

Über ein Zulassungsverfahren für
explosionsgeschützte, umrichter gespeiste
Käfigläufer der Zündschutzart
„Erhöhte Sicherheit“

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover
zur Erlangung des
akademischen Grades Doktor-Ingenieur genehmigte
Dissertation

Von Dipl.-Ing. Christian Lehrmann

Geboren am 27.08.1972 in Wolfenbüttel

1. Referent Prof. Dr.-Ing. H.O. Seinsch
2. Referent Prof. Dr.-Ing. H. Haase
Tag der Promotion 17.August 2006

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	1
	1.1 Drehzahlstellung bei Induktionsmotoren	1
	1.2 Der explosionsgeschützte Antrieb, Übersicht über die Zündschutzarten	3
	1.3 Prüfung eines explosionsgeschützten Motors für den Betrieb am Netz	6
2	Zielsetzung der Untersuchungen	10
	2.1 Die Zulassungspraxis bei frequenzumrichter gespeisten Antrieben der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“	10
	2.2 Gründe für die bisherige Kopplung Motor-Frequenzumrichter	11
	2.3 Nachteile der Kopplung für die Hersteller und Betreiber	12
	2.4 Ziel: Aufhebung der Kopplung Motor-Frequenzumrichter auch bei der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“	14
3	Wege zur Qualifizierung und Quantifizierung der Einflussfaktoren auf die Motorerwärmung	15
	3.1 Bei Frequenzumrichterbetrieb zusätzlich auftretende Verluste, Überblick	15
	3.2 Fourieranalyse des Frequenzumrichterausgangssignals	20
	3.3 Bestimmung der zusätzlichen Stromwärmeverluste	22
	3.3.1 Stromverdrängungseffekte in der Stator- und Rotorwicklung des Motors	23
	3.3.2 Frequenzabhängigkeit der Streuinduktivitäten	27
	3.4 Versuche zur Bestimmung der zusätzlichen Hysterese- und Wirbelstromverluste	28
	3.5 Versuche zur Verlustaufteilung innerhalb des Motors	30
	3.6 Bestimmung der Temperaturverteilung auf der Rotoroberfläche, Auffinden von Heißpunkten	33
	3.7 Auffinden von Betriebsparametern, die zu sehr großen Motorverlusten führen können	33
	3.8 Untersuchung des Zusammenhanges zwischen den Motorverlusten und Erwärmungen in Abhängigkeit der Speisefrequenz	34
	3.9 Das Leistungsverstärkersystem zur Bestimmung der Motorparameter	37
	3.10 Untersuchungen zur Vorausbestimmung der Motorreaktion auf die Frequenzumrichterspeisung	41
4	Messtechnische Erfassung der zur Beurteilung des Explosionsschutzes benötigten Größen	42
	4.1 Elektrische Leistungsmessung	42
	4.2 Fourieranalyse	43
	4.3 Mechanische Leistungsmessung	44
	4.4 Messunsicherheitsbetrachtung	45
	4.4.1 Berechnung der Messunsicherheit	46
	4.5 Temperaturmessungen	50
	4.5.1 Gehäusetemperaturmessung	50
	4.5.2 Wicklungstemperaturmessung	50
	4.5.3 Messung der Rotortemperatur	53
	4.5.4 Rotortemperaturmessung bei drehender Maschine	53
	4.5.5 Messung der Rotortemperatur mit der Wärmebildkamera	57

5	Die Leerlaufverluste bei Frequenzumrichterbetrieb	60
	5.1 Messtechnische Bestimmung der Eisenverluste eines frequenzumrichtergespeisten Motors	60
	5.2 Mögliche Fehlerquellen bei der Bestimmung der Leerlaufverluste	62
	5.3 Abhängigkeit der Eisenverluste von der Grundschiwingungsspannung, Vergleich mit dem Betrieb am Netz	62
	5.4 Einfluss der Umrichterschaltfrequenz auf die Eisenverluste	67
	5.5 Einfluss der Umrichtereingangsspannung auf die Eisenverluste	69
	5.6 Abschätzung des Eisen / Leerlaufverlustanteiles an den gesamten Motorverlusten	72
	5.7 Diskussion der Ergebnisse	73
6	Messtechnische Bestimmung der Verluste und Erwärmungen bei Frequenzumrichterspeisung	74
	6.1 Vergleich Frequenzumrichterbetrieb – Netzbetrieb	75
	6.2 Einfluss der Umrichterschaltfrequenz auf die Motorverluste bei Bemessungslast	78
	6.3 Einfluss der Umrichtereingangsspannung auf die Motorverluste	81
	6.4 Untersuchungen an Frequenzumrichtern verschiedener Hersteller	82
	6.5 Messung der Temperaturverteilung über die Rotorlänge während des Betriebes	84
	6.6 Versuche mit der Wärmebildkamera zum Auffinden eventuell vorhandener Hot Spots	86
	6.7 Worst-Case-Fall: Betrieb bei Unterspannung	88
	6.8 Lastabhängigkeit der Oberschwingungsverluste	91
	6.9 Lastabhängigkeit der Oberschwingungsströme	92
	6.10 Diskussion der Ergebnisse, Bedeutung für den sicheren Betrieb eines explosionsgeschützten Antriebes	94
7	Untersuchungen an speziell präparierten Motoren zur Ermittlung der Verlustaufteilung	99
	7.1 Stromwärmeverluste in der Statorwicklung	102
	7.2 Messungen am Leistungsverstärkersystem	104
	7.3 Messungen am realen Frequenzumrichter	108
	7.4 Abschätzungen zur Oberschwingungserlustaufteilung innerhalb des Motors im idealen Leerlauf und bei Belastung	113
	7.5 Vergleich der Rotoren mit offener Nut / geschlossener Nut bei Betrieb am Leistungsverstärker	117
	7.6 Bewertung der ermittelten Verlustaufteilung unter den Aspekten des Explosionsschutzes	124
8	Möglichkeiten zur Vorausberechnung der Oberschwingungsverluste	125
	8.1 Das elektrische Ersatzschaltbild des Induktionsmotors für hohe Frequenzen	125
	8.2 Messtechnische Bestimmung der Elemente des Ersatzschaltbildes, Impedanzmessungen	126
	8.3 Auswertung der Impedanzmessungen	129
	8.4 Vorausberechnung der Oberschwingungsverluste über das Spannungsspektrum	136
	8.5 Diskussion der Ergebnisse	144
	8.6 Anwendbarkeit der Oberschwingungsverlustvorausberechnung bei der Prüfung explosionsgeschützter Motoren	147

9	Untersuchungen zum thermischen Verhalten frequenzumrichter- gespeister Motoren	149
	9.1 das thermische Ersatzschaltbild des eigenbelüfteten Motors	149
	9.2 Bestimmung des Wärmeübergangswiderstandes Gehäuse-Umgebung in Abhängigkeit der Drehzahl	154
	9.2.1 Auswertung der Messung zur Bestimmung des thermischen Widerstandes	157
	9.2.2 Ermittlung der Wärmekapazitäten	161
	9.2.3 Berechnung der inneren Wärmeübergangswiderstände für den Motor „SEW1“	163
	9.3 Vorausberechnung der Temperatur unter Berücksichtigung der in den Motorelementen umgesetzten Verlustleistung	164
	9.4 Berücksichtigung der drehzahlabhängigen Kühlwirkung bei der Zulassung anhand des Motors „SEW1“	167
10	Möglichkeiten zum Schutz des Motors vor unzulässigen Erwärmungen im Betrieb	169
	10.1 Erforderliche Maßnahmen bei der Projektierung des Antriebssystems	169
	10.2 Inbetriebnahme des Antriebes	170
	10.3 Schutz während des Betriebes	171
	10.4 Nachträgliche Ausrüstung mit einem Frequenzumrichter	173
	10.5 Ausblick: Online-Temperaturvorausberechnung während des Betriebes	174
11	Das neue Zulassungskonzept für frequenzumrichtergespeiste Antriebe der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“	176
	11.1 Diskussion der Ergebnisse auf ihre Relevanz für den Explosionsschutz, mögliche Vereinfachungen unter Beibehaltung des Sicherheitsniveaus	178
	11.2 Durchführung der Zulassung an einem Beispielmotor	181
	11.3 Das Zertifikat	184
	11.4 Ausblick, weitere Optimierung des Zulassungsverfahrens	192
	Zusammenfassung	193
	Anhang A: Daten der Versuchsmotoren	195
	Anhang B: Daten der Frequenzumrichter	199
	Anhang C: Messgeräte	200
	Literaturverzeichnis	201
	Wissenschaftlicher Werdegang	204

Abbildungsverzeichnis

Bild-Nr.	Seite	Titel
1.1	3	Prinzipschaltbild eines Spannungszwischenkreisumrichters
1.2	6	Verteilung der Zündschutzarten bei netzgespeisten Antrieben. Die Angaben beruhen auf einer Schätzung der Zertifizierungsstelle Explosionsschutz der PTB Braunschweig
1.3	7	Beispielhafter Verlauf der Temperaturen am Motorgehäuse
1.4	9	Definition der Zeit t_E
2.1	11	Darstellung der bisherigen Zulassungspraxis für frequenzumrichter gespeiste Antriebe
2.2	14	Zukünftiges Zulassungskonzept für Motoren der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“
3.1	15	Prinzipschaltbild eines Spannungszwischenkreisumrichters
3.2	16	Erzeugung des Pulsmusters für eine sinusbewertete Pulsbreitenmodulation
3.3	18	zeitlicher Verlauf der Frequenzumrichterausgangsspannung (verkettete Spannung)
3.4	19	Spannungs- und Stromspektrum eines Pulsumrichters
3.5	21	Überschwinger bei der Fourierreihenentwicklung einer un stetigen Funktion
3.6	22	Vereinfachtes einphasiges Ersatzschaltbild eines Induktionsmotors
3.7	29	Spannungsunabhängiger Offset bei Frequenzumrichterspeisung
3.8	31	stabloser Rotor zur Bestimmung der Oberschwingungsverlustaufteilung
3.9	32	Versuchsaufbau zur Untersuchung der Verlustaufteilung bei Frequenzumrichterspeisung. Es wurden sowohl ein unveränderter Rotor als auch ein stabloser Rotor eingesetzt.
3.10	35	thermisches Gleichgewicht eines Induktionsmotors
3.11	36	Versuchsaufbau zur Bestimmung des thermischen Widerstandes
3.12	37	Wärmeübergangswiderstände eines Induktionsmotors
3.13	39	Prinzipschaltbild des Leistungsverstärkersystems
3.14	40	Foto des Leistungsverstärkersystems
4.1	44	Versuchsaufbau zur Fourieranalyse
4.2	52	Extrapolation des Wicklungswiderstandes
4.3	54	Funktionsprinzip des Telemetriesystems
4.4	55	mit Thermoelementen präparierter Rotor
4.5	55	Detailaufnahme des präparierten Rotors vor dem Vergießen mit Epoxydharz
4.6	56	Versuchsmotor mit Telemetriesystem
4.7	56	Anordnung der Thermoelemente im Rotor
4.8	58	Verschiebesystem zur schnellen Freilegung des Rotors
4.9	59	Versuchsaufbau zur Kalibrierung der Wärmebildkamera an der Motoroberfläche, Motorgehäuse während des Betriebes
5.1	61	Berechnung der Reibungsverluste durch Extrapolation
5.2	64	Verlauf der Leerlaufverluste für Netz- und Frequenzumrichterbetrieb in Abhängigkeit der Grundschwingungsspannung, $f_1=50$ Hz

Bild-Nr.	Seite	Titel
5.3	66	Abhängigkeit der Oberschwingungsleistung von der Grundschiwingungsspannung bei Leerlauf des Motors
5.4	68	Abhängigkeit der Leerlaufverluste von der Umrichterschaltfrequenz, Motor „SEW1“
5.5	70	Einfluss der Frequenzumrichtereingangsspannung auf die Oberschwingungsverluste im Leerlauf, Bezugswert 500 V Umrichtereingangsspannung
5.6	71	Differenz zwischen Grundschiwingungsspannung und Effektivwert der Umrichterausgangsspannung in Abhängigkeit der Umrichtereingangsspannung
5.7	72	Beeinflussung der Leerlaufverluste durch eine Änderung der Umrichtereingangsspannung und der Schaltfrequenz, $f_1=50$ Hz
6.1	75	Versuchsaufbau zur Erwärmungs- und Verlustmessung an umrichtergespeisten Motoren
6.2	79	Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsverluste, Motor „SEW1“
6.3	80	Oberschwingungsanteil an den gesamten Motorverlusten, Motor „SEW1“
6.4	82	Abhängigkeit der Motorverluste unter Last von der Umrichtereingangsspannung bei verschiedenen Grundschiwingungsfrequenzen
6.5	83	Vergleich der Motorerwärmungen
6.6	85	Temperaturprofil in Rotorlängsachse
6.7	87	Ergebnisse der Thermographieuntersuchungen, Betrieb an „Umrichter1“
6.8	90	Einfluss der Frequenzumrichtereingangsspannung auf die Motorerwärmungen und -Verluste
6.9	93	Frequenzspektrum Außenleiterstrom bei Verstärkereinspeisung
7.1	100	Rotorvergleich, Speisung mit sinusförmiger Spannung
7.2	103	Berechneter Verlauf des Widerstandserhöhungsfaktors $K_{r,Strang}$ der Statorwicklung, Motoren „SEW1“ und „SEW3“.
7.3	106	Anteil der Rotorüberschwingungsverluste an den gesamten Motorverlusten bei $U_1 = 176$ V, $n = 1500$ min ⁻¹
7.4	106	Verlauf der Motorimpedanz in Abhängigkeit der Frequenz, Maschine im Stern geschaltet. Die Messung erfolgte zwischen den Klemmen $U_1 - V_1$
7.5	108	Schaltbild des Versuchsaufbaus
7.6	110	Verlauf des Oberschwingungsverlustanteiles im Rotorkäfig in Abhängigkeit der Umrichtereingangsspannung für die Schaltfrequenz 4 kHz ($f_1 = 50$ Hz), Leerlauf
7.7	110	Einfluss der Umrichterschaltfrequenz auf den im Rotorkäfig umgesetzten Oberschwingungsverlustanteil bei der Umrichtereingangsspannung $U_E = 500$ V ($f_1 = 50$ Hz, Leerlauf)
7.8	112	Abnahme der Wirbelstromverluste mit steigender Schaltfrequenz bei der Umrichtereingangsspannung $U_E = 500$ V ($f_1 = 50$ Hz)
7.9	114	In der Statorwicklung umgesetzte Oberschwingungsverluste in Abh. der Belastung

Bild-Nr.	Seite	Titel
7.10	114	Anstieg der Statorwicklungsoberschwingungsverluste bezogen auf eine Drehmomentzunahme von 1 Nm und ausgehend vom Leerlaufwert in den dargestellten Belastungsbereichen
7.11	116	Abnahme des Rotoranteils und Zunahme des Statorwicklungsanteiles an den gesamten Oberschwingungsverlusten mit steigender Belastung
7.12	117	Vergleich offene Rotornuten – geschlossene Rotornuten
7.13	122	Verlauf des Zick-Zack-Nutstreufusses nach /46/
7.14	123	Modifiziertes Oberschwingungs-Ersatzschaltbild unter Einbeziehung des in /40/ postulierten Spaltstreufusses
8.1	126	der Oberschwingungsverlustvorausberechnung zugrunde liegendes Ersatzschaltbild
8.2	128	Übersichtsschaltbild Versuchsaufbau Impedanzmessung
8.3	129	Verlauf der Motorimpedanz und des Leistungsfaktors in Abhängigkeit der Frequenz, $U_1 = 100\text{ V}$
8.4	129	Verlauf der Motorimpedanz und des Leistungsfaktors in Abhängigkeit der Spannung, $f_1 = 4\text{ kHz}$
8.5	130	Ohmscher und induktiver Anteil der gemessenen Motorimpedanz
8.6	131	Versuchsaufbau zur Impedanzbestimmung, Hilfsmotor rechts
8.7	133	Streuung der Impedanz um den Mittelwert, Spannung 100 V
8.8	133	Streuung des Leistungsfaktors um den Mittelwert, Spannung 100 V
8.9	134	Verlauf der Impedanz und des Leistungsfaktors in Abhängigkeit der Spannung
8.10	134	Messung der Impedanz und des Leistungsfaktors mit verschiedenen Geräten
8.11	138	Beispiel zum Prinzip der Oberschwingungsverlustvorausberechnung
8.12	139	Funktionsdiagramm der Software zur Oberschwingungsverlustvorausberechnung
8.13	140	Interpolation des frequenzabhängigen Leistungsfaktors
8.14	141	Interpolation der Impedanz und des Phasenwinkels in Abhängigkeit der Frequenz und der Spannung, Beispiel
8.15	142	Anzeige während der Rechnung
8.16	143	Darstellung der prozentualen Abweichung der berechneten Oberschwingungsverlustleistung vom Messwert
8.17	147	Frequenzabhängiger Verlauf der Motorstreuinduktivität im Bereich 1-10 kHz
9.1	150	vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild eines Induktionsmotors, Wärmeableitung über die Welle vernachlässigt
9.2	151	Ein-Körper-Modell und zugehöriges Ersatzschaltbild
9.3	153	Temperaturverlauf und Signalflussplan für das Ein-Körper-Modell
9.4	155	Darstellung des Versuchsaufbaus zur Bestimmung des Wärmeübergangswiderstandes zur Umgebung
9.5	155	mit Thermoelementen präparierter Motor
9.6	157	Motor „SEW2“ mit aufgesetztem Rohr zur Bestimmung der Kühlluftmenge
9.7	157	Blick durch das Rohr auf die Lufteintrittsöffnung des Motors
9.8	159	Verlauf des thermischen Widerstandes über der Frequenz
9.9	160	Abhängigkeit der Einströmgeschwindigkeit von der Motordrehzahl
9.10	162	Erwärmungskurve des Motors SEW1 bei Betrieb am Generator bei 60 Hz
9.11	166	gerechneter Temperaturverlauf beim Überlastversuch

Bild-Nr.	Seite	Titel
10.1	170	Inbetriebnahme des Antriebssystems
10.2	172	Berechneter Temperaturverlauf für eine Überlastung mit $1,5 \cdot I_n$
10.3	173	Stromortskurve der Asynchronmaschine, /47/
10.4	174	Weiterentwicklung des Motorschutzkonzeptes
11.1	178	Vereinfachtes Flussdiagramm der Zulassung
11.2	180	allgemeine Vorgehensweise bei der Zulassung von Motoren für Umrichterbetrieb
11.3	181	Bei der Zulassung zu berücksichtigende Randbedingungen
11.4	185	Grafische Darstellung des zulässigen Betriebsbereiches des Motors

Tabellenverzeichnis

Nr.	Seite	Titel
4.1	48	Übersicht über die bei der Messunsicherheitsbetrachtung nach GUM verwendeten Größen
4.2	49	Messunsicherheitsbudget für die gesamte Verlustleistung bei Bemessungsleistung, Motor „SEW1“
5.1	64	Leerlaufversuch am Generator, Verlustreferenz
6.1	76	Gegenüberstellung der Motorerwärmungen Netzbetrieb – Frequenzumrichterbetrieb bei Bemessungsdrehmoment
6.2	90	Einfluss der Versorgungsspannung auf die Motorerwärmungen
6.3	92	Untersuchte Belastungsdrehmomente zur Bestimmung der Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsströme
7.1	105	Untersuchungen zur Verlustaufteilung bei Speisung über das Verstärkersystem bei $U_1 = 176 \text{ V}$, $n = 1500 \text{ min}^{-1}$
7.2	109	Verlustanteil im Rotorkäfig bei verschiedenen Umrichterbetriebsparametern, Motor im Leerlauf bzw. bei stablosem Rotor im Synchronismus, $T_{\text{Stator}} \approx 30^\circ\text{C}$
7.3	113	Verlustaufteilung im Leerlauf
7.4	115	Oberschwingungsverlustaufteilung bei Bemessungsdrehmoment
8.1	132	Den Impedanzbetrachtungen zugrunde liegende Spannungen und Frequenzen
8.2	143	Vergleich gemessene – berechnete Oberschwingungsverlustleistung
9.1	158	Temperaturmesswerte Motor „SEW1“
9.2	158	Temperaturmesswerte Motor „SEW2“
9.3	161	Bestimmung der Wärmekapazitäten über die Materialmassen
9.4	163	Berechnung der in den Maschinenteilen umgesetzten Verluste, Bemessungspunkt
9.5	163	gemessene Übertemperaturen zur Bestimmung der inneren Wärmewiderstände
9.6	164	Berechnung der Wärmeübergangswiderstände, für $f_1=50 \text{ Hz}$
9.7	165	Vergleich der berechneten Temperaturen mit den messtechnisch ermittelten Werten
11.1	183	Ergebnisse der Erwärmungsläufe

Verzeichnis wichtiger Formelzeichen

Allgemeine Formelzeichen

A	Fläche oder Amplitude des Strombelages
B	Amplitude der magnetischen Induktion
b	geometrische Breite
f	Frequenz
h	geometrische Höhe
I	Stromeffektivwert
l	geometrische Länge
M	mechanisches Drehmoment
n	mechanische Drehzahl
P	Leistung
p	Polpaarzahl
R	ohmscher Widerstand
r	Radius
s	Schlupf bezogen auf die Statorgrundschwingungsfrequenz
T	Temperatur oder Zeitpunkt oder Zeitkonstante
t	Zeit
Θ	magnetische Durchflutung
U	Spannungseffektivwert, erweiterte Messunsicherheit
w	Windungszahl
X	Reaktanz
Z	Impedanz
Φ	magnetischer Fluss
φ	Phasenwinkel
ω	Kreisfrequenz

Spezielle Formelzeichen

C_g	Wärmekapazität
R_{th}	Wärmewiderstand
D_1	Statorbohrungsdurchmesser
D_2	Rotoraußendurchmesser
f_1	Frequenz eines Statorstromes
f_2	Frequenz eines Rotorstromes
f_{OS}	Oberschwingungsfrequenz
f_s	Umrichterschaltfrequenz
f_{Sample}	Abtastrate eines Messsignals
I_μ	Magnetisierungsstrom
k_{Fe}	Eisenfüllfaktor
k_{klirr}	Klirrfaktor
l_{Fe}	Blechpaketlänge
M_{kippe}	Kippmoment einer Induktionsmaschine
m	Strangzahl
N_1	Zahl der Ständernuten
N_2	Zahl der Rotornuten
n_1	Synchrone Drehzahl
P	Leistung
P_1	von der Maschine über den Stator aufgenommene elektrische Leistung
P_2	von der Maschine über die Welle abgegebene mechanische Leistung
P_{Cu1}	Stromwärmeverlustleistung in der Statorwicklung
P_{Cu2}	Stromwärmeverlustleistung im Rotorkäfig
P_h	Hystereseverluste
P_{mech}	mechanische Leistung
P_{Rbg}	Reibungsverluste
P_w	Wirbelstromverluste
P_{Zus}	lastabhängige Zusatzverluste
P_δ	Luftspaltleistung einer Drehfeldmaschine
R_k	ideeller Kurzschlusswiderstand einer Induktionsmaschine
S_{kippe}	Kippschlupf einer Induktionsmaschine
U_1	Spannung an den Stator клемmen
U_d	Umrichterzwischenkreisspannung
U_i	induzierte Spannung
W_m	magnetische Energie
X_k	ideelle Kurzschlussreaktanz einer Asynchronmaschine
ξ	Wicklungsfaktor
λ	Wärmeleitwert, magnetischer Leitwert, Variable
ϑ	Übertemperatur
v	Strömungsgeschwindigkeit

Indices

Index	vorstehendes Formelzeichen bezieht sich auf
1	als erster Index auf den Maschinenstator
2	als erster Index auf den Maschinenrotor
Cu1	Statorkupfer
Cu2	Rotorkupfer
eff	Effektivwert
Fe	Eisen
GS	Grundschiwingung
h	das Hauptfeld
kipf	den Maschinenkipppunkt
KS	Kurzschluss / blockierter Zustand
LE	Phasenspannung (Leiter-Erde)
LL	Leerlauf / bei Spannungen verketteter Wert
max	den Maximalwert
min	den Minimalwert
N	Nut
OS	Oberschiwingung
Str.	Maschinenstrang
Stab	Rotorstab
V	Verlust
Z1	die Statorzähne
Z2	die Rotorzähne
'	die Statorwicklung (bei Umrechnung von Maschinenersatzdaten)
σ	Streifeldanteile
n, m, i	Laufvariablen, n auch als Oberschiwingungsordnung
N	Bemessungswert, auch Index für Nut

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird auf die zusätzlichen Verluste und Erwärmungen frequenzumrichter gespeister Induktionsmotoren unter den Aspekten des Explosionsschutzes eingegangen. Ein Schwerpunkt liegt dabei auf der Quantifizierung der umrichterbedingten Zusatzverluste in Abhängigkeit der Betriebsparameter des Motors und des Frequenzumrichters bzw. auf der Schnittstellendefinition zwischen beiden Betriebsmitteln. Durch die der Grundschnungsspannung am Umrichterausgang überlagerten Oberschwingungen kommt es sowohl in den Wicklungen des Stators und des Rotors als auch in den magnetisch aktiven Materialien zu zusätzlichen Verlusten, deren Höhe bei heute üblichen Spannungszwischenkreisumrichtern in der Größenordnung von ca. 10 % bis 20 % der bei Bemessungsbetrieb am Netz vorhandenen Motorverluste liegt. Die Oberschwingungsverluste können als von der Belastung des Motors unabhängig angesehen werden. Eine verbindende Größe zwischen den Spannungsüberschwingungen und den Motorverlusten ist die komplexe Impedanz des Motors. Bei Kenntnis der frequenzabhängigen Motorimpedanz lassen sich die Oberschwingungsverluste rechnerisch abschätzen. Die bereits von anderen Autoren beobachtete Lastabhängigkeit der Oberschwingungsströme konnte auch bei Verwendung eines Leistungsverstärkersystems als Speisequelle verifiziert werden. Mit dem Stromanstieg bei zunehmender Belastung geht eine Umverteilung der Oberschwingungsverluste vom Rotorkäfig auf die Statorwicklung einher, dies konnte durch Untersuchungen messtechnisch belegt werden. Über Betrachtungen an einem Motor mit stablosem Rotor konnten zudem generelle Aussagen über die Aufteilung der Oberschwingungsverluste im Motor gewonnen werden.

Durch Messungen mit einer Wärmebildkamera an einem auf einem Schlittensystem montierten Induktionsmotor konnte eine Heißpunktbildung an der Rotoroberfläche ausgeschlossen werden.

Im weiteren Fortgang der Arbeit werden Untersuchungen zum drehzahlabhängigen thermischen Verhalten eigenbelüfteter, oberflächengekühlter Induktionsmotoren durchgeführt.

Basierend auf diesen Erkenntnissen wird ein neues Zulassungskonzept entwickelt, bei dem auf die Kopplung Motor – Frequenzumrichter verzichtet werden kann. Die nötige Sicherheit wird dabei durch eine Erweiterung der Software zur Umrichtersteuerung realisiert, wobei eine Kernfunktion die frequenzabhängige Ausgangsstrombegrenzung ist, mit der der drehzahlabhängigen Kühlwirkung bei eigenbelüfteten Motoren Rechnung getragen wird.

Schlagworte: Verluste, Oberschwingungsverluste, Vorausberechnung, Frequenzumrichter, Induktionsmotor, Käfigläufer, Motorimpedanz, Explosionsschutz

Abstract

This thesis deals with the additional losses and temperature rises of frequency-converter-fed induction motors under the aspects of explosion protection. A focal point is the quantification of additional losses due to the converter supply as a function of the performance characteristics of the motor and frequency converter and of the interaction between these two components of the drive system. Due to the harmonics superposed on the voltage of fundamental frequency at the converter outlet, additional losses occur in both the windings of stator and rotor and in the magnetically active materials which – in the case of today's conventional voltage source converters – amount to approx. 10 % to 20 % of the motor losses at rated mains operation. The harmonic losses can be regarded as independent of the motor loading. The motor impedance is the interlinking quantity between the harmonic voltages and the losses produced in the motor. When the frequency-dependent motor impedance is known, the harmonic losses can be calculated from the harmonic content of the voltage. The load dependence of the harmonic currents which has already been observed by other authors could also be verified when a power amplifier system was used as supply source. The current rise with increasing load is associated by a shifting part of the harmonic losses from the rotor cage to the stator winding, for which metrological proof could be furnished. Moreover, general statements about the distribution of the harmonic losses in the motor could be made on the basis of analyses performed on a motor without bars in the rotor.

Measurements performed by use of an infrared camera at an induction motor mounted on a slide system allowed hot point formation on the rotor surface to be excluded.

While work is progressing, investigations into the speed-dependent thermal behaviour of selfventilated, surface-cooled induction motors were performed.

On the basis of these findings, a new approval concept could be developed, by use of which a system test of motor and frequency converter can be dispensed with. The required safety is achieved by an extension of the software for converter-control, a central function being the frequency-dependent motor current limitation by which the different coolant flow at different speeds of self-ventilated motors is taken into account.

Key words: Losses, higher harmonic losses, forecast, frequency converter, induction motor, cage rotor, motor impedance, explosion protection

1 Einführung

1.1 Drehzahlstellung bei Induktionsmotoren

Elektrische Antriebe werden in der industriellen Umgebung bei sehr vielen Prozessen eingesetzt, z. B. zum Antrieb von Pumpen, Lüftern, Rührwerken. Sobald der Prozess eine Veränderbarkeit der Förderleistung von Strömungsmaschinen sowie der Drehzahl verlangt, kann dies bei Strömungsmaschinen über Drosselung der Förderwege, bei anderen Antrieben über Getriebe realisiert werden. Nachteile hierbei sind die deutliche Wirkungsgradverschlechterung bei den Strömungsmaschinen und die nur in Stufen mögliche Drehzahlverstellung bei den meisten Getrieben. Der Wunsch ist daher eine stufenlose Drehzahlstellung des Antriebsmotors.

Die Realisierung erfolgte vor der Verfügbarkeit geeigneter Halbleiter mittels Gleichstrommotoren, da sich hier die Drehzahl der Maschine im Leerlauf proportional zur Ankerspannung verhält und bei Belastung dem Zusammenhang

$$n = \frac{U}{k_1 \Phi} - \frac{R}{\frac{k_1^2}{2\pi} \Phi^2} M \quad (1.1)$$

genügt und sich daher über eine einfache Veränderung der Gleichspannungshöhe der Ankerspannung bzw. des Erregerstromes an die Bedürfnisse anpassen lässt. Über den

Erregerstrom lässt sich die Leerlaufdrehzahl auch im Bereich $n_0 > \frac{U_N}{k_1 \Phi_{\max}}$ (1.2) verstellen

(Feldschwächung). Gleichstrommotoren weisen jedoch mehrere prinzipielle Nachteile auf: Sie sind wegen des deutlich aufwändigeren Rotors (Wicklung, Stromwender) in der Herstellung signifikant teurer als Drehfeldmaschinen mit Käfigläufer. Eine Realisierung in der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ ist aufgrund des funkenerzeugenden Kommutators ebenfalls nicht möglich. Bezüglich des Wartungsaufwandes und der Robustheit ist der Asynchronmotor ein nahezu ideales Antriebsmittel in der industriellen Umgebung.

Die Drehzahlstellung gestaltet sich allerdings deutlich schwieriger als bei der Gleichstrommaschine.

Die Rotordrehzahl der Induktionsmaschine folgt mit dem Schlupf s aus $n = \frac{f}{p}(1-s)$ (1.3)

Eine Drehzahländerung kann über eine Änderung des Schlupfes s , der Polpaarzahl p oder der Netzfrequenz realisiert werden. Die Änderung der Polpaarzahl wird bei polumschaltbaren Motoren ausgenutzt. Dabei ist jedoch nur eine Drehzahländerung in Stufen möglich. Die Drehzahlstellung über die Schlupfänderung wird bei Schleifringläufermotoren mit

Widerständen im Rotorkreis angewandt. Wegen des schlechten Wirkungsgrades hat sich dieses Verfahren jedoch für Motoren im Dauerbetrieb nicht durchgesetzt. Bei Anwendungen, in denen die Maschine im Kurzzeitbetrieb betrieben wird, werden Schleifringläufermotoren auch heute noch eingesetzt. Verlustlose Drehzahlstellung ist bei Schleifringläufern nur möglich, wenn die geschlüpfte Leistung sP_8 dem Netz wieder zugeführt wird. Dieses Verfahren wird als untersynchrone Stromrichter-kaskade bezeichnet. Weitere Einsatzgebiete des Schleifringläufermotors sind Bandantriebe im Tagebau, wobei über die Rotorwiderstände der Gleichlauf der einzelnen Antriebswalzen eingestellt wird. Bei Antriebsaufgaben, wo mit Laststößen zu rechnen ist, z.B. bei Schredderantrieben, werden Schleifringläufermotoren zum Abfedern der Laststöße eingesetzt. Ein weiteres Anwendungsgebiet sind Antriebe, die nur eine Drehzahlstellung in geringem Umfang erfordern, z.B. Pumpenantriebe in Wasserkraftwerken. Die eleganteste und effizienteste Lösung bei Käfigläufern ist die Drehzahlstellung über eine Änderung der Speisefrequenz der Maschine.

Um bei einer Frequenzreduzierung eine magnetische Übersättigung der Maschine mit stark ansteigenden Eisenverlusten und einer Verschlechterung der Betriebseigenschaften (schlechterer Leistungsfaktor) zu verhindern, muss die Spannung an den Motorklemmen proportional zur Frequenz verändert werden, so dass der Fluss konstant bleibt. Kann die Spannung bei höheren Frequenzen begrenzt durch die Versorgungsspannung des Frequenzumrichters nicht mehr nachgeführt werden, spricht man vom Feldschwächbetrieb. Dies bewirkt allerdings eine Abnahme des Kippmomentes. Bei Drehzahlstellung abwärts bis zum Stillstand macht sich der Spannungsabfall am ohmschen Statorwiderstand störend bemerkbar. Zu dessen Kompensation ist eine Anhebung der Spannung über die U/f -Gerade notwendig (sog. Boost-Betrieb) /48/.

Diese Drehzahlstellung über Umrichter wurde erst nach der Entwicklung entsprechend leistungsfähiger Halbleiterbauelemente möglich und wird seit etwa 1980 in immer breiteren Anwendungsgebieten eingesetzt. Die Frequenzumrichter können grob in die folgenden Gruppen eingeteilt werden: Direktumrichter, Stromzwischenkreisumrichter und Spannungszwischenkreisumrichter. Der Direktumrichter ist ohne Zwischenkreis ausgeführt, die Ausgangsfrequenz ist auf maximal die halbe Netzfrequenz begrenzt. Dieser Umrichtertyp wird bei großen, langsamlaufenden Antrieben, z.B. zum Antrieb von Drehöfen in der Zementindustrie, eingesetzt. Der Stromzwischenkreisumrichter wird mit einer Induktivität als Energiespeicher im Zwischenkreis aufgebaut. Heute wird dieser Umrichtertyp nur noch bei sehr großen Leistungen (einige MW) eingesetzt. Die Nachteile des Stromzwischenkreisumrichters sind lastabhängige und oftmals höhere Oberschwingungsverluste als bei

Betrieb am Spannungszwischenkreisumrichter sowie eine Beschränkung der anschließbaren Motoren, da die Induktivität der Maschinenwicklung Teil des Kommutierungskreises ist und in die Dimensionierung der Kommutierungskondensatoren einfließt. Dieses verursacht auch zusätzliche Kommutierungsverluste in der Maschine /8/.

Der weitaus größte Teil der frequenzumrichtergespeisten Antriebe wird heute als Spannungszwischenkreisumrichter mit einem Kondensator als Energiespeicher realisiert /23/.

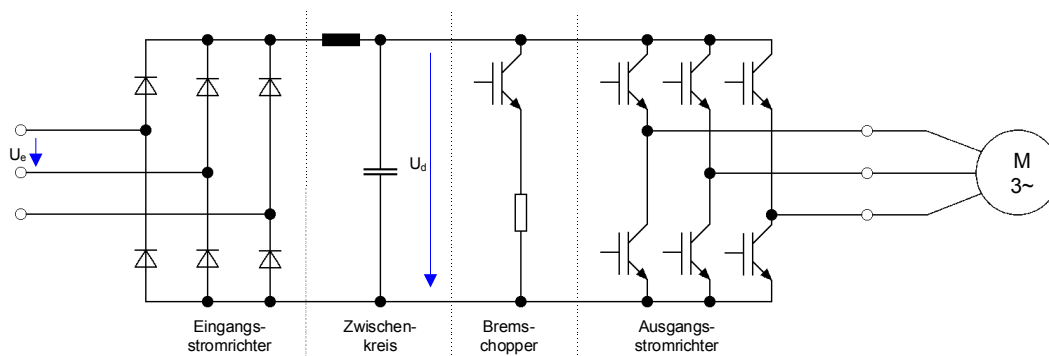


Bild 1.1: Prinzipschaltbild eines Spannungszwischenkreisumrichters

1.2 Der explosionsgeschützte Antrieb, Übersicht über die Zündschutzarten

Ein explosionsgeschütztes Betriebsmittel zeichnet sich durch die Eigenschaft aus, eine am Einsatzort eventuell vorhandene explosionsfähige Atmosphäre bei Betrieb in den für die auftretenden Gase zulässigen Parametergrenzen (z.B. Temperatur, Entladungsenergie) nicht zu zünden. Elektrische Maschinen können durch heiße Oberflächen, elektrische Entladungen sowie mechanisch erzeugte Funken (anschleifen) zu einer Zündquelle werden.

Die Anforderungen an den Aufwand zur Verhinderung der Zündgefahr sind wiederum vom Einsatzort abhängig. Potentiell explosionsgefährdete Bereiche werden in Zonen eingeteilt /29/.

In der Zone 0 kann eine explosionsfähige Atmosphäre dauernd oder langanhaltend auftreten. Drehende elektrische Maschinen werden hier üblicherweise nicht eingesetzt. Nach IEC 60079-26 /13/ können drehende Maschinen eingesetzt werden, wenn der Explosionsschutz durch zwei unabhängig voneinander wirksame Zündschutzarten sichergestellt wird. Die Zone 0 tritt üblicherweise innerhalb von Tanks und Apparaturen auf.

In der Zone 1 kann die explosionsfähige Atmosphäre gelegentlich und kurzzeitig vorhanden sein. Ein Beispiel für diese Zone ist die Umgebung der Belüftungsöffnung von Tankanlagen.

In der Zone 1 eingesetzte Betriebsmittel dürfen weder im Normalbetrieb noch bei Auftreten eines Fehlers zur Zündquelle werden.

In der Zone 2 ist nur bei Betriebsstörungen kurzzeitig mit dem Vorhandensein einer explosionsfähigen Atmosphäre zu rechnen, z.B. bei Undichtigkeiten. Die verwendeten Betriebsmittel dürfen im Normalbetrieb keine Zündquelle darstellen, im Fehlerfall wird es jedoch toleriert.

Bei einer Explosionsgefahr durch zündfähige Stäube erfolgt mit den Zonen 20/21/22 eine analoge Einteilung /29/.

Zur Sicherstellung des Explosionsschutzes bei drehenden elektrischen Maschinen kommen die folgenden Zündschutzarten in Betracht: Erhöhte Sicherheit, Druckfeste Kapselung, Überdruckkapselung und „n“.

Bei der Zündschutzart „Druckfeste Kapselung“ ist eine Zündung innerhalb des Gehäuses möglich, es wird jedoch durch den konstruktiven Aufbau eine Explosionsübertragung auf die Umgebung verhindert. Das Gehäuse muss dem Explosionsdruck standhalten, und bei Durchführungen muss der Flammendurchtritt durch Verwendung zünddurchschlagsicherer Spalte verhindert werden. Als weitere Bedingung dürfen an der Gehäuseoberfläche die Zündtemperaturen der am Aufstellungsort vorkommenden Gase nicht erreicht oder überschritten werden. Die Realisierung dieser Zündschutzart ist wegen der nötigen Einhaltung sehr kleiner Fertigungstoleranzen aufwändig und teuer.

Bei der Zündschutzart „Überdruckkapselung“ wird das Gehäuseinnere mit einem Zündschutzgas unter Überdruck gespült, es kann daher keine zündfähige Atmosphäre eindringen. Zur Sicherstellung des Explosionsschutzes müssen der Druck des Zündschutzgases überwacht und unzulässige Oberflächentemperaturen verhindert werden.

Bei einem Ausfall der Zündschutzgasversorgung muss sichergestellt werden, dass bis zur Entstehung eines zündfähigen Gemisches innerhalb der Kapselung durch eindringende äußere Atmosphäre sämtliche inneren Zündquellen nicht mehr vorhanden sind.

Diese Zündschutzart wird wegen der Kosten für die Zündschutzgasversorgung nur bei Maschinen oberhalb einer Leistung von etwa 1 MW realisiert.

Bei der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ kann die umgebende Atmosphäre in das Gehäuseinnere eindringen. Zur Vermeidung einer Zündgefahr darf sich daher bei dieser Zündschutzart auch im Inneren des Gehäuses keine Zündquelle befinden. Diese Zündschutzart kann nur bei Betriebsmitteln realisiert werden, die betriebsmäßig keine Funken erzeugen. Zur Ausführung einer Asynchronmaschine in dieser Zündschutzart kann bei den elektr. Inaktivteilen im Wesentlichen auf den nicht explosionsgeschützten Standardmotor

zurückgegriffen werden. Bei den Aktivteilen müssen die reduzierte zulässige Erwärmung und Anforderungen bezüglich der Teilentladungen berücksichtigt werden.

Die Realisierung dieser Zündschutzart bei einem frequenzumrichter gespeisten Antrieb wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit behandelt.

Die Zündschutzart „nA“ (nichtfunkende Einrichtung) basiert auf der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“, die Anforderungen sind aufgrund der geringeren Wahrscheinlichkeit für das Vorhandensein zündfähiger Atmosphäre in der Zone 2 aber geringer. So kann z.B. die Maschine thermisch höher ausgenutzt werden, da der „Sicherheitsabschlag“ von 10 K bezogen auf die gemäß der Wärmeklasse maximal zulässige Wicklungstemperatur entfällt. Desweiteren müssen der Fehlerfall „blockierter Zustand“ nicht betrachtet und der Anlauf nicht überwacht werden. Motoren dieser Zündschutzart dürfen nicht in Betrieb genommen werden, wenn am Aufstellungsort des Motors ein zündfähiges Gemisch vorhanden ist.

Die Norm EN 60079 Teil 15 /11/ gibt über die relevanten Anforderungen detailliert Auskunft. Im Sinne der Richtlinie 94/9/EG /43/ führt der Hersteller die Prüfung in Eigenverantwortung durch und bringt das Gerät in „Verkehr“.

Eine Typprüfung durch eine „benannte Stelle“ ist im Gegensatz zur Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ hier nicht erforderlich.

Bei der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ ist die Temperaturklasse eine sehr wichtige Größe. Je nach Zusammensetzung der möglicherweise auftretenden, zündfähigen Atmosphäre erfolgt eine Temperaturklasseneinteilung von T1 – T6. Die Temperaturklassen markieren Temperaturbereiche, in die Gase gemäß ihrer Zündtemperatur eingeteilt werden. Bei Gemischen ist für die Einteilung die Komponente mit der niedrigsten Zündtemperatur maßgebend. Die für die Temperaturklassen maximal zulässigen Oberflächentemperaturen können der Norm EN / IEC 60079-0 entnommen werden /12/.

Elektrische Maschinen der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ werden üblicherweise nur bis zur Temperaturklasse T4 ausgeführt.

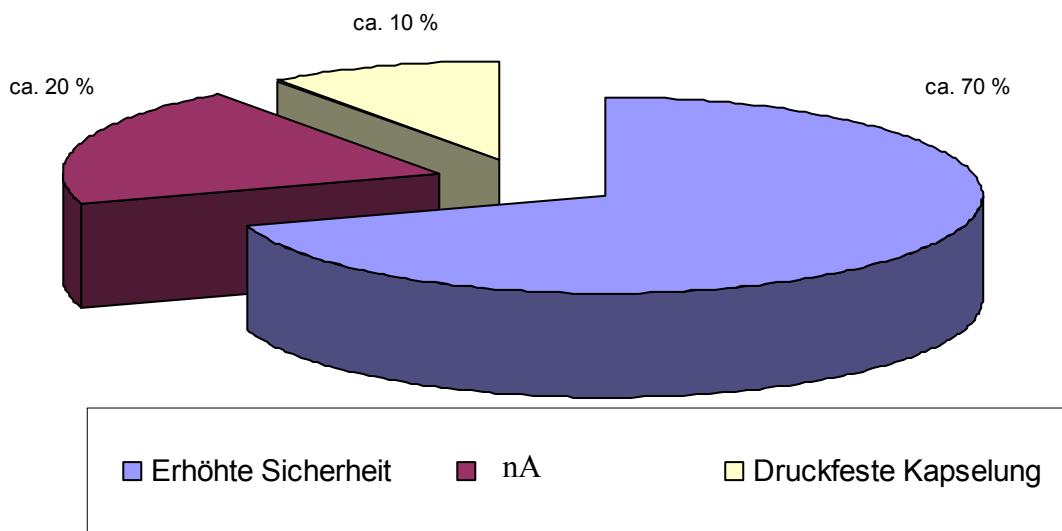


Bild 1.2: Verteilung der Zündschutzarten bei netzgespeisten Antrieben
 Die Angaben beruhen auf einer Schätzung der Zertifizierungsstelle
 Explosionsschutz der PTB Braunschweig

Bei den netzgespeisten Antrieben ergibt sich bei Normmotoren eine der Bild 1.2 entsprechende, geschätzte Verteilung auf die einzelnen Zündschutzarten. Bei frequenzumrichter gespeisten Antrieben kehrt sich das Verhältnis zwischen „Erhöhter Sicherheit“ und „Druckfester Kapselung“ um. Der Grund dafür ist die feste Kopplung Motor-Frequenzumrichter mit den damit verbundenen Einschränkungen für den Anwender und der hohe Aufwand für die Prüfung. Die Gesamtkosten sind für einen Antrieb der Zündschutzart „Druckfeste Kapselung“ geringer, obwohl hier deutlich höhere Kosten bei der Herstellung der Motoren anfallen. Die Hintergründe für die Kopplung werden in Kapitel 2 näher beleuchtet. Aufgrund der extrem großen potentiellen Schäden beim Auftreten einer Explosion /21/ muss den entsprechenden Schutzmaßnahmen bei der Projektierung eines Antriebssystems in explosionsgefährdeten Bereichen ein sehr hoher Stellenwert eingeräumt werden.

1.3 Prüfung eines explosionsgeschützten Motors für den Betrieb am Netz

Bei der Zulassungsprüfung für die Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ einer netzgespeisten Maschine wird nach der Prüfung der Mechanik (Schutzart des Gehäuses, Elektrostatik, mechanisch erzeugte Reib- und Schlagfunken, Lüfter) und des elektrischen Isolationssystems

(zündfähige Entladungen) mit den Bemessungsdaten der Maschine eine Erwärmungsmessung durchgeführt und die Dauerbetriebstemperatur der Statorwicklung, des Gehäuses und des Rotors bestimmt. Bei Spannungsbereichsmaschinen erfolgen Messungen zusätzlich zur Mittenspannung auch an den Bereichsgrenzen.

Die inneren Maschinenteile haben üblicherweise nach dem Dauerbetriebsversuch eine höhere Temperatur als die Gehäuseoberfläche, so dass am Gehäuse die Temperatur nach dem Abschalten der Maschine noch ansteigt. Für den Explosionsschutz ist das Maximum des Anstieges relevant. Die Temperaturen des Gehäuses werden daher nach dem Abschalten der Maschine noch bis zum Überschreiten des Gipfels weiter aufgezeichnet.

Die Rotortemperatur wird üblicherweise über einen durch eine Lagerschildbohrung auf den Kurzschlussring aufgesetzten Fühler gemessen.

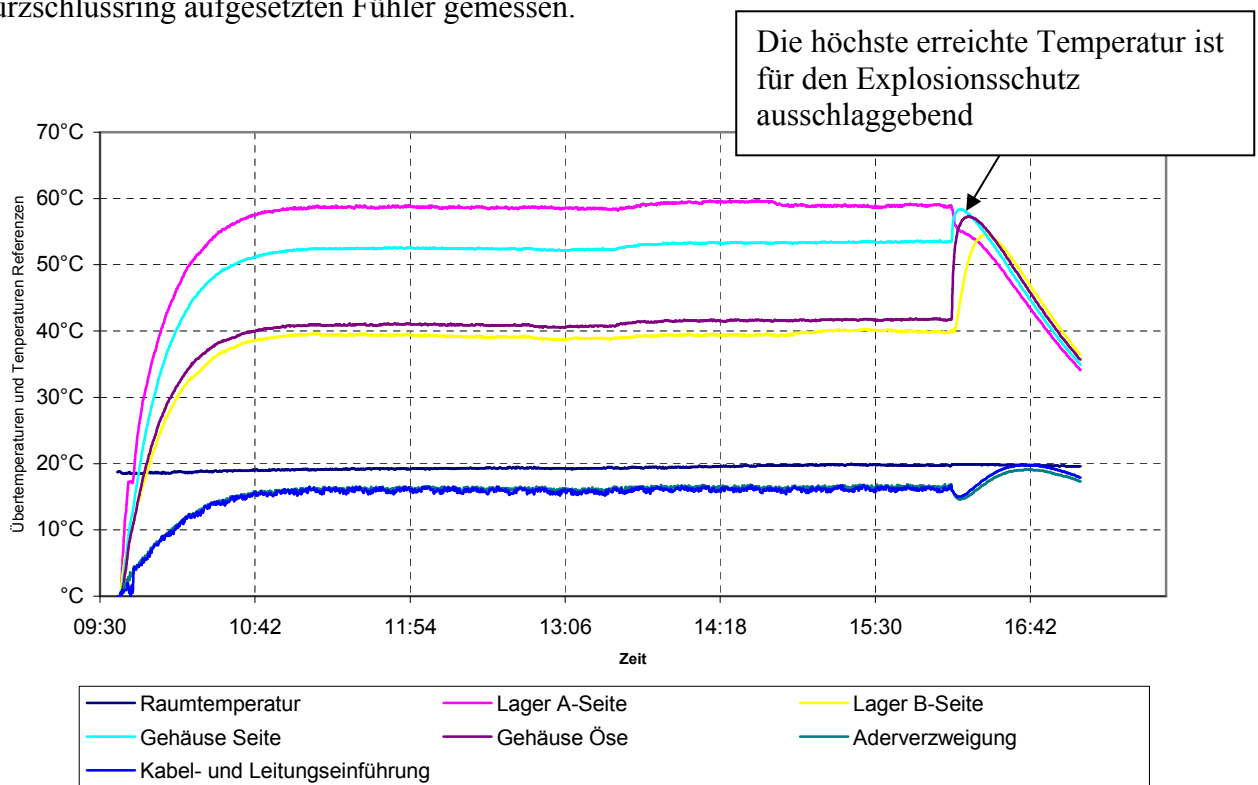


Bild 1.3: Beispielhafter Verlauf der Temperaturen am Motorgehäuse

Umgerechnet auf eine maximale Umgebungstemperatur von üblicherweise 40 °C ergibt sich die maximale Dauerbetriebstemperatur, mit der die weiteren Betrachtungen durchgeführt werden.

In einem zweiten Versuch wird die Maschine im Rotor mit Thermoelementen präpariert und im festgebremsten Zustand für z. B. zehn Sekunden an die Netzspannung geschaltet. Der

Versuch wird mit beiden Drehfeldrichtungen durchgeführt und die höchste gemessene Erwärmung wird für die Auswertung herangezogen. Durch eine Extrapolation kann dann aus den gemessenen zeitlichen Verläufen der Erwärmung die Zeit bestimmt werden, für die ausgehend vom betriebswarmen Zustand der Betriebsfall „blockierte Maschine“ fortbestehen darf, ohne dass unzulässige Erwärmungen auftreten. Diese Zeit wird t_E – Zeit genannt (Bild 1.4) auf die das Motorschutzrelais maximal eingestellt werden darf und der Motor spätestens vom Netz getrennt werden muss. Die Zeit t_E kann auch über den folgenden Ansatz berechnet werden:

$$t_E = \frac{T_{Gr} - T_{Umg,max} - T_{S1}}{T_{a,blockiert}} \quad (1.4)$$

T_{Gr} : maximal zulässige Oberflächentemperatur

$T_{Umg,max}$: maximale Kühlmitteltemperatur

T_{S1} : bei Dauerbetrieb erreichte Übertemperatur

$T_{a,blockiert}$: Temperaturanstiegsgeschwindigkeit beim Blockiersversuch in K/s

Diese Rechnung muss sowohl für den Rotor als auch den Stator der Maschine durchgeführt werden. Der kleinere Wert wird dann dem Datenblatt der EG-Baumusterprüfbescheinigung zugrunde gelegt.

Während des Dauerbetriebes und auch im Störfall dürfen neben den durch die Zündtemperatur des Gases festgelegten Temperaturgrenzen auch die maximal zulässigen Temperaturen der verwendeten Isolierstoffe und Anbauteile der Maschine nicht überschritten werden. Weitergehende Informationen zur Zulassung von Maschinen der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ findet sich in der PTB-Prüfregel für elektrische Maschinen, /39/.

Wenn sichergestellt werden kann, dass der „Kurzschluss-Betriebsfall“ unkritisch ist (der maximale, von der Maschine aufgenommene Strom ist auf einen Wert deutlich unter den Strom bei direkter Einschaltung am Netz begrenzt), kann auf die Bestimmung der Zeit t_E und Vorhaltung der Temperaturreserve für den Störfall verzichtet werden. Diese Bedingung ist bei einem Betrieb am Frequenzumrichter (kein Gruppenbetrieb) in der Regel erfüllt. Allein schon aus Kostengründen wird der Frequenzumrichter auf den Motorbemessungsstrom dimensioniert.

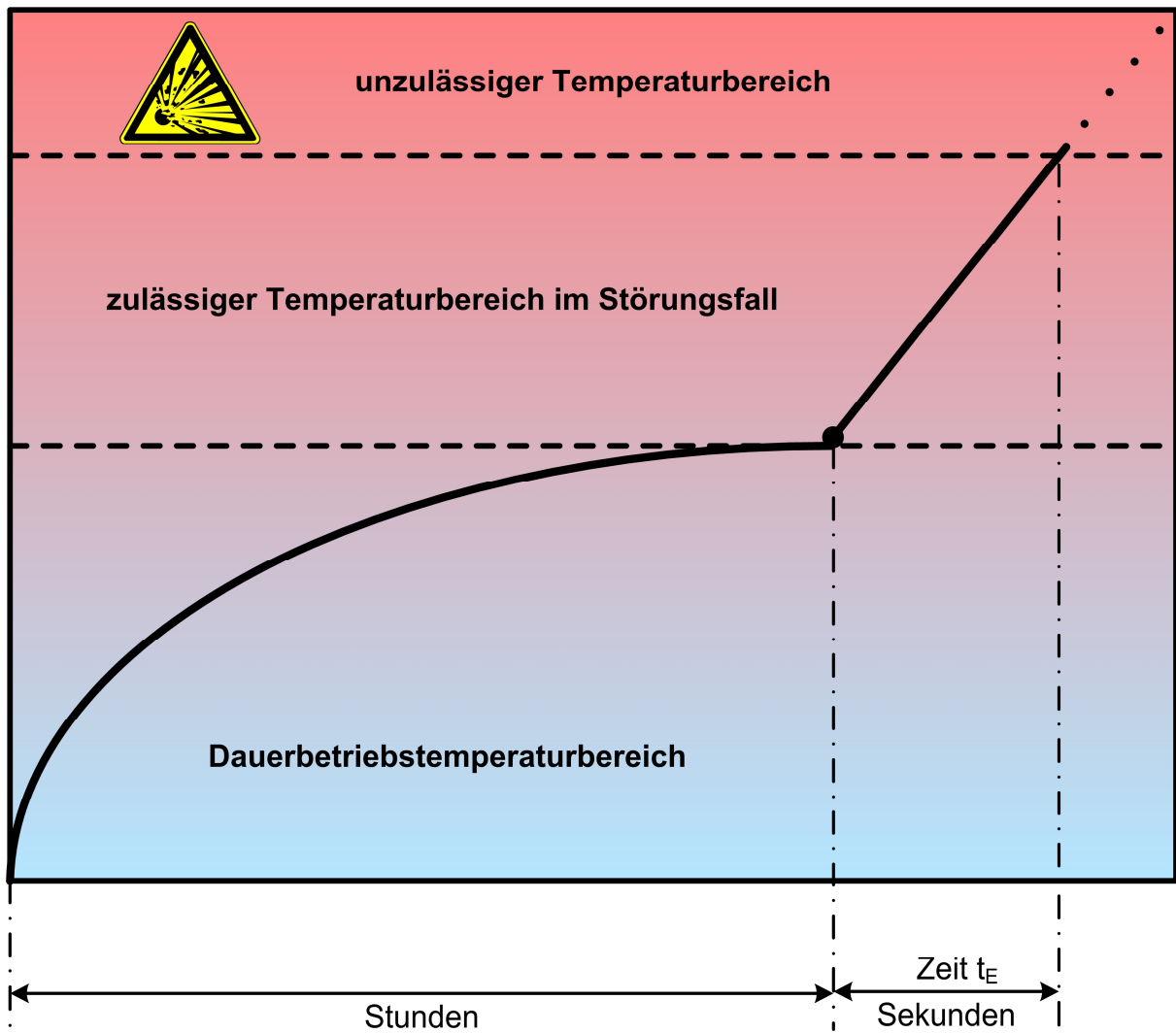


Bild 1.4: Definition der Zeit t_E

Alternativ zur Überstromüberwachung ist auch der Schutz mittels in die Statorwicklung eingebetteten Kaltleitern zusammen mit einem funktionsgeprüften Auslösegerät möglich. Als wichtige Größe gilt hier die thermische Ankoppelung der Kaltleiter an die Maschinenwicklung, um auch bei hohen Temperaturanstiegsgeschwindigkeiten einen sicheren Schutz zu gewährleisten. Bei einer mit Kaltleiter versehenen Maschine wird die Zeit t_A bestimmt und im Datenblatt des Motors in der EG-Baumusterprüfbescheinigung festgehalten. Innerhalb dieser Zeit muss der Motor bei blockiertem Rotor vom Kaltleiterauslösegerät abgeschaltet werden. Unter Zuhilfenahme der Zeit t_A kann später an ausgeführten, baugleichen Maschinen der korrekte Einbau des Kaltleiters überprüft werden. Die Temperaturüberwachung mittels Kaltleitern kann auch zusätzlich zu einem anderen Motorschutzsystem eingesetzt werden, um auch bei Ausfall einer Komponente einen sicheren Betrieb zu gewährleisten.

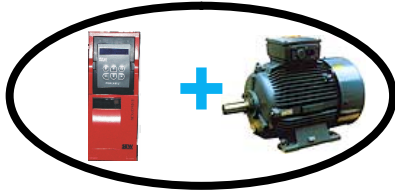
2 Zielsetzungen der Untersuchungen

2.1 Die Zulassungspraxis bei frequenzumrichter gespeisten Antrieben der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“

Bei der bisherigen Zulassungspraxis müssen Motor und Frequenzumrichter zusammen als eine Einheit geprüft werden (Bild 1.1). Während der Prüfung wird der Motor mit den vom Hersteller vorausgerechneten Parametern bei Bemessungslast betrieben. Analog zur im Kapitel 1 beschriebenen Zulassung für den Betrieb am Netz werden die Dauerbetriebstemperaturen des Gehäuses, der Statorwicklung sowie des Rotors ermittelt und mit den maximal zulässigen Werten verglichen. Eine Bestimmung der Kurzschlusswärme (Zeit t_E) ist in der Regel nicht erforderlich, da der Frequenzumrichter aus Kostengründen maximal für einen dem zweifachen Motorbemessungsstrom entsprechenden Kurzzeitstrom ausgelegt wird. Besonderes Augenmerk wird von der Prüfstelle bei eigenbelüfteten Motoren auf den Betrieb bei kleinen Drehzahlen gelegt, da hier am ehesten mit unzulässigen Erwärmungen zu rechnen ist. Dies ist insbesondere dann der Fall, wenn das Gegenmoment der Arbeitsmaschine nicht mit der Drehzahl abfällt, sondern einen konstanten Verlauf hat. In der Regel wird ausgehend von der Bemessungsdrehzahl eine mindestens quadratische Abnahme des Belastungsdrehmomentes von der Drehzahl gefordert. Bei Strömungsmaschinen (Pumpen, Ventilatoren) ist diese Bedingung ohne weitere Maßnahmen erfüllt. Besonders im Rotor der Maschine können auch im Feldschwächbetrieb aufgrund des großen Schlupfes unzulässige Erwärmungen auftreten. Daher und auch aus Gründen der mechanischen Festigkeit muss die Frequenz nach oben begrenzt und das Belastungsdrehmoment reduziert werden.

Im Zertifikat werden die folgenden Parameter festgeschrieben: Verlauf des Drehmomentes mit der Frequenz, Einstellung der Dauer- und Kurzzeitstromgrenzen sowie die Maximal- und Minimalfrequenz. Als wichtigster Punkt wird im Zertifikat für den Motor die genaue Typbezeichnung und der Hersteller des Frequenzumrichters festgeschrieben.

Verknüpfung von Motor und Umrichter in einer Einheit



Vorteile:

- **Komplett getestete und geprüfte Baugruppe**
- **Einfache Anwendung für den Benutzer**

Nachteile:

- **Anpassung an die Erfordernisse des Betreibers sind enge Grenzen gesetzt. Größere Änderungen erfordern eine Neuzulassung.**
- **Motor und Umrichter können nur durch baugleiche Einheiten ausgetauscht werden.**
- **Teure und aufwändige Prüfung bei großen Antrieben.**

=> Motor mit angebautem Umrichter

Bild 2.1: Darstellung der bisherigen Zulassungspraxis für frequenzumrichtergespeiste Antriebe

2.2 Gründe für die bisherige Kopplung Motor-Frequenzumrichter

Ausgangspunkt für die bisherige Vorgehensweise waren die Normen VDE 0170 / 0171. Für die Prüfung von Drehstrom-Asynchronmotoren der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ bei konstanter Spannung und Frequenz (d.h. $U_N \pm 5\%$, 50 Hz oder 60 Hz). Schon vor der Herausgabe der Prüfregele von 1969 /39/ kamen Anforderungen für schwache Netze mit erweitertem Spannungsbereich und ggf. auch erweiterten Frequenzbereichen hinzu. Die Prüfung der Motoren und der Betrieb in Anlagen in explosionsgefährdeten Bereichen stützten sich dabei auf die Motorschutzschalter oder – Relais, deren zu erfüllende Eigenschaften durch VDE 0165 festgelegt worden sind. Deren Möglichkeiten wurde durch die direkte Temperaturüberwachung mit Heiß- oder Kaltleitern (ab ca. 1964) erweitert und ergänzt. Letztendlich hat sich der Kaltleiter für den thermischen Maschinenschutz bei Maschinen kleinerer Baugrößen durchgesetzt. Der Verlauf der Kennlinie des temperaturabhängigen Widerstandes wurde in der Mitte der siebziger Jahre in den Normenwerken festgelegt.

Mit dem Kaltleiter war ein dem Motorschutzschalter gleichwertiges Schutzniveau erreichbar, wenn die in der Prüfregele aufgeführten Einbauregeln beachtet werden. Die zunächst gewählte Bezeichnung „Vollschutz“ wurde dann aber doch nicht beibehalten, weil damit zu weit gehende Erwartungen vermieden werden sollten. Als dann die ersten Anfragen wegen umrichter-gesteuerter Motoren an die PTB gerichtet wurden, wurde nicht auf die fehlenden Norm-Regelungen verwiesen, sondern unter sinnvoller Anwendung der bestehenden Normen

eine Bearbeitung der Anfragen durchgeführt. Das führte geradezu zwangsläufig zu der Prüfung des gesamten Antriebssystems, bestehend aus Motor und Umrichter als eine Einheit, einschließlich der Überwachungseinrichtungen im Hinblick auf die Einhaltung der Grenztemperaturen im vorgegebenen Frequenzbereich für das gesamte Kennlinienfeld.

Diese Vorgehensweise erlaubte das Eingehen auf die verschiedenen Entwicklungslinien und die Anforderungen der Betreiber und zwar ohne auf detaillierte Norm-Festlegungen zu warten.

Rückschläge gab es bei Motoren, deren Isolationssystem den bei Betrieb am Frequenzumrichter auftretenden Spannungsspitzen mit Amplituden bis zur doppelten Zwischenkreisspannung nicht standhielt.

Die Kritik an der Vorgehensweise der PTB kam im wesentlichen von zwei Seiten. International war man argwöhnisch, und die Betreiber störten sich immer wieder an der Tatsache, dass sie den Lieferanten für den Umrichter nur eingeschränkt selbst auswählen konnten. Bei den Herstellern der Komponenten störte vor allem das aufwändige Prüfverfahren.

Hieraus entstand dann die Forderung, dass Motor, Umrichter und Überwachungseinrichtung als Einheit zu prüfen sind.

2.3 Nachteile der Kopplung für die Hersteller und Betreiber

Auf den ersten Blick erscheint die Kopplung des Motors an den Frequenzumrichter nicht als Nachteil, da hierbei durch einen Versuch die Betriebssicherheit nachgewiesen wird. Außerdem werden durch die exakte Vorgabe des Umrichtertyps und der Einstellungen viele unter Umständen gefährliche Fehler bei der Inbetriebnahme verhindert. Die Nachteile dieses Verfahrens überwiegen jedoch bei weitem: Der Aufwand und damit die Kosten für die Zulassung eines Antriebssystems sind enorm hoch. Besonders bei Großmaschinen ist der Transport und die Installation der oftmals mehrere Tonnen schweren Frequenzumrichter in das Prüffeld des Maschinenherstellers zur Durchführung des Erwärmungslaufes mit hohem Zeitaufwand verbunden. Das gilt besonders, wenn der Frequenzumrichter nicht vom Motorenhersteller gefertigt, sondern zugekauft wurde. Ein weiteres Problem kann die Bereitstellung der benötigten elektrischen Leistung im Prüffeld darstellen.

Die feste Kopplung des Motors an den Frequenzumrichter führt aber auch im späteren Betrieb zu oftmals großen Problemen: Erfordert eine geänderte Prozessführung den Betrieb bei Drehzahlen außerhalb des im Zertifikat genannten Bereiches, so ist eine Neuausstellung des Zertifikates zusammen mit einer erneuten Prüfung des Antriebssystems erforderlich. Ein

großes Problem kann auch der Ausfall einer Komponente des Antriebssystems darstellen: Ist die in der EG-Baumusterprüfbescheinigung festgelegte Type nicht mehr erhältlich, muss das Antriebssystem mit der ausgetauschten Komponente erneut zugelassen werden. Dies führt zu hohen Kosten und längeren Anlagenstillstandszeiten.

Die hier aufgezählten Nachteile haben bewirkt, dass der Marktanteil der in der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ ausgeführten Motoren für den Betrieb am Frequenzumrichter deutlich hinter den Anteil für die Zündschutzart „Druckfeste Kapselung“ zurückgefallen ist, obwohl die Herstellungskosten für einen Motor der Zündschutzart „Druckfeste Kapselung“ deutlich über denen eines Motors der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ liegen.

Einen Sonderfall stellen Motoren mit angebauten Frequenzumrichtern dar. Aufgrund der hier vorhandenen festen Zuordnung des Motors zum Frequenzumrichter ist die Bescheinigung des Antriebssystems als eine Einheit sinnvoll und sollte daher beibehalten werden.

2.4 Ziel: Aufhebung der Kopplung Motor-Frequenzumrichter auch bei der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“

Aufgrund der aus der Kopplung Motor-Frequenzumrichter für den Betreiber erwachsenden großen Einschränkungen soll im Rahmen dieser Arbeit nach Möglichkeiten gesucht werden, die feste Kopplung Motor-Frequenzumrichter aufzuheben und durch alternative Verfahren für das Antriebssystem ein gleiches oder sogar höheres Sicherheitsniveau zu erreichen. Hierbei muss aus Sicht des Motors durch generelle Anforderungen an den Frequenzumrichter sichergestellt werden, dass der Motorschutz unter allen in der Praxis möglichen Betriebszuständen und wahrscheinlichen Fehlerfällen sichergestellt ist, Bild 2.2

In dieser Arbeit wird daher versucht, die in der Praxis relevanten Einflussfaktoren auf die Maschinenerwärmung zu quantifizieren und im entwickelten Zulassungskonzept angemessen zu berücksichtigen, so dass unter Beibehaltung des Sicherheitsniveaus der Aufwand und die Kosten für Hersteller und Betreiber deutlich reduziert werden können und auch der spätere Komponententausch problemlos möglich ist. Das Ziel ist letztendlich die Ausstellung einer EG-Baumusterprüfbescheinigung für den Motor, die den Betrieb der Maschine an einem beliebigen Frequenzumrichter zulässt. Die vom Frequenzumrichter in Bezug auf den Motorschutz mindestens zu erfüllende Funktionalität und die einzustellenden Begrenzungen werden ebenfalls im Zertifikat hinterlegt. Abgesehen von diesen Mindestanforderungen kann der Hersteller weitere Funktionalität in seinen Frequenzumrichter integrieren.

Eine detaillierte Betrachtung des neuen Zulassungskonzeptes erfolgt in Kapitel 11.

Trennung von Motor und Umrichter



Der Motor muss durch Begrenzung des Stromes in Abhängigkeit der aktuellen Drehzahl durch den Umrichter vor unzulässiger Erwärmung geschützt werden. Back-up-Schutz über Kaltleiter



Allgemeine Zulassung für Umrichterbetrieb mit Festlegung der Randbedingungen:

- Frequenzbereich
- Dehmomenteverlauf
- Frequenzspektrum
- ...

Vorteile:

- Als separate Einheiten geprüft und bescheinigt
- Offen für Anpassungen
- Einfacher Austausch einer Komponente

Kosteneinsparung unter Beibehaltung des gleichen Sicherheitsniveaus

Bild 2.2: Zukünftiges Zulassungskonzept für Motoren der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“

3 Wege zur Qualifizierung und Quantifizierung der Einflussfaktoren auf die Motorerwärmung

3.1 Bei Frequenzumrichterbetrieb zusätzlich auftretende Verluste, Überblick

Die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Spannungszwischenkreisumrichter erzeugen das ausgangsseitige Drehstromsystem aus einer konstanten Zwischenkreisspannung durch zeitlich gesteuerte Schaltung der Leistungstransistoren der B6-Brückenschaltung im Frequenzumrichterausgang.

Die Schaltzeitpunkte können bei Frequenzumrichtern mit fester Schaltfrequenz gemäß Bild 3.2 durch Überlagerung einer taktfrequenten Sägezahnspannung (Steuerspannung) mit drei um 120° phasenverschobenen, grundschwingungsfrequenten Referenzspannungen bestimmt werden. Der „Frequenzumrichter1“ arbeitet mit konstanter Schaltfrequenz (offline-Steuerverfahren) /23/.

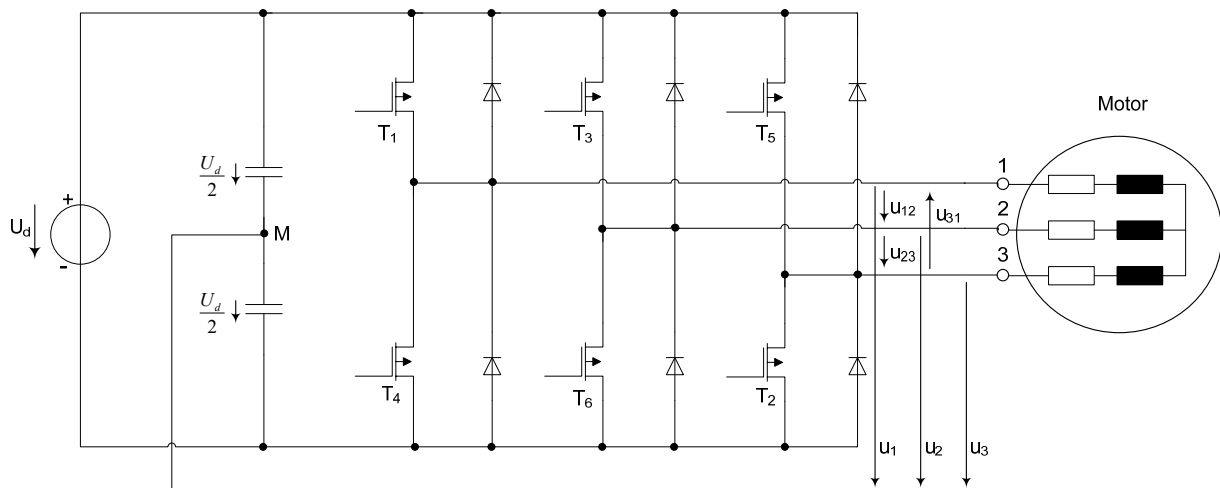


Bild 3.1: Prinzipschaltbild eines Spannungszwischenkreisumrichters. In vielen Konfigurationen sind M und die Erdungssysteme des Motors direkt verbunden. Dies ist die wirksamste Maßnahme, um die für das Isoliersystem günstige Bedingung $\hat{u}_{Phase-Erde} < \hat{u}_{Leiter-Leiter}$ zu erfüllen

Das Ziel bei der Signalerzeugung ist eine möglichst gute Annäherung des Ausgangssignals an die Sinusform bei möglichst geringen Schaltverlusten im Frequenzumrichter.

Zur Verbesserung der Umrichtereigenschaften wurden neben diesem Verfahren auch andere Ansätze verfolgt. Hervorzuheben ist hier besonders die trägerlose Pulsweitenmodulation (carrierless PWM, online-Steuerverfahren), die von einigen Herstellern favorisiert wird. Der „Frequenzumrichter2“ arbeitet nach diesem Prinzip. Hierbei werden aus den tatsächlich vorhandenen Signalformen während des Betriebes die Schaltzeitpunkte für die Leistungshalbleiter online berechnet. Die Schaltfrequenz variiert dabei innerhalb eines weiten

Bereiches. An der Maschine ist daher ein Rauschen wahrnehmbar. Bei einem Frequenzumrichter mit fester Taktfrequenz geht hingegen ein taktfrequenter Pfeifton vom Motor aus. Die Stärke des Geräusches ist auch davon abhängig, ob durch die Schaltfrequenz Resonanzen im Maschinenstator angeregt werden. Die trägerlose Pulsbreitenmodulation führt als Nebeneffekt auch zu geringerer Häufigkeit der durch Gleichtaktstörungen verursachten Entladungen über den Lager-Schmierstoffspalt und trägt somit zu einer verlängerten Lagerlebensdauer bei /20/.

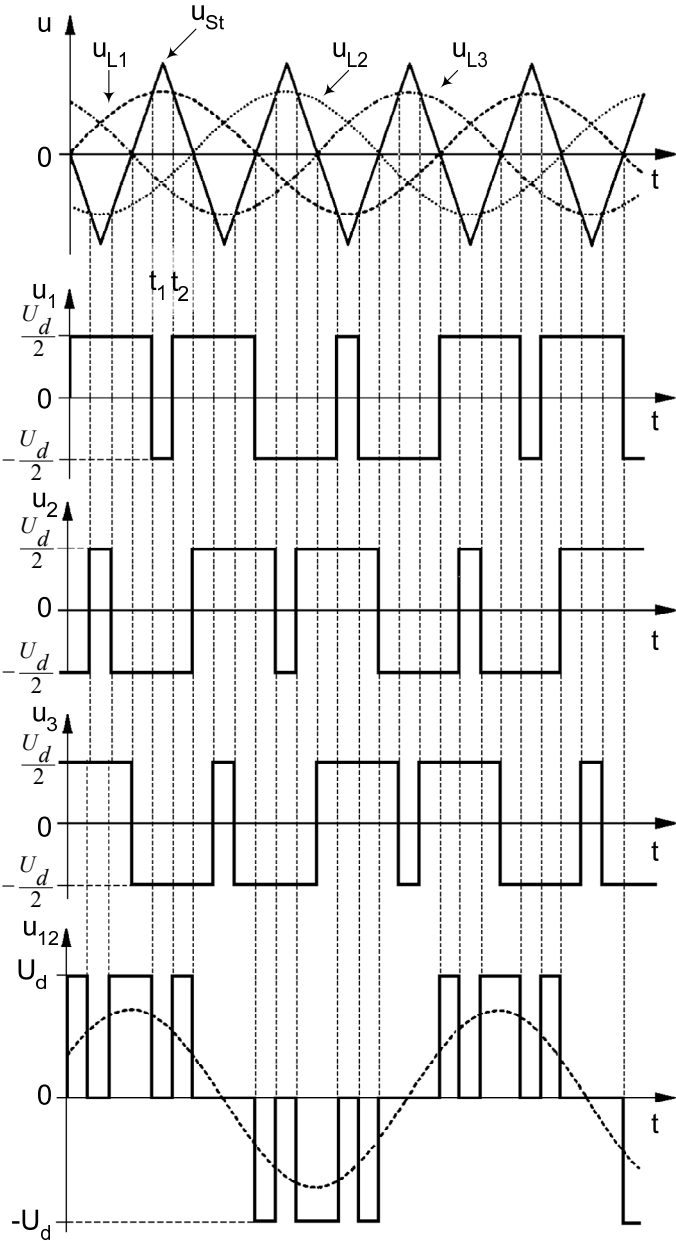


Bild 3.2: Erzeugung des Pulsmusters für eine sinusbewertete Pulsbreitenmodulation, Quelle: /23/

Während der zur Realisierung des Drehstromsystems der Grundswingungsfrequenz nötigen fiktiven Einschaltdauer werden die Leistungshalbleiter mit der Taktfrequenz des Frequenzumrichters geschaltet, wobei durch Veränderung der Pulsbreite über die Sinusperiode der zu erzeugenden Grundschiwingung die Sinusform nachgebildet wird. Die gesamte Spannungszeitfläche während einer Grundschiwingungshalbperiode bestimmt die Spannungshöhe des Grundschiwingungsanteiles.

Das Verhältnis zwischen der Zwischenkreisspannung und der Umrichterausgangsspannung kann über den Modulationsgrad α beschrieben werden.

Die theoretisch maximal erreichbare Amplitude der Frequenzumrichterausgangsspannung ist durch die Zwischenkreisspannung begrenzt. Die maximal erreichbare Grundschiwingungsspannung (Leiter-Leiter) am Frequenzumrichter Ausgang kann mit

$$U_{LL,max} = U_d \quad (3.1)$$

angegeben werden. Durch eine Überlagerung des Sollwertsignals mit einem Signal dreifacher Grundfrequenz kann die maximale Grundschiwingungsspannung am Frequenzumrichter Ausgang bis zu 15,5 % erhöht werden. Dieses Verfahren wird von den Herstellern auch „Übermodulation“ bzw. Injektion der 3. Oberschiwingung genannt.

Üblicherweise wird dabei $\frac{1}{6}$ der Grundschiwingungsamplitude als 3. Oberschiwingung injiziert. Die zusätzliche Spannung kann zur Kompensation von Spannungsabfällen an einem nachgeschalteten Ausgangsfilter verwendet werden.

In der folgenden Abbildung ist ein Oszillogramm der Ausgangsspannung eines Spannungs-zwischenkreisumrichters dargestellt.

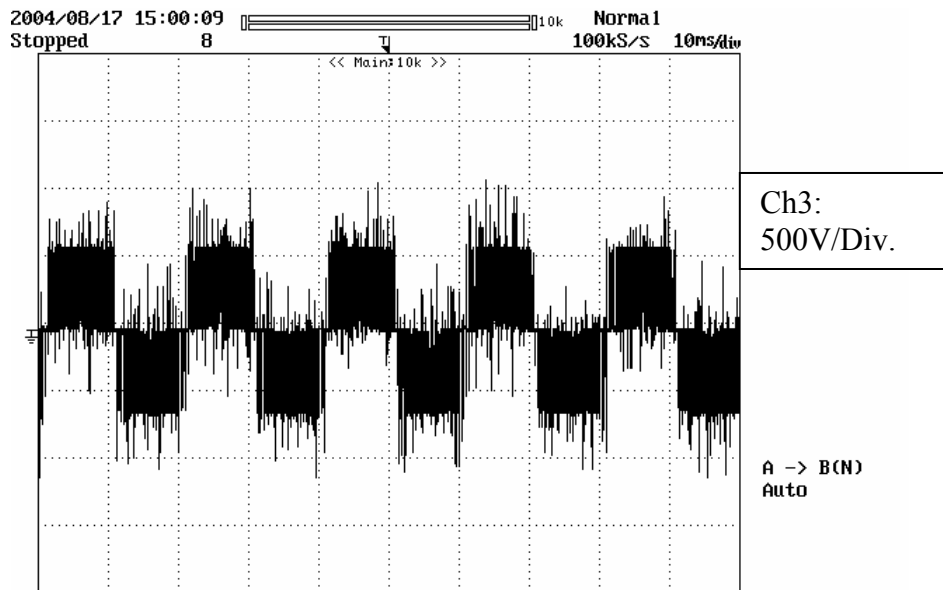


Bild 3.3: zeitlicher Verlauf der Frequenzumrichter Ausgangsspannung (verkettete Spannung)

Die in der Abbildung 3.3 erkennbaren Blöcke bestehen aus mit der Umrichtertaktfrequenz geschalteten (hier 3 kHz) Spannungspulsen. Die stochastisch verteilt auftretenden Spannungspulse mit deutlich größerer Amplitude als die Zwischenkreisspannung beruhen auf Wanderwellenvorgängen hervorgerufen durch die stark unterschiedlichen Wellenwiderstände der Leitung und der Maschine. Aus diesen Spannungsspitzen kann durch das Auftreten von Teilentladungen in der Maschinenwicklung bei falscher Auslegung des Isolationssystems unter Umständen eine Zündgefahr resultieren /30/.

Eine Fourieranalyse dieses Signals ergibt ein Spektrum mit ausgeprägten Maxima bei der Taktfrequenz und ganzzahligen Vielfachen davon.

Der Motorstrom wird durch die vorhandenen Motorinduktivitäten geglättet und die auf die Grundschwingung bezogenen prozentualen Stromüberschwingungsanteile sind deutlich geringer als die Spannungsüberschwingungsanteile.

Der Zusammenhang kann theoretisch wie folgt quantifiziert werden:

Sei I_1 der Grundschwingungsstrom der im Synchronismus befindlichen Maschine und I_n der Strom der betrachteten Oberschwingung n , so kann für die korrespondierenden Ströme

$$\text{geschrieben werden: } I_1 = \frac{U_1}{X_h + X_{1\sigma}} \text{ und } I_n = \frac{U_n}{\frac{\omega_n}{\omega_1} X_k}$$

$$\text{Hieraus folgt } \frac{I_n}{I_1} = \frac{U_n}{U_1} \frac{X_h + X_{1\sigma}}{X_k} \frac{\omega_1}{\omega_n}.$$

Für eine Oberschwingung mit der Frequenz 3 kHz ergibt sich das Verhältnis von $\frac{I_n}{I_1}$ für

$\frac{U_n}{U_1} = 1$ zu 0,25, wobei der Bruch $\frac{X_h + X_{l\sigma}}{X_k}$ zu $\frac{6}{0,4} = 15$ abgeschätzt wurde. Tatsächlich ist

$$U_n \ll U_1$$

Aus dem Quotienten beider Spektren kann in der Theorie die frequenzabhängige Motorimpedanz bestimmt werden.

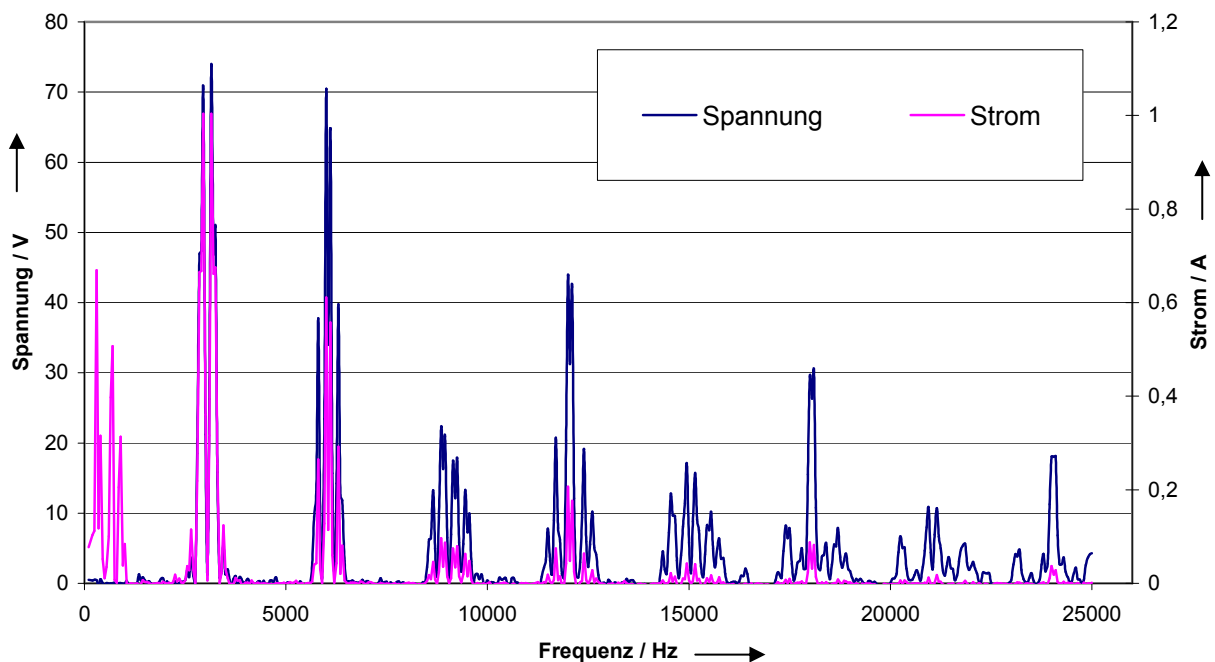


Bild 3.4: Spannungs- und Stromspektrum eines Pulsumrichters, Grundswingungsstrom 36 A, hier ausgeblendet

Die Oberschwingungen verursachen sowohl im magnetisch wirksamen Eisen der Maschine zusätzliche Wirbelstromverluste, als auch zusätzliche Stromwärmeverluste in der Statorwicklung und im Rotorkäfig.

In dieser Arbeit werden nur Spannungszwischenkreisumrichter mit Pulsweitenmodulation betrachtet. Die Verwendung eines anderen Steuerverfahrens zieht eine Veränderung der umrichterbedingten Verluste nach sich /7/.

3.2 Fourieranalyse des Frequenzumrichterausgangssignals

Eine stetige periodische Funktion f mit Periode T lässt sich approximieren als Summe von Sinus- und Cosinusschwingungen, deren Frequenzen ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz $\omega = \frac{2\pi}{T}$ sind.

Die allgemeine Form einer Fourierreihe kann geschrieben werden als:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (3.2)$$

Dabei gilt:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (3.3)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (3.4)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin(n\omega t) dt \quad (3.5)$$

der Wert a_0 beschreibt den Gleichanteil des Signals.

Das Ziel der Fourieranalyse ist die Bestimmung der Fourierkoeffizienten a_n und b_n . Wird versucht, eine unstetige Funktion, beispielsweise eine Sprungfunktion, über eine Fourierreihenentwicklung zu approximieren, ergeben sich in der Fourierreihenentwicklung an den Unstetigkeitsstellen Über- und Unterschwingen, die auch bei besserer Approximation nicht verschwinden. Dieser Effekt wird auch als Gibbsches Phänomen bezeichnet. Die Amplitude des ersten Überschwingers kann über den Zusammenhang

$$\frac{2h \cdot 0,281}{\pi} \approx 0,1789h, \quad h := \text{Sprunghöhe} \quad (3.6)$$

abgeschätzt werden.

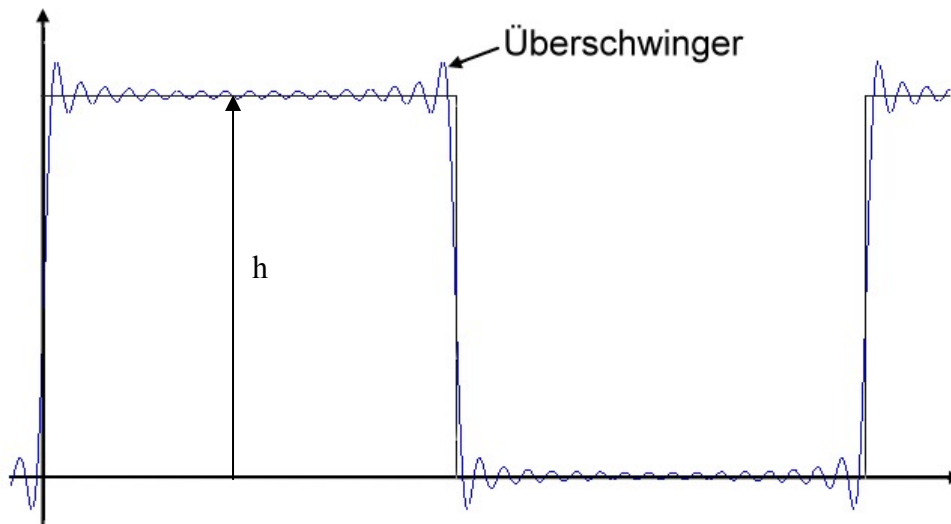


Bild 3.5: Überschwinger bei der Fourierreihenentwicklung einer un stetigen Funktion

In der Elektrotechnik kommen ideal rechteckförmige Signalverläufe aufgrund der nicht unendlich kurzen Schaltzeiten der in der Schaltung enthaltenen Halbleiter und der immer vorhandenen Energiespeicher (Kapazitäten, Induktivitäten) nicht vor. Die Signale in technischen Systemen lassen sich daher sehr gut über eine Fourierreihenentwicklung beschreiben.

Für die Frequenzumrichterausgangsspannung kann allgemein geschrieben werden:

$$U(t) = \sqrt{2}U_{1,GS} \sin(\omega_{1,GS} t - \varphi_{1,GS}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}U_{OS,n} \sin(\omega_{1,OS,n} t - \varphi_{1,OS,n}) \quad (3.7)$$

Neben der Grundsoschwungsspannung $U_{1,GS}$ entstehen unendlich viele Obersoschwungen verschiedener Amplituden und Phasenwinkel.

Das Spektrum ist theoretisch wie bei allen nicht der Sinusform entsprechenden Signalen unendlich breit, wobei die Amplituden mit steigender Frequenz gegen null streben.

Die Zusammensetzung des Spektrums ist wiederum von der Art der Modulation, dem Modulationsgrad und der Anzahl der Hilfssoschwungen im motorseitigen Wechselrichter abhängig, wenn eine Pulsbreitenmodulation mit Erzeugung des Pulsmusters über das Unterschwingungsverfahren verwendet wird. Detaillierte Ausführungen hierzu finden sich in /35/.

Im Rahmen dieser Arbeit wird die Fourieranalyse dazu verwendet, verschiedene Signalformen über das Frequenzspektrum direkt miteinander vergleichbar zu machen, um diese Signale über ein Leistungsverstärkersystem auch wieder erzeugen zu können. Auch

lassen sich die Motorverluste bei Kenntnis der frequenzabhängigen Impedanzen über das Spektrum der Motorversorgungsspannung berechnen.

Auf die praktische Durchführung der Fourieranalyse wird in Abschnitt 4.2 ausführlich eingegangen.

3.3 Bestimmung der zusätzlichen Stromwärmeverluste

Die überschwingungsbedingten Stromwärmeverluste können durch die in 3.2 beschriebene Fourieranalyse des Motorstromes bestimmt werden. Zur Bestimmung der zusätzlichen Stromwärmeverluste im Stator kann die ohmsche Verlustleistung für jeden Frequenzanteil bestimmt und anschließend gemäß der Formel

$$P_{VR1} = \sum_{n=2}^m 3R_{1,n} I_{1,n}^2 \quad (3.8)$$

aufaddiert werden, m: höchste erfasste Oberschwingungsordnung.

Für die ohmschen Rotorverluste ist eine derart einfache Bestimmung nicht möglich, da sich die Rotorströme einer direkten Messbarkeit entziehen. Sie können jedoch über das einphasige Ersatzschaltbild der Maschine aus den Statorströmen berechnet werden (Stromteiler) /25/.

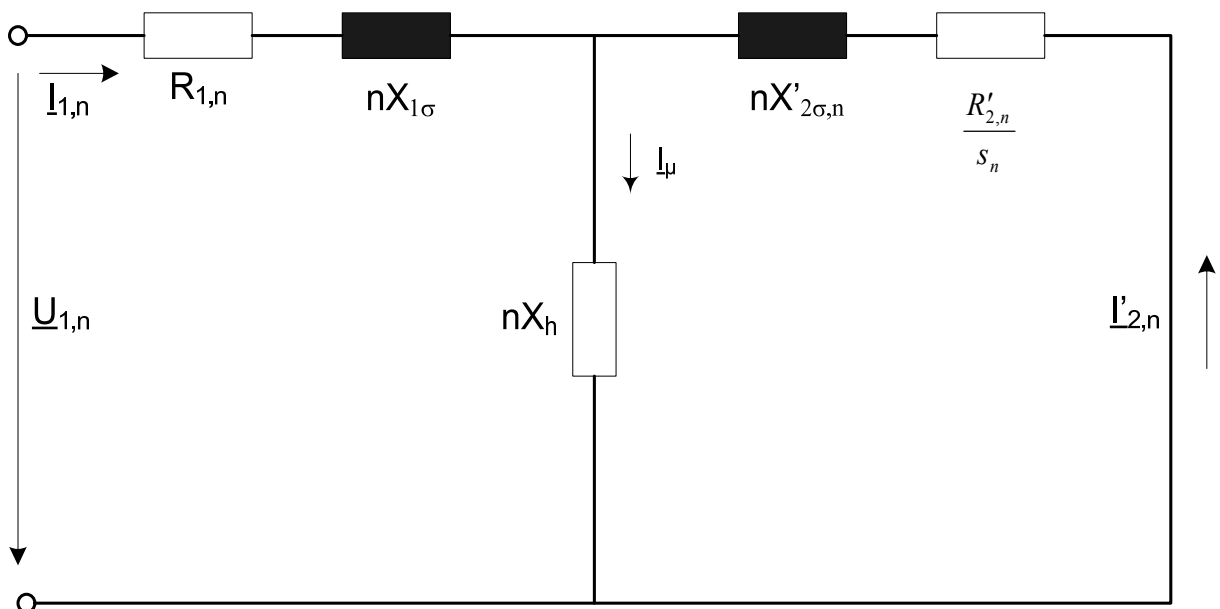


Bild 3.6: Vereinfachtes einphasiges Ersatzschaltbild eines Induktionsmotors

Für den bezogenen Rotorstrom $\underline{I}'_{2,n}$ kann daher bei bekanntem Statorstrom $\underline{I}_{1,n}$ geschrieben werden:

$$\underline{I}'_{2,n} = -\underline{I}_{1,n} \frac{j s_n n X_h}{R'_{2,n} + j s_n n (X_h + X'_{2\sigma,n})} \quad (3.9)$$

Für die überschwingungsbedingten Stromwärmeverluste im Rotor kann daher als Summation über die Verluste der einzelnen Oberschwingungen geschrieben werden:

$$P_{VR2} = \sum_{n=2}^m 3R'_{2,n} I'^2_{2,n} \quad (3.10)$$

Die gesamten überschwingungsbedingten Stromwärmeverluste ergeben sich als Summe aus den Stromwärmeverlusten in Stator und Rotor.

Zur Berechnung der zusätzlichen überschwingungsbedingten Verluste bei bekanntem Spannungsspektrum muss zur Berechnung des Stromes die Motorimpedanz bekannt sein. Zur korrekten Berechnung der Verluste über die Ströme müssen zusätzlich für jede Oberschwingung die frequenzabhängigen Rotor- und Statorwiderstände als bekannt vorausgesetzt werden. Auf die Berechnung der Widerstände wird in Abschnitt 3.3.1 eingegangen.

Zur Vereinfachung kann bei allen Oberschwingungsbetrachtungen der Oberschwingungsschlupf zu eins angenommen werden. ($s_n = 1 - \frac{(1-s)n_1}{nn_1} = 1 - \frac{1}{n}(1-s) \approx 1$) Diese Annahme ist möglich, da die Betriebsdrehzahl der Maschine klein im Verhältnis zur synchronen Drehzahl der Oberschwingungen ist.

Die in der Statorwicklung entstehenden Oberschwingungsverluste werden zur Abschätzung der Aufteilung der Oberschwingungsverluste in Kapitel 7 benötigt, weswegen dieser Teil hier sehr ausführlich anhand des Beispiels der Maschine „SEW1“ betrachtet wird. Die Parameter des Ersatzschaltbildes für die Grundschwingung können aus den elektrischen Größen an den Motorklemmen im blockierten Zustand und im Leerlauf berechnet werden. In /9/ und /27/ ist diese Thematik detailliert aufgegriffen worden.

3.3.1 Stromverdrängungseffekte in der Stator- und Rotorwicklung des Motors

a) Statorwicklung

Zur Berechnung der frequenzabhängigen Widerstandserhöhung kann auf einschlägige Literatur verwiesen werden. Besonders hervorzuheben ist hier die Veröffentlichung von Richter /42/ aus dem Jahr 1916. In diesem Abschnitt wird die Berechnung der

Statorwiderstandserhöhung exemplarisch für die Maschine „SEW1“ und die Frequenz 4 kHz durchgeführt.

Für den Wicklungsaufbau der hier verwendeten Versuchsmotoren (Einschicht-Träufelwicklung, Verbindung der Teilleiter am Anfang und Ende jeder Spulengruppe) kann die folgende Herleitung angewendet werden:

Unter der Voraussetzung eines quadratischen Leiters mit dem Durchmesser der tatsächlich vorhandenen Leiter als Kantenlänge lässt sich der Widerstand der k-ten Lage ($1 \leq k \leq m$) in der Nut übereinander beschreiben als:

$$k_{R,k}(f_1) = \varphi_{Cu}(f_1) + k(k-1)\psi_{Cu}(f_1) \quad (3.11)$$

Über den Durchmesser der in Reihe geschalteten Teilleiter d_{Cu} und der Zahl der nebeneinander liegenden Leiter n lässt sich die reduzierte Leiterhöhe als Funktion der Frequenz des Stromes berechnen:

$$\xi_{Cu}(f_1) = \alpha h \quad (3.12), \quad h = 0,825 \cdot d_{Cu,blank}, \quad \alpha = \sqrt{\mu_0 \pi \kappa_{Cu} f_1 \frac{b}{a}}, \quad b = n d_{Cu,blank} \quad (3.12)$$

Der Ausdruck h berücksichtigt die Verwendung eines Rundleiters anstelle rechteckiger Leiter (Ersatzrechteck mit einer dem 0,825-fachen des Leiterdurchmessers entsprechenden Höhe, $/42/$, n die Zahl der in einer Nut nebeneinander liegenden Leiter).

Zur Bestimmung der Größen n und m wird zunächst von einem „Ersatzrechteck“ ausgegangen, mit dem die in der Realität nicht rechteckige Statornut nachgebildet wird. Zur Wahrung gleicher Verhältnisse muss hierbei der Querschnitt der Ersatznut dem der Originalnut entsprechen. Die Nutquerschnittsfläche beträgt für die Maschine „SEW1“ laut Zeichnung des Statorblechschnittes 90 mm^2 . Für die mittlere Breite kann der Wert

$b_{Nut,mittel} = \frac{1}{2}(6,9 + 4,9) = 5,9 \text{ mm}$ angegeben werden. Die Höhe des Ersatzrechteckes ergibt

sich somit zu $h_{Nut} = \frac{A}{b} = \frac{90 \text{ mm}^2}{5,9 \text{ mm}} = 15,25 \text{ mm}$.

Wird eine Nutauskleidung von 0,18 mm auf jeder Seite angenommen, hat der Nutinnenraum die Abmessungen $b^* = 5,54 \text{ mm}$ und $h^* = 14,55 \text{ mm}$. Der Durchmesser des unisolierten Drahtes beträgt 0,85 mm, mit Isolation 0,9 mm. Hieraus folgt, dass in der Nut 6,15 Leiter nebeneinander und 16,2 Leiter übereinander liegen können, insgesamt also 99,63 Leiter pro Nut. Nach den Wicklungsdaten befinden sich insgesamt 66 Leiter in einer Nut, so dass mit $n = 5$ nebeneinanderliegenden und $m = 13$ übereinanderliegenden Leitern weitergerechnet werden kann.

Hieraus ergibt sich b zu 4,25 mm und α (für 4 kHz) zu

$$\alpha = \sqrt{0,4\pi \cdot 10^{-8} \pi \cdot 56 \cdot 10^2 \cdot f \cdot \frac{4,25}{5,9}} = \sqrt{1,5925 \cdot 10^{-4} \cdot 4 \cdot 10^3} = 0,7981$$

Für die Größe ξ folgt nach Gleichung 3.12 der Wert 0,55968.

Für das Verhältnis der Leiterlänge im Wickelkopf zur Länge im Eisen kann bei den Motoren

„SEW1“ und „SEW3“ geschrieben werden: $\lambda = \frac{l_{Kopf}}{l_{Fe}} = \frac{125mm}{160mm} = 0,78125$.

Die Wicklung der Versuchsmaschine besteht aus isolierten Leitern mit einer Lackdicke von durchschnittlich 0,025 mm, dieses wird durch den Faktor δ berücksichtigt /42/:

$$\delta = \frac{h_{is} - I_s}{h_{is}} = \frac{1,8 - 0,01}{1,8} = 0,9944$$

Für ξ' ergibt sich bei der Maschine „SEW1“ der Wert

$$\xi' = \sqrt{\frac{\delta}{1 + \lambda}} \xi = 0,30313 \quad (3.13)$$

Nach diesen Vorüberlegungen lassen sich die folgenden Zwischengrößen bestimmen:

$$\varphi_{Cu}(f_1) = \xi'_{Cu}(f_1) \frac{\sinh 2\xi'_{Cu}(f_1) + \sin 2\xi'_{Cu}(f_1)}{\cosh 2\xi'_{Cu}(f_1) - \cos 2\xi'_{Cu}(f_1)} \quad (3.14)$$

$$\Psi_{Cu}(f_1) = 2\xi'_{Cu}(f_1) \frac{\sinh \xi'_{Cu}(f_1) - \sin \xi'_{Cu}(f_1)}{\cosh \xi'_{Cu}(f_1) + \cos \xi'_{Cu}(f_1)} \quad (3.15)$$

Für die Maschine „SEW1“ nehmen diese Zwischengrößen für die Frequenz des Stromes von 4 kHz die folgenden Zahlenwerte an:

$$\varphi_{Cu} = 1,074 \quad \psi_{Cu} = 0,169$$

Der Einfluss des Leitereigenfeldes wird über die Größe $\varphi_{Cu}(f)$ wiedergegeben, der Einfluss des Feldes der Leiter unterhalb der betrachteten Lage wird über $\Psi_{Cu}(f)$ beschrieben.

Die Widerstandserhöhung einer Nut kann durch Mittelwertbildung über alle m Leiterlagen bestimmt werden.

Zusammen mit einem Korrekturfaktor für die anstelle der Rechteckleiter vorhandenen Rundleiter ergibt sich für eine ungesehnte Einsichtwicklung eine Widerstandserhöhung zu

$$k_{R1}(f_1) = \varphi(\xi') + \frac{m^2 - 1}{4} \psi(\xi') = 1,053 + \frac{13^2 - 1}{4} \cdot 0,108 = 5,43 \quad (3.16)$$

Die frequenzabhängige Widerstandserhöhung der Statorwicklung (Raumtemperatur) der untersuchten Motoren kann gemäß dem folgenden Zusammenhang beschrieben werden:

$$R_{1,Str.}(f_1) = k_{R1}(f_1) R_{1DC} \quad (3.17)$$

Hieraus ergibt sich für die Frequenz $f_1 = 4$ kHz ein Strangwiderstand zu

$$R_{1,Str.}(f_1) = 5,43 \cdot 0,85 \Omega = 4,62 \Omega \quad (3.18)$$

Für die ohmschen Verluste eines Wicklungsstranges der Statorwicklung kann somit geschrieben werden:

$$P_{VR1,Str.} = \sum_{n=2}^m I_{1,n}^2 R_{1,n} \quad (3.19)$$

Die gesamten Stromwärmeverluste setzen sich aus der Summe der von den einzelnen Spektralanteilen hervorgerufenen Verlusten zusammen.

In Bild 7.2 ist der Verlauf des Widerstandserhöhungsfaktors über der Frequenz dargestellt.

b) Rotorwicklung

Bei den hier untersuchten Motoren ist die Rotorwicklung durchweg als Aluminium-Spritzgusskäfig ausgeführt. Die Form der Rotornuten kann dem Anhang entnommen werden. Die analytische Berechnung der frequenzabhängigen Widerstandserhöhung ist für die gegebene Stabform sehr aufwändig. Eine Möglichkeit ist die Berechnung über das Teilleiterverfahren. In das am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik der Universität Hannover entwickelten Programm ASYN ist dieses Verfahren integriert worden.

Eine weitere Berechnungsmöglichkeit besteht über die Methode der finiten Elemente.

Kann die Stabform für eine grobe Abschätzung vereinfacht und auf Rechtecke, Schnittflächen von Kegelstümpfen oder auf die Kombination aus beiden zurückgeführt werden, ist eine Anwendung des in der Veröffentlichung von Liwschitz-Garik aus dem Jahr 1955 [32] vorgestellten Näherungsansatzes möglich. Da die Aussagen zur Verlustaufteilung in der Maschine überwiegend auf Messungen beruhen, ist eine exakte Vorausberechnung des

frequenzabhängigen Stabwiderstandes hier nicht erforderlich. Weitergehende Ausführungen zum Teilleiterverfahren finden sich auch in der Veröffentlichung Kleinrath. /28/

3.3.2 Frequenzabhängigkeit der Streuinduktivitäten

Neben den ohmschen Widerständen der Leitermaterialien weisen auch die Streuinduktivitäten der Maschine eine Frequenzabhängigkeit auf. Zusammen mit der ohmschen Widerstandsänderung ist die Streuinduktivitätsänderung mit ursächlich für die Frequenzabhängigkeit der Motorimpedanz, wobei der Einfluss des induktiven Anteils an der Gesamtimpedanz überwiegt.

Die frequenzabhängige Statorstreuinduktivität kann geschrieben werden:

$$k_{X_{\sigma N1}}(f_1) = \frac{3}{2\xi'_{Cu}(f_1)} \frac{\sinh 2\xi_{Cu}(f_1) - \sin 2\xi_{Cu}(f_1)}{\cosh 2\xi_{Cu}(f_1) - \cos 2\xi_{Cu}(f_1)} \quad (3.20)$$

Dieser Zusammenhang wird in der Veröffentlichung Richter, /41/, für einen in Eisen eingebetteten Leiterstab angegeben, nach Heimbrock, /25/, kann dieser Ansatz auch für eine näherungsweise Abschätzung des Verhaltens einer Träufelwicklung verwendet werden. Für die Nutstreureaktanz kann daher geschrieben werden:

$$X_{\sigma N1}(f_1) = \frac{f_1}{f_{10}} \frac{k_{X_{\sigma N1}}(f_1)}{k_{X_{\sigma N1}}(f_1 = f_{10})} X_{\sigma N1}(f_1 = f_{10}) \quad (3.21)$$

Die resultierende Streureaktanz besteht aus den als stromverdrängungsunabhängig angenommenen Anteilen der Wickelkopfstreureaktanz, der Nutstreureaktanz und der doppeltverketteten Streureaktanz $X_{\sigma D1}$. Die Annahme der Stromverdrängungsfreiheit der Wickelkopfstreureaktanz ist zulässig, da die Leiter allseitig in Luft liegen.

$$X_{1\sigma} = X_{\sigma N1}(f_1) + \frac{f_1}{f_{10}} [X_{\sigma St1} + X_{\sigma D1}] \quad (3.22)$$

Die Streureaktanz des Rotors kann nach Formel 3.22 analog bestimmt werden, wobei auch hier die Streureaktanz des Ringes für Querschnitte unter etwa 3000 mm² als frequenzunabhängig angenommen werden kann.

$$X'_{2\sigma}(f_2) = \frac{f_2}{f_{20}} \left[\frac{k_{X_{N2}}(f_2)}{k_{X_{N2}}(f_{20})} X'_{\sigma N2}(f_{20}) + X'_{Ring}(f_{20}) + X'_{\sigma D2}(f_{20}) \right] \quad (3.23)$$

Für das Verhältnis $\frac{k_{X_{N2}}(f_2)}{k_{X_{N2}}(f_{20})}$ kann jedoch nur für einfache Querschnittsformen wie Rechteck oder Trapez ein analytischer Ausdruck angegeben werden. Die Stabstreuinduktivität kann wie

der Wechselstromwiderstand jedoch stets mit Hilfe des Teilleiterverfahrens bestimmt werden, welches auf die Stromverteilung in den fiktiven Teilleitern führt. Damit ist die magnetische Energie des Nutquerfeldes $A_{m,N2}$ bestimmt, aus der nach der allgemeingültigen Beziehung

$$A_{m,N2} = \frac{1}{2} L_{N2} I_{Stab}^2 \quad (3.24)$$

die Stabstreuinduktivität L_{N2} bestimmt werden kann. Der exakte Wert der Streuinduktivitäten ist für den Fortgang der Untersuchungen nicht relevant, weswegen auf detailliertere Betrachtungen an dieser Stelle verzichtet wird.

3.4 Versuche zur Bestimmung der zusätzlichen Hysterese- und Wirbelstromverluste

Neben den ohmschen Verlusten sind die zusätzlichen Hysterese- und Wirbelstromverluste eine weitere Folge der durch den Frequenzumrichter erzeugten Oberschwingungen.

Die Hystereseverluste werden in der Literatur auch als Ummagnetisierungsverluste bezeichnet und haben ihre Ursache in der für die Ausrichtung der magnetischen Vorzugsbereiche des Magnetkreismaterials im äußeren Feld erforderlichen Energie. Die Verluste nehmen sowohl mit der Amplitude des äußeren Magnetfeldes zu (stärkere Ausrichtung) als auch mit der Frequenz (Zahl der Umorientierungen pro Sekunde). Hierbei muss jedoch berücksichtigt werden, dass die eingeschlossene Fläche der Hysteresekurve nur von der Amplitude der Induktion, nicht jedoch von deren Zeitverlauf abhängig ist /18/. Dies bedeutet, dass die Ummagnetisierungsverluste am Frequenzumrichter unabhängig vom Oberschwingungsspektrum sind, solange keine „Minor Loops“ im Verlauf der Magnetisierung über der Zeit auftreten. Die vom Frequenzumrichter zusätzlich erzeugten Eisenverluste werden daher überwiegend aus Wirbelstromverlusten bestehen.

Die Wirbelstromverluste haben ihre Ursache in der elektrischen Leitfähigkeit des magnetisch aktiven Materials. Durch den magnetischen Wechselfluss wird über das Induktionsgesetz /2/ eine Potentialdifferenz erzeugt, die einen Stromfluss im Eisen und damit ohmsche Verluste verursacht. Technisch wird den Wirbelstromverlusten durch eine Blechung des Eisens in Stator und Rotor und Isolation der Bleche untereinander begegnet.

In der Praxis ist eine Aufteilung der Eisenverluste auf die Ummagnetisierungs (Grundschwingung) – und Wirbelstromverluste (Grund + Oberschwingungen) nicht ohne weiteres möglich, daher ist in dieser Arbeit mit den Eisenverlusten stets die Summe aus beiden gemeint. Die gesamten ober-schwingungsbedingten Eisenverluste können als Summe der von jeder einzelnen Oberschwingung verursachten Verluste aufgefasst werden.

Die Ermittlung der zusätzlichen Eisenverluste wurde über eine Differenzbildung zwischen den Verlusten bei Speisung mit einer nahezu überschwingungsfreien Spannung (Referenzversuch, Betrieb mit sinusförmiger Spannung am Generator) und bei dem zu untersuchenden Signal durchgeführt.

Die Leerlaufverluste einer Induktionsmaschine werden durch einen Leerlaufversuch ermittelt. Hierbei werden ausgehend von einem Betrieb im Leerlauf bei ca. 120 % der Bemessungsspannung unter schrittweiser Spannungsreduzierung bis auf ca. 40 % der Bemessungsspannung die Leistung und der Strom gemessen. Die Differenz aus der aufgenommenen Leistung und den Statorkupferverlusten ergibt die Eisenverluste zuzüglich der Reibungsverluste. Durch eine Extrapolation des Leistungsverlaufes über der Spannung zum Wert Null ergeben sich die Reibungsverluste, so dass sich die Eisenverluste in Abhängigkeit der Spannung durch eine einfache Differenzbildung bestimmen lassen. In der Norm EN 60034 Teil 2 wird unter 9.1.1.3 das Verfahren zur Auftrennung der Motorverluste allgemein beschrieben.

Bei einer frequenzumrichter gespeisten Maschine führt dieser Ansatz jedoch zu grob falschen Werten. Die folgende Abbildung verdeutlicht dieses:

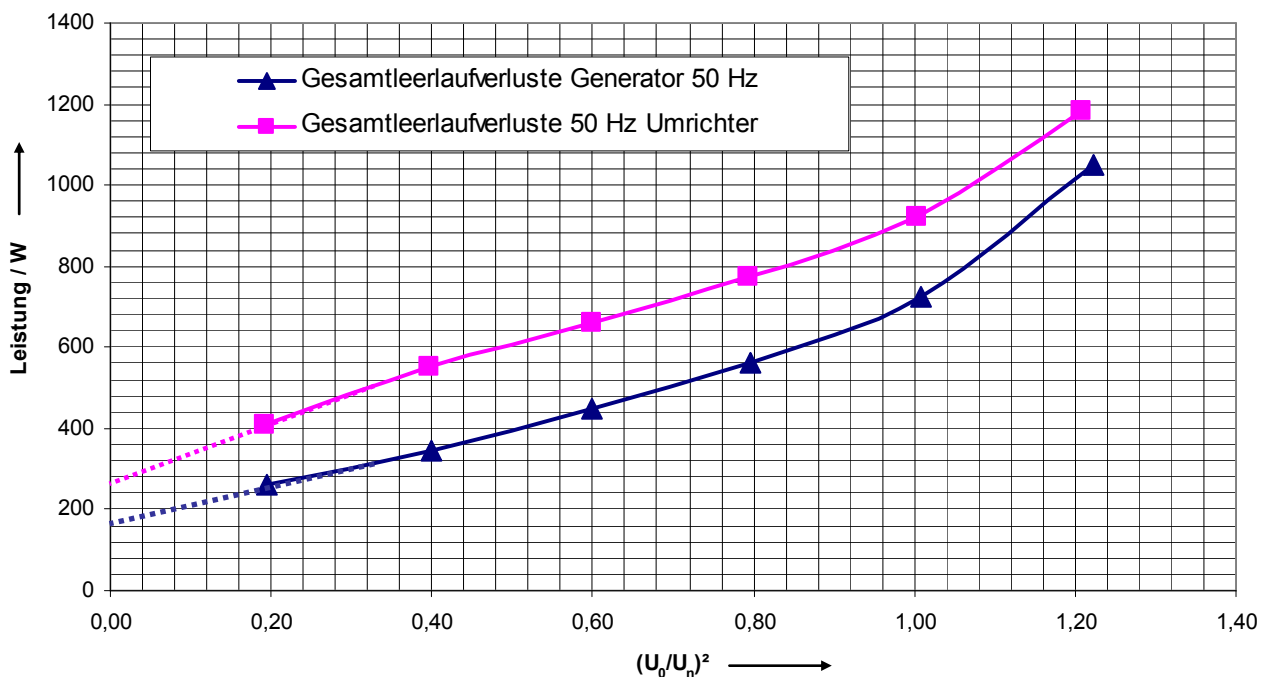


Bild 3.7: Spannungsunabhängiger Offset bei Frequenzumrichterspeisung

Im Gegensatz zum Betrieb an sinusförmiger Spannung schneidet die auf die Spannung Null extrapolierte Leistung die Ordinate bei einem deutlich höheren Wert, d. h. die Reibungsverluste sind beim Betrieb am Frequenzumrichter scheinbar höher als bei Generatorbetrieb. Da es physikalisch für eine Zunahme der Reibungsverluste keine Begründung gibt, wurden bei der Auswertung der Leerlaufversuche stets die beim Betrieb am Generator ermittelten Reibungsverluste angesetzt. Die Leerlaufverlustzunahme bei Frequenzumrichterspeisung zeigt sich als ein fast konstanter, in weiten Bereichen von der Grundsicherungsspannung an den Motorklemmen nahezu unabhängiger Offset zu den am Generator ermittelten Werten, Bild 3.7. Die Höhe des Offsets ist jedoch direkt vom Effektivwert der Frequenzumrichterausgangsspannung abhängig. Der Einsatz eines Sinusfilters am Umrichterausgang bewirkt ein fast vollständiges Verschwinden des Offsets. Diese zusätzlichen Verluste werden zu einem Teil auch aus Rotorkupferverlusten bestehen. Für die im Stator mit Oberschwingungsfrequenz umlaufende Feldwelle befindet sich der nahezu grundschwingungssynchron umlaufende Rotor im Stillstand, der Schlupf wird für diese Oberschwingung näherungsweise zu eins.

3.5 Versuche zur Verlustaufteilung innerhalb des Motors

Mit den „klassischen“ Versuchen zur Ermittlung der Motorverluste (Verluste bei Bemessungsbetrieb, Verluste im Leerlauf, Kurzschlussversuch) ist besonders für die Oberschwingungsverluste eine Aufteilung der Verluste auf die einzelnen Konstruktionselemente nicht möglich.

Lediglich die in der Ständerwicklung umgesetzten Verluste lassen sich durch eine Strommessung mithilfe des frequenzabhängigen Wicklungswiderstandes (3.17) berechnen. Über eine Aufteilung der restlichen Verluste auf das Eisen (Wirbelstromverluste) und den Rotorkäfig (Rotorkupferverluste) kann nichts ausgesagt werden. Eine Möglichkeit ist der in der Arbeit von Heimbrock, /25/, beschrittene Weg der Bestimmung der frequenzabhängigen Rotorgrößen mittels analytischer Rechnung und Anpassung des Ersatzschaltbildes.

In dieser Arbeit wird ein Verfahren zur experimentellen Bestimmung der zur Verlustvorausberechnung benötigten Parameter angewandt.

Eine theoretische Lösung des Problems, der Oberschwingungssynchrone Betrieb analog zum Leerlaufversuch bei Netzbetrieb, ist aus mechanischen Festigkeitsgründen nicht möglich.

Zur Lösung des Problems muss eine weitere Größe der gesamten Verlustleistung bekannt sein. Durch die Verwendung eines speziell präparierten Rotors werden daher die Rotorkupferverluste zu null erzwungen.

In der Praxis wird hierzu ein stabloser Rotor verwendet, bei dem die Stäbe und Kurzschlussringe durch elektrisch nichtleitende Materialien ersetzt worden sind.

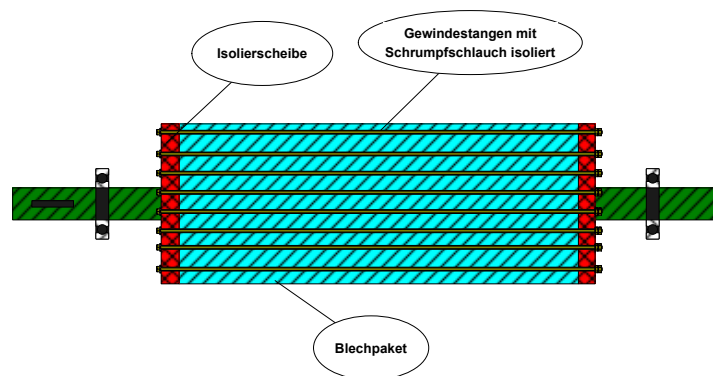


Bild 3.8: Stabloser Rotor zur Bestimmung der Oberschwingungsverlustaufteilung

Nach dem Zusammenbau des Rotors wurde zunächst eine Isolationsmessung zwischen jeder einzelnen Gewindestange und dem Blechpaket durchgeführt. Anschließend wurde der Motor an Bemessungsspannung bei 50 Hz gelegt. Der Rotor lief dabei nicht selbsttätig an.

Die Verlustmessungen am stablosen Rotor werden sowohl für diskrete Frequenzen (Speisung mit dem Leistungsverstärkersystem, Kapitel 7.2) als auch am Frequenzumrichter durchgeführt. Zur Vermeidung von Messfehlern durch Unsymmetrien (Rotorstellung) und grundschwingungsinduzierte Ströme über eventuell vorhandene Blechschlüsse wird der Rotor bei den Messungen am Frequenzumrichter mit der synchronen Drehzahl $\frac{f_1}{p}$ der Grundschwingung angetrieben. Der stablose Rotor wurde für die Maschine „SEW1“ angefertigt.

In einem weiteren Versuch sollen die oberchwingungsbedingten Rotorkupferverluste direkt an der frequenzumrichtergespeisten, drehenden Maschine gemessen werden (Maschine mit unverändertem Rotor). Diese Messung setzt jedoch eine Eliminierung der Grundschwingungsverluste im Rotorkäfig voraus, d. h. es muss erfüllt sein:

$$R_2 \cdot \frac{1-s}{s} \rightarrow \infty \quad (3.25)$$

Technisch ist diese Bedingung nur durch die Drehzahl $n = \frac{f_1}{p}$ der Versuchsmaschine erreichbar. Zur Realisierung wird die Maschine mit einer zweiten Asynchronmaschine gekuppelt. Die Speisung dieser Maschine erfolgt ebenfalls über einen Frequenzumrichter,

wobei über einen am Wellenende montierten Drehzahlgeber der Drehzahl-Istwert erfasst und auf den Frequenzumrichter der Antriebsmaschine zurückgeführt wird. Der Sollwert für den Antriebsumrichter entspricht dem Wert $\frac{f_1}{p}$, wobei f_1 die Grundswingungsfrequenz der Spannung an der Versuchsmaschine beschreibt.

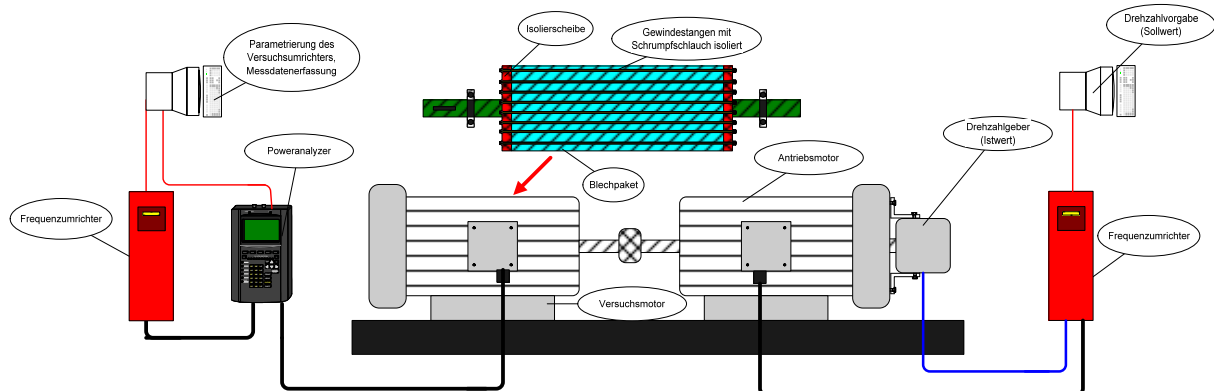


Bild 3.9: Versuchsaufbau zur Untersuchung der Verlustaufteilung bei Frequenzumrichterspeisung. Es wurden sowohl ein unveränderter Rotor als auch ein stabloser Rotor eingesetzt.

Zusätzlich wird die Drehzahl noch über eine berührungslos arbeitende Messung (Reflexmarke auf der Welle) überwacht. Die Bestimmung der im Rotorkäfig umgesetzten Verlustleistung erfolgt durch Differenzbildung der an der Maschine mit original und stablosem Rotor ermittelten Gesamtverluste bei Fremdantrieb mit der Synchrondrehzahl.

3.6 Bestimmung der Temperaturverteilung auf der Rotoroberfläche, Auffinden von Heißpunkten

Zur Sicherstellung des Explosionsschutzes muss die höchste erreichte Oberflächentemperatur begrenzt werden. Besonders bei der Rotortemperatur ist bisher keine klare Aussage über die tatsächliche Temperaturverteilung möglich. Die Rotortemperatur wurde entweder durch eine Messung am Kurzschlussring (Fühlermethode) oder gestaffelt über die Rotorstäbe mittels Telemetriesystem (Abschnitt 4.5.4) ermittelt. Hierdurch sollte überprüft werden, ob sich bei Frequenzumrichterbetrieb auf der Rotoroberfläche bisher nicht entdeckte Heißpunkte ausbilden.

Zur Klärung soll die Rotoroberfläche zusätzlich mit einer Wärmebildkamera abgetastet werden.

Aufgrund der guten thermischen Leitfähigkeit der Materialien des Rotors schied eine konventionelle Demontage des Rotors nach dem Dauerbetriebsversuch aus. Die Temperaturen hätten sich bis zur Einsatzbereitschaft der Wärmebildkamera längst ausgeglichen.

Es wurde daher eine Vorrichtung entwickelt, mit der sich der Rotor nach Beendigung des Erwärmungslaufes innerhalb weniger Sekunden freilegen lässt, siehe Abschnitt 4.5.5.

3.7 Auffinden von Betriebsparametern, die zu sehr großen Motorverlusten führen können

Um einen sicheren Betrieb des Antriebssystems gewährleisten zu können, müssen zu unzulässigen Erwärmungen führende Betriebszustände erkannt und in der ausgestellten Bescheinigung ausgeschlossen werden. Bei erwärmungsrelevanten Parametern, die sich nach der Inbetriebnahme unbemerkt verändern können, muss eine Erkennung des unzulässigen Betriebszustandes und eine Abschaltung oder Behebung dieses Zustandes durch den Motorschutz sichergestellt werden.

Wenn die Maschine in erster Näherung als ein Körper mit der Wärmekapazität C_{Therm} , der inneren Wärmeerzeugung P_v und dem thermischen Widerstand R_{therm} zwischen Maschine und Umgebung betrachtet wird, kann im stationären Betriebsfall eine unzulässige Temperatur entweder durch eine zu große Verlustleistung (innere Wärmeerzeugung) oder durch einen zu hohen thermischen Widerstand (schlechte Kühlung) zur Umgebung hervorgerufen werden. Neben dem Überlastfall können bei einer Asynchronmaschine bei Betrieb mit Überspannung (Übersättigung des Eisens, hohe Eisenverluste), bei Unterspannung (Vergrößerung des Schlupfes, zusätzliche Verluste überwiegend im Rotor) sowie bei einer Erhöhung des Oberschwingungsgehaltes der Versorgungsspannung (erhöhte Eisenverluste und

Stromwärmeverluste durch die Oberschwingungsströme) unzulässig hohe Verluste und Temperaturen auftreten.

Unterspannung kann bei falscher Auslegung des Antriebssystems (z.B. keine Berücksichtigung der Spannungsabfälle an langen Leitungen oder an einem eventuell vorhandenen, dem Frequenzumrichter nachgeschalteten Filter) sowie bei einer unbemerkten Absenkung der Versorgungsspannung auftreten. Die zusätzlichen Verluste treten überwiegend im Rotor der Maschine auf und gehen mit einem stark erhöhten Schlupf einher. Die daraus resultierenden Erwärmungen können im Extremfall 70 K (durch Versuch ermittelt) und mehr ausmachen und ohne Gegenmaßnahmen den Explosionsschutz in Frage stellen.

Im Gegensatz zum Betrieb am Netz treten bei Frequenzumrichterspeisung in der Regel keine hohen Anlaufverluste im Rotor der Maschine auf, da bedingt durch die langsame Steigerung der Frequenz der Motor dicht beim jeweiligen Synchronismus hochläuft.

Der Wärmeübergangswiderstand zur Umgebung ist bei eigenbelüfteten Motoren stark von der Drehzahl (=Lüfterdrehzahl) abhängig. Mit zu hohen Erwärmungen ist daher speziell bei kleinen Drehzahlen zu rechnen. Zur messtechnischen Ermittlung der Erwärmungen und Entwicklung eines Verfahrens zu deren rechnerischer Abschätzung bei bekannten Umrichterparametern werden in Versuchen der Einfluss der Umrichtereingangsspannung, der Umrichtertaktfrequenz sowie der Drehzahl auf das Erwärmungsverhalten untersucht.

3.8 Untersuchung des Zusammenhanges zwischen den Motorverlusten und Erwärmungen in Abhängigkeit der Speisefrequenz

Die Wärmeabgabe an die Umgebung erfolgt bei einer oberflächengekühlten Maschine durch freie und erzwungene Konvektion, durch Wärmestrahlung und durch Wärmeleitung (Fundament, Welle). Während des Betriebes mit Bemessungsdrehzahl hat die erzwungene Konvektion den größten Anteil an der Wärmeabfuhr, mit fallender Drehzahl nimmt dieser Anteil bis zum Stillstand auf Null ab. Eine Erhöhung der Drehzahl über den Bemessungswert hinaus führt nur begrenzt zu einer verbesserten Kühlung. Der quantitative Zusammenhang zwischen Drehzahl und Kühlleistung ist von der Anzahl und Ausführung der Kühlrippen, der Lüftergeometrie und der Oberflächenbeschaffenheit der Maschine abhängig und kann aus den Konstruktionsdaten nur sehr schwer berechnet werden /33/.

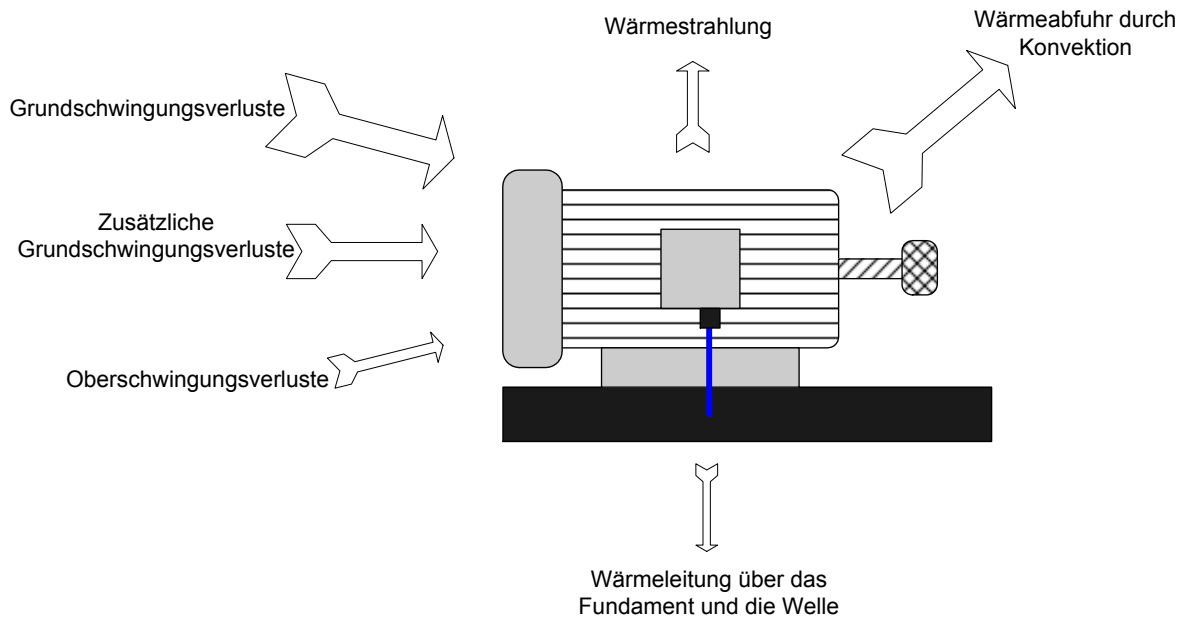


Bild 3.10: thermisches Gleichgewicht eines Induktionsmotors

Zur messtechnischen Ermittlung des Zusammenhanges zwischen der Lüfterdrehzahl und des thermischen Widerstandes wurde ein Versuchsaufbau entwickelt, bei dem in die Statorwicklung mittels eingepprägtem Gleichstrom eine definierte Verlustleistung eingebracht und die Motorwelle über einen zweiten Motor mit variabler Drehzahl angetrieben wird. Um zusätzliche Verluste durch im Rotor induzierte Spannungen zu vermeiden, wurden Blechpaket und Rotorkäfig komplett von der Rotorwelle entfernt. Zur Vermeidung der Wärmeleitung über das Fundament wird die Maschine auf einer thermisch gut isolierenden Pressspan-Platte aufgestellt.

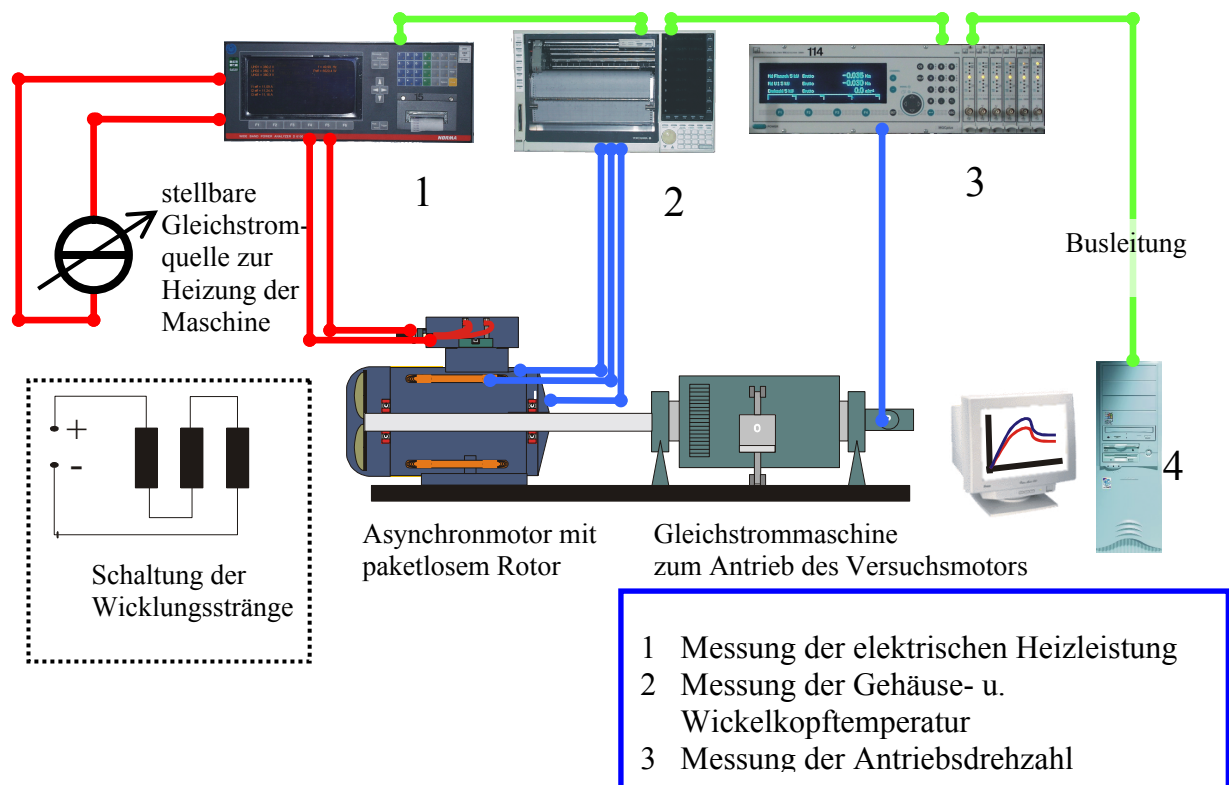


Bild 3.11: Versuchsaufbau zur Bestimmung des thermischen Widerstandes

Zur Messung des thermischen Widerstands in Abhängigkeit der Drehzahl wird bei bekannter Heizleistung bei den zu untersuchenden Drehzahlen nach Erreichen des thermischen Beharrungszustandes die Temperatur an der Gehäuseoberfläche (wärmste Stelle) gemessen. Der Quotient aus der Übertemperatur gegenüber der Umgebung und Heizleistung ergibt den thermischen Widerstand Gehäuse-Umgebung. Unter der Annahme konstanter Wärmeübergangswiderstände innerhalb der Maschine für eine grobe Näherung (für den Pfad Wicklung – Statorblechpaket – Gehäuse ist diese Bedingung mit Ausnahme des Wickelkopfes immer erfüllt), stellt sich zwischen dem Gehäuse und den inneren Maschinenteilen ein nur von der Verlustleistung des inneren Teiles abhängiger Temperaturgradient ein. Für eine genauere Betrachtung müssen jedoch die zwischen Rotoroberfläche und Statorbohrung vorhandenen, drehzahlabhängigen Strömungsverhältnisse berücksichtigt werden [24]. Bei Maschinen mit Innenlüftern müssen die inneren Wärmeübergangswiderstände generell als drehzahlabhängig angesehen werden.

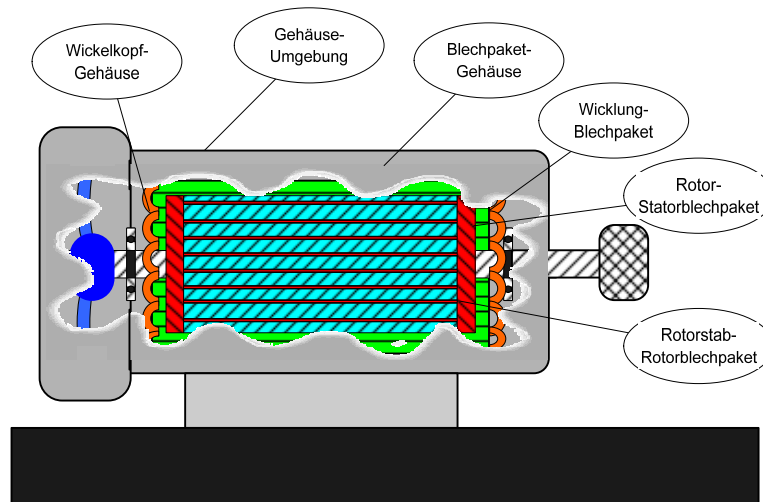


Bild 3.12: Wärmeübergangswiderstände eines Induktionsmotors

Die inneren Wärmeübergangswiderstände der Maschine können bei bekannter (rechnerisch / messtechnisch ermittelt) Verlustaufteilung über die Dauerbetriebserwärmungen berechnet werden. Dieses Verfahren stellt gegenüber dem in der Veröffentlichung von Riexinger /44/ vorgestellten Ansatz eine deutliche Vereinfachung dar und basiert auf dem in der Arbeit von Benecke /1/ vorgestellten vereinfachten Wärmequellennetz der oberflächengekühlten Asynchronmaschine. Zur Beurteilung im Rahmen der Explosionsschutzzulassung ist dieses Verfahren, wie durch Versuche gezeigt werden konnte, genügend genau.

3.9 Das Leistungsverstärkersystem zur Bestimmung der Motorparameter

Zur Vorausberechnung der frequenzrichterbedingten Verluste ist es erforderlich, die bei bekanntem Spannungs-Oberschwingungsspektrum an den Motorklemmen in die Maschine fließenden Oberschwingungsströme und somit die Verlustleistung zu kennen.

Die gesamte Verlustleistung kann als Summe der von jeder einzelnen Oberschwingung verursachten Verlustleistung über alle Oberschwingungen aufgefasst werden. Den Zusammenhang zwischen Oberschwingungsspannung und - Strom stellt die Impedanz der Maschine her. Zusammen mit der zwischen Strom und Spannung vorhandenen Phasenverschiebung kann die Impedanz in einen ohmschen und in einen induktiven Anteil zerlegt werden, d.h. bei bekanntem Strom ist die umgesetzte Verlustleistung berechenbar.

Die Motorimpedanz für hohe Frequenzen setzt sich gemäß Bild 3.6 aus Induktivitäten (Streuinduktivitäten, Hauptinduktivität) und aus ohmschen Widerständen (Statorwicklungswiderstand, Rotorwiderstand) zusammen. Der Schlupf kann wegen der großen Differenz zwischen der überschwingungsfrequenzsynchron im Stator umlaufenden

Oberschwingungsfeldwelle und der höchstens grundschwingungssynchronen Rotordrehzahl zu eins angenommen werden, deshalb ist die Impedanz des Sekundärkreises klein im Vergleich zur Hauptreaktanz der Maschine, weshalb diese im Ersatzschaltbild vereinfachend zu unendlich angenommen werden darf. Die Drehzahl ist für die Berechnung der Oberschwingungsverluste bedeutungslos. Diese Tatsache eröffnet die Möglichkeit, die „Antwort“ der Maschine (Strom, Phasenverschiebung) auf die Speisung mit diskreten Oberschwingungen auszuwerten und mit diesen Messwerten bei Kenntnis des Versorgungsspannungsspektrums die Verluste vorzuberechnen.

Zur Durchführung der Messungen wurde bei der Firma Rohrer in München ein Leistungsverstärkersystem gemäß den Spezifikationen der PTB gebaut. Das System besteht aus drei unabhängig voneinander einsetzbaren Verstärkern, die ausgangsseitig in Sternschaltung zu einer Drehspannungsquelle verschaltet werden können. Jeder einzelne Verstärker ist erdfrei aufgebaut und gegenüber dem Versorgungsnetz über einen Trenntransformator galvanisch entkoppelt. Die Versorgungsspannung der Verstärker wird über einen Stelltransformator bereitgestellt und ist den Versuchserfordernissen entsprechend stufenlos einstellbar. Die Verstärker sind für eine maximale Ausgangsspannung von $290 V_{\text{eff}}$ ausgelegt, der Maximalstrom beträgt 30 A, die maximale Scheinleistung 10 kVA. Die im Stern verschalteten Verstärker können maximal 30 kVA bei $500 V_{\text{eff}}$ liefern.

Bei einem Linearverstärker entspricht der theoretische Wert für die im Verstärker umgesetzte Verlustleistung der Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung multipliziert mit dem Ausgangsstrom. Zur Reduzierung der Verlustleistung erfolgt die Einstellung der Verstärkereingangsspannung auf den minimal möglichen Wert (keine Verzerrung des Ausgangssignals). Die Signalerzeugung wird über einen Vierkanal-Arbiträrunktionsgenerator realisiert. Drei Kanäle sind zu einem Drehspannungssystem (120° Phasenverschiebung) zusammengefasst und über eine in der PTB entwickelte Abgleichbox auf die Verstärkereingänge geführt. In der Abgleichbox wird ein eventuell vorhandener Gleichspannungsoffset über Kondensatoren unterdrückt sowie das Signal über Trimpotentiometer symmetriert.

Die Signale werden (mit Ausnahme des reinen Sinussignals) mittels einer PC-Software aus einzelnen Oberschwingungsanteilen zusammengesetzt und als Y-T-Wertepaare in den Funktionsgenerator übertragen.

Am Verstärkerausgang erfolgt die Messung der elektrischen Daten mittels eines Poweranalyzers hoher Bandbreite (Norma D6100). Mit dem Verstärkersystem sind sowohl eine Speisung der Maschine mit dem zu untersuchendem Signal unter Betriebsbedingungen

(Umrichtersimulation) als auch die Bestimmung der frequenzabhängigen Ersatzschaltbild-
elemente (Impedanzmessung) möglich.

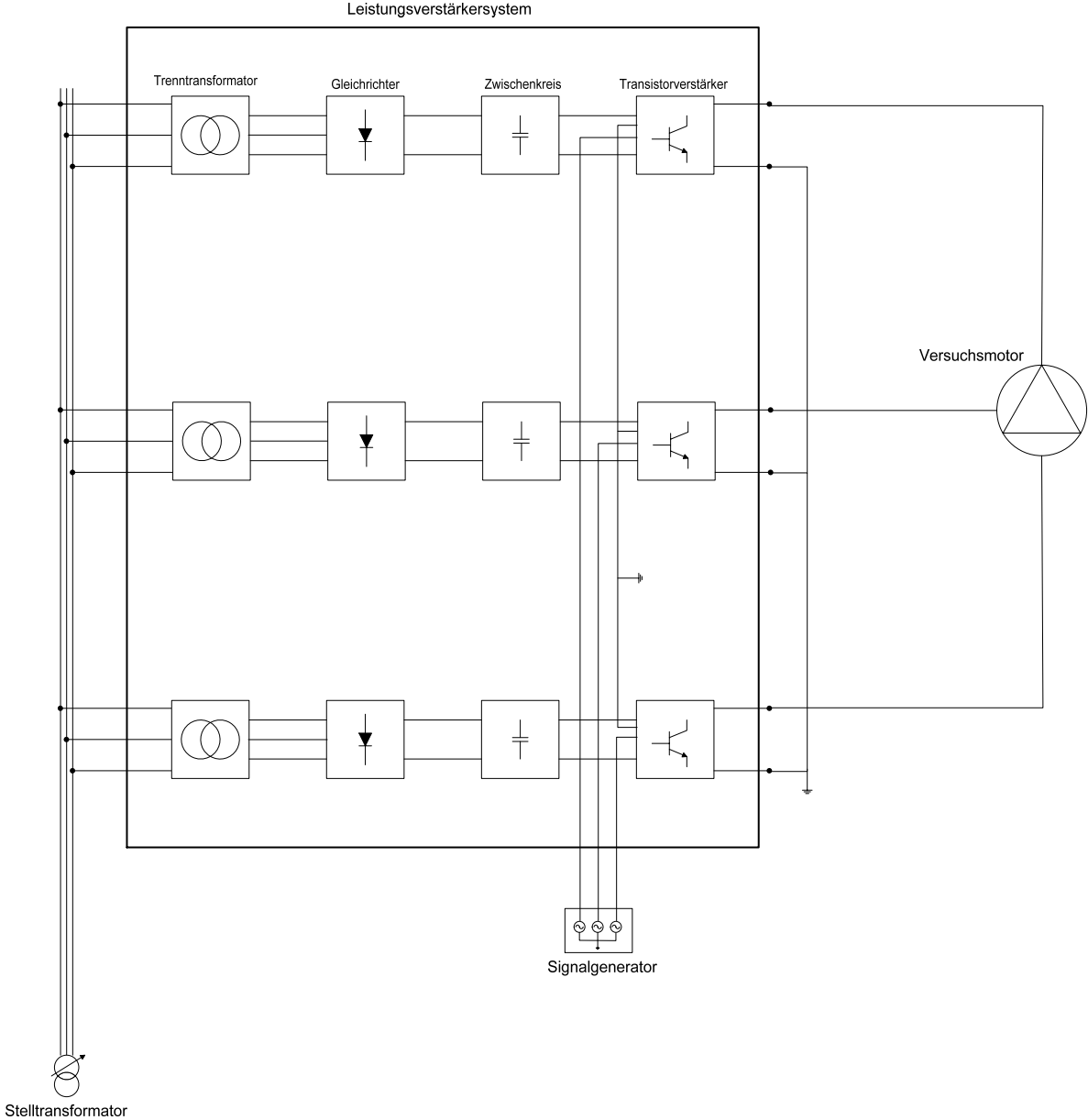


Bild 3.13: Prinzipschaltbild des Leistungsverstärkersystems



Bild 3.14: Foto des Leistungsverstärkersystems

Bei der direkten Umrichternachbildung wird die Maschine direkt am Verstärkersystem betrieben und über einen Gleichstromgenerator bis zur Bemessungsleistung belastet. Das Verstärkersystem liefert hierbei ein Signal, dessen Oberschwingungsinhalt bis hinauf zur Grenzfrequenz des Verstärkersystems alle relevanten Anteile des Umrichterausgangsspektrums enthält. Das Spektrum der Umrichterausgangsspannung wurde vorher wie in Kapitel vier beschrieben über eine Fourieranalyse ermittelt.

Durch eine Variation des Oberschwingungsspektrums und gleichzeitige Messung der in der Maschine umgesetzten Verlustleistung kann untersucht werden, welchen Anteil die einzelnen im Oberschwingungsspektrum enthaltenen Frequenzanteile an den gesamten Verlusten des Motors haben.

Mit diesem Verfahren ist es z.B. im Rahmen einer Explosionsschutz-Zulassung möglich, die Erwärmung des Motors bei Betrieb an einem bestimmten Frequenzumrichter messtechnisch zu bestimmen, ohne den Frequenzumrichter vor Ort zu haben. Die Bekanntgabe des Umrichterausgangsspektrums durch den Umrichterhersteller ist ausreichend.

Diese Vorgehensweise hat jedoch mehrere gravierende Nachteile: Zum einen ist dieses Verfahren sehr zeitaufwändig, da Motor, Verstärkersystem und Belastungsmaschine zusammen aufgebaut werden müssen und auch eine genügend breitbandige Leistungsmessung zur Verfügung stehen muss.

Da es sich um ein Linearverstärkersystem handelt, wächst die umgesetzte Verlustleistung proportional mit der elektrischen Ausgangsleistung des Verstärkersystems an. Mit dem hier

verfügbaren System lassen sich Motoren bis zu einer Leistung von zehn Kilowatt direkt prüfen. Zur Bestimmung der umrichterbedingten Zusatzverluste an größeren Motoren musste daher ein indirektes Verfahren (im folgenden als Impedanzverfahren bezeichnet) entwickelt werden. Aufgrund der Leistungsgrenze der Verstärker konnten die Versuche zur Umrichternachbildung nur an der Maschine „SEW1“ durchgeführt werden.

Bei der Impedanzmessung (das Verfahren wird im Abschnitt 8.2 ausführlich beschrieben), wird die Kombination aus Signalgenerator und Verstärker als eine in weiten Spannungs- und Frequenzbereichen einstellbare Spannungsquelle mit sehr geringem Innenwiderstand verwendet.

Zur Impedanzmessung des Versuchsmotors wird durch die Drehung des Rotors der Versuchsmaschine mit geringer Drehzahl (ca. 100 Umdrehungen pro Minute) und Mittelung des Messwertes über ca. 30 Sekunden der Einfluss der Rotorstellung durch geometrische Unsymmetrien eliminiert.

3.10 Untersuchungen zur Vorausbestimmung der Motorreaktion auf die Frequenzumrichterspeisung

Für diese Untersuchungen wird zunächst über den bei verschiedenen Spannungen und Frequenzen fließenden Strom die Impedanz der Maschine bestimmt. Zusammen mit dem sich zwischen Spannung und Strom einstellenden Phasenwinkel können der Strom und die Verlustleistung bei bekannter Oberschwingungsamplitude und Frequenz an den Motorklemmen berechnet werden.

Zur Ermittlung der frequenzabhängigen Impedanz erfolgt eine Speisung der Maschine über das Verstärkersystem mit Testsignalen variabler Spannung und Frequenz. Der Strom sowie die Wirkleistung werden mittels Poweranalyzer gemessen. Vor Beginn der Messung wurden die Motoren bei mittlerer Frequenz und Spannung in den thermischen Beharrungszustand gebracht, um die Temperaturänderung (ohmscher Wicklungswiderstand) während der Messreihe möglichst gering zu halten.

Zur Untersuchung der statistischen Streuung der Impedanzen baugleicher Motoren werden die Versuche an 20 Motoren desselben Typs durchgeführt, wobei jeweils 10 Motoren aus derselben Herstellungscharge stammten. Eine ausführliche Betrachtung der Impedanzversuche findet sich in Abschnitt 8.3.

4 Messtechnische Erfassung der zur Beurteilung des Explosionsschutzes benötigten Größen

4.1 Elektrische Leistungsmessung

Bei der Betrachtung der vom Frequenzumrichter gelieferten elektrischen Größen muss zwischen dem Grundswingungs- und dem Gesamteffektivwert unterschieden werden.

Bei rein sinusförmigen Größen entspricht der Grundswingungseffektivwert dem Gesamteffektivwert. Wird für einen Motor die Bemessungs- oder Betriebsspannung angegeben, so ist das immer der Effektivwert der Grundswingungsspannung. Gleiches gilt für den Bemessungsstrom und die Bemessungsleistung des Motors. Soll die Verlustleistung einer elektrischen Maschine bestimmt werden, müssen immer die Effektivwerte des Stromes und der aufgenommenen Leistung herangezogen werden, um auch die Oberschwingungsverluste zu erfassen.

Bei den hier durchgeführten Messungen werden die Oberschwingungen bis zu einer Frequenz von 1 MHz berücksichtigt. Durch eine Spektralanalyse kann gezeigt werden, dass der Leistungseintrag in die Maschine durch Frequenzen oberhalb 1 MHz im Verhältnis zur Grundswingungsleistung vernachlässigbar klein ist.

Für alle Betrachtungen wird die Netzspannung auf der Umrichtereingangsseite als ideal sinusförmig angenommen, so dass die Zwischenkreisspannung des unbelasteten Frequenzumrichters den $\sqrt{2}$ -fachen Wert des Netzspannungseffektivwertes annimmt. Bei idealer Glättung beträgt die Zwischenkreisspannung

$$\frac{\sqrt{2}}{\pi/3} U_{eff} \quad (4.1).$$

Bei Frequenzumrichtern mit „schlankem“ Zwischenkreis (Umrichter 1, Umrichter 2) sinkt der Mittelwert der Zwischenkreisspannung mit steigender Belastung ab.

Die elektrischen Leistungen werden über die Poweranalyzer D6100 oder D4000 des Herstellers Lem-Norma dreiphasig gemessen, wobei die Spannungsmessung über eine separate, zum Motorklemmenkasten verlegte Leitung erfolgt.

Durch dieses Vorgehen sollen Messfehler durch Spannungsabfälle an den Motorzuleitungen verhindert werden. Zur Verdeutlichung dieser Problematik ein Beispiel:

Beträgt z.B. der Spannungsabfall an der Leitung 1 V (Phasenspannung), bedeutet dies bei einem Motorstrom von 12 A eine Kabelverlustleistung von 36 W. Dieses entspricht nach Abschnitt 4.4 einem Mehrfachen der durch die Messunsicherheiten der verwendeten Geräte verursachten Abweichungen. Zusätzlich führt eine zu geringe Betriebsspannung der Maschine auch zu einem erhöhten Schlupf und somit größeren Verlusten besonders im Rotor. Auch aus

diesem Grund ist eine möglichst genaue Kenntnis der Spannung an den Motorklemmen beim Vergleich von Messungen erstrebenswert.

Der Spannungsmessbereich der Geräte beträgt 1000 V, so dass die Spannung direkt gemessen werden kann. Für die Strommessung stehen Triaxial-Shunts mit den Bemessungswerten 10 A, 100 A und 300 A zur Verfügung.

Auf der Umrichtereingangsseite erfolgt die Spannungsmessung mit dem Poweranalyzer Norma D5055. Strom- und Leistungsmessungen sind hier nicht möglich, da das Gerät nicht für die Messung Oberschwingungsbehafteter Ströme ausgelegt ist. Mit dem Gerät soll hier jedoch nur die Umrichtereingangsspannung bestimmt werden. Dieser Parameter hat, wie später noch gezeigt wird, einen Einfluss auf die Oberschwingungsbedingten Zusatzverluste der Maschine.

4.2 Fourieranalyse

Für die Fourieranalyse der Frequenzumrichter Ausgangsspannung / des Ausgangsstromes werden die Signale mit einem Digital-Speicheroszilloskop ausgewertet. Als Oszilloskop steht das TDS-540C des Herstellers Tektronix zur Verfügung.

Dem Oszilloskop wird für die Spannungsmessung ein Hochspannungsdifferenzastkopf vorgeschaltet, der Messungen von Signalen mit einer Amplitude von maximal 7 kV bei Frequenzen bis 70 MHz erlaubt. Übliche Hochspannungstastköpfe können nicht verwendet werden, da die Umrichterausgänge auf hohem Potential gegen Erde liegen, über den Erdanschluss des Hochspannungstastkopfes und den Schutzleiter des Oszilloskops würde ein Kurzschlussstrom fließen.

Die Strommessung erfolgt bei allen Oszilloskopmessungen potentialfrei mittels einer Strommesszange.

Der aufgezeichnete Signalverlauf wird dann als $u(t)$ -Wertepaare über die GPIB-Schnittstelle des Oszilloskops zur weiteren Analyse in den PC eingelesen. Die eigentliche Fourieranalyse gemäß der Theorie aus Abschnitt 3.2 erfolgt mittels einer ebenfalls mit der Labview-Entwicklungsumgebung erstellten Software. Dieses Entwicklungspaket für wissenschaftliche Software bietet für die Fourieranalyse bereits fertige Programmmodule, die hier mit wenigen Anpassungen verwendet werden können.

Das aufgezeichnete Spannungssignal und somit das Frequenzspektrum sind bei Frequenzumrichtern mit trägerloser Pulsbreitenmodulation zeitlich nicht konstant. Um dennoch ein aussagekräftiges Messergebnis zu erhalten, wird das Ergebnis über den Mittelwert aus 50 einzelnen Messungen berechnet, wobei zwischen den Messungen eine

Zeitdifferenz von zwei Sekunden besteht. Zur Vermeidung grober Messfehler wird der Grundschiebungseffektivwert sowie die Grundschiebungsfrequenz mit den Anzeigen des Poweranalyzers auf Plausibilität überprüft.

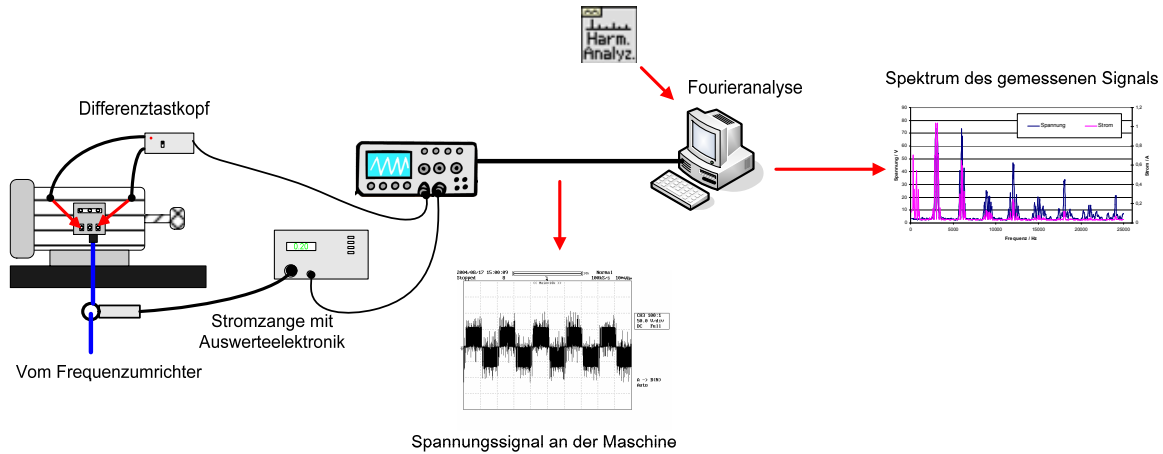


Bild 4.1: Versuchsaufbau zur Fourieranalyse

4.3 Mechanische Leistungsmessung

Die mechanische Leistung der Maschine wird aus dem Drehmoment und der Drehzahl bestimmt (direkte Leistungsmessung), der Schlupf aus der speisenden Frequenz und der Drehzahl. Als Alternativmethode zur direkten Leistungsmessung ist auch die indirekte Leistungsmessung gebraulich. Bei diesem in der Norm EN 60034 Teil 2 ausführlich beschriebenen Verfahren werden die von der Maschine aufgenommene elektrische Leistung P_1 sowie der Schlupf s (mittels Schlupfspule) gemessen. Außerdem werden noch der Wicklungswiderstand sowie die Leerlaufverluste (Eisen + Reibungsverluste) benötigt. Ausgehend von der aufgenommenen elektrischen Leistung kann durch Abzug der Statorkupferverluste und Statorisenverluste sowie der Zusatzverluste zunächst die Luftspaltleistung P_δ berechnet werden. über die Luftspaltleistung kann dann nach Subtraktion der Reibungsverluste und der Rotorkupferverluste ($s \cdot P_\delta$) die an der Welle abgegebene mechanische Leistung bestimmt werden. Dieses Verfahren erfordert bei einer umrichter gespeisten Maschine die vorhergehende Bestimmung der Oberschiebungsverluste, die dann den Grundschiebungsverlusten als konstanter, lastunabhängiger Offset zugefügt werden. Aus Gründen der in der Realität teilweise deutlich schwankenden Zusatzverluste ist dieses Verfahren mit deutlichen, schwer quantifizierbaren Ungenauigkeiten verbunden und sollte daher nur zur Anwendung kommen, wenn eine direkte Messung der abgegebenen

Leistung nicht möglich ist. Die Entwicklung verbesserter Verfahren zur Bestimmung der Zusatzverluste ist Ziel aktueller Untersuchungen.

Bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen wird generell die direkte Leistungsmessung angewandt.

Bei den in der PTB vorhandenen Motorprüfständen wird das Drehmoment über einen Drehmomentenmessflansch mit Dehnungsmessstreifen in Brückenschaltung erfasst. Zusätzlich ist noch ein zweites Drehmomentenmesssystem mit einem Kraftaufnehmer an der Abstützstelle der Pendelmaschine vorhanden. Dieses System dient aufgrund der geringeren Genauigkeit jedoch nur als Istwertquelle für die Drehmomentenregelung. Die Messdatenübertragung und Energieversorgung des Flansches erfolgt berührungslos analog zum in Abschnitt 4.5.4 beschriebenen Telemetriesystem zur Messung der Rotortemperatur.

Die Drehzahl wird mittels eines Inkrementalgebers am Ende des Wellenstranges erfasst.

Die Signale des Messflansches und des Inkrementalgebers werden über ein Auswertegerät aufbereitet und zur Anzeige gebracht.

Aus der Drehzahl und dem Drehmoment kann dann mit der Messdatenerfassungssoftware die mechanische Leistung berechnet und zusammen mit den elektrischen Leistungsdaten in das Messprotokoll übertragen werden. Während des sich bis zum Erreichen des thermischen Beharrungszustandes über mehrere Stunden erstreckenden Dauerbetriebsversuches erfolgt eine Protokollierung der mechanischen zusammen mit den elektrischen Größen im Abstand von etwa 15 Minuten über die Messdatenerfassungssoftware zur nachvollziehbaren Sicherstellung konstanter Belastung.

4.4 Messunsicherheitsbetrachtung

Für die direkte Bestimmung der Motorverluste aus der aufgenommenen elektrischen Leistung und der abgegebenen mechanischen Leistung wird eine detaillierte Messunsicherheitsbetrachtung nach GUM /50/ für den Poweranalyzer Lem-Norma D6100 durchgeführt. Die Unsicherheiten für die anderen Messgeräte werden nur als Zahlenwert angegeben, deren Ermittlung erfolgt jedoch in der gleichen Weise.

Der Messfehler bei einer Messung, (d.h. die Abweichung des gemessenen Wertes vom „wahren Wert“) setzt sich bei einem aus mehreren Größen berechneten Messwert aus den Unsicherheiten der Einzelgrößen zusammen.

Bei der elektrischen Wirkleistungsmessung setzt sich der gesamte Messfehler global aus den Fehlern der Spannungsmessung, der Strommessung und der Bestimmung des Phasenwinkels

zusammen. Für die mechanische Leistungsmessung besteht der gesamte Messfehler aus den Fehlern der Drehzahlmessung und der Drehmomentenerfassung.

Es muss weiterhin berücksichtigt werden, dass sich die Messfehler für die einzelnen Größen oftmals aus einem von der Messgröße unabhängigen und einem messgrößenabhängigen Anteil zusammensetzen. Eine Aussage über den tatsächlichen Messfehler kann dabei nicht pauschal sondern nur für einen konkreten Lastfall gegeben werden.

4.4.1 Berechnung der Messunsicherheit

In den meisten Fällen wird eine Messgröße Y nicht direkt gemessen, sondern aus n weiteren Größen X_1, X_2, \dots, X_n über die Funktionsbeziehung f berechnet:

$$Y = f(X_1, X_2, X_3, \dots, X_n) \quad (4.2)$$

Die Eingangsgrößen X_i werden wiederum über eine Wahrscheinlichkeitsdichte-Verteilungsfunktion (PDF) $g_{xi}(\xi_i)$ in Bezug auf den wahren Wert beschrieben. Hierbei sind ξ_i die Werte, die die Größe X_i annehmen kann. Der Erwartungswert der Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungsfunktion wird als bester Schätzwert für den Wert der Größe verwendet. Die Standardabweichung des Schätzwertes ist die dem Erwartungswert zugeordnete Standardunsicherheit u_{xi} .

$$x_i = E [X_i] = \int_{-\infty}^{\infty} g_{xi}(\xi_i) \cdot \xi_i d\xi \quad (4.3)$$

$$u_{xi} = \left\{ E \left[(X_i - x_i)^2 \right] \right\}^{1/2} = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} g_{xi}(\xi_i) \cdot (\xi_i - x_i)^2 d\xi_i \right\}^{1/2} \quad (4.4)$$

Wird dieser Ansatz verfolgt, werden die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungsfunktionen zu einem Informationsträger über die auf das Messergebnis einwirkenden Eingangsgrößen.

Die eigentliche Schwierigkeit ist nun, für das angewandte Messprinzip die den Sachverhalt am besten reflektierende Verteilungsdichtefunktion auszuwählen. Sind am Endergebnis mehrere Messprozesse beteiligt, muss für jede Stelle, an der Messwerte ermittelt werden, eine Wahrscheinlichkeitsverteilungsdichtefunktion angesetzt und hieraus die Unsicherheit für das Gesamtergebnis bestimmt werden.

Für die Verteilungsdichtefunktion kann ein rechteckförmiger Verlauf angenommen werden, wenn die Werte ξ_i der Größe X_i in einem Intervall enthalten sind, z.B. vorgegebene, feste Toleranzen eines Messgerätes, Quantisierungsfehler bei der Signaldigitalisierung.

Es kann eine Gauß'sche Normalverteilung angenommen werden, wenn ein bester Schätzwert $x_j = E[X_j]$ mit beigeordneter Standardunsicherheit u_{x_j} angegeben werden kann. Das ist z.B. bei der Angabe eines Kalibrierergebnisses oder als Ergebnis einer statistischen Auswertung (Mittelwert + Standardabweichung) gegeben. Analog zur Eingangsgröße lassen sich aus der PDF der Ausgangsgröße (Messgröße) der Erwartungswert $y = E[Y]$ und die beigeordnete Messunsicherheit u_y ableiten. /48, 14/

Zur Bewertung der Messunsicherheiten wird im Rahmen dieser Arbeit das Verfahren nach GUM eingesetzt, welches zur Berechnung der Messunsicherheit die Methode der Gauß'schen Messunsicherheitsfortpflanzung anwendet. Die Gleichung 4.2 bildet hierbei die Basis zur Berechnung des Erwartungswertes der Ausgangsgröße $y = E[Y]$, so dass geschrieben werden kann:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_N) \text{ mit } x_1 = E[X_1], x_2 = E[X_2], x_N = E[X_N] \quad (4.5)$$

Die der Ausgangsgröße beizuordnende erweiterte Messunsicherheit bei unkorrelierten Eingangsgrößen ergibt sich zu:

$$U_y = k \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^n G_i (c_i u_i)^2} \text{ mit } c_i = \frac{\partial f}{\partial x_i} \quad (4.6)$$

mit dem Überdeckungsfaktor $k = 2$ (Vertrauensniveau 0,95) und $G_i = \frac{1}{3}$ (angenommene

Rechteckverteilung der Messwerte)

Der Ausdruck c_i wird im GUM auch als Empfindlichkeitskoeffizient bezeichnet.

In der kommerziell erhältlichen und auch für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messunsicherheitsbetrachtungen verwendeten Software „GUM Workbench“ werden die Messunsicherheiten gemäß Ansatz 4.6 berechnet. Tiefergehende Ausführungen zum GUM-Verfahren finden sich in den Literaturstelle /37/.

Im folgenden soll für die Verlustleistungsbestimmung (direktes Verfahren) bei der Maschine „SEW1“ beispielhaft eine Messunsicherheitsbetrachtung durchgeführt werden:

Die elektrische Wechselstromleistung berechnet sich bekanntermaßen über den Zusammenhang

$$Y = P_{el} = f(X_1, X_2, X_3) = U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (4.7)$$

Auf die Messunsicherheit der elektrischen Leistung wirken daher die Unsicherheiten bei der Bestimmung der Spannung, des Stromes und des Phasenwinkels ein. Der Strom wird über einen Shunt gemessen, so dass sich die Messunsicherheit bei der Bestimmung des Stromes und des Phasenwinkels aus der Unsicherheit des Gerätes und des Shunts zusammensetzt.

Vom Hersteller wird ein Toleranzbereich angegeben, in dem sich der Messwert um den „wahren Wert“ bewegt. Der Toleranzbereich setzt sich wiederum aus einem messgrößenunabhängigen und aus einem messgrößenabhängigen Anteil zusammen. Als Verteilungsdichtefunktion wird aufgrund des angegebenen Toleranzbereiches eine Rechteckverteilung angenommen.

Auf die mechanische Leistung wirken als Unsicherheitsfaktoren die Fehler der Drehzahlmessung sowie bei der Drehmomentbestimmung ein.

Aus diesen Vorgaben können die folgenden Zusammenhänge ermittelt werden:

Größe	Einheit	Definition
P_v	W	Verlustleistung der Maschine, Ergebnis
P_1	W	Elektrische Leistung, Zwischenergebnis
P_2	W	Mechanische Leistung, Zwischenergebnis
U_1	V	Spannung, Zwischenergebnis
I_1	A	Strom, Zwischenergebnis
π	1	3,14....., Konstante
φ	°	Phasenwinkel, Zwischenergebnis
n	min^{-1}	Drehzahl, Zwischenergebnis
m	Nm	Drehmoment, Zwischenergebnis
n_m	1/min	Messwert Drehzahl, Typ B Rechteckverteilung
n_a	1/min	Auflösungsfehler Drehzahl, Typ B Rechteckverteilung
m_m	Nm	Messwert Drehmoment, Typ B Rechteckverteilung
m_a	Nm	Auflösungsfehler Drehmoment, Typ B Rechteckverteilung
U_{1m}	V	Messwert Spannung, Typ B Rechteckverteilung
I_{1m}	A	Messwert Strom, Typ B Rechteckverteilung
φ_m	°	Messwert Phasenwinkel, Typ B Rechteckverteilung

Tabelle 4.1: Übersicht über die bei der Messunsicherheitsbetrachtung verwendeten Größen (aus GUM-Workbench kopiert)

Größe	Wert	Standard- messunsicher- heit	Freiheitsgra- d	Sensitivit- äts- koeffizien- t	Unsicherheits- beitrag	Index
P ₁	6940.35 W	0.0602 %				
P ₂	5401.32 W	0.0854 %				
U ₁	220.0000 V	0.0349 %				
I ₁	12.00000 A	0.0491 %				
π	3.1415926535 89					
φ	28.80000 °	3.74·10 ⁻³ %				
n	1417.000	0.0306 %				
m	36.4000 Nm	0.0797 %				
n _m	1417.000 1/min	0.0305 %	∞	-3.8	-1.6 W	6.3 %
n _a	0.0 1/min	0.0289 1/min	∞	-3.8	-0.11 W	0.0 %
m _m	36.2000 Nm	0.0797 %	∞	-150	-4.3 W	42.5 %
m _a	0.20000 Nm	1.44 %	∞	-150	-0.43 W	0.4 %
U _{1m}	220.0000 V	0.0577 %	∞	32	2.4 W	13.6 %
I _{1m}	12.00000 A	0.0491 %	∞	580	4.0 W	37.2 %
φ _m	28.80000 °	3.74·10 ⁻³ %	∞	-67	-0.072 W	0.0 %
P _v	1539.0 W	0.427 %	∞			

Tabelle 4.2: Messunsicherheitsbudget für die gesamte Verlustleistung bei Bemessungsleistung, Maschine „SEW1“

Aus dieser Analyse folgt, dass die Verlustleistung der Maschine „SEW1“ am Bemessungsbetriebspunkt mit einer erweiterten Messunsicherheit von $\pm 13\text{W}$ ($\frac{1539}{100} \cdot 2 \cdot 0,427\%$) bei einem Überdeckungsintervall von 0,95 angegeben werden kann.

Für die Maschine „SEW2“ beträgt die Messunsicherheit $\pm 36\text{ W}$ bei einem Überdeckungsintervall von 0,95.

4.5 Temperaturmessungen

4.5.1 Gehäusetemperaturmessung

Die Temperatur der Gehäuseoberfläche wird mittels Thermoelementen ermittelt, die in eingebrachten Bohrungen verstemmt werden. Zusammen mit einem sich im Thermoschreiber auf bekannter Temperatur befindenden Thermoelement, der „Kaltstelle“, ergibt sich ein Thermopaar, dessen Spannung vom Temperaturschreiber ausgewertet und unter Berücksichtigung des verwendeten Thermoelementtyps in eine Temperatur umgerechnet wird. Bei der Temperaturmessstellenauswahl erfolgt eine Orientierung an den Vorgaben für den Dauerbetriebsversuch im Rahmen einer Zulassung. Diese sehen zwei Thermoelemente am Motorgehäuse (Kranöse, im „Windschatten“ des Klemmenkastens), je ein Thermoelement an den Lagerschilden sowie ein Thermoelement an der Aderverzweigung im Klemmenkasten und in der Kabelverschraubung vor.

Während des Erwärmungslaufes erfolgt die Temperaturmesswertaufzeichnung in Abhängigkeit des verfügbaren Schreibermodells entweder kontinuierlich auf Papier oder im Abstand von 20 Sekunden über die vorhandene Messdatenerfassungssoftware. Sobald der Temperaturanstieg unter 1 Kelvin pro Stunde gesunken ist, wird der Versuch beendet. Gemäß EN 50014 /10/ ist der thermische Beharrungszustand bereits bei einer Temperaturanstiegsgeschwindigkeit kleiner 2 K/h erreicht, im Hinblick auf die Messgenauigkeit wird die Schwelle für den thermischen Beharrungszustand für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Versuche auf 1 K/h reduziert.

Die Messunsicherheit des Systems Thermoelement – Temperaturschreiber kann für das hier verwendete Modell Yokogawa HR 1300, Thermoelement Typ T für eine Übertemperatur von 78 K mit $\pm 0,13$ K angegeben werden (Kalibrierung in der PTB).

4.5.2 Wicklungstemperaturbestimmung

Die Messung der Wicklungstemperatur kann zum einen über eine direkte Temperaturmessung, zum anderen über die Messung des mit der Temperatur veränderlichen elektrischen Wicklungswiderstandes erfolgen. Voraussetzung dafür ist eine Messung des Widerstandes bei bekannter Temperatur, bei kalter Maschine ist das die Raumtemperatur.

Der Zusammenhang zwischen der Wicklungsübertemperatur und dem Widerstand ist in der folgenden Gleichung beschrieben:

$$\vartheta_1 = \frac{R_w - R_k}{R_k} (235 + T_k) + (T_k - T_{Kü}) \quad (4.8)$$

Es bedeuten:

ϑ_1 = mittlere Wicklungsübertemperatur in K

R_k = Wicklungswiderstand bei kalter Wicklung

T_k = Temperatur der kalten Wicklung in °C

R_w = Widerstand der warmen Wicklung

$T_{Kü}$ = Temperatur des Kühlmittels am Ende der Erwärmungsprüfung in °C

Zur Messung des Wicklungswiderstandes wird nach dem Abschalten und Anhalten der Maschine über das Messgerät in zwei über die Sternbrücke in Reihe geschaltete Wicklungsstränge der Messstrom (hier 1 A) eingepreßt und über separate Messleitungen der Spannungsabfall über der Wicklung an den Motorklemmen gemessen. Die Höhe des Messstromes muss derart gewählt werden, dass der Spannungsabfall an der Wicklung deutlich über den an den Leitungskontaktstellen auftretenden Thermospannungen liegt. Bei den hier untersuchten Motoren steht der erste Messwert ca. 15 s nach dem Abschalten zur Verfügung (Zeitbedarf für das Abbremsen der Maschine). Der Quotient aus Spannung und Strom drückt den elektrischen Widerstand zweier in Reihe geschalteter Wicklungsstränge aus. Zur Eliminierung der geringfügig unterschiedlichen Strangwiderstände muss der Kaltwiderstand über denselben Strängen bestimmt werden. Der zeitliche Verlauf des gemessenen Widerstandswertes wird bei der Messung für 100 s aufgezeichnet und die Kurve dann über einen polynomialen Ansatz auf den Ausschaltzeitpunkt zurück extrapoliert. Vor der Widerstandsmessung müssen alle noch parallel zur Wicklung geschalteten Betriebsmittel über ein Schütz abgetrennt werden, um Messfehler durch Parallelstrompfade zu vermeiden. Die Realisierung der Messwertaufnahme sowie der Kurvenextrapolation erfolgt über ein Modul der Messdatenerfassungssoftware. Mit dieser Methode kann nur die mittlere Wicklungstemperatur bestimmt werden.

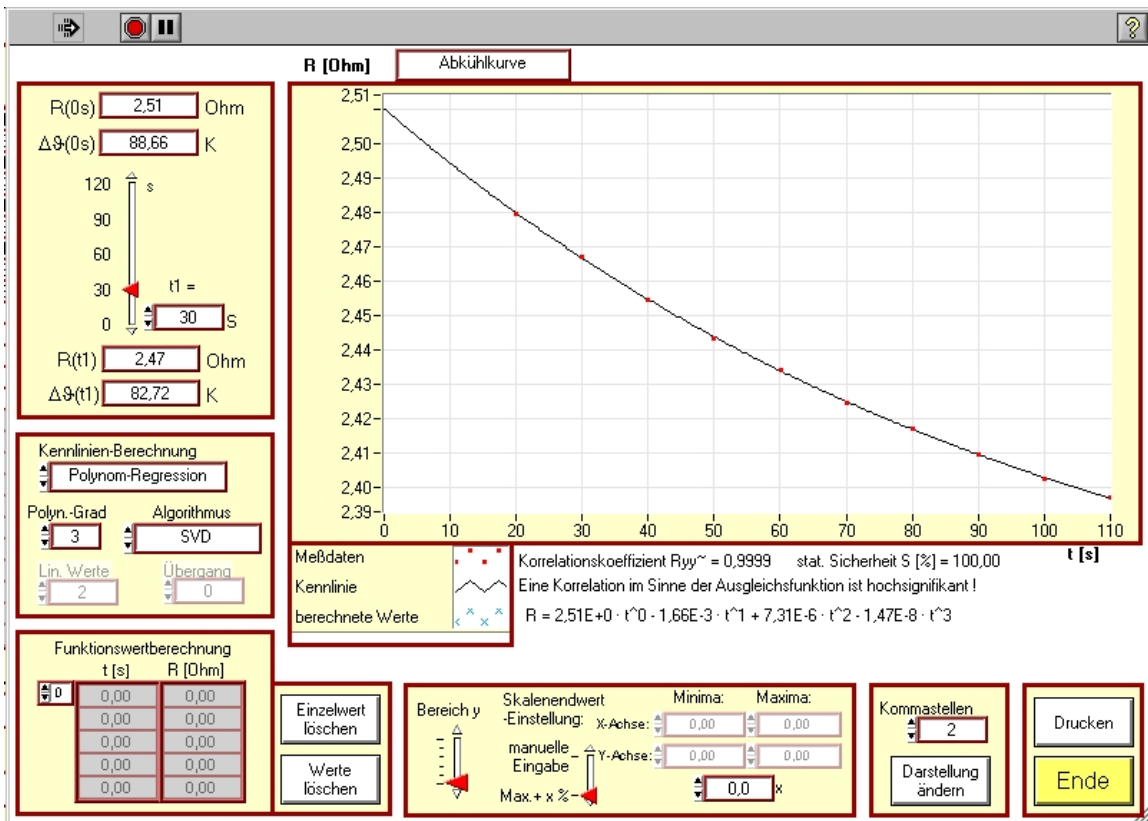


Bild 4.2: Extrapolation des Wicklungswiderstandes

Nach dem Abschalten der Maschine erfolgt zunächst ein Temperatenausgleich zwischen der Wicklung und dem Statorblechpaket der Maschine. Diesem überlagert ist die Abkühlung des Statorblechpaketes über das Gehäuse auf Umgebungstemperatur. Der Abkühlvorgang der Wicklung kann daher mathematisch als eine Überlagerung zweier e-Funktionen beschrieben werden. Bei sehr großen Motoren verläuft die Abkühlkurve im in Bild 4.2 betrachteten Zeitbereich aufgrund der großen thermischen Zeitkonstanten näherungsweise linear. Bei den im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Motoren kann der Wicklungswiderstandsverlauf nach dem Abschalten über ein Polynom dritten Grades hinreichend genau approximiert werden. Eine Analyse nach GUM ergab für eine Wicklungsübertemperatur von 78 K eine erweiterte Messunsicherheit von $\pm 0,2$ K für die Messpunkte bei einer Überdeckung von 0,95. Hierzu kommt dann noch die sehr schwer quantifizierbare, durch die Kurvenextrapolation bedingte Abweichung für den Zeitpunkt $T = 0$ s (Ausschaltzeitpunkt).

Eine andere Möglichkeit zur Messung der Statortemperatur ist die direkte Temperaturmessung über bei der Maschinenherstellung in die Statorwicklung eingewickelte Thermoelemente oder Pt100-Widerstandsthermometer. Da sich derartige Fühler meistens im Wickelkopf befinden (bei den im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Motoren heißeste Stelle der Statorwicklung), ist die ermittelte Übertemperatur um einige Kelvin höher als bei der

Ermittlung über die Widerstandserhöhung. Je nach Motorausführung hat diese Aussage jedoch nicht immer Gültigkeit.

Bei Großmaschinen werden zur Temperaturüberwachung üblicherweise Fühler in der Nut verwendet.

Wegen der Beobachtbarkeit der Temperatur während des Versuches werden die Temperaturfühler zur Temperaturmessung verwendet, wenn die Motorwicklung hiermit ausgestattet ist. Zusätzlich erfolgt auch bei diesen Versuchen eine Messung der Wicklungstemperatur über die Widerstandserhöhung, um auch eine Vergleichbarkeit zu den Erwärmungsmessungen an Maschinen zu ermöglichen, die nicht mit Temperatursensoren in der Statorwicklung ausgestattet sind. Dieses Vorgehen ist nötig, da gemäß VDE 0530 Teil 1 die über unterschiedliche Messverfahren ermittelten Statortemperaturen nicht zur gegenseitigen Kontrolle eingesetzt werden dürfen und somit auch nicht direkt miteinander verglichen werden sollten. Die über das Widerstandsverfahren gemessene Übertemperatur entspricht der mittleren Wicklungserwärmung, während mit dem Sensor die Temperatur nur an einem Punkt der Wicklung bestimmt wird.

4.5.3 Messung der Rotortemperatur

Die Messung der Rotortemperatur erfolgt, sofern kein Telemetriesystem gem. 4.5.4 verwendet wird, nach dem Abschalten über einen auf den Kurzschlussring aufgesetzten Temperaturfühler. Dabei muss in das Lagerschild vor dem Versuch ein Loch gebohrt werden, das während des Versuches mittels eines leicht entfernbaren Klebebandes verschlossen wird. Diese Methode wird in der Praxis sehr häufig angewandt /39/, es muss zur Vermeidung grober Messfehler nur sichergestellt werden, dass die Fühlerspitze tatsächlich auf den Kurzschlussring und nicht auf einen Luftwirbler oder eine Wuchtscheibe aufgesetzt wird.

4.5.4 Rotortemperaturmessung bei drehender Maschine

Zur Lösung vieler Fragestellungen aus dem Bereich des Explosionsschutzes ist die Kenntnis der Rotortemperatur während des Betriebes sowie die Verteilung über die Rotoroberfläche der Maschine sehr wichtig. Beide Forderungen können mit konventionellen Messmethoden nicht erfüllt werden. Zur Messung der Temperaturverteilung entlang eines Rotorstabes könnten die Anschlussdrähte der Thermoelemente auch an der Welle fixiert und nach dem Stoppen der Maschine abgewickelt und angeschlossen werden, jedoch ist dieses Verfahren sehr umständlich, und bis zum Beginn der Messung ist schon ein beträchtlicher Wärmeausgleich erfolgt.

Zur Messung der Rotortemperatur während des Betriebes wurde daher von der Firma Manner Sensortelemetrie ein kommerziell erhältliches Telemetriesystem in den Versuchsaufbau

integriert. Dieses System besteht aus einem rotierenden Teil zum Anschluss der Thermoelemente sowie einer feststehendem Komponente zum Empfang und zur Auswertung der Messdaten, Bild 4.3. Die „Kaltstelle“ für die Thermoelemente ist ebenfalls im rotierenden Teil enthalten. Zwischen beiden Komponenten werden sowohl die Energie zur Versorgung der mitrotierenden Baugruppe als auch die Messdaten drahtlos über den Luftspalt übertragen. Die induktive Energieübertragung erfolgt im Frequenzbereich einiger Kilohertz, während die Messdaten aller acht Kanäle im Zeitmultiplexverfahren im MHz-Bereich übertragen werden. Würde es nur auf die mittlere Rotortemperatur ankommen, könnte diese auch über den Vergleich des Schlupfes zu Beginn und am Ende der Messung ermittelt werden.

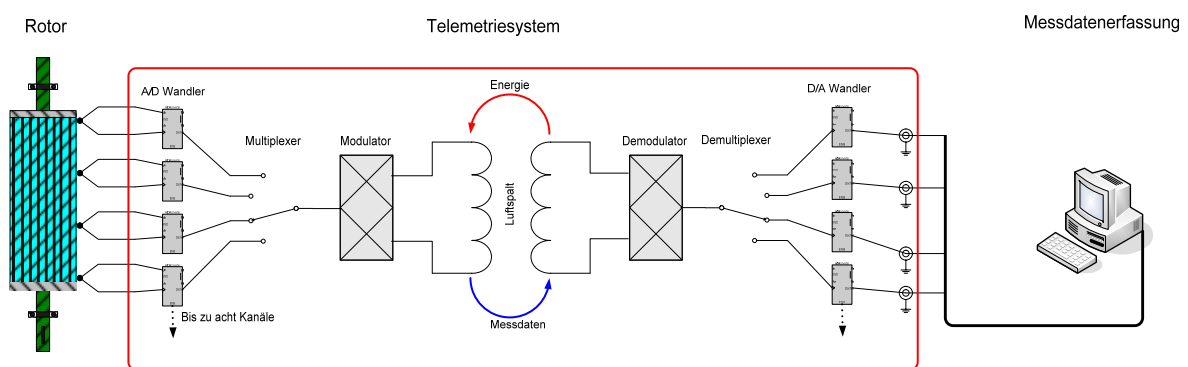


Bild 4.3: Funktionsprinzip des Telemetriesystems

Der Ausgang des Telemetriesystems liefert eine der gemessenen Temperatur proportionale Spannung im Bereich 0-10 Volt, die entweder über einen Schreiber oder mittels AD-Wandlerskarte über einen PC aufgezeichnet werden kann. Bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Versuchen werden die Messwerte zur besseren Auswertbarkeit generell über den Rechner aufgezeichnet.

Die Thermoelemente wurden bei der Rotorpräparation ausgehend vom Telemetriesystem in der mit einer Hohlbohrung ausgestatteten Welle bis hinter das Lager geführt. Die Elemente wurden dann in den durch geringfügiges Verstemmen des Stabes vergrößerten Rotornuten bis zur Messstelle geführt. Zur Vermeidung der Beeinflussung durch Fremdspannungen sind die Thermoelemente als Mantelthermoelemente ausgeführt, und der äußere Mantel der Thermoelemente wird gegen die Welle durch einen Schrumpfschlauch isoliert. Die Messspitze des Thermoelementes wurde in eine Bohrung in den Stab eingeführt und verklebt. (Bild 4.4 und 4.5) Zur Sicherung gegen die Fliehkräfte erfolgte ein Verschluss der Nuten nach Montage der Thermoelemente mit einem hochtemperaturfesten, aluminiumgefüllten Epoxydharz. Im Bereich der Welle erfolgte die Fixierung der Thermoelemente über ein epoxydharzgetränktes Gewebband.

Das Gießharz erlaubt eine maximale Dauerbetriebstemperatur von 150 °C.



Bild 4.4: Mit Thermoelementen präparierter Rotor

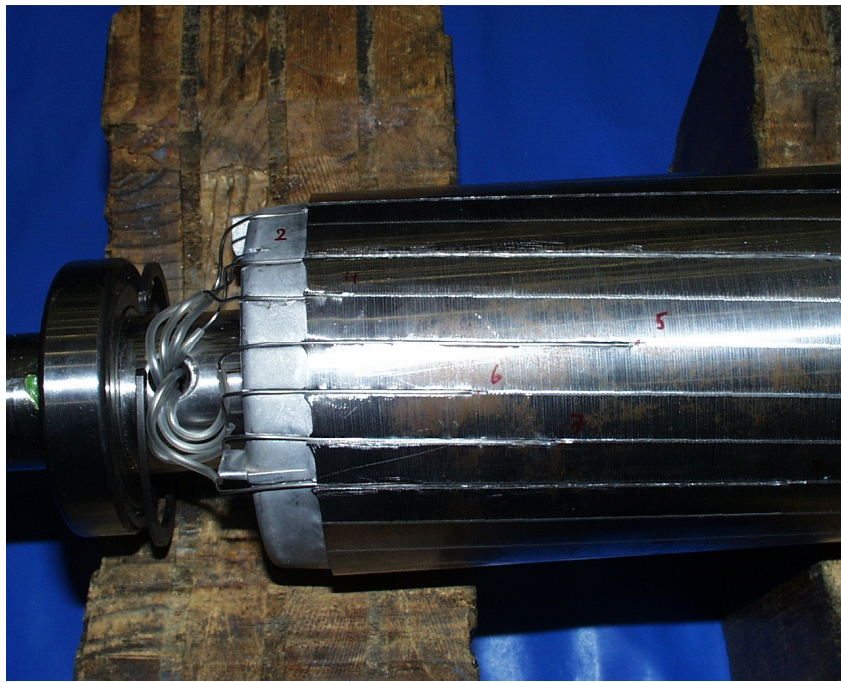


Bild 4.5: Detailaufnahme des präparierten Rotors vor dem Vergießen mit Epoxydharz

Die Befestigung der Antenne und des Sensorsignalverstärkers erfolgt über ein für den Versuch angefertigtes Drehteil am Ende der Motorwelle, Bild 4.6.

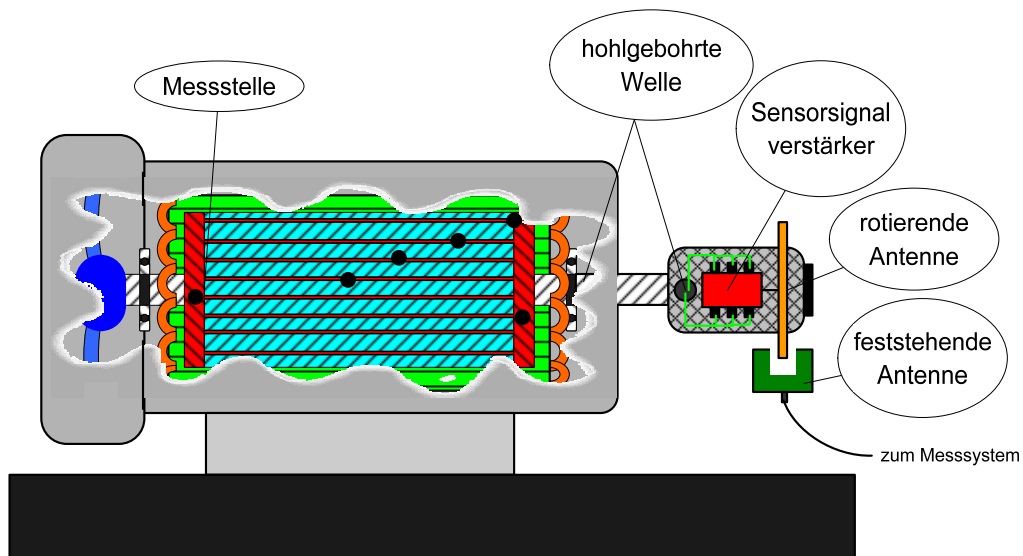


Bild 4.6: Versuchsmaschine mit Telemetriesystem

Die acht zur Verfügung stehenden Thermoelemente sind in verschiedenen Stäben gestaffelt (siehe Bild 4.7) über die Rotoroberfläche angeordnet, so dass eine Aussage über die Temperaturverteilung in axialer Richtung möglich ist.

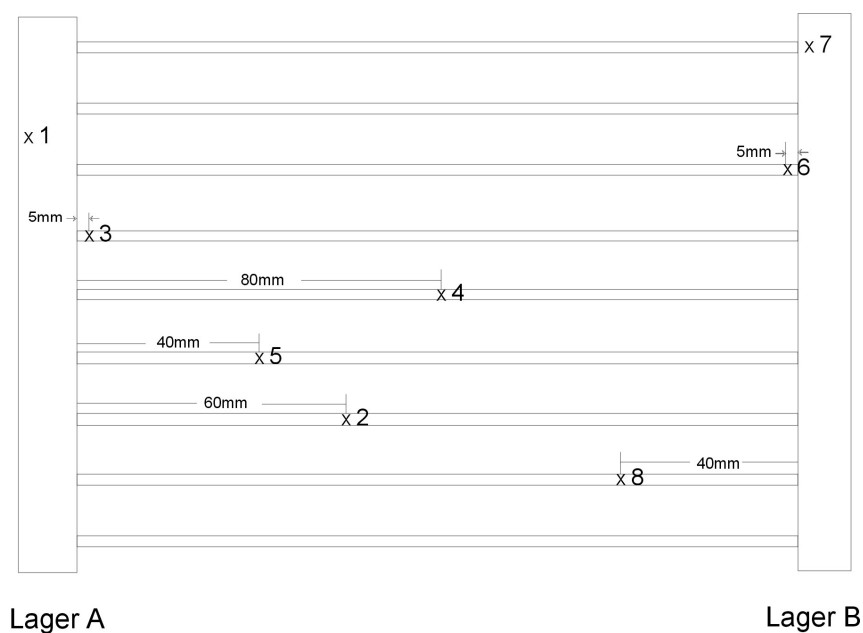


Bild 4.7: Anordnung der Thermoelemente im Rotor

Das Thermoelement 1 im Kurzschlussring wird zum Vergleich mit den an einer baugleichen Maschine ohne Telemetriesystem (Messung der Temperatur über die Fühlermethode) durchgeführten Messungen verwendet.

Vor der Präparation der Maschine erfolgte eine Kalibrierung des Telemetriesystems durch Lagerung der bereits verdrahteten Thermoelemente in einem Ölbad definierter Temperatur.

Die Messunsicherheit kann für den hier relevanten Temperaturbereich mit $\pm 0,5$ K angegeben werden.

Vor jeder Messung erfolgt zusätzlich bei kalter Maschine eine Plausibilitätskontrolle anhand der Raumtemperatur. Nach der Montage der Maschine wurden die Motorverluste und Erwärmungen mit den vor der Veränderung ermittelten Werten verglichen. Es zeigte sich keine messbare Beeinflussung durch die Änderungen am Rotor.

4.5.5 Messung der Rotortemperatur mit der Wärmebildkamera

Zur Beurteilung der Temperaturverteilung auf der Rotoroberfläche wurde eine Anordnung entwickelt, bei der die komplette Rotoroberfläche mit einer Wärmebildkamera abgetastet werden kann. Da eine Bildaufnahme von der Rotoroberfläche während des Betriebes technisch nicht möglich ist, musste eine Möglichkeit geschaffen werden, den Rotor nach dem Stillsetzen der Maschine sehr schnell freizulegen und mit der Kamera abzutasten. Diese Eile ist wegen der guten thermischen Leitfähigkeit der Läufermaterialien (Temperaturausgleich) geboten.

Zur Durchführung wird der Motorstator hierbei auf einem in der Abteilung „Wissenschaftlicher Gerätebau“ der PTB gefertigten Schlitten montiert, wobei das abtriebsseitige Lagerschild über einen Spannring gehalten wird. Um den Rotor durch Verschieben des Schlittens problemlos freilegen zu können, wird die Maschine ohne Lüfter betrieben und stattdessen über einen Fremdlüfter gekühlt. Dieses Vorgehen ist zulässig, da das Ziel des Versuches nicht die Ermittlung der Rotortemperatur sondern nur deren Verteilung ist.

Zur Vermeidung einer unzulässigen Belastung des abtriebsseitigen Lagers bei geöffneter Maschine wird die Welle vor dem Spannring noch mittels eines Stehlagers abgestützt. Nach dem Öffnen der Maschine am Ende des Dauerbetriebsversuchs erfolgt die Abtastung der Rotoroberfläche mit der Wärmebildkamera unter langsamer Drehung von Hand. Für den Explosionsschutz relevante Heißpunkte werden dabei aufgrund des hohen Auflösungsvermögens der Wärmebildkamera (0,5 K) sicher erkannt.

Verschiebesystem

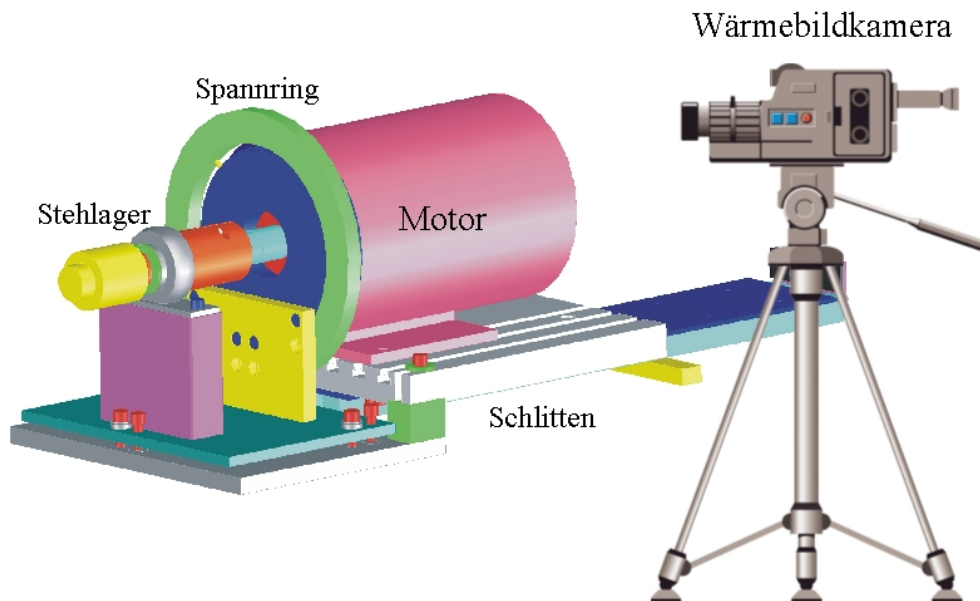


Bild 4.8: Verschiebesystem zur schnellen Freilegung des Rotors

Die Intensität der Strahlung ist zum einen von der Temperatur des Körpers, zum anderen vom Emissionsfaktor der Oberfläche abhängig. Für einen schwarzen Strahler kann der Zusammenhang zwischen der Frequenz f_m , bei der die maximale Strahlungsdichte emittiert wird, und der Temperatur T über den Zusammenhang

$$f_m = \frac{2,28k}{h} T \quad (\text{aus Plankschen Strahlungsgesetz, 4.9})$$

$$k = 1,38066 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K} \quad (\text{Boltzmann-Konstante})$$

$$h = 6,626176 \cdot 10^{-34} Js \quad (\text{Planksche Konstante})$$

angegeben werden.

Um mit einer Thermografiekamera die Temperatur exakt messen zu können, muss der Emissionsfaktor des zu messenden Körpers bekannt sein. Werden mehrere Objekte gleichzeitig mit der Kamera aufgezeichnet, müssen die Emissionsfaktoren zudem gleich sein, damit die gemessenen Temperaturen ohne Umrechnung vergleichbar sind. Um hier exakte und vergleichbare Ergebnisse zu erhalten, wurden alle Oberflächen mit einem Thermolack gestrichen, der einen Emissionsfaktor von ca. 0,99 aufweist, also fast einen schwarzen Strahler darstellt.

Ein mit der Kamera verbundener Rechner wertet die gelieferten Informationen aus und stellt das Messobjekt in für die jeweilige Temperatur kennzeichnenden Farben da. Aus der Zuordnung der Farben zur Temperatur kann dann die örtliche Temperaturverteilung an der Oberfläche des Messobjektes ermittelt werden.

Die Kalibrierung der Wärmebildkamera erfolgte gemäß Bild 4.9 über ein auf dem Motorgehäuse angebrachtes Thermoelement.

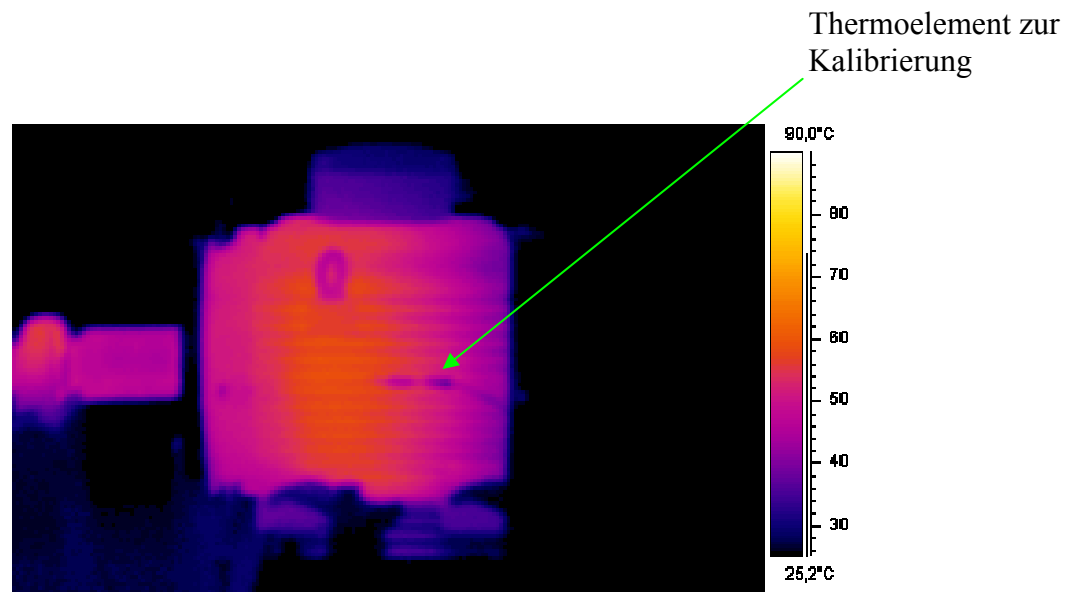


Bild 4.9: Versuchsaufbau zur Kalibrierung der Wärmebildkamera an der Motoroberfläche, Motorgehäuse während des Betriebes

Die Wärmebildkameraversuche erfolgen an einer Maschine der Baugröße 132 des Herstellers WEG Brasilien. Die Spannungsversorgung erfolgt über den auch bei den übrigen Versuchen eingesetzten Spannungszwischenkreisumrichter. Zusätzlich wird auch eine Messung an einem Stromzwischenkreisumrichter durchgeführt. Der Stromzwischenkreisumrichter hat aufgrund des blockförmigen Motorstromverlaufs bei Abgabe seiner Bemessungsleistung deutlich höhere Erwärmungen als der Spannungszwischenkreisumrichter zur Folge.

5 Die Leerlaufverluste bei Frequenzumrichterbetrieb

Wie bereits in Kapitel 3 erläutert, bestehen die Leerlaufverluste einer elektrischen Maschine aus den mechanischen Reibungsverlusten, den ohmschen Stromwärmeverlusten in der Statorwicklung, den Oberschwingungs-Stromwärmeverlusten im Läufer sowie den Verlusten im magnetisch aktiven Material der Maschine. Bei Betrieb mit rein sinusförmiger Spannung

hat die über dem Verhältnis $\left(\frac{U_0}{U_n}\right)^2$ aufgetragene Leerlaufverlustleistung abzüglich der

Statorkupferverluste den Verlauf eines Polynoms dritter Ordnung mit linearem Anfang. Der steile Anstieg der Verlustleistung bei über den Bemessungswert hinaus gesteigerter Spannung wird durch Sättigungseffekte des Eisens hervorgerufen. Bei Versorgung der Maschine mit einer Oberschwingungsbehafteten Spannung treten sowohl zusätzliche Wirbelstromverluste im Eisen als auch zusätzliche Stromwärmeverluste in Stator und Rotor der Maschine auf.

5.1 Messtechnische Bestimmung der Eisenverluste eines frequenzumrichtergespeisten Motors

Wie im Abschnitt 3.4 bereits erwähnt, ist eine direkte Bestimmung der Reibungsverluste über eine einfache Leistungsmessung (Wirkleistung) nicht möglich, aufgrund der mit erfassten Oberschwingungsverluste würden die Reibungsverluste zu hoch ausfallen.

Die Reibungsverluste der Maschine werden daher unter Verwendung des Synchrongenerators als Spannungsquelle ermittelt. Die Leerlaufverluste bei Netzbetrieb dienen auch als Basis zur Bewertung der Verluste bei Betrieb am Frequenzumrichter.

Zur Bestimmung der Leerlaufverluste wird die Maschine zunächst bis zum Erreichen des thermischen Beharrungszustandes im Leerlauf betrieben und anschließend wird ausgehend von ca. 140 % der Bemessungsspannung die Spannung schrittweise auf ca. 40 % reduziert. Nach jedem Schritt erfolgt eine Messung der elektrischen Leistung sowie des Stromes und der Spannung. Am Ende der Messung erfolgt eine Bestimmung des Statorwicklungswiderstandes zur Berechnung der ohmschen Verluste. Bei der Auswertung wird dann die um den ohmschen Anteil verringerte Verlustleistung über dem quadrierten Verhältnis der Prüfspannung zur Referenzspannung aufgetragen, siehe Bild 5.1.

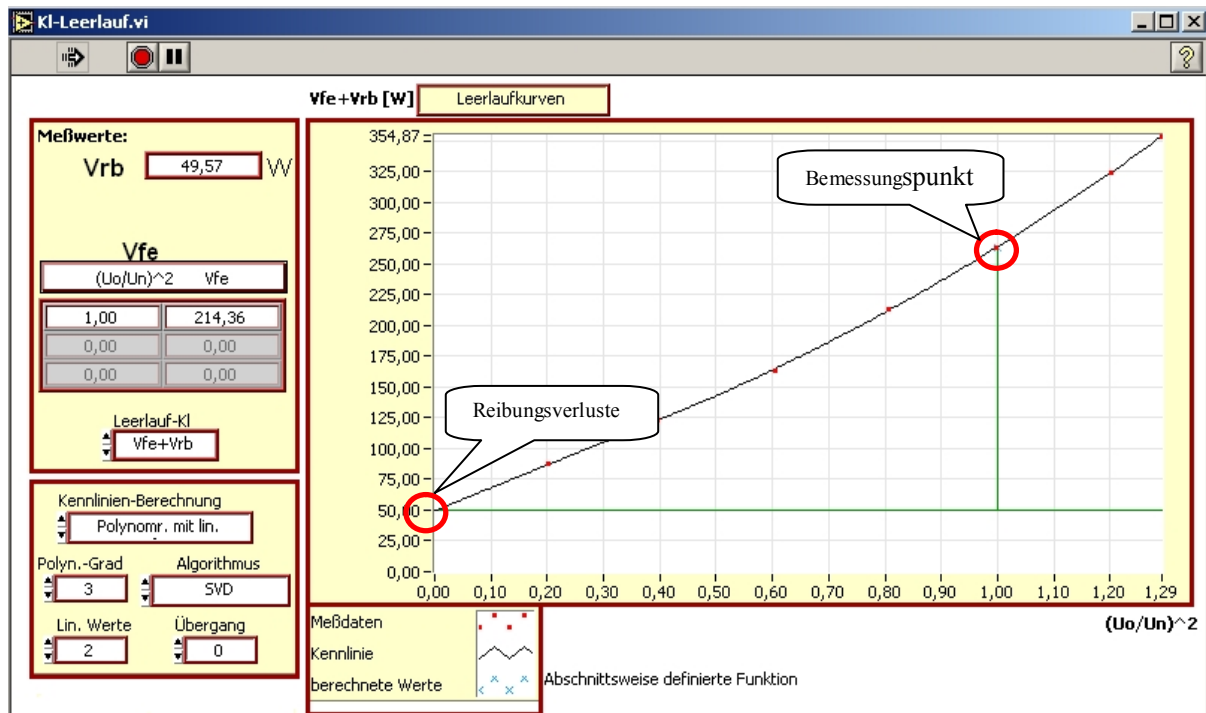


Bild 5.1: Berechnung der Reibungsverluste durch Extrapolation

Der Schnittpunkt mit der Ordinate entspricht den Reibungsverlusten (Lagerreibungs- u. Lüfterverluste). Die Reibungsverluste sind von der speisenden Quelle unabhängig, so dass die Eisenverluste der frequenzrichter gespeisten Maschine gemäß dem folgenden Zusammenhang berechnet werden können:

$$P_{Fe} = P_{1,LL} - P_{Cu,GS} - P_{Cu,OS,2,\dots,m} - P_{Rbg,Netz} \quad (5.1)$$

Zur exakten Berechnung der Größe $P_{Cu,OS,2,\dots,m}$ müssen die in Kapitel 3 hergeleiteten Frequenzabhängigkeiten des Widerstandes sowohl für den Stator als auch den Rotor bei jeder Stromüberschwingung berücksichtigt werden, die Verlustleistungen für jede Oberschwingung berechnet und anschließend aufsummiert werden.

Die zusätzlichen Wirbelstromverluste im Eisen können durch Subtraktion der bei sinusförmiger Spannung bestimmten Eisenverluste ermittelt werden, sofern im Verlauf der Hystereseschleife keine „Minor Loops“ auftreten.

Die ohmschen Verluste des Rotors bestehen aufgrund des nahezu grundschwingungssynchronen Laufs fast nur aus Oberschwingungsverlusten.

5.2 Mögliche Fehlerquellen bei der Bestimmung der Leerlaufverluste

Neben der Tatsache, dass eine korrekte Bestimmung der Reibungsverluste an einer frequenzumrichter gespeisten Maschine über eine Messung des Effektivwertes der Leistung nicht möglich ist, können auch durch andere Einflüsse größere Messfehler auftreten. Eine wichtige Größe stellt hierbei die Motortemperatur dar. Zum einen sind die ohmschen Widerstände temperaturabhängig, zum anderen ändern sich die Reibungsverluste mit der Lagertemperatur (Viskosität des Fettes). Die Maschine sollte daher vor Beginn der Messung bis zum Erreichen des thermischen Beharrungszustandes mit Bemessungsspannung im Leerlauf betrieben werden. Bei der Maschine „SEW1“ war dieser Zustand nach ca. 1,5 h erreicht, bei der Maschine „SEW2“ nach etwa 2,5 h.

Sollen nur die reinen Oberschwingungsverluste im Leerlauf ermittelt werden, können bei Zugriffsmöglichkeit auf ein entsprechendes Messgerät auch die Grundschwingungsleistung ausgeblendet und die Oberschwingungsleistung direkt gemessen werden, wodurch die Fehlerquelle der eventuell nicht konstanten Lagerreibung eliminiert wird. Die Zulässigkeit dieses Verfahrens wird in Abschnitt 5.3 durch einen Versuch bewiesen.

5.3 Abhängigkeit der Eisenverluste von der Grundschwingungsspannung, Vergleich mit dem Betrieb am Netz

Die messtechnisch ermittelten Eisenverluste setzen sich, wie bereits erwähnt, aus den Hystereseverlusten und den Wirbelstromverlusten zusammen. Eine messtechnische Aufteilung auf beide Verlustursachen ist technisch nicht möglich.

Nach [17] entsprechen die Hystereseverluste der von der Hystereseschleife eingeschlossenen Fläche und können für das vom Feld durchsetzte Volumen über den Zusammenhang

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V HBdV \quad (5.2)$$

berechnet werden. Der Flächeninhalt der Hystereseschleife kann proportional der Potenz B^n , mit $n = 1,6-2,4$, je nach Blechqualität, dargestellt werden. Weiterhin sind die Hystereseverluste proportional zur Frequenz. Näherungsweise kann für die Hystereseverluste pro Masseneinheit geschrieben werden:

$$P_H = C_H f B^2 \quad (5.3)$$

C_H ist eine materialspezifische Konstante.

Für die Wirbelstromverluste kann geschrieben werden:

$$P_w = C_w f^2 B^2 \quad (5.4)$$

wobei C_w ist eine materialspezifische Konstante ist.

Die Amplitude der Induktion B ist proportional zur Fläche unter einer über der Zeitachse aufgetragenen Halbwelle der Versorgungsspannung.

$$B \sim \int_{t=0}^{t=\frac{1}{2}f_{1,1}} u(t) dt \quad (5.5)$$

Für einen Pulsumrichter mit Raumzeigermodulation entspricht nach /26/ die Fläche unter einer Halbwelle des Spannungssignales derjenigen einer sinusförmigen Spannung gleicher Grundschwingungsamplitude. Daher unterscheiden sich die Hystereseverluste beim Vergleich der netzgespeisten und der frequenzumrichtergespeisten Maschine nicht, die von der Hystereseschleife umschlossene Fläche bleibt konstant. Dies ist jedoch dann nicht mehr erfüllt, wenn „Minor Loops“ im Verlauf der Magnetisierung über der Zeit auftreten /5/. Bei den hier verwendeten Frequenzumrichtern ist deren Auftreten jedoch unwahrscheinlich.

Es ist daher davon auszugehen, dass die zusätzlichen Oberschwingungsbedingten Verluste im magnetisch aktiven Material der Maschine nur aus Wirbelstromverlusten bestehen.

Werden die Verluste über dem Quadrat der Spannung aufgetragen, ergibt sich der bekannte lineare Zusammenhang, eine Erhöhung der Frequenz wirkt sich unter Annahme gleicher magnetischer Flussdichten als Parallelverschiebung der Geraden aus.

Wie in Kapitel 7 noch gezeigt wird, erfolgt ein Großteil des Oberschwingungsbedingten Verlustumsatzes im Rotorkäfig der Maschine, bei der folgenden Auswertung werden die zusätzlichen Kupferverluste und die Wirbelstromverluste jedoch zusammen betrachtet.

Um die Abhängigkeiten der zusätzlichen Verluste bei Frequenzumrichterspeisung von den Betriebsparametern und Einstellparametern des Frequenzumrichters zu untersuchen, werden an den Motoren „SEW1“ und „SEW2“ zunächst Referenzleerlaufversuche bei verschiedenen Frequenzen am Synchrongenerator durchgeführt.

Anschließend werden die Leerlaufverluste bei den gleichen Grundschwingungsfrequenzen am Frequenzumrichter wiederholt, wobei sowohl die Umrichtereingangsspannung als auch die Umrichterschaltfrequenz variiert werden. Die Grundschwingungsspannung an den Motorklemmen entspricht dabei den beim Betrieb am Generator eingestellten Werten.

Mit dieser Messung soll auch überprüft werden, ob sich die Grundschwingungsleerlaufverluste einer Induktionsmaschine durch Ausblendung der Oberschwingungsleistung korrekt bestimmen lassen. Erfolgt eine Beeinflussung der Grundschwingungsverluste durch die Anwesenheit der Oberschwingungsverluste, muss dieses beim Vergleich der Messwerte erkennbar sein.

f Hz	U ₁ V	I ₁ A	P ₁ W	P _{Cu1} W	P _{Fe} W	P _{Rbg} W
Maschine „SEW1“						
25	190	3,85	127,47	39,94	74,02	13,51
40	306	3,95	214,61	42,04	142,93	29,64
50	380	3,87	270,75	38,64	187,40	38,58
Maschine „SEW2“						
25	190	15,06	302,16	80,37	172,76	49,03
40	306	14,89	474,91	78,57	302,86	93,48
50	380	15,21	613,57	81,98	391,67	139,92

Tabelle 5.1: Leerlaufversuch am Generator, Verlustreferenz

Wird ein gleichartiger Versuch am Frequenzumrichter durchgeführt und werden dabei die Oberschwingungsverlustleistungen durch das Messgerät ausgeblendet, sind die Leerlaufverluste praktisch gleich groß wie bei Speisung über den Generator, das folgende Bild verdeutlicht das für die Maschine „SEW1“.

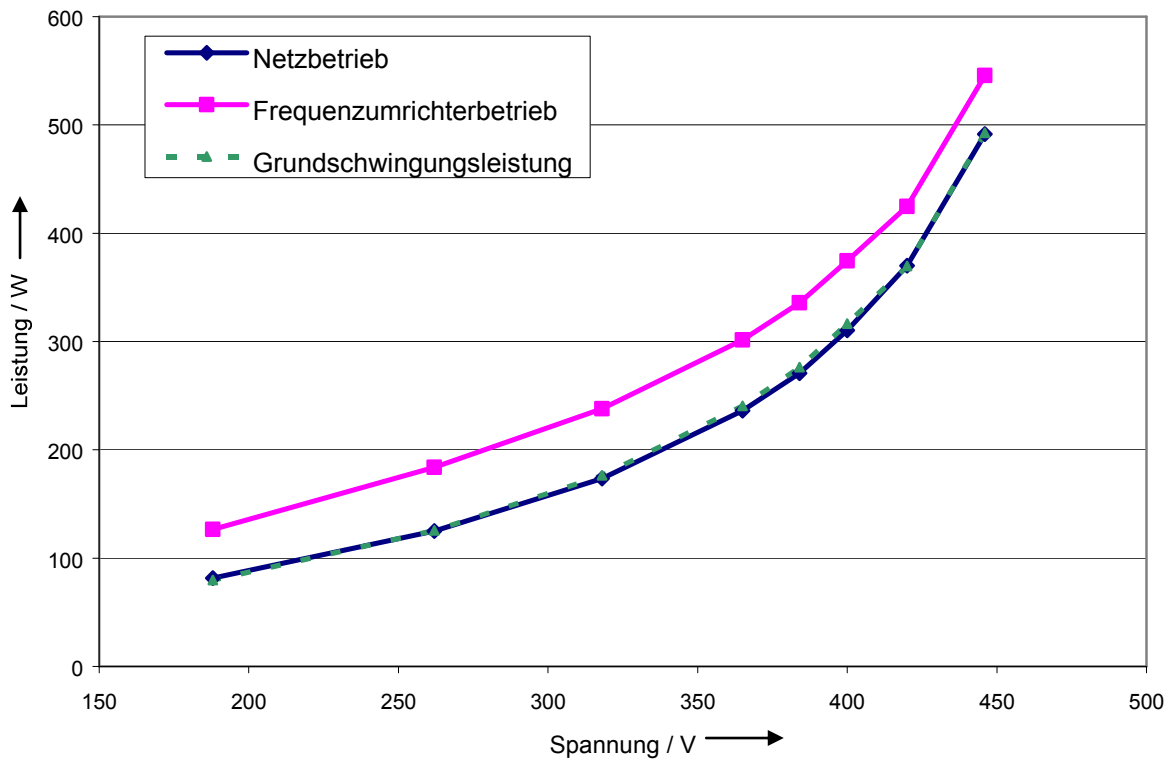


Bild 5.2: Verlauf der Leerlaufverluste für Netz- und Frequenzumrichterbetrieb in Abhängigkeit der Grundschriftungsspannung, $f_1=50$ Hz

Wird die von der Maschine aufgenommene Wirkleistung gemessen, zeigt sich die aus Bild 3.7 bekannte Verschiebung gegenüber der bei Betrieb am Netz von der Maschine aufgenommenen Verlustleistung.

Aus diesem Versuch kann gefolgert werden, dass das Grundschwingungsverhalten der Induktionsmaschine durch die überlagerten Oberschwingungen nicht direkt beeinflusst wird. Die Anwendbarkeit des Superpositionsprinzips für die gesamten Motorverluste ist damit belegt. Es erfolgt lediglich eine indirekte Beeinflussung durch die von den Oberschwingungsverlusten hervorgerufenen Temperaturerhöhungen über die Erhöhung der ohmschen Widerstände.

Außerdem wurde gezeigt, dass über eine Differenzbildung zwischen der Gesamtleistung und deren Grundschwingungsanteil die Oberschwingungsverluste direkt bestimmt werden können. Die nicht vorhandene direkte Beeinflussung des Grundschwingungsverhaltens der Maschine durch die überlagerten Oberschwingungen ist eine elementare Voraussetzung zur Anwendbarkeit des in Abschnitt 8.4 behandelten Verfahrens zur Vorausberechnung der zusätzlichen Motorverluste ausgehend von der Impedanzkennlinie der Maschine.

In einer weiteren Untersuchung soll gezeigt werden, inwieweit die Oberschwingungsverluste durch einen Betrieb der Maschine an verminderter Spannung verändert werden. Parallel dazu wird auch die Differenz aus dem Effektivwert der Umrichter Ausgangsspannung und deren Grundschwingungsanteil dargestellt.

Erwartungsgemäß vermindert sich die Differenz zwischen Gesamt- und Grundschwingungsspannung mit steigender Grundschwingungsspannung. Bemerkenswert ist dabei jedoch die in weiten Bereichen fast konstante Oberschwingungsleistung, welches bedeutet, dass die Oberschwingungsverluste einer Induktionsmaschine in weiten Grenzen auch von der magnetischen Sättigung durch das Grundschwingungsfeld im magnetisch aktiven Eisen unabhängig ist.

Im technisch relevanten Bereich um die Bemessungsspannung ($\pm 5\%$) können die Oberschwingungsverluste als konstant angesehen werden, welches deren rechnerische Abschätzung weiter vereinfacht.

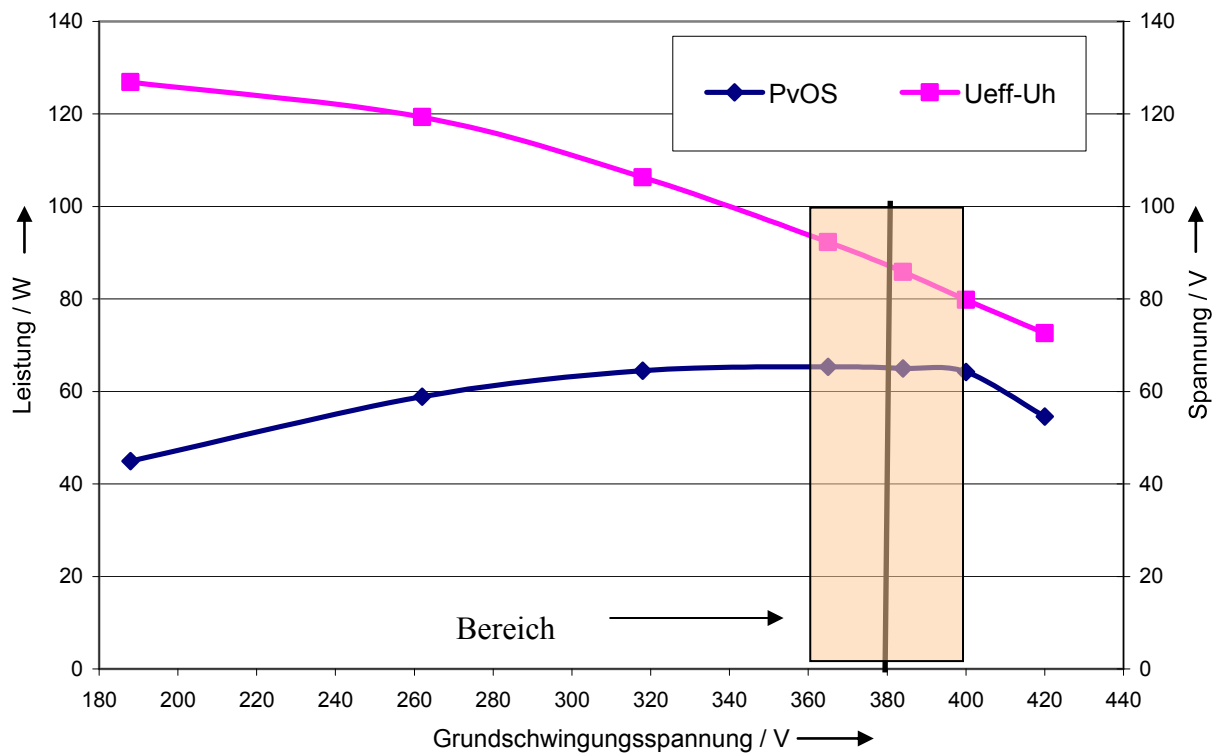


Bild 5.3: Abhängigkeit der Oberschwingungsleistung von der Grundschwingungsspannung bei Leerlauf des Motors

5.4 Einfluss der Umrichterschaltfrequenz auf die Eisenverluste

Bei vielen handelsüblichen Pulsrichtern werden die Schaltbefehle für die Leistungshalbleiter mit einer konstanten Frequenz generiert. Bei dem im Rahmen dieses Forschungsvorhabens verwendeten Frequenzrichter kann die Schaltfrequenz im Bereich von 4 bis 16 kHz über die Parametrierungssoftware verändert werden. Die Standardeinstellung beträgt 4 kHz, die auf dem Typenschild angegebene Dauerbelastbarkeit bezieht sich auf diesen Wert. Eine Erhöhung der Schaltfrequenz führt im Frequenzrichter zu höheren Schaltverlusten (mehr Schaltvorgänge pro Zeiteinheit), diese Option wird jedoch gelegentlich zur Reduzierung der subjektiv empfundenen Lautstärke des Motors gewählt. Besonders störend bei der Geräuschkulisse eines pulsumrichtergespeisten Antriebes mit fester Taktfrequenz ist der Einzelton von etwa der Umrichterschaltfrequenz. Die über der Frequenz aufgetragene Empfindlichkeit des menschlichen Ohres ist bei 16 kHz deutlich geringer als bei 4 kHz, so dass eine Reduzierung der Lautstärke empfunden wird. Die andere wichtige Randbedingung ist hier die Resonanzfrequenz des Ständers, deren Anregung durch eine Veränderung der Schaltfrequenz vermieden werden kann, welches eine sehr deutliche Reduzierung des von der Maschine emittierten Geräuschpegels bedeutet.

Zur Quantifizierung des Zusammenhanges zwischen Pulsfrequenz und zusätzlichen Motorverlusten werden an den Motoren „SEW1“ und „SEW2“ Versuchsreihen durchgeführt. Die Verluste werden dabei immer im Leerlauf bei über die Grundschiebungsfrequenz

angepasster Bemessungsspannung bestimmt ($\frac{U_{1,GS}}{f_{GS}} = const.$).

Für die Maschine „SEW1“ ist das Ergebnis dieser Versuchsreihe in der folgenden Abbildung als Verhältnis zu den Oberschiebungsverlusten bei 50 Hz Grundschiebungsfrequenz und 4 kHz Schaltfrequenz dargestellt.

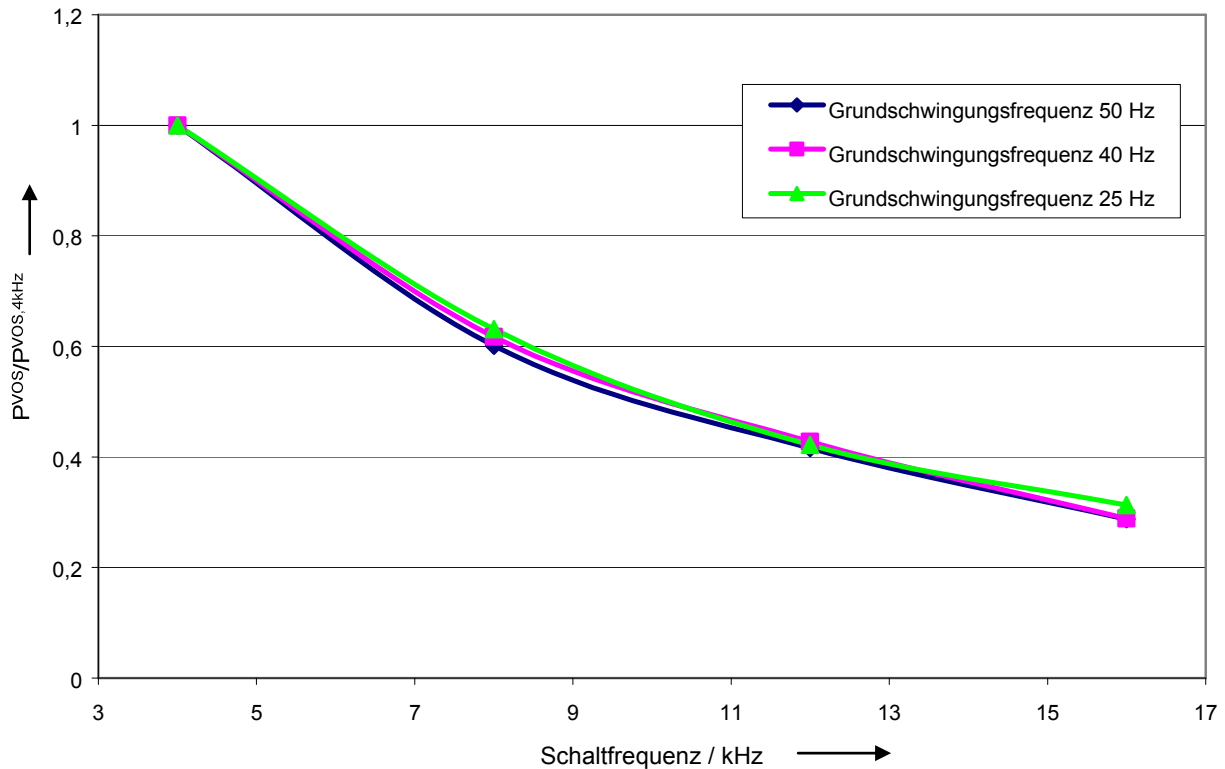


Bild 5.4: Abhängigkeit der Leerlaufverluste von der Umrichterschaltfrequenz, Motor „SEW1“

Bei der Auswertung dieses Versuches fällt zunächst die Unabhängigkeit der Kurvenverläufe von der Grundschwingungsfrequenz auf.

Ausgehend von den Oberschwingungsverlusten bei der Schaltfrequenz 4 kHz führt eine Verdopplung der Schaltfrequenz zu einer Reduzierung auf 60 % der ursprünglichen Oberschwingungsverluste. Eine Vervierfachung der Schaltfrequenz führt zu einer Verlustreduzierung auf etwa 30 % des Ausgangswertes.

Erklären lässt sich dieses Verhalten mit der Verlagerung der Hauptspektralanteile zu höheren Frequenzen. Da die Motorimpedanz mit steigender Frequenz zunimmt, werden die Oberschwingungsströme in der Maschine geringer, wodurch sich die Oberschwingungsverluste ebenfalls vermindern.

Unter den Aspekten des Explosionsschutzes ist daher erstrebenswert, mit einer möglichst hohen Schaltfrequenz f_s zu arbeiten. Dem stehen jedoch die mit steigender Taktfrequenz zunehmenden Schaltverluste in den Leistungshalbleitern des Frequenzumrichters entgegen, so dass bei der Wahl der Schaltfrequenz stets ein Kompromiss eingegangen werden muss. Global betrachtet ist der Anteil der Oberschwingungsverluste bei der hier betrachteten Maschine „SEW1“ mit ca. 5,5 % der Grundschwingungsverluste bei Bemessungsbetrieb

relativ gering (in der Literatur werden Werte bis über 10 % angegeben), so dass bei der hier untersuchten Maschine bei einer Erhöhung der Schaltfrequenz von 4 kHz auf 16 kHz mit einer Abnahme der Motorverluste um ca. 3 % und mit einer Absenkung der Wicklungstemperatur bei Bemessungslast um etwa 4 K zu rechnen ist.

Ein direkter Rückschluss auf die für eine Vorausberechnung der umrichterbedingten Verluste wichtige frequenzabhängige Motorimpedanz ist über die Auswertung des Spannungs- und Stromspektrum nicht möglich. Die Maschine und die Anschlussleitung besitzen nicht unerhebliche Kapazitäten zwischen den Phasen und gegen Erde, über die nicht zu den Motorverlusten beitragende Ströme fließen und das Ergebnis verfälschen würden. Dieses Problem wird bei Verwendung einer gegen Erde potentialfreien Spannungsquelle zur Bestimmung der Impedanzen, z.B. das Leistungsverstärkersystem, entschärft.

5.5 Einfluss der Umrichtereingangsspannung auf die Eisenverluste

Bei den meisten am Markt erhältlichen Spannungszwischenkreisumrichtern kleinerer Leistung wird der Zwischenkreis aus einem ungesteuerten Gleichrichter versorgt. Als Konsequenz daraus ist die Zwischenkreisspannung direkt von der Versorgungsspannung des Frequenzumrichters abhängig (Formel 4.1). Um bei einer Veränderung der Netzspannung die Grundschiwingungsspannung am Umrichterausgang konstant zu halten, wird die Zwischenkreisspannung gemessen und das Pulsmuster angepasst. Die obere Grenze für die am Umrichterausgang erzielbare Grundschiwingungsspannung ist durch die Netzspannung abzüglich der Spannungsabfälle des Frequenzumrichters festgelegt. Durch sogenannte Übermodulation (Kapitel 3) lässt sich die Grundschiwingungsspannung am Umrichterausgang um ca. 20 % über diesen Wert hinaus steigern. Die Frequenzumrichter „Umrichter1“ und „Umrichter2“ unterstützen dieses Modulationsverfahren jedoch nicht.

Um den selben Frequenzumrichtertyp möglichst universell einsetzen zu können, bietet sich die Auslegung als Weitspannungsumrichter an. Bei dem im Rahmen dieser Arbeit detailliert untersuchten Pulsumrichter (Umrichter 1) handelt es sich um ein derartiges Gerät mit einem Eingangsspannungsbereich von 360V bis 550V.

Eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung führt zu einer Erhöhung der Amplituden der auf die Maschine geschalteten Spannungsblöcke, die prinzipbedingt der Zwischenkreisspannung entsprechen. Die Vergrößerung der Pulsamplituden führt zum einen zu einer höheren elektrischen Belastung des Isolationssystems der Maschine mit eventuellen Auswirkungen auf den Explosionsschutz durch elektrische Entladungen [30], zum anderen auch zu einer Vergrößerung des Oberschwingungsgehaltes der Umrichterausgangsspannung. Zur

Untersuchung der Relevanz für den Explosionsschutz wurden in einem Versuch die Motoren „SEW1“ und „SEW2“ im Leerlauf mit Bemessungsdaten betrieben und ohne Veränderung anderer Parameter wurde die Umrichtereingangsspannung von 400V auf 500V schrittweise erhöht.

Der vermutete Einfluss der Frequenzumrichtereingangsspannung konnte experimentell eindeutig nachgewiesen werden. In der folgenden Abbildung 5.5 ist der Zusammenhang zwischen den gesamten Leerlaufverlusten und der Frequenzumrichtereingangsspannung für die Grundschriftungsfrequenzen 25Hz, 40Hz und 50Hz jeweils im Verhältnis zu den Oberschwingungsverlusten bei 500 V Umrichtereingangsspannung dargestellt. Die in Bild 5.6 dargestellte Veränderung des Effektivwertes bei konstanter Grundschriftungsspannung ist ein direktes Maß für den gesamten Oberschwingungsgehalt des Umrichterausgangssignals.

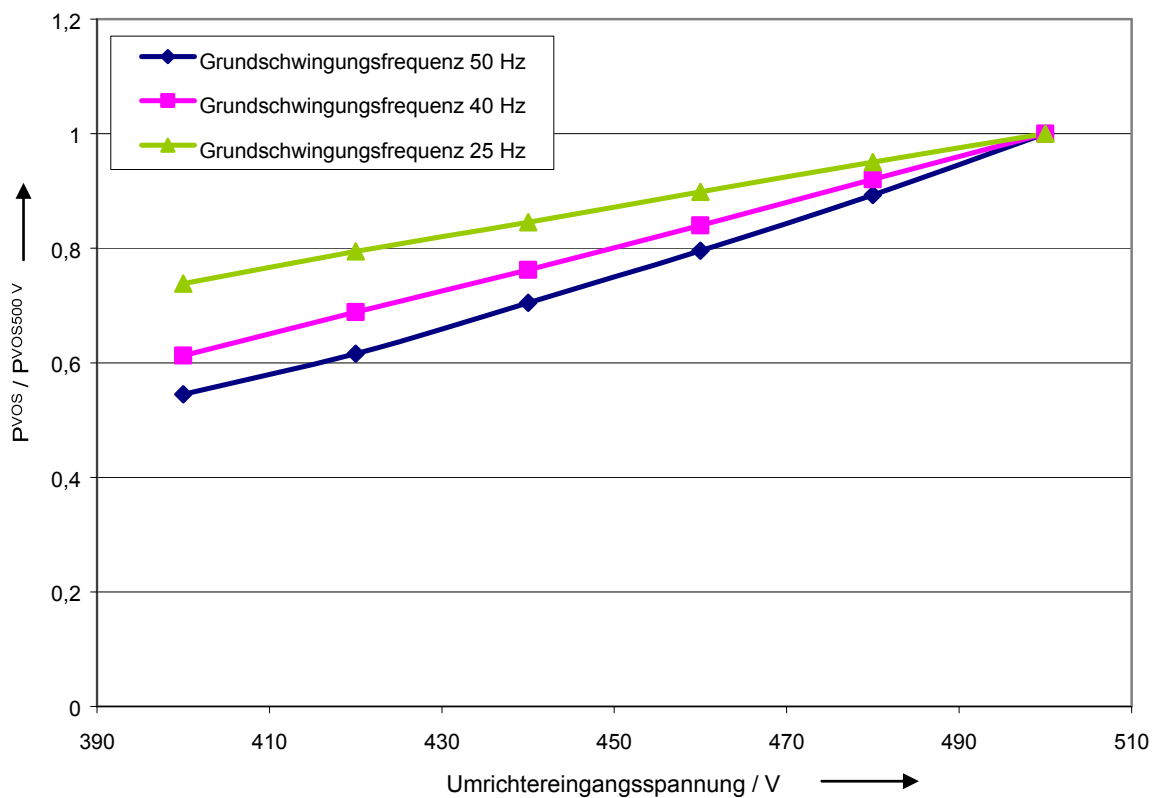


Bild 5.5: Einfluss der Frequenzumrichtereingangsspannung auf die Oberschwingungsverluste im Leerlauf, Bezugswert 500 V Umrichtereingangsspannung

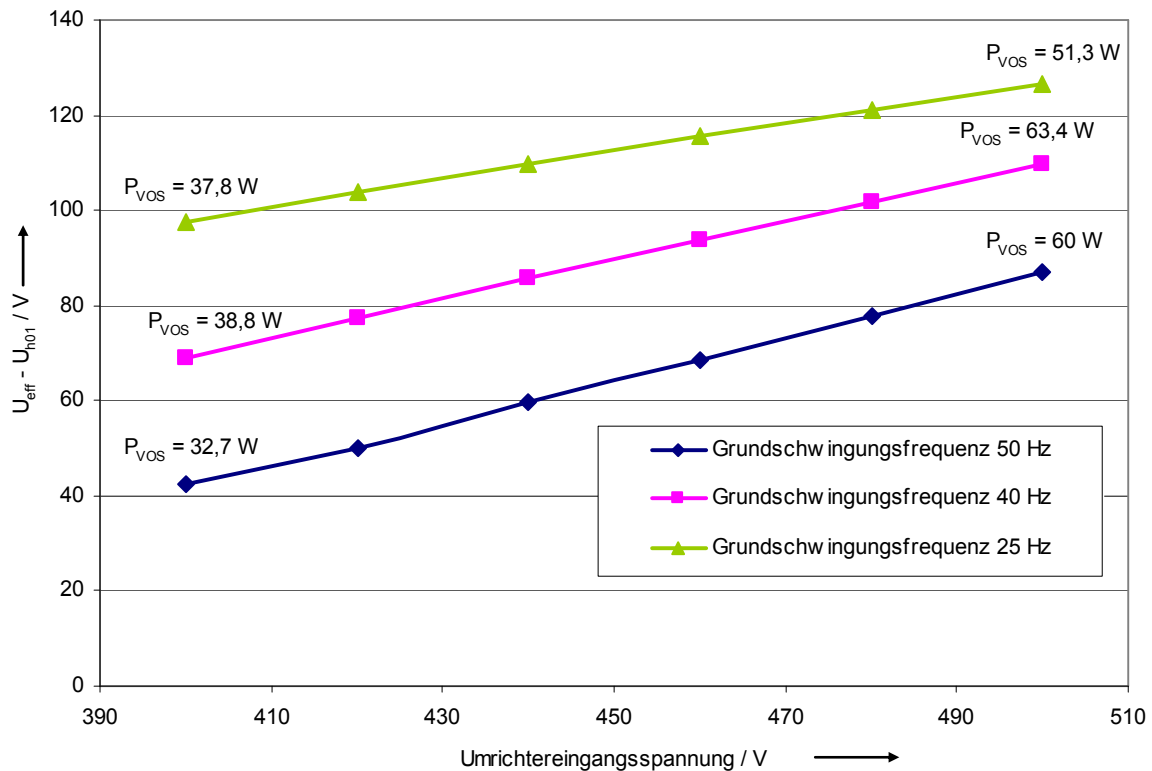


Bild 5.6: Differenz zwischen dem Effektivwert der Umrichterausgangsspannung und der Grundschiebungsspannung und Effektivwert in Abhängigkeit der Umrichtereingangsspannung

Die Auswertung dieses Versuches zeigte eine deutliche Einflussnahme der Frequenzumrichtereingangsspannung auf die Oberschwingungsverluste der Maschine. Ausgehend von den als Bezugswert gewählten Verlusten bei einer Umrichtereingangsspannung von 500 V nehmen die Verluste bei 50 Hz Grundschiebungsfrequenz und Reduzierung der Umrichtereingangsspannung auf 400 V auf 55 % der Verluste bei 500 V Umrichtereingangsspannung ab. Der prozentuale Abfall sinkt mit der Grundschiebungsfrequenz ab. Erklärt werden kann dieses Verhalten über die größere prozentuale Abnahme der Umrichterausgangsspannung bezogen auf die Grundschiebungsspannung, die linear mit der Grundschiebungsfrequenz reduziert wird. In Bild 5.6 ist recht gut der näherungsweise lineare Zusammenhang zwischen der Differenz aus Grundschiebungsspannung und Effektivwert am Umrichter Ausgang in Abhängigkeit der Umrichtereingangsspannung erkennbar. Es wird weiterhin deutlich, dass die Oberschwingungsverluste bei dem hier untersuchten Frequenzumrichter zumindest im untersuchten Bereich als von der Grundschiebungsfrequenz entkoppelt angesehen werden können. Bei dieser Aussage wird auch die über eine Analyse nach GUM gefundene Messunsicherheit von $\pm 5 \text{ W}$ bei der Bestimmung der elektrischen Leistung der Maschine „SEW1“ berücksichtigt.

5.6 Abschätzung des Eisen / Leerlaufverlustanteiles an den gesamten Motorverlusten

Die gesamten Leerlaufverluste sowie die Eisenverluste sind als Vorgriff auf Kapitel 6 bezüglich der absoluten Höhe von der Belastung der Maschine unabhängig, relativ betrachtet jedoch nicht. Zur Vergleichbarkeit wird daher bei den folgenden Betrachtungen immer vom Betrieb bei Bemessungslast ausgegangen. In Bild 5.7 sind die Leerlaufverlustanteile an den gesamten Motorverlusten bei Betrieb an sinusförmiger Spannung für die Frequenz 50 Hz aufgetragen. Bei niedrigeren Grundswingungsfrequenzen wird der Anteil der Leerlaufverluste an den Gesamtverlusten bei Bemessungsdrehmoment geringer, da aufgrund der geringeren Drehzahl der Anteil der in den Leerlaufverlusten enthaltenen Reibungsverluste sowie die grundswingungsbedingten Eisenverluste abnehmen. Aus der Darstellung wird auch der in Bild 5.5 und 5.6 beschriebene Effekt der Abhängigkeit der umrichterbedingten Zusatzverluste von der Umrichtereingangsspannung und der Schaltfrequenz deutlich. Für die Maschine „SEW1“ ergibt sich bei den für die Motorverluste ungünstigsten Betriebsparametern des Frequenzumrichters ein Leerlaufverlustanteil von 31 % an den gesamten Motorverlusten bei Netzbetrieb, währenddessen er bei Betrieb am Netz bei 25 % liegt. Für die Maschine „SEW2“ ergeben sich Anteile in sehr ähnlicher Größenordnung.

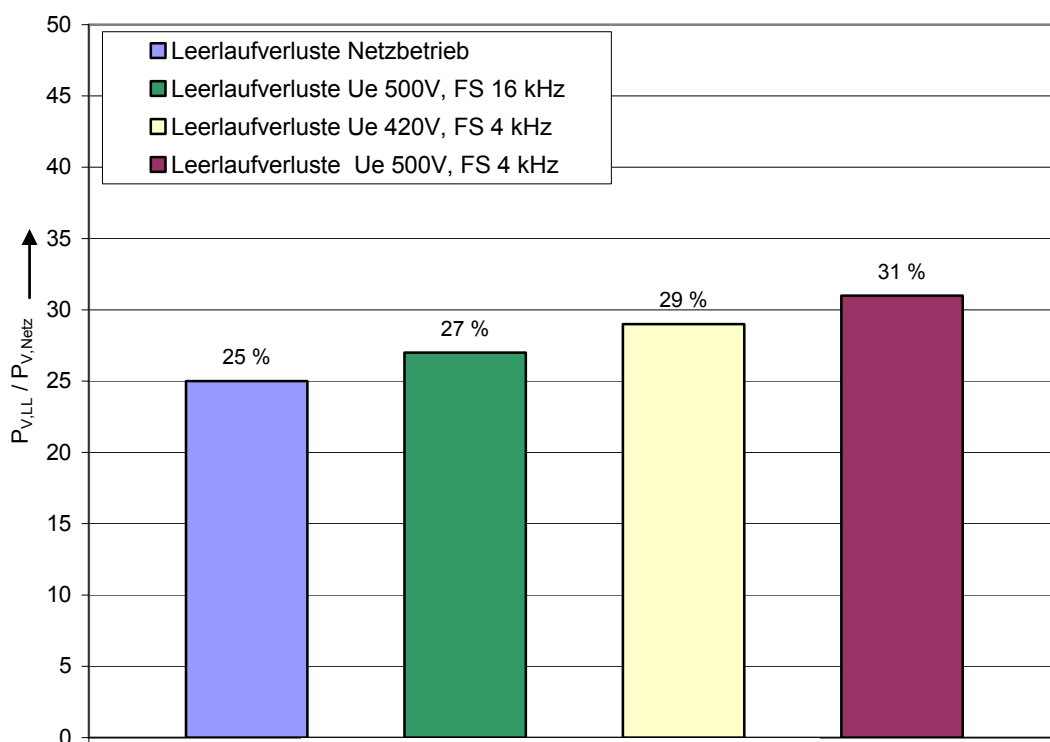


Bild 5.7: Beeinflussung der Leerlaufverluste durch eine Änderung der Umrichtereingangsspannung und der Schaltfrequenz, $f_1=50$ Hz

5.7 Diskussion der Ergebnisse

Es kann gezeigt werden, dass die Oberschwingungsbedingten Zusatzverluste durch geschickte Wahl der Frequenzumrichterbetriebsparameter günstig beeinflusst werden können. Praktisch anwendbar ist die Veränderung der Schaltfrequenz, wenn davon ausgegangen wird, dass die Netzspannung am Einbauort des Frequenzumrichters als feste Größe vorgegeben ist und der Einsatz eines gesteuerten Gleichrichters kostenmäßig nicht interessant ist. Aus Sicht des Explosionsschutzes ist eine möglichst hohe Schaltfrequenz erstrebenswert (Bild 5.7), die jedoch konträr zu den Schaltverlusten im Frequenzumrichter läuft und somit immer ein Kompromiss sein muss. Auch können durch Wahl eines anderen Modulationsverfahrens, z.B. trägerlose Pulsbreitenmodulation, siehe Kapitel 6, der Anteil der Oberschwingungsverluste an den Gesamtverlusten und somit auch die Dauerbetriebstemperatur reduziert werden. Bei korrekter Auslegung kann auch ein Sinusfilter im Frequenzumrichterausgang die Motorverluste näherungsweise auf das Niveau des Netzbetriebes absenken, diese Filter sind jedoch sehr teuer und führen zu recht großen Spannungsabfällen, denen unbedingt Beachtung geschenkt werden muss.

Wie in Bild 5.2 gezeigt, werden die Grundswingungsverluste im Leerlauf nicht messbar durch die Anwesenheit zusätzlicher Oberschwingungsverluste beeinflusst. Hieraus kann gefolgert werden, dass das Superpositionsprinzip anwendbar ist und auch die Reibungsverluste einer Induktionsmaschine bei Frequenzumrichterspeisung korrekt ermittelt werden können, wenn die Oberschwingungsleistung bei der Leistungsmessung ausgeblendet wird.

6 Messtechnische Bestimmung der Verluste und Erwärmungen bei Frequenzumrichterspeisung

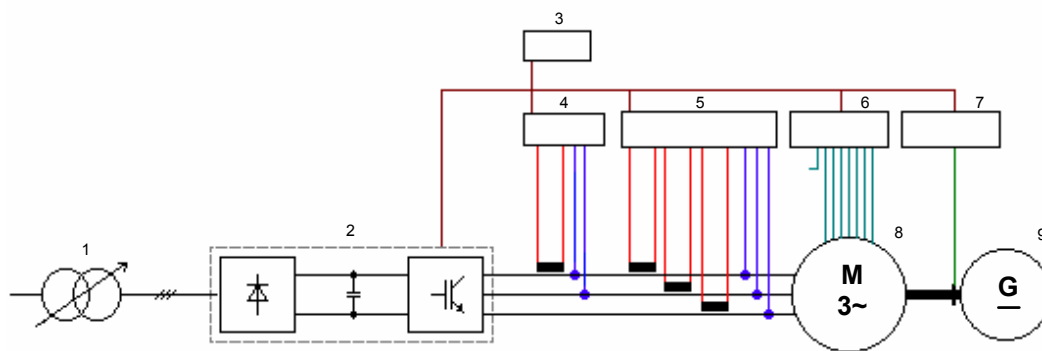
Die direkte messtechnische Bestimmung der Motorverluste und Erwärmungen bei verschiedenen Speiseparametern ist eine gute Möglichkeit, für den Explosionsschutz kritische Betriebszustände zu erkennen und bei der Konzeption des Antriebes zu vermeiden. Außerdem ist die Messung zur Überprüfung der über Berechnungen ermittelten Werte zwingend notwendig. Zusammenhänge wie die drehzahlabhängige Kühlleistung sind rechnerisch nicht mit vertretbarem Aufwand lösbar, so dass hier eine Messung unabdingbar ist.

Durch die Messungen soll auch ein Überblick über die zu erwartenden Erwärmungen bei Verwendung von Frequenzumrichtern verschiedener Hersteller gefunden werden. Ein sehr wichtiger Punkt ist die Entdeckung eventuell vorhandener, für den Explosionsschutz relevanter Heißpunkte auf der Rotoroberfläche. Auch eine abschließende Klärung des Zusammenhanges zwischen der Oberschwingungsleistung, den Oberschwingungsströmen und der Motorbelastung wird angestrebt.

6.1 Vergleich Frequenzumrichterbetrieb – Netzbetrieb

Zur Gewinnung eines generellen Überblicks werden zunächst Vergleiche zwischen der Speisung mit sinusförmiger Spannung und der Speisung mit dem Ausgangssignal verschiedener Frequenzumrichtertypen durchgeführt. Die mechanische Abgabeleistung sowie die Grundschiebungsfrequenz werden als Bezugsgrößen verwendet und bei den zu vergleichenden Messungen konstant gehalten.

Für die Messungen wird der im folgenden dargestellte Versuchsaufbau verwendet:



- | | |
|-------------------------------|---|
| 1. : Drehtransformator 0-500V | 6. : Temperaturmessung |
| 2. : Umrichter | 7. : Drehmomentenmessung |
| 3. : Messrechner | 8. : Drehstrommotor |
| 4. : Oszilloskop | 9. : Belastungsmaschine
(Gleichstromgenerator) |
| 5. : Poweranalyzer | |

Bild 6.1: Versuchsaufbau zur Erwärmungs- und Verlustmessung an umrichter gespeisten Motoren

Für Messungen an sinusförmiger Spannung werden Drehtransformator und Frequenzumrichter gegen einen Motor-Generatorsatz (Synchrongenerator, Leistung 500 kVA) ausgetauscht, um Verfälschungen durch Spannungsoberschwingungen des Versorgungsnetzes zu verhindern. Der Poweranalyzer (5) erlaubt die Ausblendung der Grundschiebungleistung, so dass am Frequenzumrichter die Oberschiebungsverluste direkt bestimmt werden können.

In der folgenden Tabelle sind die Ergebnisse für den Betrieb bei Bemessungsdrehmoment für die Motoren „SEW1“ und „SEW2“ bei Versorgung über den „Umrichter 1“ dargestellt. Die angegebenen Spannungswerte sind Grundschiebungswerte.

	U V	I A	P ₁ W	P ₂ W	S %	P _v W	ϑ ₁ K	ϑ ₂ K
Maschine „SEW1“								
50 Hz								
Generator	380	11,1	6441,3	5374,1	5,59	1067,2	82,4	108,1
Umrichter 1	380	11,2	6552,8	5356,4	5,83	1196,4	89,5	116,4
40 Hz								
Generator	306	11,1	5209,5	4228,2	6,9	921,3	86,16	111,8
Umrichter 1	307	11,3	5369,3	4206,2	7,42	1163,1	95,9	123,3
Maschine „SEW2“								
50 Hz								
Generator	380	44,6	24098	21519	2,52	2578	76,58	105,7
Umrichter 1	388	44,8	24170	21496	2,56	2674	85,5	115,9
40 Hz								
Generator	306	44,4	19361	17057	3,09	2304	77	104,2
Umrichter 1	307	44,5	19531	17110	3,18	2421	89	117,6
25 Hz								
Generator	191	45,1	12520	10409,5	5,57	2110	93,2	116,9
Umrichter 1	191	44,3	12610	10409	5,6	2201	98,6	123,5

Tabelle 6.1: Gegenüberstellung Netzbetrieb – Frequenzumrichterbetrieb bei Bemessungsdrehmoment

Die Messungen wurden nach dem Erreichen des thermischen Beharrungszustandes beendet und die mittlere Statorwicklungserwärmung (ϑ_1) über eine Widerstandsmessung bestimmt. Bei der Maschine „SEW2“ wurde nach dem Abschalten die Rotorübertemperatur (ϑ_2) mittels Fühler, wie in Abschnitt 4.5.3 beschrieben, ermittelt. Bei der Maschine „SEW1“ wurde das vorhandene Rotortelemetriesystem zur Bestimmung der Kurzschlussringtemperatur verwendet. Die Verwendung unterschiedlicher Messtechnik zur Temperaturerfassung (Abschnitt 4.5.4) ist nicht relevant, da nicht die absolute Temperatur sondern die Differenzen zwischen den durchgeführten Versuchen in die Auswertung einbezogen werden.

Die Auswahl des „Umrichters 1“ für diese Untersuchung beruht auf der Tatsache, dass bei Vergleich verschiedener mir zur Verfügung stehender Umrichtertypen, dieser Frequenzumrichter zu den höchsten Erwärmungen führte, damit also unter

Explosionsschutzgesichtspunkten betrachtet den ungünstigsten Betriebsfall darstellt und zur Bemessung der Sicherheitszuschläge für das in Abschnitt 11.2 beschriebene Zulassungskonzept herangezogen werden muss. Die Betriebsparameter des Frequenzumrichters werden hier derart gewählt, dass eine möglichst hohe Verlustleistung und damit Erwärmung zu erwarten ist (Versorgungsspannung von 500 V bei 4 kHz Schaltfrequenz), Motor und Frequenzumrichter werden jedoch nicht außerhalb der vom Hersteller vorgegebenen zulässigen Betriebsparameterbereichen eingesetzt.

Bei der Auswertung der Dauerbetriebsversuche wurde das Hauptaugenmerk auf die erreichten Übertemperaturen im Stator und Rotor sowie die Differenz zu den als Referenzwert festgelegten Messergebnissen bei Betrieb mit sinusförmiger Spannung gelegt. Eine exakte Bestimmung der frequenzumrichterbedingten Oberschwingungsverluste durch Differenzbildung der über den Zusammenhang $P_V = P_1 - P_2$ berechneten Verlustleistungen ist aus diesem Versuch heraus aufgrund der Messunsicherheiten nicht möglich. Durch Temperaturänderungen kommt es auch zu einer Änderung der Grundschwingungsverluste, die die gesuchten Oberschwingungsverluste teilweise überdecken. Außerdem würde in die Bestimmung der Oberschwingungsverluste auch die im Verhältnis zu den Oberschwingungsverlusten große Messunsicherheit der Verlustleistungsbestimmung (siehe Kapitel 4) eingehen.

Aus den Erwärmungsmessungen kann gefolgert werden, dass die Versorgung der hier untersuchten Motoren über einen handelsüblichen Pulsumrichter, „Umrichter1“, zu zusätzlichen Erwärmungen in der Größenordnung von 10 K bei Bemessungsdaten der Maschine führt.

Im Vorgriff auf Abschnitt 6.4 sei erwähnt, dass die zusätzlichen Erwärmungen bei Verwendung eines Pulsumrichters mit trägerloser Pulsbreitenmodulation bei Annahme gleicher Umrichtereingangsspannung um etwa 2 K in Stator und Rotor reduziert werden können. Eine Reduzierung bis auf die bei Netzbetrieb auftretenden Temperaturen kann durch Einsatz eines Sinusfilters am Umrichterausgang erreicht werden, siehe Bild 6.5. Es muss dabei jedoch unbedingt der Spannungsabfall am Filter berücksichtigt werden. Die hier ermittelte Größenordnung von 10 K dient als Basis für das in Kapitel 11 beschriebene neue Zulassungskonzept.

6.2 Einfluss der Umrichterschaltfrequenz auf die Motorverluste bei Bemessungslast

Wie in Kapitel 5 durch Versuche gezeigt werden konnte, besitzen die Oberschwingungsverluste zumindest im Leerlauf der Maschine eine deutliche Abhängigkeit von der Schaltfrequenz des verwendeten Pulsumrichters. Dieses Verhalten konnte bei allen untersuchten Grundschiebungsfrequenzen gefunden werden.

Falls, wie von verschiedenen Autoren postuliert, die Lastunabhängigkeit der Oberschwingungsverluste messtechnisch nachgewiesen werden kann, können diese auch im Leerlauf oder an einer bereits beim Betreiber installierten Maschine bestimmt werden. Voraussetzung ist hierzu jedoch auch die Unabhängigkeit des Frequenzumrichter-ausgangsspektrums von der Höhe des Ausgangsstromes.

Zur Überprüfung der Hypothese der Lastunabhängigkeit der Oberschwingungsverluste wurden die Oberschwingungsverluste für die Maschine „SEW1“ unter Verwendung von „Umrichter1“ zunächst im Leerlauf und danach bei Bemessungslast bestimmt. Die Oberschwingungsleistung wird gemäß dem in Abschnitt 5.2 abgehandelten Verfahren durch Ausblendung der Grundschiebungsleistung gemessen. Der Versuch wird bei den Grundschiebungsfrequenzen 50 Hz, 40 Hz und 25 Hz durchgeführt, wobei jeweils ein Belastungsdrehmoment von 36,2 Nm (Bemessungsdrehmoment) aufgebracht wird. Die Frequenzumrichtereingangsspannung liegt konstant bei 500 V_{eff}, die Grundschiebungsspannung an den Motorklemmen wird proportional zur Frequenz ausgehend von 50 Hz bei 380 V angepasst (U/f Steuerung). Das Ergebnis dieses Versuches ist in der folgenden Darstellung verdeutlicht.

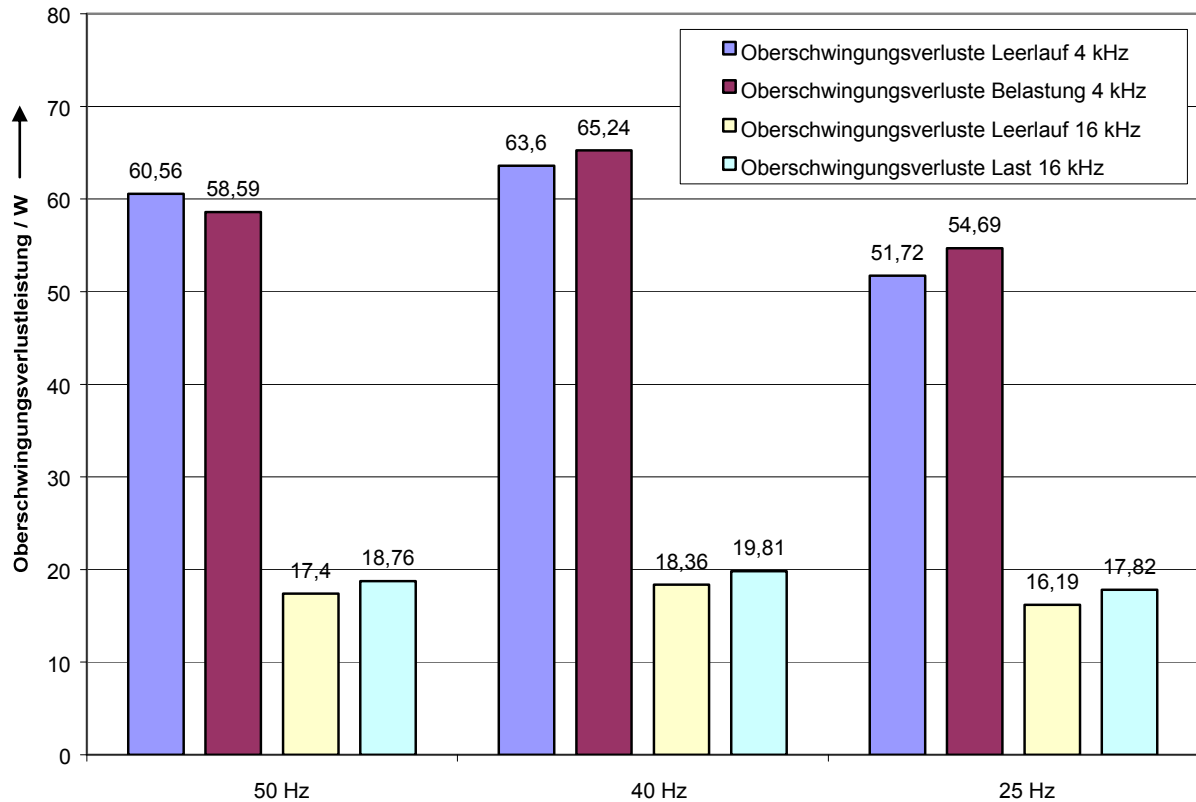


Bild 6.2: Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsverluste, Maschine „SEW1“

Bei der Auswertung des Versuches zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung der im Leerlauf und bei Bemessungslast ermittelten Oberschwingungsverluste bei allen untersuchten Grundschwingungsfrequenzen und Umrichterschaltfrequenzen. Die Messunsicherheit kann für den Betrieb mit Bemessungslast mit 7 W, für den Leerlauf mit ca. 5 W angegeben werden. Die Abweichungen in den gemessenen Leistungen zwischen Leerlauf und Bemessungslast können damit erklärt werden. Aufgrund der gefundenen Erkenntnisse ist es möglich, die im Leerlauf messtechnisch gefundenen Oberschwingungsverluste auf den Betrieb bei Bemessungslast zu übertragen.

Der prozentuale Anteil der Oberschwingungsverluste an den gesamten Motorverlusten nimmt daher mit fallender Belastung zu und erreicht sein Maximum im Leerlauf der Maschine. Für die Maschine „SEW1“ setzen sich die gesamten Motorverluste gemäß Bild 6.3 zusammen.

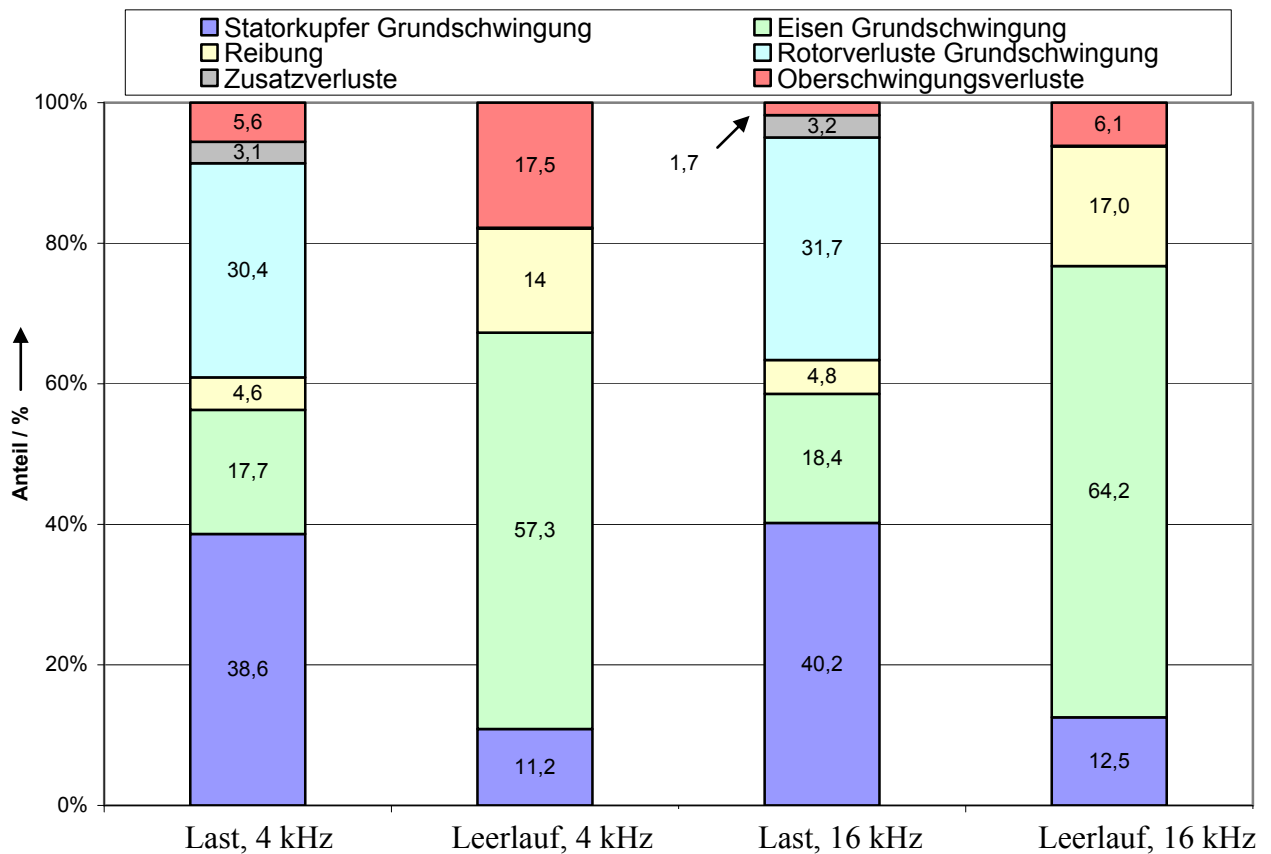


Bild 6.3: Oberschwingungsanteil an den gesamten Motorverlusten, Motor „SEW1“

Aus Bild 6.3 folgt, dass der Anteil der reinen Oberschwingungsverluste an den gesamten Motorverlusten bei Bemessungslast mit 5,6 % als gering zu bezeichnen ist. Es darf jedoch nicht außer Acht gelassen werden, dass die Oberschwingungsverluste zu einem Anstieg der Erwärmungen führen und durch die Erhöhung der ohmschen Widerstände in Stator und Rotor auch zusätzliche Grundschwingungsverluste nach sich ziehen, die wiederum ihren Beitrag zur Erwärmung leisten. Dreht die Maschine im Extremfall im Leerlauf, nimmt der Anteil der Oberschwingungsverluste an den gesamten Motorverlusten auf bis zu 17,5 % zu. Wird die Umrichterschaltfrequenz erhöht, kann der Oberschwingungsverlustanteil deutlich reduziert werden. Unter Energieeffizienzaspekten ist es daher sinnvoll, die Umrichterschaltfrequenz auf einen Wert einzustellen, bei dem die Summe aus den Schaltverlusten des Frequenzumrichters und den Oberschwingungsverlusten der Maschine ein Minimum annimmt. Eine weitere Randbedingung sind die maximal zulässigen Schaltverluste des Umrichters, die nicht überschritten werden dürfen.

Die Aufteilung der Oberschwingungsverluste auf Stator und Rotor wird ausführlich in Abschnitt 7.4 behandelt.

6.3 Einfluss der Umrichtereingangsspannung auf die Motorverluste

Der Betriebsparameter „Frequenzumrichtereingangsspannung“ kommt bei „Weitspannungsumrichtern“ zum Tragen, die aus Gründen der vereinfachten Lagerhaltung einen immer größeren Marktanteil erlangen. Diese Geräte können neben dem üblichen Versorgungsnetz (400 V) ohne Veränderungen auch an Industrienetzen mit 500 V oder auch 690 V Spannung betrieben werden. Der für die Untersuchungen zur Verfügung stehende Pulsumrichter kann in einem Eingangsspannungsbereich von 360 V bis $500\text{ V} \pm 10\%$ betrieben werden. Zur Beurteilung des Einflusses der Versorgungsspannung auf die Oberschwingungsverluste wurden nach Erreichen des thermischen Beharrungszustandes der Maschine die Umrichtereingangsspannung im technisch möglichen Bereich (gerade noch keine Absenkung des Grundschnwingungswertes der Umrichterausgangsspannung) variiert und die Oberschwingungsverlustleistung durch Differenzbildung aus der Grundschnwingungsleistung und der Gesamtleistung bestimmt. Die Umrichterschaltfrequenz wurde konstant bei 4 kHz belassen. Wie bereits vermutet, stimmen die hier bei Bemessungslast ermittelten Werte recht gut mit den Ergebnissen der Leerlaufmessung überein, so dass die Lastunabhängigkeit der Oberschwingungsverluste abermals unterstrichen wird. Die im Vergleich mit Bild 5.5 des vorhergehenden Kapitels feststellbaren Abweichungen einzelner Messpunkte können über die Messunsicherheiten des verwendeten Poweranalyzers erklärt werden. Aus einer Analyse nach GUM unter Zugrundelegung der Herstellerangaben folgt für das Gerät Norma 4000-PP52 bei der Bemessungsleistung der Maschine „SEW1“ von 5,5 kW eine Messunsicherheit von ca. 7 W, im Leerlauf von ca. 5 W, über die sich die Abweichungen zum Leerlaufversuch erklären lassen.

Der Einfluss der Frequenzumrichtereingangsspannung ist beim Vergleich der entsprechenden Fourierspektren der Motorspannung gut erkennbar und lässt sich sowohl über die Differenz zwischen den Effektivwerten der Grundschnwingungs- und der Gesamtspannung als auch über den Klirrfaktor quantifizieren.

Technisch können diese Verluste durch den Einsatz eines Frequenzumrichters mit gesteuertem Eingangsgleichrichter minimiert werden, da hierbei die Zwischenkreisspannung auch bei einer Änderung der Umrichtereingangsspannung konstant bleibt und an den mit sinkender Ausgangsfrequenz zurückgehenden Spannungsbedarf angepasst werden kann. /6/

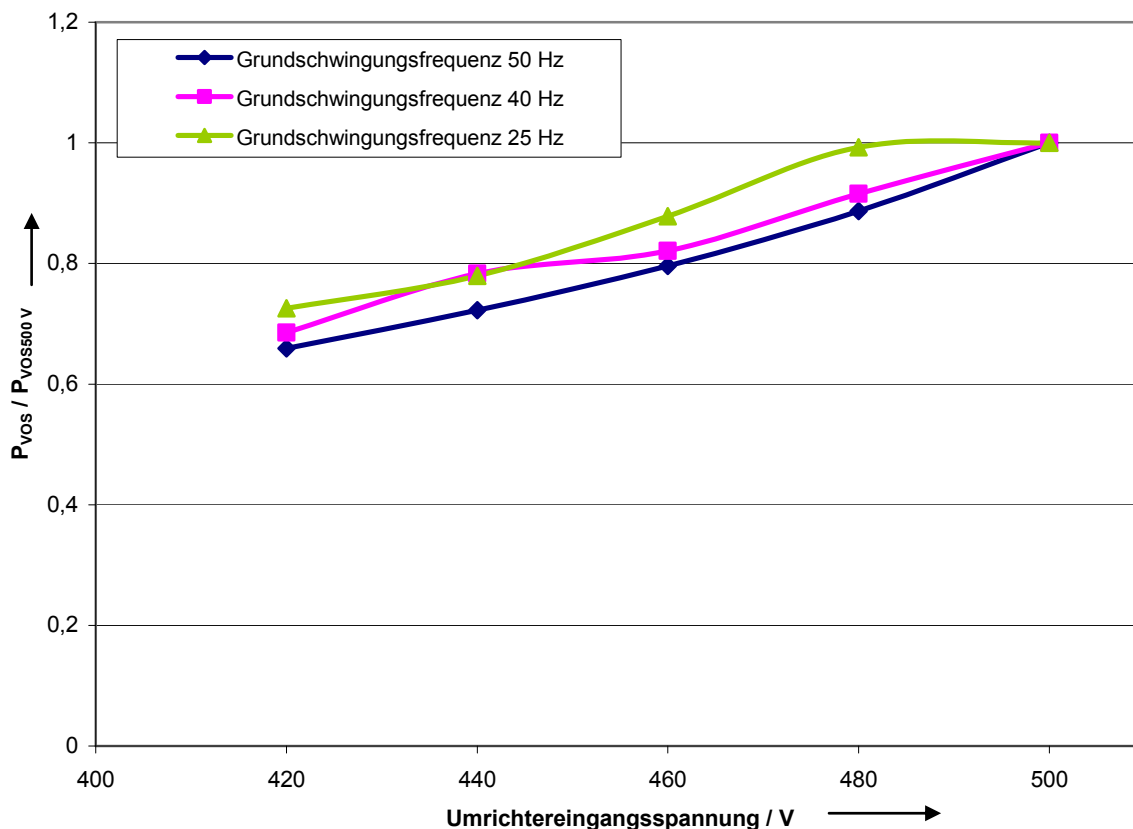


Bild 6.4: Abhängigkeit der Motorverluste unter Last von der Umrichtereingangsspannung bei verschiedenen Grundschiebungsfrequenzen

6.4 Untersuchungen an Frequenzumrichtern verschiedener Hersteller

Um die beim Betrieb am Pulsumrichter ermittelten Temperaturerhöhungen an der Maschine qualitativ bewerten zu können, werden die Dauerbetriebserwarmungen an zwei weiteren Frequenzumrichtern anderer Hersteller wiederholt. Der „Umrichter 2“ erzeugt das Ausgangssignal über eine „trägerlose Pulsbreitenmodulation“, siehe Kapitel 3.

Die Schaltfrequenz des hier untersuchten Frequenzumrichters variiert im Bereich von 4,5 – 7,5 kHz.

Da der „Umrichter 2“ nur an einer Versorgungsspannung von 400 V ± 10 % betrieben werden darf, muss der Versuch bei einer Umrichtereingangsspannung von 400 V durchgeführt werden. Dieses Verfahren ist hier zulässig, denn das Ziel der Untersuchungen ist die Bestimmung der Motorerwärmung bei Betrieb mit den für die Motorverluste ungünstigsten, jedoch sich noch in der Umrichterspezifikation befindlichen Parametern. Die ermittelten Daten dienen als Basis für das in Kapitel 11 behandelte Zulassungskonzept. Bei „Umrichter 3“ handelt es sich auch um einen Weitspannungs-Pulsumrichter, der jedoch das

Verfahren der Übermodulation zur Erhöhung der Ausgangsspannung beherrscht und hier mit 3 kHz Schaltfrequenz betrieben wird.

Als Versuchsmotor wird die Maschine „SEW2“ mit 22 kW verwendet. Das Drehmoment beträgt bei diesem Versuch 105 Nm, das entspricht 75 % des Motorbemessungsdrehmomentes. Die Grundsicherungsspannung entspricht bei allen Versuchen dem Motorbemessungswert von 380 V.

In der folgenden Abbildung ist das Ergebnis dieses Vergleiches dargestellt:

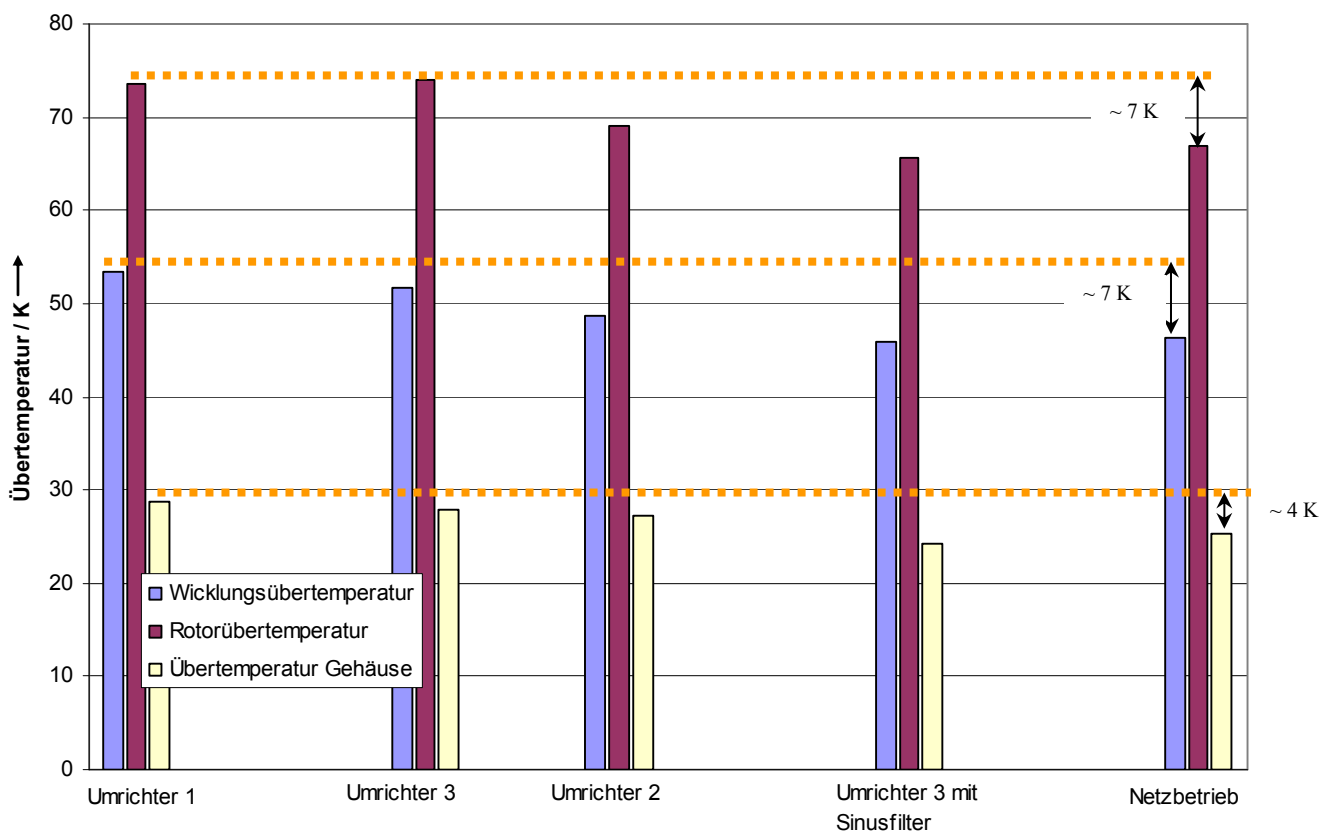


Bild 6.5: Vergleich der Motorerwärmungen

Es erweist sich der „Umrichter1“ als am ungünstigsten für die Motorerwärmung, gefolgt von „Umrichter 3“. „Umrichter 2“ stellt sich für die Motorverluste als am günstigsten heraus. Bei „Umrichter2“ ergänzen sich hier jedoch der Einfluss des Modulationsverfahrens und die sich günstig auf die Motorverluste auswirkende, im Verhältnis zu den anderen Umrichtern geringere Versorgungsspannung. In einem Blindversuch wurde zur Beurteilung des Einflusses der Umrichtereingangsspannung bei „Umrichter1“ die Versorgungsspannung auf ca. 400 V abgesenkt. Dies führte zu einer Reduzierung der Rotortemperatur und der Statortemperatur um 2 K bezogen auf die Temperaturen bei 500 V. Die beobachtete Temperaturabnahme wird

daher teilweise auch durch das andere Modulationsverfahren im Vergleich mit „Umrichter1“ verursacht.

Bei Verwendung des Motors „SEW1“ ergeben sich dieselben Relationen.

Die Ursachen liegen auch hier in den Spannungsspektren begründet.

Weiterhin sagt der Vergleich deutlich aus, dass durch Verwendung eines Sinusfilters die Erwärmungen der Maschine auf die für den Netzbetrieb gültigen Werte abgesenkt werden können. Dies gilt jedoch nur, wenn der Spannungsabfall über dem Filter kompensiert wird.

6.5 Messung der Temperaturverteilung über die Rotorlänge während des Betriebes

Da bei den üblicherweise zur Messung der Rotortemperatur einer Induktionsmaschine eingesetzten Verfahren (Fühlermethode, aufgewickelter Thermoelement, siehe Abschnitt 4.5.4) die Temperatur prinzipbedingt nur im Stillstand der Maschine und nur an einer einzigen Stelle des Rotors gemessen werden kann, bestand Unklarheit über die tatsächliche Rotortemperaturverteilung während des Betriebes. Es muss daher eine Möglichkeit geschaffen werden, die Rotortemperatur während des Betriebes beobachten zu können. Die technische Realisierung erfolgt mittels des in Abschnitt 4.5.4 beschriebenen Telemetriesystems. Zur Bestimmung der Rotortemperaturverteilung wird die Maschine „SEW1“ bei den in Tabelle 6.1 spezifizierten Betriebspunkten bis zum Erreichen des thermischen Beharrungszustandes betrieben und die Temperaturverteilung über die Rotorlängsachse aufgezeichnet. Das Ergebnis dieser Messung ist in der folgenden Abbildung dargestellt:

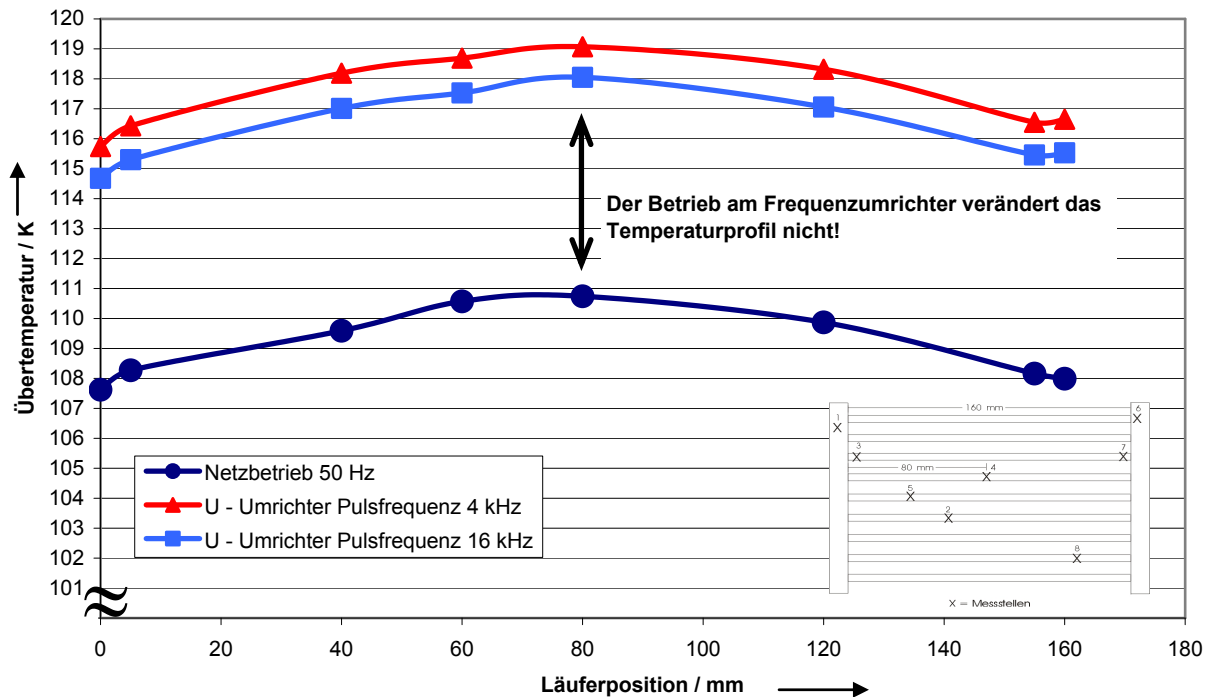


Bild 6.6: Temperaturprofil in Rotorlängsachse

Bei der Auswertung der Messreihen zeigen sich keine Anhaltspunkte, die einen „Hot Spot“ auf der Rotoroberfläche vermuten lassen. Die Temperaturverteilung in axialer Richtung weist zwischen dem Betrieb am Netz und am Frequenzumrichter keine signifikanten Unterschiede auf. Lediglich das gesamte Temperaturniveau wird durch die bei Frequenzumrichterbetrieb auftretenden zusätzlichen Verluste angehoben. Es ist in der Abbildung auch der günstige Einfluss einer Schaltfrequenzerhöhung erkennbar.

Die Temperatur der dem Lüfter zugewandten Rotorseite ist etwas geringer als die Temperatur auf der Abtriebsseite, dieses kann über die besseren Wärmeableitung zum stärker gekühlten Lagerschild erklärt werden. Die Temperaturdifferenz zwischen der kältesten und wärmsten Messstelle beträgt im Maximum ca. 4 K.

Aufgrund der bei diesem Versuch ermittelten Ergebnisse ist es legitim, auch bei einem frequenzumrichtergespeisten Antrieb die Rotortemperatur über die Fühlermethode am Kurzschlussring zu bestimmen. Mit einem „Sicherheitszuschlag“ von 5 K kann die Rotortemperatur auch unter Explosionsschutzgesichtspunkten korrekt beurteilt werden. Mit dem Auftreten einer stark inhomogenen Temperaturverteilung ist bei Käfigläufer-Induktionsmotoren mit Aluminiumdruckgussläufer bei Speisung mit handelsüblichen Spannungszwischenkreisumrichtern nicht zu rechnen. Auch die in /25/ mittels Rotortelemetriesystem untersuchte radiale Temperaturverteilung zeigte keine für den Explosionsschutz relevante Heißpunktbildung. Ob dieses Ergebnis auch bei deutlich größeren Motoren und bei solchen mit einem separaten Innenluftkreislauf Bestand hat, muss in weitergehenden Untersuchungen geklärt werden.

6.6 Versuche mit der Wärmebildkamera zum Auffinden eventuell vorhandener Hot Spots

Die Rotortemperaturmessung während des Betriebes mittels des Telemetriesystems ergibt zwar keine Anhaltspunkte für eine ungewöhnliche Rotortemperaturverteilung, jedoch kann das Telemetriesystem prinzipbedingt die Temperaturen nur in den Rotorstäben ermitteln, der Rest der Oberfläche wird nicht erfasst. Um eine Heißpunktbildung auch in diesen Bereichen z.B. durch Ströme über das Blechpaket auszuschließen, wird die Rotoroberfläche nach dem Erwärmungslauf komplett, wie in Abschnitt 4.5.5 beschrieben, mit einer Wärmebildkamera abgetastet.

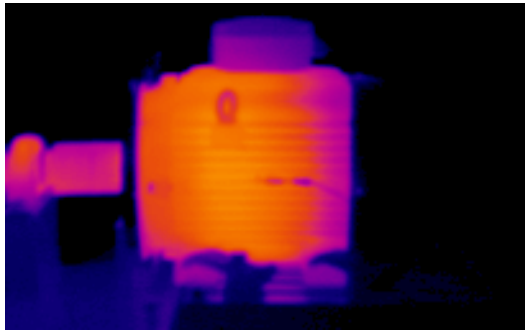
Als Versuchsobjekt dient eine Maschine des Herstellers WEG. Der Motor entspricht in der Achshöhe sowie der Bemessungsspannung der Maschine „SEW1“, die Bemessungsleistung liegt mit sechs Kilowatt etwas darüber.

Die Maschine wird zunächst in einem Referenzversuch zur Erprobung des Messsystems an sinusförmiger Spannung (Generator) betrieben, danach folgen die Erwärmungsläufe bei Speisung durch den Frequenzumrichter „Umrichter 1“. Der Erwärmungslauf wird bei einer Umrichtereingangsspannung von 500 V und 4 kHz Umrichterschaltfrequenz (für die Motorerwärmung ungünstiger Betriebsparameter) bei den Grundschwingungsfrequenzen 25 Hz, 40 Hz und 50 Hz durchgeführt. Zusätzlich erfolgt ein Erwärmungslauf an einem Stromzwischenkreisumrichter älterer Bauart. In dem hier betrachteten kleinen Leistungsbereich werden Stromzwischenkreisumrichter heute üblicherweise nicht mehr eingesetzt, sie stellen jedoch aufgrund des stark überschwingungsbehafteten, blockförmigen Motorstromes bei Abgabe ihres Bemessungsstromes für die Motorerwärmung den worst-case-Fall dar.

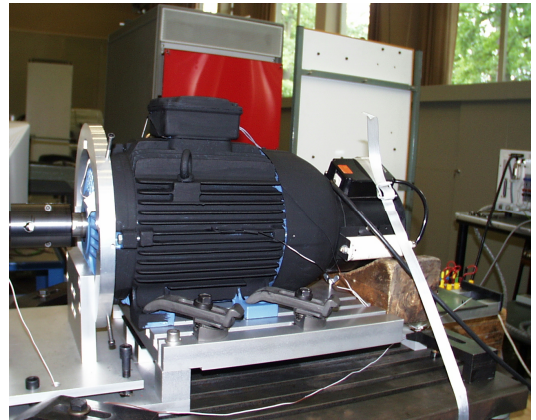
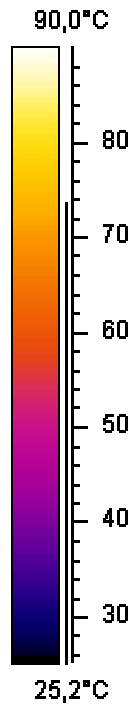
Die Bestimmung der Temperaturverteilung erfolgt durch eine Auswertung des von der Kamera von der Rotoroberfläche aufgenommenen Bildes auf signifikante Temperaturinhomogenitäten. Zusätzlich wird während der Erwärmungsphase auch das Gehäuse auf „Wärmenester“ untersucht.

Die Ergebnisse dieses Versuches können in den folgenden zwei Abbildungen dargestellt werden. Es handelt sich hierbei um aus den Filmen erzeugte Standbilder. Das Foto des Statorgehäuses wurde nach Erreichen des thermischen Beharrungszustandes, das Bild des Rotors direkt nach dessen Freilegung aufgenommen.

Die Temperaturskalen neben den Momentaufnahmen wurden wie in Abschnitt 4.5.5 beschrieben über das Thermoelement an der Motoroberfläche ermittelt.



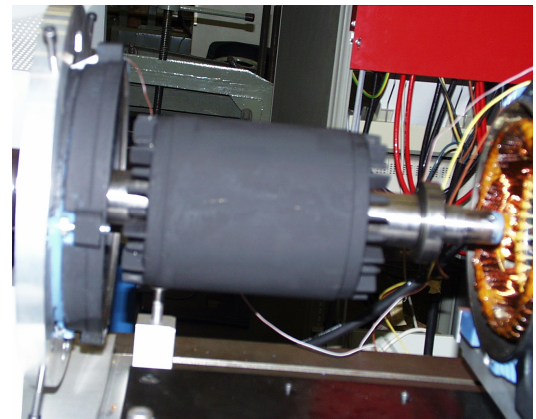
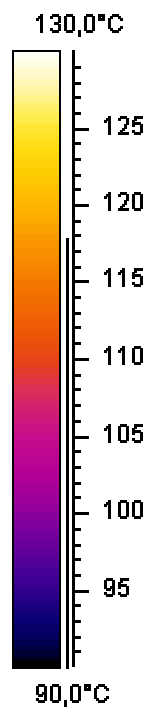
a)



b)



c)



d)

Bild 6.7: Ergebnisse der Thermographieuntersuchungen, Betrieb an „Umrichter1“

Die Versuchsauswertung zeigt eindeutig, dass auch bei der für das Erwärmungsverhalten der Maschine sehr ungünstigen Speisung durch einen Stromzwischenkreisumrichter die Ausbildung von Heißpunkten zumindest für die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Motorbaugrößen auf der Rotoroberfläche nicht zu erwarten ist. Zusammen mit den Ergebnissen aus Abschnitt 6.5 kann daher auch für eine frequenzumrichtergespeiste Maschine die Bestimmung der Rotortemperatur nach der Fühlermethode zur Beurteilung des Explosionsschutzes als ausreichend angesehen werden. Eine Übertragung dieses Ergebnisses generell auf alle Induktionsmotoren ist jedoch nicht möglich. Bei Großmaschinen stellen sich die auf die Kurzschlussringe aufgeschumpften Kappen zur Aufnahme der Fliehkräfte oftmals als anfällig für die Ausbildung hoher Temperaturen heraus. Hier muss dann durch eine Messung oder numerische Rechnung Klarheit geschaffen werden, wenn eine derartige Maschine in der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ ausgeführt werden soll. Derartige Kappen werden bei sehr großen Maschinen eingesetzt, bei vierpoligen Maschinen etwa ab 6 MW Bemessungsleistung, bei zweipoligen ab etwa 1 MW.

6.7 Worst-Case-Fall: Betrieb bei Unterspannung

Bei dieser Untersuchung soll festgestellt werden, mit welchen Erwärmungen im gestörten Betrieb zu rechnen ist, und über welche durch die Schutztechnik einfach erfassbaren Parameter dieser unzulässige Betriebszustand erkannt werden kann.

Aus den Erfahrungen mit netzgespeisten Antrieben ist allgemein bekannt, dass der Betrieb bei Unterspannung aufgrund des erhöhten Motorstromes und deutlich vergrößerten Schlupfes vor allem für die Rotortemperatur einen kritischen Betriebszustand darstellt.

Der Unterspannungsbetrieb kann bei einem frequenzumrichtergespeisten Antrieb durch im Wesentlichen zwei Ursachen ausgelöst werden: Zum einen durch eine unbemerkt gebliebene Absenkung der Frequenzumrichterversorgungsspannung z.B. durch Änderungen der Versorgungsnetzkonfiguration durch das EVU. Gemäß VDE 0175 sind im Niederspannungsnetz Spannungsabweichungen vom Nennwert bis zu $\pm 10\%$ zulässig. Hiermit muss der Anlagenbetreiber bei der Konzeption seiner Anlage rechnen.

Die Norm EN 60034 Teil 1 (Drehende elektrische Maschinen) differenziert hier zwischen dem Bereich „A“ und dem Bereich „B“. In Bereich „A“ sind Spannungsänderungen von $\pm 5\%$ gegenüber dem Bemessungswert zulässig, bei Zugrundelegung des Bereiches „B“ sogar von $\pm 10\%$. Abweichungen im Bereich „B“ sollten jedoch nicht dauerhaft auftreten, wobei „nicht dauerhaft“ ein sehr dehnbarer Begriff ist. In der Norm heißt es hierzu „Ein Betrieb über längere Zeit an der Begrenzung des Bereiches B wird nicht empfohlen“

Motoren, die der Norm genügen, müssen derart ausgelegt sein, dass die Funktion auch im Bereich B noch gewährleistet ist, da mit derartigen Spannungseinbrüchen insbesondere bei Inselnetzen gerechnet werden muss. Im öffentlichen Versorgungsnetz wird der zulässige Toleranzbereich nur extrem selten voll ausgeschöpft.

Die andere Ursache resultiert aus einer fehlerhaften Auslegung des Antriebssystems, falls bei der Festlegung der Motorbemessungsspannung der Spannungsabfall an Frequenzumrichter und Verbindungsleitungen oder einem eventuell vorhandenem Filter nicht ausreichend berücksichtigt worden ist. Auch die Kombination aus beiden Fällen ist möglich.

Zur Quantifizierung der Auswirkungen einer verminderten Versorgungsspannung wird ein Versuch bestehend aus der Maschine „SEW2“ und einem Pulsumrichter „Umrichter 1“ als Speisequelle aufgebaut. Die Maschine „SEW1“ kann aufgrund der begrenzten thermischen Beständigkeit des Gießharzes zur Befestigung der Thermoelemente im Rotor nicht verwendet werden.

Die Verbindungsleitung zwischen Motor und Frequenzumrichter hat zur Simulation realer Verhältnisse eine Länge von ca. 80 Metern mit auf den Motorbemessungsstrom nach den aktuellen Normen dimensioniertem Leiterquerschnitt.

Die Inbetriebnahme des Frequenzumrichters wird nach Herstelleranweisung durchgeführt und die Motorbemessungsspannung (380 V) eingestellt. Der Motorstrom bei Bemessungsdrehmoment und einer Umrichtereingangsspannung 400 V wird hier als Bezugswert festgelegt. Die gemessene Grundschiebungsspannung an den Motorklemmen beträgt dann 360 V.

Nach der Durchführung eines Referenzversuches bei einer Frequenzumrichtereingangsspannung von 400 V erfolgen je ein Erwärmungslauf bei einer Umrichtereingangsspannung von 380 V (Bereich „A“) und 360 V (Bereich „B“). Zusätzlich zu den Erwärmungen in Stator und Rotor werden der Motorstrom sowie die Grundschiebungsspannung gemessen. Bei den Versuchen wurde das Belastungsdrehmoment durch die Regelung der Belastungsmaschine auf 140 Nm konstant gehalten.

Die Auswertung des Versuches ist in der folgenden Abbildung 6.8 dargestellt.

Die Spannungsangaben in Bild 6.8 beziehen sich auf die Frequenzumrichtereingangsspannung, wenn Motor und Frequenzumrichter als ein Antriebssystem angesehen werden, also auf die Versorgungsspannung dieses Antriebssystems. Die gemessene Spannung an den Motorklemmen ist in der Tabelle 6.2 mit Grundschiebungsspannung bezeichnet.

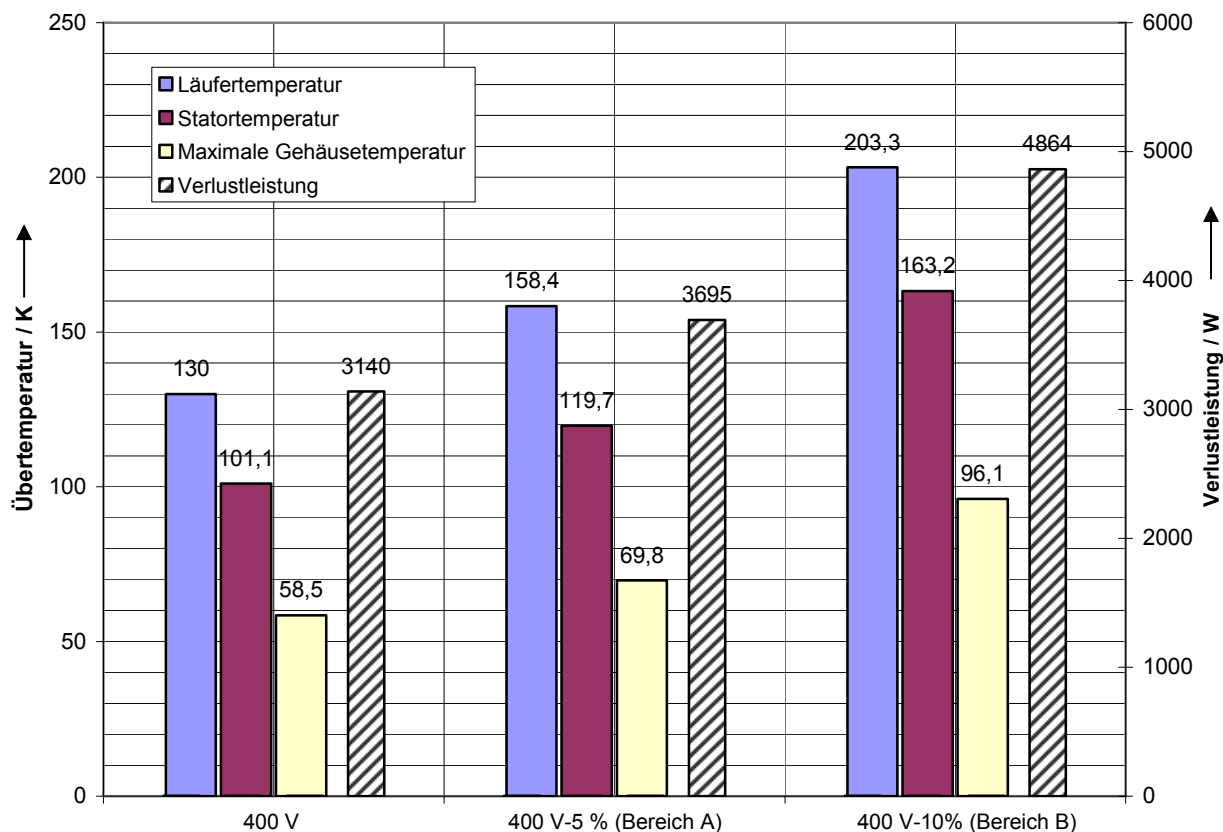


Bild 6.8: Einfluss der Frequenzumrichtereingangsspannung auf die Motorerwärmungen und -Verluste

Umrichtereingangsspannung	400 V	380 V	360 V
Rotorüber Temperatur / K	130	158,4	203,3
Statorüber Temperatur / K	101,1	119,7	163,2
Gehäuseüber Temperatur / K	58,5	69,8	96,1
Verlustleistung / W	3140	3695	4864
Motorstrom / A	47,2	50,8	56,3
$\frac{\text{Maschinenstrom}}{\text{Bezugsstrom}} / \%$	100	107,6	119,3
Grundschwingungsspannung*	360	342,2	321,8

Tabelle 6.2: Einfluss der Versorgungsspannung auf die Motorerwärmungen
* An den Motorklemmen gemessen

Dieser Versuch zeigt sehr eindrucksvoll den großen Einfluss der Frequenzumrichtereingangsspannung auf die Motorverluste und -Erwärmungen sowie auch gleichzeitig eine Möglichkeit zur Verhinderung der unzulässigen Motortemperaturen. Die Wichtigkeit des Erkennens dieses Betriebszustandes wird durch die Tatsache verdeutlicht, dass der Rotor bei

Absenkung der Umrichtereingangsspannung auf 360 V (400 V – 10 %) an der Oberfläche blau angelaufen ist.

Es wird außerdem deutlich, dass selbst bei einer Umrichtereingangsspannung von 400 V und den in der Praxis durchaus üblichen Leitungslängen die Maschine schon nicht mehr mit Bemessungsspannung betrieben werden kann. Bei der Neukonzeption eines Antriebssystems sollte daher der Motor auf eine kleinere Bemessungsspannung ausgelegt werden. Bei einem bestehenden Antriebssystem kann der Motor im Dreieck geschaltet werden, wenn der Frequenzumrichter den nun um den Faktor $\sqrt{3}$ höheren Strom (bei Bemessungslast des Motors) dauerhaft liefern kann. Voraussetzung hierfür ist ein geeigneter Umrichter und ein Motor, dessen Bemessungsspannung in Dreieckschaltung deutlich unter der Nennspannung des den Umrichter speisenden Netzes liegt. Als weiterer positiver Effekt setzt der Feldschwächbetrieb dann erst bei deutlich höheren Frequenzen ein, so dass z.B. bei den hier betrachteten Motoren bei entsprechender Auslegung auch bei 87 Hz noch ein Betrieb mit Bemessungsdrehmoment möglich ist.

Die erhöhten Motorverluste gehen mit einer signifikanten und messtechnisch leicht erfassbaren Erhöhung des Motorstromes einher. Zum sicheren Schutz der Maschine ist daher eine Begrenzung des Dauerbetriebsstromes auf den Motorbemessungsstrom eine zentrale Voraussetzung. Es wird weiterhin deutlich, dass die durch Oberschwingungen bewirkten zusätzlichen Erwärmungen hier vernachlässigt werden können.

Im Vergleich zu einer direkt am Netz betriebenen Maschine sind die zusätzlichen Erwärmungen bedingt durch die Spannungsabfälle am Frequenzumrichter bei einer Absenkung der Netzspannung deutlich größer.

6.8 Lastabhängigkeit der Oberschwingungsverluste

Eine mögliche Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsverluste war in der Anfangszeit der Frequenzumrichter Gegenstand vieler Untersuchungen und Forschungsarbeiten. Im besonderen sei hier auf die Arbeiten von /4, 34, 45, 40/ verwiesen. Sehr detaillierte Untersuchungen zu dieser Thematik wurden auch in der Dissertation Heimbrock /25/ durchgeführt.

Bei den Untersuchungen kristallisierte sich immer deutlicher die Unabhängigkeit der überschwingungsbedingten Motorverluste von der mechanischen Belastung heraus. Diese Annahme konnte auch durch die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Versuche untermauert werden (Bild 6.2), so dass diese Annahme als wissenschaftlich gesichert betrachtet werden kann.

6.9 Lastabhängigkeit der Oberschwingungsströme

In einem weiteren Schritt soll untersucht werden, inwieweit die Oberschwingungsströme einer Lastabhängigkeit unterworfen sind. Zu diesem Thema finden sich in der Literatur teilweise widersprüchliche Angaben. Sehr detailliert wurde dieses Thema erstmals in der Dissertation Heimbrock betrachtet. Es zeigte sich bei seinen Untersuchungen eine starke Abhängigkeit des Stromes von der mechanischen Motorbelastung, wobei bereits kleinste Belastungen einen deutlichen Einfluss auf die Oberschwingungsströme haben. Eine befriedigende Erklärung für dieses Verhalten wurde bisher nicht gefunden.

Neben der belastungsabhängigen Zunahme der Oberschwingungsströme und der damit zunehmenden Oberschwingungsverluste in der Statorwicklung muss wegen der erwiesenen Lastunabhängigkeit der Oberschwingungsverluste ein parallel laufender Prozess existieren, der zu einer Reduzierung der Oberschwingungsverluste an einer anderen Stelle in der Maschine führt.

Die Messung der Oberschwingungsströme erfolgte in der Vergangenheit üblicherweise über einen Poweranalyzer mit Filterung des Grundschwingungsstromes bei Betrieb am realen Frequenzumrichter.

Hier wird als Spannungsquelle das in Kapitel 3 beschriebene Leistungsverstärkersystem verwendet und der Grundschwingungsfrequenz eine einzelne Spannungsoberschwingung überlagert. Während des Versuches wurde durch Messung überprüft, dass sich der Grundschwingungseffektivwert und die spektrale Zusammensetzung der Maschinenversorgungsspannung mit zunehmender Last nicht verändern.

Zur Bestätigung des in der Arbeit Heimbrock gefundenen Ergebnisses muss auch hier eine Veränderung des Oberschwingungsstromes beobachtet werden können.

Das zur Untersuchung verwendete Spannungssignal setzt sich aus einem Grundschwingungsanteil der Frequenz 50 Hz und einer Oberschwingung der Frequenz 4 kHz mit einem Anteil von 17,5 % der Grundschwingungsspannung zusammen.

Die Messung der Oberschwingungsströme erfolgt bei den folgenden Belastungsdrehmomenten:

	Leerlauf	20%	50%	70%	100%
Drehmoment	0 Nm	7,2 Nm	18,1 Nm	25,3 Nm	36,2 Nm

Tabelle 6.3: Untersuchte Belastungsdrehmomente zur Bestimmung der Lastabhängigkeit der Oberschwingungsströme

Vor Beginn der Messung wurde die Maschine zunächst bei mittlerer Belastung bis zum Erreichen des thermischen Beharrungszustandes betrieben.

Die Auswertung des Versuches liefert die folgenden Ergebnisse:

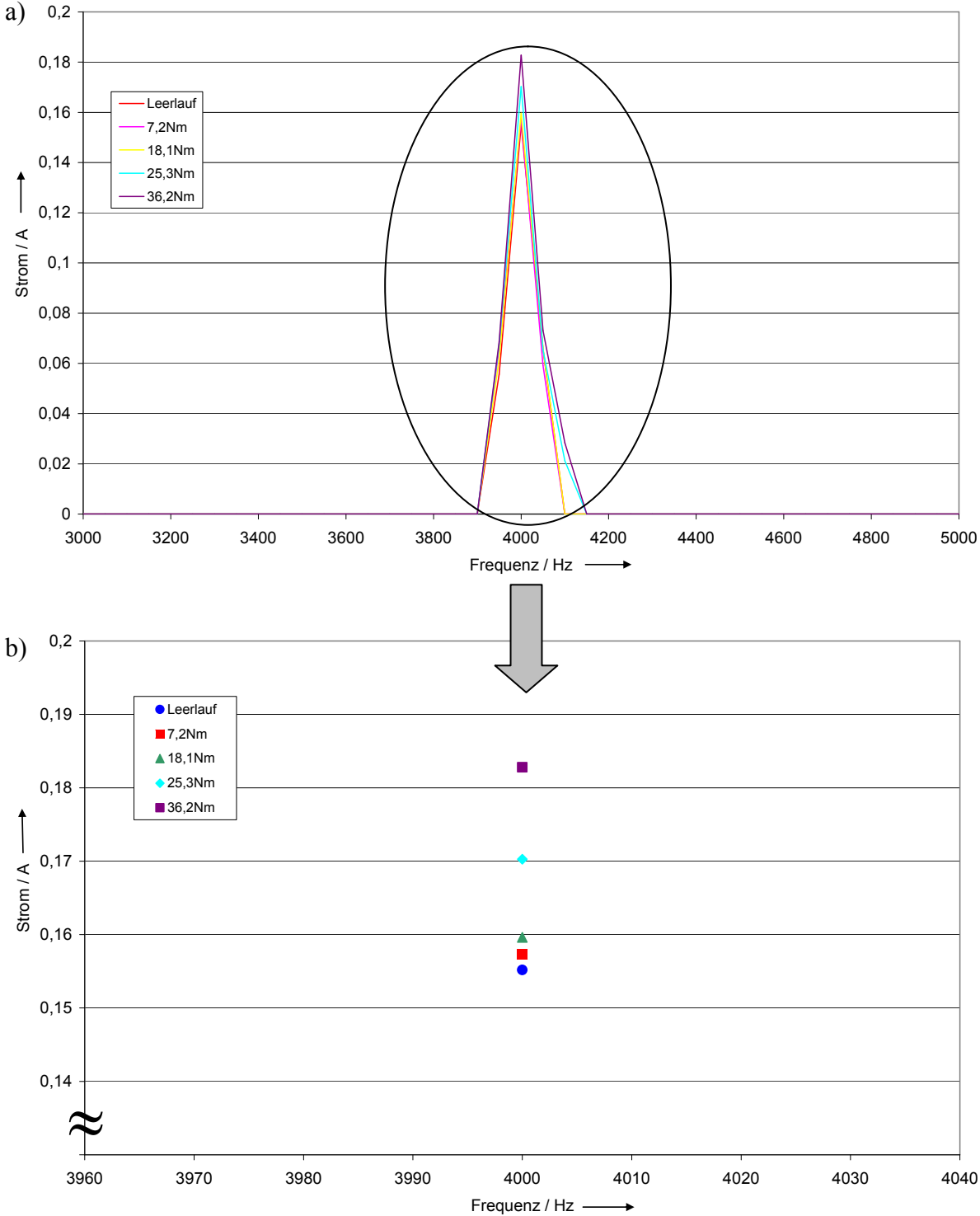


Bild. 6.9: a)Frequenzspektrum Außenleiterstrom bei Verstärkereinspeisung
b) vergrößert

Es zeigt sich eine eindeutige Korrelation zwischen dem Belastungsdrehmoment des Motors und dem Oberschwingungsanteil des Motorstromes mit der Frequenz 4 kHz. Der Effektivwert des Stromes nimmt von ca. 155 mA auf ca. 184 mA bei einer Erhöhung des Belastungsdrehmomentes ausgehend vom Leerlauf auf Bemessungsdrehmoment zu. Der prozentuale Zuwachs beträgt 18,7 Prozent. In der Arbeit Heimbrock wurde eine Verdoppelung der Oberschwingungsströme gefunden. Die Versuchsparameter und der verwendete Motor waren jedoch verschieden. Als Speisequelle wurde in der Arbeit Heimbrock ein realer Frequenzumrichter verwendet.

Festzuhalten bleibt jedoch, dass auch bei vollkommen unterschiedlichen Versuchsparametern und Versuchsmotoren eine Abhängigkeit der Oberschwingungsströme von der Belastung nachgewiesen werden kann.

Die Zunahme des Oberschwingungsstromes konnte auch bei Verwendung anderer Oberschwingungsfrequenzen in der gleichen Größenordnung beobachtet werden.

6.10 Diskussion der Ergebnisse, Bedeutung für den sicheren Betrieb eines explosionsgeschützten Antriebes

Aus den in Abschnitt 6.5 und 6.6 bei der Untersuchung der Rotortemperaturverteilung mittels Telemetriesystem und Wärmebildkamera gewonnenen Erkenntnissen lässt sich das folgende Fazit ziehen: Die Temperaturverteilung an der Rotoroberfläche zeigt bei der Speisung des Motors mit einem handelsüblichen Frequenzumrichter keine Anhaltspunkte für die Ausbildung von Heißpunkten (Hot Spots) auf der Rotoroberfläche. Es zeigt sich die von netzgespeisten Motoren bekannte Temperaturverteilung mit einem Maximum in der Rotormitte und einem Abfall zu den Kurzschlussringen. Die bei den verwendeten Versuchsmotoren maximal gemessene Temperaturdifferenz zwischen Rotormitte und abtriebsseitigem Kurzschlussring beträgt 4 K. Eine Messung der Rotortemperatur über einen auf den Kurzschlussring aufgesetzten Fühler ist daher legitim. Zur Beurteilung des Explosionsschutzes sollte jedoch auf die am Kurzschlussring gemessene Temperatur ein „Sicherheitszuschlag“ von 5 K hinzuaddiert werden.

Beim direkten Vergleich der erreichten Motortemperaturen zwischen dem Betrieb am Netz (Referenz) und dem für die Motorerwärmung ungünstigsten Frequenzumrichtermodell und Betriebsbedingungen (Weitspannungs-Pulsumrichter mit fester Schaltfrequenz, Betrieb an der oberen Grenze des zulässigen Eingangsspannungsbereiches) werden Temperaturerhöhungen von maximal 10,2 K am Rotor festgestellt. Die Zunahme der Statortemperatur fällt mit 9 K etwas geringer aus. Die Verringerung der Frequenzumrichtereingangsspannung sowie die

Verwendung eines Modells mit trägerloser Pulsbreitenmodulation führen zu einer Verringerung der Erwärmungen und damit auch der umrichterbedingten Zusatzverluste.

Bei der Konzeption des Antriebssystems muss jedoch darauf geachtet werden, dass die Grundschnungsspannung an den Motorklemmen dem Bemessungswert des Motors entspricht. Die Ergebnisse in Abschnitt 6.7 zeigten, dass bei der Verkettung mehrerer Faktoren durchaus Temperaturzunahmen von 70 K und mehr gegenüber dem Betrieb bei Bemessungsspannung auftreten können. Zur Verhinderung dieses unsicheren Betriebszustandes ist eine Überwachung des Motorstromes und eine korrekte Einstellung der Frequenzumrichterstromgrenze auf den Bemessungsstrom des Motors eine wichtige Voraussetzung.

Die Oberschwingungsverlustleistung kann als belastungsunabhängig angesehen werden, wenn das Spannungsausgangsspektrum des Frequenzumrichters laststromunabhängig ist. Dieser Sachverhalt kann als wissenschaftlich abgesichert angesehen werden.

Die erstmals in der Dissertation Heimbrock gefundene Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsströme kann bei Verwendung des Leistungsverstärkersystems als Speisequelle verifiziert werden, wenn auch die prozentuale Stromzunahme geringer ausfällt.

Für den Explosionsschutz ist diese Tatsache von untergeordneter Bedeutung, da die maßgebliche Größe, die Oberschwingungsbedingte Verlustleistung, nachgewiesenermaßen von der Belastung unabhängig ist und es zu keiner punktuellen Konzentration der Verlustleistung im Motor kommt.

Gleiches gilt für die Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsströme. Es ändert sich zwar die Aufteilung der Verluste innerhalb des Motors, mit der unzulässigen Erwärmung einzelner Maschinenteile ist aufgrund des insgesamt geringen Anteils der Oberschwingungsverluste an den gesamten Motorverlusten nicht zu rechnen. Dieses kann durch die in Kapitel 9 durchgeführten Betrachtungen auch untermauert werden.

Aus wissenschaftlicher Sicht ist es aber dennoch ein interessantes Phänomen, welches auch Anlass für zukünftige Untersuchungen sein dürfte.

Eine Änderung des Stromes bei gleich bleibender Leistung und Spannung ist im Wechselstromkreis nur durch eine Änderung des Winkels zwischen dem Strom- und Spannungszeiger im Zeigerdiagramm möglich.

$$P_{eff} = U_{eff} I_{eff} \cos \varphi \quad (6.1)$$

Über die für die Oberschwingungsspannung sichtbare Motorimpedanz (Bild 8.1 im Kapitel 8) bedeutet dies eine Verschiebung zu größeren induktiven Anteilen (Verkleinerung des

Leistungsfaktors), wobei das Produkt aus Strom und Leistungsfaktor wegen der konstanten Verlustleistung konstant bleiben muss.

Nun ist es jedoch so, dass in der Realität eine elektrische Maschine nicht als einfaches elektrisches Netzwerk mit nur frequenzabhängigen Elementen aufgefasst werden kann, sondern die von außen erfassbare Größe (bei Betrachtung der Maschine als elektrischen Zweipol) der Elemente ist auch von weiteren Betriebszuständen der Maschine, z.B. der inneren Feldverteilung, abhängig. Fest steht jedoch, dass die im Motor umgesetzte Verlustleistung gleich bleibt. Diese Erkenntnis kann, wie bereits gesagt, als wissenschaftlich abgesichert aufgefasst werden. Durch Vergleich der beim Betrieb am Frequenzumrichter im Motor umgesetzten Verlustleistung zwischen einem Induktionsmotor mit stablosem Rotor und dem unveränderten Rotor in Kapitel 7 folgt, dass etwa 60 Prozent der Oberschwingungsverluste in den Rotorstäben des Motors umgesetzt werden. Der Rest teilt sich auf die Ummagnetisierungsverluste im Eisen des Stators und des Rotors sowie die ohmschen Verluste der Statorwicklung auf. Die ohmschen Verluste in der Statorwicklung genügen dem Zusammenhang $P_{V,Cu1} = 3R_{Str} I_{Str}^2$, wobei für R der frequenzabhängige Widerstand nach Kapitel 3 angesetzt werden muss. Eine Erhöhung des Stromes führt somit unweigerlich auch zu einer Erhöhung der ohmschen Verluste mit dem Quadrat der Stromsteigerung. Da jedoch die gesamte vom Motor aufgenommene Oberschwingungsverlustleistung konstant bleibt, muss sich ein anderer Verlustanteil zwingend reduzieren.

Die von jeder Statorspule erzeugte magnetische Durchflutung ist als Produkt aus Windungszahl, Strom und dem Wicklungsfaktor ξ festgelegt, sie nimmt daher linear mit dem Strom zu. Außerdem muss zu jedem Zeitpunkt das Induktionsgesetz erfüllt sein, d.h.

$\frac{\omega_1}{\sqrt{2}} w_1 \Phi \xi \approx U_{Str}$ (6.2). Der magnetische Fluss Φ kann als Quotient aus der magnetischen

Durchflutung und des magnetischen Widerstandes des Pfades, über den sich die Feldlinien schließen, geschrieben werden, $\Phi = \frac{\Theta}{R_m}$ (6.3).

Diese physikalischen Zusammenhänge müssen in jedem Betriebszustand der Maschine erfüllt sein.

Derartige Untersuchungen zur Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsströme wurden in der Dissertation Heimbrock durchgeführt und werden im Folgenden näher betrachtet:

Bei den dort durchgeführten Untersuchungen mit in der Maschine eingebetteten Messspulen zeigte sich bereits bei kleiner Belastung eine starke Abnahme des Oberschwingungs-

luftspaltflusses. Da gleichzeitig der Stator-Jochfluss nicht abnimmt und magnetische Flüsse z.B. über das Gehäuse nach den Ausführungen in der Arbeit Heimbrock ausgeschlossen werden können, muss sich ein großer Teil des Statorjochflusses nun direkt im Statorblechpaket schließen und nicht mehr über den Luftspalt verlaufen. Gemäß Definition ist dieser Fluss nicht mit beiden Motorwicklungen verkettet und somit als Streufluss zu bezeichnen. Durch Auswertung der von den Messspulen für den Zahnquer- und Zahn längsfluss gelieferten Signale mittels Fourieranalyse kann gezeigt werden, dass der Oberschwingungsanteil des Zahnquerflusses mit steigender Motorbelastung deutlich zunimmt und der Zahn längsfluss vom Joch zum Luftspalt hin abnimmt. Ursächlich für die Verlagerung des magnetischen Flusses kann daher entweder eine Erhöhung des magnetischen Widerstandes im Zahnbereich des Stators durch eine stärkere magnetische Beanspruchung oder aber auch eine Sättigung des dünnen Streusteges über dem Läuferstab bei Verwendung eines Rotors mit geschlossener Nut sein.

Eine stärkere Vormagnetisierung verschiebt den Arbeitspunkt auf der Hystereseschleife in Bereiche kleinerer Steigung, so dass der Wert für μ_r und somit der magnetische Widerstand für die magnetischen Flüsse mit Oberschwingungsfrequenz zunimmt. Die Erhöhung der magnetischen Belastung der Statorzähne mit steigendem Drehmoment kann über Läuferrestfelder und parametrische Oberfelder erklärt werden, die durch die mit steigender mechanischer Belastung zunehmenden grund- bzw. schlupffrequenten Ströme in Stator und Rotor zunehmen. Die steigende magnetische Belastung des Rotorstreusteges kann über die mit steigendem Drehmoment zunehmenden Rotorströme erklärt werden, deren Nutstreufelder sich über den Streusteg schließen.

Ein weiterer Ansatz ergibt sich nach Heimbrock über die Verminderung der feldentlastenden Wirkung der Welle über eine Verdrängung des Feldes durch in der Welle induzierte Wirbelströme mit Schlupffrequenz, die mit steigender Last ansteigt.

Alle Erklärungsansätze haben zum Resultat, dass sich die magnetischen Oberschwingungsflüsse nur noch zu einem deutlich reduzierten Teil über den Rotor schließen und sich somit bedingt durch die Reduzierung der induzierten Spannung natürlich auch die ober-schwingungsbedingten Stromwärmeverluste in den Rotorstäben deutlich reduzieren. Der Extremfall ist der ober-schwingungsstromfreie Rotorstab.

In der Realität werden vermutlich alle drei Erklärungsansätze für die Verlagerung des Oberschwingungsflusses parallel existieren und zusammen den beobachteten Effekt hervorrufen. Dieses würde auch die hier ermittelte und in Bild 6.9 dargestellte belastungsabhängige Stromzunahme erklären, die deutlich geringer als bei den in der Arbeit

Heimbrock durchgeführten Versuchen ausfällt. Der in der Arbeit Heimbrock verwendete Motor besitzt geschlossene Rotornuten, der dem Bild 6.9 zugrunde liegende hingegen offene Nuten, so dass der Erklärungsansatz über die Absättigung des Rotorstreusteges hier nicht greift.

Es kann daher zusammengefasst werden, dass die Lastabhängigkeit der Oberschwingungsströme bei gleichzeitig konstant bleibenden Oberschwingungsverlusten auch hier bestätigt werden konnte. Die durch die steigenden Oberschwingungsströme zunehmenden ohmschen Verluste der Statorwicklung müssen durch einen anderen, parallellaufenden Prozess im Motor kompensiert werden. Der Kompensationsprozess erfolgt wahrscheinlich über eine Verminderung der ober-schwingungsbedingten Stromwärmeverluste im Kurzschlusskäfig des Rotors. Im Kapitel 7 wird näher auf die Verlustaufteilung im inneren des Motors eingegangen und ein Vergleich zwischen Rotoren mit offenen und geschlossenen Nuten durchgeführt.

7. Untersuchungen an speziell präparierten Motoren zur Ermittlung der Verlustaufteilung

Wie bereits in Abschnitt 3.5 erwähnt, ist es technisch nicht möglich, an einem handelsüblichen Motor im Umrichterbetrieb die Wirbelstromverluste oder die Rotorkupferverluste separat messtechnisch zu bestimmen. Es kann nur die Summe aus beiden gemessen werden.

Die Kenntnis des in den Rotorstäben umgesetzten Verlustleistungsanteiles ist jedoch zum Verständnis der in Kapitel 6 beobachteten starken Lastabhängigkeit der Oberschwingungsströme von großem Nutzen. Außerdem ist das Wissen über die Entstehungsorte der Oberschwingungsverluste zur Vorausberechnung der Erwärmungen eines umrichtergespeisten Motors eine wichtige Voraussetzung.

Bei der Speisung mittels diskreter Oberschwingungen könnten die Rotorkupferverluste durch synchronen Antrieb eliminiert werden, aus mechanischen Festigkeitsgründen verbietet sich diese Vorgehensweise allerdings. Der Motor ist für derartig hohe Drehzahlen mechanisch nicht ausgelegt.

Zur Realisierung eines nahezu stromlosen Rotors wird daher der die Stromleitung übernehmende Aluminiumkäfig entfernt. Im Rotor können jetzt nur noch Ströme über eventuell vorhandene Blechschlüsse fließen oder als Wirbelströme im Eisen in Erscheinung treten. Der genaue Aufbau der Versuchsmotoren ist in Abschnitt 3.5 nachzulesen.

Nach der Präparation der Motoren wird zunächst ein Versuch zur Bestimmung des elektrischen Verhaltens des Motors bei Verwendung des stablosen und unveränderten Rotors bei Speisung mit sinusförmiger Spannung und grundschwingungssynchronem Fremdantrieb durchgeführt.

Im Idealfall sollten sich die aufgenommenen Leistungen bei Verwendung des stablosen und des unveränderten Rotors nicht voneinander unterscheiden. Zur Gewährleistung einer überschwingungsfreien Versorgungsspannung wird das Leistungsverstärkersystem verwendet. Das Ergebnis des Vergleiches ist in Bild 7.1 dargestellt.

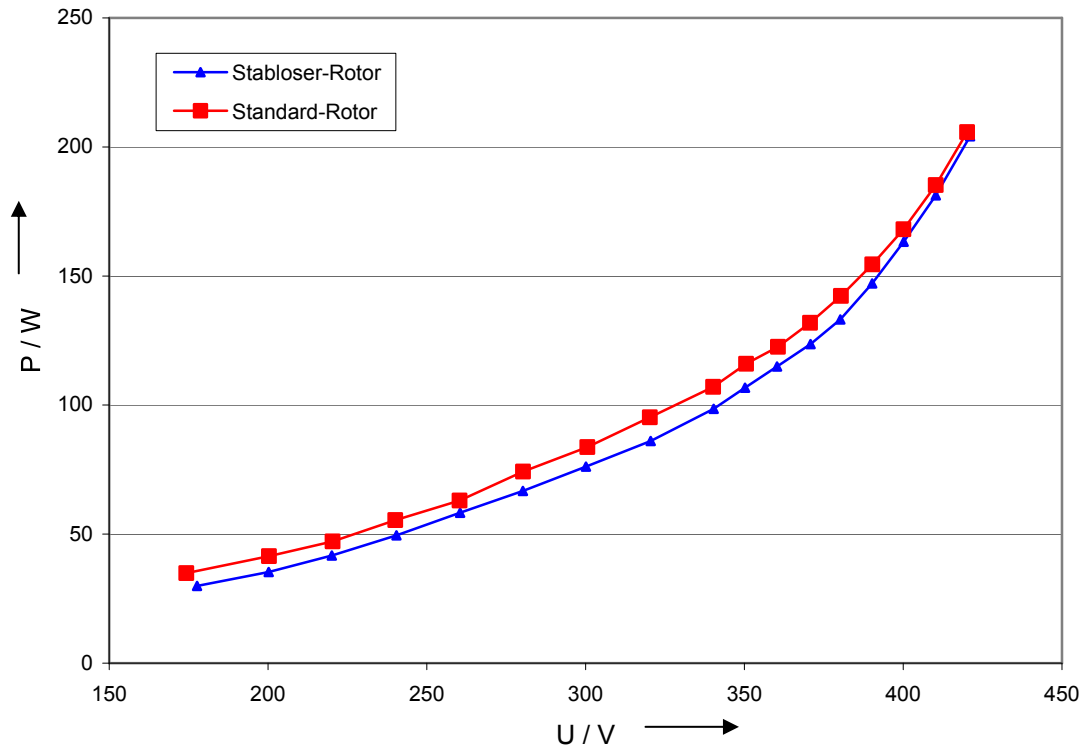


Bild 7.1: Rotorvergleich, Speisung mit sinusförmiger Spannung

Entgegen der Erwartung zeigte sich zwischen der aufgenommenen Leistung bis zur Motorbemessungsspannung im Mittel eine Differenz von etwa acht Watt. Die höheren Verluste bei Verwendung des Standardrotors könnten zunächst über die nicht ganz exakte Einhaltung der Synchrondrehzahl der Antriebsmaschine und damit fließenden Rotorströmen erklärt werden (Ungenauigkeit des Resolvers). Außerdem muss hier noch die Messunsicherheit des verwendeten Poweranalyzers von ca. 5 W bei Bemessungsspannung berücksichtigt werden. Die Abnahme der Differenz zu höheren Versorgungsspannungen, d.h. einer höheren magnetischen Sättigung des Motors, kann damit aber nicht erschöpfend begründet werden. Ströme über die Gewindestangen des präparierten Läufers durch Isolationsfehler können ausgeschlossen werden. Zwischen den Gewindestangen und dem Blechpaket wurde auch bei 500 V Prüfspannung kein messbarer Stromfluss festgestellt. Außerdem lief der ungekuppelte Motor beim Anschluss an die Netzspannung nicht selbsttätig hoch.

Auch stimmten die Durchmesser der Rotoren im Rahmen der Messmöglichkeiten überein, unterschiedliche Luftspaltgrößen kommen daher auch nicht als Ursache in Betracht.

Als weitere Möglichkeit kommen noch unterschiedliche Qualitäten der zur Rotorherstellung verwendeten Bleche infrage. Diese Ursache ist auch wahrscheinlich, da das Blechpaket des stablosen Rotors in einem anderen Werk als der Standardrotor gefertigt worden sind. Als eine

weitere Ursache ist auch eine unterschiedliche Oberflächenbeschaffenheit (Blechschlüsse) der Rotoren denkbar.

Es bleibt jedoch die Frage, auf welche Weise bei grundschwingungssynchronem Antrieb im Rotor ein magnetischer Wechselfluss zustande kommen kann, da die Rotoroberfläche ohne Relativbewegung zum umlaufenden Grundschwingungsdrehfeld rotiert, und daher bei Betrachtung eines beliebigen Flächenelementes auf der Rotoroberfläche keine zeitliche Änderung des dieses Flächenelement durchsetzenden magnetischen Flusses auftritt.

In der Realität weicht die magnetische Induktion im Luftspalt bedingt durch die Statornutung und die Wicklungsoberfelder von der mittleren Luftspaltinduktion B_δ ab. /51/. Die Ursache für die Nutungsoberfelder ist der durch die Nutung bedingte unterschiedliche magnetische Luftspaltleitwert zwischen Zahn und Nut (Der Rotor ist mit geschlossenen Nuten ausgeführt und besitzt somit eine glatte Oberfläche).

Wegen der diskreten Nutung entsteht über den Nutumfang eine nichtsinusförmige Verteilung des Strombelages, für die geschrieben werden kann (ausführliche Betrachtungen zu dieser Thematik finden sich in „Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen“ von H.O. Seinsch, /49/):

$$a(x,t) = \sum_v A_v \cos(vx - \omega_1 t - \varphi_v) \quad (7.1)$$

mit $v = p \left(1 + \frac{6g}{n}\right)$ mit $n=1$ bei Drehstrom-Ganzlochwicklungen.

Für den Statorstrombelag (Magnetisierungsstrombelag) kann geschrieben werden:

$$A_v = \sqrt{2} \xi_v \frac{3w_1 I_\mu}{\pi r}, \quad \xi_v = \text{Wicklungsfaktor des Feldes } v. \quad (7.2)$$

Dieser Strombelag erregt bei einem konstanten Luftspalt δ die Wicklungsfelder

$$b_w(x,t) = \frac{\mu_0}{\delta} \int a(x,t) r dx = \frac{\mu_0}{\delta} r \sum_v \left\{ \frac{A_v}{v} \sin(vx - \omega_1 t) - \varphi_v \right\} \quad (7.3),$$

welche gegenüber dem Läufer bei synchroner Drehzahl $\frac{f_1}{p}$ die Winkelgeschwindigkeit

$\frac{\omega_1}{v} - \frac{\omega_1}{p}$ besitzen, d.h. in der Rotorblechoberfläche Spannungen mit der Kreisfrequenz

$\omega_1 \left(1 - \frac{v}{p}\right)$ induzieren.

Diesen Wicklungsoberfeldern überlagern sich die schon erwähnten Nutungsoberfelder, wobei für den magnetischen Luftspaltleitwert unter Berücksichtigung der Statornutung prinzipiell geschrieben werden kann:

$$\lambda(x) = \Lambda_0 + \sum \Lambda_\lambda \sin(\lambda x - \varphi_\lambda), \quad \Lambda_0 \approx \frac{\mu_0}{\delta} \text{ mit } \lambda = kN, k=1;2;\dots, N=\text{Nutzahl} \quad (7.4)$$

Aus dem allgemeinen Ansatz $b = \nu \lambda$ und $\nu = \int a R dx$ (ν = Felderregung) folgen die Nutungsoberfelder zu

$$b_N(x, t) = \left\{ R \sum_\nu \frac{A_\nu}{\nu} \sin(\nu x - \omega_1 t - \varphi_\nu) \right\} \left\{ \sum \Lambda_\lambda \sin(\lambda x - \varphi_\lambda) \right\} \quad (7.5),$$

welche dann in der Rotoroberfläche eine Spannung induzieren und auf diese Weise zu den Oberwellenverlusten führen. Außerdem entstehen nach /3/ durch die Flusspulsation auch Stromwärmeverluste im Rotorkäfig, die bei Verwendung des stablosen Rotors entfallen.

Die Oberfeldverluste sind von der Belastung des Motors unabhängig.

Über diesen Erklärungsansatz kann das in Bild 7.1 beobachtete Verhalten erklärt werden.

Für das beabsichtigte Ziel, Aussagen über die Aufteilung der Oberschwingungsverluste im Motor treffen zu können, ist der Einfluss der Blechqualität nicht bedeutsam. Bedingt durch die im Verhältnis zur Frequenz kleinen Spannungen (z.B. 175 V bei 250 Hz) sind die magnetischen Induktionen im Vergleich zum Betrieb mit angepasster Spannung (bei 250 Hz müsste die Betriebsspannung des Motors hierzu 2 kV betragen) sehr gering, so dass die resultierenden magnetischen Flussdichten ebenfalls sehr klein sind.

In Abschnitt 7.3 (Messungen am realen Frequenzumrichter) wird die Oberschwingungsverlustleistung direkt gemessen, so dass hier alle die Grundschiwungsleistung betreffenden Einflussfaktoren keinen Einfluss auf das Ergebnis haben, z.B. ein nicht exaktes Einhalten der Grundschiwungsspannung durch den Frequenzumrichter.

7.1 Stromwärmeverluste in der Statorwicklung

Die im Motor umgesetzte Oberschwingungsverlustleistung setzt sich aus den folgenden Anteilen zusammen:

$$P_{V,OS} = P_{V,OS,Cu1} + P_{V,OS,Cu2} + P_{V,OS,Fe} \quad (7.6)$$

$P_{V,OS,FE}$ bezeichnet hier die Oberschwingungswirbelstromverluste im magnetisch aktiven Eisen des Stators und des Rotors. Eine direkte Bestimmung dieser Größe ist mit den hier zur Verfügung stehenden Möglichkeiten nicht möglich, sie muss daher indirekt bestimmt werden.

Zu deren direkter Bestimmung müssten die magnetische Feldverteilung innerhalb des Motors sowie die elektromagnetischen Eigenschaften des Eisens exakt bekannt sein.

Um dennoch eine eindeutig bestimmte Lösung zu haben, müssen die Größen $P_{V,OS,Cu1}$ und $P_{V,OS,Cu2}$ bekannt sein. Die gesamte Oberschwingungsverlustleistung $P_{V,OS}$ kann direkt gemessen werden.

Zur Berechnung der ohmschen Stromwärmeverluste der Oberschwingungsströme in der Statorwicklung müssen für jede Oberschwingung der Stromanteil und der ohmsche Widerstand der Statorwicklung bekannt sein.

Die Stromanteile können durch eine Fourieranalyse des Motorstromes sehr einfach ermittelt werden.

Der ohmsche Widerstand der Statorwicklung ist aufgrund von Stromverdrängungseffekten frequenzabhängig [42] und muss für jede Stromoberschwingung gemäß dem in Kapitel 3 beschriebenen Ansatz berechnet werden. Es ergibt sich daraus ein Widerstandserhöhungsfaktor, der bei der Frequenz 4 kHz für die Statorwicklung der Motoren „SEW1“ und „SEW3“ den Wert 5,43 annimmt (Beispielrechnung in Abschnitt 3.3.1). Die Berechnung des Widerstandserhöhungsfaktors für einen Wicklungsstrang mittels Matcad ergibt für den Frequenzbereich DC-40 kHz folgendes Ergebnis (Bild 7.2)

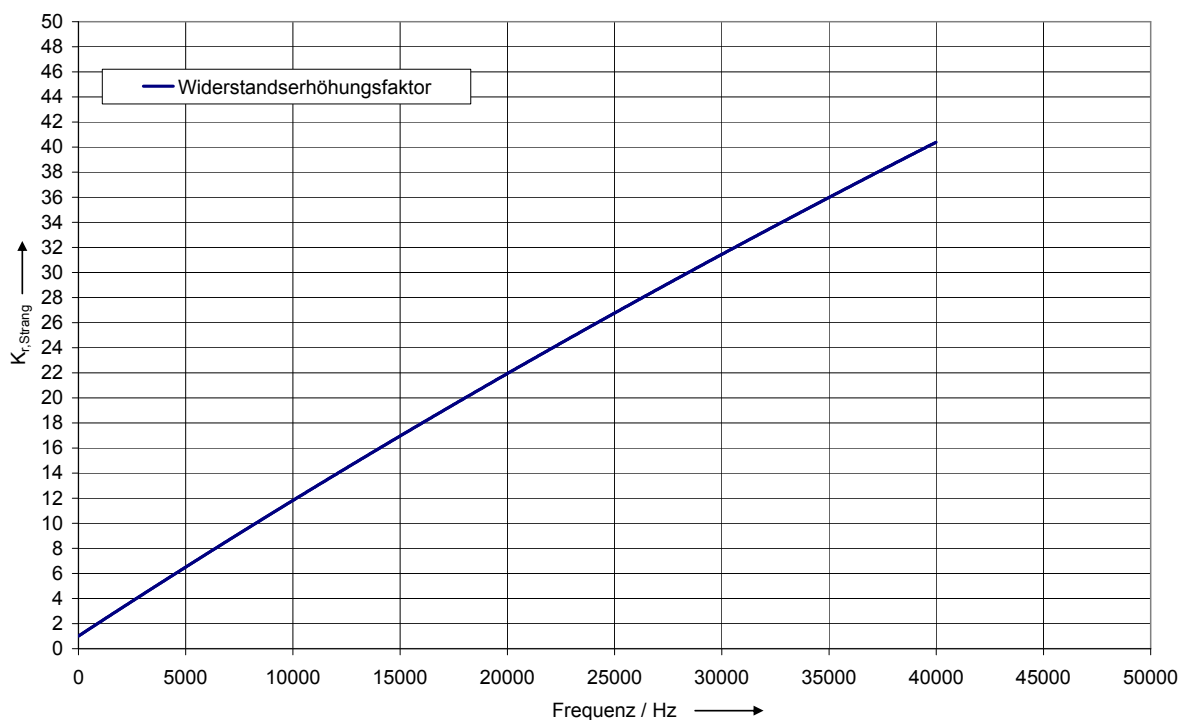


Bild 7.2: Berechneter Verlauf des Widerstandserhöhungsfaktors $K_{r,Strang}$ der Statorwicklung, Motoren „SEW1“ und „SEW3“.

Zur Berechnung der in der Statorwicklung umgesetzten Oberschwingungsverlustleistung muss nun für die Frequenz jeder Oberschwingung der korrespondierende Widerstand

berechnet und durch Multiplikation mit dem Quadrat des Oberschwingungsstromes die Verlustleistung berechnet werden. Zur besseren Handhabbarkeit kann die in Bild 7.2 dargestellte Kurve auch über ein Polynom approximiert werden, so dass die Verlustleistungsberechnung direkt in Excel durchgeführt werden kann.

Die gesamte, in der Statorwicklung umgesetzte Oberschwingungsverlustleistung berechnet sich somit wie folgt:

$$P_{VR1} = \sum_{n=2}^m 3R_{1,n} I_{1,n}^2 \quad (3.8)$$

7.2 Messungen am Leistungsverstärkersystem

Bei diesen Versuchen wird der Motor mit einem über das Leistungsverstärkersystem erzeugten Drehstromsystem variabler Frequenz gespeist. Der Versuch wird sowohl bei Verwendung des unveränderten Rotors als auch des stablosen Rotors durchgeführt. Die Spannung ist bei allen Versuchen konstant und beträgt 176 V. Aufgrund der in Kapitel 8 detailliert betrachteten Spannungsabhängigkeit der Motorimpedanz sind die Ergebnisse ansonsten nicht vergleichbar. Die Messungen werden bei den Frequenzen 250 Hz, 750 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz und 8 kHz durchgeführt. Der Versuchsmotor wird bei allen Versuchen über die Hilfsmaschine mit 1500 1/min angetrieben.

Mittels des Poweranalyzers Lem-Norma D 4000 werden die verketteten Spannungen, die Strangströme sowie die Leistungen gemessen. Die Ergebnisse sind in der folgenden Tabelle und den Bildern 7.3 sowie 7.4 dargestellt, wobei die Ströme und Spannungen Effektivwerte über alle 3 Phasen sind. Die im Rotorkäfig umgesetzte Verlustleistung ergibt sich als Differenz aus der Abnahme der gesamten Motorverluste und der Abnahme des in der Statorwicklung umgesetzten Anteils.

$$P_{VCu2} = (P_{1,Stab} - P_{1,Stablos}) - (P_{VCu1,Stab} - P_{VCu1,Stablos}) \quad (7.7)$$

Da die Versuchsbedingungen (nur Oberschwingungsbedingte Ströme im Rotor) dem idealen Leerlauf des Motors entsprechen, hat die auf diese Weise errechnete Verlustaufteilung innerhalb des Motors nur für den unbelasteten Zustand Gültigkeit.

	Standardrotor	Stabloser Rotor	Differenz Standard-Stablos
250 Hz			
I ₁	2,08 A	0,34 A	1,74 A
P ₁	116,5 W	23,15 W	93,35 W / 80,13 %
P _{VCu1}	11,3 W	0,302 W	11 W
Z	83,173 Ω	511,47 Ω	-428,29 Ω
750 Hz			
I ₁	0,36 A	0,176 A	0,184 A
P ₁	60,63 W	16,03 W	44,6 W / 73,56 %
P _{VCu1}	0,385 W	0,091 W	0,29 W
Z	168,42 Ω	993,75 Ω	-825,33 Ω
1 kHz			
I ₁	0,32 A	0,15 A	0,17 A
P ₁	56,54 W	14,39 W	42,15 W / 74,55 %
P _{VCu1}	0,34 W	0,074 W	0,27 W
Z	544,38 Ω	1163,33 Ω	-618,95 Ω
2 kHz			
I ₁	0,26 A	0,124 A	0,136 A
P ₁	47,3 W	11,17 W	36,13 W / 76,38 %
P _{VCu1}	0,38 W	0,085 W	0,3 W
Z	668,46 Ω	1377,42 Ω	-708,96 Ω
4 kHz			
I ₁	0,22 A	0,108 A	0,112 A
P ₁	39,61 W	9,50 W	30,11 W / 76,02 %
P _{VCu1}	0,69 W	0,17 W	0,3 W
Z	791,36 Ω	1628,70 Ω	-837,34 Ω
8 kHz			
I ₁	0,16 A	0,0831 A	0,0769 A
P ₁	32,6 W	7,38 W	25,22 W / 77,36 %
P _{VCu1}	1,23 W	0,34 W	0,89 W
Z	1101,88 Ω	2057,76 Ω	-955,88 Ω

Tabelle 7.1: Untersuchungen zur Verlustaufteilung bei Speisung über das Verstärkersystem bei $U_1 = 176 \text{ V}$, $n = 1500 \text{ min}^{-1}$

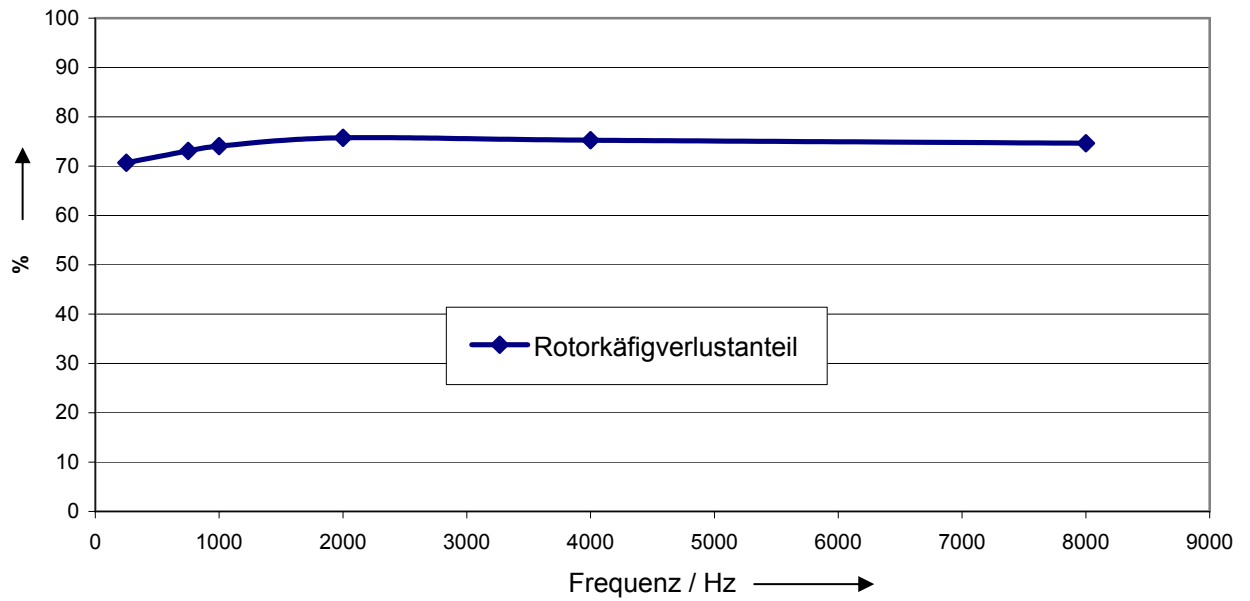


Bild 7.3: Anteil der Rotorüberschwingungsverluste an den gesamten Motorverlusten bei $U_1 = 176 \text{ V}$, $n = 1500 \text{ min}^{-1}$

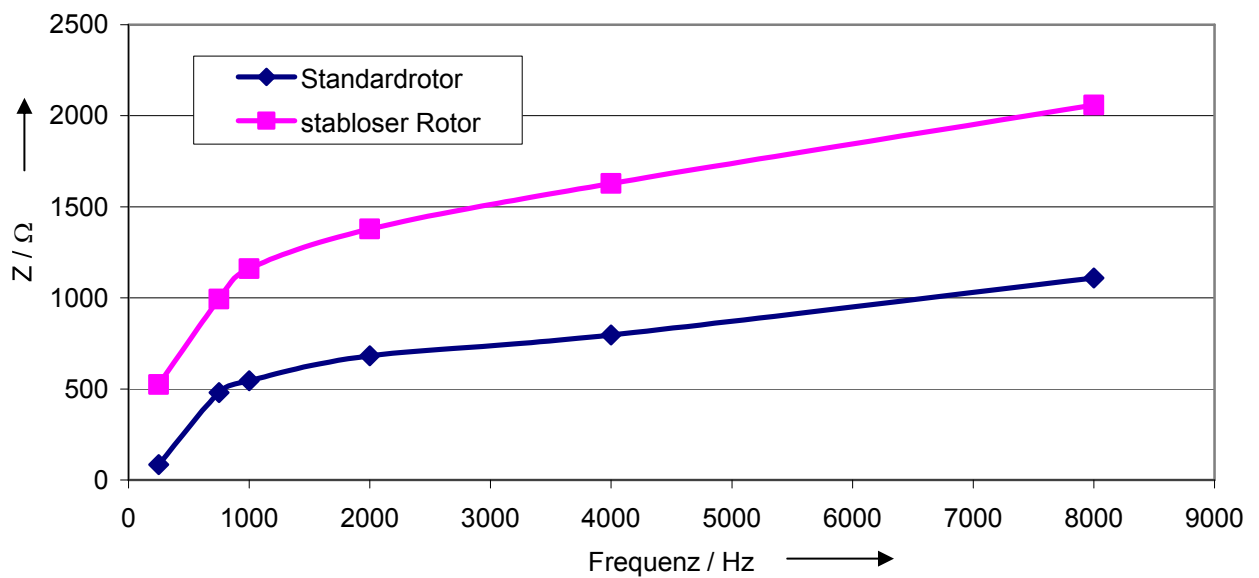


Bild 7.4: Verlauf der Motorimpedanz in Abhängigkeit der Frequenz, Maschine im Stern geschaltet. Die Messung erfolgte zwischen den Klemmen $U_1 - V_1$

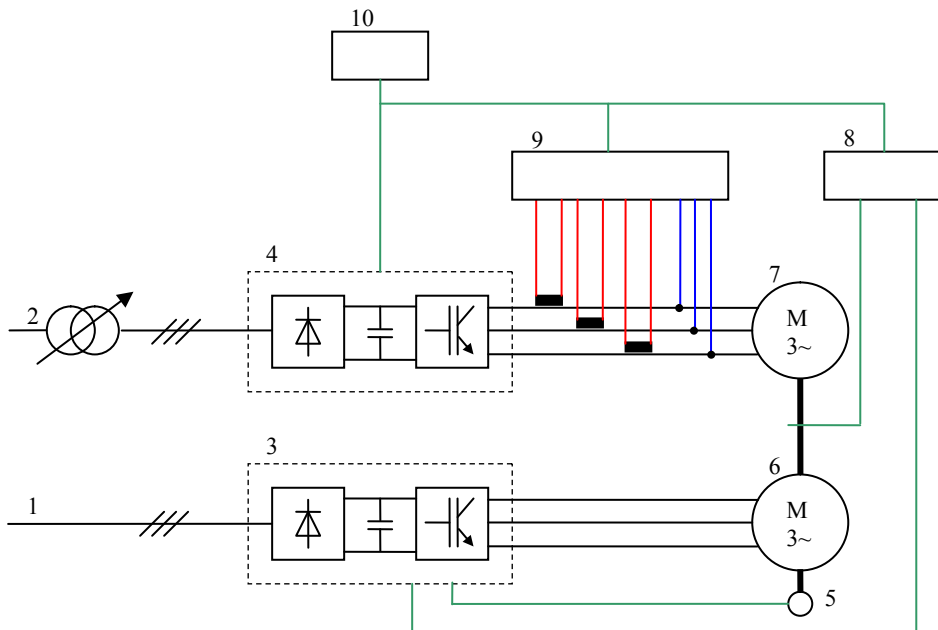
Bei der Auswertung dieses Versuches ist zunächst aufgefallen, dass über den gesamten hier untersuchten Frequenzbereich von 250 Hz bis 8 kHz der Anteil der im Rotorkäfig umgesetzten Verluste an den gesamten Motorverlusten zwischen 70 und 80 Prozent liegt, wobei die gesamte, innerhalb des Motors umgesetzte Verlustleistung bei einer Erhöhung der Frequenz von 250 Hz auf 8 kHz von 116 W auf 32 W abfällt, dies entspricht dem Faktor 3,6. Der im Rotor umgesetzte Verlustleistungsanteil vermindert sich hierbei von 93 W auf 25 W, das entspricht dem Faktor 3,7.

Die Abnahme der Verlustleistung mit steigender Frequenz bei gleicher Spannung korrespondiert mit einer deutlichen Zunahme der Motorimpedanz mit dem Faktor 13,2.

Aus dem Bild 7.4 folgt, dass die Verläufe der Impedanz über der Frequenz für den unveränderten Rotor und den stablosen Rotor sehr ähnlich sind, die Kurve für den stablosen Rotor ist dabei jedoch zu größeren Werten verschoben. Für die magnetischen Verhältnisse innerhalb des Motors bedeutet eine Erhöhung der Frequenz bei gleich bleibender Spannung aufgrund des absinkenden Stromes (Erhöhung der Impedanz) eine Verminderung der magnetischen Flussdichten. Die dennoch relativ konstante Verlustaufteilung deutet darauf hin, dass magnetische Sättigungsvorgänge hier keine Rolle spielen.

7.3 Messungen am realen Frequenzumrichter

Bei diesem Versuch wird der Versuchsmotor („SEW3“) wahlweise mit dem unveränderten und dem stablosen Rotor bestückt und über „Umrichter1“ gespeist. Im Fall des stablosen Rotors erfolgt ein grundschwingungssynchroner Antrieb über einen zweiten Induktionsmotor mit Drehzahlrückführung. Der Versuchsaufbau ist in der folgenden Abbildung dargestellt:



1 :	Netzeinspeisung	6 :	Antriebsmotor
2 :	Drehtransformator 0-500V	7 :	Versuchsmotor
3 :	Frequenzumrichter Antriebsmaschine	8 :	Drehzahlmessung
4 :	Frequenzumrichter Versuchsmaschine/ Verstärkersystem	9 :	NORMA 4000
5 :	Resolver	10 :	Messrechner

Bild 7.5: Schaltbild des Versuchsaufbaus

Die Zielsetzung dieses Versuches ist, eine Aussage über die Aufteilung der umrichterbedingten Oberschwingungsverluste auf die Statorwicklung, auf das magnetisch aktive Eisen und den Rotorkäfig treffen zu können. Es soll weiterhin überprüft werden, ob der in Abschnitt 7.1 bei Speisung des Motors über ein Leistungsverstärkersystem gefundene Anteil des Rotorkäfigs von ca. 70 % an den gesamten Motorverlusten auch bei Speisung über den realen Frequenzumrichter verifiziert werden kann. Die Ergebnisse dieses Versuches sollen auch einen Beitrag zu Klärung des in Abschnitt 6.9 beschriebenen Phänomens der starken Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsströme bei gleichzeitiger

Belastungsunabhängigkeit der Oberschwingungsleistung liefern. In der folgenden Tabelle 7.2 und den Bildern 7.6 bis 7.7 sind die Ergebnisse dieses Versuches dargestellt.

U_E	$P_{V,OS}$	$P_{V,Cu1}$	$P_{V,OS}$ stabloser Rotor	$P_{V,Cu1}$ stabloser Rotor	$P_{V,Cu2}$	Prozentualer Anteil Rotorkäfig
Schaltfrequenz 4 kHz						
500	81,1 W	1,82 W	23,70 W	0,32 W	55,9 W	68,93 %
480	73,2 W	1,49 W	21,6 W	0,22 W	50,33 W	68,75 %
460	65,7 W	1,23 W	19,4 W	0,19 W	45,26 W	68,89 %
440	58,4 W	0,95 W	17,40 W	0,17 W	40,22 W	68,86 %
420	50,8 W	0,85 W	15,30 W	0,15 W	34,80 W	68,50 %
400	44,2 W	0,74 W	13,50 W	0,15 W	30,11 W	68,12 %
Schaltfrequenz 8 kHz						
500	48,4 W	1,54 W	15,5 W	0,1W	31,46 W	65,00 %
Schaltfrequenz 12 kHz						
500	30,8 W	2,04 W	11,0 W	0,4 W	18,18 W	59,03 %
Schaltfrequenz 16 kHz						
500	20,2 W	1,52 W	8,20 W	0,7 W	11,18 W	55,34 %

Tabelle 7.2: Verlustanteil im Rotorkäfig bei verschiedenen Umrichterbetriebsparametern, Motor im Leerlauf bzw. bei stablosem Rotor im Synchronismus, $T_{Stator} \approx 30^\circ\text{C}$

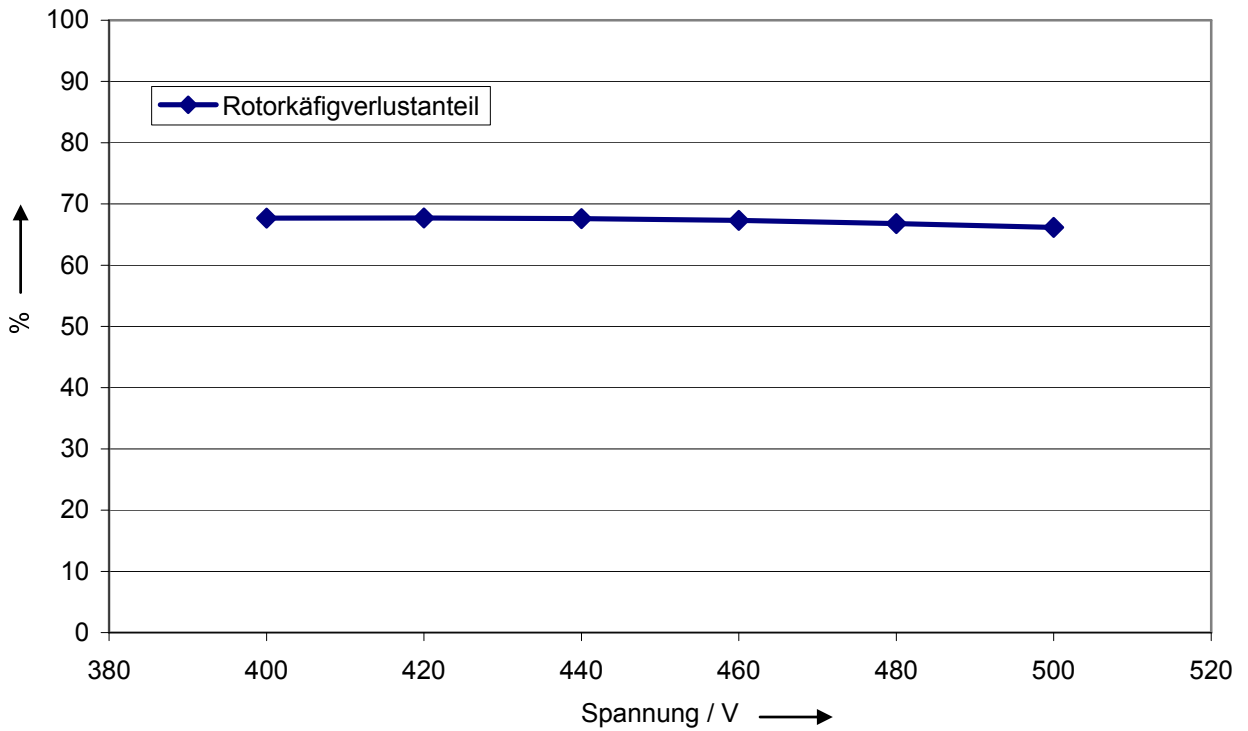


Bild 7.6: Verlauf des Oberschwingungsverlustanteiles im Rotorkäfig in Abhängigkeit der Umrichtereingangsspannung für die Schaltfrequenz 4 kHz ($f_1 = 50$ Hz, Leerlauf)

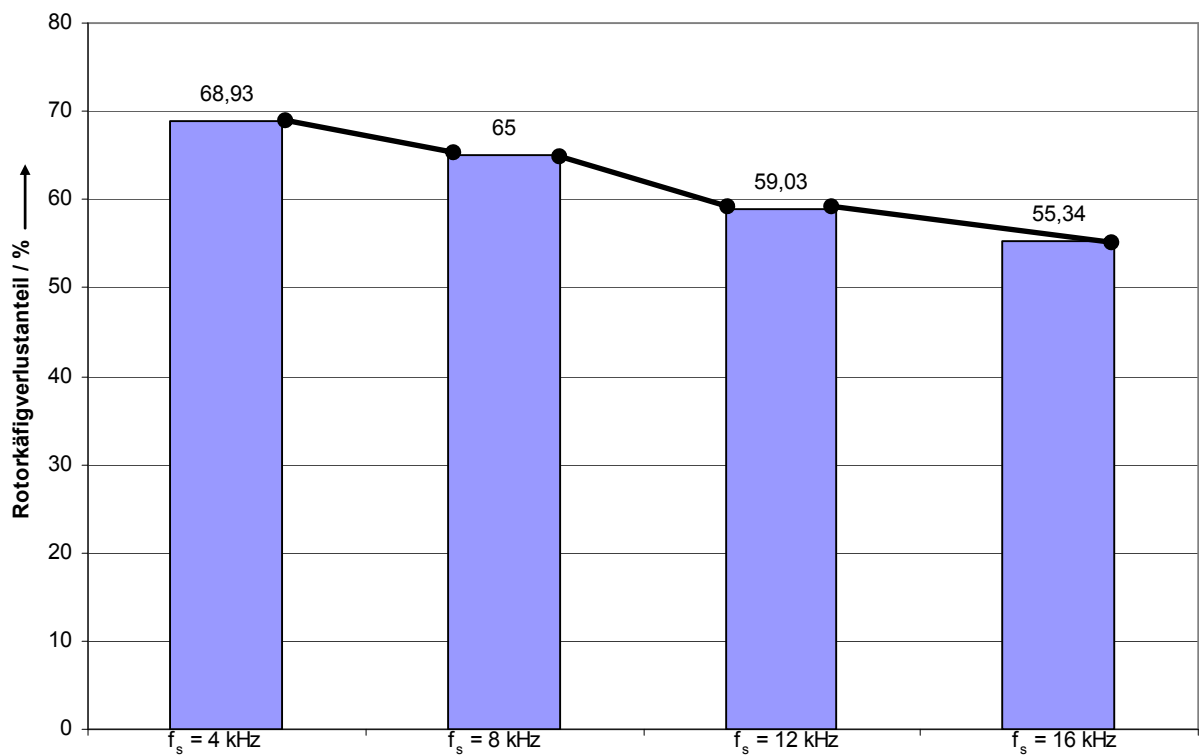


Bild 7.7: Einfluss der Umrichterschaltfrequenz auf den im Rotorkäfig umgesetzten Oberschwingungsverlustanteil bei der Umrichtereingangsspannung $U_E = 500$ V ($f_1 = 50$ Hz, Leerlauf)

Bei der Auswertung dieses Versuches fiel sofort ins Auge, dass bei einer Umrichterschaltfrequenz von 4 kHz der auf den Rotorkäfig entfallende Oberschwingungsverlustanteil wieder in der Größenordnung von 70 % der gesamten innerhalb des Motors umgesetzten Oberschwingungsverluste liegt, Bild 7.6. Es fällt weiterhin auf, dass der auf den Rotorkäfig entfallende Oberschwingungsverlustanteil mit steigender Umrichterschaltfrequenz abfällt, wobei der größte Abfall zwischen 8 kHz und 12 kHz Schaltfrequenz zu verzeichnen ist, Bild 7.7.

Dieses Ergebnis steht zunächst scheinbar im Widerspruch zu Abschnitt 7.2, wo auch bei einer Speisefrequenz von 8 kHz keine Abnahme des auf den Rotorkäfig entfallenden Verlustanteiles feststellbar ist. Es ist jedoch eine Tatsache, dass im Spannungsspektrum am Frequenzumrichterausgang neben dem Anteil etwa mit der Umrichterschaltfrequenz auch Anteile mit etwa den ganzzahligen Vielfachen der Umrichterschaltfrequenz (kf_s) auftreten (Bild 3.4), deren Amplitude mit zunehmendem k abnimmt. Wird der Frequenzumrichter mit 8 kHz Schaltfrequenz betrieben, ist daher auch noch ein nennenswerter Oberschwingungsanteil mit 16 kHz vorhanden, der zu den gesamten Oberschwingungsverlusten beiträgt. Meine Folgerung aus diesem Ergebnis ist, dass bei einer Oberschwingungsfrequenz, die oberhalb von 8 kHz liegen muss, eine deutlich messbare Abnahme des auf den Rotorkäfig entfallenden Oberschwingungsanteiles einsetzt. Detaillierte Untersuchungen mit dem Leistungsverstärkersystem sind wegen der begrenzten Bandbreite der Verstärker (10 kHz) nicht möglich gewesen.

Der bei konstanter Schaltfrequenz nahezu gleich bleibende Anteil des Rotors an den gesamten Oberschwingungsverlusten deckt sich mit der bei der Auswertung der Oberschwingungsspektren gemachten Beobachtung, dass sich bei einer Verringerung der Umrichtereingangsspannung lediglich die Amplitude der einzelnen Spektralanteile verändert, die spektrale Zusammensetzung jedoch näherungsweise konstant bleibt. Das Niveau der gesamten, innerhalb des Motors umgesetzten Verlustleistung ändert sich bei einer Veränderung der Umrichtereingangsspannung, nicht jedoch deren Aufteilung im Inneren des Motors.

Eine Erhöhung der Umrichterschaltfrequenz führt zu einer Verminderung des Rotoranteils an den gesamten Motorverlusten. Nun steigt gemäß Bild 7.2 der ohmsche Widerstand der Statorwicklung mit der Frequenz an, und auch die Wirbelstromverluste des Eisens verhalten sich proportional zum Quadrat der magnetischen Induktion und der Frequenz. Der auf den Rotor entfallende Anteil der Gesamtverluste muss daher abnehmen. Sowohl die Zunahme der

Oberschwingungsstromwärmeverluste in der Statorwicklung als auch die Abnahme des auf den Rotorkäfig entfallenden Anteiles konnten messtechnisch nachgewiesen werden.

Da gemäß Tabelle 7.2 die gesamten Oberschwingungsverluste mit steigender Schaltfrequenz deutlich abnehmen, nimmt auch der Absolutwert der Ummagnetisierungsverluste mit steigender Schaltfrequenz ab, Bild 7.8.

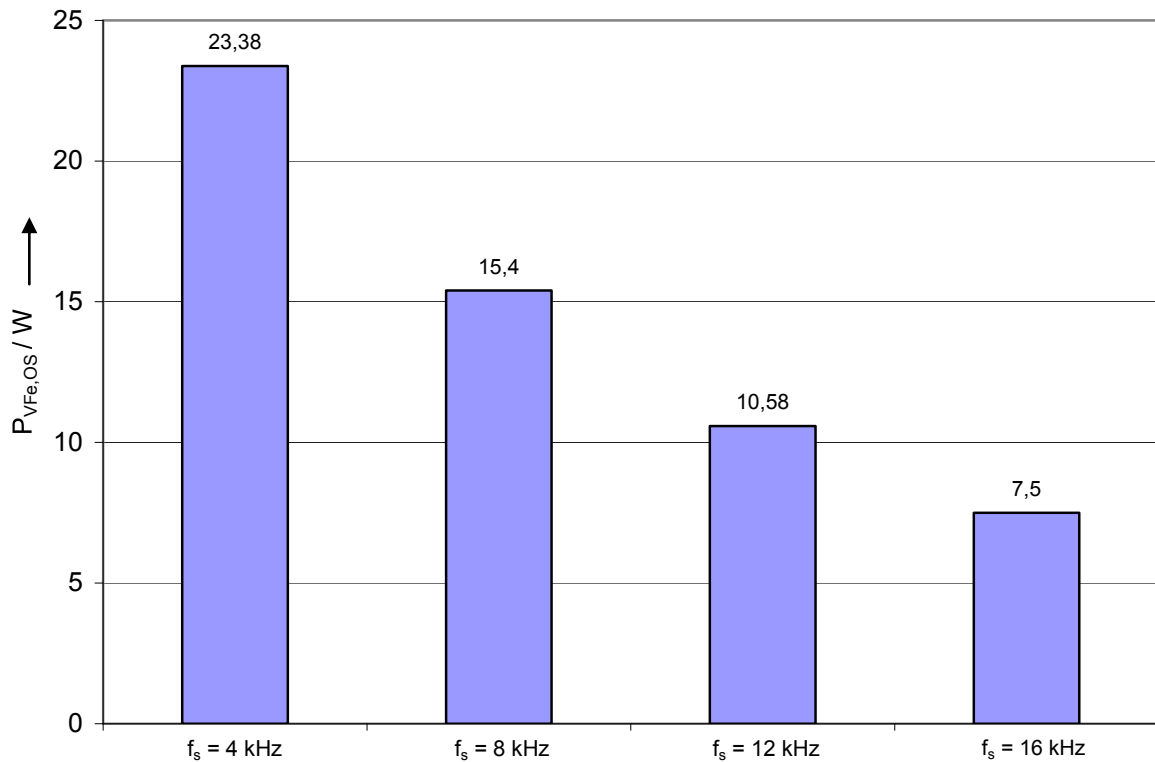


Bild 7.8: Abnahme der Wirbelstromverluste mit steigender Schaltfrequenz bei der Umrichtereingangsspannung $U_E = 500 \text{ V}$ ($f_1 = 50 \text{ Hz}$)

Direkt erklärt werden kann die deutliche Abnahme der Oberschwingungsverluste mit steigender Umrichterschaltfrequenz über die mit der Frequenz ansteigende Motorimpedanz, Kapitel 8.

7.4 Abschätzungen zur Oberschwingungsverlustaufteilung innerhalb des Motors im idealen Leerlauf und bei Belastung

Bei den in Abschnitt 7.3 behandelten Versuchen befindet sich der Versuchsmotor entweder im Leerlauf oder wird im Fall der Verwendung des stablosen Rotors grundschwingungssynchron angetrieben. Bei einem im Leerlauf befindlichen Motor ist der Schlupf äußerst gering, so dass der Rotor dabei als nahezu stromlos angenommen werden kann, wenn der Motor mit sinusförmiger Spannung gespeist wird.

Die von den Statorspulen erzeugten magnetischen Oberschwingungsflüsse werden sich größtenteils über das Statorjoch, den Zahn, den Luftspalt und den Rotor schließen.

Die gemäß Gleichung 7.7 für diesen Fall durchgeführte Rechnung liefert für den Motor „SEW3“ das in Tabelle 7.3 dargestellte Ergebnis.

Gesamte Verlustleistung	81,10 W
Verluste Statorwicklung	1,82 W
Verluste Rotorkäfig	55,9 W / 68,93 % $P_{V,OS,gesamt}$
Wirbelstromverluste im Eisen	23,4 W

Tabelle 7.3: Verlustaufteilung im Leerlauf

Aus dieser Auswertung folgt, dass bei dem Versuchsmotor der überwiegende Teil der frequenzrichterbedingten Oberschwingungsverluste im Rotorkäfig umgesetzt wird, die oberschwingungsbedingten ohmschen Verluste in der Statorwicklung nehmen den geringsten Teil an den gesamten Oberschwingungsverlusten ein.

Als nächstes soll versucht werden, mit diesen Erkenntnissen das in Abschnitt 6.9 gefundene Paradoxum der Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsströme bei gleichzeitiger Konstanz der Oberschwingungsverlustleistung aufzuklären. Es wurde hierzu bei dem Motor „SEW3“ bei verschiedenen Belastungsdrehmomenten das Oberschwingungsstromspektrum bestimmt und die in der Statorwicklung entstehenden Oberschwingungsstromwärmeverluste berechnet. Unter der vereinfachenden Annahme konstanter Wirbelstromverluste kann der auf den Rotorkäfig entfallende Verlustanteil abgeschätzt werden.

Es fiel bei der Auswertung auf, dass zwischen Leerlauf und Bemessungslast die einzelnen Spektralkomponenten des Motorstromes teilweise bis um den Faktor 2,4 angestiegen sind. Hiermit korrespondiert direkt eine Zunahme der Oberschwingungsstromwärmeverluste in der

Statorwicklung. Die Veränderung der hier umgesetzten Oberschwingungsverluste ist im folgenden Bild 7.9 dargestellt:

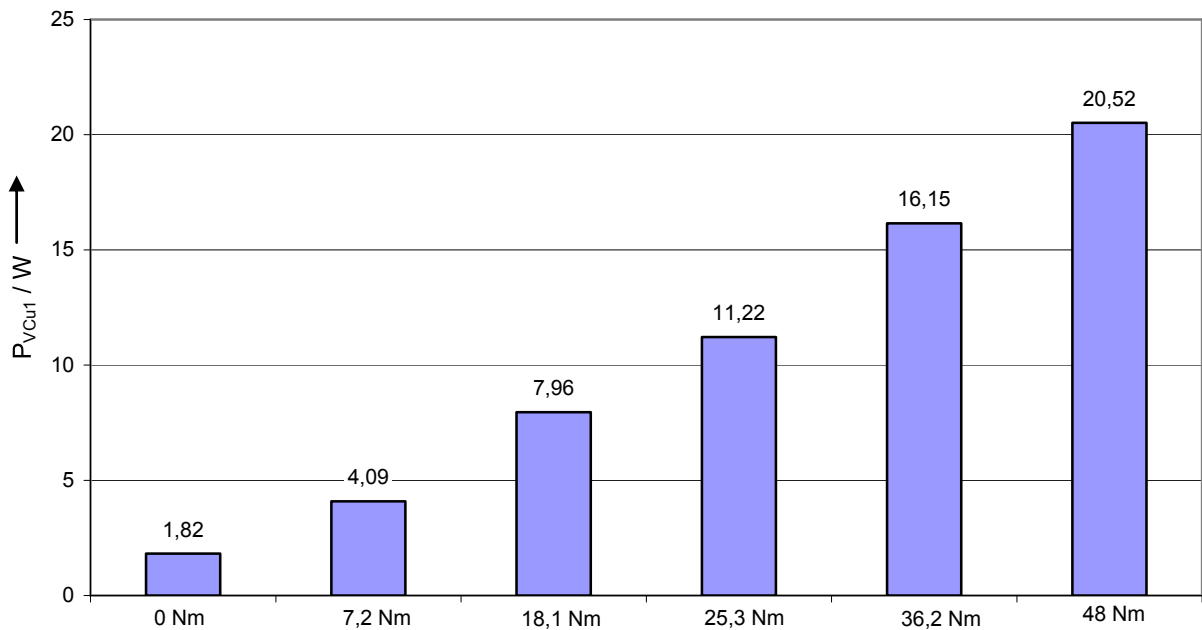


Bild 7.9: In der Statorwicklung umgesetzte Oberschwingungsverluste in Abh. der Belastung

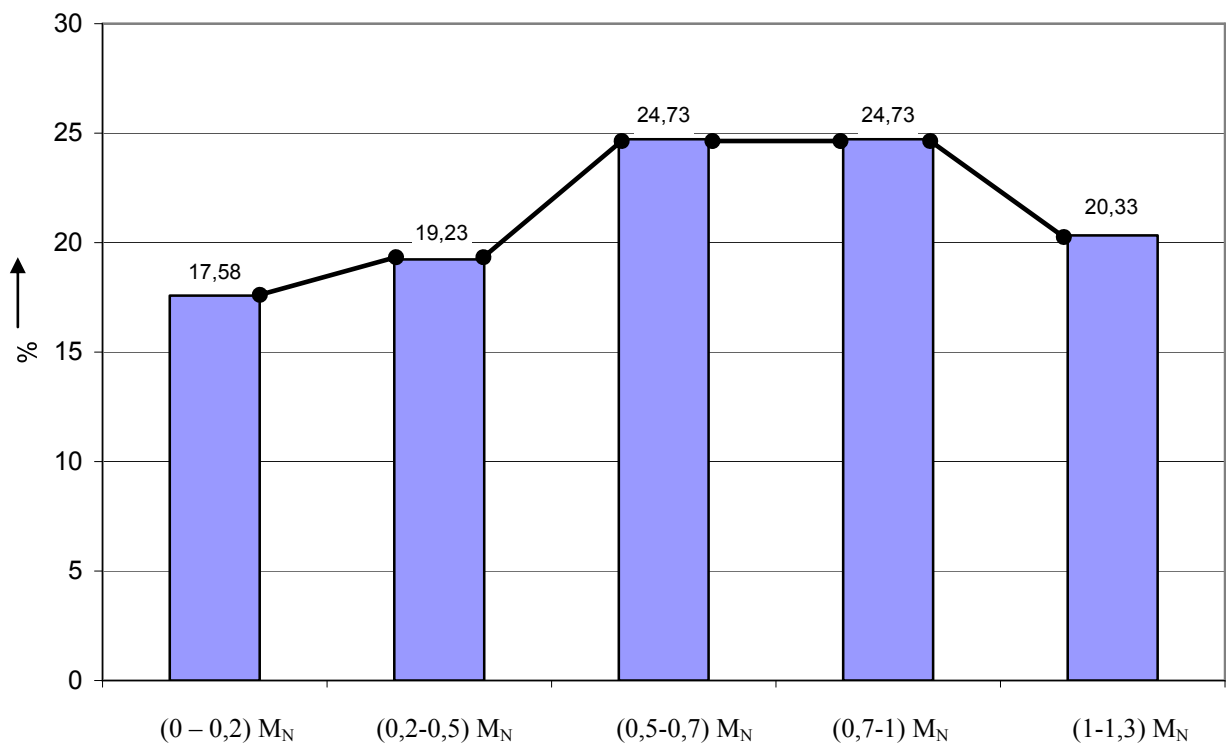


Bild 7.10: Anstieg der Statorwicklungsoberschwingungsverluste bezogen auf eine Drehmomentzunahme von 1 Nm und ausgehend vom Leerlaufwert in den dargestellten Belastungsbereichen

Die Oberschwingungsbedingten Stromwärmeverluste in der Statorwicklung steigen zwischen dem Leerlauf und dem Betrieb bei Bemessungslast um etwa den Faktor 8,9 an. Um dennoch die gesamten Oberschwingungsverluste konstant halten zu können, müssen, wie bereits gesagt, die Oberschwingungsverluste in einem anderen Teil des Motors abnehmen. Als Möglichkeiten bestehen hierfür gem. Tabelle 7.3 eine Verminderung der im Rotor umgesetzten Verlustleistung oder der Oberschwingungsbedingten Wirbelstromverluste. Für eine erste Abschätzung werden die Wirbelstromverluste als konstant angenommen. Eine exakte Bestimmung der tatsächlichen Änderung der Wirbelstromverluste ist in diesem Fall nicht möglich. Voraussetzung hierfür sind Kenntnisse über die exakte Aufteilung der magnetischen Oberschwingungsflüsse innerhalb des Motors und der elektromagnetischen Eigenschaften des im Pfad der Flusslinien liegenden magnetischen Materials.

Unter diesen vereinfachenden Annahmen ergibt sich für den Betrieb des Motors mit Bemessungsdrehmoment die folgende Aufteilung der Oberschwingungsverluste, Tabelle 7.4

Gesamte Verlustleistung	81,10 W
Verluste Statorwicklung	16,15 W
Verluste Rotorkäfig	41,57 W / 51,25 % $P_{V,OS,gesamt}$
Wirbelstromverluste im Eisen	23,4 W

Tabelle 7.4: Oberschwingungsverlustaufteilung bei Bemessungsdrehmoment

Die Oberschwingungsverluste im Rotorkäfig gehen nach dieser Rechnung um ca. 18 % bezogen auf den Leerlaufwert zurück.

Ein Rückgang der im Rotorkäfig umgesetzten Oberschwingungsverluste setzt eine Verminderung der Oberschwingungsströme mit der Wurzel der beobachteten Verlustleistungsabnahme voraus, wenn die Stromverteilung im Stab als konstant angenommen wird.

Um dies zu erreichen, müssen die induzierten Spannungen um den gleichen Faktor reduziert werden, welches wiederum eine Reduzierung des den Rotor durchsetzenden Oberschwingungsflusses Φ_{OS} erforderlich macht. Und genau diese Zahnflussreduzierung wurde bei der Auswertung des von den Messspulen gelieferten Signals in der Arbeit Heimbrock /25/ gefunden. Daher erscheint die Vermutung, dass der bei Belastung zunehmende, schlupffrequente Rotorstrom im Pfad des Oberschwingungsflusses liegende Bereiche (z.B. dem Zahn) in die magnetische Sättigung treiben, so dass der magnetische

Widerstand für den Oberschwingungsfluss zunimmt und sich somit ein Teil des Flusses nicht mehr über den Rotor sondern z.B. als Zahnquerfluss schließt, als ein sehr wahrscheinlicher Erklärungsansatz.

Wird das Belastungsdrehmoment in mehreren Stufen gesteigert (Bild 7.11), zeigt sich bereits bei kleinen Belastungsdrehmomenten ($0,2M_N$) eine Abnahme des Oberschwingungsverlustanteiles des Rotorkäfigs um ca. 3 %. Eine weitere Erhöhung des Belastungsdrehmomentes auf $0,5M_N$ führte zu einer Reduzierung um ca. 7,5 %. Zwischen Leerlauf und Bemessungsdrehmoment vermindert sich der Anteil des Rotors an den gesamten Oberschwingungsverlusten um ca. 17,5 %. Auffällig ist gemäß Bild 7.10 jedoch, dass die Zunahme des Anteiles der in der Statorwicklung umgesetzten Oberschwingungsverluste nicht linear mit der Belastung erfolgt. Der Zuwachs steigt gemäß Bild 7.10 ausgehend von 17,58 % je Nm im Bereich $0-0,2M_N$ auf 19,23 % je Nm im Bereich $0,2-0,5M_N$ an, um dann im Bereich $0,5-1M_N$ bei ca. 25 % je Nm konstant zu bleiben. Bei weiterer Steigerung der Belastung vermindert sich dieser Wert wieder. Die Ursache könnte hierfür aus meiner Sicht sein, dass bei zunehmender Belastung und ansteigenden Rotorströmen nacheinander zwei im Oberschwingungsflusspfad liegende Strukturen in die Sättigung gehen. Zu höheren Belastungen nimmt der Einfluss des zuerst vorhandenen Effektes ab.

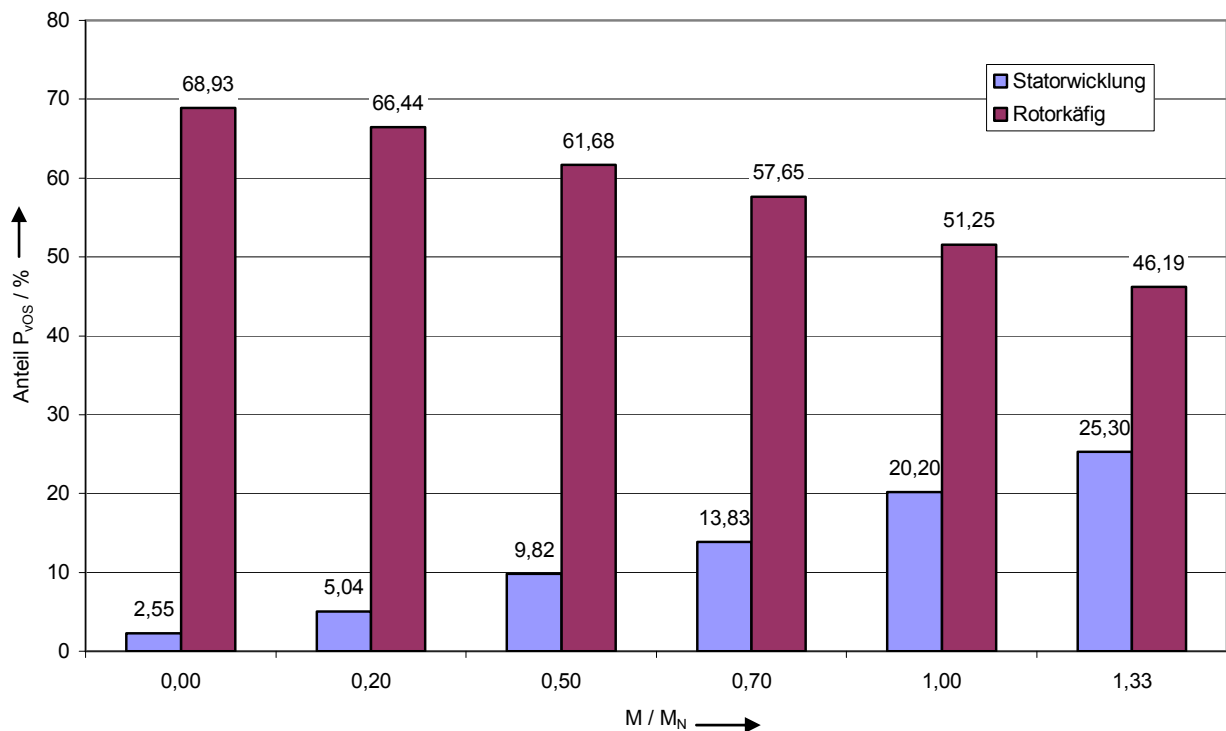


Bild 7.11: Abnahme des Rotoranteils und Zunahme des Statorwicklungsanteiles an den gesamten Oberschwingungsverlusten mit steigender Belastung

7.5 Vergleich der Rotoren mit offener Nut / geschlossener Nut bei Betrieb am Leistungsverstärker

Um den Einfluss des bei geschlossenen Rotornuten vorhandenen Streusteiges auf die Lastabhängigkeit der Oberschwingungsströme zu untersuchen, wurde der Stator des Motors „SEW3“ mit einem Rotor mit offenen Nuten und einem Rotor gleicher Abmessungen mit geschlossenen Nuten bestückt. In beiden Fällen wurde der Motor über das Leistungsverstärkersystem mit einer Grundschwingungsspannung 380 V bei 50 Hz und einer überlagerten Oberschwingung bei 4 kHz mit einem Anteil von 17,5 % der Grundschwingungsspannung gespeist. Der Motor wurde dann jeweils bei den in Tabelle 6.3 genannten Lastpunkten (Leerlauf, 7,2 Nm, 18,1 Nm, 25,3 Nm, 36,2 Nm) betrieben und der Stromanteil mit der Frequenz 4 kHz im Spektrum des Motorstromes bestimmt und ausgewertet. Der Motor wurde vor der Versuchsdurchführung bis zum Erreichen des thermischen Beharrungszustandes bei mittlerer Belastung betrieben, die Lastpunkte wurden dann in kurzer Zeit nacheinander eingestellt, um die Einflüsse durch Temperaturänderungen möglichst gering zu halten.

Die Auswertung lieferte das im folgenden Bild 7.12 dargestellte Ergebnis.

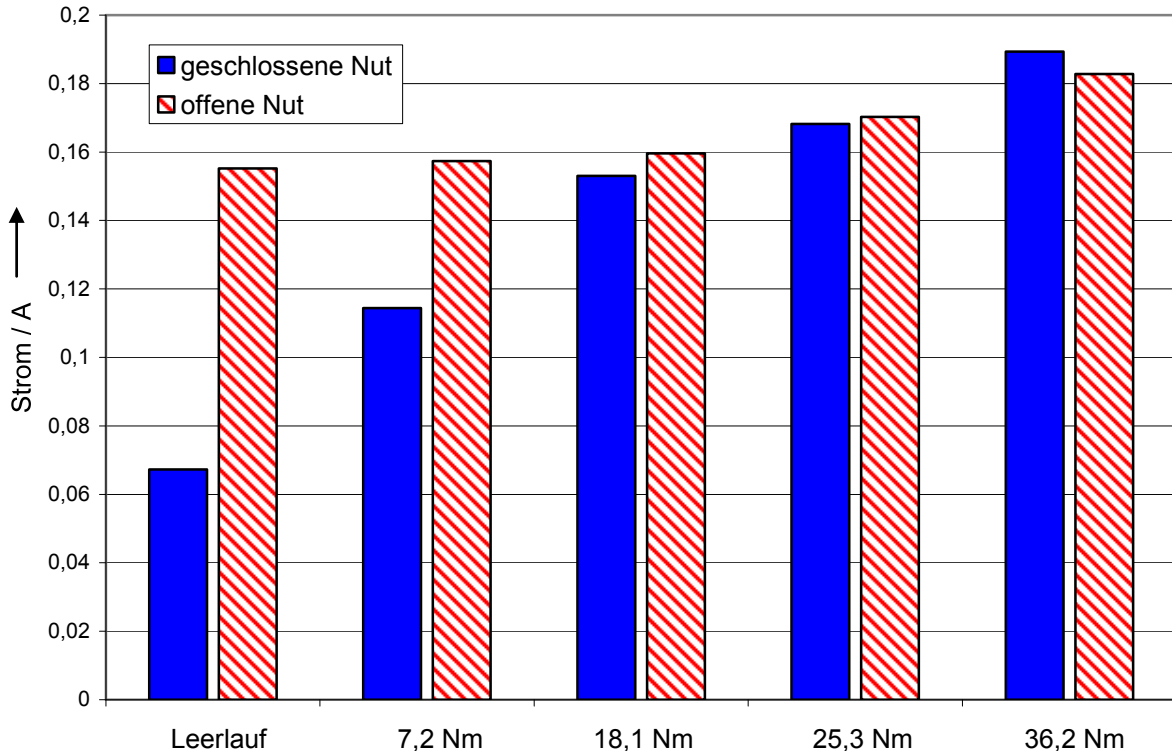


Bild 7.12 Vergleich offene Rotornuten – geschlossene Rotornuten

In Bild 7.12 fällt zunächst der große Unterschied im Leerlauf auf. Der Oberschwingungsstrom mit der Frequenz 4 kHz hat bei Verwendung des Rotors mit offenen Nuten mehr als den doppelten Wert als bei Verwendung des Rotors mit geschlossenen Nuten. Bei der Belastung von 18,1 Nm hat sich diese Differenz nahezu ausgeglichen. Bei Verwendung des Rotors mit offenen Nuten setzt ein messbarer Stromanstieg erst ab diesem Punkt ein. Aus diesem Ergebnis und den Erkenntnissen aus Abschnitt 7.3 lassen sich nun folgende Erkenntnisse und Schlüsse ableiten: Der bei Betrieb am Frequenzumrichter gefundene belastungsabhängige Anstieg der Oberschwingungsströme kann bei Speisung des Motors über den Leistungsverstärker mit einem aus der Grundschwingung und einer einzigen überlagerten Oberschwingungsfrequenz von 4 kHz bestehendem Signal verifiziert werden. Dieses Verhalten und auch die quantitative Höhe des Anstieges um etwa den Faktor 3 zwischen Leerlauf und Bemessungslast stimmen mit den in der Arbeit Heimbrock /25/ gefundenen Werten überein. Aus dem Vorhandensein des Effektes sowohl bei Speisung über den Frequenzumrichter (Grundschwingung + Gemisch aus vielen einzelnen Spannungsüberschwingungen) als auch bei Speisung über den Verstärker kann gefolgert werden, dass der Stromanstieg nicht erst durch das Zusammenwirken mehrerer durch den Frequenzumrichter erzeugter Oberschwingungen entsteht, sondern auch für einzelne Oberschwingungen gilt und in einer Verkleinerung der Oberschwingungsimpedanz des Motors bei gleichzeitiger Verkleinerung des für die Oberschwingung relevanten Leistungsfaktors um denselben Wert begründet sein muss. Die Verkleinerung des Leistungsfaktors folgt aus der Bedingung der konstanten Oberschwingungsleistung, Kapitel 6. Bei dem Motor „SEW3“ beträgt die Blechüberdeckung des Stabes ca. 1 mm (Herstellerangaben).

Wird statt des Rotors mit geschlossenen Nuten ein Rotor mit offenen Nuten, aber ansonsten gleichem Aufbau verwendet, sind sehr deutliche Unterschiede im Verhalten der Oberschwingungsströme bei Veränderung der Belastung erkennbar, welche in Bild 7.12 dargestellt sind. Im Leerlauf ist der bei dem Motor mit offenen Rotornuten gemessene Oberschwingungsanteil mit 4 kHz im Motorstrom deutlich größer als bei Verwendung des Rotors mit geschlossenen Nuten. Beim Lastpunkt 18,1 Nm ist diese Differenz nicht mehr vorhanden, und bei weiterer Zunahme der Belastung steigt der Oberschwingungsstrom bei beiden Rotortypen näherungsweise um denselben Betrag.

Dieses beobachtete Verhalten ist ein klares Indiz dafür, dass der bei einem Rotor mit geschlossenen Nuten über dem Stab vorhandene Streusteg einen gravierenden Einfluss auf die

Höhe des Oberschwingungsstromes und somit den Betrag der Motorimpedanz für die Oberschwingungsspannungen im Leerlauf haben muss.

Für die Oberschwingungsspannungen befindet sich der Motor auch bei Betrieb mit Bemessungsdrehzahl näherungsweise im Stillstand, so dass für den Motor das Ersatzschaltbild für den Kurzschluss angesetzt werden kann. Hier wird der Motorstrom in erster Näherung nur durch die Streureaktanzen des Stators und des Rotors beeinflusst. Aus diesem Blickwinkel betrachtet, muss der Anstieg des Oberschwingungsstromes mit einer Verkleinerung der für die Oberschwingung wirksamen Streureaktanzen einhergehen.

Als weitere Nebenbedingung muss für die an den Motorklemmen eingeprägte Oberschwingungsspannung das Induktionsgesetz erfüllt sein, es muss daher für jeden Strang

gültig sein: $\frac{U_n}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_n w \xi \Phi$ (7.8), w = Windungszahl, ξ = Wicklungsfaktor

Bei einer Maschine führt eine Verbreiterung der Rotornutöffnung bzw. der Statornutöffnung zu einer Abnahme der Streuinduktivität für die Grundschwingung, wobei diese Verbreiterung gar nicht geometrisch erfolgen muss, eine magnetische Sättigung in den Zahnköpfen hat die gleichen Auswirkungen. Dieses führt im Kurzschluss des Motors zu einer Vergrößerung des gemessenen Kurzschlussstromes im Verhältnis zum berechneten Strom, wenn dieser Effekt beim Berechnungsgang nicht berücksichtigt wurde [19]. Das Maximum der Rotorstreuinduktivität wird demnach bei der Rotorschlitzbreite 0 erreicht, welches für den Rotor bei einem Motor mit geschlossenen Rotornuten und nicht magnetisch gesättigtem Streusteg erfüllt ist. Wird der Streusteg magnetisch gesättigt, herrschen näherungsweise dieselben Verhältnisse wie bei einem Motor mit offenen Rotornuten.

Da die Maschine für eine Oberschwingung der Frequenz 4 kHz auch bei grundschwingungssynchronem Lauf im Kurzschluss befindet, ist der Oberschwingungsstrom in erster Näherung nur von den Streuinduktivitäten des Stators und des Rotors abhängig. Eine zunehmende Belastung der Maschine führt zu einer Zunahme der Rotorstabströme und somit zu einer Sättigung der Streustege im Rotor, so dass die Rotorstreureaktanz sinkt und somit der Bereich bis 18,1 Nm im Bild 7.12 erklärt werden kann. Bei einer weiteren Steigerung des Belastungsdrehmomentes kommt es zu einem weiteren Ansteigen des Oberschwingungsstromes, jetzt aber gleichermaßen sowohl bei offenen Rotornuten als auch bei geschlossenen Rotornuten. Dieses lässt die Vermutung zu, dass es weitere Strukturen in der Maschine geben muss, die mit steigender Belastung in die magnetische Sättigung gehen und die Rotor- oder Statorstreuinduktivität verändern.

Eine weitere Möglichkeit sind Sättigungseffekte in den Statorzähnen durch Läuferrestfelder und NutungsOberfelder, deren dominanter Anteil im Zahnfluss durch Messspulenuntersuchungen in der Arbeit Heimbrock /25/ nachgewiesen wurde. Es wurde weiterhin gefunden, dass sich mit zunehmender Maschinenbelastung ein Großteil des Oberschwingungsflusses bereits im Stator über einen zunehmenden Nutquerfluss schließt, der Statorjochfluss bleibt hingegen konstant.

In der Arbeit Richter /40/ wird bezugnehmend auf die Arbeit Schetelig /46/ ein Zick-Zack-förmiger Verlauf des Spaltstreulflusses in der Bohrung postuliert, der sich letztendlich über das Statorjoch schließt. Dieser in /46/ für den Betrieb am Netz gefundene Verlauf bei Belastung der Maschine hat nach /40/ auch für die Oberschwingungsflüsse bei Speisung der Maschine über den Pulswechselrichter, da für diese Flüsse $s_n \approx 1$ angenommen werden kann. Der bei /40/ postulierte Spaltstreulfluss ist von der Rotorstellung abhängig und pendelt zwischen einem Maximal- und Minimalwert, wobei die Abhängigkeit von der Weglänge, die die Flusslinien im Luftspalt und im Läuferisen zurücklegen, herrührt.

Neben diesem „Zick-Zack-Streulfluss“ tragen, wie bereits gesagt, zur gesamten wirksamen Streureaktanz auch die Streulüsse des Stators und des Rotors bei. Aufgrund der in den Rotorstäben stark vorhandenen Stromverdrängung konzentrieren sich die Oberschwingungsströme im oberen Bereich der Stäbe, so dass in erster Näherung von einer Streulussausbreitung vor allem im Bereich der Zahnköpfe ausgegangen werden kann.

Der Rotornutstreulfluss lässt sich über die Nutdurchflutung und die magnetische Sättigung des Materials im Streulussweg rechnerisch abschätzen.

Für die Durchflutung einer Rotornut kann geschrieben werden:

$$\Theta_{2,Nut,n} = I_{2,n,Stab} \quad (7.9)$$

Der Nutstreulfluss folgt hieraus nach /40/ zu

$$\Phi_{2,Nut,n} = \mu_0 l k_{SN} \lambda_N \Theta_{2,Nut,n} \quad (7.10)$$

Der Faktor k_{SN} berücksichtigt die magnetische Sättigung im Streuweg und kann über den Zusammenhang $k_{SN} = 1 - k_{sj}$ beschrieben werden, wobei k_{SN} bei völlig fehlender Sättigung den Wert 1 annimmt und mit zunehmender Sättigung abnimmt, wobei nach /40/ die Ursache der Sättigung auch eine schlupffrequente Magnetisierung sein kann. Nach meiner Vermutung liegt hier auch der Schlüssel für das stark unterschiedliche Verhalten zwischen der Maschine mit offenen und geschlossenen Nuten. Der fehlende oder magnetisch stark abgesättigte Streusteg führen zu einer Verkleinerung des Faktors k_{SN} und somit der

Rotorstreuintduktivität, welche gem. Bild 7.14 zu einer verringerten Maschinenimpedanz und somit höheren Oberschwingungsströmen führt.

Für den Statorstreufloss kann ein der Gleichung 7.10 entsprechender Zusammenhang gemäß

$$\Phi_{1Nut,n} = \mu_0 l k_{SN} k_{wi} \lambda_N \Theta_{1Nut,n} \quad (7.11) \quad /40/$$

geschrieben werden.

Der Faktor k_{wi} ist dabei nach /46/ für eine Zweischichtwicklung kleiner als eins.

Es ist auch hier wieder erkennbar, dass zunehmende magnetische Sättigung zu einer Verringerung der Statorstreuintduktivität führt und somit eine Impedanzverminderung bewirkt. Die Sättigungseffekte werden besonders im Zahnkopfbereich auftreten, da hier mit deutlich höheren magnetischen Induktionen als im Joch und in den Zähnen, dem magnetischen Rückschluss, zu rechnen ist. Dieser Effekt tritt sowohl bei offenen als auch bei geschlossenen Rotornuten auf und kann die Oberschwingungsstromerhöhung im höheren Belastungsbereich erklären, Bild 7.12.

Der dritte zur gesamten Streureaktanz der Maschine beitragende Anteil ist der Spaltstreufloss zwischen Stator und Rotor, welcher gemäß den Ausführungen von Schetelig /46/ seine Ursachen in der Ankerrückwirkung bei Belastung und der Nutung des Rotors hat. Im Leerlauf einer netzgespeisten Maschine ist der Rotor nahezu stromlos, so dass die von der Statorwicklung erzeugte Grundwelle voll in den Rotorkäfig eintritt. Bei Belastung und fließenden Rotorströmen wird das eintretende Feld bis auf ein dem Magnetisierungsstrom proportionalem Anteil abgedämpft. Dieses gilt auch für die Statoroberfelder, die nun ebenfalls aus dem Läufer gedrängt werden und sich zwischen den Zahnköpfen tangential durch den Luftspalt „zwängen“. Dieser Zick-Zack-Fluss tritt daher erst bei Belastung der Maschine auf. Die folgende Abbildung verdeutlicht den Verlauf des Zick-Zack-Flusses:

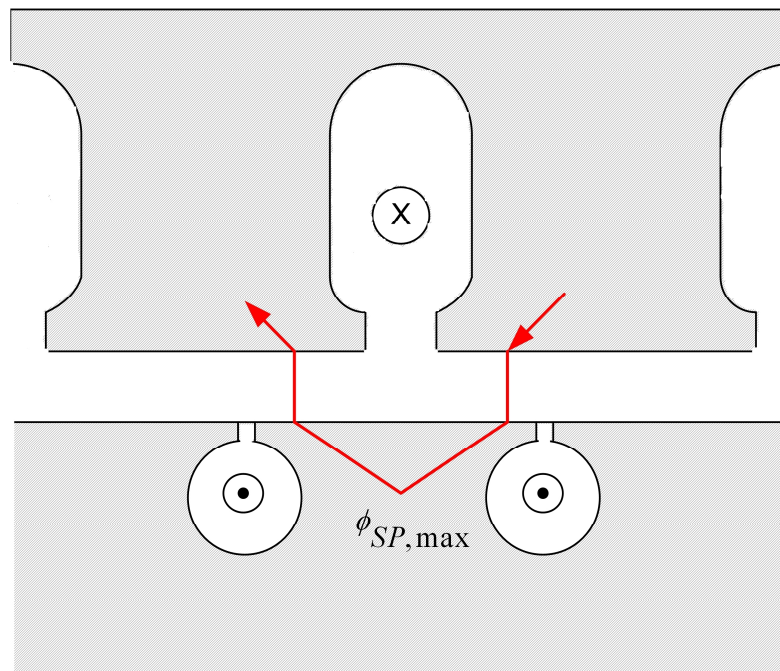


Bild 7.13: Verlauf des Zick-Zack-Nutstreufflusses nach /46/

Der Zick-Zack-Fluss verläuft gemäß Bild 7.13 (Rotorstellung maximaler Spaltstreuffluss) durch die Zahnköpfe des Rotors und des Stators, so dass Sättigungseffekte in diesem Bereich auf die Flussausbildung einen Einfluss haben. Nach /40/ bildet sich dieser Spaltstreuffluss auch für die Oberschwingungsfelder bei Speisung der Maschine mit einem Pulswechselrichter aus. Dies ist wiederum eine Stelle, wo die für die Oberschwingungsströme maßgebliche resultierende Maschinenimpedanz über mit der Belastung veränderliche Sättigungserscheinungen beeinflusst werden kann. Es sind insgesamt also drei Stellen möglich, an denen eine Beeinflussung der wirksamen Oberschwingungsstreureaktanz durch die mechanische Belastung möglich ist. Dies sind die Rotorstreureaktanz, die Spaltstreureaktanz und die Statorstreureaktanz.

Auf das Einphasen-Ersatzschaltbild übertragen setzt sich die für den Oberschwingungsstrom relevante Maschinenimpedanz aus dem ohmschen Widerstand der Statorwicklung, dem ohmschen Widerstand der Rotorwicklung sowie der Statorstreureaktanz, der Spaltstreureaktanz und letztendlich der Rotorstreureaktanz zusammen. In Bild 7.14 ist dieses modifizierte Oberschwingungs-Ersatzschaltbild dargestellt.

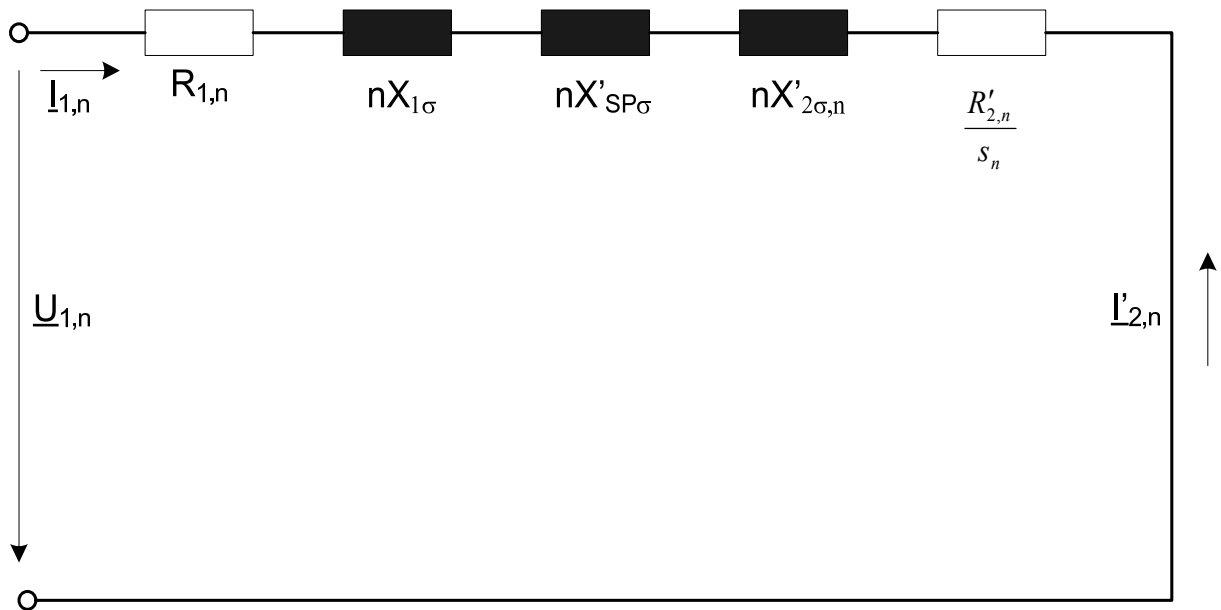


Bild 7.14: Modifiziertes Oberschwingungs-Ersatzschaltbild unter Einbeziehung des in /40/ postulierten Spaltstreifflusses

Eine Aussage über die Gewichtung dieser drei Einflussfaktoren kann aus Abbildung 7.12 abgeleitet werden. Der Faktor der Stromzunahme zwischen dem Rotor mit offenen Nuten zum Rotor mit geschlossenen Nuten beträgt ca. 2,3, der Steigerungsfaktor beim Rotor mit geschlossenen Nuten zwischen Leerlauf und Bemessungslast beträgt 1,17. Hieraus folgt, dass sich die Impedanzänderung durch die Veränderung der Rotorstreinduktivität zur Änderung bedingt durch die Spaltstreinduktivität und Statorstreinduktivität zu

$$\frac{\Delta_{Z,X2\sigma}}{\Delta_{Z,X1\sigma,XSP\sigma}} = \frac{2,3}{1,17} = 1,96 \approx 2 \quad (7.12)$$

verhalten. Dies gilt jedoch nur bei kompletter Sättigung der Nutstreustege oder deren Entfernung.

Noch nicht hinreichend erklärt werden kann über diesen Ansatz die Tatsache, dass die gesamte in der Maschine umgesetzte Oberschwingungsverlustleistung im Rahmen der Messunsicherheiten gleich bleibt. Außerdem werden sich in der Praxis bedingt durch die veränderten Oberschwingungsflüsse auch die Wirbelstromverluste ändern, so dass Bild 7.11 auch nicht exakt die Realität wiedergibt. In der Zukunft sind zur Klärung hier noch weitergehende Untersuchungen nötig.

7.6 Bewertung der ermittelten Verlustaufteilung unter den Aspekten des Explosionsschutzes

Aus den Untersuchungen in Abschnitt 7.3 folgt, dass bei Bemessungslast etwa die Hälfte der gesamten Oberschwingungsverluste des Motors im Rotorkäfig umgesetzt werden. Wenn man den in Tabelle 7.2 aufgeführten, ungünstigsten Fall zugrunde legt, kann bei der Maschine „SEW3“ bei Versorgung durch den „Umrichter1“ mit Oberschwingungsverlusten von ca. 81 W gerechnet werden, wovon ca. 41 W auf den Rotor entfallen. Im Verhältnis zu den Grundschwingungsverlusten bei Betrieb mit Bemessungsdaten mit ca. 1000 W Gesamtverlusten, wovon ca. 300 W im Rotor umgesetzt werden, ist der Anteil der überschwingungsbedingten Verluste an der Maschinenerwärmung gering. Es muss hierbei jedoch berücksichtigt werden, dass der Anteil der Oberschwingungsverluste an den gesamten Maschinenverlusten mit sinkender Frequenz und Belastung zunimmt. Kritisch für den Explosionsschutz ist eine Abnahme der Drehzahl, da sich bei den hier betrachteten eigengekühlten Maschinen die Kühlleistung verringert. Zur Verhütung unzulässiger Erwärmungen muss daher der dauernd zulässige Drehzahlbereich nach unten begrenzt werden. Es wurde bereits gezeigt, dass die überschwingungsbedingten Zusatzverluste mit steigender Frequenzumrichtereingangsspannung zunehmen. Um hier auch bei ungünstigen Konstellationen am späteren Einsatzort der Maschine unzulässige Erwärmungen auszuschließen und auch zündfähige elektrische Entladungen zu verhindern, sollte im von der Prüfstelle ausgestellten Zertifikat eine Obergrenze für die Versorgungsspannung des Frequenzumrichters angegeben werden. Für die hier untersuchten Maschinen sind das 500 V. Zusammengefasst kann festgestellt werden, dass die Oberschwingungsverluste bei Speisung mit einem handelsüblichen Spannungszwischenkreisumrichter in der Größenordnung von 10 % bis 15 % der Verluste bei Netzbetrieb liegen. Diese Größenordnung wird in den Publikationen verschiedener Autoren genannt und konnte durch eigene Messungen verifiziert werden.

Da bei einer frequenzumrichtergespeisten Maschine und korrekter Auslegung bzw. Parametrierung des Frequenzumrichters der bei Netzbetrieb mögliche „Kurzschlussfall“ nicht auftreten kann, steht die hierfür reservierte Temperaturreserve teilweise dem Dauerbetrieb zur Verfügung. Daher kann die Maschine bei Berücksichtigung der in Kapitel 11 genannten Randbedingungen in der Regel mit Bemessungsleistung am Frequenzumrichter betrieben werden. Aus Bild 7.12 kann gefolgert werden, dass bezogen auf den Bemessungsbetrieb die Verwendung eines Rotors mit offenen Nuten im Vergleich zu geschlossenen Nuten keinen Einfluss auf die Verlustaufteilung hat. Lediglich im Teillastbereich wird es Unterschiede geben, die aufgrund des dann deutlich geringeren Grundschwingungsverlustniveaus für den Explosionsschutz nicht bedeutsam sind.

8 Möglichkeiten zur Vorausberechnung der Oberschwingungsverluste

8.1 Das elektrische Ersatzschaltbild des Induktionsmotors für hohe Frequenzen

Wie bereits in den vorherigen Abschnitten erwähnt, kann bei Verwendung aktueller Umrichter mit Schaltfrequenzen im kHz-Bereich der Maschinenschlupf für die taktfrequenten Oberschwingungsanteile zu eins gesetzt werden. Eine weitere Vereinfachung ist dahingehend möglich, die Hauptinduktivität in erster Näherung als unendlich zu betrachten, d.h. den Magnetisierungsstrom zu vernachlässigen.

Wie in Kapitel 7 durch einen Versuch und Rechnung gezeigt und schon in der Dissertation Heimbrock, /25/, durch Kombination verschiedener Messungen erkannt wurde, fällt der Anteil der Rotorkupferverluste mit steigender Umrichterschaltfrequenz ab und beträgt für die Maschine „SEW3“ bei 4 kHz (Standardeinstellung des untersuchten Frequenzumrichters) und Bemessungsdrehmoment etwa die Hälfte der gesamten Oberschwingungsverluste.

Durch Versuche wurde gezeigt, dass die Oberschwingungsverluste der Maschine von der Umrichtereingangsspannung abhängig sind und mit steigender Umrichtereingangsspannung ebenfalls ansteigen. Außerdem konnte gezeigt werden, dass die Oberschwingungsverluste direkt von der Umrichterschaltfrequenz abhängen und mit steigender Schaltfrequenz recht drastisch abnehmen. Die bisher bedeutsamste und für die Berechenbarkeit der Oberschwingungsverluste fundamental wichtige Erkenntnis sind jedoch die in Kapitel 6 gezeigte Belastungsunabhängigkeit der Oberschwingungsverluste sowie die Gültigkeit des Überlagerungssatzes.

Hieraus folgt, dass die elektrische Maschine für die vom Frequenzumrichter erzeugten Oberschwingungen als ein elektrisches Netzwerk bestehend aus Induktivitäten als frequenzabhängiges Element und ohmschen Widerständen als die Oberschwingungsverluste erzeugendes Schaltungselement nachgebildet werden kann. Die Quantifizierung der Ersatzschaltbildelemente erfolgt durch Speisung der Maschine mit einem Testsignal variabler Spannung und Frequenz sowie Messung des Strangstromes und der Maschinenwirkleistung. Hieraus können die Impedanz Z und der Leistungsfaktor $\cos \varphi$ bestimmt werden.

Das Ersatzschaltbild für die globalen Oberschwingungsverluste der Maschine kann daher wie folgt gezeichnet werden:

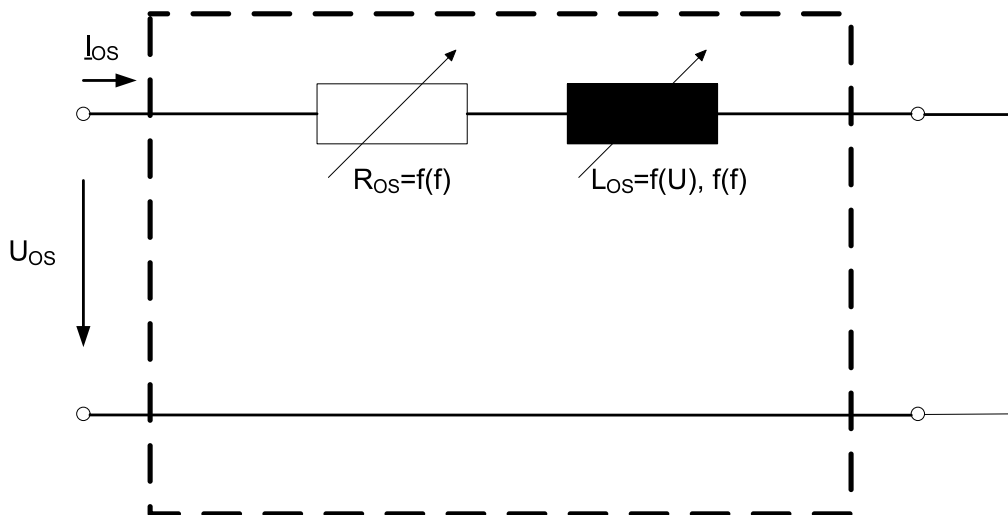


Bild 8.1: der Oberschwingungsverlustvorausberechnung zugrunde liegendes Ersatzschaltbild

In Bild 8.1 weist der ohmsche Anteil aufgrund der Stromverdrängungseffekte in Stator und Rotor eine Frequenzabhängigkeit auf, siehe Kapitel 3. Die gemessene Spannungsabhängigkeit der Induktivität kann über den nichtlinearen Zusammenhang zwischen den magnetischen Größen B und H bei dem hier vorliegenden ferromagnetischen Material erklärt werden (Hystereseschleife). Die Nichtlinearitäten entstehen hierbei zum einen durch den charakteristischen Verlauf der Hystereseschleife an sich, zum anderen aber auch durch Sättigungserscheinungen in bestimmten Bereichen des magnetisch aktiven Materials, so dass sich letztendlich die magnetischen Widerstände und Streuinduktivitäten mit der Durchflutung ändern.

8.2 Messtechnische Bestimmung der Elemente des Ersatzschaltbildes, Impedanzmessungen

Für eine globale Betrachtung der gesamten frequenzrichterbedingten Zusatzverluste kann die Maschine zunächst als „Black Box“ betrachtet werden, deren elektrisches Verhalten durch eine Messung der Klemmengrößen bestimmt wird. Dieser Ansatz kann letztendlich direkt nichts über die Verteilung der Verluste im Inneren der Maschine aussagen (Hierzu ist das Vorgehen aus Abschnitt 7.4 erforderlich), kann jedoch als Fundament zur Vorausberechnung der gesamten oberwellenbedingten Maschinenverluste verwendet werden.

Da während des realen Betriebes die magnetischen Verhältnisse innerhalb der Maschine sich von dem Zustand bei Speisung mit lediglich einer Oberschwingung unterscheiden (bei vorhandener Grundschwingungsmagnetisierung tragen die Oberschwingungen nach Kapitel 3

nichts mehr zu den Ummagnetisierungsverlusten bei), werden die berechneten Werte für die Oberschwingungsverluste von den tatsächlich gemessenen Werten abweichen. Gegebenenfalls müssen hier empirisch ermittelte Korrekturfaktoren eingeführt werden, um bei der Vorausberechnung zu einer annehmbaren Genauigkeit zu kommen.

Zur Durchführung der Impedanzmessung wird der in Bild 8.2 skizzierte Versuchsaufbau verwendet. Die Versuchsmaschine wird dabei zur Eliminierung etwaiger Unsymmetrien (Rotorstellungsabhängigkeit der Impedanz der Wicklungsstränge) mittels einer Hilfsmaschine mit kleiner Drehzahl angetrieben und die Messwerte jeweils über fünf Sekunden gemittelt.

Aus den gemessenen Größen U_1 , I_1 , P_1 werden die Strangimpedanz (bei Sternschaltung)

$$Z_{Str} = \frac{Z}{\sqrt{3}} = \frac{U_1}{I_1 \sqrt{3}} \quad (8.1) \text{ und der Leistungsfaktor } \cos \varphi = \frac{P_1}{3 I_1 \frac{U_1}{\sqrt{3}}} \quad (8.2) \text{ berechnet. Im Verlauf}$$

dieses Kapitels ist mit „Z“ immer die verkettete Impedanz (zwischen zwei Klemmen einer im Stern geschalteten Maschine gemessen) gemeint. Beide Größen werden sowohl in Abhängigkeit der Speisefrequenz als auch der Spannung ermittelt und anschließend grafisch dargestellt.

Es gilt weiterhin $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ (8.3). Der untersuchte Frequenzbereich bewegt sich dabei im Bereich von 150 Hz bis 10 kHz, die Spannung wurde im Bereich 20 V bis 380 V variiert. Die obere Frequenzgrenze entspricht der Grenzfrequenz des Leistungsverstärkersystems, nach unten musste die Frequenz aus Gründen des Maschinenstromes und der damit korrespondierenden Drehmomente begrenzt werden. Die in den Diagrammen enthaltenen Impedanzwerte für 50 Hz und den Gleichstromfall stammen aus einer vom Hersteller zur Verfügung gestellten Kurzschlusskennlinie bzw. aus einer Widerstandsmessung mit Gleichstrom.

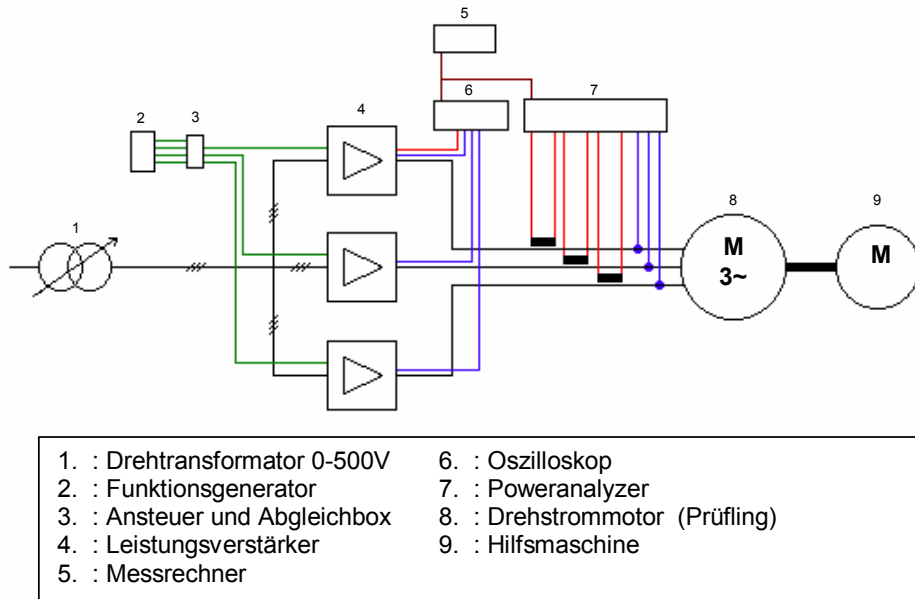


Bild 8.2: Übersichtsschaltbild Versuchsaufbau Impedanzmessung

Die untere Frequenzgrenze wurde mit 150 Hz festgelegt. Die für die Oberschwingungsverluste maßgeblichen Spannungsüberschwingungen des Frequenzumrichters sind bei deutlich höheren Frequenzen angesiedelt.

8.3 Auswertung der Impedanzmessungen

Für die im weiteren Fortgang der Arbeit detailliert betrachtete Maschine „SEW3“ kann der in den folgenden Diagrammen dargestellte Zusammenhang zwischen der Maschinenimpedanz und der Speisefrequenz angegeben werden:

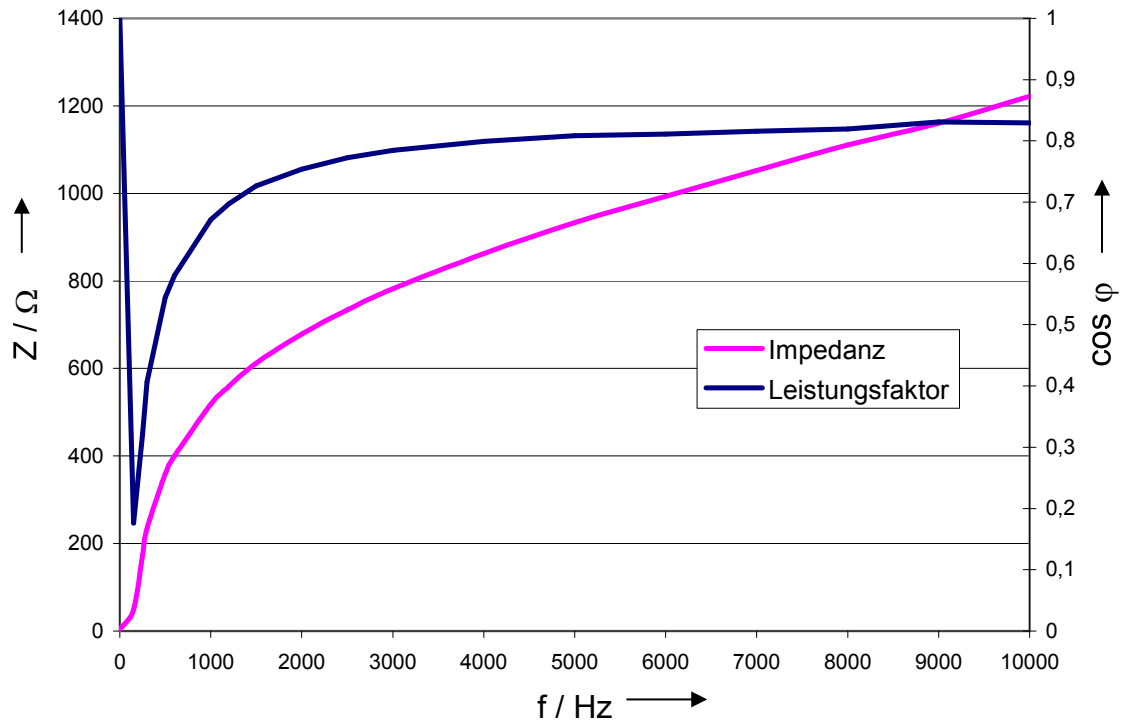


Bild 8.3: Verlauf der Motorimpedanz und des Leistungsfaktors in Abhängigkeit der Frequenz, $U_1 = 100 \text{ V}$

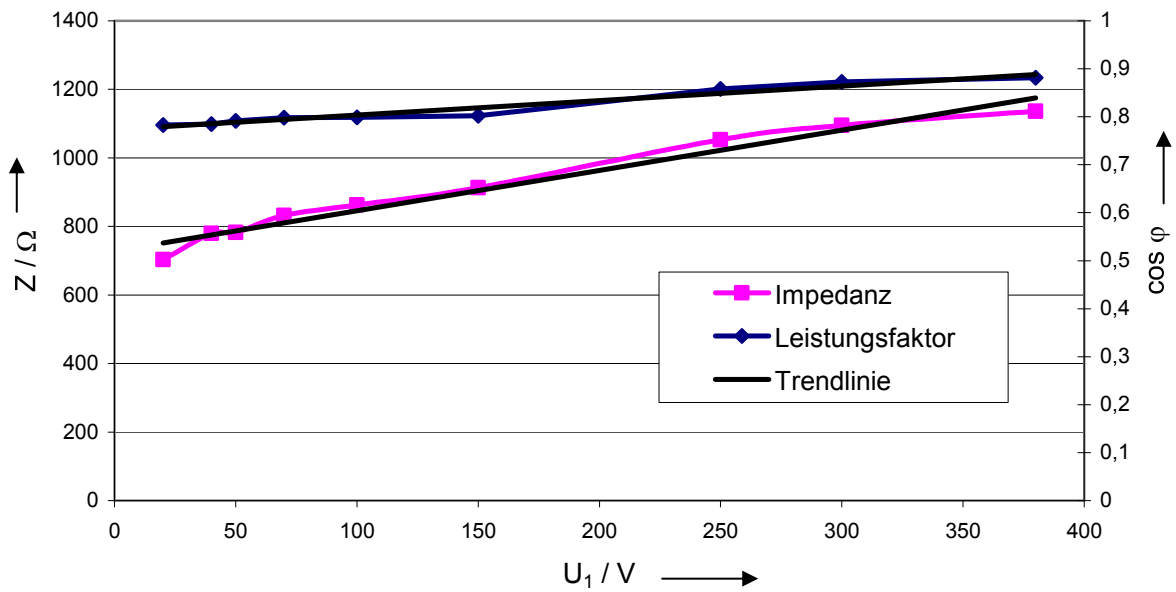


Bild 8.4: Verlauf der Motorimpedanz und des Leistungsfaktors in Abhängigkeit der Spannung, $f_1 = 4 \text{ kHz}$

Werden die Bilder 8.3 und 8.4 zusammengefasst, ergeben sich für die Impedanz und den Leistungsfaktor jeweils Flächendiagramme mit der Spannung und der Frequenz als Parameter.

Die auf diese Weise ermittelten Abhängigkeiten für den Phasenwinkel und den Leistungsfaktor dienen in Abschnitt 8.4 als Basis für das Computerprogramm zur Vorausberechnung der Oberschwingungsverlustleistung. Eine Aufteilung der Impedanz Z in den ohmschen und den induktiven Anteil ergibt das folgende Bild 8.5:

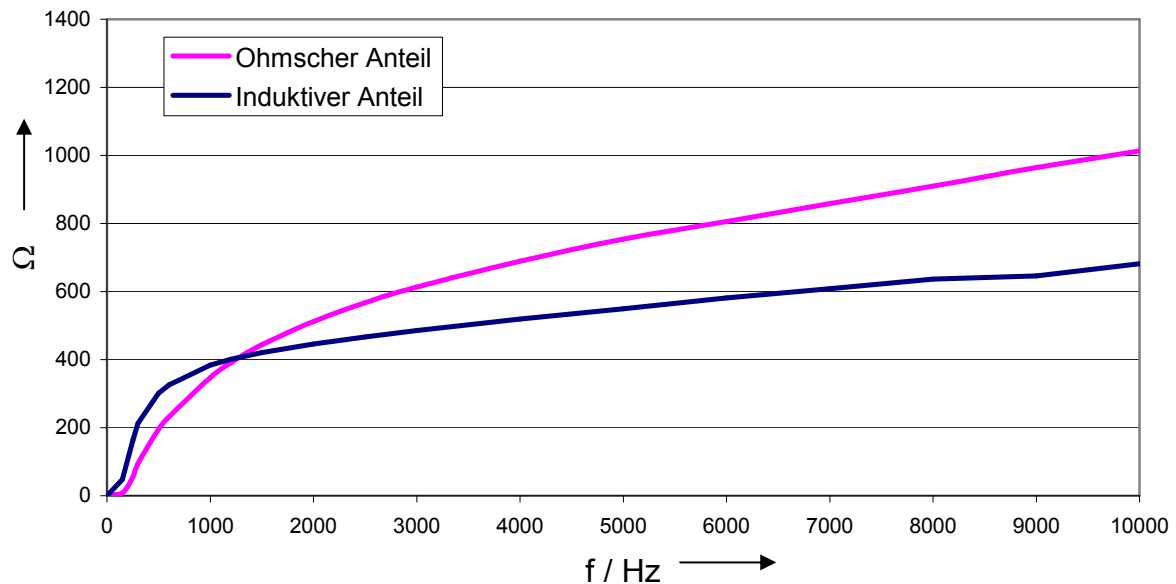


Bild 8.5: Ohmscher und induktiver Anteil der gemessenen Motorimpedanz

In einem weiteren Schritt soll die Streuung der frequenzabhängigen Impedanz und des Leistungsfaktors für baugleiche Motoren aus unterschiedlichen Fertigungschargen untersucht werden. Zu diesem Zweck wurden der PTB von der Firma SEW 10 baugleiche Motoren (4-polige Flanschmotoren für Getriebeanbau der Baugröße 132) zur Verfügung gestellt, wobei jeweils fünf Motoren aus einer Produktionscharge stammten. Die Motoren entsprechen mit ihren Betriebsdaten dem Motor „SEW3“.

Die Motoren mit der Bezeichnung SEW_1_1 bis SEW_1_5 stammten aus der Charge 1, die Motoren mit den Bezeichnungen SEW_2_1 bis SEW_2_5 stammten aus der Charge 2.

Für die Messung wurden jeweils zwei Motoren gekuppelt, wobei ein Motor als Hilfsmaschine zum Antrieb des Versuchsmotors verwendet wird, siehe Bild 8.6.

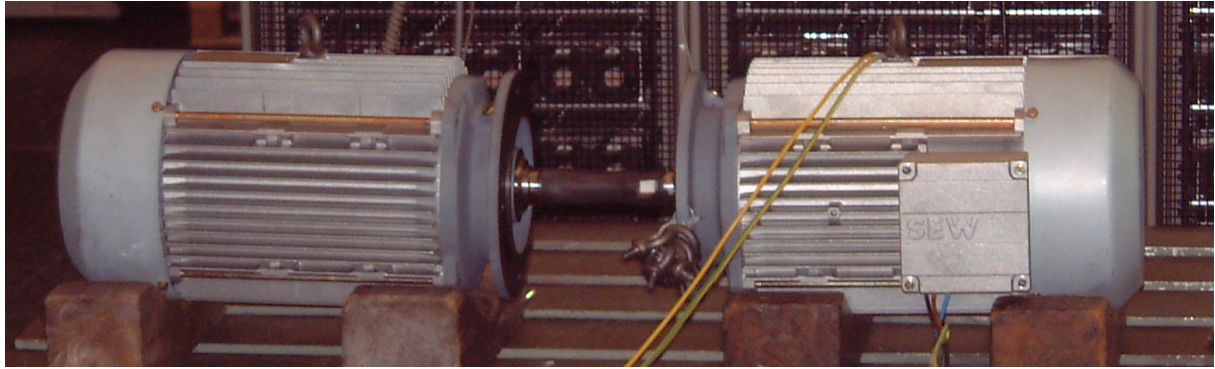


Bild 8.6: Versuchsaufbau zur Impedanzbestimmung, Hilfsmaschine rechts

Vor Beginn der Messung wurde der Versuchsmotor bei Speisung mit einer Spannung von 100 V bei 4 kHz für zwei Stunden bis in die Nähe des thermischen Beharrungszustandes erwärmt. Die eigentliche Messung erfolgt dann derart, dass für jede untersuchte Frequenz die Spannung ausgehend von 20 V bis 380 V über mehrere Stufen erhöht wird und für jede Stufe eine Aufzeichnung des Strangstromes, der verketteten Spannung und der Wirkleistung erfolgt. Die untersuchten Spannungen und Frequenzen können der folgenden Tabelle entnommen werden. Die Messpunkte werden auch zur Bestimmung der in Bild 8.7 und 8.8 gezeigten Verläufe verwendet.

	20 V	40 V	50 V	70 V	100 V	150 V	250 V	300 V	380 V
150 Hz	X	X	X	X	X	X			
250 Hz	X	X	X	X	X	X	X	X	
300 Hz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
500 Hz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
600 Hz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
1 kHz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
1,2 kHz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
1,5 kHz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
2 kHz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
2,5 kHz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
3 kHz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
4 kHz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
5 kHz	X	X	X	X	X	X	X	X	X
6 kHz		X	X	X	X	X	X	X	X
7 kHz		X	X	X	X	X	X	X	X
8 kHz		X	X	X	X	X	X	X	X
9 kHz		X	X	X	X	X	X	X	X
10 kHz		X	X	X	X	X	X	X	X

Tabelle 8.1: Den Impedanzbetrachtungen zugrunde liegende Spannungen und Frequenzen

Bei der Frequenz 150 Hz können aufgrund des hohen Stromes keine Messungen mit Spannungen größer 150 V durchgeführt werden, bei 250 Hz lag diese Grenze bei 300 V. Bei Frequenzen größer 5 kHz konnten aufgrund des sehr geringen, vom Messgerät nicht mehr erfassbaren Stromes keine Messungen mit Spannungen kleiner 40 V durchgeführt werden.

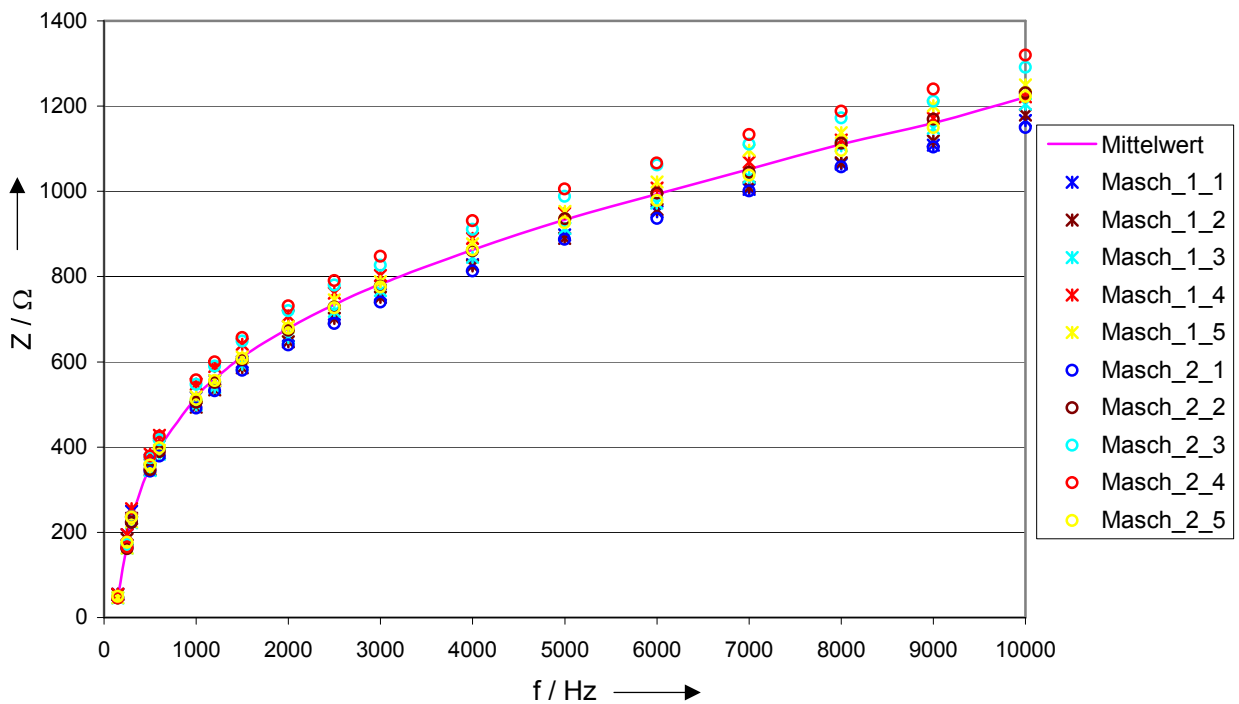


Bild 8.7: Streuung der Impedanz um den Mittelwert, Spannung 100 V

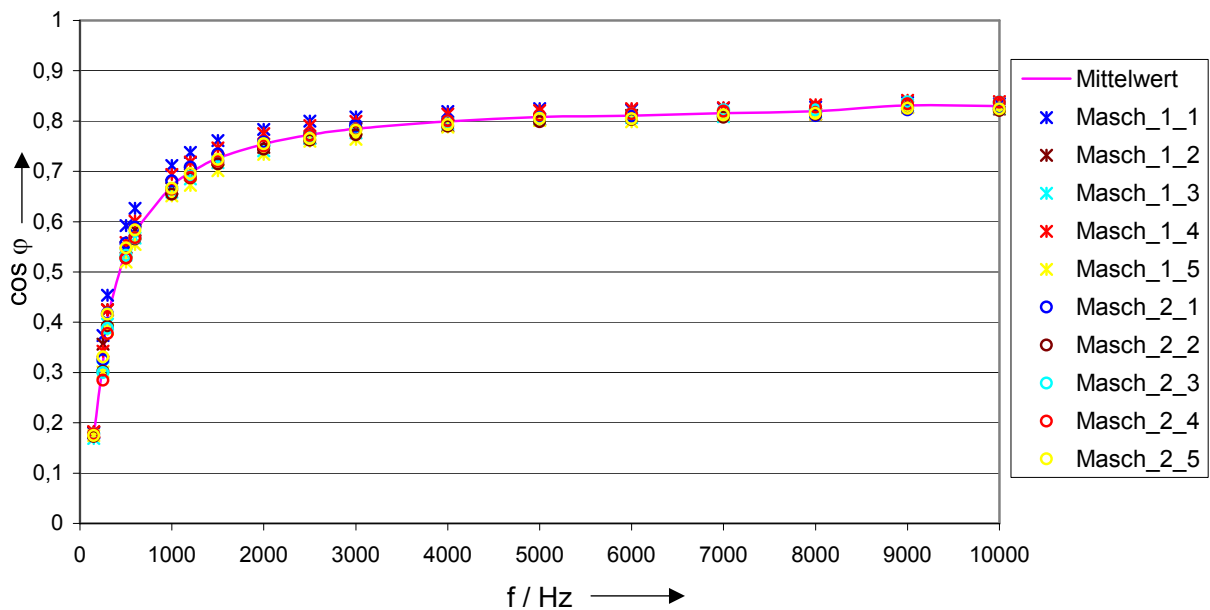


Bild 8.8: Streuung des Leistungsfaktors um den Mittelwert, Spannung 100 V

Führt man neben der Frequenz die Spannung als weiteren Versuchsparameter ein, kann das in Bild 8.9 dargestellte Verhalten beobachtet werden, wobei die Messwerte hier den Mittelwert aus allen zehn Motoren darstellen.

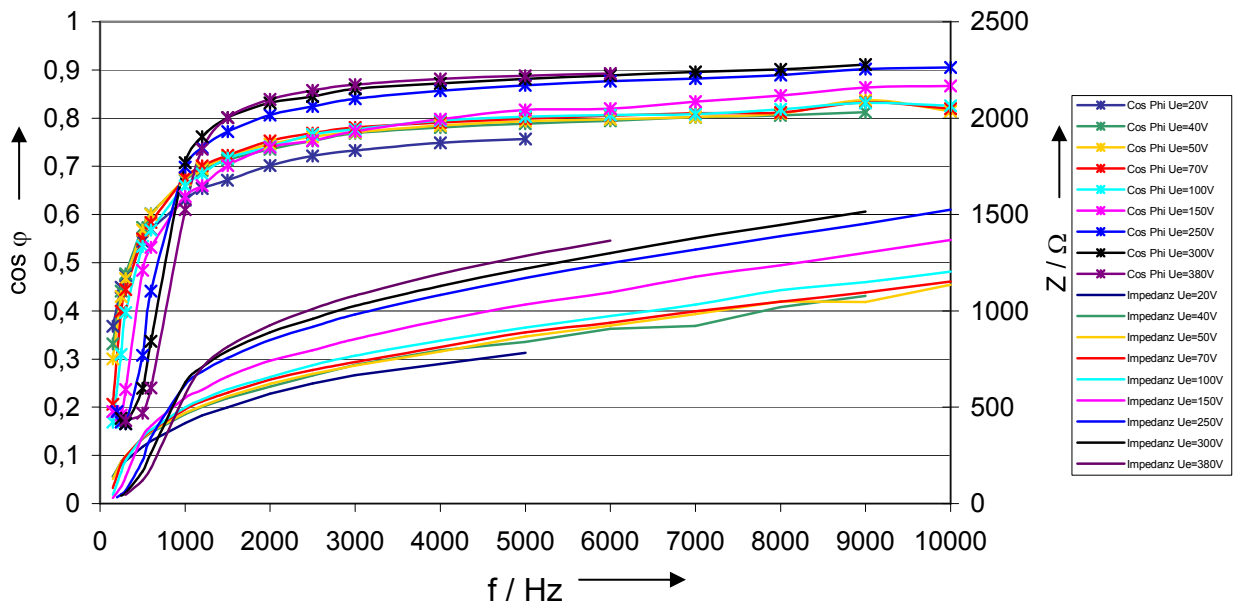


Bild 8.9: Verlauf der Impedanz und des Leistungsfaktors in Abhängigkeit der Spannung

Neben der Reproduzierbarkeit der Messwerte an baugleichen Motoren soll in einem Kontrollversuch auch die Reproduzierbarkeit bei Verwendung verschiedener Messgeräte untersucht werden. Hierzu wird die Impedanzmessung an einem Motor mit dem Poweranalyzer Lem-Norma D4000 wiederholt. Das Ergebnis ist in der folgenden Grafik dargestellt.

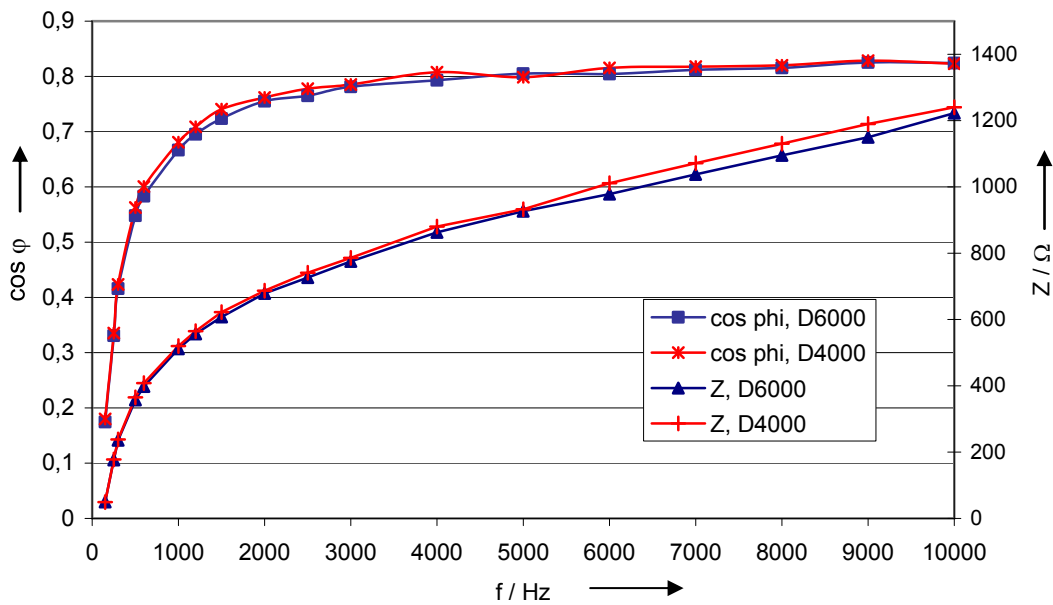


Bild 8.10: Messung der Impedanz und des Leistungsfaktors mit verschiedenen Geräten

Die Impedanz des untersuchten Motors verläuft gemäß Bild 8.3 ausgehend von einem polynomialen Verlauf bis etwa 2 kHz zu höheren Frequenzen näherungsweise linear. Die Steigung beträgt bis zur Frequenz 10 kHz ca. 56 Ohm pro Kilohertz. Der Leistungsfaktor fällt ausgehend vom Wert eins mit steigender Frequenz ab und erreicht sein Minimum bei etwa 150 Hz. Danach erfolgt zunächst ein polynomialer Anstieg, der bei etwa 3 kHz in einen nahezu konstanten Verlauf übergeht und sich dem Wert 0,83 annähert. In Bild 8.8 ist der Verlauf ab 150 Hz dargestellt.

Neben der erwarteten Frequenzabhängigkeit der Impedanz konnte, wie Bild 8.4 zeigt, auch eine deutliche Spannungsabhängigkeit der Impedanz und des Leistungsfaktors bei konstanter Frequenz festgestellt werden. Bei der Frequenz 4 kHz erfolgte bei einer Erhöhung der Spannung von 20 V auf 380 V eine Impedanzzunahme um 432 Ω von 703 Ω auf 1135 Ω .

Der Leistungsfaktor erhöhte sich dabei um 0,1 von 0,78 auf 0,88. Diese Erkenntnis bedeutet, dass bei der Datengewinnung über einen Induktionsmotor zur späteren Vorausberechnung der Verlustleistungen neben der Frequenzabhängigkeit auch die Spannungsabhängigkeit der Impedanz und des Phasenwinkels gemessen werden müssen.

Betrachtet man die an zehn baugleichen Motoren aus zwei Fertigungschargen ermittelten Verläufe der Impedanz und des Phasenwinkels, so kann eine gute Übereinstimmung der Kurvenverläufe festgestellt werden, wobei bezogen auf den Mittelwert aller Messungen Abweichungen bis ca. 10 % sowohl in positive als auch in negative Richtung auftreten. Zur Charakterisierung eines Motors für Explosionsschutzbetrachtungen ist diese Abweichung jedoch tolerabel. Im für die Motorerwärmung ungünstigsten Fall (negative Abweichung bei der Impedanz, positive Abweichung beim Leistungsfaktor) ist bei dem Motor „SEW1“ mit zusätzlichen Verlusten in Höhe von ca. 8 Watt zu rechnen, welches ca. 10 Prozent der gesamten Oberschwingungsverluste entspricht. Zusammen mit der Tatsache, dass der Anteil der Oberschwingungsverluste an den gesamten Motorverlusten bei Bemessungsbetrieb in der Größenordnung von 10 % liegt, ist die Auswirkung dieses Fehlers auf die Abschätzung der Motorerwärmung unter Explosionsschutzgesichtspunkten vernachlässigbar. Die Abweichungen zwischen den einzelnen, baugleichen Motoren lassen sich über immer vorhandene Fertigungstoleranzen erklären.

8.4 Vorausberechnung der Oberschwingungsverluste über das Spannungsspektrum

Nachdem das Verhalten des Motors bei Beaufschlagung mit Spannungsüberschwingungen durch ein Ersatzschaltbild nachgebildet worden ist und die Größe der Ersatzschaltbildelemente durch einen Versuch bestimmt wurden, sind alle nötigen Vorüberlegungen zur Vorausberechnung der Oberschwingungsverluste bei bekanntem Spannungsspektrum an den Motorklemmen gegeben.

Die Vorausberechnung der gesamten Oberschwingungsverluste erfolgt unter Zugrundelegung des Überlagerungssatzes durch Berechnung der von jeder einzelnen Spannungsüberschwingung verursachten Verluste und anschließender Summation zu den Gesamtverlusten und Multiplikation mit einem Korrekturfaktor F_K

$$P_{V.OS} = F_K \sum_{n=2}^m \sqrt{3} \frac{U_n^2}{Z_n} \cos \varphi_n \quad (8.4)$$

Die Größen Z_n und $\cos \varphi_n$ wurden mittels dem in Abschnitt 8.2 dargelegten Verfahren durch Messung bestimmt. Der Korrekturfaktor F_K musste eingeführt werden, um den unterschiedlichen magnetischen Verhältnissen im Blechpaket des Motors Rechnung zu tragen. Während der Impedanzmessungen wird der Motor mit einer sinusförmigen Spannung variabler Frequenz beaufschlagt. Durch den resultierenden Strom werden innerhalb des Motors Stromwärmeverluste in Stator und Rotorwicklung, Wirbelstromverluste im Blechpaket und auch Ummagnetisierungsverluste im Blechpaket hervorgerufen. Der hier behandelte Ansatz beruht nun darauf, den Motor gemäß Bild 8.1 als einen Zweipol nachzubilden. Die Oberschwingungsverluste entstehen hier in dem Widerstand R_{OS} . Beim realen Betrieb ist neben den Oberschwingungsspannungen auch die Grundschwingungsspannung vorhanden, die eine grundfrequente Magnetisierung des Blechpaketes verursacht. In /36/ wird aufgezeigt, dass die Ummagnetisierungsverluste eines Blechpaketes pro Halbschwingung lediglich von der Amplitude der magnetischen Induktion bestimmt werden, der Verlauf über der Zeit ist irrelevant. Die Amplitude der Induktion ist daher proportional zur Fläche unter dem Zeitverlauf einer Halbwelle der Spannung. Jenni /26/ hat bei seinen Untersuchungen gezeigt, dass bei einem Pulsumrichter mit Raumzeigermodulation die Fläche unter einer Halbschwingung der Ausgangsspannung gleich der Fläche einer sinusförmigen Spannung ist, wenn die Grundschwingungseffektivwerte beider Signale gleich sind. Hieraus kann gefolgert werden, dass beim Betrieb am Frequenzumrichter gegenüber dem Netzbetrieb keine zusätzlichen Ummagnetisierungsverluste entstehen. Die über das Impedanzverfahren vorausberechneten Oberschwingungsverluste müssen daher zu hoch sein. Zu deren Korrektur wird der Faktor F_K

eingeführt. Da eine rechnerische Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste in Ermangelung der Kenntnis der exakten Materialparameter und Feldverteilung innerhalb des Motors praktisch nicht durchführbar ist, soll zunächst versucht werden, den Korrekturfaktor anhand eines Testlaufes durch den Vergleich der berechneten mit den gemessenen Oberschwingungsverlusten zu bestimmen. Es wurden die folgenden Werte ermittelt:

Berechnete Oberschwingungsverlustleistung: 102,4 W

Gemessene Oberschwingungsverlustleistung: 81,10 W

Korrekturfaktor: 0,792

In diesen Korrekturfaktor gehen auch die durch Temperaturunterschiede hervorgerufenen Statorwicklungswiderstandsänderungen ein. Hier ist dieser Effekt jedoch äußerst gering, da die Statorwicklungstemperatur während der Impedanzmessungen und auch bei den Leerlaufversuchen zur messtechnischen Ermittlung der OS-Verluste mit ca. 40 °C annähernd gleich gewesen ist. Prinzipbedingt ist eine exakte Bestimmung der mittleren Wicklungsübertemperatur nicht möglich, da das vorhandene Messgerät nur eine Messung bei spannungsloser Wicklung nach dem Abschalten erlaubt, Temperaturänderungen während der Messung können somit nicht erfasst werden.

Zur Messung der Oberschwingungsverluste wurde ein baugleicher Motor wie bei den Impedanzmessungen verwendet, hier als „SEW 3“ bezeichnet, und die Oberschwingungsverluste analog zu der Vorgehensweise in Kapitel 5 bestimmt.

Wie die Ergebnisse in Tabelle 8.2 zeigen, führt die Anwendung des Korrekturfaktors zu einer recht guten Übereinstimmung der berechneten mit den gemessenen Oberschwingungsverlusten, diese Vorgehensweise ist daher praktisch anwendbar.

Die Spannungseffektivwerte der einzelnen Oberschwingungen U_n werden mittels Fourieranalyse gemäß Bild 4.1 zwischen zwei Außenleitern bestimmt. Wird das Verfahren gemäß Bild 8.11 grafisch angewendet, wird der Einfluss der frequenzabhängigen Motorimpedanz als Quotient aus Oberschwingungsspannung und – Strom sehr deutlich. Es ist weiterhin erkennbar, dass die Oberschwingungsanteile im Bereich einfacher und doppelter Umrichterschaltfrequenz den überwiegenden Beitrag zu den gesamten Oberschwingungsverlusten liefern. Aus diesen Beobachtungen und der Tatsache der Frequenzabhängigkeit der Motorimpedanz folgt auch die Erklärung für die in Abschnitt 5.4 beobachtete starke Umrichterschaltfrequenzabhängigkeit der Oberschwingungsverluste.

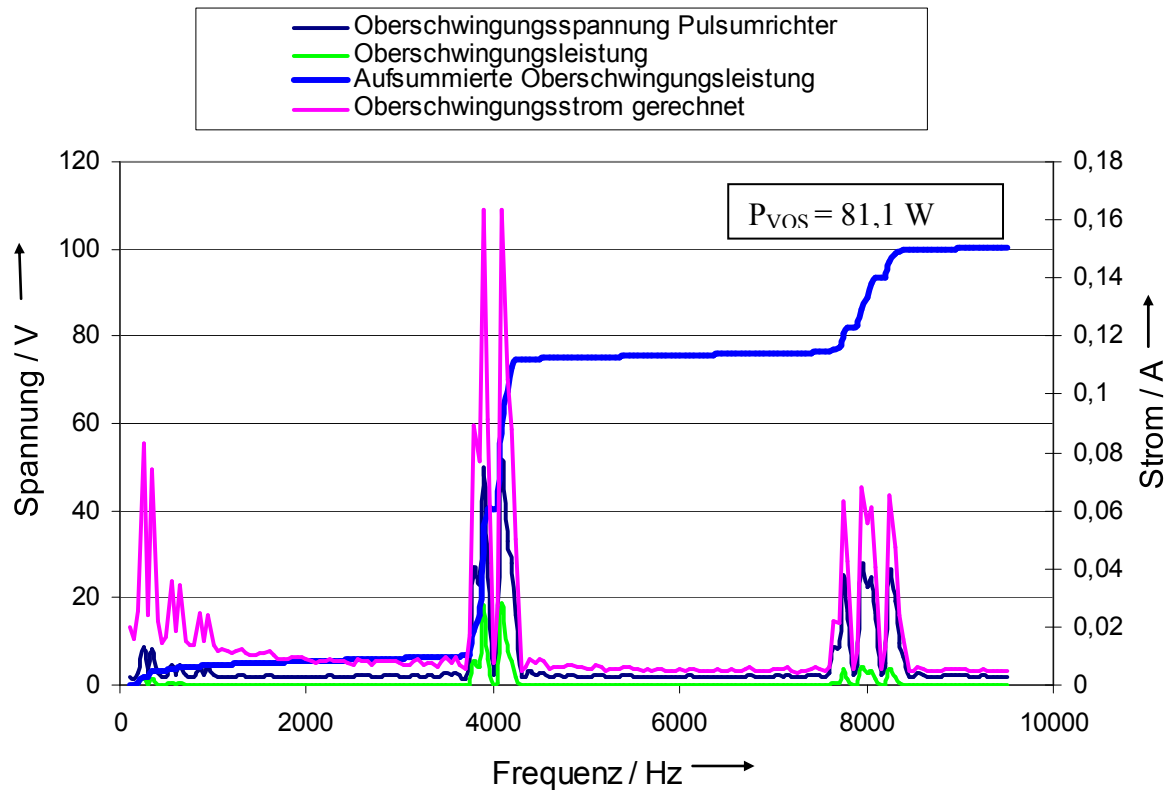


Bild 8.11: Beispiel zum Prinzip der Oberschwingungsverlustvorausberechnung

Um das in den vorhergehenden Ausführungen entwickelte Verfahren zur Verlustvorausberechnung praktikabel anwenden zu können, wurde ein PC-Programm in der Programmiersprache G erstellt, welches folgende Funktionalität beinhaltet:

Einlesen der messtechnisch ermittelten Kennlinien der Impedanz und des Leistungsfaktors über der Spannung und der Frequenz, Interpolation der Kurven zwischen den Stützstellen, Einlesen des Spannungsspektrums, Ermittlung von Impedanz und Leistungsfaktor für jede Oberschwingung, Berechnung der Verlustleistung jeder einzelnen Oberschwingung, Summation über alle Oberschwingungen, Ausgabe des Ergebnisses. (Bild 8.12)

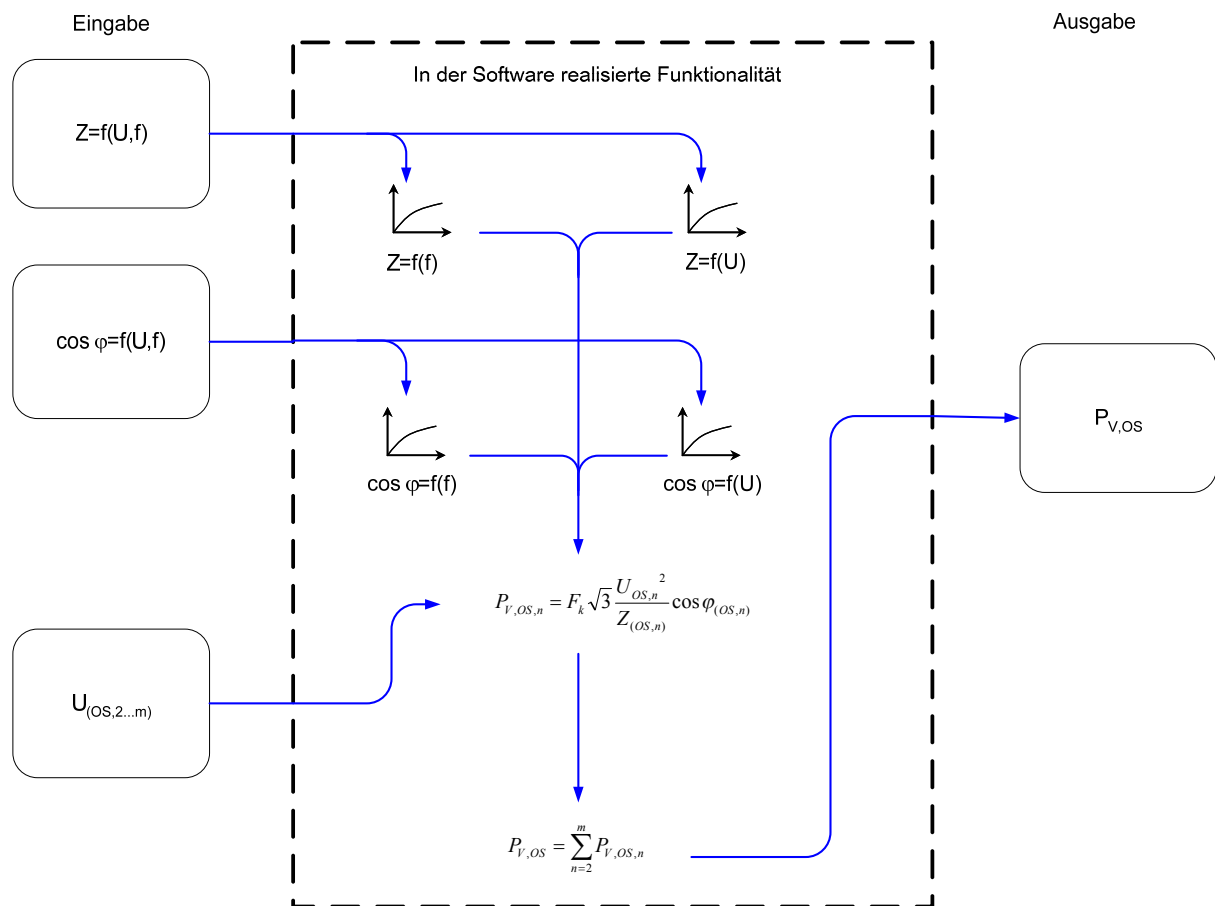


Bild 8.12: Funktionsdiagramm der Software zur Oberschwingungsverlustvorausberechnung

Zur Überprüfung des Berechnungsverfahrens werden die bei den in Kapitel 5 durchgeführten Messungen aufgezeichneten Spektren herangezogen und die gemessenen mit den berechneten Verlustleistungen verglichen. Hierbei müssen die folgenden Einschränkungen gemacht werden: Das Impedanzverhalten des Motors kann bedingt durch die endliche Bandbreite der verwendeten Verstärker nur bis zur Frequenz 10 kHz messtechnisch verifiziert werden. Aus diesem Grund werden bei den Ausführungen in Tabelle 8.2 nur Taktfrequenzen bis herauf zu 4 kHz betrachtet, damit auch die nennenswerten Oberschwingungsanteile mit doppelter Schaltfrequenz noch erfasst werden. Um die praktische Anwendbarkeit dieses Verfahrens mit vertretbarem Aufwand zu ermöglichen, wurde als eine weitere Vereinfachung der spannungsabhängige Verlauf der Impedanz und des Phasenwinkels nur bei einer Testfrequenz ermittelt und dieser Verlauf bei der Berechnung der Spannungsabhängigkeit bei den anderen Frequenzen zugrunde gelegt. Wie die Auswertung in Bild 8.9 zeigt, führt die Spannungsänderung im relevanten Frequenzbereich (2-10 kHz) zu einer Verschiebung der Kurven für die Impedanz und den Leistungsfaktor um einen über den Frequenzbereich näherungsweise konstanten Faktor. Die Korrektur der Impedanz und des Leistungsfaktors

sind nur in den Bereichen möglich, in denen die Verläufe über der Spannung messtechnisch abgesichert sind. Bei den hier durchgeführten Betrachtungen liegt diese Grenze bei 20 V, d.h. bei einem Effektivwert der Oberschwingungsspannung unter 20 V wird keine Korrektur mehr durchgeführt. Da sich der Leistungsfaktor über den untersuchten Frequenzbereich sehr stark und mit stark unterschiedlichen Steigungen ändert, kann diese Kurve nicht über ein einzelnes Polynom approximiert werden. Der Verlauf wurde daher durch zwei Polynome angenähert, zwischen denen in Abhängigkeit der Frequenz an geeigneter Stelle „umgeschaltet“ wird. Hier erfolgt der Wechsel bei der Frequenz 500 Hz.

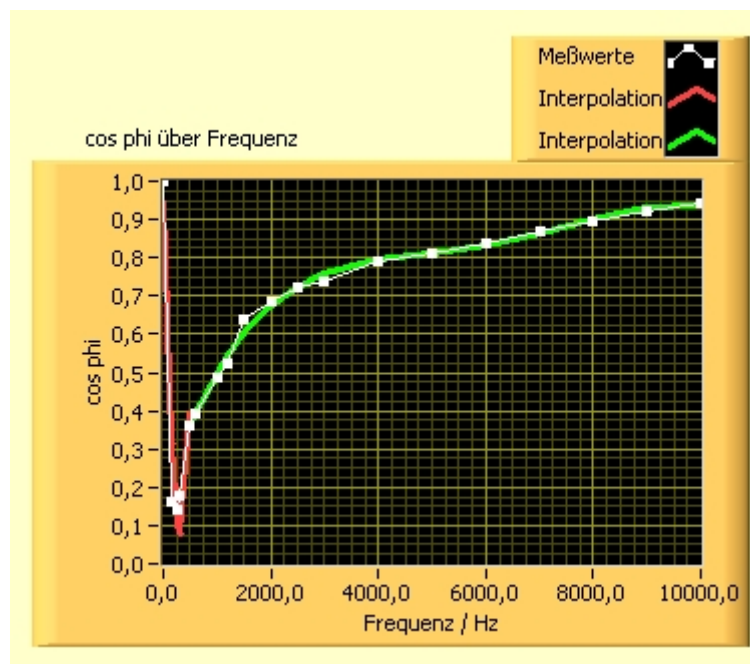


Bild 8.13: Interpolation des frequenzabhängigen Leistungsfaktors

Der Leistungsfaktor für die Frequenz 0 Hz wird per Definition zu 1 angenommen. Dieses ist zulässig, da im Gleichstromfall die Leistung gleich dem Produkt aus Strom und Spannung ist.

In den folgenden Bildern sind Screenshots der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Software dargestellt.

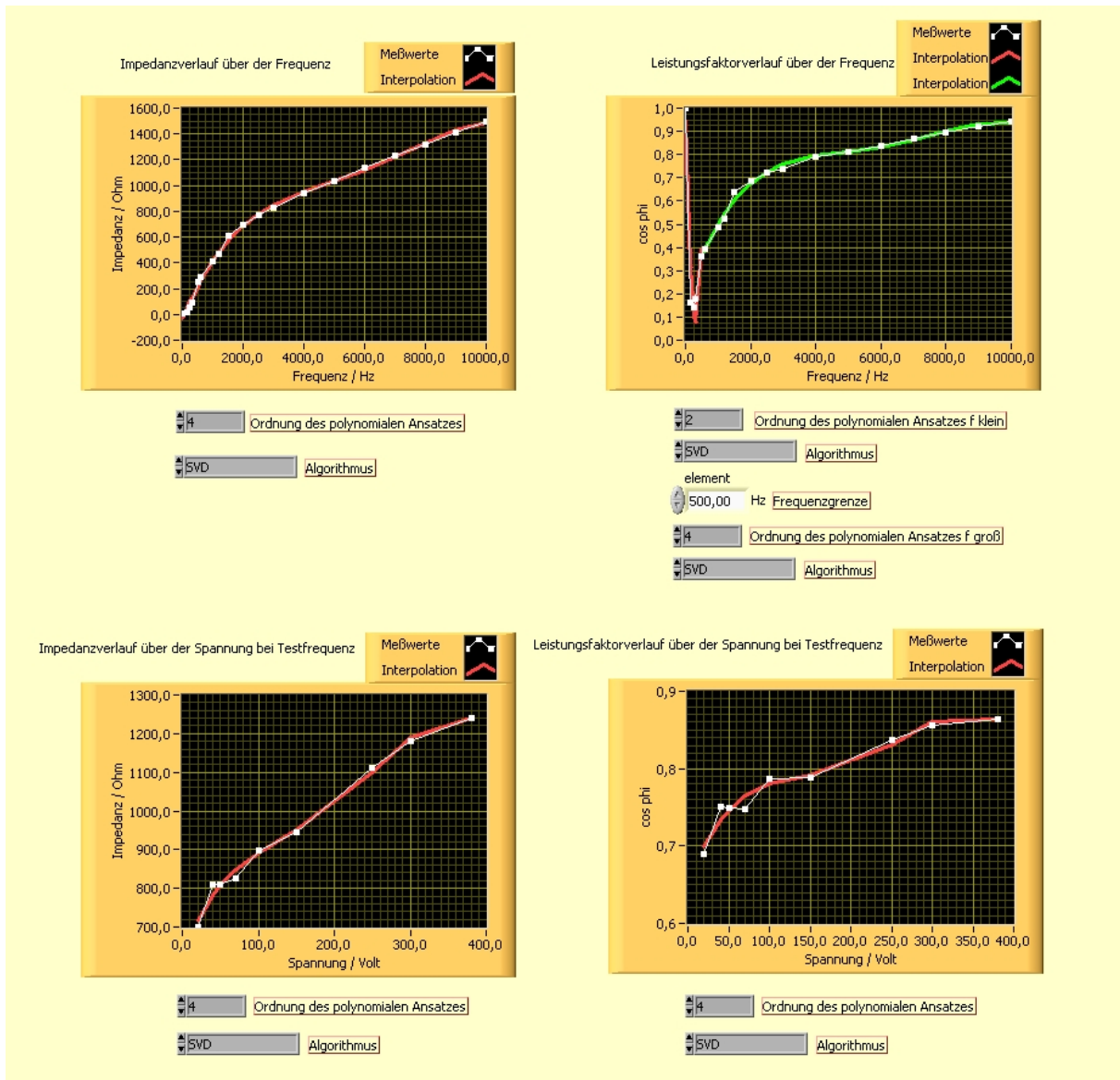


Bild 8.14: Interpolation der Impedanz und des Phasenwinkels in Abhängigkeit der Frequenz und der Spannung, Beispiel

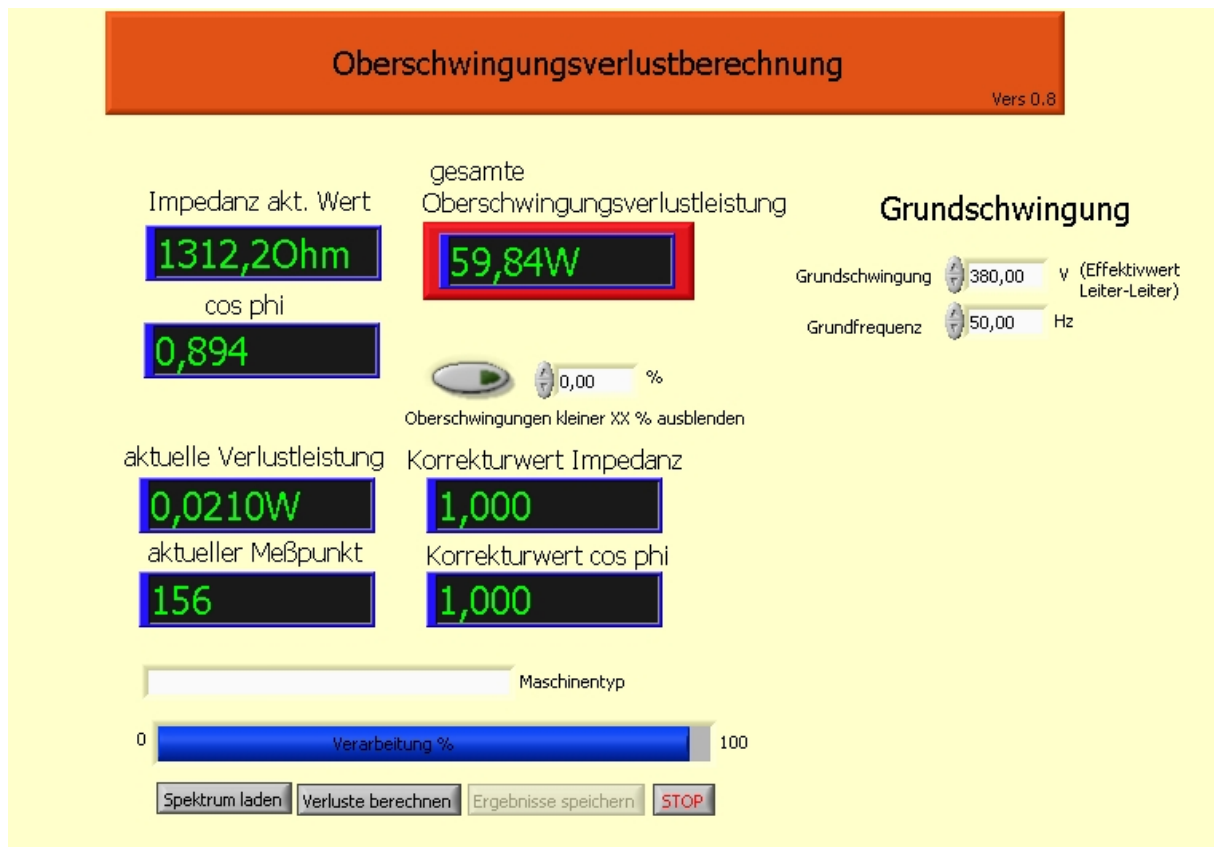


Bild 8.15: Anzeige während der Rechnung, Beispiel

Zur Überprüfung dieses Berechnungsverfahrens wird der Motor „SEW3“ bei verschiedenen Betriebsparametern im Leerlauf betrieben und das Spannungsspektrum mit dem in Kapitel 4 beschriebenen Verfahren messtechnisch ermittelt. Die als Vergleichswert messtechnisch ermittelten Oberschwingungsverluste werden gemäß dem in Kapitel 5 beschriebenen Verfahren (Differenzbildung zwischen der Grundschwingungsleistung und dem Effektivwert der Leistung) bestimmt. In einem weiteren Schritt wurde geprüft, ob der ermittelte Korrekturfaktor auch für den Motor „SEW2“ mit der Baugröße 180 mm Gültigkeit hat. Das Ergebnis dieses Vergleiches ist in der folgenden Tabelle dargestellt:

U_E	Schaltfrequenz	P_{VOS} , Rechnung	P_{VOS} , Messung	Abweichung	Nr. in Bild 8.16
50 Hz					
500 V	4 kHz	81,10 W	81,10 W	Referenz	
480 V	4 kHz	70,31 W	73,20 W	-3,94 %	20
460 V	4 kHz	65,87 W	65,70 W	0,26 %	19
440 V	4 kHz	57,9 W	58,40 W	-0,86 %	18
420 V	4 kHz	53,44 W	50,80 W	5,19 %	17
400 V	4 kHz	48,57 W	44,20 W	9,89 %	16
40 Hz					
500 V	4 kHz	89,16 W	82,7 W	7,81 %	15
480 V	4 kHz	79,21 W	76,8 W	3,14 %	14
460 V	4 kHz	66,25 W	70,8 W	-6,43 %	13
440 V	4 kHz	59,25 W	64,7 W	-8,42 %	12
420 V	4 kHz	55,54 W	58,6 W	-5,22 %	11
400 V	4 kHz	48,87 W	52,3 W	-6,56 %	10
25 Hz					
500 V	4 kHz	63,50 W	63,3 W	- 0,32 %	9
480 V	4 kHz	62,30 W	60,3 W	- 3,32 %	8
460 V	4 kHz	61,40 W	57,4 W	6,97 %	7
440 V	4 kHz	56,05 W	54,5 W	2,84 %	6
420 V	4 kHz	50,55 W	51,1 W	- 1,08 %	5
400 V	4 kHz	49,00 W	48,0 W	2,08 %	4
Motor „SEW2“, 50 Hz					
500 V	4 kHz	116,3 W	126,9 W	-8,35 %	3
400 V	4 kHz	70,3 W	67,9 W	3,53 %	2
Motor „SEW2“, 40 Hz					
500 V	4 kHz	126,6 W	132 W	-4,09 %	1

Tabelle 8.2: Vergleich gemessene – berechnete Oberschwingungsverlustleistung

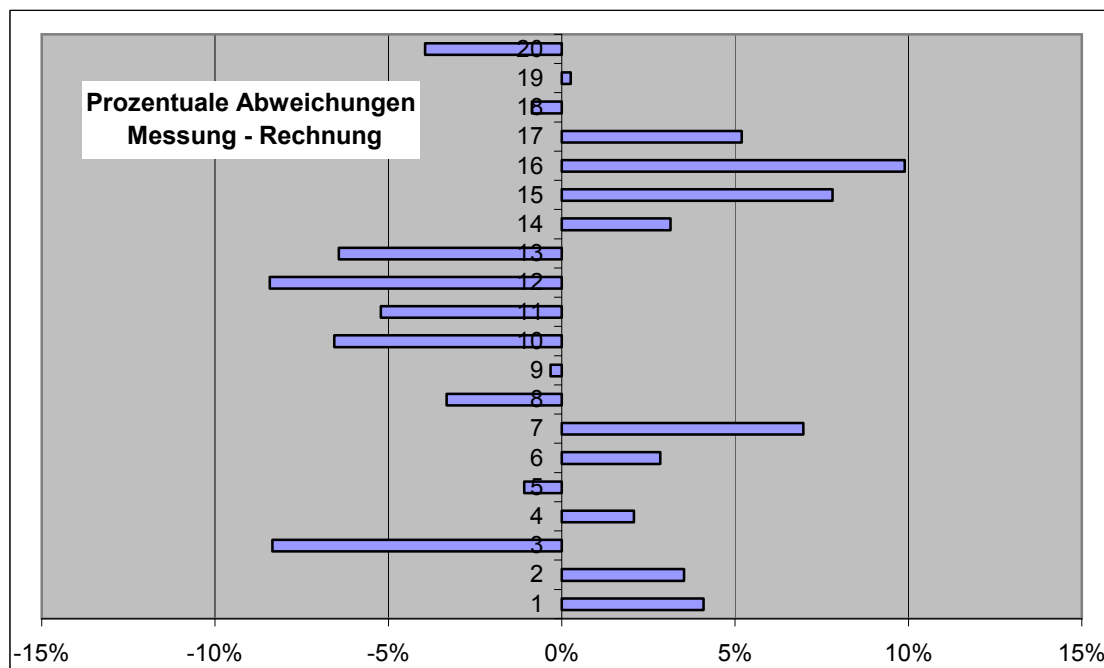


Bild 8.16: Darstellung der prozentualen Abweichung der berechneten Oberschwingungsverlustleistung vom Messwert

Betrachtet man zunächst die Umrichterschaltfrequenz 4 kHz und den Motor „SEW3“, so zeigt der Vergleich der berechneten Verlustleistung mit dem gemessenen Wert eine recht gute Übereinstimmung. Auf den ersten Blick erscheinen die festgestellten Abweichungen mit bis zu 9,89 Prozent recht hoch, dem stehen jedoch nur maximal 4,37 W tatsächlicher Leistungsdifferenz gegenüber. Wird weiterhin berücksichtigt, dass gemäß Kapitel 4 die Messunsicherheit für die elektrische Leistung im Leerlauf bei dem Motor „SEW3“ mit ca. 5 W angegeben werden kann, kann hier von einer guten Übereinstimmung des berechneten Wertes mit dem Messwert gesprochen werden. Die Anwendbarkeit wurde stichprobenartig auch für den Motor „SEW2“ überprüft, auch hier zeigte sich gem. Tabelle 8.2 eine recht gute Übereinstimmung.

Aus der Tabelle 8.2 kann gefolgert werden, dass bei dem hier untersuchten Fall die Ausblendung der Oberschwingungsfrequenzen oberhalb der doppelten Umrichterschaltfrequenz nicht zu die Anwendbarkeit dieses Verfahrens unter Explosionsschutzaspekten in Frage stellenden Ungenauigkeiten führt. Nach Auskunft des Herstellers wird der hier untersuchte „Umrichter1“ üblicherweise bei 4 kHz Schaltfrequenz betrieben. Höhere Frequenzen werden nur in seltenen Ausnahmefällen gewählt. Das Verfahren ist daher zusammen mit dem hier ermittelten Korrekturfaktor in der Praxis anwendbar.

8.5 Diskussion der Ergebnisse

Mit den Ausführungen in Abschnitt 8.3 kann gezeigt werden, dass die Motorimpedanz als die den Motor bezüglich des Oberschwingungsverhaltens charakterisierende Größe reproduzierbar sowohl bei Verwendung unterschiedlicher Messgeräte als auch unterschiedlicher, jedoch baugleicher Motoren gemessen werden kann. Dieses gilt auch für den Leistungsfaktor. Die Berechnung der Oberschwingungsverlustleistung ist über die vorhergehende Messung der frequenzabhängigen Motorimpedanz sowie des Spannungsspektrums an den Motorklemmen möglich. Zur Berücksichtigung der unterschiedlichen magnetischen Verhältnisse (nicht vorhandene Vormagnetisierung während der Impedanzmessung) konnte erfolgreich ein über eine Messung ermittelter Korrekturfaktor eingeführt werden. Die festgestellten Abweichungen des berechneten Wertes von der gemessenen Verlustleistung können bei der Schaltfrequenz 4 kHz über die Messunsicherheiten der verwendeten Messgeräte erklärt werden. Außerdem spielen noch Temperatureinflüsse eine Rolle, da die Motortemperatur hier nicht als Parameter in die Berechnung eingeht. Es konnte weiterhin gezeigt werden, dass ohmscher und induktiver

Anteil der Motorimpedanz bei der Untersuchung baugleicher Motoren aus unterschiedlichen Fertigungschargen recht gut übereinstimmen. Die Impedanz kann daher als eine für jeden Motortyp charakteristische Größe bezeichnet werden.

Es zeigte sich auch, dass der für den Motor „SEW3“ ermittelte Korrekturfaktor anscheinend auch für den Motor „SEW2“ Gültigkeit hat. Jedoch basiert diese Annahme auf einer einzigen Maschine, so dass hier zur endgültigen Bestätigung der Übertragbarkeit des Korrekturfaktors auf andere Baugrößen noch weitere Messreihen durchgeführt werden müssen.

Das hier vorgestellte Verfahren ermöglicht die Abschätzung der durch den Betrieb am Frequenzumrichter hervorgerufenen Oberschwingungsverluste ohne tatsächlichen Betrieb des Motors am Frequenzumrichter.

Durch einen Versuch konnte gezeigt werden, dass dieses Verfahren zur Berechnung der Oberschwingungsverluste auch in der Praxis zu einer recht guten Übereinstimmung zwischen den messtechnisch ermittelten und den berechneten Werten führt.

Beim Vergleich der hier an dem Motor „SEW3“ messtechnisch ermittelten Oberschwingungsverluste mit den in Kapitel 5 an dem Motor „SEW1“ gemessenen Werten fällt die große Abweichung von 20 Prozent sofort ins Auge. Die Ursache hierfür ist wahrscheinlich in der unterschiedlichen Ausführung des Rotors zu suchen, der bei dem Motor „SEW1“ mit offenen Nuten, bei dem Motor „SEW3“ hingegen mit geschlossenen Nuten ausgeführt wurde. Außerdem handelt es sich bei dem mit den Thermoelementen für das Telemetriesystem präparierten Rotor des Motors „SEW1“ um eine Sonderanfertigung. Üblicherweise wird dieser Motor nur mit geschlossenen Rotornuten gefertigt, diese Ausführung entspricht dem Motor „SEW3“. Es ist daher sehr wahrscheinlich, dass es auch Unterschiede bei der Oberflächenbehandlung der Rotoren gibt.

Bei den in der Dissertation Heimbrock durchgeführten Untersuchungen wurde gezeigt, dass es eine große Abhängigkeit der Oberschwingungsverluste von der Oberflächenbehandlung des Rotors gibt.

In den Korrekturfaktor gehen die Einflüsse der unterschiedlichen Magnetisierungszustände zwischen dem realen Betrieb und der Impedanzmessung ein. Hier schlagen sich jedoch auch alle anderen Einflüsse nieder, z.B. der durch das Abschneiden des Spannungsspektrums bei 10 kHz auftretende Fehler sowie alle bei der Kennlinienextrapolation auftretenden Ungenauigkeiten nieder. Ein direkter Schluss auf die Ummagnetisierungsverluste während der Impedanzmessung ist daher nicht möglich. Es darf außerdem nicht außer Acht gelassen werden, dass die ohmschen Widerstände des Stators und Rotors über den in Formel 4.8 angegebenen Zusammenhang von der Materialtemperatur abhängig sind. Für die

Oberschwingungsverluste ist dieser Einfluss aufgrund der kleinen Ströme im Vergleich zu den Grundschwingungsströmen bei Bemessungsbetrieb relativ gering. Das folgende Beispiel soll dies für den Betrieb bei Bemessungslast ausgehend von den Daten aus Tabelle 7.4 beleuchten. Die in der Statorwicklung umgesetzten Oberschwingungsverluste betragen bei der sich auf Raumtemperatur (22 °C) befindenden Wicklung 16,93 W. Die Gleichstromwiderstände der Statorwicklung des Motors „SEW3“ verhalten sich bei einer Temperatursteigerung von 83 K (Übertemperatur bei Betrieb am Netz mit Bemessungsdaten)

zu $\frac{R_{DC1warm}}{R_{DC1kalt}} = \frac{2,24}{1,69} = 1,33$, so dass jetzt für den wirksamen Wechselstromwiderstand für die

Oberschwingung v geschrieben werden kann:

$R_{1ACvwarm} = R_{1DCkalt} k_{R1,Strang,v} \cdot 1,33$, woraus folgt, dass sich der wirksame Wechselstromwiderstand hier auch um den Faktor 1,33 erhöht. Hieraus folgt für die Statorwicklung eine Abnahme der Oberschwingungsverluste auf 12,7 W bei der Annahme konstanter Oberschwingungsspannungen. Dies entspricht z.B. bei gesamten Oberschwingungsverlusten von 81 W einer Änderung um 5,2 %. Bezogen auf die gesamten Motorverluste von ca. 1 kW ist dieser Anteil für Betrachtungen unter Explosionsschutzgesichtspunkten in jedem Fall vernachlässigbar.

Wie bereits ausgeführt, befindet sich der Motor für die Oberschwingungsfrequenzen quasi im Kurzschluss, so dass für den induktiven Anteil der Motorimpedanz fast ausschließlich die resultierende Motorstreuinduktivität maßgeblich ist. Trägt man diese über der Frequenz auf, ergibt sich der in Bild 8.17 dargestellte Verlauf. Hierbei fällt auf, dass der absolute Wert der resultierenden Streuinduktivität mit steigender Frequenz deutlich abfällt. Dieses Verhalten kann über die Stromverdrängungseinflüsse auf die resultierenden Streuinduktivitäten in Stator und Rotor erklärt werden, wobei vermutlich der Rotoreinfluss deutlich überwiegt, /25/. Insgesamt ist jedoch festzuhalten, dass trotz der Abnahme der Streuinduktivität der induktive Blindwiderstand gemäß Bild 8.10 im untersuchten Bereich mit der Frequenz ansteigt. Das Bild 8.17 verdeutlicht auch sehr gut die Spannungsabhängigkeit der Motorimpedanz.

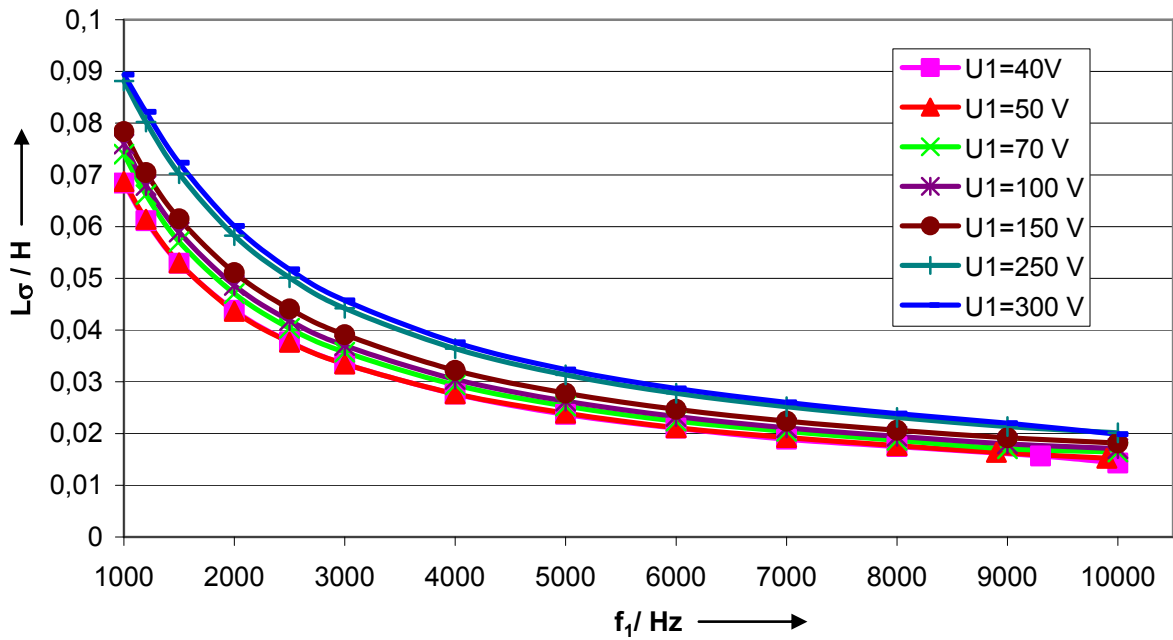


Bild 8.17: Frequenzabhängiger Verlauf der Motorstreuinduktivität im Bereich 1-10 kHz

8.6 Anwendbarkeit der Oberschwingungsverlustvorausberechnung bei der Prüfung explosionsgeschützter Motoren

Unter den im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Randbedingungen ist der Anteil der Oberschwingungsverluste an den gesamten Motorverlusten im Bemessungspunkt mit unter 10 Prozent nur gering. Dieser Anteil nimmt jedoch mit steigender Zwischenkreisspannung des speisenden Frequenzumrichters deutlich zu, so dass bei einem Frequenzumrichter mit einer Eingangsspannung von 690 V oder darüber mit deutlich höheren Oberschwingungsverlusten zu rechnen ist. Einen weiteren Problemfall stellt bei eigenbelüfteten Motoren der Betrieb bei sehr kleinen Drehzahlen dar. Da gemäß Bild 5.6 die Oberschwingungsverluste nur geringfügig mit der Grundschwingungsfrequenz abnehmen, nimmt ihr Anteil bei der zum thermischen Schutz erforderlichen Drehmomentreduzierung stark zu und gewinnt einen nennenswerten Anteil an den Motorverlusten.

Unter den Aspekten des Explosionsschutzes kann mit diesem Verfahren bei Motoren, deren Dauerbetriebserwärmung bei Netzbetrieb sehr nahe an der zulässigen Grenze liegt, vorab überprüft werden, ob durch die Oberschwingungsverluste diese Grenze überschritten wird. Voraussetzung hierzu ist jedoch die Kenntnis der thermischen Widerstände (Kapitel 9). Falls die Rechnung auf zu hohe Motortemperaturen hindeutet, kann die Wirksamkeit der Abhilfemaßnahmen (Erhöhung der Schaltfrequenz, Reduzierung der

Umrichtereingangsspannung, Einsatz eines Filters) rechnerisch überprüft und kostspielige Versuche vermieden werden. Zur Optimierung wird zur Zeit in der PTB die Möglichkeit entwickelt, die Impedanzkennlinien rechnergesteuert aufzunehmen. Hierdurch kann die Zahl der Stützstellen der Impedanzkennlinie deutlich erhöht werden, so dass letztendlich die Genauigkeit der berechneten Oberschwingungsverlustleistungen optimiert werden kann. Eine weitere Verbesserung ist durch eine Ausweitung des bei der Impedanzbestimmung untersuchten Frequenzbereiches zu erwarten.

9 Untersuchungen zum thermischen Verhalten frequenzumrichter gespeister Motoren

Frequenzumrichter gespeiste Motoren werden in den seltensten Fällen konstant bei nur einer Drehzahl betrieben. Wird der Motor nicht fremdbelüftet, ist die Menge der geförderten Kühlluft und somit der Wärmeübergangswiderstand zwischen dem Motorgehäuse und der Umgebung drehzahlabhängig. Eine bei Bemessungsdrehzahl völlig unkritische Verlustleistungshöhe kann bei längerem Betrieb bei verminderter Drehzahl durchaus zu unzulässigen Erwärmungen führen. Unter den Aspekten des Explosionsschutzes muss daher diesem Sachverhalt Beachtung geschenkt werden.

9.1 Das thermische Ersatzschaltbild des eigenbelüfteten Motors

Diesem Thema wurde unabhängig von der Frequenzumrichterspeisung in der Vergangenheit von mehreren Autoren Aufmerksamkeit geschenkt, besonders sei auf die Literaturstellen /24/, /44/ und /22/ verwiesen.

Das thermische Verhalten des Motors kann über ein Netzwerk aus Wärmekapazitäten, Wärmeübergangswiderständen, Wärmeleitwiderständen und Wärmequellen nachgebildet werden, wobei der Wärmeübergangswiderstand Gehäuse – Umgebung bei eigenbelüfteten Motoren drehzahlveränderlich ist. Für die hier untersuchten Motoren kann für den Bereich Stillstand – Bemessungsdrehzahl der Wärmeübergangswiderstand zwischen Rotor und Statorbohrung gemäß Veröffentlichung /1/ als drehzahlunabhängig angesehen und unter der Annahme ruhender Luft berechnet werden. Der Wärmeleitwiderstand zwischen Statorwicklung und Statorblechpaket sowie Statorblechpaket und Gehäuse wird hier ebenfalls als drehzahlunabhängig angesehen. In einer weiteren Vereinfachung wird der Wärmeabtransport über die Welle vernachlässigt. Aus der Sicht des Explosionsschutzes ist das zulässig, da die Wärmeableitung über die gekuppelte Arbeitsmaschine undefiniert ist und somit der Worst-Case-Fall betrachtet wird. Eine Ausnahme stellen Arbeitsmaschinen da, deren Temperaturniveau an der Welle höher als das des Motors ist, z.B. Pumpen für heiße Flüssigkeiten in der chemischen Industrie.

Das thermische Ersatzschaltbild kann durch Anwendung der Theorie elektrischer Netzwerke in ein elektrisches Ersatzschaltbild umgewandelt werden, wobei die Wärmekapazitäten durch Kondensatoren, die Wärmeübergangswiderstände als elektrische Widerstände und die Wärmequellen über eine Stromeinprägung in die entsprechenden Knoten realisiert werden. Das thermische Ersatzschaltbild des Motors kann daher mit handelsüblicher Software zur Simulation elektrischer Netzwerke berechnet werden, Bild 9.1 und 9.11.

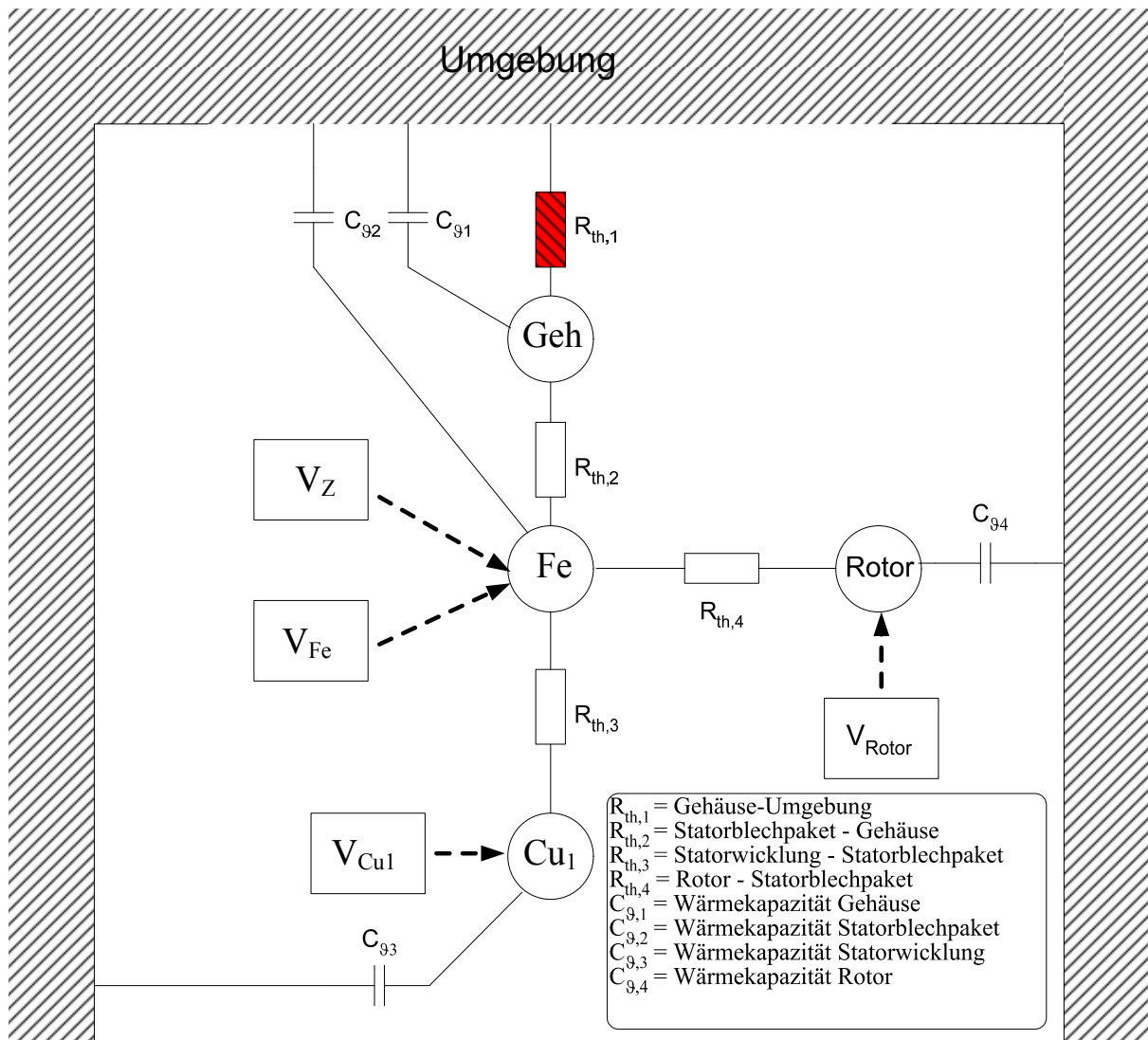


Bild 9.1: vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild eines Induktionsmotors, Wärmeableitung über die Welle vernachlässigt

Die Werte der Ersatzschaltbildelemente können durch Versuche oder bei den Wärmekapazitäten auch über das Gewicht und die spezifische Wärmekapazität der verarbeiteten Materialien bestimmt werden. Als Alternative ist auch eine Ermittlung durch Bestimmung der thermischen Zeitkonstanten analog zur Zeitkonstante eines elektrischen R-C-Gliedes möglich.

Die Wärmeübergangswiderstände ergeben sich aus den Temperaturen des Statorgehäuses, der Statorwicklung, des Statorblechpaketes und des Rotors sowie den in diesen Teilen umgesetzten Verlustleistungen. Hierzu muss jedoch der thermische Beharrungszustand des Motors erreicht worden sein. Zur Vereinfachung werden Statorwicklung, Statorblechpaket und Rotor jeweils als ein Körper aufgefasst und jeweils eine mittlere Temperatur angegeben.

Für das Statoreisen werden dabei auch die Verluste, die sich in der Realität aus den Jochverlusten und Zahnverlusten zusammensetzen, als eine Verlustquelle betrachtet.

Zur Abschätzung der zu erwartenden Erwärmungen wird zunächst der drehzahlabhängige Wärmeübergangswiderstand zur Umgebung bestimmt (in Bild 9.1 schraffiert dargestellt). Danach können die nicht drehzahlabhängigen inneren Wärmekapazitäten und Wärmeübergangswiderstände durch Auswertung von Erwärmungsmessungen bestimmt werden. Die Wärmeübergangswiderstände ergeben sich dabei aus der Temperaturdifferenz zum Maschinenteil, über das die in diesem Teil erzeugte Verlustleistung abfließt und die Temperaturdifferenz zu diesem benachbarten Teil. Die Temperatur des Blechpaketes wurde durch eine in die Nut eingeschobene Kupferplatte mit aufgelötetem Thermoelement ermittelt. Für die Berechnung wird jedes Maschinenteil dann als Körper homogener Wärmekapazität und Temperatur aufgefasst. Dieser Ansatz wird auch als Einkörper-Ersatzschaltbild bezeichnet. Die Wärmekapazitäten sind zur Berechnung der Dauerbetriebsübertemperatur ϑ_{∞} unbedeutend und werden nur zur Berechnung der Erwärmungs- und Abkühlungsvorgänge benötigt.

Im folgenden soll der Ansatz zur Berechnung der Wärmekapazität und des Wärmeübergangswiderstandes für einen homogenen Körper hergeleitet werden.

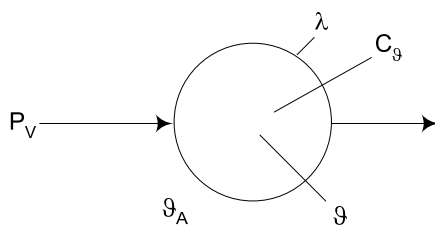
Für den Wärmeleitwert zur Umgebung kann geschrieben werden:

$$\lambda = \frac{1}{\Delta\vartheta_{\infty}} P_V \quad (9.1)$$

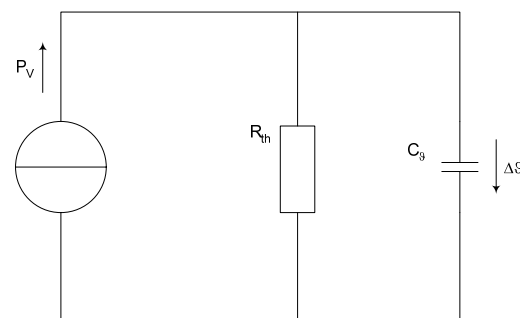
Der thermische Widerstand ergibt sich somit zu

$$R_{th} = \frac{1}{\lambda} = \frac{1}{P_V} \Delta\vartheta_{\infty} \quad (9.2)$$

Für das angenommene Einkörper-Modell ergibt sich für die Wärmekapazität der folgende Zusammenhang:



Ein – Körper – Modell



Thermisches Ersatzschaltbild

Bild 9.2: Ein-Körper-Modell und zugehöriges Ersatzschaltbild

Hieraus ergibt sich die Differenzialgleichung:

$$\begin{array}{lcl} \text{zugeführte Leistung} & \text{abgeführte Leistung} & \text{gespeicherte} \\ & & \text{Leistung} \\ P_V dt & = & \lambda(\vartheta - \vartheta_A) dt + C_g d\vartheta \end{array} \quad 9.3$$

$$\frac{P_V}{\lambda} = (\vartheta - \vartheta_A) + \frac{C_g}{\lambda} \frac{d\vartheta}{dt} \quad 9.4$$

Vereinfacht mit der Umgebungstemperatur $\vartheta_A = \text{const.}$:

Differenzialgleichung :

$$\frac{1}{\lambda} P_V(t) = \Delta\vartheta(t) + T_g \frac{d(\Delta\vartheta(t))}{dt} \quad (9.5)$$

transformiert in den Bildbereich:

$$\frac{1}{\lambda} P_V(s) = \Delta\vartheta(s) + T_g [s\Delta\vartheta(s) - \Delta\vartheta(+0)] \quad (9.6)$$

die zugehörige Übertragungsfunktion lautet:

$$G(s) = \frac{\Delta\vartheta(s)}{\frac{1}{\lambda} P_V(s)} = \frac{1}{1 + sT_g} \quad (9.7)$$

Für eine sprungförmige Anregung mit:

$$P_V(t) = \Delta P_{V0}(t) \quad (9.8)$$

und den Anfangswert:

$$\Delta\vartheta(+0) = 0; (\vartheta(+0) = \vartheta_A) \quad (9.9)$$

ergibt sich die Übergangsfunktion:

$$\Delta \vartheta(t) = \Delta \vartheta_{\infty} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_g}} \right) \quad (9.10)$$

mit dem Endwert:

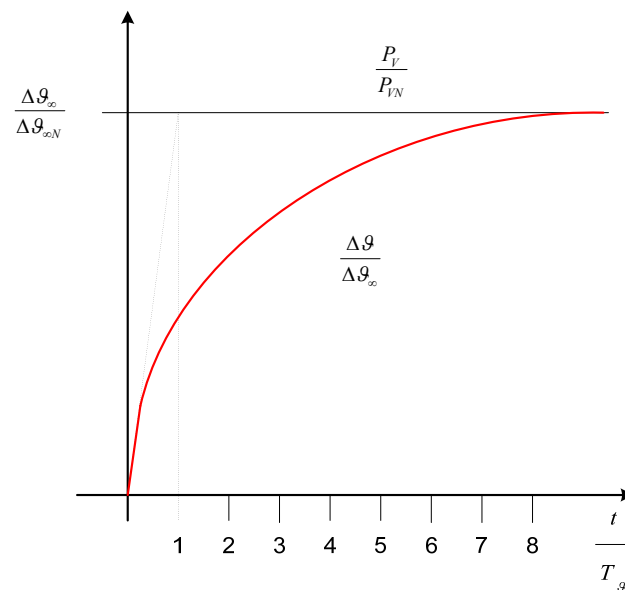
$$\Delta \vartheta_{\infty} = \frac{1}{\lambda} P_{V0} \quad (9.11)$$

Bezugswerte:

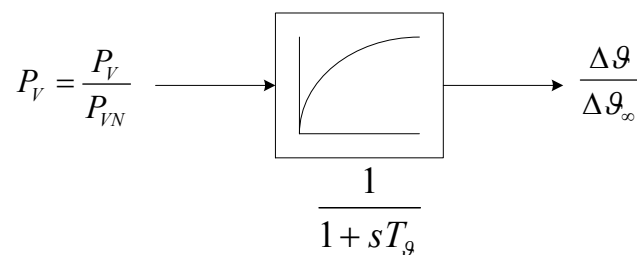
P_{VN} : Bemessungsverlustleistung

$\Delta \vartheta_{\infty N}$: Übertemperatur bei Bemessungsbetrieb ($\Delta \vartheta_{\infty}(P_{VN})$)

T_g : Temperaturzeitkonstante



Temperaturverlauf



Signalflussplan

Bild 9.3: Temperaturverlauf und Signalflussplan für das Ein-Körper-Modell

Aus dem im Bild 9.3 dargestellten Temperaturverlauf lässt sich grafisch die Temperaturzeitkonstante T_g ermitteln.

Mit Hilfe der Temperaturzeitkonstanten T_g und dem thermischen Widerstand R_{th} kann aus der Analogie zum elektrischen System und der Beziehung

$$T = RC \quad (9.12)$$

die Wärmekapazität mit

$$C_g = \frac{T_g}{R_{th}} = T_g \lambda \quad (9.13)$$

experimentell bestimmt werden. /47/

Als Alternativmethode können die Wärmekapazitäten der Strukturen auch über die Masse und die spezifische Wärmekapazität der in den einzelnen Strukturen verwendeten Materialien bestimmt werden. Ein Vergleich der über beide Methoden bestimmten Wärmekapazitäten lieferte eine recht gute Übereinstimmung.

9.2 Bestimmung des Wärmeübergangswiderstandes Gehäuse-Umgebung in Abhängigkeit der Drehzahl

Zur experimentellen Bestimmung des Wärmeübergangswiderstandes des Motorgehäuses zur Umgebung in Abhängigkeit der Lüfterdrehzahl müssen die gesamte Verlustleistung des Motors, die Gehäusetemperatur sowie die Drehzahl bekannt sein. Der Quotient aus der Verlustleistung und der Gehäusetemperatur beschreibt den thermischen Widerstand zur Umgebung.

Die technische Realisierung erfolgte derart, dass die Heizleistung durch einen in die Statorwicklung eingepprägten Gleichstrom in das Versuchsobjekt eingebracht wird. Zur Vermeidung zusätzlicher Wärmeerzeugung durch Wirbelströme im angetriebenen Rotor (Prinzip Wirbelstrombremse) wurde das Blechpaket entfernt. Der Antrieb erfolgt über die als Motor betriebene Belastungsmaschine des Versuchsstandes. Zur Vermeidung von undefinierten Wärmeströmen über die Aufstellungsfläche wurde der Motor auf einer thermisch isolierenden Unterlage aufgestellt (Pressspanplatte). Der Versuchsaufbau ist in Bild 9.4 dargestellt.

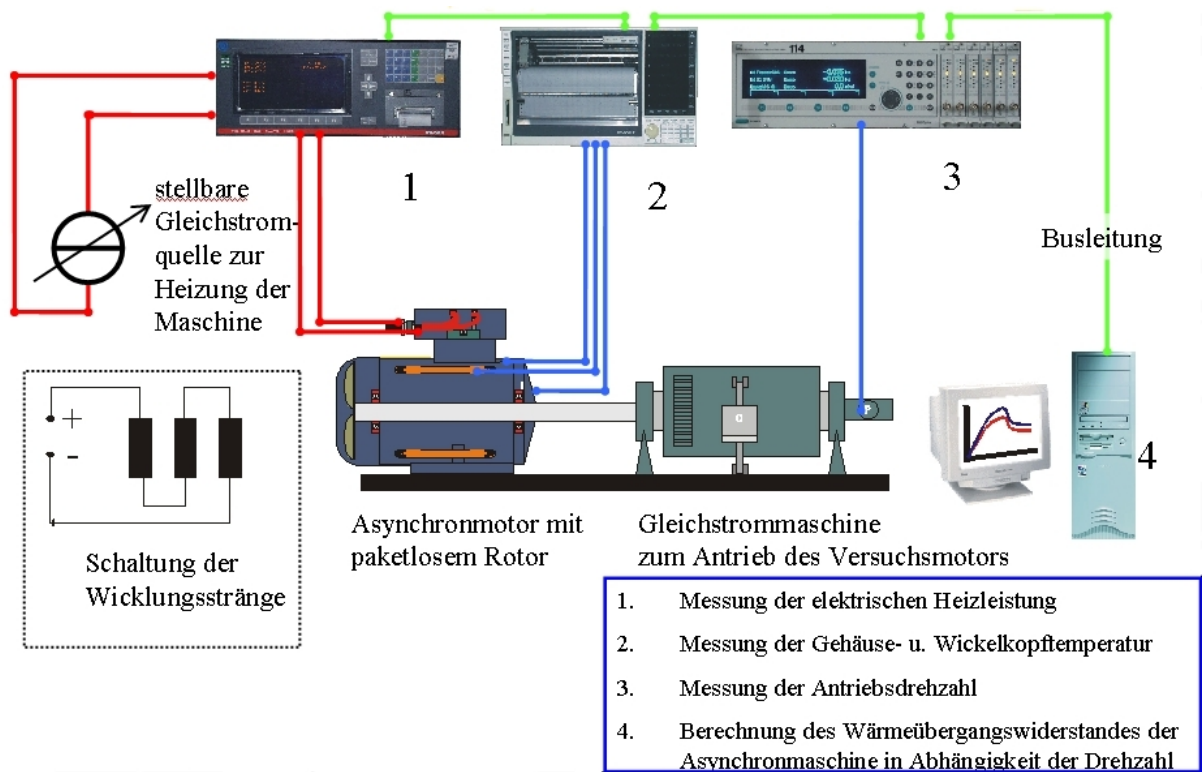


Bild 9.4: Darstellung des Versuchsaufbaus zur Bestimmung des Wärmeübergangswiderstandes zur Umgebung

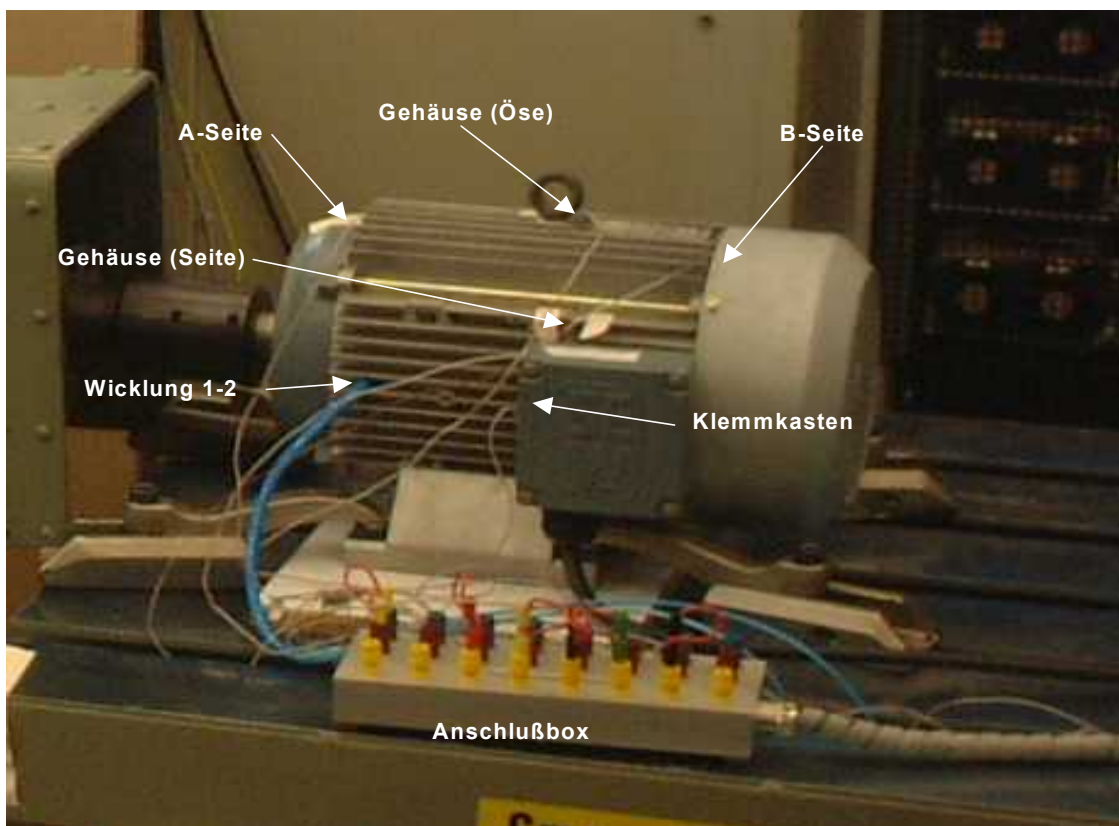


Bild 9.5: mit Thermoelementen präparierter Motor

Bei der Versuchsdurchführung wird der Motor mit konstanter Gleichstromleistung beheizt und die zu untersuchende Drehzahl eingestellt. Nach Erreichen des thermischen Beharrungszustandes wird die Temperatur gemessen und nach Einstellung der nächsten Drehzahl fortgefahren. Die Drehzahl wird dabei im Bereich vom Stillstand bis zur zweifachen Bemessungsdrehzahl variiert. Zur Vermeidung zu hoher Wicklungstemperaturen wird die Heizleistung bei kleinen Drehzahlen reduziert. Die Temperaturmessung erfolgt an den in Bild 9.5 bezeichneten Stellen, wobei die Messstelle „Gehäuse (Öse)“ zur Berechnung des Wärmeübergangswiderstandes verwendet wurde.

In einem weiteren Schritt soll dann versucht werden, den Wärmeübergangswiderstand zur Umgebung über einen leicht messbaren Parameter abzuschätzen. Hierzu bietet sich primär die Strömungsgeschwindigkeit der Kühlluft an der Motoroberfläche an. Eine direkte Messung in der Kühlrippe ist jedoch mit den zur Verfügung stehenden Strömungsmessgeräten nicht möglich, so dass die gesamte vom Maschinenlüfter geförderte Kühlluftmenge herangezogen wird. Zu deren Messung wird auf die Lüfterhaube ein aus verlötetem Zinkblech gefertigtes Rohr geschoben, dessen Länge 1 m und der Durchmesser bei dem Motor „SEW1“ 0,22 m, bei dem Motor „SEW2“ 0,35 m entspricht. Durch Verschieben des Hitzdrahtanemometers über den Rohrquerschnitt konnte eine nahezu konstante Strömungsgeschwindigkeit festgestellt werden, lediglich direkt vor der Rohrwand konnte eine Abnahme der Strömungsgeschwindigkeit beobachtet werden.

Die Geschwindigkeit der Luft wird in der Rohrmitte im Zentrum des Querschnittes mittels Hitzdrahtanemometer bestimmt. Über den Zusammenhang

$$V = v_{\text{ein}} A_{\text{Rohr}} \quad (9.14)$$

kann dann der Volumenstrom V über die Strömungsgeschwindigkeit v_{ein} und den Rohrquerschnitt A_{Rohr} berechnet werden.

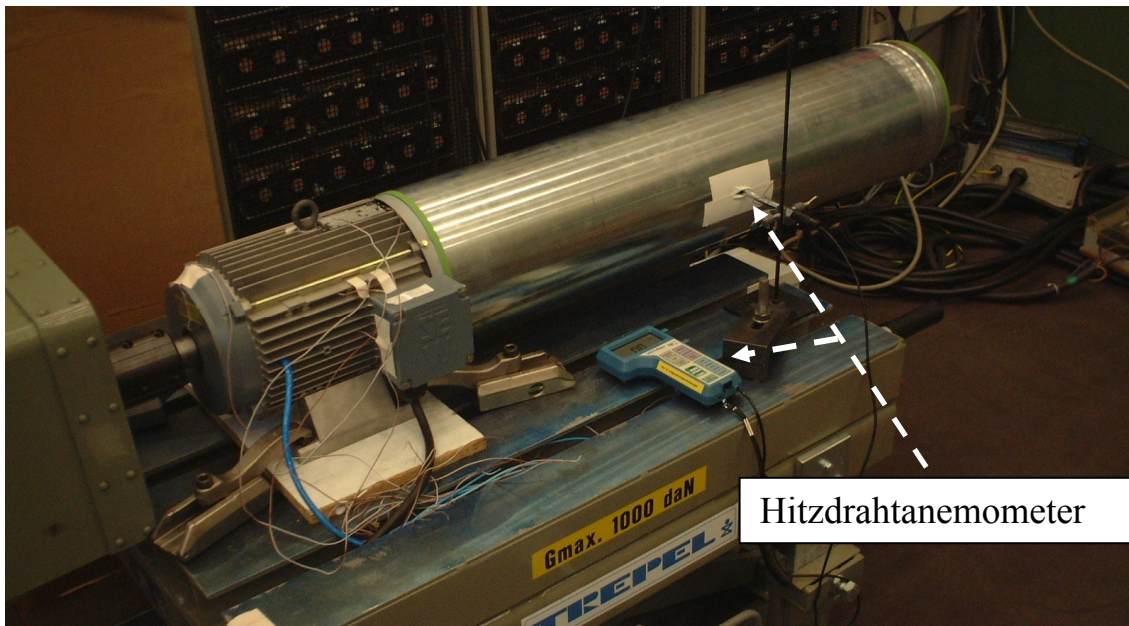


Bild 9.6: Motor „SEW2“ mit aufgesetztem Rohr zur Bestimmung der Kühlluftmenge

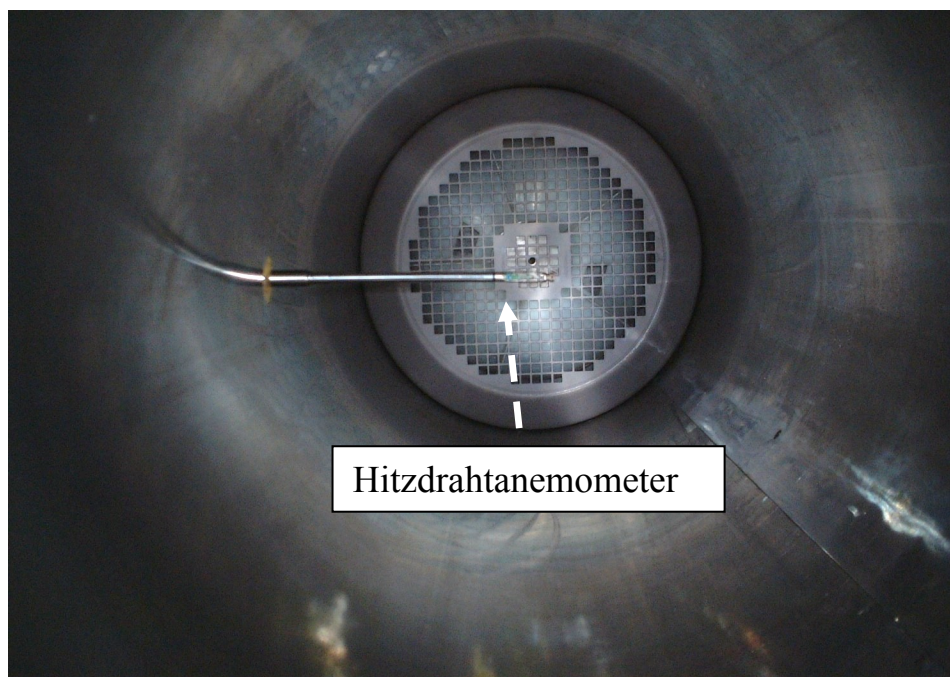


Bild 9.7: Blick durch das Rohr auf die Lufteintrittsöffnung des Motors

9.2.1 Auswertung der Messung zur Bestimmung des thermischen Widerstandes

Als Bezugspunkt zur Ermittlung des thermischen Widerstandes Gehäuse – Umgebung wird die Messstelle in der Motormitte neben der Transportöse verwendet. In den folgenden Tabellen ist das Ergebnis dieses Versuches für die Motoren „SEW1“ und „SEW2“ dargestellt.

Drehzahl min ⁻¹	Gehäuse (Öse) K	P W	R _{th} K/W
0	33,50	108,90	0,307626756
50	41,72	148,65	0,280662099
114	38,14	162,27	0,235038627
268	25,60	157,31	0,162734758
564	46,46	482,01	0,096388762
715	39,17	477,60	0,082014238
865	34,03	470,22	0,07237001
1016	30,71	466,23	0,065869032
1166	25,25	475,48	0,05941457
1314	25,53	460,21	0,055474723
1463	24,22	455,38	0,053186327
1614	22,81	454,82	0,050151852
1764	21,96	454,58	0,048308488
1910	21,15	453,38	0,046649867
2066	20,00	449,63	0,044481512
2211	19,29	448,29	0,043030028
2366	18,30	446,97	0,040941997
2511	17,22	446,14	0,038598165
2663	16,98	446,61	0,038019374
2812	16,55	446,87	0,037035603
2964	16,21	446,85	0,036275831

Tabelle 9.1: Temperaturmesswerte Motor „SEW1“

Drehzahl min ⁻¹	Gehäuse (Öse) K	P W	R _{th} K/W
0	38,94	302,48	0,128737912
50	31,24	253,00	0,12347831
79	28,61	250,94	0,114012817
114	44,26	491,89	0,089979833
266	39,24	681,98	0,057538201
417	28,52	646,09	0,044142156
565	23,61	635,25	0,037166716
718	34,73	1090,87	0,031837038
864	29,74	1066,04	0,027897755
1013	26,03	1041,17	0,025000807
1165	24,10	1052,53	0,022897253
1320	22,13	1043,69	0,021203563
1465	20,18	1036,16	0,019475847
1614	19,55	1036,16	0,01886783
1762	18,61	1034,45	0,017990302
1914	18,02	1040,35	0,017321074
2064	17,30	1032,59	0,016754012
2212	17,26	1018,83	0,016940991
2367	17,52	1020,83	0,017162434
2503	15,85	1016,24	0,015596685
2658	14,90	1016,04	0,014664791
2811	14,61	1012,53	0,014429223
2965	14,73	1014,55	0,014518788

Tabelle 9.2: Temperaturmesswerte Motor „SEW2“

Um den Wärmeübergangswiderstand auch im Bereich zwischen zwei Stützstellen angeben zu können, wird der Kurvenverlauf analog zum Vorgehen in Kapitel 8 (Verläufe der Impedanz und des Phasenwinkels über Frequenz und Spannung) durch ein Polynom approximiert.

Für den Motor „SEW1“ ergibt sich das Polynom zu:

$$f(x) = -7,81 \cdot 10^{-24} x^7 + 9,39 \cdot 10^{-20} x^6 - 4,73 \cdot 10^{-16} x^5 + 1,27 \cdot 10^{-12} x^4 - 2 \cdot 10^{-9} x^3 + 1,88 \cdot 10^{-6} x^2 - 1,03 \cdot 10^{-3} x + 3,37 \cdot 10^{-1} \quad (9.15)$$

und für den Motor „SEW2“

$$f(x) = -8,97 \cdot 10^{-24} x^7 + 1,07 \cdot 10^{-19} x^6 - 5,17 \cdot 10^{-16} x^5 + 1,31 \cdot 10^{-12} x^4 - 1,86 \cdot 10^{-9} x^3 + 1,48 \cdot 10^{-6} x^2 - 6,39 \cdot 10^{-4} x + 1,51 \cdot 10^{-1} \quad (9.16)$$

Zur Überprüfung dieses Ansatzes wird der exakte Wärmeübergangswiderstand zwischen zwei Stützstellen gemessen und mit dem gerechneten Kurvenverlauf verglichen. Es ergibt sich dabei das folgende Bild:

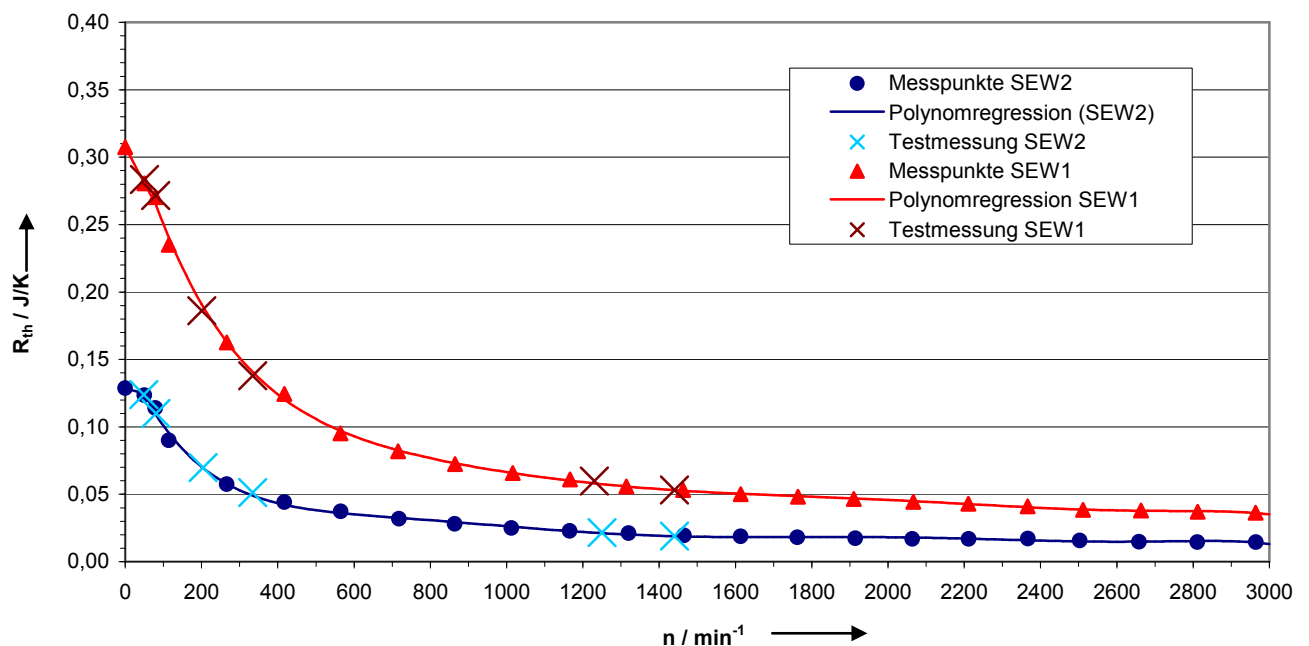


Bild 9.8: Verlauf des thermischen Widerstandes über der Frequenz

Es zeigte sich eine gute Übereinstimmung zwischen dem gemessenen und dem gerechneten Wert. Der thermische Widerstand des Motors „SEW1“ liegt aufgrund der kleineren Oberfläche erwartungsgemäß höher als bei dem Motor „SEW2“. Auffällig am Verlauf der Kurven ist der nur noch geringe Abfall ab etwa 1200 min^{-1} , der mit dem Einsetzen turbulenter

Luftströmung im Bereich der Kühlrippen erklärt werden kann. Die im Rohr gemessene Einströmgeschwindigkeit, die nach Gl. 9.14 über den Rohrdurchmesser als Proportionalitätsfaktor den Luftdurchsatz ergibt, steigt gem. Bild 9.9 auch bei Drehzahlen jenseits von 1200 min^{-1} nahezu linear mit der Drehzahl an.

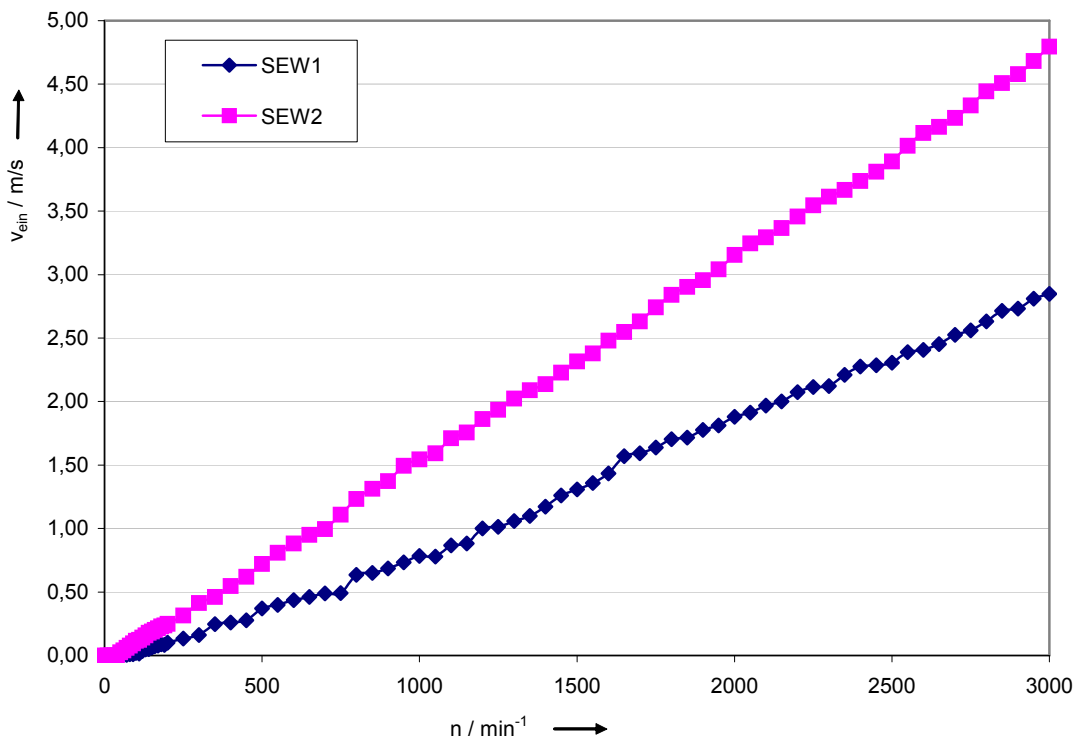


Bild 9.9: Abhängigkeit der Einströmgeschwindigkeit von der Motordrehzahl

Aus diesen Betrachtungen kann der Schluss gezogen werden, dass bei Kenntnis der Drehzahl und der gesamten im Motor umgesetzten Verlustleistung die Übertemperatur des Motorgehäuses bestimmt werden kann. Ein direkter Schluss aus der einfach messbaren Lufteintrittsgeschwindigkeit auf den Wärmeübergangswiderstand ist wegen der nicht vorhersehbaren Strömungsverteilung in den Kühlrippen nicht möglich. Es gibt in der Veröffentlichung von Malzjew /33/ zwar Ansätze zu deren Berechnung, diese sind aufgrund ihrer Komplexität jedoch für die Anwendung in der Prüfpraxis nicht geeignet. Beim Vergleich der Bilder 9.8 und 9.9 ist jedoch erkennbar, dass bei beiden Motoren bei Unterschreitung einer Einströmgeschwindigkeit von $0,5 \frac{m}{s}$ mit einem deutlichen Anstieg des thermischen Widerstandes zu rechnen ist. In der Praxis bedeutet dies, dass spätestens jetzt die Verluste bzw. das Belastungsdrehmoment deutlich reduziert werden müssen, um unzulässige Temperaturen zu vermeiden. Bis zur sicheren Anwendbarkeit dieses Verfahrens

muss durch empirische Untersuchungen die Anwendbarkeit auf andere Baugrößen und Bauformen überprüft werden. Das Ziel sollte eine Datenbasis sein, mit der für jede Motorbaugröße die minimale Lufteströmungsgeschwindigkeit ermittelt werden kann, ab der der Wärmeübergangswiderstand deutlich ansteigt. In Vorgriff auf Kapitel 10 ist das die minimale Drehzahl, ab der eine Reduzierung der Last erfolgen muss.

9.2.2 Ermittlung der Wärmekapazitäten

Die Wärmekapazität des Motors kann über die Einzelmassen der Maschinenbauteile bestimmt werden.

$$c = \frac{C}{m} \Rightarrow C = c \cdot m \quad (9.17)$$

Bauteil	Material	Gewicht	spezifische Wärmekapazität /11.3/	Wärmekapazität
Statorwicklung	Cu	3,74 kg	$0,385 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{g}}$	$1439,90 \frac{\text{J}}{\text{K}}$
Läufer (ohne Welle)	Al	8,93 kg	$0,897 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{g}}$	$8010,21 \frac{\text{J}}{\text{K}}$
Läuferwelle	Fe	3,4 kg	$0,449 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{g}}$	$1526,60 \frac{\text{J}}{\text{K}}$
Statorpaket	Fe	17,6 kg	$0,449 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{g}}$	$7902,40 \frac{\text{J}}{\text{K}}$
Statorgehäuse (ohne Klemmkasten und Lagerschilde)	Fe (Gusseisen)	3,4 kg	$0,532 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{g}}$	$1808,80 \frac{\text{J}}{\text{K}}$
Lagerschild (A - Lager)	Fe (Gusseisen)	3,2 kg	$0,532 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{g}}$	$1702,40 \frac{\text{J}}{\text{K}}$
Lagerschild (B - Lager)	Fe (Gusseisen)	2,5 kg	$0,532 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{g}}$	$1330,00 \frac{\text{J}}{\text{K}}$
A – Lager	Fe	0,366 kg	$0,449 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{g}}$	$164,33 \frac{\text{J}}{\text{K}}$
B – Lager	Fe	0,288 kg	$0,449 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{g}}$	$129,31 \frac{\text{J}}{\text{K}}$
			Summe	$24013 \frac{\text{J}}{\text{K}}$

Tabelle 9.3: Bestimmung der Wärmekapazitäten über die Materialmassen

Nach dem Aufsummieren der Einzelkapazitäten ergibt sich die Gesamtkapazität zu 24013,95 J/K. Als Alternative kann die Wärmekapazität auch über die Wärmezeitkonstante T_g bestimmt werden.

Hierzu wird der Verlauf der Gehäusetemperatur während eines Dauerlaufversuches aufgezeichnet. An die Erwärmungskurve wird im Ursprung eine Tangente angelegt. Lotet man am Schnittpunkt der Tangente mit der Beharrungstemperatur $\Delta\vartheta_\infty$ auf die Zeitachse, kann dort die Temperaturzeitkonstante T_g abgelesen werden.

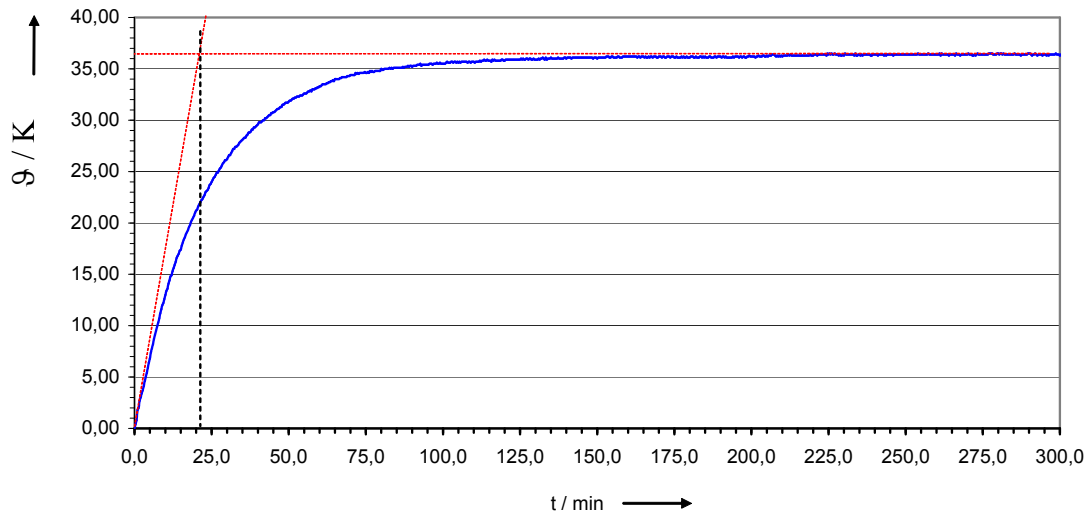


Bild 9.10: Erwärmungskurve des Motors SEW1 bei Betrieb am Generator bei 60 Hz

In Bild 9.10 ist als Beispiel der Temperaturverlauf der Gehäusetemperatur bei Betrieb mit 60 Hz dargestellt. Die Temperaturkonstante kann an der Zeitachse mit ca. 21 min = 1260 s abgelesen werden. Der thermische Widerstand R_{th} beträgt laut Tabelle 9.1 bei einer Drehzahl von 1764 min^{-1} 0,04831 K/W.

Aus diesen Werten lässt sich nach Gleichung 9.13 die Wärmekapazität wie folgt bestimmen:

$$C_g = \frac{T_g}{R_{th}} = \frac{1260 \text{Ws}}{0,04831 \text{K}} = 26087 \frac{\text{J}}{\text{K}} \quad (9.18)$$

Der so ermittelte Wert liegt in der Größenordnung der über die Einzelmassen bestimmten Wärmekapazität. Der genaue Kapazitätswert kann auf diese Weise nicht bestimmt werden, das Verfahren eignet sich jedoch gut zum Abschätzen der Wärmekapazität, um die Endtemperatur des Motors bei transienten Vorgängen zu bestimmen. Der Ansatz in Bild 9.10 lässt sich nicht nur auf den gesamten Motor, sondern auch auf die einzelnen Komponenten anwenden.

Die Wärmekapazitäten sind für die Endtemperatur im thermischen Beharrungszustand bedeutungslos, spielen jedoch beim in Kapitel 10 behandelten Maschinenschutz eine wichtige Rolle bei der Beurteilung kurzzeitiger Überlastungen.

9.2.3 Berechnung der inneren Wärmeübergangswiderstände für den Motor „SEW1“

Die Berechnung der thermischen Widerstände erfolgt bei Betrieb des Motors im Bemessungspunkt und Speisung mit sinusförmiger Spannung. Diese Vorgehensweise vereinfacht die Berechnung ungemein, da die überschwingungsbedingten Widerstandsänderungen in Stator und Rotor, die bei Umrichterbetrieb auftreten würden, nicht berücksichtigt zu werden brauchen und die Stromwärmeverluste im Stator über Strom und Gleichstromwiderstand berechnet werden können.

Für den Bemessungsbetrieb ergeben sich für den Motor „SEW1“ die folgenden Verlustleistungen und gemessenen Erwärmungen:

Bezeichnung	Formelzeichen	Berechnung	Wert
Rotorkupferverluste	P_{VCu1}	$3R_{1DC}I_1^2$	409,1 W
Statoreisenverluste	P_{Fe}	Leerlaufversuch	187 W
Zusatzverluste	P_Z	$\frac{P_1}{100} \cdot 0,5$	32,3 W
Rotorverluste	P_{VCu2}	$P_1 - P_{VCu1} - P_{Fe} - P_Z - P_2$	445,1 W

Tabelle 9.4: Berechnung der in den Maschinenteilen umgesetzten Verluste, Bemessungspunkt

Maschinenteil	Übertemperatur gegen Umgebung
Statorgehäuse	45,3 K
Statorblechpaket	58,2 K
Statorwicklung	82,5 K
Rotor	108,14 K

Tabelle 9.5: Gemessene Übertemperaturen zur Berechnung der inneren Wärmewiderstände

Die Berechnung der Wärmeübergangswiderstände erfolgt auf der Basis des in Abschnitt 9.2 messtechnisch ermittelten Wärmeübergangswiderstandes Gehäuse – Umgebung. Eine direkte Übernahme des thermischen Widerstandes aus Tabelle 9.1 führt aufgrund unterschiedlicher Messstellen am Gehäuse zu nicht vergleichbaren Ergebnissen.

Wärmeübergangswiderstand	Berechnung	Wert
Gehäuse – Umgebung	$R_{th,1} = \frac{\vartheta_{Geh}}{P_{V,ges}} = \frac{45,3K}{1073,5W}$	$0,0421984163 \frac{K}{W}$
Blechpaket – Gehäuse	$R_{th,2} = \frac{\vartheta_{Bl} - \vartheta_{Geh}}{P_{V,ges}} = \frac{12,9K}{1073,5W}$	$0,0120167676 \frac{K}{W}$
Wicklung – Blechpaket	$R_{th,3} = \frac{\vartheta_{Wick} - \vartheta_{Bl}}{P_{V,Cu1}} = \frac{24,3K}{409,1W}$	$0,0593986800 \frac{K}{W}$
Rotor - Statorblechpaket	$R_{th,4} = \frac{\vartheta_{Rot} - \vartheta_{Bl}}{P_{VRot}} = \frac{50K}{445,1W}$	$0,112334307 \frac{K}{W}$

Tabelle 9.6: Berechnung der Wärmeübergangswiderstände für $f_1=50$ Hz

9.3 Vorausberechnung der Temperatur unter Berücksichtigung der in den Maschinenelementen umgesetzten Verlustleistung

Das im vorhergehenden Abschnitt behandelte Berechnungsverfahren soll nun anhand eines Beispielen erprobt werden. Hierzu wird der Motor bei verschiedenen Grundschwingungsfrequenzen und Belastungsdrehmomenten am Generator und am Frequenzumrichter betrieben. Die Tabelle 9.7 zeigt einen Auszug aus den durchgeführten Messungen.

Zur Berechnung des Wärmeübergangswiderstandes Gehäuse-Umgebung wird aus Tabelle 9.2 das Verhältnis zur Frequenz 50 Hz bestimmt und der in Tabelle 9.6 ermittelte Wärmeübergangswiderstand hiermit multipliziert.

Betrieb am Generator					
Last Nm	Frequenz Hz	Maschinenteil	Verlustleistung	Temperatur gerechnet	Temperatur gemessen
20	50	Gehäuse	519,4 W	21,9 K	23 K
20	50	Blechpaket	519,4 W	28,14 K	--
20	50	Statorwicklung	135,5 W	36,1 K	35,3 K
20	50	Rotor	184,37 W	48,9 K	48,85 K
20	40	Gehäuse	435,4 W	20,52 K	21,3 K
20	40	Blechpaket	435,4 W	27,06 K	--
20	40	Statorwicklung	132,5 W	34,93 K	33,7 K
20	40	Rotor	145,22 W	43,37 K	44,1 K
20	25	Gehäuse	322,9 W	21,01 K	22 K
20	25	Blechpaket	322,9 W	24,89 K	--
20	25	Statorwicklung	130,6 W	32,64 K	33,8 K
20	25	Rotor	105,0 W	36,69 K	38,6 K
36,2	40	Gehäuse	981,3 W	51,28 K	52,2 K
36,2	40	Blechpaket	981,3 W	63,07 K	--
36,2	40	Statorwicklung	422,7 W	88,18 K	86,2 K
36,2	40	Rotor	389,42 W	106,82	110,9 K
Betrieb am Umrichter 1 bei UE = 500 V, Fs = 4 kHz, P _{V,OS} = 63,63 W					
20	40	Gehäuse	499,0 W	23,5 K	23,6 K
20	40	Blechpaket	499,0 W	29,49 K	--
20	40	Statorwicklung	132,5 W	37,3 K	35,3 K
20	40	Rotor	177,04 W	49,3 K	48,09 K

Tabelle 9.7: Vergleich der berechneten Temperaturen mit den messtechnisch ermittelten Werten

Gemäß Tabelle 9.7 zeigt sich eine erstaunlich gute Übereinstimmung zwischen der gemessenen und gerechneten Temperatur. Außerdem kann abermals die Lastunabhängigkeit der Oberschwingungsverluste bestätigt werden. Die in dem in Tabelle 9.7 betrachteten Beispiel angesetzte Verlustleistung von 63,63 W wurde gemäß Kapitel 5 im Leerlauf ermittelt. Wird diese Verlustleistung nun zu der Verlustleistung bei Betrieb am Generator hinzuaddiert, ergibt sich eine berechnete Gehäusetemperatur von 23,5 K. Gemessen wurde bei diesem Versuch 23,6 K, das ist eine recht gute Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung. Durch die gute Übereinstimmung der berechneten Rotortemperatur mit der messtechnisch ermittelten kann angenommen werden, dass die in Kapitel 7 gefundene Aufteilung der Oberschwingungsverluste zu etwa 50 % auf den Rotor realistisch ist.

Es wird hiermit gezeigt, dass bei Kenntnis des Zusammenhanges Drehzahl – Wärmeübergangswiderstand zur Umgebung eine Vorausberechnung der Motortemperaturen für den Explosionsschutz mit ausreichender Genauigkeit möglich ist. Zumindest im hier

untersuchten Frequenzbereich kann der Wärmeübergangswiderstand zwischen Rotor und Statorblechpaket als von der Drehzahl unabhängig angesehen werden.

Zur Beurteilung kurzzeitiger Überlastungen müssen die in Tabelle 9.3 enthaltenen Wärmekapazitäten berücksichtigt werden. Es muss für alle Maschinenteile zu jeder Zeit erfüllt sein:

$$\vartheta = R_{th} P_V - R_{th} C_g \frac{d\vartheta}{dt} \leq \vartheta_{zul} \quad (9.19)$$

Die Aussage dieser Gleichung ist, dass bei einer kalten Maschine die Überlastung länger bestehen bleiben darf als bei einer bereits betriebswarmen Maschine, da die Wärmekapazitäten hier bis zum Erreichen der Temperaturgrenze deutlich mehr Wärmeenergie aufnehmen können. Im folgenden Beispiel wird von einer deutlichen Überschreitung um 25 % des Bemessungsdrehmomentes ausgegangen. Für den Motorstrom bedeutet dies eine Erhöhung um 44 %, die Statorkupferverluste steigen gegenüber dem Bemessungsbetrieb (Tabelle 9.4) um 106 % an. Die Reibungsverluste und Eisenverluste bleiben in erster Näherung konstant. Die Rotorkupferverluste steigen um 123 % an.

In der folgenden Abbildung ist der vorausberechnete Verlauf der Motortemperaturen ausgehend vom kalten Zustand dargestellt.

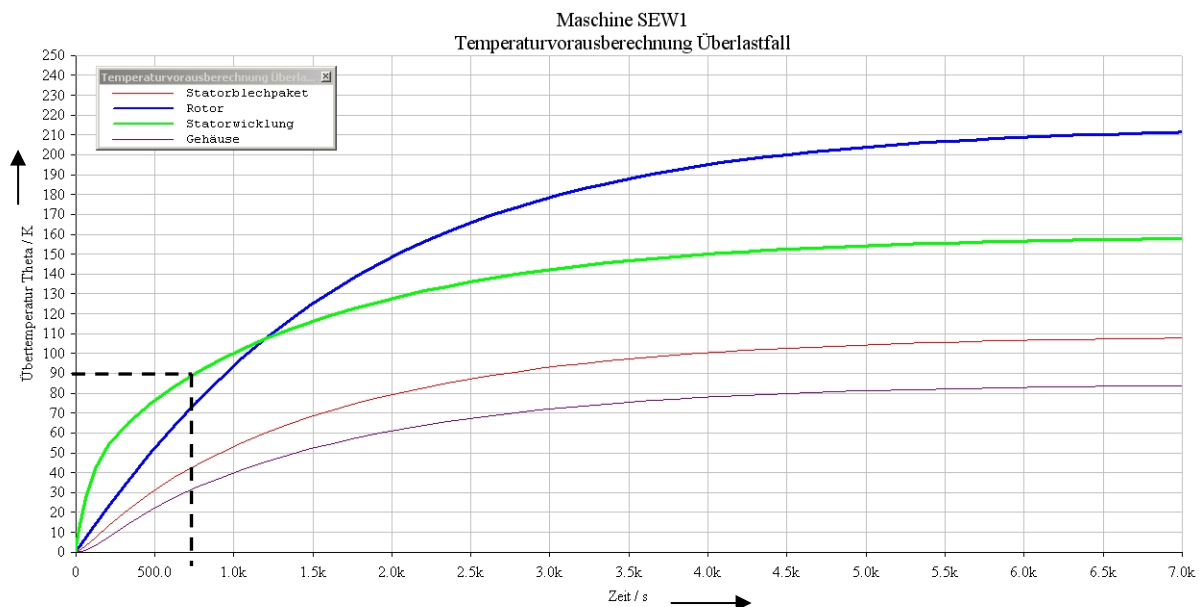


Bild 9.11 gerechneter Temperaturverlauf beim Überlastversuch

Wird für die Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ bei Wärmeklasse F eine Grenzüber Temperatur von 90 K festgelegt, bedeutet dies, dass der Motor nach spätestens 750

Sekunden, das sind 12,5 Minuten, abgeschaltet werden muss. Wird von einem betriebswarmen Motor ausgegangen, verkürzt sich die Zeit deutlich, Bild 10.2.

9.4 Berücksichtigung der drehzahlabhängigen Kühlwirkung bei der Zulassung anhand des Motors „SEW1“

Wie bereits beschrieben, stellt die Temperatur der Motoroberfläche sowie auch der inneren Teile eine zentrale Größe zur Sicherstellung des Explosionsschutzes bei der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ dar. Wie in Abschnitt 9.3 gezeigt werden konnte, ist die Annahme konstanter Wärmeübergangswiderstände für die Wärmetransportpfade Statorwicklung – Gehäuse und Rotor – Statorblechpaket zur Temperaturabschätzung mit den für den Explosionsschutz geforderten Genauigkeiten legitim. Eine Schlüsselrolle fällt daher dem Wärmeübergangswiderstand Gehäuse – Umgebung zu. Wie in Bild 9.8 gezeigt wurde, ist mit einem starken Anstieg des thermischen Widerstandes zu rechnen, sobald eine Strömungsgeschwindigkeit von $0,5 \frac{m}{s}$ an der Lufteintrittsöffnung unterschritten wird. Nach

Bild 9.9 beträgt die korrespondierende Drehzahl ca. $750 \frac{1}{min}$, welches der synchronen Drehzahl bei 25 Hz Grundschwingungsfrequenz entspricht.

Zur Vermeidung unzulässiger Temperaturen muss spätestens ab dieser Frequenz die innerhalb des Motors umgesetzte Verlustleistung reduziert werden. Praktisch bedeutet dies eine Reduzierung der Belastung des Motors, die auch durch den Frequenzumrichter überwacht werden muss.

Treibt der Motor eine Arbeitsmaschine mit quadratisch mit der Drehzahl steigender Drehmomentkennlinie, z. B. einen Ventilator oder eine Kreiselpumpe, so stellt dies für die Motorerwärmung kein Problem dar, da das Drehmoment natürlich auch unterhalb der Frequenz 25 Hz quadratisch und damit stärker als der geforderte lineare Verlauf reduziert wird.

Ist der Drehmomentverlauf von der Drehzahl nahezu unabhängig, wie dies z.B. bei Aufzügen oder auch Kolbenkompressoren der Fall ist, dann darf der Motor bei diesem Beispiel nicht dauerhaft bei Drehzahlen kleiner 25 Hz betrieben werden.

Bei einem Induktionsmotor korrespondiert bei konstantem U/f – Verhältnis der Strom direkt mit dem Drehmoment, so dass der Strom als einfach zu messende Größe zur Überwachung der geforderten Drehmomentreduzierung herangezogen werden kann. In der Praxis kann das Ganze derart realisiert werden, dass der geforderte Verlauf des Drehmomentes als Sollwert

auf die Begrenzung für den Dauerstrom des Frequenzumrichters wirkt. Als Bezugswert dient der Bemessungsstrom des Motors.

Die Thematik des Maschinenschutzes wird ausführlich im Kapitel 10 behandelt.

10 Möglichkeiten zum Schutz des Motors vor unzulässigen Erwärmungen im Betrieb

Ein zentraler Parameter zur Sicherstellung des Explosionsschutzes ist die Temperatur der dem Gasgemisch zugänglichen Oberflächen. Bei der Zündschutzart Erhöhte Sicherheit gilt dies auch für die Oberflächen der inneren Maschinenteile /38/. In den vorhergehenden Kapiteln wurden die einzelnen Einflussfaktoren auf die Motorerwärmung vorgestellt und deren Auswirkung auf den Motor quantifiziert. Werden alle Parameter berücksichtigt und der Antrieb korrekt ausgelegt, sind keine unzulässigen Temperaturen zu erwarten. In der Praxis kann jedoch nicht von einem allzeit störungsfreien Betrieb ausgegangen werden, so dass eine elementare Voraussetzung für einen sicheren Betrieb das Erkennen unzulässiger Betriebszustände ist. Um die Entstehung unzulässiger Betriebszustände so unwahrscheinlich wie möglich zu machen, muss schon bei der Projektierung des Antriebssystems sehr sorgfältig vorgegangen werden.

10.1 Erforderliche Maßnahmen bei der Projektierung des Antriebssystems

Zunächst muss festgelegt werden, in welchem Drehzahlbereich der Motor betrieben werden soll und welchen Verlauf das Drehmoment über der Drehzahl hat. Bei einer Strömungsmaschine (Pumpe, Ventilator) kann hier von einem quadratischen Verlauf ausgegangen werden, bei Hebezeugen und Aufzügen von einem drehzahlunabhängigen Drehmoment. Liegt die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie der Arbeitsmaschine außerhalb des im Zertifikat spezifizierten Bereiches (Kapitel 11), dann ist gemäß dem Flussdiagramm (Bild 11.2) ein Fremdlüfter vorzusehen und derart zu verschalten, dass der Hauptantrieb nur bei laufendem Lüfter betrieben werden kann.

Im nächsten Schritt muss überprüft werden, ob bei der gegebenen Anlagenkonfiguration die Grundschwingungsspannung an den Motorklemmen der Bemessungsspannung des Motors entspricht. Hier muss insbesondere der Spannungsabfall an einem eventuell dem Umrichter nachgeschalteten Filter berücksichtigt werden. Ohne Filter wird die Spannungsdifferenz zwischen der Netzspannung und der Motorbemessungsspannung mindesten 15 V zuzüglich des erwarteten Spannungsabfalls am Motorkabel betragen. Kann diese Bedingung nicht erfüllt werden, muss entweder die Motorauslastung verringert, die Bemessungsspannung durch Wicklungsänderung angepasst oder der Motor in Dreieckschaltung betrieben werden, soweit der Umrichter die Einstellung der entsprechend verkleinerten Ausgangsspannung erlaubt und der Motor bisher im Stern geschaltet gewesen ist. Dann muss jedoch der Frequenzumrichter auf den nun um den Faktor $\sqrt{3}$ höheren Strom ausgelegt werden.

Werden diese Anpassungen nicht vorgenommen, wird bei Belastung des Motors mit Bemessungslast die auf den Motorbemessungsstrom eingestellte Strombegrenzung des Umrichters ansprechen und den Antrieb abschalten.

10.2 Inbetriebnahme des Antriebes

Nach der Installation des Antriebssystems muss möglichst bei Betrieb mit Bemessungslast überprüft werden, ob der Motor mit seinen Bemessungsdaten betrieben wird. Das Hauptaugenmerk ist hierbei auf die Grundschiebungsspannung an den Motorklemmen und das Messprinzip zu richten.

Eine Messung mittels handelsüblichem Multimeter oder Dreheiseninstrument führt zu grob falschen Werten, da diese Geräte den Effektivwert der Spannung und nicht die hier relevante Grundschiebungsspannung ermitteln. Es muss daher ein Poweranalyser verwendet werden, der zur Ausblendung der Spannungsüberschwingungen und Messung der Grundschiebungsspannung geeignet ist.

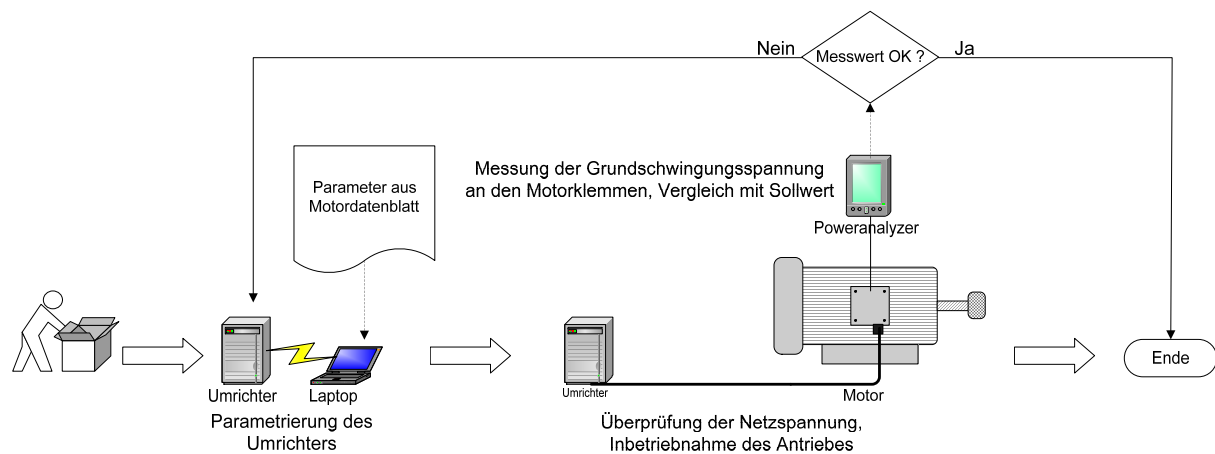


Bild 10.1: Inbetriebnahme des Antriebssystems

10.3 Schutz während des Betriebes

Zur Vermeidung unzulässiger Erwärmungen muss die Einhaltung der zulässigen Motorbetriebsparameter kontinuierlich während des Betriebes überwacht werden. Die zentrale und zu alledem auch leicht zu messende Größe ist der Strangstrom des Motors sowie die Stromsymmetrie, um bei Leiterunterbrechung auch einen im Dreieck geschalteten Motor schützen zu können. Über den Motorstrom kann analog zum Motorschutzschalter bei Netzbetrieb der Überlastfall sowie gemäß Bild 6.8 auch ein unzulässiges Absinken der Grundschwingungsspannung festgestellt werden. Elementare Voraussetzung hierzu ist jedoch, dass die Dauerstromgrenze des Frequenzumrichters korrekt auf den Bemessungsstrom des Motors eingestellt worden ist.

Der Motorstrom kann wegen des bei der Induktionsmaschine (konstante Magnetisierung vorausgesetzt) direkten Zusammenhanges zum Drehmoment (Bild 10.3) auch zur Überwachung der bei eigengekühlten Motoren ab einer bestimmten Drehzahl nötigen Drehmomentreduzierung herangezogen werden. Zur Nutzung dieser Schutzfunktion muss der Frequenzumrichter jedoch die Möglichkeit der Veränderung der Stromgrenze mit der Ausgangsgrundschwingungsfrequenz bieten. Bei den heute am Markt befindlichen Frequenzumrichtern mit Mikroprozessorsteuerung ist die Implementierung dieser Funktion jedoch in den meisten Fällen problemlos auf Softwareebene möglich.

Um die vom Anwender geforderte Dynamik bereitstellen zu können, wird eine kurzzeitige Überschreitung des Motorbemessungsstromes zugelassen. Dieser Überlastfall darf maximal solange bestehen bleiben, bis sich die innerhalb des Motors vorhandenen Wärmekapazitäten auf die maximal zulässige Temperatur aufgeheizt haben. Wird keine genauere Betrachtung durchgeführt, wird die Überlastzeit für einen Motor der Achshöhe 132 mit maximal einer Minute festgelegt. Bei einer derart kurzen Zeit kann davon ausgegangen werden, dass nicht mit unzulässigen Temperaturen zu rechnen ist und auch der Kaltleiter nicht ansprechen wird. Danach muss sich eine ausreichend lange Phase des Betriebes mit maximal Bemessungsstrom anschließen, um eine Akkumulation der Erwärmung aus aufeinanderfolgenden Überlastzyklen zu verhindern. In dem in Kapitel 11 behandelten Zulassungsbeispiel wird ein Zeitintervall von 10 min zwischen zwei Überlastzyklen gefordert. Wenn der Aufwand nicht gescheut wird und gemäß Kapitel 9 die Wärmekapazitäten bestimmt werden, können analog zu Bild 9.11 die maximal zulässige Überlastzeit (Bild 10.2) und die danach nötige Abkühlzeit in Abhängigkeit der „Vorgeschichte“ des Antriebes berechnet werden. Unabhängig hiervon muss der Kurzzeitstrom auf maximal den 1,5-fachen Motorbemessungsstrom begrenzt werden, um ein Kippen des Motors im Überlastfall zu verhindern und die

Temperaturanstiegsgeschwindigkeit im Fehlerfall zu begrenzen. Erfordert die Auslegung des Antriebssystems kurzzeitig eine höhere Überlastfähigkeit, sind gesonderte Betrachtungen bezüglich des Kippmomentes des Motors und der thermischen Ankopplung des Kaltleiters nötig. Bei frequenzumrichter gespeisten Motoren wird die Isolation der Kaltleiter auf Grund der auftretenden Spannungsspitzen oftmals verstärkt ausgeführt, wodurch sich die thermische Ankopplung an die Wicklung deutlich verschlechtern kann.

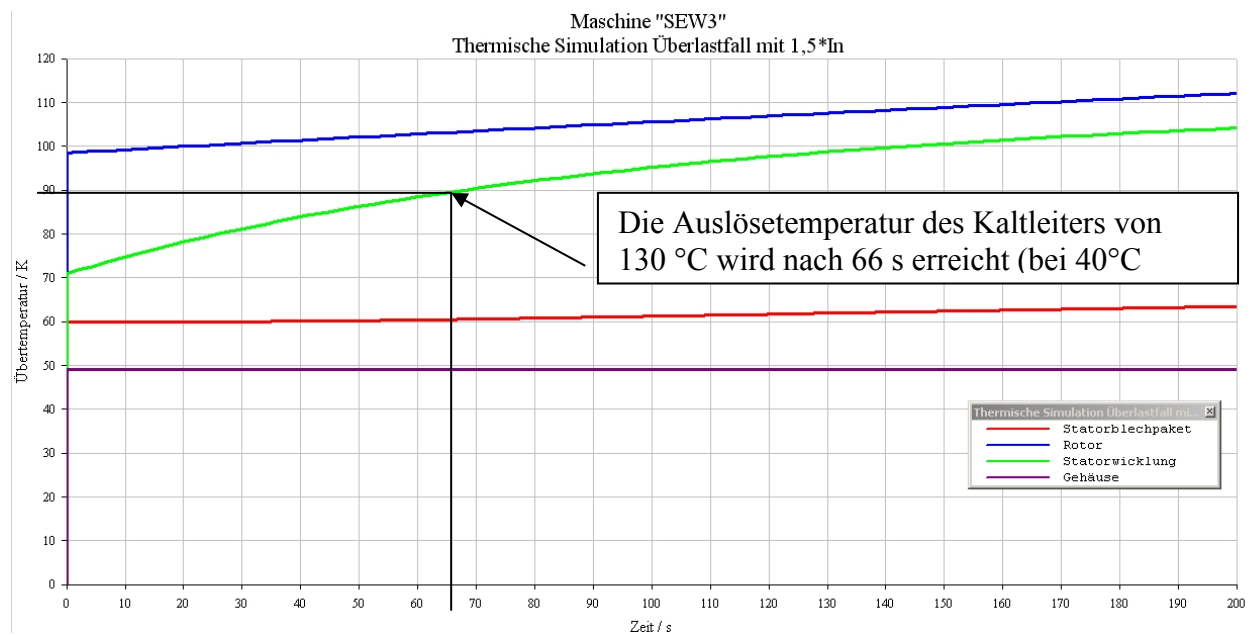


Bild 10.2: Berechneter Temperaturverlauf für eine Überlastung mit 1,5 · In

Da in diesem Szenario die Stromüberwachung und somit der Motorschutz durch eine Softwarelösung realisiert wird, müsste bei der Anwendung als alleiniger Schutz des Motors die Fehlersicherheit durch eine Analyse des Software-Quellcodes sichergestellt werden. Da dies sehr aufwändig ist, zu neuen Problemen bei Versionsaktualisierungen führt und der Idee der Vereinfachung des Zulassungsverfahrens zuwiderläuft, wird der Motor mit einem Kaltleiter zusammen mit geprüftem Auslösegerät als Schutzgerät zur Sicherstellung des Explosionsschutzes versehen. Im Normalfall wird der Kaltleiter während der gesamten Motorlebensdauer nicht auslösen, da alle potentiell unsicheren Betriebszustände vom Frequenzumrichter erfasst und in einen sicheren Zustand überführt werden sollen. Ein weiterer Vorteil bei der zusätzlichen Temperaturüberwachung mittels Kaltleiter ist, dass auch Fehlerfälle wie z.B. verstopfte Kühlluftwege, die keine Auswirkung auf den Motorstrom haben, erkannt werden.

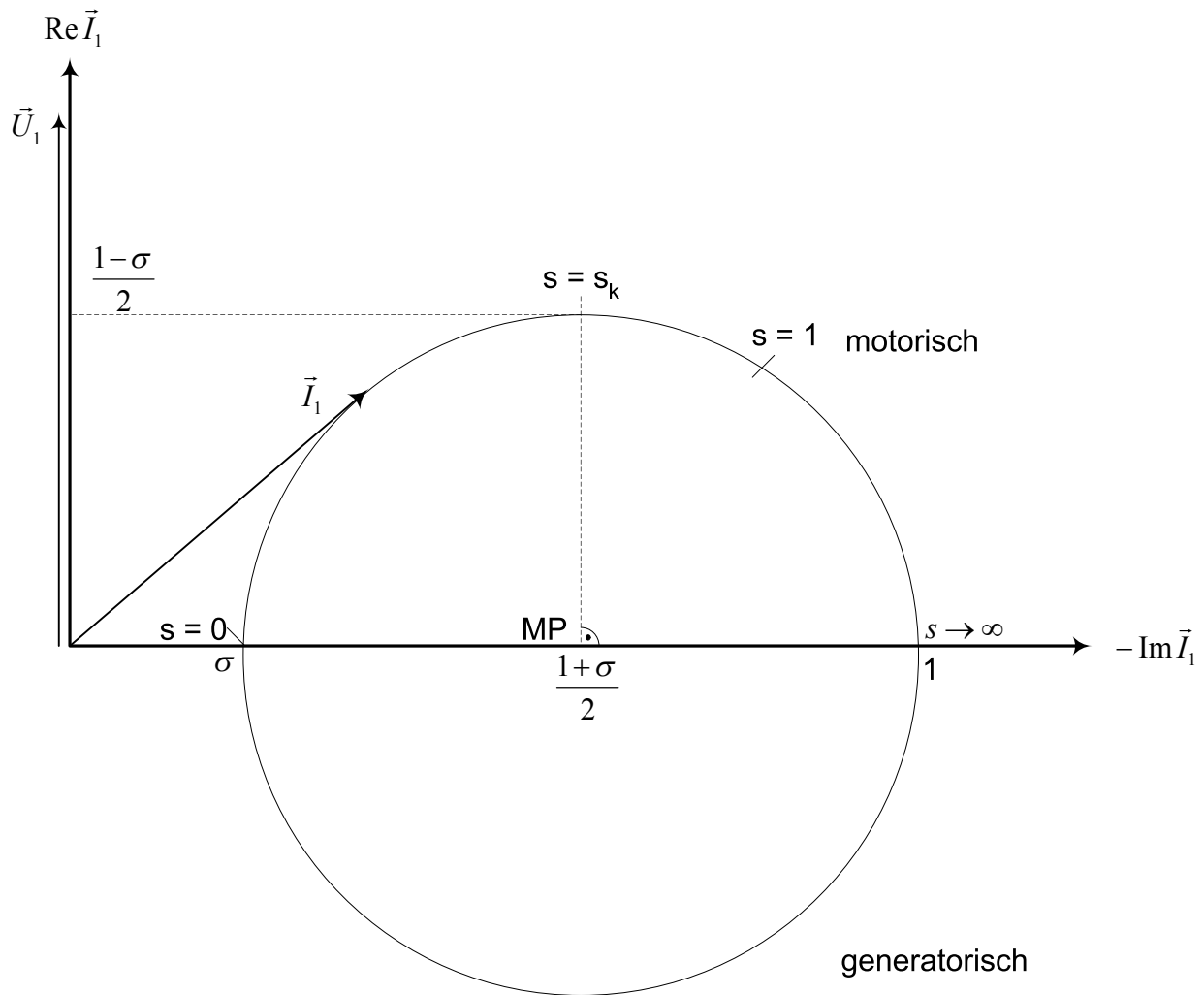


Bild 10.3: Stromortskurve der Induktionsmaschine nach /47/ ($R_1=0$)

10.4 Nachträgliche Ausrüstung mit einem Frequenzumrichter

Die nachträgliche Ausrüstung eines bereits im Betrieb befindlichen Motors mit einem Frequenzumrichter ist möglich, eine zentrale Forderung ist dabei jedoch, dass der Motor mit einem Kaltleiter ausgestattet ist. Ist die Einschränkung auf eine quadratisch mit der Drehzahl abfallende Belastungskennlinie mit dem Einsatzfall des Motors verträglich, z.B. Kreiselpumpen- oder Lüfterantrieb, und liegen die Dauerbetriebstemperaturen bei Betrieb am Netz mindestens 15 K unterhalb dem maximal zulässigen Wert, ist keine Prüfung erforderlich, und das Zertifikat für den Betrieb am Umrichter kann basierend auf der Zulassung für den Netzbetrieb erstellt werden. Ist die Einschränkung auf den quadratischen Drehmomentenverlauf mit der Frequenz nicht akzeptabel, sind gemäß Kapitel 11 Messungen am Frequenzumrichter erforderlich. Wenn die Kühlverhältnisse des Motors bekannt sind, kann die Motorerwärmung auch rechnerisch abgeschätzt werden. Ist die Forderung nach

einem quadratischen Verlauf nicht akzeptabel, muss der Motor mit einem Fremdlüfter ausgestattet werden.

Generell muss bei der Nachrüstung älterer Antriebe sichergestellt werden, dass die Wicklungsisolierung den bei Frequenzumrichterbetrieb auftretenden Spannungsspitzen widerstehen kann.

10.5 Ausblick: Online-Temperaturvorausberechnung während des Betriebes

Die bisher beschriebenen Konzepte zum Schutz des Motors sind derart ausgelegt, auch unter sehr ungünstigen Bedingungen einen sicheren Schutz zu gewährleisten. Hierzu zählen z.B., dass generell von der höchsten zulässigen Umgebungstemperatur des Motors ausgegangen wird. Außerdem werden die Wärmespeicherfähigkeit der Maschinenteile und die thermische Vorgeschichte nicht exakt berücksichtigt.

Im Folgenden soll daher ein möglicher Entwurf für ein zukünftiges Motorschutzkonzept vorgestellt werden, welches z.B. als Hardwarebaugruppe oder Programmmodul in den Frequenzumrichter implementiert werden könnte.

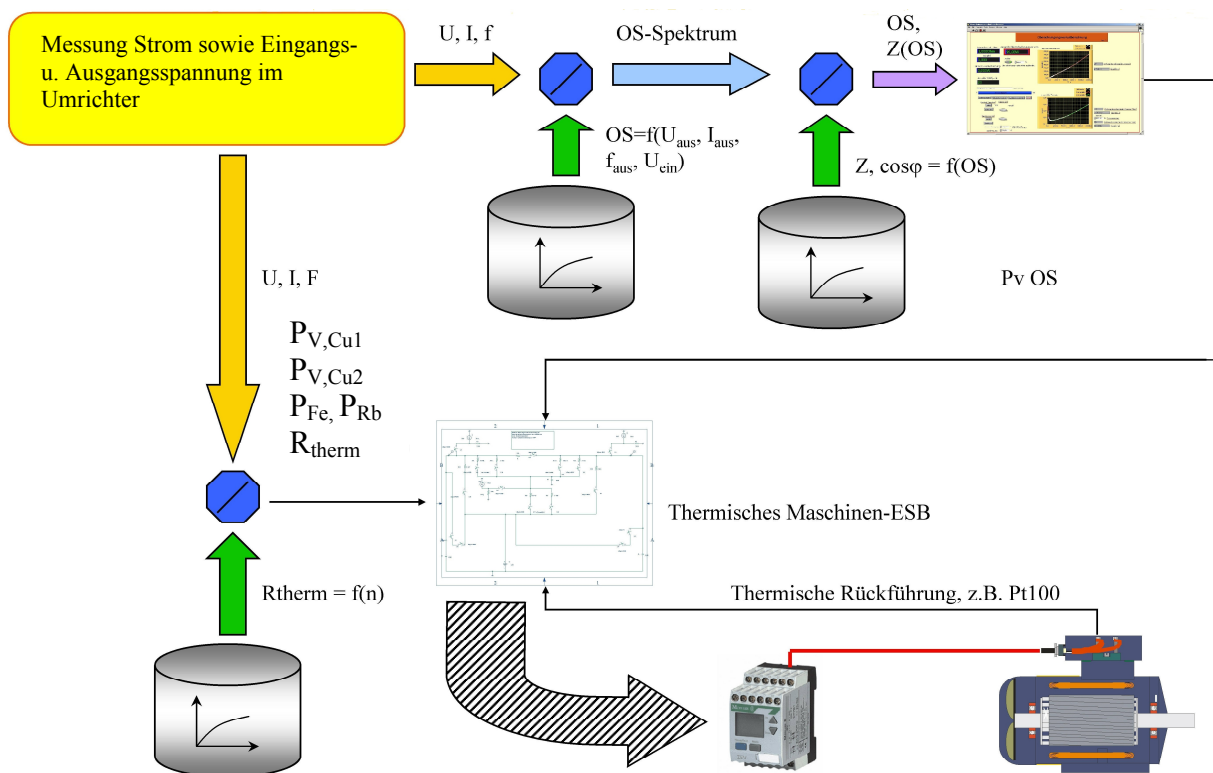


Bild 10.4: Weiterentwicklung des Motorschutzkonzeptes

Dieses Schutzgerät soll die Verlustleistung des Motors während des Betriebes möglichst exakt berechnen und zusammen mit den drehzahlabhängigen Kühlverhältnissen bestimmen, ob der aktuelle Betriebszustand zu einer unzulässigen Motorerwärmung führen kann. Es bleibt dann genügend Zeit, Gegenmaßnahmen zu ergreifen und eine unter Umständen zum sehr teuren Produktionsausfall führende Abschaltung zu verhindern. Da auch die „Historie“ des Motors Berücksichtigung findet, kann hier nach einem längeren Betrieb im Leerlauf oder bei Teillast eine deutlich größere Überlastzeit zugelassen werden (vergleiche Bild 9.11 und 10.2), als nach einem Betrieb mit Bemessungslast.

Zur Realisierung kann auf ein elektronisches Motorschutzgerät, wie es auch für netzgespeiste Motoren verwendet wird, zurückgegriffen werden. Die Schutzgeräte stellen eine erprobte Technologie dar und bilden den Motor als thermisches Mehrkörper-Ersatzschaltbild unter Berücksichtigung der Wärmekapazitäten und der „Historie“ des Motors nach.

Um ein derartiges Schutzgerät auch bei einem eigenbelüfteten frequenzumrichter gespeisten Motor einsetzen zu können, muss gemäß Kapitel 9 der drehzahlabhängige Wärmeübergangswiderstand an die Umgebung im Schutzgerät hinterlegt werden, um bei kleinen Drehzahlen eine Überhitzung zu vermeiden.

Soll in einem nächsten Schritt die Vorausberechnung der Motortemperatur weiter optimiert werden, müssen auch die Oberschwingungsverluste rechnerisch abgeschätzt werden. Hierzu müssen zusätzlich die frequenz- und spannungsabhängige Motorimpedanz sowie die für verschiedene Umrichterbetriebsparameter jeweils wahrscheinlichen Oberschwingungsspektren im Schutzsystem hinterlegt werden. Als Alternative kann die Fourieranalyse auch während des Betriebes in Echtzeit durchgeführt werden, allerdings ist diese Variante bezüglich der erforderlichen Messtechnik sehr aufwändig. Zur Erfassung äußerer Einflussfaktoren auf die Motorerwärmung, z.B. Sonnenbestrahlung, kann auch bei Nachrüstungen an gut zugänglicher Stelle, z.B. im Klemmenkasten, ein Temperatursensor montiert werden, Bild 10.4.

Zusätzlich sollte der Motor auch hier mit einem Kaltleiter und geprüftem Auslösegerät ausgestattet werden, um auf eine aufwändige Prüfung der Funktionssicherheit des Überwachungssystems verzichten zu können.

11 Das neue Zulassungskonzept für frequenzumrichter gespeiste Antriebe der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“

Wie in Kapitel 2 bereits beschrieben, stellt das bisherige Zulassungskonzept für frequenzumrichter gespeiste Maschinen mit der vorgeschriebenen Kopplung von Motor und Frequenzumrichter sowohl aus Hersteller- als auch aus Betreibersicht ein sehr kostspieliges und aufwändiges Prozedere dar. Die Forderung nach Kopplung des Umrichters an den Motor resultiert aus der Norm DIN EN 60079-7, dort heißt es unter Punkt 5.2.4.6: „Motoren zur Speisung durch Umrichter mit veränderlicher Frequenz und Spannung müssen für diesen Betrieb als Einheit mit dem in den beschreibenden Unterlagen nach IEC 60079-0, 23.2, festgelegten Umrichter geprüft und bescheinigt werden. Die Prüfung muss mit dem vorgesehenen Auslösegerät durchgeführt oder nach 5.2.4.7 bewertet werden.“. Weitergehende Informationen über die historische Entwicklung finden sich in Kapitel 2.

Zur Umgehung dieser Praxis seitens des Herstellers wird daher gerade bei Kleinmaschinen sehr häufig auf die Zündschutzart „Druckfeste Kapselung“ ausgewichen, bei der eine pauschale Zulassung des Motors für den Betrieb am Frequenzumrichter von der PTB ausgestellt wird.

Sowohl bei den Herstellern der Frequenzumrichter und der Motoren als auch bei den Anwendern der Antriebssysteme existiert daher der Wunsch nach deutlichen Vereinfachungen auch bei der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“. Der Wunsch der PTB als Benannte Stelle im Rahmen der ATEX-Zertifizierung ist es dabei, dass Sicherheitsniveau keinesfalls abzusenken sondern auf dem heutigen Stand zu belassen, wobei über eine Schnittstellendefinition zwischen Motor und Frequenzumrichter die feste Kopplung beider Betriebsmittel im Zertifikat aufgehoben werden soll. Die zum sicheren Betrieb des Motors erforderlichen Schnittstellenparameter werden im Zertifikat des Motors festgeschrieben. Ziel dieser Vorgehensweise ist es auch, falls möglich auf eine eventuell bereits erfolgte Zulassung für den Betrieb am Netz zurückzugreifen, um den Prüfaufwand möglichst gering zu halten.

Bei der Erstellung des Zertifikates wird daher unterschieden, ob der Motor schon für den Betrieb am Netz zugelassen wurde oder nicht. Falls schon eine Messung am Netz durchgeführt wurde und die für die beabsichtigte Temperaturklasse und die Maschinenteile (z.B. Elastomere der Dichtungen) gültigen Grenztemperaturen im Dauerbetrieb um mindestens 15 K unterschritten werden, kann das Zertifikat für den Betrieb am Umrichter ohne eine zusätzliche Messung erstellt werden. In Bild 11.1 ist das als Zertifikat 1 bezeichnet.

Voraussetzungen sind der vorhandene Kaltleiter im Wickelkopf sowie ein (gemäß Abschnitt 11.2) geeigneter Umrichter. Als Einschränkung wird, wegen der unklaren Kühlungsverhältnisse für eigenbelüftete Maschinen, eine ausgehend vom Bemessungspunkt quadratisch mit der Drehzahl abfallende Drehmomentenkennlinie der Belastungsmaschine gefordert, die über den Maschinenstrom vom Umrichter überwacht werden muss. Dieses Verfahren hat auch den weiteren Vorteil, dass auch andere unzulässige Betriebszustände, die zu einem erhöhten Strom führen, z.B. eine unzulässige Spannungsabsenkung, erkannt werden können. Die Funktion der drehzahlabhängigen Stromgrenze ist bei fast allen heute am Markt erhältlichen, handelsüblichen Frequenzumrichtern nicht vorhanden, kann jedoch in den meisten Fällen durch den Umrichterhersteller problemlos nachträglich in die Steuerungssoftware des Umrichters implementiert werden. Für die Anwendbarkeit des hier beschriebenen Schutzkonzeptes ist diese Funktionalität des Frequenzumrichters eine zwingende Voraussetzung.

Ein Ansprechen des Kaltleiters sollte somit auch bei Überlastung des Antriebes nicht auftreten, da vorher die Überwachungseinrichtung des Umrichters den unzulässigen Betriebszustand beendet. Der Kaltleiter wird daher nur als zusätzliche Sicherheitseinrichtung aufgefasst, die bei Störungen in der Überwachungsfunktion des Frequenzumrichters unzulässige Temperaturen am Motor verhindert. Eine Prüfung der Umrichtersteuerelektronik auf Fehlersicherheit, wie es bei Anwendung als alleiniges Schutzsystem erforderlich wäre, muss aus diesem Grund nicht durchgeführt werden.

Ist diese Einschränkung für den konkreten Anwendungsfall nicht akzeptabel oder existiert keine Zulassung für den Betrieb am Netz, müssen die in Abschnitt 11.2 beschriebenen Versuche durchgeführt werden. Das Ergebnis ist das in Abschnitt 11.3 beschriebene Zertifikat 2.

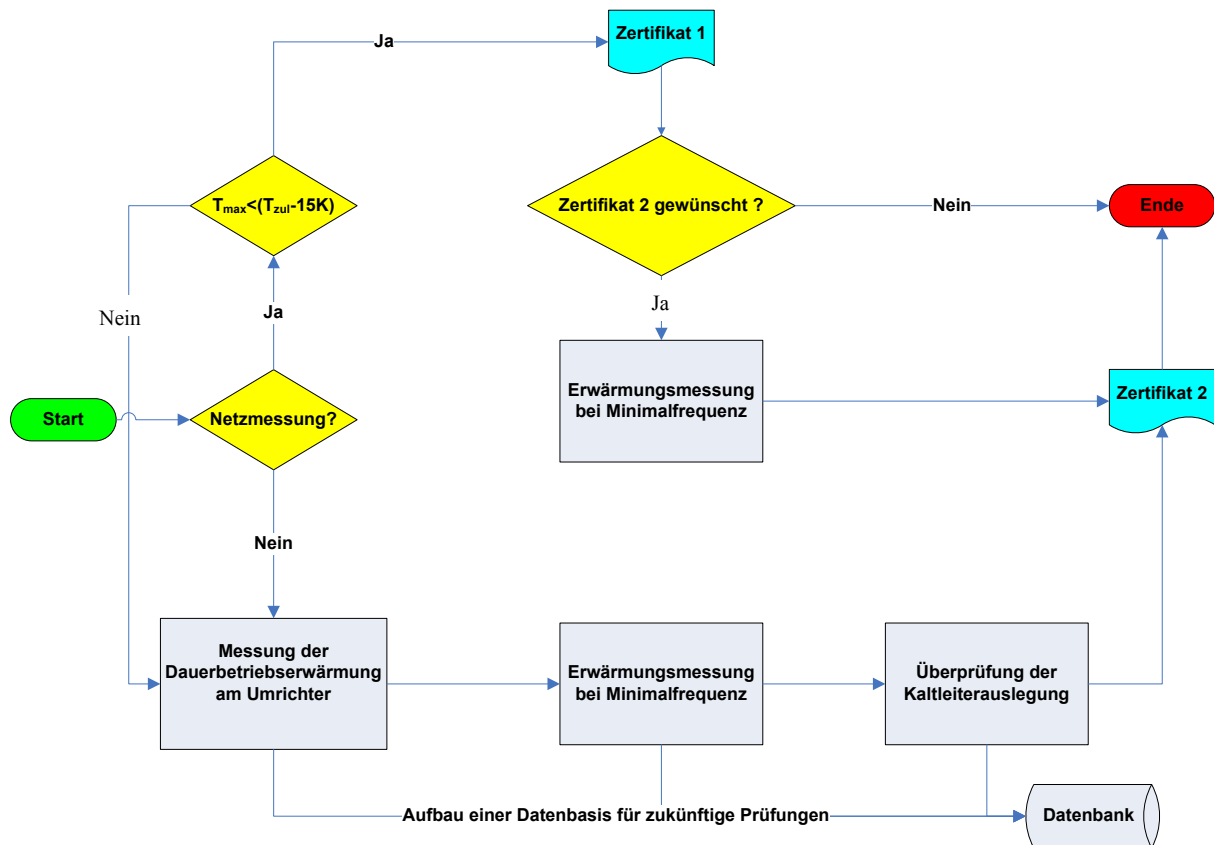


Bild 11.1 : Vereinfachtes Flussdiagramm der Zulassung

11.1 Diskussion der Ergebnisse auf ihre Relevanz für den Explosionsschutz, mögliche Vereinfachungen unter Beibehaltung des Sicherheitsniveaus

Für den Explosionsschutz relevant sind zunächst die Betriebszustände, die Temperaturerhöhungen verursachen, die deutlich über den bei Betrieb mit Bemessungslast entstehenden Übertemperaturen liegen und auch die Grenzwerte der Temperaturklasse überschreiten, für die der Motor zugelassen worden ist. Wie die durchgeführten Untersuchungen gezeigt haben, ist mit derart extremen Übertemperaturen sowohl bei Betrieb mit Unterspannung (Vergrößerung des Schlupfes und somit des Maschinenstromes, kritische Temperaturen besonders im Rotor) als auch bei Betrieb eigengekühlter Motoren mit kleinen Drehzahlen aufgrund der schlechten Kühlung zu rechnen.

Aus diesen Erkenntnissen folgt, dass durch die im Zertifikat geforderten Randbedingungen und durch geeignete Schutztechnik diese unzulässigen Betriebszustände sicher vermieden werden müssen. Die eigentlichen Oberschwingungsverluste besitzen bei den hier untersuchten Motoren einen Anteil von maximal 10 % an den auch bei Netzbetrieb auftretenden Grundschwingungsverlusten, so dass durch die Oberschwingungsverluste des Motors allein nicht mit dem Auftreten unzulässiger Temperaturen zu rechnen ist. Genauer betrachtet

werden muss jedoch auch hierbei der Betrieb bei kleinen Drehzahlen, da die Oberschwingungsverluste auch bei einer Reduzierung der Motorlast unverändert vorhanden sind und der Anteil an den gesamten Motorverlusten gemäß Bild 6.3 deutlich über 10 % ansteigt.

Durch die Untersuchungen in Kapitel 5 wird gezeigt, dass die Oberschwingungsverluste in direktem Zusammenhang mit der Höhe der Zwischenkreisspannung stehen und somit bei Frequenzumrichtern mit einem ungesteuerten Gleichrichter auf der Netzseite von der Versorgungsspannung abhängig sind. Außerdem nimmt mit steigender Zwischenkreisspannung auch die elektrische Beanspruchung der Maschinenisolation zu. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, bei Frequenzumrichtern mit ungesteuertem Gleichrichter eine Obergrenze für die Umrichtereingangsspannung festzulegen. Durch Versuche und die Auswertung der Forschungsergebnisse anderer Autoren wurde weiterhin gezeigt, dass die Oberschwingungsverluste mit steigender Umrichterschaltfrequenz deutlich abnehmen. Mit steigender Schaltfrequenz steigen jedoch auch die Schaltverluste des Umrichters an, so dass es nicht sinnvoll ist, hier direkte Vorgaben zu machen. In der folgenden Abbildung 11.2 sind als Übersicht alle zur Zertifikatserstellung wesentliche Schritte und Betrachtungen dargestellt.

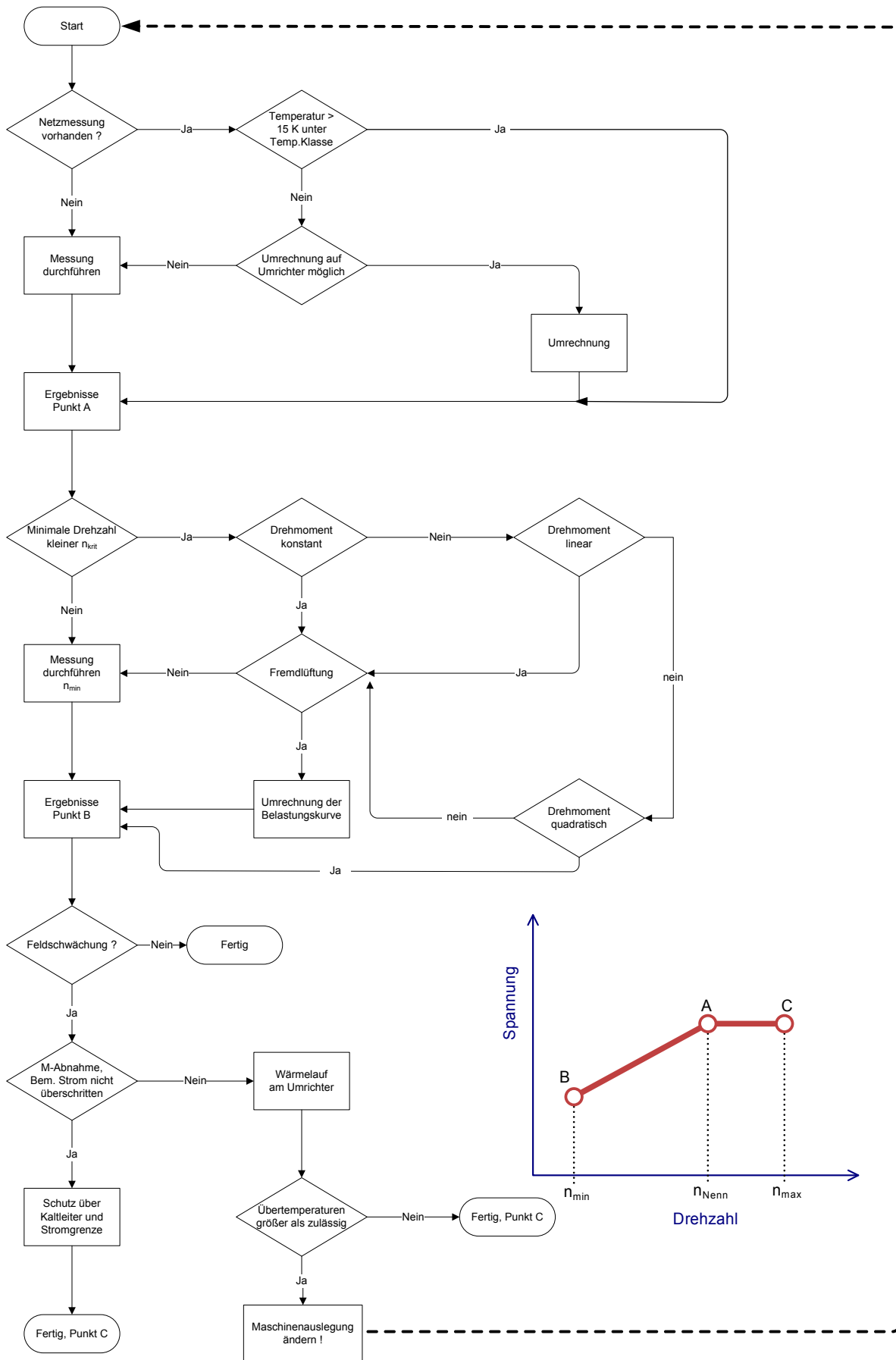


Bild 11.2: allgemeine Vorgehensweise bei der Zulassung von Motoren für Umrichterbetrieb

11.2 Durchführung der Zulassung an einem Beispielmotor

Basierend auf den im Rahmen dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnissen soll nun für den Motor „SEW3“ eine EG-Baumusterprüfbescheinigung erstellt werden, die den Einsatz des Motors in der Zone 1 zuzuordnenden Bereichen gestattet. Der Motor soll die Temperaturklasse T3 einhalten. Voraussetzung hierfür ist, dass der Frequenzumrichter die in Abschnitt 10.3 geforderte Funktionalität bereitstellt.

Die durchgeführte Zulassung orientiert sich an den in der folgenden Abbildung dargestellten Randbedingungen.

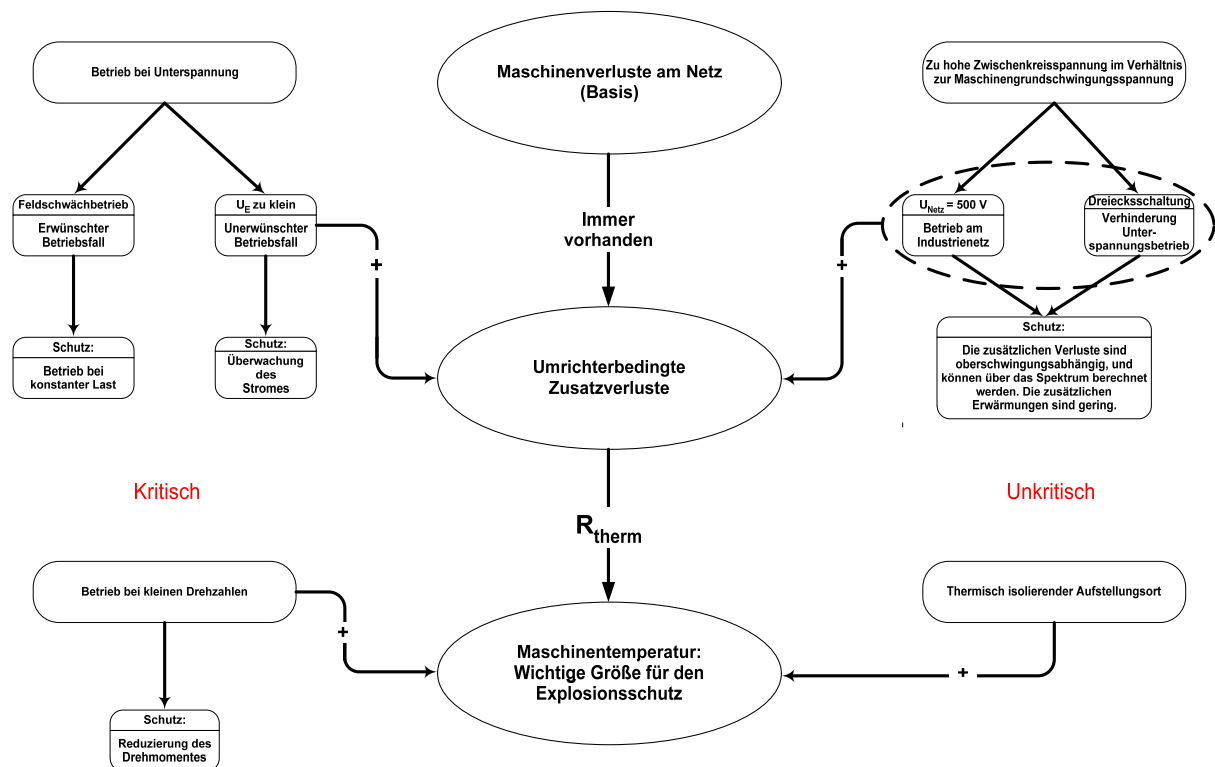


Bild 11.3: Bei der Zulassung zu berücksichtigende Randbedingungen

Besonderes Augenmerk muss hier auf die gemäß Bild 11.3 als „kritisch“ bezeichneten Einflussfaktoren (der Betrieb bei Unterspannung und bei kleinen Drehzahlen) gerichtet werden.

Ausgangslage: Der Motor ist werksseitig mit einem Kaltleiter im Wickelkopf ausgestattet, eine EG-Baumusterprüfbescheinigung für den Betrieb am Netz mit den dazu erforderlichen Messungen wurde in der Vergangenheit erstellt. Der Hersteller möchte eine möglichst gute Ausnutzung des Motors realisieren.

Nötige Messungen: Hier wurden zunächst bei Betrieb mit den elektrischen und mechanischen Bemessungsdaten die Temperaturen des Rotors, der Statorwicklung, des Gehäuses, der Kabel- und Leitungseinführung, der Aderverzweigung im Klemmenkasten sowie der Dichtung des Klemmenkastendeckels bestimmt und die Temperaturzunahme gegenüber dem Betrieb am Netz bewertet. Die Untersuchungen in Kapitel 9 haben gezeigt, dass bei diesem Motortyp ab einer Frequenz von 25 Hz mit einem deutlichen Anstieg des thermischen Widerstandes zur Umgebung zu rechnen ist. Diese Frequenz wurde daher als untere Grenze für die Belastung mit konstantem Drehmoment festgelegt und die Zulässigkeit dieser Festlegung durch einen Erwärmungslauf bei der Frequenz 25 Hz verifiziert. Zusätzlich erfolgt noch ein Erwärmungslauf bei der unteren Grenzfrequenz, bei der der Motor dauernd betrieben werden kann. In diesem konkreten Fall ist das die vom Hersteller gewünschte Frequenz 12,5 Hz. Dieser Dauerbetriebsversuch ist wichtig, da aufgrund der geringen Frequenz die Kühlleistung des Maschinenlüfters deutlich geringer als bei Bemessungsdrehzahl ist und somit trotz der geringen mechanischen Last allein durch die Oberschwingungsverluste nennenswerte Erwärmungen auftreten können. Der letzte in diesem Fall zu untersuchende Betriebspunkt ist der vom Hersteller gewünschte Betrieb bei 87 Hz mit Bemessungsdrehmoment, der jedoch nur bei im Dreieck geschaltetem Motor möglich ist. Ansonsten könnte vom Frequenzumrichter die erforderliche Spannung des Motors nicht bereitgestellt werden, und es ist aufgrund des Feldschwächbetriebes eine Drehmomentreduzierung erforderlich. Besonderes Augenmerk ist bei diesem Versuch auf die Rotortemperatur zu richten, da bei diesem Betriebsfall erfahrungsgemäß mit den höchsten Erwärmungen zu rechnen ist. Die Belastung wird dabei so eingestellt, dass der Motorstrom dem Wert bei 50 Hz und Bemessungslast entspricht, da der Motorstrom letztendlich auch das Schutzkriterium ist.

In einem nächsten Schritt wird die Funktion der als zusätzliche Schutzeinrichtung vorhandenen Kaltleiter durch einen Überlastversuch überprüft. Es muss sichergestellt sein, dass beim Ansprechen der Kaltleiter kein Teil des Motors eine die Sicherheit in Frage stellende Temperatur annimmt.

In einem letzten Schritt wird die T_a – Zeit bestimmt, also die Zeit, nach der der Kaltleiter bei einem festgebremsten Motor und Speisung der Statorwicklung aus dem Netz spätestens abschalten muss. Die T_a – Zeit wird später zur Kontrolle der Verwendung des korrekten Kaltleiters herangezogen.

Bei der Auswertung der einzelnen Versuche muss sichergestellt werden, dass sowohl die Temperaturgrenze der für die Zulassung angestrebten Temperaturklasse als auch die

zulässigen Dauerbetriebstemperaturen der einzelnen Maschinenteile und Anbauteile nicht überschritten werden. Zur korrekten Beurteilung der Anbauteile und der am Gehäuse bzw. Klemmenkasten eingesetzten Dichtungen muss der Temperaturanstieg nach dem Abschalten des Motors abgewartet werden und die maximal auftretende Temperatur für die Auswertung herangezogen werden. In der folgenden Tabelle sind die Ergebnisse der Erwärmungsläufe für den hier untersuchten Motor „SEW3“ dargestellt.

Versuch	Frequenz	Drehmoment	Rotor	Stator	Gehäuse
	Hz	Nm	K	K	K
Netz 50 Hz	50	33,44	99,5	71,9	50
Bemessungspunkt	50	32,4	106	78,1	53,1
f_{\max}	87	31,0	130,2	83,7	58,1
f_{knick}	25	33,4	115,6	91,5	65,9
f_{\min}	5	6,7	22,5	22,6	17

Tabelle 11.1: Ergebnisse der Erwärmungsläufe

Bei der Auswertung zeigt sich, dass die eingangs mit den Erkenntnissen aus Kapitel 9 festgelegten Grenzen für den Betrieb mit Bemessungsdrehmoment angewendet werden können. Mit unzulässigen Temperaturen ist nicht zu rechnen. Dies gilt auch für den Bereich zwischen f_{knick} und f_{\min} , wo auch bei Erwärmungsläufen mit dazwischenliegenden Drehmomenten keine unzulässigen Temperaturen auftraten. Für zukünftige Zulassungen stellt sich die Frage, den Versuch bei f_{\min} nicht mehr durchzuführen, da die hier erreichten Temperaturen sehr weit von der Temperaturgrenze entfernt sind. Der Überlastversuch verlief auch erfolgreich, beim Ansprechen des Kaltleiters hatte kein Teil des Motors eine unzulässige Temperatur angenommen.

Die thermische Auslegung des Motors stellte sich allerdings als sehr knapp heraus. Bei einer Umgebungstemperatur von 40 °C und Belastung mit dem maximal zulässigen Drehmoment bei 25 Hz Betriebsfrequenz überschreitet die Wicklungstemperatur geringfügig 130 °C, so dass es hier zu einem Ansprechen des Kaltleiters kommen kann. Dieser Fall ist in der Realität sehr unwahrscheinlich und bedeutet bei seinem Eintreten keine Gefahr bezüglich des Explosionsschutzes. Jedoch sollte hier seitens des Herstellers die Motorauslegung geändert werden (Verwendung der Wärmeklasse H für die Wicklungsisolation sowie temperaturbeständigerer Elastomere und Einbau eines Kaltleiters mit 140 °C Ansprechtemperatur), oder die Bemessungsleistung des Motors muss reduziert werden. Die

dritte Möglichkeit ist gem. Bild 11.4 die Verkleinerung des Bereiches, in dem der Motor mit konstantem Drehmoment betrieben werden kann.

11.3 Das Zertifikat

Das Zertifikat des Motors für den Betrieb am Frequenzumrichter muss unter Berücksichtigung der bisher gewonnenen Erkenntnisse den sicheren Betrieb des Antriebes auch im Störfall sicherstellen, und sollte dabei jedoch die Freiheit des Anwenders beim Betrieb des Antriebssystems so wenig wie irgend möglich einschränken. Das Zertifikat spiegelt auch den primären Motorschutz durch Überwachung des von dem Motor abgegebenen Drehmomentes in Abhängigkeit der Frequenz und den sekundären Motorschutz durch einen in den Wickelkopf eingebrachten Kaltleiter wieder.

Die Überwachung des frequenzabhängigen Drehzahlprofils wird über die einfach zu messende Größe Strangstrom realisiert, da bei konstanter Spannung der Betrag des aufgenommenen Stromes eines Induktionsmotors gemäß Bild 10.3 über die Stromortskurve mit dem Schlupf und somit der Belastung verknüpft ist. Außerdem kann der gemäß Bild 6.8 über den Motorstrom auch der für die Erwärmung sehr kritische Betriebsfall bei Betrieb mit Unterspannung erkannt werden.

Die vom Anwender geforderte Dynamik des Antriebssystems wird über das Zulassen einer kurzzeitigen Überschreitung des Bemessungsstromes des Motors bereitgestellt.

Um diese geforderten Schutzfunktionen zu ermöglichen, muss der Frequenzumrichter die Möglichkeit der drehzahlvariablen Anpassung der Stromgrenze besitzen und auch die Einhaltung der zulässigen Überlastdauer sicherstellen. Als weitere Bedingung wird festgelegt, dass der Motorstrom mindestens mit einer Genauigkeit von 5 % bezogen auf den Motorbemessungsstrom erfasst wird, und generell der Umrichterausgangsstrom auf maximal den zweifachen Motorbemessungsstrom begrenzt wird. Diese Einschränkung ist notwendig, um den Kurzschlussfall des Motors nicht berücksichtigen zu müssen und somit auch auf die ansonsten nötige Temperaturreserve für diesen Betriebsfall verzichten zu können.

Wie bereits erwähnt, wird die Einhaltung der zum thermischen Schutz des Motors nötigen Absenkung des Belastungsdrehmomentes über den Motorstrom überwacht. Daher ist ein zentraler Punkt des Zertifikates die Darstellung der am Frequenzumrichter einzustellenden Stromgrenze in Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz. Die Verdeutlichung erfolgt anhand einer Kennlinie (Bild 11.4), wobei sich alle über die Koordinaten Frequenz und Strom beschriebenen, zulässigen Betriebspunkte unter der Kennlinie, die nicht zulässigen darüber

befinden. Die Bereiche rechts und links der Kennlinie sind nicht definiert und daher ebenfalls unzulässig.

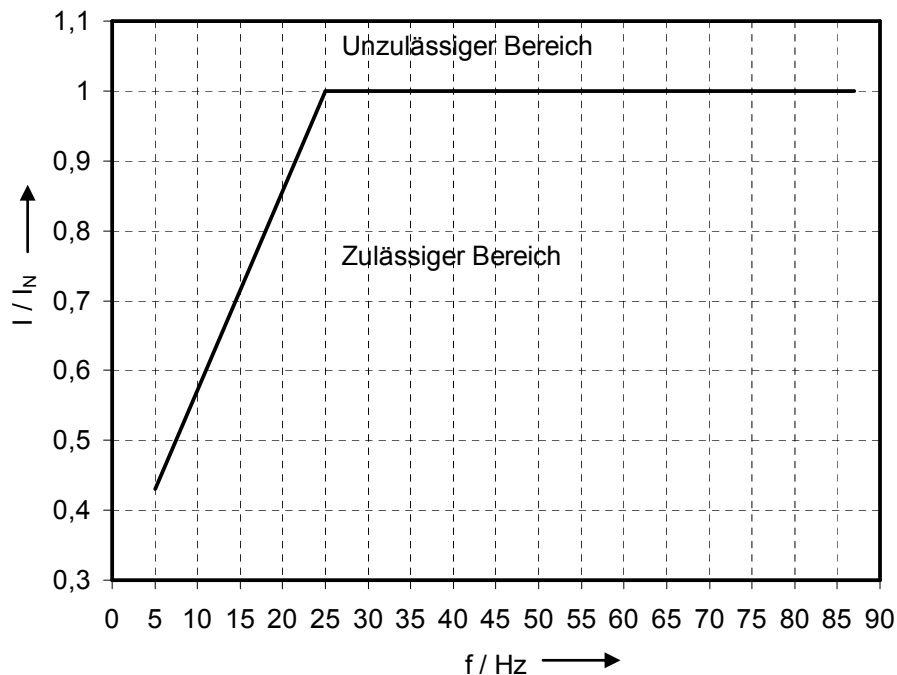


Bild 11.4: Grafische Darstellung des zulässigen Betriebsbereiches des Motors

Als weitere Bedingung wird im Zertifikat der Gruppenbetrieb mehrerer Motoren am selben Frequenzumrichter ausgeschlossen. Diese Forderung ist notwendig, da ansonsten die Stromgrenze des Frequenzumrichters auf den Summenstrom aller Motoren eingestellt werden muss und somit die Überlastung eines einzelnen Motors nicht erfasst werden würde.

Die Angabe einer unteren Schaltfrequenz für den Frequenzumrichter trägt dem Sachverhalt Rechnung, dass gemäß Bild 5.4 sowie den Erkenntnissen aus der Dissertation Heimbrock /25/ die Oberschwingungsverluste mit abnehmender Schaltfrequenz zunehmen. Die hier durchgeführten Versuche und die Auswertung der Ergebnisse anderer Autoren lassen den Schluss zu, dass ab der Schaltfrequenz von 3 kHz sicher nicht mit unzulässigen Erwärmungen aufgrund der Oberschwingungsverluste zu rechnen ist. Gleiches gilt wegen der erwiesenen Zunahme der Oberschwingungsverluste mit der Umrichtereingangsspannung für die Begrenzung der Umrichtereingangsspannung auf 500 V. Hinzu kommt hier noch der Schutz des Isolationssystems des Motors vor unzulässiger Spannungsbeanspruchung und der daraus resultierenden Zündgefahr durch elektrische Vorentladungen und Durchschläge. Die in der EG-Baumusterprüfbescheinigung enthaltene Forderung nach der begrenzten Wiederholungshäufigkeit der Überlastungszyklen von je maximal einer Minute Dauer soll die

unzulässige Aufheizung des Motors durch Akkumulation der Erwärmungen aus den einzelnen Überlastungszyklen verhindern. Wie die Rechnung in Bild 10.2 zeigt, ist bei den im Zertifikat hinterlegten Randbedingungen (maximal 1 Minute Betrieb mit dem 1,5-fachen Strom innerhalb eines Zeitintervalls von 10 Minuten) nicht mit einer unzulässigen Erwärmung des Motors zu rechnen. Durch die Angabe einer maximal zulässigen Zeitspanne für den Betrieb unter f_{\min} wird der Anlauf des Motors ermöglicht, da sich hierbei die Drehzahl kurzzeitig außerhalb des nach Bild 11.4 definierten Bereiches befindet.

Das Zertifikat für den Motor „SEW3“ hat unter Berücksichtigung der bisherigen Erkenntnisse das folgende Aussehen:

Physikalisch-Technische Bundesanstalt

Braunschweig und Berlin



(1) EG-Baumusterprüfbescheinigung

(2) Geräte und Schutzsysteme zur bestimmungsgemäßen Verwendung in explosionsgefährdeten Bereichen - **Richtlinie 94/9/EG**

(3) EG-Baumusterprüfbescheinigungsnummer

PTB 06 ATEX 3007 X



(4) Gerät: Drehstrommotoren der Typenreihe eD.. 132 ...

(5) Hersteller: SEW-Eurodrive GmbH & Co. KG

(6) Anschrift: Ernst-Blickle-Straße 42, 76646 Bruchsal, Deutschland

(7) Die Bauart dieses Gerätes sowie die verschiedenen zulässigen Ausführungen sind in der Anlage und den darin aufgeführten Unterlagen zu dieser Baumusterprüfbescheinigung festgelegt.

(8) Die Physikalisch-Technische Bundesanstalt bescheinigt als benannte Stelle Nr. 0102 nach Artikel 9 der Richtlinie des Rates der Europäischen Gemeinschaften vom 23. März 1994 (94/9/EG) die Erfüllung der grundlegenden Sicherheits- und Gesundheitsanforderungen für die Konzeption und den Bau von Geräten und Schutzsystemen zur bestimmungsgemäßen Verwendung in explosionsgefährdeten Bereichen gemäß Anhang II der Richtlinie.

Die Ergebnisse der Prüfung sind in dem vertraulichen Prüfbericht PTB Ex **99-30134** festgelegt.

(9) Die grundlegenden Sicherheits- und Gesundheitsanforderungen werden erfüllt durch Übereinstimmung mit


EN 50014: 1997 + A1 +A2

EN 50019: 1994

(10) Falls das Zeichen „X“ hinter der Bescheinigungsnummer steht, wird auf besondere Bedingungen für die sichere Anwendung des Gerätes in der Anlage zu dieser Bescheinigung hingewiesen.

(11) Diese EG-Baumusterprüfbescheinigung bezieht sich nur auf Konzeption und Prüfung des festgelegten Gerätes gemäß Richtlinie 94/9/EG. Weitere Anforderungen dieser Richtlinie gelten für die Herstellung und das Inverkehrbringen dieses Gerätes. Diese Anforderungen werden nicht durch diese Bescheinigung abgedeckt.

(12) Die Kennzeichnung des Gerätes muß die folgenden Angaben enthalten:

 **II 2 G EEx e II T1, T2 oder T3**

Zertifizierungsstelle Explosionsschutz

Braunschweig, 15. März 2006

Im Auftrag

gez. *Lienesch*

L.S.

Dr.-Ing. F. Lienesch
Oberregierungsrat

EG-Baumusterprüfbescheinigungen ohne Unterschrift und ohne Siegel haben keine Gültigkeit.
Diese EG-Baumusterprüfbescheinigung darf nur unverändert weiterverbreitet werden.
Auszüge oder Änderungen bedürfen der Genehmigung der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt.
Physikalisch-Technische Bundesanstalt • Bundesallee 100 • D-38116 Braunschweig

Physikalisch-Technische Bundesanstalt

Braunschweig und Berlin

(13) **A n l a g e**

(14) **EG-Baumusterprüfbescheinigung PTB 06 ATEX 3007 X**

(15) Beschreibung des Gerätes

Drehstrommotoren der Typenreihe eD..132... in der Zündschutzart Erhöhte Sicherheit "e", deren mechanische Ausführung in dem Prüfbericht gemäß der nachfolgenden Ziff. 16 und deren elektrische Ausführung nach Antrag des Herstellers jeweils in einem zugehörigen Datenblatt festgelegt ist. Dieser Motor ist für den Betrieb am Spannungszwischenkreisumrichter geeignet.

(16) Prüfbericht PTB Ex 99-30134

(17) Besondere Bedingungen

werden in den dazugehörigen Datenblättern spezifiziert

(18) Grundlegende Sicherheits- und Gesundheitsanforderungen

erfüllt durch Übereinstimmung mit den vorgenannten Normen

Zertifizierungsstelle Explosionsschutz
Im Auftrag

Braunschweig, 15. März 2006

gez. Lienesch *L. S.*

Dr.-Ing. F. Lienesch
Oberregierungsrat

EG-Baumusterprüfbescheinigungen ohne Unterschrift und ohne Siegel haben keine Gültigkeit.
Diese EG-Baumusterprüfbescheinigung darf nur unverändert weiterverbreitet werden.
Auszüge oder Änderungen bedürfen der Genehmigung der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt.
Physikalisch-Technische Bundesanstalt • Bundesallee 100 • D-38116 Braunschweig

Physikalisch-Technische Bundesanstalt

Braunschweig und Berlin

Datenblatt 01 zur EG-Baumusterprüfbescheinigung PTB 06 ATEX 3007 X

der Firma SEW-EURODRIVE GmbH & Co. KG, 76646 Bruchsal, Deutschland

für den Drehstrom-Asynchronmotor Typ eD.V 132 S 4

Bemessungsgrößen und Daten

Diese Bescheinigung gilt unter der Voraussetzung, dass sich die Motoren dieses Typs hinsichtlich der elektrischen und thermischen Beanspruchung nur unwesentlich von dem geprüften Muster unterscheiden, für die folgenden Ausführungen:

	Sternschaltung			Dreieckschaltung			
Leistung	0,097	2,5	5	0,097	2,5	8,24	kW
Spannung (Grundschiwingung)*:	40	200	400	23	116	402	V
Umrichtereingangsspannung**:			500				V
Frequenz:	5	25	50	5	25	87	Hz
Strom:	4,3	10,1	10,1	7,4	17,5	17,5	A
Drehzahl:	139	715	1430	139	715	2537	min ⁻¹
Drehmoment:	6,7	33,4	33,4	6,7	33,4	31	Nm
Betriebsart			S1				
Wärmeklasse			F				

*) An den Motorklemmen gemessen. Die Spannung ist von der Umrichtereingangsspannung, dem Spannungsabfall am Filter und über der Motoranschlussleitung abhängig und muss bei der Motorauslegung oder Umrichterparametrierung (z. B. U/f - Anpassung) berücksichtigt werden. Ein Unterschreiten des Bemessungswertes um mehr als 5 % ist auch bei minimaler Umrichtereingangsspannung nicht zulässig, Bereich "A".

**) maximaler Effektivwert, Toleranz + 10 %

Eine Anpassung der Bemessungsspannung des Motors ist durch Wicklungsänderung zulässig. Der Bemessungsstrom ändert sich im reziproken Verhältnis zur Bemessungsspannung.

Es muss zwischen 5 Hz und 25 Hz eine mindestens lineare Abnahme des Belastungsdrehmomentes mit der Frequenz sichergestellt werden.

Besondere Bedingungen:

Motoren dieses Typs dürfen am Frequenzumrichter bei Einhaltung nachfolgender Bedingungen betrieben werden:

Der Bemessungsstrom des Frequenzumrichters darf maximal dem zweifachen Motorbemessungsstrom entsprechen.

Die Stromüberwachung des Frequenzumrichters muss den Effektivwert des Maschinenstromes mit einer Toleranz von $\pm 5\%$ bezogen auf den Motorbemessungsstrom erfassen.

Steuerverfahren: konstanter Maschinenfluss im Bemessungsfrequenzbereich, kein Gruppenbetrieb, minimale Taktfrequenz 3 kHz.

Blatt 1/3

Physikalisch-Technische Bundesanstalt

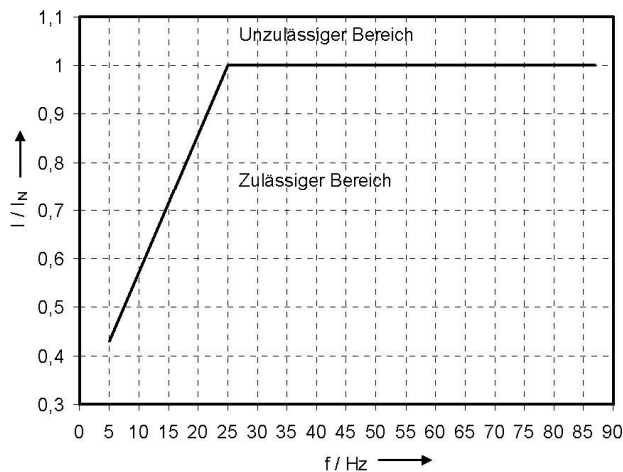
Braunschweig und Berlin

Datenblatt 01 zur EG-Baumusterprüfbescheinigung PTB 06 ATEX 3007 X

Stromgrenze kurzzeitig:	$1,5 \cdot I_N$	
Maximale Überlastzeit:	60	s
Minimalfrequenz f_{\min} :	5	Hz
Maximalfrequenz f_{\max} :	50 Y / 87 Δ	Hz
Zulässige Dauer für den Betrieb unter f_{\min} :	60	s

Die maximale Überlastzeit und die zulässige Dauer für den Betrieb unter f_{\min} beziehen sich auf ein Zeitintervall von 10 min.

Die Dauerstromgrenze des Frequenzumrichters muss gemäß dem folgenden Diagramm in Abhängigkeit der Frequenz eingestellt werden:



Verlauf des zulässigen Betriebsstromes bezogen auf den Bemessungsstrom zwischen 5 Hz und 87 Hz

Alle übrigen Einstelldaten sind den Erfordernissen des Antriebs entsprechend zu wählen.

Vor der Inbetriebnahme ist sicherzustellen, dass an den Klemmen der elektrischen Maschine keine umrichterbedingten Überspannungen mit einem Scheitelwert von mehr als 1556 V ($2 \cdot \sqrt{2} \cdot 550V$) auftreten.

Überwachungseinrichtung

Gegen unzulässige Erwärmung infolge Überlastung werden die Motoren dieses Typs durch eine Einrichtung zur direkten Temperaturüberwachung zusammen mit den festgelegten Betriebsparametern des Frequenzumrichters überwacht. Wegen der Besonderheiten der Motoren mit der Umrichterpeisung und der angepassten Überwachungseinrichtung entfallen für die Motoren mit dem Umrichterbetrieb die Angaben über das Verhältnis I_A/I_N und die Erwärmungszeiten t_E .

Blatt 2/3

Physikalisch-Technische Bundesanstalt

Braunschweig und Berlin

Datenblatt 01 zur EG-Baumusterprüfbescheinigung PTB 06 ATEX 3007 X

Die Einrichtung zur direkten Temperaturüberwachung besteht aus drei in die Wicklung eingebauten Kaltleitern DIN 44082 Typ M 130 sowie einem nach der Richtlinie 94/9/EG hierfür funktionsgeprüften Auslösegerät.

Bei einem Strangstrom von 35 A und blockierter Welle muss der Kaltleiter nach 70 s ($\pm 20\%$) ausgehend vom kalten Zustand (20 °C) ansprechen.

Durch die Temperaturüberwachungseinrichtung wird gemäß EN 60079-7 die Temperaturklasse T3 eingehalten.

Prüfbericht PTB Ex 06-36053

Zertifizierungsstelle Explosionsschutz
Im Auftrag

Braunschweig, 15. März 2006

gez. *Lienesch*

L.S.

Dr.-Ing. F. Lienesch
Oberregierungsrat

Blatt 3/3

11.4 Ausblick, weitere Optimierung des Zulassungsverfahrens

Die weitere Optimierung des Zulassungskonzeptes soll darauf hinauslaufen, den Prüfaufwand weiter zu reduzieren und somit auf die Durchführung von Erwärmungsmessungen verzichten zu können. Besondere Bedeutung erlangt dieses Ziel bei der Nachrüstung bestehender, schon in eine Produktionsanlage eingebauter Antriebe. Bisher wird bei einem eigenbelüfteten Motor in einem solchen Fall, wenn die Dauerbetriebserwärmung bei Netzbetrieb ausreichend weit von der zulässigen Grenze entfernt ist, eine quadratisch mit der Drehzahl abfallende Drehmomentenkennlinie gefordert. Dieses Vorgehen schränkt jedoch das Verfahren auf Antriebe von Strömungsmaschinen ein.

Wie gezeigt wurde, ist der stark mit der Drehzahl veränderliche Wärmeübergangswiderstand zur Umgebung der Grund für diese Einschränkung. Der Anteil der Oberschwingungsverluste an der Motorerwärmung ist gering und kann mit der Zugrundelegung eines Sicherheitszuschlages von 15 K berücksichtigt werden.

Der Wärmeübergangswiderstand zwischen dem Gehäuse und der Umgebung eines eigenbelüfteten Induktionsmotors ist außer von der Drehzahl und Baugröße auch von der Oberflächenbeschaffenheit sowie der Lüfterauslegung abhängig. Es ist daher für die Prüfstelle sinnvoll, diesbezüglich wie in Bild 11.1 skizziert eine Datenbank aufzubauen, in die die Erkenntnisse aus den bisher durchgeführten Untersuchungen und Zulassungen einfließen. Bei Motoren, deren Gehäusebauform und Kühlungsart bereits in der Datenbank erfasst sind, kann dann ohne die Durchführung eines Dauerbetriebsversuches angegeben werden, ab welcher Drehzahl eine Drehmomentenreduzierung einsetzen muss.

Werden ausgehend von der mechanischen Beurteilung des Motors gemäß Tabelle 9.3 auch die Wärmekapazitäten ermittelt, kann der Motor auch im Überlastfall besser ausgenutzt werden als bei der bisherigen festen Vorgabe einer maximalen Überlastzeit.

Neben diesen grundlegenden Anforderungen an das Antriebssystem müssen bei der Konzeption auch alle anderen Randbedingungen am Installationsort berücksichtigt werden, z.B. Erdschlussschutz wenn durch raue Umgebungsbedingungen eine Beschädigung des Motoranschlusskabels nicht ausgeschlossen werden kann. /52/

Zusammenfassung

Bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen konnte bestätigt werden, dass die bei dem Betrieb am Spannungszwischenkreisumrichter in einem Induktionsmotor auftretenden Oberschwingungsverluste im Rahmen der Messunsicherheiten der verwendeten Geräte von der abgegebenen mechanischen Leistung unabhängig und konstant sind. Die Oberschwingungsverluste bewegen sich in der Größenordnung von 10-15 % bezogen auf die Grundschwingungsverluste bei Bemessungsbetrieb.

Es wurde sowohl bei der Versorgung des Motors über das Leistungsverstärkersystem als auch über einen Spannungszwischenkreisumrichter die bereits von anderen Autoren beobachtete Tatsache der Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsströme bestätigt. Durch den Vergleich der Ergebnisse unter Berücksichtigung der ermittelten Verlustaufteilung auf die einzelnen Maschinenteile scheint es wahrscheinlich, dass die durch die Stromzunahme in der Statorwicklung ansteigenden Stromwärmeverluste durch eine Abnahme der im Rotorkäfig umgesetzten Verlustleistung kompensiert werden. Unterstützt wird diese Hypothese durch die Ergebnisse der von anderen Autoren durchgeführten Untersuchungen, dass mit dem Anstieg der Oberschwingungsströme im Stator des Motors eine Abnahme des den Rotor durchsetzenden Flusses einhergeht.

Durch den Vergleich von Rotoren verschiedener Ausführung wurde gezeigt, dass die Geometrie des Streusteges über dem Rotorstab (Grenzfall geschlossene Nut) einen bedeutenden Einfluss auf die Oberschwingungsströme im unbelasteten Zustand hat. Es konnte eine Stromzunahme etwa um den Faktor 3 beobachtet werden.

Es zeigte sich jedoch, dass diese Änderung der Verlustaufteilung auf den Explosionsschutz keine Auswirkungen hat.

Es wurde durch Untersuchungen belegt, dass eine Vorausberechnung der überschwingungsbedingten Verluste eines frequenzumrichtergespeisten Motors möglich ist, wenn die frequenzabhängige und spannungsabhängige Motorimpedanz sowie das Spannungsspektrum an den Motorklemmen bekannt sind.

Die Motorimpedanz kann durch Speisung des Motors mit variabler Spannung und Frequenz bestimmt werden. Durch Reihenuntersuchungen an baugleichen Motoren aus unterschiedlichen Fertigungschargen konnte eine gute Reproduzierbarkeit der Impedanzwerte gezeigt werden. Durch Vergleich der berechneten Oberschwingungsverlustleistung mit dem gemessenen Wert bei verschiedenen Umrichterbetriebsparametern und Baugrößen konnte die praktische Anwendbarkeit des Verfahrens bestätigt werden. Es ist hiermit möglich, die umrichterbedingten Oberschwingungsverluste zu bestimmen, ohne den Motor am

Frequenzumrichter betreiben zu müssen. Während des Entwicklungsprozesses eines neuen Frequenzumrichters bzw. einer neuen Steuersoftware können auf diese Weise die Auswirkungen von Änderungen der Umrichterauslegung oder nachgeschalteter Filter auf den Motor untersucht werden.

Aus den im Rahmen dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnissen kann der Schluss gezogen werden, dass eine Zulassung eines Motors in der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ für den Betrieb am Spannungszwischenkreisumrichter möglich ist, ohne eine Bindung an einen bestimmten Umrichtertyp zu fordern.

Im Fortgang der Arbeit wird ein neues Zulassungsverfahren für frequenzumrichtergespeiste Antriebe in der Zündschutzart „Erhöhte Sicherheit“ entwickelt. Dieses Verfahren erlaubt es, Induktionsmotoren pauschal für den Betrieb am Frequenzumrichter zuzulassen, wenn verschiedene, im Rahmen dieser Arbeit quantifizierte und qualifizierte Randbedingungen und Betriebsparameter eingehalten werden.

Aus den Untersuchungen kann weiterhin gefolgert werden, dass bei eigengekühlten Motoren die Festlegung der unteren Frequenzgrenze mit besonderer Sorgfalt erfolgen muss, da in diesem Betriebspunkt ansonsten sehr schnell unzulässige Temperaturen auftreten können. Eine Vorausberechnung der Temperatur der Maschinenteile für unterschiedliche Lastzustände ist möglich, wenn die Verlustaufteilung innerhalb des Motors und der thermische Widerstand zur Umgebung bekannt sind. Es wurde gezeigt, dass bei oberflächengekühlten Induktionsmotoren im hier untersuchten Leistungsbereich / Drehzahlbereich die inneren Wärmeübergangswiderstände als drehzahlunabhängig angesehen werden können.

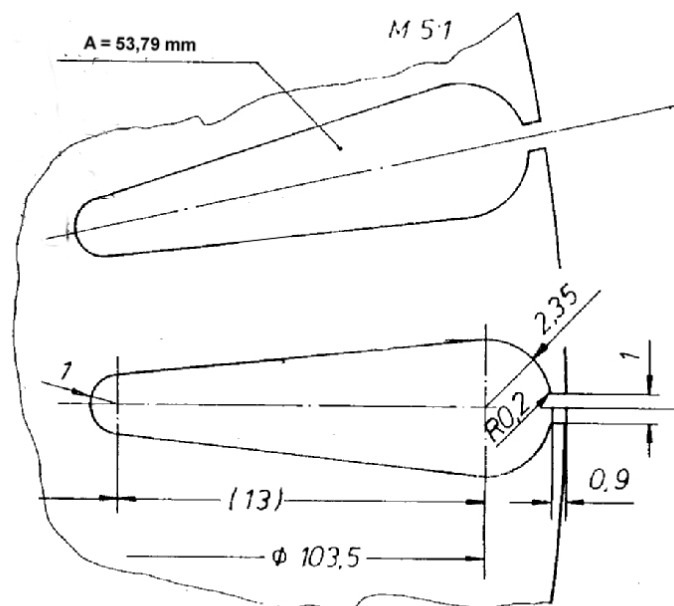
Um zukünftig bei explosionsgeschützten, umrichtergespeisten Induktionsmotoren ohne Absenkung des Sicherheitsniveaus die Motorausnutzung zu verbessern, kann in der Steuerung des Frequenzumrichters ein thermisches Modell des Motors hinterlegt werden, so dass in Abhängigkeit der Drehzahl und der thermischen „Vorgeschichte“ des Motors die zulässige Überlastzeit angepasst werden kann.

Anhang A: Daten der Versuchsmotoren

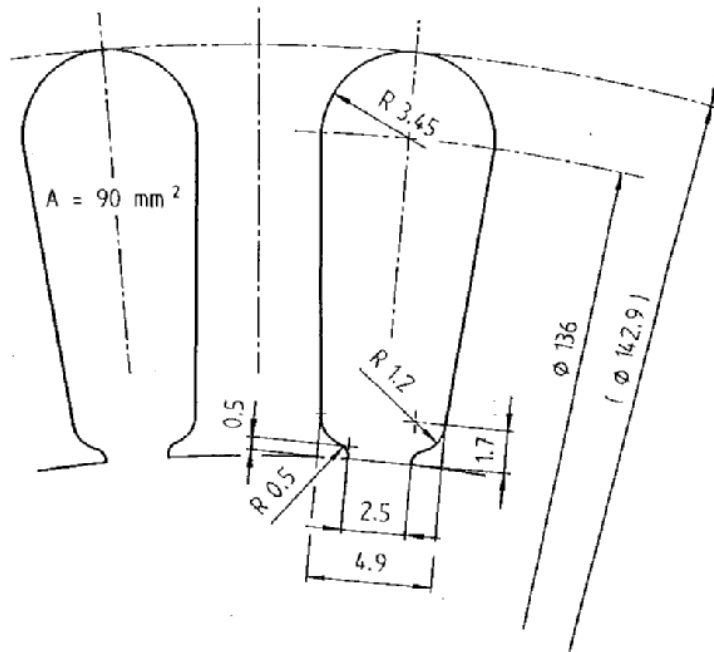
1) Motor „SEW1“

Hersteller: SEW Eurodrive GmbH
Typ: DV 132 S4
Serien-Nr. EMP 01.02 (Sonderanfertigung mit Thermoelementen im Wickelkopf)
Baugröße: 132 S
Schutzart: IP54
Bemessungsleistung: 5,5 kW
Bemessungsspannung: 230 V Δ / 400 V Y
Bemessungsstrom: 19,1 A / 11,0 A
Wärmeklasse: F
Bemessungsdrehzahl: 1430 1/min
Polpaarzahl: 2
Leiter / Nut: 22
Drahtdurchmesser: 0,85 mm, 3 Drähte parallel
Nutzahl Stator / Rotor: 36/28
Einschicht-Durchmesserwicklung
Dicke der Nutauskleidung: 0,2 mm
Statoraußendurchmesser: 175 mm
Bohrungsdurchmesser: 110 mm
Blechpaketlänge: 160 mm
Luftspalt: 0,3 mm
Stabquerschnitt Rotor: 53,79 mm²

Der Rotor dieses Motors ist mit offenen Nuten ausgeführt.
Dieser Motor ist mit dem Rotortelemetriesystem ausgestattet



Ausschnitt aus der Zeichnung des Rotors des Motors „SEW1“



Ausschnitt aus der Zeichnung des Stators der Motors „SEW1“ und „SEW3“

2) Motor „SEW2“

Hersteller: SEW Eurodrive GmbH

Typ: DV 180 L 4

Serien-Nr. 380 36655.0001

Baugröße: 180 L

Schutzart: IP54

Bemessungsleistung: 22 kW

Bemessungsspannung: 230 V D / 400 V Y

Bemessungsstrom: 74 A / 42,5 A

Wärmeklasse: F

Bemessungsdrehzahl: 1465 1/min

Polpaarzahl: 2

Parallele Gruppen: 2

Leiter / Nut: 19

Drahtdurchmesser: 2 parallele Drähte 1,06 mm, 3 parallele Drähte 1 mm

Nutzahlen Stator / Rotor: 36/28

Einschicht-Durchmesserwicklung

Dicke der Nutauskleidung: 0,2 mm

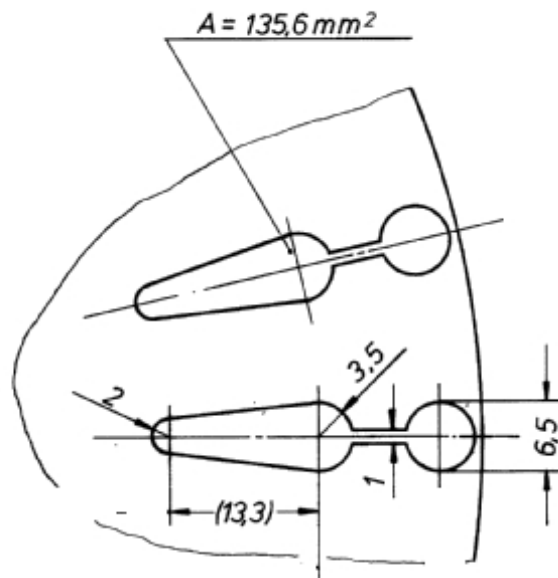
Statoraußendurchmesser: 260 mm

Bohrungsdurchmesser: 165 mm

Blechpaketlänge: 250 mm

Luftspalt: 0,45 mm

Stabquerschnitt Rotor: 135,6 mm²



Ausschnitt aus der Zeichnung des Rotors der Motors „SEW2“

3) Motor „SEW3“

Hersteller: SEW Eurodrive GmbH

Typ: DV 132 S4

Serien-Nr. EMP 01.02 (Sonderanfertigung mit Thermoelementen im Wickelkopf)

Baugröße: 132 S

Schutzart: IP54

Bemessungsleistung: 5,5 kW

Bemessungsspannung: 230 V Δ / 400 V Y

Bemessungsstrom: 19,1 A / 11,0 A

Wärmeklasse: F

Bemessungsdrehzahl: 1430 1/min

Polpaarzahl: 2

Leiter / Nut: 22

Drahtdurchmesser: 0,85 mm, 3 Drähte parallel

Nutzahl Stator / Rotor: 36/28

Einschicht-Durchmesserwicklung

Dicke der Nutauskleidung: 0,2 mm

Statoraußendurchmesser: 175 mm

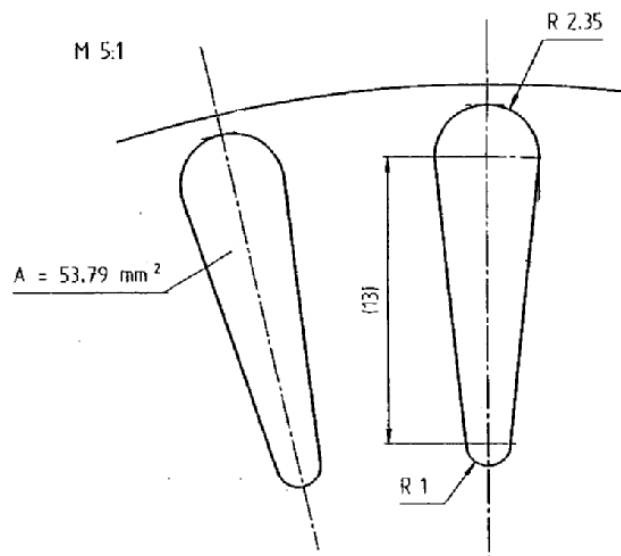
Bohrungsdurchmesser: 110 mm

Blechpaketlänge: 160 mm

Luftspalt: 0,3 mm

Stabquerschnitt Rotor: 53,79 mm²

Der Rotor dieses Motors ist mit geschlossenen Nuten ausgeführt, ansonsten entspricht die Konstruktion die des Motors „SEW1“



Ausschnitt aus der Zeichnung des Rotors der Motor „SEW3“

Anhang B: Daten der Frequenzumrichter

1) Umrichter „Umrichter1“

Hersteller: SEW Eurodrive GmbH
Typ: Movidrive MDF60A0150-503-4-00
Serien-Nr. 88085 A
Eingangsspannungsbereich: 380 – 500 V +- 10 %
Ausgangsspannungsbereich: 0... U_{Netz}
Maximaler Dauerstrom: 60 A
Maximale Dauerausgangsscheinleistung: 41,6 kVA bei $f_s = 4$ kHz
Einstellbare Schaltfrequenz: 4,8,12,16 kHz
Modulationsverfahren: Pulsweitenmodulation

2) Umrichter „Umrichter2“

Hersteller: Danfoss-GmbH, Motion Controls
Typ: VLT 5032
Serien-Nr. 101127G244
Eingangsspannungsbereich: 380 – 500 V +- 10 %
Ausgangsspannungsbereich: 0... U_{Netz}
Maximaler Dauerstrom: 61 A
Maximale Dauerausgangsscheinleistung: 46,5 kVA
Einstellbare Schaltfrequenz: 3 – 14 kHz
Modulationsverfahren: Pulsweitenmodulation

2) Umrichter „Umrichter3“

Hersteller: Flender ATB-Loher GmbH
Typ: Dynavert T, 2T2A-03400-030
Serien-Nr. 7359959
Eingangsspannungsbereich: 380 – 415 V +- 10 %
Ausgangsspannungsbereich: 0... U_{Netz}
Maximaler Dauerstrom: 62 A
Maximale Dauerausgangsscheinleistung: 43 kVA
Einstellbare Schaltfrequenz: 4,5 kHz, 7,5 kHz
Modulationsverfahren: trägerlose Pulsweitenmodulation

Anhang C: Messgeräte

Bezeichnung	Hersteller	Typ	Seriennummer
Digitalspeicheroszilloskop	Tektronix	TDS 540 C	B010718
Digitalspeicheroszilloskop	Yokogawa	DL 1640	12C712648G
Differenzastkopf	Yokogawa	High Voltage Differential Probe	028019
Strommesszange	Tektronix	A6303	B031029
Strommesszangenverstärker	Tektronix	TM502A	NSN53652
Poweranalyzer	LEM	D 6100	634335 NO
Poweranalyzer	LEM	D 4000	S 883340
Temperaturschreiber	Yokogawa	LR 1300	
Temperaturschreiber	Yokogawa	LR 8200	49UA0576
Telemetriesystem	Manner Sensortelemetrie		700600
Wärmebildkamera	Agema	Thermovision 900	944018
Mechanische Leistungsmessung	Hottinger- Baldwin- Messtechnik	MGC	DNR754810S DNR754743A
Leistungsverstärkersystem	Rohrer	PA 2016	0204022
4-Kanal arbiträr Signalgenerator	TTI	1244	164861
500 kVA-Generator	Siemens- Schuckert	PFL 310/31- 4/162/3-66	D 73 191

Literaturverzeichnis

Literatur	Titel
/1/	Benecke, W.; Temperaturfeld und Wärmefluss bei kleineren oberflächengekühlten Drehstrommotoren mit Käfigläufer; ETZ-A Bd. 87 (1966), Heft 13, S. 455 - 459
/2/	Blume, S.; Theorie elektromagnetischer Felder; Hüthig-Verlag, Heidelberg 1994
/3/	Boglietti, A., Bottauscio, O., Chiampi, M. Lazzari, M.; Modelling high frequency phenomena in the rotor of induction motors under no-load test conditions; Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 254 – 255 (2003), S. 244 - 246
/4/	Boglietti, A., Cavagnino, A., Lazzari, M., Pastorelli, M.; Two simplified methods for the iron losses prediction in soft magnetic materials supplied by PWM-Inverter; IEEE Electrical Machines and Drives Conference 2000, IEMDC 2001, S. 391-395
/5/	Boglietti, A., Cavagnino, A., Lazzari, M., Pastorelli, M.; Predicting Iron Losses in Soft Magnetic Materials with Arbitrary Voltage Supply: An Engineering Approach; IEEE Transaction on Magnetics, Band 39 (2003), Heft 2, S. 981-989
/6/	Boglietti, A., Ferraris, P., Lazzari, M., Pastorelli, M.; Influence of the Inverter Characteristics on the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors; IEEE Transactions on Industry Applications, Band 32 (1996), Heft 5, S. 1190 – 1194
/7/	Boglietti, A., Ferraris, P., Lazzari, M.; Induction Motor Iron Losses Measurement with a Static Converter Supply using a Slotless Rotor test Bench; IEEE Transaction on Magnetics, Band 30 (1994), Heft 6, S. 3599 - 4601
/8/	Brandes, J.; Zusätzliche Verluste bei Induktionsmaschinen mit Käfigläufern; ETZ 108 (1987), S. 316-321
/9/	Deleroi, W.; Bestimmung von Asynchronmaschinenparametern aus Lastmessungen; ETZ Archiv, Band 7 (1985), Heft 10, S. 329 - 336
/10/	DIN EN 50014, Elektrische Betriebsmittel für gas-explosionsgefährdete Bereiche, allgemeine Bestimmungen; Beuth-Verlag Berlin, 2000
/11/	DIN EN 60079-15, Elektrische Betriebsmittel für gasexplosionsgefährdete Bereiche – Teil 15: Konstruktion, Prüfung und Kennzeichnung von elektrischen Betriebsmitteln der Zündschutzart „n“; Beuth-Verlag Berlin, 2005
/12/	DIN EN 60079-0, Elektrische Betriebsmittel für gasexplosionsgefährdete Bereiche – Teil 0: Allgemeine Anforderungen; Beuth-Verlag Berlin, 2004
/13/	DIN IEC 60079-26, Elektrische Betriebsmittel für gasexplosionsgefährdete Bereiche, Teil 26: Konstruktion, Prüfung und Kennzeichnung elektrischer Betriebsmittel für Gruppe II Kategorie 1 G; Beuth-Verlag Berlin, 2005
/14/	DIN-Leitfaden zur Angabe der Unsicherheit beim Messen; Beuth-Verlag Berlin 1999
/15/	Diplomarbeit Fachhochschule Wolfenbüttel: Pape, H.; Bestimmung der Verlustfaktoren an Drehstromasynchronmaschinen bei Umrichterbetrieb, 2002

/16/	Diplomarbeit Fachhochschule Wolfenbüttel: Neumann, J.; Bestimmung der Maschinenimpedanz unter Berücksichtigung der Oberschwingungsspannung und Oberschwingungsfrequenz. Darstellung der Belastungsabhängigkeit der Oberschwingungsströme, 2004
/17/	Eckhardt, H.; Grundzüge der elektrischen Maschinen; Teubner-Verlag Stuttgart 1982
/18/	Fiorillo, F., Novikov, A.; An Improved Approach to Power Losses in Magnetic Laminations under Nonsinusoidal Induction Waveform; IEEE Transactions on Magnetics, Band 26, Heft 5, 1990, S. 2904 - 2910
/19/	Fischer, R.; Elektrische Maschinen, 12. Auflage; Hanser-Verlag München 2004
/20/	Hausberg, V., Seinsch, H.O.; Kapazitive Lagerspannungen und –ströme bei umrichter gespeisten Induktionsmaschinen; A.f.E. Electrical Engineering Band 82 (2000) S. 153 - 162
/21/	Friedl, W.J.; Ökologische und ökonomische Bedeutung des Brand- und Explosionsschutzes, Verlag Kohlhammer, 1998
/22/	Gerlach, H.G.; Transiente thermische Vorgänge in normalen Käfigankermotoren und deren analoge Darstellung; Verlag der Fachvereine an der ETH Zürich, 1974
/23/	Hagmann, G.; Leistungselektronik Grundlagen und Anwendungen; Aula-Verlag Wiesbaden, 1993
/24/	Hak, J.; Wärmequellen-Netze elektrischer Maschinen; E und M; Jahrgang 76, Heft 11, S. 236 - 243
/25/	Heimbrock, A. Analyse der Oberschwingungsverluste zweipoliger Induktionsmaschinen am Pulsrichter, Dissertation Universität Hannover, VDI-Verlag Düsseldorf, 2004
/26/	Jenni, F., Wüest, D.; Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter; Teubner-Verlag Stuttgart 1995
/27/	Khalil, M.O.; Semi-analytical Method to calculate the input parameters of asynchronous motors for solid state variable frequency drives; ETZ-Archiv Band 2 (1980), Heft 12, S. 347-350
/28/	Kleinrath, H.; Stromverdrängungseffekte beim Asynchronmotor mit Stromzwischenkreisrichter; Elektrotechnik und Maschinenbau, 96 (1979), Heft 1, S. 1 – 8
/29/	Lienenklaus, E., Wettingfeld, K.; Elektrischer Explosionsschutz nach DIN VDE 0165, VDE-Verlag 2001
/30/	Lienesch, F.; Untersuchungen zum Durchschlag brennbarer Gase als Beitrag zum Explosionsschutz elektrischer Betriebsmittel; VDI-Verlag Düsseldorf, 1999
/31/	Lindermeir, W. M.; Testentwurf für analoge integrierte Schaltungen mit charakteristischen Beobachtungen, Hieronymus, 1997
/32/	Liwschitz-Garik, M.M.; Computation of Skin Effect in Bars of Squirrel-Cage Rotors; Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Band 74, S. 768 – 771, 1955
/33/	Malzjew, W.W., Pantuchov, L.; Ventilatorberechnung von geschlossenen Asynchronmotoren; Vestnik elektropromy slennosti, Moskau, Heft 3, 1962, S. 24 – 28

/34/	Müller, G., Bunzel, E.; Oberschwingungsverluste in Niederspannungs-Asynchronmaschinen, Teil II Analytische Untersuchungen; Antriebstechnik Jahrgang 39 (2000), Heft 9, S. 71 - 73
/35/	Müller, G.; Bunzel, E.; Oberschwingungsverluste in Niederspannungs-Asynchronmaschinen: Teil I Messtechnische Ermittlung; Antriebstechnik Jahrgang 39 (2000), Heft 8, S. 59 - 61
/36/	Passarge, N., Plötner, C.; Leerlaufverluste von Leistungstransformatoren bei Betrieb an Umrichtern; Elektrische, Band 56, 2002, Heft 6-8, S. 162 - 166
/37/	Pesch, B.; Bestimmung der Messunsicherheit nach GUM; Norderstedt-Verlag, 2003
/38/	Pester, J.; Explosionsschutz elektrischer Anlagen; Verlag Technik Berlin, 1998
/39/	PTB-Prüfregel; Explosionsgeschützte Maschinen der Schutzart „Erhöhte Sicherheit“ Ex e, 1969
/40/	Richter, I.; Durch Pulswechselrichter hoher Taktfrequenz bedingte Verluste in Induktionsmaschinen; Dissertation RWTH Aachen, 1987
/41/	Richter, R.; Elektrische Maschinen, Teil I: Allgemeine Berechnungselemente: Die Gleichstrommaschine; 1924
/42/	Richter, R.; Über zusätzliche Stromwärme, III. Nutenwicklungen mit unterteilten Leitern; Archiv für Elektrotechnik, Band 5, 1916, Heft 1-2, S. 1-52
/43/	Richtlinie 94/9/EG des Europäerischen Parlaments und des Rates vom 23. März 1994 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten für Geräte und Schutzsysteme zur bestimmungsgemäßen Verwendung in explosionsgefährdeten Bereichen
/44/	Riexinger, W.; Beitrag zur Berechnung der Übertemperaturen bei oberflächengekühlten, berippten Drehstrommotoren kleiner Baugrößen; Dissertation Universität Stuttgart 1969
/45/	Röhrdanz, H.; Losses in PWM converter-fed three phase induction motors and their percentages; Proceedings ICEM 1998, Vol. 1, S. 175-180
/46/	Schetelig, H.; Die Berechnung der magnetischen Flüsse in Drehstrom-Asynchronmaschinen mit Käfigläufer; Dissertation TU Hannover 1969
/47/	Schröder, D.; Elektrische Antriebe – Grundlagen; Springer-Verlag Berlin, 2000
/48/	Seinsch, H.O.; Grundlagen elektrischer Maschinen; Teubner-Verlag Stuttgart 1993
/49/	Seinsch, H.O.; Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen; Teubner-Verlag; 1992
/50/	Sommer, K.-D., Siebert, B.R.L.; Praxisgerechte Bestimmung der Messunsicherheit nach GUM; Technisches Messen 71 (2004), S. 52 - 66
/51/	Vogt, K.; Berechnung elektrischer Maschinen; VCH-Verlag, Weinheim 1996
/52/	Wenzel, H.; Schutz für umrichtergespeiste Antriebe; DMT-Berichte aus Forschung und Entwicklung; DMT-Institut für Prozessleitsysteme und elektrische Anlagen 1996

Wissenschaftlicher Werdegang

Persönliche Daten

Name: Christian Lehrmann
Geburtsdatum/-Ort: 27.08.1972 in Wolfenbüttel
Eltern: Heinz Lehrmann, Sigrid Lehrmann

Schulbildung

von / bis

1979 - 1983 Grundschule Am Geitelplatz WF
1983 - 1985 Orientierungsstufe Cranachstraße WF
1985 - 1992 Gymnasium Große Schule Wolfenbüttel
Schulabschluss Abitur (05.06.1992)

Studium/Praktika

von / bis

03.08.1992 - 02.10.1992 Grundpraktikum bei der Preussag Stahl AG in Salzgitter
12.10.1992 Beginn des Studiums im Fach Elektrotechnik an der TU Braunschweig
01.03.1993 – 26.03.1993 Fachpraktikum bei der Telekom in Braunschweig
14.02.1994 – 25.03.1994 Fachpraktikum bei der Siemens AG in Braunschweig
13.10.1997 – 05.12.1997 Fachpraktikum bei der Preussag Stahl AG in Salzgitter
08.12.1997 – 20.07.1998 Diplomarbeit am Institut für Hochspannungstechnik der
TU Braunschweig
26.08.1998-16.11.1998 Studienarbeit am Institut für El. Energieanlagen der
TU Braunschweig
16.11.1998 Abschluss des Studiums

Beruf

seit 15.03.1999 Beschäftigt bei der PTB im Labor 3.43 / der Arbeitsgruppe 3.72
(Explosionsgeschützte Antriebssysteme), Mitarbeit im
Forschungsprojekt „Explosionsschutz bei Umrichterantrieben“