommene Wirkleistung

$$P_{auf} = P_{el} = P_{GW} + 3 \sum_{\tilde{v}>1}^{\infty} U_{\tilde{v}} I_{\tilde{v}} \cos(\varphi_{\tilde{v}}) \quad (3.6)$$

#### Drehfeldleistung

$$P_{\delta} = P_{el} - P_{V1} = \frac{P_{mech}}{(1-s)} = P_{mech} \left( \frac{n_d}{n} \right) \quad (3.7)$$

#### Statorverlustleistung

$$P_{V1} = 3(I_1^2 R_1 + P_{Fe}) = P_{el} - P_{\delta} \quad (3.8)$$

#### Rotorverlustleistung

$$P_{V2} = 3R'_2 I_2'^2 = s \cdot P_{\delta} = \left(1 - \frac{n}{n_d}\right) P_{\delta} \quad (3.9)$$

#### mechanische Leistung

$$P_{mech} = M_{mech} \cdot 2\pi n = (1-s) P_{\delta} = \frac{n}{n_d} P_{\delta} \quad (3.10)$$

#### Grundwellenleistung

$$P_{GW} = 3U_1 I_1 \cos(\varphi) = \frac{3}{2} \hat{U}_1 \hat{I}_1 \cos(\varphi) \quad (3.11)$$

#### Oberwellenleistung

$$P_{OW} = P_{auf} - P_{GW} \quad (3.12)$$



### 3.3 Motorprüfstand

In einer realen Maschine treten neben dem Grundfeld infolge der nichtstetigen Felderregerkurve eine zunächst unbegrenzte Anzahl von Oberfeldern auf. Das **Bemessungsmoment** entspricht dem **Grundwellenmoment**, das mit dem Grundwellenersatzschaltbild der Asynchronmaschine ermittelt werden kann.

Durch das Zusammenwirken von Stator- und Rotorfeldern treten jedoch unter bestimmten Umständen die unerwünschten **Oberwellenphänomene** auf. Diese lassen sich in **zusätzliche Erwärmung** der Maschinenwicklung, zusätzliche Momente, die sogenannten **Oberwellenmomente**, sowie verstärkte **Schwingungs- und Geräuschentwicklung** unterscheiden.

Eine zuverlässige Ermittlung der oberwellenbedingten Wicklungserwärmung lässt sich nur mit kalorienmetrischen Messungen an einem wärmeisolierten System durchführen, was sich den Möglichkeiten des Maschinenlabors entzieht und daher nicht durchgeführt wurde. Messtechnisch untersucht wurde die Schwingungs- und Geräuschentwicklung, wozu ein geeigneter Maschinenprüfstand konzipiert worden ist, mit dem sowohl die Bestimmung der **Oberwellenmomente** als auch die Ermittlung von **Körper- und Luftschall** in beliebigen Betriebspunkten ermöglicht wurde.

Die sich dem **Grundwellenmoment** in Abhängigkeit der Drehrichtung überlagernden **Momente** aus Oberfeldwechselwirkungen werden auch als **parasitäre Oberwellenmomente** bezeichnet. Diese werden unterschieden in **asynchrone Oberwellenmomente**, die sich über den gesamten Drehzahlbereich dem Grundwellenmoment überlagern, und **synchrone Oberwellenmomente**, die nur bei ganz speziellen Drehzahlen auftreten und sich auch nur dann dem Grundwellenmoment überlagern. In Abb. 3.5 sind für den Motorbetrieb einer Asynchronmaschine das Grundwellenmoment sowie das asynchrone und das synchrone Oberwellenmoment (im Stillstand) skizziert. In die Abbildung wurden gleichzeitig eine idealisierte Kennlinie und die realen Kennlinien eines Bremssystems eingezeichnet, die notwendig sind, um beispielsweise die besonders schwierig erfassbaren **synchrone Oberwellenmomente** zu messen. Zur Ermittlung wird die „harte“ Kennlinie der Bremsmaschine von beiden Seiten an das Oberwellenmoment herangefahren und das maximal auftretende Moment zu der Drehzahl notiert. Die **asynchronen Oberwellenmomente** lassen sich hingegen durch das langsame „Durchfahren“ des Drehzahlbereiches bei kontinuierlicher Drehzahl- und Drehmomentenaufnahme bestimmen.

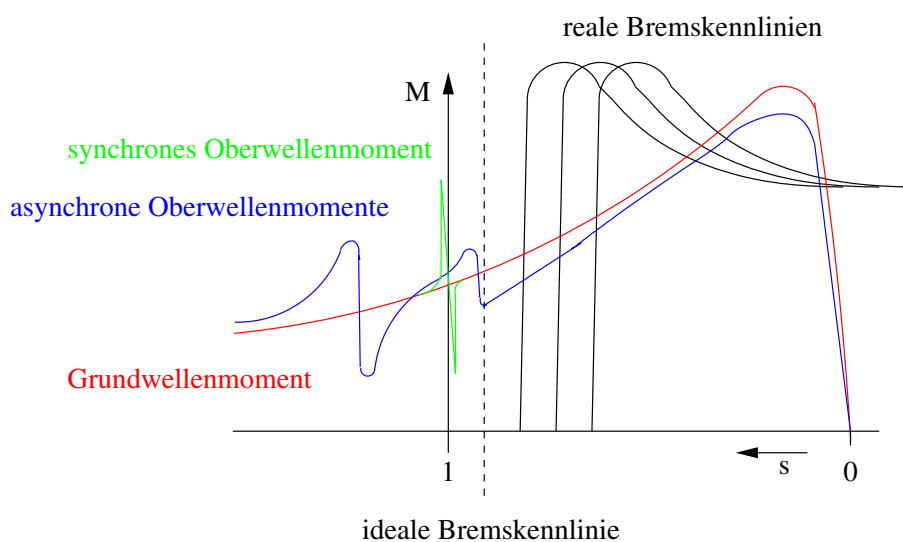


Abbildung 3.5: Grundwellenmoment, asynchrone und synchrone Oberwellenmomente

Zur messtechnischen Untersuchung der magnetischen Geräuschemission werden an den **Motorprüfstand** folgende Anforderungen gestellt:

- Luftschallmessungen

Zu äquidistant über den Drehzahlbereich der ASM-Testmaschine verteilten Drehzahlen sollen Intensitätsmessungen nach dem **Scanning-Verfahren** mit **CPB-** und **FFT-Analyser** durchgeführt werden, wobei die Belastung und Drehzahl der Bremsmaschine genau vorgegeben werden können. Zudem ist der Motorprüfstand mit einer Motorstrom- und Motorspannungsmesseinrichtung sowie einer Momentenmesseinrichtung auszustatten, damit trotz unterschiedlicher Schaltung und Stromspeisung ähnliche und damit vergleichbare Betriebspunkte eingestellt werden können.

- Körperschallmessungen

Es sollen sowohl stationäre Drehzahlen über ein stufenlos wählbares Belastungsmoment der Bremsmaschine als auch dynamische Hochläufe (run up) und Runterläufe (coast down) in einer vorzugebenden Zeit realisiert werden können. Für die Anwendung der Ordnungsanalyse auf die Körperschallmessung (siehe Kap. 10) ist zusätzlich ein Impulsgeber für die Ermittlung einer Wellenumdrehung zu installieren.

- Momentenmessungen

Ähnlich wie die Anforderungen der Körperschallmessungen müssen sich an dem Prüfstand für die Momentenmessung stationäre Drehzahlen bei einer „harten“ Bremsmomentkennlinie für die Bestimmung synchroner Oberwellenmomente einstellen lassen. Die Aufnahme von asynchronen Oberwellenmomenten und dem Grundwellenmoment soll mit Hochläufen (run up) und Runterläufen (coast down) in vorzuzugender Zeit bei automatischer Speicherung der Messwerte erfolgen. Damit Drehzahl-Drehmomenten-Kennlinien konstruiert werden können, müssen zusätzlich die Drehzahl und das Drehmoment als Messgröße zur Verfügung stehen.

### 3.3.1 Realisierung

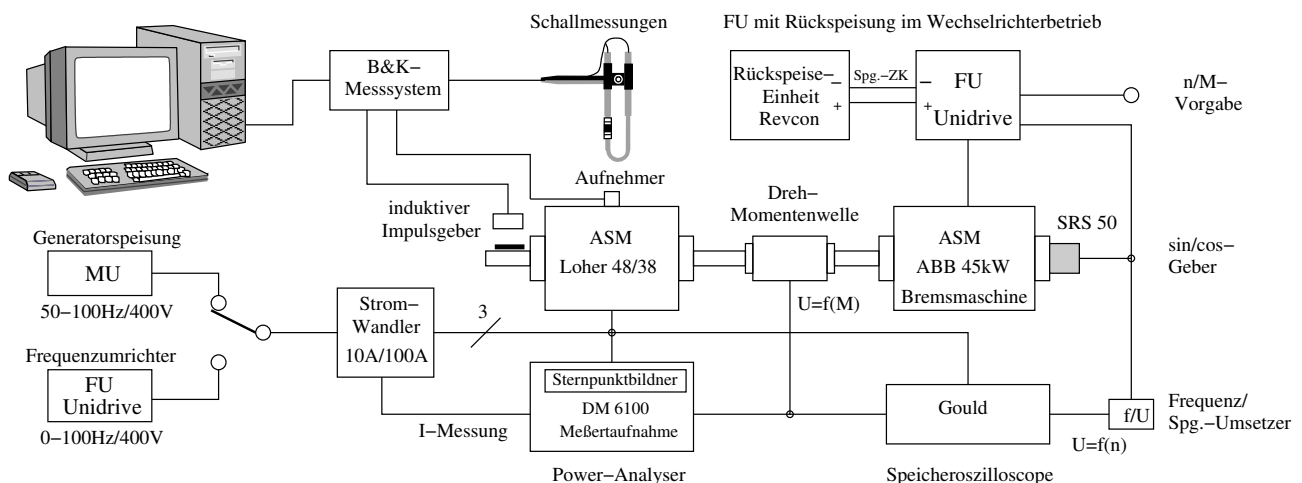
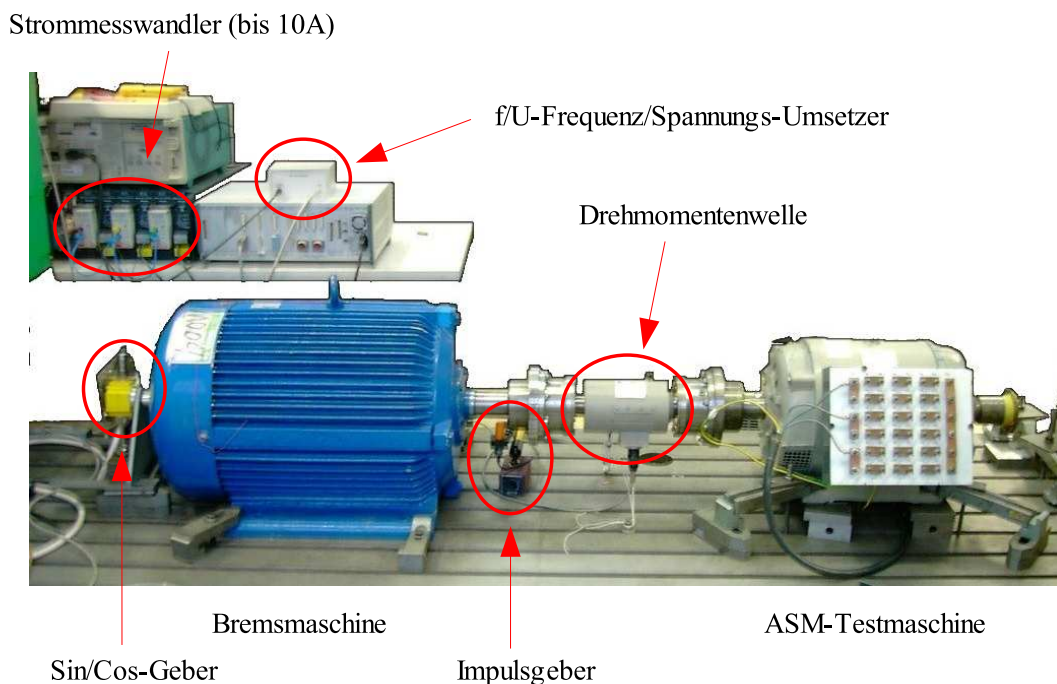


Abbildung 3.6: Strukturbild des Motorprüfstandes

Für die messtechnischen Untersuchungen wurde ein Prüfstand gemäß dem Strukturbild aus Abb. 3.6 aufgebaut. Die als Schalter angedeutete Umschaltung zwischen der Generatorspeisung und der Frequenzrichterpeisung erfolgte mit einem Motorschütz. Zur Momentenerfassung wurde eine Drehmomentenwelle (1000 Nm)

zwischen die ASM-Testmaschine und die Bremsmaschine mit Frequenzumrichter (CT-Unidrive) und Rückspeiseeinheit (Revcon) gekuppelt. Das momentenabhängige Spannungsausgangssignal der Drehmomentenwelle wurde nach entsprechender Verstärkung (Skalierungsfaktor) dem Poweranalyser (NORMA D6100) und dem Speicheroszilloskop (Gould) zugeführt. Mit der Drehzahlinformation über einen für diesen Prüfstand entwickelten hochlinearen f/U-Umsetzer sind hochdynamische Drehzahl-Drehmomenten-Verläufe mit dem Speicheroszilloskop messbar und speicherbar.

Zur Veranschaulichung des Maschinenprüfstandes sind Bilder der wichtigsten Komponenten, Maschinenaufbau in Abb. 3.7, Messtechnik in Abb. 3.10, Umrichtertechnik in Abb. 3.8 und die Geräusch- und Schwingungsmessungen in Abb. 3.9 angefügt.



**Abbildung 3.7:** Motorprüfstand: Maschinenaufbau

Mit dem wahlweise drehzahl- oder drehmomentengesteuerten Frequenzumrichter<sup>30</sup> der Bremsmaschine konnte in Kombination mit der Rückspeiseeinheit der ASM-Testmaschine eine variable Last bzw. ein Lastprofil aufgeprägt werden. Damit konnten dynamischen Hochläufe (run up) und Runterläufe (coast down) durchgeführt werden, indem für den Frequenzumrichter der Bremsmaschine entsprechende Parameter für Brems- und Beschleunigungsrampen eingestellt wurden. Für die jeweilige Betriebspunkteinstellung wurden beide Frequenzumrichter mit Handsteuergeräten ausgerüstet, so dass die Inbetriebnahme (Synchronisierung beider Frequenzumrichter) und die Sollwertvorgabe (Drehzahl/Drehmoment) sehr komfortabel vorgenommen werden konnte. Um auch bei geringen Drehzahlen ein starkes Gegenmoment mit „steiler“ Kennlinie aufprägen zu können, wurde die Bremsmaschine mit einer 45 kW Käfigläufer-Asynchronmaschine (ABB) stark überdimensioniert.

<sup>30</sup>CT-Unidrive-Frequenzumrichter incl. UD58 SinCos-Modul und „closed Loop“-Betrieb mit SinCos-Geber (SRS 50)

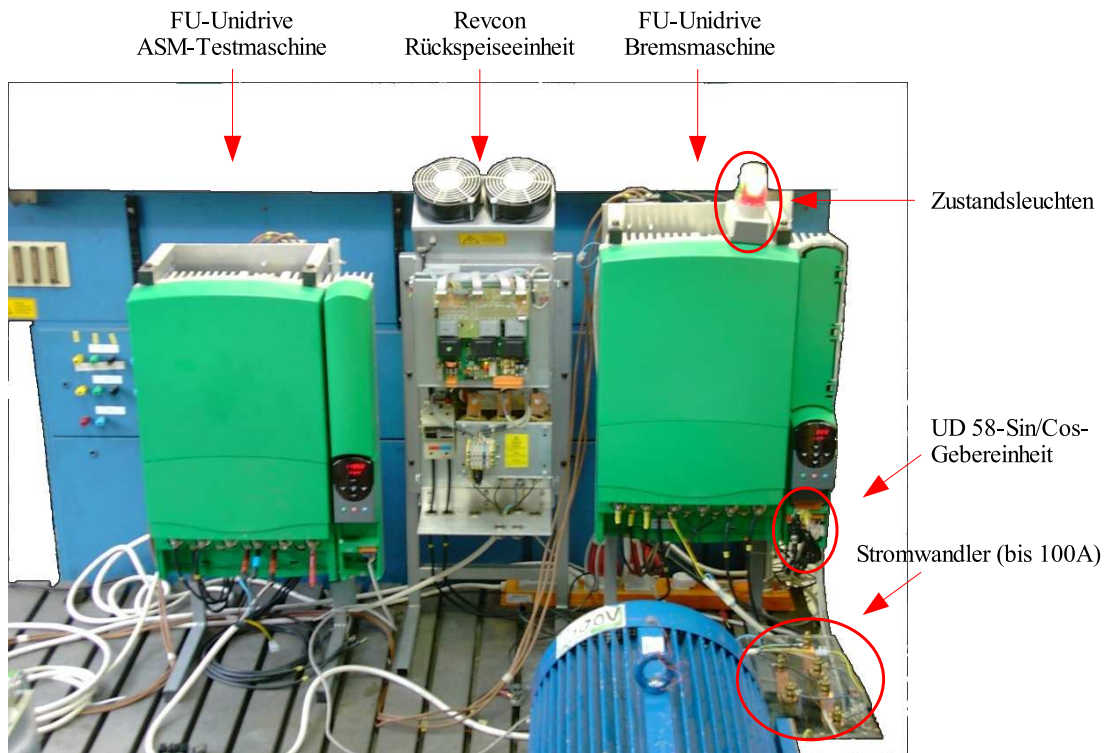


Abbildung 3.8: Motorprüfstand: Umrichtertechnik

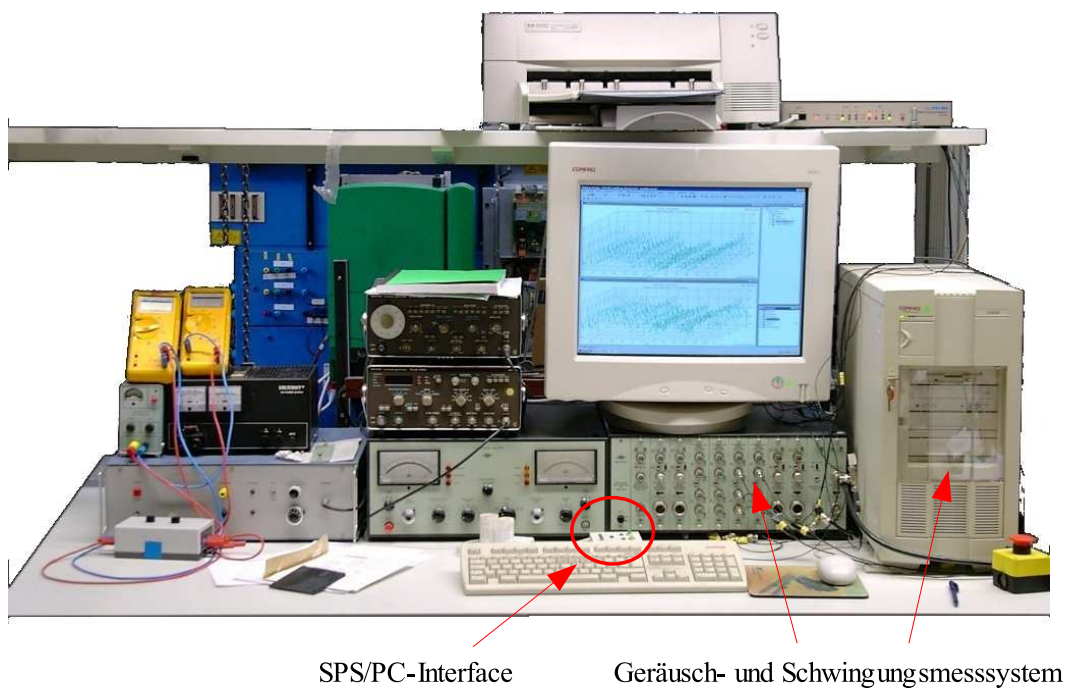


Abbildung 3.9: Motorprüfstand: Geräusch- und Schwingungsmessungen



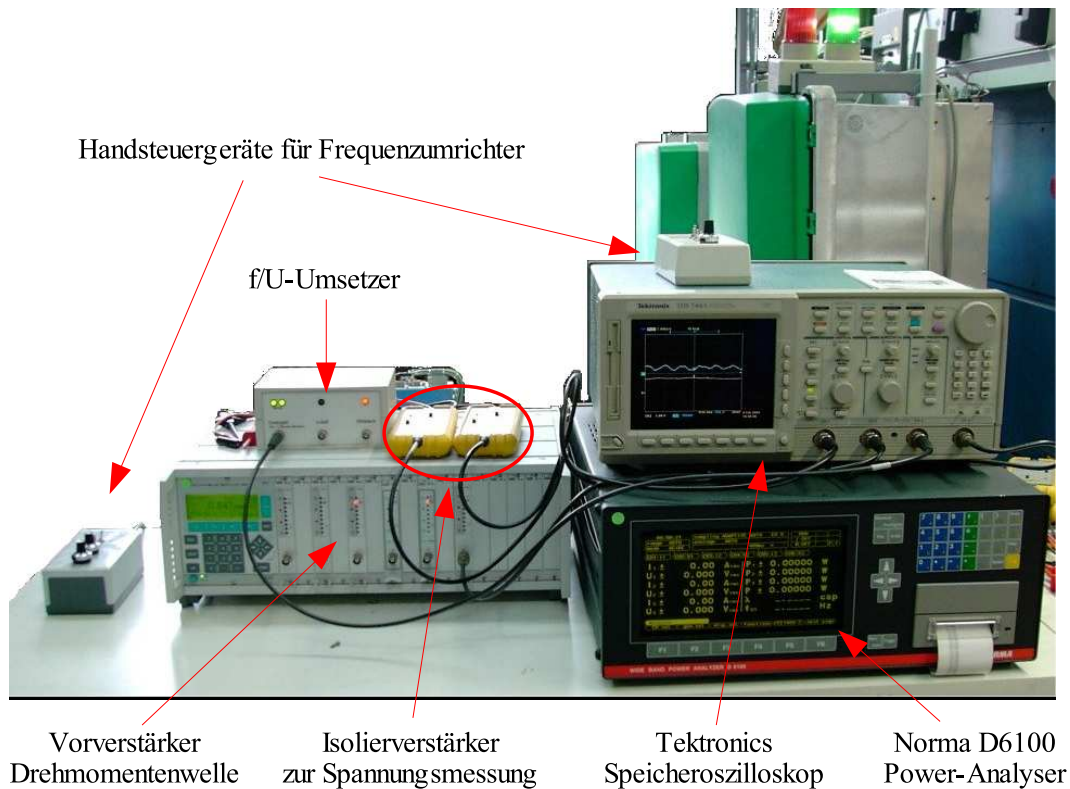


Abbildung 3.10: Motorprüfstand: Messtechnik

### 3.3.2 Leistungsmessung

Die Leistungsmessungen wurden dreiphasig mit einem digitalen Leistungsanalysator hoher Bandbreite vom Typ Norma D6100 durchgeführt. Da sich zwischen dem Leerlaufbetrieb und dem Lastbetrieb Stromdifferenzen von über 20A einstellten, war die Verwendung unterschiedlicher Messwandler<sup>31</sup> für einen entsprechenden hochaufgelösten Messbereich notwendig.

Es wurden die Strangströme und die Leiter-Erdströme unter Anwendung eines Sternpunktbildners (künstlicher Sternpunkt) mit dem Power-Analyser erfasst, so dass die Leistungsbestimmung unabhängig von der jeweiligen Schaltungs- und Betriebsart des ASM-Testmaschine erfolgen konnte.

Das digitale Leistungsmessgerät tastet die Messgrößen simultan ab und berechnet nach einer A/D-Wandlung die charakteristischen Größen jeder Phase. Diese Größen werden über einen vorgegebenen Zeitraum gemittelt, wobei das Verfahren der **synchronen Abtastung** gewählt wurde. In diesem Modus ermittelt das Leistungsmessgerät selbstständig die Grundschwingungsfrequenz eines ausgewählten Messsignals (Kanal) und bestimmt eine totale Messzeit, die ein Vielfaches der Periode der Grundschwingung ist. Damit ist es möglich, während der Messung sowohl die aufgenommene Gesamtleistung  $P_{auf}$  als auch die Leistung der Grundschwingung bzw. Grundwelle  $P_{GW}$  berechnen zu lassen. Gemäß Gl. 3.12 lässt sich aus diesen Berechnungsgrößen in einfacher Weise bei einer nachfolgenden Datenaufbereitung die Summe aller Oberwellenverluste bestimmen.

<sup>31</sup> 10A-Shunt und 100A-Shunt

### 3.4 Messumfang an der ASM-Testmaschine

Es erfolgten Schalleistungsmessungen bei Generatorspeisung und bei Frequenzumrichterspeisung, wobei die Intensitätswerte einem **CPB-Analyser**<sup>32</sup> und einem **FFT-Analyser**<sup>33</sup> zugeführt worden sind. Die Messungen wurden an der ASM-Testmaschine jeweils für den Leerlauf und den Lastfall bei Sternschaltung und Dreieckschaltung vorgenommen. Durch die Spannungsspeisung mit der Frequenz von  $f_1 = 100\text{Hz}$  ergibt sich bei der 8-poligen ASM-Testmaschine eine synchrone Drehfeldfrequenz von  $n_d = 1500\text{min}^{-1}$ . Über die Variation der Motorspannung bei Generatorspeisung bzw. Variation des Aussteuergrades bei Frequenzumrichterspeisung konnte der Strom durch eine Spulenwicklung unabhängig von der  $\lambda/\Delta$ -Schaltung eingestellt werden, so dass vergleichbare Betriebspunkte der unterschiedlichen Schalleistungsmessungen erzielt werden konnten.

Die jeweilige Drehzahl einer Geräuschemessung wurde mit dem Handsteuergerät entsprechend der Drehzahlanzeige des Frequenzumrichters der Bremsmaschine eingestellt.

- Generatorspeisung:

- Lastfall

Die Statorwicklungen der ASM-Testmaschine wurden mit sinusförmiger Generatorspeisung konstanter Frequenz ( $f_1 = 100\text{Hz}$ ) betrieben, wobei mit Hilfe der variabel einstellbaren Belastungsmaschine das Lastmoment manuell so eingestellt wurde, dass bei stationärer Drehzahl die Intensitätsmessung nach der Scanning-Methode für einen Drehzahlbereich von  $50\text{min}^{-1}$  bis  $1500\text{min}^{-1}$  mit einer Schrittweite von  $50\text{min}^{-1}$  erfolgte.

- Leerlauf

Die Statorwicklungen des Motors wurden mit sinusförmiger Generatorspeisung gespeist. Die Frequenz der Speisespannung wurde manuell durch entsprechende Sollwerte der Erregerspannung und Erregerfrequenz des Maschinenumformersatzes so eingestellt, dass Geräuschemessungen bei stationären Drehzahlen und ohne ein elektrisches Zusatzmoment der Belastungsmaschine in Drehschritten von  $50\text{min}^{-1}$  und einem Drehzahlbereich von  $50\text{min}^{-1}$  bis  $1500\text{min}^{-1}$  erfolgen konnten.

- Frequenzumrichter:

- Lastfall

Die Statorwicklungen des Motors wurden vom Frequenzumrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung im PWM-Betrieb bei einer Taktfrequenz der Leistungsendstufen mit  $f = 3\text{kHz}$  und einer Grundfrequenz von  $f_1 = 100\text{Hz}$  gespeist. Mit der Belastungsmaschine wurde der ASM-Testmaschine eine entsprechende Last aufgeprägt, so dass zu äquidistanten Drehzahlwerten stationäre Intensitätsmessungen vorgenommen werden konnten.

- Leerlauf

Die Statorwicklungen des Motors wurden vom Frequenzumrichter im PWM-Betrieb bei konstanter Taktfrequenz der Leistungsendstufen mit  $f = 3\text{kHz}$  gespeist. Die Frequenz der Speisespannung wurde durch die Vorgabe des Aussteuergrades manuell in Drehschritten von  $50\text{min}^{-1}$  eingestellt und Geräuschemessungen zu stationären Drehzahlen im Drehzahlbereich von  $50\text{min}^{-1}$  bis  $1500\text{min}^{-1}$  ohne ein elektrisches Zusatzmoment der Belastungsmaschine durchgeführt.

---

<sup>32</sup>CPB-Analyser mit 1/12-Oktaven-Filter

<sup>33</sup>FFT-Analyser mit einer linearen Frequenzauflösung von 32Hz

### 3.5 Einfluss von Schaltung und Speisung

Für den Vergleich von **CPB-Analyser** und **FFT-Analyser** wurden die Schallleistungspegel  $L_W$ , die sich aus den Intensitätswerten der Schmalbandfilter und der Messfläche berechnen lassen, über den Drehzahlbereich abgetragen. Dieses konnte jedoch nur mit einer zusätzlicher Datenverarbeitung erfolgen, die eine Zuordnung der Schallmessungen zu der diskreten Drehzahl vornahm. Hierfür wurde die Datenverarbeitungs-Software *SCAN* um die Option erweitert, eine Messwerte-Datei `L_CPB.txt` bzw. `L_FFT.txt` zu erstellen, die für jede Drehzahl die vier Schallgrößen **Schallleistungspegel**  $L_W$ , **Schallintensitätspegel**  $L_I$ , **maximaler Intensitätspegel**  $L_{I_{max}}$  und **Fehlermaßpegel**  $L_{+/-}$  berechnet. Für die Erstellung dieser Messwerte-Dateien wurde die Datenverarbeitung auf jede Schallintensitätsmessung einer Drehzahl<sup>34</sup> angewendet<sup>35</sup>.

Die Gegenüberstellung der Schallleistung im **Leerlauf** mit CPB-Analyser bei den verschiedenen Schaltungen und Speisungen der ASM-Testmaschine zeigt, dass die Sternschaltung einen bis zu 15 dB geringeren Schallleistungspegel aufweist als die Dreieckschaltung. Im **Lastfall** geht dieser Unterschied auf einen maximalen Schallleistungspegelunterschied von ca. 10 dB zurück. Vorteilhaft lassen sich diese Aussagen in den Fehlerbalkendiagrammen gemäß Abb. 3.11 für den **Leerlauf** und gemäß Abb. 3.12 für den **Lastfall** wiedergeben, aus deren Legende die Schaltung (Stern/Dreieck) und die Speisung (MU/FU) hervorgeht, wobei der untere Fehlerbalkenwert der Intensität des CPB-Analysers und der obere Fehlerbalkenwert der Intensität des FFT-Analysers zuzuordnen ist.

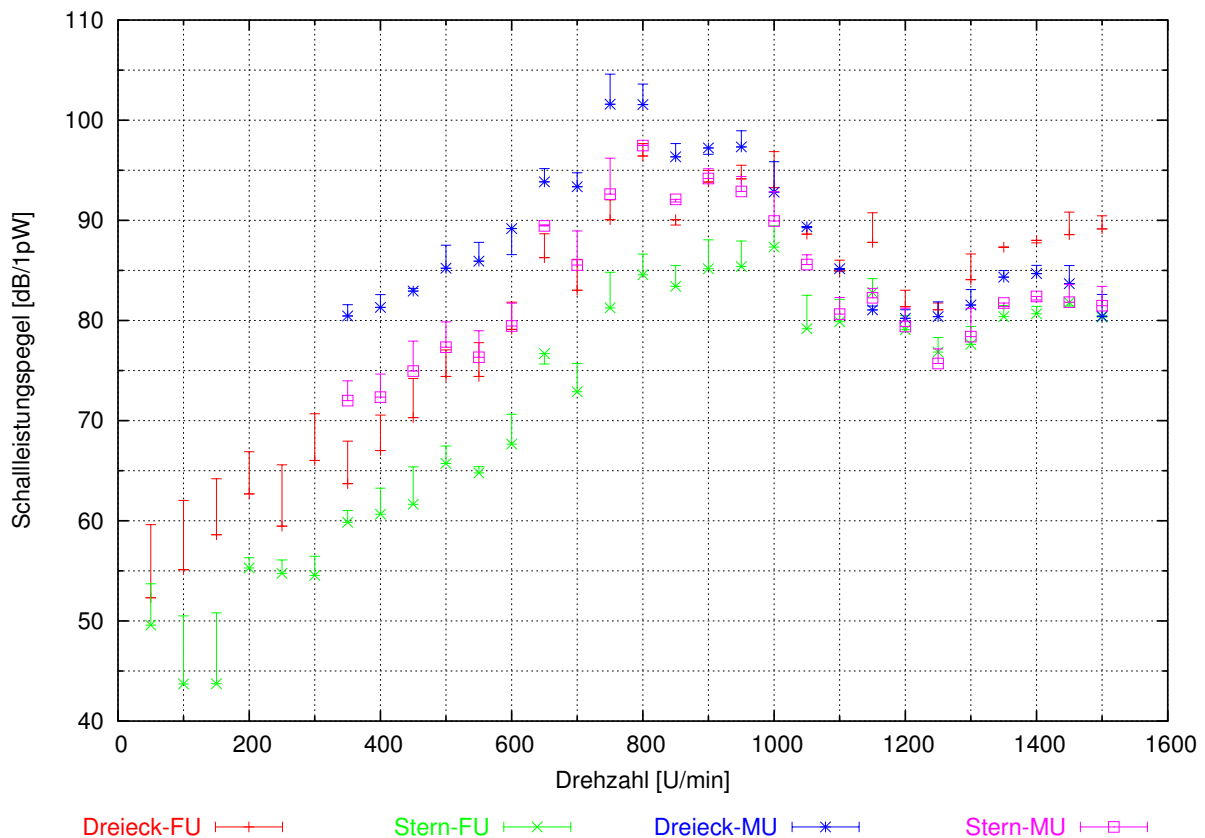


Abbildung 3.11: Schallleistungsvergleich von CPB und FFT bei Leerlauf (errorbars)

<sup>34</sup>wobei die Messdatendateien nach einer festgelegten Nomenklatur `xxxxCPBInt.txt` bzw. `xxxxFFTInt.txt` gespeichert sein mussten

<sup>35</sup>mit einem einfachen Script in der `bash` einer Konsole: `> for name in *.txt; do scan.py $name; done`

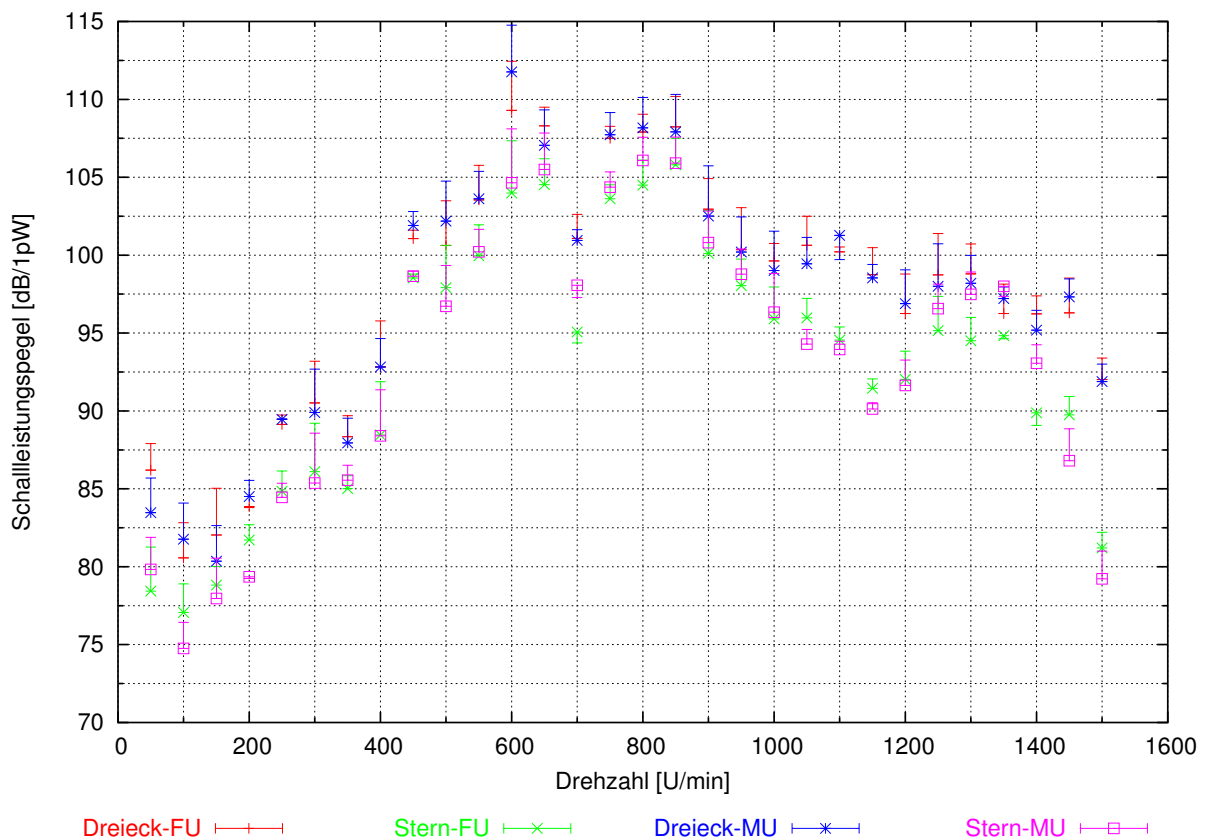


Abbildung 3.12: Schalleistungsvergleich von CPB und FFT bei Last (errorbars)

Während die Abweichungen von **CPB-Analyser** und **FFT-Analyser** mittels einer Fehlerbalkendarstellung sehr kompakt für FU-Speisung und MU-Speisung bei  $\lambda/\Delta$ -Schaltung für den Leerlauf in Abb. 3.11 und für den Lastfall in Abb. 3.12 dargestellt sind, lässt sich der Geräuscheinfluss infolge der Speisung deutlicher am Beispiel der  $\Delta$ -Schaltung in getrennten Diagrammen für die Generatorspeisung und Frequenzumrichterspeisung zeigen. Bei diesen Darstellungen (Abb. 3.13 und Abb. 3.14) bezieht sich die Angabe des Pegelwertes von Schalleistung und maximaler Intensität auf die linke Achsenskalierung, während das Fehlermaß der rechten Achsenskalierung zugeordnet ist. Da das Fehlermaß jeder Schalleistungsmessung Werte weit unterhalb von 1 dB annimmt, ist die Schalleistungsbestimmung nach der Genauigkeitsklasse 2 zulässig, d.h. ein Messfehler, z.B. durch Fremdschall, liegt nicht vor.

Die Auswertung der MU-Speisung in Abb. 3.13 und der FU-Speisung in Abb. 3.14 ergibt deutlich, dass die emittierte Schalleistung der Maschine stark vom Betriebspunkt abhängig ist. So zeigt sich eine maximale Schalleistung bei einer Drehzahl von ca.  $n = 600 \text{ min}^{-1}$  und eine minimale Schalleistung bei einer Drehzahl von ca.  $n = 700 \text{ min}^{-1}$ .

Unerwartet konnte durch die Auswertung festgestellt werden, dass die ASM-Testmaschine unter Last und einer Drehzahl von ca.  $n = 600 \text{ min}^{-1}$  bei Generatorspeisung eine höhere Schalleistungsemission als in dem gleichen Betriebspunkt bei Frequenzumrichterspeisung abstrahlt. Der Unterschied bestimmt sich für beide Analyser zu ca. 2.5 dB, wobei die Intensitätswerte des FFT-Analyzers um ca. 3.0 dB höher ausfallen als bei dem CPB-Analyser. Um näheren Aufschluss über diese Tatsache zu erhalten, wurde die spektrale Schallintensitätsverteilung der Analyser zu der Drehzahl von  $n = 600 \text{ min}^{-1}$  bestimmt.



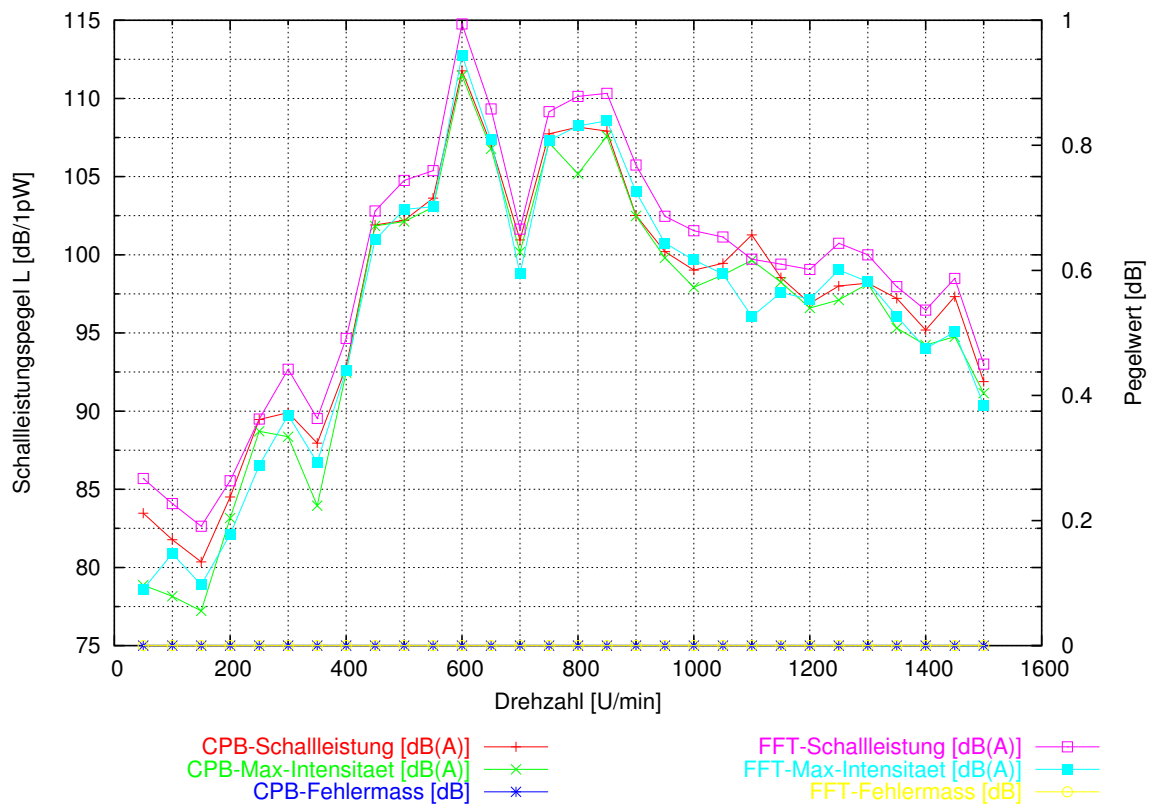


Abbildung 3.13: Schallleistung von CPB-Analyser und FFT-Analyser bei MU-Speisung

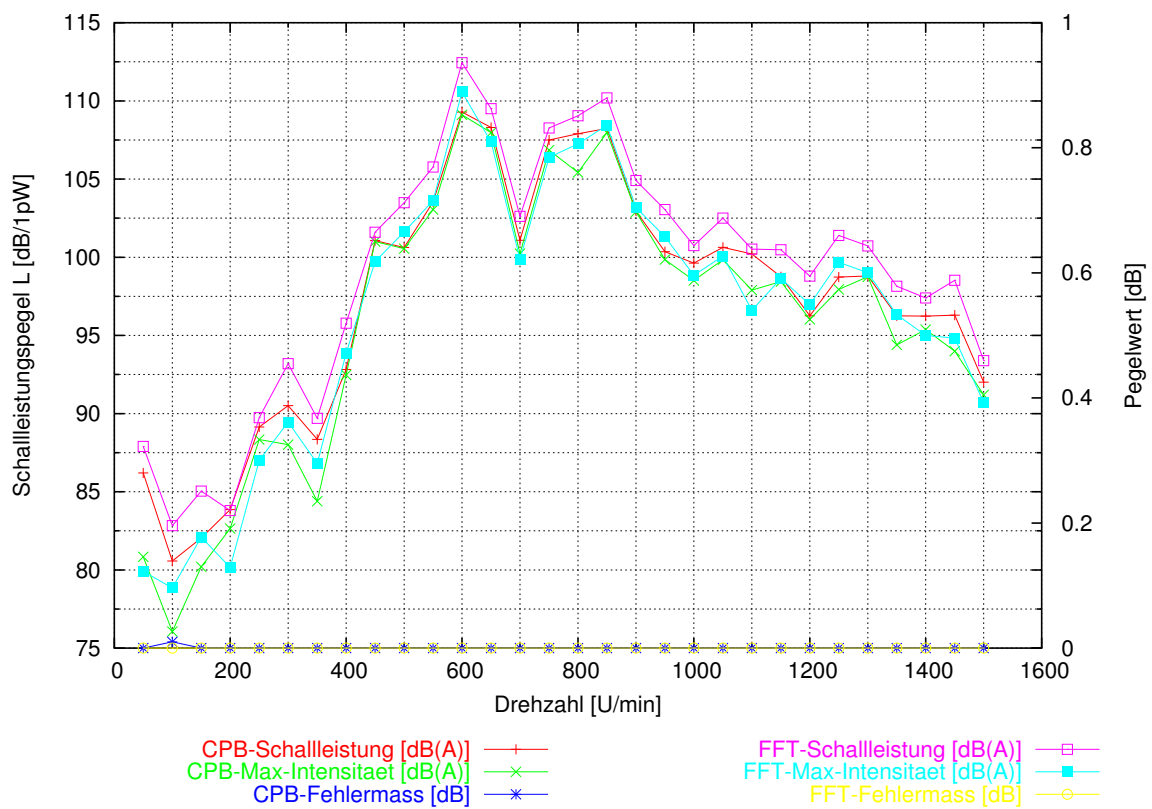
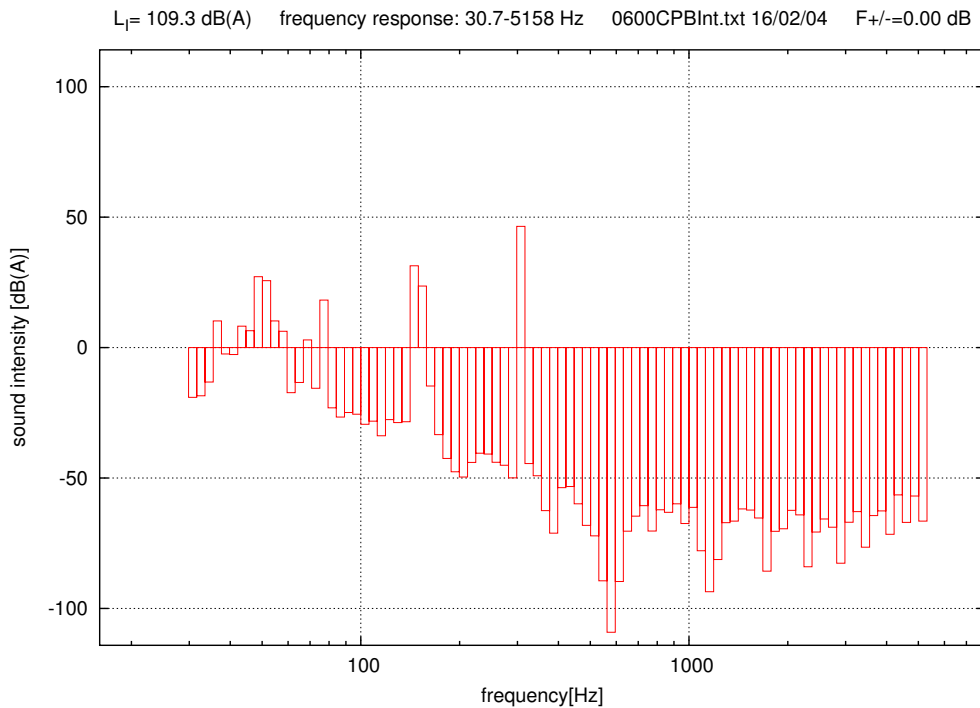
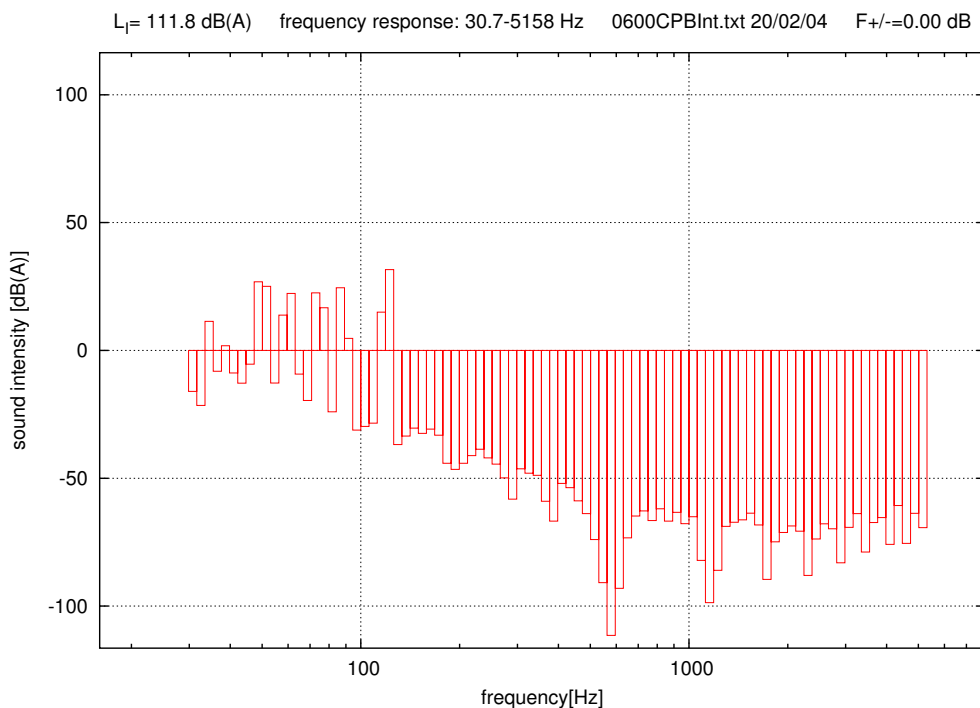


Abbildung 3.14: Schallleistung von CPB-Analyser und FFT-Analyser bei FU-Speisung

### 3.5.1 Spektrale Schallintensitätsverteilung bei $\Delta$ -Schaltung und Speisung mit FU und MU



**Abbildung 3.15:** Spektrale CPB-Schallintensitätsverteilung bei FU-Speisung und  $n = 600 \text{ min}^{-1}$

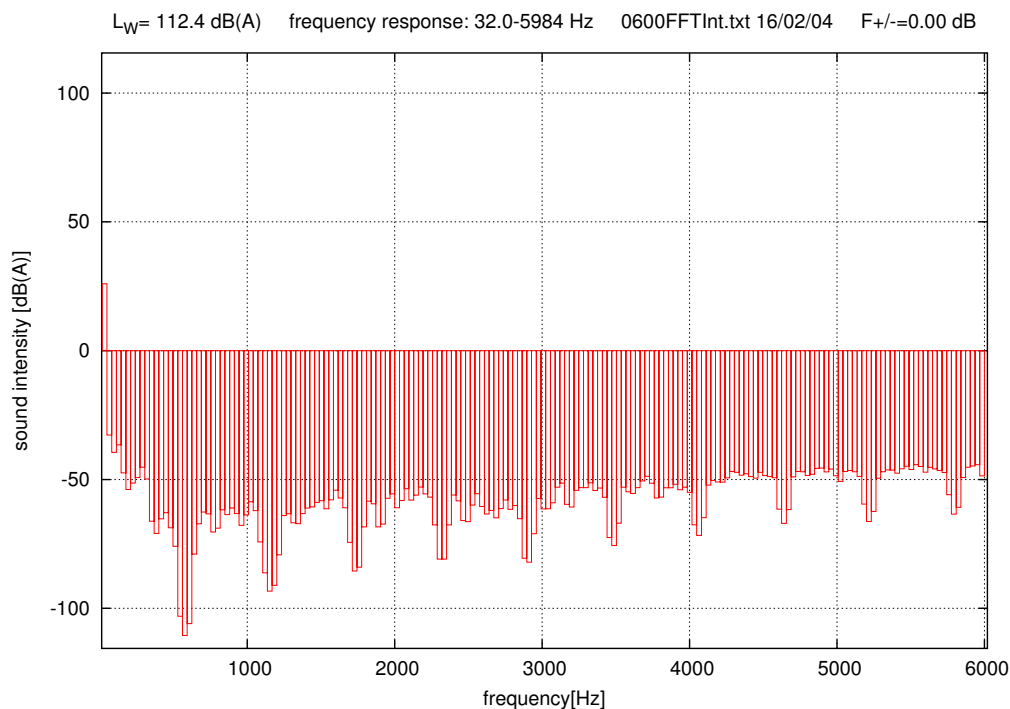


**Abbildung 3.16:** Spektrale CPB-Schallintensitätsverteilung bei MU-Speisung und  $n = 600 \text{ min}^{-1}$

Für die Messung des ausgewählten Betriebspunktes bei der Drehzahl von  $n = 600 \text{ min}^{-1}$  geht aus der spektralen Intensitätsverteilung des CPB-Analysers gemäß Abb. 3.15 und Abb. 3.16 hervor, dass bei FU- und MU-Speisung eine markante Intensität vergleichbaren Pegels im Bereich von  $f = 600 \text{ Hz}$  auftritt.

Die erste Harmonische dieser Frequenz im Bereich von  $f = 1200\text{ Hz}$  tritt jedoch bei der Generatorspeisung ausgeprägter auf (höherer Pegelwert) als bei Frequenzrichterspeisung. Dagegen ist bei der Frequenzrichterspeisung zu erkennen, dass die Spektren im Bereich von  $f = 200\text{ Hz}$  und  $f = 300\text{ Hz}$  etwas höher als bei Generatorspeisung ausfallen. Infolge der logarithmischen Darstellung überwiegt bei der Summenpegelbildung die erste Harmonische, so dass sich der Pegelunterschied von  $2.5\text{ dB}$  ergibt<sup>36</sup>.

Zu gleichen Ergebnissen führt auch die Auswertung der Schallleistung, die mit dem FFT-Analyser gemäß Abb. 3.17 bei Frequenzrichterspeisung und Abb. 3.18 bei Generatorspeisung ermittelt wurde. Hierbei lässt sich aufgrund der linearen Darstellung der Frequenzachse und der höheren Auflösung über den Messbereich das Auftreten von Harmonischen noch deutlicher erkennen.



**Abbildung 3.17:** Spektrale Schallleistung FFT im Lastfall (600 1/min) bei FU

Zusammenfassend konnten aus der Gegenüberstellungen der Schallleistungen von **CPB-Analyser** und **FFT-Analyser** folgende Ergebnisse abgeleitet werden:

1. Bei magnetischer Schallemission weisen die ermittelten spektralen Schallleistungen von FFT-Analyser und von CPB-Analyser qualitativ sehr gute Übereinstimmungen auf, wobei jedoch die Schallleistungsberechnung durch den FFT-Analyser eine durchschnittliche Erhöhung von ca.  $3\text{ dB(A)}$  gegenüber dem CPB-Analyser aufweist.
2. Die maximale Schallintensität  $L_{I\max}$  tritt im **Leerlauf** bei einer Drehzahl von ca.  $n = 800\text{ min}^{-1}$  auf.
3. die maximale Schallintensität  $L_{I\max}$  tritt im **Lastfall** bei einer Drehzahl von ca.  $n = 600\text{ min}^{-1}$  auf.
4. Im Lastfall wurde eine minimale Schallleistung  $L_{I\min}$  bei einer Drehzahl von  $n = 700\text{ min}^{-1}$  bestimmt, was für eine gute bzw. eine oberwellenarme Motorauslegung spricht, da die Bemessungsdrehzahl der ASM-Testmaschine  $n_N = 730\text{ min}^{-1}$  beträgt.

<sup>36</sup> die Genauigkeit von Klasse 2 Intensitätsmessungen beträgt  $1.5\text{ dB}$

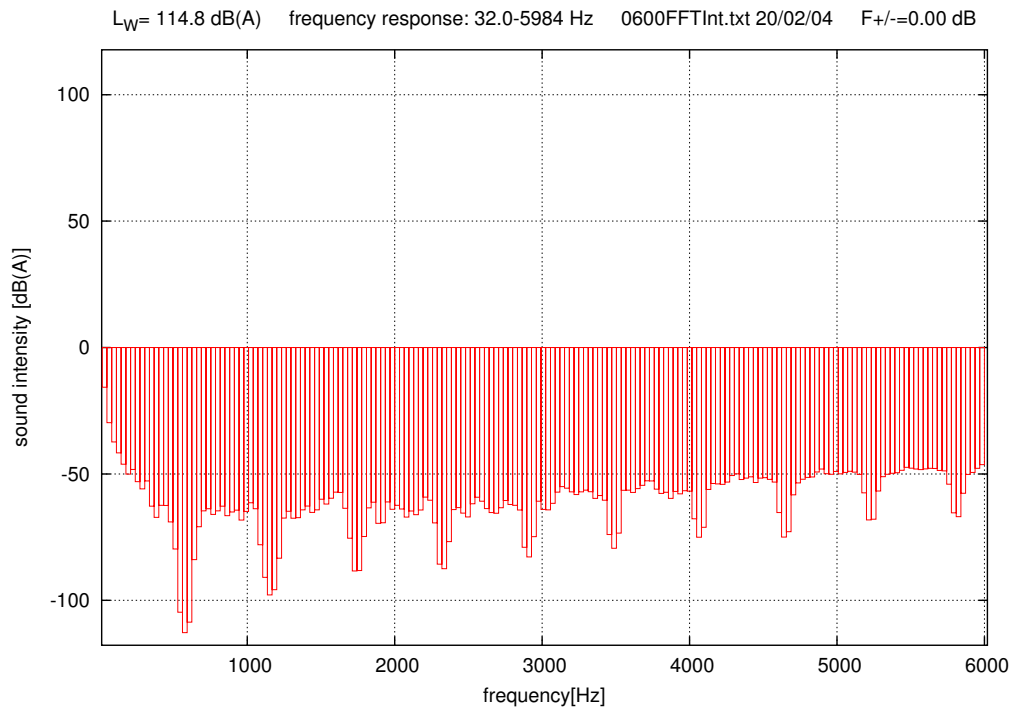


Abbildung 3.18: Spektrale Schallleistung FFT im Lastfall (600 1/min) bei MU

5. Die **Schallleistung**  $L_I$  (magnetische Schallemission) der ASM-Testmaschine **ist bei Generatorspeisung um ca. 2.5 dB höher als bei Frequenzrichterspeisung.**
6. Aus der Schallleistungsbestimmung ist der Einfluss von Oberwellen oder Oberschwingungen nicht erkennbar, obwohl nach dem subjektiven Gehöreindruck ein deutlicher drehzahlabhängiger Unterschied auftrat. **Aus dem Messverfahren können daher keine Ursachen für die Schallemission von MU- oder FU-Speisung abgeleitet werden.**

### 3.6 Modifiziertes Messverfahren mit 3D-Datenaufbereitung

Die konventionelle Schallleistungsberechnung nach Gl. 3.1 erfolgt durch die Addition der vorzeichenbehafteten Intensitätswerte der Schmalbandfilter mit anschließender Pegelbildung und Berücksichtigung der Messfläche. Werden diese Intensitätspegel  $L_I$  über der Frequenz dargestellt, wird von **spektraler Schallintensitätsverteilung** bzw. **spektraler Schallintensität** der Messung gesprochen, welche sich mit der programmierten Visualisierungs-Software SCAN darstellen lässt.

Die in der vorliegenden Arbeit untersuchte magnetische Schallemission äußert sich in Abhängigkeit von Betriebspunkt und Drehzahl, so dass Schallmessungen zu möglichst vielen äquidistant über den Drehzahlbereich verteilten Drehzahlen erfolgen sollten. Bei einer Zuordnung der Schallmessungen zu der jeweiligen Drehzahl lassen sich die **spektralen Schallintensitäten** über den Drehzahlbereich der Maschine auftragen, so dass sich eine 3-dimensionale Darstellung der Einzelmessungen ergibt, die in anschaulicher Form das drehzahlabhängige Schallemissionsverhalten der Maschine angibt.

Für eine geeignete 3D-Darstellung der Intensitätswerte aus den Einzelschallmessungen wurde die Datenverarbeitungs- und Visualisierungs-Software PULSPLOT (siehe Kap. 2.4.4) entwickelt. Da dieses Programm jedoch auf Basis von Matrizenrechnung arbeitet, ist für die Einzelmessungen zu diskreten Drehzahlen eine Konvertierung der Messdaten in ein entsprechendes Format notwendig. Auch diese Funktionalität wurde in der

Datenverarbeitungs-Software SCAN realisiert, so dass nach der Konvertierung zu jedem Drehzahlwert einer Intensitätsmessung drei \*.pac Dateien ausgegeben werden. Für die 3D-Visualisierung sind abschließend diejenigen \*.pac-Dateien mit zugehörigen Drehzahlen anzugeben, aus denen die 3-dimensionale Matrix zur Darstellung gebildet werden soll. Beispielhaft für die Intensität I.dat ist eine derartige Stapelverarbeitungsdatei angegeben:

Drehzahl	
I0350FFTInt.pac	350
I0400FFTInt.pac	400
I0450FFTInt.pac	450
I0500FFTInt.pac	500
I0550FFTInt.pac	550
I0600FFTInt.pac	600
...	

Diese Stapelverarbeitungsdatei ist anschließend mit dem Visualisierungsprogramm PULSPLOT aufzurufen<sup>37</sup>. Mit der beschriebenen Messdatenverarbeitung ist es möglich, die spektralen Schalleistungen von CPB- und FFT-Analyser direkt miteinander zu vergleichen<sup>38</sup>.

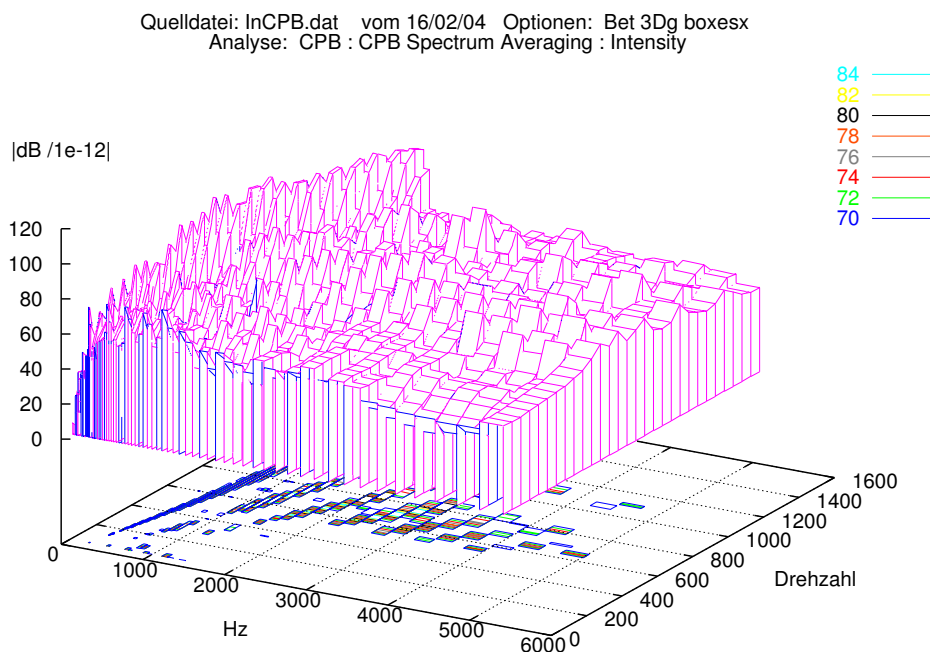


Abbildung 3.19: Spektrale Intensität des CPB-Analyzers in linearer Darstellung

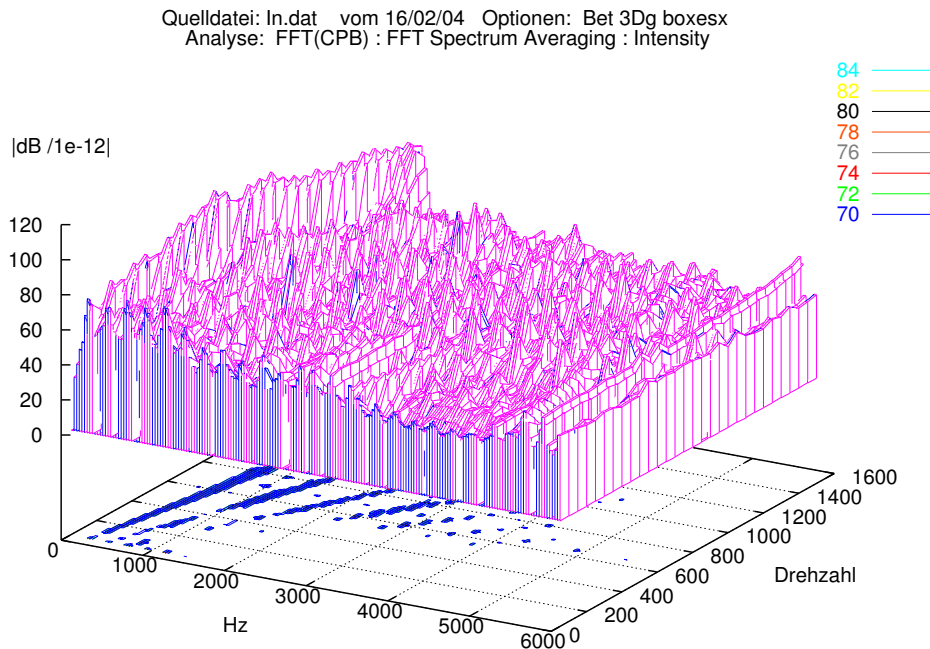
### 3.6.1 Anwendung auf die ASM-Testmaschine

Für die Dreieckschaltung bei Umrichterspeisung im Lastfall werden nach den vorangegangenen Beschreibungen zur Datenverarbeitung die Unterschiede der modifizierten Schalleistungsmessung von **CPB-Analyser** und

<sup>37</sup>in einer bash mit dem Befehl: > pulspplot.py I.dat

<sup>38</sup>Parameter von der Konsole aus PULSPLOT: 3dg/bet/hide/boxesx/cnt:8,70,2/eps

**FFT-Analyser** aufgezeigt. Ausgewertet wurden die **negativen Intensitätswerte**, die aus der Richtcharakteristik der Messsonde hervorgehen und nach der Konvention in Kap. 2 der Schallleistung einer Quelle entsprechen.



**Abbildung 3.20:** Spektrale Intensität des FFT-Analyzers in linearer Darstellung

Zunächst erfolgt der Vergleich zwischen der berechneten spektralen Intensitäten des **CPB-Analyzers** gemäß Abb. 3.19 und der des **FFT-Analyzers** gemäß Abb. 3.20 in der **linearen Darstellung über die Frequenz**. Hierbei wird deutlich, dass obwohl sich die berechneten Intensitäten der Analyser nicht wesentlich voneinander zu unterscheiden scheinen nur beim FFT-Analyser die vom Frequenzrichter hervorgerufene Taktfrequenz von  $f_T = 3\text{kHz}$ , von der eine Schwingung der Abstrahlfrequenz von  $f = 6\text{kHz}$  hervorgerufen wurde, sichtbar wird.

Auch beim Vergleich der ermittelten spektralen Intensität aus dem **CPB-Analyser** gemäß Abb. 3.21 und dem **FFT-Analyser** gemäß Abb. 3.22 in der Darstellung über die Drehzahl und der **logarithmischen Darstellung über die Frequenz** zeigen sich die Vorteile des FFT-Analyzers bezogen auf schmalbandig abgestrahlte Frequenzen, wie beispielsweise die deutlich erkennbare magnetische Geräuschanregung bei  $f = 6\text{kHz}$ .

Bei den Vergleichen zwischen CPB- und FFT-Analyser ist auf die automatische Umrechnung in die logarithmisch und lineare Darstellungen hinzuweisen, die auf den ersten Eindruck zu zunächst falschen Schlussfolgerungen führen kann. So erfolgt die Speicherung der Intensitätswerte des CPB-Analyzers ausschließlich logarithmisch über der Frequenz unter Angabe der Mittenfrequenz, was bei der mathematischen Umrechnung in den linearen Frequenzbereich zu schmalbandigen Filtern im unteren Frequenzbereich führt, obwohl ein CPB-Analyser nach den Ausführungen in Kap. 2 nicht über eine schmalbandige Frequenzauflösung im unteren Frequenzbereich verfügt. Entgegengesetzt verhält es sich bei der mathematischen Umrechnung der linearen FFT-Intensitätswerte in den logarithmischen Frequenzbereich. Hierbei nimmt die Bandbreite der Filter im oberen Frequenzbereich ab. Die Aussage hingegen, wann ein Filter schmal- oder breitbandig anzusehen ist, bestimmt jedoch einzig die Frequenz-Auflösung der Messung mit der betreffenden linearen oder logarithmischen Achsenskalierung, so dass die Umrechnungen und Darstellungen in den Abb. 3.19 bis Abb. 3.22 exakt sind.

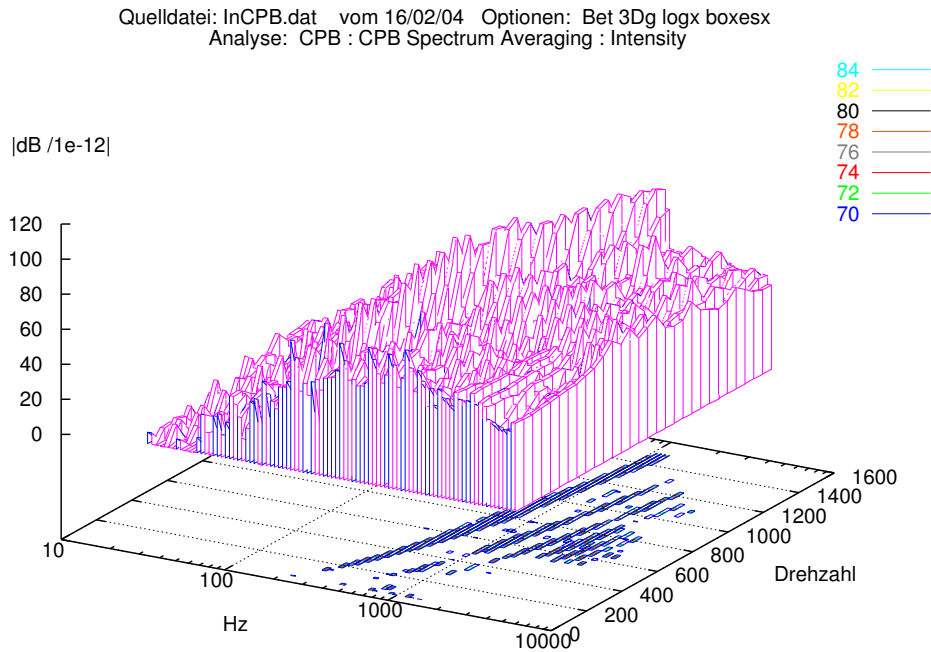


Abbildung 3.21: Spektrale Intensität des CPB-Analysers in logarithmischer Darstellung

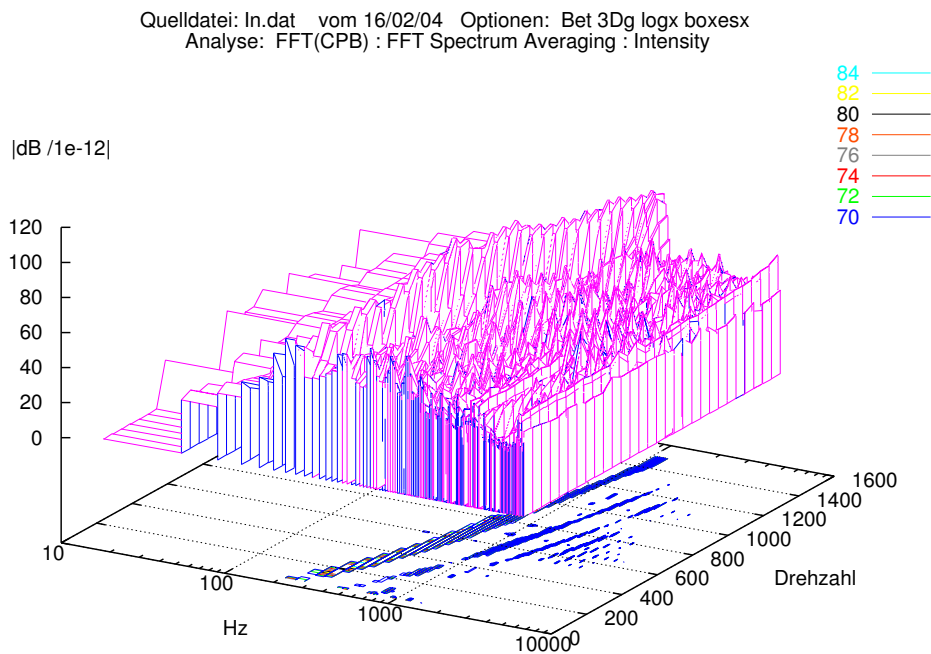


Abbildung 3.22: Spektrale Intensität des FFT-Analysers in logarithmischer Darstellung

## 4 Schallquellenlokalisierung

Die Bestimmung der Schalleistung  $L_W$  bietet speziell bei elektrischen Maschinen durch die Anwendung der Intensitätsmethode gegenüber den übrigen Verfahren der Schallmessung in der akustischen Messtechnik (siehe Kapitel 2.3) entscheidende Vorteile. Unter Anwendung des **Scanning-Verfahrens** wird die Intensitätssonde (Zwei-Mikrofon-Technik) mäanderförmig über die Messfläche  $A$  geführt und aus den Messgrößen mittlerer Schalldruck  $\overline{P}(t)$  und Schallschnelle  $\vec{v}(t)$  die Schallintensitätskomponente  $I_r(t)$  berechnet. Das Produkt der Messfläche und Intensität ergibt die Schalleistung  $L_W$ , eine von Fremdgeräuschen und Raumrückwirkungen unabhängige charakteristische akustische Energiegröße der Maschine. Der Zeitaufwand der Intensitätsbestimmung an der ASM-Testmaschine wurde durch die Anwendung der umhüllenden Messbox stark reduziert, da sich damit die Messfläche auf 1/5 reduzierte und die Bildung und Addition der Teilschalleistungen über den 5 Messflächen zur resultierenden Schalleistung entfiel.

### 4.1 Intensitätsmatrix

Bei der Schalleistungsbestimmung  $L_W$  mit der Intensitätsmethode gemäß Kap. 3 wurde zusätzlich zum konventionellen **CPB-Analyser** der **FFT-Analyser** verwendet. Da der FFT-Analyser eine lineare und daher gleichmäßige Frequenzauflösung geringer Bandbreite bietet, ist monofrequenter bzw. sehr schmallbandiger Schall im für das Ohr besonders empfindlichen Frequenzbereich bis ca.  $2\text{kHz}$ , wie dieser aus einer magnetischen Geräusch-anregung hervorgeht, messtechnisch genauer erfassbar. Dieses konnte mit dem **modifizierten Intensitäts-Messverfahren** experimentell bestätigt werden. Jedoch ist es nicht möglich, aus einer Intensitätsmessung nach dem **Scanning-Verfahren** Rückschlüsse auf Einfluss und Auswirkung der  $\lambda/\Delta$ -Schaltung sowie der Maschinen- und Frequenzumrichterspeisung zu ziehen. Auf mögliche Ursachen der magnetischen Oberwellenphänomene, wie eine erhöhte Schallemission, kann nur zurückgeschlossen werden, wenn aus der Schallmessung Informationen über den Ort der Schallquelle oder die Ausbreitungswege des Schalls hervorgehen. Die Intensitätsbestimmung nach der **Scanning-Methode** schließt dieses jedoch aus, da das Messverfahren auf der zeitlichen Mittelung über der Messzeit und der räumlichen Mittelung über der Messfläche beruht. Daher sind aus den in Kap. 3 durchgeführten Schalleistungsmessungen **keine** Rückschlüsse auf die Geräuschursache ableitbar bzw. ist mit diesen Messwerten **keine** Schallquellenlokalisierung durchführbar.

Mit der in Kap. 2.2 aufgezeigten Richtcharakteristik der Intensitätssonde lässt sich jedoch eine Schallquelle orten, d.h. durch Einzelmessungen über der Messfläche lässt sich mit einer geeigneten Datenverarbeitung eine **Schallquellenlokalisierung** realisieren. Anzuwenden ist hierbei das **Punkt-Messverfahren**, bei dem aus einer großen Anzahl von Punktmessungen in einem äquidistanten Messraster über der Messfläche eine **Intensitätsmatrix** erstellt wird. Auf der Basis eines am Lehrstuhl vorhandenen Messsystems der Schalleistungsbestimmung<sup>39</sup> konnte mit den nachfolgend beschriebenen Erweiterungen ein **Messsystem der Schallquellenlokalisierung** realisiert werden. Anhand umfangreicher Voruntersuchungen konnte die Eignung des Messsystems für die speziellen Anforderungen der **Schallquellenlokalisierung** nachgewiesen werden. Dieses war notwendig, da für die Anwendung des Punktmessverfahrens mit Intensitätssonde zur Schallquellenortung keine Spezifikationen bzw. Richtlinien herangezogen werden konnten, wie sie beispielsweise für die Schalleistungsbestimmung (DIN EN ISO 3744) vorgeschrieben sind.

Mit einer geeigneten Auswertesoftware lässt sich die **Intensitätsmatrix** auf unterschiedliche Arten visualisieren, woraus sich nachfolgende Informationen über die Schallquelle ableiten lassen:

- Ort der Schallquelle bzw. Schallsenke
- spektrale Frequenzanteile der Schallquelle oder Schallsenke bzw. Intensitätsverteilung
- relativer Anteil einer Schallquelle an der Schallintensität

<sup>39</sup>nach der Intensitätsmethode mit Face-To-Face Drucksonde



Das **Punkt-Messverfahren** zur Schallquellenortung unterscheidet sich im Hinblick auf die Messdurchführung, die Messgenauigkeit, die Datenverarbeitung und die Auswertung von der **Scanning-Methode** zur Schallleistungsermittlung, obwohl in beiden Fällen die Schallintensität mit der Intensitätssonde bestimmt wird. Für die Anwendung des Punkt-Messverfahrens sind daher folgenden Aspekte zu berücksichtigen:

- Die Messung ist abhängig von den Raumerückwirkungen (Schallfeld) und stationäre Umgebungsgeräusche (Fremdschall) mitteln sich während der Messung nicht heraus.

Die Begründung liegt darin, dass nur eine der 5 umhüllenden Flächen vermessen wird und ein in einem Messpunkt der Messfläche eintretender Fremdschall mit großer Wahrscheinlichkeit nicht so reflektiert wird, dass dieser wieder an dem gleichen Messpunkt austritt. Dazu wird bei einer Punktmessungen keine Messfläche überschritten, wie dieses zur Schalleleistungsbestimmung erfolgen muss, und die Mittelungszeit wurde mit  $t = 3\text{sec}$  stark verringert.

- Nahfeldmessungen in einem Abstand zur Maschinenoberfläche von max.  $5\text{cm}$  sind notwendig.

Die Richtcharakteristik der Intensitätssonde ergibt sich aus dem Laufzeitunterschied der zeitgleich ermittelten Schalldruckwerte an beiden Mikrofonen und wird in Abhängigkeit des Mikrofonabstandes mit einer speziellen Datenverarbeitung bestimmt. Soll eine Schallquellenortung erfolgen, so ergibt sich ein geometrischer Zusammenhang zwischen dem Öffnungswinkel der Intensitätssonde und dem Abstand der Intensitätssonde zur Maschinenoberfläche, d.h. es wird durch den Messabstand festgelegt mit welcher Dämpfung (in dB) eine Schallquelle, die sich in einem (Öffnungs-) Winkel zum Sondenmittelpunkt an der Maschinenoberfläche befindet, ermittelt wird.

- Für die Schallquellenlokalisierung ist über der Messfläche eine große Anzahl an Punktmessungen vorzunehmen, welche manuell nicht mehr durchführbar sind.

Durch die Notwendigkeit eines geringen Abstandes zum Messobjekt (Nahfeldmessungen) ist auch der Abstand zwischen den jeweiligen Punktmessungen gering. Daraus ergibt sich, dass die Schallquellenlokalisierung mit dem Punkt-Messverfahren nur erfolgen kann, wenn Punktmessungen in äquidistanten Abständen über die Messfläche erfolgen. Für die praktische Anwendung auf die ASM-Testmaschine wurden die Punktmessungen in einem Messraster von  $2.5\text{cm}$  bzw.  $5.0\text{cm}$  durchgeführt. Damit ergibt sich ein Datensatz (Intensitätsmatrix) von weit über 400 Punktmessungen, der nur mit einem halbautomatischen SPS-Verfahrensystem ermittelt werden konnte (siehe Kap. 4.2).

- Die Auswertung der Intensitätsmatrix lässt sich nach verschiedenen Aspekten vornehmen, so dass sich unterschiedliche Merkmale der Schallquelle bzw. der Schallquellen durch die Wahl der Datenverarbeitung darstellen lassen (siehe Kapitel 4.3).

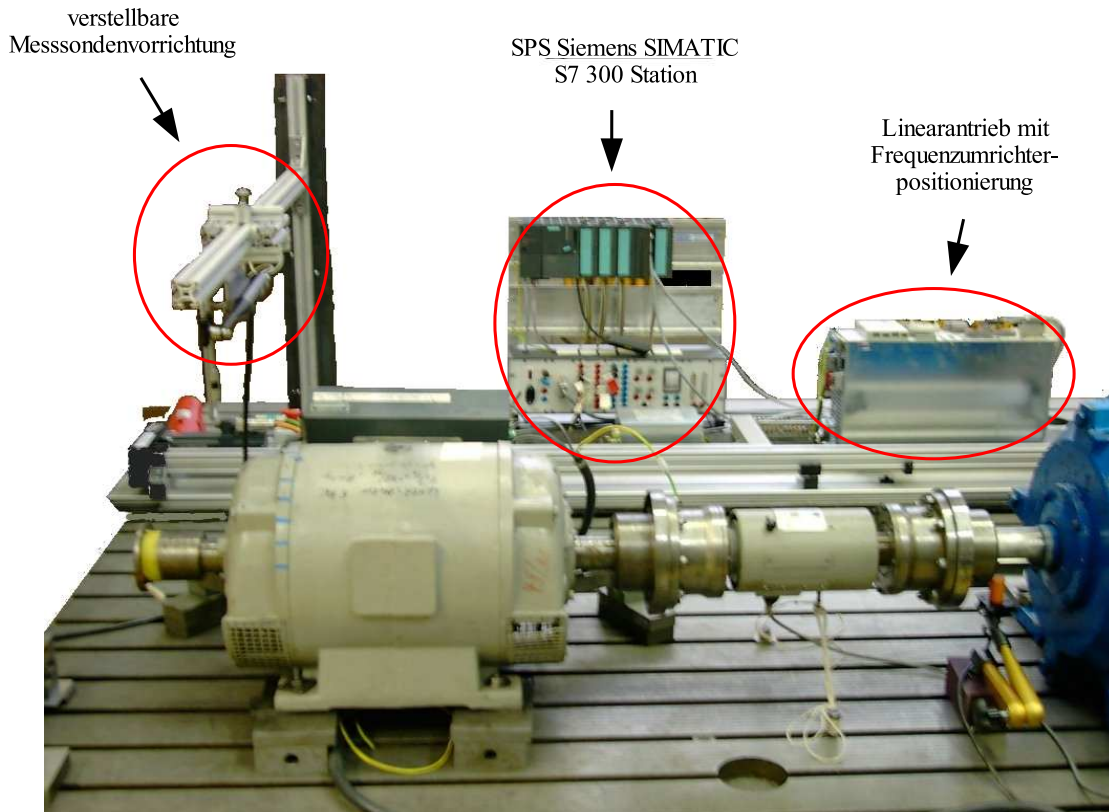
- Im Gegensatz zur Schalleleistungsbestimmung nach der Scanning-Methode existieren für die Schallquellenortung mit dem Punkt-Messverfahren keine Normen für die Messdurchführung und Kalibrierung.

Zur Untersuchung der magnetischen Geräuschemission wurde in dieser Arbeit ein **Messsystem der Schallquellenlokalisierung** entwickelt, das im folgenden Kapitel 4.2 näher erläutert wird. Dieses basiert auf einem Intensitäts-Messsystem der Firma Brüel & Kjær, bestehend aus Intensitätssonde und Echtzeit-Datenverarbeitung sowie der PULSE-Messsoftware zur Hardware-Steuerung, Datenspeicherung und Datenaufbereitung.

In Voruntersuchungen [1] konnten die Voraussetzungen der Schallquellenlokalisierung wie minimale Messzeit, Abstand vom Messobjekt, Messpunktabstand (Rasterung) und Sondenausrichtung festgelegt werden.

## 4.2 Messsystem der Schallquellenlokalisierung

In dieser Arbeit wurde auf der Basis eines konventionellen Intensitäts-Messsystems der Firma Brüel & Kjær ein **Messsystem der Schallquellenlokalisierung** entwickelt, das in Abb. 4.1 dargestellt ist. Sowohl die Schallleistungsmessung nach dem **Scanning-Verfahren** als auch die **Schallquellenlokalisierung** nach dem **Punkt-mess-Verfahren** lassen sich nach der **Intensitäts-Methode** mit der Intensitätssonde bestimmen.



**Abbildung 4.1:** Messsystem der Schallquellenlokalisierung

Die Bestimmung des Ortes einer Schallquelle erfordert eine besondere Messdatenerfassung und Messdatenverarbeitung, da aus seriellen Einzelmessungen einer großen Anzahl von festgelegten Punkten der Messfläche eine **Intensitätsmatrix** gebildet werden muss.

Daher wurde im Rahmen dieser Arbeit ein halbautomatisches **Messsystem der Schallquellenlokalisierung** entwickelt. Dieses besteht aus einem Linearantrieb mit Haltevorrichtung, so dass die Intensitätssonde eindimensional über die Maschinenlänge mittels SPS (Speicher Programmierbare Steuerung) positioniert werden kann. Bei paralleler Ausrichtung des Linearantriebes zur Maschine lässt sich damit über die Maschinenlänge eine Zeilenmessung durchführen. Die Haltevorrichtung<sup>40</sup> wurde so konstruiert, dass die Intensitätssonde im entsprechenden Messraster über der Maschinenbreite positioniert werden kann. Damit wurde manuell die jeweilige Spalte der Intensitätsmatrix festgelegt und anschließend die automatische Zeilenmessung gestartet.

Die automatische Messwertaufnahme der Zeilenmessung wurde realisiert, indem ein entsprechendes Steuerprogramm der SPS-Stuereinheit die PULSE-Messsoftware fernsteuert.

Hierzu wurde ein Speicherarray (Multibuffer) der Messsoftware verwendet sowie eine Schnittstelle zwischen SPS-Stuereinheit und dem PC des Brüel & Kjær-Messsystems entwickelt.

<sup>40</sup>Einrastmechanismus mit einer 2.5 cm oder 5.0 cm Lochschablone

Die Erweiterungen des vorhandenen Systems beinhalteten im Einzelnen die Komponenten, die auch in Abb. 4.1 sichtbar sind:

- halbautomatisches SPS-Verfahrensystem
  - verstellbare Messsondenhaltevorrückung
  - Linearantrieb mit Frequenzumrichterpositionierung
  - SPS Siemens SIMATIC S7 300 Station (SPS-Steuereinheit)
  - SPS-Ablaufprogramm (Ger\_us6)
- Schnittstelle (SPS-PC)
- umfangreiche Datenverarbeitung und Visualisierung
- spezielle Konfigurationen der PULSE-Messsoftware

Mit einer entsprechenden Messdatenverarbeitung lässt sich aus den Intensitätswerten der seriellen **Punktmessung** die **Intensitätsmatrix** erstellen. Dieses erfolgt mit den Datensätzen, die mit der PULSE-Messsoftware als Multibuffer-Datei gespeichert und exportiert<sup>41</sup> werden können. Mit der entwickelten Auswerte- und Visualisierungssoftware<sup>42</sup> lässt sich die **Intensitätsmatrix** nach unterschiedlichen Aspekten auswerten, die nachfolgend näher erläutert werden.

### 4.3 Auswertung der Intensitätsmatrix

Durch die Verwendung des CPB-Analysers zur Intensitätsbestimmung wird der Frequenzmessbereich logarithmisch in Frequenzbänder (Schmalbandanalyse) eingeteilt, d.h. zu jeder **Intensitäts-Punktmessung** eines Messpunktes werden Intensitätswerte in der Anzahl der Schmalbandfilter mit zugehörigen Mittenfrequenzen berechnet. Wird die Maschinenoberfläche als Messfläche in der x/y-Ebene bestimmt und die Intensitätswerte zu dem jeweiligen Messpunkt in z-Richtung aufgetragen, so ergibt sich eine 3-dimensionale Darstellung der Intensitätsmatrix.

Durch eine der Auswertesoftware BUFFER-CPB lässt sich eine von insgesamt 13 Darstellungsmöglichkeiten der Intensitätsmatrix für die Ausgabe am Bildschirm oder der Weiterverarbeitung wählen. Die Voreinstellung erfolgt mit einem der unten aufgeführten Nummern in der Konfigurationsdatei `buffer.conf`, wobei die Kennzeichnungen auf der folgenden Seite näher erläutert werden.

1:	$L_I$	(3D)	(a)
2:	$L_I$	(contour)	(a)
3:	maximum $L_I$	(3D)	(a)
4:	maximum $L_I$	(contour)	(a)
5:	Messfehler $F_{+/-}$	(3D)	(a)
6:	Messfehler $F_{+/-}$	(contour)	(a)
7:	Zeilen-Messfehler $F_{+/-}$	(2D)	(b)
8:	$L_I$ über alle f	(3D)	(b)
9:	$L_I$ über alle f	(contour)	(b)
10:	pos- $L_I$ über alle f	(3D)	(b)
11:	pos- $L_I$ über alle f	(contour)	(b)
12:	neg- $L_I$ über alle f	(3D)	(b)
13:	neg- $L_I$ über alle f	(contour)	(b)

<sup>41</sup>im PULSE-ASCII-Format als Textdatei mit Zusatzinformationen über die Messung

<sup>42</sup>BUFFER-CPB, verfasst in der Programmiersprache Python

Hierbei bedeuten die Kennzeichnungen:

- (a): Es wird eine Intensitätsmatrix gebildet, indem an dem Ort der Punktmessung die Summenintensität aller Teil-Intensitäten der Schmalbandfilter dargestellt wird, d.h. die resultierende Intensität wird über alle Frequenzen (Schmalbandfilter) der Punktmessungen bebildet.
- (b): Es wird eine Intensitätsmatrix zu einer Frequenz eines Schmalbandfilters gebildet, indem an dem Ort der Punktmessung nur die Teil-Intensität der ausgewählten Frequenz eines Schmalbandfilters berücksichtigt wird. Dadurch ergeben sich mit der Option (b) zu jeder Mittenfrequenz der dieser Messung zugrundegelegten Filteranzahl die zugehörigen Intensitätsmatrizen.

Ist das Ergebnis zu einer ausgewählten Mittenfrequenz von besonderem Interesse, so ermöglicht das Programm mit der Option **-f** die Auswahl, wodurch wie in (a) nur eine Intensitätsmatrix dargestellt wird.

$L_I$ : Intensitätsmatrix aus den Pegelwerten der Teil-Intensitäten.

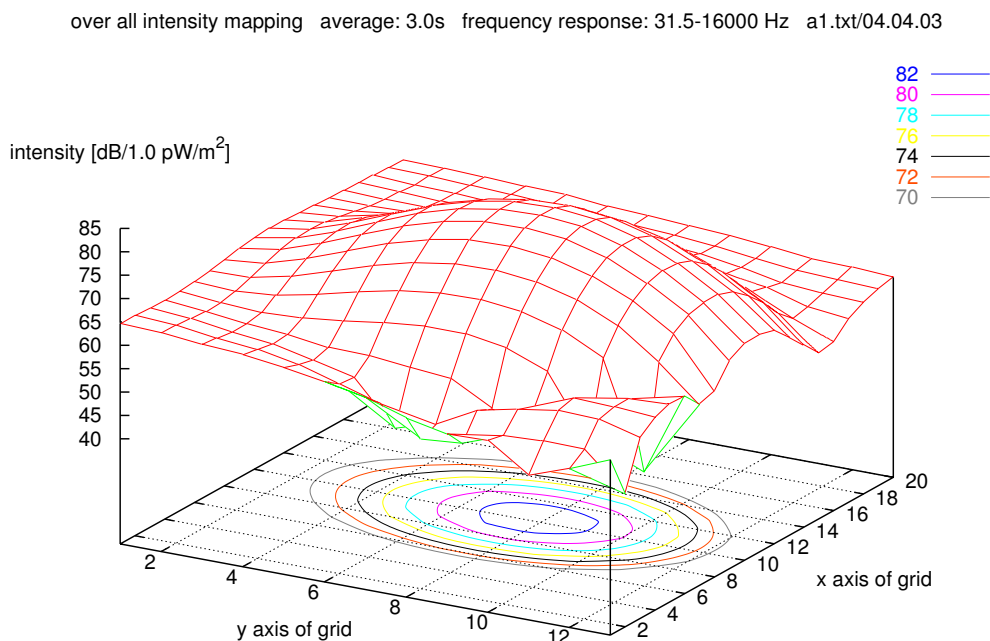
**max- $L_I$** : Intensitätsmatrix aus den Pegelwerten der maximalen Teil-Intensitäten einer Punktmessung.

$F_{+/-}$ : Intensitätsmatrix aus den Pegelwerten des Fremdgeräuschmaßes.

**pos- $L_I$** : Intensitätsmatrix aus den Pegelwerten der positiven Intensität, die nach der Konvention dem Fremdschall (Schallsenke) zuzuordnen ist.

**neg- $L_I$** : Intensitätsmatrix aus den Pegelwerten der negativen Intensität, die nach der Konvention der Schallabstrahlung (Schallquelle) zuzuordnen ist.

Außerdem bietet sich die Möglichkeit, in verschiedene Formate zur Weiterverarbeitung oder Grafikausgabe zu exportieren, d.h. die Wahl zwischen Bildschirmdarstellung, eps-Dateiformat oder fig-Dateiformat.



## 4.4 Demonstration der Auswertesoftware

In einer Beispielmessung an einem Lautsprecher mit hohem Schalldruckpegel bei  $f = 400\text{Hz}$  wurde mit der Auswertesoftware `BUFFER-CPB` die **Intensitätsmatrix** unter verschiedenen Aspekten ermittelt, dessen Intensitätswerte aus der `PULSE`-Messsoftware in die Textdatei `a1.txt` exportiert worden sind. Die Messung umfasst 260 Messpunkte und wurde mit einem `1/3-Octave-Filter` des `CPB-Analysers` im Messbereich von  $31.5\text{Hz}$  -  $16\text{kHz}$  durchgeführt, woraus sich für jeden Messpunkt 28 Schmalbandbereiche bzw. 28 Intensitätswerte entsprechender Mittenfrequenzen ergeben.

### 4.4.1 Matrix aus Intensitätspegeln $L_I$

Die Darstellung der Intensitätsmatrix  $L_I$  gemäß Abb. 4.2 zeigt in der 3D-Darstellung ein Intensitätsniveau über der gesamten Messfläche im Bereich von 65 dB, wobei ein regelmäßiger Intensitätsanstieg zum Mittelpunkt der Messfläche bis auf über 80 dB erkennbar ist. Da die jeweiligen Werte der Intensität in dieser Darstellung nicht eindeutig den Achsenskalierungen zugeordnet werden können, wurde die Darstellung mit farblichen **Isobaren** erweitert, so dass der dB-Pegelwert deutlich durch die Legende am oberen rechten Rand der Darstellung dem zugrunde gelegten Messraster zuzuordnen ist.

Die Auswertung ergibt eine kontinuierliche Intensitätsabstrahlung des Lautsprechers mit einem Maximum der Schallintensität zu den Koordinaten ( $x$ -Achse = 10) und ( $y$ -Achse = 8) sowie einen von dieser Regelmäßigkeit abweichenden Bereich, der sich mit den Koordinaten ( $0 \leq x$ -Achse  $\leq 6$ ) und ( $8 \leq y$ -Achse  $\leq 14$ ) angeben lässt. Die programmierte Software ermöglicht die spezielle Auswertung einzelner Messpunkte, indem die  $x/y$ -Koordinaten des Messrasters eingegeben werden und daraufhin die **spektrale Intensitätsverteilung** an dieser Messposition ermittelt wird. Aus dieser 2D-Darstellung geht anschließend die Frequenz der Schallquelle sowie deren relativer Anteil an der gesamten Schallintensität hervor.

Die Auswertung des Messpunktes der maximalen Intensität gemäß Abb. 4.2 ist in Abb. 4.3 dargestellt und liefert folgende Erkenntnis über die Schallausbreitung an dieser Messposition: Aus der spektralen Intensitätsverteilung des Messpunktes 150 geht hervor, dass die Gesamtintensität von  $L_I = 81.5$  dB nahezu ausnahmslos von dem Frequenzband der Mittenfrequenz mit  $f = 400\text{Hz}$  gebildet wird. Hieraus kann auf die Existenz **einer** Schallquelle zurückgeschlossen werden, welche monofrequent ( $f = 400\text{Hz}$ ) Schallleistung abstrahlt.

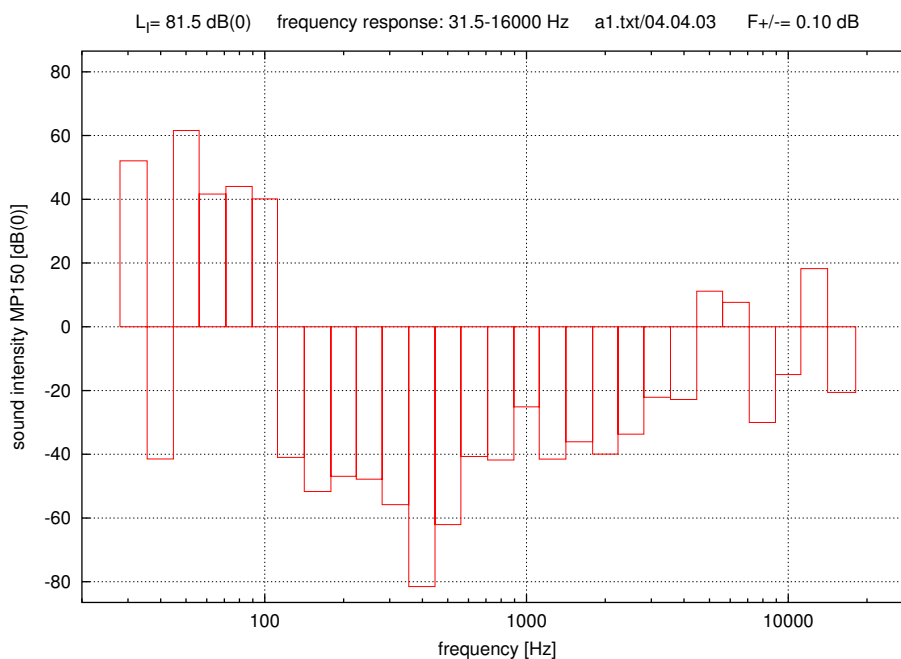
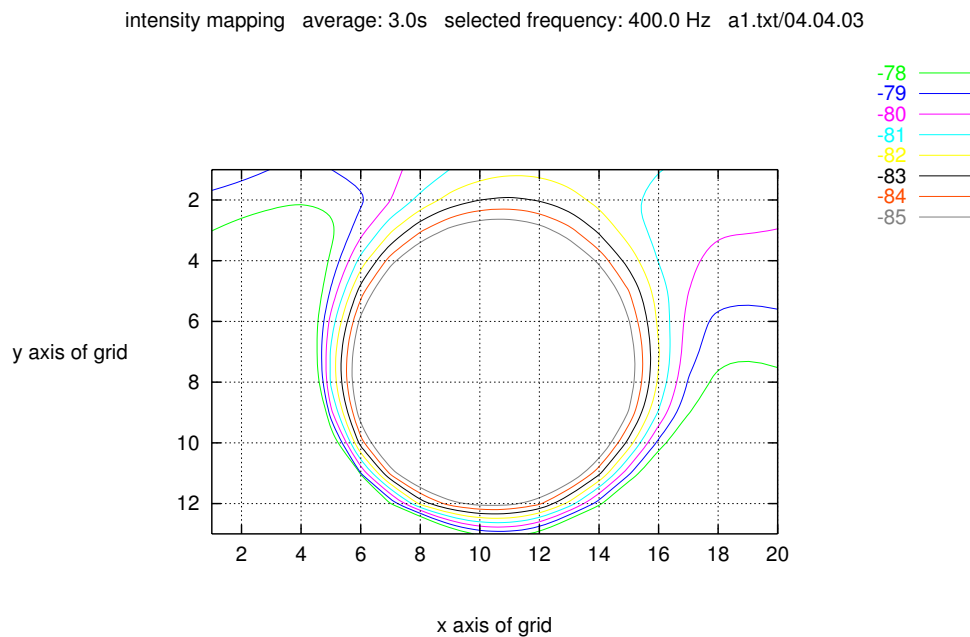


Abbildung 4.3: Intensitätsplot des Messpunktes MP150

#### 4.4.2 Intensitätspegel $L_I$ einer Frequenz

Aus der Darstellung der Intensitätsmatrix  $L_I$  und der spektralen Intensitätsverteilung an der Messposition 150 nach Kap. 4.4.1 konnte die Frequenz der Schallquelle zu  $f = 400\text{ Hz}$  bestimmt werden. Die Schalleistungsausbreitung einer monofrequenten Schallquelle lässt sich darstellen, indem die Intensitätsmatrix aus den Intensitätswerten einer speziellen Mittenfrequenz an allen Messpositionen gebildet wird.

So wurde in Abb. 4.4 die Intensitätsmatrix zu der Frequenz von  $f = 400\text{ Hz}$  an allen Messpositionen gebildet und als 2D-Konturdarstellung dargestellt. Mit der gewählten feinen Auflösung der Äquipotentiallinien in 1 dB-Schritten wird deutlich, dass ausschließlich eine Schallquelle für die Schallemission verantwortlich gemacht werden kann.



**Abbildung 4.4:**  $L_I$ -Matrix der Punktmessungen einer Frequenz

Die programmierte Software bietet außerdem über die Konfigurationsdatei die Möglichkeit, sich die Intensitätsmatrizen in einem 5-Sekundentakt über die Mittenfrequenzen als Film auf dem Bildschirm oder in andere Bildformate ausgeben zu lassen. Mit dieser graphischen Aufbereitung sind damit optisch dominierende Schallintensitäten unterschiedlicher Mittenfrequenzen einer Schallquelle bestimmbar.

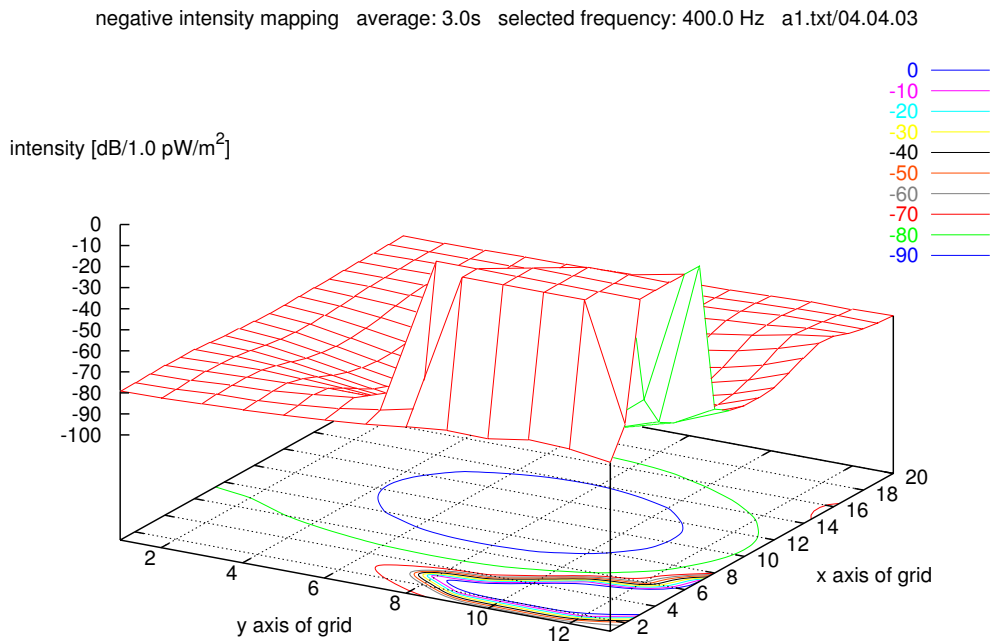
#### 4.4.3 Matrix aus negativen oder positiven Intensitätspegeln einer Frequenz

Bereits in Kap. 4.4.1 wurde von einem Bereich der Messfläche gesprochen, der nicht den regelmäßigen Intensitätsverlauf über der Schallquelle aufweist, ohne darauf näher einzugehen. Die Auswertesoftware bietet die nähere Untersuchung dieses Bereiches, indem die Matrix aus negativen Intensitätspegeln bzw. positiven Intensitätspegeln dargestellt werden kann.

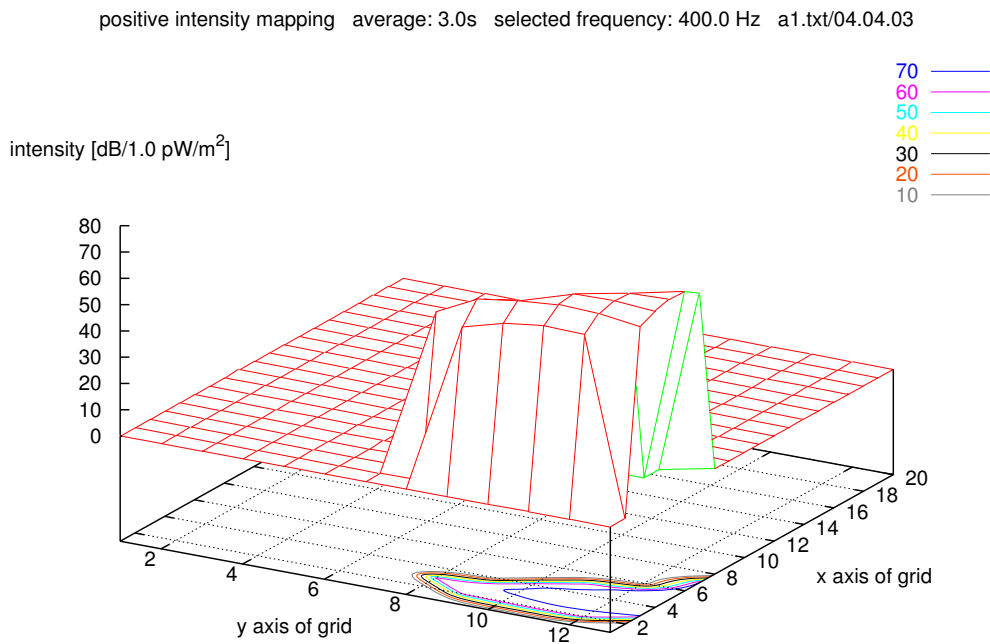
Aus der Intensitätsbestimmung nach der Zwei-Mikrofon-Technik gemäß Kap. 2.2 geht hervor, dass die Richtung der Schallquelle durch das Vorzeichen des Intensitätswertes angezeigt wird. Nach der vorgenommenen Konvention wurde ein positives Vorzeichen einer Schallsenke (Schallemission auf die Quelle zu) und ein negatives Vorzeichen einer Schallquelle (Schallemission von der Quelle weg) zugeordnet. Durch die getrennten Darstellungen von Schallquellen ( $\text{neg-}L_I$ ) und Schallsenken ( $\text{pos-}L_I$ ) zu einzelnen Mittenfrequenzen lassen



sich sehr deutlich Schallquellen von Schallsenken unterscheiden, bzw. besondere Abstrahlungseigenschaften einer Struktur aufzeigen, von der Schalleistung emittiert wird.



**Abbildung 4.5:** negative  $L_I$ -Matrix der Punktmessungen bei  $f = 400\text{ Hz}$



**Abbildung 4.6:** positive  $L_I$ -Matrix der Punktmessungen bei  $f = 400\text{ Hz}$

Bei der Darstellung der Matrix aus negativen Intensitätspegeln  $\text{neg-}L_I$  einer Mittenfrequenz, werden ausschließlich negative Intensitätswerte zur Bildung der Matrix berücksichtigt. Tritt an einer Messposition, bzw. einem Messpunkt, ein positiver Intensitätswert auf, wird für die resultierende negative Intensitäts-Matrix der Intensitäts-Wert zu 0dB angenommen. Äquivalent wird die Matrix aus positiven Intensitätspegeln ( $\text{pos-}L_I$ ) einer Mittenfrequenz gebildet.

Im direkten Vergleich der Matrix von positiver Intensität ( $\text{pos-}L_I$ ) und negativer Intensität ( $\text{neg-}L_I$ ) ist für die ausgewählte Frequenz von der Schallquelle von  $f = 400\text{Hz}$  das inverse Verhalten gut erkennbar. So zeichnet sich in Abb. 4.5 die Schallquelle mit einer hohen negativen Schallintensität ab, während in Abb. 4.6 die Schallsenke deutlich erkennbar ist, da nur dieser Bereich eine hohe positive Intensität aufweist. Daraus geht deutlich der Messfehler hervor, der durch den Luftstrom des PC-Lüfters verursacht wurde, d.h. dieser bildet sich als Schallsenke ab bzw. als Ort an dem Schallleistung absorbiert wird.

#### 4.5 Messungen an der ASM-Testmaschine

Nachdem in Kap. 4.4 die Auswertung der Intensitätsmatrix an einem Lautsprecher vorgenommen wurde, wird die Anwendbarkeit auf die ASM-Testmaschine geprüft. Anhand der Schallquellenlokalisierung mit dem in dieser Arbeit entwickelten **Messsystem der Schallquellenlokalisierung** soll dargestellt werden, ob Schallquellen oder Schallsenken an der Oberfläche der Maschine ermittelt werden können. Hierzu wurden zwei Betriebspunkte der ASM-Testmaschine ausgewählt, die sich bzgl. der Schallemission bzw. vom subjektiven Gehörempfinden stark unterschieden. Ein deutlich wahrnehmbarer Lautstärkeunterschied, der auch messtechnisch aus den Intensitätsmessungen gemäß Abb. 3.11 ermittelt werden konnte, stellte sich bei der Speisung mit Frequenzumrichter und der Sternschaltung zu den Drehzahlen bei  $n = 600\text{min}^{-1}$  und  $n = 700\text{min}^{-1}$  ein. Da sich die Schallleistungsausbreitung mit der Intensitätsmatrix einer Mittenfrequenz besonders deutlich zeigen ließ, wurde die Auswertung von drei Mittenfrequenzen mit den höchsten Intensitätswerten der negativen Intensitätsmatrix in 3D-Darstellung und 2D-Kontur-Darstellung für den Betriebspunkt bei  $n = 600\text{min}^{-1}$  und den Betriebspunkt bei  $n = 700\text{min}^{-1}$  vorgenommen.

Erwartungsgemäß wurden die höchsten Intensitätswerte bei unterschiedlichen Drehzahlen mit unterschiedlichen Mittenfrequenzen bestimmt.

#### Negative Intensitätsmatrizen bei $n = 600\text{min}^{-1}$

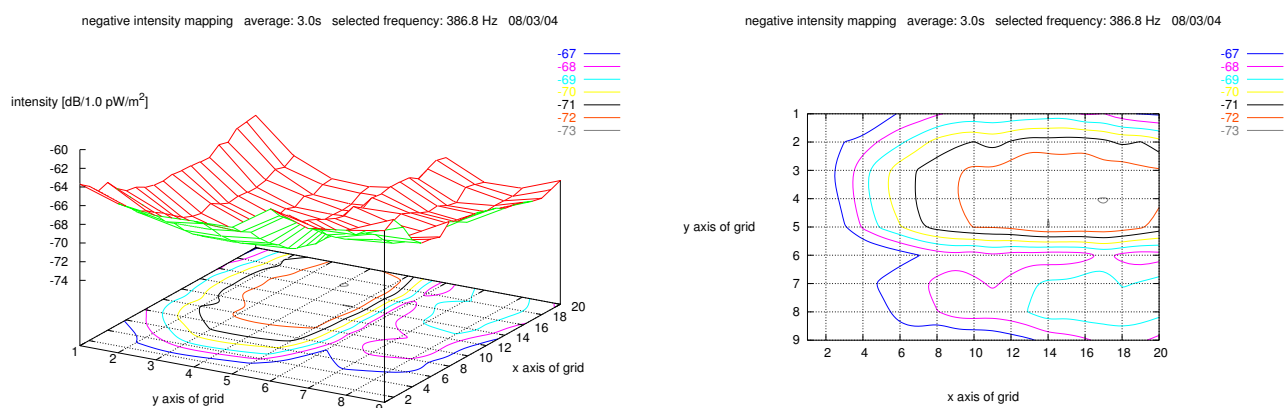
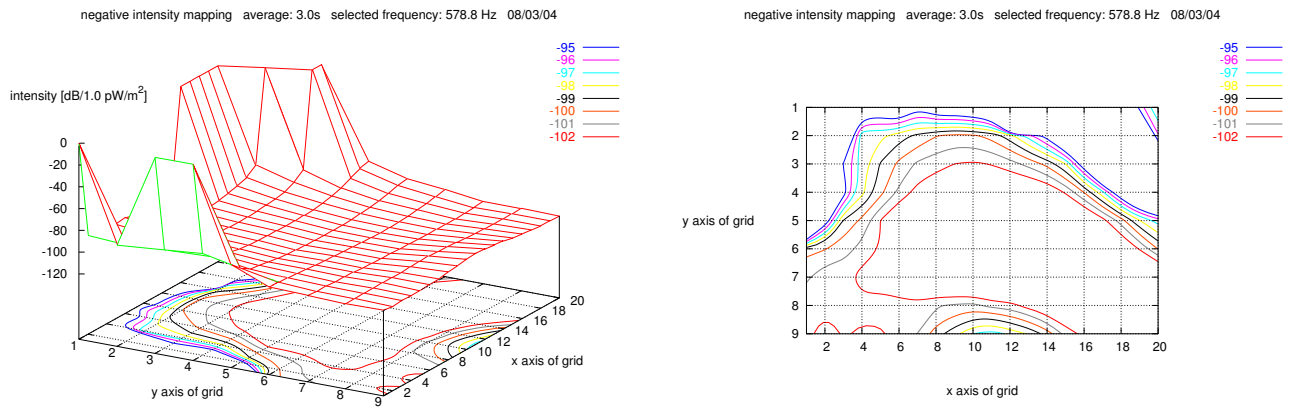


Abbildung 4.7: negative Intensitätsmatrix bei  $f_{FFT} = 386\text{Hz}$  und  $n = 600\text{min}^{-1}$

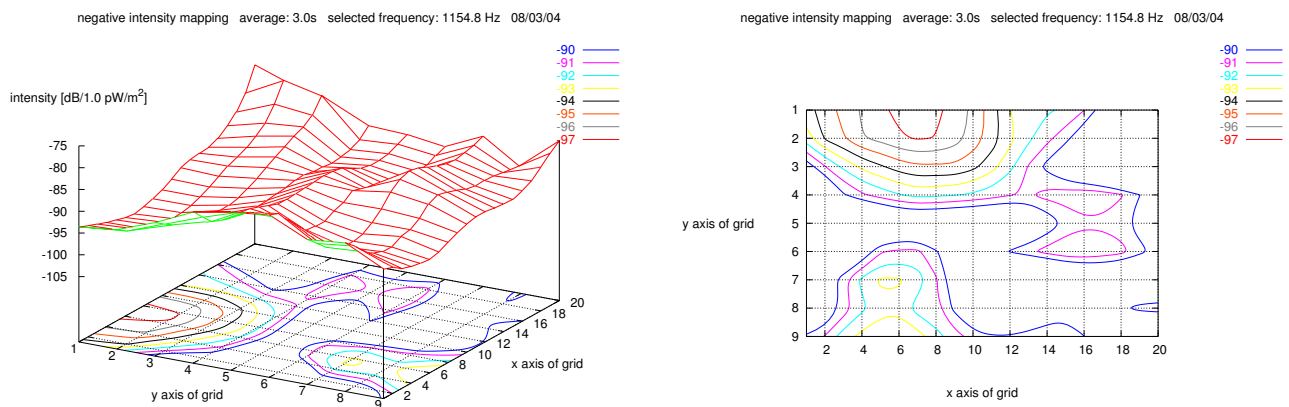
Ausschließlich beim Lastbetrieb mit  $n = 600\text{min}^{-1}$  treten im unteren Frequenzbereich zwischen  $f = 350\text{Hz}$  und  $f = 500\text{Hz}$  Schallintensitäten oberhalb von  $L_I = 70\text{dB}$  auf.





**Abbildung 4.8:** negative Intensitätsmatrix bei  $f_{FFT} = 578\text{ Hz}$  und  $n = 600\text{ min}^{-1}$

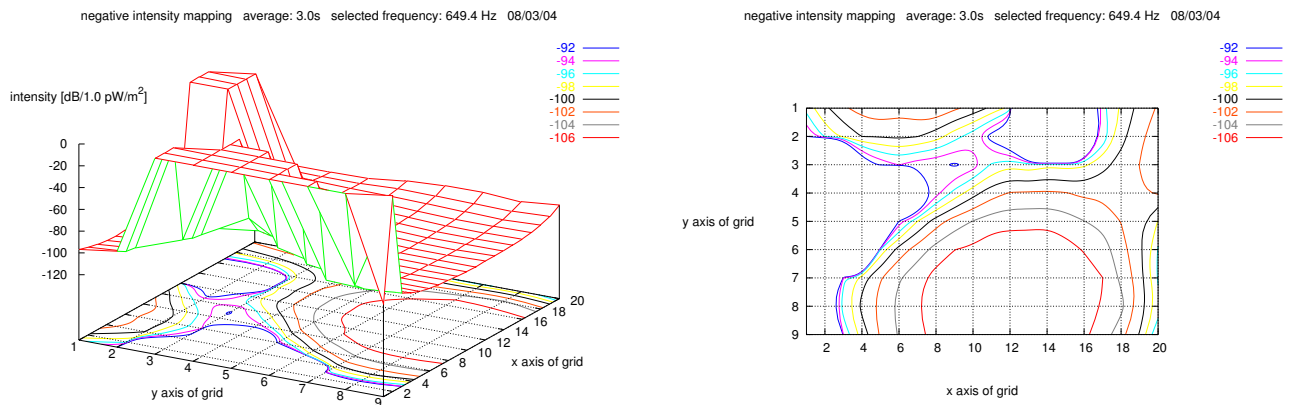
Der höchste maximale negative Intensitätswert der Messung mit über  $L_I = 100\text{ dB}$  tritt bei der Frequenz von  $f = 578\text{ Hz}$  auf.



**Abbildung 4.9:** negative Intensitätsmatrix bei  $f_{FFT} = 1154\text{ Hz}$  und  $n = 600\text{ min}^{-1}$

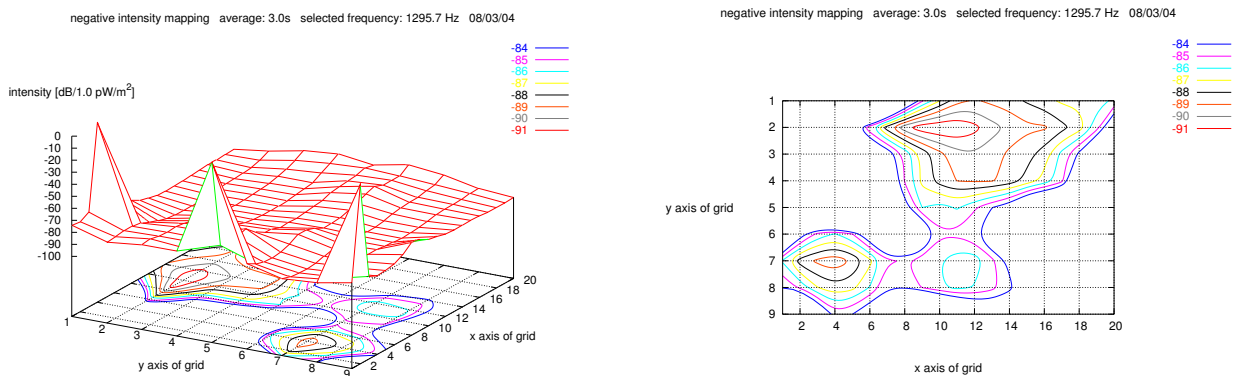
Ein weiterer markanter Intensitätspegel von über  $L_I = 90\text{ dB}$  konnte im Lastbetrieb bei der Mittenfrequenz von  $f = 1154\text{ Hz}$  ermittelt werden.

### Negative Intensitätsmatrizen bei $n = 700 \text{ min}^{-1}$



**Abbildung 4.10:** negative Intensitätsmatrix bei  $f_{FFT} = 649 \text{ Hz}$  und  $n = 700 \text{ min}^{-1}$

Bei der leerlaufnahen Drehzahl tritt die maximale Intensität mit über  $L_I = 106 \text{ dB}$  im Frequenzband der Mittenfrequenz  $f = 649 \text{ Hz}$  auf.



**Abbildung 4.11:** negative Intensitätsmatrix bei  $f_{FFT} = 1295 \text{ Hz}$  und  $700 \text{ 1/min}$

Auch zu den Mittenfrequenzen von  $f = 1295 \text{ Hz}$  und  $f = 1938 \text{ Hz}$  wurden nahe der Leerlaufdrehzahl hohe Intensitätswerte im Bereich von  $L_I = 90 \text{ dB}$  bestimmt, wobei sich die Schallausbreitung stark unterscheidet. Bei der Auswertung wird deutlich, dass sich die höchsten Intensitätswerte einerseits in Abhängigkeit vom Belastungsmoment und andererseits in unterschiedlichen Bändern bzw. bei unterschiedlichen Mittenfrequenzen einstellen.

### Ergebnis

Der höhere Gesamtpegel im Lastfall und die hohe Pegeldifferenz zwischen Leerlauf und Lastfall von ca.  $10 \text{ dB}$  ergibt sich aus der Tatsache, dass trotz maximalem Intensitätspegel bei Leerlauf mit  $L_I = 106 \text{ dB}$  im Lastfall die Anzahl an Mittenfrequenzen hoher Intensität stark zunimmt. So ergaben die Auswertungen, dass im Lastfall bei der Drehzahl von  $n = 600 \text{ min}^{-1}$  ca. 13 Frequenzbänder (Mittenfrequenzen) mit maximaler Intensität oberhalb von  $70 \text{ dB}$  ermittelt wurden, während im Leerlauf bei der Drehzahl von  $n = 700 \text{ min}^{-1}$  nur ca. 6 Frequenzbänder eine Intensität oberhalb von  $70 \text{ dB}$  aufwiesen.

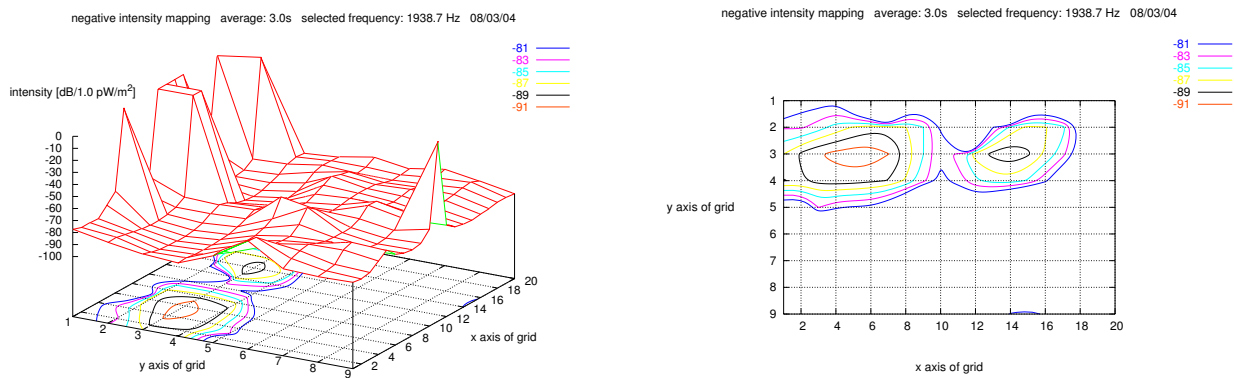


Abbildung 4.12: negative Intensitätsmatrix bei  $f_{FFT} = 1938\text{ Hz}$  und  $700\text{ 1/min}$

Als Ergebnis der Schallquellenlokalisierung mittels Intensitätsmatrix bleibt festzuhalten, dass an der Maschinenoberfläche Schallquellen unterschiedlicher Frequenzen an Unterschiedlichen Orten ermittelt werden konnten. Diese prägen sich jedoch in Abhängigkeit des Betriebspunktes der Maschine aus, so dass der zugehörige Ort einer Schallquelle abgeleitet werden konnte, jedoch hieraus keine Rückschlüsse auf die Ursache der Schallemission gezogen werden konnte.

Weil sich aus der Auswertung der Messungen keine Maßnahmen zur Reduzierung der Schallemission ableiten lassen, wird in den nachfolgenden Kapiteln eine Herleitung der physikalischen Ursache angegeben. Es wird dargestellt, dass es sich hierbei um Oberwellenphänomene handelt, die sich bei speziellen Oberfeldwechselwirkungen einstellen und Radialkräfte ausbilden. Diese im Luftspalt der Maschine an den Statorzähnen angreifenden Kräfte führen unter den im Folgenden ausgeführten Bedingungen zu einer Anregung des mechanischen Schwingungssystems Maschine in einer Eigenform, was bei entsprechender Eigenfrequenz die Abstrahlung von **magnetischer Schallemission** bewirkt.

## 5 Oberwellen und Oberschwingungen

Die Schallmessungen der Schallquellenlokalisierung und zur Ermittlung der Schallleistung des vorangegangenen Kapitels haben gezeigt, dass die ASM-Testmaschine unterschiedliche Luftschallemission bei vergleichbaren Betriebspunkten aufweist. Mit der Darstellung der Schallleistungen  $L_W$  zu diskreten Drehzahlen konnten qualitative Aussagen der Geräuschentwicklung infolge der  $\lambda/\Delta$ -Schaltungen der Maschinenwicklungen sowie der sinusförmigen Generatorstromspeisung bzw. der Frequenzumrichterspeisung getroffen werden. Die Auswertungen ließen jedoch keine Aussagen über mögliche Ursachen der Geräuschemission zu. Insbesondere waren aus den Schallleistungsmessungen, die mit Variationen der Umrichterspeisung<sup>43</sup> durchgeführt wurden, keine signifikanten Zusammenhänge zu der daraus hervorgerufenen Schallleistungsabstrahlung der ASM-Testmaschine erkennbar.

Daraus wird abgeleitet, dass ohne die Kenntnis des komplexen Wirkmechanismus der Geräuschentwicklung keine Maßnahmen zur Verminderung der Schallemission durch die Umrichterspeisung bzw. die Konstruktion der Maschine erfolgen können.

Körperschall und magnetische Geräuschemission lässt sich auf eine periodische Kraftanregung im Luftspalt der Maschine zurückführen, die radial an den Zähnen des Statorjoches angreift und das Blechpaket zu Schwingungen in einer Eigenform anregen kann. Unter bestimmten Bedingungen, auf die in Kap. 6 näher eingegangen wird, entstehen aus den Wechselwirkungen von Stator- und Rotor-Oberfeldern diese radial angreifende Luftspaltkräfte. Die Bezeichnungen **Oberfelder** und **Oberwellen** werden in Bezug auf die elektrische Maschine gleichbedeutend verwendet, wobei für die mathematische Beschreibung i.d.R. der Oberwellen-Begriff bevorzugt wird. Für eine Vorausberechnung der Luftspaltkräfte ist daher eine Berechnung der Oberwellen vorzunehmen, die im Luftspalt der Maschine hervorgerufen werden.

Bevor die expliziten Berechnungsformeln der unterschiedlichen Felderwechselwirkungen angegeben werden, sollen die Oberwellen, die aus der Maschinenwicklung bzw. der Nutung hervorgehen, sowie deren Ausprägung bei sinusförmigen Generatorspeisung und bei Frequenzumrichterspeisung näher untersucht werden. Die Ausgangsspannung eines konventionellen Antriebsumrichters<sup>44</sup> ist rechteckförmig bzw. weist einen Blockcharakter auf, so dass aus der Anwendung der Fourieranalyse folgt, dass die Maschinenwicklungen gleichzeitig mit einer großen Anzahl an **Oberschwingungsspannungen** mit Vielfachen der Frequenz der Grundwelle  $f_1^S$  gespeist werden. Bei Generatorspeisung wird hingegen von einer Spannung der Frequenz  $f_1^S$  (**Grundwellenspannung**) ausgegangen. Physikalisch lassen sich **Oberwellen** und **Oberschwingungen** eindeutig voneinander unterscheiden, so dass im Hinblick auf die Geräuschentwicklung für die Umrichterspeisung weitreichende Vereinfachungen vorgenommen werden können.

Im folgenden soll das Verständnis darüber vertieft werden,

- warum auch bei sinusförmiger Drehstromspeisung im Luftspalt einer elektrischen Maschine **Oberwellen** entstehen müssen.
- wie sich physikalisch **Oberwellen**, die von der elektrischen Maschine hervorgerufen werden, eindeutig von **Oberschwingungen**, die z.B. durch einen Frequenzumrichter den Wicklungen der Maschine eingeprägt werden, unterscheiden lassen.
- welche Auswirkung die Umrichterspeisung auf das Luftspaltfeld des Stators hat.

<sup>43</sup>Veränderungen von Pulsmustern und Taktfrequenz der Umrichterausgangsspannung

<sup>44</sup>üblicher Weise ein Spannungszwischenkreis-Frequenzumrichter

## 5.1 Wellengleichung

Bei Schwingungen und Wellen finden kontinuierliche Zustandsänderungen statt, bei denen ein periodischer Energieaustausch zwischen Energiespeichern erfolgt. Erfassen diese Energieschwankungen einzelne schwingungsfähige Elemente, handelt es sich um Schwingungen (Körperschall). Werden die Schwingungen jedoch von einem Teilchen eines elastisch gekoppelten Teilchenverbandes ausgeführt, so wird die Schwingung auf die Teilchen dieses Verbandes übertragen und die Energiezustände pflanzen sich so im Raum fort. Dieser physikalische Vorgang wird als Ausbreitung einer **ebenen Welle** bezeichnet. Bei Schallwellen gemäß Abb. 5.1 oszillieren die Luftteilchen in Richtung der  $y$ -Achse, wobei der Energietransport bzw. die Ausbreitung in Richtung der  $x$ -Achse verläuft. Beschrieben wird die Wellenausbreitung mit  $y = y(x, t)$ , womit die Auslenkung  $y$  jedes schwingenden Teilchens des Mediums mit der Wegangabe  $x$  vom Schwingungsursprung 0 zu einem gegebenen Zeitpunkt  $t$  festgelegt ist.

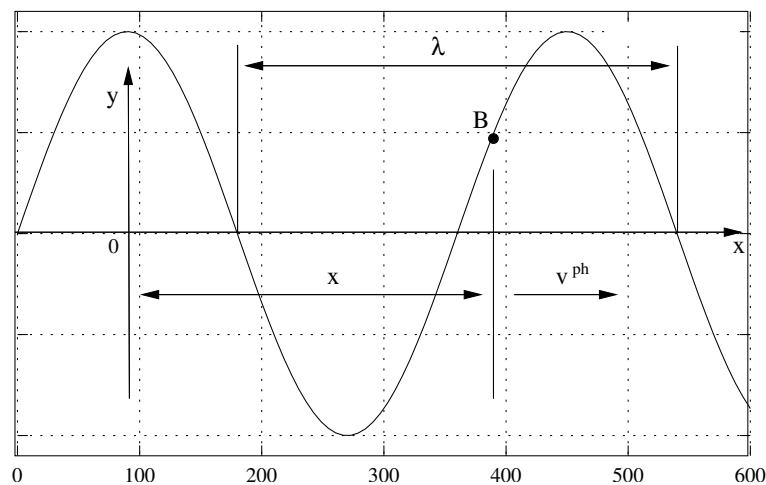


Abbildung 5.1: ebene Grundwelle

Das Teilchen B des Mediums befindet sich im Abstand  $x$  vom Schwingungsursprung 0. Folgen die Teilchen bei  $x = 0$  der Funktion  $y(0, t) = Y \cdot \cos(\omega t)$ , so schwingt um  $\Delta t$  zeitverzögert auch das Teilchen B nach dieser Funktion. Anschaulich ergibt sich die Zeitverzögerung  $\Delta t$ , da die Welle für das Zurücklegen des Weges  $x$  die Zeit  $t = x/v^{\text{ph}}$  benötigt, wobei  $v^{\text{ph}}$  die Ausbreitungsgeschwindigkeit (Phasengeschwindigkeit) der Welle ist.

Die Wellengleichung ergibt sich damit als periodische Funktion der Zeit  $t$  und der Ortskoordinate  $x$ :

$$y(x, t) = Y \cdot \cos\left[\omega\left(\frac{x}{v^{\text{ph}}} - t\right) - \varphi_0\right] \quad (5.1)$$

$Y$  : Wellenamplitude

$\omega$  : Kreisfrequenz der Welle

$\varphi_0$  : Phase der Schwingung

$\left[\omega\left(\frac{x}{v^{\text{ph}}} - t\right) - \varphi_0\right]$  : Phase der ebenen Welle

Zur Charakterisierung der Welle wird die Wellenzahl  $k$  definiert:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{v^{\text{ph}} \cdot T} = \frac{\omega}{v^{\text{ph}}} \quad (5.2)$$

Mit der Gl. 5.2 lässt sich die Wellengleichung schreiben als

$$y(x, t) = Y \cdot \cos(kx - \omega t - \varphi_0) = Y \cdot \text{Re}\{e^{j(kx - \omega t - \varphi_0)}\} \quad (5.3)$$

## 5.2 Statorinduktion

Zunächst sollen aus einer getrennten Betrachtung von Stator- und Rotorinduktion Aussagen abgeleitet werden, die das Verständnis für die physikalischen Vorgänge vertiefen. Damit lassen sich die jeweiligen Induktionen bzw. Felder mit Hilfe der Wellengleichung mathematisch darstellen sowie die zugehörigen Bildungsgesetze der spezifischer Polpaarzahlen angeben. Die Wechselwirkungen der Felder, die zu dem resultierenden Luftspaltfeld führen, werden zu einem späteren Zeitpunkt behandelt.

Zugrundegelegt wird eine fiktive Maschine, deren Statorwicklungen infolge einer Drehstromspeisung mit der elektrischen Frequenz  $f_1$  eine einzige Statorinduktionswelle (Grundwelle) hervorruft. Die Beschreibung wird in karthesischen Koordinaten vorgenommen, so dass die Abwicklung der Maschine betrachtet wird, wobei die  $x$ -Achse dem Umfangswinkel  $\gamma$  der Abwicklung gemäß Abb. 6.3 entspricht.

### 5.2.1 Statorgrundwelle

Die Wellenlänge  $\lambda_p$  dieser Statorinduktion bestimmt sich im Bogenmaß zu:

$$\begin{aligned} & \text{Wellenlänge der Statorinduktion} \\ & \lambda_p = 2 \tau_p = \frac{2\pi}{p} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Die Wellenlänge nimmt damit um den Faktor der Polpaarzahl  $p$  ab, während die Schwingungsperioden am Umfang der Maschine um den Faktor der Polpaarzahl  $p$  zunehmen. Die Wellengleichung der Statorinduktion lässt sich für  $k = p$  mit Gl. 5.2 und Gl. 5.3 formulieren als:

$$\begin{aligned} b_p^S(\gamma, t) &= B_p^S \cdot \cos(p\gamma - \omega_1^S t - \varphi_p) \\ b_p^S(\gamma, t) &= B_p^S \cdot \text{Re}\{e^{j(p\gamma - \omega_1^S t - \varphi_p)}\} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Index  $p$  : Grundwelle  
Hochindex  $S$  : Stator

Die Phase der harmonischen Schwingung darf bei konstanter Speisefrequenz ebenfalls als konstant vorausgesetzt werden, so dass sich die Phasengeschwindigkeit wie folgt ableiten lässt:

$$\begin{aligned} p\gamma - \omega_1^S t - \varphi_p &= \text{const} \\ \gamma &= \frac{\omega_1^S t + \text{const} + \varphi_p}{p} \end{aligned}$$

Damit bestimmt sich die **Phasen-** bzw. **Ausbreitungsgeschwindigkeit** der Grundwelle in Richtung der  $x$ -Achse (gemäß Abb. 5.1) aus der zeitlichen Wegableitung zu:

$$v_p^{S,ph} = \frac{d\gamma}{dt} = \omega_1^S \cdot \frac{1}{p} = \frac{2\pi f_1^S}{p} \quad (5.6)$$

### 5.2.2 Statoroberwellen

Infolge der räumlichen Ausdehnung der Strangwicklungen<sup>45</sup> weist die Felderregerkurve auch bei einer sinusförmigen Stromspeisung der Wicklungen mit konstanter Frequenz ( $f_1^S = const$ ) Sprungstellen in der Strombelagskurve auf, die sogenannte **Treppenfunktion**. Aus den Sprungstellen an den Zonengrenzen der Wicklungsphasen geht mit Hilfe der Fourierreentwicklung hervor, dass die Näherung dieser Treppenfunktion mit einer Grundwelle und einer theoretisch unendlichen Anzahl von Oberwellen mit Vielfachen der Polteilung<sup>46</sup> erfolgen kann. So ist beispielhaft in Abb. 5.2 die Näherung einer Sprungfunktion aus der Grundwelle und der Überlagerung mit der 3ten und 5ten Oberwelle gezeigt.

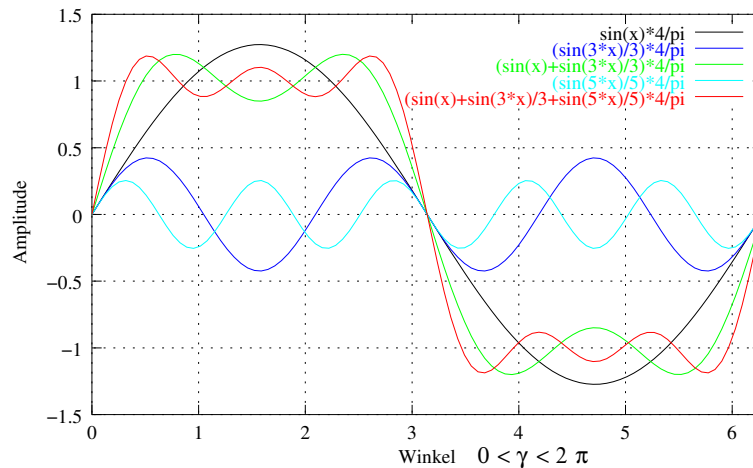


Abbildung 5.2: Beispiel einer Fourierreentwicklung

#### Polpaarzahlen des Stators $\tilde{\nu}$

Während in der Mathematik bzw. bei der Fourierreentwicklung die Vielfachen der Grundfrequenz i.d.R. mit der Ordnungszahl  $i$  dargestellt werden, was nach vorangegangener Definition den **Oberschwingungen** entspricht, wird bei elektrischen Maschinen zur Beschreibung von Grund- und Oberwellen der Begriff der **Polpaarzahl** verwendet. In Bezug auf den Stator wird von der Polpaarzahl des Stators  $\nu$  gesprochen. Unter der Voraussetzung einer **symmetrischen Ganzlochwicklung** ergibt sich für eine 2-polige ( $p=1$ ) Maschine das Bildungsgesetz:

$$\nu = 2ma + 1 \quad \text{mit} \quad (a = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \tag{5.7}$$

Wird eine  $2p$ -polige Maschine ( $p \geq 2$ ) angenommen, so ist die Einführung einer Polpaarzahl in Abhängigkeit der Pole  $p$  der Maschine mit  $\tilde{\nu} = \nu \cdot p$  sinnvoll. Im folgenden wird die Drehstromspeisung (Strangzahl  $m = 3$ ) angenommen, so dass sich aus Gl. 5.7 das **Bildungsgesetz für Wicklungsfelder** des Stators einer beliebigen Drehstrommaschine ergibt:

$$\begin{aligned} \tilde{\nu} &= p(6a + 1) \quad \text{mit} \quad (a = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \\ \tilde{\nu} &= p, -5p, 7p, -11p, \dots \end{aligned} \tag{5.8}$$

#### Anwendung der Wellengleichung auf die Statoroberwellen

Die mathematische Beschreibung der Oberwellen der Statorinduktion erfolgt durch die Erweiterung der Grundwelleninduktion gemäß Gl. 5.5. Danach stellt die Grundschwingung mit  $\nu = 1$  bzw.  $\tilde{\nu} = p$  einen Spezialfall der Ständerwellengleichung dar. Infolge der Drehstromspeisung mit der elektrischen Frequenz  $f_1^S$  bilden die Statorwicklungen der Maschine neben der Grundwelle eine zunächst unbegrenzte Anzahl an Oberwellen aus,

<sup>45</sup>selbst bei feinverteilterm Strombelag und auch ohne Betrachtung der Nutung (siehe Zonung gemäß Abb. 6.2)

<sup>46</sup>mathematisch sind dieses trigonometrische Funktionen mit Vielfachen der Grundfrequenz

deren Periodenanzahl der Schwingungen anschaulich um den Faktor der Ordnungszahl  $\tilde{v}$  zunimmt, während die Wellenlänge  $\lambda_{\tilde{v}}$  der Oberwellen gemäß Gl. 5.4 um den Faktor der Ordnungszahl abnimmt.

Wellenlänge der Oberwellen

$$\lambda_{\tilde{v}} = \frac{2\pi}{\tilde{v}} = \frac{2\pi}{v \cdot p} = \frac{1}{\tilde{v}} \lambda_p \quad (5.9)$$

Mittels der Wellenzahl mit  $k = \tilde{v}$  (siehe Gl. 5.2) bestimmt sich die Wellengleichung der Statorinduktion nach Gl. 5.3 formal zu

$$b^S(\gamma, t) = \sum_{\tilde{v}} b_{\tilde{v}}^S(\gamma, t) = \sum_{\tilde{v}} B_{\tilde{v}}^S \cdot \cos(\tilde{v}\gamma - \omega_1^S t - \varphi_{\tilde{v}}^S) \quad (5.10)$$

Gleichsam lässt sich die Statorinduktion in **Statorgrundwelle** ( $\tilde{v} = p$ ) und **Statoroberwellen** ( $\tilde{v} \neq p$ ) aufteilen:

$$b^S(\gamma, t) = b_p^S(\gamma, t) + \sum_{\tilde{v} \neq p} B_{\tilde{v}}^S \cdot \cos(\tilde{v}\gamma - \omega_1^S t - \varphi_{\tilde{v}}^S)$$

Mit konstanter Drehstromfrequenz  $f_1^S$  ist auch die Phase der Statorfeldinduktion konstant, womit sich die Oberwellenphasengeschwindigkeit  $v_{\tilde{v}}^{S,ph}$  analog zu Gl. 5.6 bestimmt:

$$v_{\tilde{v}}^{S,ph} = \frac{d\gamma}{dt} = \frac{\omega_1^S}{\tilde{v}} = \frac{\omega_1^S}{v \cdot p} = \frac{1}{\tilde{v}} v_p^{S,ph} \quad (5.11)$$

Mit  $\lambda = v/f$  aus Gl. 5.11 geht hervor, dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit bzw. Phasengeschwindigkeit der Kreisfrequenz der Welle entspricht und die erregende Frequenz aller Grund- und Oberwellen  $f_1^S = const$  ist:

$$\begin{aligned} v_{\tilde{v}}^{S,ph} &= f_1^S \cdot \lambda_{\tilde{v}} \\ \frac{\omega_1^S}{\tilde{v}} &= f_1^S \cdot \frac{2\pi}{\tilde{v}} \\ \omega_1^S &= 2\pi \cdot f_1^S \end{aligned} \quad (5.12)$$

Die charakteristischen Größen der **Statorgrundwelle** und der **Statoroberwellen** sind:

Kreisfrequenz

$$\omega_p^S = \frac{\omega_1^S}{p} = \frac{2\pi f_1^S}{p} \quad (5.13)$$

$$\omega_{\tilde{v}}^S = \lambda_{\tilde{v}} \cdot f_1^S = \frac{2\pi}{\tilde{v}} \cdot f_1^S = \frac{1}{\tilde{v}} \omega_1^S \quad (5.14)$$

Drehzahl

$$n_p^S = \frac{f_1^S}{p} \quad (5.15)$$

$$n_{\tilde{v}}^S = \frac{v_{\tilde{v}}^{S,ph}}{2\pi} = \frac{\omega_1^S}{\tilde{v} \cdot 2\pi} = \frac{f_1^S}{\tilde{v}} \quad (5.16)$$

### 5.3 Rotorinduktion

Der Betriebspunkt einer Asynchronmaschine ist belastungsabhängig und stellt sich nach der Drehzahl-Drehmomenten-Kennlinie ein. Damit sind die Rotorgrößen direkt mit der relativen Drehzahl zwischen Stator und Rotor, d.h. dem Schlupf  $s = (n_d - n_{mech})/n_d$  verknüpft. Das Moment des Asynchronmotors bzw. die mechanische Wellenleistung lässt sich in guter Näherung mit dem Grundwellenmodell berechnen. Hierbei wird das sich



im Luftspalt der Maschine entwickelnde mechanische Wellenmoment der Wirkleistung des schlupfabhängigen Rotorwiderstandes zugeordnet, d.h. die das Moment entwickelnde Feldwechselwirkung zwischen **Stator-Grundfeld** und **Rotor-Grundfeld** lässt sich in guter Näherung aus Ersatzschaltbildgrößen berechnen. Die allgemeine Bezeichnung **Schlupf**  $s$  entspricht hierbei dem **Grundwellenschlupf**  $s_1$ .

Da für die Geräuschphänomene jedoch die Oberwellen im Luftspalt der Maschine verantwortlich sind, werden nachfolgend die Zusammenhänge von **Stator-Oberwellen** zu **Rotor-Oberwellen** näher untersucht. Aus der Kenntnis, dass eine jede Drehfeldwelle des Stators in den Rotor induziert, und dem in Kap. 5.2.2 abgeleiteten Bildungsgesetz, aus dem die Frequenzen und Drehrichtungen der Drehfeldwellen des Stators hervorgehen, ist daher zunächst der **Oberwellenschlupf**  $s_{\tilde{v}}$  abzuleiten. Mit diesem lässt sich die Last- oder Drehzahlabhängigkeit der Oberwellen von Stator und Rotor beschreiben.

### 5.3.1 Oberwellenschlupf $s_{\tilde{v}}$

Die Drehzahl des Stator-Grunddrehfeldes  $n_1^S$  infolge der Erregung mit der Statorfrequenz  $f_1^S$  (Grundfrequenz) bestimmt sich zu:

$$\begin{aligned} &\text{synchrone Drehzahl} \\ n_d &= n_1^S = \frac{f_1^S}{p} \end{aligned} \quad (5.17)$$

Bewegt sich der Rotor im Motorbetrieb mit der Wellendrehzahl  $n_{mech}$  in Drehrichtung des Grunddrehfeldes  $n_1^S$ , dann ergibt sich die **Schlupfdrehzahl**  $n^R$  (Relativdrehzahl), mit der das Statorfeld die Leiter der Rotorwicklungen „schneidet“:

$$\begin{aligned} &\text{Schlupfdrehzahl} \\ n^R &= n_1^S - n_{mech} \end{aligned} \quad (5.18)$$

Die relative Drehzahldifferenz bezeichnet den Schlupf  $s$  der Asynchronmaschine und ist als Verhältnis von Schlupfdrehzahl zu synchroner Drehzahl definiert, der bei exakter Schreibweise dem Grundwellenschlupf  $s_1$  entspricht:

$$s_1 = \frac{n^R}{n_1^S} = \frac{\frac{f^R}{p}}{\frac{f_1^S}{p}} = \frac{f^R}{f_1^S} \quad (5.19)$$

Die allgemeine Bestimmung des Schlupfes  $s$  erfolgt über die relative Drehzahldifferenz nach:

$$s = \frac{n_1^S - n_{mech}}{n_1^S} = s_1 \quad (5.20)$$

Die mechanische Wellendrehzahl  $n_{mech}$  wird von der Grundwellendrehzahl bestimmt (Grundwellenleistung), womit sich der folgende Zusammenhang zwischen **Oberwellenschlupf**  $s_{\tilde{v}}$  und **Grundwellenschlupf**  $s$  aufzeigen lässt:

Oberwellenschlupf

$$s_{\tilde{v}} = \frac{n_{\tilde{v}}^S - n_{mech}}{n_{\tilde{v}}^S} \quad (5.21)$$

$$s_{\tilde{v}} = 1 - \frac{(1-s) \frac{f_1^S}{p}}{\frac{f_1^S}{\tilde{v}}}$$

$$s_{\tilde{v}} = 1 - \frac{\tilde{v}}{p}(1-s) \quad \text{bzw.} \quad s_{\tilde{v}} = 1 - v(1-s) \quad (5.22)$$

Mit dieser Oberwellenschlupfdefinition lässt sich die betriebspunktabhängige  $\mu$ -te Frequenz einer Rotoroberwelle  $f_v^R$  angeben, die aus der konstanten Drehfeldfrequenz des Stators  $f_1^S$  hervorgegangen ist. Mit der Grundwellenschlupfdefinition nach Gl. 5.19 und der Erweiterung nach Gl. 5.23 auf den Oberwellenschlupf  $s_v$  lässt sich das Frequenzverhältnis von **Oberwellenfrequenz des Rotors**  $f_v^R$  zur Grundwellenfrequenz des Stators  $f_1^S$  ableiten:

$$\text{Rotorfrequenz} \\ f_v^R = s_v \cdot f_1^S \quad \text{bzw.} \quad f_v^R = s_{\tilde{v}} \cdot f_1^S \quad (5.23)$$

$$f_v^R = (1 - v(1 - s)) \cdot f_1^S \quad \text{bzw.} \quad f_v^R = \left(1 - \frac{\tilde{v}}{p}(1 - s)\right) \cdot f_1^S \quad (5.24)$$

### 5.3.2 Polpaarzahlen von Rotorgrund- und Rotoroberwellen

Die Polpaarzahlen des Rotors werden mit  $\mu$  bzw.  $\tilde{\mu} = p \cdot \mu$  bezeichnet. Es konnte mit dem Oberwellenschlupf  $s_v$  gezeigt werden, dass die Frequenz und Drehzahl einer Rotoroberwelle belastungsabhängig sind und dass jedes Drehfeld der Polpaarzahl  $\tilde{v}$  (Statoroberwelle) in den Rotor induziert<sup>47</sup>.

Wird die  $\tilde{\mu}$ -te Drehfeldwelle (Polpaarzahl) der Rotorwicklung betrachtet, deren Rotorstrom die Frequenz  $f_{\tilde{\mu}}^R$  gemäß Gl. 5.24 aufweist, so sind zwei Fälle möglich:

1. Strangzahlen und Polpaarzahlen der Ständer- und Rotorwicklung sind gleich. Unter dieser Bedingung werden von der Rotorwicklung nur solche Drehfeldwellen hervorgerufen, die in Polpaarzahl und Frequenz mit den Oberwellen der Statorwicklung übereinstimmen:

$$\mu = v \quad \text{bzw.} \quad \tilde{\mu} = \tilde{v} \quad (5.25)$$

2. Strang- und Polpaarzahlen der Ständer- und Rotorwicklung sind nicht gleich. Mit dieser Bedingung bestimmt sich die Polpaarzahl der Rotordrehwellen additiv aus der Polpaarzahl des Stators und der Strangzahl des Rotors  $m_2$  gemäß:

$$\mu = v + \frac{b \cdot m_2}{p} \quad \text{bzw.} \quad \tilde{\mu} = \tilde{v} + b \cdot m_2 \quad \text{mit} \quad (b = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (5.26)$$

Danach wird von einer Drehfeldwelle des Stators der Polpaarzahl  $v$  eine Drehfeldwelle der Ordnung  $\mu$  der Rotorwicklung in Abhängigkeit der Strangzahl  $m_2$  hervorgerufen. Für die Asynchronmaschine mit Käfigläufer (Kurzschlussläufer) entspricht die Strangzahl  $m_2$  der Stabzahl  $N_2$ , so dass sich die Ordnungszahl des Rotordrehfeldes  $\mu$  nach Gl. 5.25 ergibt zu:

$$\mu = v + \frac{b \cdot N_2}{p} \quad \text{bzw.} \quad \tilde{\mu} = \tilde{v} + b \cdot N_2 \quad \text{mit} \quad (b = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (5.27)$$

Aus der systematischen Betrachtung der Wellengleichung und unter Einbeziehung der Schlupfdefinition könnte bereits an dieser Stelle der Wirkmechanismus für die Entstehung und Ausprägung der Luftspaltfelder hergeleitet werden.

#### Primärfeld, Wicklungsfeld und Läuferrestfelder

Ein vom Statorfeld hervorgerufenen **Primärfeld** der Polpaarzahl  $\tilde{v}$  erregt ein rückwirkendes Rotorfeld gleicher Frequenz und Polpaarzahl  $\tilde{\mu} = \tilde{v}$  (Gl. 5.25), als **primäre Ankerrückwirkung** bezeichnet. Aus dem Zusammenwirken des erregenden  $\tilde{v}$ -ten Statorwicklungsfeldes mit dem daraus hervorgehenden  $\tilde{\mu}$ -ten Rotorfeld entwickelt sich im Luftspalt der Maschine das **resultierende abgedämpfte Wicklungsfeld**. Neben dem Grundfeld des Rotors entstehen **Oberfelder** schlupfabhängiger Frequenzen (Gl. 5.24) mit den Polpaarzahlen  $\tilde{\mu} = \tilde{v} + b \cdot N_2$  (Gl. 5.27), die als **Läuferrestfelder** oder **Rotorrestfelder** bezeichnet werden.

<sup>47</sup>unter Annahme eines Käfigläufers

### 5.3.3 Drehzahlen der Rotorgrund- und Rotoroberwellen

Die Drehzahl der  $v$ -ten Oberwelle der Statorwicklung ergibt sich gemäß Gl. 5.16 bezogen auf den Stator zu:

$$n_v^S = \frac{1}{v} n_1^S = \frac{1}{v \cdot p} f_1^S \quad (5.28)$$

In gleicher Weise lässt sich die Drehzahl der  $\mu$ -ten Oberwelle des Rotors bezogen auf den Stator angeben:

$$n_\mu^S = \frac{1}{\mu} n_1^S = \frac{1}{\mu \cdot p} f_1^S \quad (5.29)$$

Aus Gl. 5.23 und Gl. 5.24 leitet sich mit Gl. 5.28 die Drehzahl  $n_v^R$  der Rotorgrundwelle und der Rotoroberwellen ab, jedoch ausschließlich bezogen auf das diese erregende Statorfeld der Polpaarzahl  $v$  und Grundfrequenz  $f_1^S$ :

$$n_v^R = s_v \cdot \frac{1}{v} \frac{f_1^S}{p} \quad (5.30)$$

$$n_\mu^R = \frac{(1 - v(1 - s))}{v} \frac{f_1^S}{p} \quad (5.31)$$

Wird die Drehzahl für die  $\mu$ -te Oberwelle des Rotors bezogen auf den Rotor angegeben, so bestimmt sich diese mit dem Oberwellenschlupf unter Verwendung von Gl. 5.29 zu:

$$n_\mu^R = s_v \cdot \frac{1}{\mu} n_1^S = s_v \cdot \frac{1}{\mu} \frac{f_1^S}{p} \quad (5.32)$$

$$n_\mu^R = \frac{(1 - v(1 - s))}{\mu} \frac{f_1^S}{p} \quad (5.33)$$

Damit ist die Drehzahl der  $\mu$ -ten Einzelwelle der Rotorwicklung bestimmt, die von der  $v$ -ten Einzelwelle der Statorwicklung und der Grundfrequenz  $f_1^S$  hervorgerufen wird. Für die nachfolgende Betrachtung der Wechselwirkungen von Rotor- und Statoroberwellen ist der Bezug auf den Stator notwendig. So bestimmt sich aus der Schlupfdrehzahl (Gl. 5.18) die Drehzahl der  $\mu$ -ten Einzelwelle mit der diese bezogen auf den Stator umläuft:

$$n_1^S = n^R + n_{mech} \quad (5.34)$$

$$n_v^S = n_\mu^R + n_{mech} = n_\mu^R + (1 - s) n_1^S \quad (5.34)$$

$$n_v^S = \frac{(1 - v(1 - s))}{\mu} \frac{f_1^S}{p} + (1 - s) \frac{f_1^S}{p} \quad (5.35)$$

$$n_v^S = \frac{(1 - (1 - s)(v - \mu)) f_1^S}{\mu \cdot p} \quad (5.36)$$

Wird nun die niedrigste Ordnungszahl der Rotorwelle nach Gl. (5.27) mit  $b = 0$  bzw.  $\mu = v$  in Gl. (5.36) eingesetzt, so ergeben sich die gleichen Drehzahlen von  $\mu$ -ter Einzelwelle des Rotors nach Gl. (5.29) und der diese hervorrufende  $v$ -ten Einzelwelle des Stators:

$$n_v^S = \frac{f_1^S}{\mu \cdot p} = n_\mu^S \quad (5.37)$$

Die Drehzahl der  $\mu$ -ten Oberwelle des Rotors stimmt damit mit der Drehzahl der  $v$ -ten Oberwelle des Stators (Statorwicklungsfeld) überein. Damit konnte auch über die Drehzahlbetrachtung gezeigt werden, dass Stator- und Rotorwellen gleicher Polpaarzahl im Luftspalt in Wechselwirkung treten können und sich ein **resultierendes abgedämpftes Statorwicklungsfeld** daraus ergibt.

## 5.4 Umrichterspeisung

Das Antriebssystem Käfigläufer-Asynchronmaschine in Verbindung mit Frequenzumrichter hat sich gegenüber Antriebssystemen mit Gleichstromantrieb durchgesetzt. Obwohl bei bestehenden Systemen oder Spezialanwendungen die Gleichstrommaschine weiterhin eingesetzt wird, zeichnen sich Antriebe mit modernen Umrichtern durch verbesserte Steuerungs- und Regelungseigenschaften aus, so dass neue Anwendungsfelder erschlossen und neue Verfahren in der Automatisierungstechnik ermöglicht werden konnten. Durch die schnelle Entwicklung in der Leistungselektronik und Umrichtertechnik konnten die Investitionskosten vermindert und die Wirtschaftlichkeit gesteigert werden, wie z.B. durch Energierückspeisung im 4-Quadranten-Betrieb.

In der Umrichtertechnik werden zwei Konzepte unterschieden, der Strom-Zwischenkreis-Frequenzumrichter (**I-Umrichter**) und der Spannungs-Zwischenkreis-Frequenzumrichter (**U-Umrichter**). Für die Antriebstechnik, d.h. bei drehzahlvariablen Antrieben, weist der **U-Umrichter** in nahezu allen Leistungsklassen Vorteile auf. Daher wird in dieser Arbeit die Speisung der Käfigläufer-Asynchronmaschine mit einem **U-Umrichter** näher erläutert.

Dem Vorteil der kontinuierlichen Drehzahlstellung bei großem Stellbereich und mit hohem Wirkungsgrad steht der Nachteil der **umrichterbedingten Zusatzverluste** und die **erhöhte Beanspruchung der Wicklungsisolation** infolge der steilen Schaltflanken gegenüber. Diese Zusatzverluste werden dadurch hervorgerufen, dass die Maschinenwicklungen, im Vergleich zur sinusförmigen Netzspeisung, mit **Oberschwingungen** gespeist werden, d.h. an den Motorwicklungen liegen gleichzeitig eine Vielzahl von Spannungen mit unterschiedlichen Frequenzen an, die im festen Verhältnis (Vielfache) zur Grundfrequenz auftreten. Unter bestimmten Konstellationen von Umrichter und Maschine bzw. in bestimmten Betriebspunkten können jedoch unerwünschte Effekte im Maschinenverhalten auftreten, wie unzulässige Erwärmung der Wicklungen und des Blechpaketes, Pendelmomente, verstärkte Schwingungsentwicklung bzw. Schallemission sowie Wellenspannungen und Lagerströme.

Mit Ausnahme der Wellenspannung und Lagerströme ist jedoch ausdrücklich darauf hinzuweisen, dass diese unerwünschten Effekte im Maschinenverhalten auf **Oberwellenerscheinungen** der Maschine zurückzuführen sind. Es wird als wesentliche Vereinfachung für die magnetische Geräuschemission der Asynchronmaschine nachfolgend ausgeführt, dass für die Umrichterspeisung ausschließlich das Grundfeld<sup>48</sup> zu betrachten ist. Dieses konnte aus den Auswirkungen der Oberschwingungen von U-Umrichtern auf ein Oberschwingungs-Ersatzschaltbild der Maschine abgeleitet werden.

### 5.4.1 Synchrone Steuerverfahren

Moderne Frequenzumrichter lassen sich mit unterschiedlichen Steuer- und Regelverfahren betreiben, die entsprechend der Anforderung an die Dynamik und das Drehzahlverhalten des Antriebs gewählt werden. Die Kennwerte von Umrichtergrößen bzw. Pulsmuster sind z.B. die Grundschwingung des Ausgangstroms, der Verzerrungsanteil des Ausgangstroms, das Spektrum der Ausgangsspannung und die Schaltfrequenz. Mit Ausnahme der Schaltfrequenz werden diese Größen aus der Fourierentwicklung abgeleitet, die sich jedoch ausschließlich bei **synchronen Steuerverfahren** angeben lässt. Hiermit sind Steuerverfahren bezeichnet, deren Schalthandlungen und damit Spannungsverläufe in jeder Periode identisch verlaufen, so dass ein stationärer Betrieb angenommen werden kann.

Die theoretische Untersuchung **magnetischer Geräuschemission einer Umrichterspeisung** wird nachfolgend ausschließlich für die **Grundfrequenzsteuerung** durchgeführt. Dieses synchrone Steuerverfahren zeichnet sich dadurch aus, dass die Schaltfrequenz der Grundfrequenz entspricht.

---

<sup>48</sup>mit der Grundfrequenz der Oberschwingung

Die Schaltfolge der Leistungshalbleiter bewirkt bei symmetrischen Motorlast einen blockförmigen Verlauf der Wicklungsspannung, der sich nach Fourier mit einer Reihenentwicklung trigonometrischer Funktionen nähern lässt. Mit der Bezeichnung  $U_d$  für die Zwischenkreisspannung des Umrichters bestimmt sich für die Wicklungsspannung einer Phase die Fourierreihe zu:

$$u(t) = \frac{4 U_d}{\pi} \sum_{\kappa} \frac{1}{\kappa} \sin(\kappa \omega_1 t) \quad \text{mit} \quad \kappa = 1 + 6g_{\kappa} \quad (g_{\kappa} = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (5.38)$$

Damit ist die Frequenz der  $\kappa$ -ten Oberschwingung  $f_{\kappa}$  festgelegt, mit der die Statorwicklung des Drehstrommotors gespeist wird:

$$\begin{aligned} &\text{Frequenz der } \kappa\text{-ten Oberschwingung :} \\ f_{\kappa} &= \kappa \cdot f_1 \quad \text{mit} \quad \kappa = 1 + 6g_{\kappa} \quad (g_{\kappa} = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \end{aligned} \quad (5.39)$$

#### 5.4.2 Statorinduktion durch Oberschwingungsspeisung

Äquivalent zur Statorinduktion in Kap. 5.2 soll zunächst eine fiktive Maschine angenommen werden, deren Statorwicklungen infolge einer Drehstromspeisung mit der Grundfrequenz  $f_p$  nur eine einzige Statorinduktionswelle (Grundwelle) hervorruft. Durch die Tatsache, dass mit dem Bildungsgesetz der Oberschwingungen eine große<sup>49</sup> Anzahl an Frequenzen  $f_{\kappa}$  gleichzeitig die Maschinenwicklung erregen, jedoch die Beschreibung der physikalischen Wirkung über die Wellengleichung nur mit einer Grundfrequenz  $f_p$  erfolgen kann, wird festgelegt: Jede Oberschwingungsfrequenz  $f_{\kappa}$  entspricht einer Grundfrequenz der Statorinduktion. Die Wellenlänge  $\lambda$  der Statorinduktion einer Oberschwingung bestimmt sich im Bogenmaß zu:

$$\lambda_{p=\kappa} = 2 \tau_{p=\kappa} = \frac{2\pi}{p = \kappa} \quad (5.40)$$

Die Wellengleichung der Statorinduktion lässt sich mit  $k = p$  nach Gl. 5.2 gemäß Gl. 5.3 formulieren als:

$$\begin{aligned} b_{\kappa}^S(\gamma, t) &= B_{\kappa}^S \cdot \cos(p\gamma - \kappa \cdot \omega_1^S t - \varphi_{\kappa}) \\ b_{\kappa}^S(\gamma, t) &= B_{\kappa}^S \cdot \text{Re}\{e^{j(p\gamma - \kappa \cdot \omega_1^S t - \varphi_{\kappa})}\} \end{aligned} \quad (5.41)$$

Die Phase der harmonischen Schwingung darf bei konstanter Speisefrequenz ebenfalls als konstant vorausgesetzt werden, so dass sich die Phasengeschwindigkeit ableiten lässt:

$$\begin{aligned} p\gamma - \kappa \cdot \omega_1^S t - \varphi_{\kappa} &= \text{const} \\ \gamma &= \frac{\kappa \cdot \omega_1^S t + \text{const} + \varphi_{\kappa}}{p} \end{aligned}$$

Damit bestimmt sich die **Phasen-** bzw. **Ausbreitungsgeschwindigkeit** der Grundwelle in Richtung der x-Achse (gemäß Abb. 5.1) aus der zeitlichen Wegableitung zu:

$$v_{\kappa}^{S, \text{ph}} = \frac{d\gamma}{dt} = \kappa \cdot \omega_1^S \cdot \frac{1}{p} = \frac{2\pi\kappa \cdot f_1^S}{p} \quad (5.42)$$

#### 5.4.3 Maschinenauswirkung der Oberschwingungsspeisung

Bei der Behandlung der Statorinduktion infolge einer konstanten Erregerfrequenz  $f_1^S$  in Kap. 5.2 zeigte sich, dass infolge der unstetigen Luftspaltinduktion neben der Grundwelle auch eine zunächst unendliche Anzahl an Oberwellen ausgebildet wurde. Wird für die nichtsinusförmige Frequenzumrichterspeisung angenommen, dass

<sup>49</sup>nach dem Bildungsgesetz der Oberschwingungen eine theoretisch unendliche Anzahl

die Maschinenwicklungen nicht mit einer konstanten Erregerfrequenz  $f_1^S$  sondern durch die Oberschwingungen mit einer großen Anzahl an Spannungen der Erregerfrequenzen  $f_\kappa$  gespeist werden, so ist zu klären, welche Auswirkungen diese gleichzeitig an den Maschinenwicklungen anliegenden Spannungen auf das Maschinenverhalten bzw. auf das Geräuschverhalten hat, was mit folgendem Ansatz erfolgt:

Wird Linearität und Superposition vorausgesetzt, so setzt sich der Wicklungsstrom aus einem Grundschwingungsstrom und Oberschwingungsströmen zusammen, so dass das **Oberschwingungs-Ersatzschaltbild** gemäß Abb. 5.3 angegeben werden kann.

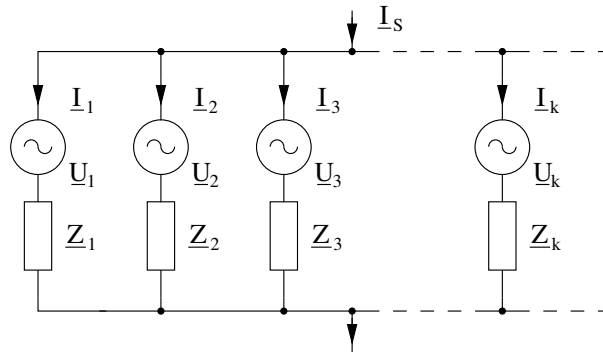


Abbildung 5.3: Bildung des Maschinenstrangstromes aus harmonischen Teilströmen

Danach ist jeder Oberschwingung<sup>50</sup> eine komplexe Impedanz  $Z_\kappa$  entsprechender Frequenz  $f_\kappa$  zugeordnet. Nach den Regeln der komplexen Wechselstromrechnung ergeben sich daraus die Teilströme zu  $I_\kappa = U_\kappa / Z_\kappa$ . Das Bildungsgesetz für Oberschwingungen bei Grundfrequenzsteuerung nach Gl. (5.42) unterscheidet sich formal nicht von dem Bildungsgesetz der Oberwellen nach Gl. (5.8 für  $p=1$ ). Aus der physikalischen Betrachtung ist jedoch bekannt, dass sich die Ausbreitungsgeschwindigkeiten von Oberwellen und Oberschwingungen reziprok zueinander verhalten. So ist die jeweilige Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Oberwelle bezogen auf die Grundwelle kleiner während die jeweilige Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Oberschwingungen bezogen auf die Grundwelle größer ist. Dieser physikalische Unterschied zeigt sich auch für die Auswirkungen von Oberschwingungen auf das Maschinenverhalten der Asynchronmaschine. So lässt sich äquivalent zum Oberwellenschlupf<sup>51</sup> ein **Oberschwingungsschlupf** ableiten. Aus dieser Formel (Gl. 5.43) bestimmt sich die wesentliche Vereinfachung: Alle „Oberschwingungsmotoren“ laufen nahezu im Kurzschlusspunkt.

$$\begin{aligned} & \text{Oberschwingungsschlupf} \\ s_\kappa &= \frac{n_\kappa - n_{mech}}{n_\kappa} = \frac{f_\kappa - (1-s) \frac{f_1}{p}}{f_\kappa} = 1 - \frac{1}{p \cdot \kappa} (1-s) \approx 1 \end{aligned} \quad (5.43)$$

Damit lassen sich aus dem **Oberschwingungs-Ersatzschaltbild** und dem **Oberschwingungsschlupf** zwei entscheidende Schlussfolgerungen für den Einfluss der Oberschwingungen auf die Maschine angeben:

- Die Amplituden der Oberschwingungsfelder sind relativ gering, da die erregenden Oberschwingungsströme im Vergleich zum Grundschwingungsstrom relativ gering sind. Dieses geht aus der frequenzabhängigen Zunahme der Spannungsabfälle an den komplexen Impedanzen mit dem Faktor der Oberschwingungsordnung  $\kappa$  hervor.
- Die Wirkung der Oberschwingungsfelder ist mit  $s_\kappa \approx 1$  zu vernachlässigen, d.h. deren Amplituden werden zusätzlich sehr stark abgedämpft.

Daraus wird abgeleitet: **Für das Geräuschverhalten ist bei Oberschwingungsspeisung ausschließlich deren Grundwelle mit  $\kappa = 1$  verantwortlich und die Oberschwingungen mit  $\kappa \geq 2$  sind zu vernachlässigen.**

<sup>50</sup>harmonischen Teilspannung der Fourierentwicklung

<sup>51</sup>Herleitung des **Oberwellenschlupfes**  $s_{\bar{v}}$  in Kap. 5.3.1

## 5.5 Zusammenfassung der Eigenschaften

### 5.5.1 Oberwellen

1. Die Grundwelle ( $\tilde{\nu} = p$ ) bewegt sich mit der Geschwindigkeit  $v_p^{S,ph} = 2\pi f_1^S/p$  und der Periodendauer  $T = 2\pi/\omega$  über den Statorumfang, d.h. die Grundwelle weist die Wellenlänge  $\lambda_p = 2\tau_p = 2\pi/p$  auf.
2. Die Oberwellen bewegen sich mit  $v_{\tilde{\nu}}^{S,ph} = \omega_1^S/\tilde{\nu}$ , bezogen auf die Grundwelle mit der  $1/\tilde{\nu}$ -fachen Geschwindigkeit.
3. Oberwellen mit positiven Ordnungszahlen  $\tilde{\nu} > 0$  rotieren in Richtung des Grundfeldes ( $\tilde{\nu} = p$ ) und Oberwellen mit negativen Ordnungszahlen  $\tilde{\nu} < 0$  rotieren entgegen der Richtung des Grundfeldes.
4. Oberwellen weisen eine um den Faktor  $1/\tilde{\nu}$  geringere Wellenlänge bezogen auf die Grundwellenlänge auf ( $\lambda_{\tilde{\nu}} = \lambda_p/\tilde{\nu}$ ), d.h. in einer Feld/Ort-Darstellung vergleichbar mit Abb. 8.9 nehmen die Oberwellen die  $\tilde{\nu}$ -fache Frequenz der Grundwelle  $f_1$  an. Bei der für die Ableitung der Auswirkungen wichtigen ortsfesten Betrachtung (aus Sicht der Wicklungen) weisen allerdings sämtliche Oberwellen die konstante Speisefrequenz  $f_1^S$  (siehe Gl. (5.12)) auf.
5. Ein vom Statorfeld hervorgerufenen **Primärfeld** der Polpaarzahl  $\tilde{\nu}$  ruft in einer kurzgeschlossenen Rotorwicklung einen Dämpferstrom hervor, woraus ein **rückwirkendes Feld** des Rotors gleicher Polpaarzahl  $\tilde{\mu} = \tilde{\nu}$  hervorgeht. Das **Primärfeld** des Stators und das **rückwirkende Feld** des Rotors bilden zusammen das **resultierende Feld** im folgenden als **Wicklungsfeld** bezeichnet. Für einen Käfigläufer-Rotor mit  $N_2$  Stäben werden von dem **Primärfeld** der Polpaarzahl  $\tilde{\nu}$  **Oberfelder** der Polpaarzahlen  $\tilde{\mu} = \tilde{\nu} + b \cdot N_2$  (Gl. 5.27) hervorgerufen, die als **Läuferrestfelder** bezeichnet werden.

### 5.5.2 Oberschwingungen

1. Oberschwingungen speisen die Motorwicklungen mit Spannungen der  $\kappa$ -fachen Grundfrequenz.
2. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberschwingungen steigt um den Faktor  $\kappa$ , während diese bei Oberwellen um den Faktor  $1/\tilde{\nu}$  sinkt.
3. Die Amplituden der Oberschwingungsströme bei Umrichterspeisung sind relativ gering im Vergleich zum Grundstrom. Wird ein stationärer Betrieb<sup>52</sup> vorausgesetzt, so resultieren aus den Oberströmen  $\kappa$ -fachen Grundfrequenz gleichfalls betragsmäßig relativ geringe Oberschwingungsfelder.
4. Mit der Ableitung des Oberschwingungsschlupfes kann gezeigt werden, dass alle aus dem Oberschwingungs-Ersatzschaltbild hervorgehenden „Oberschwingungsmotoren“ nahezu im Kurzschlusspunkt laufen. Damit ist auch bei Umrichterspeisung ausschließlich der Grundfrequenzstrom zu beachten und die Oberwellen des Luftspaltfeldes (Oberschwingungsfelder) aus den Oberschwingungsströmen sind zu vernachlässigen.

---

<sup>52</sup>synchrone Steuerverfahren



## 6 Berechnung der Luftspaltfelder

Im Motorbetrieb der Asynchronmaschine wird elektrische Leistung, die den Statorwicklungen zugeführt wird, in mechanische Leistung an der Maschinenwelle umgesetzt. Dieses mechanische Drehmoment der Maschine setzt sich aus dem Grundwellenmoment und den sich diesem überlagernden Oberwellenmomenten zusammen. Die Oberwellenmomente waren nicht Gegenstand der Untersuchungen, konnten jedoch für die  $\lambda$ -Schaltung aus den elektrischen Größen des in dieser Arbeit abgeleiteten Oberwellenersatzschaltbildes berechnet (siehe Anhang C) und konnten durch Messungen an dem speziell konzipierten Prüfstand experimentell bestätigt werden. Die Momente lassen sich jedoch ebenso wie die Geräuschphänomene auf die Wechselwirkung von Stator- und Rotorfelder zurückführen, dessen Wirkmechanismus bereits im vorangegangenen Kapitel detaillierter dargestellt wurde. Danach erregt das primäre Statorwicklungsfeld der Polpaarzahl  $\tilde{\nu}$  ein Rotorfeld gleicher Polpaarzahl  $\tilde{\mu} = \tilde{\nu}$  sowie Rotoroberfelder höherer Polpaarzahlen. Im Luftspalt der Maschine überlagern sich die Grundfelder und Oberfelder zu **resultierenden abgedämpften Feldern**.

Die Abdämpfung der primären Statorwicklungsfelder durch den Rotor wird als **primäre Ankerrückwirkung** oder **Ankerrückwirkung 1. Art** bezeichnet.

Die Abdämpfung der Läuferrestfelder durch die Statorwicklung wird als **sekundäre Ankerrückwirkung** oder **Ankerrückwirkung 2. Art** bezeichnet.

In analoger Weise bilden sich die Felder der **tertiären Ankerrückwirkung** und unter besonderen Wicklungsverhältnissen die Felder der **quartären Ankerrückwirkung** aus. Eine exakte Berechnung dieser komplexen Wechselwirkungen kann mit Hilfe der **Oberfeldtheorie** erfolgen. In der Orginalschrift [21] wird auch der Beweis geführt, dass nur unter speziellen Konstellationen der Wicklung und Nutung die quartäre Ankerrückwirkung auftreten kann. Dadurch wurde gezeigt, dass die Anzahl der Felder und Feldfrequenzen endlich ist.

Die Besonderheit der Geräuschberechnung in dieser Arbeit ist, dass bei der Herleitung der Berechnungsgrundlagen die speziellen Voraussetzungen der magnetischen Geräuschentwicklung bei Asynchronmaschinen berücksichtigt wurden.

### Voraussetzungen der analytischen Geräuschberechnung

- Feldamplituden der **resultierenden abgedämpften Grund- und Oberfelder** von Stator und Rotor werden mit Hilfe des **Felddämpfungsfaktors** berechnet, der aus dem Oberwellen-T-Ersatzschaltbild der Käfigläufer-Asynchronmaschine bestimmt werden kann.
- Untersuchungen von Seinsch/Janßen [6] haben ergeben, dass für die Anregung magnetischer Einzeltöne die Ankerrückwirkungen 2. Art und 3. Art i.d.R. einen wesentlich geringeren Einfluss als die der Ankerrückwirkungen 1. Art hat, so dass in der vorliegenden Arbeit ausschließlich die **primäre Ankerrückwirkung** berücksichtigt wird.
- die Auswirkungen von Tangentialkräften bleibt unberücksichtigt, was insbesondere auf die Asynchronmaschine mit geringem Luftspalt ( $\delta \ll r$ ) zutrifft [4]:

$$\hat{\sigma}_t \sim \hat{\sigma}_r \cdot \frac{\delta}{r}$$

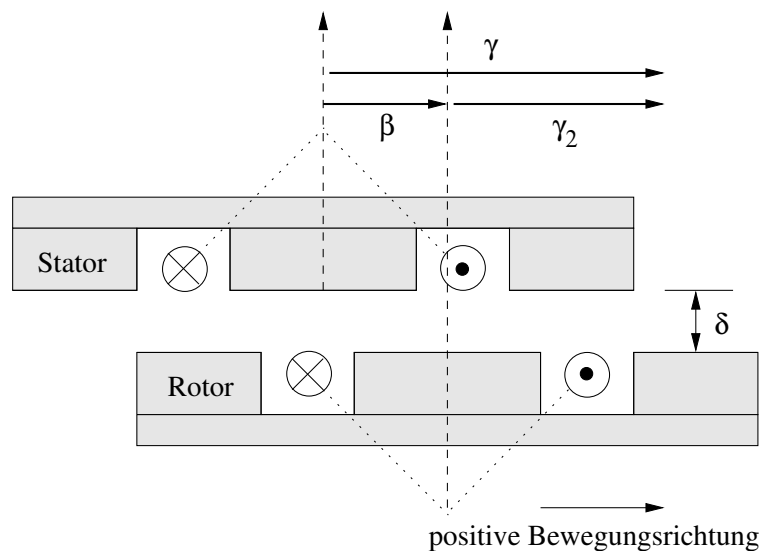
$\hat{\sigma}_t$  : Tangentialkraftamplitude,     $\hat{\sigma}_r$  : Radialkraftamplitude,     $\delta$  : Luftspalt,     $r$  : Bohrungsradius

Die Geräuschphänomene als Folge von Oberfeldwechselwirkungen lassen sich auf Leitwertschwankungen durch die Nutung bzw. die Stäbe des Rotors zurückführen. Im weiteren Verlauf wird aufgezeigt, dass sich hierdurch die wichtige Unterscheidung in **primäre Felder**, die über einen konstanten magnetischen Leitwert erregt werden, und in **parasitäre Felder**, die infolge der Leitwertschwankungen erregt werden, vorgenommen werden kann.

Für die Berechnung des Luftspaltfeldes sind Stator- und Rotorgrößen zunächst in einem gemeinsamen Koordinatensystem darzustellen. Zur Vereinfachung der Schreibweise werden im Folgenden die Größen nur mit einem Hochindex versehen, wenn die Zuordnung zum Stator (Polpaarzahl  $\tilde{\nu}$ ) oder zum Rotor (Polpaarzahl  $\tilde{\mu}$ ) nicht eindeutig ist. Damit entsprechen sich beispielsweise  $f_1^S = f_1$  und  $\omega_1^S = \omega_1$ . Die Statorfelder infolge eines Statorstromes der konstanten Frequenz  $f_1$  bestimmen sich allgemein zu:

$$b_{\tilde{\nu}}^S(\gamma, t) = B_{\tilde{\nu}} \cdot \cos(\tilde{\nu}\gamma - \omega_1 t - \varphi_{\tilde{\nu}}) \quad \text{mit} \quad \tilde{\nu} = p(6a + 1), \quad a = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.1)$$

Diese Felder wirken auf den Rotor, und bewirken das belastungsunabhängige Grundfeld und die belastungsabhängigen bzw. schlupfabhängigen Oberfelder des Rotors. Wird in der Abwicklung der Maschine mit  $\gamma$  der Winkel des Statorfeldes, mit  $\gamma_2$  der Winkel des Rotorfeldes und mit  $\beta$  der mechanische Drehwinkel des Rotors bezogen auf den Stator bezeichnet, so lässt sich die Koordinatentransformation gemäß Abb. 6.1 zur Darstellung von Rotorgrößen in Statorgrößen angeben.



**Abbildung 6.1:** Koordinatentransformation zur Darstellung von Rotorgrößen in Statorgrößen

Die Transformationsvorschrift des Rotorwinkels  $\gamma_2$  auf den Statorwinkel  $\gamma$  bestimmt sich zu:

$$\gamma = \beta + \gamma_2 \quad \text{mit} \quad \beta = \int \omega_{mech} dt + \beta_0 \quad (6.2)$$

$$\text{und} \quad \omega_{mech} = \frac{\omega_1}{p}(1 - s) \quad \text{bei konstanter Drehzahl}$$

$$\gamma = \frac{\omega_1}{p}(1 - s)t + \beta_0 + \gamma_2 \quad (6.3)$$

So lassen sich die Rotorfelder, welche von dem Statorfeld der Drehfrequenz  $\omega_1$  gemäß Gl. (6.1) hervorgerufen

wurden, bezogen auf die Statorkoordinaten angeben mit:

$$b_{\tilde{v}}^S(\gamma_2, t) = B_{\tilde{v}} \cdot \cos(\tilde{v}\gamma_2 + \frac{\tilde{v}}{p}(1-s)\omega_1 t - \omega_1 t - \varphi_{\tilde{v}} + \tilde{v}\beta_0)$$

$$b_{\tilde{v}}^S(\gamma_2, t) = B_{\tilde{v}} \cdot \cos(\tilde{v}\gamma_2 - s_{\tilde{v}}\omega_1 t - \varphi_{\tilde{v}} + \tilde{v}\beta_0) \quad \text{mit} \quad s_{\tilde{v}} = 1 - \frac{\tilde{v}}{p}(1-s) \quad (6.4)$$

Die Zusammenhänge von Statorfeldern zu Rotorfeldern lassen sich gemäß Gl. (6.1) und Gl. (6.4) allgemein darstellen. Eine exakte Berechnung jedoch führt nicht zuletzt bei der polpaarzahlabhängigen Bestimmung der Phasenwinkel und Amplituden zu Problemen.

In Kap. 5 wurden die physikalischen Eigenschaften von Oberwellen und Oberschwingungen infolge der Stator- und Rotorinduktion behandelt. Wie und in welcher Form sich die Oberfelder im Luftspalt der Maschine ausprägen, ist jedoch von der geometrischen Ausführung der Nuten und der Wicklung abhängig. Unter der Wicklung wird die Anordnung und die Verschaltung der Einzelleiter in den Nuten verstanden. Von einer Vielzahl möglicher Ausführungsformen von Drehstromwicklungen soll nachfolgend die im allgemeinen verwendete **symmetrische Ganzlochwicklung** betrachtet werden.

Mit Hilfe der Zusammenhänge von Strombelag, Luftspaltinduktion und magnetischem Leitwert soll aufgezeigt werden, wie der Einfluss von Nutung und Wicklung der Maschine in einer Oberwellenberechnung analytisch berücksichtigt werden kann. Während aus dem Einfluss der Nutung in Kap. 6.1.1 die **primären Statorwicklungsfelder** und **parametrischen Statorwicklungsoberfelder** abgeleitet werden, wird in Kap. 6.1.2 der Einfluss der Wicklung (Nutschlitzbreite) mit dem **Oberwellenwicklungsfaktor** erfasst.

## 6.1 Nutungs- und Wicklungseinfluss

Zur schematischen Darstellung der Strombelagskurven wird zunächst eine 2-polige ( $p=1$ ) Maschine mit einer Drehstrom-Durchmesserwicklung betrachtet, deren Wicklungen so feinverteilt angenommen werden, dass kein Nutungseinfluss auftritt. Der Rotor wird bis auf weiteres als wirkungslos angenommen, d.h. mit diesem wird ausschließlich der magnetische Rückschluss gewährleistet.

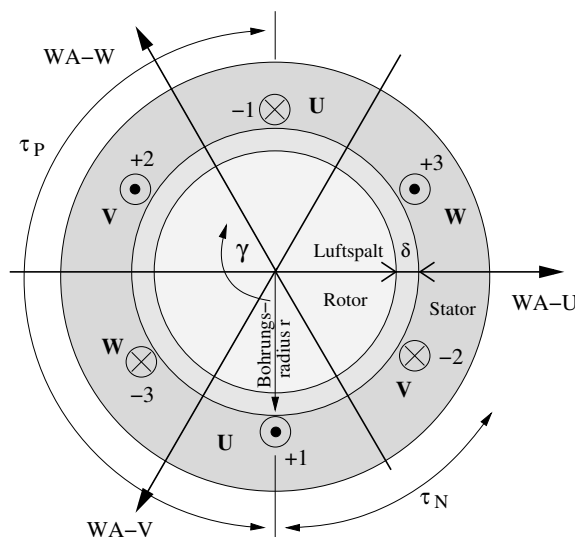


Abbildung 6.2: Ungenutzte Drehstrommaschine mit  $p = 1$

Unter Vernachlässigung der Statornutung stellt sich nach Abb. 6.2 in den eingezeichneten Wicklungen (Wicklungsstränge U, V, W) eine gleichmäßige Durchflutung je **Wicklungs-Zone** ein. Diese Durchflutung wird als

**Strombelag**  $a(\gamma, t)$  bezeichnet und ist eine Funktion des Umfangswinkels  $\gamma$  und der Zeit  $t$ . Durch die Drehstromwicklung ergeben sich über den Statorumfang betrachtet sechs **Zonen**, die einen konstanten Strombelag aufweisen. In der Abb. 6.2 sind zusätzlich die Wicklungsachsen **WA** der speisenden Phasen mit zugehörigen Wicklungssinn<sup>53</sup> eingezeichnet, die die Richtung der maximalen Durchflutung angeben.

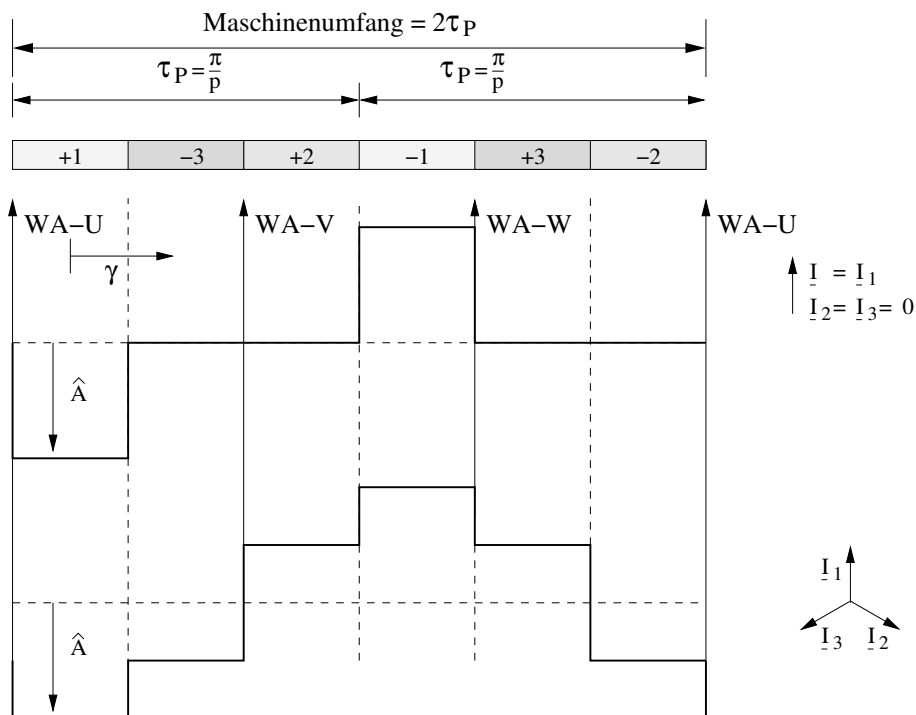
Der geometrische **Zonenwinkel**  $\alpha$  eines Stranges mit zwei gegenüberliegenden Spulenseiten bestimmt sich im Bogenmaß zu  $2\alpha = 2\pi/(pm)$ . Mit dem Bohrungsradius  $r$  ergibt sich die Spulenlänge zu:

$$W = r \cdot \alpha = \frac{r \cdot \pi}{pm} \quad (6.5)$$

Der Strombelagsbetrag  $A_{\hat{v}}$  bestimmt sich aus der Durchflutung (Windungszahl  $w_1$ , Strom  $I_{\hat{v}}$ ) bei Drehstromspeisung ( $m = 3$ ) pro Spulenlänge nach

$$A_{\hat{v}} = \frac{w_1 I_{\hat{v}}}{pW} = \frac{w_1 I_{\hat{v}}}{p \frac{\pi}{pm} r} = \frac{m w_1}{\pi r} I_{\hat{v}}, \quad \text{bzw.} \quad \hat{A}_{\hat{v}} = \frac{m w_1}{\pi r} \sqrt{2} I_{\hat{v}} \quad (6.6)$$

Damit lässt sich zu unterschiedlichen Zeitpunkten  $t$  mit  $I_1(t), I_2(t), I_3(t)$  der in die Ebene abgewickelte Zonenplan der Drehstrom-Durchmesserwicklung mit feinverteiltem, sechszonigem Strombelag gemäß Abb. 6.3 skizzieren.



**Abbildung 6.3:** Zonenplan und Strombelagskurven einer 2-poligen Drehstrom-Durchmesserwicklung mit feinverteiltem Strombelag

### 6.1.1 Berücksichtigung der Nutung

Für die Untersuchung von Oberwellen ist die Betrachtung des Strombelags nicht ausreichend, da sich die Luftspaltfelder in Abhängigkeit der geometrischen Ausführung der Nuten ausbilden. So lässt sich über geeignete Wicklungsfaktoren bzw. Abdämpfungsfaktoren zwar der Betrag des Strombelags vermindern, jedoch ist

<sup>53</sup>Phasen U: +1/-1, Phase V: +2/-2, Phase W: +3/-3

damit ein wechselnder magnetischer Leitwert<sup>54</sup> **nicht** erfassbar. Daher wird zur Berücksichtigung der Nutung auf das Luftspaltfeld das Durchflutungsgesetzes angewendet:

$$b(\gamma, t) = \Lambda(\gamma, t) \cdot v(\gamma, t)$$

Damit berechnet sich das Luftspaltfeld, auch als Luftspaltinduktion  $b(\gamma, t)$  bezeichnet, aus dem Produkt von magnetischem Leitwert  $\Lambda(\gamma, t)$  und magnetischer Spannung  $v(\gamma, t)$ . Für die Anwendung auf die Maschine mit einem orts- und zeitabhängigen Luftspalt  $\delta(\gamma, t)$  zwischen genutetem Stator und glattem Rotor lässt sich die magnetische Spannung  $v(\gamma, t)$  bezogen auf ein Element der tangentialen Breite  $\Delta\gamma$  gemäß Abb. 6.4 angeben:

$$\begin{aligned} v(\gamma + \Delta\gamma, t) - v(\gamma, t) &= a(\gamma, t) r \Delta\gamma \\ \frac{\partial v(\gamma, t)}{\partial \gamma} &= r a(\gamma, t) \\ v(\gamma, t) &= \int a(\gamma, t) r d\gamma + c(t) \end{aligned} \quad (6.7)$$

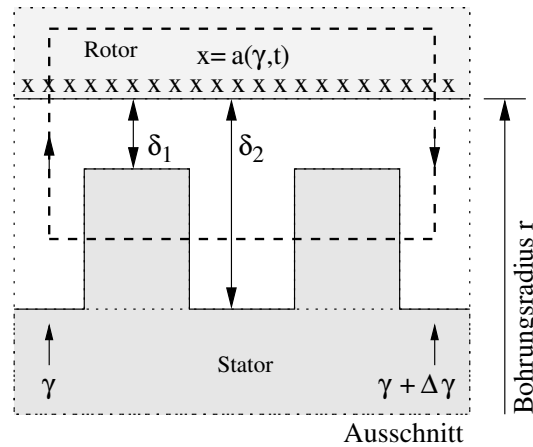


Abbildung 6.4: Veranschaulichung zur Herleitung der Feldkurve

Unter der Annahme von hochpermeablem Eisen ( $\mu_{Fe} \rightarrow \infty$ ) lässt sich der geringe magnetische Spannungsabfall des Eisens mit der fiktiven Vergrößerung des Luftspaltes  $\delta''$  berücksichtigen. Die magnetische Spannung zwischen zwei am Luftspalt gegenüberliegenden Punkten von Statorbohrung und Rotoroberfläche wird als **Feld-erregung** bezeichnet. Nach Gl. (6.7) entspricht die magnetische Spannung im wesentlichen der Integralkurve des Strombelags und die **Luftspaltinduktion**  $b(\gamma, t)$  bestimmt sich nach:

$$b(\gamma, t) = \Lambda(\gamma, t) \cdot v(\gamma, t) = \frac{\mu_0}{\delta(\gamma, t)} \cdot v(\gamma, t) \quad (6.8)$$

Im Falle eines konstanten Luftspaltes entspricht die Luftspaltinduktion dem qualitativen Verlauf der Felderregungskurve. Im Falle der Statornutung lässt sich der magnetische Leitwert  $\Lambda(\gamma, t)$  jedoch mit einer Fourierreihenentwicklung gemäß

$$\Lambda(\gamma, t) = \frac{\mu_0}{\delta(\gamma, t)} = \Lambda_0 + \sum_{\lambda} \Lambda_{\lambda} \cos(\lambda\gamma - \omega_{\lambda}t - \phi_{\lambda}) \quad (6.9)$$

darstellen, der sich aus einem konstanten Gleichanteil  $\Lambda_0$  und einer unendlichen Summe von Leitwert-Drehwellen zusammensetzt.

<sup>54</sup>durch die Materialinhomogenität infolge der Nutung

### Primäre und parametrische Statorfelder

Mit diesen Voraussetzungen lässt sich aus dem Durchflutungsgesetzes das **Luftspaltfeld**  $b(\gamma, t)$  infolge der Statorspeisung vollständig berechnen, wobei sich aus der Fourier-Darstellung des magnetischen Leitwertes gemäß Gl. 6.9 der Einfluss der Nutung unterteilt in die **primären Statorfelder** und die **parametrischen Statorfelder**.

- **primäre Statorfelder**, die über einen konstanten magnetischen Leitwert erregt werden (Gleichanteil) mit  $\Lambda_0 = \mu_0/\delta''$ :

$$b(\gamma, t) = r \cdot \frac{\mu_0}{\delta''} \cdot \sum_{\tilde{\nu}} \frac{A_{\tilde{\nu}}}{\tilde{\nu}} \cdot \cos(\tilde{\nu}\gamma - \omega_1 t - \varphi) \quad (6.10)$$

Hieraus lässt sich bereits der Induktionsbetrag des **unabgedämpften Statorgrundfeldes** berechnen, der Grundlage der Feldamplitudenberechnung in Kap. 6.2 ist:

$$B_p = r \cdot \frac{\mu_0}{\delta''} \cdot \frac{\hat{A}_p}{p} = m \frac{\mu_0 w_1}{\pi p \delta''} \xi_p \sqrt{2} I_p^S$$

- **parametrische Statorfelder**, die über die Leitwertschwankungen erregt werden:

$$b_{\lambda}(\gamma, t) = \frac{r}{2} \cdot \sum_{\tilde{\nu}} \sum_{\lambda} \Lambda_{\lambda} \cdot \frac{A_{\tilde{\nu}}}{\tilde{\nu}} \cdot \cos[(\tilde{\nu} \pm \lambda)\gamma - (\omega_1 \pm \omega_{\lambda})t - (\varphi \pm \varphi_{\lambda})] + \Lambda(\gamma, t) \cdot c(t) \quad (6.11)$$

Die Gl. (6.11) stellt eine verkürzte Schreibweise dar und soll ausdrücken, dass die Doppelsumme sowohl für das Puls- als auch für das Minus-Zeichen im Argument zu berechnen ist.

#### Hinweis zur Bestimmung von $c(t)$ in Gl. (6.7):

Mit der Kenntnis, dass **Unipolarflüsse** unter fast allen physikalischen Randbedingungen in elektrischen Maschinen vernachlässigbar klein und ohne technische Wirkung sind, ergibt sich das Integral der Luftspaltinduktion über die Mantelfläche der Bohrung zu Null. Durch diese Bedingung lässt sich bei entsprechender Wahl des Koordinatenursprungs  $x = 0$  die Integrationskonstante  $c(t)$  ebenfalls zu Null setzen.

### 6.1.2 Berücksichtigung der Nutung auf den Strombelag

Durch die Anordnung der Einzelleiter einer Maschinenwicklung lässt sich die Entstehung bzw. die Ausprägung von Oberwellen beeinflussen. Damit können durch die Ausführung der Maschinenwicklung parasitäre Drehmomente aber auch Oberwellenverluste der Asynchronmaschine reduziert werden.

Die Wirkungsweise einer stromdurchflossenen Wicklung wird durch die Luftspaltinduktion wiedergegeben. Eine äquivalente Betrachtung ergibt sich aus der Spannungsinduktion dieser Wicklung durch ein Drehfeld, welche direkt mit dem **Wicklungsfaktor** verknüpft ist. Aufgrund der Anordnung der Wicklungen in Nuten ergibt sich für die Grundwelle sowie die Oberwellen der **Zonungsfaktor**  $\xi_{\tilde{v}}^Z$  und bei einer Zweischichtwicklung (Oberschicht und Unterschicht), bei der sich teilweise unterschiedliche Wicklungsstränge in einer Nut befinden und sich Feldwirkungen der Einzelleiter kompensieren können, gegebenenfalls der **Sehnungsfaktor**  $\xi_{\tilde{v}}^S$ .

In der analytischen Feldberechnung wird der Wicklungseinfluss durch den **Oberwellenwicklungsfaktor**  $\xi_{\tilde{v}} \leq 1$  berücksichtigt, dessen Herleitung nachfolgend angegeben wird [24]:

$$\xi_{\tilde{v}} = \xi_{\tilde{v}}^Z \cdot \xi_{\tilde{v}}^S \quad (6.12)$$

#### Zonung

Mit der Anordnung von Wicklungen eines Stranges in mehreren Statornuten  $N$  wird von einer Zonenwicklung mit zugehörigem **Zonenwicklungsfaktor** gesprochen. Durch die äquidistant verteilten Nuten am Statorbohrungsumfang  $r_S$  ergibt sich zwischen den Nuten ein geometrischer Winkel, der der Nutteilung entspricht, von  $\tau_N = 2\pi/N = \pi/(p \cdot m \cdot q)$ . Wird die Spannungsinduktion betrachtet, die beim Überstreichen des Wicklungsstranges, d.h. in den  $q$  Nuten einer Spulengruppe<sup>55</sup>, durch eine Drehfeldwelle hervorgerufen wird, so besteht zwischen den örtlich verteilten Einzelleitern der Wicklung eine Zeitdifferenz der induzierten Spannungsamplitude bzw. eine Phasenverschiebung. Daraus folgt bei einer Zeigerdarstellung der Spannungen, dass die induzierten Einzelspannungen nicht gleichphasig sondern unter dem elektrischen Winkel  $\alpha_N = p \cdot \tau_N = \pi/(m \cdot q)$  aufzudieren sind. Somit ist die resultierende Wicklungsspannung betragsmäßig kleiner als die algebraische Summe der Einzelspannungen. Aus dem Verhältnis von geometrischer Spannungssumme zu algebraischer Spannungssumme ergibt sich der **Zonungsfaktor**  $\xi_{\tilde{v}}^Z$ . Für den Induktionsvorgang durch Oberwellen ist in die Berechnung lediglich der Oberwellennutteilungswinkel  $\alpha_{\tilde{v}} = \tilde{v} \cdot \alpha_N$  einzusetzen, da sich dieser um die Polpaarzahl  $\tilde{v}$  der betrachteten Oberwelle erhöht:

$$\xi_{\tilde{v}}^Z = \frac{\sin(q \cdot \frac{\alpha_{\tilde{v}}}{2})}{q \cdot \sin(\frac{\alpha_{\tilde{v}}}{2})} = \frac{\sin(\tilde{v} \cdot q \cdot \frac{p\pi}{N})}{q \cdot \sin(\tilde{v} \cdot \frac{p\pi}{N})} \quad \text{bzw.} \quad \xi_{\tilde{v}}^Z = \frac{\sin(\tilde{v} \cdot q \cdot \frac{\pi}{N})}{q \cdot \sin(\tilde{v} \cdot \frac{\pi}{N})} \quad (6.13)$$

Die **Nutslitzbreite** wirkt sich auf den Betrag des Strombelags aus und lässt sich über einen zusätzlichen **Verkleinerungsfaktor** der Zonung berücksichtigen.

#### Sehnung

Wird die Statorwicklung ohne **Sehnung** ausgeführt, so liegen sich die 2 Nuten des Hin- und Rückleiters einer Wicklung<sup>56</sup> um eine Polteilung  $\tau_p = \pi/p$  verschoben gegenüber. Bei Betrachtung einer Wicklung addieren sich damit die mittlere induzierte Spannung der Grundwelle der ersten Zone vektoriell mit der mittleren induzierten Spannung der Grundwelle der gegenüberliegenden Zone auf. Wegen der entgegengesetzten Leiterführung bei gegenüberliegenden Wicklungsgruppen handelt es sich um eine Reihenschaltung, und die Spannungen lassen sich auf einfache Weise algebraisch addieren (Einschichtwicklung).

<sup>55</sup>Lochzahl  $q$ : Nuten pro Pol und Strang

<sup>56</sup>wenn dieses bei einer äquidistanten Anzahl der Statornuten möglich ist



Ist eine **Sehnung** vorhanden, d.h. beträgt die Entfernung zweier zu einer Wicklung gehörenden Spulengruppen  $W/\tau_p \cdot \pi$ , wie es bei Zweischichtwicklungen mit der Spulenweite  $W$  und der Polteilung  $\tau_p$  der Fall ist, so verringert sich bei einer  $2p$ -poligen Maschine die induzierte Gesamtspannung der Grundwelle um den **Sehnungsfaktor**:

$$\xi^S = \sin\left(\frac{W}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)$$

Bei der Erweiterung des Sehnungsfaktors auf die Oberwellen muss berücksichtigt werden, dass mit einem Vorzeichenwechsel der Polpaarzahlen durch die ungerade Sinusfunktion in gleicher Weise der **Sehnungsfaktor** negativ wird. Für die Bestimmung der Feldamplituden wird das Vorzeichen berücksichtigt damit die verschiedenen Oberfelder **phasenrichtig** zueinander berechnet werden.

$$\xi_v^S = \sin\left(v \cdot \frac{W}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{bzw.} \quad \xi_{\tilde{v}}^S = \sin\left(\frac{\tilde{v}}{p} \cdot \frac{W}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right) \quad (6.14)$$

Der **Sehnungsfaktor** kann demnach für bestimmte Polpaarzahlen Null werden, wenn die folgende Bedingung erfüllt ist:

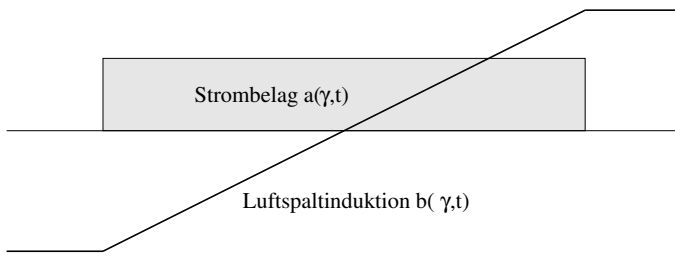
$$v \cdot \frac{W}{\tau_p} = 2g \quad \text{mit} \quad g = 1, 2, \dots$$

Durch eine geeignete Spulenweite  $W$  kann so gezielt auf die Ausbildung von bestimmten Oberwellen im Luftspalt der Maschine Einfluss genommen werden. Hiervon wird bei der Zweischichtwicklung stets Gebrauch gemacht, indem häufig die relative Spulenweite zu  $W/\tau_p \approx 5/6$  gewählt wird, um die fünfte und siebte Oberwelle (Harmonische) zu verringern.

Da sich die Luftspaltinduktion durch die Ausführungsform der Nutung ändert, ist dieses bei der Berechnung zu beachten. Während sich der **Sehnungsfaktor** unabhängig von der Nutschlitzbreite  $b_S$  und der Nutteilung  $\tau_N$  ausbildet, sind diese Parameter durch den zusätzlichen Zonen-Verkleinerungsfaktor  $a_{\tilde{v}}$  zu berücksichtigen.

Zur Veranschaulichung wird der **Zonungsfaktor** auf der folgenden Seite für drei Wicklungsausführungen angegeben:

1. feinverteilter Strombelag nach Abb. 6.5,  
die fiktive Vorstellung eines konstanten Strombelags über der Wicklung, d.h. eine Wicklungsausführung ohne Nutung.
2. diskrete Nutung mit infinitesimaler Nutschlitzbreite nach Abb. 6.6,  
die vereinfachte Vorstellung bei der die Durchflutung in der Nutmitte konzentriert angenommen wird. Damit stellt sich die Strombelagskurve als eine Folge von Dirac-Impulsen dar, deren Flächeninhalt gleich der jeweiligen Nutdurchflutung ist. Aus diesen Annahmen geht die sogenannte **Treppenfunktion der Felderregung** hervor.
3. diskrete Nutung der Nutschlitzbreite  $b_S$  nach Abb. 6.7,  
entspricht der Tatsache, dass die Wicklungen einer Maschine im äquidistanten Abstand über den Bohrungsumfang in Nuten der Nutschlitzbreite  $b_S$  eingebettet sind.

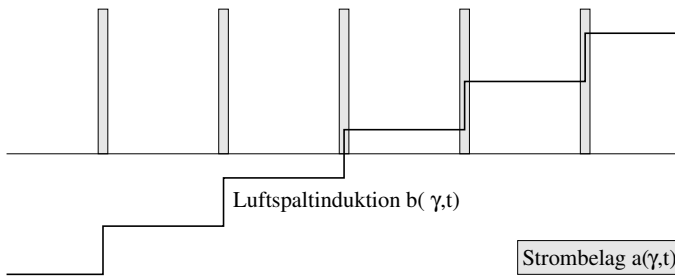


Zonungsfaktor:

$$\xi_{\tilde{v}}^Z = \frac{\sin(\tilde{v} \cdot \alpha_N)}{\tilde{v} \cdot \alpha_N} = \frac{\sin(\tilde{v} \cdot p \cdot \frac{2\pi}{N})}{\tilde{v} \cdot p \cdot \frac{2\pi}{N}}$$

$$\xi_{\tilde{v}}^Z = \frac{\sin(\tilde{v} \cdot \frac{2\pi}{N})}{\tilde{v} \cdot \frac{2\pi}{N}} \quad (6.15)$$

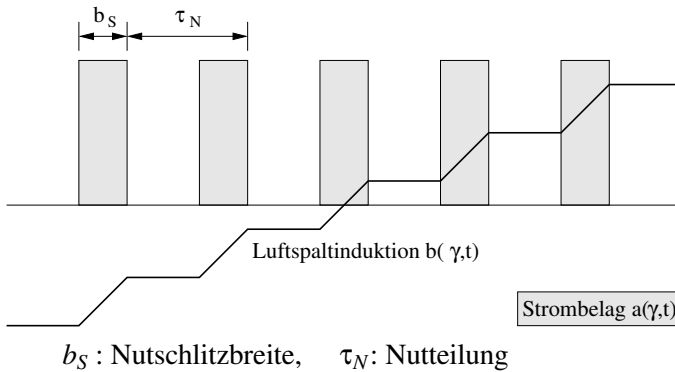
Abbildung 6.5: Strombelag und Luftspaltinduktion ohne Nutung



Zonungsfaktor:

$$\xi_{\tilde{v}}^Z = \frac{\sin(\tilde{v} \cdot q \cdot \frac{\pi}{N})}{q \cdot \sin(\tilde{v} \cdot q \cdot \frac{\pi}{N})} \quad (6.16)$$

Abbildung 6.6: Strombelag und Luftspaltinduktion bei diskreter Nutung



Zonungsfaktor:

$$\xi_{\tilde{v}}^Z = \frac{\sin(\tilde{v} \cdot q \cdot \frac{\pi}{N})}{q \cdot \sin(\tilde{v} \cdot q \cdot \frac{\pi}{N})} \cdot a_{\tilde{v}} \quad (6.17)$$

Verkleinerungsfaktor:

$$(1) \quad a_{\tilde{v}} = \frac{\sin(\frac{b_s}{\tau_N} \cdot \frac{\tilde{v}}{p} \cdot \frac{\pi}{N})}{\frac{b_s}{\tau_N} \cdot \frac{\tilde{v}}{p} \cdot \frac{\pi}{N}} \quad (6.18)$$

Abbildung 6.7: Strombelag und Luftspaltinduktion über die Nutschlitzebreite

Der Verkleinerungsfaktor  $a_{\tilde{v}}$  wurde zur Berechnung des Nutschlitzeinflusses bereits 1940 in der Orginalchrift von Jordan/Lax [13] eingeführt. Diese ursprüngliche Definition des Verkleinerungsfaktor  $a_{\tilde{v}}$  ist daher in Gl. (6.18) mit (1) gekennzeichnet.

Nach umfangreichen Untersuchungen von Taegen [8] erfolgt hiernach die Berechnung der Oberwellen jedoch überhöht. Taegen modifizierte die Berechnung des Verkleinerungsfaktors, um eine verbesserte Amplitudenberechnung zu erhalten, indem der Faktor  $b_s/\tau_N$  im Zähler von Gl. (6.18) durch  $1/k_{c1} < 1$  ersetzt wurde. Hieraus folgt die mit (2) gekennzeichnete Definition des Verkleinerungsfaktors  $a_{\tilde{v}}$ , wodurch eine zusätzliche Verkleinerung der Amplituden aller Oberwellen erfolgt:

$$(2) \quad a_{\tilde{v}} = k_{c1} \cdot \frac{\sin(\frac{\tilde{v}\pi}{pNk_{c1}})}{\frac{\tilde{v}\pi}{pN}} \quad \text{mit } k_{c1} : \text{einseitiger Carterfaktor} \quad (6.19)$$

### 6.1.3 Nutharmonische

Die Amplituden der Oberwellen mit höheren Polpaarzahlen (höhere Harmonische) erfahren i.d.R. eine starke Dämpfung. Einerseits folgt aus der Fourierentwicklung, dass sich die Amplituden aus dem Grundwellenbetrag dividiert durch die Polpaarzahl der Oberwelle  $\tilde{v}$  ergeben und daher mit Zunahme der Polpaarzahlen stetig abnehmen. Andererseits erfolgt eine Dämpfung durch den Oberwellenwicklungsfaktor  $\xi_{\tilde{v}}$ .

Der Oberwellenwicklungsfaktor  $\xi_{\tilde{v}}$  zeichnet sich dadurch aus, dass die Feldamplitude des Wicklungsgrundfeldes der Polpaarzahl  $\tilde{v} = p$  nahezu unbeeinflusst bleibt, während die Amplituden der Oberfelder  $\tilde{v} \neq p$  eine Dämpfung erfahren. Eine Ausnahme stellen spezielle Wicklungsfelder der Polpaarzahl  $\tilde{v}_N$  dar, die als **nutharmonischen Wicklungsfelder** oder kurz **Nutharmonische** bezeichnet werden. Hervorgerufen wird diese Tatsache durch die Besonderheit, dass bei bestimmten Nutenzahlen pro Pol und Strang (Lochzahl  $q$ ) diese Wicklungsoberfelder trotz hoher Polpaarzahlen einen resultierenden Oberwellenwicklungsfaktor aufweisen, der dem des Grundfeldes entspricht.

Wird davon ausgegangen, dass eine Anzahl  $q$  an Nuten existiert, aus der in das Bildungsgesetz für die Wicklungsfelder eingesetzt eine exakt gleiche Polpaarzahl für die Nutharmonischen  $\tilde{v}^*$  wie für die Nutungsfelder  $\tilde{v}_N$  resultiert, dann lässt sich wie folgt das Bildungsgesetz für die **Nutharmonischen** angeben:

Annahme

$$a^* = q \cdot a_N, \quad (a_N = \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (6.20)$$

Die Polpaarzahlen der **Nutharmonischen** des Stators ergeben sich mit Gl. 6.20 und  $q = N/6p$  aus dem Bildungsgesetz der Statorwicklungsfelder (Gl. 6.50) und entsprechen denen der **Nutungsfelder** des Stators:

$$\tilde{v}^* = p(6a^* + 1) = 6pq a_N + p = 6p \frac{N}{6p} a_N + p = N a_N + p = \tilde{v}_N \quad (6.21)$$

Durch das Einsetzen der Polpaarzahlen der **Nutharmonischen** in den Oberwellenwicklungsfaktor zeigt sich, dass die Amplitudendämpfung der **nutharmonischen Wicklungsfelder** der Polpaarzahlen nach Gl. 6.21 exakt der Amplitudendämpfung der Grundwelle entspricht. Mit der Annahme (Gl. 6.20) und  $v = \tilde{v}/p$  folgt:

$$v^* = 6q a_N + 1 \quad (6.22)$$

$$|\xi_{v^*}| = \left| \frac{\sin(q a_N + \frac{\pi}{6})}{q \cdot \sin(a_N + \frac{\pi}{6q})} \cdot \sin\left(\left(q a_N + 1\right) \cdot \frac{W \pi}{\tau_p 2}\right) \right|$$

$$|\xi_{v^*}| = \left| \frac{\sin(\frac{\pi}{6})}{q \cdot \sin(\frac{\pi}{6q})} \cdot \sin\left(\frac{W \pi}{\tau_p 2}\right) \right| = |\xi_1| \quad (6.23)$$

Für die Geräuschentwicklung konnte festgestellt werden, dass die Nutungsoberwellen bzw. die Nutharmonischen 1. Ordnung ( $a_N = 1$ ) und 2. Ordnung ( $a_N = 2$ ) am auffälligsten in Erscheinung treten.

Bei der Berechnung der resultierenden Feldamplitude ist zu berücksichtigen, dass sich **nutharmonische Wicklungsfelder** und **Nutungsfelder** gleicher Polpaarzahl ergeben, die sich jedoch in der Phase unterscheiden und dementsprechend phasenrichtig zu addieren sind.

### 6.1.4 Schrägungsfaktor

Durch eine Schrägung der Nuten in axialer Richtung lassen sich unterschiedliche Ziele erreichen, wobei sich diese praktisch durch die Schrägstellung der Statornuten oder der Rotornuten oder beider in entgegengesetztem Sinn realisieren lässt.

Einerseits wird der Kurzschlussstrom durch gegenüber einer baugleichen Maschine ohne Schrägung erheblich gesenkt. Dieses erfolgt, indem aus der Schrägung ein zusätzlicher Streublindwiderstand bzw. eine zusätzliche Längsimpedanz (siehe Anhang A) hervorgeht, welcher allerdings bei Maschinen mit kleiner Lochzahl  $q$  je Pol und Strang unerwünscht sein kann. Andererseits lässt sich über die Schrägung auf die Ausprägung von Oberwellen Einfluss nehmen, so dass das Auftreten von Oberwellenmomenten vermindert bzw. der Geräuschentwicklung entgegengewirkt werden kann.

Insbesondere die **Nutharmonischen**, die sich durch den Oberwellenwicklungsfaktor nicht abschwächen lassen, werden durch die Schrägung stark gedämpft. Kurzschlussläufer-Asynchronmaschinen werden daher häufig mit einem axial geschrägten Käfig ausgeführt. Die Schrägstellung wird im allgemeinen um eine Nutteilung vorgenommen. Die Angabe erfolgt mit Hilfe des geometrischen Schrägungswinkels  $\varepsilon$ , welcher sich für eine Statornutteilung mit  $N$ -Statornuten bestimmt zu:  $\varepsilon = 1/N$

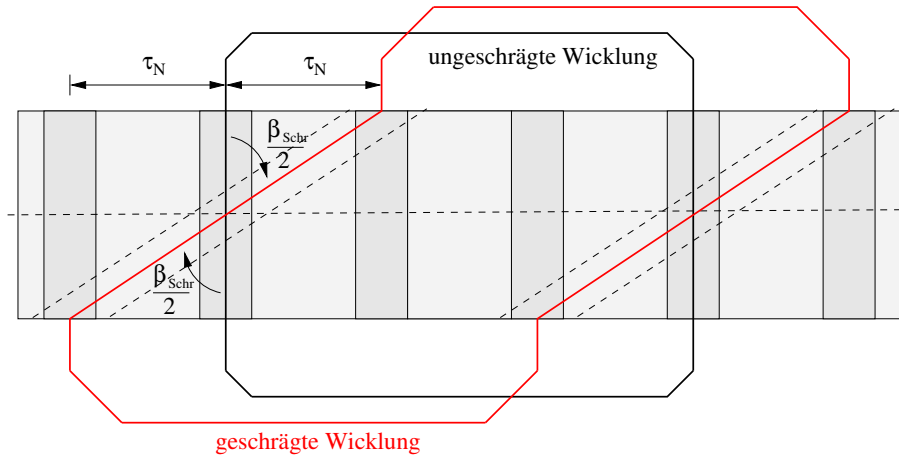


Abbildung 6.8: Blechpaketabwicklung mit geschrägter und ungeschrägter Wicklung

Wird mit  $x$  die Anzahl an Nutteilungen bezeichnet, so lässt sich die Schrägung über den geometrischen Winkel mit der Bezeichnung  $\varepsilon = x/N$  angeben. Der sich damit ergebende elektrische Winkel einer geschrägten Wicklung mit  $\beta_{Schr}$  bezogen auf die ungeschrägte Wicklung für die Grundwelle und  $\beta_v$  für die Oberwellen bestimmt sich zu:

$$\beta_{Schr} = p \cdot 2\pi \cdot \varepsilon \quad \text{und} \quad \beta_v = v \cdot \beta_{Schr}$$

Die induzierende Wirkung des primären Flusses auf den sekundären Teil geht gegenüber der ungeschrägten Maschine um den Faktor der Schrägung zurück. Unter der Angabe des geometrischen Schrägungswinkels mit  $\varepsilon = x/N$  bestimmt sich der **Schrägungsfaktor** nach Abb. 6.8 zu:

$$\xi_v^{Schr} = \frac{\sin\left(\frac{\beta_v}{2} \cdot \varepsilon\right)}{\frac{\beta_v}{2} \cdot \varepsilon} = \frac{\sin(v \cdot p \cdot \pi \cdot \varepsilon)}{v \cdot p \cdot \pi \cdot \varepsilon} \quad \text{bzw.} \quad \xi_v^{Schr} = \frac{\sin(\tilde{v} \cdot \pi \cdot \varepsilon)}{\tilde{v} \cdot \pi \cdot \varepsilon} \quad (6.24)$$

Der **Schrägungsfaktor** wirkt sich ausschließlich auf die gegenseitige Induktion der Wicklungen von Stator und Rotor aus, d.h. der **Schrägungsfaktor** nimmt ausschließlich Einfluss auf die Gegeninduktivitäten. Da der Schrägungseinfluss  $\varepsilon$  keine Auswirkung auf die Selbstinduktivität der Wicklung hat, darf dieser im eigentlichen Sinne **nicht** als Wicklungsfaktor bezeichnet werden.

### 6.1.5 Einführung der Felddämpfung

Die Speisung der Drehstromwicklung einer  $2p$ -poligen Maschine mit einem Grundstrom  $I_p^S$  konstanter Frequenz  $f_1$  bewirkt ein Statorwicklungsgrundfeld sowie eine große Anzahl von Statorwicklungsoberfeldern. Mit der Wicklungsverteilung in Nuten sind Leitwertschwankungen im Luftspalt der Maschine verbunden, so dass die Statorfelder in die **primären Statorfelder** gemäß Gl. (6.10), die über einen konstanten magnetischen Leitwert erregt werden, und die **parametrischen Statorfelder** der Leitwertschwankungen gemäß Gl. (6.11) unterteilt werden konnten.

Das Statorwicklungsgrundfeld (primäres Feld) der Polpaarzahl  $\tilde{\nu} = p$ , das von dem Grundstrom der Statorwicklung hervorgerufen wurde, induziert in einer kurzgeschlossenen Rotorwicklung bzw. in zwei benachbarten Stäben des Käfigs eine Spannung. Durch die Wicklungsverteilung bei Schleifringläufern bzw. die diskrete Stabverteilung bei Käfigläufern werden in der kurzgeschlossenen Wicklung des Rotors infolge der Spannungsinduktion ein Grundstrom und Oberströme hervorgerufen. Diese Ströme werden im allgemeinen als **Dämpferströme** bezeichnet, da hieraus Felder des Rotors hervorgerufen werden, die auf den Stator „dämpfend“ zurückwirken. Aus der Überlagerung des erregenden Statorgrundfeldes mit dem hervorgerufenen Grundfeld des Rotors geht das **resultierende abgedämpfte Luftspaltgrundfeld** (Ankerrückwirkung 1. Art) hervor, das die gleiche Frequenz und Polpaarzahl jedoch eine Veränderung in der Amplitude und der Phasenlage zu dem Statorgrundfeld aufweist. Die Oberströme des Rotors und damit die Oberfelder des Rotors (Läuferrestfelder) sind schlupfabhängig, weisen daher unterschiedliche Frequenzen zu dem sie hervorrufenden Statorgrundfeld auf und werden durch die Statorwicklung abgedämpft (Ankerrückwirkung 2. Art) zu den **resultierenden abgedämpften Läuferrestfeldern**.

Mit der Einführung eines komplexen Felddämpfungsfaktors  $d_{\tilde{\nu}}$  lassen sich sowohl die **resultierenden abgedämpften Statorwicklungsfelder** als auch die **resultierenden abgedämpften Läuferrestfelder** berechnen. Das Verfahren der Felddämpfung wurde den Ausführungen nach Seinsch [4] entnommen, in dem die Bestimmung des Feldfaktors anhand des T-Ersatzschaltbildes der Asynchronmaschine für Wicklungsoberfelder erfolgt.

Für die Geräuschberechnung sind die Oberwellenströme der Maschine zu bestimmen. In der vorliegenden Arbeit wurde daher die vollständige Ableitung des Oberwellen-Ersatzschaltbildes der Asynchronmaschine auf der Basis galvanisch entkoppelter Stator- und Rotorwicklungen vorgenommen (Kap. A), dessen Ersatzschaltbildelemente aus elektrischen Messungen an der Maschine und wenigen geometrischen Angaben ermittelt werden konnten. Da sich bei der Berechnung der Feldamplituden jedoch Vorteile bei der Betrachtung des T-Ersatzschaltbildes ergeben, wurde im gleichen Kapitel die Überführung des galvanisch entkoppelten Ersatzschaltbildes in das T-Ersatzschaltbild vorgenommen.

Für die Berechnung des komplexen Felddämpfungsfaktors  $d_{\tilde{\nu}}$  werden nachfolgend die Berechnungsgrundlagen angegeben. Hiermit lassen sich die unterschiedlichen Feldamplituden und die daraus resultierenden Radialkräfte bestimmen (Kap. 7), welche die Ursache der magnetischen Schallemission darstellen.

#### Dämpfungsfaktor

Die Herleitung erfolgt auf Basis des Oberwellen-T-Ersatzschaltbild der Käfigläufer-Asynchronmaschine. Käfigläufer werden häufig mit „engen Nutschlitzen“ im Rotor gefertigt. Für Berechnungen wird das sog. Stabmodell mit  $m_2 = N_2$ ,  $w_2 = 1/2$  und dem Wicklungsfaktor  $\xi_2 = 1$  verwendet, d.h. zwei benachbarte Stäbe stellen eine Wicklung dar. Obwohl von einem Wicklungsfaktor nicht gesprochen werden darf, weist ein Stab keine infinitesimal kleine Ausdehnung auf, so dass dies für den Betrag des Strombelags mit dem Dämpfungsfaktor  $a_{\tilde{\nu}}$  zu berücksichtigen ist (Verminderung der Flussverkettung zwischen Stator und Rotor). Hierfür wird im allgemeinen der Faktor nach Taegen für den Rotor verwendet gemäß Gl. (6.19) mit  $N_2$  (Anzahl der Rotorstäbe),  $p = 1$  und dem einseitigen Carterfaktor des Rotors  $k_{c2}$ . Da Käfigläufer im allgemeinen mit einer Schrägung  $\varepsilon = x/N_2$

ausgeführt werden, wurden diese Faktoren in dem zusätzlichen Abdämpfungsfaktor berücksichtigt:

$$\zeta_{\tilde{v}} = a_{\tilde{v}} \cdot \xi_{\tilde{v}}^{Schr} = k_{c2} \frac{\sin(\frac{\tilde{v}\pi}{N_2 k_{c2}})}{\frac{\tilde{v}\pi}{N_2}} \cdot \frac{\sin(\tilde{v} \cdot \pi \cdot \varepsilon)}{\tilde{v} \cdot \pi \cdot \varepsilon} \quad (6.25)$$

mit  $k_{c2}$  : einseitiger Carterfaktor des Rotors

und z.B.  $\varepsilon = 1/N_2$  : Schrägung um eine Rotor-Nutteilung

Hiermit ergibt sich das T-Ersatzschaltbild der Oberfelder nach Abb. 6.9.

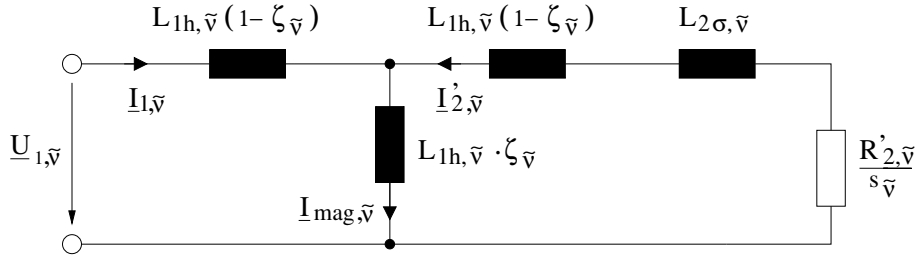


Abbildung 6.9: T-ESB für ein Oberfeld der Polpaarzahl  $\tilde{v}$

Die von dem resultierenden, abgedämpften Wicklungsoberfeld der Polpaarzahl  $\tilde{v}$  in den Strang der Statorwicklung induzierte Spannung  $\underline{U}_{1,\tilde{v}}$  bestimmt sich aus der Maschengleichung:

$$\underline{U}_{1,\tilde{v}} = j\omega_{\tilde{v}} L_{1h,\tilde{v}} (1 - \zeta_{\tilde{v}}) \cdot \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega_{\tilde{v}} L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}} \cdot \underline{I}_{mag,\tilde{v}} \quad (6.26)$$

mit  $\underline{I}_{mag,\tilde{v}} = \underline{I}_{1,\tilde{v}} + \underline{I}'_{2,\tilde{v}}$

Der komplexe **Felddämpfungsfaktor**  $\underline{d}_{\tilde{v}}$  wird so definiert, dass der Einfluss des Rotorstromes  $\underline{I}'_{2,\tilde{v}}$  durch eine Abdämpfung (Faktor) des Strangstromes der Statorwicklung  $\underline{I}_{1,\tilde{v}}$  ausgedrückt werden kann:

$$\underline{U}_{1,\tilde{v}} = j\omega_{\tilde{v}} L_{1h,\tilde{v}} \cdot (\underline{I}_{1,\tilde{v}} + \zeta_{\tilde{v}} \cdot \underline{I}'_{2,\tilde{v}}) \equiv j\omega_{\tilde{v}} L_{1h,\tilde{v}} \cdot \underline{d}_{\tilde{v}} \cdot \underline{I}_{1,\tilde{v}} \quad (6.27)$$

Mit der allgemeinen Annahme, dass die Felder der Maschine mit dem Magnetisierungsstrom  $\underline{I}_{mag,\tilde{v}}$  durch die Statorhauptinduktivität  $L_{1h,\tilde{v}}$  (T-Impedanz) hervorgerufen werden, ergibt sich für das ESB nach Abb. 6.9 und der Definition des komplexen Felddämpfungsfaktors in Gl. (6.27) der Magnetisierungsstrom zu:

$$\underline{I}_{mag,\tilde{v}} = \underline{I}_{1,\tilde{v}} + \zeta_{\tilde{v}} \cdot \underline{I}'_{2,\tilde{v}} \quad (6.28)$$

Mit dem komplexen Felddämpfungsfaktor lässt sich außerdem der auf Statorgrößen transformierte Rotorstrom  $\underline{I}'_{2,\tilde{v}}$  darstellen, so dass auch die Feldamplituden der Rotorströme in Abhängigkeit des Statorstromes  $\underline{I}_{1,\tilde{v}}$  berechnet werden können:

$$\underline{I}_{mag,\tilde{v}} = \underline{d}_{\tilde{v}} \cdot \underline{I}_{1,\tilde{v}} = \underline{I}_{1,\tilde{v}} + \zeta_{\tilde{v}} \cdot \underline{I}'_{2,\tilde{v}} \quad (6.29)$$

$$\underline{I}'_{2,\tilde{v}} = \frac{(\underline{d}_{\tilde{v}} - 1) \cdot \underline{I}_{1,\tilde{v}}}{\zeta_{\tilde{v}}} \quad (6.30)$$

### Berechnung des Dämpfungsfaktors

Die Bestimmung des komplexen Felddämpfungsfaktors lässt sich mit der Spannungsgleichung des kurzgeschlossenen Rotors allgemein mit den Ersatzschaltbildgrößen angeben. Zunächst wird aus Gl. (6.29) der Dämpfungsfaktor als Funktion des Statorstrangstromes und des transformierten Rotorstromes angegeben:

$$\underline{d}_{\tilde{v}} = 1 + \zeta_{\tilde{v}} \frac{\underline{I}'_{2,\tilde{v}}}{\underline{I}_{1,\tilde{v}}} \quad (6.31)$$

Anschließend wird die Spannungsgleichung auf den bezogenen Rotorstrom umgestellt:

$$\begin{aligned}
 0 &= j\omega_{\bar{v}} L_{1h,\bar{v}} \zeta_{\bar{v}} (\underline{I}_{1,\bar{v}} + \underline{I}'_{2,\bar{v}}) + \left( \frac{R'_{2,\bar{v}}}{s_{\bar{v}}} + j\omega_{\bar{v}} L_{2\sigma,\bar{v}} + j\omega_{\bar{v}} L_{1h,\bar{v}} (1 - \zeta_{\bar{v}}) \right) \underline{I}'_{2,\bar{v}} \\
 0 &= j\omega_{\bar{v}} L_{1h,\bar{v}} \zeta_{\bar{v}} \underline{I}_{1,\bar{v}} + \left( \frac{R'_{2,\bar{v}}}{s_{\bar{v}}} + j\omega_{\bar{v}} L_{2\sigma,\bar{v}} + j\omega_{\bar{v}} L_{1h,\bar{v}} \right) \underline{I}'_{2,\bar{v}} \\
 \frac{\underline{I}'_{2,\bar{v}}}{\underline{I}_{1,\bar{v}}} &= - \frac{j\omega_{\bar{v}} s_{\bar{v}} L_{1h,\bar{v}} \zeta_{\bar{v}}}{R'_{2,\bar{v}} + j\omega_{\bar{v}} s_{\bar{v}} (L_{1h,\bar{v}} + L_{2\sigma,\bar{v}})} \quad (6.32)
 \end{aligned}$$

Der auf den Strangstrom des Stators bezogene Rotorstrom gemäß Gl. (6.32) wird in die Gl. (6.31) eingesetzt, so dass sich der komplexe Dämpfungsfaktor darstellen lässt als:

$$\underline{d}_{\bar{v}} = 1 - \frac{j\omega_{\bar{v}} s_{\bar{v}} L_{1h,\bar{v}} \zeta_{\bar{v}}^2}{R'_{2,\bar{v}} + j\omega_{\bar{v}} s_{\bar{v}} (L_{1h,\bar{v}} + L_{2\sigma,\bar{v}})} = 1 - \frac{j\omega_{\bar{v}} s_{\bar{v}} L_{2h,\bar{v}} \zeta_{\bar{v}}^2}{R'_{2,\bar{v}} + j\omega_{\bar{v}} s_{\bar{v}} (L_{2h,\bar{v}} + L_{2\sigma,\bar{v}})} \quad (6.33)$$

Unter der Einführung bezogener Impedanzen lässt sich zeigen, dass als wesentliche Vereinfachung der Übergang des komplexen Dämpfungsfaktors zu einem rein reellen Dämpfungsfaktor vorgenommen werden darf, d.h. wird der komplexe Dämpfungsfaktor angegeben mit

$$\underline{d}_{\bar{v}} = 1 - \frac{j s_{\bar{v}} X_{2h,\bar{v}} \zeta_{\bar{v}}^2}{R'_{2,\bar{v}} + j s_{\bar{v}} (X_{2h,\bar{v}} + X'_{2\sigma,\bar{v}})} \quad (6.34)$$

so ergibt sich mit den Bezeichnungen

$$\beta_{\bar{v}} = \frac{R_{2,\bar{v}}}{X_{2,\bar{v}}} = \frac{R_{2,\bar{v}}}{X_{2h,\bar{v}} + X_{2\sigma,\bar{v}}} \quad \text{und} \quad \sigma_{2\sigma,\bar{v}} = \frac{X'_{2\sigma,\bar{v}}}{X_{2h,\bar{v}}} \quad (6.35)$$

sowie der Abkürzung

$$K_{\bar{v}} = \frac{1}{\beta_{\bar{v}}^2 + s_{\bar{v}}^2} \cdot \frac{\zeta_{\bar{v}}^2}{1 + \sigma_{2,\bar{v}}} \quad (6.36)$$

der komplexe Dämpfungsfaktor gemäß Gl. (6.34), der in den realen Anteil  $\alpha_{\bar{v}}$  und den imaginären Anteil  $\delta_{\bar{v}}$  aufgespalten werden kann:

$$\underline{d}_{\bar{v}} = 1 - K_{\bar{v}} \cdot s_{\bar{v}}^2 - j(K_{\bar{v}} \cdot \beta_{\bar{v}} \cdot s_{\bar{v}}) \equiv \alpha_{\bar{v}} + j \cdot \delta_{\bar{v}} \quad (6.37)$$

Aus der Oberwellenschlupfdefinition geht hervor, dass sich mit steigenden Polpaarzahlen der Oberwellenschlupf in Abhängigkeit vom Vorzeichen der Polpaarzahlen im übersynchronen oder untersynchronen Bereich großer Schlupfwerte bewegt  $|s_{\bar{v}}| \gg 0$ , woraus folgt, dass der Felddämpfungsfaktor mit  $s_{\bar{v}} > \delta_{\bar{v}}$  reell wird. Werden die Rotorgrößen statt auf die Stäbe auf den Kurzschlussring bezogen (Ringmodell), so ist in Gl. (6.36)  $\sigma_{2,\bar{v}}$  durch  $\sigma_{gR,\bar{v}}$  zu ersetzen.

$$s_{\bar{v}} > \delta_{\bar{v}} : \quad \delta_{\bar{v}} \approx 0; \quad \alpha_{\bar{v}} \approx d_{\bar{v}} \approx 1 - \frac{\zeta_{\bar{v}}^2}{1 + \sigma_{2,\bar{v}}} = 1 - \frac{\zeta_{\bar{v}}^2}{1 + \sigma_{gR,\bar{v}}} \quad (6.38)$$

Es folgen die Bestimmungsgleichungen der Elemente des Ersatzschaltbildes.



Der Widerstand  $R_{St,\tilde{v}}$  eines Läuferstabes muss ggf. unter Berücksichtigung der Stromverdrängung bestimmt werden. Mit  $R_r$  wird der Widerstand eines Ringsegmentes bezeichnet.

Hauptinduktivität einer Rotormasche:

$$L_{2h,\tilde{v}} = \frac{N_2 r l_{Fe} \mu_0}{2\pi \delta'' (\tilde{v}/p)^2} \quad (6.39)$$

Strangwiderstand:

$$R_{2,\tilde{v}} = R_{St,\tilde{v}} + \frac{R_r}{2 \sin^2\left(\frac{\tilde{v}\pi}{pN_2}\right)} \quad (6.40)$$

Stranginduktivität:

$$L_{2\sigma,\tilde{v}} = L_{2\sigma,St,\tilde{v}} + \frac{L_{2\sigma,r}}{2 \sin^2\left(\frac{\tilde{v}\pi}{pN_2}\right)} + L_{2h,\tilde{v}} \left[ \frac{\left(\frac{\tilde{v}\pi}{pN_2}\right)^2}{\sin^2\left(\frac{\tilde{v}\pi}{pN_2}\right)} - 1 \right] \quad (6.41)$$

Die Stranginduktivität setzt sich aus den Anteilen für die Nut-, die Ring-, und die doppelt verkettete Streuung zusammen. Die Nutstreuung ist stromverdrängungsabhängig und wird für die ASM-Testmaschine nach den Gl. (??) bis Gl. (??) bestimmt. Die Streureaktanz eines Ringsegmentes wird entweder nach Gleichung Gl. (??) und einer Näherung nach Richter [26] berechnet oder empirisch genähert mit:

$$L_{2\sigma,r} \approx 0.37 \mu_0 \frac{2\pi r}{N_2} \quad (6.42)$$

Im Ringmodell berechnet sich der bezogene Ringwiderstand nach Gl. (6.35):

$$\beta_{\tilde{v}} = \frac{R_{r,\tilde{v}}}{\omega_{\tilde{v}} L (1 + \sigma_{gr,\tilde{v}})} \quad (6.43)$$

Hierin bezeichnet  $R_{r,\tilde{v}}$  den Wirkwiderstand einer Rotormasche und  $\sigma_{gr,\tilde{v}}$  eine geometrische Streuziffer.

Wirkwiderstand einer Rotormasche:

$$R_{r,\tilde{v}} = 2R_r + R_{St,\tilde{v}} \left[ 2 \sin\left(\frac{\tilde{v}\pi}{pN_2}\right) \right]^2 \quad (6.44)$$

Selbstinduktivität einer Rotormasche:

$$L = \frac{\mu_0}{\delta''} \frac{2\pi l_{Fe} r}{N_2} \quad (6.45)$$

Streuinduktivität einer Rotormasche:

$$L_{\sigma r,\tilde{v}} = 2L_{2\sigma r} + L_{2\sigma St,\tilde{v}} \left[ 2 \sin\left(\frac{\tilde{v}\pi}{pN_2}\right) \right]^2 \quad (6.46)$$

geometrischer Streukoeffizient:

$$\sigma_{gr,\tilde{v}} = \frac{L_{\sigma r,\tilde{v}}}{L} \quad (6.47)$$

Zwischen dem geometrischen Streukoeffizient und dem Streukoeffizient  $\sigma_{2,\tilde{v}}$  besteht der Zusammenhang:

$$1 + \sigma_{2,\tilde{v}} = (1 + \sigma_{gr,\tilde{v}}) \left[ \frac{\left(\frac{\tilde{v}\pi}{pN_2}\right)^2}{\sin^2\left(\frac{\tilde{v}\pi}{pN_2}\right)} \right]^2 \quad (6.48)$$

Mit Hilfe des reellen Felddämpfungsfaktors lassen sich die Feldamplituden aller nachfolgenden abgedämpften Stator- und Rotorfelder darstellen.

## 6.2 Statorfelder

Infolge der Wicklungsverteilung auf einzelne Nuten, die äquidistant am Umfang der Statorbohrung angenommen werden, entstehen neben dem **Statorwicklungsgrundfeld** ( $\tilde{v} = p$ ) die **Statorwicklungsoberfelder** ( $\tilde{V} = v \cdot p$  mit  $v > 1$ ). Im Folgenden wird der Hoch-Index **S** für die resultierenden abgedämpften Statorfelder verwendet.

Die Felder des Stators bilden sich in Abhängigkeit des magnetischen Leitwertes im Luftspalt aus, so dass bei vorhandener Nutung (Nutengeometrie) die primär vom Ständer erregten Feldern in **Wicklungsfelder** mit konstantem magnetischen Leitwert sowie in die **parametrischen Statorfelder** gemäß Gl. (6.11) unterschieden werden. Die **parametrischen Statorfelder** werden durch die magnetischen Leitwertschwankungen erregt und lassen sich unterteilen in **Nutungsfelder**, **Zahnsättigungsfelder** und **Exzentrizitätsfelder** durch eine statische oder dynamische exzentrische Verlagerung des Rotors.

Zu diesen Feldern können sich bei in Dreieck geschalteter Statorwicklung zusätzliche Felder aufgrund von Kreisströmen in den drei Wicklungssträngen ausbilden.

Für die Untersuchung der magnetischen Geräuscentwicklung lässt sich keine generelle und für alle Käfigläufermaschinen zutreffende Aussage treffen, welche dieser Felder zu berücksichtigen sind. Im allgemeinen werden jedoch moderne Maschinen mit hoher Ausnutzung gefertigt, so dass i.d.R. der Sättigungseinfluss nicht vernachlässigt werden darf<sup>57</sup>.

### 6.2.1 Wicklungsfelder und nutharmonische Wicklungsfelder

Betrachtet werden zunächst diejenigen Statorfelder, die über einen konstanten magnetischen Leitwert bzw. den konstanten Gleichanteil  $\Lambda_0$  gemäß Gl. (6.10) erregt werden (Drehstromspeisung  $m=3$  und Ganzlochwicklung). Mit der anschaulichen Annahme, dass sich die Wicklungsfelder überwiegend über die Zahnköpfe schließen, bestimmt sich der konstante magnetische Leitwert zu  $\Lambda_0 = \mu_0 / \delta_g$ . Für die Herleitung der Luftspaltinduktion wurde jedoch vorausgesetzt, dass der „geringe“ magnetische Spannungsabfall des Eisens in einer fiktiven Vergrößerung des Luftspaltes berücksichtigt wird. Daher wird auch für die Wicklungsfelder des Stator mit dem konstanten magnetischen Leitwert  $\Lambda_0 = \mu_0 / \delta''$  gerechnet.

Statorfelder

$$b^S(\gamma, t) = \sum_{\tilde{v}} b_{\tilde{v}}^S(\gamma, t) = \sum_{\tilde{v}} B_{\tilde{v}}^S \cdot \cos(\tilde{v}\gamma - \omega_1 t - \varphi_{\tilde{v}}) \quad (6.49)$$

Polpaarzahlen

$$\tilde{v} = p \cdot (2ma + 1) \quad \text{mit } a = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.50)$$

beinhalten die Nutharmonischen

$$\tilde{v}^* = p \cdot \left( \frac{N}{p} a^* + 1 \right) \quad \text{mit } a^* = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.51)$$

Kreisfrequenzen

$$\omega_1 = 2\pi f_1 \quad (f_1 = \text{const}) \quad (6.52)$$

Amplituden

$$B_{\tilde{v}}^S = \begin{cases} B_{\tilde{v}}^W & \text{für } \tilde{v} \wedge \tilde{v}^* \\ |\underline{B}_{\tilde{v}}^W + \underline{B}_{\tilde{v}}^N| \text{ mit Gl. (6.57)} & \text{für } \tilde{v} = \tilde{v}^* = \tilde{v}_N \end{cases} \quad (6.53)$$

Die gesamten Statorwicklungsfelder weisen die Speisefrequenz  $f_1$  auf. Das primär erregte **abgedämpfte Stator-**

<sup>57</sup>die untersuchte ASM-Testmaschine weist bei verminderter Spannung jedoch keine markante Sättigung auf



Aus dem Maschinenverhalten folgt  $\nu_{\tilde{v}} = \angle(\underline{I}_1^S, \underline{I}_0) \leq \pi/2$ , so dass sich folgender Zusammenhang für die Berechnung der Feldamplituden der resultierenden Statorfelder ergibt, wobei die Bestimmung der Feldamplitude des Nutungsfeldes  $B_{\tilde{v}}^N$  im folgenden Kapitel angegeben ist:

$$B_{\tilde{v}}^S = |\underline{B}_{\tilde{v}}^W + \underline{B}_{\tilde{v}}^N| = \begin{cases} \sqrt{(B_{\tilde{v}}^W)^2 + (B_{\tilde{v}}^N)^2 - 2B_{\tilde{v}}^W B_{\tilde{v}}^N \cdot \cos(\nu_{\tilde{v}})} & \text{für } \tilde{\nu} > 0 \\ \sqrt{(B_{\tilde{v}}^W)^2 + (B_{\tilde{v}}^N)^2 - 2B_{\tilde{v}}^W B_{\tilde{v}}^N \cdot \cos(\pi - \nu_{\tilde{v}})} & \text{für } \tilde{\nu} < 0 \end{cases} \quad (6.57)$$

### 6.2.2 Nutungsfelder

Die **Nutungsoberfelder** lassen sich ebenfalls mit der Wellengleichung beschreiben und weisen die gleichen Kreisfrequenzen  $\omega_1$  und Polpaarzahlen der **nutharmonischen Wicklungsfelder** auf  $\tilde{\nu}_N = \tilde{\nu}^*$ , so dass diese phasenrichtig mit diesen zu addieren sind (siehe Kap. 6.2.1). Felder infolge magnetischer Leitwertschwankungen werden durch die Nutung des Stators ebenso wie durch die Nutung (Stabverteilung) des Rotors hervorgerufen.

$$b^N(\gamma, t) = \sum_i B_i^N \cdot \cos(i\gamma - \omega_i^N t - \varphi_i^N) \quad (6.58)$$

$i = \tilde{\nu} : \text{für Felder der Statornung}$   
 $i = \tilde{\mu} : \text{für Felder der Rotornung}$

Die Amplitudenberechnung der **Nutungsfelder** wurde wiederum bereits von Jordan angegeben. Hiernach lassen sich die Nutungsfeldamplituden mit einem **Nutungsfaktor** der Statornung  $\xi_{\tilde{\nu}}^N$  und Rotornung  $\xi_{\tilde{\mu}}^N$  aus der Grundfeldamplitude  $B_p$  berechnen.

Da der Einfluss der Schrägung<sup>58</sup> mit dem **Dämpfungsfaktor**  $d_{\tilde{v}}$  zur Berechnung aller **Statorfelder** berücksichtigt wird (Gl. 6.54), ergibt sich **kein** weiterer Faktor für die Amplituden der **Nutungsfelder** des Rotors.

**Nutungsfaktor der Nutungsoberfelder des Stators** nach Jordan [11]

$$\xi_{\tilde{\nu}}^N = \frac{\sin(a_N \cdot \frac{k_{c1}-1}{k_{c1}} \cdot \pi)}{a_N \cdot \frac{k_{c1}-1}{k_{c1}} \cdot \pi}, \quad a_N = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.59)$$

#### Felder der Statornung (Nutharmonische)

Für die sich ergebenden **Nutungsfelder** der Statornung nach Jordan sind die für die Geräuschberechnung wichtigen Größen Polpaarzahlen, Kreisfrequenzen und Amplituden nachfolgend aufgeführt.

Amplituden

$$B_{\tilde{\nu}}^N = -(k_{c1} - 1) \xi_{\tilde{\nu}}^N B_p \quad (6.60)$$

Polpaarzahlen

$$\tilde{\nu}_N = p + a_N N \quad \text{mit } a_N = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.61)$$

Kreisfrequenzen

$$\omega_{\tilde{\nu}_N}^N = 2\pi f_1^S \quad (f_1^S = \text{const}) \quad (6.62)$$

Bei Untersuchungen von Kolbe zeigte sich, dass insbesondere für höherpolige Nutungsfelder die Berechnung nach Jordan überhöhte Amplitudenwerte liefert. Eine verbesserte Berechnungsvorschrift wurde daraufhin von Kolbe [9] angegeben, der einen Nutungsfaktor  $\xi_{\tilde{\nu}}^N$  als analytische Näherungsfunktion definierte, die er aus umfangreichen numerischen Feldberechnungen ableiten konnte. Für die Geräuschbestimmung in dieser Arbeit wurden die höherpoligen Nutungsoberfelder vernachlässigt. Ist jedoch die Bestimmung der Feldamplituden höherpoliger Nutungsfelder erforderlich, so empfiehlt sich, die Berechnungsformeln von Seinsch/Janßen [6] zu verwenden.

<sup>58</sup>in erster Linie zur Dämpfung der Nutharmonischen

### 6.2.3 Zahnsättigungsfelder

Die Magnetisierungskennlinien der in elektrischen Maschinen verwendeten Bleche sind nichtlinear. Tritt eine Eisensättigung auf, so ist diese örtlich und zeitlich im Bereich der Zähne und des Joches anzunehmen. Die Berücksichtigung einer hochgesättigten Eisenstrecke kann stark vereinfacht erfolgen, indem der entsprechende magnetische Widerstand durch einen fiktiven Luftspalt ersetzt wird.

Mit der Annahme, dass die **Sättigung der Zähne** in erster Linie durch das „stärkste Maschinenfeld“, das **Statorwicklungsgrundfeld** (Kap. 6.2) hervorgerufen wird, tritt an den  $2p$ -Stellen des Feldmaximums der Grundwelle, d.h. am Umfang der Statorbohrung (Zähne), eine Sättigung des Eisens auf bzw. wird an jeweils  $2p$ -Stellen des Umfangs der magnetische Leitwert des Eisens minimal.

Daraus folgt, dass die Sättigung als Leitwertsdrehwelle der Ordnungszahl  $\lambda = 2p$  dargestellt werden kann, die mit der gleichen Winkelgeschwindigkeit wie das **Statorwicklungsgrundfeld** umläuft:

$$\Lambda_{Sat}(\gamma, t) = \sum_k \Lambda_{Sat,k} \cos(k2p\gamma - k2\omega_1 t - \varphi_{Sat,k}) \quad \text{mit } k = 1, 2, 3, \dots \quad (6.63)$$

Leitwertschwankungen mit den Ordnungszahlen  $k > 1$  spielen nur bei extrem gesättigten Maschinen eine Rolle, so dass im allgemeinen ausschließlich das Grundfeld berücksichtigt werden muss. Dieses entsteht aus dem Zusammenwirken der Leitwertschwankungen aus Gl. (6.63) mit  $\lambda = 2p$  und dem Magnetisierungsgrundstrombelag des Stators:

$$a_{\mu p}(\gamma, t) = -A_{\mu p} \cdot \sin(p\gamma - \omega_1 t - \varphi_{\mu p}) \quad (6.64)$$

Auch die aus den Leitwertschwankungen hervorgehenden **parametrischen Felder** bestimmen sich allgemein nach Gl. (6.11), so dass sich mit  $\lambda = 2p$  die Luftspaltfelder der Polpaarzahlen  $v_{Sat} = p + 2p = 3p$  sowie  $v_{Sat} = p - 2p = -p$  ergeben. Das Sättigungsfeld mit  $v_{Sat} = -p$  tritt durch das wesentlich „stärkere“ Wicklungsgrundfeld nicht in Erscheinung, so dass sich ein Sättigungseinfluss im wesentlichen durch die Ausprägung des **3p-Sättigungsfeldes** zeigt:

3p-Sättigungsfeld

$$b_{3p}^{Sat}(\gamma, t) = -B_{3p}^{Sat} \cdot \cos(3p\gamma - 3\omega_1 t - 3\varphi_0) \quad (6.65)$$

Sättigungsamplitude

$$B_{3p}^{Sat} = B_p \cdot \frac{\Lambda_{2p}}{2\Lambda_0} \approx B_p \cdot \frac{\frac{V_L}{V_L+V_j} - \frac{V_L}{V_L+V_Z+V_j}}{\frac{V_L}{V_L+V_j} + 3 \cdot \frac{V_L}{V_L+V_Z+V_j}} \quad (6.66)$$

$V_L$  : magn. Spannung des Luftspaltes

$V_Z$  : magn. Spannung der Zähne

$V_j$  : magn. Spannung der Joche

Polpaarzahl

$$\tilde{v}_{Sat} = 3p \quad (6.67)$$

Kreisfrequenz

$$3\omega_1 = 3 \cdot 2\pi f_1 \quad (6.68)$$

### Zahnsättigungsfelder von Nutharmonischen

Aus der Spannungsinduktion in den Strängen der Statorwicklung werden durch die Leitwertsdrehwelle der Ordnungszahl  $\lambda = 2p$  weitere **parametrische Sättigungsfelder** hervorgerufen.

Wegen den vergleichsweise kleinen Amplituden dieser Felder, müssen ausschließlich die durch den Oberwellenwicklungsfaktor nur unwesentlich gedämpften **nutharmonischen Statorwicklungsfelder** beachtet werden.

Diese Felder haben ebenfalls dreifache Kreisfrequenz  $\omega_{\tilde{v}_N} = 3\omega_1$  und lassen sich darstellen mit:

Polpaarzahlen

$$\tilde{v}^* = 3p + a^*N \quad \text{mit} \quad a^* = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (6.69)$$

$$\tilde{v}_{\text{Sat}} = \tilde{v}^* \pm 2p \quad (6.70)$$

Amplituden

$$B_{\tilde{v}_{\text{Sat}}}^{S'} = (-1)B_{3p} \cdot \frac{I_1^S}{I_0} \frac{\xi_{\tilde{v}_{\text{Sat}}}}{\xi_p} \frac{p}{\tilde{v}_{\text{Sat}}} a_{\tilde{v}_{\text{Sat}}} \cdot d_{\tilde{v}_{\text{Sat}}} \quad (6.71)$$

### Zusätzliche Sättigungsfelder bei Dreieckschaltung

Das **3p-Sättigungsfeld** induziert in den symmetrischen Strängen der Drehstrommaschine gleichphasige Spannungen. In Sternschaltung der Wicklung entstehen hieraus nach der Drehfeldtheorie keine Dämpferströme und damit keine Wicklungsfelder.

Bei in Dreieck geschalteten Statorwicklungen bewirkt die Spannungsinduktion des **3p-Sättigungsfeldes** Kreisströme d.h. Dämpferströme, die **zusätzliche Felder der Sättigung** hervorruft.

Nach Seinsch/Janßen [6] entwickelt sich aus dem Dämpferstrom ein Wechselstrombelag mit den Polpaarzahlen  $\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta} = 3p(1+2k)$  und der Frequenz  $3\omega_1$ , der sich als zwei gegenläufige Drehstrombeläge darstellen lässt:

$$a_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}}(\gamma, t) = -\frac{m w_1 I_{\Delta}}{\sqrt{2} \pi r_S} \cdot \xi_{\tilde{v}} \cdot \{ \sin(\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta} \gamma - 3\omega_1 t - \varphi_{I_{\Delta}}) + \sin(\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta} \gamma + 3\omega_1 t + \varphi_{I_{\Delta}}) \} \quad (6.72)$$

Die über den konstanten Luftspaltleitwert erregten Wicklungsfelder der Sättigungsdämpferstrombeläge bestimmen sich gemäß Gl. (6.10) als **primäres Wicklungsfeld** zu:

$$b_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}}(\gamma, t) = \frac{m w_1 I_{\Delta}}{\sqrt{2} \pi r_S} \frac{\mu_0}{\delta''} \frac{r_S}{\tilde{v}} \cdot \xi_{\tilde{v}} \cdot \{ \cos(\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta} \gamma - 3\omega_1 t - \varphi_{I_{\Delta}}) + \cos(\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta} \gamma + 3\omega_1 t + \varphi_{I_{\Delta}}) \} \quad (6.73)$$

Damit ergeben sich formal bei Drehstromspeisung ( $m=3$ ) die **abgedämpften Wicklungsstatorfelder der Dreieckschaltung** mit dreifacher Drehfrequenz  $\omega_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}} = \pm 3\omega_1$ :

Statorfelder

$$b_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}}^S(\gamma, t) = \sum_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}} B_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}}^{S'} \cdot \{ \cos(\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta} \gamma - 3\omega_1 t - \varphi_{I_{\Delta}}) + \cos(\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta} \gamma + 3\omega_1 t + \varphi_{I_{\Delta}}) \} \quad (6.74)$$

Polpaarzahlen

$$\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta} = 3p(1+2k) \quad \text{mit} \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (6.75)$$

Amplituden

$$B_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}}^{S'} = d_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}} \cdot B_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}} = \frac{3\mu_0 w_1}{\sqrt{2} \pi \delta''} \frac{\xi_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}}}{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}} I_{\Delta} \cdot a_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}} \cdot d_{\tilde{v}_{\text{Sat},\Delta}} \quad (6.76)$$

### 6.2.4 Exzentrizitätsfelder

Die Verlagerung des Rotormittelpunktes entsteht aus der Durchbiegung der Welle oder durch Montageungenauigkeiten. Auch Material-Anisotropien, z.B. bei Blechen mit magnetischer Vorzugsrichtung, bewirken eine Rotorverlagerung, so dass Exzentrizität in unterschiedlicher Ausprägung praktisch für jeden Motor anzunehmen ist.

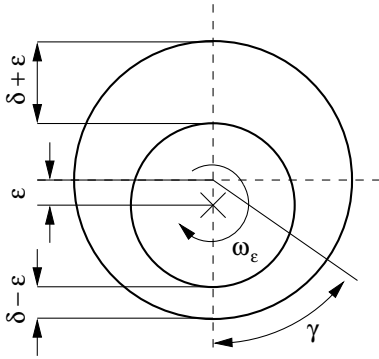


Abbildung 6.11: statische Exzentrizität

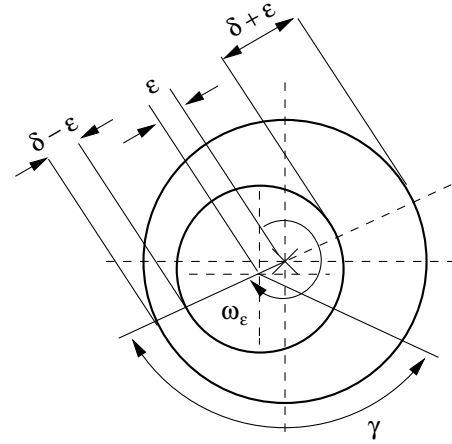


Abbildung 6.12: dynamische Exzentrizität

Die Unterscheidung zwischen **statischer Exzentrizität** gemäß Abb. 6.11 und **dynamischer Exzentrizität** gemäß Abb. 6.12 wird in Bezug auf die Bahnbewegung des Rotors getroffen. Bei einer **statischen Exzentrizität** ( $\omega_\varepsilon = 0$ ) liegt der geringste Abstand zwischen Rotor und Stator stets an der gleichen Stelle, während bei einer **dynamischen Exzentrizität** ( $\omega_\varepsilon = \omega_1/p \cdot (1-s)$ ) der geringste Abstand mit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit des Rotors umläuft.

Die Entstehung der Exzentrizitätsfelder lässt sich auf die Leitwertschwankungen infolge der exzentrischen Verlagerung zurückführen, die durch den Statorstrombelag Induktionsfelder hervorrufen. Eine Herleitung der Exzentrizitätsfelder ist in [16] angegeben, bei welcher der magnetische Leitwert als Fourier-Reihe angegeben wird:

$$\Lambda(\gamma, t) = \Lambda_0 + \sum_{\lambda=1,2,\dots}^{\infty} \Lambda_\lambda \cdot \cos(\lambda\gamma - \omega_{\varepsilon\lambda}t - \varphi_{\varepsilon\lambda})$$

Nach [8] berechnen sich die Amplituden (Gleich- und Wechselanteil, bzw. Amplituden des mittleren Luftspaltleitwertes  $\Lambda_0$  und die Amplituden der Leitwertschwankungen  $\Lambda_\lambda$ ) sowie die Kreisfrequenzen und Phasenwinkel in Abhängigkeit von statischer bzw. dynamischer Exzentrizität zu:

mittlerer Luftspaltwert

$$\Lambda_0 = \frac{1}{\delta'' k_{C1}} \left[ 1 + \left( \frac{\varepsilon}{\delta'' k_{C1}} \right)^2 \right]$$

Leitwertwellenamplituden

$$\Lambda_\lambda = \frac{1}{2^{\lambda-1}} \left( \frac{\varepsilon}{\delta'' k_{C1}} \right)^\lambda \cdot \Lambda_0$$

Kreisfrequenzen

$$\omega_{\varepsilon\lambda} = \begin{cases} 0 & \text{statisch} \\ \lambda \frac{\omega_1^s}{p} & \text{dynamisch} \end{cases}$$

Hierbei wurde die **relative Exzentrizität** eingeführt, die definiert ist als:

$$\varepsilon = \delta_\varepsilon / \delta_g \quad (6.77)$$



Infolge der Exzentrizität erregt die Statorwicklungsgrundwelle die **Exzentrizitätsgrundfelder**:

$$b_{(p \pm \lambda)}^{Ex}(\gamma, t) = B^{Ex} \cdot \cos[(p \pm \lambda)\gamma - (\omega_1^S \pm \omega_{\epsilon\lambda})t - (\varphi_{\mu p} - \varphi_{\epsilon\lambda})]$$

Die Exzentrizitätsamplituden berechnen sich zu:

$$B^{Ex} = \frac{\Lambda_\lambda}{2\Lambda_0} B_p \quad (6.78)$$

$$B^{Ex} = \frac{\epsilon_{magn}}{2} B_p \quad \text{für } \epsilon_{magn} \leq 0.2 \quad (6.79)$$

Seinsch führt in [4] aus, dass bei praktisch vorkommenden Exzentrizitäten die Felder aus Leitwertschwankungen mit  $\lambda > 1$  vernachlässigbar klein sind. Eine weitere Vereinfachung besteht darin, dass für die Amplitude der Exzentrizitätsgrundfelder nach Gl. 6.79 für  $\epsilon \leq 0.2$  ein linearer Verlauf angenommen werden darf und ein Zusammenhang zwischen der magnetisch wirksamen Exzentrizität  $\epsilon_{magn}$  und der mechanischen Exzentrizität  $\epsilon_{mech}$  angegeben werden kann:

$$\epsilon_{magn} \leq 0.2 : \quad \frac{1}{2} \frac{\Lambda_1}{\Lambda_0} = \frac{\epsilon_{magn}}{2} \quad \text{mit} \quad \epsilon_{magn} = \frac{\epsilon_{mech}}{k_c \cdot \frac{V_L + V_Z + V_j}{V_L}}$$

Im Regelfall sollte mit  $\epsilon_{magn} = 0.1$  gerechnet werden. Damit wachsen bei konstanter Induktion des Luftspalt-Grundfeldes  $B_p$  die Amplituden der Exzentrizitätsgrundfelder linear mit der Exzentrizität. Dominant wirken sich die Leitwertschwankungen erster Ordnung mit  $\lambda = 1$  aus, so dass hierfür nachfolgend die Berechnungsformeln der **abgedämpften Exzentrizitätsgrundfelder** zusammengestellt sind:

#### Exzentrizitätsfelder

$$b_{\tilde{\nu}_{Ex}}^{Ex}(\gamma, t) = B^{Ex} \cdot \cos(\tilde{\nu}_{Ex}\gamma - \omega_{\tilde{\nu}_{Ex}}t - \varphi_{\tilde{\nu}_{Ex}}) \quad (6.80)$$

Amplitude

$$B_{\tilde{\nu}_{Ex}}^{Ex} = \frac{\Lambda_1}{\Lambda_0} \cdot B_p \cdot d_{\tilde{\nu}_{Ex}} \approx 0.1 \cdot B_p \cdot d_{\tilde{\nu}_{Ex}} \quad (6.81)$$

Polpaarzahlen

$$\tilde{\nu}_{Ex} = p \pm 1 \quad (6.82)$$

Kreisfrequenzen

$$\omega_{\tilde{\nu}_{Ex}} = \omega_1^S \pm \omega_{\epsilon 1} \quad (6.83)$$

$$\omega_{\epsilon 1} = \begin{cases} 0 & \text{statisch} \\ \frac{\omega_1^S}{p} & \text{dynamisch} \end{cases}$$

$$\omega_{\tilde{\nu}_{Ex}} = \omega_1^S \cdot \left[ 1 + \left[ \pm \frac{k}{p} \right] (1 - s) \right] \quad (6.84)$$

$k = 0$  : statisch

$k = 1$  : dynamisch

### 6.3 Rotorfelder

Der von einem Stator Drehfeld der Frequenz  $f_{\tilde{v}}$  durch Spannungsinduktion hervorgerufene Rotorstrom (Dämpferstrom) gleicher Frequenz bewirkt das **Rotor-Wicklungsgrundfeld** der Frequenz  $f_{\tilde{\mu}} = f_{\tilde{v}}$  und infolge der diskreten Stabverteilung die **Rotor-Wicklungs oberfelder**, dessen jeweilige Frequenz in Statorkoordinaten von der Anzahl der Rotorstäbe  $N_2$  und dem lastabhängigen Betriebspunkt abhängig ist. Die Polpaarzahlen der Rotorfelder werden mit  $\mu$ , bzw.  $\tilde{\mu} = \mu \cdot p$  bezeichnet. Für die Schleifringläufermaschine formuliert sich das Bildungsgesetz der **Rotorwicklungsgrund- und Oberfelder** zu:

$$\tilde{\mu} = \tilde{v} + b m_2 \quad \text{mit} \quad b = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.85)$$

Bei einer Käfigläufer-Asynchronmaschine entspricht die Strangzahl  $m_2$  der Anzahl der Rotorstäbe  $N_2$ , so dass sich die Polpaarzahlen  $\tilde{\mu}$  der **Wicklungsfelder des Rotors** bestimmen zu:

$$\tilde{\mu} = \tilde{v} + b N_2 \quad \text{mit} \quad b = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.86)$$

Das von dem **Statorwicklungsgrundfeld** mit  $v = 1$  und  $\tilde{v} = p$  hervorgerufene Rotorwicklungsgrundfeld mit  $\tilde{\mu} = \tilde{v} = p$  und  $b = 0$  wird als **Wicklungsgrundfeld des Rotors** bezeichnet und weist die Speisefrequenz  $f_{\tilde{\mu}=\tilde{v}=p} = f_1$  auf. Es stellt die **Ankerrückwirkung 1.Art** dar, d.h. die **Rückwirkung** des Rotors auf das Statorgrundfeld dar. Aus der Wechselwirkung resultiert das **abgedämpfte Statorwicklungsgrundfeld** im Luftspalt der Maschine.

Die **Wicklungs oberfelder des Rotors** mit  $b \neq 0$  nach Gl. (6.86) werden als **Rotorrestfelder** oder **Läuferrestfelder** bezeichnet. Auch die **Läuferrestfelder** (Wicklungs oberfelder des Rotors) enthalten **Nutharmonische** (nutharmonische Wicklungsfelder des Rotors), die in Polpaarzahlen und Frequenzen nicht von den **Nutungsfeldern** zu unterscheiden sind, so dass diese geometrisch zu addieren sind (in Analogie zu der geometrischen Addition von nutharmonischen Wicklungsfeldern mit Nutungsfeldern des Stators).

Die **Läuferrestfelder** rufen dagegen in der Statorwicklung fremdfrequente Spannungen hervor ( $f_{\tilde{\mu}} \neq f_1^S$ ). Die Abdämpfung dieser **Läuferrestfelder** durch die Statorwicklung wird als **sekundäre Ankerrückwirkung** oder **Ankerrückwirkung 2.Art** bezeichnet.

Für die Anregung magnetischer Geräuschemission von Maschinen ist im wesentlichen die **Ankerrückwirkung 1.Art** verantwortlich, d.h. die Abdämpfung des primären Statorwicklungsgrundfeldes durch den Rotor, die mit der Einführung des Felddämpfungsfaktors  $d_{\tilde{v}}$  erfasst werden kann und damit die Feldamplitudenberechnung erleichtert.

#### 6.3.1 Läuferrestfelder

Wie bereits im Zusammenhang der Dämpfung ausgeführt, weist ein Käfigläufer infolge der Stabkonstruktion „enge Nutschlitz“ im Rotor auf, die in der Amplitudenberechnung mit dem sog. Stabmodell<sup>59</sup> ( $m_2 = N_2$ ,  $w_2 = 1/2$ ) und dem Wicklungsfaktor  $\xi_2 = 1$  berücksichtigt werden.

Die Auswirkungen darauf, dass die Stäbe des Käfigläufers keine infinitesimal kleine Ausdehnung aufweisen und häufig mit einer Schrägung  $\varepsilon_2 = x/N_2$  ausgeführt werden, sind mit einem zusätzlichen Abdämpfungsfaktor  $\zeta_{\tilde{\mu}}$  zu berücksichtigen. Dieser bestimmt sich im allgemeinen aus dem Dämpfungsfaktor nach Jordan für den Rotor gemäß Gl. (6.18) und dem Schrägungsfaktor gemäß Gl. (6.24). Mit den Angaben Rotorradius  $[r]$ , Nutschlitzbreite/Stabbreite der Rotornut  $[b_{s2}]$  und Nutteilung des Rotors  $[\tau_{N_2} = N_2 / (2\pi r)]$  bestimmt sich damit der Abdämpfungsfaktor  $\zeta_{\tilde{\mu}}$  zu:

$$\zeta_{\tilde{\mu}} = a_{\tilde{\mu}} \cdot \xi_{\tilde{\mu}}^{Schr} = \frac{\sin\left(\frac{b_{s2}}{\tau_{N_2}} \frac{\tilde{\mu}}{p} \frac{\pi}{N_2}\right)}{\frac{b_{s2}}{\tau_{N_2}} \frac{\tilde{\mu}}{p} \frac{\pi}{N_2}} \cdot \frac{\sin(\tilde{\mu} \cdot \pi \cdot \varepsilon_2)}{\tilde{\mu} \cdot \pi \cdot \varepsilon_2} \quad (6.87)$$

z.B.  $\varepsilon_2 = 1/N_2$ : Schrägung um eine Rotor-Nutteilung

<sup>59</sup> zwei benachbarte Stäbe des Käfigs stellen eine Wicklung dar

Für die Amplitudenberechnung der **Läuferrestfelder** ist das Verhältnis der Strombelagsausprägung zu bestimmen, so dass nachfolgend der Taegenfaktor für den Stator (Polpaarzahlen  $\tilde{\nu}$ , Nutenzahl  $N$ , Stator-Carterfaktor  $k_{c1}$ ) und den Rotor (Polpaarzahlen  $\tilde{\mu}$ , Nutenzahl/Stabanzahl  $N_2$ , Rotor-Carterfaktor  $k_{c2}$ ) angegeben ist:

$$a_{\tilde{\nu}} = k_{c1} \frac{\sin\left(\frac{\tilde{\nu}\pi}{Nk_{c1}}\right)}{\frac{\tilde{\nu}\pi}{N}} \quad a_{\tilde{\mu}} = k_{c2} \frac{\sin\left(\frac{\tilde{\mu}\pi}{N_2k_{c2}}\right)}{\frac{\tilde{\mu}\pi}{N_2}} \quad (6.88)$$

Die **Läuferrestfelder** mit  $\tilde{\mu} = \tilde{\nu}$  und  $b \neq 0$  des Rotors, die aus den primären Feldern des Stators der Polpaarzahl  $\tilde{\nu}$  hervorgehen, werden mit dem Index **R** bezeichnet und besitzen die Form:

Rotorrestfelder

$$b^R(\gamma, t) = \sum_{\tilde{\mu}=\tilde{\nu}, b \neq 0} b_{\tilde{\mu}}^R(\gamma, t) = \sum_{\tilde{\mu}=\tilde{\nu}, b \neq 0} B_{\tilde{\mu}}^R \cdot \cos(\tilde{\mu}\gamma - \omega_{\tilde{\mu}}t - \varphi_{\tilde{\mu}}) \quad (6.89)$$

Polpaarzahlen

$$\tilde{\mu} = \tilde{\nu} + bN_2 \quad \text{mit } b = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.90)$$

beinhalten die Nutharmonischen

$$\tilde{\mu}^* = \tilde{\nu}_N + b^*N_2 \quad \text{mit } b^* = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.91)$$

Kreisfrequenzen

$$\omega_{\tilde{\mu}} = \omega_{\tilde{\nu}} + bN_2 \frac{\omega_1}{p} (1-s) \quad (6.92)$$

Amplituden

$$B_{\tilde{\mu}}^R = \begin{cases} B_{\tilde{\mu}}^W & \text{für } \tilde{\mu} \wedge \tilde{\mu}^* \\ |B_{\tilde{\mu}}^W + B_{\tilde{\mu}}^N| \text{ mit Gl. (6.57)} & \text{für } \tilde{\mu} = \tilde{\mu}^* = \tilde{\mu}_N \end{cases} \quad (6.93)$$

Die **Läuferrestfelder** weisen in Statorkoordinaten speisungsfremde und vom Belastungszustand (Schlupf) abhängige Frequenzen mit  $f_{\tilde{\mu}} \neq f_1$  auf, dessen Feldamplituden sich mit Hilfe des Feldfaktors  $d_{\tilde{\nu}}$  aus der Proportionalität von Strom und Induktion nach Gl. (6.30) bestimmen lassen:

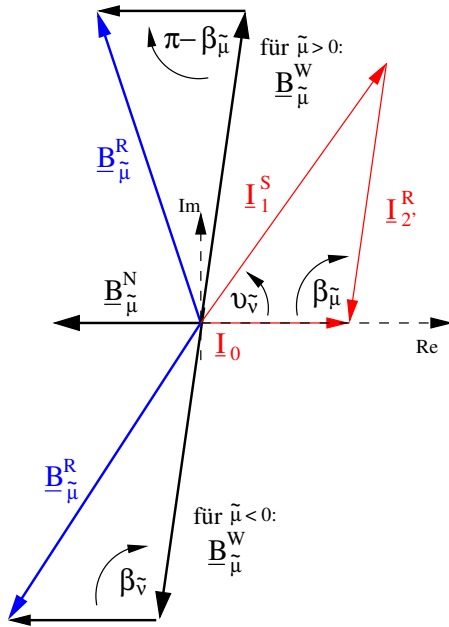
$$B_{\tilde{\mu}}^W = B_{\tilde{\nu}} \cdot \frac{(d_{\tilde{\nu}} - 1) \cdot I_{1,\tilde{\nu}}}{\zeta_{\tilde{\nu}}} \cdot \frac{a_{\tilde{\mu}}}{a_{\tilde{\nu}}} \cdot \zeta_{\tilde{\mu}} \quad (6.94)$$

Die unabgedämpfte Amplitude  $B_{\tilde{\nu}}$  des erregenden Statorwicklungsfeldes der Polpaarzahl  $\tilde{\nu}$  in dieser Gleichung bestimmt sich gemäß Gl. (6.6) und dem Oberwellenwicklungsfaktor  $\zeta_{\tilde{\nu}}$  zu:

$$B_{\tilde{\nu}} = r \cdot \frac{\mu_0}{\delta''} \cdot \frac{\hat{A}_{\tilde{\nu}}}{\tilde{\nu}} \cdot \zeta_{\tilde{\nu}} = m \frac{\mu_0 w_1}{\pi \tilde{\nu} \delta''} \zeta_{\tilde{\nu}} \sqrt{2} I_1^S \quad (6.95)$$

In Analogie zum Auftreten von nutharmonischen Wicklungsfeldern und Nutungsfeldern des Stators, die sich in Frequenz und Polpaarzahl entsprochen haben und daher geometrisch zu addieren waren, können sich in Folge der Leitwertschwankungen der Rotornutung (diskrete Stabverteilung) **Nutungsfelder des Rotors** (parametrische Felder) ausbilden, die phasenrichtig zu den **nutharmonischen Läuferrestfeldern** (nutharmonische Wicklungsrestfelder des Rotors) zu addieren sind. Daher wurde bei der Angabe der Amplituden in Gl. (6.93) die Fallunterscheidung zwischen den Polpaarzahlen der **Läuferrestfelder** und der **Rotornutungsfelder** getroffen.

Während sich die Nutungsfelder  $B_{\tilde{\mu}}^N$  in Gegenphase zum Magnetisierungsstrom (Grundstrombelag) ausprägen  $I_{mag} = -I_0$ , weisen die Wicklungsrestfelder  $B_{\tilde{\mu}}^W$  den gleichen Winkel zum Strom  $I_0$  auf, wie der Rotorstrom  $I_2^R$ . Aus dem Oberwellenberechnungsprogramm  $OWM2$  lassen sich die Statorströme, Rotorströme und der Winkel zwischen Magnetisierungsstrom und Statorströmen ermitteln, so dass die Amplitude des **resultierenden Rotorrestfeldes** wie folgt berechnet werden kann.



aus dem Sinussatz folgt mit

$$\nu_{\tilde{v}} = \angle(I_1^S, I_0) \leq \pi/2 :$$

$$\beta_{\tilde{\mu}} = \arcsin\left(\frac{|I_1^S|}{|I_2^R|} \cdot \sin(\nu_{\tilde{v}})\right) \quad (6.96)$$

Abbildung 6.13: Phasenrichtige Addition von Nutungsfeldern zu Wicklungsfeldern

Unter Anwendung des Sinus- und Kosinussatzes lässt sich die **resultierende Rotorfeldamplitude**  $B_{\tilde{\mu}}^R$  aus Abb. 6.13 angeben mit:

$$B_{\tilde{\mu}}^R = |B_{\tilde{\mu}}^W + B_{\tilde{\mu}}^N| = \begin{cases} \sqrt{(B_{\tilde{\mu}}^W)^2 + (B_{\tilde{\mu}}^N)^2 - 2B_{\tilde{\mu}}^W B_{\tilde{\mu}}^N \cdot \cos(\pi - \beta_{\tilde{\mu}})} & \text{für } \tilde{\mu} > 0 \\ \sqrt{(B_{\tilde{\mu}}^W)^2 + (B_{\tilde{\mu}}^N)^2 - 2B_{\tilde{\mu}}^W B_{\tilde{\mu}}^N \cdot \cos(\beta_{\tilde{\mu}})} & \text{für } \tilde{\mu} < 0 \end{cases} \quad (6.97)$$

Die Amplituden der **Nutungsoberfelder** lassen sich genähert mit dem **Nutungsfaktor des Rotors** nach Jordan [11] berechnen:

$$\xi_{\tilde{\mu}}^N = \frac{\sin(b_N \cdot \frac{k_{c2}-1}{k_{c2}} \cdot \pi)}{b_N \cdot \frac{k_{c2}-1}{k_{c2}} \cdot \pi}, \quad b_N = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.98)$$

Für die **Restfelder infolge Läuferutung** (Oberfelder der Rotornutung) gilt:

Amplituden

$$B_{\tilde{\mu}}^N = -(k_{c2} - 1) \cdot \xi_{\tilde{\mu}_N}^N |1 - d_{\tilde{v}}| \cdot B_{\tilde{v}} \cdot \xi_{\tilde{\mu}_N}^{Schr} \quad (6.99)$$

Polpaarzahlen

$$\tilde{\mu}_N = p + b_N N_2 \quad \text{mit } b_N = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.100)$$

Kreisfrequenzen

$$\omega_{\tilde{\mu}_N}^N = \omega_1^S \cdot \left[1 + b_N \frac{N_2}{p} (1 - s)\right] \quad (6.101)$$

## 7 Radialkraftwellen

Magnetische Geräuschemission oder magnetisch bedingter Körperschall zeigt sich dann, wenn bestimmte **Oberfelder** bzw. **Oberwellen** im Luftspalt der Maschine miteinander in Wechselwirkung treten. Dabei können sich aus **Stator-** und **Rotoroberfeldern** entsprechender Polpaarzahl, Drehfrequenz und Phase radiale auf die Jochzähne des Stators wirkende Kräfte entwickeln, die sogenannten **Radialkraftwellen**. Für das Schwingungssystem Maschine bedeutete dies eine periodische Kraftanregung des Statorblechpaketes, die bei geeigneter (Erreger-) Frequenz<sup>60</sup> zur resonanten Anregung in einer Eigenform (Eigenmode) der Maschine führen kann. Für diesen Fall wird von **magnetisch angeregten Schwingungen** gesprochen, die sich in **Schallemission** oder **Körperschall** äußern können.

Bereits in den fünfziger Jahren und lange vor der Einführung umrichter gespeister Antriebssysteme waren unerwünschte Effekte an elektrischen Maschinen wie Zusatzverluste, Drehmomentsättel oder auch die Schwingungs- und Geräuschentwicklung Gegenstand systematischer Untersuchungen. Es waren vor allem H. Jordan [11] und H. Frohne [16], die anhand von theoretischen und praktischen Untersuchungen zeigen konnten, dass sich die Oberwelleneinflüsse auf Radialkraftwellen mit entsprechender Radialkraftordnung<sup>61</sup>  $r$  zurückführen lassen. Hieraus lässt sich ableiten, dass die Oberfeldwechselwirkungen nur in Resonanzstellen der Maschine Auswirkungen haben, d.h.

- nicht die Anzahl an Oberwellen und nur in geringerem Maße die Kraftamplitude haben Einfluss auf die Maschine, sondern ausschließlich die entsprechende Radialkraftordnung und Radialkraftfrequenz.
- „kritische“ Frequenzen werden durch die Konstruktion der Maschine bestimmt. Danach zeigen Radialkraftwellen nur mit der Frequenz Auswirkungen, bei der das mechanische Mehrmassen-Schwingungssystem Maschine zu einer Eigenschwingung angeregt werden kann.
- die Radialkraftordnung  $r$  ist einer entsprechenden Schwingungseigenform (siehe Kap. 8) des Blechpaketes zugeordnet, d.h. die Radialkraftordnung  $r$  entspricht auf den Maschinenumfang bezogen der Anzahl der Schwingungsbäuche.

Nachfolgend wird daher hergeleitet, welche schwingungsanregenden bzw. geräuschbildenden **Radialkraftwellen**  $\sigma_r$  mit zugehörigen Kraftwellenordnungszahlen  $r$  aus den **Luftspaltfeldern** gemäß Kap. 6 abgeleitet werden können. Hierbei lässt sich aus einer sehr großen Anzahl möglicher Kraftentwicklungen für den magnetischen Schall eine wesentliche Vereinfachung vornehmen, so dass die Radialkraftentwicklung auf vier mögliche Feldwechselwirkungen reduziert werden konnte.

Für diese Feldwechselwirkungen (A bis D) sind die zugrundegelegten **Polpaarzahlen** von Stator  $\tilde{\nu}$  und Rotor  $\tilde{\mu}$  und die daraus resultierenden **Radialkraftwellenordnungszahlen**  $r$  und **Tonfrequenzen**  $f_{Ton}$  angegeben. Hiermit lässt sich das ebenfalls bereits von Jordan [11] angegebene **Ordnungsschema** (Kap. 7.4) aufstellen, welches aus den zugrundegelegten Stator- und Rotoroberfeldern in übersichtlicher Form das Auftreten einer Radialkraftordnung anzeigt.

Die **Radialkraftordnung**  $r$  und die zugehörige **Tonfrequenz**  $f_{Ton}$  lässt sich in „einfacher Weise“ gemäß Kap. 6 berechnen und stellt damit eine effiziente Möglichkeit zur Berechnung **möglicher kritischer Drehzahlen** dar, d.h. die Vorausberechnung von Drehzahlen einer Maschine bei der sich Radialkräfte mit zugehöriger Ordnungszahl und (Ton-) Frequenz entwickeln.

Ob diese magnetischen Anregefrequenzen (Tonfrequenzen) bei **kritischen Drehzahlen** resonante Anregungen der Maschine hervorrufen, ist von der Nähe zu Eigenfrequenzen der Maschine (Blechpaket und andere Maschinenkomponenten) abhängig. Eine sehr anschauliche Darstellung dieser Zusammenhänge lässt sich mit

<sup>60</sup>in der Nähe einer Eigenfrequenz der Maschine bzw. Einzelkomponenten

<sup>61</sup>der Anzahl der Schwingungen im Luftspalt bezogen auf die Abwicklung der Maschine bzw. auf den Statorumfang

dem 2-dimensionalen **Resonanzschaubild** oder **Campbell-Diagramm** angeben. Hierin lassen sich die **Tonfrequenzen** als Geradengleichung auffassen, indem die Tonfrequenz gegen die normierte Drehzahl aufgetragen wird, weshalb diese auch als **Tongeraden** bezeichnet werden. Sind zusätzlich aus Rechnung oder Messung Eigenfrequenzen der Maschine bekannt, die drehzahlunabhängig und parallel zur normierten Drehzahl verlaufen, so kann es zu Schnittpunkten von **Tongeraden** und **Eigenfrequenzen** bei bestimmten Drehzahlen kommen, den sogenannten **kritischen Drehzahlen**. Damit lässt sich die **Gefährlichkeit** von auftretenden **Radialkraftwellen** einschätzen, so dass den **Tongeraden** ein Unterkapitel gewidmet ist.

In dem nachfolgenden Kapitel **Schwingungsmodelle** (Kap. 8) werden die Berechnungsgrundlagen für die **statische Auslenkung** des Blechpaketes und die **relative Strahlungsleistung** angegeben, d.h. die Schallleistungsabstrahlung der Maschine als Funktion der Maschinengröße, Wellenlänge und Radialkraftordnungszahl  $r$ .

Eine qualitative Vorausberechnung der Schallabstrahlung an einer speziellen Asynchronmaschine lässt sich nur durchführen, wenn einerseits eine Berechnung von Frequenzen und Amplituden der anregenden Radialkräfte und andererseits die Bestimmung der Eigenfrequenzen des mechanischen Schwingungssystems Maschine und dessen spezifische Schallabstrahleigenschaften vorgenommen wird. Während die Kräfte mit entsprechendem Aufwand<sup>62</sup> hinreichend genau ermittelt werden können, lässt sich das mechanische Verhalten ebenso wie die akustische Abstrahlung nur mit einem Modell nähern. In Kap. 9 wurde beispielhaft an der ASM-Testmaschine eine **Vorausberechnung der magnetischen Schallemission** durchgeführt.

## 7.1 Grenzflächenspannung

Unter der Annahme von idealem Eisen ( $\mu_{Fe} = \infty$ ) und ungenutetem Blechpaket verlaufen die Feldlinien radial durch den Luftspalt und treten senkrecht und gegenüberliegend aus den Eisenoberflächen von Stator und Rotor aus bzw. ein. Dieser radiale Feldverlauf darf auch für den Stator der mit Nuten ausgeführten Asynchronmaschine, die mit geringerem Luftspalt gefertigt wird, in guter Näherung vorausgesetzt werden. Bei senkrecht aus den Eisenoberflächen austretenden Feldlinien ist die mechanische Grenzflächenspannung (Maxwell'sche Grenzflächenkraft) rein radial gerichtet und berechnet sich aus magnetischer Kraft pro Flächeneinheit:

$$\sigma_r(\gamma, t) = \frac{F(\gamma, t)}{A} = \frac{b^2(\gamma, t)}{2\mu_0} \quad (7.1)$$

Mit  $b(\gamma, t)$  ist der örtliche und zeitliche Verlauf des Luftspaltfeldes beschrieben, der in komplizierter Weise von den Eigenschaften der Maschine abhängig ist, z.B. dem Zeitverlauf der Wicklungsströme, der Nutung, der Sättigung und der Exzentrizität, wie diese in Kap. 6 für die entsprechenden Stator- und Rotorfelder angegeben wurden. Für das quadratische Luftspaltfeld sind die Fourierreihen der in Wechselwirkung tretenden Stator- und Rotorfelder einzusetzen, so dass Gl. (7.1) übergeht in:

$$\begin{aligned} \sigma_r(\gamma, t) &= \frac{[\sum b_{\tilde{v}}(\gamma, t) + \sum b_{\tilde{\mu}}(\gamma, t)]^2}{2\mu_0} = \sum_r \hat{\sigma}_r \cdot \cos(r\gamma - \omega_{Ton}t - \varphi_r) \quad (7.2) \\ \sigma(\gamma, t) &= \frac{B_{\tilde{v}}^2}{4\mu_0} \cdot [1 + \cos(2\tilde{v}\gamma - 2\omega_{\tilde{v}}t - 2\varphi_{\tilde{v}})] \\ &+ \frac{B_{\tilde{\mu}}^2}{4\mu_0} \cdot [1 + \cos(2\tilde{\mu}\gamma - 2\omega_{\tilde{\mu}}t - 2\varphi_{\tilde{\mu}})] \\ &+ \dots \\ &+ \frac{B_{\tilde{v}} \cdot B_{\tilde{\mu}}}{2\mu_0} \cdot [1 + \cos((\tilde{v} \pm \tilde{\mu})\gamma - (\omega_{\tilde{v}} \pm \omega_{\tilde{\mu}})t - (\varphi_{\tilde{v}} \pm \varphi_{\tilde{\mu}}))] \\ &+ \dots \quad (7.3) \end{aligned}$$

<sup>62</sup>analytisch mit der Oberfeldtheorie oder numerisch mit FEM-Berechnungen

Im Hinblick auf die magnetische Schallemission sind in Gl. (7.3) nur die Terme von Bedeutung, die zur Anregung des Blechpaketes führen können, d.h. deren Frequenz eine Blechpaketdeformation hervorrufen können. Unter dieser Annahme werden die **rein quadratischen Terme** vernachlässigt, da diese Kraftwellen hohe Ordnungszahlen hervorrufen, was kurzen Wellenlängen entspricht. Für hohe Frequenzen bzw. kurze Wellenlängen ist ein Blechpaket als ausreichend steif anzunehmen, d.h. ein Blechpaket wird keine Verformung hoher Frequenzen bzw. Ordnungszahlen  $r$  zulassen. Danach entstehen Kraftwellen niedriger Ordnungszahlen nur aus dem „gemischten Produkt“ der Gl. (7.3).

Allerdings lässt sich die Entwicklung von Körperschall im unteren Frequenzbereich sehr wohl auf die **rein quadratischen Terme** zurückführen. So kann sich z.B. bei  $\tilde{v} = p$  und insbesondere bei großen 2poligen Induktionsmaschinen ( $p=1$ ) Körperschwingung mit  $\omega_{Ton} = 2\omega_1$  zeigen<sup>63</sup>, wenn das Statorblechpaket von der sich entwickelnden Radialkraft angeregt werden konnte.

### 7.1.1 Kenngrößen der Radialkraftwellen

Wird die Existenz von Stator- und Rotoroberfeldern der folgenden Formen:

$$B_{\tilde{v}}(\gamma, t) = \hat{B}_{\tilde{v}} \cos(\tilde{v}\gamma - \omega_{\tilde{v}}t - \varphi_{\tilde{v}}) \quad (7.4)$$

$$B_{\tilde{\mu}}(\gamma, t) = \hat{B}_{\tilde{\mu}} \cos(\tilde{\mu}\gamma - \omega_{\tilde{\mu}}t - \varphi_{\tilde{\mu}}) \quad (7.5)$$

angenommen, so rufen diese eine magnetische Zugkraft hervor, die als **Radialkraftwelle** der Ordnung  $r$ , der Tonfrequenz  $f_{Ton}$  und des Phasenwinkels  $\varphi_r$  dargestellt werden kann:

$$\sigma_r(\gamma, t) = \hat{\sigma}_r \cos(r\gamma - \omega_{Ton}t - \varphi_r) \quad (7.6)$$

Die charakteristischen Kenngrößen der Radialkraftwelle bestimmen sich zu:

#### Amplitude

$$\hat{\sigma}_r = \frac{\hat{B}_{\tilde{\mu}} \cdot \hat{B}_{\tilde{v}}}{2\mu_0} \quad (7.7)$$

#### Radialkraftordnung

$$r = \tilde{\mu} \pm \tilde{v} \quad (7.8)$$

#### Tonfrequenz

$$\omega_{Ton} = \omega_{\tilde{\mu}} \pm \omega_{\tilde{v}} \quad (7.9)$$

#### Phase

$$\varphi_r = \varphi_{\tilde{\mu}} \pm \varphi_{\tilde{v}} \quad (7.10)$$

<sup>63</sup>bei einer  $f = 50\text{Hz}$ -Speisung entwickelt sich eine  $f = 100\text{Hz}$ -Schwingung



## 7.2 Radialkraft aus Feldwechselwirkungen

Aus der Kombination der in Kap. 6 angegebenen Stator- und Rotorfelder lassen sich die resultierenden Radialkraftordnungen  $r$ , die Tonfrequenzen  $f_{Ton}$  und mit den Voraussetzungen gemäß Kap. 7.1 zusätzlich die Radialkraftamplituden  $\hat{\sigma}_r$  ableiten. Die Kraftwellenordnungszahlen  $r$  und die Tonfrequenzen  $f_{Ton}$  werden im allgemeinen in verkürzter Schreibweise angegeben, so dass bei ausführlicher Formulierung zwei durch die Vorzeichen gekennzeichnete Fälle zu unterscheiden sind:

Kraftwellenzahl

$$r = \tilde{\mu} \pm \tilde{\nu} \begin{cases} r^+ = \tilde{\mu} + \tilde{\nu} \\ r^- = \tilde{\mu} - \tilde{\nu} \end{cases} \quad (7.11)$$

Tonfrequenz

$$f_{Ton} = \begin{cases} f_{Ton}^+ = f_{\tilde{\mu}} + f_{\tilde{\nu}}, & \text{für } r^+ \\ f_{Ton}^- = f_{\tilde{\mu}} - f_{\tilde{\nu}}, & \text{für } r^- \end{cases} \quad (7.12)$$

Unter der Annahme, dass die **Läuferrestfelder** ausschließlich von dem **Statorwicklungsgrundfeld** mit  $\tilde{\nu} = p$  und  $a = 0$  nach Gl. (6.50) erregt werden, wird die Polpaarzahl der Wicklungsrestfelder des Rotor begrenzt. Aus dem Ordnungsschema sind die **nutharmonischen Läuferrestfelder** als „stärkste“ Vertreter der **Wicklungsoberrfelder des Rotors** besonders deutlich ersichtlich, deren Polpaarzahlen sich angeben lassen mit:

$$\begin{aligned} \tilde{\mu} = p + bN_2 \quad \text{mit} \quad b = \pm 1, \pm 2, \dots & \quad (7.13) \\ \text{und Nutharmonische für} \quad \frac{b}{q} = \pm 1, \pm 2, \dots & \end{aligned}$$

In gleicher Weise lassen sich die Polpaarzahlen der **Statorwicklungsoberrfelder** angeben mit:

$$\begin{aligned} \tilde{\nu} = p(6a + 1) \quad \text{mit} \quad a = \pm 1, \pm 2, \dots & \quad (7.14) \\ \text{und Nutharmonische für} \quad \frac{a}{q} = \pm 1, \pm 2, \dots & \end{aligned}$$

Die für die Geräusentwicklung wichtigsten vier Feldwechselwirkungen **A** bis **D**, d.h. aus dessen Wechselwirkung eine Radialkraft geringer Ordnungszahl  $r$  hervorgeht, ergeben sich gemäß Seinsch [4] nach Tab. 7.1. (Bei Dreieckschaltung ( $\Delta$ ) der Statorwicklungen werden zusätzliche Sättigungs-Oberfelder infolge von Kreisströmen erregt.)

	Rotoroberfelder der Polpaarzahl $\tilde{\mu}$		Statoroberfelder der Polpaarzahl $\tilde{\nu}$
<b>A:</b>	Läuferrestfelder	$\Leftrightarrow$	Statorwicklungsfelder
<b>B:</b>	Läuferrestfelder der Sättigung	$\Leftrightarrow$	Statorwicklungsfelder
<b>C:</b>	zusätzliche Läuferrestfelder der Sättigung bei $\Delta$	$\Leftrightarrow$	Statorwicklungsfelder
<b>D:</b>	Läuferrestfelder der Exzentrizität	$\Leftrightarrow$	Statorwicklungsfelder
<b>A1:</b>	Läuferrestfelder	$\Leftrightarrow$	Nutharmonische Statorwicklungsfelder
<b>A2:</b>	Nutharmonische Läuferrestfelder	$\Leftrightarrow$	Statorwicklungsfelder

**Tabelle 7.1:** Feldwechselwirkungen der Geräuschanregung mit geringer Radialkraftordnung

In die Berechnung der Feldamplituden von Stator- und Rotoroberfeldern gemäß Kap. 6 geht bei den Wicklungsfeldern der Statorgrundstrom  $I_1^S$  und bei den Nutungsfeldern der Leerlaufgrundstrom bzw. der Magnetisierungsgrundstrom  $I_0$  ein; in beiden Fällen linear. Daraus ergibt sich, dass bei einer belastungsabhängigen

Zunahme des Statorgrundstromes ebenfalls ein Anstieg der magnetischen Geräuschemission zu erwarten ist. Für Asynchronmaschinen ist im allgemeinen das Verhältnis von Laststrom zu Leerlaufstrom eine Funktion der Bemessungsleistung, welches Werte im Bereich von 1 für Maschinen kleiner Leistung annimmt und abnehmende Werte bis zu 0.2 für Maschinen großer Leistung annimmt. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass ab einer bestimmten Bemessungsleistung bzw. ab einem markanten Unterschied zwischen dem Laststrom  $I_{Last}$  und dem Leerlaufstrom  $I_0$  im **Leerlauf** die **Nutungsoberfelder** und während des **Hochlaufes** oder bei **Volllast** der Maschine die **Wicklungsoberfelder** überwiegen<sup>64</sup>. Daraus wird für die ASM-Testmaschine abgeleitet, dass ein magnetisches Geräusch auch im Leerlauf deutlich hervortritt und damit i.d.R. messtechnisch „einfacher“ erfasst werden kann. Im speziellen zur Ursachenfindung bzw. für Maßnahmen zur Reduzierung von Schallemission ist es sinnvoll, **Wicklungsfelder** und **nutharmonische Wicklungsfelder** getrennt voneinander zu betrachten.

Da diese **Nutharmonischen** einerseits infolge des sehr geringen Oberwellenfaktoreinflusses trotz „hoher“ Polpaarzahlen eine „relativ hohe“ Feldamplitude aufweisen und andererseits jedoch deren Ausprägung direkt mit der Anzahl der Nuten verbunden ist, kann es für die Auslegung einer Maschine sinnvoll sein zu wissen, welche Nutharmonischen von Stator und Rotor zu erwarten sind.

Damit lassen sich insbesondere für die Körperschallmessungen in Kap. 10 zusätzliche Informationen aus den Messergebnissen ableiten. Ein in diesem Zusammenhang geschriebenes Berechnungsprogramm ermittelt neben den Feldwechselwirkungen **A** bis **D** der spezifischen Läuferrestfelder mit den Statorwicklungsfeldern die zugehörigen Feldwechselwirkungen der nutharmonischen Statorwicklungsfelder und der nutharmonischen Läuferrestfelder, wobei zur übersichtlichen Darstellung diese mit **A1** und **A2** nur für die Feldkombination **A** in Tab. 7.1 angegeben sind.

### 7.2.1 A: Läuferrestfelder - Statorwicklungsfelder

Polpaarzahlen	Kreisfrequenzen
$\tilde{\mu} = p + bN_2, \quad b = \pm 1, \pm 2, \dots$	$\omega_{\tilde{\mu}} = \omega_1^S \cdot \left[ 1 + b \frac{N_2}{p} (1 - s) \right]$
$\tilde{\nu} = p + a6p, \quad a = \pm 1, \pm 2, \dots$	$\omega_{\tilde{\nu}} = \omega_1^S$

Kraftwellenzahlen

$$\begin{aligned}
 r &= (p + bN_2) \pm (p + 6ap) \\
 r_+ &= 2p + bN_2 + 6ap \\
 r_- &= bN_2 - 6ap \\
 r &= [b \cdot N_2]_{-6ap}^{+2p(6a+1)} = r^*
 \end{aligned} \tag{7.15}$$

Tonfrequenzen

$$f_{Ton} = f_1^S \left[ \frac{bN_2}{p} (1 - s) \right]_{+0}^{+2f_1^S} = f_{Ton}^* \tag{7.16}$$

Radialkraftamplitude

$$\hat{G}_r = \frac{B_{\tilde{\nu}}^W \cdot B_{\tilde{\mu}}^W}{2\mu_0} \tag{7.17}$$

Die verkürzten Schreibweisen der Kraftwellenordnung  $r^*$  in Gl. (7.15) und der Tonfrequenz  $f_{Ton}^*$  in Gl. (7.16) werden nachfolgend für die Darstellung der Feldwechselwirkungen verwendet.

<sup>64</sup>für die ASM-Testmaschine wurden bestimmt:  $I_0 \approx 3A$  und  $I_{Last} \approx 23A$

### 7.2.2 B: Läuferrestfelder der Zahnsättigung - Statorwicklungsfelder

Polpaarzahlen	Kreisfrequenzen
$\tilde{\mu} = 3p + bN_2, \quad b = \pm 1, \pm 2, \dots$	$\omega_{\tilde{\mu}} = \omega_1^S \cdot \left[ 3 + b \frac{N_2}{p} (1-s) \right]$
$\tilde{\nu} = p + a6p, \quad a = \pm 1, \pm 2, \dots$	$\omega_{\tilde{\nu}} = \omega_1^S$

Kraftwellenzahlen

$$\begin{aligned}
 r &= (3p + bN_2) \pm (p + a6p) \\
 r_+ &= 4p + bN_2 + a6p \\
 r_- &= 2p + bN_2 - a6p \\
 r &= [bN_2]_{+2p-a6p}^{+4p+a6p} = r^* + 2p
 \end{aligned} \tag{7.18}$$

Tonfrequenzen

$$f_{Ton} = f_1^S \cdot \left[ \frac{bN_2}{p} (1-s) \right]_{2f_1^S}^{+4f_1^S} = f_{Ton}^* + 2f_1^S \tag{7.19}$$

Radialkraftamplitude

$$\hat{\sigma}_r = \frac{B_{3p}^{Sat} \cdot B_{\tilde{\mu}}^W}{2\mu_0} \tag{7.20}$$

### 7.2.3 C: Zusätzliche Läuferrestfelder der Zahnsättigung bei $\Delta$ - Statorwicklungsfelder

Polpaarzahlen	Kreisfrequenzen
$\tilde{\mu} = p \pm 1 + bN_2, \quad b = \pm 1, \pm 2, \dots$	$\omega_{\tilde{\mu}} = \omega_1^S \cdot \left[ 3 + b \frac{N_2}{p} (1-s) \right]$
$\tilde{\nu} = p + a6p, \quad a = \pm 1, \pm 2, \dots$	$\omega_{\tilde{\nu}} = \omega_1^S$

Kraftwellenzahlen

$$\begin{aligned}
 r &= (p \pm 1 + bN_2) \pm (p + a6p) \\
 r_+ &= 2p \pm 1 + bN_2 + a6p \\
 r_- &= \pm 1 + bN_2 - a6p \\
 r &= [bN_2]_{\pm 1 - a6p}^{+2p \pm 1 + a6p} = r^* \pm 1
 \end{aligned} \tag{7.21}$$

Tonfrequenzen

$$f_{Ton} = f_1^S \cdot \left[ \frac{bN_2}{p} (1-s) \right]_{+0}^{+2f_1^S} = f_{Ton}^* \tag{7.22}$$

Radialkraftamplitude

$$\hat{\sigma}_r = \frac{B_{3p,\Delta}^{Sat} \cdot B_{\tilde{\mu}}^W}{2\mu_0} \tag{7.23}$$

**7.2.4 D: Läuferrestfelder der Exzentrizität - Statorwicklungsfelder**

Polpaarzahlen	Kreisfrequenzen
$\tilde{\mu} = p \pm 1 + bN_2, \quad b = \pm 1, \pm 2, \dots$	$\omega_{\tilde{\mu}} = \omega_1^S \cdot \left[ 1 + \left\{ \pm \frac{k}{p} + \frac{bN_2}{p} \right\} (1-s) \right]$
$\tilde{\nu} = p + a6p, \quad a = \pm 1, \pm 2, \dots$	$\omega_{\tilde{\nu}} = \omega_1^S$
$k = 0$ : statische, $k = 1$ : dynamische Exzentrizität	

Kraftwellenzahlen

$$\begin{aligned}
 r &= (p \pm 1 + bN_2) \pm (p + a6p) \\
 r &= [bN_2]_{\pm 1}^{+2p \pm 1 + a6p} = r^* \pm 1
 \end{aligned} \tag{7.24}$$

Tonfrequenzen

$$\begin{aligned}
 f_{Ton} &= f_1^S \cdot \left[ \frac{bN_2 \pm k}{p} (1-s) \right]_{+0}^{+2f_1^S} \\
 k = 0 &\quad \text{statische Exzentrizität} \\
 k = 1 &\quad \text{dynamische Exzentrizität}
 \end{aligned} \tag{7.25}$$

Radialkraftamplitude (k=0)

$$\hat{\sigma}_r = \frac{B_{\tilde{\nu}}^{Ex} \cdot B_{\tilde{\mu}}^W}{2\mu_0} \tag{7.26}$$

**7.2.5 A1: Läuferrestfelder - Nutharmonische Statorwicklungsfelder**

Kraftwellenzahlen

$$\begin{aligned}
 r &= (p + bN_2) \pm (p + aN) \\
 r &= [b \cdot N_2]_{-aN}^{+(2p+aN)}
 \end{aligned} \tag{7.27}$$

**7.2.6 A2: Nutharmonische Läuferrestfelder - Statorwicklungsfelder**

Kraftwellenzahlen

$$\begin{aligned}
 r &= (p + aN + bN_2) \pm (p6a + p) \\
 r &= [aN + bN_2]_{-6ap}^{+2p(1+3a)}
 \end{aligned} \tag{7.28}$$

**Besonderheiten:**

Die Feldkombinationen **C** und **D** weisen gleiche Radialkraftordnungszahlen auf, unterscheiden sich aber in den Tonfrequenzen.

Für die Feldkombination **D** stellt sich die Besonderheit ein, dass sich bei dynamischer Exzentrizität mit  $k = 1$  bei gleichen Radialkraftordnungen zwei unterschiedliche Tonfrequenzen einstellen, weshalb im Anhang **D** hierfür die Unterscheidung in Feldkombination **D+** für  $k=+1$  und **D-** für  $k=-1$  vorgenommen wird.

### 7.3 Tongeraden

Die geräuschanregenden Auswirkungen der spezifischen Wechselwirkungen von Stator- und Rotorfeldern lassen sich mit Hilfe der Tonfrequenzen verdeutlichen. Hierfür ist nachfolgend die Formel der Tonfrequenzen für die Feldwechselwirkung **A** angegeben, die einer der vier wichtigsten Feldwechselwirkungen gemäß Tab. 7.1 für die magnetische Geräuschanregung zugeordnet ist:

$$f_{Ton} = f_1 \left[ \frac{|b| \cdot N_2}{p} (1-s) \right]_{-0}^{+2f_1}$$

Die Tonfrequenzen stellen die Erregerfrequenzen dar, mit denen die Asynchronmaschine im Luftspalt eine mechanische Kraftanregung erfährt, d.h. die Frequenzen der Radialkraftwellen. Gemäß der Notation lässt sich die **Tonfrequenz**  $f_{Ton}$  als Geradengleichung auffassen, wenn die Frequenz gegen die normierte Drehzahl  $n/n_D = (1-s)$  aufgetragen wird. In diesem Fall wird die Steigung der Geraden von den Motorparametern  $N_2$ ,  $p$  sowie  $f_1$  bestimmt. Durch die Laufvariable der Rotorpolpaarzahlen  $|b|$  ergeben sich aus der Tonfrequenz Geraden unterschiedlicher Steigung, die daher als **Tongeraden** bezeichnet werden.

Bei Kenntnis der mechanischen Eigenfrequenzen der Maschine<sup>65</sup> lässt sich mit Hilfe der Tongeraden das sogenannte **Resonanzschaubild** oder **Campbell-Diagramm** konstruieren. Hieraus gehen die **Strukturresonanzen** bzw. die **kritischen Drehzahlen** hervor, zu denen innerhalb des Drehzahlbereiches der Maschine eine resonante Anregung infolge der Feldwechselwirkungen auftreten kann. Die **Tonfrequenzen** stellen sich hierin drehzahlabhängig und damit als **Diagonalen** dar, während die **Eigenfrequenzen** der Maschine drehzahlunabhängig sind (Konstanten) und als **Parallelen** zu der normierten Drehzahl verlaufen.

Beispielhaft wurde für die ASM-Testmaschine mit den Motorparametern  $N_2 = 38$ ,  $p = 4$ ,  $f_1 = 100\text{Hz}$ ,  $b = 6$  (gewählt), Bemessungsschlupf  $s_N = 0.973$  und den aus der Modalanalyse berechneten Eigenfrequenzen von  $f_{M0} = 5869\text{Hz}$  (Mode 0),  $f_{M2} = 886\text{Hz}$  (Mode 2) das **Resonanzschaubild** gemäß Abb. 7.1 konstruiert. Hierin wurde der stabile Arbeitsbereich der Asynchronmaschine durch die parallel zur Ordinate verlaufende Geraden zwischen dem Leerlauf ( $s = 0$ ) und dem Bemessungsmoment ( $s = s_N$ ) gekennzeichnet.

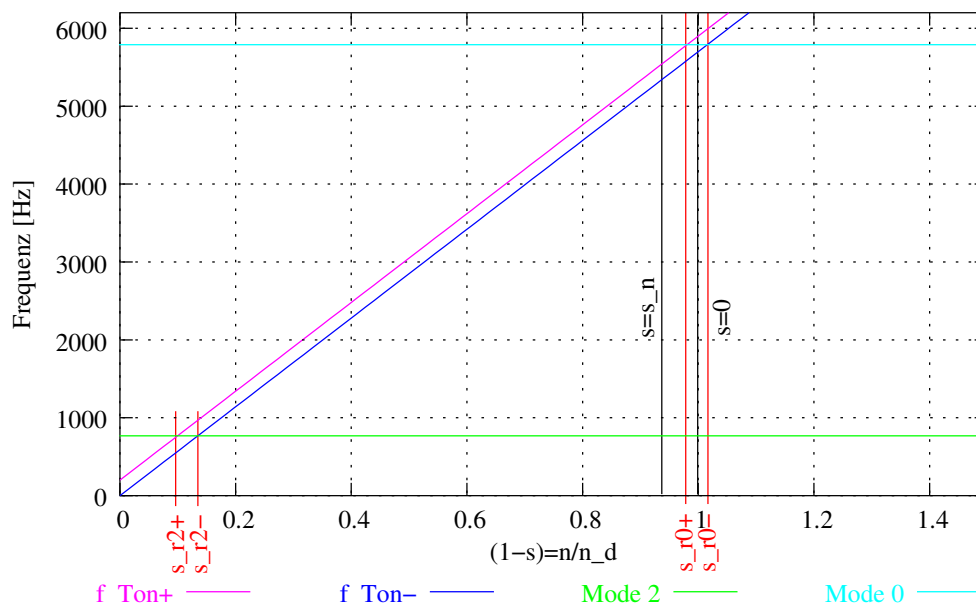


Abbildung 7.1: Resonanzschaubild oder Campbell-Diagramm

<sup>65</sup> aus analytischen oder simulatorischen Berechnungen bzw. aus Schwingungsmessungen an der Maschine

Aus der Notation der Tonfrequenzen geht hervor, dass sich zu der jeweiligen Feldwechselwirkung zwei Tongeraden ausbilden. An den Schnittpunkten zwischen den diagonalen Linien der Tongeraden  $f_{Ton}^+$  sowie  $f_{Ton}^-$  und den horizontalen Linien der Eigenfrequenzen bzw. dem Mode der Eigenschwingung handelt es sich um eine **mögliche Resonanzstelle** der Maschine. Damit lassen sich bezogen auf den Schwingungsmodus und die normierten Drehzahl der Maschine Schlupfwerte angeben, bei denen eine **Strukturresonanz** zu erwarten ist. In dem Resonanzschaubild wurden diese mit  $s_{r0}^+$  und  $s_{r0}^-$  sowie  $s_{r2}^+$  und  $s_{r2}^-$  bezeichnet. Zusätzlich ist über die Bildungsgesetze der Feldwechselwirkungen die Radialkraftordnung der Erregerschwingung bekannt (hierbei mit  $b = 6$  und  $r = 4$ ), so dass auch die Schwingungsform des Statorblechpaketes bestimmt ist, womit die **Gefährlichkeit** einer möglichen Radialkraftwelle eingeschätzt werden kann.

Damit eröffnet das **Resonanzschaubild** bzw. das **Campbell-Diagramm** die Möglichkeit, die **kritischen Drehzahlen** der Maschine infolge magnetischer Anregung im Voraus zu berechnen.

## 7.4 Ordnungsschema

Mit wenigen Kenngrößen des Motors, wie der Polpaarzahl  $p$ , der Anzahl der Statornuten  $N$  und der Anzahl der Rotorstäbe  $N_2$ , lässt sich mit den in Kap. 7.2 dargestellten Wechselwirkungen von Stator- und Rotoroberfeldern eine Vorausberechnung der Radialkraftordnungszahlen  $r$  und deren Tonfrequenzen  $f_{Ton}$  vornehmen<sup>66</sup> sowie das **Ordnungsschema** aufstellen. Hierin werden in tabellarischer Form die Radialkraftordnung, die Polpaarzahlen der beteiligten Stator- und Rotorfelder sowie die Tonfrequenzen angegeben. Für die geräuschanregende Wirkung der Radialkraftwellen wird angenommen, dass einerseits mit steigenden Polpaarzahlen die Radialkraftamplitude stark abnimmt und andererseits das Blechpaket durch die Steifigkeit nicht mit beliebig hohen Eigenfrequenzen schwingen kann, so dass eine Beschränkung der Radialkraftordnung mit  $|r| \leq 6$  vorgenommen werden darf. Eine derartige tabellarische Darstellung wurde von Jordan [11] angegeben.

Das **Ordnungsschema** (siehe Anhang D) basiert darauf, dass die Polpaarzahlen des Stators in Zeilen und die Polpaarzahlen des Rotors in Spalten gemäß der jeweiligen Feldwechselwirkung angeordnet werden. Die sich aus den Wechselwirkungen ergebenden Radialkraftordnungen  $r$  stellen sich in den Schnittpunkten der entsprechenden Rotorpolpaarzahlen  $\tilde{u}$  und zugehöriger Laufvariable  $b$  (linke Spalte) mit den Statorpolpaarzahlen  $\tilde{v}$  und zugehöriger Laufvariable  $a$  (rechte Zeile) dar. Zusätzlich wurde in dem **Ordnungsdiagramm** als erster Eintrag der linken Spalte die Tonfrequenz (bei  $s = 0$ ) der entsprechenden Radialkraftordnung mit angegeben. Die **Ordnungsschemata** der Feldwechselwirkungen A bis D für die ASM-Testmaschine sind im Anhang D angegeben. Die Radialkraftordnungen, die sich aus den jeweiligen Wechselwirkungen ergeben, sind in den Tabellen Tab. 7.2 bis Tab. 7.4 bis zu einer max. Polpaarzahl von  $\tilde{v} \leq 100$  dargestellt.

Im **Belastungsfall** wird für die ASM-Testmaschine angenommen, bei welchem der Laststrom um Faktoren größerer als der Leerlaufstrom ausfällt  $I > I_0$ , dass der Einfluss der Statorwicklungsfelder dem der Nutungsfelder überwiegt. Dem gegenüber wird für den **Leerlauf** angenommen, dass sich infolge des Magnetisierungsstromes  $I_0$  im wesentlichen die Nutungsfelder ausbilden. Aus der Wechselwirkung der Statorwicklungsfelder mit den Läuferrestfeldern nach Tab. 7.2 gehen die Radialkraftordnungen mit  $|r| = 6, 2, 4$  hervor, wobei durch die „relativ geringen“ Polpaarzahlen bei  $|r| = 6, 2$  Anregungen erwartet werden können. Durch die zusätzlichen Auswertung der Wechselwirkung der Nutharmonischen Statorwicklungsfelder in Verbindung mit der Körperschallmessung aus Kap. 10 konnte gezeigt werden, dass im wesentlichen die Nutharmonischen, die die Radialkraft der Ordnung  $|r| = 2$  hervorrufen und damit maßgeblichen Einfluss auf die Geräuschanregung haben. Daraus geht weiter hervor, dass sich durch veränderte Nutenanzahlen (Konstruktionsänderung der Maschine) dieser Einfluss vermindern lässt.

Ein **Sättigungseinfluss** der Zähne darf nach dem Ordnungsschema nicht vernachlässigt werden, da Radialkraftordnungen mit  $|r| = 6, 2, 4$  entstehen, wobei insbesondere die Ordnungen  $|r| = 2, 6$  aus „geringen“ Polpaar-

<sup>66</sup>hierzu wird i.d.R. der Leerlauf ( $s = 0$ ) angenommen

zahlen hervorgehen und damit als geräuschanregend einzustufen sind. Bei Dreieckschaltung wird aus Tab. 7.4 deutlich, dass **zusätzliche Felder der Zahnsättigung** mit ungeraden Radialkraftordnungen auftreten. Da auch diese Ordnungen aus „relativ geringen“ Polpaarzahlen hervorgehen, sollte die Maschine in Dreieckschaltung eine stärkere Geräuschemission aufweisen als in Sternschaltung, insofern sich die Geometrie der Maschine mit diesen Ordnungszahlen anregen lässt.

Ein **Exzentrizitätseinfluss** ist im bezug auf die Polpaarzahlen nicht von der Feldkombination **C** zu unterscheiden. Allerdings sind die den Radialkraftordnungen zugehörigen Tonfrequenzen unterschiedlich. Bei der Exzentrizität ist zwischen **statischer Exzentrizität** ( $k = 0$ ) und **dynamischer Exzentrizität** ( $k = 1$ ) zu unterscheiden, wodurch zusätzlich jeder Radialkraftordnung zwei Tonfrequenzen zuzuordnen sind. Daher sind im Anhang **D** die Feldkombinationen **D+** und **D-** getrennt voneinander angegeben.

Nachfolgend sind die Radialkraftordnungen angegeben, die sich aus den Feldwechselwirkungen **A** bis **D** für die ASM-Testmaschine ergeben und den Ordnungsschemata im Anhang **D** entnommen wurden:

$\tilde{\mu}$	-34	42	-72	-72	80	-110	118	-148
$\tilde{\nu}$	(+)28	(+)-44	(+)76	(-)-68	(-)-76	(-)-116	(-)-124	(+)-148
$r$	-6	-2	4	-4	4	6	-6	0

**Tabelle 7.2:** Feldwechselwirkung **A:** Läuferrestfelder  $\Leftrightarrow$  Statorwicklungsfelder

$\tilde{\mu}$	-26	-26	50	50	-64	88	-102
$\tilde{\nu}$	(-)-20	(+)-28	(+)-44	(-)-52	(-)-68	(-)-92	(+)-100
$r$	-6	2	6	-2	4	-4	-2

**Tabelle 7.3:** Feldwechselwirkung **B:** Läuferrestfelder der Sättigung  $\Leftrightarrow$  Statorwicklungsfelder

$\tilde{\mu}$	-33	41	43	-73	-73	-71	-71	79	81
$\tilde{\nu}$	(+)28	(+)-44	(+)-44	(+)76	(-)-68	(+)-76	(-)-68	(-)-76	(-)-76
$r$	-5	-3	-1	3	-5	5	-3	3	5

**Tabelle 7.4:** Feldwechselwirkung **C/D:** Läuferrestfelder der Sättigung in  $\Delta$ /der Exzentrizität  $\Leftrightarrow$  Statorwicklungsfelder

Für diese Berechnungen der Feldwechselwirkungen und die graphische Aufbereitung wurde das Berechnungsprogramm **ORDNUNG** in der Programmiersprache **Python** verfasst.



## 8 Schwingungsmodelle

Treten die Oberwelleneffekte im Maschinenbetrieb in Erscheinung, so können sich diese auch in erhöhten Gehäuseschwingungen und gesteigener Geräuschemission äußern. Diese Auswirkungen sind unmittelbar miteinander verknüpft, da es sich in beiden Fällen um Schallwellen an der Maschinenoberfläche handelt. Bei Schwingungen an der Gehäuseoberfläche wird daher von **Körperschall** gesprochen während die Schallwellen, die sich von der Oberfläche ablösen und in der Luft fortpflanzen als **Luftschall** bezeichnet werden.

Im Speziellen für die Asynchronmaschine, die mit „relativ geringem“ Luftspalt gefertigt wird, darf die Vereinfachung der Anregung von Körper- und Luftschall auf die **Radialkraftwellen** zurückgeführt werden. Entwickeln sich radial wirkende Kräfte im Luftspalt der Maschine, so wird davon ausgegangen, dass eine Flächenkraft an den Jochzähnen des Statorblechpaketes angreift. Anhand vieler empirischer Versuche konnte herausgefunden werden, dass sich in Abhängigkeit von Baugröße und Leistung der Maschine das Abstrahlungsverhalten genähert im wesentlichen mit drei **Schwingungsmodellen** beschreiben lässt, dem **konzentrischen dünnen Ring**, dem **konzentrischen Doppelring** und dem **Kreisbogenmodell**. Bei diesen **Schwingungsmodellen** handelt es sich um stark vereinfachte **Modellvorstellungen**, die einerseits eine analytische Berechnung ermöglichen und sich andererseits in der Praxis bewährt haben. Nachfolgend wird die genäherte Vorausberechnung der emittierten Schallintensität auf Basis des konzentrischen dünnen Ringes vorgestellt.

Für eine hochgenaue **Vorausberechnung** der Schallemission einer Maschine muss berücksichtigt werden, dass es sich um ein komplexes elektromechanisches System handelt. Obwohl sich die an den Statorzähnen angreifenden Radialkräfte mit heutigen Berechnungsverfahren, wie z.B. der numerischen Feldberechnung, hinreichend genau berechnen lassen, kann für das mechanische Schwingungssystem, das den Schalltransport vom Bohrungsradius der Maschine zur Maschinenoberfläche beschreibt sowie für die Schallabstrahlung an der komplexen geometrischen Maschinenoberfläche (Kühlrippen, Versteifungen des Gehäuses) nur eine Näherung angenommen werden. Die Begründung hierfür ist auf die spezifischen und schwer ermittelbaren individuellen Randbedingungen und die Fertigungstoleranzen einer Maschine zurückzuführen, wie u.a. Lagereinspannung, Laminierung, Schrumpfung, Wicklungseinfluss. Daher lässt sich nur unter einem unverhältnismäßig großem Aufwand ein speziell auf die Maschine abgestimmtes **Körperschallschwingungsmodell** bzw. ein **Luftschallschwingungsmodell** bestimmen, das einem validiertem schwingungsfähigen **Mehrmasssystem** entspricht. Daher ist selbst bei realistischer Vorausberechnung der Radialkraftwellen im Luftspalt der Maschine eine exakte Vorausberechnung der Auswirkungen an der Maschinenoberfläche im allgemeinen **nicht** möglich.

Eine weitere Schwierigkeit stellt die akustische Messtechnik dar, bzw. die Anpassung physikalischer Messgrößen an das menschliche Gehör. So wird durch die **frequenzselektive Schallwahrnehmung** d.h. durch das stark subjektive Geräuschempfinden beispielsweise eine messtechnisch ermittelte Schallquelle, die schmalbandig im Frequenzbereich von 2kHz mit sehr geringer Schallleistung abstrahlt, dennoch als sehr „laut“ wahrgenommen.

### 8.1 Schallquelle Maschine

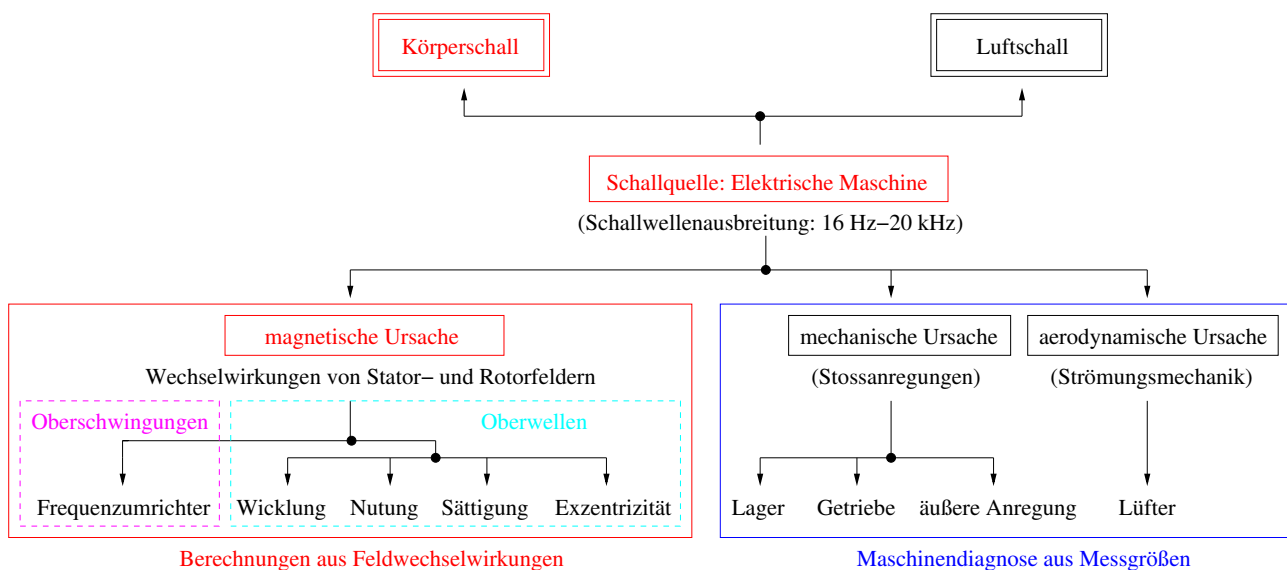
Bei einer Klassifizierung der Schwingungs- und Geräuschercheinungen elektrischer Maschinen lassen sich drei Anregungsarten unterscheiden:

1. mechanische Anregung
2. aerodynamische Anregung
3. elektromagnetische Anregung

Während durch die Konstruktion der Maschine (Maschinenbau) die Anregungen nach 1. und 2. deutlich reduziert bzw. bei stationärem Betrieb ganz vermieden werden können, ist die gezielte Einflussnahme auf die elektromagnetische Schwingungs- und Geräuschanregung aufgrund des komplexen Entstehungsmechanismus und dessen Reaktion auf das mechanische Schwingungssystem Maschine schwierig.

In Abb. 8.1 sind die Ursachen der Anregungen der Maschine weiter spezifiziert. Die mechanischen und aerodynamischen Ursachen weisen eine lineare Drehzahlabhängigkeit auf und sind mit den Messverfahren der **Maschinendiagnose** i.d.R. bestimmbar. Die Maschinendiagnose wird überwiegend zur Zustandsüberwachung von Antrieben eingesetzt und angewendet, wenn beispielsweise erhöhte Verschleisserscheinungen an Lagern und dem Getriebe auftreten oder vermutet werden. Hierbei erfolgen in regelmäßigen Abständen Schwingungsvergleichsmessungen (Körperschall), deren Auswertung spezifische Aussagen über den Zustand bzw. den Schaden von mechanischen Komponenten zulassen (siehe auch Kap. 10).

Die magnetischen Ursachen gehen aus den Wechselwirkungen von Stator- und Rotoroberfeldern hervor, die sich in Radialkraftwellen äußern. Durch die Maschinenkonstruktion bilden sich im Luftspalt der Maschine Oberwellen aus, die sich gemäß der Ausführungen in Kap. 6 in Abhängigkeit der Wicklung, Nutung, Sättigung und Exzentrizität ausprägen. Durch den Frequenzumrichterbetrieb werden die Maschinenwicklungen mit einem Grundstrom und einer großen Anzahl an Oberströmen (Oberschwingungen) betrieben. Obwohl zusätzliche Auswirkung auf das Maschinenverhalten bewirkt werden können, wurde in Kap. 5 aufgezeigt, dass für die Geräusentwicklung im wesentlichen auch bei der Umrichterpeisung die Grundwelle verantwortlich ist.



**Abbildung 8.1:** Ursachen von Geräuschquellen elektrischer Maschinen

Während die Kenntnisse über die magnetischen Kräfte der Luftspaltfelder weit fortgeschritten sind<sup>67</sup>, ist die Kraftübertragung vom Zahn der Statorbohrung auf das Maschinengehäuse sowie das Schwingungsverhalten der Konstruktion nach wie vor nur bedingt beschreibbar, d.h. konstruktions- und fertigungsbedingte Einflüsse auf das Schwingungsverhalten der Maschine lassen die Angabe eines allgemeingültigen Schwingungsmodells nicht zu.

Dennoch lassen sich z.T. sehr gute Näherungen der Schallabstrahlung mit vereinfachten Schallmodellen treffen. In der Literatur werden im wesentlichen drei Schwingungsmodelle unterschieden, wobei nachfolgend tabellarisch deren Entwicklung und Anwendung zusammengefasst sind.

<sup>67</sup>in dieser Arbeit wird eine analytische Ableitung der Maschinenfelder (Kap. 6) sowie der Kraftentwicklung (Kap. 7) vorgestellt

**konzentrischer dünner Ring :**

- Jordan (1950): Das Verhalten des Blechpaketes wird mit einem dünnen, homogenen Ring angenähert. Die Zähne, die Wicklungen und das Gehäuse werden als Punktmassen behandelt, die starr an den Ring gekoppelt sind und zur Masse des Ringes beitragen.
- Lübcke (1956): Modell des einfachen konzentrischen Ringes, was für Maschinen großer Abmessungen und Leistungen gute Näherungen der Eigenfrequenzen liefert, wenn das Gehäuse und nicht das Blechpaket als schwingungsfähiges System betrachtet wird.
- Jordan und Frohne (1957): Erweiterung der Theorie des dünnen Ringes um den Einfluss der Schubspannung und der Drehträgheit des Jochquerschnittes.
- Frohne (1960): Erweiterung der Theorie des dünnen Ringes, indem die Zähne mit elastischen Eigenschaften betrachtet werden und mittels dynamischer Massenzuschlagsfaktoren Einfluss auf die Resonanzfrequenzen der Maschine nehmen.
- Jordan und Müller-Tomfelde (1961): Erweiterung der Theorie des homogenen Ringes um die Einbeziehung der Torsionseigenschaften des Joches (Joch tordiert ohne axiale Formänderung in ein schmales Rechteck).
- W. Weh (1964) und B. Wachta (1981): Weh und Wachta haben den Einfluss durch die Übertragung der an den Zähnen angreifenden Radialkraftspannungen auf das Statorjoch untersucht.

**konzentrischer Doppelring :**

- Erdelyi (1955/1957): Zweimassenschwinger-Modell der elektrischen Maschine bestehend aus 2 gekoppelten konzentrischen Ringen. Dabei bildet das Gehäuse den äußeren Ring und das Blechpaket den inneren Ring.
- Frohne (1960): In seiner Dissertation behandelt auch Frohne den Doppelring und berücksichtigt zusätzlich die elastischen Eigenschaften der Zähne [1].

**Kreisbogenmodell :**

- Hübner (1959/1961): Durch umfangreiche Untersuchungen an Maschinen mittlerer und großer Leistung entwickelt Hübner das Modell des eingespannten Kreisbogens. Auf einfache Art lassen sich damit „stehende Wellen“ über die Maschinenlänge erklären, die mit dem Modell des dünnen Ringes nicht beschrieben werden können (keine Ausdehnung über die Maschinenlänge).

**Angewandtes Schwingungsmodell in dieser Arbeit**

Es wurde die analytische Eigenfrequenzberechnung auf Basis des dünnen Rings und die Erweiterung unter Einbeziehung der schwingungsfähigen Statorzähne durch die Massenzuschlagsfaktoren durchgeführt. Hierzu wurden die Berechnungen nach Jordan [11] auf die ASM-Testmaschine angewendet sowie die Theorie der Massenzuschlagsfaktoren nach Frohne [16] abgeleitet<sup>68</sup>. Für die ASM-Testmaschine wurden anschließend die **analytisch berechneten Eigenfrequenzen** sowie die **statischen- und dynamischen Verformungsamplituden** des Blechpaketes **mit und ohne Berücksichtigung der Statorzähne** gegenübergestellt.

Möglich wurde die **Verformungsamplitudenvorausberechnung** über die Radialkraftamplituden, die aus den schlupfabhängigen Oberströmen des in Anhang A abgeleiteten Oberwellenmodells berechnet werden konnten. Ein simulatorischer Vergleich von Eigenfrequenzen und Verformungsamplituden erfolgte anschließend über die numerische Berechnung<sup>69</sup> des Statorblechpaketes. Die **messtechnische Bestätigung** der numerischen und analytischen Berechnungen wurde mit Körperschallmessungen an der Maschine durchgeführt, welche ausführlich

<sup>68</sup>einige handgeschriebene Formeln der Originalschrift von 1959 waren unlesbar

<sup>69</sup>Finite-Elemente-Simulation mit Pro/Mechanica

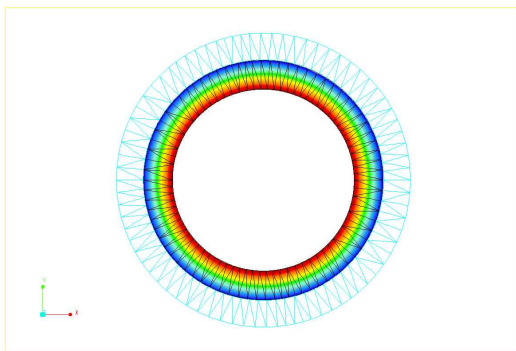
in Kap. 10 erläutert werden. Als kurzer Vorgriff hierauf ist zu erwähnen, dass mit dem speziellen Messverfahren der **Ordnungsanalyse** und der vorausberechneten elektromagnetischen Anregung der Maschine (Tonkurven) in Verbindung mit den Messergebnissen abgeleitet werden konnte, ob die Schwingungsanregung auf eine maschinenspezifische Ursache (Oberwellen) oder auf die Umrichterspeisung (Oberschwingungen) zurückzuführen ist.

## 8.2 Schwingungseigenformen

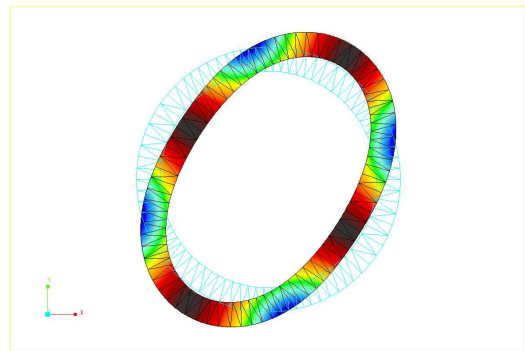
Durch die Modalanalyse einer beliebigen geometrischen Anordnung, in diesem Fall eines konzentrischen Jochringes, ergeben sich die möglichen Eigenschwingungsformen mit zugehörigen Frequenzen. Die Berechnung der Eigenschwingungsformen, auch als Moden bezeichnet, erfolgt ohne die Einwirkung von Reaktionskräften. Für die magnetische Geräuschanregung ist die Kenntnis der den Moden zugeordneten Eigenfrequenzen ausschlaggebend, da sich im Bereich dieser Frequenzen das Schwingungsmodell Maschine zu resonanten Schwingungen auch von periodischen Kräften (Radialkraftwellen) geringer Amplitude anregen lässt. Die Eigenschwingungsformen des Jochrings werden in drei Arten unterschieden, die den jeweiligen Moden bzw. der Radialkraftordnung  $r$ , die eine derartige Anregung hervorrufen kann, zugeordnet werden:

- **Nullverformung** der Radialkraftordnung  $r = 0$

Es liegt eine gleichmäßig pulsierende über den Umfang verteilte Zugbeanspruchung vor, daher wird auch vom „Atmen“ des Jochringes bzw. des Blechpaketes gesprochen (siehe Abb. 8.2).



**Abbildung 8.2:** Mode 0: Nullschwingung ( $r=0$ )



**Abbildung 8.3:** Mode 2: Vierknotenschwingung ( $r=2$ )

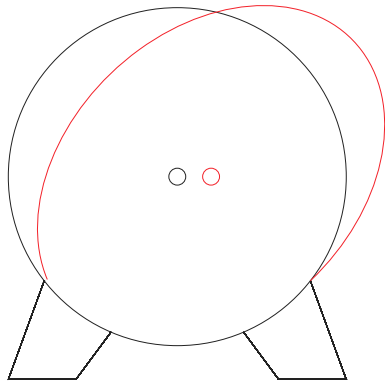
- **Unsymmetrische Ringverformung** der Radialkraftordnung  $r = 1$

Hierbei handelt es sich um eine unsymmetrische Verformung gemäß Abb. 8.4, bei der sich die Symmetrieachse des Stators aus dem Zentrum verlagert. Dieses kann nur durch einseitige Zugkräfte hervorgerufen werden, die sich bei  $r = 1$  entwickeln und im Gegensatz zu allen anderen Radialkraftordnungen zu Auflagerkräften führen und bei der Motorauslegung zu vermeiden sind. Die Wechselkräfte mit  $r = 1$  führen daher im besonderen Maße zu Gehäuse- und Fundamentalschwingungen, weshalb diese von Jordan [11] als **Rüttelkräfte** bezeichnet wurden. Das Ausbilden dieser Rüttelkräfte ist abhängig von der geraden bzw. ungeraden Anzahl an Rotornuten  $N_2$ . So geht aus einer geraden Rotornutzahl (Stabzahl) nie die Radialkraftordnung  $r = 1$  hervor, während sich bei ungerader Rotornutzahl Wechselkräfte mit  $r = 1$  ausbilden können.

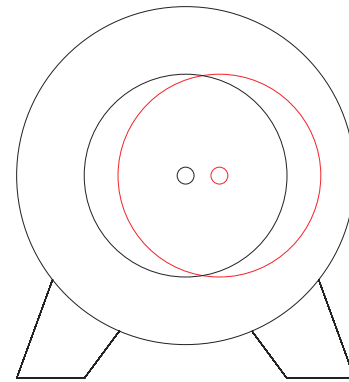
In der Praxis sind unsymmetrische Statorverformungen bei hochpoligen und langsamlaufenden Maschinen anzutreffen, bei denen der Stator relativ biegeweich gegenüber der Fundamenteinspannung ist.

Von der unsymmetrischen Statorverformung mit  $r = 1$  ist die **Läuferexzentrizität** oder die Verformung der Welle nach Abb. 8.5 zu unterscheiden, deren Läuferrestfelder zur Erzeugung der magnetischen Schallemission beitragen können. So werden von den Läuferrestfeldern der Exzentrizität Polpaarzahlen mit

$\tilde{\mu} = p \pm 1 + bN_2$  hervorgerufen, die mit den Statorwicklungsfeldern in Wechselwirkung treten können, wodurch sich geräuschanregende Radialkraftwellen geringer Ordnungszahlen  $r$  entwickeln können (siehe Kap. 7.2.4).



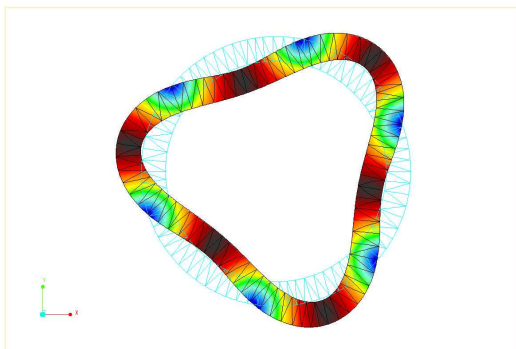
**Abbildung 8.4:** Unsymmetrische Verformung des Stators ( $r=1$ )



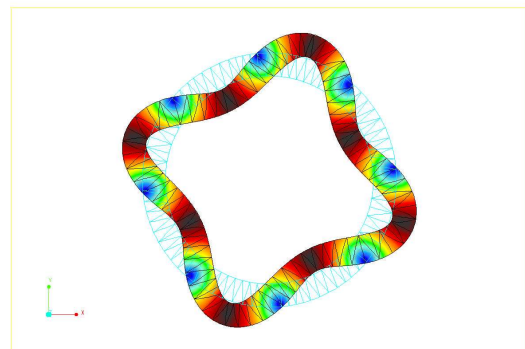
**Abbildung 8.5:** Läuferexzentrizität

- **Symmetrische Ringverformung** der Radialkraftordnung  $r \geq 2$

Das Joch wird auf Biegung beansprucht. Insbesondere bedeutet  $r = 2$  eine elliptische,  $r = 3$  eine dreieckige Verformung, wobei häufiger von  $2r$ -Knotenschwingung gesprochen wird (siehe Abb. 8.3, Abb. 8.6, Abb. 8.7). Je höher die Ordnungszahl  $r$  ist, desto höher ist die Schwingfrequenz bzw. kürzer die Wellenlänge. Da die Biegesteifigkeit des Blechpaketes für höhere Ordnungszahlen zunimmt, geht die „Gefahr“ einer magnetischen Geräuschanregung in dieser Schwingungsform zurück, so dass i.d.R. Radialkraftwellen bis zur 6-ten Ordnung zu betrachten sind.



**Abbildung 8.6:** Mode 3: Sechsknotenschwingung ( $r=3$ )



**Abbildung 8.7:** Mode 4: Achtknotenschwingung ( $r=4$ )

### 8.3 Eigenfrequenzen des Stators

Die periodische Anregung mit einer Radialkraft der Ordnung  $r$  in einer Eigenform des Stators (konzentrischer Ring) bedingt die Ausbildung einer **stehenden Welle** über den Maschinenumfang. Die Eigenfrequenz der Nullschwingung  $f_0$  der Radialkraftwellenordnung  $r = 0$  lässt sich mit den Materialeigenschaften der Schallgeschwindigkeit  $c_S$ , der spezifischen Massendichte  $\rho$  sowie der geometrischen Angabe des mittleren Innenradius des Blechpaketes  $r_m = r_a - h_J/2$  berechnen.

#### 8.3.1 Biege- und Längsschwingungsfrequenz des Stators

##### Nullfrequenz des Stators

$$f_0 = \frac{c_S}{2\pi \cdot r_m} \quad [Hz] \quad (8.1)$$

mit  $c_S = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$  mit  $E = 2,1 \cdot 10^{11} \text{ N/m}^2$ ,  $\rho = 7.827 \text{ kg/m}^3$

Unter Einführung der Maßzahl  $i$  für die Biegesteife des Jochrückens, mit welcher der geometrische Einfluss des Verhältnisses von Jochhöhe  $h_J$  zu Ringradius  $r_m$  auf die Biegeschwingungsfähigkeit berücksichtigt wird,

$$i = \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{h_J}{r_m} \quad (8.2)$$

sind mit der Nullfrequenz  $f_0$  auch die Eigenfrequenzen der Blechpaketverformungen höherer Ordnung berechenbar, die in Biege- und Längsschwingungen zu unterscheiden sind. Die Biege- und Längsschwingungen berechnen sich nach Gl. 8.3 und Gl. 8.4 wie folgt:

##### Eigenfrequenz bei Biegeschwingungen für $r \geq 2$

$$|f_r^B| = f_0 \cdot \left[ i \cdot \frac{r(r^2 - 1)}{\sqrt{r^2 + 1}} \right] \quad [Hz] \quad (8.3)$$

##### Eigenfrequenz bei Längsschwingungen für $r \geq 1$

$$|f_r^L| = f_0 \cdot \sqrt{r^2 + 1} \quad [Hz] \quad (8.4)$$

#### 8.3.2 Statische Verformungsamplituden

Für die Nullverformung ( $r = 0$ ) und Ringverformung ( $r \geq 2$ ) lassen sich für den konzentrischen Ring (ohne Nuten) analytische Formeln der Verformung infolge einer konstanten Radialkraft angeben. Wird bei der axialen Länge der Maschine  $l$  der Außenradius mit  $r_a$ , der Innenradius mit  $r_i$ , der mittlere Radius mit  $r_m$  sowie die Jochhöhe mit  $h_J$  gemäß Abb. 8.8 bezeichnet, so ergeben sich die **statischen Verformungsamplituden** als maximale Ringverformung<sup>70</sup>, wobei sich die Vorzeichen aus der Zählrichtung der angreifenden Kraft ergeben.

- statische Nullverformung ( $r = 0$ ):

$$\hat{y}_0^{stat} = -\frac{r_J r_m l}{EA} \cdot \hat{\sigma}_0 \quad [m] \quad (8.5)$$

- statische Ringverformung ( $r \geq 2$ ):

$$\hat{y}_r^{stat} = -\frac{r_J r_m l}{EA} \cdot \frac{r^2}{\left(\frac{f_r^L}{f_0}\right)^2 \cdot \left(\frac{f_r^B}{f_0}\right)^2} \cdot \hat{\sigma}_r \quad [m] \quad (8.6)$$

<sup>70</sup>die Ableitung folgt aus der in [1] angegebenen Herleitung der Massenzuschlagsfaktoren und weist Unterschiede zu [11] auf

- statische Läuferexzentrizität ( $r = 1$ ):

Eine Sonderstellung nimmt die Läuferexzentrizität ein, welche aus der einseitigen Zugspannung mit  $r = 1$  hervorgehen kann, da in diesem Fall die Läuferwelle und nicht das Blechpaket in Biegeschwingungen versetzt wird. Eine Vorausberechnung ist mit großer Unsicherheit verbunden, da der Einfluss der Läuferbleche auf die Steifigkeit der Welle nur über Messungen erfassbar ist. Mit der Definition  $c_1$  als Federkonstante der Läuferwelle ergibt sich nach [11] (Abb. 8.9) der räumliche Höchstwert der statischen Verformung zu:

$$\hat{y}_1^{stat} = \frac{\pi \cdot r_J \cdot l}{c_1} \cdot \hat{\sigma}_1 \quad [m] \quad (8.7)$$

$$c_1 = \frac{3}{4} \pi E L \left( \frac{d_W}{L} \right)^4 \quad [N/m]$$

$l$  : effektive Eisenlänge des Läufers [m]

$L$  : Auflagerentfernung [m]

$d_W$  : Wellendurchmesser [m]

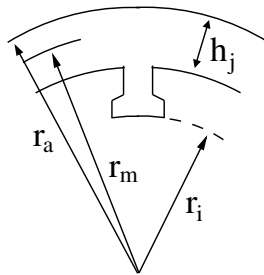


Abbildung 8.8: Abmessungen des Joches

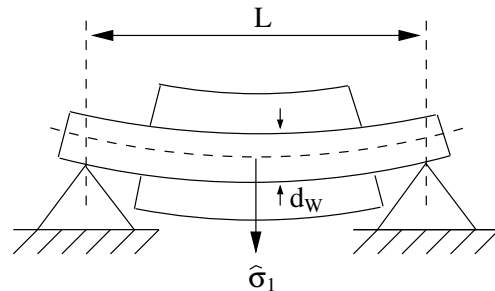


Abbildung 8.9: Abmessungen der Welle

### 8.3.3 Relative Anregungsempfindlichkeit

Die Verformungsamplituden nehmen ausschließlich im Bereich der Eigenfrequenzen infolge resonanter Radialkraftanregung stark erhöhte Amplituden an, die auch als **dynamische Verformungsamplituden** bezeichnet werden. Werden die Maximalauslenkungen der Verformungsamplituden auf die Nullschwingung bezogen und Gleichheit der angreifenden Radialkraft angenommen, so lässt sich eine qualitative Aussage über die **Gefahr zur Schwingungsneigung** angeben. Dieser Verhältniswert  $\Gamma$  darf als Wirkungsgrad oder die **relative Anregungsempfindlichkeit** der zur Ordnungszahl gehörigen Schwingungsform verstanden werden.

#### Dynamische Verformungsamplituden

- dynamische Nullverformung ( $r = 0$ ):

$$\hat{y}_0^{dyn} = -\frac{r_J r_m l}{EA} \cdot \frac{1}{\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 - 1} \cdot \hat{\sigma}_0 \quad [m] \quad (8.8)$$

- Dynamische Ringverformung ( $r \geq 2$ ):

$$\hat{y}_r^{dyn} = -\frac{r_J r_m l}{EA} \cdot \frac{\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 - r^2}{\left[\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 - \left(\frac{f_r^L}{f_0}\right)^2\right] \cdot \left[\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 - \left(\frac{f_r^B}{f_0}\right)^2\right]} \cdot \hat{\sigma}_r \quad [m] \quad (8.9)$$



**Anregungsempfindlichkeit  $\Gamma$** 

$$r = 0 \quad : \quad \Gamma_0 = \left| \frac{\hat{y}_0^{dyn}}{\hat{y}_0^{stat}} \right| = \frac{1}{\left| \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - 1 \right|} \quad (8.10)$$

$$r \geq 2 \quad : \quad \Gamma_2 = \left| \frac{\hat{y}_2^{dyn}}{\hat{y}_2^{stat}} \right| = \left| \frac{r^2 \cdot \left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - \left( \frac{f_r^L}{f_0} \right)^2 \right] \cdot \left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - \left( \frac{f_r^B}{f_0} \right)^2 \right]}{\left( \frac{f_r^L}{f_0} \right)^2 \cdot \left( \frac{f_r^B}{f_0} \right)^2 \cdot \left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - r^2 \right]} \right| \quad (8.11)$$

**8.4 Eigenfrequenz des Stators mit Nuten**

Der Einfluss der Statornutung bzw. der Zähne auf die Eigenfrequenz erfolgt nach Jordan und Frohne durch eine Massenzunahme. Nach Gl. 8.12 sinkt damit die Eigenfrequenz  $f_0$  gegenüber der Betrachtung des ungenuteten Stators als konzentrischer dünner Ring.

**8.4.1 Biege- und Längsschwingungsfrequenz des Stators mit Nuten****Nullfrequenz des Stators mit Nuten**

$$f_0 = \frac{c_S}{2\pi \cdot r_m \cdot \sqrt{\Delta}} \quad [Hz] \quad (8.12)$$

$$\Delta = \frac{\text{Jochgewicht} + \text{Zahngewicht}}{\text{Jochgewicht}} = \frac{G_j + G_z}{G_z} \quad (8.13)$$

Während nach Jordan [11] mit diesen um das Zahngewicht verminderten Nullschwingungsfrequenzen die Biege- und Längsschwingungen der höheren Ordnungen gemäß Gl. 8.3 und Gl. 8.4 berechnet werden, erweitert Frohne [16] diese Theorie um die **Massenzuschlagsfaktoren**.

Dabei werden die Zähne als schwingungsfähige Systeme aufgefasst, deren Eigenfrequenzen Einfluss auf die Biege- und Längsschwingungen des Stators höherer Ordnungszahlen haben. Eine Herleitung dieser Theorie ist in [1] angegeben und erfolgt über das Aufstellen der Bewegungsgleichungen für die radiale-, die tangential- und torsionale Bewegung des Statornuten-Zahns, die über komplexe Kraft- und Verformungswellen (ohne Dämpfungsberücksichtigung) gelöst werden. Indem der Nenner des resultierenden komplexen Gleichungssystems zu Null gesetzt wird, lassen sich die Frequenzgleichungen der Biege- und Längsschwingungen daraus bestimmen, wobei die Massenzuschlagsfaktoren (Radialmassenzuschlagsfaktor  $\Delta_y$ , Tangentialmassenzuschlagsfaktor  $\Delta_x$  und Drehmassenzuschlagsfaktor  $\Delta_m$ ) und die zugehörigen Resonanzüberhöhungsfaktoren  $\eta$  zu berechnen sind. Hierbei handelt es sich jedoch um hyperbolische Funktionen, wodurch die Berechnung der  $\Delta$ -Faktoren iterativ erfolgen muss.

**Eigenfrequenz bei Biegeschwingungen mit Massenzuschlagsfaktoren für  $r \geq 2$** 

$$f_r^B = f_0 \cdot \sqrt{\frac{B_r}{2A_r} - \sqrt{\left( \frac{B_r}{2A_r} \right)^2 - \frac{C_r}{A_r}}} = f_0 \cdot \chi_r^B \quad [Hz] \quad (8.14)$$

**Eigenfrequenz bei Längsschwingungen mit Massenzuschlagsfaktoren für  $r \geq 1$** 

$$f_r^L = f_0 \cdot \sqrt{\frac{B_r}{2A_r} + \sqrt{\left( \frac{B_r}{2A_r} \right)^2 - \frac{C_r}{A_r}}} = f_0 \cdot \chi_r^L \quad [Hz] \quad (8.15)$$

Mit den Hilfsgrößen:

$$A_r = \Delta_x [\Delta_y(1 + 3i^2(r^2 - 1)) + \Delta_m i^2 r^2] \quad (8.16)$$

$$B_r = [r^2 \Delta_y + \Delta_x] \cdot [1 + 3i^2(r^2 - 1)] + r^2 i^2 (r^2 - 1) \cdot [\Delta_m + \Delta_x] \quad (8.17)$$

$$C_r = r^2 i^2 \cdot (r^2 - 1)^2 \quad (8.18)$$

Mit den Massenzuschlagsfaktoren  $\Delta$ :

$$\Delta_x = 1 + \frac{G_z}{G_z} \cdot \eta_x \quad (8.19)$$

$$\Delta_y = 1 + \frac{G_z}{G_z} \cdot \eta_y \quad (8.20)$$

$$\Delta_m = 1 + \frac{1}{h_j} \sum_{n=1}^Z \frac{nb_{zm}}{R_m 2\pi} l_z^3 \left[ \frac{1}{3} + \frac{h_j}{2l_z} + \left( \frac{h_j}{2l_z} \right)^2 \right] \eta_m \quad (8.21)$$

Mit den Resonanzüberhöhungsfaktoren  $\eta$ :

$$\eta_x = \frac{\sinh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \cos\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) + \cosh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \sin\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right)}{1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}} \left[ 1 + \cosh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \cos\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \right]} \quad (8.22)$$

$$\eta_y = \frac{\tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_{zl}}\right)}{\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_{zl}}} \quad (8.23)$$

$$\eta_m = \frac{\cosh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \sin\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) - \sinh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \cos\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right)}{\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right)^3} \left[ \frac{1}{3} + \frac{h_j}{l_z} + \left( \frac{h_j}{2l_z} \right)^2 \right] \left[ 1 + \cosh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \cos\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \right] + \frac{h_j}{l_z} \frac{\frac{\sinh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \sin\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right)}{\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right)^2}}{\left[ \frac{1}{3} + \frac{h_j}{l_z} + \left( \frac{h_j}{2l_z} \right)^2 \right] \left[ 1 + \cosh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \cos\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \right]} + \left( \frac{h_j}{2l_z} \right)^2 \frac{\frac{\cosh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \sin\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) + \sinh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \cos\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right)}{1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}}}{\left[ \frac{1}{3} + \frac{h_j}{l_z} + \left( \frac{h_j}{2l_z} \right)^2 \right] \left[ 1 + \cosh\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \cos\left(1,875\sqrt{\frac{f}{f_{zb}}}\right) \right]} \quad (8.24)$$

#### Anmerkung:

Vereinfachend wird in den meisten Fällen  $\Delta = \Delta_y = \Delta_x$  angenommen, wodurch  $\eta_y = \eta_x$  entspricht. Aus den Bewegungsgleichungen [1] folgt hingegen, dass der Index  $x$  für die tangentielle, der Index  $y$  für die radiale Bewegung steht, woraus folgt, dass  $\eta_y$  eine Funktion der Längseigenfrequenz des Zahnes ist, während in  $\eta_x$  die Biegeeigenfrequenz des Zahnes eingeht. Daher ist Gleichheit der Resonanzüberhöhungsfaktoren nur für den Fall anzunehmen, in dem die Längseigenfrequenzen den Biegeeigenfrequenzen entsprechen. Damit ist  $\eta_y = \eta_x$  ein Spezialfall.

### 8.4.2 Statische Verformungsamplituden

Die statische Verformung des Blechpaketes infolge einer konstanten Radialkraft lässt sich aus den komplexen Gleichungen durch das Auflösen nach  $\hat{x}_r$  (tangentiale Auslenkung) und  $\hat{y}_r$  (radiale Auslenkung) ableiten. Mit den Biegeeigenfrequenzen  $f_r^B$  (Gl. 8.14) und Längseigenfrequenzen  $f_r^L$  (Gl. 8.15) ergibt sich:

$$\left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - \left( \frac{f_r^L}{f_0} \right)^2 \right] \cdot \left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - \left( \frac{f_r^B}{f_0} \right)^2 \right] = 0 \quad (8.25)$$

Unter der Annahme, dass keine Kräfte mit tangentialen Komponenten auftreten, lassen sich die Tangentialauslenkung:

$$\hat{x}_r = -j \frac{r_J r_m l}{EA} \cdot \frac{r \left[ 1 + 4i^2 (r^2 - 1) - \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \Delta_m i^2 \right]}{\left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - \left( \frac{f_r^L}{f_0} \right)^2 \right] \cdot \left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - \left( \frac{f_r^B}{f_0} \right)^2 \right]} \cdot \hat{\sigma}_r \quad (8.26)$$

und die Radialauslenkung:

$$\hat{y}_r = \frac{r_J r_m l}{EA} \cdot \frac{\left[ 1 + 3i^2 (r^2 - 1) \right] \cdot \left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \Delta_x - r^2 \right]}{\left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - \left( \frac{f_r^L}{f_0} \right)^2 \right] \cdot \left[ \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 - \left( \frac{f_r^B}{f_0} \right)^2 \right]} \cdot \hat{\sigma}_r \quad (8.27)$$

als Funktion der anregenden Frequenz  $f$  bestimmen. Für die Berechnung und Simulation wird die Tangentialauslenkung vernachlässigt. Für die Radialauslenkung ergibt sich eine wesentliche Vereinfachung unter der Berücksichtigung, dass ausschließlich in der Nähe einer Eigenresonanzfrequenz die Amplituden sehr hohe Werte (Resonanzüberhöhung) annehmen können. Daher ist der Faktor  $3i^2 (r^2 - 1)$ , der den Einfluss einer Schubkraft auf die Biegelinie beschreibt, zu vernachlässigen und mit einem  $\Delta_m$ -Faktor, der gegen 1 strebt, geht Gl. 8.27 über in die Gleichungen der Verformungsamplituden des Stators ohne Nuten.

## 8.5 Verformungs- und Frequenzberechnungen mit und ohne Nutung

Die getrennten Berechnungsansätze der Verformungsamplituden des Stators ohne Nuten und der des Stators mit Nuten, unter Einbeziehung der Massenzuschlagsfaktoren, führen zu identischen Ergebnissen. Danach unterscheiden sich die **statischen-** und **dynamischen Verformungsamplituden** sowie die **relative Anregungsempfindlichkeit** des Stators mit Nuten formal nicht von denen des Stators ohne Nuten. Ausschließlich die analytisch berechneten **Eigenfrequenzen des Stators** mit Nuten **sinken** gegenüber den berechneten Eigenfrequenzen des Stators ohne Nuten.

## 8.6 Schalleistungsberechnung

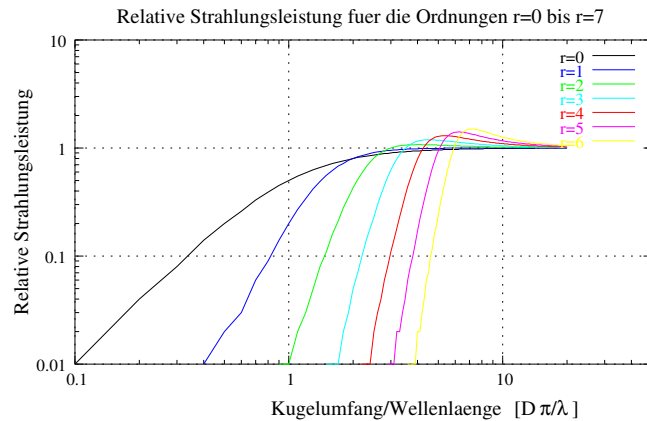
Die Berechnung der über die Maschinenoberfläche abgestrahlten Schalleistung  $L_w$  erfolgt in der Literatur, wie z.B. in [11], allgemein über die **Schallintensität** mit der Vereinfachung der ebenen Schallausbreitung, obwohl die elektrische Maschine im **Fernfeld** als Kugelstrahler zu betrachten ist. Nähere Erläuterung über die Eigenschaften von Schallfeldern sind in [1] angegeben.

Da bei gleicher Ausschlagsamplitude  $\hat{y}$  ebene und kugelförmige Schallwellen wegen der Phasenverschiebung zwischen Schalldruck und Schallschnelle unterschiedliche Schallintensitäten hervorrufen, wird ein Korrekturfaktor verwendet, die **relative Strahlungsleistung**  $N_{rel(r)}$ . In Abhängigkeit des Strahlerumfangs ( $D \cdot \pi$ ) zur Wellenlänge  $\lambda$  und der Ordnungszahl  $r$  werden so die Strahlungsleistungen des ebenen Strahlers an die des Kugelstrahlers mit dem Durchmesser der Maschine angepasst. Die Berechnung erfolgte nach einer von Üner

[18] angegebene Näherung <sup>71</sup> mit

$$N_{rel(r)} = Re \left\{ \frac{z \cdot \sum_{k=0}^r \frac{(r+k)!}{(r-k)!} \frac{r!}{k!} (2z)^{(r-k)}}{\sum_{k=0}^r \frac{(r+k)!}{(r-k)!} \frac{r!}{k!} (2z)^{(r-k)} \cdot (1+k+z)} \right\} \quad \text{mit} \quad z = j \frac{\pi D}{\lambda} \quad (8.28)$$

In Abb. 8.10 sind die Kurven der relativen Strahlungsleistung für die Ordnungen  $r = 0$  bis  $r = 7$  aufgetragen.



**Abbildung 8.10:** relative Strahlungsleistung  $N_{rel(r)}$  für unterschiedliche Ordnungen  $r$

Dieser Betrachtung liegt die fehlerhafte Annahme zugrunde, dass die Auslenkung des Blechpaketes infolge der Radialkraftanregung mit der an der Maschinenoberfläche gleichgesetzt wird, wodurch sich, ohne spezifisches Schwingungsmodell der Maschine, **genäherte Vorausberechnungen** der zu erwartenden an der Maschinenoberfläche abgestrahlten Schalleistung  $L_W$  durchführen lassen. Hierbei wird das Maschinengehäuse als Kugelstrahler (zonaler Kugelstrahler) betrachtet, dessen Durchmesser etwa dem Außendurchmesser des Blechpaketes entspricht. Je nach Schwingungsform der Joche werden Kugelstrahler verschiedener Ordnungszahlen  $r$  unterschieden.

Der sich nach Abb. 8.10 ergebende Einfluss der Abstrahlungsleistung  $L_W$  auf die Maschinenabmessung soll anhand eines fiktiven Beispiels erläutert werden.

### Beispiel:

Eine elektrische Maschine mit einem Außendurchmesser  $d_1 = 0.3m$  verhalte sich wie ein Strahler 2-ter Ordnung und sei mit einer Schalleistung von  $L_{W1} = 80\text{dB}$  bei  $f = 800\text{Hz}$  als lärmend (laut) einzustufen.

Über die **relative Strahlungsleistung**  $N_{rel(r)}$  lässt sich berechnen, welche Geräuschminderung der Schallemission bei einer Verringerung des Außendurchmessers der Maschine auf  $d_2 = 0.1m$  zu erwarten ist, wenn unveränderte Daten der Luftspaltinduktion und des Rotorstrombelages vorausgesetzt werden.

Wird nach Kapitel 8.3.2 die statische bezogene Verhältnisgleichung der Radialverformungsamplituden angesetzt, so nimmt die Schwingungsamplitude quadratisch mit dem Maschinendurchmesser ab. Für die Durchmesser-Verkleinerung ergibt sich danach eine Amplitudenreduktion von  $\Delta A_{d_1, d_2} = 10 \cdot \log(0.3m/0.1m)^2 = 9.5\text{dB}$ . Die Abstrahlungsleistung der Maschinen wird durch  $N_{rel, r=2}$  aus Abb. 8.10 gewichtet:

$$\frac{D_1 \pi}{\lambda} = 2.19 \Rightarrow N_{rel, r=2} = 0.6, \quad \frac{D_2 \pi}{\lambda} = 0.73 \Rightarrow N_{rel, r=2} = 0.0026$$

Mit der angenommenen Außendurchmesserreduzierung ergibt sich eine Geräuschminderung der kleineren Maschine bei  $f = 800\text{Hz}$  von

$$L_{W2} = 10 \cdot \log(10^{0.1 \cdot 80\text{dB}} \cdot N_{rel, r=2} - 10^{0.1 \cdot 9.5\text{dB}}) = 54.15\text{dB}$$

<sup>71</sup>In der angegebenen Schreibweise für  $r > 0$  gültig. Für  $r = 0$  ist der Exponent  $(r-k)=1$  zu setzen, weil sonst der Nenner Null wird!

Damit liegt die emittierte Schalleistung der verkleinerten Maschine mit  $L_{W2}$  nur noch unwesentlich oberhalb des natürliche Umgebungsgeräusch mit einem Schallpegelwert von ca.  $L_W = 48$  dB.

### 8.6.1 Relative Schalleistungsabstrahlung

Die Schalleistung  $L_W$  lässt sich aus der Schallintensität  $L_I$  berechnen. Werden die Vereinfachungen der ebenen Schallwelle, der sinusförmigen Amplitudenauslenkung bei fester Frequenz  $f_r$  und ein fester betrachteter Mode  $n$  vorausgesetzt, bestimmt sich die Schallintensität wie folgt.

Für die zeitliche und örtliche Auslenkung  $y(x,t)$  des Blechpaketes gelte:

$$y(x,t) = \hat{y} \cdot \cos(2\pi f_r t - n \cdot x)$$

Die Schallschnelle  $v(x,t)$  an der Blechpaketoberfläche folgt der zeitlichen Ableitung der Amplitudenauslenkung:

$$v(x,t) = \frac{d}{dt}y(x,t) = -2\pi f_r \hat{y} \cdot \sin(2\pi f_r t - n \cdot x)$$

Die maximale Schnelleamplitude  $\hat{v}$  ergibt sich nach obiger Gleichung zu:

$$\hat{v} = 2\pi f_r \hat{y}$$

In der Definition der Schallintensität werden Druck und Schnelle durch die Schallkennimpedanz  $Z$  ersetzt:

$$I = \frac{1}{2} \hat{v} \cdot \hat{p} \quad \text{mit} \quad \hat{p} = Z \cdot \hat{v} = \rho c \cdot \hat{v}$$

$$I = \frac{1}{2} Z \cdot \hat{v}^2 = \frac{1}{2} Z \cdot (2\pi f_r \hat{y})^2 = 2Z \cdot \pi^2 f_r^2 \hat{y}^2$$

Für den Normdruck von  $p_0 = 1013 \text{ hPa}$  berechnet sich nach Tabelle 8.1 in Abhängigkeit von Luftfeuchtigkeit, Dichte und Schallgeschwindigkeit die Kennimpedanz  $Z$ .

	Dichte $\rho$ [kg/m <sup>3</sup> ]	Schallgeschwindigkeit $c$ [m/s]	Schallkennimpedanz $Z$ [kg/m <sup>2</sup> s]
Luft 0° trocken	1.293	331	427
Luft 20° trocken	1.21	344	416

**Tabelle 8.1:** Dichte, Schallgeschwindigkeit und Schallkennimpedanz bei Normdruck

Häufig wird für die Berechnung ein Schallkennimpedanzwert von  $Z = 400 \text{ [kg/m}^2\text{s]}$  angenommen<sup>72</sup>, so dass sich die Schallintensität  $I_{r=0}$  der ebenen Wand bzw. eines zonalen Kugelstrahlers  $r$ -ter Ordnung  $I_{rel,r}$  angeben lässt:

$$I_{r=0} = 800 \cdot \pi^2 f_r^2 \hat{y}^2 \quad \text{mit} \quad N_{rel,r=0} = 1$$

$$I_{rel,r} = 800 \cdot \pi^2 f_r^2 \hat{y}^2 \cdot N_{rel,r} \quad (8.29)$$

Mit dem Schallintensitätspegel an der Oberfläche wird die Schalleistung der Schallquelle berechnet:

$$L_W = \int_S I_{rel,r} \, dS \quad (8.30)$$

Die Angabe erfolgt in Pegelwerten:

$$\text{Schalleistungspegel: } L_p = L_I = L_W = 10 \cdot \log(P/P_0) \quad \text{für} \quad Z = 400 \text{ kg/m}^2\text{s}$$

<sup>72</sup>Temperatur: 20°C, Luftdruck: 1013.25hPa, rel. Feuchtigkeit: 65%

## 9 Magnetische Geräuschberechnung

Mit dem Oberwellen-Ersatzschaltbild (Anhang A) lassen sich die Oberströme der Maschine berechnen. Für die magnetische Schwingung- bzw. Geräuschanregung sind die Kraftamplituden der Radialkraftwellen zu berechnen. Diese gehen aus der Wechselwirkung von Stator- und Rotorfeldern hervor (Kap. 6) und lassen sich mit Hilfe des Felddämpfungsfaktors (siehe Kap. 6.1.5) aus den resultierenden abgedämpften Luftspaltfelder bestimmen.

Am Beispiel der ASM-Testmaschine wird nachfolgend die **Vorausberechnung magnetischer Geräuschanregung** durchgeführt, die sich in drei unterschiedliche Teilgebiete gliedern lässt. Diese werden in den folgenden Unterkapiteln ausführlich behandelt.

So ist eine Berechnung der **Eigenfrequenzen** durchzuführen, bei der eine mechanische Anregung mit einer bestimmten Frequenz trotz geringer Erregeramplitude zu erhöhten Schwingungen führt. Deshalb sind aus den Kenngrößen der Motorkonstruktion (Blechschnitt) die sich ausbildenden **Radialkraftordnungen und Tonfrequenzen** zu ermitteln und es sind die **Radialkraftamplituden und Verformungsamplituden** zu berechnen, die anschließend dem Schwingungsmodell der Maschine aufzuprägen sind. Das Ergebnis sind Verformungsamplituden, aus denen die relative Schalleistungsabstrahlung berechnet werden kann.

Zur Validierung dieser analytischen Berechnung erfolgt eine numerische Simulation mit einem Finite-Elemente-Programm und Geräuschmessungen an der Maschine.

### 9.1 Eigenfrequenzen

Aus den Maschinendaten der ASM-Testmaschine gemäß Anhang C wird die analytische Eigenfrequenzberechnung des Statorblechpaketes nach Kap. 8 vorgenommen. Hierbei wird die Berechnung der Eigenfrequenzen **mit** und **ohne** Berücksichtigung der Statorzähne vorgenommen und die Ergebnisse einander tabellarisch gegenübergestellt.

Da die in [1] abgeleiteten Berechnungsformeln der Massenzuschlagsfaktoren „relativ“ umfangreich ausfallen und die Berechnung durch die hyperbolischen Funktionen der Resonanzüberhöhungsfaktoren iterativ durchzuführen ist, wurde das Programm `Eigenfrequenzen`<sup>73</sup> erstellt.

Dieses Eigenfrequenz-Berechnungsprogramm bezieht die Motorparameter aus einer Konfigurationsdatei, die folgende Einträge der ASM-Testmaschine enthält:

Elastizitätsmodul:	$E = 2.1e^{11} [N/m^2]$
Dichte:	$\rho = 7800 [kg/m^3]$
Joch-Außenradius:	$r_a = 0.13025 [m]$
Joch-Innenradius:	$r_i = 0.1065 [m]$
Zahnlänge:	$h_{S1} = 0.024 [m]$
mittlere Zahnbreite:	$b_{S1} = 0.00627 [m]$
Zahnanzahl:	$N = 48$
Berechnung bis Mode:	6

#### Berechnungsergebnisse:

Zur Validierung des Berechnungsprogrammes `Eigenfrequenzen`, welches eine Eigenfrequenzberechnung des Statorblechpaketes mit und ohne Berücksichtigung der Statorzähne vornimmt, d.h. mit und ohne Massenzuschlagsfaktoren, wurde eine numerische Simulation mit dem Finite-Elemente-Analyse-Programm (FEA-Programm) `Pro/Mechanica` durchgeführt (siehe Kap. 9.4). Hierfür erfolgte eine 2D- und 3D-Modellierung des Stators mit Zähnen. Mit einer Modalanalyse werden zunächst die möglichen Schwingungsformen mit zugehörigen Frequenzen des schwingungsfähigen Systems „Statorjoch mit Zähnen“ zwei- und dreidimensional

<sup>73</sup>in der Programmiersprache Python verfasst

berechnet. Die Berechnungsergebnisse der analytischen Berechnung und der numerischen Simulation sind mit der jeweiligen Abweichung zueinander in Tab. 9.1 dargestellt.

Mode [ $r$ ]	analytische Eigenfrequenzberechnung			numerische Simulation	
	ohne Zähne [Hz]	mit Zähnen [Hz]	Abweichung ohne/mit [%]	Frequenz [Hz]	Abweichung mit/num [%]
0	6976	5869	18.87	6081	3.49
2	1084	886	22.24	921	3.80
3	3066	2387	28.42	2443	2.29
4	5879	4274	37.57	4282	0.19
5	9508	6262	51.83	6000	4.37
6	13949	7861	77.44	7074	11.10

**Tabelle 9.1:** analytische Eigenfrequenzberechnung **mit** und **ohne** Zähne sowie numerische Simulation

Der Vergleich der Eigenfrequenzberechnung des Blechpaketes mit Zähnen zur numerischen Simulation zeigt bis zum Mode 5 mit einer Abweichung unter 5% hervorragende Übereinstimmungen gemessen an dem vergleichbar unverhältnismäßig großen Mehraufwand der numerischen Simulation.

Aus dem Vergleich der analytisch Berechnung mit und ohne Berücksichtigung der Schwingungsfähigkeit der Zähne werden hingegen eindrucksvoll die fehlerhaften Ergebnisse aufgezeigt, die ohne Berücksichtigung der Massenzuschlagsfaktoren auftreten. Hierbei handelt es sich um einen mit der Ordnung stetig ansteigenden Berechnungsfehler, der für den Mode 5 bereits über 50% beträgt.

Hinzuweisen ist darauf, dass die Eigenfrequenzberechnungen ausschließlich für das genutete Statorblechpaket erfolgen, d.h. der Einfluss des Maschinengehäuses und der Maschinenwicklung, sowie der Lagerungseinfluss bleiben unberücksichtigt, so dass die **realen Eigenfrequenzen** der ASM-Testmaschine geringer ausfallen werden.

## 9.2 Radialkraftordnung und Tonfrequenzen

Aus den Motordaten (siehe Anhang B) lassen sich mit den Kenngrößen **Polpaarzahl**  $p$ , **Zahnzahl des Stators**  $N_1$  und **Zahnzahl des Rotors**  $N_2$  die spezifischen Felder der Maschine und deren Wechselwirkungen bestimmen. Aus den vorangegangenen Ausführungen lassen sich somit die Radialkraftordnungszahlen, Tonfrequenzen (bei  $s = 0$ ) und Radialkraftamplituden bestimmen.

Nach Kap. 7 können Radialkraftwellen aus den Feldwechselwirkungen A bis D hervorgerufen werden. Für diese Radialkraftwellen wurde das Ordnungsschema aufgestellt (siehe Anhang D) und im Frequenzbereich von  $f_{Ton} \leq 1200 \text{ Hz}$  zusammenfassend in Tabelle 9.2 zusammengestellt:

Feldwechselwirkung	$\tilde{\mu}$	$\tilde{\nu}$	$r$	$f_{(s=0)}$ [Hz]
<b>A</b>	-34	(+)28	-6	750
<b>A</b>	42	(+)-44	-2	1150
<b>B</b>	-26	(+)28	2	550
<b>B</b>	-26	(-)-20	-6	750
<b>C</b>	-33	(+)28	-5	1150
<b>D+</b>	-33	(+)28	-5	725
<b>D-</b>	-33	(+)28	-5	775

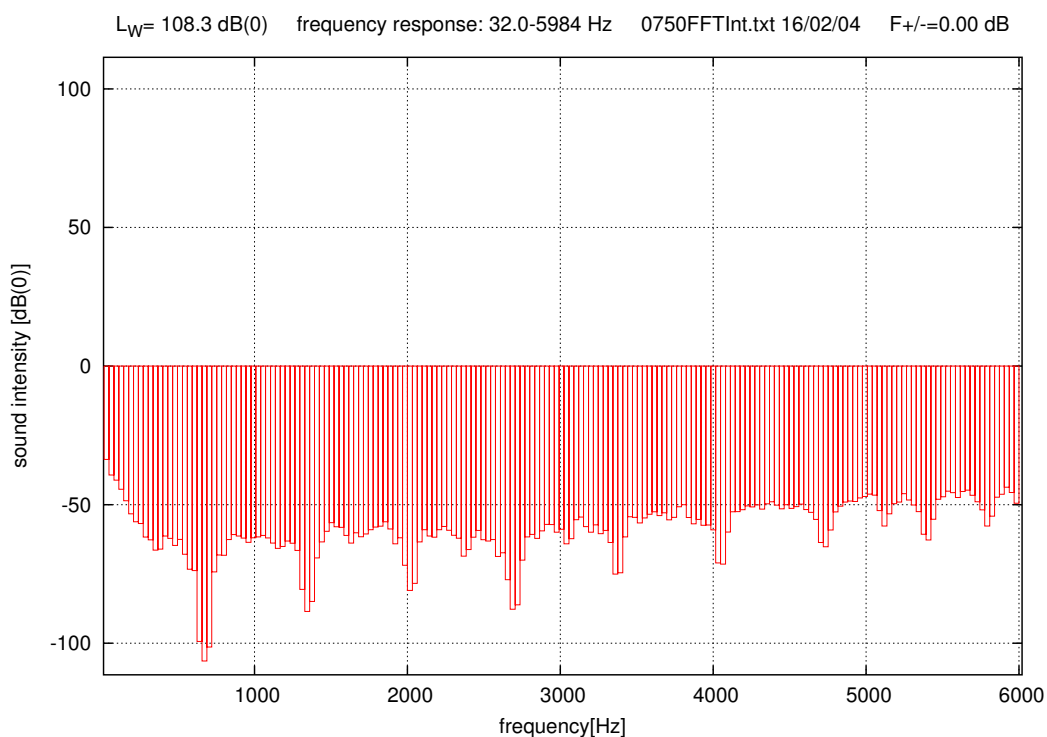
**Tabelle 9.2:** Radialkraftordnungen aus Ordnungszahlenschema



Mit den Berechnungen der Radialkraftordnungen geringer Ordnungszahl ( $r \leq 6$ ) sind all jene Feldwechselwirkungen mit zugehörigen anregenden Frequenzen (Tonfrequenzen) bekannt, die zu einer resonanten Anregung des Blechpaketes führen können. Die „Gefährlichkeit“ auf das Schwingungssystem Maschine lässt sich anschließend mit der Berechnung der zugehörigen Radialkraftamplitude abschätzen.

### 9.3 Radialkraftamplituden und Verformungsamplituden

Aus der Tabelle der Radialkraftordnungen ist erkennbar, dass aus den Feldwechselwirkungen A und B Radialkraftordnungen mit  $|r| = 2, 6$  und aus den Feldwechselwirkungen C ,D+ und D- Radialkraftordnungen mit  $|r| = 5$  hervorgehen. Aus den Schallmessungen gemäß Abb. 9.1 im Bereich der Leerlaufdrehzahl  $n = 750 \text{ min}^{-1}$  konnte ein maximaler Schalleistungspegel der Mittenfrequenz von  $f_{(s=0)} = 750 \text{ Hz}$  zugeordnet werden. Sowohl die Feldwechselwirkung A als auch B rufen eine Radialkraftwelle der Ordnungszahl  $|r| = 6$  dieser Frequenz hervor. Die Amplitudenberechnung erfolgt jedoch nachfolgend für die Feldwechselwirkung A.



**Abbildung 9.1:** Spektrale Schalleistung bei Leerlauf

In Abb. 9.2 sind die vorausberechneten Radialkräfte der **Feldwechselwirkung A** bis zur Ordnungszahl  $r = 6$  als Funktion des Schlupfes über der Frequenz 3-dimensional aufgetragen, um zu verdeutlichen, dass die Auswirkungen dieser Blechpaketanregungen mit spezifischen Frequenzen erfolgen und sehr stark von der Drehfrequenz bzw. dem Schlupf der Maschine abhängen.

Wird aus dem 3-dimensionalen Diagramm die 2-dimensionale Darstellung von Radialkraftordnung über Schlupf gemäß Abb. 9.3 gewählt, so zeigt sich deutlicher als in Abb. 9.2, dass die Radialkraftamplitude der Ordnung  $r = 2$  die stärkste Amplitude aufweist.

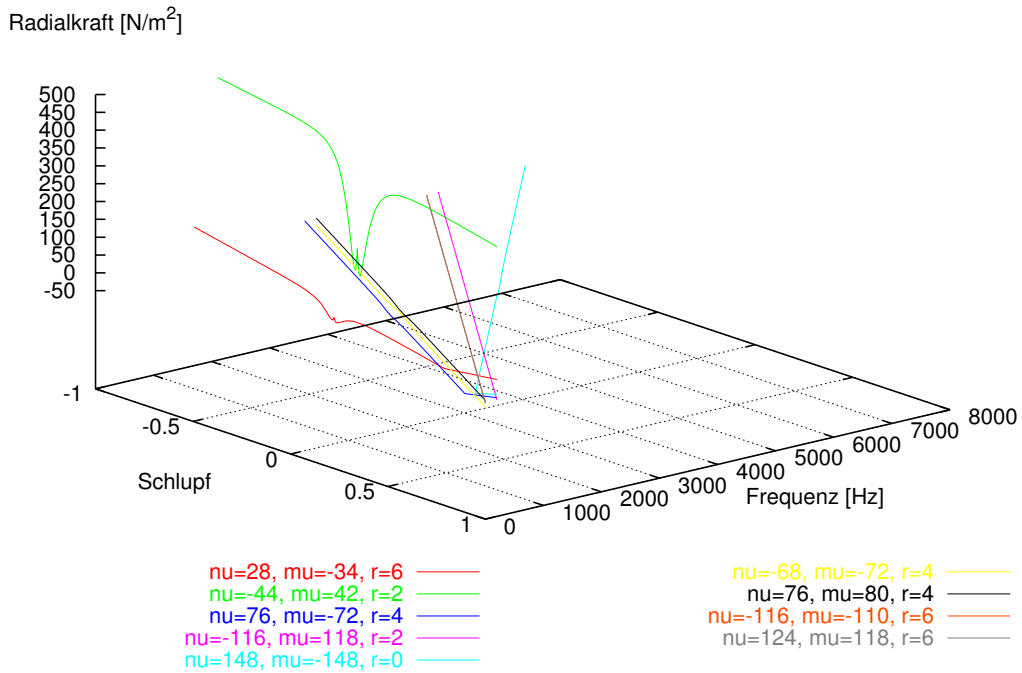


Abbildung 9.2: Vorausberechnete Radialkraftamplituden der **Feldwechselwirkung A** in 3D

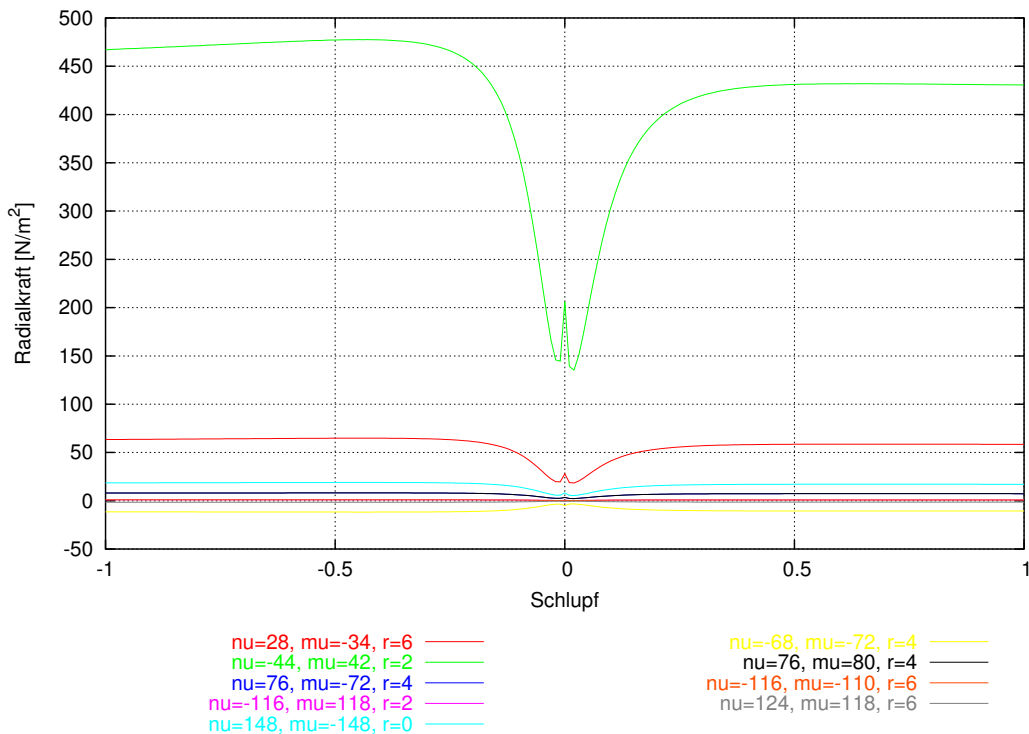
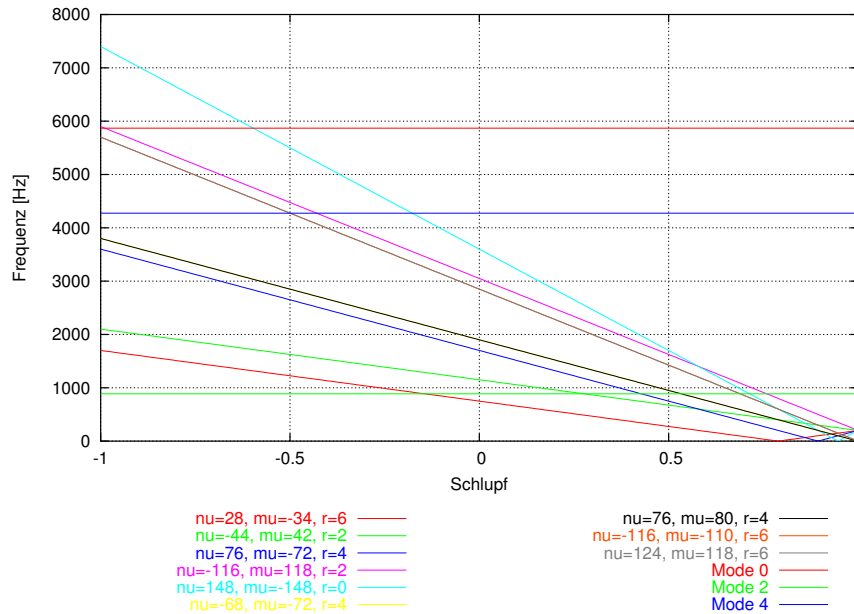


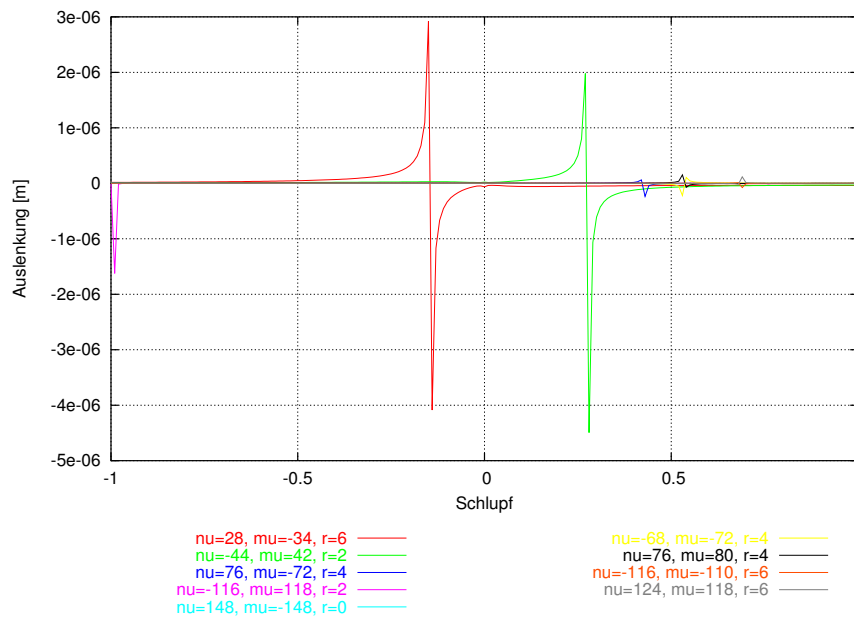
Abbildung 9.3: Vorausberechnete Radialkraftamplituden der **Feldwechselwirkung A** über den Schlupf

Werden die vorausgerechneten Radialkraftamplituden der **Feldwechselwirkung A** in einer 2-dimensionalen Darstellung mit der Frequenz über den Schlupf dargestellt (siehe Abb. 9.4), wird deutlich, dass es sich um Tongeraden handelt, die bei entsprechenden Eigenfrequenzen der Maschine und in Abhängigkeit der dabei auftretenden Radialkraftamplitude zu **magnetischen Anregung** der Maschine in einer Eigenform führen können.



**Abbildung 9.4:** Vorausberechnete Radialkraftamplituden der **Feldwechselwirkung A** mit Frequenz über Schlupf mit Eigenfrequenzen

In Kap. 8 wurde unter Angabe der Berechnungsformeln abgeleitet, dass sich die **statischen- und dynamischen Verformungsamplituden** sowie die **relative Anregungsempfindlichkeit** des Stators mit Zähnen formal nicht von dem ungenutzten Stator unterscheidet. Mit Gl. 8.6 lassen sich damit die statischen Verformungsamplituden berechnen, welche in Abb. 9.5 dargestellt sind.



**Abbildung 9.5:** Vorausberechnete statische Auslenkung der **Feldwechselwirkung A** über den Schlupf

In Kap. 8.6.1 wurde die Intensität aus Frequenz  $f$ , Maximalauslenkung  $\hat{y}$  und relativem Strahlungsfaktor  $N_{rel,r}$  gemäß

$$I_{rel,r} = 800 \cdot \pi^2 f_r^2 \hat{y}^2 \cdot N_{rel,r}$$

hergeleitet. In der dB-Darstellung lässt sich damit nach Abb. 9.6 der von der jeweiligen Radialkraftauslenkung hervorgerufene Intensitätspegel  $L_I$  angeben.

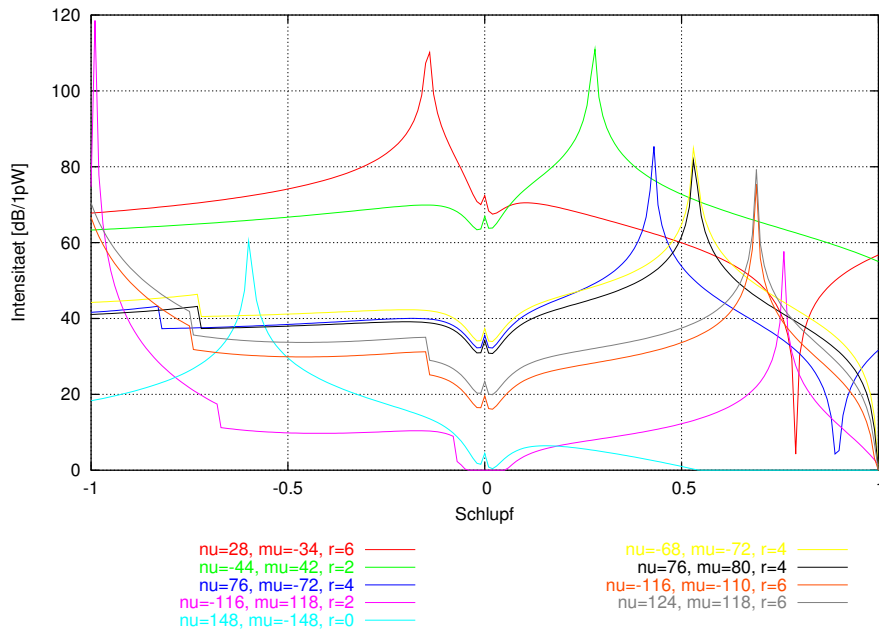


Abbildung 9.6: Vorausberechnete Intensitätspegel der **Feldwechselwirkung A** über den Schlupf

In Abb. 9.7 ist dieser vorausberechnete Intensitätspegel zusammen mit Messergebnissen der Intensität bei Stern- und Dreieckschaltung mit Generatorspeisung (Maschinenumformer) für den Motordrehzahlbereich dargestellt.

Die Vorausberechnung der Radialkräfte wurde jedoch für den Leerlauf mit  $s = 0$  durchgeführt, so dass für den Vergleich von Messung und Rechnung die aus der Schallmessung ermittelten Intensitäten bei Leerlauf und sinusförmiger Speisung des Maschinenumformersatzes heranzuziehen sind.

Außerdem ist die Gesamtwirkung aller Schallintensitäten zu bestimmen, die in Abb. 9.8 mit der roten Legende „vorausberechneter Summenpegel“ gekennzeichnet ist. Auffällig tritt ein sehr starker Intensitätspegel bei einer Drehzahl von  $n = 1100 U/min$  hervor, der durch die Messung nicht bestätigt wurde.

Ein wesentlich verbessertes Berechnungsergebnis konnte mit der Einbeziehung der **relativen Strahlungsleistungsabstrahlung** erzielt werden, die in Kap. 8.6.1 erläutert wurde. Danach ist die Intensität der Radialkraftordnung mit dem Dämpfungsfaktor  $N_{rel,r=2} = 0.01$  zu belegen, so dass sich die in der Abb. 9.8 mit grüner Legende gekennzeichnete „relative Strahlungsleistung“ ergibt.

**Ergebnis der vorausberechneten magnetischen Schallemission**

Am Beispiel der ASM-Testmaschine konnte mit der berechneten **relativen Schalleleistungsabstrahlung** gezeigt werden, dass eine **Vorausberechnung magnetischer Schallemission** in guter Näherung möglich ist. Hierbei ist in erster Linie der qualitative Kurvenverlauf zu betrachten, da die als Referenz herangezogene Schallleistungsmessung an der Maschine durch das **Scan-Verfahren** aus gemittelten Intensitätswerten besteht und eine Mittelung der berechneten Intensität nicht vorgenommen wurde.

Insbesondere die Übereinstimmungen der Messung mit den berechneten Intensitätswerten bei den jeweiligen Drehzahlen stellt eine Validierung der hergeleiteten Theorie zur Entwicklung magnetischer Geräusche dar,

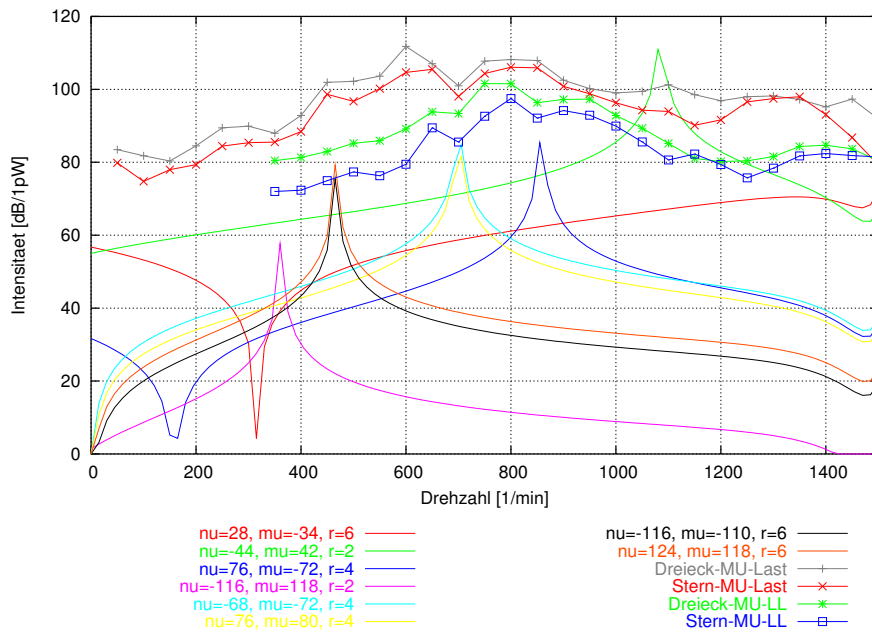


Abbildung 9.7: Vorausberechnete Intensitätspegel der mit Messungen über der Drehzahl

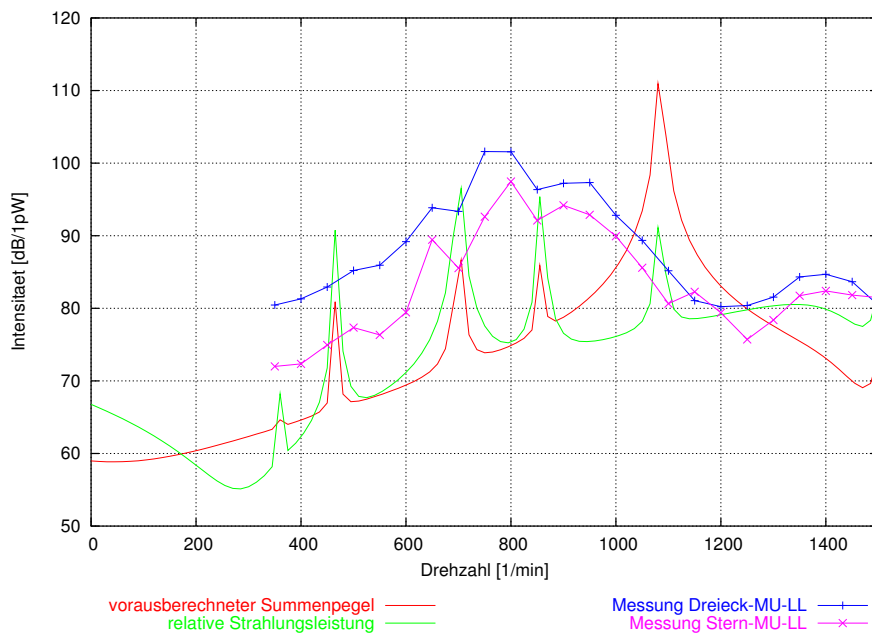


Abbildung 9.8: Vergleich der vorausberechneten Intensität mit Messungen

bzw. lässt den Rückschluss zu, dass die Berechnungsgrundlagen, d.h. die Bestimmung der Feldwechselwirkungen, der daraus folgenden Radialkraftamplituden, der Verformungsamplituden und letztlich der abgestrahlten Schallleistung für eine angenäherte Berechnung der abgestrahlten Schallleistung der Maschine zutreffend sind.

## 9.4 Numerische Berechnung

Die analytischen Berechnungsergebnisse der Eigenfrequenzen (Moden) und der Blechpaketdeformation bei statischer Radialkraftamplitude lassen sich mit einer numerischen Finite-Elemente-Analyse-Berechnung (FEA-Berechnung) validieren. Hierfür wird mit dem 3D-CAD-Programm *Pro/E* das Simulationsmodell des Stators der ASM-Testmaschine nachgebildet und anschließend die Modalanalyseberechnung mit dem FEA-Programm *Pro/Mechanica* durchgeführt.

In einer darauf folgenden Simulationsrechnung werden dem Modell die Radialkräfte aus Kap. 9.3 als statische Lasten aufgeprägt und die resultierende Auslenkung (Deformation) des Blechpaketes berechnet. Nähere Angaben dieser numerischen Simulation finden sich in [36].

### Simulationsmodell 2D/3D

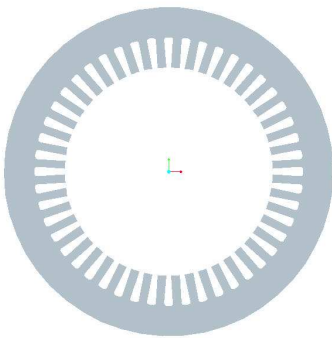


Abbildung 9.9: Frontansicht des Statorblechmodells

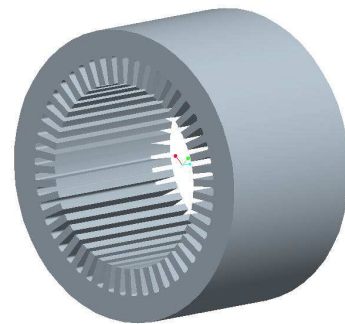


Abbildung 9.10: isometrische Ansicht des Statorblechmodells

### Finite-Elemente-Modell 2D/3D

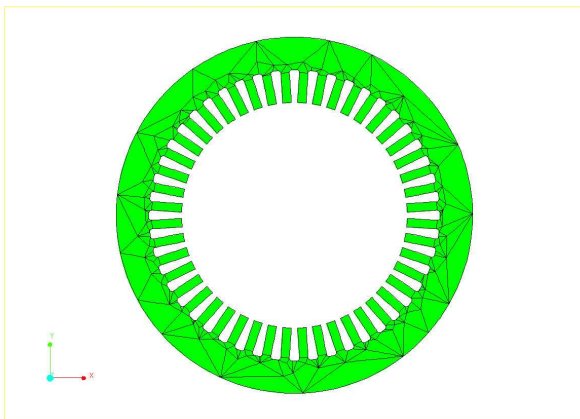


Abbildung 9.11: Finite Elemente des 2D-Modells

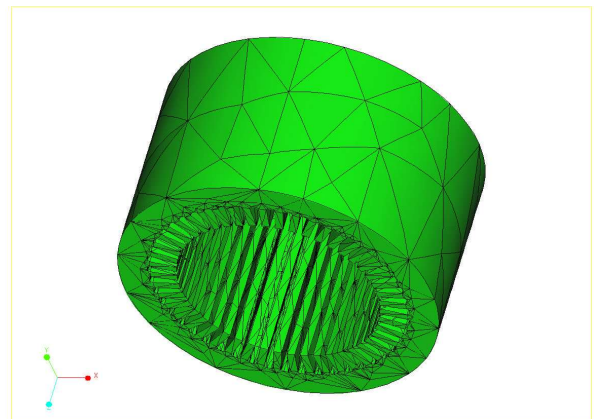


Abbildung 9.12: Finite Elemente des 3D-Modells

### 9.4.1 Modalanalyse

Die Modalanalyse wurde zunächst an dem 2D-Modell nach Abb 9.11 durchgeführt, welches zur Berechnung durch die automatische Elementengenerierung in 284 finite Elemente unterteilt wurde. Während der Eigenfrequenzberechnung im Bereich von  $0\text{ Hz}$  bis  $10\text{ kHz}$  wurden daraufhin die Moden aus 6768 Gleichungen mit einem iterativen Gleichungslöser bestimmt.

Die Tab. 9.1 zeigt die Frequenzen der numerischen Simulation im Vergleich zur analytischen Berechnung unter Berücksichtigung der Statorzähne durch die Massenzuschlagsfaktoren sowie deren prozentuale Abweichung. Der Vergleich zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit einer Abweichung von weniger als vier Prozent im Frequenzbereich von  $f \leq 6\text{ kHz}$  auf, was im Bereich der Berechnungsgenauigkeit (Konvergenzgenauigkeit) des Gleichungslösers liegt.

#### Schwingungsformen (Moden) des Statorblechpaketes (2D)

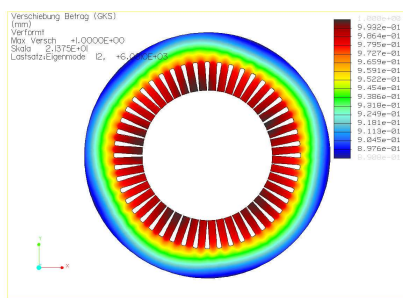


Abbildung 9.13: Schwingung mit Mode 0

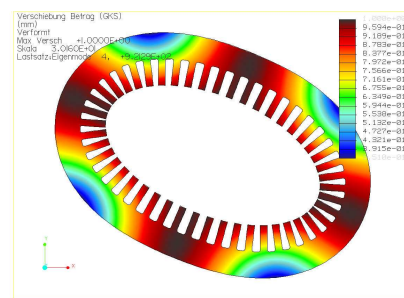


Abbildung 9.14: Schwingung mit Mode 2

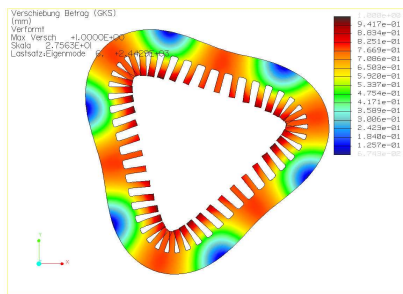


Abbildung 9.15: Schwingung mit Mode 3

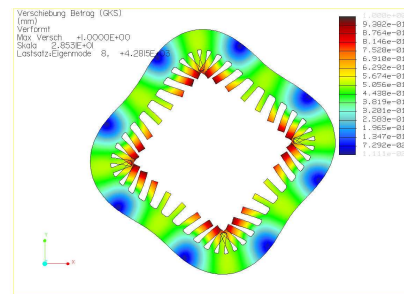


Abbildung 9.16: Schwingung mit Mode 4

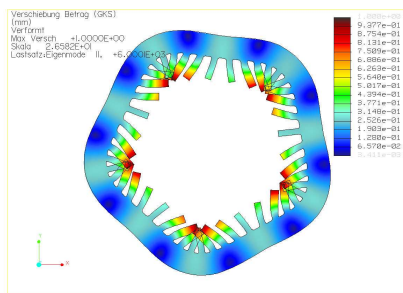


Abbildung 9.17: Schwingung mit Mode 5

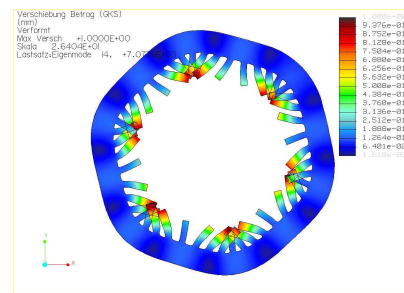


Abbildung 9.18: Schwingung mit Mode 6



Die Abb. 9.13 bis Abb. 9.18 zeigen die simulierten Schwingungsformen der Modalanalyse mit den Moden 0 bis 6 sowie die zugehörigen Frequenzen und die Auslenkung des 2-dimensionalen Stator-Modells mit Zähnen nach Abb. 9.11.

### Schwingungsformen (Moden) des Statorblechpaketes (3D)

Für die Modalanalyse des 3D-Statorblechpaketes wurde das FE-Modell nach Abb. 9.12 in 19375 Volumenelemente eingeteilt. Die Eigenfrequenzberechnung im Bereich von  $500\text{Hz}$  bis  $2\text{kHz}$  zeigte sehr gute Übereinstimmung mit den 2D-Simulationsergebnissen. So wird z.B. die Eigenfrequenz mit  $f_{r=2} = 912\text{Hz}$  (siehe Abb.9.19) mit nur 1% Abweichung zur 2D-Berechnung bestimmt.

Zusätzlich zu den Biegeschwingungen über den Umfang der Maschine (2D) ergeben sich in der 3D-Rechnung jedoch auch Biegeschwingungen über die Längsachse der Maschine (siehe Abb. 9.20), welche mit der analytischen Berechnung nach dem Modell des dünnen Rings systembedingt nicht ermittelt werden können.

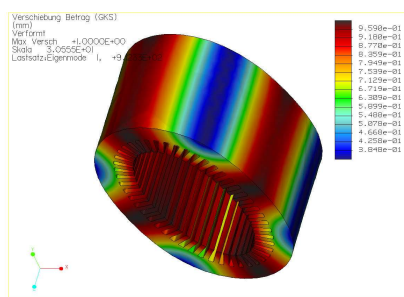


Abbildung 9.19: Mode 2 in 3D-Berechnung

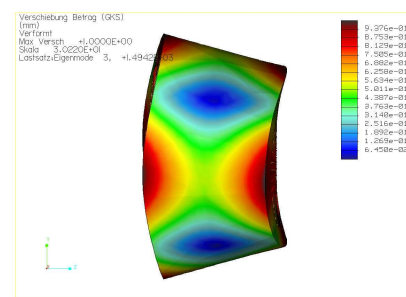


Abbildung 9.20: Mode 2 (zusätzlich)

### 9.4.2 Numerische Simulation der Blechpaketdeformation

Die Radialkraftamplituden aus Kapitel Kap. 9.3 wurden dem 2D-Modell gemäß Abb. 9.21 mit  $r = 6$  und der Frequenz  $f_{Ton}^A = 750\text{Hz}$  und gemäß Abb. 9.22 mit  $r = 2$  und der Frequenz  $f_{Ton}^B = 1150\text{Hz}$  eingepreßt und die Verformungsamplituden berechnet. Hierbei war die angreifende Radialkraft auf die Zahnfläche umzurechnen, wodurch eine um den Faktor 1.722 erhöhte Zahnangriffskrafteinprägung erfolgte.

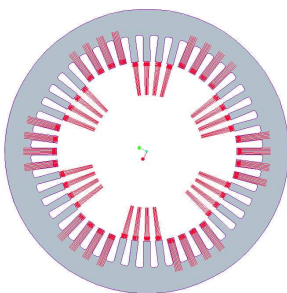


Abbildung 9.21: Einprägung der sinusförmigen Radialkraft  $r = 6$

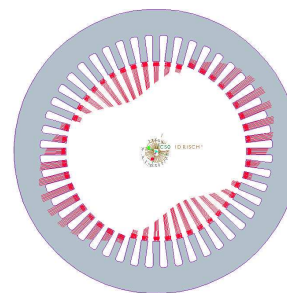


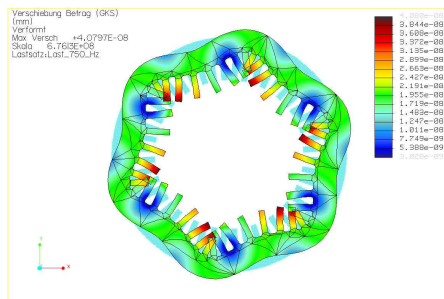
Abbildung 9.22: Einprägung der sinusförmigen Radialkraft  $r = 2$

### Simulationsergebnisse der Blechpaketdeformation

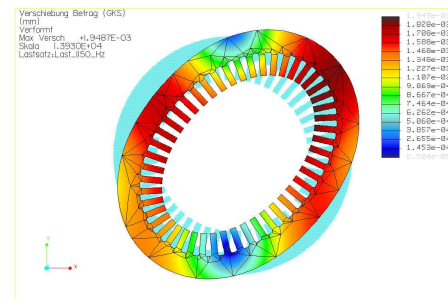
Werden die analytisch berechneten Radialauslenkungen  $\hat{y}^{ana}$  und die simulierten Radialauslenkungen  $\hat{y}^{num}$  der Feldwechselwirkung A miteinander verglichen, so zeigen sich gemäß Tab. 9.3 insbesondere bei der Radialkraftordnung  $r = 6$  **deutliche** Abweichungen (5 Potenzen) zwischen numerischer und analytischer Berechnung. Die analytische Berechnung erfolgte durch die Bestimmung der statischen Auslenkungen gemäß Kap. 9.3.

	analytische Berechnung	numerische Berechnung	gemäß Abbildung
$r = 2$	$\hat{y} = 15.9 \cdot 10^{-6} m$	$\hat{y} = 1.94 \cdot 10^{-6} m$	9.24
$r = 6$	$\hat{y} = 2.9 \cdot 10^{-6} m$	$\hat{y} = 4.07 \cdot 10^{-11} m$	9.23

**Tabelle 9.3:** Analytisch und numerisch berechnete Auslenkung



**Abbildung 9.23:** Simulationsergebnis der Feldkombination A



**Abbildung 9.24:** Simulationsergebnis der Feldkombination B

Die Ursache der starken Abweichungen zwischen der numerischen Simulation und der analytischen Berechnung bezogen auf die Materialauslenkung wird mit den Unsicherheiten bei der Einprägung der Kräfte und der damit in direkter Verbindung stehenden Elementengenerierung erklärt und wurde nicht weitergehend behandelt.

## 10 Körperschallmessungen

Die Schallemission von elektrischen Maschinen lässt sich immer auf Schwingungen zurückführen, die sich unter bestimmten Umständen im Medium Luft als Schallwellen ausbreiten. Bei der Wellenausbreitung von Schall wird der Schwingungszustand von Masseteilchen zu Masseteilchen übergeben, wobei die Ausbreitungsgeschwindigkeit von den stofflichen Eigenschaften des Mediums abhängt. Für die Schallwellenausbreitung bei elektrischen Maschinen entscheidet die Wellenlänge bzw. die Frequenz und die Schallleistung, ob sich eine mechanische Schwingung der Maschine als Luftschall ausbreiten kann. In Kap. 8 wurde bereits der enge Zusammenhang zwischen Gehäuseschwingungen und Geräuschabstrahlung aufgezeigt und die Bezeichnung **Körperschall** und **Luftschall** eingeführt.

Da mit den Luftschallmessungen, den Schalleistungsmessung in Kap. 3 und den Schallintensitätsmessungen zur Schallquellenlokalisation in Kap. 4, der Einfluss von **Oberwellenerscheinungen** nicht befriedigend nachgewiesen werden konnte, werden in diesem Kapitel die Möglichkeiten der **Körperschallmessungen** an elektrischen Maschinen sowie deren Durchführung aufgezeigt.

Durch die in den vorangegangenen Kapiteln erfolgte theoretische Ableitung der **magnetischen Radialkraftentwicklung** lassen sich neue Erkenntnisse aus der Körperschallmessung unter Anwendung der **Ordnungsanalyse** gewinnen, so dass diese nachfolgend für die ASM-Testmaschine vorgestellt werden. Zunächst sollen jedoch die Besonderheiten der Körperschallmessung in Bezug auf rotierende Maschinen erläutert werden.

### 10.1 Schwingungen an rotierenden Maschinen

Während sich bereits bei einem schwingungsfähigen Stab eine Eigenfrequenz für jeden Freiheitsgrad ermitteln lässt, weist eine elektrische Maschine als komplexes mechanisches, schwingungsfähiges Mehrmassensystem eine große Anzahl an Eigenfrequenzen auf.

Von einer **Strukturresonanz** einer Maschine wird gesprochen, wenn eine periodische **Erregerkraft** in der Nähe einer Eigenfrequenz auf die Maschine wirkt, so dass infolge geringer Dämpfung bei dieser Frequenz selbst eine geringe Erregeramplitude starke Resonanzen bewirken kann.

**Erregerschwingungen** sind all jene Schwingungen, die auf das mechanische Mehrmassen-Schwingungssystem Maschine wirken. Dabei ist es unerheblich, ob die Schwingungen in der Maschine, durch den Arbeitsvorgang, durch Anbauteile oder von außen eingeleitet werden. Es wird jedoch zwischen **selbsterregten-** und **parameterregten Schwingungen** unterschieden, da sich letztere in der Regel „mit einfachen Mitteln“ unterdrücken bzw. dämpfen lassen. Die **selbsterregten Schwingungen** können hervorgerufen werden durch

- Schwingungen, die sich aus der Rotation der Wellen, möglicherweise infolge vorhandener Unwuchten und Rundlaufabweichungen ergeben und damit proportional zur Drehfrequenz auftreten,
- Zahneingriffsschwingungen, die sich in Verbindung mit Getrieben aus dem Ineinandergreifen der Zahnräder ergeben,
- Schwingungen infolge fertigungsbedingter Abweichungen der Verzahnungsgeometrie bei Getrieben (Teilungsfehler, Geisterfrequenzen)
- Wälzlagerschwingungen, die sich aus dem periodischen Überrollen der Wälzlagerbahnen bzw. der Rotation des Wälzlagerkäfigs ergeben,
- Schwingungen an Gleitlagern infolge Wellenpräzession,
- Schwingungen mit Passierfrequenz von Schaufeln oder Flügeln an Pumpen oder Lüftern,
- **magnetische Schwingungen**, infolge von Feldwechselwirkungen bei elektrischen Maschinen und Antrieben, die in dieser Arbeit untersucht werden.

Antriebe, die unbeabsichtigt in der Nähe einer Resonanzfrequenz arbeiten, sind zusätzlichen Belastungen ausgesetzt, die nicht unmittelbar zur Zerstörung führen müssen, jedoch in der Regel nicht bei der Auslegung berücksichtigt wurden, so dass es neben erhöhtem Schwingungsverhalten und Geräuschemission zu frühzeitigen Lagerschäden führen kann. Während die Auslegung drehzahlstarrer Antriebe relativ „unproblematisch“ ist, lassen sich bei drehzahlvariablen Antrieben Resonanzfrequenzen im Drehzahlbereich kaum vermeiden, insbesondere nicht bei umrichter gespeisten Antrieben mit großem Drehzahlstellbereich<sup>74</sup> und bei Antrieben mit mehrstufigen Getrieben, wobei jede Getriebestufe eine resonante Zahneingriffsfrequenz aufweist.

Schwingungen in Maschinen und Antrieben, die auf **mechanische Fehler** hinweisen, treten periodisch in Abhängigkeit der Wellendrehzahl bzw. Vielfachen oder Teilern auf. Eine unwuchtbehaftete Welle (Läuferexzentrizität) beispielsweise bewirkt einmal pro Umdrehung ein Kraftmaximum auf den Lagern. Bei Wälzlagerschäden sind es hingegen Stossimpulsfolgen, deren Periode in der Regel ein nichtganzzahliges Vielfaches der Drehfrequenz ist.

## 10.2 Körperschallmessungen

Die Vibrationsüberwachung an elektrischen Maschinen und Antrieben ist sehr verbreitet. Hierbei wird an geeigneter Messstelle ein preiswerter Beschleunigungssensor als Schwellwertdetektor montiert, der ab einer einstellbaren Schwingbeschleunigungsgrenze einen Störfall anzeigt oder die Maschine abschalten. Eine derartige Schwingungsgrenze ist jedoch schwer definierbar und von einem Experten für den jeweiligen Antrieb vorzunehmen.

Ein Beschleunigungssensorsignal lässt sich jedoch mit geeigneter Datenverarbeitung und Datenaufbereitung auf vielfältige Weise auswerten, so dass detaillierte Kenntnisse über den Zustand der Maschine gewonnen werden können. In diesem Fall wird von **Maschinenschwingungs-** und **Körperschallanalysen** gesprochen, die sich bereits mit wenigen Beschleunigungsaufnehmern<sup>75</sup> durchführen lassen, da sich die Wirkung unterschiedlicher Primäreignisse (mechanische Anregungen) an unterschiedlichen Stellen im Maschinengehäuse überlagern. Allerdings ist eine Mindestdrehzahl erforderlich, da unterhalb einer bestimmten Erregerfrequenz kein Schalltransport an das Gehäuse erfolgt.

Unterschieden werden bei der Schwingungsüberwachung **Schwingungs- und Tiefendiagnose** sowie **Monitoring**. Während die Schwingungs- und Tiefendiagnose in regelmäßigen Abständen durchgeführt wird, um ein „Zustandsbild der Maschine“ erstellen zu können, erfolgt das Monitoring kontinuierlich.

Die Schwingungs- und Tiefendiagnose findet vornehmlich Anwendung bei der Schadensüberwachung an Getrieben, wobei sich durch den Vergleich der Spektrallinien aus regelmäßigen Messungen Schäden frühzeitig erkennen und mit berechneten möglichen kinematischen Erregerfrequenzen Zuordnungen zu deren Fehlerursachen vornehmen lassen.

Die Messverfahren ermöglicht die Analyse von Frequenz und Signalform an rotierenden Maschinen, so dass auf die Ursachen der Schwingungsanregung zurückgeschlossen werden kann. Unter Anwendung der **Spektralanalyse** und der **Ordnungsanalyse** bei geeigneter Messwertaufnahme und Weiterverarbeitung lassen sich nachfolgende Körperschwingungen an rotierenden Maschinen erfassen:

- Maschinenschwingungen (Körperschall) am Gehäuse
- relative Wellenschwingungen, d.h. radiale und axiale Auslenkungen der Welle
- Drehgleichförmigkeit der Welle (Drehzahlschwankungen)
- Torsionsschwingungen der Welle

---

<sup>74</sup> handelsübliche Frequenzumrichter lassen variable Ausgangsfrequenzen  $f \geq 50\text{ Hz}$  zu

<sup>75</sup> im Idealfall ein Beschleunigungsaufnehmer

### 10.2.1 Spektralanalyse und Ordnungsanalyse

Bei der Spektralanalyse von Schwingungssignalen, auch als **frequenzselektive Schwingungsdiagnose** bezeichnet, wird das aufgezeichnete Zeitsignal mittels Fast-Fourier-Transformation (FFT) in das Frequenzspektrum transformiert. Das Zeitsignal wurde dabei zu äquidistanten Zeitpunkten abgetastet. Das aus den Augenblickswerten berechnete Spektrum enthält daher Spektrallinien, welche äquidistant über der Frequenz dargestellt werden. Die Amplitude einer Spektrallinie ist ein Maß für die gemessene Schwingungsamplitude mit zugehöriger Frequenz. Für eine hohe Frequenzauflösung wird der Frequenz-Messbereich in eine geeignete Anzahl von Schmalbandfiltern gleicher Bandbreite eingeteilt und die Teilband-Spektren anschließend überlagert.

Die **Spektralanalyse** stellt ein „einfaches Verfahren“ dar, um messtechnisch **Strukturresonanzen** der Maschine darzustellen. Dazu sind die Spektren eines Beschleunigungssignals an der Maschine stationär in äquidistanten Drehzahlschritten zu ermitteln. Besonders deutlich lassen sich die **Strukturresonanzen** in einer 3-dimensionalen Darstellung, dem sogenannten **Wasserfall-Diagramm der Spektralanalyse** darstellen.

Hierbei werden die Drehzahlen einer jeweiligen Messung über die y-Achse abgetragen, während die Berechnungsergebnisse (Spektren) der FFT-Analyse in der Frequenz-Amplituden-Ebene (x-z-Ebene) dargestellt sind. Neben den Resonanzen<sup>76</sup> lassen sich in dem Wasserfall-Diagramm der Spektralanalyse die **drehzahlabhängigen- und drehzahlunabhängigen Erregerfrequenzen** deutlich unterscheiden. Die **drehzahlabhängigen Schwingungen** verlaufen diagonal, d.h. ihre Frequenz steigt mit der Drehzahl, während die **drehzahlunabhängigen Schwingungen**, die Eigenschwingungen des Systems, parallel zur Drehzahlachse verlaufen.

Mit diesem Analyse-Verfahren lassen sich auch **elektromagnetische Kraftanregungen** nachweisen, indem in die Frequenz-Drehzahl-Ebene (x-y-Ebene) die parallel zur normierten Drehzahl verlaufenden Eigenfrequenzen der Maschine und zusätzlich die mit unterschiedlicher Steigung verlaufenden **Tongeraden**, die ausführlich in Kap. 7.3 erläutert wurden, eingetragen werden. Bei einem Geradenschnittpunkt von einer Eigenfrequenz mit einer Tongeraden liegt die Möglichkeit einer resonanten Anregung vor. Wird bei der entsprechenden Drehzahl eine derartige Schwingung der Maschine gemessen, so lässt sich daraus schlussfolgern, dass es sich um eine magnetische Anregung hervorgerufen durch die Wechselwirkung bestimmter Maschinenfelder handelt.

Trotz dieser aus der Theorie des Resonanzschaubildes abzuleitenden Aussagen über **kritische Drehzahlen** der Maschine, ist die messtechnische Anwendung auf die konventionelle Körperschallmessung, d.h. die Darstellung in einem **Wasserfall-Diagramm** mit Einschränkungen verbunden, da die zugrunde gelegte **Spektralanalyse** drehzahlabhängig ist. Die hierbei auf die Beschleunigung-Zeit-Signale angewendete FFT-Wandlung erfolgt mit konstanten Zeitintervallen, die keinen Bezug zur Wellendrehzahl aufweist. Daraus geht der folgenschwere Nachteil der Spektralanalyse hervor, dass bei unterschiedlichen Drehzahlen aber gleichen Schwingungsursachen infolge selbst geringer Drehzahlschwankungen oder Exzentrizität der Maschine<sup>77</sup> unterschiedliche Spektralfrequenzen ermittelt werden. Damit kommt es systembedingt zum „**Verschmieren**“ der Spektrallinien, so dass einerseits die Spektralenergie einer Frequenz auf einen umliegenden Frequenz-Bereich verteilt wird und andererseits die exakte Frequenz der Schwingung nicht ermittelbar ist.

Die Schwingungsmessungen ließen sich in dieser Arbeit wesentlich dadurch vereinfachen, indem das verwendete Brüel & Kjær-Messsystem um ein externes Triggersignal mittels induktivem Abstandsgeber erweitert wurde. Aus dem Impuls pro Wellenumdrehung ermittelte die Messwertverarbeitung die Drehzahl, so dass **Schwellwert-Vorgaben** zur automatischen Messwertaufnahme definiert werden konnten. Mit entsprechenden Drehzahlrampen-Vorgaben am Motorprüfstand ließen sich so automatische Schwingungsmessungen von Hochläufen (run up) oder der von Ausläufen (coast down) durchführen.

<sup>76</sup>wenn diese bei der gemessenen Drehzahl auftreten

<sup>77</sup>eine Exzentrizität tritt im Messsignal bei langsamer Drehzahl z.B. einmal, bei schneller Drehzahl mehrfach auf

Die **Ordnungsanalyse** ist ein bewährtes Verfahren um auch an Antrieben mit variabler Drehzahl bzw. bei Drehzahlschwankungen frequenzselektive Untersuchungen durchzuführen. Hierbei wird ein zeitsynchrones Signal auf ein drehzahlsynchrones Signal normiert, d.h. die ermittelte FFT-Frequenz einer Messung wird auf die Grundfrequenz der Drehzahl, bei der die Messung durchgeführt wurde, bezogen. Das Ergebnis ist ein **drehzahlunabhängiges Spektrum** als Funktion der einheitenlosen Ordnung.

Die Ordnungsanalyse lässt sich nach zwei Methoden realisieren:

- Die Datenerfassung wird extern getriggert. Damit wird die Messung durch einen (induktiven) Inkrementalgeber gesteuert, welcher je Umdrehung der Welle eine konstante Anzahl an Impulsen liefert. Diese Methode stellt besondere Anforderungen an die Datenerfassung- und Datenverarbeitung, da die FFT-Transformation „hinreichend schnell“ (in Echtzeit) zu erfolgen hat, d.h. innerhalb einer Umdrehung (kritisch bei Bemessungsdrehzahl) abgeschlossen sein muss. Die Bildung der Spektren erfolgt hierbei unverändert, wobei anstelle des Zeitbezugs das Ergebnis drehzahlbezogen ist, d.h. die Abtastzeitpunkte korrelieren mit der Wellendrehgeschwindigkeit.
- Die Datenerfassung erfolgt äquidistant zeitgesteuert (möglichst hochfrequent) bei paralleler Aufzeichnung des Drehzahlsignals. Anschließend erfolgt eine rein rechnerische Aufbereitung des Zeitsignals (digitales Order-Tracking), bei der aus dem zeitbezogenen Signal mittels Drehzahlinformation und Interpolation ein drehzahlbezogenes Signal generiert wird. Notwendig ist hierbei eine zusätzliche (digitale) Tiefpassfilterung vor der Spektralanalyse.

Während die zweite Methode häufig angewendet wird (preiswerte Messtechnik), da keine zeitkritischen Anforderungen an die Signalerfassung bzw. Datenverarbeitung gestellt werden, wurde in dieser Arbeit die Datenerfassung mittels externem induktiven Inkrementalgeber getriggert, da die Ordnungsanalyse vom Brüel & Kjær-Messsystem unterstützt wird. Dieses bietet den Vorteil von dynamischen Messungen bei Berechnung der Ordnungsanalyse in Echtzeit.

Die als **frequenzselektive Schwingungsdiagnose** bezeichnete **Ordnungsanalyse** wurde in dieser Arbeit auf die **magnetisch hervorgerufenen Maschinenschwingungen** angewandt. Neben den Vorteilen bei der Messwertauswertung lassen sich mit diesem Verfahren der Ordnungsanalyse unter Anwendung der aus den Feldwechselwirkungen resultierenden Tongeraden eindeutige Unterscheidung zwischen **magnetisch-** und **elektrisch hervorgerufener Schwingungserregung** treffen.

Notwendig ist hierfür die Übertragung der Tongeraden in Tonkurven sowie der mathematische Zusammenhang zur Bestimmung der zugehörigen Erregerfrequenzen aus dem Ordnungsdiagramm.

### 10.3 Ordnungsanalyse und Tonkurven

Da bislang die **Ordnungsanalyse** nicht in Verbindung mit magnetischer Geräuscentwicklung angewandt wurde, ist nachfolgend die mathematische Überführung der **Tongeraden** in die **Tonkurven** angegeben.

Während die Tongeraden mit der Tonfrequenz  $f_{Ton}$  über die normierte Drehzahl ( $n/n_D = (1-s)$ ) abgetragen sind, wird bei den Tonkurven die Tondrehzahl  $n_{Ton}$  über die Ordnung abgetragen, womit die Schlupfabhängigkeit als Ordnungsabhängigkeit auszudrücken ist.

Die Ordnung definiert sich allgemein einheitenlos aus der (Erreger-) Frequenz zur Grundfrequenz:

$$Ord = \frac{f}{f_1} \quad (10.1)$$

In dem Ordnungsdiagramm bilden sich damit Drehzahlen, die aus konstanten Frequenzen hervorgehen, durch den Bezug auf die Grundfrequenz der jeweiligen Drehzahl als Kurven der Funktion  $1/Ordnung$ <sup>78</sup> ab. Eine elektrische Drehzahl  $n_i$  mit der Erregerfrequenz  $f = i \cdot f_1$ , d.h. mit der Harmonischen  $i$  der Grundfrequenz, bestimmt sich in dem **Ordnungsdiagramm** (Abb. 10.1) zu:

$$n_i = \frac{i \cdot f_1 \cdot 60 \text{ sec}}{Ord} = n_{OS} \quad (10.2)$$

Drehzahlen Harmonischer sind damit Drehzahlen von Oberschwingungen  $n_{OS}$ .

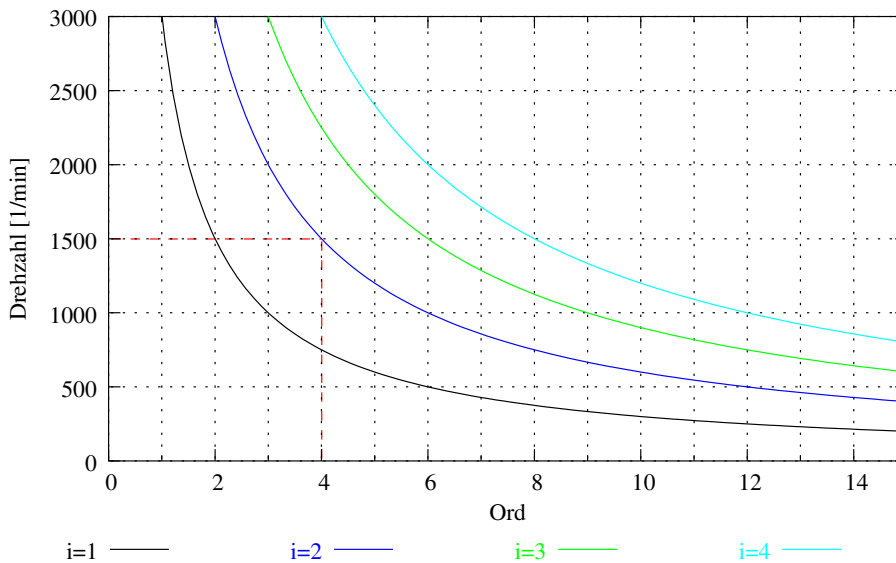


Abbildung 10.1: Ordnungsdiagramm elektrischer Frequenzen

Danach bestimmt sich die Polpaarzahl der in dieser Arbeit vermessenen ASM-Testmaschine in dem Ordnungsdiagramm bei 100Hz-Speisung ( $i = 2$ , bzw.  $f_2 = 2 \cdot 50\text{Hz}$ ) und  $n_D = 1500\text{min}^{-1}$  zu  $p = Ord = 4$ .

Die Tonfrequenzen nach Gl. 7.29 setzen sich aus der Grundfrequenz  $f_1$  und dem maschinenspezifischen Anteil ( $N_2/p$ ) multipliziert dem Laufindex  $|b|$  der Polpaarzahlen des Rotors zusammen. Für die Überführung der Tongeraden in Tonkurven ist der Schlupf als Funktion der Ordnung auszudrücken, wofür die Drehzahl  $n_b$  herangezogen wird. Mit Gl. 10.2 ergibt sich:

$$n_b = \frac{|b| \cdot f_1 \cdot 60 \text{ sec}}{Ord} \quad (10.3)$$

<sup>78</sup>Potenzfunktion mit negativem Exponenten der Ordnung



Damit lässt sich die Schlupfabhängigkeit  $(1 - s)$  in Abhängigkeit der Ordnung ausdrücken:

$$s = \frac{n_D - n_b}{n_D} = 1 - \frac{n_b}{n_D} = 1 - \frac{|b| \cdot f_1 \cdot 60 \text{sec}}{\frac{Ord}{p} \cdot f_1 \cdot 60 \text{sec}} = 1 - \frac{|b| \cdot p}{Ord} \quad (10.4)$$

$$(1 - s) = \frac{|b| \cdot p}{Ord} \quad (10.5)$$

Die Tonkurven, die aus den Tongeraden nach Gl. 7.29 abgeleitet wurden und damit eine Funktion der Drehzahl sind, werden nachfolgend als Drehzahlen der Oberwellen  $n_{OW}$  bezeichnet und bestimmen sich mit der Anwendung von Gl. 10.2 auf die Asynchronmaschine mit Gl. 10.5 zu:

$$\begin{aligned} n_{OW} &= \frac{f_1 \cdot 60 \text{sec}}{p \cdot Ord} \left[ \frac{|b| \cdot N_2}{p} \cdot \frac{|b| \cdot p}{Ord} \right]_{-0}^{+\frac{2f_1 \cdot 60 \text{sec}}{p \cdot Ord}} \\ n_{OW} &= \left[ \frac{f_1 \cdot 60 \text{sec} \cdot b^2 \cdot N_2}{p \cdot Ord^2} \right]_{-0}^{+\frac{2f_1 \cdot 60 \text{sec}}{p \cdot Ord}} \\ n_{OW}^+ &= \frac{f_1 \cdot 60 \text{sec} \cdot b^2 \cdot N_2}{p \cdot Ord^2} + \frac{2f_1 \cdot 60 \text{sec}}{p \cdot Ord} \\ n_{OW}^- &= \frac{f_1 \cdot 60 \text{sec} \cdot b^2 \cdot N_2}{p \cdot Ord^2} \end{aligned} \quad (10.6)$$

In Abb. 10.2 wurde das **Resonanz-Diagramm der Ordnungsanalyse** mit vorausbestimmten Tonkurven der Oberwellen (OW) und Oberschwingungen (OS) für die ASM-Testmaschine konstruiert. Hierbei wurden die Motorparameter mit  $N_2 = 38$ ,  $p = 4$ ,  $f_1 = 100 \text{Hz}$  sowie  $b = 6$  abgenommen, nach denen auch das Campbell-Diagramm in Abb. 7.1 gefertigt wurde und  $n_{OW}^+$ ,  $n_{OW}^-$ ,  $n_{OS}$  ( $f=5800\text{Hz}$ ) sowie  $n_{OS}$  ( $f=5900\text{Hz}$ ) eingetragen.

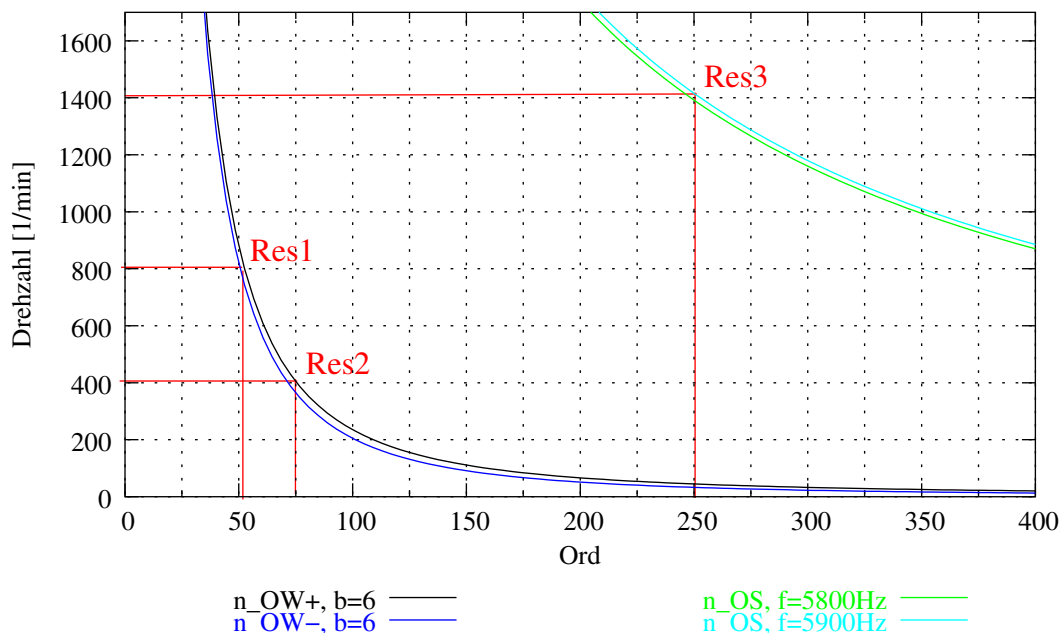


Abbildung 10.2: Resonanz-Diagramm der Ordnungsanalyse

Diese **Tonkurven** werden für die messtechnische Überprüfung elektromagnetischer Schwingungsanregung in die Ordnungs-Drehzahl-Ebene des **Wasserfall-Diagramms der Ordnungsanalyse** gelegt.

Das Messergebnis gibt daraufhin Auskunft über

- die exakte Erregerfrequenz, die sich aus Ordnung und Drehzahl berechnen lässt.
- die Anregung infolge der Maschinenkonstruktion (Oberwelle) durch den Tonkurvenverlauf mit  $1/Ord^2$ .
- die Anregung infolge der Umrichterspeisung (Oberschwingung) durch den Tonkurvenverlauf mit  $1/Ord$ .
- die die Anregung hervorrufende Feldwechselwirkung bei Oberwellen durch die vorausberechneten Tonkurven mit bestimmter Ordnung  $b$ .

### 10.3.1 Frequenzbestimmung aus dem Resonanz-Diagramm der Ordnungsanalyse

Für die Bestimmung der Frequenz eines Punktes der Tonkurve gilt nach Gl. 10.2 allgemein für das Ordnungsanalyse-Diagramm:

$$f_1 \cdot i = \frac{n \cdot Ord}{60sec}$$

Während für Oberschwingungen (OS) die Erregerfrequenz eine Harmonische der Grundfrequenz mit

$$f_{OS} = f_1 \cdot i = \frac{n \cdot Ord}{60sec} \quad (10.7)$$

darstellt, ergibt sich abgeleitet aus Gl. 7.29

$$\begin{aligned} f_{Ton} &= f_1 \cdot [i]_{-0}^{+2f_1} \\ f_{Ton}^+ &= f_1 \cdot i + 2f_1 \\ f_{Ton}^- &= f_1 \cdot i \end{aligned}$$

für die Oberwellen (OW) formal die Erregerfrequenz zu:

$$f_{OW}^+ = f_{Ton}^+ - 2f_1 = \frac{n \cdot Ord}{60sec} - 2f_1 \quad (10.8)$$

$$f_{OW}^- = f_{Ton}^- = \frac{n \cdot Ord}{60sec} \quad (10.9)$$

### 10.3.2 Auswertung des Resonanzdiagramms

Beispielhaft wurden in Abb. 10.2 die Resonanzstellen Res1 ( $n_{OW}^+$ ,  $800 \text{ min}^{-1}$ ,  $51 \text{ Ord}$ ), Res2 ( $n_{OW}^+$ ,  $400 \text{ min}^{-1}$ ,  $75 \text{ Ord}$ ) und Res3 ( $n_{OS}$ ,  $1400 \text{ min}^{-1}$ ,  $250 \text{ Ord}$ ) eingezeichnet, d.h. es soll angenommen werden, dass bei der Ordnungsanalyse Messkurven (Amplituden) ermittelt wurden, die sich mit diesen Resonanzstellen deckten.

Damit lassen die vorangegangenen Betrachtungen folgende Aussagen zu:

- Res1 und Res2 sind Strukturresonanzen der Maschine, die auf Radialkräfte der Feldwechselwirkung zurückzuführen sind.
- Res3 ist eine Strukturresonanz infolge einer Umrichterspeisung.

Die Erregerfrequenzen berechnen sich zu:

$$f_{Res1} = \frac{800 \text{ min}^{-1} \cdot 51 \text{ Ord}}{60 \text{ sec}} - 2 \cdot 100 \text{ Hz} = 480 \text{ Hz}$$

$$f_{Res2} = \frac{400 \text{ min}^{-1} \cdot 75 \text{ Ord}}{60 \text{ sec}} - 2 \cdot 100 \text{ Hz} = 300 \text{ Hz}$$

$$f_{Res3} = \frac{1400 \text{ min}^{-1} \cdot 250 \text{ Ord}}{60 \text{ sec}} = 5833.3 \text{ Hz}$$

Darüber hinaus ist mit der Ordnungszahl  $b = 6$  die Radialkraftordnung  $r = 4$  bekannt. Wenn zusätzlich die Eigenschwingungsfrequenzen (Eigenschwingungsmode) des Blechpaketes bekannt sind<sup>79</sup>, ist die Gefährlichkeit einzuordnen, mit der die Radialkräfte eine Strukturresonanz anregen können.

### Vorteile des Resonanzdiagramms der Ordnungsanalyse mit Tonkurven

Es ist möglich gezielte konstruktive Veränderungen vorzunehmen, um die Feldeinflüsse zu vermindern, die die Resonanzen Res1 und Res2 hervorgerufen haben, oder aber wenn die Resonanz Res3 vermindert werden soll, Einfluss auf die Umrichterspeisung (Taktfrequenz, Steuerverfahren) zu nehmen.

Sehr interessant ist in diesem Zusammenhang, dass auch die Tonfrequenzen bzw. Tonkurven der Oberwellen eine Funktion der Grundwelle sind, so dass bei Umrichterspeisung über die Variation der Grundwellenfrequenz auch diese beeinflussbar sind.

## 10.4 Ausgewählte Messdaten der ASM-Testmaschine

Nachfolgend werden die Auswertungen zu den Messdaten der Generatorspeisung im Leerlauffall und die der Frequenzumrichterspeisung jeweils bei Dreieckschaltung der ASM-Testmaschine angegeben, um beispielhaft den Unterschied zwischen den Speisungsarten anzugeben. Bei der Umrichterspeisung sind zusätzlich der Leerlauf und der Hochlauf gegenübergestellt, da sich hierbei die Auswirkungen der unterschiedlichen Belastungsfälle deutlich zeigen lassen. Die Messungen wurden bei einer konstanten Statorfrequenz von  $f = 100\text{Hz}$  vorgenommen. Die angegebenen Diagramme der Körperschallanalyse stellen eine Auswahl der in [1] angegebenen Körperschallmessungen an der ASM-Testmaschine dar.

### 10.4.1 Leerlauf-Spektralanalyse in $\Delta$ -Schaltung mit MU

In Abb. 10.3 (rechts) wurde für die Leerlaufmessungen die Spektralanalyse<sup>80</sup> über der Drehzahl dargestellt und so das 3D-Wasserfalldiagramm konstruiert. Über den Frequenzbereich des FFT-Analysers ( $0 - 12.8\text{kHz}$ ) ist eine dominante Strukturresonanz erkennbar. Für eine Zuordnung der Spektrallinien zu einer Drehzahl wurden in einer 2D-Darstellung die Amplituden der Spektralanalyse über der Drehzahl dargestellt (Abb. 10.3 (links)), wobei erkennbar ist, dass es sich vielmehr um einen Frequenzbereich handelt. Zur genaueren Darstellung wurde in Abb. 10.4 (links) ein Zoom der FFT-Frequenzachse vorgenommen, woraus die dominante Strukturresonanz der Frequenz von  $f = 613\text{Hz}$  zuzuordnen ist. In dem Frequenzbereich von  $f = 450\text{Hz}$  bis  $f = 750\text{Hz}$  zeigen sich weitere Schwingungen, wobei aufgrund der systembedingten „Unsicherheit“ der Spektralanalyse nicht erkennbar ist, ob es sich um Messfehler („verschmieren“ der Spektrallinien) oder um Schwingungsfrequenzen an der Oberfläche der Maschine handelt.

In Abb. 10.4 (rechts) wurden in das Wasserfalldiagramm die vorausberechneten Tongeraden der Feldkombination A (Felder der Rotornutung wechselwirken mit Statorwicklungsfeldern) gemäß Kap. 7 eingezeichnet zusammen mit der analytisch berechneten Mode2-Eigenfrequenz gemäß Kap. 8. Während an dem diagonalen Verlauf der Resonanzerscheinung erkennbar ist, dass es sich um drehzahlabhängige Resonanzen handelt, ist die Zuordnung zu Erregerfrequenzen einzelnen Feldkombinationen (A-H) infolge der Messunsicherheit nicht eindeutig möglich. Mit der parallel zur Drehzahlachse verlaufenden Eigenfrequenz, die für das Blechpaket mit einer Frequenz von  $f = 886\text{Hz}$  vorausberechnet wurde, zeigt sich, dass die reale Eigenfrequenz der Maschine (Gehäuse, Wicklung und andere Einflüsse) unterhalb der berechneten Frequenz liegen wird, da offensichtlich bei ca.  $f = 610\text{Hz}$  eine Strukturresonanz auftritt.

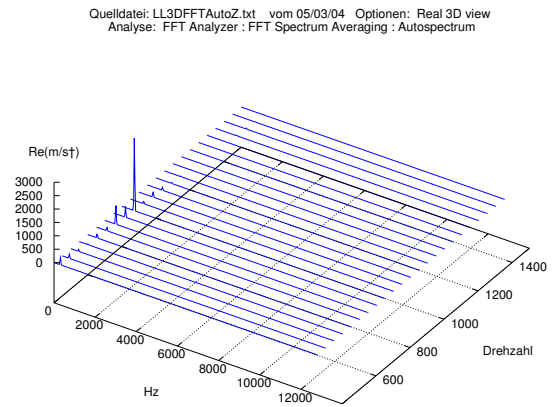
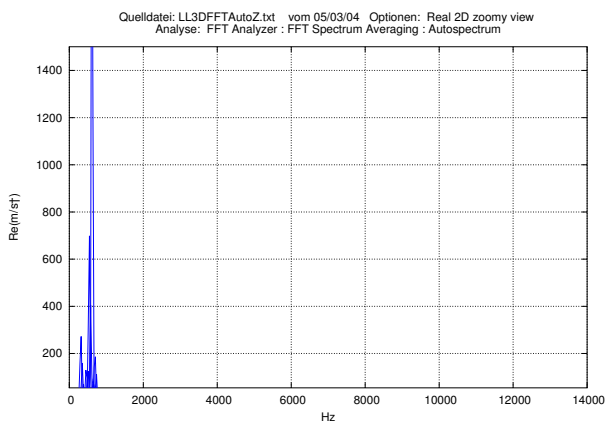


Abbildung 10.3: Leerlauf-Spektralanalyse: 2D und 3D-Wasserfalldiagramm ( $\Delta$ /MU/LL)

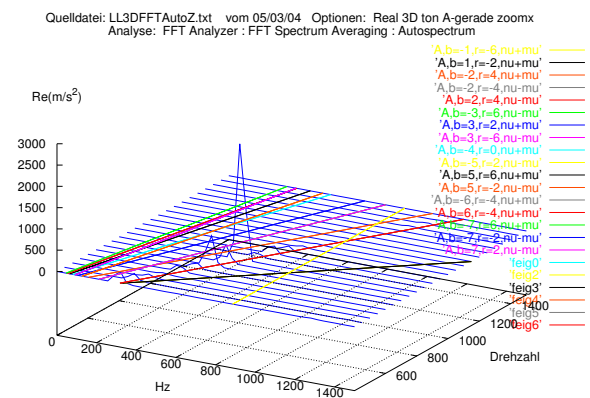
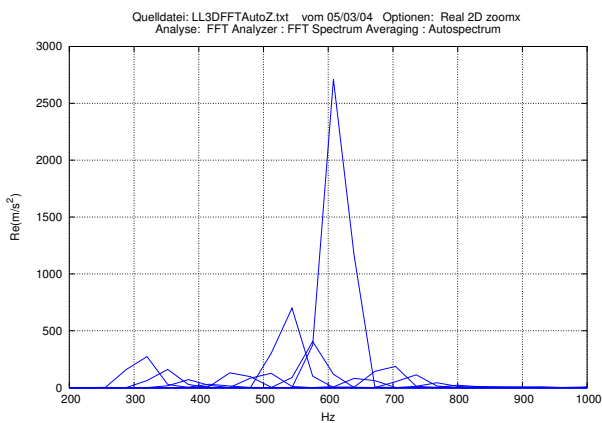


Abbildung 10.4: Leerlauf-Spektralanalyse: 2D (Zoom) und 3D-Wasserfalldiagramm mit Eigenfrequenzen und Tongeraden der Feldwechselwirkung A ( $\Delta$ /MU/LL)

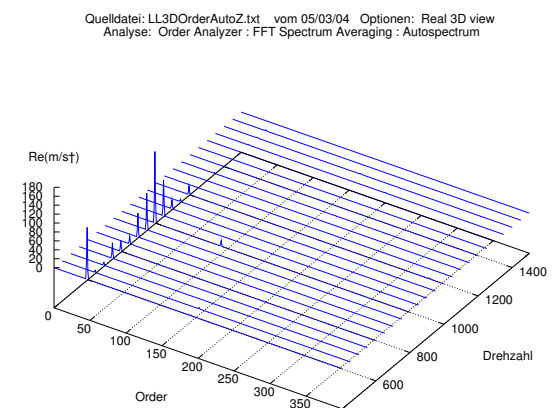
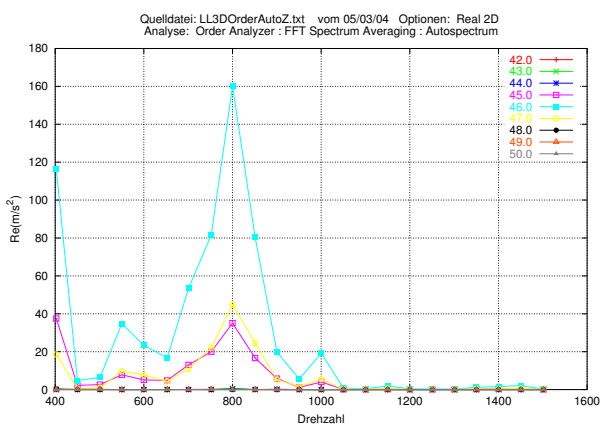


Abbildung 10.5: Leerlauf-Ordnungsanalyse: 2D und Wasserfalldiagramm ( $\Delta$ /MU/LL)

### 10.4.2 Leerlauf-Ordnungsanalyse in $\Delta$ -Schaltung mit MU

Das Wasserfalldiagramm der Ordnungsanalyse bei Leerlauf (Abb. 10.5 (rechts)), bei dem die auf die Grundfrequenz normierte Spektralanalyse über die Drehzahl aufgetragen ist, scheint zunächst keine markanten Unterschiede zur Spektralanalyse (Abb. 10.3 (rechts)) aufzuweisen.

Die Vorteile der Auswertung von Schwingungen an drehzahlvariablen Maschinen zeigt sich jedoch bei der 2D-Darstellung der Ordnungs-Amplitude über die Drehzahl (Abb. 10.5 (links)). Im Gegensatz zur Spektralanalyse zeigen sich nur drei Amplitudengänge (Schwingungen) an der Maschinenoberfläche mit einer dominierenden Schwingung der Ordnung 46 bei der Drehzahl von  $n = 800 \text{ min}^{-1}$ .

Anschließend werden die aus den Tongeraden abgeleiteten Tonkurven der Feldkombinationen A bis D zusammen mit den Körperschwingungsmesswerten der Ordnungsanalyse in das 3-dimensionale Leerlauf-Ordnungsdiagramm gezeichnet. Hieraus lassen sich diejenigen Feldwechselwirkungen sowie die an einer Resonanzstelle beteiligten Einzelfelder bestimmen. In Abb. 10.6 (links) ist die Auswertung der Feldkombination A (Tonkurven A) angegeben, wobei sich durch die getrennte Darstellung der Nutharmonischen (Tonkurven A1) gemäß Abb. 10.6 (rechts) deutlich zeigen lässt, dass die magnetische Anregung im wesentlichen auf zwei Nutharmonische mit  $(b = 5, r = 6, \tilde{\nu} + \tilde{\mu})$  und  $(b = 5, r = -2, \tilde{\nu} - \tilde{\mu})$  zurückzuführen ist.

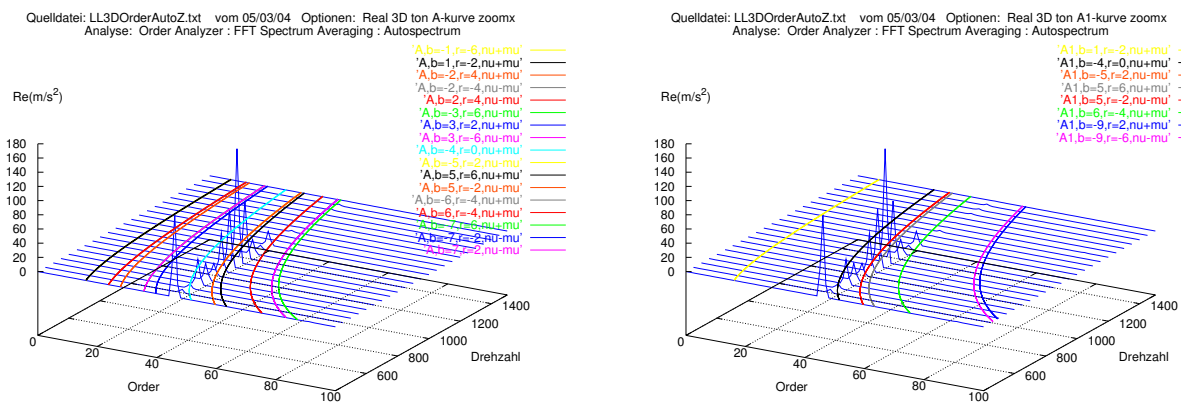


Abbildung 10.6: Leerlauf-Ordnungsanalyse: Wasserfalldiagramme mit Tonkurven (A/A1) ( $\Delta$ /MU/LL)

Aus Drehzahl, Ordnungszahl und den zugeordneten Feldwechselwirkungen lassen sich gemäß Kap. 10.3 für die jeweiligen Radialkraftanregungen die zugehörige Frequenz angeben:

$$r = 2: \quad f_{ow}^- = \frac{800 \text{ min}^{-1} \cdot 46 \text{ Ord}}{60 \text{ sec}} = 613.3 \text{ Hz}$$

$$r = 6: \quad f_{ow}^+ = \frac{800 \text{ min}^{-1} \cdot 46 \text{ Ord}}{60 \text{ sec}} - 2f_1 = 413.3 \text{ Hz}$$

Die für die Radialkraftordnung  $r = 2$  berechnete Frequenz stimmt sehr gut mit der Auswertung der Spektralanalyse nach Abb. 10.4 (links) und den Schallmessungen, die in Kap. 3 vorgenommen wurden, überein.

<sup>79</sup>Simulation mit einer FE-Programm

<sup>80</sup>bei diskreten Drehzahlen ermittelt

### 10.4.3 Leerlauf- und Hochlauf-Spektralanalyse in $\Delta$ -Schaltung mit FU

Wesentliche Unterschiede treten beim Schwingungsverhalten der Maschine im Frequenzrichterbetrieb auf. Da diese sich stark abhängig vom Belastungsfall äußern, sind für den Frequenzrichterbetrieb in Dreieckschaltung nachfolgend die Diagramme von Leerlauffall und Lastfall gegenübergestellt.

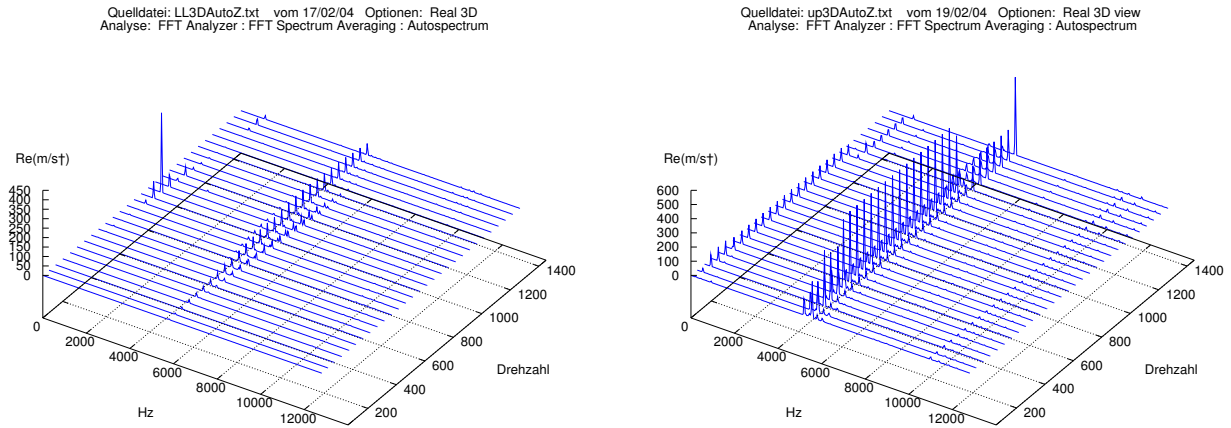


Abbildung 10.7: Spektralanalyse:  $\Delta$ /FU/LL (links) und  $\Delta$ /FU/up (rechts)

Besonders auffällig zeigt sich in dem 3D-Wasserfalldiagramm der Spektralanalyse (Abb. 10.7) sowohl im Leerlauf als auch bei Last eine unterschiedlich stark ausgeprägte Resonanz (Resonanzen) im Bereich um  $f = 5900\text{ Hz}$ , die bei Generatorspeisung im Leerlauf (Abb. 10.3) nicht auftrat und hierbei eine im Vergleich um 85% geringere Maximalamplitude aufweist. Selbst im Lastfall bei Frequenzrichterbetrieb wurden maximale Spektralampplituden ermittelt, die im Vergleich zum Leerlauffall bei Generatorspeisung um 80% verringert auftreten. Eine 2D-Darstellung der Spektralanalysen über die Frequenz (Abb. 10.8) zeigt wiederum sehr deutlich Frequenzbereiche (keine Einzelschwingungen) mit einer großen Anzahl an Schwingungsfrequenzen. Speziell im Bereich der Resonanz im Bereich um  $f = 5900\text{ Hz}$  ergeben sich nach der Spektralanalyse starke Unterschiede zwischen dem Leerlauffall und dem Lastfall, wobei aufgrund der „verschmierten“ Spektren eine Zuordnung zu Erregerfrequenzen bzw. Feldkombinationen nicht möglich ist. Zur Veranschaulichung wurden dennoch die Tongeraden der Feldkombination A für den Leerlauf und den Lastfall in das 3D-Wasserfalldiagramm der Spektralanalyse eingetragen (Abb. 10.9).

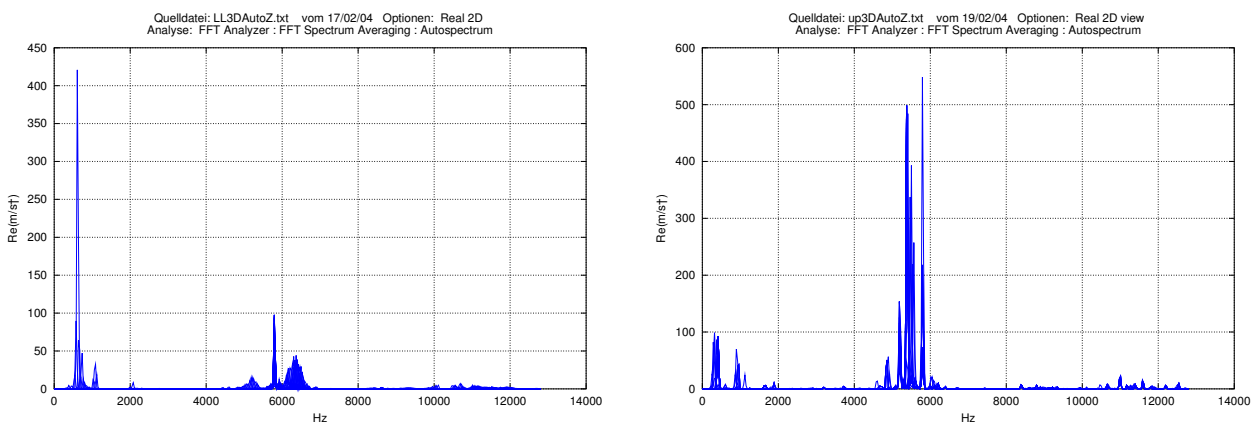
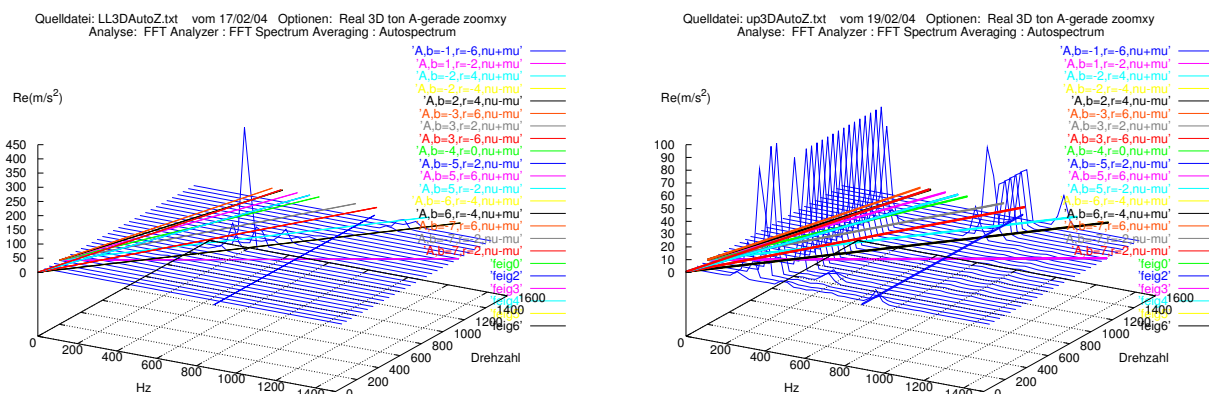


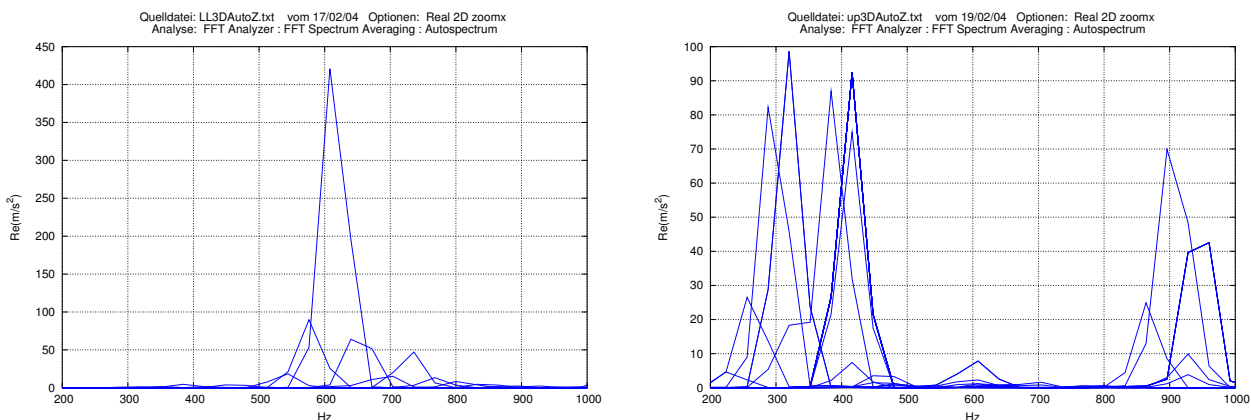
Abbildung 10.8: 2D-Spektralanalyse:  $\Delta$ /FU/LL (links) und  $\Delta$ /FU/up (rechts)

Für die Zuordnung der Frequenzen zur den Spektralanalysen wurden mit Abb. 10.10 und Abb. 10.11 die Be-

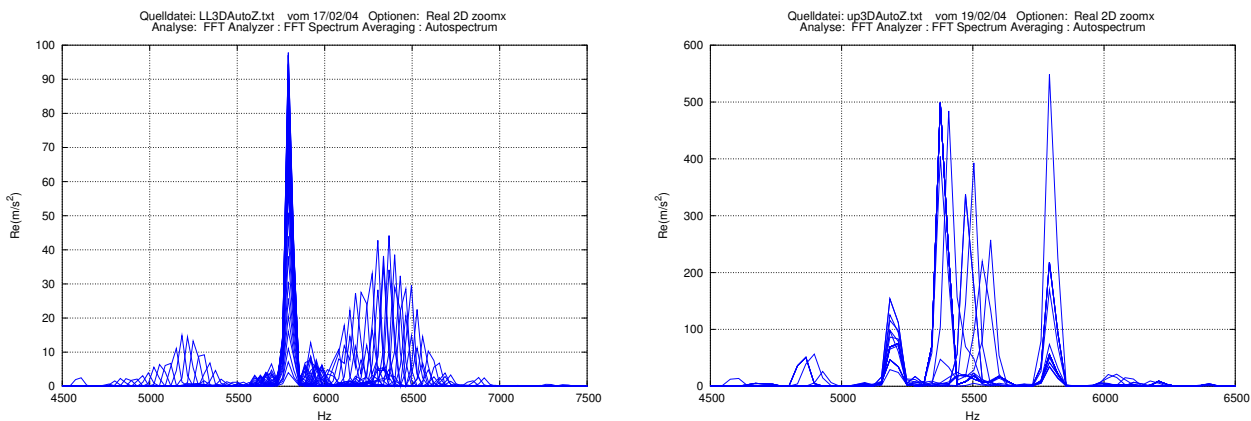


**Abbildung 10.9:** Spektralanalyse-Wasserfalldiagramme mit Tongeraden:  $\Delta/FU/LL$  (links) und  $\Delta/FU/up$  (rechts)

reiche der Resonanzen besser in der Frequenz aufgelöst. Daraus (Abb. 10.10 (links)) geht für den Leerlauf der Maschine, vergleichbar mit der Generatorspeisung (siehe Abb. 10.4 (links)), eine dominante Schwingfrequenz bei ca.  $f = 610Hz$  hervor, während sich diese Frequenz unter Belastung im Bereich von ca.  $f = 400Hz$  vermindert.



**Abbildung 10.10:** 2D-Spektralanalyse (Zoom 200-1000 Hz):  $\Delta/FU/LL$  (links) und  $\Delta/FU/up$  (rechts)



**Abbildung 10.11:** 2D-Spektralanalyse (Zoom 4500-7500 Hz):  $\Delta/FU/LL$  (links) und  $\Delta/FU/up$  (rechts)



Im Vergleich zur Generatorspeisung zeigen sich Resonanzerscheinungen im Bereich von  $f = 5800\text{Hz}$  mit belastungsabhängigen symmetrischen Frequenzbändern, die direkt dem Frequenzrichterbetrieb zuzuordnen sind. Da der Urichter mit einer Taktfrequenz von  $f_T = 3\text{kHz}$  betrieben wurde, stellt diese Schwingfrequenz die Trägerfrequenz (Mittelfrequenz) der Urichterausgangstaktung mit den vom Modulationsgrad abhängigen Frequenzbändern dar.

Diese Schlussfolgerung lässt sich jedoch ausschließlich aus der Vergleichsmessung bei Betrieb der Maschine mit sinusförmiger Speisung (Maschinenumformer) ableiten und geht nicht aus dem 3D-Wasserfalldiagramm der Spektralanalyse (Abb. 10.7) hervor.

### 10.4.4 Leerlauf- und Hochlauf-Ordnungsanalyse in $\Delta$ -Schaltung mit FU

Neben dem Vorteil der eindeutigen Abbildung der Einzelschwingungen und deren Frequenzen weist der Verlauf der Messergebnisse in der Ordnungs-Drehzahl-Ebene auf die dieser zugrundeliegenden Ursachen hin.

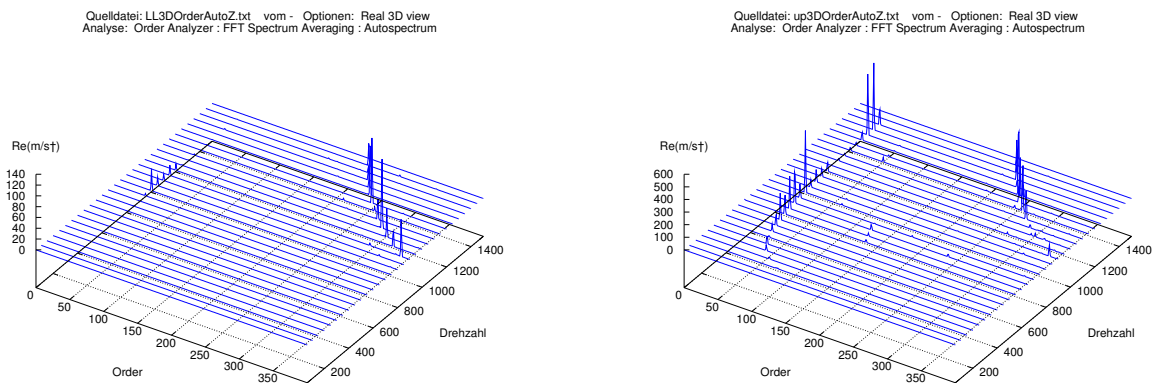


Abbildung 10.12: 3D-Ordnungsanalyse:  $\Delta$ /FU/LL (links) und  $\Delta$ /FU/up (rechts)

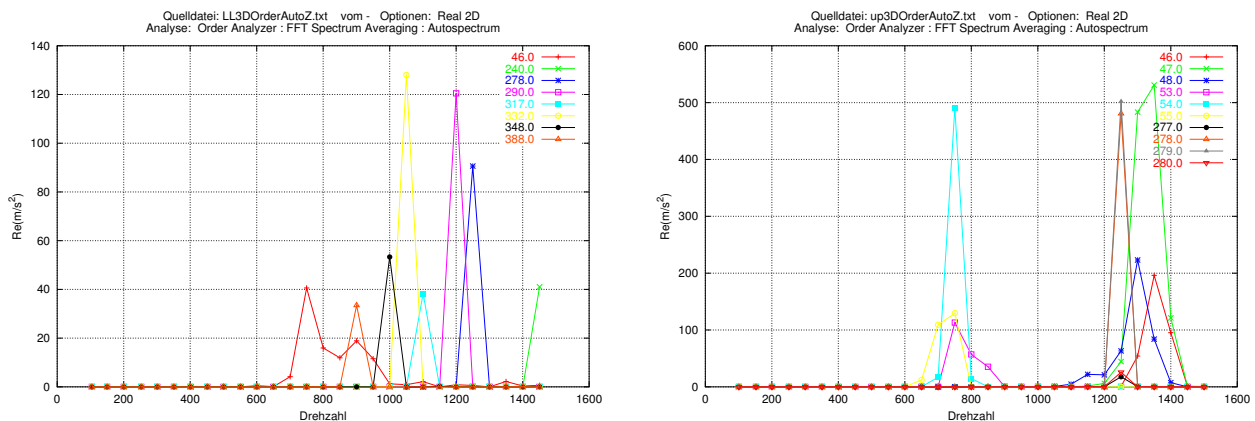


Abbildung 10.13: 2D-Ordnungsanalyse:  $\Delta$ /FU/LL (links) und  $\Delta$ /FU/up (rechts)

Die Wasserfalldiagramme in Abb. 10.12 zeigen die zu diskreten Drehzahlen bestimmte Ordnungsanalysen über die Drehzahl aufgetragen. Im Vergleich zur den Wasserfalldiagrammen der Spektralanalyse (Abb. 10.7) sind sehr deutlich ausschließlich nur zwei ausgewiesene Kurvenverläufe in der Ordnungs-Drehzahl-Ebene erkennbar. Diese unterscheiden sich in dem Kurvenverlauf, der für die geringere Ordnung der Funktion  $1/Ord$  und für die höhere Ordnung der Funktion  $1/Ord^2$  folgt. Mit den Ausführungen in Kap. 10.3.1 ist damit eine Zuordnung zu einer maschinenbedingten Schwingungsanregungen infolge von Oberfeldern (Oberwellen) sowie einer elektrisch bedingten Schwingungsanregungen infolge von Oberschwingungen möglich.

Mit der 2D-Amplituden-Drehzahl-Darstellung lassen sich für den Leerlauf und den Kurvenverlauf der niederen Ordnung gemäß Abb. 10.13 (links) ein Maximum für die 46. Ordnung bei einer Drehzahl von  $n = 750 \text{ min}^{-1}$  bestimmen, sowie für den Kurvenverlauf der höheren Ordnung ein Maximum für die 332. Ordnung bei einer Drehzahl von  $n = 1050 \text{ min}^{-1}$ .

Für den Lastfall gemäß Abb. 10.13 (rechts) hingegen sind Maxima des Kurvenverlaufs der niederen Ordnung bei der 54. Ordnung und der Drehzahl von  $n = 750 \text{ min}^{-1}$  und bei dem Kurvenverlauf der höheren Ordnung bei der 277. Ordnung und einer Drehzahl von  $n = 1250 \text{ min}^{-1}$  bestimmbar.

Lässt sich der Verlauf entsprechender Tonkurven in Deckung mit dem ermittelten Kurvenverlauf der Ordnungsanalyse aus den Messdaten bringen, so ist die Zuordnung einer Strukturschwingung zu entsprechenden Feldern möglich. Aus [1] wurden nachfolgende Diagramme ausgewählt:

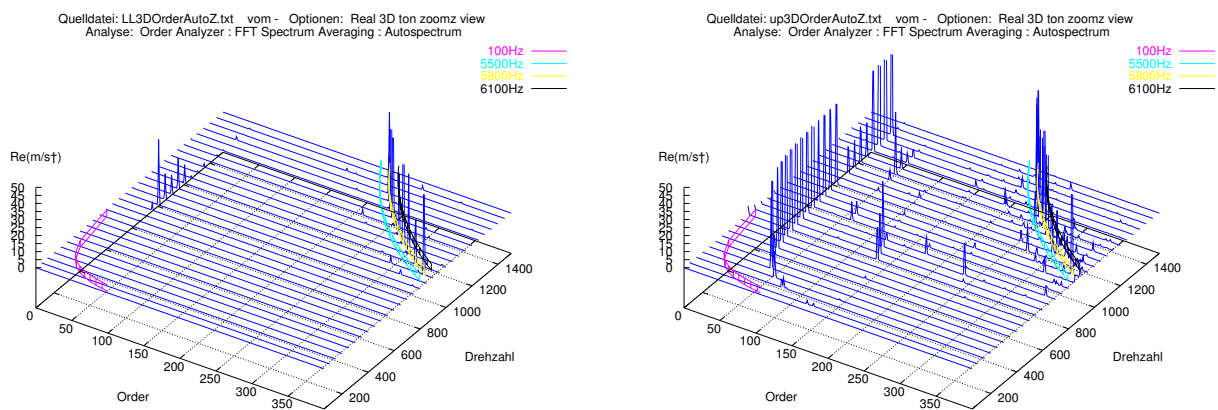


Abbildung 10.14: 3D-Ordnungsanalyse mit Tonkurven (elektrisch): Δ/FU/LL (links) und Δ/FU/up (rechts)

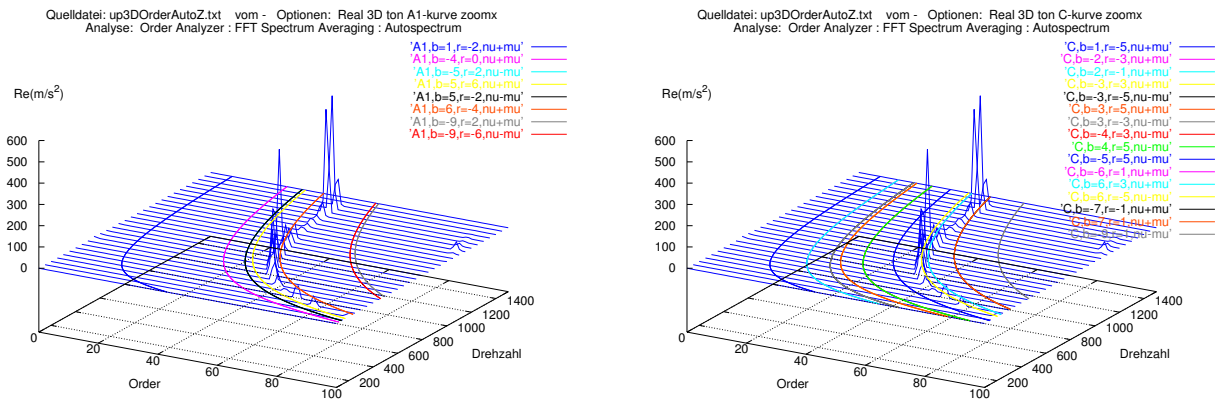


Abbildung 10.15: 3D-Ordnungsanalyse mit Tongeraden (magnetisch) jeweils bei Δ/FU/LL

Mit den theoretischen Ausführungen in Kap. 10.3 konnten die eindeutige Unterscheidung von magnetisch und elektrisch bedingter Schwingungsanregung abgeleitet werden sowie eine Vorausberechnung der Tonkurven infolge der Frequenzumrichterspeisung (Oberschwingungen) und die magnetisch bedingten Tonkurven der Maschinenausführung (Oberwellen bzw. Oberfelder) für die obigen Abbildungen erfolgen.

Danach bestimmen sich die Frequenzen der Anregung für die Betriebsfälle zu:

$$\begin{array}{ll} \text{Leerlauf (siehe Abb. 10.13 (links))} & \text{Lastfall (siehe Abb. 10.13 (rechts))} \\ f_{os} = \frac{1050 \text{ min}^{-1} \cdot 332 \text{ Ord}}{60 \text{ sec}} = 5810 \text{ Hz} & f_{os} = \frac{1250 \text{ min}^{-1} \cdot 277 \text{ Ord}}{60 \text{ sec}} = 5770.8 \text{ Hz} \\ f_{ow} = \frac{750 \text{ min}^{-1} \cdot 46 \text{ Ord}}{60 \text{ sec}} = 575 \text{ Hz} & f_{ow} = \frac{750 \text{ min}^{-1} \cdot 54 \text{ Ord}}{60 \text{ sec}} - 2 \cdot 100 \text{ Hz} = 475 \text{ Hz} \end{array}$$

Diese Ergebnisse werden durch die Frequenzbestimmung der Spektralanalyse in Abb. 10.10 und Abb. 10.11 bestätigt. Die Frequenzen der magnetischen Anregung (Oberwellen bzw. Oberfelder) wurden über die Tonkurven für den Leerlauf aus der Feldkombination B mit  $r = 2$ ,  $\tilde{\nu} - \tilde{\mu}$  und für den Lastfall aus der Feldkombination F mit  $r = 4$ ,  $\tilde{\nu} + \tilde{\mu}$  bestimmt.

Gemäß der Ableitung der Feldwechselwirkungen in Kapitel Kap. 7 konnte mit der Ordnungsanalyse gezeigt werden, dass im Leerlauf die Nutungsfelder der Maschine überwiegen während im Lastfall die Wicklungsfelder das Maschinenverhalten (Schwingungsanregung) bestimmen.

### Zusammenfassung der Körperschallmessungen an der ASM-Testmaschine

Für die Körperschallmessungen wurden die Beschleunigungssignale im Leerlauf, Hochlauf (run up) unter Last und beim Auslaufen (coast down) unter Last mit der Spektral- und der Ordnungsanalyse ausgewertet.

Während mit dem **Wasserfall-Diagramm der Spektralanalyse** die Strukturresonanzen der Maschine und im Vergleich der Auswertungen von Generatorspeisung (Maschinenumformer) und Frequenzumrichterspeisung auch der Umrichtereinfluss sichtbar wurde, konnten jedoch **keine** spezifischen d.h. eindeutigen Frequenzen der Schwingungsanregung ermittelt werden. Deutlich zeigten sich die Nachteile der Spektralanalyse bei Schwingungssignalen drehzahlvariabler Antriebe in den „Verschmierungseffekten“ der Spektrallinien, so dass nur Frequenzbereiche resonanter Anregung angegeben werden konnten. Auch die Zuordnung der Schwingungsanregung zu Wechselwirkungen bestimmter Feldkombinationen durch Schnittpunkte von Eigenfrequenzen und Tongeraden, die in dem **Wasserfall-Diagramm der Spektralanalyse** in die Frequenz-Drehzahl-Ebene geplottet wurden, war nicht möglich.

Mit großem Erfolg konnte die **Ordnungsanalyse** zur Auswertung der Beschleunigungssignale angewendet werden. Infolge der Drehzahlunabhängigkeit dieser Methode konnte die eindeutige Frequenzbestimmung der Anregung und Zuordnung zu bestimmten Feldkombinationen einer Anregung der Maschine erfolgen. Sehr deutlich zeigten sich die Unterschiede zwischen einer magnetischen Anregung und einer elektrischen Anregung der Maschine.

## 11 Zusammenfassung und Ausblick

Das Betriebsverhalten von Asynchronmaschinen lässt sich für die häufigsten Fällen in guter Näherung mit dem Grundwellenersatzschaltbild beschreiben. Hierbei wird das Drehmoment mit den Grundwellen von Strom und Spannung aus der Wirkleistungsumsetzung des schlupfabhängigen und auf Statorgrößen transformierten Rotorwiderstandes berechnet. Das reale Maschinenverhalten weicht jedoch mitunter erheblich von der idealisierten Betrachtung ab, d.h. es ist eine verstärkte Wicklungserwärmung, eine zusätzliche Drehmomentenentwicklung oder eine erhöhte Schwingungs- und Geräuschentwicklung feststellbar. Die Ursachen dieses „unerwünschten“ Maschinenverhaltens sind auf **Oberfeld-** bzw. **Oberwellenerscheinungen** zurückzuführen, die mit einem Grundwellenersatzschaltbild nicht erfasst werden können. Unter den **Oberwellenerscheinungen** werden die Wechselwirkungen von Rotor- und Statoroberfeldern verstanden, die unter bestimmten Bedingungen tangentielle und radiale Kräfte im Luftspalt der Maschine hervorrufen können.

Die vorliegende Arbeit untersucht die **magnetische Geräuschemission umrichtergespeister Käfigläufer-Asynchronmaschinen**. Im Hinblick auf die Geräuschentwicklung kann gezeigt werden, dass bei der Asynchronmaschine, die mit „relativ kleinem“ Luftspalt gefertigt wird, die Tangentialkräfte in guter Näherung vernachlässigt werden dürfen und für die Geräusche in erster Linie die Radialkraftwellen der Oberfeldwechselwirkungen verantwortlich gemacht werden können. Obwohl das Themengebiet der Geräuschberechnung an elektrischen Maschinen seit langem beforscht wird, ist vermehrt in der „jüngeren Vergangenheit“ ein gewachsenes Interesse an der Geräuschentstehung und Geräuschminderung zu erkennen. Es ist darauf zurückzuführen, dass moderne Antriebssysteme aus der Kombination von Frequenzumrichter und Asynchronmaschine bestehen. Neben den vielen Vorteilen dieser Antriebssysteme können die nichtsinusförmigen Ausgangsspannungen der Umrichter bei der Maschine jedoch zusätzliche Geräuschereignisse hervorrufen. Durch die Entwicklungen in der Leistungselektronik zu schnelleren Schalthandlungen ist davon auszugehen, dass Geräuschprobleme an Antriebssystemen zukünftig eher zunehmen als abnehmen.

Daher beschäftigt sich die vorliegende Arbeit mit den Ursachen, den Bestimmungsmöglichkeiten und Maßnahmen zur Reduzierung von magnetisch bedingter Schwingungsentwicklung und Geräuschemission bei Asynchronmaschinen, wobei insbesondere der Aspekt der Umrichterspeisung herausgearbeitet wurde.

Die erforderliche Behandlung von **Oberwellenerscheinungen** wird dadurch erschwert, dass die Auswirkungen auf die Maschine einerseits nicht aus elektrischen Klemmengrößen abgeleitet werden können und andererseits die **Oberwellenphänomene**, wie **synchrone** und **asynchrone Oberwellenmomente** ebenso wie **magnetische Schwingungen** und **magnetische Schallemission** nur mit spezieller Messtechnik bestimmt werden können. Für die Untersuchungen wurde ein spezieller Maschinenprüfstand entwickelt, der die besonderen Anforderungen zur Bestimmung von Schallgrößen erfüllt.

Die verwendete Testmaschine wurde ausgewählt, da diese gut reproduzierbare akustische Auffälligkeiten in bestimmten Betriebspunkten zeigte. Die Messungen erfolgten mit Generator- und Umrichterspeisung, sowie in Stern- und Dreieckschaltung der Maschine.

Es wurden konventionelle Schalleistungsmessungen nach dem Intensitäts-Verfahren durchgeführt, wobei sich insbesondere bei magnetischer Schallemission Schwächen der Messtechnik zeigten, so dass vergleichend ein abgewandeltes Messverfahren der Schalleistung angewendet wurde. Es wurde gezeigt, dass mit dieser **modifizierten Schalleistungsbestimmung** die **Oberwellenerscheinungen** der Schallemission eindeutig bestimmt werden können. Auch dieses Messverfahren erfolgt nach der **Zwei-Mikrofon-Technik** mittels **Face-To-Face Drucksonde**, die auf einer Mittelung über der Messfläche und über die Zeit beruht. Es lassen sich damit keine Rückschlüsse auf die Geräuschursache schließen, da keine Informationen über den genauen Ort der Schallquelle oder die Ausbreitungswege des Schalls abgeleitet werden können. Daher wurde ein **Messsystem der Schallquellenlokalisierung** entwickelt, welche SPS-gesteuert eine halbautomatische Messung der **Intensitätsmatrix** vornimmt. Mit einer darauf abgestimmten Auswertesoftware gelang es, den Ort einer Schallquelle bzw.

Schallsenke, die spektrale Zusammensetzung sowie den relativen Anteil einer Schallquelle an der Schalleistung messtechnisch zu ermitteln. Es zeigte sich jedoch, dass mit Verfahren der Schallmessung kein Zusammenhang zu den Ursachen von Körperschall und Geräuschemission gefunden werden konnte. Daher wurde eine umfangreiche Herleitung der magnetischen Geräuschentwicklung in Asynchronmaschinen auf der Basis von wechselwirkenden Stator- und Rotorfeldern vorgenommen und die analytischen Berechnungen mit Messungen an der Maschine validiert. Auf der Basis der Geräuschentwicklung konnte eine **Vorausberechnung der magnetischen Geräuschemission** an der Testmaschine erfolgen, die durch Messungen von Luft- und Körperschall bestätigt wurde.

Da mit den Luftschallmessungen, den Schalleistungsmessungen und den Intensitätsmessungen zur Schallquellenlokalisierung der **Einfluss der Umrichterspeisung** nicht befriedigend nachgewiesen werden konnte, wurden die Möglichkeiten der Körperschallmessung an elektrischen Maschinen aufgezeigt. Mit der Anwendung der in dieser Arbeit abgeleiteten Theorie der magnetischen Geräuschentwicklung auf die **Ordnungsanalyse** konnte ein Schwingungsmessverfahren entwickelt werden, mit dem die Ursache einer Strukturresonanz der Maschine direkt einer maschinenspezifischen Anregung (Oberwellen) oder einer elektrischen Anregung (Oberschwingungen) infolge einer Umrichterspeisung zugeordnet werden kann.

Abgerundet wird die Arbeit durch umfangreiche 2D- und 3D-Simulationen zur Bestätigung der analytischen Berechnungsansätze.

Da die Messtechnik und die Auswertungssoftware zur Bestimmung der **magnetischen Schallemission** sowie die theoretischen Grundlagen der **magnetischen Schallentstehung** entwickelt worden sind, sollte in einer nachfolgenden Arbeit der Einfluss der Steuerverfahren eines Frequenzumrichters untersucht werden. Hierfür ist ein flexibler, frei programmierbarer Frequenzumrichter zu entwickeln, mit dem daraufhin die aus der Theorie abgeleiteten Geräuschanregungen in der Praxis nachweisbar sein sollten.

## A Oberwellenersatzschaltbild

Aus der Fourieranalyse des Luftspaltfeldes mit der genäherten Treppenfunktion der Luftspaltinduktion gehen **Oberwellen** mit  $v$ -facher Frequenz der Grundwelle hervor, die mit  $1/v$ -facher Geschwindigkeit umlaufen und jeweils ein Oberwellen-Drehfeld in der Maschine hervorrufen.

Die Berücksichtigung der Umrichterspeisung bedeutet die Speisung mit einer großen Anzahl sinusförmiger **Oberschwingungen** mit Vielfachen der Grundfrequenz. Jede Oberschwingung ist dabei als Grundschwingung mit den daraus hervorgehenden Oberwellen anzusehen. In Kapitel 5.5 wird abgeleitet, dass die zunächst unendliche Anzahl an Oberwellen auf die Grundwelle beschränkt werden darf, da praktisch alle Oberwellen der Oberschwingungsspeisung im Kurzschluss ( $s=1$ ) laufen, bzw. ist für diese der Rotorstillstand anzunehmen. Die Berücksichtigung der Oberwellen in einem **Oberwellenmodell** bedingt danach ein Grundwellenmodell mit frequenzabhängigen Elementen für **jede** Oberwelle  $\tilde{v}$  spezifischer Frequenz gemäß Abb. A.1.

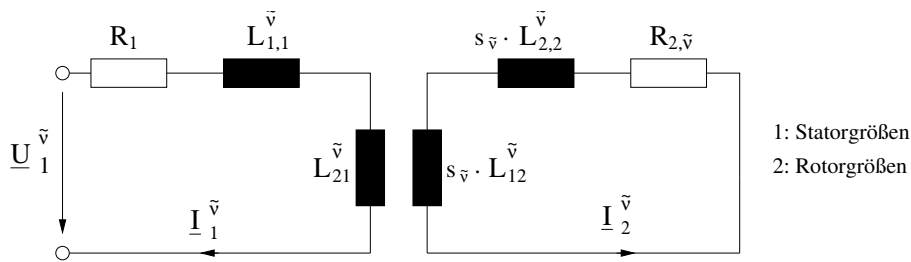


Abbildung A.1: Zweifrequenzsystem mit magnetischer Kopplung

Danach ergeben sich die Spannungsgleichungen zu:

$$\underline{U}_1^{\tilde{v}} = (R_1 + j\omega_{\tilde{v}} L_{1,1}^{\tilde{v}}) \cdot \underline{I}_1^{\tilde{v}} + j\omega_{\tilde{v}} L_{21}^{\tilde{v}} \cdot \underline{I}_2^{\tilde{v}} \quad (\text{A.1})$$

$$0 = j s_{\tilde{v}} \omega_{\tilde{v}} L_{12}^{\tilde{v}} \cdot \underline{I}_1^{\tilde{v}} + (R_{2,\tilde{v}} + j s_{\tilde{v}} \omega_{\tilde{v}} L_{2,2}^{\tilde{v}}) \cdot \underline{I}_2^{\tilde{v}} \quad (\text{A.2})$$

Bei eingepprägter Spannung  $\underline{U}_1^{\tilde{v}}$  und bekannten Frequenzen, Widerständen und Induktivitäten lassen sich hieraus in einfacher Weise der komplexe Statorstrom  $\underline{I}_1^{\tilde{v}}$  und der komplexe Rotorstrom  $\underline{I}_2^{\tilde{v}}$  berechnen, wie es in dem Berechnungsprogramm OWM2 erfolgt:

$$\underline{I}_1^{\tilde{v}} = \frac{R_{2,\tilde{v}} + j s_{\tilde{v}} \omega_{\tilde{v}} L_{2,2}^{\tilde{v}}}{(R_1 + j\omega_{\tilde{v}} L_{1,1}^{\tilde{v}}) \cdot (R_{2,\tilde{v}} + j s_{\tilde{v}} \omega_{\tilde{v}} L_{2,2}^{\tilde{v}}) - (j\omega_{\tilde{v}} L_{21}^{\tilde{v}}) \cdot (j s_{\tilde{v}} \omega_{\tilde{v}} L_{12}^{\tilde{v}})} \underline{U}_1^{\tilde{v}} \quad (\text{A.3})$$

$$\underline{I}_2^{\tilde{v}} = -\frac{j s_{\tilde{v}} \omega_{\tilde{v}} L_{12}^{\tilde{v}}}{(R_1 + j\omega_{\tilde{v}} L_{1,1}^{\tilde{v}}) \cdot (R_{2,\tilde{v}} + j s_{\tilde{v}} \omega_{\tilde{v}} L_{2,2}^{\tilde{v}}) - (j\omega_{\tilde{v}} L_{21}^{\tilde{v}}) \cdot (j s_{\tilde{v}} \omega_{\tilde{v}} L_{12}^{\tilde{v}})} \underline{U}_1^{\tilde{v}} \quad (\text{A.4})$$

Aus der Literatur sind unterschiedliche Herleitungen des Grundwellen-Ersatzschaltbildes (ESB) für die Asynchronmaschine (ASM) bekannt. Das Ergebnis stellt für gewöhnlich das **T-Ersatzschaltbild** dar, bei dem die magnetisch entkoppelten Stator- und Rotorgrößen durch Transformationsvorschriften magnetisch gekoppelt wurden und daher in ein gemeinsames Ersatzschaltbild gezeichnet werden konnten<sup>81</sup>. Überwiegend zeigte sich jedoch, dass es sich bei den Elementen des Ersatzschaltbildes bzw. denen der Spannungsgleichungen **nicht** um mathematisch eindeutige Ableitungen handelt.

Da jedoch das in dieser Arbeit programmierte **Oberwellenberechnungsprogramm** über die Spannungsgleichungen gemäß Gl. A.1 und Gl. A.2, bzw. mit den nach den Strömen umgeformten Gl. A.3 und Gl. A.4 die Oberwellenströme berechnet, sind die Ersatzschaltbildelemente der Maschine aus den Konstruktionsdaten zu ermitteln. Gerade im Hinblick auf die Erweiterung des Grundwellenmodells auf das Oberwellenmodell

<sup>81</sup>mit gekennzeichneten Transformationsgrößen, da es sich formal weiterhin um ein Zweifrequenzsystem handelt

dürfen die physikalischen Auswirkungen hoher Frequenzen bei den Elementen des Ersatzschaltbildes nicht vernachlässigt werden. Das **Oberwellenberechnungsprogramm**  $_{\text{OWM2}}$  berücksichtigt die im Einzelnen nachfolgend ausgeführten Aspekte:

Nutungseinfluss	über die Näherung mittels vergrößerten Luftspalt (Carterfaktor)
Wicklungssehnung	über die Schrittverkürzung $W/\tau_P$ (bei ASM $W/\tau_P = 5/6$ )
Rotorschrägung	über die Schrägungsangabe $\varepsilon = x/N$ (bei ASM $\varepsilon = 0$ )
Nutenstreuung	über die Nutengeometrie
Stirnstreuung	über einen Näherungswert, da abhängig von der Wickelkopfausführung
Skin-Effekt	über die Anwendung der Fieldschen Formeln
Temperatureinfluss	über die Temperaturabhängigkeit der Stator- und Rotorwiderstände

Das Maschinenverhalten (Grundwellenverhalten) wird durch die Sättigung des Eisens beeinflusst, so dass ein Sättigungseinfluss auch auf die Oberwellen zu vermuten ist. Die analytische Feldberechnung unter Einbeziehung der nichtlinearen Hysteresekennlinie des Eisens macht eine Zeitschrittrechnung mit automatischer Schrittweitengenerierung und einem Konvergenzkriterium notwendig, was ein nichttriviales Berechnungsprogramm nach sich ziehen würde. In der Literatur finden sich verschiedene sich verschiedene und kontrovers diskutierte Näherungsverfahren.

Da die Eisensättigung belastungsabhängig ist, muss für eine genaue Berücksichtigung der jeweilige Betriebspunkt iterativ aus der Magnetkreisberechnung bestimmt werden, um den jeweiligen magnetisch wirksamen Luftspalt  $\delta''$  zu berechnen. In [66] wurde hierfür aus einer analytischen Nachbildung der Magnetisierungskennlinie ein Näherungsansatz abgeleitet. Diesem Ansatz widerspricht jedoch, dass die durch die Oberschwingungsströme hervorgerufenen Oberfelder der Maschine aufgrund der zugehörigen hohen Frequenzen im Rotor sehr stark abgedämpft werden. Durch die Einführung eines vergrößerten magnetisch wirksamen Luftspaltes wird demnach im wesentlichen die doppelt verkettete Streuung vermindert, die nur einen geringen Anteil der Gesamtstreuung ausmacht. So wird u.a. in [63] ausgeführt, dass sich die Oberschwingungsströme mit oder ohne Berücksichtigung der veränderlichen Sättigung nur in einem Bereich von ca. 10% ändern.

In dem Oberwellenberechnungsprogramm  $_{\text{OWM2}}$  erfolgt daher keine Berücksichtigung der Eisensättigung. Die Berechnungen der magnetischen Geräuschemission werden auf Grundlage der Oberwellenströme durchgeführt. Hierbei erfolgt die Feldamplitudenberechnung mit einem konstanten fiktiv vergrößerten Luftspalt  $\delta''$  und die Abdämpfung der Felddrückwirkung (primäre Ankerrückwirkung) wird durch einen Felddämpfungsfaktor erfasst.

## A.1 Umformung auf das T-Ersatzschaltbild

Während die Programmierung des Oberwellen-Berechnungsprogrammes  $_{\text{OWM2}}$  nach den Spannungsgleichungen des magnetisch entkoppelten Ersatzschaltbildes erfolgte, wird nachfolgend die Umformung auf das zur Darstellung weitaus häufiger verwendete **T-Ersatzschaltbild** der Asynchronmaschine angegeben.

Aus den Spannungsgleichungen Gl. A.1 und Gl. A.2 ergibt sich mit der Selbstinduktivität des Statorstranges  $L_{1,1}^{\tilde{\nu}}$  und der auf den Kurzschlussring transformierten Selbstinduktivität des Rotors  $L_{2,2}^{\tilde{\nu}}$  das Gleichungssystem:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{1,\tilde{\nu}} &= (R_1 + j\omega [L_{1h,\tilde{\nu}}(1 + \sigma_{d1}) + L_{1\sigma,Nut} + L_{1\sigma,St.}]) \cdot \underline{I}_{1,\tilde{\nu}} + j\omega L_{21} \cdot \underline{I}_{2,\tilde{\nu}} \\ 0 &= R_{2,\tilde{\nu}} \underline{I}_{2,\tilde{\nu}} + j s_{\tilde{\nu}} \omega \left[ L_{2h,\tilde{\nu}}(1 + \sigma_{d2}) + 2L_{2\sigma,R} + 4 \left( \sin^2(\tilde{\nu} \frac{\pi}{N_2}) \right) L_{2\sigma,Nut} \right] \cdot \underline{I}_{2,\tilde{\nu}} + j s_{\tilde{\nu}} \omega L_{12} \cdot \underline{I}_{1,\tilde{\nu}} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Hierin wurden die Selbstinduktivität des Statorstranges definiert als:

$$\begin{aligned} L_{1,1}^{\tilde{\nu}} &= L_{1h,\tilde{\nu}}(1 + \sigma_{d1}) + L_{1\sigma,Nut} + L_{1\sigma,Stirn} \\ \sigma_{d1} &: \text{Streuwert der doppelt verketteten Streuung} \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$



sowie die auf den Kurzschlussring transformierte Selbstinduktivität des Rotors definiert als:

$$L_{2,2}^{\tilde{v}} = L_{2h,\tilde{v}}(1 + \sigma_{d2}) + L_{N2} \left( 2 \sin\left(\tilde{v} \frac{\pi}{N_2}\right) \right)^2 + 2L_{R2} \quad (\text{A.7})$$

$$\sigma_{d2} = \left( \frac{\tilde{v} \frac{\pi}{N_2}}{\sin\left(\tilde{v} \frac{\pi}{N_2}\right)} \right)^2 - 1 \quad (\text{A.8})$$

$\sigma_{d2}$  : doppeltverketete Streuung des Rotors (auch in ([25], S.115))

Unter Einführung der Gesamtstreuung

$$L_{1\sigma,\tilde{v}} = L_{1h,\tilde{v}} \sigma_{d1} + L_{1\sigma,Nut} + L_{1\sigma,Stirn} \quad (\text{A.9})$$

$$L_{2\sigma,\tilde{v}} = L_{2h,\tilde{v}} \sigma_{d2} + 4 \left( \sin^2\left(\tilde{v} \frac{\pi}{N_2}\right) \right) L_{2\sigma,Nut} + 2L_{2\sigma,Stirn} \quad (\text{A.10})$$

ergibt sich:

$$\underline{U}_{1,\tilde{v}} = R_1 \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega [L_{1h,\tilde{v}} + L_{1\sigma,\tilde{v}}] \cdot \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega L_{21} \cdot \underline{I}_{2,\tilde{v}} \quad (\text{A.11})$$

$$0 = R_{2,\tilde{v}} \underline{I}_{2,\tilde{v}} + j s_{\tilde{v}} \omega [L_{2h,\tilde{v}} + L_{2\sigma,\tilde{v}}] \cdot \underline{I}_{2,\tilde{v}} + j s_{\tilde{v}} \omega L_{12} \cdot \underline{I}_{1,\tilde{v}} \quad (\text{A.12})$$

Die Statorgleichung Gl. A.11 wird umgestellt sowie  $j\omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} \underline{I}_{1,\tilde{v}}$  addiert und wieder subtrahiert:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{1,\tilde{v}} &= (R_1 + j\omega L_{1\sigma,\tilde{v}}) \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega L_{1h,\tilde{v}} \underline{I}_{1,\tilde{v}} - j\omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega L_{21} \cdot \underline{I}_{2,\tilde{v}} \\ \underline{U}_{1,\tilde{v}} &= (R_1 + j\omega L_{1\sigma,\tilde{v}}) \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega L_{1h,\tilde{v}} \underbrace{\left(1 - \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}\right)}_{\frac{\sigma_{Schr,\tilde{v}}}{2}} \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} \underbrace{\left[\underline{I}_{1,\tilde{v}} + \frac{L_{21}}{L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}} \underline{I}_{2,\tilde{v}}\right]}_{L_{mag,\tilde{v}}} \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Mit dem Oberwellen-Magnetisierungsstrom  $\underline{I}_{mag,\tilde{v}}$  ergibt sich:

$$\underline{U}_{1,\tilde{v}} = (R_1 + j\omega L_{1\sigma,\tilde{v}}) \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega L_{1h,\tilde{v}} \frac{\sigma_{Schr,\tilde{v}}}{2} \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j\omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} \underline{I}_{mag,\tilde{v}} \quad (\text{A.14})$$

Die Rotorgleichung Gl. A.12 wird entsprechend mit  $j s_{\tilde{v}} \omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} \underline{I}_{2,\tilde{v}}$  erweitert:

$$\begin{aligned} 0 &= (R_{2,\tilde{v}} + j s_{\tilde{v}} \omega L_{2\sigma,\tilde{v}}) \underline{I}_{2,\tilde{v}} + j s_{\tilde{v}} \omega L_{2h,\tilde{v}} (1 - \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}) \underline{I}_{2,\tilde{v}} + j s_{\tilde{v}} \omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} \\ &\quad \cdot \left[ \frac{L_{2h,\tilde{v}}}{L_{1h,\tilde{v}}} \underline{I}_{2,\tilde{v}} + \frac{L_{12}}{L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}} \underline{I}_{1,\tilde{v}} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

Multipliziert mit  $\frac{L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}}{s_{\tilde{v}} L_{12}}$  ergibt sich schließlich:

$$\begin{aligned} 0 &= \left[ \frac{R_{2,\tilde{v}}}{s_{\tilde{v}}} \frac{L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}}{L_{12}} + j s_{\tilde{v}} \omega L_{2\sigma,\tilde{v}} \frac{L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}}{s_{\tilde{v}} L_{12}} \right] \underline{I}_{2,\tilde{v}} + j\omega L_{1h,\tilde{v}} \frac{L_{2h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}}{L_{12}} \frac{\sigma_{Schr,\tilde{v}}}{2} \underline{I}_{2,\tilde{v}} \\ &\quad + j\omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} \left[ \underline{I}_{1,\tilde{v}} + \frac{L_{2h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}}{L_{12}} \underline{I}_{2,\tilde{v}} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

In der **Statorwicklung** Gl. A.14 war  $\underline{I}_{mag,\tilde{v}} = \underline{I}_{1,\tilde{v}} + \frac{L_{21}}{L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}} \underline{I}_{2,\tilde{v}}$ .

Dieser Ausdruck lässt sich mit dem komplexen **Übersetzungsfaktor** weiter vereinfachen:

$$\frac{L_{21}}{L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}} = \frac{N_2 \xi_{2v}}{m w_1 \xi_{1v}} = \frac{N_2 \sin(\tilde{v} \frac{\pi}{N_2})}{m w_1 \xi_{1v}} = \frac{1}{\ddot{u}_{\tilde{v}}} \quad (\text{A.17})$$

mit dem **Stator-Wicklungsfaktor**  $\xi_{1v}$  und dem **Rotorfaktor**  $\xi_{2v}$  (Schrägung).

Die Rotorwicklung in der Gleichung Gl. A.16 enthält in der letzten Klammer den Term

$$\frac{L_{2h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}}{L_{12}} = \frac{N_2 \xi_{2v}}{m w_1 \xi_{1v}} = \frac{N_2 \sin(\tilde{v} \frac{\pi}{N_2})}{m w_1 \xi_{1v}} = \frac{1}{\ddot{u}_{\tilde{v}}}, \quad (\text{A.18})$$

so dass auch hierbei die vereinfachte Schreibweise mit dem komplexen **Übersetzungsfaktor** gewählt werden kann. Die Bestimmung des komplexen **Übersetzungsfaktor** erfolgt in einfacher Weise nach der Gleichung:

$$\ddot{u}_{\tilde{v}} = \frac{m w_1 \xi_{1v}}{N_2 \xi_{2v}} \quad (\text{A.19})$$

Die Rotorgleichung Gl. A.16 wird weiter umgestellt:

$$\begin{aligned} 0 = & \left[ \frac{R_{2,\tilde{v}}}{s_{\tilde{v}}} \frac{L_{1h,\tilde{v}}}{L_{2h,\tilde{v}}} + j \omega L_{2\sigma,\tilde{v}} \frac{L_{1h,\tilde{v}}}{L_{2h,\tilde{v}}} \right] \underbrace{\frac{L_{2h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}}{L_{12}}}_{\frac{1}{\ddot{u}_{\tilde{v}}}} I_{2,\tilde{v}} \\ & + j \omega L_{1h,\tilde{v}} \frac{\sigma_{Schr,\tilde{v}}}{2} \underbrace{\frac{L_{2h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}}{L_{12}}}_{\frac{1}{\ddot{u}_{\tilde{v}}}} I_{2,\tilde{v}} + j \omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} I_{mag,\tilde{v}} \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

Hierin vereinfacht sich

$$\frac{L_{1h,\tilde{v}}}{L_{2h,\tilde{v}}} = \frac{m w_1^2 \xi_{1v}^2}{N_2 \xi_{2v}^2} \quad \frac{N_2 m w_1^2 \xi_{1v}^2}{m N_2 \xi_{2v}^2} = \frac{N_2}{m} \ddot{u}_{\tilde{v}}^2 \quad (\text{A.21})$$

Es ergibt sich damit als System für die Spannungsgleichungen:

$$\begin{aligned} U_{1,\tilde{v}} &= (R_1 + j \omega L_{1\sigma,\tilde{v}}) I_{1,\tilde{v}} + j \omega L_{1h,\tilde{v}} \frac{\sigma_{Schr,\tilde{v}}}{2} I_{1,\tilde{v}} + j \omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} I_{mag,\tilde{v}} \\ 0 &= \left( \frac{R_{2,\tilde{v}}}{s_{\tilde{v}}} \frac{N_2}{m} \ddot{u}_{\tilde{v}}^2 + j \omega L_{2\sigma,\tilde{v}} \frac{N_2}{m} \ddot{u}_{\tilde{v}}^2 \right) \frac{I_{2,\tilde{v}}}{\ddot{u}_{\tilde{v}}} + j \omega L_{1h,\tilde{v}} \frac{\sigma_{Schr,\tilde{v}}}{2} \frac{I_{2,\tilde{v}}}{\ddot{u}_{\tilde{v}}} + j \omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} I_{mag,\tilde{v}} \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

Wird die Umformung  $(1 - \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}) = \frac{\sigma_{Schr,\tilde{v}}}{2}$  vorgenommen, so ergeben sich die Spannungsgleichungen zu:

$$\begin{aligned} U_{1,\tilde{v}} &= (R_1 + j \omega L_{1\sigma,\tilde{v}}) I_{1,\tilde{v}} + j \omega L_{1h,\tilde{v}} (1 - \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}) I_{1,\tilde{v}} + j \omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} I_{mag,\tilde{v}} \\ 0 &= \left( \frac{R_{2,\tilde{v}}}{s_{\tilde{v}}} \frac{N_2}{m} \ddot{u}_{\tilde{v}}^2 + j \omega L_{2\sigma,\tilde{v}} \frac{N_2}{m} \ddot{u}_{\tilde{v}}^2 \right) \frac{I_{2,\tilde{v}}}{\ddot{u}_{\tilde{v}}} + j \omega L_{1h,\tilde{v}} (1 - \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}) \frac{I_{2,\tilde{v}}}{\ddot{u}_{\tilde{v}}} + j \omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} I_{mag,\tilde{v}} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Aus dem Grundwellenersatzschaltbild (Grundwellen-ESB) mit  $v = 1$  bzw.  $\tilde{v} = p$  bestimmt sich damit für jede Oberwelle der Ordnungszahl  $\tilde{v}$  unter Einbeziehung der Rotorschrägung (falls nicht vorhanden  $\zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} = 1$ , d.h. bei geraden Stäben des Käfigläufers) das **Oberwellenersatzschaltbild**:

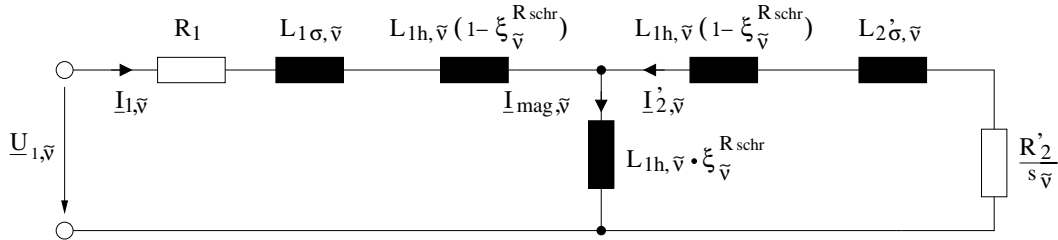


Abbildung A.2: Oberwellen-ESB der Asynchronmaschine

Mit den Ersatzschaltbildgrößen:

$\underline{U}_{1,\tilde{v}}$	: Komplexe Strangspannung	$\omega$	: Winkelgeschwindigkeit
$R_1$	: Statorwiderstand pro Strang	$\zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}$	: Schrägungsfaktor
$L_{1\sigma,\tilde{v}}$	: Ständerstreuinduktivität	$\underline{I}_{mag,\tilde{v}}$	: Magnetisierungsstrom
$L_{2\sigma,\tilde{v}}$	: Rotorstreuinduktivität	$R_{2,\tilde{v}}$	: wirksamer Käfigwiderstand
$\underline{I}_{1,\tilde{v}}$	: Ständerstrom	$N_2$	: Rotornutenzahl
$\underline{I}'_{2,\tilde{v}}$	: Läuferstrom	$m$	: Strangzahl
$\sigma_{schr}$	: Schrägungsstreuung	$\tilde{u}_{\tilde{v}}$	: Übersetzungsverhältnis
$L_{1h,\tilde{v}}$	: Hauptinduktivität eines Stranges	$s_{\tilde{v}}$	: Oberwellen-Schlupf

Zur abgekürzten Schreibweise werden die Rotorgrößen auf die Statorseite transformiert und noch folgende Größen eingeführt:

- Streureaktanz des Ständers:

$$X_{1\sigma,\tilde{v}} = \omega L_{1\sigma,\tilde{v}} + \omega L_{1h,\tilde{v}} (1 - \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}) \quad (\text{A.24})$$

- Hauptreaktanz:

$$X_{h,\tilde{v}} = \omega L_{1h,\tilde{v}} \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}} \quad (\text{A.25})$$

- Ersatzstreureaktanz des Läufers:

$$X'_{2\sigma,\tilde{v}} = \omega L'_{2\sigma,\tilde{v}} \frac{N_2}{m} \tilde{u}_{\tilde{v}}^2 + \omega L_{1h,\tilde{v}} (1 - \zeta_{\tilde{v}}^{R_{schr}}) \quad (\text{A.26})$$

- Ersatzwiderstand des Läufers

$$R'_{2,\tilde{v}} = R_{2,\tilde{v}} \frac{N_2}{m} \tilde{u}_{\tilde{v}}^2 \quad (\text{A.27})$$

- Ersatzstrom des Läufers

$$\underline{I}'_{2,\tilde{v}} = \frac{\underline{I}_{2,\tilde{v}}}{\tilde{u}_{\tilde{v}}} \quad (\text{A.28})$$

- Mit Gleichung Gl. A.28 berechnet sich der Magnetisierungsstrom zu

$$\underline{I}_{mag,\tilde{v}} = \underline{I}_{1,\tilde{v}} + \underline{I}'_{2,\tilde{v}} \quad (\text{A.29})$$

Das Gleichungssystem A.23 vereinfacht sich damit zu

$$\begin{aligned} U_{1,\tilde{v}} &= R_1 \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j X_{1\sigma,\tilde{v}} \underline{I}_{1,\tilde{v}} + j X_{h,\tilde{v}} (\underline{I}_{1,\tilde{v}} + \underline{I}'_{2,\tilde{v}}) \\ 0 &= \frac{R'_{2,\tilde{v}}}{s_{\tilde{v}}} \underline{I}'_{2,\tilde{v}} + j X'_{2\sigma,\tilde{v}} \underline{I}'_{2,\tilde{v}} + j X_{h,\tilde{v}} (\underline{I}_{1,\tilde{v}} + \underline{I}'_{2,\tilde{v}}) \end{aligned} \quad (\text{A.30})$$

Trennt man den Term  $\frac{R'_{2,\tilde{v}}}{s_{\tilde{v}}}$  in

$$\frac{R'_{2,\tilde{v}}}{s_{\tilde{v}}} = R'_{2,\tilde{v}} + R'_{2,\tilde{v}} \frac{1-s_{\tilde{v}}}{s_{\tilde{v}}} \quad (\text{A.31})$$

so ergibt sich folgende Ersatzschaltung (ESB)

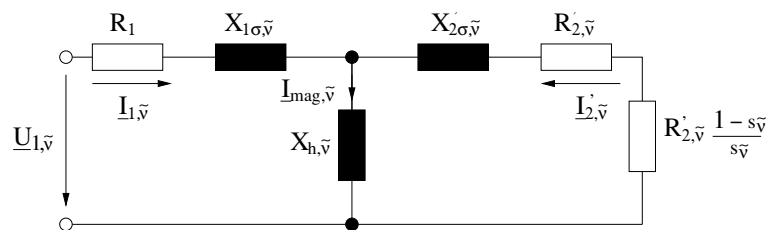


Abbildung A.3: Vereinfachtes Oberwellen-ESB der Asynchronmaschine

## B Motordaten der ASM-Testmaschine

Bei der Testmaschine handelt es sich um die 8-polige Asynchron-Käfigläufermaschine Loher 48/38.

### Motordaten der ASM-Testmaschine

Nennspannung	$U_{\Delta} = 760V$
Nennstrom	$I = 6.7A$
Strangzahl	$m=3$
Frequenz	$f=50Hz$ (Netz)
Nennleistung	5kW
Polpaarzahl	$2p= 8$
Statornutenzahl	$N_1 = 48$
Windungen pro Spule	$w=44$
Anzahl der Parallelschalung	1
Schrittverkürzung	$W/\tau_p = 5/6$
Ungeschrägter Käfig	$\varepsilon = 0$ (gerade Stäbe)
Stabzahl	$N_2 = 38$

**Tabelle B.1:** Motordaten der ASM-Testmaschine

### Motordaten ASM-Testmaschine für OWM2

$R_1$	=	8.48 $\Omega$	:	Strangwiderstand
$d_{Leiter}$	=	1.06 mm	:	Durchmesser des blanken Statorleiters
$d_{Rotor}$	=	164.25 mm	:	Rotordurchmesser
$\gamma_1$	=	$56 \frac{m}{\Omega mm^2}$	:	Leitwert des Stator-Käfigmaterials (Kupfer)
$\gamma_2$	=	$57 \frac{m}{\Omega mm^2}$	:	Leitwert des Rotor-Käfigmaterials (Kupfer)
$N_2$	=	38	:	Rotornutenanzahl
$h_2$	=	20 mm	:	Höhe des Rotorstabes
$b_{N2}$	=	3.5 mm	:	obere Nutbreite der Rotornut
$b_{S2}$	=	25 mm	:	Breite des Nutstretschlitzes der Rotornut
$h_{S2}$	=	0.5 mm	:	Höhe des Nutstretschlitzes der Rotornut
$l_{Fe}$	=	151 mm	:	ideale Eisenlänge der Maschine
$h_{S1}$	=	4.83 mm	:	Höhe des Nutstretschlitzes der Statornut
$b_{S1}$	=	5 mm	:	Breite des Nutstretschlitzes der Statornut
$h_{O1}$	=	16.49 mm	:	obere Nuthöhe der Statorwicklung
$h_{U1}$	=	9.01 mm	:	untere Nuthöhe der Statorwicklung
$b_{N1}$	=	7.53 mm	:	Breite der Statornut
$W/\tau_p$	=	5/6	:	Schrittverkürzung
$w$	=	44	:	Windungen pro Spule
$q$	=	2	:	Lochzahl pro Pol und Strang
$p$	=	4	:	Polpaarzahl
$hr1$	=	0.5 mm		
$hr2$	=	8 mm		
$hr3$	=	25 mm		
$lr1$	=	19 mm		
$lr2$	=	15 mm		

**Tabelle B.2:** Motordaten der ASM-Testmaschine für OWM2

## C Ermittlung der Eingabedaten für die ASM-Testmaschine

Zur Anwendung des Oberwellenersatzschaltbildes nach Kap. A auf die ASM-Testmaschine sind die Ersatzschaltbildelemente aus den Konstruktionszeichnungen der Maschine zu entnehmen. Für die bei dieser Maschine ausgeführte gerade Doppelnut des Stators lassen sich die Elemente einfach berechnen. Da es sich hierbei zwar um einfache aber „lästige“ Berechnungen handelt, wurde das Berechnungsprogramm GEM zur Ermittlung der Eingabedaten programmiert, was in [1] angegeben ist.

Nachfolgend wird jedoch die manuelle Berechnung aus der Konstruktionszeichnung der Maschine vorgestellt. Aus den Geometriedaten von Rotornut und Statornut gemäß Abb. C.1, dem Querschnitt von Ring und Rotorstab gemäß Abb. C.2 sowie den Angaben aus Tab. B.2 werden die Eingabedaten für das Oberwellenberechnungsprogramm OWM2.py ermittelt.

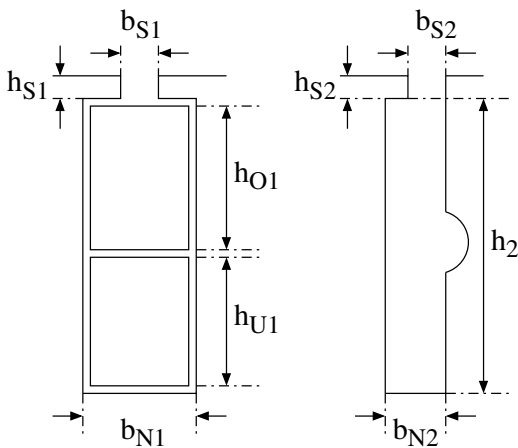


Abbildung C.1: Querschnitt einer Statornut (links) und einer Rotornut (rechts)

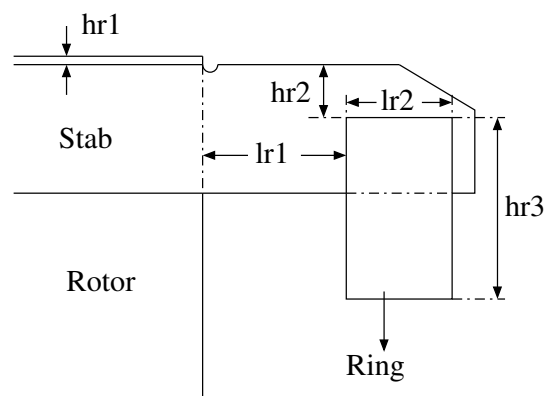


Abbildung C.2: Querschnitt von Ring und Rotorstab

In der Berechnungsvorschrift der Ersatzschaltbildelemente aus den Geometrie- und Motordaten (Strangwiderstand  $R_1$  aus Gleichstrommessung) treten einige „Hilfsgrößen“ auf. Zu berechnen sind:

- für die Stator-Nutenstreinduktivität  $L_{N1}$  der Stator-Nutenstreuleitwert  $\lambda_{N1}$

$$M_n = \frac{h_{O1} + h_{U1}}{3 \cdot b_{N1}} = \frac{16.49 + 9.01}{3 \cdot 7.53} = 1.1288$$

$$M_G = \frac{h_{S1}}{b_{S1}} + \frac{h_{O1}}{2 \cdot b_{N1}} = \frac{4.83}{5} + \frac{16.49}{2 \cdot 7.53} = 2.0609$$

$$\lambda_{N1} = \frac{(q \cdot M_n + (4 \cdot q - \varepsilon) M_G)}{4 \cdot q} = \frac{(2 \cdot 1.1288 + (4 \cdot 2 - 1) 2.0609)}{4 \cdot 2} = 2.085$$

- die Stirnkopflänge  $l_s$  als Berechnungsgröße für die Statorstirninduktivität  $L_{S1}$

$$A_{Leiter} = \frac{d_{Leiter}^2 \cdot \pi}{4} = \frac{1.06^2 \cdot \pi}{4} = 0.8825 \text{ mm}^2$$

$$l_{Strang} = R_1 \cdot \gamma_1 \cdot A_{Leiter} = 8.48 \cdot 56 \cdot 0.8825 = 419.07 \text{ m}$$

Länge einer einzelnen Stator-Windung  $l_w$

$$l_w = \frac{l_{Strang}}{w} = \frac{419.07}{44} = 9.524 \text{ m/Windung}$$

$$l_s = \frac{l_w - 4 \cdot q \cdot l_{Fe} \cdot p}{4 \cdot q \cdot p} = \frac{9.524 - 4 \cdot 2 \cdot 0.151 \cdot 4}{4 \cdot 2 \cdot 4} = 0.148 \text{ m}$$

- für die Berechnung des wirksamen Rotorwiderstandes  $R_{2,\bar{v}}$

$A_{Stab}$  : Querschnittsfläche des Stabes

$$A_{Stab} = h_2 \cdot b_{N2} = 20 \cdot 3.5 = 75 \text{ mm}^2$$

$A_{Ring}$  : Querschnittsfläche des Ringes

$$A_{Ring} = hr3 \cdot lr2 = 25 \cdot 15 = 375 \text{ mm}^2$$

$d_{Ring}$  : Mittlerer Ringdurchmesser

$$d_{Ring} = d_{Rotor} - 2 \cdot hr1 - 2 \cdot hr2 - hr3 = 122.25 \text{ mm}^2$$

$R_{R2}$  : Ringwiderstand zwischen zwei Stäben

$$R_{R2} = \frac{d_{Ring} \cdot \pi}{N2 \cdot \gamma_2 \cdot A_{Ring}} = \frac{0.12225 \cdot \pi}{38 \cdot 57 \cdot 375} = 0.472 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$R_{S21}$  : stromverdrängungsbehafteter Stabwiderstand

$$R_{S21} = \frac{l_{Fe}}{\gamma_2 \cdot A_{Stab}} = \frac{0.151}{57 \cdot 70} = 0.3785 \cdot 10^{-4} \Omega$$

$R_{S22}$  : stromverdrängungsfreier Stabwiderstand

$$R_{S22} = \frac{2 \cdot \left( lr1 + \frac{lr2}{2} \right)}{\gamma_2 \cdot A_{Stab}} = \frac{2 \cdot \left( 19 \cdot 10^{-3} + \frac{15 \cdot 10^{-3}}{2} \right)}{57 \cdot 70} = 0.1328 \cdot 10^{-4} \Omega$$

- für die Berechnung der Rotornutstreuinduktivität  $L_{N2}$

$\lambda_{N21}$  : stromverdrängungsbehafteter Nutstreuleitwert des Rotorstabes

$$\lambda_{N21} = \frac{h_{Cu}}{3 \cdot b_{N2}} = \frac{20}{3 \cdot 3.5} = 1.9047$$

$\lambda_{N22}$  : stromverdrängungsfreier Nutstreuleitwert des Rotorstabes

$$\lambda_{N22} = \frac{h_{S2}}{b_{S2}} = \frac{0.5}{2.5} = 0.2$$



**D Ordnungsschema**

Loher 48/38		Läuferrestfelder $\bar{\mu}$ - Statorwicklungsfelder $\bar{v}$														$f_1 = 100Hz$				$N_1 = 48$		$p = 4$			
		$\bar{v} = p + a6p$				$r = \bar{\mu} \pm \bar{v}$				$\bar{\mu} = p + bN_2$															
		$f_{ron} = f_1^S \left[ \frac{bN_2}{-p} (1-s) \right]_{+0}^{+2f_1^S}$														$s = 0.0$				$N_2 = 38$		$q = 2$			
$f_{ron} [Hz]$	$b$	$a$		-1	1	-2	2	-3	3	-4	4	-5	5	-6	6	-7	7	-8	8	-9	9	-10	10	-11	11
		$\bar{\mu}$	$\bar{v}/p$	-5	7	-11	13	-17	19	-23	25	-29	31	-35	37	-41	43	-47	49	-53	55	-59	61	-65	67
-750	-1	-34	+	-20	28	-44	52	-68	76	-92	100	-116	124	-140	148	-164	172	-188	196	-212	220	-236	244	-260	268
-950			-		-6																				
1150	1	42	+			-2																			
950			-																						
-1700	-2	-72	+						4																
-1900			-					-4																	
2100	2	80	+																						
1900			-						4																
-2650	-3	-110	+																						
-2850			-									6													
3050	3	118	+									2													
2850			-																						
-3600	-4	-148	+											-6											
-3800			-												0										
4000	4	156	+																						
3800			-																						
-4550	-5	-186	+																						
-4750			-																						
4950	5	194	+																						
4750			-																						
-5500	-6	-224	+																-2			-4			
-5700			-																						
5900	6	232	+																				-4		
5700			-																						
-6450	-7	-262	+																						6
-6650			-																						
6850	7	270	+																					-2	
6650			-																						
-7400	-8	-300	+																						2
-7600			-																						
7800	8	308	+																						
7600			-																						
-8350	-9	-338	+																						
-8550			-																						

Tabella D.1: Ordnungszahlenschema der Feldkombination A







Tabelle D.5: Ordnungszahlenschema der Feldkombination D-

Loher 48/38				Läuferrestfelder der Exzentrizität $\hat{\mu}$ - Statorwicklungsfelder $\hat{\nu}$ (k=1)												$f_1 = 100Hz$				$N_1 = 48$		$p = 4$			
				$\hat{\nu} = p + a6p$				$r = \hat{\mu} \pm \hat{\nu}$				$\hat{\mu} = p \pm 1 + bN_2$													
				$f_{Ton} = f_1^S \left[ \frac{bN_2}{p} (1-s) \right]_{+0}^{+2f_1^S}$												$s = 0.0$				$N_2 = 38$		$q = 2$			
$f_{Ton}$ [Hz]	$a$			-1	1	-2	2	-3	3	-4	4	-5	5	-6	6	-7	7	-8	8	-9	9	-10	10	-11	11
	$b$	$\hat{\mu}$	$\hat{\nu}$	-5	7	-11	13	-17	19	-23	25	-29	31	-35	37	-41	43	-47	49	-53	55	-59	61	-65	67
-775	-1	-33	+	-20	28	-44	52	-68	76	-92	100	-116	124	-140	148	-164	172	-188	196	-212	220	-236	244	-260	268
-975			-																						
1125	1	-35	+																						
925			-																						
-1725	-2	43	+			-1																			
-1925			-																						
2075	2	41	+			-3																			
1875			-																						
-2675	-3	-71	+						5																
-2875			-			-3																			
3025	3	-73	+						3																
2825			-					-5																	
-3625	-4	81	+																						
-3825			-						5																
3975	4	79	+																						
3775			-						3																
-4575	-5	-109	+																						
-4775			-																						
4925	5	-111	+																						
4725			-								5														
-5525	-6	119	+								3														
-5725			-											-5											
5875	6	117	+								1														
5675			-																						
-6475	-7	-147	+												1										
-6675			-																						
6825	7	-149	+												-1										
6625			-																						
-7425	-8	157	+																						
-7625			-																						
7775	8	155	+																						
7575			-																						
-8375	-9	-185	+																						
-8575			-															3							









## Symbolverzeichnis

$\gamma$	Umfangswinkels der Abwicklung
$\hat{\sigma}_r$	Radialkraftwellenamplitude
$\lambda$	Wellenlänge [m]
$\lambda_p$	Grundfeldwellenlänge
$\lambda_{p=\kappa}$	Grundfeldwellenlänge der Frequenz $f_\kappa$
$\mu$	Polpaarzahl der Rotor-Oberwellen für $p=1$
$\omega_{Ton}$	Tonkreisfrequenzen
$\overline{P(t)}$	Mittlerer Schalldruck [ $N/m^2$ ]
$\rho$	Dichte [ $kg/m^3$ ]
$\sigma_r(\gamma, t)$	Radialkraftwellen
$I_r$	Schallintensität (-Komponente) [ $m/s$ ]
$P_W$	Schalleistung [W]
$v^{ph}$	Phasengeschwindigkeit
$\underline{I}_1^{\tilde{v}}$	komplexer Statorstrom der $\tilde{v}$ -ten Oberwelle
$\underline{I}_2^{\tilde{v}}$	komplexer Rotorstrom der $\tilde{v}$ -ten Oberwelle
$\underline{U}_1^{\tilde{v}}$	komplexe Statorspannung der $\tilde{v}$ -ten Oberwelle
$\vec{v}$	Schallschnelle [ $m/s$ ]
$\xi_{\tilde{v}}$	Oberwellenwicklungsfaktor
$A$	Hüllfläche [ $m^2$ ]
$a(\gamma, t)$	Strombelag
$b(\gamma, t)$	Drehfeldinduktion
$B^{Ex}$	Exzentrizitätsamplitude des Stators
$B_{3p}^{Sat}$	3p-Sättigungsamplitude des Stators
$B_{\tilde{v}}^N$	Amplituden der Rotornutung
$B_{\tilde{v}}^N$	Amplituden der Statornutung
$f_{Ton}$	Tonfrequenzen
$k$	Wellenzahl
$L_v$	Schallschnellepegel [dB]
$L_I$	Schallintensitätspegel [dB]

$L_p$	Schalldruckpegel [dB]
$L_W$	Schalleistungspegel [dB]
$r$	Radialkraftordnung
$s_1 = s$	Grundwellenschlupf
$s_{\tilde{\nu}}$	Oberwellenschlupf
$y(x,t)$	allgemeine Wellengleichung
$v_r$	Schnellekomponente [m/s]
$\tilde{\mu}$	Polpaarzahl der Rotor-Oberwellen
$c$	Schallgeschwindigkeit [m/s]
$P$	Schalldruck [ $N/m^2$ ]
$Z$	Schallimpedanz [ $kg/m^2s$ ]

## Literatur

- [1] Lach, R. H.: *Anhang zur Dissertation: Magnetische Geräuschemission von umrichter gespeisten Käfigläufer-Asynchronmaschinen und Ableitung analytischer Berechnungsansätze*, Dissertation, Universität Dortmund, 2004
- [2] Kulig, S.: *Innere Unsymmetrie von Synchronmaschinen*, Dissertation 1974, Universität Krakau
- [3] Kulig, S.: *Elektrische Antriebe und Mechatronik*, Skriptum zur Vorlesung WS 2004, Universität Dortmund
- [4] Seinsch, H. O.: *Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen*, B.G. Teubner, Stuttgart, 1992
- [5] Seinsch, H. O.: *Grundlagen elektrischer Maschinen und Antriebe*, B.G. Teubner, Stuttgart, 1993
- [6] Janßen, W.; Seinsch, H. O.: *Die Berechnung der magnetische Geräusche anregenden Radialkraftwellen bei Induktionsmotoren mit Käfigläufern (Technischer Bericht Nr. 932)*, Universität Hannover, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, 2002
- [7] Kleinrath, H.: *Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen*, Springer-Verlag, Wien-New York, 1980
- [8] Taegen, F.; Verma, S. P.; Walczak, R.: *Elektromagnetisches Geräusch von Reluktanzmaschinen mit segmentiertem Läufer*, Archiv für Elektrotechnik 73 (1990), S. 253-260
- [9] Kolbe, J.: *Zur numerischen Berechnung und analytischen Nachbildung des Luftspaltfeldes von Drehstrommaschinen*, Dissertation Hochschule der Bundeswehr, Hamburg, 1983
- [10] Purkermani, M.: *Beitrag zur Erfassung der Sättigungsoberfelder in Drehstrom-Asynchronmaschinen*, Dissertation Universität Hannover, 1983
- [11] Jordan, H.: *Geräuscharme Elektromotoren*, Verlag W. Girardet, Essen 1950
- [12] Boller, H. W.; Jordan, H.: *Über die phasenrichtige Addition der nutharmonischen Wicklungsoberfelder und der Nutungsoberfelder bei phasenreinen Mehrphasenwicklungen*, ETZ-A 84 (1963), S. 235-238
- [13] Jordan, H.; Lax, F.: *Untersuchungen des Einflusses einer nicht in den Nutmittellinien konzentriert vorausgesetzten Durchflutung auf die doppeltverkettete Streuung*, E.u.M. 58 (1940), S. 393-396
- [14] Jordan, H.; Taegen, F.: *Wellenflüsse infolge von Schwankungen des Luftspaltwertes*, ETZ-A, Bd. 85 (1964), S. 865-867
- [15] Erdelyi: *Predetermination of sound pressure levels of magnetic noise of polyphase induction motors*, AI-EE, part. III (1955), S. 1269 ff.
- [16] Frohne, H.: *Über die primären Bestimmungsgrößen der Lautstärke bei Asynchronmaschinen*, Dissertation an der TH Hannover, 1959
- [17] Narolski, B.: *Beiträge zur Berechnung der magnetischen Geräusche von Asynchronmaschinen*, ACTA Technica Csav Nr. 2, 1965, Seiten 156 ff.
- [18] Üner, Z.: *Über die Ermittlung der Lautstärke des magnetischen Lärms von Drehstromasynchronmotoren mit Käfigläufern*, Dissertation 1964, TH Hannover
- [19] Weh, W.: *Zur elektromagnetischen Schwingungsanregung bei Asynchronmaschinen*, ETZ-A 85, 1964, Seiten 193-197

- [20] Wachta, B.: *Influence of stator slots on the development of noise-generating magnetic force waves*, Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte 12, 1981, Seiten 289-298
- [21] Oberretl, K.: *Die Oberfeldtheorie des Käfigmotors unter Berücksichtigung der durch die Ankerrückwirkung verursachten Statoroberströme und der parallelen Wicklungszweige*, Archiv für Elektrotechnik, Band 49 (1965), Seiten 343 ff., Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York
- [22] Richter, R.: *Über zusätzliche Stromwärme, Teil III. Nutenwicklungen mit unterteilten Leitern*, Archiv für Elektrotechnik, Band 5, (1916), S.1-52
- [23] Schuisky, W.: *Berechnung elektrischer Maschinen*, 1960, Springer-Verlag Wien
- [24] Bödefeld, Th.; Sequenz, H.: *Elektrische Maschinen*, 1971, Springer-Verlag Berlin, Wien , New York
- [25] Nürnberg, W.: *Die Asynchronmaschine*, 1976, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg , New York, ISBN 3-540-03033-6
- [26] Richter, R.: *Elektrische Maschinen. Band 4: Die Induktionsmaschinen. 2. Auflage*, 1954, Brinkhäuser-Verlag
- [27] Soter, S.; Lach, R. H.: *Concept of noise minimization of three-phase current machines by variation and modification of control scheme and power electronics*, PCIM Conference, 06.-08.06.2000, Nuernberg, Germany
- [28] Soter, S.; Buchhold, S.; Lach, R. H.: *Increasing Efficiency of a Converter for Feeding the Net with Fuel Cell Power by Using Modern Electronic Components*, PCIM Conference, 01.-05.10.2000, Boston, USA
- [29] Soter, S.; Lach, R. H.: *Noise minimization of three-phase current machines by variation and modification of control scheme and power electronics*, PCIM Conference, 14.-16.05.2002, Nuernberg, Germany
- [30] Soter, S.; Buchhold, S.; Lach, R. H.: *Niederspannungswechselrichter mit hohem Wirkungsgrad*, Photovoltaik Symposium, 2002, Staffelstein, Germany
- [31] Lach, R. H.; Soter, S.: *Individual Approach to an Efficient Minimization of Vibration and Noise Stimulation for Inverter-Fed Drives*, PCIM Conference, 17.-19.03.2004, Shanghai, China
- [32] Lach, R. H.; Soter, S.: *Sound source location measuring system for a systematic design modification of electrical machines*, PCIM Conference, 25.-27.05.2004, Nuernberg, Germany
- [33] Lach, R. H.; Soter, S.: *Experimental determination of systemeigenfrequencies on electrical dives*, EPE, 02.-04.09.2004, Riga, Latvia
- [34] Lach, R. H.: *Softwarebeschreibung zur Verarbeitung der PULSE-Messdaten*, Technischer Bericht TB 06/2003, Universität Dortmund
- [35] Lach, R. H.: *Hochlinearer Frequenz-Spannungs-Umsetzer für SRS50-Drehzahlgeber*, Technischer Bericht TB 07/2003, Universität Dortmund
- [36] Exnowski, S.: *Analytische und numerische Berechnung der Eigenfrequenzen und der Blechpaketdeformation infolge von Radialkraftwellen einer Asynchronmaschine*, Studienarbeit 2004, Universität Dortmund
- [37] Benthaus, B.: *Entwicklung eines Messverfahrens zur direkten Bestimmung der Eigenfrequenzen und Visualisierung der Eigenformen von elektrischen Maschinen*, Diplomarbeit 2004, Universität Dortmund

- [38] Hering, E.; Martin, R.; Stohrer, M.: *Physik für Ingenieure*, VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf 1989, ISBN 3-18-400916-5
- [39] Institut für Elektro-Anlagen (IEA) der VVB: *Die Technik der elektrischen Antriebe*, VEB Verlag Technik, Berlin
- [40] *Technik 1, Geräuschangaben für Maschinen nach dem 3. GSGV*, Bundesanstalt für Arbeitsschutz, ISBN 3-88 261-327-0
- [41] *Sound Intensity (Part 1)*, Brüel & Kjær Technical Review 3/1982
- [42] *Sound Intensity (Part 2)*, Brüel & Kjær Technical Review 4/1982
- [43] *Sound Intensity Probe 50Hz To 10kHz*, Brüel & Kjær Technical Review 1/1996
- [44] *Schallmessungen*, Brüel & Kjær - Naerum - BR 0055-12
- [45] *Schallintensität*, Brüel & Kjær - Naerum - BR 0523-12
- [46] ISO 3545, DIN EN ISO 3744 u. 3746: *Geräuschmessung an Maschinen - Verschiedene Genauigkeitsklassen*
- [47] DIN EN ISO 9614 Teil 1, Dezember 1996: *SI-Messung- Punktweise Abtastung*
- [48] DIN EN ISO 9614 Teil 2, Dezember 1996: *SI-Messung- Kontinuierliche Abtastung*
- [49] DIN EN 60 651: *Schallpegelmesser*
- [50] DIN EN ISO 9614 Teil 2, Dezember 1996: *SI-Messung- Kontinuierliche Abtastung*
- [51] DIN EN VDE 60034-9: *Drehende elektrische Maschinen; Geräuschgrenzwerte*
- [52] DIN EN ISO 1680: *Verfahren zur Messung der Luftschallemission von drehenden elektrischen Maschinen*
- [53] DIN 45635 Blatt 1: *Geräuschmessung an Maschinen, Luftschallmessung, Hüllflächenverfahren, Rahmen-Messvorschriften*
- [54] VDI 20058 Blatt 1: *Korrekturfaktor bei Fremdgeräuschen*
- [55] Jenni, F.; Wüest, D.: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*, vdf, Hochschulverl. an der ETH Zürich; Stuttgart: Teubner, 1995 ISBN 3-519-06176-7 oder 3-7281-2141-X
- [56] Chalmer, B. J., Scharkar, B. R.: *Induction-motor losses due to nonsinusoidal supply waveforms*, Proc. IEEE, Vol. 115 (1968), Nr. 12, S. 1777-1782
- [57] Fiorillo, F., Novikov, A.: *An Improved Approach to Power Losses in Magnetic Lamainations under Non-sinusoidal Induction Waveform*, IEEE Trans. on Magn. Vol. 26 (1990), No. 5, S. 2904-2910
- [58] Klingshirn, E. A.; Jordan, H. E.: *Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources*, IEEE Trans. On Power Apparatus And Systems, Vol. PAS-87 (1968), No. 3, S.624-631
- [59] Richter, I.: *Durch Pulswechselrichter hoher Taktfrequenz bedingte Verluste in Induktionsmaschinen*, Dissertation, RWTH Aachen, 1987
- [60] Kinnares, V.: *Measurements, Analysis and Prediction of Harmonic Power Losses in PWM FED Induction Motors*, PHD-Thesis, University of Nottingham, UK, 1997

- [61] Greifenstein, E.: *Entwurf, Konstruktion und experimentelle Untersuchungen von hochtourigen Drehstrommaschinen mit Käfigläufern und mit Permanentmagnetläufern*, Dissertation, TH Darmstadt. Aachen, Shaker 2000
- [62] Müller, G.M; Bunzel, E.: *Oberschwingungsverluste in Niederspannungs-Asynchronmaschinen. Teil 1: Messtechnische Ermittlung*, Antriebstechnik, Band 39(2000), Nr. 8, S. 59-61
- [63] Heimbrock, A.: *Analyse der Oberschwingungsverluste zweipoliger Induktionsmaschinen am Pulsumrichter*, Dissertation, Universität Hannover, 2003
- [64] Schindler, A.: *Betriebsverhalten und Verluste von Asynchron-Käfigläufermotoren beim Betrieb am Transistor-Pulswechselrichter*, Dissertation, TH Darmstadt, 1985
- [65] DIN EN 60034-3 / VDE 0530 Teil2:1998-09: *Drehende Maschinen. Teil2: Verfahren zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrades drehender elektrischer Maschinen aus Prüfungen*, Ausgabe September 1998
- [66] Möller, G.: *Berechnung des Magnetisierungsstromes von Drehfeldmaschinen bei einer mehrfrequenten Speisespannung*, etz Archiv, Band 9(1987), Nr. 2, S. 45-48
- [67] Könecke, A.: *Magnetische Geräusche von umrichter gespeisten Asynchronmaschinen mit Käfigläufer*, Dissertation, Universität Hannover, 1992
- [68] Tappel, H.: *Über die Geräusche von Drehfeldmaschinen*, Dissertation, Universität der Bundeswehr Hamburg, 1992