

**Weiterentwicklung von hochtourigen permanenterregten  
Drehstromantrieben mit Hilfe von Finite-Elemente-Berechnungen  
und experimentellen Untersuchungen**

Dem Fachbereich 18  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Darmstadt  
zur Erlangung der Würde  
einer Doktor-Ingenieurin (Dr.-Ing.)  
vorgelegte Dissertation  
von

**Dipl.-Ing. Tong Lu**

geboren am 09. 09. 1969 in der Prov. Heilongjiang, China

|                             |                                      |
|-----------------------------|--------------------------------------|
| Referent:                   | Prof. Dr.-Ing. habil. Andreas Binder |
| Korreferent:                | Prof. Dr.-Ing. Manfred Liese         |
| Tag der Einreichung:        | 08. 03. 2004                         |
| Tag der mündlichen Prüfung: | 16. 07. 2004                         |

D17  
Darmstädter Dissertation

*To Yu Geng.*

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit wurde am Institut für Elektrische Energiewandlung der Technischen Universität Darmstadt unter Anleitung von Professor Dr.-Ing. habil. Andreas Binder angefertigt.

Zur Durchführung dieser Arbeit wurde mein Aufenthalt in Deutschland vom Deutschen Akademischen Austauschdienst (*DAAD*) finanziert, dem ich an dieser Stelle für die Unterstützung und die gewährten Stipendien danke.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. A. Binder für die intensive Betreuung meiner Promotion und die Übernahme des Referats. Durch die Tätigkeit an seinem Institut habe ich viele Erfahrungen gesammelt. Für die Übernahme des Korreferats schulde ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Manfred Liese Dank.

Besonderes möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Rudolf Pfeiffer bedanken, dem akademischen Oberrat am Institut für Elektrische Energiewandlung der TU Darmstadt, der durch zahlreiche Diskussionen und Anregungen zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat.

Ein Dankeschön gilt ebenfalls allen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Instituts für Elektrische Energiewandlung, die mich durch ihre gute Zusammenarbeit unterstützt haben.

Meinem Mann fühle ich mich verpflichtet für sein Verständnis und seine nahezu unerschöpfliche Geduld.

Darmstadt, 20. Februar 2004

*Lu, Tong*

## **Abstract**

This paper deals with permanent magnet high-speed motors with surface-mounted magnets. Compared with asynchronous motors with rotor cages, they take advantages of less losses.

With the help of the analytical formula and Finite Element program the motor losses were calculated, which are composed of windage and bearing friction losses, stator iron losses, stator copper losses and additional losses due to armature-current harmonics.

The motor losses and motor temperatures were measured on three permanent magnet synchronous motors (30 kW; 24 000 rpm) with different stator or rotor design for operation with sinusoidal supply, six-step inverter supply and pulse-width modulation (PWM) inverter supply, respectively. The loss calculation could be therefore proved by the measurements.

Based on these calculation and measurement results ways were found to reduce the additional losses due to the inverter supply.

## **Kurzfassung**

In dieser Arbeit wurden permanenterregte Synchronmotoren mit Oberflächenmagneten für Hochdrehzahltriebe untersucht, weil sie bezüglich geringerer Verluste gegenüber den Asynchronmotoren mit Käfigläufer im Vorteil sind.

Anhand der analytischen Formeln und des Finite-Elemente-Programms wurden die Motorverluste berechnet, die sich aus mechanischen Reibungsverlusten, Ummagnetisierungsverlusten, Stromwärmeverlusten und umrichterbedingten Zusatzverlusten zusammensetzen.

An drei permanenterregten Versuchsmaschinen (30 kW; 24 000 /min) mit unterschiedlicher Ständer- oder Läuferausführung wurden Messungen bei Sinusspeisung, Umrichterspeisung mit Blocktaktung bzw. mit Pulsweitenmodulation (PWM) durchgeführt. Die Richtigkeit der Verlustberechnung wurde durch gemessene Motorverluste und Motorerwärmung nachgeprüft.

Basierend auf den berechneten und gemessenen Ergebnissen wurden geeignete Maßnahmen zur Reduzierung der Zusatzverluste gefunden.



# Inhaltsverzeichnis

|  |      |
|--|------|
| <b>Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen</b> .....                                     | xiii |
| <b>1 Einleitung</b> .....  | 1    |
| <b>2 Versuchsmaschinen</b> .....   | 4    |
| 2.1 Ständerausführungen.....   | 5    |
| 2.2 Läuferausführungen .....   | 6    |
| 2.3 Daten und Parameter der Versuchsmaschinen .....  | 10   |
| <b>3 Analytische Berechnung der Betriebskennlinien</b> .....                               | 15   |
| 3.1 Betrieb mit Querstrom bei Parallelschaltung der Ständerwicklung ( $I_{sd} = 0$ ) ..... | 15   |
| 3.2 Feldschwächbetrieb bei Serienschaltung der Ständerwicklung ( $I_{sd} < 0$ ) .....      | 17   |
| <b>4 Analytische Berechnung der Verluste</b> .....   | 23   |
| 4.1 Mechanische Verluste .....   | 23   |
| 4.1.1 Luftreibungsverluste .....   | 23   |
| 4.1.2 Lagerreibungsverluste .....  | 25   |
| 4.2 Ummagnetisierungsverluste im Ständerblechpaket .....                                   | 28   |
| 4.2.1 Ummagnetisierungsverluste durch den permanenterregten Fluss .....                    | 31   |
| 4.2.2 Ummagnetisierungsverluste durch den lastabhängigen Grundswingungs-Fluss .....        | 33   |
| 4.3 Stromwärmeverluste in der Ständerwicklung .....  | 34   |
| 4.4 Oberflächenverluste in den Magneten durch Nutungsüberwellen .....                      | 38   |
| 4.5 Zusatzverluste durch Ständerstromüberschwingungen .....                                | 40   |
| 4.5.1 Zusätzliche Ummagnetisierungsverluste im Ständer- und Läuferblechpaket .....         | 41   |
| 4.5.2 Zusatzverluste in der Ständerwicklung .....  | 43   |

|  |           |
|--|-----------|
| 4.5.3 Wirbelstromverluste in der massiven Nabe .....                                 | 43        |
| 4.5.4 Wirbelstromverluste in den Magneten .....                                      | 47        |
| <b>5 Numerische Berechnungen der Wirbelstromverluste .....</b>                       | <b>50</b> |
| 5.1 Feldberechnungsprogramm <i>MEGA</i> .....  | 50        |
| 5.2 Berechnungsmodelle zur Berechnung der Läuferwirbelstromverluste.....             | 51        |
| 5.3 Berechnete Wirbelstromverluste in Läufern mit massiver und geblechter Nabe ..... | 58        |
| 5.3.1 Wirbelstromverluste durch Ständerstromüberschwingungen bei Blockspeisung ..... | 58        |
| 5.3.2 Wirbelstromverluste durch Ständernutung .....                                  | 65        |
| 5.4 Vergleich der numerischen mit den analytischen Berechnungen .....                | 69        |
| 5.5 Verluste in den massiven Bauteilen durch das drehende Stirnfeld .....            | 71        |
| 5.5.1 Berechnungsmodell zur Ermittlung der Verluste durch das Stirnfeld .....        | 71        |
| 5.5.2 Berechnung der durch das Stirnfeld hervorgerufenen Wirbelstromverluste .....   | 73        |
| <b>6 Berechnung der PWM-Umrichter Ausgangsspannung .....</b>                         | <b>76</b> |
| 6.1 Harmonische Analyse des Pulsmusters bei PWM-Speisung .....                       | 76        |
| 6.2 Drossel und Sinusfilter für Frequenzumrichter .....                              | 81        |
| <b>7 Aufbau des Versuchsstands .....</b>   | <b>87</b> |
| 7.1 Sinusspeisung für permanenterregte Synchron- und Asynchronmaschinen .....        | 88        |
| 7.1.1 Ursprünglicher Versuchsaufbau .....  | 88        |
| 7.1.2 Realisierung der Drehzahlregelung für den Mittelfrequenzgenerator .....        | 89        |
| 7.2 Umrichterspeisung mit Blocktaktung für Asynchronmaschinen .....                  | 92        |
| 7.2.1 <i>Bosch</i> -Umrichtersystem .....  | 92        |
| 7.2.2 Ursprünglicher Versuchsaufbau .....  | 93        |
| 7.2.3 Feineinstellung der Umrichter-Ausgangsfrequenz bei Belastung .....             | 94        |

---

|  |            |
|--|------------|
| 7.2.4 Elektronischer Überdrehmomentschutz .....  | 95         |
| 7.2.5 Inbetriebnahme des Umrichters zur Speisung der Asynchronmaschine .....                     | 102        |
| 7.3 Umrichterspeisung mit Blocktaktung für permanenterregte Synchronmaschinen .....              | 104        |
| 7.3.1 Ursprünglicher Versuchsaufbau .....  | 104        |
| 7.3.2 Inbetriebnahme des Umrichters zur Speisung der Synchronmaschine .....                      | 104        |
| 7.4 PWM-Umrichterspeisung für permanenterregte Synchronmaschinen .....                           | 106        |
| 7.4.1 <i>REFU</i> -Umrichtersystem .....   | 106        |
| 7.4.2 Versuchsaufbau der PWM-Speisung .....  | 108        |
| 7.4.3 Inbetriebnahme des <i>REFU</i> -Umrichters .....   | 109        |
| <b>8 Experimentelle Untersuchungen bei Betrieb mit Querstrom (<math>I_{sd} = 0</math>) .....</b> | <b>114</b> |
| 8.1 Messungen an den Versuchsmaschinen mit massiver und geblechter Läuferhabe .....              | 114        |
| 8.2 Vergleich der gemessenen Verluste mit den Berechnungen .....                                 | 123        |
| 8.3 Versuchsmaschinen mit und ohne Vergussmasse in den Wickelköpfen .....                        | 129        |
| 8.4 Sinusspeisung – Blockspeisung – PWM-Speisung ohne und mit Filter .....                       | 131        |
| 8.4.1 Leerlaufversuche .....   | 132        |
| 8.4.2 Lastversuche .....   | 136        |
| 8.4.3 Vergleich der gemessenen mit den berechneten Verlusten .....                               | 141        |
| <b>9 Experimentelle Untersuchungen bei Feldschwächbetrieb (<math>I_{sd} &lt; 0</math>) .....</b> | <b>146</b> |
| 9.1 Leerlauf bei konstanter Spannung .....   | 147        |
| 9.2 Lastversuche bei konstanter Leistung .....   | 150        |
| 9.3 Lastversuche bei konstantem Ständerstrom .....   | 154        |
| 9.4 Vergleich der gemessenen mit den berechneten Betriebskennlinien .....                        | 156        |

|   |     |
|---|-----|
| <b>10 Vergleich der permanenterregten Synchronmaschinen mit Asynchronmaschinen</b> .....  | 160 |
| 10.1 Maschinendaten von zwei ausgewählten Asynchronmaschinen .....  | 160 |
| 10.2 Messungen im Leerlauf .....  | 162 |
| 10.3 Messungen unter Last .....   | 164 |
| <b>11 Zusammenfassung</b> .....   | 167 |
| <b>A Anhang</b> .....   | 170 |
| A.1 Bestückungsliste zum Schaltplan für die Feineinstellung der Taktfrequenz des <i>Bosch</i> -<br>Umrichters in Bild 7.8 ..... | 170 |
| A.2 Bestückungsliste zur Eingangsstufe der Überdrehmomentschutzschaltung in Bild 7.11 .....                                     | 170 |
| A.3 Verwendete Drehmoment-Messwelle T 34 FN 40/20 Nm .....  | 171 |
| A.4 Zwei verwendete inkrementale Drehgeber .....  | 173 |
| A.4.1 <i>HEIDENHAIN</i> -ERA 180 für <i>Bosch</i> -Umrichter .....  | 174 |
| A.4.2 <i>HEIDENHAIN</i> -ERM 180 für <i>REFU</i> -Umrichter .....   | 175 |
| A.5 Technische Daten der verwendeten Messgeräte .....   | 176 |
| A.6 Übersicht über die Versuchsmaschinen und sämtlichen Versuche in dieser Arbeit .....   | 177 |
| <b>Literaturverzeichnis</b> .....   | 180 |
| <b>Lebenslauf</b>   |     |

## Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

|                        |       |   |
|------------------------|-------|---|
| $A$                    | $m^2$ | Fläche; Wärmeübertragungsfläche   |
| $a_1$                  | -     | Anzahl der parallelen Zweige  |
| $A_{Bü}$               | $m^2$ | Auflagefläche der Bürste  |
| $A_{eff}$              | A/m   | effektiver Strombelag   |
| $a_k; \hat{a}_k$       | A/m   | Strombelag  |
| $A_m$                  | $m^2$ | Magnetfläche  |
| $A_Q$                  | $m^2$ | Nutfläche   |
| $A_{sp\_o}; A_{sp\_u}$ | $m^2$ | Querschnitt der oberen und unteren Spule  |
| $a_T$                  | -     | nebeneinander liegende Teilleiter-Zahl  |
| $A_z; A_\varphi$       | Vs/m  | magnetisches Vektorpotential  |
| $b$                    | m     | Breite, Blechdicke  |
| $B; \bar{B}$           | T     | magnetische Flussdichte   |
| $B_1$                  | T     | Grundwellenamplitude der Luftspaltflussdichte   |
| $b_b$                  | mm    | Lagerbreite   |
| $b_{ds}$               | m     | Ständerzahnbreite   |
| $B_{ds}; B_{ds,\mu}$   | T     | Induktion in Ständerzähnen  |
| $B_{ds,k}$             | T     | Induktion in Ständerzähnen durch die $k$ -te Ständerstromoberschwingung   |
| $B_{hk}$               | T     | durch Ständerstromoberschwingung erregte Grundwelle des Ankerfeldes im Luftspalt  |
| $\hat{B}_k; B_{km}$    | T     | Amplitude und Mittelwert der Grundwelle des durch die $k$ -te Ständerstromoberschwingung erregten Ankerfeldes in Magnet |
| $b_m$                  | m     | Magnet-Breite   |
| $B_m$                  | T     | mittlere Induktion  |
| $b_{PL}$               | m     | ½ Breite der Pollücke   |
| $B_Q$                  | T     | Induktions-Schwankung durch Nutöffnung  |
| $b_{Qm}$               | m     | mittlere Nutbreite  |
| $B_r; B_{r,\mu}$       | T     | Induktion des Läuferfeldes im Luftspalt   |
| $B_{rem}$              | T     | Remanenz-Flussdichte  |
| $B_s$                  | T     | ursprüngliche Induktion ohne Rückwirkung der Wirbelströme   |
| $B_{s1}$               | T     | Amplitude der Ständerflussdichte an der Bohrung   |
| $b_T$                  | m     | Ersatzleiter-Breite   |
| $B_{yr,k}$             | T     | Induktion in Läuferjoch durch die $k$ -te Ständerstromoberschwingung  |
| $B_{ys}; B_{ys,\mu}$   | T     | Induktion in Ständerjoch  |
| $B_{ys,k}$             | T     | Induktion in Ständerjoch durch die $k$ -te Ständerstromoberschwingung   |

|              |                        |   |
|--------------|------------------------|---|
| $B_{\delta}$ | T                      | Maximalwert der Luftspaltflussdichte                          |
| $C$          | N                      | dynamische Tragzahl des Lagers                                |
| $C$          | kVA·min/m <sup>3</sup> | <i>Essonsche</i> Zahl   |
| $C_0$        | N                      | statische Tragzahl des Lagers                                 |
| $c_f$        | -                      | Reibungskoeffizient   |
| $C_f$        | F                      | Kapazität des Sinusfilters                                    |
| $c_{H_2O}$   | J/(kg·K)               | spezifische Wärmekapazität des Wassers                        |
| $\bar{D}$    | As/m <sup>2</sup>      | dielektrische Verschiebung                                    |
| $d_b$        | mm                     | Bohrungsdurchmesser des Lagers                                |
| $d_B$        | m                      | Bandagendicke   |
| $D_b$        | mm                     | Außendurchmesser des Lagers                                   |
| $d_{bm}$     | mm                     | mittlerer Lagerdurchmesser                                    |
| $d_{Cu}$     | m                      | Runddrahtdurchmesser  |
| $d_{ra}$     | m                      | Außendurchmesser des Läufers                                  |
| $d_{ra1}$    | m                      | Außendurchmesser des Läuferblechpakets                        |
| $d_{ri}$     | m                      | Innendurchmesser des Läuferblechpakets                        |
| $d_{sa}$     | m                      | Außendurchmesser des Ständers                                 |
| $d_{si}$     | m                      | Innendurchmesser des Ständers                                 |
| $\bar{E}$    | V/m                    | elektrische Feldstärke  |
| $f$          | Hz                     | Frequenz  |
| $f_0$        | -                      | Beiwert für Lagerreibungsverluste                             |
| $f_1$        | -                      | Beiwert für Lashöhe zur Berechnung von Lagerreibungsverlusten |
| $f_1$        | Hz                     | Grundfrequenz   |
| $f_{1max}$   | Hz                     | maximale Grundfrequenz  |
| $F_a$        | N                      | Axialbelastung des Lagers                                     |
| $f_Q$        | Hz                     | Nutfrequenz   |
| $F_r$        | N                      | Radialbelastung des Lagers                                    |
| $f_{rk}$     | Hz                     | Läuferfrequenz  |
| $f_{rsn}$    | Hz                     | Resonanzfrequenz  |
| $f_{s1}$     | Hz                     | Ständerfrequenz der Grundschiwingung                          |
| $f_{sk}$     | Hz                     | Ständerfrequenz der $k$ -ten Oberschiwingung                  |
| $f_{sN}$     | Hz                     | Nenn-Ständerfrequenz  |
| $F_t$        | N                      | Schubkraft  |
| $f_T$        | Hz                     | Taktfrequenz des Wechselrichters                              |
| $f_{tor}$    | Hz                     | Torsionseigenfrequenz   |
| $g$          | -, m/s <sup>2</sup>    | Ordnungszahl, Fallbeschleunigung von 9,81 m/s <sup>2</sup>    |
| $g_1$        | -                      | Ordnungszahl  |
| $\bar{H}$    | A/m                    | magnetische Feldstärke  |
| $h_4$        | m                      | Schlitzhöhe   |

|                  |                  |   |
|------------------|------------------|---|
| $H_{cB}$         | A/m              | magnetische Koerzitiv-Feldstärke der Flussdichte                |
| $H_{cJ}$         | A/m              | magnetische Koerzitiv-Feldstärke der Polarisation               |
| $h_J$            | m                | Höhe der Stromschicht im Programm <i>MEGA</i>                   |
| $h_L$            | m                | Leiterhöhe  |
| $h_m$            | m                | Magnet-Höhe   |
| $h_Q$            | m                | Nuthöhe   |
| $h_{Qm}$         | m                | mittlere Nuthöhe  |
| $h_{yR}$         | m                | Läuferjochhöhe  |
| $h_{ys}$         | m                | Ständerjochhöhe   |
| $I_0$            | A                | Leerlaufstrom bei Asynchronmaschinen                            |
| $I_c; \hat{I}_c$ | A                | Effektivwert und Amplitude des Spulenstroms                     |
| $I_d$            | A                | Zwischenkreisstrom  |
| $I_{ks}$         | A                | Kurzschlussstrom  |
| $I_N$            | A                | Nennstrom des Ständerstroms                                     |
| $I_s$            | A                | Ständerstrom, Effektivwert                                      |
| $I_{s,par}$      | A                | Ständerstrom bei Parallelschaltung, Effektivwert                |
| $I_{s1}$         | A                | Ständerstromgrundschiwingung                                    |
| $I_{sa}$         | A                | Ständerstrom bei Eckdrehzahl $n_a$                              |
| $I_{sd}$         | A                | $d$ -Komponente des Ständerstroms, Effektivwert                 |
| $I_{sdmax}$      | A                | Maximalwert der $d$ -Komponente des Ständerstroms               |
| $I_{sk}$         | A                | Ständerstromoberschwingung                                      |
| $\hat{I}_{sk}$   | A                | Amplitude der $k$ -ten Ständerstromoberschwingung               |
| $I_{smax}$       | A                | Maximal-Ständerstrom  |
| $I_{smin,par}$   | A                | Minimaler Ständerstrom bei Parallelschaltung, Effektivwert      |
| $I_{sN,par}$     | A                | Nennstrom des Ständerstroms bei Parallelschaltung, Effektivwert |
| $I_{sq}$         | A                | $q$ -Komponente des Ständerstroms, Effektivwert                 |
| $i_U; i_V; i_W$  | A                | Ständerstrom der Stränge U, V, W                                |
| $J; \vec{J}$     | A/m <sup>2</sup> | Stromdichte   |
| $j_n; \hat{j}_n$ | A/m <sup>2</sup> | Stromdichte in Berechnungsmodellen im Programm <i>MEGA</i>      |
| $J_{on}; J_{un}$ | A/m <sup>2</sup> | Stromdichte in oberer und unterer Spule                         |
| $k; k_1; k_2$    | -                | Ordnungszahl, Faktor  |
| $k_B; k_{B,\mu}$ | -                | Dämpfungsfaktor der Induktion                                   |
| $k_C$            | -                | <i>Carterscher</i> Faktor                                       |
| $k_F$            | -                | Nutfüllfaktor   |
| $k_{Fe}$         | -                | Eisenfüllfaktor   |
| $k_m$            | -                | Dämpfungsfaktor mit Rückwirkung der Wirbelströme                |
| $k_M$            | Nm/A             | Drehmomentkonstante   |
| $k_{on}; k_{un}$ | -                | Faktor in Tabelle 5.3   |
| $k_r$            | -                | Krümmungsfaktor   |

|                |            |  |
|----------------|------------|--|
| $k_s$          | -          | Sättigungsfaktor   |
| $k_{vd}$       | -          | Zuschlagfaktor für Zähne   |
| $k_{vy}$       | -          | Zuschlagfaktor für Joch  |
| $k_{w1}$       | -          | Wicklungsfaktor  |
| $l_b$          | m          | Stirnverbinderlänge  |
| $L_f$          | H          | Induktivität des Sinusfilters                                      |
| $l_{Fe}$       | m          | Länge des Blechpakets  |
| $l_m$          | m          | Magnetlänge  |
| $L_s$          | H          | Induktivität der Ständerwicklung                                   |
| $L_{sd}$       | H          | Strang-Längsinduktivität der Ständerwicklung                       |
| $L_{sd,par}$   | H          | Strang-Längsinduktivität der Ständerwicklung bei Parallelschaltung |
| $L_{sd,ser}$   | H          | Strang-Längsinduktivität der Ständerwicklung bei Serienschaltung   |
| $L_{sh}$       | H          | Hauptinduktivität der Ständerwicklung                              |
| $L_{sq}$       | H          | Strang-Querinduktivität der Ständerwicklung                        |
| $L_{sq,par}$   | H          | Strang-Querinduktivität der Ständerwicklung bei Parallelschaltung  |
| $L_{sq,ser}$   | H          | Strang-Querinduktivität der Ständerwicklung bei Serienschaltung    |
| $L_{s\sigma}$  | H          | Streuinduktivität der Ständerwicklung                              |
| $L_{\sigma b}$ | H          | Wickelkopf-Streuinduktivität                                       |
| $L_{\sigma Q}$ | H          | Nutstreuinduktivität   |
| $L_{\sigma Z}$ | H          | Zahnkopf-Streuinduktivität   |
| $m$            | kg         | Masse  |
| $M; \hat{M}$   | Nm         | Drehmoment   |
| $m_a$          | -          | Aussteuerung   |
| $M_b$          | Nm         | Reibungsmoment des Lagers  |
| $M_{b0}$       | Nm         | lastunabhängiges Lager-Reibungsmoment                              |
| $M_{b1}$       | Nm         | lastabhängiges Lager-Reibungsmoment                                |
| $M_d$          | Nm         | mechanisches Läuferverlustmoment                                   |
| $m_{ds}$       | kg         | Ständerzahnmasse   |
| $M_e$          | Nm         | elektromagnetisches Drehmoment (Luftspalmmoment)                   |
| $m_L$          | -          | übereinander liegende Leiter-Zahl in einer Nut                     |
| $M_{maxzul}$   | Nm         | zulässiges Maximaldrehmoment                                       |
| $M_N$          | Nm         | Nenn Drehmoment  |
| $m_r$          | kg         | Läufermasse  |
| $m_s$          | -          | Anzahl der Wicklungsstränge im Ständer                             |
| $m_T$          | -          | übereinander liegende Teileiter-Zahl in einer Nut                  |
| $M_{WN}$       | Nm         | Nenn Drehmoment der Drehmomentmesswelle                            |
| $m_{yr}$       | kg         | Läuferjochmasse  |
| $m_{ys}$       | kg         | Ständerjochmasse   |
| $n$            | 1/min; 1/s | Drehzahl   |

|                      |                  |   |
|----------------------|------------------|---|
| $n_1$                | 1/min            | Synchron-Drehzahl   |
| $n_a$                | 1/min            | Eckdrehzahl   |
| $N_c$                | -                | Windungszahl pro Spule  |
| $n_N$                | 1/min            | Nenndrehzahl  |
| $n_{rel}, n_{rel,k}$ | 1/min            | relative Drehzahl   |
| $N_s$                | -                | Windungszahl in Reihe je Strang   |
| $p$                  | -                | Polpaarzahl   |
| $P$                  | N                | dynamisch äquivalente Belastung des Lagers  |
| $P_1$                | N                | für $M_{b1}$ maßgebende Belastung   |
| $P_{1,0}$            | W/kg             | Ummagnetisierungsverluste bei 50 Hz und 1,0 T   |
| $P_{ad}$             | W                | Zusatzverluste  |
| $P_{ad,r}$           | W                | Zusatzverluste im Läufer  |
| $P_{ad,s}$           | W                | Zusatzverluste im Ständer   |
| $P_{äqu}$            | W                | äquivalente Verluste  |
| $p_{Bü}$             | N/m <sup>2</sup> | Bürstenaufgedruck   |
| $P_{Cu}$             | W                | Stromwärmeverluste  |
| $P_{Cu,1}$           | W                | Stromwärmeverluste der Grundschiwingung   |
| $P_{Cu,ad}$          | W                | Zusatzverluste in der Ständerwicklung   |
| $P_{Cu,ad,1}$        | W                | Zusatzverluste in der Ständerwicklung durch Grundschiwingung                                  |
| $P_{Cu,ad,k}$        | W                | Zusatzverluste in der Ständerwicklung durch die $k$ -te Oberschiwingung                       |
| $P_{Cu,Ft,a}$        | W                | Stromverdrängungsverluste der 2. Ordnung  |
| $P_{Cu,Ft,a,k}$      | W                | Stromverdrängungsverluste der 2. Ordnung  |
| $P_{Cu,Ft,b}$        | W                | Stromverdrängungsverluste der 1. Ordnung  |
| $P_{Cu,Ft,b,k}$      | W                | Stromverdrängungsverluste der 1. Ordnung  |
| $P_{Cu,k}$           | W                | Stromwärmeverluste der $k$ -ten Stromoberschwiwingung   |
| $P_{el}$             | W                | elektrische Leistung  |
| $P_{Fe}$             | W                | Ummagnetisierungsverluste   |
| $P_{Fe,ad}$          | W                | zusätzliche Ummagnetisierungsverluste   |
| $P_{Fe,ad,k}$        | W                | zusätzliche Ummagnetisierungsverluste durch die $k$ -te Ständerstromoberschwiwingung          |
| $P_{Fe,cal}$         | W                | berechnete Ummagnetisierungsverluste  |
| $P_{Fe,ds}$          | W                | Ummagnetisierungsverluste in den Ständerzähnen  |
| $P_{Fe,ds,k}$        | W                | Ummagnetisierungsverluste in den Ständerzähnen durch die $k$ -te Ständerstromoberschwiwingung |
| $P_{Fe,mea}$         | W                | gemessene Ummagnetisierungsverluste   |
| $P_{Fe,yr,k}$        | W                | Ummagnetisierungsverluste im Läuferjoch durch die $k$ -te Ständerstromoberschwiwingung        |
| $P_{Fe,ys}$          | W                | Ummagnetisierungsverluste im Ständerjoch  |

|                                      |                  |   |
|--------------------------------------|------------------|---|
| $P_{\text{Fe,ys},k}$                 | W                | Ummagnetisierungsverluste im Ständerjoch durch die $k$ -te Ständerstromoberschwingung |
| $P_{\text{Ft,ds}}$                   | W                | Wirbelstromverluste in den Ständerzähnen  |
| $P_{\text{Ft,ys}}$                   | W                | Wirbelstromverluste im Ständerjoch  |
| $P_{\text{H}_2\text{O}}$             | W                | Wärmeabfuhr durch Kühlwasser  |
| $P_{\text{H,ds}}$                    | W                | Hystereseverluste in den Ständerzähnen  |
| $P_{\text{H,ys}}$                    | W                | Hystereseverluste im Ständerjoch  |
| $P_{\text{m,ad}}$                    | W                | gesamte Wirbelstromverluste in Magneten   |
| $P_{\text{mk}}$                      | W                | Wirbelstromverluste in Magneten durch die $k$ -te Ständerstromoberschwingung          |
| $p_{\text{mQ}}$                      | W/m <sup>2</sup> | Oberflächenverlust-Dichte in den Magneten   |
| $P_{\text{mQ}}$                      | W                | Oberflächenverluste in den Magneten   |
| $P_{\text{ms},k}$                    | W                | Verluste in Messingschienen durch die $k$ -te Ständerstromoberschwingung              |
| $P_{\text{N}}$                       | W                | mechanische Nennleistung  |
| $P_{\text{Nabe},k}$                  | W                | Verluste in Läufernabe durch die $k$ -te Ständerstromoberschwingung                   |
| $P_{\text{Nabe}}$                    | W                | Gesamtverluste in Läufernabe  |
| $P_{\text{out}}$                     | W                | abgegebene mechanische Leistung   |
| $P_{\text{Q}}$                       | W                | Wirbelstromverluste im Läufer durch Ständernutung                                     |
| $P_{\text{Rb}}$                      | W                | Reibungsverluste  |
| $P_{\text{Rb,Bü}}$                   | W                | Bürstenreibungsverluste   |
| $P_{\text{Rb,Bü,max}}$               | W                | Maximalwert der Bürstenreibungsverluste   |
| $P_{\text{Rb,cal}}$                  | W                | berechnete Reibungsverluste   |
| $P_{\text{Rb,La}}$                   | W                | Lagerreibungsverluste   |
| $P_{\text{Rb,La0}}$                  | W                | lastunabhängige Lagerreibungsverluste   |
| $P_{\text{Rb,La1}}$                  | W                | lastabhängige Lagerreibungsverluste   |
| $P_{\text{Rb,Lu}}$                   | W                | Luftreibungsverluste  |
| $P_{\text{v}}$                       | W                | Verluste  |
| $P_{\text{v,cal}}; P_{\text{v,mea}}$ | W                | berechnete Verluste; gemessene Verluste   |
| $P_{\text{v,Sin}}; P_{\text{v,Bl}}$  | W                | Verluste bei Sinusspeisung; Verluste bei Blockspeisung                                |
| $P_{\text{wr}}$                      | W                | Wirbelstromverluste im Läufer   |
| $P_{\delta}$                         | W                | Luftspaltleistung   |
| $q$                                  | -                | Anzahl der Nuten je Pol und Strang  |
| $Q$                                  | -                | Ständernutzahl  |
| $Re$                                 | -                | <i>Reynolds</i> -Zahl   |
| $R_{\text{m}}$                       | -                | magnetische <i>Reynolds</i> -Zahl   |
| $r_{\text{ra}}$                      | m                | Läuferradius  |
| $r_{\text{ra1}}$                     | m                | Radius des Läuferblechpakets  |
| $R_{\text{s}}$                       | $\Omega$         | Strangwiderstand der Ständerwicklung  |

|   |                   |   |
|---|-------------------|---|
| $R_{s,par}$                                     | $\Omega$          | Strangwiderstand der Ständerwicklung bei Parallelschaltung          |
| $R_{s,ser}$                                     | $\Omega$          | Strangwiderstand der Ständerwicklung bei Serienschaltung            |
| $R_{s0}$  | $\Omega$          | Gleichstromwiderstand der Ständerwicklung                           |
| $s$   | -                 | Schlupf   |
| $s_Q$   | m                 | Schlitzbreite der Ständernuten                                      |
| $t$   | s                 | Zeitpunkt   |
| $T$   | s                 | Periode   |
| $TK(B_{rem})$                                   | %/K               | Temperaturkoeffizient vom $B_{rem}$                                 |
| $TK(H_{cJ})$                                    | %/K               | Temperaturkoeffizient vom $H_{cJ}$                                  |
| $U, V, W$                                       | V                 | 3 Ständerstränge  |
| $U_0$   | V                 | Klemmenspannung im Leerlauf   |
| $U_{01}$  | V                 | Grundschiwingung der Klemmenspannung im Leerlauf                    |
| $U_a$   | V                 | Ankerspannung   |
| $U_d$   | V                 | Zwischenkreisspannung   |
| $U_N$   | V                 | Nennspannung  |
| $U_{Netz}$                                      | V                 | Spannung des Netzes, Effektivwert                                   |
| $U_p$   | V                 | Polradspannung, Effektivwert  |
| $U_{p,par}$                                     | V                 | Polradspannung bei Parallelschaltung, Effektivwert                  |
| $U_{pk}$  | V                 | Polradspannung-Oberschwingung, Effektivwert                         |
| $U_{pN,par}$                                    | V                 | Polradspannung bei Nenndrehzahl und Parallelschaltung, Effektivwert |
| $U_s$   | V                 | Ständerstrangspannung, Effektivwert                                 |
| $U_{s,par}$                                     | V                 | Ständerstrangspannung bei Parallelschaltung, Effektivwert           |
| $U_{s1}$  | V                 | Ständerspannungs-Grundschiwingung                                   |
| $U_{sa}$  | V                 | Ständerstrangspannung bei Eckdrehzahl $n_a$                         |
| $U_{sd}$  | V                 | $d$ -Komponente der Ständerspannung                                 |
| $U_{sk}$  | V                 | Ständerspannungs-Oberschwingung                                     |
| $U_{smax}$                                      | V                 | maximale Ständerstrangspannung                                      |
| $U_{sq}$  | V                 | $q$ -Komponente der Ständerspannung                                 |
| $u_{UV}$  | V                 | verkettete Spannung zwischen Strang U und V                         |
| $u_v; \hat{u}_v; U_v$                           | V                 | Klemmenspannung   |
| $u_{v1}; \hat{u}_{v1}; U_{v1}$                  | V                 | Grundschiwingung der Klemmenspannung                                |
| $U_{vk}$  | V                 | Oberschwingung der Klemmenspannung                                  |
| $u_{WR}; \hat{u}_{WR};$<br>$U_{WR}; U_{WR,str}$ | V                 | Klemmen- bzw. Strangspannung am Wechselrichter                      |
| $v, v_k$  | m/s               | Umfangsgeschwindigkeit  |
| $\dot{V}$                                       | m <sup>3</sup> /s | Volumenstrom  |
| $x_r$   | m                 | kartesische Koordinaten im läuferfesten System                      |
| $x_s$   | m                 | kartesische Koordinaten im ständerfesten System                     |
| $X_{sd}$  | $\Omega$          | Synchronreaktanzen ( $d$ -Achse)                                    |

|   |                           |  |
|---|---------------------------|--|
| $X_{sd,par}$                            | $\Omega$                  | Synchronreaktanzen ( $d$ -Achse) bei Parallelschaltung                           |
| $X_{sq}$                                | $\Omega$                  | Synchronreaktanzen ( $q$ -Achse)   |
| $Z_C; Z_M$                              | $\Omega$                  | Impedanz der Kapazität; Impedanz der Maschinenwicklung                           |
| $z_m$                                   | -                         | Anzahl der Magnete   |
| $\alpha$                                | rad;<br>$W/(m^2 \cdot K)$ | Winkel in Bild 2.5;<br>Wärmeübertragungskoeffizient                              |
| $\alpha_e$                              | -                         | Polbedeckung   |
| $\delta$                                | m                         | mechanischer Luftspalt   |
| $\delta_E$                              | m                         | Eindringtiefe der Wirbelströme   |
| $\delta_{Ek}$                           | m                         | Eindringtiefe der Wirbelströme durch die $k$ -te Ständerstromober-<br>schwingung |
| $\delta_{mag}$                          | m                         | magnetisch wirksamer Luftspalt   |
| $\Delta$                                | m                         | Abstand der Gitternetzlinien   |
| $\Delta\vartheta_{H_2O}$                | K                         | Erwärmung des Wassers  |
| $\varepsilon$                           | As/(Vm)                   | Dielektrizitätskonstante, Permittivität  |
| $\Phi_p$                                | Vs                        | Hauptfluss je Pol  |
| $\Phi_s$                                | Vs                        | Ständerfluss   |
| $\gamma$                                | -                         | Faktor zur Berechnung des <i>Carterschen</i> Faktors                             |
| $\eta$                                  | -                         | Wirkungsgrad   |
| $\vartheta$                             | rad; °C                   | Polradwinkel; Temperatur   |
| $\vartheta_0$                           | °C                        | Temperatur   |
| $\vartheta_{H_2O,ein}$                  | °C                        | Temperatur am Wassereintritt   |
| $\vartheta_{H_2O,aus}$                  | °C                        | Temperatur am Wasseraustritt   |
| $\vartheta_m / \Delta\vartheta_m$       | °C / K                    | Temperatur / Übertemperatur in den Magneten                                      |
| $\vartheta_{wi} / \Delta\vartheta_{wi}$ | °C / K                    | Temperatur / Übertemperatur in der Wicklung                                      |
| $\vartheta_{wk} / \Delta\vartheta_{wk}$ | °C / K                    | Temperatur / Übertemperatur im Wickelkopf  |
| $\varphi$                               | rad; V                    | Phasenwinkel; elektrisches Potential   |
| $\kappa$                                | S/m                       | elektrische Leitfähigkeit  |
| $\kappa_{Cu}$                           | S/m                       | elektrische Leitfähigkeit des Kupfers  |
| $\kappa_{Fe}$                           | S/m                       | elektrische Leitfähigkeit des Dynamo-Blech                                       |
| $\kappa_m$                              | S/m                       | elektrische Leitfähigkeit der Magnete  |
| $\kappa_{meff}$                         | S/m                       | effektive elektrische Leitfähigkeit der unterteilten Magnete                     |
| $\lambda_A$                             | $W/(m \cdot K)$           | Wärmeleitfähigkeit der Luft  |
| $\lambda_b$                             | -                         | Wickelkopf-Streuleitwert   |
| $\lambda_F$                             | $W/(m \cdot K)$           | Wärmeleitfähigkeit der Verguss-Füllstoffe  |
| $\lambda_Q$                             | -                         | Nutstreuleitwert   |
| $\lambda_Z$                             | -                         | Zahnkopf-Streuleitwert   |
| $\mu_0$                                 | Vs/(Am)                   | Permeabilität von Vakuum   |
| $\mu$                                   | -, Vs/(Am)                | Ordnungszahl, absolute Permeabilität   |

|                            |                       |  |
|----------------------------|-----------------------|--|
| $\mu_b$                    | -                     | von Lagerbauart abhängiger Reibungsbeiwert                   |
| $\mu_{Fe}$                 | Vs/(Am)               | Permeabilität des Dynamo-Blechtes                            |
| $\mu_m$                    | Vs/(Am)               | Permeabilität der Magnete                                    |
| $\mu_{meff}$               | Vs/(Am)               | effektive Permeabilität der unterteilten Magnete             |
| $\mu_r$                    | -                     | relative Permeabilität                                       |
| $\mu_{r,Fe}$               | -                     | relative Permeabilität des Dynamo-Blechtes                   |
| $\mu_{r,m}$                | -                     | relative Permeabilität der Magnete                           |
| $\nu$                      | -                     | Ordnungszahl einer Harmonischen des Ständerfelds             |
| $\nu_0$                    | m <sup>2</sup> /s     | kinematische Zähigkeit der Luft bei 0 °C                     |
| $\nu_1$                    | mm <sup>2</sup> /s    | Bezugsviskosität des Fettgrundöls                            |
| $\nu_A$                    | m <sup>2</sup> /s     | kinematische Zähigkeit der Luft                              |
| $\nu_b$                    | mm <sup>2</sup> /s    | Betriebsviskosität des Fettgrundöls                          |
| $\Theta$                   | A                     | Durchflutung   |
| $\rho$                     | As/m <sup>3</sup> ; - | elektrische Raumladungsdichte; Faktor nach (4.80)            |
| $\rho_0$                   | kg/m <sup>3</sup>     | Dichte der Luft bei 0 °C                                     |
| $\rho_A$                   | kg/m <sup>3</sup>     | Dichte der Luft  |
| $\sigma_{Ft}$              | W/kg                  | Wirbelstromanteil der spezifischen Ummagnetisierungsverluste |
| $\sigma_H$                 | W/kg                  | Hystereseeanteil der spezifischen Ummagnetisierungsverluste  |
| $\sigma_s$                 | -                     | Streuziffer  |
| $\tau_p$                   | m                     | Polteilung   |
| $\tau_Q$                   | m                     | Nutteilung   |
| $\tau_s$                   | N/m <sup>2</sup>      | Scherbeanspruchung   |
| $\omega$                   | rad/s                 | elektrische Kreisfrequenz                                    |
| $\omega_0$                 | rad/s                 | Eigen-Kreisfrequenz  |
| $\omega_m$                 | rad/s                 | mechanische Winkelgeschwindigkeit                            |
| $\omega_{s1}; \omega_{sk}$ | rad/s                 | elektrische Kreisfrequenz der Grund- und Oberschwingung      |
| $\xi$                      | -                     | reduzierte Blechdicke  |
| $\Psi$                     | Wb                    | verketteter Fluss  |



# 1 Einleitung

In den letzten Jahren ist ein steigender Trend zur Anwendung von schnelldrehenden elektrischen Maschinen mit Drehzahlen von 20 000 /min bis zu 100 000 /min zu verzeichnen, z. B. als Turboverdichter, für elektrische Fahrzeuge, als Generatoren für Mikro-Gasturbinen der dezentralen Energieversorgung sowie als direktangetriebene Motorspindeln für die Hochgeschwindigkeitsbearbeitung [1]. Solche Motoren haben einen hohen Wirkungsgrad mit einer typischen Größenordnung von ca. 95 % und sind außerdem kostengünstig, da die Maschinenabmessungen und das Gewicht bei gleicher Leistung durch hohe Betriebsdrehzahlen erheblich reduziert werden können [2]. Durch den Wegfall mechanischer Komponenten wie Riemengetriebe und Getriebekästen gelingt bei Motorspindeln eine noch kompaktere und steifere Konstruktion, die zu dynamischeren Hauptantrieben und höheren Werkstückgüten führt.

Allerdings muss der Läufer von schnelllaufenden Motoren den großen Fliehkräften standhalten. Dadurch ist die mögliche Maximaldrehzahl beschränkt. Für hoctourige Antriebe zählen heutzutage folgende Motorausführungen zu den geeigneten: permanenterregte Synchronmotoren (PMSM), Asynchronmotoren mit Käfigläufer (ASM) und Switched-Reluctance-Motoren (SRM) [3]. Die Motoren mit massivem magnetischen Läuferabschluss sind kostengünstiger und insbesondere bei schnell drehenden Antrieben üblich. Mit dieser Läuferausführung ist eine Tangentialgeschwindigkeit von bis zu 500 m/s möglich [4]. Synchronmaschinen mit einem Blechpaketläufer können sich mit Glasfaserbandage bis zu einer Umfangsgeschwindigkeit von 130 m/s und mit Kohlenfaserbandage bis 280 m/s drehen [5], während Asynchronmaschinen und Switched-Reluctance-Maschinen bis zu 200 m/s gefahren werden können [1]. Die Maximalleistung der Motoren ist von der zulässigen Erwärmung des Ständers und Läufers bestimmt. Hierbei ist die Wahl der Kühlungsart von großer Bedeutung.

Im Vergleich mit den anderen zwei Maschinen zeichnen sich die SRM-Läufer zwar durch eine einfache und kostengünstige Aufbauweise aus, aber diese Bauart führt zu einer relativ größeren Drehmomentwelligkeit und Geräuscentwicklung [6]. Zum anderen haben Switched-Reluctance-Maschinen einen kleineren Wirkungsgrad, da ein Magnetisierungsstrom erforderlich ist. Bei Asynchronmotoren sind die Drehzahlstellbereiche für konstante Leistungsabgabe groß, typisch bis zu 5 : 1. Sie sind auch kostengünstiger als permanenterregte Synchronmotoren. Deswegen kamen bisher meist Asynchronmotoren als hoctourige Drehstromantriebe zum Einsatz. Bei hohen Anforderungen an die Dynamik werden jedoch permanenterregte Synchronmaschinen zunehmend verwendet. Gegenüber Asynchronmaschinen mit Käfigläufer bietet die PMSM-Bauart folgende Vorteile:

- noch höherer Wirkungsgrad [7], [8]

- geringere Läufererwärmung durch deutlich geringere Läuferverluste [8]
- höhere Drehmomentausnutzung bei gleichem Bauvolumen durch Anwendung von Hochenergiemagneten: Neodym-Eisen-Bor (Nd-Fe-B) und Samarium-Kobalt ( $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ,  $\text{SmCo}_5$ )
- reduziertes Läufer Volumen und dadurch ein kleineres Trägheitsmoment: Dies ergibt kleinere Hochlauf- und Anregelzeiten und verminderte Motorverluste bei Beschleunigungs- und Bremsvorgängen.
- einfache Regelungs- und Steuerverfahren

Trotz vieler Vorteile sind bei permanenterrregten Synchronmotoren für hohe Drehzahlen noch einige Probleme zu lösen. Neben der Befestigung der Magnete und der Lagerung sind an erster Stelle die Erwärmungsprobleme zu nennen. Aufgrund der kleinen Gehäuseoberfläche und der hohen Versorgungsfrequenz haben solche schnelldrehenden Motoren – zusammen mit hoher Leistungsdichte – unvermeidlich eine hohe Verlustdichte, da bei Hochdrehzahlen deutlich höhere Lager- und Luftreibungsverluste sowie Ummagnetisierungsverluste im Blechpaket auftreten.

Im Fall der Umrichterspeisung mit nicht sinusförmigen Spannungen und Strömen entstehen Oberschwingungsverluste nicht nur in den Wicklungen, in den Blechpaketen und den Gehäuseelementen, sondern auch in den massiven Bauteilen des Läufers. Die Wirbelstromverluste im Läufer können im Extremfall zur thermischen Zerstörung des Magnetmaterials und der Kugellager führen [9]. Ferner reduziert die Läufer Temperatur die zulässige Beanspruchungsgrenze der Glasfaserbandage, die als besonders kritisches Bauteil die extrem großen Fliehkräfte der Magnete bei hohen Drehzahlen tragen muss. Nicht zuletzt beeinträchtigt bei Werkzeugmaschinenantrieben die thermisch bedingte Längenänderung der Läuferwelle die Fertigungsgenauigkeit. Bis jetzt ist es noch nicht ganz klar, welche Speisungsart für die hochtourigen Antriebe eher geeignet ist. Nach der Meinung in [1] und [10] soll man beim Betrieb von 20 000 bis 30 000 /min einen Umrichter mit Blocktaktung einsetzen. Der Umrichter mit Pulsweitenmodulation (PWM) ist eine Standardlösung nur für drehzahlveränderbare Antriebe mit Grundfrequenzen unter 1 kHz.

In dieser Arbeit werden die Ursachen für das Entstehen der Motorverluste bei hoher Grundschwingungsfrequenz beschrieben und die Einzelverluste einschließlich der umrichterbedingten Oberschwingungsverluste analytisch bzw. numerisch bestimmt. Anhand vergleichender Messungen der im Institut entwickelten Versuchsmaschinen [8], die an Umrichtern mit Blocktaktung bzw. PWM-Steuerverfahren betrieben werden, erfolgt die Verifizierung der Berechnungsergebnisse. Die Maschinen sind für eine Leistung von 30 kW ausgelegt. Bei einer Nenndrehzahl von 24 000 /min beträgt die Läuferumfangsgeschwindigkeit 111 m/s. Ziel dieser Arbeit ist die Ermittlung einer optimierten Motorausführung und einer geeigneten Speisungsart für hochdrehende permanenterrregte Synchronmotoren mit Oberflächenmagneten.

In manchen typischen Einsatzfeldern, wie z. B. bei Motorspindeln in Werkzeugmaschinen und bei elektrischen Fahrzeugen, werden ein großer Konstantleistungsbereich und eine hohe Maximaldrehzahl benötigt. Um diese Anforderungen bei begrenzter Umrichterleistung erfüllen zu können, müssen die Antriebsmotoren bei Feldschwächung betrieben werden. Wegen der kleinen Induktivität bei Synchronmaschinen mit Oberflächenmagneten werden dazu allerdings große Ständerströme benötigt. Die Problematik der Feldschwächung bei solchen Motoren wird ebenfalls anhand der aufgebauten Prüflinge analytisch und experimentell untersucht.

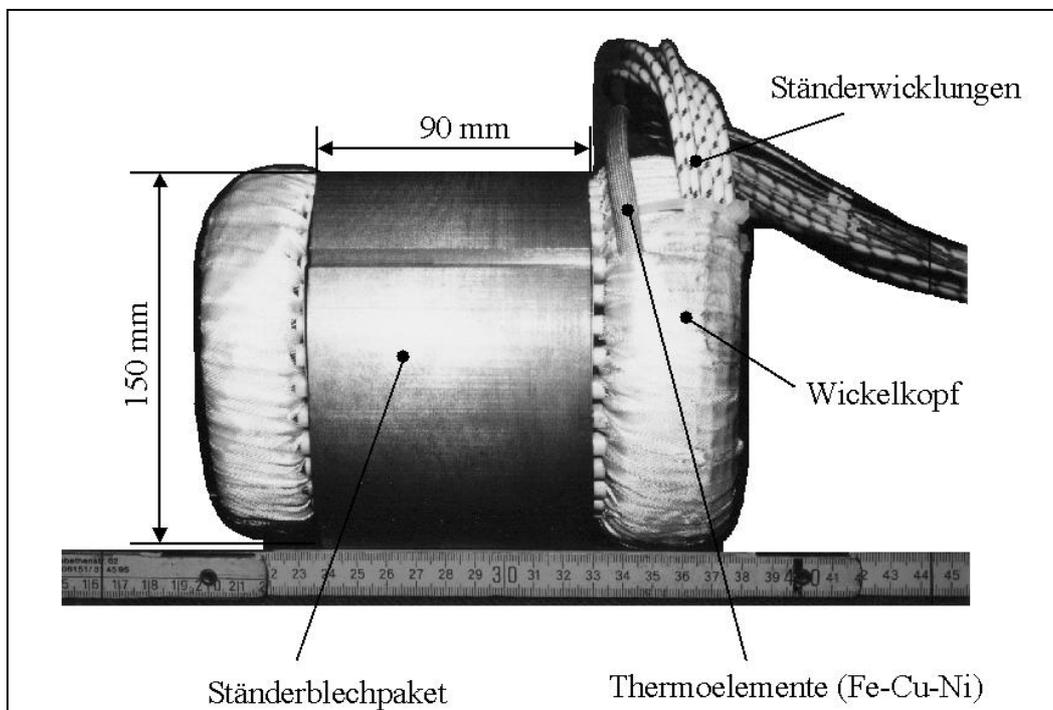
## 2 Versuchsmaschinen

Ausgangspunkt der Untersuchungen ist ein vierpoliger wassermantelgekühlter permanenterregter Synchronmotor, der in der Arbeit [11] für eine Drehzahl von 24 000 /min entwickelt worden ist. Da eine hohe Drehzahl nur bei Speisung mit hoher Ständerfrequenz erreicht werden, z. B. 800 Hz für 24 000 /min, entstehen zwangsläufig hohe Verlustdichten, vor allem als Folge von extrem hohen Wirbelstromverlusten im Ständerblechpaket. Diese Verluste müssen durch Wassermantelkühlung wirksam abgeführt werden. Darüber hinaus sind bei der Motorauslegung zur Reduzierung dieser Verluste dünnere Dynamobleche und eine kleinere Luftspalt-Flusssdichte gewählt worden, so wie in [1] beschrieben.

Entgegen den Erwartungen zeigte diese Maschine bei Block-Umrichterspeisung jedoch eine starke Erwärmung des Läufers (Läufer A). Da man die Ursache in Wirbelströmen in der massiven Läufer-nabe vermutete, wurde ein neuer Läufer mit geblechter Läufer-nabe (Läufer B) gebaut. Für einen unmittelbaren Vergleich wurde für die neue Maschine der gleiche Ständer wie bei der ersten Maschine (Ständer A) verwendet.

## 2.1 Ständerausführungen

Bild 2.1 zeigt das aus Dynamoblechen (V330-35A) geschichtete Ständerblechpaket mit der in Nuten am Bohrungsumfang eingelegten dreisträngigen vierpoligen Drehstromwicklung, die im Wicklungsschema mit der von Drehstrom-Asynchronmaschinen identisch ist. Die hochwertigen Bleche mit einer Dicke von nur 0,35 mm haben bei 1,0 T und 50 Hz Ummagnetisierungsverluste  $P_{1,0}$  von 1,3 W/kg mit einem Hystereseanteil  $\sigma_H$  von 1,25 W/kg und Wirbelstromanteil  $\sigma_{Ft}$  von 0,16 W/kg. Jeder Wicklungsstrang besteht aus zwei Teilsträngen gleicher Windungszahl und kann wahlweise am Klemmenbrett in Serie oder parallel geschaltet werden. Bei einem Ständerinnendurchmesser  $d_{si} = 90$  mm beträgt der Ständeraußendurchmesser  $d_{sa} = 150$  mm. Die Blechpaketlänge ist  $l_{Fe} = 90$  mm.



**Bild 2.1:** Ständer A (ohne Ständergehäuse und noch nicht eingegossen)

Bei Lastversuchen wurde festgestellt, dass die Verlustwärme aus den Wickelköpfen durch die Wassermantelkühlung weniger wirksam als aus dem Nutbereich abgeführt wird. Die Wickelköpfe sind dabei mehr als 10 K wärmer als die Nutenleiter. Eine Absenkung der Temperatur in diesen Heißpunkten (Wickelköpfen) wurde durch Vergießen mit einem Füllstoff versucht. Der Ständer der zweiten Versuchsmaschine wurde mit einem Epoxidharz mit verbesserter Wärmeleitfähigkeit  $\lambda_F = 2$  W/(m·K) durch Einsatz von speziellen Zusätzen (u. a. Quarzsand) vergossen. Die Wärmeleitfähigkeit der Luft ist nur  $\lambda_A = 0,024$  W/(m·K)). Zum Unterscheiden soll der Ständer mit nicht eingegossenen Wickelköpfen als Ständer A und der andere mit eingegossenen Wickelköpfen als Ständer B bezeichnet werden.

## 2.2 Läuferausführungen

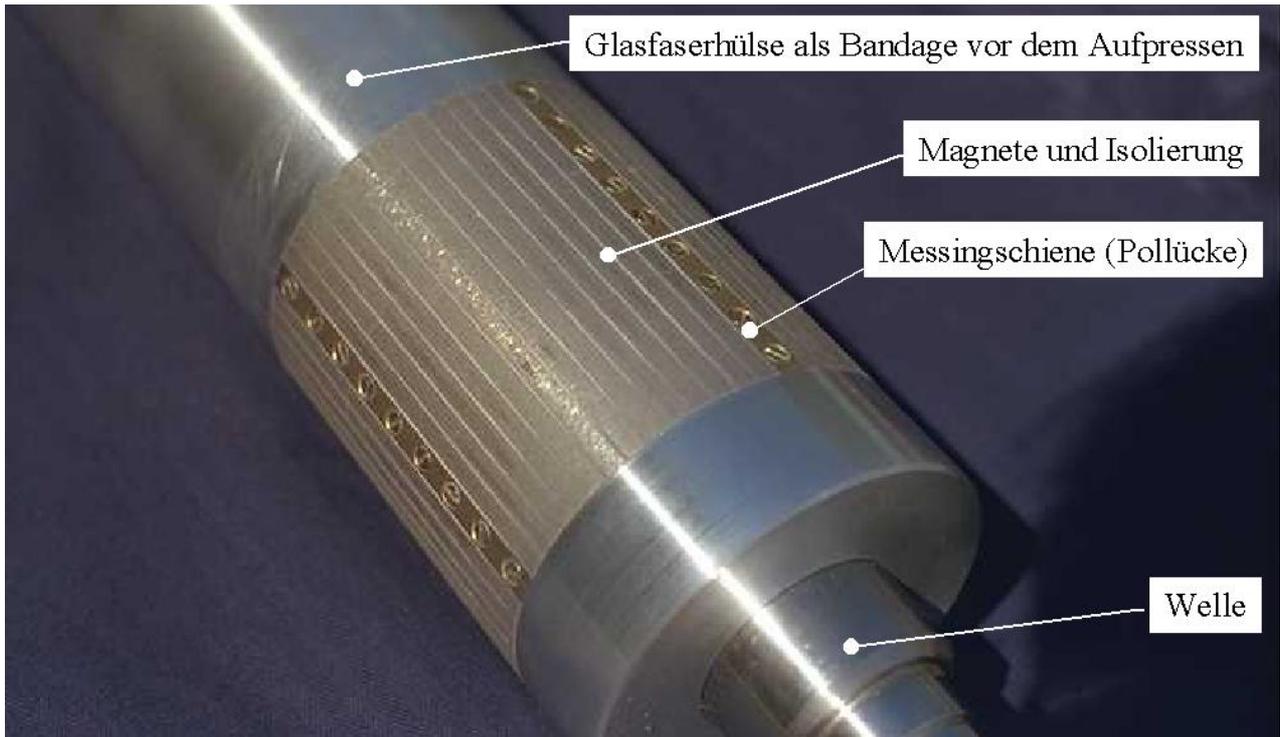
Die Läufer tragen Permanentmagnete, die auf den magnetischen Rückschluss aufgeklebt und zusätzlich bandagiert werden. Bei beiden vierpoligen Innenläufern wurden Oberflächenmagnete mit radialer Magnetisierung verwendet. Als Magnetmaterial wurde Samarium-Kobalt ( $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ) gewählt, weil dieses eine hohe Temperaturstabilität und einen guten Schutz gegen Entmagnetisierung vorweist. Um die Wirbelstromverluste zu verringern, sind die Magnete in kleinen Stückchen aufgeteilt und der Zwischenraum ist mit Isolierstoff gefüllt. Die Ausführung ist auch in [12] beschrieben.

Als magnetischer Rückschluss wird eine Läufernabe aufgebracht. Bild 2.2 a/b zeigen beide Läufer jeweils mit dem Aufbau in Bild 2.3 und Bild 2.4. Läufer A besitzt eine massive Nabe aus Baustahl. Dagegen hat Läufer B eine geblechte Nabe aus hochwertigen Dynamoblechen V330-35A wie im Ständer. Durch die Blechung können die Läuferverluste weiter reduziert werden [13]. Die wichtigsten Daten beider Läufer sind in Tabelle 2.1 aufgelistet.

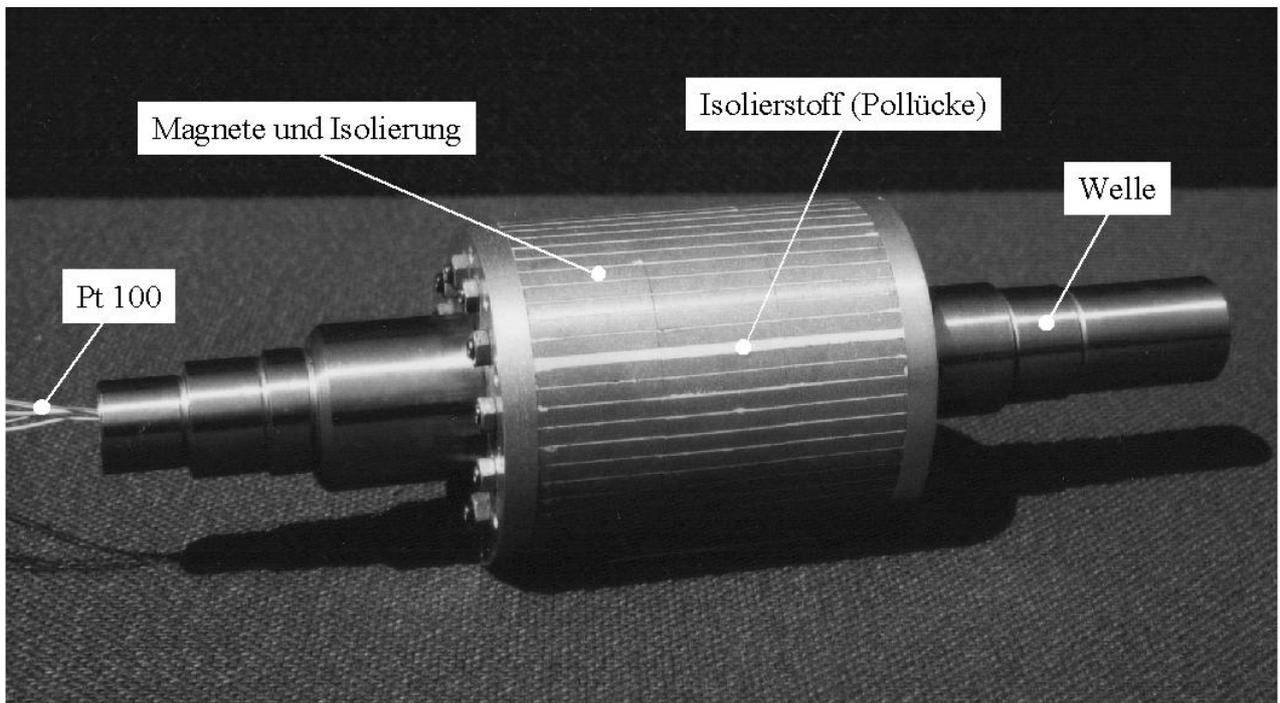
Die Glasfaserbandage, eine vorgefertigte Hülse mit Untermaß, wird auf die Läuferkonstruktion mit aufgeklebten Magneten aufgepresst. Sie presst die Magnete auch bei hoher Drehzahl unter positiver Vorspannung auf die Läufernabe.

Tabelle 2.1: Daten des Läufers A und B

| Läufer  | Läufer A   | Läufer B   |
|---|--|--|
| Magnete ( $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ): $l_m \cdot b_m \cdot h_m$    | 30 mm · 4 mm · 3,5 mm                                  | 30 mm · 4 mm · 4 mm                                    |
| Anzahl der Magnete pro Pol: $z_m$<br>(RECOMA 28: Deutsche CARBONE AG) | $13 \times 3 = 39$ (13 Zeilen;<br>dreifach unterteilt) | $14 \times 3 = 42$ (14 Zeilen;<br>dreifach unterteilt) |
| Remanenzflussdichte $B_{\text{rem}}$                                  | 1,07 T (20 °C)   | 1,07 T (20 °C)   |
| Temperaturkoeffizient von $B_{\text{rem}}$ : $TK(B_{\text{rem}})$     | - 0,03 %/K (20-100 °C)<br>- 0,035 %/K (20-150 °C)      | - 0,03 %/K (20-100 °C)<br>- 0,035 %/K (20-150 °C)      |
| Koerzitivfeldstärke der Flussdichte $H_{\text{cB}}$                   | 720 kA/m (20 °C)                                       | 720 kA/m (20 °C)                                       |
| Koerzitivfeldstärke der Polarisation $H_{\text{cJ}}$                  | 1200 kA/m (20 °C)                                      | 1200 kA/m (20 °C)                                      |
| Temperaturkoeffizient von $H_{\text{cJ}}$ : $TK(H_{\text{cJ}})$       | - 0,2 %/K (20-150 °C)                                  | - 0,2 %/K (20-150 °C)                                  |
| max. spezifisches Energieprodukt $(HB)_{\text{max}}$                  | 215 kJ/m <sup>3</sup>                                  | 215 kJ/m <sup>3</sup>                                  |
| maximale Betriebstemperatur   | 350 °C   | 350 °C   |
| Polbedeckung $\alpha_e$   | 87 %   | 95 %   |
| Läuferblechpaketdurchmesser $d_{\text{ral}}$                          | 76 mm  | 75 mm  |
| Bandagendicke $d_B$   | 2,8 mm   | 2,8 mm   |
| mechanischer Luftspalt $\delta$                                       | 0,7 mm   | 0,7 mm   |



a)



b)

**Bild 2.2:** Permanentmagnetläufer A und B

a) Läufer A mit massiver Nabe

b) Läufer B mit geblechter Nabe

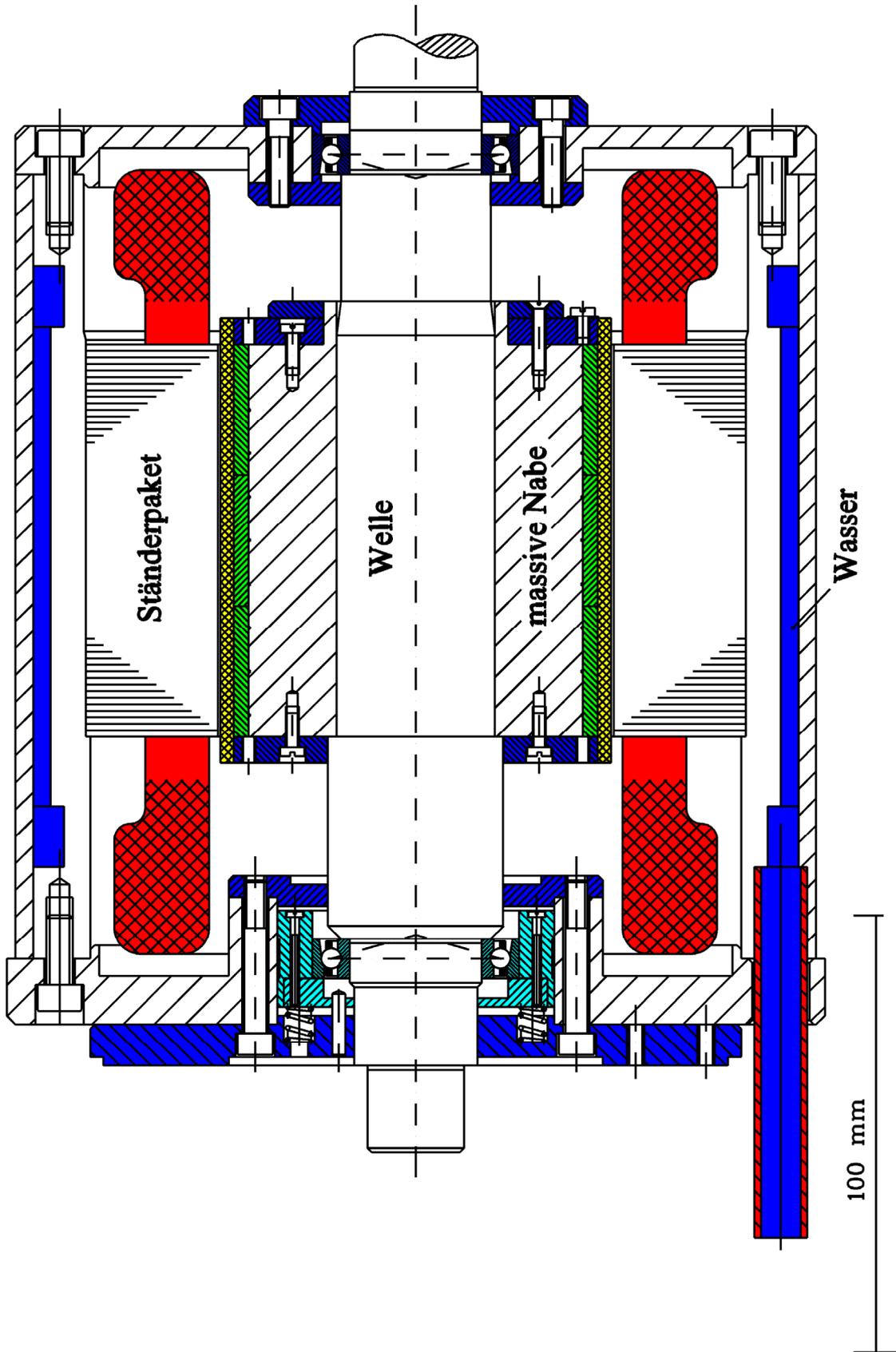


Bild 2.3: Aufbau der PM-Synchronmaschine mit massiver Läufer-nabe

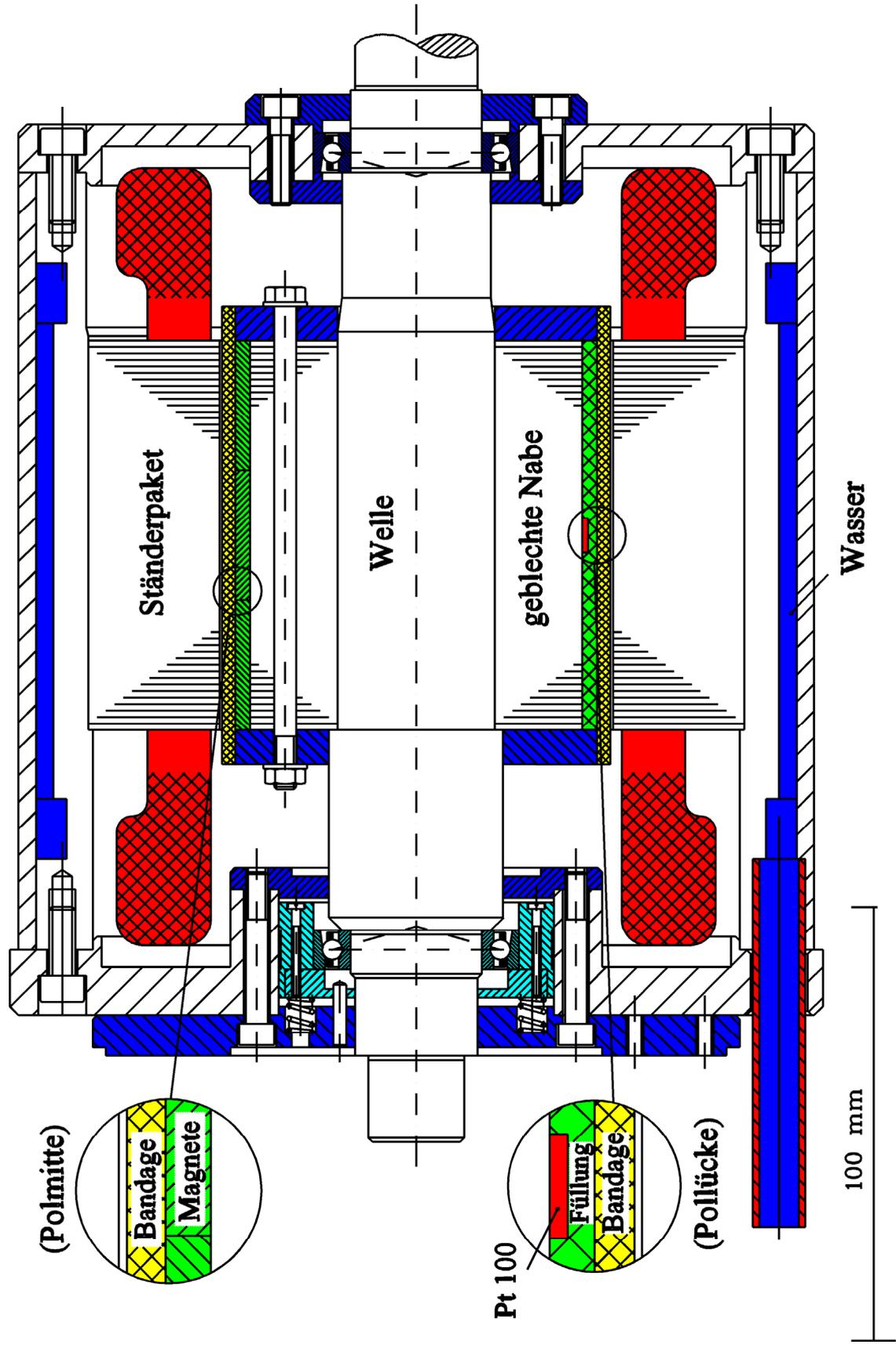


Bild 2.4: Aufbau der PM-Synchronmaschine mit geblechter Läuferhabe

## 2.3 Daten und Parameter der Versuchsmaschinen

Mit verschiedener Kombination beider Ständer und beider Läufer werden folgende drei Versuchsmaschinen aufgebaut:

PMSM AA = Ständer A + Läufer A

PMSM AB = Ständer A + Läufer B

PMSM BB = Ständer B + Läufer B

Die geforderten Nenndaten für die Versuchsmaschinen sind in Tabelle 2.2 aufgelistet. Ihre relevanten Parameter wurden experimentell ermittelt und in dieser Tabelle zusammengestellt. Mit diesen Motorparametern konnten die das Betriebsverhalten beschreibenden Kenngrößen (z. B. Strom, Spannung, Drehmoment, Leistung) der Maschinen auf möglichst einfache Weise analytisch bestimmt werden. Hierbei wurde das einsträngige Ersatzschaltbild und das zugehörige Zeigerdiagramm aus den Spannungsgleichungen eines permanenterregten Motors verwendet. Bei Synchronmaschinen werden die  $d$ -Achse (Längsachse in Richtung des Erregerfeldes) und die  $q$ -Achse (Querachse in Richtung der Polücken) unterschieden, da die magnetischen Leitwerte in Längs- und Querachse unterschiedlich sein können.

Tabelle 2.2: Nenndaten und Parameter der Versuchsmaschinen bei Sternschaltung

|   |                                       |                |
|---|---------------------------------------|----------------|
| Polpaarzahl $p$   | 2                                     |                |
| mechanische Nennleistung $P_N$ (für Motorbetrieb)                                       | 30 kW                                 |                |
| Nenndrehzahl $n_N$  | 24 000 /min                           |                |
| Nenndrehmoment $M_N$  | 12 Nm                                 |                |
| Nennstrom $I_{sN,par}$<br>(Parallelschaltung der Teilstränge bei Betrieb $I_{sd} = 0$ ) | 65 A (PMSM AA)<br>62 A (PMSM AB & BB) |                |
| Gemessene Maschinenparameter für Parallelschaltung der Teilstränge:                     |                                       |                |
|   | PMSM AA                               | PMSM AB & BB   |
| Ständerstrangwiderstand $R_{s,par}$ (bei 20 °C)   | 0,024 $\Omega$                        | 0,024 $\Omega$ |
| Längsinduktivität $L_{sd,par}$  | 0,226 mH                              | 0,226 mH       |
| Querinduktivität $L_{sq,par}$   | 0,215 mH                              | 0,215 mH       |
| Polradspannung $U_{pN,par}$ (bei 24 000 /min, 20 °C)                                    | 158 V                                 | 170 V          |
| Maximalwert der Luftspaltflussdichte $B_\delta$ (20 °C)                                 | 0,407 T                               | 0,430 T        |
| Grundwelleamplitude der Luftspaltflussdichte $B_1$ (20 °C)                              | 0,507 T                               | 0,546 T        |
| Hauptfluss je Pol $\Phi_p$  | 2,054 mVs                             | 2,210 mVs      |

### 1) Bestimmung des Strangwiderstandes $R_{s,par}$

Der Strangwiderstand  $R_{s,par}$  der Ständerwicklung in Parallelschaltung der Teilstränge wurde bei Raumtemperatur von 20 °C mit einer *Thomson*-Messbrücke gemessen. Mit identischer Wicklungsausführung für A und B gilt dieser Messwert für Ständer A und B.

### 2) Bestimmung der Polradspannung $U_{p,par}$ im Leerlauf

**Fall 1:** (Die Versuchsmaschine ist noch nicht mit einer Belastungsmaschine gekuppelt.)

In diesem Fall wird die Versuchsmaschine mit einer kleinen Drehträgheit von einem Mittelfrequenzgenerator (MFG) im motorischen Leerlauf getrieben. Durch Verändern der Erregung des Generators und damit veränderter Klemmenspannung  $\sqrt{3} \cdot U_{s,par}$  werden die zugehörigen Ständerströme  $I_{s,par}$  als Blindströme eingestellt. Bei  $I_{smin,par} \approx 0$  gilt  $U_{p,par} = U_{s,par}$  unter Vernachlässigung des Widerstands  $R_{s,par}$  und des mechanischen Läuferverlustmoments  $M_d$ .

**Fall 2:** (Die Versuchsmaschine ist mit einer Belastungsmaschine gekuppelt.)

Zur Bestimmung der Polradspannung  $U_{p,par} = f(n)$  wird die Synchronmaschine mit offenem Ankerkreis im generatorischen Leerlauf von dieser Belastungsmaschine auf unterschiedliche Drehzahlen angetrieben.

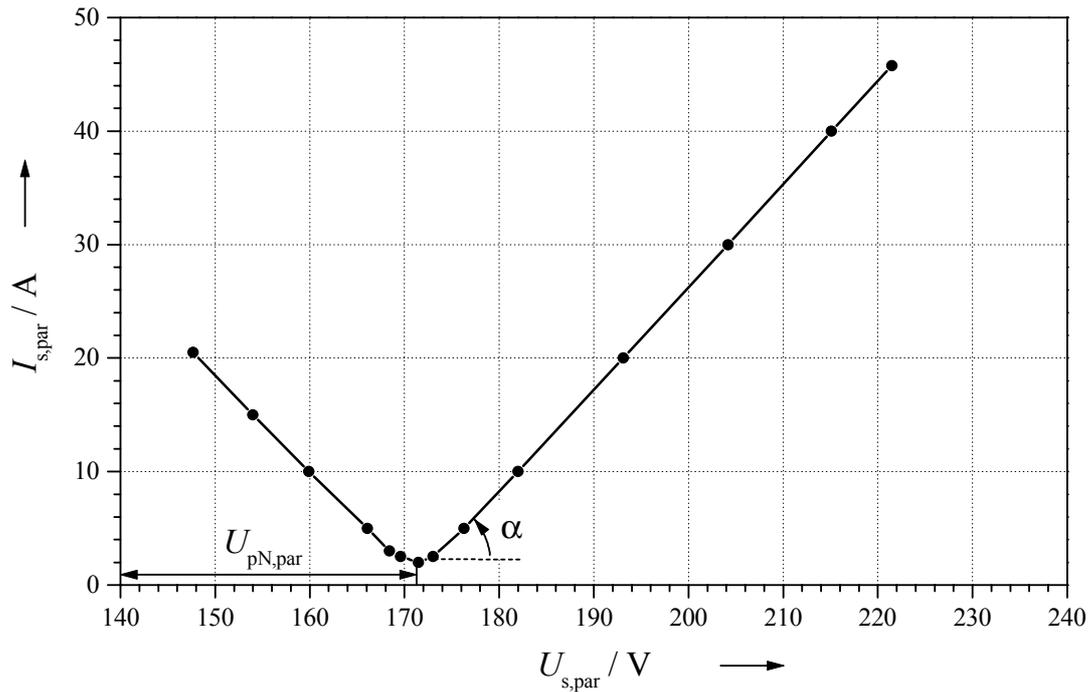
### 3) Bestimmung der Synchroninduktivität $L_{sd,par}$ im Leerlauf

Die Induktivität  $L_{sd}$  einer Synchronmaschine ist im motorischen Leerlauf der Versuchsmaschine bei Sinusbetrieb bestimmt worden. Die Versuchsmaschine mit Parallelschaltung lässt sich vom Mittelfrequenzgenerator speisen, wobei die Belastungsmaschine elektrisch freigeschaltet ist, wodurch sich das Kupplungsmoment  $M \approx 0$  einstellt. Hierfür gilt bei Vernachlässigung des Ständerwiderstands  $R_{s,par}$ :

$$L_{sd,par} = (U_{s,par} - U_{p,par}) / (\omega \cdot I_{s,par}) \quad (2.1)$$

mit:  $U_{s,par}$  Ständerspannungs-Effektivwert eines Strangs  
 $U_{p,par}$  Polradspannungs-Effektivwert eines Strangs  
 $\omega$  elektrische Kreisfrequenz  
 $I_{s,par}$  Ständerstrom-Effektivwert eines Strangs

Falls die Versuchsmaschine nicht mit einer Belastungsmaschine gekuppelt und die Polradspannung  $U_{p,par}$  noch unbekannt ist, sind die Blindströme  $I_{s,par}$  bei veränderlicher Spannung  $U_{s,par}$  zu messen. Die Strom-Spannungs-Kennlinie  $I_{s,par} = f(U_{s,par})$  für Maschinen „PMSM AB und BB“ ist in Bild 2.5 dargestellt. Aus der gezeichneten Kurve folgt die Synchronreaktanz aus  $X_{sd,par} \sim \cot\alpha$  und damit  $L_{sd,par} \sim \cot\alpha / \omega$ .



**Bild 2.5:** Gemessene Strom-Spannungs-Kennlinie des PMSM AB & BB bei  $n_N = 24\,000$  /min und  $M \approx 0$

#### 4) Bestimmung der Synchroninduktivität $L_{sq,par}$ im Lastversuch

Die Querinduktivität  $L_{sq}$  einer Synchronmaschine ist aus einem Lastversuch zu ermitteln. Hierzu wird der Versuchsmotor mit Parallelschaltung auf eine Drehzahl von 24 000 /min gefahren und mit einem Drehmoment von 12 Nm (Nennleistung von  $P_N = 30$  kW) unter der Bedingung  $I_{sd} \approx 0$  belastet. In diesem Fall ist der Ständerstrom  $I_s$  in Phase zu  $\underline{U}_p$ , und bei einem bestimmten Wert  $I_s$  lässt sich ein Maximaldrehmoment abgeben. Die Querinduktivität  $L_{sq}$  kann unter Vernachlässigung von  $I_{sd}$  näherungsweise mit (2.2) berechnet werden. Mit (2.3) ist eine Berücksichtigung des vom  $I_{sd}$  an der Ständerimpedanz verursachten Spannungsfalls möglich [14]. Die Anwendung von (2.3) ist dann nicht auf den Betrieb  $I_{sd} = 0$  beschränkt.

Die messtechnisch bestimmte Induktivität  $L_{sq,par}$  mit (2.3) ist in Tabelle 2.2 zu sehen. Im Vergleich dazu hat das Ergebnis aus (2.2) eine Abweichung von 15 %. Aus Tabelle 2.2 ist noch zu entnehmen, dass die Induktivitäten der  $d$ - und  $q$ -Achse der Synchronmaschine mit radial magnetisierten Oberflächenmagneten nicht sehr unterschiedlich sind.

$$L_{sq} = U_s \cdot \sin \varphi / (\omega \cdot I_s) \quad (2.2)$$

$$L_{sq} = (U_s \sin \vartheta + R_s I_{sd}) / (\omega \cdot I_{sq}) \quad (2.3)$$

mit: Phasenwinkel  $\varphi = \arccos(P_{el} / (3U_s I_s))$ , ( $P_{el}$ : aus dem Netz aufgenommene Leistung)

$$\text{Polradwinkel } \vartheta = \arccos\left(\frac{U_p \cdot B_s \pm \sqrt{B_s^2 \cdot C_s^2 - C_s^2 \cdot U_p^2 + C_s^4}}{B_s^2 + C_s^2}\right)$$

$$B_s = U_s - \omega L_{sd} I_s \sin \varphi - R_s I_s \cos \varphi$$

$$C_s = \omega L_{sd} I_s \cos \varphi - R_s I_s \sin \varphi$$

$$d\text{-Komponente des Ständerstroms } I_{sd} = I_s \sin(\varphi - \vartheta)$$

$$q\text{-Komponente des Ständerstroms } I_{sq} = I_s \cos(\varphi - \vartheta)$$

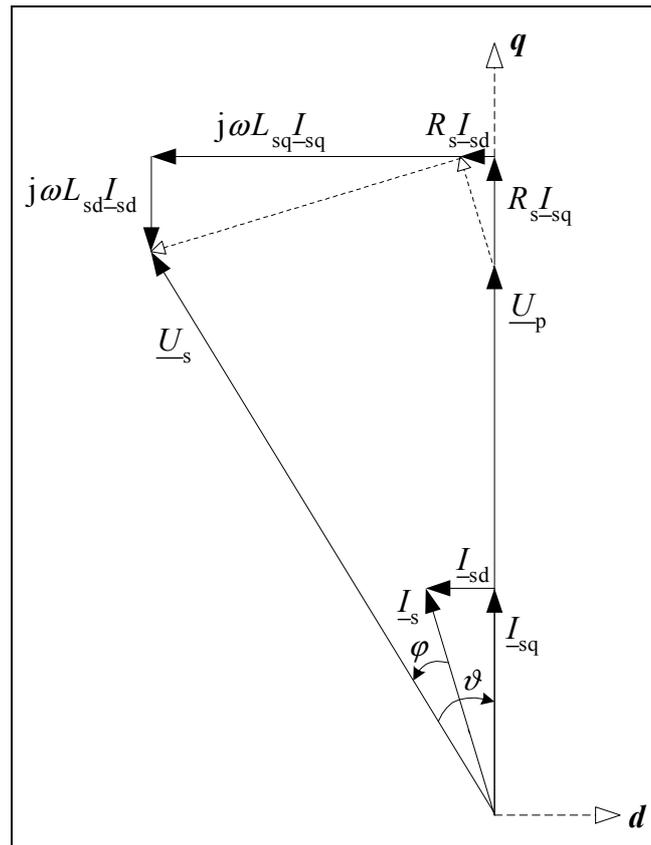


Bild 2.6: Zeigerdiagramm des permanentenerregten Synchronmotors bei  $I_{sd} < 0$  und  $I_{sq} > 0$

### 5) Bestimmung des Flusses je Pol $\Phi_p$ , der Maximalinduktion $B_\delta$ und der Grundwellenamplitude $B_1$ der Luftspaltflussdichte

Aus der Polradspannung  $U_p$  errechnen sich der Fluss pro Pol  $\Phi_p$ , die Grundwellenamplitude  $B_1$  und der Maximalwert der Luftspaltflussdichte  $B_\delta$  nach:

$$\Phi_p = \frac{U_p}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_{s1} \cdot N_s \cdot k_{w1}} \quad (2.4)$$

$$B_1 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Phi_p}{\tau_p \cdot l_{Fe}} \quad (2.5)$$

$$B_{\delta} = \frac{B_1}{\frac{4}{\pi} \cdot \sin(\alpha_e \cdot \frac{\pi}{2})} \quad (2.6)$$

wobei:  $f_{s1} = p \cdot n$  ( $n$ : Drehzahl in 1/s)

$N_s$       Windungszahl in Reihe je Strang

$k_{w1}$      Wicklungsfaktor der Grundwelle

$\tau_p$       Polteilung

### **Fazit:**

- Die Ständer und Läufer der Versuchsmaschinen sind jeweils mit zwei Varianten ausgeführt und daraus drei Ständer-Läufer-Kombinationen (Versuchsmaschinen) untersucht worden.
- Die Motorinduktivitäten  $L_{sd}$  und  $L_{sq}$  lassen sich jeweils beim Leerlauf- und Lastversuch bestimmen. Bei Synchronmaschinen mit Oberflächenmagneten für Hochdrehzahlenwendungen sind die Luftspaltflussdichten klein, um die Ummagnetisierungsverluste zu begrenzen. Daher ist der magnetische Kreis ungesättigt. Aus diesem Grund und weil die Permanentmagnete magnetisch passiv wie Luft wirken, ist zwischen  $L_{sd}$  und  $L_{sq}$  faktisch kein Unterschied (siehe Messwerte in Tabelle 2.2:  $L_{sd} = 0,226$  mH;  $L_{sq} = 0,215$  mH).

### 3 Analytische Berechnung der Betriebskennlinien

Mit dem Zeigerdiagramm des permanentenerregten Synchronmotors in Bild 2.6 und den in Kapitel 2.3 ermittelten Motorparametern werden in diesem Kapitel wichtige Motor-Betriebskennlinien analytisch berechnet. Die Methode ist für die Versuchsmotoren verwendbar, da der magnetische Kreis der Motoren im ungesättigten Bereich ausgelegt ist.

#### 3.1 Betrieb mit Querstrom bei Parallelschaltung der Ständerwicklung ( $I_{sd} = 0$ )

Aus dem Zeigerdiagramm des permanentenerregten Synchronmotors in Bild 2.6 ergibt sich die Spannungsgleichung für einen Ständerwicklungsstrang:

$$\underline{U}_s = \underline{U}_p + R_s \underline{I}_s + j\omega L_s \underline{I}_s, \quad (L_{sd} \approx L_{sq} = L_s), \quad (3.1)$$

wobei  $U_p$  die induzierte Spannung,  $R_s$  der Ständerwicklungswiderstand,  $L_s$  die Synchroninduktivität eines Ständerstrangs und  $I_s$  der Ständerstrom ist.

Bei richtiger Einstellung des Umrichters und des Läuferlagegebers ist der Polradwinkel  $\vartheta$  gleich dem Phasenwinkel  $\varphi$  des Ständerstroms und daher der Ständerstrom in Phase zur Polradspannung ( $I_{sd} = 0$ ). Bei diesem Fall sind noch zwei Betriebsarten zu unterscheiden [15]:

##### 1) Betrieb mit konstanter Klemmenspannung ( $U_s = \text{Konst.}$ )

Aus (3.1) folgt für  $I_{sd} = 0$  und  $I_s = I_{sq}$  bei konstanter Klemmenspannung

$$U_p = \sqrt{U_s^2 - (\omega L_s \cdot I_s)^2} - R_s \cdot I_s = \sqrt{U_s^2 - (\omega L_s \cdot M / k_M)^2} - R_s \cdot M / k_M \sim \Phi_p \cdot n, \quad (3.2)$$

wobei die Drehmomentkonstante  $k_M$  der Proportionalitätsfaktor zwischen Drehmoment  $M$  und Querstrom  $I_{sq}$  ist. Werden die Ummagnetisierungs- und Reibungsverluste vernachlässigt, kann das Drehmoment annähernd mit (3.3) berechnet werden.

$$M = \frac{m_s U_p I_{sq}}{\omega_m} \sim \Phi_p \cdot I_{sq} \quad (3.3)$$

Drehmomentkonstante:

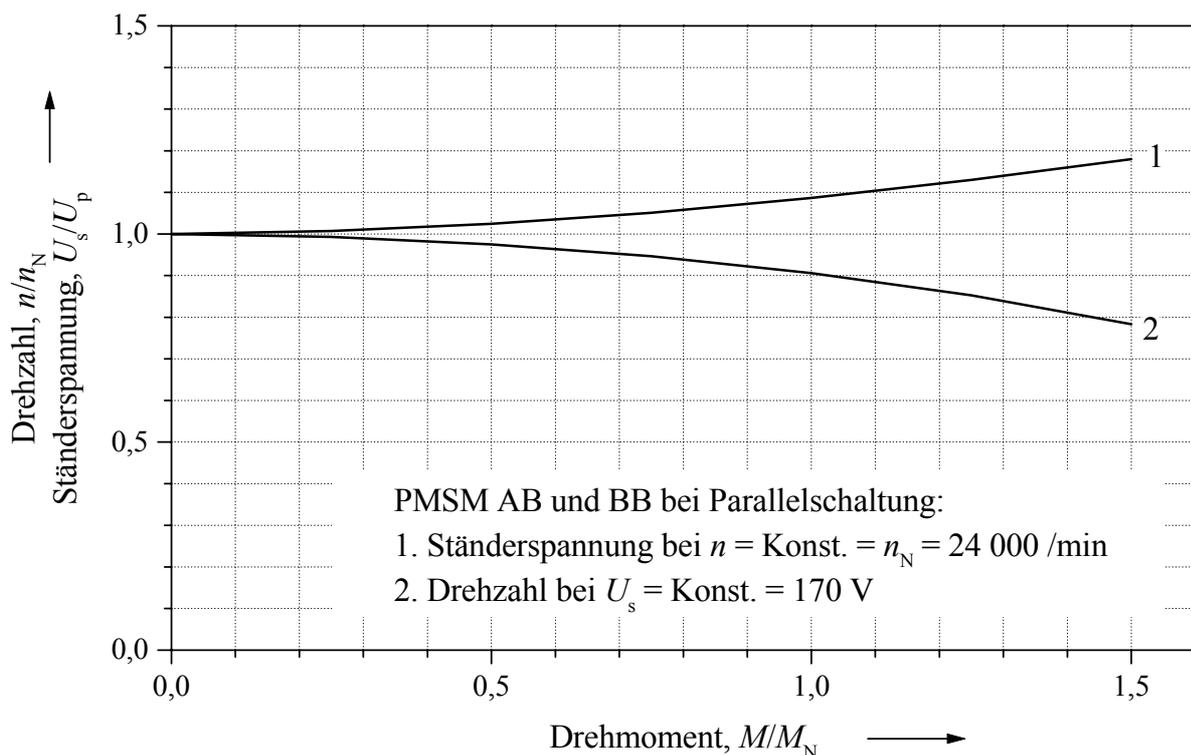
$$k_M = M / I_{sq} = \frac{m_s U_p}{\omega_m} \sim \Phi_p \quad (3.4)$$

Im motorischen Betrieb muss bei konstanter Ständerspannung die Frequenz mit steigendem Lastmoment verringert werden. Es nimmt dann die Drehzahl mit zunehmendem Lastmoment ab. Das ist mit der Kurve 2 in Bild 3.1 graphisch dargestellt, was bei Parallelschaltung der zwei Teilstränge für Maschine PMSM AB und BB berechnet wurde.

## 2) Betrieb mit konstanter Drehzahl ( $n = \text{Konst.}$ )

Bei konstanter Drehzahl ist die induzierte Spannung ebenfalls konstant, so dass die Klemmenspannung lastabhängig angehoben werden muss. Für  $I_{sd} = 0$ , nämlich  $\varphi = \vartheta$  ergibt sich aus (3.1)

$$U_s = \sqrt{(U_p + R_s \cdot I_s)^2 + (\omega L_s \cdot I_s)^2} = \sqrt{(U_p + R_s \cdot M / k_M)^2 + (\omega L_s \cdot M / k_M)^2} . \quad (3.5)$$



**Bild 3.1:** Bezogene Darstellung bei Betrieb mit konstanter Spannung bzw. konstanter Drehzahl als Funktion des Lastmoments ( $R_s = 0,024 \, \Omega$ ;  $L_s = 0,22 \text{ mH}$ )

Bild 3.1 zeigt die Drehzahl für Betrieb mit  $U_s = \text{Konst.}$  bzw. die Ständerspannung für Betrieb mit  $n = \text{Konst.}$  in Abhängigkeit von Lastmoment in bezogener Darstellung. Die Kennlinie 2 für den Betrieb  $U_s = \text{Konst.}$  ähnelt vor allem im Anfangsbereich der einer fremderregten Gleichstrommaschine. Die Drehzahl sinkt um etwa 10 % beim Erreichen des Nenndrehmoments  $M_N = 12 \text{ Nm}$ . Um die Drehzahl konstant zu halten, ist dann eine um 8,6 % größere Ständerspannung erforderlich.

### 3.2 Feldschwächbetrieb bei Serienschaltung der Ständerwicklung ( $I_{sd} < 0$ )

Bei Feldschwächung geht die Überlastbarkeit des Motors zurück. Dies ist vor allem bei Antrieben mit sehr weitem Feldschwächbereich, wie zum Beispiel Hauptspindelantrieben für Werkzeugmaschinen, von Bedeutung. Mit dem Zeigerdiagramm in Bild 2.6 und dem entsprechenden Gleichungssystem wird die Problematik der Feldschwächung der Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten untersucht. Die Spannungsbilanz, aufgeteilt in  $d$ - und  $q$ -Komponente ( $U_{sd}$ ,  $U_{sq}$ ), sowie die Wirkleistungsbetrachtung  $P_\delta$  der Maschine unter Vernachlässigung des ohmschen Widerstands ( $R_s \approx 0$ ) führt auf die folgenden Grundgleichungen, wobei  $\Psi$  die Ständerwicklungs-Flussverkettung mit dem Läufergrundwellenfluss  $\Phi_p$  ist:

$$U_{sd} = -\omega L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.6)$$

$$U_{sq} = U_p + \omega L_{sd} \cdot I_{sd}, \quad (I_{sd} < 0) \quad (3.7)$$

$$P_\delta = M_e \cdot \omega_m = M_e \cdot 2\pi n \quad (3.8)$$

$$M_e = \frac{m_s}{2\pi n} \cdot U_s \cdot \left[ \frac{U_p}{X_{sd}} \cdot \sin \vartheta + \frac{U_s}{2} \cdot \left( \frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) \cdot \sin(2\vartheta) \right], \quad \text{mit } \vartheta = \arcsin \frac{X_{sq} I_{sq}}{U_s} \quad (3.9)$$

$$U_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \Psi \cdot \omega = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot N_s k_{w1} \Phi_p \cdot \omega \quad (3.10)$$

#### 1) Feldschwächung bei Einhaltung der konstanten Spannung im Leerlauf ( $U_s = \text{Konst.}; I_{sq} = 0$ )

Im Leerlauf ist die Motorspannung  $\underline{U}_s = \underline{U}_p$  bei niedrigerem Drehzahlbereich  $0 < n < n_a = n_N$ ; bei  $n = n_a$  wird die Maximalspannung  $U_{sa}$  erreicht. Für eine weitere Drehzahlerhöhung muss ein negativer Strom in die  $d$ -Achse des Motors eingepreßt werden, welcher an der Motorreaktanz  $X_{sd}$  einen Spannungsabfall erzeugt, der die mit der Drehzahl proportional wachsende Polradspannung kompensiert. So kann die Motorspannung im höheren Drehzahlbereich  $n > n_a$  durch Feldschwächung konstant bleiben. Bild 3.2 zeigt die Zeigerdiagramme im Leerlauf, mit dem die Spannungs- und Stromkennlinien bei PMSM AB und PMSM BB berechnet wurden (Bild 3.3). Für  $n > n_a$  gilt:

$$U_s = U_{sa} = U_p + \omega L_{sd} \cdot I_{sd}, \quad \text{mit } U_p = U_{sa} \cdot \frac{n}{n_a} \quad (3.11)$$

$$\Rightarrow I_{sd} = -\frac{\Psi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{L_{sd}} \cdot \left(1 - \frac{n_a}{n}\right) \sim \frac{1}{L_{sd}} \quad (3.12)$$

$$\Rightarrow I_{sd \max} = -\frac{\Psi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{L_{sd}} = I_{ks} \tag{3.13}$$

Somit ermöglicht eine größere Motorinduktivität  $L_{sd}$  bei einer bestimmten Motor- oder Umrichterstromgrenze  $I_{s \max}$  einen größeren Drehzahlstellbereich  $n/n_a$ . Lässt der Motor und Umrichter einen Kurzschlussstrom  $I_{ks} = \Psi / (\sqrt{2} \cdot L_{sd})$  zu, ist nach (3.12) und (3.13) ein unendlich großer Drehzahlbereich zu erreichen.

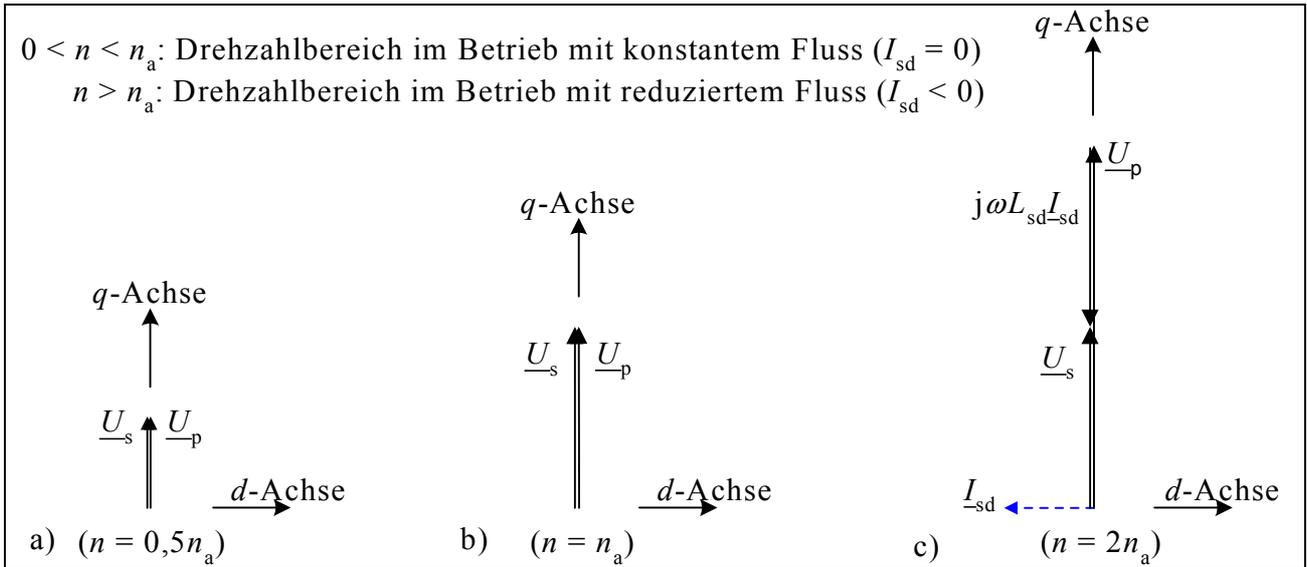


Bild 3.2: Zeigerdiagramme verschiedener Leerlaufpunkte ( $R_s = 0$ ;  $I_{sq} = 0$ ;  $I_s = I_{sd}$ )

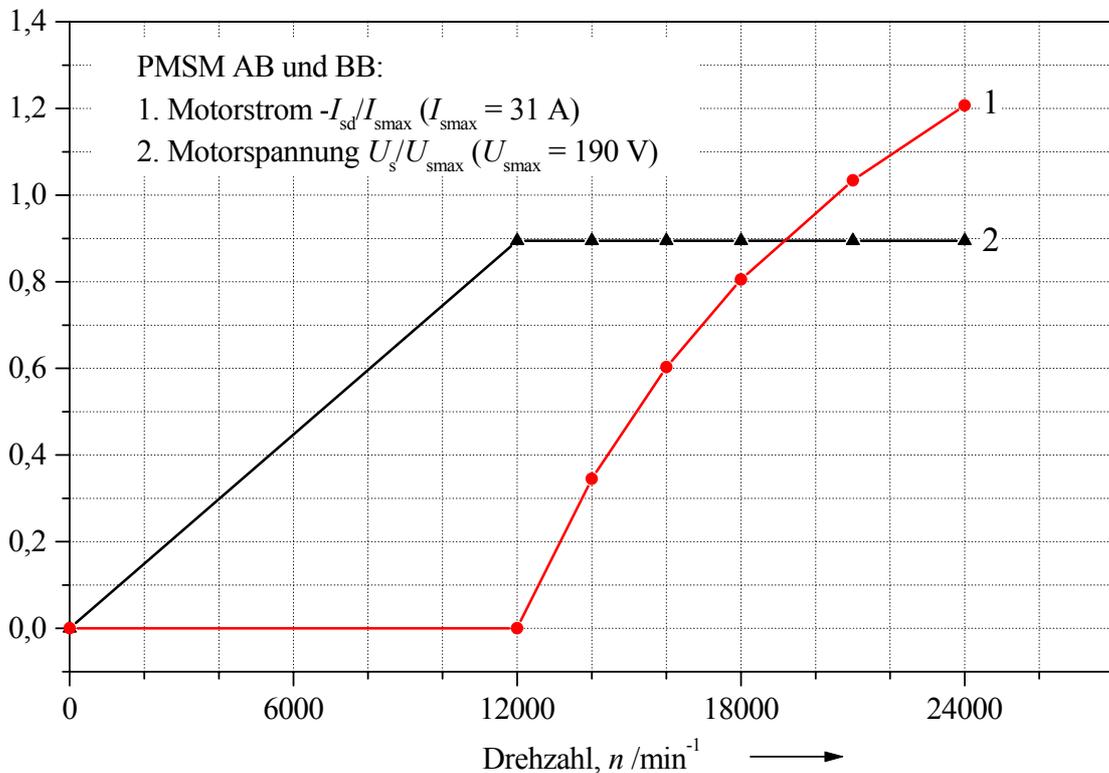


Bild 3.3: Berechnete Leerlaufkennlinien bei Feldschwächung mit konstanter Spannung (Eckdrehzahl  $n_a = n_N = 12\,000 / \text{min}$ ;  $R_s = 0$ ; Motorinduktivität  $L_{sd} = 0,90 \text{ mH}$ )

Im Hinblick auf den kleinen Wert  $L_{sd}$  von Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten wird der Feldschwächbetrieb bei der Versuchsmaschine mit Wicklungen aus zwei in Reihe angeschlossenen Teilsträngen untersucht. Bei Serienschaltung sind die Motorparameter  $R_{s,ser} / L_{sd,ser} / L_{sq,ser}$  aus den bei Parallelschaltung ermittelten Werten abzuleiten:

$$R_{s,ser} = 4R_{s,par} = 0,096 \, \Omega; \quad L_{sd,ser} = 4L_{sd,par} = 0,90 \, \text{mH}; \quad L_{sq,ser} = 4L_{sq,par} = 0,86 \, \text{mH}$$

Der Einfachheit halber werden in dieser Arbeit immer die allgemeinen Formelzeichen (z. B.  $R_s$ ,  $L_{sd}$  und  $L_{sq}$ ) verwendet, solange keine Verwechslungsgefahr zwischen Parallel- und Serienschaltung besteht.

## 2) Feldschwächung bei Einhaltung der Spannungs- und Leistungsgrenze des speisenden Umrichters

Die Klemmenspannung des Motors, die sich als Spannungszeiger aus der vektoriellen Summe von induzierter Polradspannung  $\sqrt{3} \cdot U_p$  und dem induktiven Spannungsabfall  $\sqrt{3} \cdot X_{sq} I_{sq}$  zusammensetzt, hat bei der Eckdrehzahl  $n_a$  den durch den Umrichterzwischenkreis begrenzten Maximalwert erreicht (Bild 3.4b). Eine höhere Drehzahl ist durch negativen Strom der  $d$ -Achse möglich. Bild 3.4c zeigt die Verhältnisse bei zweifacher Nenndrehzahl.

So wie im Leerlauf ist der Ständerwiderstand  $R_s$  vernachlässigt, da bei  $n > 12\,000$  /min die Synchronreaktanz  $X_{sd}, X_{sq} \gg R_s$  ist. Für  $n > n_a = 12\,000$  /min gelten dann:

$$I_{sq} = \frac{n_a}{n} \cdot I_{sa}, \quad (I_{sa} = 30,3 \, \text{A aus der Messung entnommen}) \quad (3.14)$$

$$I_{sd} = \frac{U_p - \sqrt{U_{s\max}^2 - (X_{sq} \cdot I_{sq})^2}}{X_{sd}} \quad (3.15)$$

$$M_e = \frac{m}{2\pi n} \cdot U_{s\max} \cdot \left[ \frac{U_p}{X_{sd}} \cdot \sin \vartheta + \frac{U_{s\max}}{2} \cdot \left( \frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) \cdot \sin(2\vartheta) \right] \quad (3.16)$$

$$\text{mit } \vartheta = \arcsin \frac{X_{sq} I_{sq}}{U_{s\max}} \quad (3.17)$$

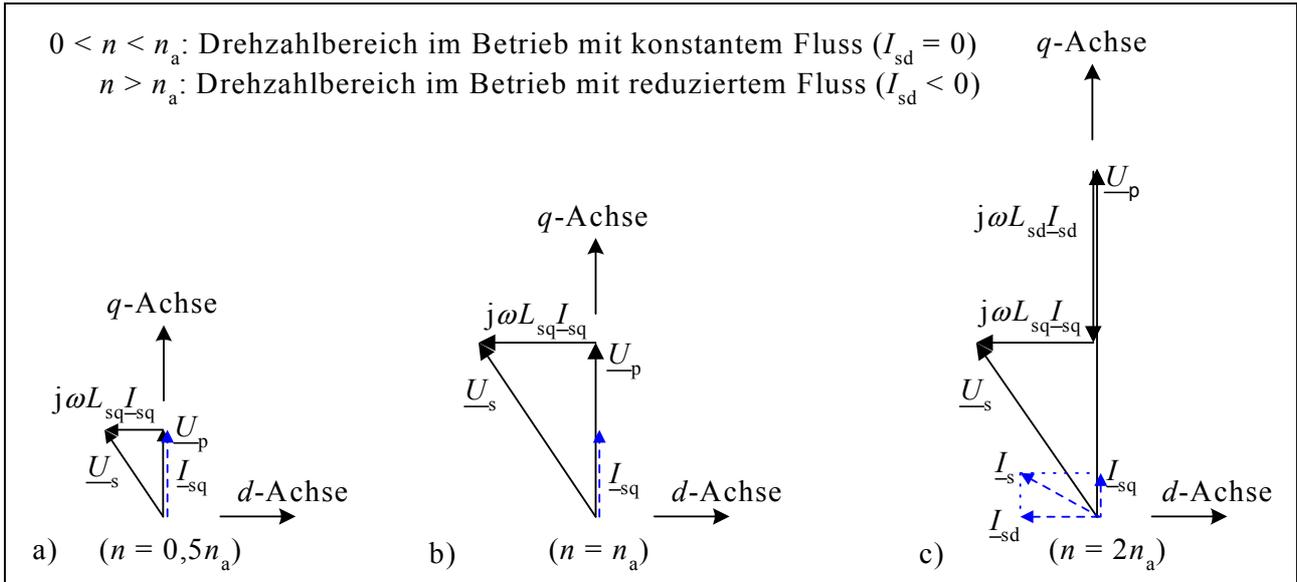


Bild 3.4: Zeigerdiagramme verschiedener Arbeitspunkte bei Last ( $R_s = 0$ )

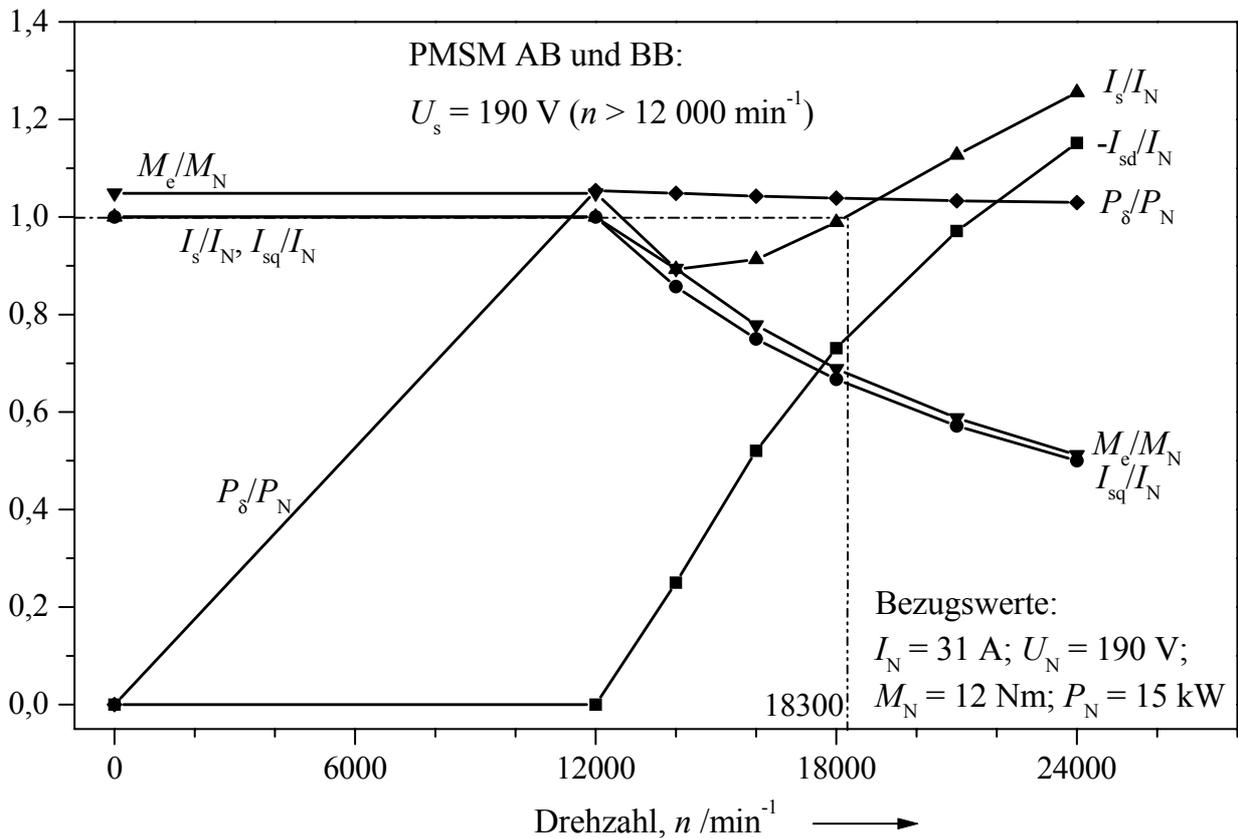


Bild 3.5: Berechnete Motorkennlinien im niedrigeren Drehzahlbereich mit vollem Fluss und im höheren Drehzahlbereich mit reduziertem Fluss bei konstanter Spannung  $U_N = 190 \text{ V}$  ( $n_a = n_N = 12\,000 \text{ /min}$ ;  $R_s = 0$ ;  $L_{sd} = 0,90 \text{ mH}$ ;  $L_{sq} = 0,86 \text{ mH}$ )

Aus (3.14) bis (3.17) ergeben sich die Motorkennlinien bei PMSM AB und BB im Drehzahlbereich mit konstantem Fluss bzw. reduziertem Fluss und sind in Bild 3.5 dargestellt. Im Feldschwächbereich verhalten sich das Moment  $M_e$  und der drehmomentbildende Strom  $I_{sq}$  umgekehrt proportional zu der Drehzahl. Daher ist die Leistung  $P_\delta$  über der Drehzahl an der Spannungsgrenze konstant, die

durch den mit der Drehzahl in negative Richtung der  $d$ -Achse zunehmenden Strom  $I_{sd}$  gewährleistet wird. Um in diesem Bereich einen Dauerbetrieb zu ermöglichen, muss der Gesamtstrom  $I_s$ , der sich aus der Komponente  $I_{sd}$  und  $I_{sq}$  zusammensetzt, kleiner oder gleich dem thermisch zulässigen Grenzstrom  $I_{s\max} = I_N = 31$  A sein. Bei 18 300 /min erreicht der Ständerstrom den zulässigen Maximalstrom 31 A. Ein Feldschwächbetrieb bei Einhaltung der Spannungsgrenze von  $U_N = 190$  V und der Leistungsgrenze von  $P_N = 15$  kW ist dann bei PMSM AB und BB über 18 300 /min nicht möglich.

### 3) Feldschwächung bei Einhaltung der Strom- und Spannungsgrenze des Umrichters

Es ist in Bild 3.5 festzustellen, dass im Bereich 12 000 bis 18 300 /min der zulässige Maximalstrom  $I_{s\max} = I_N$  noch nicht erreicht wird. Für  $n > n_a = 12 000$  /min gelten die Formeln (3.16) - (3.21) bei Einhaltung der Strom- und Spannungsgrenze des Umrichters. Mit diesen Gleichungen sind die Motorkennlinien im gesamten Drehzahlbereich errechnet und in Bild 3.6 dargestellt.

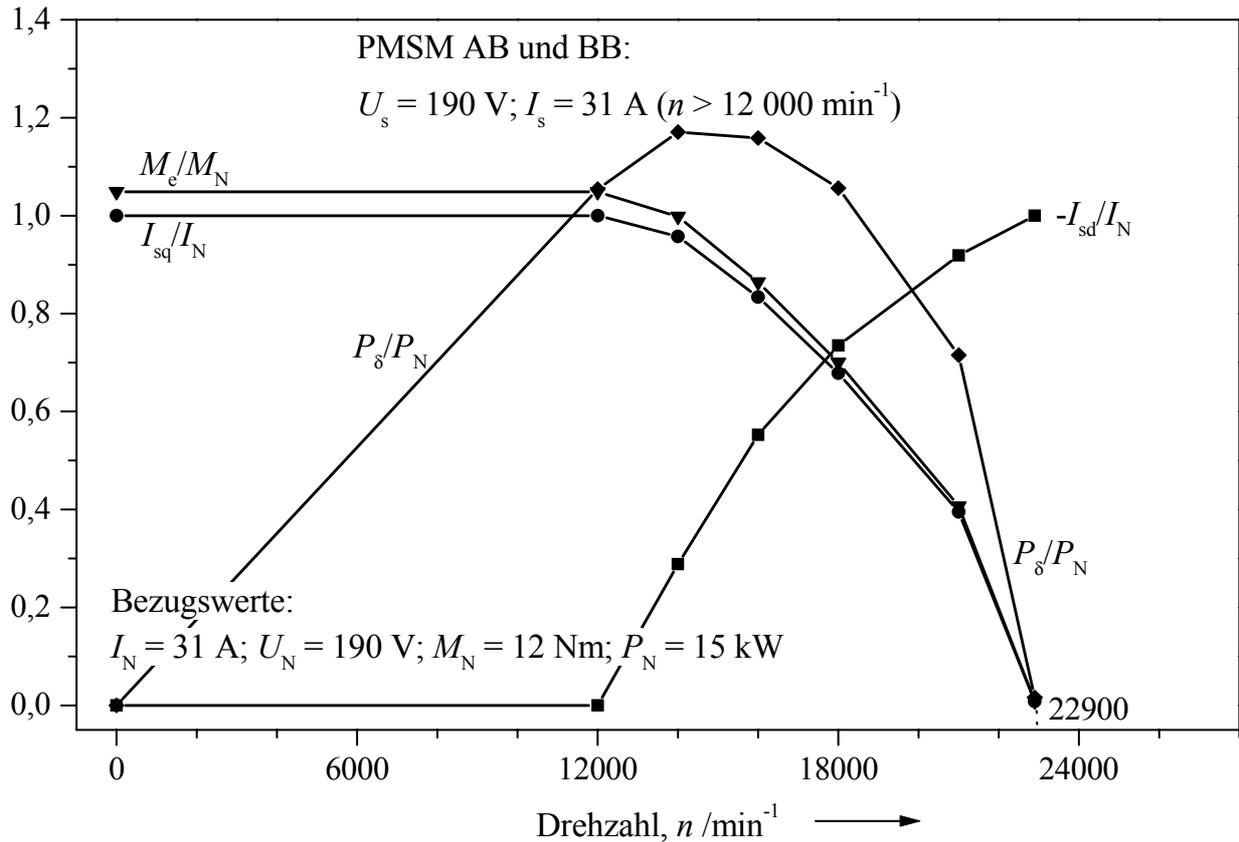
$$I_{s\max}^2 = I_{sd}^2 + I_{sq}^2 \quad (3.18)$$

$$U_{s\max}^2 = (X_{sq} I_{sq})^2 + (U_p - X_{sd} I_{sd})^2 \quad (3.19)$$

$$\Rightarrow I_{sd} = \frac{U_p X_{sd} - \sqrt{U_p^2 X_{sd}^2 - (X_{sd}^2 - X_{sq}^2) \cdot (X_{sq}^2 I_{s\max}^2 + U_p^2 - U_{s\max}^2)}}{(X_{sd}^2 - X_{sq}^2)} \quad (3.20)$$

$$\Rightarrow I_{sq} = \sqrt{I_{s\max}^2 - I_{sd}^2} \quad (3.21)$$

Gegenüber den Motorkennlinien in Bild 3.5 ist bei 18 300 /min eine Grenze im Drehzahlbereich mit Feldschwächung in Bild 3.6 festzusetzen. Im Bereich zwischen 12 000 und 18 300 /min ist an der Stromgrenze  $I_{s\max}$  mehr Querstrom  $I_{sq}$  gegenüber Bild 3.5 erlaubt und dadurch erhöhen sich das Drehmoment  $M_e$  sowie die Leistung  $P_\delta$  bis um ca. 17 %. Oberhalb der Drehzahl von 18 300 /min müssen aber der Strom  $I_{sd}$  und  $I_{sq}$  gleichzeitig reduziert werden, damit der Gesamtstrom  $I_s$  trotz des stark zunehmenden Stroms  $I_{sd}$  wegen der kleinen Motorinduktivität  $L_{sd}$  den zulässigen Strom  $I_{s\max}$  nicht überschreitet. Die Leistung  $P_\delta$  ist folglich kleiner als bei der Eckdrehzahl von 12 000 /min. Bis ca.  $n = 22 900$  /min sind die Maschinen „PMSM AB“ und „PMSM BB“ an der Stromgrenze von 31 A und Spannungsgrenze von 190 V noch belastbar.



**Bild 3.6:** Berechnete Motorkennlinien im niedrigeren Drehzahlbereich mit vollem Fluss und im höheren Drehzahlbereich mit reduziertem Fluss bei begrenzter Spannung  $U_N = 190 \text{ V}$  und begrenztem Strom  $I_N = 31 \text{ A}$  ( $n_a = n_N = 12\,000 / \text{min}$ ;  $R_s = 0$ ;  $L_{sd} = 0,90 \text{ mH}$ ;  $L_{sq} = 0,86 \text{ mH}$ )

### Fazit:

Kapitel 3.2 bezieht sich auf das Problem der Feldschwächbarkeit bei permanentenerregten Synchronmotoren mit Oberflächenmagneten. Durch die typische kleine Reaktanz in der  $d$ -Achse für ein Motordesign mit Oberflächenmagneten wird die Feldschwächung nur mit großen Strömen erzielt. Daher wird der Drehzahlstellbereich stark beschränkt. Wird der Versuchsmotor an der Spannungsgrenze betrieben, so entsteht ein Bereich konstanter Leistung von  $12\,000 / \text{min}$  bis zu  $18\,300 / \text{min}$ . Es entspricht dann dem Drehzahlstellbereich  $n_{\max} : n_N = 1,5 : 1$  (Bild 3.5). Eine weitere Erhöhung der Drehzahl bis zu  $22\,900 / \text{min}$  ( $1,9 : 1$ ) ist an der Spannungs- und Stromgrenze nur mit reduzierter Leistung möglich (Bild 3.6).

## 4 Analytische Berechnung der Verluste

Im stationären Betrieb entstehen im elektrischen und magnetischen Kreis einer Maschine Verluste, nämlich Stromwärme-, Ummagnetisierungs- und Zusatzverluste. Infolge der Rotation des Läufers werden außerdem noch mechanische Verluste verursacht. Am Prototyp „PMSM BB“ mit geblechter Nabe sind die Motorverluste bei Sinus-, Block- und PWM-Betrieb gemessen worden.

Über die genauen Größen und Orte der Entstehung der Zusatzverluste gibt es in der Fachliteratur unterschiedliche und zum Teil weit auseinander gehende Meinungen [16], [22], [25], [29] - [31]. Im folgenden werden solche analytische Berechnungsverfahren ausgesucht und vorgestellt, die den Messergebnissen näherkommen.

### 4.1 Mechanische Verluste

Mechanische Verluste sind Verluste, die durch Luft-, Lager- und Bürstenreibung entstehen. Bei hoher Drehzahl betragen diese Verluste einen großen Teil der Gesamtverluste der Maschine. Bei den Versuchsmaschinen wurde über 5 Messschleifringe und 10 Silbergraphitbürsten die Läufer-temperatur erfasst. Die Bürstenreibungsverluste  $P_{Rb,Bü}$  davon sind jedoch wegen der kleinen Auflagefläche ( $A_{Bü} = 0,2 \text{ cm}^2$ ) und des kleinen Bürstenaufgedrucks ( $p_{Bü} = 2,3 \text{ N/cm}^2$ ) gering und vernachlässigbar (geschätzter Maximalwert  $P_{Rb,Bü,max} = 12 \text{ W}$ ).

#### 4.1.1 Luftreibungsverluste

In [16]-[19] sind empirische Formeln für die Berechnung der Luftreibungsverluste bereitgestellt. Durch die unterschiedlichen verwendeten Theorien bzw. Erfahrungsfaktoren variieren jedoch die ermittelten Ergebnisse gemäß diesen Formeln sehr stark. Weil die Gleichung in [18] und [19] nicht nur die Geometrie des Läufers, sondern auch einen in der Ständerbohrung laufenden Läufer berücksichtigt, wurde sie zur Bestimmung der Luftreibungsverluste übernommen. Die *Reynolds*-Zahl für die tangentielle Luftströmung im Luftspalt einer Maschine bestimmt sich mit:

$$Re = \pi \cdot n \cdot d_{ra} \cdot \delta / \nu_A \quad (4.1)$$

wobei  $d_{ra}$  der Läuferaußendurchmesser und  $\nu_A$  die kinematische Zähigkeit der Luft ist. Für die von der Temperatur  $\vartheta$  abhängige kinematische Zähigkeit  $\nu_A$  gilt bei  $-20 < \vartheta < 500 \text{ °C}$ :

$$\nu_A(\vartheta) = \nu_0 \cdot \left( \frac{\vartheta + 273}{\vartheta_0 + 273} \right)^{1,76} \quad (4.2)$$

mit der kinematischen Zähigkeit der Luft von  $\nu_0 = 13,3 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$  bei  $0 \text{ }^\circ\text{C}$ . Eine typische *Reynolds*-Zahl einer Maschine ist  $10^4$  bis  $10^6$ . Die Luftströmung ist ab  $Re > 10^3$  vollständig turbulent. Für die von einem turbulenten Luftstrom verursachte Scherbeanspruchung  $\tau_s$  auf der Läuferoberfläche gilt

$$\tau_s = c_f \cdot \frac{\rho_A (\omega_m r_{ra})^2}{2} \quad (4.3)$$

und die dadurch entstehenden Luftreibungsverluste  $P_{\text{Rb,Lu}}$  sind

$$P_{\text{Rb,Lu}} = (\tau_s \cdot 2\pi r_{ra} l_{\text{Fe}} \cdot r_{ra}) \cdot \omega_m = c_f \pi \rho_A \omega_m^3 r_{ra}^4 l_{\text{Fe}}, \quad (4.4)$$

wobei  $r_{ra}$  der Läuferradius,  $c_f$  der von der Läuferoberfläche-Struktur abhängige Reibungsvorfaktor (4.5) - (4.6) und  $\rho_A$  die Dichte von Luft (4.7) ist. Die Verluste auf den Stirnseiten des Läufers sind wegen den viel kleineren Stirnflächen gering und vernachlässigt.

$$c_f = 0,0152 Re^{-0,24} \text{ gemäß [18]} \quad (4.5)$$

$$c_f = 0,035 Re^{-0,15} \text{ gemäß [19]} \quad (4.6)$$

$$\rho_A(\vartheta) = \frac{\vartheta_0 + 273}{\vartheta + 273} \cdot \rho_0 \quad (\vartheta \text{ in } ^\circ\text{C}) \quad (4.7)$$

mit der Dichte von Luft  $\rho_0 = 1,29 \text{ kg/m}^3$  bei  $0 \text{ }^\circ\text{C}$ .

**Tabelle 4.1:** Berechnete Luftreibungsverluste bei „PMSM AB“ und „PMSM BB“ bei einer Luftspalt-Temperatur  $\vartheta = 40 \text{ }^\circ\text{C}$

| $n / \text{min}^{-1}$                             | 12 000 | 18 000 | 24 000 |
|---|--------|--------|--------|
| $P_{\text{Rb,Lu}} / \text{W}$ nach $c_f$ in (4.5) | 7      | 21     | 46     |
| $P_{\text{Rb,Lu}} / \text{W}$ nach $c_f$ in (4.6) | 31     | 99     | 226    |

Der sich aus den experimentellen Untersuchungen ergebende Reibungskoeffizient  $c_f$  wurde jeweils in [18] mit (4.5) und in [19] mit (4.6) beschrieben. In Tabelle 4.1 sind die damit berechneten Luftreibungsverluste aufgelistet. Die Reibungsverluste können messtechnisch bei der Asynchronmaschine „ASM-P30“ (Kap. 10) an dem Anlaufversuch oder Leerlaufversuch bestimmt werden und betragen ca. 480 W bei 24 000 /min. Dieser hohe Wert ist auch durch die bewusst luftfördernde Wirkung der Kurzschluss-Ringe bedingt. Bei den Permanentmagnet-Läufern fehlt dieser zusätzliche luftfördernde Anteil, daher sind die Reibungsverluste geringer. Nach rechnerischer Trennung der Leerlaufverluste in Ummagnetisierungsverluste durch das Permanentfeld und in Reibungsverluste werden messtechnisch ca. 400 W erhalten. Nach Abzug der rechnerischen Lagerreibungsverluste

von ca. 180 W (Tab. 4.2) ergeben sich 220 W Luftreibungsverluste, die gut mit der Formel (4.6) übereinstimmen. Daher wird Formel (4.5) nicht weiter verwendet. Mit dem Wert aus [19] nehmen die durch Luftreibung entstehenden Verluste mit dem Exponenten 2,85 mit der Drehzahl zu. Die notwendige Voraussetzung dafür ist  $Re > 10^3$ , was  $n > 5200$  /min für die Prüflinge dieser Arbeit entspricht. Die Modellmessung mit einem nicht magnetisierten Permanentmagnet-Läufer („Dummy“) zur Bestimmung der Reibungsverluste wurde wegen des zusätzlichen Aufwands nicht durchgeführt.

#### 4.1.2 Lagerreibungsverluste

Die Lagerung der Versuchsmaschinen besteht aus einem Fest- und einem Loslager mit X-Anordnung. Es werden Genauigkeits-Schrägkugellager SKF 719 06 CD mit einem Berührungswinkel von  $15^\circ$  verwendet ( $d_b = 30$  mm,  $D_b = 47$  mm,  $b_b = 9$  mm), die außer Radialbelastungen auch Axialbelastungen aufnehmen können. Mit Einsatz der für die Schmierung von Hochgenauigkeitslagern sehr geeigneten Lithiumseifenfette auf Mineralölbasis sind diese Lager bis zur Maximaldrehzahl von 30 000 /min einsetzbar. Diese Fette haften sehr gut auf der Lagersoberfläche und sind in einem Temperaturbereich von - 30 bis + 110 °C ohne Wartung verwendbar. Darüber hinaus ist es bei sehr schnelllaufenden Lagerungen mit Schrägkugellagern üblich, ein Lager mit Hilfe von Federn axial vorzuspannen (linkes Lager in Bild 2.3 und Bild 2.4). Dadurch wird nicht nur die Lagersteifigkeit erhöht, sondern auch die Laufgenauigkeit der Lagerung. Dabei sind alle Wälzkörper ohne äußere Belastungen gleich hoch belastet.

Die durch Reibung entstehende Wärme wirkt sich auf die Betriebstemperatur der Lagerung aus. Gegenüber Gleitlagern ist die Reibung in den Wälzlagern gering, jedoch bei hoher Geschwindigkeit nicht zu vernachlässigen. Rollreibung tritt beim Abrollen der Rollkörper auf der Laufbahn auf, Gleitreibung an den Führungsflächen der Rollkörper im Käfig, an den Bord-Führungsflächen des Käfigs. Die Schmierstoffreibung ergibt sich aus der inneren Reibung des Schmierstoffs an den Kontaktstellen und der Plansch- oder Walkarbeit des Schmierstoffs [20].

Das Reibungsmoment  $M_b$  ist der Widerstand, den das Lager seiner Bewegung entgegensetzt. Unter den Bedingungen:

- mittlere Belastung  $P/C \approx 0,1$  (dynamisch äquivalente Belastung / dynamische Tragzahl)
- Viskositätsverhältnis  $\nu_b/\nu_1 \approx 1$  (Betriebsviskosität / Bezugviskosität)
- mittlerer Drehzahlbereich
- überwiegende Radiallast

ergibt sich das gesamte Reibungsmoment  $M_b$  näherungsweise aus

$$M_b = \mu_b \cdot \sqrt{F_r^2 + F_a^2} \cdot d_b / 2. \quad (4.8)$$

Daher bestimmen sich die Lagerreibungsverluste von zwei Lagern nach

$$P_{Rb,La} = 2M_b \cdot \omega_m, \quad (4.9)$$

wobei  $\mu_b$  ein von der Lagerbauart abhängiger Reibungsbeiwert (Schrägkugellager: 0,002) [20],  $\sqrt{F_r^2 + F_a^2}$  die aus Radial- und Axialbelastung  $F_r$  und  $F_a$  resultierende Lagerbelastung und  $d_b$  der Lagerbohrungsdurchmesser ist.

Bei den eingesetzten Wälzlagern wird  $F_r$  aus der Schwerkraft des Läufers ( $F_r = m_r \cdot g$  mit  $m_r$ : Läuferrasse und  $g$ : Fallbeschleunigung von  $9,81 \text{ m/s}^2$ ) und  $F_a$  aus dem Gesamtdruck der Federn gegen das Loslager festgelegt. Bei Nenndrehzahl von  $24\,000 \text{ /min}$  des Prototyps sind die mit (4.8) – (4.9) ermittelten Lagerreibungsverluste  $P_{Rb,La}$  nur  $44 \text{ W}$ . Damit ist es schwierig, die hohen mechanischen Verluste aus Messungen zu erklären. Der Grund liegt vermutlich an den abweichenden Betriebsbedingungen (Lasthöhe  $P/C$ :  $0,056$ ; hohe Drehzahl; Viskositätsverhältnis:  $4,4$  und hohe Axialbelastung). In solchen Fällen muss das Reibungsmoment dann entsprechend [20] – [21] genau analysiert werden.

Das Reibungsmoment setzt sich demnach aus einem drehzahl- und viskositätsabhängigen Anteil  $M_{b0}$  und einem lastabhängigen Anteil  $M_{b1}$  zusammen, d. h.

$$M_b = M_{b0} + M_{b1} \quad (4.10)$$

Man berechnet  $M_{b0}$  mit der Formel (Zahlenwertgleichung) [20]:

$$M_{b0} = f_0 \cdot 10^{-10} \cdot (v_b \cdot n)^{2/3} \cdot d_{bm}^3 \quad (4.11)$$

- $f_0$     Beiwert, der die Lagerbauart und die Schmierungsart berücksichtigt (Rillenkugellager: 1,5...2)  
 $v_b$     Betriebsviskosität des Fettgrundöls in  $\text{mm}^2/\text{s}$   
 $n$       Drehzahl des Lagers in  $1/\text{min}$   
 $d_{bm}$      $(D_b + d_b)/2$  mittlerer Lagerdurchmesser in  $\text{mm}$   
 $M_{b0}$     lastunabhängiges Reibungsmoment in  $\text{Nm}$

Man berechnet  $M_{b1}$  aus

$$M_{b1} = f_1 \cdot P_1 \cdot d_{bm} \quad (4.12)$$

mit

$$f_1 = (0,0005 \dots 0,0009) \cdot (P/C_0)^{0,5} \quad (4.13)$$

$$P = 1,30F_a + 0,44F_r \quad (4.14)$$

$$P_1 = 3,3F_a - 0,1F_r, \quad (4.15)$$

wobei gilt:

$f_1$       Beiwert für Lasthöhe (dimensionlos)

$P_1$       für  $M_{b1}$  maßgebende Belastung in N

$C_0$       statische Tragzahl in N.

**Tabelle 4.2:** Berechnete Lagerreibungsverluste  $P_{Rb,La}$  bei „PMSM AB“ und „PMSM BB“

| Verwendete Lager: SKF 719 06 CD                  |             |                               |           |            |
|--|-------------|-------------------------------|-----------|------------|
| Lagerdaten:                                      |             | $F_r = 49$ N                  |           |            |
| $d_b = 30$ mm, $D_b = 47$ mm, $b_b = 9$ mm       |             | $F_a = 290$ N                 |           |            |
| Dynamische Tragzahl $C = 7150$ N                 |             | $v_b = 22$ mm <sup>2</sup> /s |           |            |
| Statische Tragzahl $C_0 = 4550$ N                |             | $f_0 = 1,75$                  |           |            |
| Drehzahlgrenze durch Fettschmierung: 30 000 /min |             | $f_1 = 0,0007(P/C_0)^{0,5}$   |           |            |
| $n / \text{min}^{-1}$                            |             | 12 000                        | 18 000    | 24 000     |
| $P_{Rb,La} / \text{W}$                           | nach (4.8)  | 22                            | 33        | 44         |
| $P_{Rb,La} / \text{W}$                           | nach (4.10) | 63                            | 116       | 179        |
| Anteil $P_{Rb,La0} / \text{W}$                   | nach (4.11) | 44 (70 %)                     | 87 (75 %) | 141 (79 %) |
| Anteil $P_{Rb,La1} / \text{W}$                   | nach (4.12) | 19 (30 %)                     | 29 (25 %) | 38 (21 %)  |

Tabelle 4.2 vergleicht die berechneten Lagerreibungsverluste mit der groben Abschätzung (4.8) und der detaillierteren Berechnung (4.10). Der lastabhängige Anteil von (4.12)  $P_{Rb,La1} = 2M_{b1} \cdot \omega_m$  basiert auf derselben Theorie von (4.8) und nimmt proportional der Drehzahl zu. Jedoch erhöht sich der lastunabhängige Anteil von (4.11)  $P_{Rb,La0} = 2M_{b0} \cdot \omega_m$  mit einem Exponenten 1,67 mit der Drehzahl. Er ist deshalb bei hohen Drehzahlen viel größer als  $P_{Rb,La1}$  und nicht zu vernachlässigen.

### Fazit:

- Durch Luft- und Lagerreibung entstehen bei rotierenden elektrischen Maschinen die mechanischen Verluste. Tabelle 4.3 zeigt die Berechnungsergebnisse für die Versuchsmaschinen.

**Tabelle 4.3:** Berechnete Reibungsverluste  $P_{Rb,cal}$  bei „PMSM AB“ und „PMSM BB“

| $n / \text{min}^{-1}$         |            | 12 000    | 18 000     | 24 000     |
|-------------------------------|------------|-----------|------------|------------|
| $P_{Rb,cal} / \text{W}$       |            | 94        | 215        | 405        |
| Anteil $P_{Rb,Lu} / \text{W}$ | nach 4.1.1 | 31 (33 %) | 99 (46 %)  | 226 (56 %) |
| Anteil $P_{Rb,La} / \text{W}$ | nach 4.1.2 | 63 (67 %) | 116 (52 %) | 179 (44 %) |

- Die Luftreibungsverluste der Versuchsmaschinen mit hohen Drehzahlen lassen sich mit (4.4) und (4.6) bestimmen. Sie sind zur Drehzahl mit dem Exponenten 2,85 proportional.
- Die Lagerreibungsverluste können aus einem lastabhängigen und einem lastunabhängigen Anteil ermittelt werden. Der lastabhängige Anteil ist der Drehzahl proportional und der lastunabhängige der Drehzahl mit dem Exponenten 1,67.

## 4.2 Ummagnetisierungsverluste im Ständerblechpaket

Bei ideal sinusförmiger Speisung treten die Ummagnetisierungsverluste durch die mit dem Läufer synchron drehende ummagnetisierende Feldwelle nur im Ständerblechpaket auf. Sie setzen sich aus den Zahn- und Jochverlusten  $P_{Fe,ds}$ ,  $P_{Fe,ys}$  mit den beiden Komponenten Hysterese- und Wirbelstromverluste zusammen:

$$P_{Fe,ds} = P_{Ft,ds} + P_{H,ds}, \quad P_{Fe,ys} = P_{Ft,ys} + P_{H,ys} \quad (4.16)$$

mit

$$P_{Ft,ds} = \sum_{\mu=1}^{\infty} [m_{ds} \sigma_{Ft} k_{vd} k_m \left(\frac{\mu f_{s1}}{50}\right)^2 (k_B B_{ds,\mu})^2] \quad (\text{Wirbelstromverluste in den Zähnen}) \quad (4.17)$$

$$P_{H,ds} = \sum_{\mu=1}^{\infty} [m_{ds} \sigma_H k_{vd} \left(\frac{\mu f_{s1}}{50}\right) \cdot (k_B B_{ds,\mu})^2] \quad (\text{Hystereseverluste in den Zähnen}) \quad (4.18)$$

$$P_{Ft,ys} = m_{ys} \sigma_{Ft} k_{vy} k_m \left(\frac{f_{s1}}{50}\right)^2 (k_{B,\mu=1} B_{ys,\mu=1})^2 \quad (\text{Wirbelstromverluste im Ständerjoch}) \quad (4.19)$$

$$P_{H,ys} = m_{ys} \sigma_H k_{vy} \left(\frac{f_{s1}}{50}\right) \cdot (k_{B,\mu=1} B_{ys,\mu=1})^2 \quad (\text{Hystereseverluste im Ständerjoch}), \quad (4.20)$$

wobei  $m_{ds}$  und  $m_{ys}$  die Ständerzahn- und Ständerjochmasse sind. Die Werkstoffbeiwerte  $\sigma_{Ft}$  und  $\sigma_H$  stellen jeweils die spezifischen Wirbelstrom- und Hystereseverluste bei sinusförmig wechselnder Magnetisierung,  $f = 50$  Hz und  $B = 1$  T dar (*Epstein*-Probe). Die Verlustziffer  $\sigma_{Ft}$  nimmt mit abnehmender Leitfähigkeit  $\kappa_{Fe}$  und abnehmender Blechdicke  $b$  ebenfalls ab, während  $\sigma_H$  von der Form der Hystereseschleife und der Werkstoffdichte abhängig ist. In realen Anordnungen treten höhere Ummagnetisierungsverluste bei drehender Magnetisierung und bei Verwendung von gestanzten Blechen durch Härtung der Schnittkanten auf. Diese nicht berechenbaren Einflüsse werden durch experimentell ermittelte Verschlechterungsfaktoren  $k_{vd}$  für Zähne und  $k_{vy}$  für Joch berücksichtigt [16], [19].

Der durch höhere Harmonische im Induktionsverlauf mit der Ordnungszahl  $\mu$  verursachte Anteil der Ummagnetisierungsverluste ergibt sich daraus, dass jede Harmonische ihren Verlustanteil entsprechend (4.17), (4.18) zu den gesamten Verlusten liefert [16]. Der Jochfluss als räumliches Integral des Zahnflusses ist wesentlich sinusförmiger verteilt als die Zahnflussverteilung. Daher genügt die ausschließliche Berücksichtigung der Feldgrundwelle  $\mu = 1$  in (4.19) und (4.20).

Bei sehr hoher Ummagnetisierungsfrequenz muss die Rückwirkung der Wirbelströme berücksichtigt werden, die sich darin äußert, dass die Induktion nicht mehr gleichmäßig über die Blechdicke  $b$  verteilt ist, sondern von den Seitenflächen des Bleches nach der Mittelebene abnimmt (s. Abb. 154 in [22]). Unter der Annahme, dass die Permeabilität im Eisen konstant ist, wurde die Feld- und Stromverteilung über der Blechdicke aus den *Maxwellschen* Feldgleichungen berechnet [23]. Aus diesen Untersuchungen ergibt sich für eine Einzelwelle von der Frequenz  $f = \mu \cdot f_{s1}$  das Verhältnis zwischen der Amplitude  $B_m$  der mittleren Induktion über die Blechdicke  $b$  und der Induktionsamplitude  $B_s$  an den Seitenflächen des Bleches mit der elektrischen Leitfähigkeit  $\kappa_{Fe}$  und der Permeabilität  $\mu_{Fe}$  zu:

$$k_B = \frac{B_m}{B_s} = \frac{\sqrt{2}}{\xi} \cdot \sqrt{\frac{ch\xi - \cos\xi}{ch\xi + \cos\xi}}, \quad (4.21)$$

$$\text{worin } \xi = b / \delta_E = b \sqrt{\kappa_{Fe} \pi f \mu_{Fe}} = b \sqrt{\kappa_{Fe} \pi (\mu f_{s1}) (\mu_{r,Fe} \mu_0)} \quad (4.22)$$

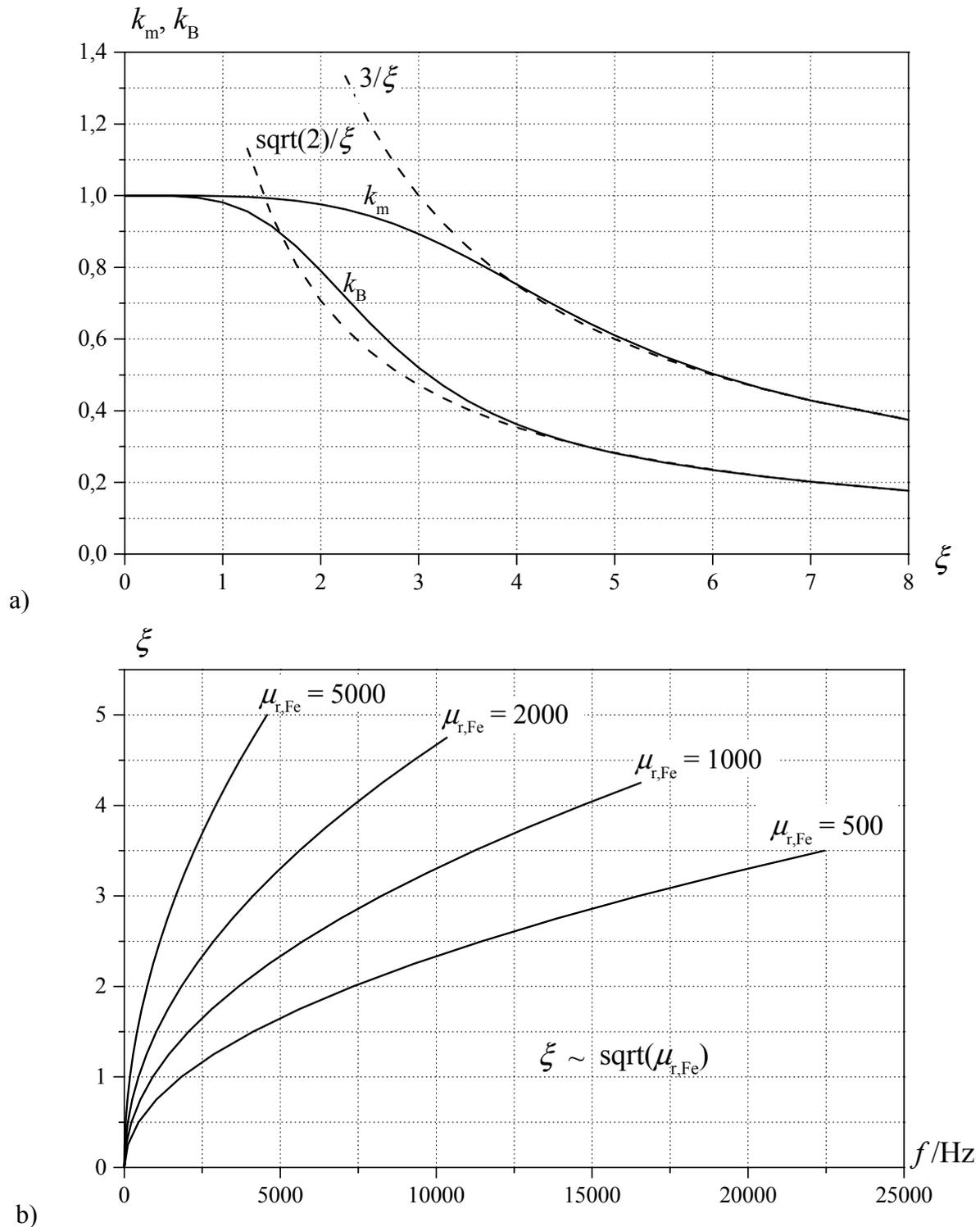
eine dimensionlose Größe, die sogenannte „reduzierte Blechdicke“ ist. Die Verringerung von  $B_s$  auf  $B_m$  erfolgt durch das gegenphasige Eigenfeld der im Blech induzierten Wirbelströme (Faktor  $k_B$ ). In (4.22) ist  $\delta_E$  die entsprechende Eindringtiefe der Wirbelströme [24]. Die Induktion  $B_s$  an den Seitenfläche des Bleches (Blechebene) ist gleich der ursprünglichen Induktion des erregten Feldes und die mittlere Induktion  $B_m$  liegt in Phase mit  $B_s$  [25].

Die Wirbelstromverluste werden mit der mittleren Flussdichte  $B_m$  berechnet. Durch die Rückwirkung der Wirbelströme sind diese Verluste um den Faktor  $k_m$  kleiner als bei Vernachlässigung der Rückwirkung.

$$k_m = \frac{3}{\xi} \cdot \frac{sh\xi - \sin\xi}{ch\xi - \cos\xi} \quad (4.23)$$

In Bild 4.1a sind  $k_m$  und  $k_B$  in Abhängigkeit von  $\xi$  als Schaulinien dargestellt. Für  $\xi < 1$  ist  $k_m \approx k_B \approx 1$  und für  $\xi > 4$  ist  $k_m \approx 3/\xi$ ,  $k_B \approx \sqrt{2}/\xi$ . Bild 4.1b zeigt die reduzierte Blechdicke  $\xi$  als Funktion der Frequenz  $f$  und Permeabilität des Bleches  $\mu_{r,Fe}$ .

Durch die Rückwirkung der Wirbelströme werden die Hystereseverluste auch durch ungleiche Feldverteilung im Eisenkern indirekt beeinflusst. Im Falle einer konstanten ursprünglichen Induktion  $B_s$  werden die Hystereseverluste kleiner als bei  $B_s = B_m = \text{Konst.}$ .



**Bild 4.1:** a) Berechnete Rückwirkungskoeffizienten  $k_m$  und  $k_B$  als Funktion der reduzierten Blechdicke  $\xi$   
 b) Reduzierte Blechdicke  $\xi$  in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$  und Permeabilität des Bleches  $\mu_{r,Fe}$  ( $b = 0,35 \text{ mm}$ ;  $\kappa_{Fe} = 2,5 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ )

### 4.2.1 Ummagnetisierungsverluste durch den permanenterregten Fluss

Unter diesen Verlusten versteht man die durch das umlaufende permanenterregte Läuferfeld verursachten Ummagnetisierungsverluste in den Ständerzähnen und im Ständerjoch beim generatorischen Leerlauf. Das permanenterregte Läuferfeld im Luftspalt  $B_r(x_r)$  lässt sich *Fourier*-analysieren

$$B_r(x_r) = \sum_{\mu=1,3,5}^{\infty} B_{r,\mu} \cos\left(\frac{\mu\pi x_r}{\tau_p}\right). \quad (4.24)$$

Die Feldwellenamplituden  $B_{r,\mu}$  aus der angenommenen Rechteckverteilung des Felds werden näherungsweise nach [26] berechnet

$$B_{r,\mu} = \frac{4}{\mu\pi} B_\delta \sin(\alpha_e \mu\pi / 2), \quad (4.25)$$

worin  $B_\delta$  die Flussdichteamplitude der Rechteckverteilung im Luftspalt und  $\alpha_e$  die Polbedeckung ist. Die numerische Feldrechnung Bild 5.12a zeigt, dass die angenommene Rechteckverteilung eine gute Näherung darstellt. Wegen der Beziehung zwischen dem läufer- und ständerfesten Koordinatensystem

$$x_s = x_r + \frac{d_{si}}{2} \cdot \omega_m t = x_r + 2f_{s1}\tau_p t \quad (4.26)$$

bestimmt sich das Läuferfeld im ständerfesten Koordinatensystem

$$B_r(x_s, t) = \sum_{\mu=1,3,5}^{\infty} B_{r,\mu} \cos\left(\frac{\mu\pi x_s}{\tau_p} - 2\pi\mu f_{s1} t\right). \quad (4.27)$$

Die Ummagnetisierung in den Zähnen ist für jede  $\mu$ -te Harmonische rein sinusförmig wechselnd und in (4.28) dargestellt. Die Induktion im Joch besteht aus einer tangentialen und einer radialen Komponente. Am Außenrand des Ständers hat man eine wechselnde Ummagnetisierung. An den übrigen Stellen des Joches hat man ein Gemisch von wechselnder und drehender Ummagnetisierung. Meistens ist die radiale Komponente bedeutend kleiner als die tangentiale, und man hat praktische eine wechselnde Ummagnetisierung [25], dargestellt in (4.29).

$$B_{ds,\mu}(t) = B_{ds,\mu} \cos(2\pi\mu f_{s1} t) = \frac{2}{\mu\pi} \cdot \frac{B_{r,\mu}\tau_p}{k_{Fe}b_{ds}} \cdot \sin\left(\frac{\mu\pi p}{Q}\right) \cdot \cos(2\pi\mu f_{s1} t) \quad (4.28)$$

$$B_{ys,\mu=1}(t) = B_{ys,\mu=1} \cos(2\pi\mu f_{s1}t) = \frac{\frac{2}{\pi} \tau_p l_{Fe} B_{r,\mu=1}}{2k_{Fe} h_{ys} l_{Fe}} \cdot \cos(2\pi\mu f_{s1}t) \quad (4.29)$$

Durch die Verarbeitung (Stanzen, Paketieren) nehmen die Ummagnetisierungsverluste gegenüber der *Epstein*-Probe deutlich zu. Für Norm-Asynchronmaschinen sind die für Zähne und Joch unterschiedlichen Bearbeitungsfaktoren (Verschlechterungsfaktoren, Zuschlagsfaktoren)  $k_{vd}$  und  $k_{vy}$  in [22], [27] und [28] gegeben. Sie liegen zwischen 1,2 bis 2,0. Entsprechend [29] sind die Verlustzunahmen etwa  $k_{vd} \approx k_{vy} \approx 1,3$  für ungeglühte Bleche mit einer Blechstreifen-Breite von 5 mm gegenüber geglühten Blechen.

Beim Prototyp sind die Zuschlagsfaktoren  $k_{vd}$  und  $k_{vy}$  mit den Werten in Tabelle 4.4 eingesetzt. Sie sind aus den Leerlaufmessungen bei der Last-Asynchronmaschine abgeschätzt, die einen gleichen Ständer so wie die permanenterregten Synchronmaschinen hat. Bei konstanter Frequenz sind die Ummagnetisierungsverluste quadratisch von der Ständerspannung abhängig. Diese Spannungsabhängigkeit wurde zur Trennung der Ummagnetisierungs- und Reibungsverluste benutzt. Im Leerlauf bei konstanter Frequenz ( $f = f_{sN} = 800$  Hz;  $s \approx 0$ ) beträgt die aufgenommene Wirkleistung

$$P_{el} = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{Rb}. \quad (4.30)$$

Somit setzt sich die Differenz zwischen der aufgenommenen Wirkleistung  $P_{el}$  und den Stromwärmeverlusten im Leerlauf  $P_{Cu}$  aus einem konstanten ( $P_{Rb}$ ) und einem quadratisch von der Spannung abhängigen Anteil ( $P_{Fe}$ ) zusammen. Daher wird die im Leerlauf aufgenommene Wirkleistung  $P_{el}$  im Spannungsbereich zwischen 0 und  $1,5U_N$  gemessen und die Differenz  $P_{el} - P_{Cu}$  über dem Quadrat der Ständerspannung  $U_{01}$  aufgetragen (Bild 10.3). Die Extrapolation für  $U_{01} = 0$  ergibt die Reibungsverluste. Der Rest ist als Ummagnetisierungsverluste angenommen.

**Tabelle 4.4:** Berechnete Ummagnetisierungsverluste  $P_{Fe}$  im generatorischen Leerlauf bei „PMSM AB“ und „PMSM BB“ (Läufer B, geblechte Nabe,  $\alpha_e = 0,95$ )

|                                   |                         |                                     |                                      |
|-----------------------------------|-------------------------|-------------------------------------|--------------------------------------|
| Verwendete Dynamobleche V330-35A: |                         |                                     |                                      |
| $b = 0,35$ mm;                    | $k_{Fe} = 0,95$ ;       | $\kappa_{Fe} = 2,5 \cdot 10^6$ S/m; | $\mu_{r,Fe} = 1000$ ;                |
| $\sigma_{Ft} = 0,16$ W/kg;        | $\sigma_H = 1,25$ W/kg; | $m_{ds} = 1,63$ kg;                 | $m_{vs} = 3,94$ kg                   |
| Feldoberwellen:                   | $B_{r,1} = 0,547$ T;    | $B_{ds,1} = 1,083$ T;               | $B_{ys,1} = 0,945$ T ;               |
|                                   | $B_{r,3} = 0,178$ T;    | $B_{ds,3} = 0,338$ T;               |                                      |
|                                   | $B_{r,5} = 0,101$ T;    | $B_{ds,5} = 0,177$ T;               | $(B_{\delta} = 0,430$ T)             |
| Zuschlagsfaktoren:                | $k_{vd} = 1,6$ ;        | $k_{vy} = 1,3$ ;                    | $k_B$ nach (4.21); $k_m$ nach (4.23) |
| $n / \text{min}^{-1}$             | 12 000                  | 18 000                              | 24 000                               |
| $f_{s1} / \text{Hz}$              | 400                     | 600                                 | 800                                  |
| $P_{Fe} / \text{W}$               | 227                     | 418                                 | 642                                  |

Tabelle 4.4 zeigt die berechneten Ummagnetisierungsverluste  $P_{Fe,cal}$  nach (4.17) - (4.20) durch den permanenterrregten Fluss im Ständerblechpaket. Dabei ist die abdämpfende Wirkung der Wirbelströme auf das ursprüngliche Feld auch mit den Faktoren  $k_B$  und  $k_m$  berücksichtigt. Die *Fourier*-Analyse des Läufer-Luftspaltfelds ist mit der Rechteckverteilung des Felds (4.25) durchgeführt. Die Höhe der Luftspaltflussdichte  $B_\delta$  ist aus der über die Messung der generatorischen Leerlaufspannung bestimmten Luftspaltgrundwelle  $B_{r,1}$  zurück gerechnet.

#### 4.2.2 Ummagnetisierungsverluste durch den lastabhängigen Grundschwingungs-Fluss

Durch den Laststrom bei Sinusbetrieb ändert sich das Luftspaltfeld und auch die Ständerzahn- und Jochflussdichte. Es überlagern sich das Ständerfeld und das Permanentmagnetfeld des Läufers zum resultierenden Feld. Darüber hinaus ist der vom Ständerstrom verursachte Streufluss (Nutstrefelfeld, Zahnkopfstrefelfeld und Wicklungkopfstrefelfeld) bei Synchronmotoren mit Oberflächenmagneten etwa 50 % des vom Ständerstrom erregten Luftspaltflusses, so dass seine Wirkung ebenfalls berücksichtigt werden muss. Über die induzierte Spannung kann das von den Magneten und vom Laststrom erregte Gesamtfeld nach (4.31) abgeschätzt werden. Daher soll für die folgende Rechnung die  $d$ - und  $q$ -Komponente des Ständerstroms als bekannt angenommen sein.

$$B_{s1} \approx B_{r,\mu=1} \cdot \frac{\sqrt{(\omega L_{sq} I_{sq})^2 + (U_p + \omega L_{sd} I_{sd})^2}}{U_p} \quad (I_{sd} = 0 \text{ oder } I_{sd} < 0 \text{ bei Feldschwächbetrieb}) \quad (4.31)$$

$$I_{s1} = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \quad (4.32)$$

Ist die Grundschwingung der Ständerspannung  $U_{s1}$  durch Messung bekannt, kann die Grundwelleamplitude des Ständerfeldes  $B_{s1}$  wegen  $R_s \ll (X_{sd}, X_{sq})$  direkt nach (4.33) bestimmt werden.

$$B_{s1} \approx B_{r,\mu=1} \cdot \frac{U_{s1}}{U_p} = \frac{U_{s1}}{\sqrt{2} \pi f_{s1} \cdot N_s k_{wl} \cdot \frac{2}{\pi} \tau_p I_{Fe}} \quad (4.33)$$

Folglich ergeben sich die Flussdichten in den Ständerzähnen und im Joch bei  $\mu = 1$  jeweils aus (4.28) - (4.29) mit  $B_{s1}$  statt  $B_{r,\mu}$ , und somit werden die Ummagnetisierungsverluste ( $\mu = 1$ ) unter Last mit (4.17) - (4.20) berechnet. Die Verluste für  $\mu > 1$  bleiben davon unberührt, da die Läuferfeld-Oberwellen durch die Grundwelle des Ständerfelds nicht verändert werden.

#### **Fazit:**

Für die Ummagnetisierungsverluste in Blechpaketen wird in der Literatur allgemein die nachfolgende Gleichung (4.34) angegeben [16], wobei  $m$  die Paketmasse ( $m_{ds}$  für die Zähne und  $m_{ys}$  für den Joch) ist. Dabei werden sie aufgetrennt nach Hysterese- und Wirbelstromverlusten. Durch Be-

arbeitung besteht jedoch große Unsicherheit in der Rechnung. Daher ist der Verschlechterungsfaktor  $k_v$  ( $k_{vd}$  für die Zähne und  $k_{vy}$  für den Joch) einzusetzen. Bei hochtourigen Maschinen mit Umrichterspeisung berücksichtigen noch zwei zusätzliche Faktoren  $k_B$  und  $k_m$  den Einfluss der Wirbelströme auf das ursprüngliche Feld als Unterschiede zu einer normalen Synchronmaschine mit Sinusnetzspeisung. Bild 4.1 zeigt, dass unter 1 kHz dieser Einfluss bei Blechpaketem mit  $\mu_{r,Fe} = 1000$  noch vernachlässigbar ist.

$$P_{Fe} = m \cdot (\sigma_H \cdot f + \sigma_{Fl} \cdot f^2) \cdot k_v \cdot B^2 \quad (4.34)$$

### 4.3 Stromwärmeverluste in der Ständerwicklung

Mit dem gemessenen Effektivwert des Ständerstroms  $I_s$  lassen sich die Stromwärmeverluste bei der Temperatur  $\vartheta$  der Wicklung unter Voraussetzung gleichmäßiger Verteilung der Stromdichte im Leiterquerschnitt bestimmen:

$$R_s = R_{s0} \cdot \left(1 + \frac{\vartheta - \vartheta_0}{235 + \vartheta_0}\right), \quad P_{Cu} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2, \quad (4.35), (4.36)$$

worin  $R_{s0}$  der Gleichstromwiderstand der Wicklung bei  $\vartheta_0$  ist. Mit der *Fourier*-Analyse des Stromverlaufs können diese Verluste auch in den Anteilen der Grund- und Oberschwingungen des Stroms (Ordnungszahl  $k$ ) dargestellt werden:

$$P_{Cu,1} = 3 \cdot R_s \cdot I_{s1}^2 \quad (\text{Grundschiwingung}) \quad (4.37)$$

$$P_{Cu,k} = 3 \cdot R_s \cdot I_{sk}^2 \quad (k\text{-te Oberschiwingung}) \quad (4.38)$$

Die oben gegebenen Formeln gelten für die Stromwärmeverlust-Berechnung nur bei niedriger Frequenz mit langsamer Änderung des Stroms. Der Strom mit hoher Frequenz verursacht einen pulsierenden Nutenquerfluss, der in den Nutenleitern Wirbelströme induziert. Die Stromdichte ist dann über den Leiterquerschnitt nicht mehr als gleichmäßige Verteilung anzunehmen. Daraus folgen zusätzliche Verluste. Die Grund- und Oberschwingungen des Ständerstroms  $I_{s1}$ ,  $I_{sk}$  mit den Frequenzen  $f_{s1}$ ,  $f_{sk}$  werden bei Umrichterspeisung durch *Fourier*-Analyse festgestellt. Daher können die von jedem harmonischen Bestandteil  $I_{sk}$  verursachten Zusatzverluste  $P_{Cu,ad,k}$  nach [16] analytisch abgeschätzt werden:

$$P_{Cu,ad,k} = P_{Cu,Fl,a,k} + P_{Cu,Fl,b,k} \quad (4.39)$$

Bei Maschinen für hohe Drehzahlen sind die Frequenzen hoch und wegen  $U_s \sim \omega N_s \Phi_s$  ( $\omega = 2\pi f_{s1} = 2\pi n \cdot p$ ) und der begrenzten Spannungen  $U_s < 1000$  V die Windungszahlen  $N_s$  klein.

Diese wenigen Windungen haben einen großen Leiterquerschnitt, der aus vielen parallelen Teilleitern aufgebaut ist. Wenn der Strom sich auf die einzelnen Teilleiter nicht gleichmäßig aufteilt, spricht man von Stromverdrängung 1. Ordnung  $P_{Cu,Ft,b}$ . Ist die Stromdichteverteilung im Teilleiter selbst ungleichmäßig, spricht man von Stromverdrängung 2. Ordnung  $P_{Cu,Ft,a}$ .

Die Darstellung der Zusatzverluste  $P_{Cu,Ft,b,k}$  in (4.46) gilt unter Voraussetzung unendlich feiner Leiterunterteilung, d.h. unter der Voraussetzung, dass in den Teilleitern keine Stromverdrängung auftritt. In realen Teilleitern existiert natürlich diese Stromverdrängung zweiter Ordnung. Daraus sich ergebende Zusatzverluste  $P_{Cu,Ft,a,k}$  werden mit (4.40) abgeschätzt [16].

$$P_{Cu,Ft,a,k} = 3R_s I_{sk}^2 \cdot (\bar{k}_{k,a} - 1) \quad (4.40)$$

mit:

$$\bar{k}_{k,a} = \frac{k_{k,a} \cdot l_{Fe} + l_b}{l_{Fe} + l_b}, \quad (4.41)$$

$$k_{k,a} = \varphi(\xi_{Tk}) + \frac{m_T^2 - 1}{3} \cdot \psi(\xi_{Tk}), \quad (4.42)$$

$$\varphi(\xi_{Tk}) = \xi_{Tk} \cdot \frac{sh(2\xi_{Tk}) + \sin(2\xi_{Tk})}{ch(2\xi_{Tk}) - \cos(2\xi_{Tk})}, \quad (4.43)$$

$$\psi(\xi_{Tk}) = 2\xi_{Tk} \cdot \frac{sh(\xi_{Tk}) - \sin(\xi_{Tk})}{ch(\xi_{Tk}) + \cos(\xi_{Tk})}, \quad (4.44)$$

$$\text{und } \xi_{Tk} = b_T \sqrt{\mu_0 \pi \kappa_{Cu} f_{sk} \cdot a_T b_T / b_{Qm}}. \quad (4.45)$$

Es wird dabei angenommen, dass im Wickelkopfbereich keine Zusatzverluste durch Stromverdrängung auftreten, da das Stirnstreufeld wesentlich kleiner als das Nutstreufeld ist. Die Zusatzverluste zufolge Stromverdrängung 1. Ordnung („Schlingstromverluste“) werden wie folgt bestimmt [16]:

$$P_{Cu,Ft,b,k} = 3R_s I_{sk}^2 \cdot (k_{k,b} - 1) \quad (4.46)$$

$$\text{mit } k_{k,b} = \varphi(\xi_k) + \eta(\eta + 1) \cdot \psi(\xi_k) \quad (4.47)$$

$$\text{und } \xi_k = h_L \cdot \sqrt{\mu_0 \pi \kappa_{Cu} \cdot \frac{l_{Fe}}{l_{Fe} + l_b} \cdot f_{sk} \cdot a_T b_T / b_{Qm}}, \quad (4.48)$$

wobei der Ausdruck  $\eta$  in zwei folgenden Extremfällen bei Zweischichtwicklung jeweils beträgt

$$\eta = \frac{m_L - 1}{2} \quad (\text{mit unverstärkt umgeschichteter Teilleiterfolge eines Leiters in zwei Nuten}), \quad (4.47a)$$

$$\eta = -\left(\frac{m_L}{4} + \frac{1}{2}\right) \quad (\text{mit verstärkt umgeschichteter Teilleiterfolge eines Leiters in zwei Nuten}). \quad (4.47b)$$

Die Formeln (4.40) – (4.48) nach *FIELD* und *EMDE* gelten für rechteckförmige Nutenleiter in rechteckförmigen Nuten und regelmäßiger Anordnung der Leiter in der Nut. Da die Versuchsmaschinen eine ovale Nutform und Runddrahtleiter in unregelmäßiger Anordnung aufweisen, muss zu einem Näherungsverfahren gegriffen werden.

Es wird eine rechteckige Ersatznut mit gleicher Nutfläche  $A_Q = 80,1 \text{ mm}^2$  wie bei der Versuchsmaschine und mit der mittleren Nutbreite  $b_{Qm} = 5,23 \text{ mm}$  eingeführt. Daher ist die Nuthöhe  $h_{Qm} = A_Q/b_Q = 15,32 \text{ mm}$ . Ebenso wird statt dem Runddraht ein quadratischer „Ersatzprofilleiter“ mit  $b_T = \sqrt{d_{Cu}^2 \pi / 4} = 0,75 \text{ mm}$  angenommen, wobei der Runddraht-Durchmesser  $d_{Cu} = 0,85 \text{ mm}$  ist. Mit einem Nutfüllgrad  $k_F = 40 \%$  ist die folgende Teilleiteranordnung in der Ersatznut (Bild 4.2a) möglich:

$a_T = 4$  Teilleiter nebeneinander und

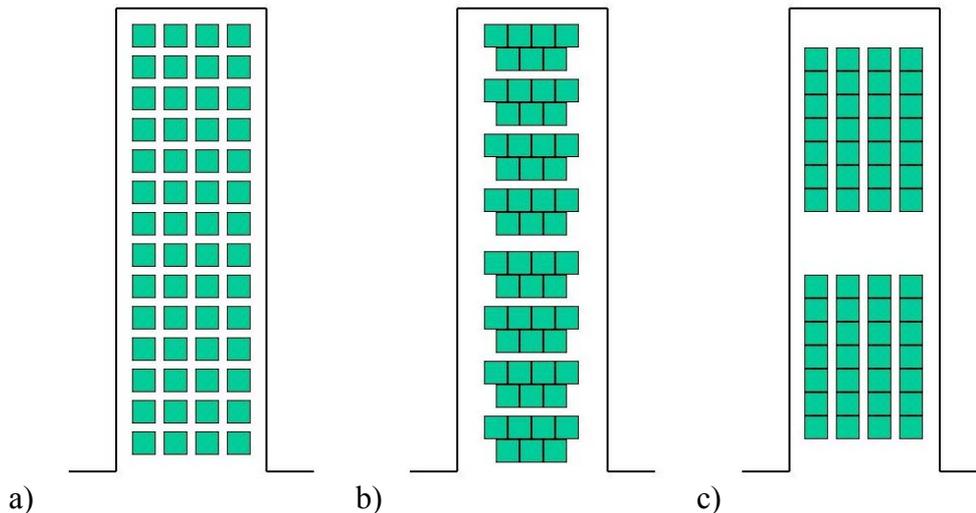
$m_T = 14$  Teilleiter übereinander,

wobei die verwendete Zweischichtwicklung  $N_c = 8$  Windungen mit 7-fach parallelen Teilleiter-Runddrähten in einer Nut hat. Da die Leiter auf Grund der Runddraht-Träufelwicklung regellos in der Nut liegen, werden die Zusatzverluste durch Stromverdrängung der ersten Ordnung  $P_{Cu,Ft,b,k}$  als Mittelwert aus dem besten (4.47b) und schlechtesten Fall (4.47a) jeweils zu den Leitungsanordnungen in Bild 4.2b und Bild 4.2c abgeschätzt. Für den Fall in Bild 4.2b mit den möglich meisten übereinander liegenden Leitern gelten  $h_L = 2b_T$  und  $m_L = 8$  in (4.47) – (4.48); für den Fall in Bild 4.2c mit den möglich mindesten übereinander liegenden Leitern  $h_L = 7b_T$  und  $m_L = 2$ . Die Schlingströme zufolge der Stromverdrängung 1. Ordnung müssen bis zu jener Stelle fließen, wo die Teilleiter miteinander verlötet sind. Daher erhöht sich der Widerstand im Verhältnis  $(I_{Fe} + I_b)/I_{Fe}$ , wobei die Stirnverbinderlänge  $l_b = 115 \text{ mm}$  ist. Daher gilt für die Abschätzung der gesamten Stromverdrängungs-Zusatzverluste:

$$P_{Cu,ad,k} = P_{Cu,Ft,a,k} + (P_{Cu,Ft,b,k,best} + P_{Cu,Ft,b,k,schlecht})/2 \quad (4.49)$$

Tabelle 4.5 zeigt die berechneten frequenzabhängigen Stromwärmeverluste ( $P_{Cu,k} + P_{Cu,ad,k}$ ) und die Stromverdrängungsfaktoren ( $P_{Cu,ad,k}/P_{Cu,k}$ ) von Ständerwiderstand bei den untersuchten Synchronmaschinen „PMSM AA“, „PMSM AB“ und „PMSM BB“. In den Ständern sind die Wicklungen als Träufelwicklungen ausgelegt und dadurch ist die Stromverdrängung bei niedrigen Frequenzen stark unterdrückt. Bei der hohen Grundschwingungs-Frequenz von 800 Hz entstehen ca. 13 % Zusatzverluste. Bei noch höheren Frequenzen wie z. B. 4 kHz von der 5. Oberschwingung zufolge Blockspei-

sung bei Nennlast und Nenndrehzahl sowie z. B. 12 kHz und 24 kHz der Oberschwingungen zufolge PWM-Umrichterspeisung mit einer Schaltfrequenz von 12 kHz ist der Ständerwiderstand viel größer als sein Gleichstromwiderstand. Maßnahmen müssen getroffen werden, um die Oberschwingungen mit solchen hohen Frequenzen zu reduzieren. Die Größenordnung der Oberschwingungsströme  $I_{sk}$  bei Frequenz  $f_{sk}$  in Tabelle 4.5 entspricht den Messwerten bei Blockspeisung und PWM-Umrichterspeisung bei Versuchsmaschinen.



**Bild 4.2:** Anordnung der Leiter in einer Nut zur angenäherten Berechnung der Stromverdrängung a) innerhalb der Teilleiter bzw. b) für den Fall mit maximalen übereinander liegenden Leitern und c) für den Fall mit minimalen übereinander liegenden Leitern

**Tabelle 4.5:** Berechnete Stromwärmeverluste  $P_{Cu,k}$  nach (4.38) und die durch Stromverdrängung entstehenden Zusatzverluste  $P_{Cu,ad,k}$  nach (4.40) - (4.49) bei Wicklungstemperatur von 100 °C bei den untersuchten Maschinen in Abhängigkeit von Frequenz  $f_{sk}$

| $f_{sk} / \text{Hz}$ | $I_{sk} / \text{A}$ | $P_{Cu,k} / \text{W}$ | $P_{Cu,ad,k} / \text{W}$ | $P_{Cu,ad,k} / P_{Cu,k}$ |
|----------------------|---------------------|-----------------------|--------------------------|--------------------------|
| 50                   | 62                  | 364                   | 0,2                      | $5,0 \cdot 10^{-4}$      |
| 800                  | 62                  | 364                   | 45,6                     | 0,13                     |
| 4 000                | 7                   | 4,6                   | 9,5                      | 2,1                      |
| 12 000               | 3                   | 0,85                  | 8,0                      | 9,4                      |
| 24 000               | 3                   | 0,85                  | 23,7                     | 27,9                     |

### **Fazit:**

Fließt durch die Wicklung Wechselstrom, tritt durch Stromverdrängung eine Vergrößerung der Stromwärmeverluste auf. Selbst wenn eine Träufelwicklung bei den Versuchsmaschinen verwendet wird, sind die durch Stromverdrängung entstehenden zusätzlichen Verluste bei der Grundschwingung wegen der großen Strom-Amplitude und bei den Oberschwingungen wegen der hohen Frequenzen nicht zu vernachlässigen.

#### 4.4 Oberflächenverluste in den Magneten durch NutungsOberwellen

Die Ständernutöffnungen rufen periodische Schwankung im Luftspaltfeld hervor mit der Frequenz  $f_Q = n \cdot Q$  ( $n$  in 1/s). Die Feldschwankung erzeugt auf der den Nuten gegenüberliegenden Magnetoberfläche Wirbelströme. Weil die Oberfelder aus der Nutöffnung normalerweise eine sehr hohe Frequenz  $f_Q$  und eine kleine Wellenlänge ( $\tau_Q = d_{si}\pi/Q$ ) haben, erhält man die flächenbezogenen Verluste zu der Zahlenwertgleichung

$$p_{mQ} = k_O \cdot \left(\frac{f_Q \cdot 60}{10^4}\right)^{1,5} \cdot (B_Q \cdot \tau_Q \cdot 10^3)^2 \quad (4.50)$$

$$\begin{aligned} f_Q & \text{ in Hz} \\ B_Q & \text{ in T} \\ \tau_Q & \text{ in m} \\ p_{mQ} & \text{ in W/m}^2 \end{aligned}$$

Die Größen in (4.50) sind in SI-Einheiten einzusetzen. Die Gl. (4.50) wurde in [22] und [25] abgeleitet mit der Annahme, dass die reduzierte Blechdicke  $\xi$  nach (4.22) größer als 3 ist. Da die Magnete mit ihrer Breite  $b_m$  in die Formel  $\xi$  (4.22) eingeben, sollte  $\xi$  sehr groß sein. Da aber  $\mu_m \approx \mu_0$  ist, ist  $\xi$  bei 24 000 /min nur 1,0. Unter den berechneten Werten nach (4.50) und (4.51) sind dann die möglichen Maximalverluste zu verstehen. Die gesamten Oberflächenverluste in den Magneten sind der Magnet-Oberfläche  $A_m$  proportional und in (4.51) dargestellt. Dabei muss man beachten, dass die Induktion  $B_Q$  nicht überall gleichzeitig denselben Wert hat. Sie ändert sich nämlich entsprechend der Luftspaltinduktion des Hauptfeldes von 0 bis  $B_Q$ . Beim sinusförmigen Feld wird der quadratische Mittelwert gleich der Hälfte des Quadrates des Amplitudenwertes. Deshalb betragen die Oberflächenverluste aller Magnete

$$P_{mQ} = \frac{1}{2} A_m p_{mQ} \quad (4.51)$$

wobei die Fläche aller Magnete

$$A_m = \alpha_e \cdot d_{ra1} \pi \cdot l_{Fe} \quad (4.52)$$

ist. Der Faktor  $k_O$  in (4.50) bestimmt sich durch

$$k_O = \frac{0,272}{\sqrt{\mu_{r,m} / \kappa_{meff}}} \quad (\text{Zahlenwertgleichung}), \quad (4.53)$$

wobei  $\mu_{r,m}$  relative Permeabilität der Magnete ist und eine effektive Verringerung der Leitfähigkeit für die in axialer Richtung unterteilte Magnete mit der Leitfähigkeit  $\kappa_m$  abgeschätzt wird durch

$$\kappa_{meff} = \kappa_m \cdot \frac{1}{1 + b_m / l_m} \quad (4.54)$$

Die Induktionsamplitude  $B_Q$  ist aus der Feldverteilung über der ungenutzten Magnet-Oberfläche zu ermitteln, wobei als Luftspalt der magnetisch wirksame Luftspalt (Summe: mechanischer Luftspalt, Bandagendicke und Magnethöhe) angenommen wird. Das Grundwellenfeld  $B_{r,1}$  im Luftspaltfeld wird durch die Ständernutöffnungen verzerrt. Es gilt für die nutfrequente Flussdichteamplitude gemäß einer Rechnung mit konformer Abbildung [22]

$$B_Q = \beta \cdot k_C \cdot B_\delta \quad (4.55)$$

mit

$$\beta = \frac{(1-u)^2}{2(1+u^2)}, \quad u = \frac{s_Q}{2 \cdot \delta_{mag}} + \sqrt{1 + \left(\frac{s_Q}{2 \cdot \delta_{mag}}\right)^2}, \quad \delta_{mag} = \delta + d_B + h_m \quad (4.56)$$

$$k_C = \frac{\tau_Q}{\tau_Q - \gamma \cdot \delta_{mag}}, \quad \gamma \approx \frac{(s_Q / \delta_{mag})^2}{5 + s_Q / \delta_{mag}} \quad (\text{Carterscher Faktor}), \quad (4.57)$$

wobei  $s_Q$  Schlitzbreite der Ständernuten und  $\delta_{mag}$  als magnetisch wirksamer Luftspalt einzusetzen ist, da sowohl Bandage als auch Magnete eine relative Permeabilität von etwa 1 haben.

Die Berechnungsergebnisse in Abhängigkeit von der Drehzahl sind in Tabelle 4.6 angegeben. Es ist zu beobachten, dass die Oberflächenverluste in den Magneten trotz den hohen Nutfrequenzen nur einen kleinen Anteil der Gesamtverluste der Versuchsmaschine ausmachen.

**Tabelle 4.6:** Analytisch abgeschätzte Maximal-Oberflächenverluste in den Magneten  $P_{mQ}$  durch die Nutzungsoberwellen bei „PMSM AA“

|  |        |        |        |
|--|--------|--------|--------|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>B_\delta = 0,5 \text{ T}; B_Q = 3,4 \text{ mT}; Q = 36</math></li> <li>• <math>\alpha_e = 0,87; \mu_{r,m} = 1,1; \kappa_m = 1 \cdot 10^6 \text{ S/m}; b_m = 4 \text{ mm}; h_m = 3,5 \text{ mm}; l_m = 30 \text{ mm}</math></li> <li>• <math>d_{ral} = 76 \text{ mm}; l_{Fe} = 90 \text{ mm}; s_Q = 2,3 \text{ mm}; \delta = 0,7 \text{ mm}; d_B = 2,8 \text{ mm}; \tau_Q = 7,85 \text{ mm}</math></li> <li>• Magnete sind in axiale Richtung unterteilt.</li> </ul> |        |        |        |
| $n / \text{min}^{-1}$  | 12 000 | 18 000 | 24 000 |
| $P_{mQ} / \text{W}$  | 0,45   | 0,83   | 1,28   |

### **Fazit:**

Da der magnetisch wirksame Luftspalt  $\delta_{mag}$  der Synchronmaschinen mit Oberflächenmagneten sehr groß und daher der Faktor  $\beta$  und die Induktions-Schwankung  $B_Q$  durch Nutöffnung sehr klein sind,

sind die Oberflächenverluste in den Magneten klein. Das ist einer der Vorteile der permanenterregten Maschinen mit Oberflächenmagneten.

#### 4.5 Zusatzverluste durch Ständerstromoberschwingungen

Neben den behandelten Verlusten bei Sinusbetrieb treten in permanenterregten Maschinen weitere Verluste durch die Ständerstromoberschwingungen bei Umrichterspeisung auf. Diese Verluste werden umrichterbedingte Zusatzverluste  $P_{ad}$  genannt. Sie entstehen entweder im motorischen Leerlauf oder unter Last der Maschine. Ihre Hauptursache sind höhere Harmonischen in den Ständerströmen (Ordnungszahl  $k$ ) und dadurch erzeugte Wirbelströme im Ständer- und Läuferblechpaket, in den Magneten, in der massiven Nabe sowie in den Wicklungen. Die in den anderen Konstruktionsanteilen (Gehäuse, Pressplatten) entstehenden Wirbelstromverluste sind in diesem Kapitel nicht berücksichtigt, da sie einerseits nicht groß sind und andererseits die quantitative Ermittlung analytisch rechnerisch schwierig ist [16].

Die Oberschwingungen im Stromverlauf (Amplitude  $\hat{I}_{sk}$ , Frequenz  $f_{sk}$  je Oberschwingung) wurden mittels FFT-Analysor messtechnisch bei Leerlauf und Last ermittelt. Sie erregen Luftspaltfelder, deren Grundwelle noch eine ausreichend große Amplitude  $B_{hk}$  hat, um Berücksichtigung für die Zusatzverluste zu finden. Die Berechnung dieses Felds stützt sich auf die Bestimmung der Induktivität  $L_s$ :

$$L_s = L_{sh} + L_{s\sigma} \quad (4.58)$$

Nach [19] ist die Hauptinduktivität eines Strangs  $L_{sh}$  gleich

$$L_{sh} = \frac{2}{\pi} \mu_0 (N_s k_{w1})^2 \cdot \frac{m_s}{\pi p} \cdot \frac{\tau_p l_{Fe}}{k_C \delta_{mag}} \quad (4.59)$$

Bei der Berechnung der Streuinduktivität  $L_{s\sigma}$  nach (4.60) werden Einzelanteile berechnet und addiert. Man unterscheidet zwischen Nutstreuung  $L_{\sigma Q}$  mit dem Nutstreuleitwert  $\lambda_Q$ , die Zahnkopfstreuung  $L_{\sigma Z}$  mit Zahnkopf-Streuleitwert  $\lambda_Z$  und die Wickelkopfstreuung  $L_{\sigma b}$  mit Streuleitwert des Wickelkopfs  $\lambda_b$ .

$$L_{s\sigma} = L_{\sigma Q} + L_{\sigma Z} + L_{\sigma b} = \mu_0 N_s^2 \cdot \frac{2}{pq} \cdot l_{Fe} (\lambda_Q + \lambda_Z) + \mu_0 N_s^2 \frac{2}{p} l_b \lambda_b, \quad (4.60)$$

worin nach [22]

$$\lambda_Q = \frac{h_Q}{3b_{Qm}} + \frac{h_4}{s_Q} \quad (4.61)$$

$$\lambda_Z = \frac{5\delta_{mag}/s_Q}{5 + 4\delta_{mag}/s_Q} \quad (4.62)$$

und nach [25] für den Wickelkopf der Runddraht-Zweischichtwicklung  $\lambda_b = 0,3$  genähert ist. In (4.61) kennzeichnet  $h_Q$  die Nuthöhe und  $h_4$  die Schlitzhöhe. Der Einfluss der Sehnung auf die Nutstreuung wird hier vernachlässigt.

Mit den Formeln (4.58) - (4.62) und den Nut- und Wicklungsdaten folgt:  $L_s = 0,22$  mH ( $L_{sh} = 0,15$  mH und  $L_{s\sigma} = 0,07$  mH). Dieser Wert stimmt mit dem Messwert in Tabelle 2.2 überein. So beträgt der Streufaktor  $\sigma_s = L_{s\sigma} / L_{sh} = 0,47$ . Die durch Stromüberschwingung  $\underline{I}_{sk}$  erregte Amplitude des Grundwellenfelds ( $\nu = 1$ ) im Luftspalt kann dann mit dem magnetisch wirksamen Luftspalt berechnet werden

$$B_{hk}(x, t) = B_{hk} \cos\left(\frac{x_s \pi}{\tau_p} - 2\pi f_{sk} t\right) \quad (4.63)$$

mit

$$B_{hk} = \frac{\mu_0}{k_s k_C \delta_{mag}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m_s}{p} \cdot N_s k_{w1} \cdot I_{sk}, \quad (4.64)$$

wobei der Sättigungsfaktor des Hauptflusses  $k_s \approx 1,0$  ist.

#### 4.5.1 Zusätzliche Ummagnetisierungsverluste im Ständer- und Läuferblechpaket

Die durch Ständerstromüberschwingungen erregten Ankerfelder rotieren nicht synchron mit dem Läufer, deswegen entstehen die dementsprechenden Ummagnetisierungsverluste  $P_{Fe,ad}$  nicht nur im Ständer-, sondern auch im Läuferblechpaket [30], [31]. Sie setzen sich aus dem einzelnen Verlustanteil durch jede Harmonische ( $\hat{I}_{sk}, f_{sk}$ ) in den Ständerzähnen  $P_{Fe,ds,k}$ , im Ständerjoch  $P_{Fe,ys,k}$  und im Läuferjoch  $P_{Fe,yr,k}$  zusammen, dargestellt jeweils mit (4.66) - (4.68). Die Induktion in den Ständerzähnen  $B_{ds,k}$ , im Ständerjoch  $B_{ys,k}$  und im Läuferjoch  $B_{yr,k}$  ist nach demselben Prinzip von (4.28) - (4.29) berechnet. Wegen des großen magnetischen Luftspalts bei permanenterregter Maschine ist die Streuung zu berücksichtigen.

$$P_{Fe,ad} = \sum_k (P_{Fe,ds,k} + P_{Fe,ys,k} + P_{Fe,yr,k}) \quad (4.65)$$

$$P_{Fe,ds,k} = m_{ds} k_{vd} [\sigma_{Ft} k_m (\frac{f_{sk}}{50})^2 + \sigma_H (\frac{f_{sk}}{50})] \cdot [k_B B_{ds,k}]^2 \quad (4.66)$$

$$P_{Fe,ys,k} = m_{ys} k_{vy} [\sigma_{Ft} k_m (\frac{f_{sk}}{50})^2 + \sigma_H (\frac{f_{sk}}{50})] \cdot [k_B B_{ys,k}]^2 \quad (4.67)$$

$$P_{Fe,yr,k} = m_{yr} k_{vy} [\sigma_{Ft} k_m (\frac{f_{rk}}{50})^2 + \sigma_H (\frac{f_{rk}}{50})] \cdot [k_B B_{yr,k}]^2, \quad (4.68)$$

worin

$$B_{ds,k} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{(1 + \sigma_s) B_{hk} \tau_p}{k_{Fe} b_{ds}} \cdot \sin(\frac{\pi \cdot p}{Q}) \quad (4.69)$$

$$B_{ys,k} = \frac{\frac{2}{\pi} \cdot \tau_p l_{Fe} \cdot (1 + \sigma_s) B_{hk}}{2 k_{Fe} l_{Fe} h_{ys}} \quad (4.70)$$

$$B_{yr,k} = \frac{\frac{2}{\pi} \cdot \tau_p l_{Fe} \cdot B_{hk}}{2 k_{Fe} l_{Fe} h_{yr}} \quad (4.71)$$

$$\xi = b \sqrt{\kappa_{Fe} \pi f_{sk} \mu_{Fe}} \quad (4.72)$$

$$f_{rk} = f_{sk} \pm f_{s1} = |k - 1| \cdot f_{s1}. \quad (4.73)$$

**Tabelle 4.7:** Berechnete zusätzliche Ummagnetisierungsverluste  $P_{Fe,ad,k}$  bei „PMSM AB“ (Läufer B: geblechte Nabe) durch Ständerstromüberschwingungen bei Blockspeisung unter Nennlast (30 kW; 24 000 /min;  $I_{sd} = 0$ ;  $I_{sq} = 65$  A)

| Verwendete Dynamobleche V330-35A:   |                         |                                     |                       |                      |                          |
|-------------------------------------|-------------------------|-------------------------------------|-----------------------|----------------------|--------------------------|
| $b = 0,35$ mm;                      | $k_{Fe} = 0,95$ ;       | $\kappa_{Fe} = 2,5 \cdot 10^6$ S/m; | $\mu_{r,Fe} = 1000$ ; | $\sigma_s = 0,47$    |                          |
| $\sigma_{Ft} = 0,16$ W/kg;          | $\sigma_H = 1,25$ W/kg; | $m_{ds} = 1,63$ kg;                 | $m_{ys} = 3,94$ kg;   | $m_{yr} = 2,28$ kg   |                          |
| $\tau_p = 70,7$ mm;                 | $l_{Fe} = 90$ mm;       | $b_{ds} = 4,15$ mm;                 | $h_{ys} = 13,7$ mm;   | $h_{yr} = 19,5$ mm   |                          |
| Zuschlagsfaktoren: $k_{vd} = 1,6$ ; |                         |                                     |                       |                      |                          |
|                                     |                         | $k_{vy} = 1,3$ ;                    | $k_B$ nach (4.21);    | $k_m$ nach (4.23)    |                          |
| $k$                                 | $f_{sk} / \text{Hz}$    | $f_{rk} / \text{Hz}$                | $I_{sk} / \text{A}$   | $B_{hk} / \text{mT}$ | $P_{Fe,ad,k} / \text{W}$ |
| -5                                  | 4 000                   | 4 800                               | 7,1                   | 17,1                 | 11,3                     |
| 7                                   | 5 600                   | 4 800                               | 3,6                   | 8,7                  | 3,8                      |
| -11                                 | 8 800                   | 9 600                               | 1,5                   | 3,6                  | 0,9                      |
| 13                                  | 10 400                  | 9 600                               | 1,0                   | 2,4                  | 0,4                      |
| $P_{Fe,ad} / \text{W}$              | -                       | -                                   | -                     | -                    | 16,4                     |

Die Oberfelder der Strom-Oberschwingungen sind von kleinerer Ordnung und werden daher vernachlässigt. Als ein Berechnungsbeispiel sind die bei Blockspeisung entstehenden zusätzlichen Ummagnetisierungsverluste berechnet (s. Tabelle 4.7). Die vorgegebenen Stromüberschwingungen  $I_{sk}$  ergeben sich aus den Berechnungen in Kapitel 5.3.1 und experimenteller Oberschwingungsanalyse anhand eines *FFT*-Analysators.

#### 4.5.2 Zusatzverluste in der Ständerwicklung

Wenn im Strom höhere Harmonische  $|k| > 1$  auftreten, überlagern sich die Verluste sämtlicher Harmonischen und es gilt

$$P_{Cu,ad} = \sum_k (P_{Cu,k} + P_{Cu,ad,k}), \quad (4.74)$$

wobei  $P_{Cu,k}$  die in der Wicklung mit dem Gleichstromwiderstand  $R_s$  unter der Annahme gleichmäßiger Stromdichteverteilung von dem Effektivwert  $I_{sk}$  erzeugten Stromwärmeverluste sind, dargestellt in (4.38). Die ungleichmäßige Verteilung der Stromdichte über der Leiterhöhe infolge der vom Nutenquerfeld verursachten Stromverdrängung ist bereits in Kapitel 4.3 erklärt worden. Die dadurch entstehenden zusätzlichen Stromverdrängungsverluste  $P_{Cu,ad,k}$  ergeben sich näherungsweise aus (4.39) - (4.49). Tabelle 4.8 gibt ein Berechnungsbeispiel für Blockspeisung bei „PMSM AA“ und „PMSM AB“.

Tabelle 4.8: Berechnete zusätzliche Stromwärmeverluste  $P_{Cu,ad,k}$  bei „PMSM AA“ und „PMSM AB“ durch die Ständerstromüberschwingungen bei Blockspeisung unter Nennlast (30 kW; 24 000 /min;  $I_{sd} = 0$ ;  $I_{sq} = 65$  A; Wicklungstemperatur  $\vartheta = 100$  °C)

| $k$          | $f_{sk} / \text{Hz}$ | $I_{sk} / \text{A}$ | $P_{Cu,k} / \text{W}$ | $P_{Cu,ad,k} / \text{W}$ |
|--------------|----------------------|---------------------|-----------------------|--------------------------|
| -5           | 4 000                | 7,1                 | 4,8                   | 9,8                      |
| 7            | 5 600                | 3,6                 | 1,2                   | 4,0                      |
| -11          | 8 800                | 1,5                 | 0,2                   | 1,3                      |
| 13           | 10 400               | 1,0                 | 0,1                   | 0,7                      |
| Verlustsumme | -                    | -                   | 6,3                   | 15,8                     |

#### 4.5.3 Wirbelstromverluste in der massiven Nabe

Bild 4.3a zeigt den vereinfachten halben Querschnitt einer  $2p$ -poligen permanenterregten Synchronmaschine, die der Maschine „PMSM AA“ (Läufer A) entspricht. Hier ist der rotierende Läufer nur die aus massivem Eisen bestehende Läufernabe. Die zugeordnete elektrische Leitfähigkeit ist  $\kappa_{Fe} = 1 \cdot 10^7$  S/m, die relative Permeabilität  $\mu_{r,Fe} = 5000$ . Zuzufolge der Relativgeschwindigkeit  $n_{rel,k}$

zwischen der Grundwelle des  $k$ -ten Ständerfelds gegenüber des Läufer, dargestellt in (5.10), entstehen in der Nabe Wirbelstromverluste.

Unmittelbar an die Nabe in radialer Richtung angrenzend folgt ein magnetisch wirksamer Ersatzluftspalt für Ständerfelder mit  $\kappa=0$  und der relativen Permeabilität  $\mu_r = 1$ . Diese Schicht repräsentiert den Raum für den mechanischen Luftspalt  $\delta$ , die Glasfaserbandage  $d_B$  und die Permanentmagnete  $h_m$  der Synchronmaschine, da die Magnete in kleine Stückchen in axiale und Umfangsrichtung unterteilt sind. Aufgrund der Isolierung dazwischen ist die Wirbelstrombildung in den Magneten stark unterdrückt. Aufgrund der kleinen Nutöffnungen der halbgeschlossenen Nuten und des großen magnetisch wirksamen Luftspalts  $\delta + d_B + h_m$  ist der ideale Luftspalt kaum größer als  $\delta + d_B + h_m$ , so dass mit  $\delta + d_B + h_m$  gerechnet wird.

Als nächste Schicht folgt der ruhende sinusförmige Strombelag  $a_k(\varphi)$  mit einer unendlich kleinen Dicke  $d$ . Die entsprechende Amplitude  $\hat{a}_k$  der Strombelagsgrundwelle ( $\nu = 1$ ) für die  $k$ -te Stromharmonische  $I_{sk}$  bestimmt sich mit (5.12). An die Strombelagschicht schließt sich das Ständerblechpaket mit  $\mu \rightarrow \infty$  und  $\kappa = 0$  wegen der isolierten Bleche an.

Aus den *Maxwellschen* Gleichungen ergibt sich die Lösung des Modells gemäß Bild 4.3a mit den zylindrischen Koordinaten  $r, \varphi, z$  [32]. Jedoch muss mit den *Kelvin*-Funktionen gerechnet werden und nicht alle Funktionswerte sind tabellarisch vorhanden, insbesondere für den Hochdrehzahlbereich. Daher wird das Modell in Bild 4.3b als lineare Abwicklung von diesem zylindrischen Modell betrachtet. Der erregende sinusförmige Strombelag  $a_k(x)$  beliebiger Polzahl wird dann nach (4.75) eingeprägt, und mit der Oberflächengeschwindigkeit von  $v_k = 2\pi \cdot n_{\text{rel},k} \cdot r_{\text{ral}}$  bewegt sich der Läufer. Die dimensionslose magnetische *Reynolds*-Zahl  $R_m$  wird mit (4.76) definiert. Statt eines Bremsdrehmoments ergibt sich zufolge der induzierten Wirbelströme im massiven Läuferkörper die Bremskraft  $F_t$  zwischen dem Ständer und Läufer. Für die Verlustleistung gilt die Gl. (4.77) [32].

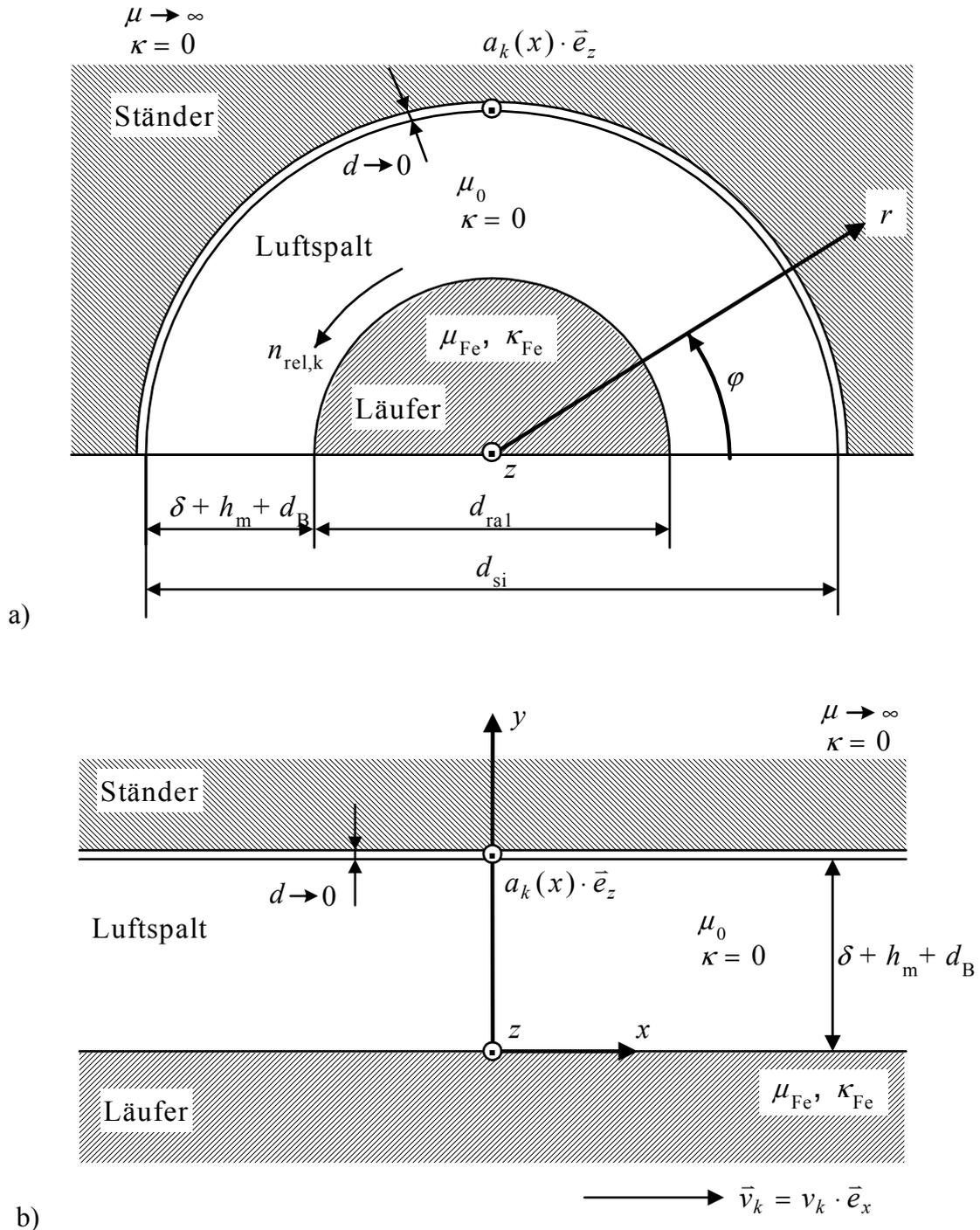
$$a_k = \hat{a}_k \cdot \cos(x\pi / \tau_p), \quad (4.75)$$

$$R_m = \kappa_{Fe} \cdot \mu_{Fe} \cdot v_k \cdot \tau_p / \pi \quad (4.76)$$

$$P_{Nabe,k,lin} = v_k \cdot F_t = v_k p \tau_p l_{Fe} \mu_{Fe} \hat{a}_k^2 \cdot \frac{\bar{\beta}}{\bar{a}^2 + \bar{b}^2} \quad (4.77)$$

$$\bar{a} = \frac{\mu_{Fe}}{\mu_0} \cdot sh \bar{\gamma} + \bar{\alpha} \cdot ch \bar{\gamma}, \quad \bar{b} = \bar{\beta} \cdot ch \bar{\gamma} \quad (4.78)$$

$$\bar{\alpha} = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 + R_m^2}}{2}}, \quad \bar{\beta} = \frac{R_m}{\sqrt{2(1 + \sqrt{1 + R_m^2})}}, \quad \bar{\gamma} = \pi \cdot \frac{\delta + d_B + h_m}{\tau_p} \quad (4.79)$$



**Bild 4.3:** Maschinenmodelle zur analytischen Berechnung von Zusatzverlusten durch Wirbelströme in einer massiven Läufernebe  
 a) Rotierender leitfähiger massiver Zylinder im sinusförmigen Feld  
 b) Linear bewegter leitfähiger massiver Halbraum im sinusförmigen Feld

Die Krümmung wird wie folgt nachträglich im linearen Modell berücksichtigt. Für jeweils ruhenden Zylinder ( $n_{rel,k} = 0$ ) bzw. Halbraum ( $v_k = 0$ ) folgt für  $\mu_{Fe} \rightarrow \infty$  das Magnetfeld an der Oberfläche des bewegten Teils

$$\hat{B}_{r,k}(r = r_{ra1}, n_{rel,k} = 0) = \mu_0 \hat{a}_k \cdot \frac{2\rho}{\rho^p - \rho^{-p}}, \quad \rho = \frac{d_{si}}{d_{ra1}} \quad (4.80)$$

und

$$\hat{B}_{y,k}(y = 0, v_k = 0) = \mu_0 \hat{a}_k \cdot \frac{1}{sh(p(\rho - 1))}. \quad (4.81)$$

Das Magnetfeld bzw. der Strombelag im linearen Modell müssen daher um den Faktor  $k_r$  und die Wirbelstromverluste  $P_{Nabe,k}$  um  $k_r^2$  erhöht werden.

$$k_r = \frac{2\rho \cdot sh(p(\rho - 1))}{\rho^p - \rho^{-p}} \quad (4.82)$$

$$P_{Nabe,k} = P_{Nabe,k,lin} \cdot k_r^2 \quad (4.83)$$

Die in der massiven Nabe bei Blockspeisung entstehenden Wirbelstromverluste  $P_{Nabe,k}$  sind hier als ein Beispiel berechnet und in Tabelle 4.9 gezeigt. Die Stromoberschwingungen  $I_{sk}$  mit  $k = 1 - 6 \cdot g_1$  und  $k = 1 + 6 \cdot g_1$  ( $g_1 = 1, 2, \dots$ ) erzeugen dieselbe Läuferfrequenz  $f_{rk} = |k - 1| \cdot f_{s1} = 6 \cdot g_1$ , induzieren somit ein gemeinsames Wechselfeld im Läufer. Da die Wirbelstromverluste dem Quadrat des Strombelags  $a_k$  bzw. des Stroms  $I_{sk}$  proportional sind (4.77), sind die gemeinsam induzierten Wirbelstromverluste in der massiven Nabe  $P_{Nabe,k=1\pm 6g_1}$  größer als bei der Berücksichtigung von Einzelkomponenten zu

$$P_{Nabe,k=1\pm 6g_1} = P_{Nabe,k=1-6g_1} + P_{Nabe,k=1+6g_1} + 2\sqrt{P_{Nabe,k=1-6g_1} \cdot P_{Nabe,k=1+6g_1}} \quad (g_1 = 1, 2, \dots). \quad (4.84)$$

**Tabelle 4.9:** Berechnete Wirbelstromverluste in der massiven Nabe  $P_{Nabe,k}$  bei „PMSM AA“ durch die Ständerstromoberschwingungen bei Blockspeisung unter Nennlast (30 kW; 24 000 /min;  $I_{sd} = 0$ ;  $I_{sq} = 65$  A)

| $p = 2;$ $\tau_p = 70,7$ mm; $l_{Fe} = 90$ mm; $\rho = 1,184;$<br>$\delta = 0,7$ mm; $d_B = 2,8$ mm; $h_m = 3,5$ mm;<br>Massive Nabe aus Baustahl St 52: $\kappa_{Fe} = 10^7$ S/m; $\mu_{Fe} = 5000\mu_0$ |                               |                     |                          |                         |                                   |
|---|-------------------------------|---------------------|--------------------------|-------------------------|-----------------------------------|
| $k$   | $n_{rel,k} / \text{min}^{-1}$ | $I_{sk} / \text{A}$ | $\hat{a}_k / \text{A/m}$ | $P_{Nabe,k} / \text{W}$ | $P_{Nabe,k=1\pm 6g_1} / \text{W}$ |
| -5  | 144 000                       | 7,1                 | 4 610                    | 120                     | 273                               |
| 7   | 144 000                       | 3,6                 | 2 340                    | 31                      |                                   |
| -11   | 288 000                       | 1,5                 | 970                      | 12                      | 32,5                              |
| 13  | 288 000                       | 1,0                 | 630                      | 5                       |                                   |
| $P_{Nabe} / \text{W}$   | -                             | -                   | -                        | -                       | 305,5                             |

#### 4.5.4 Wirbelstromverluste in den Magneten

Die Grundwellen ( $\nu = 1$ ) der Oberschwingungsströme dringen die Magnete ein und induzieren dort Wirbelströme bei  $b_m \ll l_m$  nach [25], [32] gemäß

$$P_{mk} = z_m h_m l_m B_{km}^2 \cdot \sqrt{\frac{\pi f_{rk}}{\mu_{meff}^3 \cdot \kappa_{meff}}} \cdot \frac{sh(b_m / \delta_{Ek}) - \sin(b_m / \delta_{Ek})}{ch(b_m / \delta_{Ek}) + \cos(b_m / \delta_{Ek})} \quad (4.85)$$

Die räumlich sinusförmige Veränderung des Magnetfelds längs jeder Magnetbreite ist wegen  $\tau_p \gg b_m$  gering, so dass mit einem konstanten mittleren Wert  $B_{km}$  nach (4.86) gerechnet werden darf. Die Amplitude des Magnetfelds an der Magnetoberfläche  $\hat{B}_k$  steigt durch Krümmungseinfluss an. Die axiale Unterteilung der Magnete wird durch (4.54) berücksichtigt und die effektive Permeabilität  $\mu_{meff}$  ergibt sich durch (4.87). Mit der Eindringtiefe  $\delta_{Ek}$  wird das Magnetfeld durch Wirbelströme von den Rändern zur Magnetmitte abgedämpft. Die Eindringtiefe kann ebenfalls nach (4.22) berechnet werden, wenn an Stelle von  $\mu_{Fe}$  die Permeabilität  $\mu_{meff}$  und für  $\kappa_{Fe}$  die Leitfähigkeit  $\kappa_{meff}$  gesetzt werden.

$$B_{km} = \hat{B}_k \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi b_m}{2\tau_p}\right)}{\frac{\pi b_m}{2\tau_p}}, \quad \hat{B}_k = B_{hk} \cdot \frac{d_{si}}{d_{ra1} + 2h_m} \quad (4.86)$$

$$\mu_{meff} = \frac{\mu_m}{1 + \frac{\delta + d_B}{h_m} \cdot \mu_{r,m}} \quad (4.87)$$

**Tabelle 4.10:** Berechnete Wirbelstromverluste in den Magneten  $P_{mk}$  bei der Maschine „PMSM BB“ mit einer geblechten Nabe durch die Ständerstromüberschwingungen bei Blockspeisung unter Nennlast (30 kW; 24 000 /min;  $I_{sd} = 0$ ;  $I_{sq} = 65$ A)

| $\tau_p = 70,7$ mm; $l_{Fe} = 90$ mm; $d_{ra} = 83$ mm; $d_{si} = 90$ mm; $\delta = 0,7$ mm; $d_B = 2,8$ mm;<br>Magnete aus $Sm_2Co_{17}$ : $z_m = 168$ ; $h_m = 4,0$ mm; $b_m = 4$ mm; $l_m = 30$ mm; $\kappa_m = 10^6$ S/m; $\mu_m = \mu_0$ |                               |                     |                          |                         |                     |                               |
|---|-------------------------------|---------------------|--------------------------|-------------------------|---------------------|-------------------------------|
| $k$   | $n_{rel,k} / \text{min}^{-1}$ | $I_{sk} / \text{A}$ | $\hat{a}_k / \text{A/m}$ | $\hat{B}_k / \text{mT}$ | $P_{mk} / \text{W}$ | $P_{m,k=1\pm 6g1} / \text{W}$ |
| -5  | 144 000                       | 7,1                 | 4 610                    | 18,5                    | 14,8                | 33,6                          |
| 7   | 144 000                       | 3,6                 | 2 340                    | 9,4                     | 3,8                 |                               |
| -11   | 288 000                       | 1,5                 | 970                      | 3,9                     | 2,6                 | 7,3                           |
| 13  | 288 000                       | 1,0                 | 630                      | 2,6                     | 1,2                 |                               |
| $P_{m,ad} / \text{W}$   | -                             | -                   | -                        | -                       | -                   | 40,9                          |

Addiert man mit derselben Berücksichtigung in (4.84) die Verluste der einzelnen Frequenzkomponenten  $P_{mk}$ , erhält man die resultierenden Verluste für alle betrachteten Oberschwingungsströme

$P_{m,ad} = \sum_k P_{mk}$ . Tabelle 4.10 - 4.11 geben zwei Berechnungsbeispiele jeweils bei Block- und

PWM-Speisung. Die vorgegebenen Stromüberschwingungen sind aus den Messungen entnommen.

**Tabelle 4.11:** Berechnete Wirbelstromverluste in den Magneten  $P_{mk}$  bei der Maschine „PMSM BB“ mit einer geblechten Nabe durch die Ständerstromüberschwingungen bei PWM-Speisung mit Drossel 60  $\mu\text{H}$  zwischen Umrichter und der Maschine unter Nennlast (30 kW; 24 000 /min;  $I_{sd} = 0$ ;  $I_{sq} = 63$  A)

| $\tau_p = 70,7$ mm; $l_{Fe} = 90$ mm; $d_{ra} = 83$ mm; $d_{si} = 90$ mm; $\delta = 0,7$ mm; $d_B = 2,8$ mm;<br>Magnete aus $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ : $z_m = 168$ ; $h_m = 4,0$ mm; $b_m = 4$ mm; $l_m = 30$ mm; $\kappa_m = 10^6$ S/m; $\mu_m = \mu_0$ |                     |                     |                       |                     |                     |
|---|---------------------|---------------------|-----------------------|---------------------|---------------------|
| $f_{sk} / \text{kHz}$   | $I_{sk} / \text{A}$ | $P_{mk} / \text{W}$ | $f_{sk} / \text{kHz}$ | $I_{sk} / \text{A}$ | $P_{mk} / \text{W}$ |
| 10,4  | 1,945               | 4,42                | 16,0                  | 0,388               | 0,49                |
| 13,6  | 1,724               | 6,95                | 5,6                   | 0,334               | 0,03                |
| 8,8   | 1,383               | 2,24                | 31,2                  | 0,326               | 1,27                |
| 15,2  | 1,057               | 3,26                | 20,0                  | 0,323               | 0,52                |
| 4,0   | 0,832               | 0,20                | 26,4                  | 0,282               | 0,69                |
| 11,2  | 0,827               | 1,09                | 45,6                  | 0,275               | 1,85                |
| 22,4  | 0,800               | 4,01                | 30,4                  | 0,265               | 0,80                |
| 12,8  | 0,738               | 1,13                | 12,0                  | 0,250               | 0,11                |
| 19,2  | 0,560               | 1,45                | 21,6                  | 0,233               | 0,32                |
| 27,2  | 0,481               | 2,12                | 29,6                  | 0,230               | 0,57                |
| 24,0  | 0,396               | 1,12                | 24,8                  | 0,204               | 0,32                |
| $P_{m,ad} / \text{W}$   | 41,4 W              |                     |                       |                     |                     |

### Fazit:

Basierend auf den Messergebnissen sind in diesem Kapitel die analytischen Berechnungsverfahren für die einzelnen Verlustanteile vorgestellt. Damit ist die Bestimmung des Wirkungsgrads möglich. Allerdings ist die Genauigkeit der Verlustberechnung durch vereinfachte Modellierung beschränkt, wie z. B. die Vernachlässigung des axialen Endeffekts. Manche Materialparameter (z. B. die Permeabilität des Dynamo-Bleches bzw. des Eisens  $\mu_{Fe}$ ) sind entweder als linear oder als unendlich groß angenommen.

In Tabelle 4.12 sind die berechneten Gesamtverluste  $P_{v,cal}$  von „PMSM AA“ bei Sinus- und Blockspeisung zusammengestellt und mit Messungen  $P_{v,mea}$  verglichen. Die analytischen Formeln in diesem Kapitel sind für die Verlustanalyse genau genug, da die zu untersuchenden hochtourigen Maschinen keine Scheibenmaschinen und mit reduzierter Luftspaltflussdichte ausgelegt sind. Eine noch genauere Modellierung für die Zusatzverluste ist wegen des komplizierten physikalischen Mechanismus durch die Oberschwingungen mit hohen Frequenzen sehr schwierig. Die Abweichungen

der Rechnungen von den Messungen werden in der Praxis üblicherweise durch Korrekturfaktoren berücksichtigt.

**Tabelle 4.12:** Berechnete Einzel- und Gesamtverluste bei „PMSM AA“ mit massiver Nabe unter Teillast (15 kW; 24 000 /min;  $I_{sd} = 0$ )

|                               | Sinusspeisung<br>( $U_{s1} = 164 \text{ V}; I_{s1} = 35 \text{ A}$ ) | Blockspeisung<br>( $U_{s1} = 162 \text{ V}; I_{s1} = 37 \text{ A}; I_{s5} = 5,8 \text{ A};$<br>$I_{s7} = 3,0 \text{ A}; I_{s11} = 1,2 \text{ A}; I_{s13} = 0,9 \text{ A}$ ) |
|-------------------------------|--|---|
| $P_{Rb,Lu} / \text{W}$        | 226  | 226   |
| $P_{Rb,La} / \text{W}$        | 179  | 179   |
| $P_{Fe} / \text{W}$           | 504  | 488   |
| $\sum P_{Fe,ad,k} / \text{W}$ | 0  | $7,9 + 2,8 + 0,6 + 0,3 = 11,6$  |
| $P_{Cu,l} / \text{W}$         | 103  | 121,3   |
| $P_{Cu,ad,l} / \text{W}$      | 16   | 16,9  |
| $\sum P_{Cu,k} / \text{W}$    | 0  | 4   |
| $\sum P_{Cu,ad,k} / \text{W}$ | 0  | $6,7 + 2,8 + 0,8 + 0,5 = 10,8$  |
| $\sum P_{Nabe,k} / \text{W}$  | 0  | 206,3   |
| $\sum P_{mk} / \text{W}$      | 0  | 25,7  |
| $P_{v,cal} / \text{W}$        | <b>1028</b>  | <b>1290</b>   |
| $P_{v,mea} / \text{W}$        | <b>1088</b>  | <b>1411</b>   |
| $\eta_{cal} / \%$             | 93,7   | 92,1  |
| $\eta_{mea} / \%$             | 93,3   | 91,4  |

# 5 Numerische Berechnungen der Wirbelstromverluste

## 5.1 Feldberechnungsprogramm *MEGA*

Das Feldberechnungsprogramm *MEGA* ist eine Entwicklung der Universität *Bath* in *England*. Mit dem Programm lassen sich elektromagnetische Felder sowohl qualitativ als auch quantitativ berechnen [33]. Basis von *MEGA* sind die *Maxwellschen* Grundgleichungen:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \approx \vec{J}, \quad \left( \left| \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right| \ll |\vec{J}| \right) \quad (5.1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad (5.2)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (5.3)$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (5.4)$$

Die zugehörigen Materialgleichungen lauten:

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad (5.5)$$

$$\vec{J} = \kappa \cdot \vec{E} \quad (5.6)$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} = \mu_r \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (5.7)$$

Das Programm *MEGA* arbeitet nach der Finite-Elemente-Methode (FEM) und dem Ansatz  $\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A}$ , wobei  $\vec{A}$  das magnetische Vektorpotential ist. Struktur und Bedienoberfläche von *MEGA* unterstützen die Bearbeitungen von sowohl zweidimensionalen (2D) als auch dreidimensionalen (3D) Problemen folgender Kategorien:

- Magnetostatik
- Elektrostatik
- Stationäre Strömungsfelder
- Stationäre elektromagnetische Felder
- Wirbelstromfelder

- Nichtstationäre elektromagnetische Felder

*MEGA* besteht aus zwei Teilen:

*MEGASOLVE* ist der wesentliche Kern des Programmsystems *MEGA*. Dieser Teil führt auf Basis der *Maxwellschen* Gleichungen die Feldberechnung nach der Finite-Elemente-Methode aus. Hierbei ist für den Benutzer von großem Vorteil, dass die Berechnungen weitgehend automatisch ausgeführt und die Ergebnisse in einer Datei abgespeichert werden.

Voraussetzung hierfür ist der Programmteil *MEGAVIEW*. Er besteht aus Pre- und Postprozessor-Routinen. Diese bieten dem Benutzer eine interaktive Oberfläche an, um zunächst ein elektromagnetisches Modell zu definieren, das die zu untersuchende Anordnung möglichst einfach und dennoch genau nachbildet. Nach der automatischen Durchführung der Feldberechnungen können die abgespeicherten Ergebnisse mit Hilfe von *MEGAVIEW* weiterbearbeitet werden.

Durch die Eingabe des mathematischen Modells, der Materialparameter, des Problemtyps und der Randbedingungen wird die automatische Durchführung der Feldberechnung im Preprozess gesteuert. In die Berechnung selbst kann der Benutzer durch gezielte Voreinstellungen des Solvers eingreifen. Außerdem kann er durch Zugriff auf den Postprozess die Darstellung der Ergebnisse steuern. So können z. B. die erhaltenen magnetischen Vektorpotentiale oder andere Feldgrößen als zwei- oder dreidimensionale Graphiken dargestellt werden.

## 5.2 Berechnungsmodelle zur Berechnung der Läuferwirbelstromverluste

Gegenstand der numerischen Untersuchungen sind die beiden Permanentmagnet-Synchronmotoren („PMSM AA“ und „PMSM AB“), die sich aus dem gleichen Ständer, jedoch unterschiedlichen Läufern (Bild 2.2) zusammensetzen. Die in beiden unterschiedlichen Läuferausführungen entstehenden Wirbelstromverluste sind mit dem Programm *MEGA* jeweils zu berechnen und zu vergleichen.

Mit Hilfe der *MEGA*-Preprozess-Routinen wurden zwei 2D-Modelle aufgebaut. Es wurden also keine in axialer Richtung verlaufende Feldkomponenten berücksichtigt. Bild 5.1 zeigt die Geometrie und das Gitternetz des Berechnungsmodells 1 ohne Rücksicht auf die Ständernutung. Hingegen bildet das Berechnungsmodell 2 in Bild 5.2 die Versuchsmaschine mit Ständernutung nach. Durch Ausnutzung der Symmetriebedingungen konnten beide Modelle auf eine Polteilung beschränkt werden.

Beim Entwurf des Gitternetzes für die Finiten Elemente sind folgende Punkte zu beachten:

- Um eine hohe Berechnungsgenauigkeit zu gewährleisten, sollten die Seitenlängen eines Elements nicht zu unterschiedlich sein.
- In den für das Berechnungsergebnis wichtigen Zonen mit großen Feldgradienten soll das Gitternetz engmaschig sein.
- Auf einer gekrümmten Grenzlinie zwischen zwei unterschiedlichen Materialien oder zu dem das Modell umgebenden Luftraum soll der Abstand der Knoten hinreichend dicht sein, um die Kontur möglichst gut nachzubilden und die möglichen Sprungbedingungen der Feldgrößen hinreichend genau wiederzugeben.
- Bei bewegten rotationssymmetrischen Anordnungen ( $r$ - $\varphi$ -Koordinaten) soll die Rotationsachse ( $z$ -Achse) im Koordinatenursprung  $(0, 0)$  liegen.
- Eine bewegte Anordnung von Elementen muss in Bewegungsrichtung identische Materialien besitzen, sofern periodische Randbedingungen definiert werden.

### 1) Berechnungsmodell 1:

Nachbildung der Umrichterspeisung durch komplexe Strombeläge (für die Parallelschaltung der Ständerwicklung) bei ruhendem Läufer, ohne Berücksichtigung der Ständernutung

Bild 5.1a zeigt die Materialverteilung des Modells 1 für die in Bild 2.3 und Bild 2.4 dargestellten Maschinen. Die möglichen Materialparameter jeder Materialzone sind in Tabelle 5.1 aufgelistet und werden so gewählt, je nachdem was für ein Problem (s. Fall 1 bis Fall 4 in Tabelle 5.2) zu untersuchen ist.

Tabelle 5.1: Mögliche Materialoption und entsprechende Konstanten der einzelnen Zonen

| Zonen                        | Material-Alternative                           | $\mu_r$ | $\kappa$ / S/m   |
|------------------------------|--|---------|------------------|
| a: Läufernabe                | Baustahl (St 52)                               | 5000    | $1 \cdot 10^7$   |
|                              | Dynamoblech                                    | 5000    | 0                |
| b: Füllung zwischen Magneten | Isolierstoff                                   | 1       | 0                |
|                              | Magnet ( $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ )         | 1       | $1 \cdot 10^6$   |
| c: Magnete                   | Magnet ( $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ )         | 1       | $1 \cdot 10^6$   |
| c1: Pollücken                | Messing  | 1       | $1,5 \cdot 10^7$ |
|                              | Isolierstoff                                   | 1       | 0                |
|                              | Magnet ( $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ )         | 1       | $1 \cdot 10^6$   |
| d: Luftspalt                 | Luft   | 1       | 0                |
| e: Eingeprägte Stromdichten  | Kupfer mit Annahme: elektrisch nicht leitfähig | 1       | 0                |
| f: Ständerblechpaket         | Dynamoblech                                    | 20 000  | 0                |

Tabelle 5.2: Materialübersicht für den Fall 1 bis 4

| Zonen | Fall 1 (PMSM AA):<br>• massive Nabe<br>• 13 Magnete / Pol | Fall 2 (PMSM AB):<br>• geblechte Nabe<br>• 13 Magnete / Pol | Fall 3:<br>• massive Nabe<br>• Magnetschale | Fall 4:<br>• geblechte Nabe<br>• Magnetschale |
|-------|---|---|---|---|
| a     | Baustahl  | Dynamoblech   | Baustahl                                    | Dynamoblech                                   |
| b     | Isolierstoff  | Isolierstoff  | Magnet                                      | Magnet  |
| c     | Magnet  | Magnet  | Magnet                                      | Magnet  |
| c1    | Messing   | Isolierstoff  | Magnet                                      | Magnet  |
| d     | Luft  | Luft  | Luft  | Luft  |
| e     | Kupfer mit Annahme: $\kappa=0$                            | Kupfer mit Annahme: $\kappa=0$                              | Kupfer mit Annahme: $\kappa=0$              | Kupfer mit Annahme: $\kappa=0$                |
| f     | Dynamoblech   | Dynamoblech   | Dynamoblech                                 | Dynamoblech                                   |

Als Beispiel wird Fall 1 näher betrachtet, der der Versuchsmaschine mit massiver Nabe (PMSM AA) entspricht. Materialzone a stellt die aus massivem Eisen bestehende Läufer-nabe dar. Die zugeordnete elektrische Leitfähigkeit ist  $\kappa = 1 \cdot 10^7$  S/m, die relative Permeabilität  $\mu_r = 5000$ . Zone c zeigt eine der Realität entsprechende Unterteilung der Magnetschicht in 13 Magnetstäbchen je Polteilung. Die sich durch den quadratischen Querschnitt der Magnetstäbchen ergebenden Dreiecksflächen (Bereich b) sind mit Isolierstoff gefüllt und die Pollücken im Bereich c1 mit Messingstäben. Unmittelbar an die Magnetschicht in radialer Richtung angrenzend folgt eine elektrisch nicht leitfähige Materialzone d mit  $\kappa = 0$  und der relativen Permeabilität  $\mu_r = 1$ . Diese Schicht repräsentiert den Raum für die Glasfaserbandage und den mechanischen Luftspalt der Synchronmaschine. Als nächste Schicht folgt die Materialzone e mit einem 1 mm dicken Strombelag, dem die relative Permeabilität  $\mu_r = 1$  und die elektrische Leitfähigkeit  $\kappa = 0$  zugeordnet wurde, womit die Ausbildung von Wirbelströmen ausgeschlossen ist. An die Strombelagsschicht e schließt sich die Materialzone f mit  $\mu_r = 20\,000$  und  $\kappa = 0$  für das Ständerblechpaket an. Seine Umfangslinie begrenzt den außenliegenden Luftraum im Modell. Somit ist die Ständerwicklung durch Strombeläge ersetzt und die Wirbelstrombildung im Ständerblechpaket aufgrund der isolierten Bleche völlig unterdrückt. Wegen der niedrigen Flussdichten, die für Hochdrehzahltriebe zur Vermeidung hoher Ummagnetisierungsverluste typisch sind, (vergleiche Tabelle 2.2), ist das Ständerblechpaket ungesättigt. Somit ist ein hoher Wert der relativen Permeabilität von  $\mu_r = 20\,000$  gerechtfertigt. Außerdem soll er es erlauben, die numerischen Ergebnisse mit den analytischen bei gleicher Annahme eines unendlich permeablen Ständers zu vergleichen. Ebenso ist die Läufer-nabe ungesättigt. Der niedrigere Wert 5 000 für die relative Permeabilität ist einer  $B(H)$ -Kennlinie für Stahlguss bei kleinen Werten  $B, H$  entnommen.

Ebenso sind die zugehörigen Materialkonstanten für den Fall 2 bis Fall 4 in Tabelle 5.1 zu entnehmen. Die Synchronmaschine mit geblechter Läufer-nabe (PMSM AB) entspricht dem Fall 2. In Fall 3 und Fall 4 sind die Magnete als Schale ausgeführt.

Die Relativbewegung zwischen Ständerfeld und Läufer wird durch einen wandernden Strombelag simuliert, realisiert durch komplexe Stromdichten  $\underline{J}_1$  bis  $\underline{J}_{21}$  in Zone e, wobei (5.8) verwendet wird:

$$j_n = \operatorname{Re}[\hat{j}_n \cdot \exp[j \frac{\pi}{42} \cdot (2n-1)] \cdot \exp[j(2\pi f_{rk} t)], n = 1, 2, 3, \dots, 21, \quad (5.8a)$$

$$\text{und } \underline{J}_n = \hat{j}_n \cdot \exp[j \frac{\pi}{42} \cdot (2n-1)] \quad (5.8b)$$

$$\text{mit: } \hat{j}_n = \frac{\hat{a}_k}{h_J} \quad (5.9)$$

Dazu wird der Strombelag auf 21 Umfangselemente je Polteilung verteilt. Die Stromüberschwingungen  $\underline{I}_{sk}$  fließen in den Strängen der als ideal sinusförmig verteilt angenommenen Ständerwicklung. Deshalb können sie nur Durchflutungswellen erregen, die die Polteilung der Grundwelle besitzen. Wegen der um den Faktor  $|k|$  höheren Frequenz bewegen sie sich mit einer Drehzahldifferenz  $n_{rel,k}$  relativ zum Polrad:

$$n_{rel,k} = |k-1| \cdot n_1 \quad (5.10)$$

Es ist gleichgültig, ob das Drehstromsystem oder der Läufer-Zylinder rotiert. Für den Vorgang ist nur die Relativ-Geschwindigkeit zwischen den beiden maßgebend. Die dementsprechende Frequenzdifferenz ist:

$$f_{rk} = |k-1| \cdot f_{s1} \quad (5.11)$$

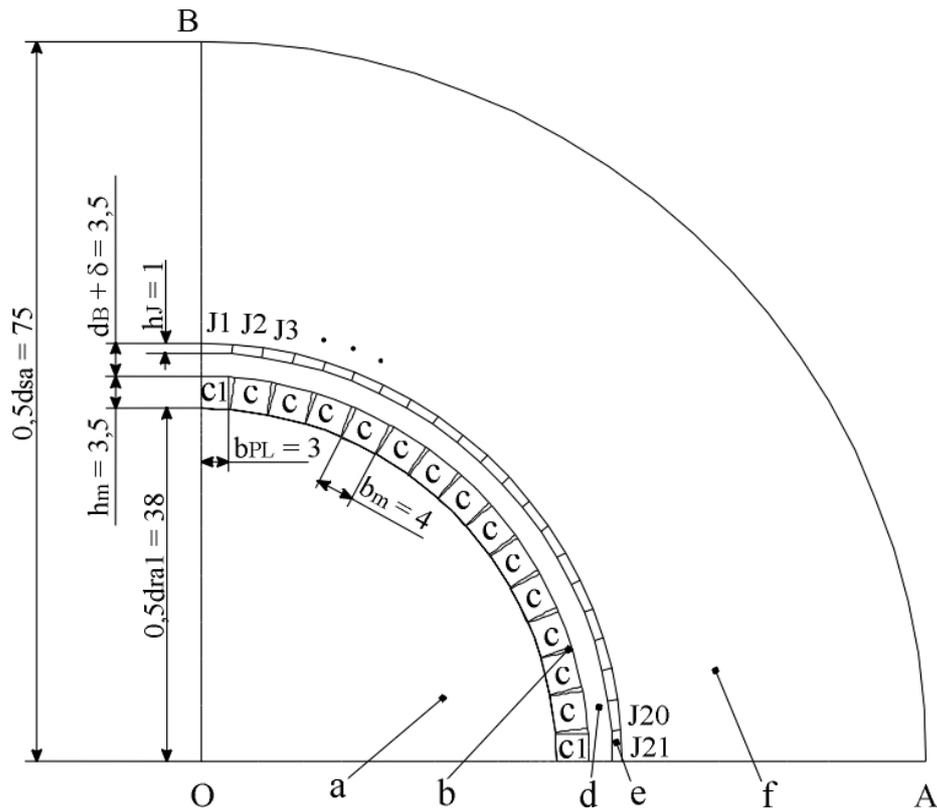
Für die numerische Feldberechnung werden auch die Amplituden der Stromüberschwingungsbeläge  $\hat{a}_k$  benötigt:

$$\hat{a}_k = \sqrt{2} \cdot \frac{m_s \cdot N_s k_{w1}}{p \cdot \tau_p} \cdot I_{sk} \quad (5.12)$$

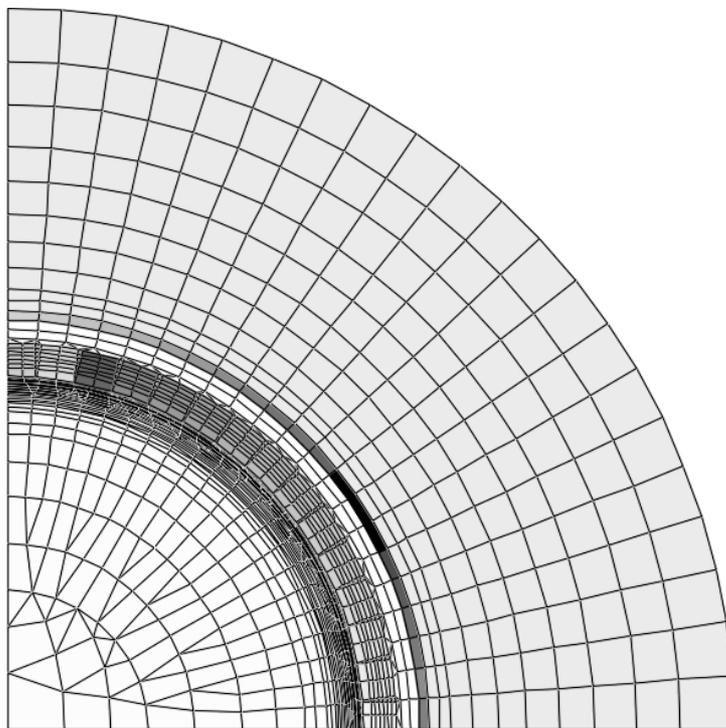
Die Wirbelstromverluste entstehen hauptsächlich in der Oberfläche der Läufernabe. Die Eindringtiefe der Wirbelströme in der Läufernabe kann mit folgender Gleichung berechnet werden ( $\mu_r$ : relative Permeabilität der Läufernabe;  $\kappa$ : elektrische Leitfähigkeit der Läufernabe):

$$\delta_{Ek} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f_{rk} \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \kappa}} \quad (5.13)$$

Für das Berechnungsmodell muss die Größe der Elemente sinnvoll angepasst werden. Die Länge der Elemente in radialer Richtung innerhalb der Eindringtiefe soll kleiner als  $\Delta = \delta_{Ek}/3$  sein.



- a) Geometrie des Berechnungsmodells 1 in mm (a: Läuferhülse; b: tangentielle Isolierung; c: Magnete; c1: Pollücken; d: Luftspalt; e: eingeprägte komplexe Stromdichten J1 – J21; f: Ständerblechpaket)



- b) Gitternetz des Berechnungsmodells 1

Bild 5.1: Berechnungsmodell 1 (ohne Ständernutung)

Die Randbedingungen sind so festgelegt, dass die Knoten auf den Linien  $\overline{OA}$  und  $\overline{OB}$  periodisch miteinander verknüpft sind. Die Phasendifferenz beträgt dabei  $180^\circ$ . Auf dem Bogen  $AB$  ist das Vektorpotential  $A_z$  zu Null gesetzt.

## 2) Berechnungsmodell 2:

Nachbildung der Umrichterspeisung durch ein rotierendes oder ruhendes Ständerfeld (für Parallelschaltung der Ständerwicklung) bei ruhendem Läufer, mit Berücksichtigung der Ständernutung

Analog zu den Bildern 5.1 a/b zeigen die Bilder 5.2a/b jeweils die Geometrie, die Materialverteilung und das Gitternetz des Modells 2. Es unterscheidet sich vom Modell 1 durch die zusätzlich berücksichtigte Ständernutung mit 9 Nuten pro Pol.

Statt (5.9) bestimmt sich die Stromdichte in Zone e des Modells 2 durch:

$$j_n = \operatorname{Re}[\hat{j}_n \cdot \exp[j \frac{\pi}{18} \cdot (2n-1)] \cdot \exp[j(2\pi f_{rk} t)]], \quad n = 1, 2, 3, \dots, 9 \quad (5.14)$$

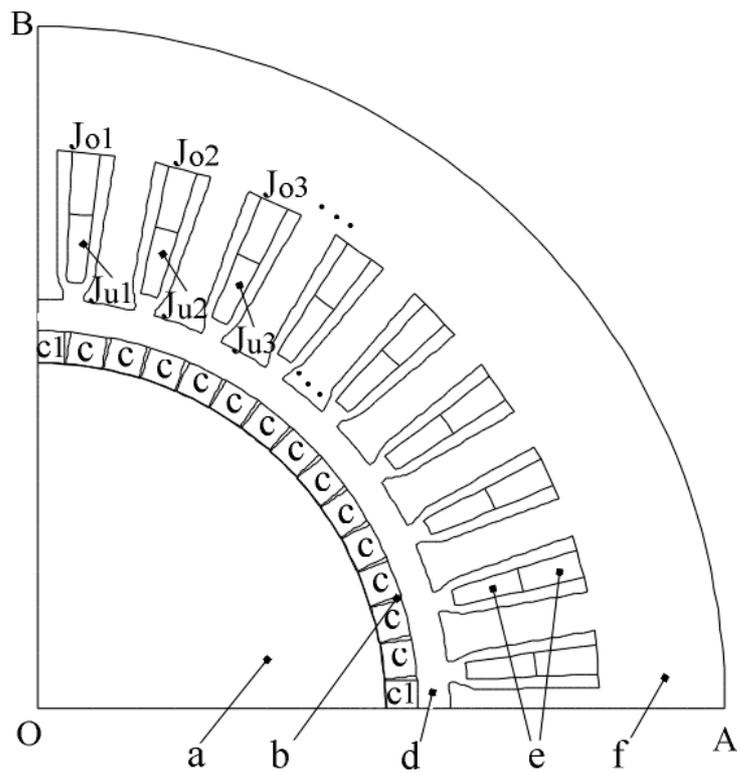
oder

$$J_{on} = (N_c \cdot \frac{k_{on} \cdot \hat{I}_{sk}}{a_1}) / A_{sp_o}; \quad J_{un} = (N_c \cdot \frac{k_{un} \cdot \hat{I}_{sk}}{a_1}) / A_{sp_u} \quad (5.15)$$

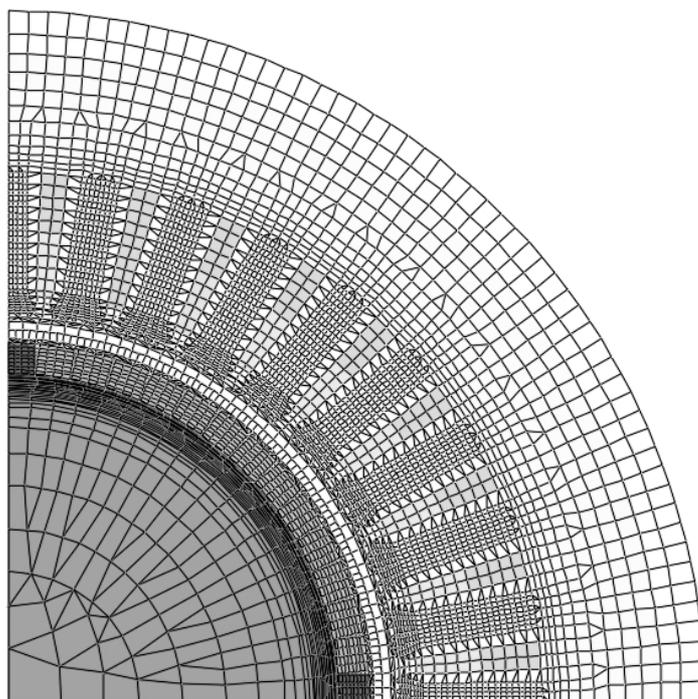
mit den in Tabelle 5.3 aufgelisteten Faktoren  $k_{on}$  und  $k_{un}$ , der Windungszahl pro Spule  $N_c = 4$ , der Anzahl der parallelen Zweige  $a_1 = 2$  sowie den Querschnitten  $A_{sp_o}$  und  $A_{sp_u}$  der oberen und der unteren Spule in Bild 5.2.

**Tabelle 5.3:** Faktor  $k_{on}$ ,  $k_{un}$  in Zone e des Modells 2 zum Zeitpunkt  $i_v = i_w = (-1/2) \cdot i_v$  für eine 7/9-gesehnte Zweischichtwicklung mit  $q = 3$  Nuten pro Pol und Strang

| $n$      | 1  | 2    | 3    | 4    | 5    | 6    | 7    | 8    | 9    |
|----------|----|------|------|------|------|------|------|------|------|
| Strang   | U  | U    | U    | -W   | -W   | -W   | V    | V    | V    |
| $k_{on}$ | +1 | +1   | +1   | +1/2 | +1/2 | +1/2 | -1/2 | -1/2 | -1/2 |
| $k_{un}$ | +1 | +1/2 | +1/2 | +1/2 | -1/2 | -1/2 | -1/2 | -1   | -1   |



a) Geometrie des Berechnungsmodells 2 (a: Läuferflügel; b: tangentielle Isolierung; c: Magnete; c1: Pollücken; d: Luftspalt; e: eingeprägte Stromdichten; f: Ständerblechpaket)



b) Gitternetz des Berechnungsmodells 2

Bild 5.2: Berechnungsmodell 2 (mit Ständernutung)

### 5.3 Berechnete Wirbelstromverluste in Läufern mit massiver und geblechter Nabe

#### 5.3.1 Wirbelstromverluste durch Ständerstromüberschwingungen bei Blockspeisung

Bei Blockspeisung am Umrichter wird der permanenterrregte Synchronmotor feldorientiert betrieben, d.h.

$$I_{s1} = I_{sq} \text{ und } I_{sd} = 0 \quad (5.16)$$

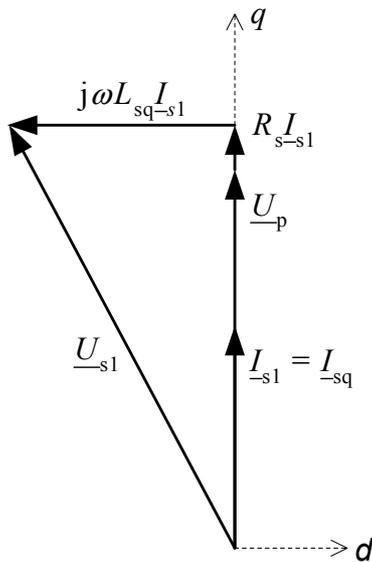


Bild 5.3: Synchronmotor im feldorientierten Betrieb  $I_{sd} = 0$

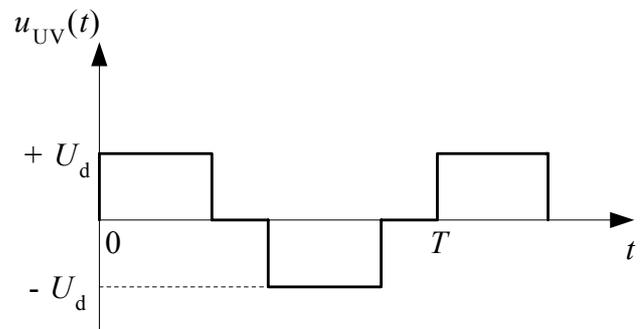


Bild 5.4: Verkettete Ausgangsspannung  $u_{UV}(t)$  des Umrichters bei Blockbetrieb

Bild 5.3 zeigt das Zeigerdiagramm des Synchronmotors in diesem Fall. Bei Nennlast ergeben sich folgende Daten je Strang lt. Nachrechnung des Motors [11] für die Nenndrehzahl 24 000 /min:  $U_{s1} = 187,5 \text{ V}$ ;  $U_p = 174,5 \text{ V}$ ;  $L_{sq} = 0,21 \text{ mH}$ . Diese Werte weichen geringfügig von den anschließend experimentell ermittelten Werten ab (Tabelle 2.2).

Konstruktionsbedingt haben die Versuchsmaschinen sehr kleine Oberschwingungen in der Polradspannung. Die dadurch verursachten Oberwellen der Luftspaltflussdichte haben keine Relativgeschwindigkeit zum Läufer und können deswegen keine Wirbelströme im Läufer induzieren. Dagegen führen die Ausgangsspannungs-Oberschwingungen des Umrichters zu Oberschwingungen in den Motorströmen, die ihrerseits höherfrequente Luftspaltfelder erregen. Dadurch entstehen Wirbelstromverluste in der Läuferoberfläche.

Bei Betrieb mit blockförmiger Ausgangsspannung gilt für die Zeitfunktion der Motor-Klemmenspannung:

$$u_{UV}(t) = \sum_k [\sqrt{3} \cdot \hat{U}_{sk} \cdot \cos(k\omega t)] = \sum_k [\sqrt{3} \cdot (\frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{k} \cdot U_d) \cdot \cos(k\omega t)] \quad (5.17)$$

mit:  $k = 1 + 6g, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Die Zeitfunktion ist in Bild 5.4 gezeichnet. Aus der *Fourier*-Entwicklung der verketteten Klemmenspannung (5.17) ergeben sich bei vernachlässigtem Ständerwicklungswiderstand  $R_s$  die Effektivwerte der Strangstromüberschwingungen:

$$I_{sk} = \frac{\sqrt{U_{sk}^2 - U_{pk}^2}}{|k| \cdot \omega L_{sq}} \quad (5.18)$$

$$\text{mit: } U_{sk} = \frac{1}{k} \cdot U_{s1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{k} \cdot U_d \quad (\text{Strangspannung})$$

$$U_{pk} = U_p \text{ für } k=1; \quad U_{pk} = 0 \text{ für } k > 1 \quad (\text{Polradspannung})$$

Also:

$$I_{sk} = \frac{U_{s1}}{k^2 \cdot \omega L_{sq}} \text{ mit } k = -5, 7, -11, 13, \dots \quad (5.19)$$

Die positiven und negativen Vorzeichen bei  $k$  deuten an, dass das jeweilige Grundwellenfeld in Läuferdrehrichtung ( $k > 0$ ) oder gegen die Läuferdrehrichtung ( $k < 0$ ) dreht.

Die Wirbelstromverlustberechnung für den Läufer bei Blockspeisung und Nennlast wurde mit dem Berechnungsmodell 1 durchgeführt. Die Stromdichten in den 21 Sektoren der stromführenden Schicht lassen sich nach (5.8) und (5.19) ermitteln. Die numerische Berechnung erfolgt mit eingepprägtem Strom  $I_{sk}$  (5.18). Die Verringerung der Induktivität der Ständerwicklung  $L_s$  durch die abdämpfende Feldrückwirkung, erregt durch die Wirbelströme in der Nabe bzw. der Magnetschale, wird daher nicht berücksichtigt.

Bild 5.5 und Bild 5.6 zeigen die berechneten Feldlinien der Flussdichte jeweils zum „PMSM AA“ mit massiver Nabe und zum „PMSM AB“ mit geblechter Nabe, die dem Fall 1 und Fall 2 in Tabelle 5.2 entsprechen. In Bild 5.5 entstehen zwar in den leitfähigen Magneten Wirbelströme, doch können sie die Läufernabe magnetisch nicht abschirmen. Die Unterteilung der Magnete in einzelne Stäbchen verhindert den Aufbau eines merkbaren abschirmenden Felds. Da die Wirbelströme auf der Oberfläche der Läufernabe das Eindringen des Felds verhindern, bleibt das Innere des Läufers feldfrei. In Bild 5.6 kann sich das Ständerfeld ungehindert in der nicht leitfähigen Läufernabe ausbilden, da dort keine Wirbelströme auftreten.

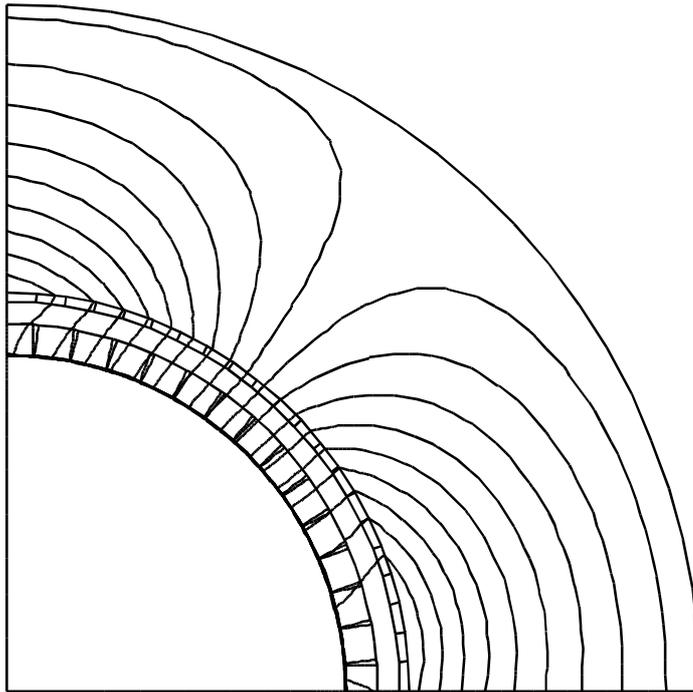


Bild 5.5: Numerisch berechnete Feldlinien in „PMSM AA“ mit massiver Läufer-nabe, erregt durch die 5. Stromoverschwingung bei Blockspeisung bei 24 000 /min (Fall 1;  $I_{s5} = 7,1$  A;  $f_{i5} = 4,8$  kHz)

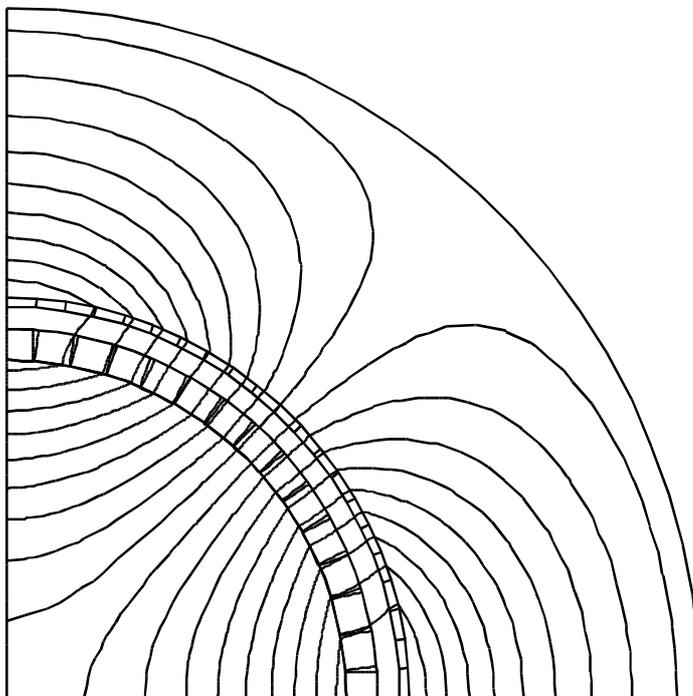
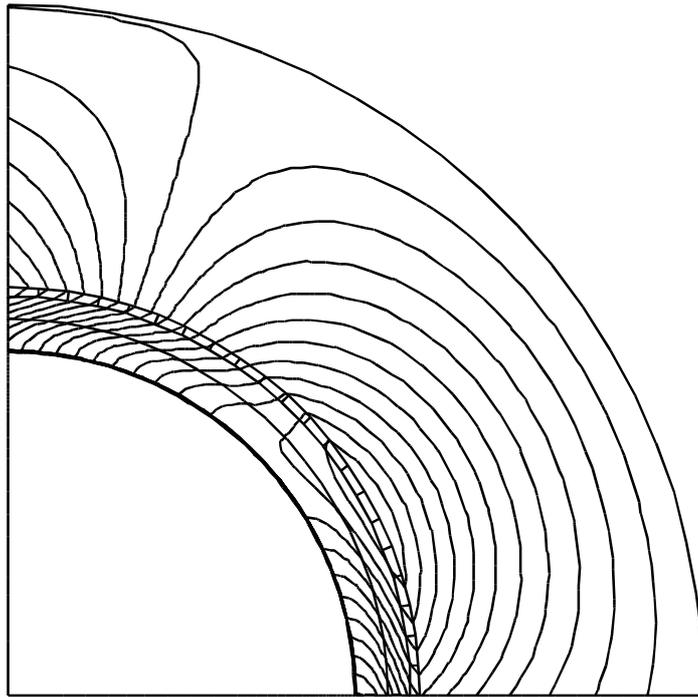
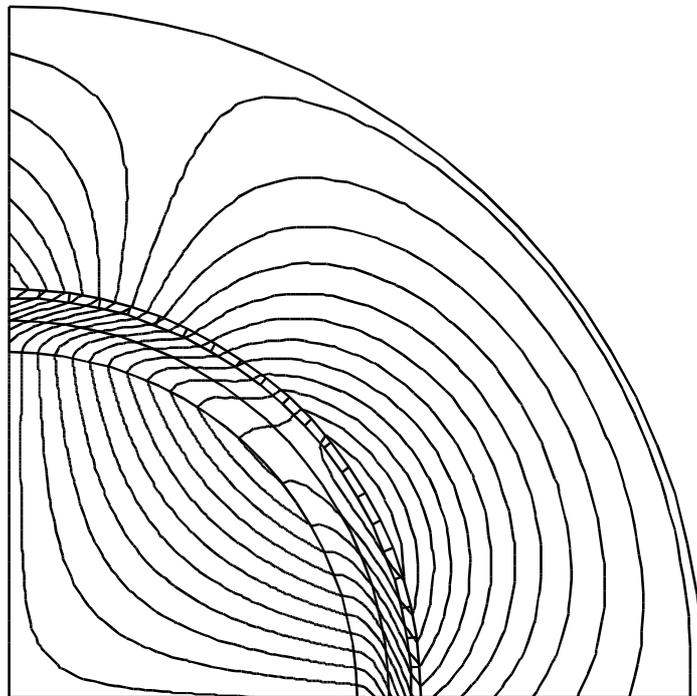


Bild 5.6: Numerisch berechnete Feldlinien in „PMSM AB“ mit geblechter Läufer-nabe, erregt durch die 5. Stromoverschwingung bei Blockspeisung bei 24 000 /min (Fall 2;  $I_{s5} = 7,1$  A;  $f_{i5} = 4,8$  kHz)



**Bild 5.7:** Numerisch berechnete Feldlinien für Fall 3 von Tabelle 5.2 mit Magnetschale und massiver Läufer-nabe, erregt durch die 5. Stromüberschwingung bei Blockspeisung bei 24 000 /min ( $I_{s5} = 7,1$  A;  $f_{r5} = 4,8$  kHz)



**Bild 5.8:** Numerisch berechnete Feldlinien für Fall 4 von Tabelle 5.2 mit Magnetschale und geblechter Läufer-nabe, erregt durch die 5. Stromüberschwingung bei Blockspeisung bei 24 000 /min ( $I_{s5} = 7,1$  A;  $f_{r5} = 4,8$  kHz)

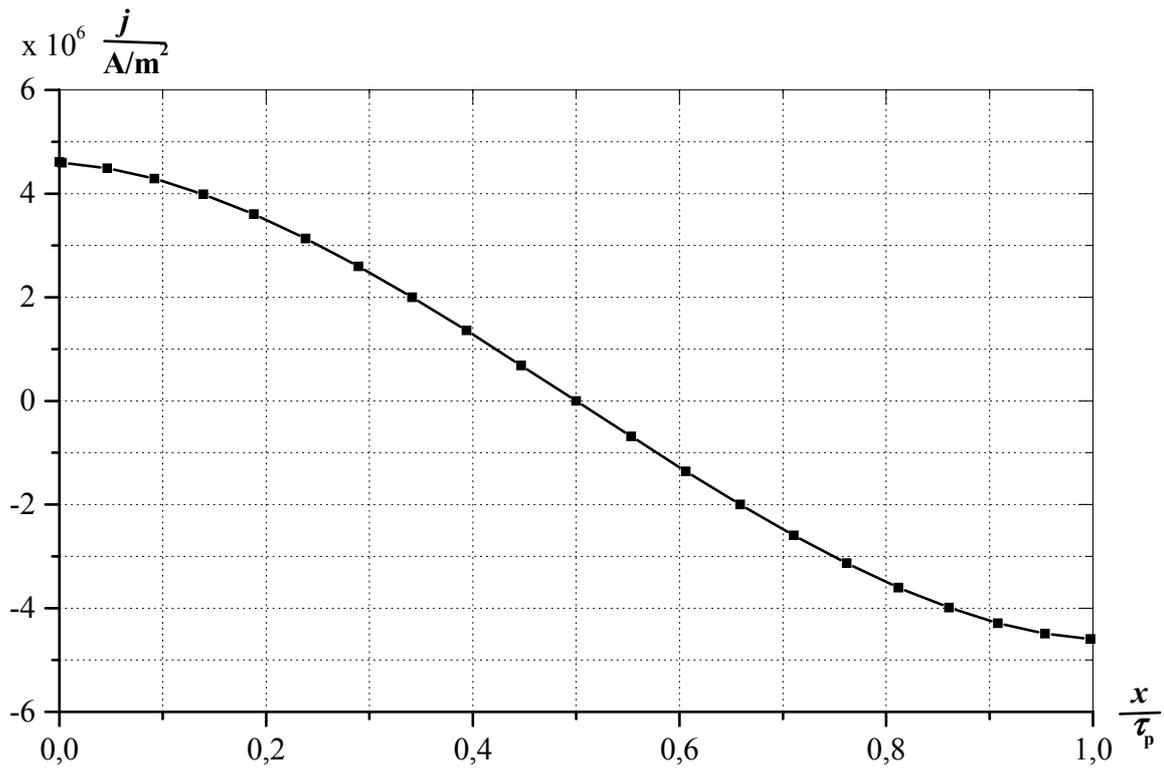
In Bild 5.7 treten sowohl in der elektrisch leitfähigen Magnetschale als auch in der leitfähigen Nabe Wirbelströme auf. Die um eine Größenordnung geringere Leitfähigkeit der Schale lässt aber ein Vordringen des Felds bis zur Nabe zu. Trotzdem ist die Feldverzerrung durch das abschirmende Feld der Wirbelströme in der Magnetschale merkbar. In Bild 5.8 ist wiederum der verzerrende Feldeinfluss des abschirmenden Felds der Wirbelströme in der PM-Schale sichtbar. Doch ist die abschirmende Wirkung zu klein, um das Feld daran zu hindern, tief in die nicht leitfähige Nabe einzudringen. Es ist in Bild 5.5 – 5.8 noch merkbar, dass die über den jeweiligen unteren Rand gehenden Feldlinien nach einer Drehung um  $90^\circ$  an die auf dem linken Rand endenden Linien nicht ganz genau passen. Das liegt an der Zeichenschwäche des verwendeten Programms, wenn die Äquipotentiallinie  $A_z = 0$  nicht gezeichnet wird. Geht man von ihr aus und zeichnet in Richtung positiver  $A_z$  Feldlinien im Abstand  $+\Delta A_z$ , so passen diese nach der Drehung um  $90^\circ$  mit den Feldlinien zusammen, die vorher in Richtung negativer  $A_z$  im Abstand  $-\Delta A_z$  gezeichnet wurden.

Die Stromdichte in der stromführenden Schicht ist cosinusförmig am Bohrungsumfang vorgegeben (Bild 5.9). Da die Magnete in Modell 1 als nicht magnetisiert angenommen werden ( $B_{\text{rem}} = 0$ ), wird die Flussdichte  $B(x/\tau_p)$  im Luftspalt (Schicht d) nur von der Stromdichte in der stromführenden Schicht bestimmt. Es ergibt sich ein sinusförmiger Verlauf für  $B(x/\tau_p)$  in Bild 5.10. Ohne Einfluss der Wirbelströme kann die Amplitude der Luftspaltflussdichte leicht abgeschätzt werden, wenn die Eisenpermeabilität groß angenommen wird:

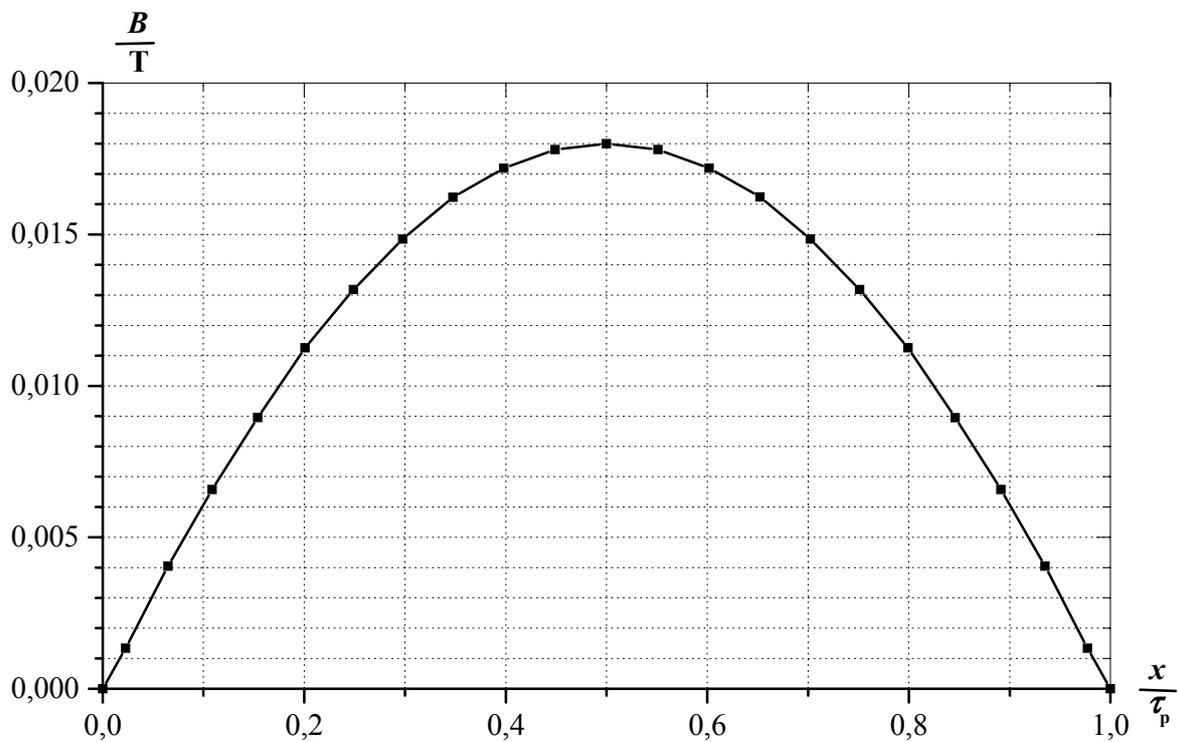
$$B_{hk(k=-5)} \approx \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{\hat{a}_k \cdot \tau_p}{h_m + d_B + \delta} = \frac{4\pi \cdot 10^7}{\pi} \cdot \frac{4610 \cdot 0,071}{0,007} = 18,6 \cdot 10^{-3} \text{ T} \quad (5.20)$$

Dieser Wert passt gut zur numerisch berechneten Amplitude 18,0 mT in Bild 5.10.

Für die Berechnung der Wirbelströme in den Magneten und in den Messingstäbchen (nur bei der massiven Läufer-nabe) wurde das Gitternetz in radialer Richtung sehr fein unterteilt (7 Elemente pro Magnet). In tangentialer Richtung ist mit Rücksicht auf die viel kleinere Änderung des magnetischen Vektorpotentials jeder Magnetstab bzw. jeder Messingstab in nur zwei Elemente unterteilt. Die in Bild 5.11 aufgezeichneten *MEGA*-Berechnungsergebnisse für die an den Luftspalt angrenzenden Finiten Elemente zeigen, dass die Wirbelströme in den Stabhälften sehr oft unterschiedliche Vorzeichen haben, weil sich zumindest nahe der Pollücke die Wirbelströme der Stabhälften annähernd zu Null ergänzen: Der Strom fließt in einer Stabhälfte in die Querschnittsebene hinein und in der anderen Stabhälfte mit ungefähr gleichem Betrag wieder zurück. Vollständige Symmetrie besteht innerhalb der dem Luftspalt nächsten oder auch innerhalb einer anderen Schicht nicht, weil nur über den ganzen Stabquerschnitt  $A$  die Stromsumme verschwindet:  $\int \vec{J} \cdot d\vec{A} = 0$ . Entsprechend der relativ guten elektrischen Leitfähigkeit ist die Wirbelstromdichte in den Messingstäbchen besonders hoch.



**Bild 5.9:** Berechnete axiale Komponente der Stromdichte  $j(x/\tau_p)$  im Ständer für die 5. Stromober-schwingung bei Blockspeisung bei 24 000 /min (Fall 1 bis Fall 4;  $I_{s5} = 7,1 \text{ A}$ ;  $\hat{a}_5 = 4610 \text{ A/m}$ ;  $\hat{j}_5 = 4,61 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ )



**Bild 5.10:** Berechnete radiale Komponente der Flussdichte  $B(x/\tau_p)$  im Luftspalt für die 5. Strom-ober-schwingung bei Blockspeisung bei 24 000 /min (Fall 1 bis Fall 4;  $I_{s5} = 7,1 \text{ A}$ ; ohne Einfluss von Wirbelströmen)

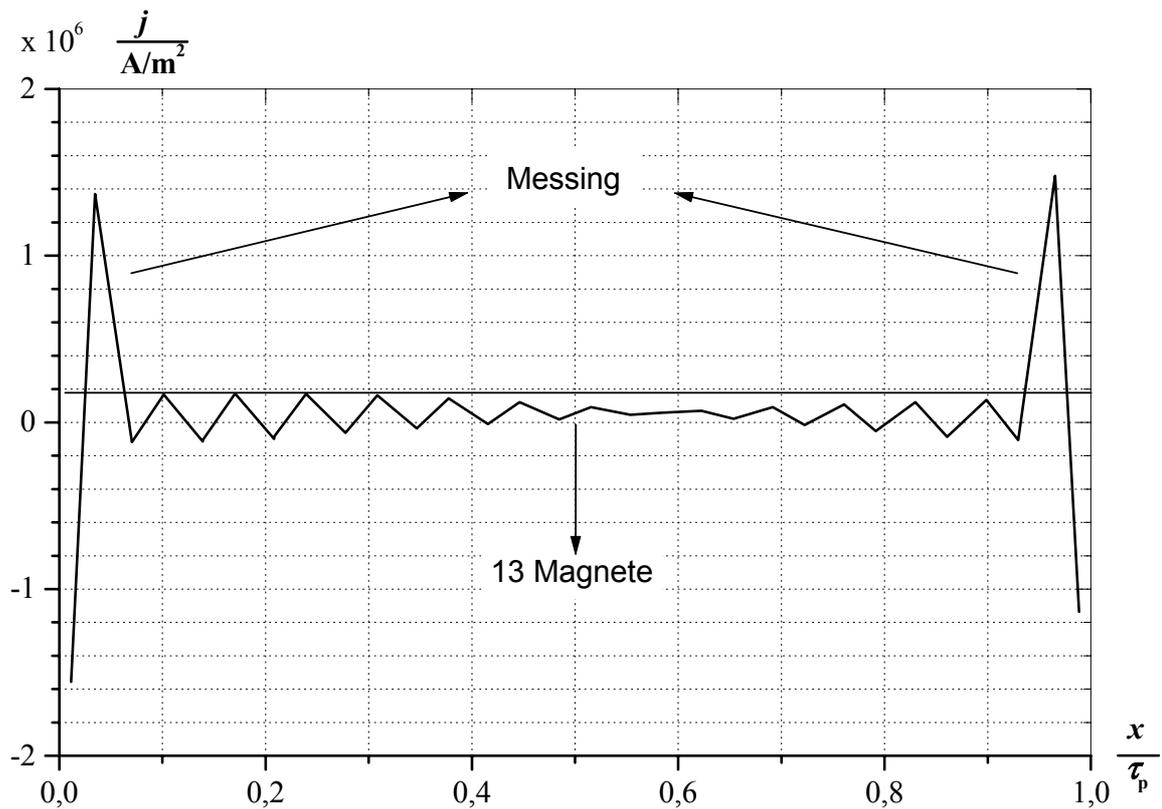


Bild 5.11: Berechnete Wirbelstromdichte in der obersten Schicht der Magnete für die Wirkung des 5. Oberschwingungsstroms bei Blockspeisung bei 24 000 /min (Fall 1;  $I_{s5} = 7,1$  A;  $f_{r5} = 4,8$  kHz)

Tabelle 5.4: Numerisch berechnete Verlustleistung in den Magneten  $P_{mk}$ , in den Messingschienen  $P_{ms,k}$  und in der Läufer-nabe  $P_{Nabe,k}$  bei Blockspeisung unter Nennlast

| Fall 1: unterteilte Magnete; massive Läufer-nabe; Messing als Pollücke        |       |      |      |      |       |                     |
|---|-------|------|------|------|-------|---------------------|
| Fall 2: unterteilte Magnete; geblechte Läufer-nabe; Isolierstoff als Pollücke |       |      |      |      |       |                     |
| Fall 3: Magnetschale; massive Läufer-nabe; Isolierstoff als Pollücke          |       |      |      |      |       |                     |
| Fall 4: Magnetschale; geblechte Läufer-nabe; Isolierstoff als Pollücke        |       |      |      |      |       |                     |
| $k$   | -5    | 7    | -11  | 13   | Summe |                     |
| $f_{rk}$ /kHz   | 4,8   | 4,8  | 9,6  | 9,6  | -     |                     |
| $I_{sk}$ /A   | 7,1   | 3,6  | 1,5  | 1,0  | -     |                     |
| 1. $P_{mk}$ /W  | 7,6   | 2,1  | 1,0  | 0,5  | 20,6  |                     |
| $P_{ms,k}$ /W   | 7,0   | 2,0  | 0,9  | 0,4  | 19,0  | $\Rightarrow 321,1$ |
| $P_{Nabe,k}$ /W   | 111,3 | 28,5 | 10,7 | 4,5  | 281,5 |                     |
| 2. $P_{mk}$ /W  | 14,2  | 3,6  | 2,5  | 1,1  | 39,0  | $\Rightarrow 39,0$  |
| $P_{Nabe,k}$ /W   | 0     | 0    | 0    | 0    | 0     |                     |
| 3. $P_{mk}$ /W  | 64,0  | 16,7 | 3,0  | 1,25 | 154,3 | $\Rightarrow 185,2$ |
| $P_{Nabe,k}$ /W   | 13,0  | 3,35 | 0,5  | 0,25 | 30,9  |                     |
| 4. $P_{mk}$ /W  | 81,0  | 21,0 | 3,5  | 1,5  | 194,1 | $\Rightarrow 194,1$ |
| $P_{Nabe,k}$ /W   | 0     | 0    | 0    | 0    | 0     |                     |

Tabelle 5.5: Berechnete Wirbelstromverluste im Läufer  $P_{wr}$  beider Versuchsmaschinen bei Blockspeisung (nur  $k = -5, 7, -11, 13$  in Betracht gezogen)

| Fall                    | $k = -5$ | $k = 7$ | $k = -11$ | $k = 13$ | $P_{wr}$       |
|-------------------------|----------|---------|-----------|----------|----------------|
| 1: (Läufer A: massiv)   | 126 W    | 33 W    | 13 W      | 5 W      | 321,1 W: 100 % |
| 2: (Läufer B: geblecht) | 14 W     | 4 W     | 3 W       | 1 W      | 39,0 W: 12 %   |

Tabelle 5.4 vergleicht die mit dem Berechnungsmodell 1 berechneten Verlustleistungen im Läufer  $P_{wr}$  für unterschiedliche Fälle der Leitfähigkeiten in der Nabe und den Magneten. Die durch dieselbe Läuferfrequenz verursachten gemeinsamen Verluste sind wie (4.84) aus den Einzelverlusten bestimmt. Die massive Nabe hat eine viel bessere Leitfähigkeit als die Magnete. Deswegen treten mehr Verluste in Fall 1 auf als in Fall 3 und Fall 4. Aus den Berechnungsergebnissen in Tabelle 5.4 und Tabelle 5.5 sind folgende Schlussfolgerungen gezogen. Da aufgrund der gesehenen Wicklung die 5. und 7. Durchflutungsoberwelle des Ständergrundschwingungsstroms klein sind und ihre Relativfrequenzen im Läufer bei 800 Hz Ständerfrequenz mit 960 Hz und 685 Hz ebenfalls klein sind, wurde auf eine numerische Berechnung der von ihnen verursachten kleinen Wirbelstromverluste verzichtet.

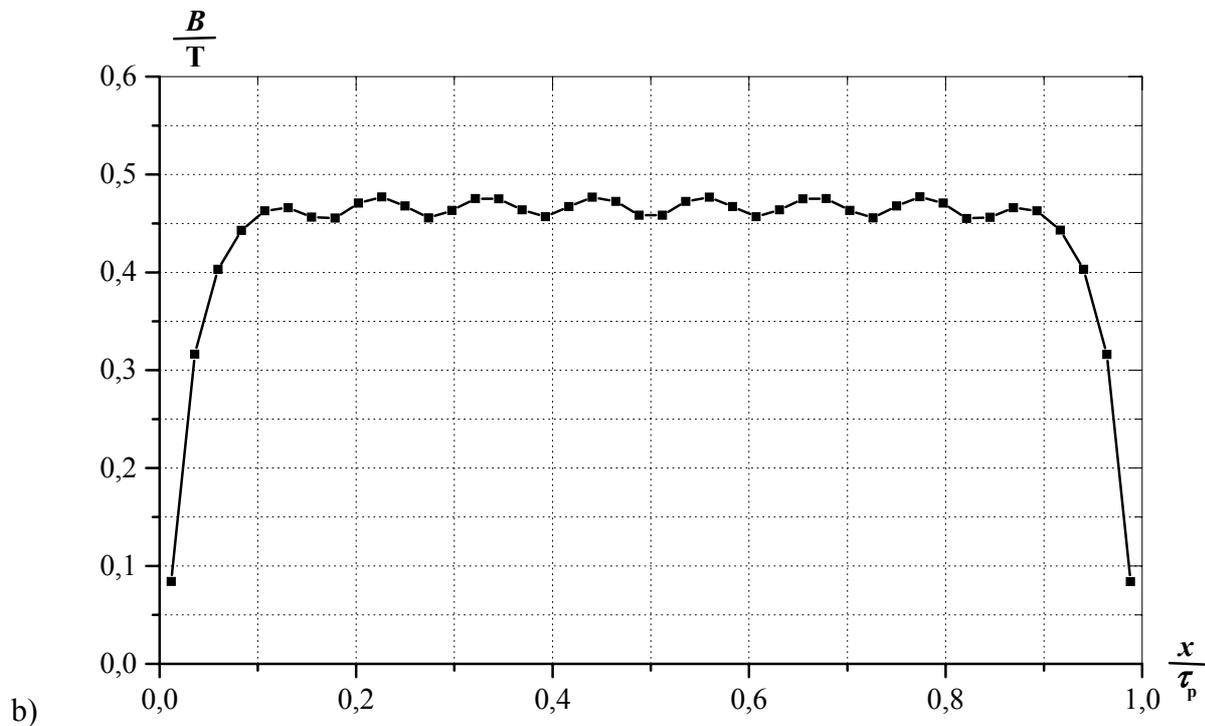
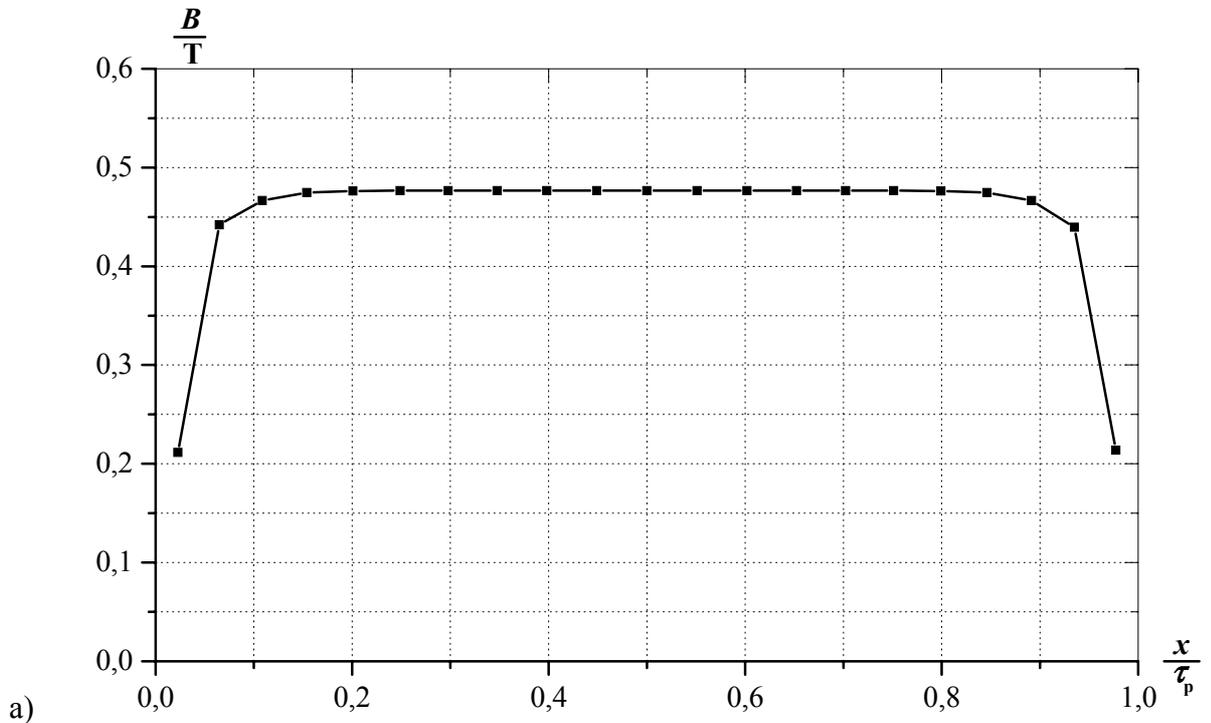
### Fazit:

- Im Läufer mit massiver Läufer-nabe liegen 88 % der Wirbelstromverluste in der massiven Nabe. Durch Blechung der Nabe verringern sich die Wirbelstromverluste im Läufer auf nur noch 12 %. Theoretisch gesehen sollte der Läufer B mit geblechter Läufer-nabe deutlich geringere Verluste als der Läufer A mit massiver Läufer-nabe aufweisen.
- Wenn die Magnete nicht gut isoliert oder als Schale ausgeführt sind, befinden sich die meisten Wirbelstromverluste nicht in der Nabe, sondern in den Magneten, unabhängig davon, ob die Nabe massiv oder geblecht ist. Das ist in Fall 3 und Fall 4 zu sehen. In Fall 3 liegen 83 % der gesamten Wirbelstromverluste in der Magnetschale.
- Um die Verluste im Läufer zu senken, muss die Isolierung der Magnete und der Läufer-nabe gleichzeitig verbessert werden, genau wie Läufer B für Fall 2. In der Literatur [34] wird auch festgestellt, dass die Unterteilung der Magnete eine gute Lösung ist.

### 5.3.2 Wirbelstromverluste durch Ständernutung

So wie in Kapitel 4.4 erwähnt, rufen die Ständernuten Einsenkungen der Luftspaltflussdichte hervor, die als Wechselfeld mit der Frequenz  $f_Q$  verlustbildende Wirbelströme im Läufer bewirken. Mittels des Feldberechnungsprogramms *MEGA* wurden diese Läuferverluste infolge der Ständernutöffnungen  $P_Q$  numerisch ermittelt. Im ersten Schritt wurde die permanenterregte bzw. ständerstromerregte Luftspaltinduktion jeweils mit Modell 1 und Modell 2 ermittelt, die in Bild 5.12 und in Bild 5.13 verglichen wird. Die Magnetschicht wurde dazwischen bei beiden Modellen nicht durch

voneinander isolierte Magnetstücke, sondern als eine Schale modelliert, so dass der Einfluss der getrennten Magnete auf die Induktionswelligkeit vermieden ist. Das Gitternetz zu den Ergebnissen Bild 5.12a, Bild 5.13a gemäß Bild 5.1b hat eine gröbere azimutale Unterteilung als das Netz Bild 5.2b für die Ergebnisse Bild 5.12b, Bild 5.13b. Der Fehler ist wegen der glatten Verläufe in Bild 5.12a, Bild 5.13a klein.



**Bild 5.12:** Berechnetes Polradfeld (Magnetschale mit  $B_{\text{rem}} = 1,07 \text{ T}$ ;  $n = 0$ ) im Luftspalt  $B(x/\tau_p)$  für eine Polteilung (a) mit Modell 1 ohne Ständernutung (b) mit Modell 2 mit Ständernutung

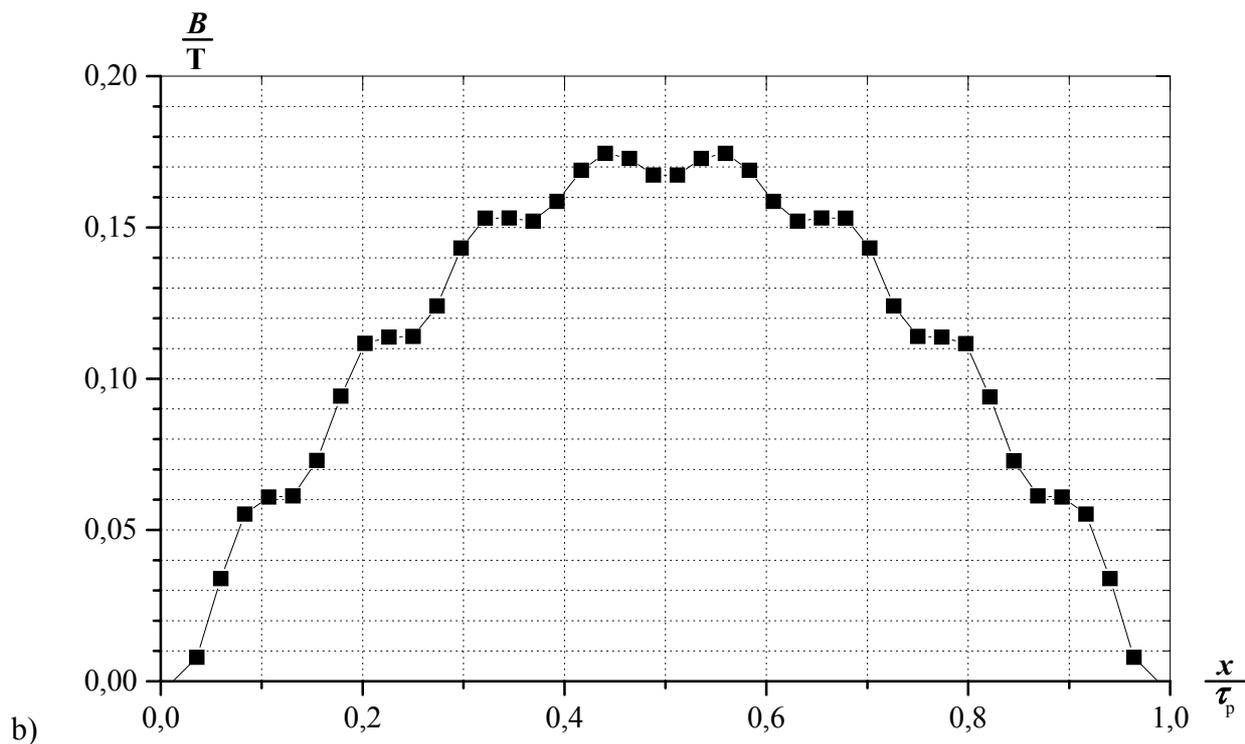
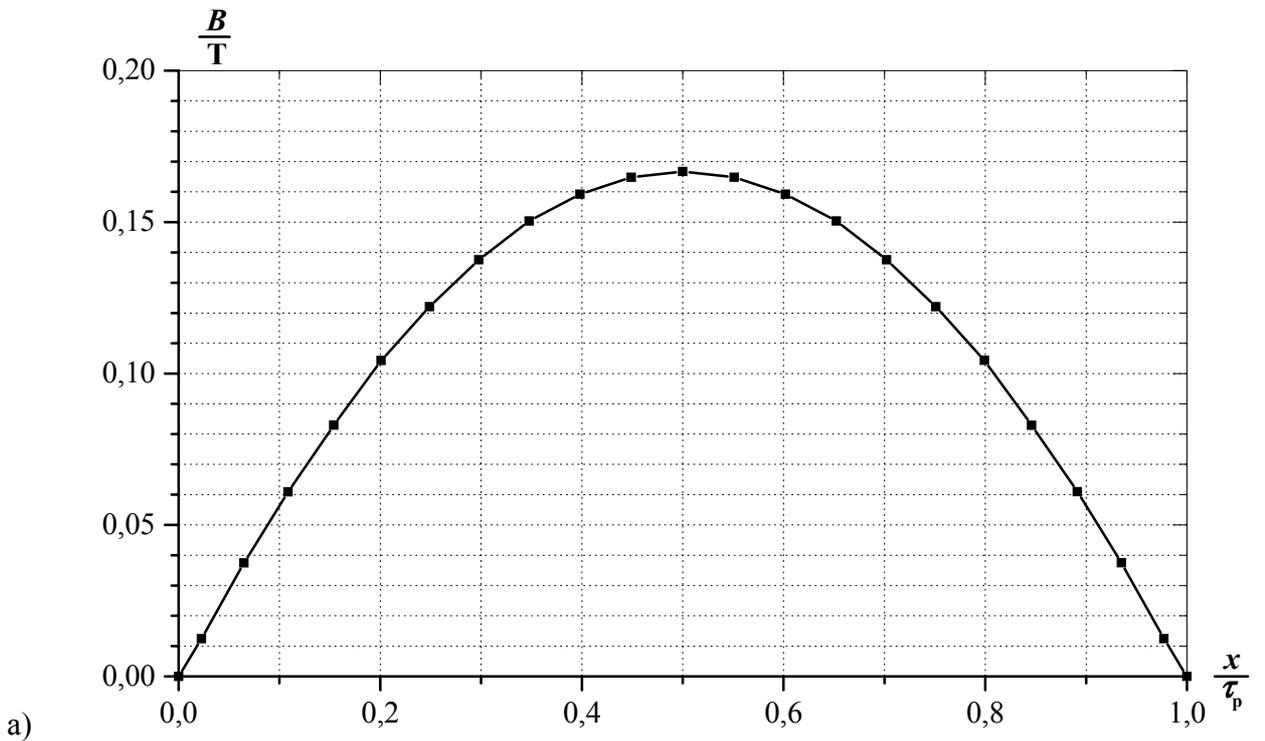


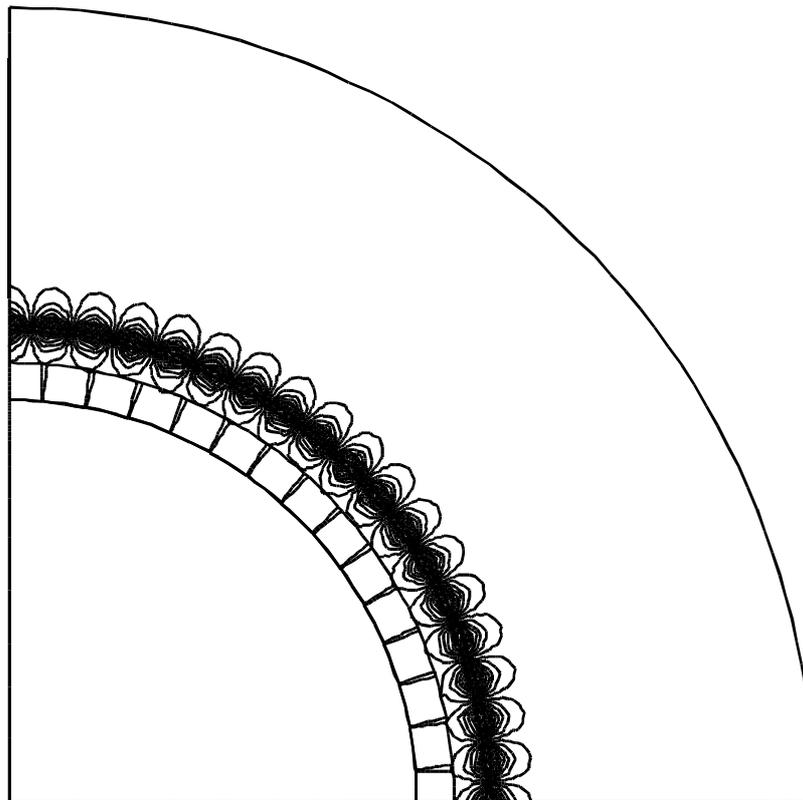
Bild 5.13: Berechnetes Ankerfeld ( $I_{s1} = 65 \text{ A}$ ;  $f_{s1} = 0$ ) im Luftspalt  $B(x/\tau_p)$  für eine Polteilung (a) mit Modell 1 ohne Ständernutung (b) mit Modell 2 mit Ständernutung

Anschließend wurde die Pulsationsamplitude an der Magnetoberfläche des mit dem Modell 2 (Bild 5.2) berechneten Magnetfelds als die Grundwelle des Felds  $B_Q$  zufolge der Ständernutöffnungen abgeschätzt (Tabelle 5.6), die dann durch eine Stromschicht in Berechnungsmodell 1 nachgebildet ist. Mit Rücksicht auf die 9 Ständernuten pro Pol wurde dieser Ersatzstrombelag mit 90

Stromabschnitten anstatt 21 in *MEGA* gebildet. Die Amplitude des Ersatzstrombelags bestimmt sich mit (4.55), (4.64) und (5.12). Die Läufer-nabe kann wahlweise elektrisch und/oder magnetisch leitend vorgegeben werden. Die massive Nabe ist elektrisch und magnetisch leitend, und die geblechte Nabe ist nur magnetisch leitend.

**Tabelle 5.6:** Numerisch berechnete Wirbelstromverluste  $P_Q$  im Läufer infolge Ständernutöffnungen bei  $n = 24\,000$  /min ( $f_Q = 14\,400$  Hz)

| Modell 1                       | Flussdichte $B_Q$  | • Magnetstäbchen<br>• geblechte Nabe | • Magnetschale<br>• geblechte Nabe | • Magnetstäbchen<br>• massive Nabe |
|--------------------------------|--|--------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| Leerlauf<br>( $I_{s1} = 0$ A)  | 4,0 mT<br>(durch Magnet)                                   | 0,54 W                               | 0,71 W                             | 1,10 W                             |
|                                |  |                                      |                                    | Magnete: 0,54 W                    |
|                                |  |                                      |                                    | Messing: 0,56 W                    |
| Nennlast<br>( $I_{s1} = 65$ A) | 4,0 mT (Magnet)<br>1,4 mT (durch<br>Strom $I_{s1} = 65$ A) | 0,61 W                               | 0,80 W                             | 1,24 W                             |
|                                |  |                                      |                                    | Magnete: 0,61 W                    |
|                                |  |                                      |                                    | Messing: 0,63 W                    |
|                                |  |                                      |                                    | Nabe: 0,001 W                      |



**Bild 5.14:** Die durch Ständernutung bewirkte Feldverteilung für die Maschine „PMSM AA“ mit massiver Nabe im Leerlauf bei 24 000 /min ( $I_{s1} = 0$ )

Die Berechnungsergebnisse sind in Tabelle 5.6 zu geben. Die durch die Ständernutung verursachten Wirbelstromverluste sind wegen des großen magnetisch wirksamen Luftspalts  $\delta_{\text{mag}}$  (mechanischer

Luftspalt  $\delta$  + Glasfaserbandage  $d_B$  + Magnete  $h_m$ ) erwartungsgemäß sehr klein. Es ist in Bild 5.14 zu erkennen, dass das Wechselfeld aus der Ständernutöffnung hauptsächlich im Luftspalt liegt.

**Fazit:**

Aus den numerischen Berechnungen ergibt sich, dass die durch Ständernutöffnungen entstehenden Wirbelstromverluste im Läufer mit Oberflächenmagneten sehr klein sind.

## 5.4 Vergleich der numerischen mit den analytischen Berechnungen

Tabelle 5.7 vergleicht die numerisch und analytisch berechneten Oberflächenverluste in den Magneten durch Nutungsoberwelle des Läuferfeldes. Gegenüber den numerisch ermittelten Verlusten sind die aus (4.50) abgeschätzten Verluste größer. Das liegt daran, dass die Gleichung (4.50) für die Polschuhoberflächenwärme hergeleitet ist [22]. Da die Frequenz  $f_Q$  und die Permeabilität  $\mu_{Fe}$  groß sind, vermindern die im Eisen (Polschuh) induzierten Wirbelströme das ursprüngliche Feld sehr stark, und es dringt die Wirbelströmung nicht wesentlich in die Tiefe des Polschuhs ein. Die reduzierte Blechdicke  $\xi$  in diesem Fall ist stets weit größer als 3. Im Vergleich mit Eisen ist die Permeabilität der Magnete aber klein. Die durch Wirbelströme reduzierte Blechdicke  $\xi$  und die induzierten Wirbelströme dort sind nicht groß. Unter den Berechnungsergebnissen aus (4.50) versteht man daher die möglichen Maximal-Oberflächenverluste.

Tabelle 5.7: Vergleich der numerisch mit den analytisch berechneten Oberflächenverlusten in der Magnetschale  $P_{mQ}$  durch Läuferfeld-Nutungsoberwellen (geblechte Läufernabe)

|                        | $n / \text{min}^{-1}$ | $f_Q / \text{Hz}$ | $B_\delta / \text{T}$ | $B_Q / \text{mT}$ | $P_{mQ} / \text{W}$ |
|------------------------|-----------------------|-------------------|-----------------------|-------------------|---------------------|
| Analytische Berechnung | 24 000                | 144 000           | 0,47                  | 3,2               | 1,18                |
| Numerische Berechnung  | 24 000                | 144 000           | 0,47                  | 4,0               | 0,71                |

In Tabelle 5.8 – Tabelle 5.10 sind die mit analytischen Formeln in Abschnitt 4.5.3 und Abschnitt 4.5.4 ermittelten Wirbelstromverluste in der massiven Nabe, in der Magnetschale und in den Magneten zufolge Ständerstromüberschwingungen bei Umrichterspeisung den mit *MEGA* numerisch berechneten Verlusten gegenübergestellt. Dabei beträgt die Magnethöhe  $h_m = 3,5 \text{ mm}$ . Es ist eine gute Übereinstimmung zu beobachten. Die wichtigsten Frequenzkomponenten ( $I_{sk}, f_{sk}$ ) sind durch Messungen überprüft.

Bei der Berechnung der Wirbelstromverluste in der massiven Läufernabe (Tabelle 5.8) ist angenommen, dass die elektrische Leitfähigkeit der Magnete  $\kappa_m = 0$  ist, weil diese Magnete bei den Versuchsmaschinen unterteilt und miteinander isoliert sind. Die Reduzierung der Wirbelstromverluste durch Unterteilung der Magnete ist durch Vergleich der Tabelle 5.9 und Tabelle 5.10 zu sehen.

**Tabelle 5.8:** Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Wirbelstromverluste in der massiven Läufer-nabe  $P_{\text{Nabe},k}$  durch Ständerstromüberschwingungen bei Blockspeisung unter Nennlast (30 kW; 24 000 /min;  $I_{\text{sd}} = 0$ ;  $I_{\text{sq}} = 65$  A) mit der Annahme  $\kappa_m = 0$

| $k$   | $n_{\text{rel},k} / \text{min}^{-1}$ | $f_{\text{rk}} / \text{Hz}$ | $I_{\text{sk}} / \text{A}$ | $\hat{a}_k / \text{A/m}$ | $P_{\text{Nabe},k} / \text{W}$<br>analytisch | $P_{\text{Nabe},k} / \text{W}$<br>numerisch |
|-------|--------------------------------------|-----------------------------|----------------------------|--------------------------|--|---|
| -5    | 144 000                              | 4 800                       | 7,1                        | 4 610                    | 120  | 114,0                                       |
| 7     | 144 000                              | 4 800                       | 3,6                        | 2 340                    | 31   | 29,3  |
| -11   | 288 000                              | 9 600                       | 1,5                        | 970                      | 12   | 11,4  |
| 13    | 288 000                              | 9 600                       | 1,0                        | 630                      | 5  | 4,8   |
| Summe | -                                    | -                           | -                          | -                        | 305,5  | 290   |

**Tabelle 5.9:** Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Wirbelstromverluste in der Magnetschale  $P_{\text{mk}}$  durch Ständerstromüberschwingungen bei Blockspeisung unter Nennlast (30 kW; 24 000 /min;  $I_{\text{sd}} = 0$ ;  $I_{\text{sq}} = 65$  A; geblechte Läufer-nabe)

| $k$   | $n_{\text{rel},k} / \text{min}^{-1}$ | $f_{\text{rk}} / \text{Hz}$ | $I_{\text{sk}} / \text{A}$ | $\hat{a}_k / \text{A/m}$ | $P_{\text{mk}} / \text{W}$ [32]<br>analytisch | $P_{\text{mk}} / \text{W}$<br>numerisch |
|-------|--------------------------------------|-----------------------------|----------------------------|--------------------------|---|---|
| -5    | 144 000                              | 4 800                       | 7,1                        | 4 610                    | 101,8   | 81,0                                    |
| 7     | 144 000                              | 4 800                       | 3,6                        | 2 340                    | 26,0  | 21,0                                    |
| -11   | 288 000                              | 9 600                       | 1,5                        | 970                      | 4,5   | 3,5                                     |
| 13    | 288 000                              | 9 600                       | 1,0                        | 630                      | 2,3   | 1,5                                     |
| Summe | -                                    | -                           | -                          | -                        | 244   | 194                                     |

Die Formeln für die analytische Berechnung der Wirbelstromverluste in den Magnetschalen sind ähnlich wie jene für die massive Nabe und in dieser Arbeit nicht wiedergegeben.

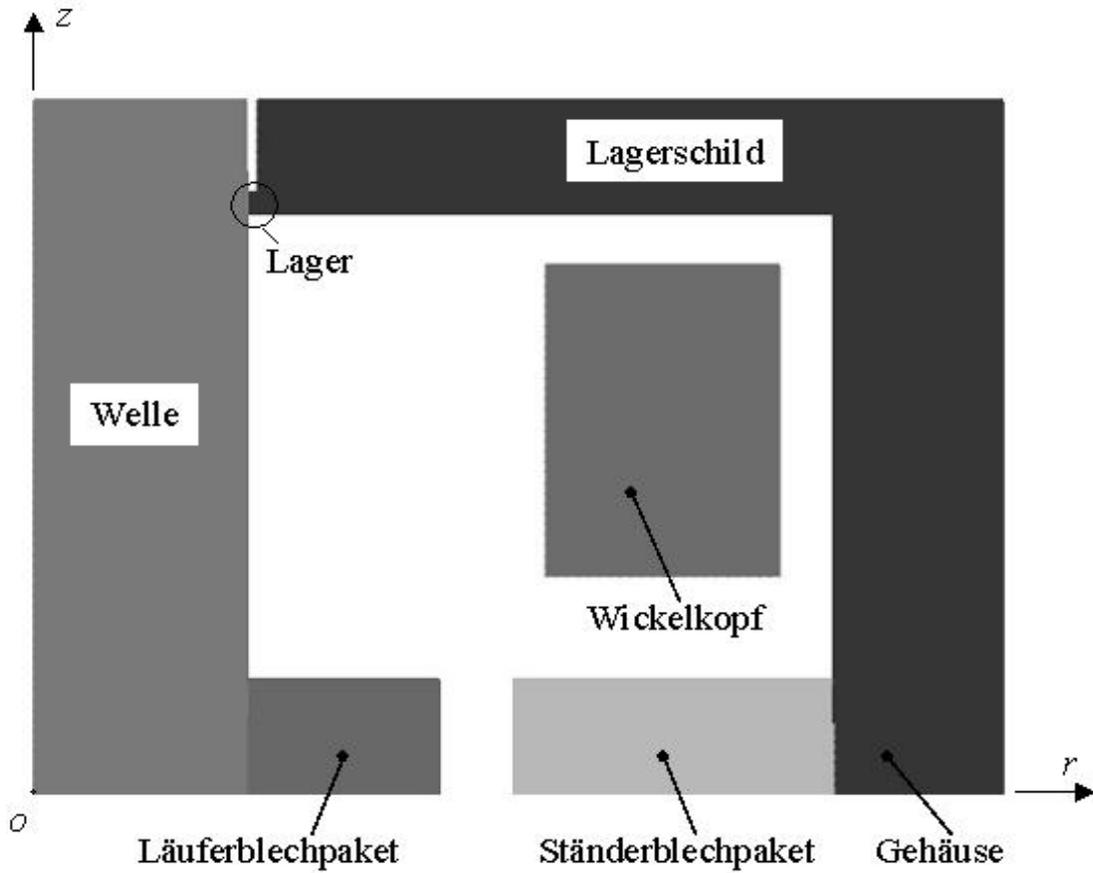
**Tabelle 5.10:** Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Wirbelstromverluste in den unterteilten Magneten  $P_{\text{mk}}$  durch Ständerstromüberschwingungen bei Blockspeisung unter Nennlast (30 kW; 24 000 /min;  $I_{\text{sd}} = 0$ ;  $I_{\text{sq}} = 65$  A; geblechte Läufer-nabe)

| $k$   | $n_{\text{rel},k} / \text{min}^{-1}$ | $I_{\text{sk}} / \text{A}$ | $\hat{a}_k / \text{A/m}$ | $B_{\text{hk}} / \text{mT}$<br>analytisch | $B_{\text{hk}} / \text{mT}$<br>numerisch | $P_{\text{mk}} / \text{W}$<br>analytisch | $P_{\text{mk}} / \text{W}$<br>numerisch |
|-------|--------------------------------------|----------------------------|--------------------------|---|--|--|---|
| -5    | 144 000                              | 7,1                        | 4 610                    | 19,9                                      | 17,0                                     | 13,8                                     | 14,2                                    |
| 7     | 144 000                              | 3,6                        | 2 340                    | 10,2                                      | 8,6                                      | 3,6                                      | 3,6                                     |
| -11   | 288 000                              | 1,5                        | 970                      | 4,1                                       | 3,6                                      | 2,4                                      | 2,5                                     |
| 13    | 288 000                              | 1,0                        | 630                      | 2,9                                       | 2,4                                      | 1,2                                      | 1,1                                     |
| Summe | -                                    | -                          | -                        | -   | -  | 38,5                                     | 39,0                                    |

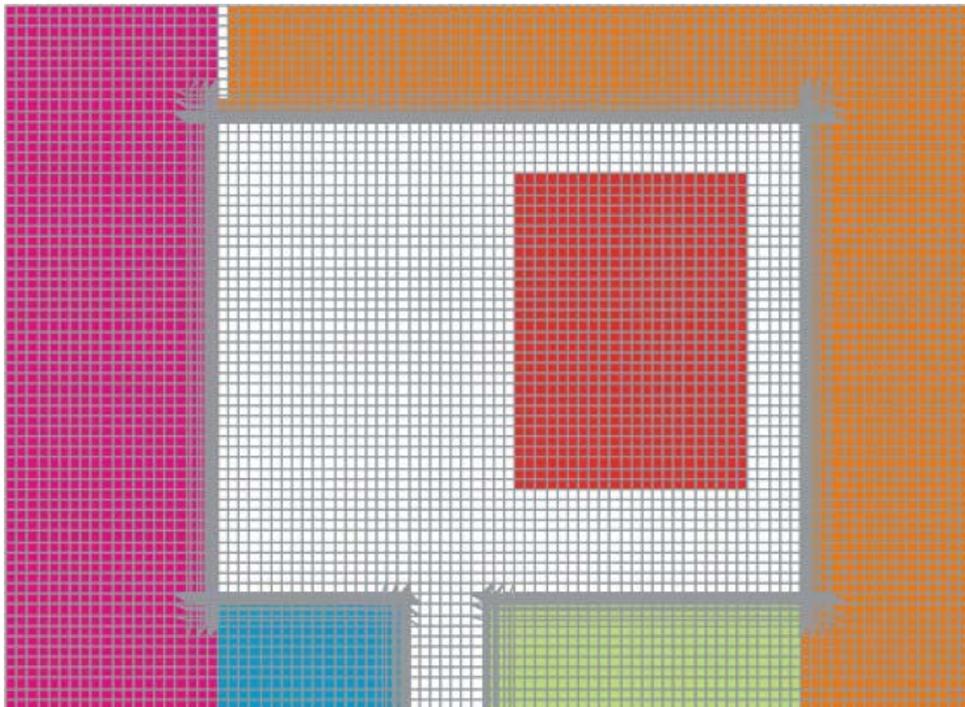
### Fazit:

Die durch Ständerstromüberschwingungen und Ständer-nutung entstehenden Wirbelstromverluste im Läufer mit verschiedenen Magnet- und Naben-Ausführungen sind in diesem Kapitel mit dem





b) Material-Darstellung des Modells



c) Gitternetz des Modells

Bild 5.15: Modell zur Berechnung der Wirbelstromverluste durch Wickelkopffeld

Zur Berechnung der gesamten Wirbelstromwärme dort ist ein vereinfachtes Berechnungsmodell in Bild 5.15 aufgebaut. Dabei sind nur die Ströme in den Spulenköpfen der Maschine angenommen. Der Einfluss der Ströme in den geraden Spulenteilen und die Ausbreitung der Feldlinien an den Stirnflächen im Längsschnitt der Maschine ist nicht berücksichtigt. In diesen Fall fließt der Ersatzwickelkopfstrom (Zone f in Bild 5.15a) nur in die Umfangrichtung. Daher hat die Induktion deswegen keine  $B_\varphi$ -Komponente. Aus diesem Grund ist das  $r$ - $\varphi$ - $z$ -Koordinatensystem mit der Rotorachse als symmetrische Achse (Linie OC in Bild 5.15a) eingesetzt. Die zu lösende unbekannt Variable ist das magnetische Vektorpotential  $\vec{A} = A_\varphi \cdot \vec{\varphi}$ . Für die Durchflutung im Wickelkopf gilt

$$\Theta(\varphi)_{v=1} = \hat{\Theta} \cdot \sin(p\varphi - \omega t) \quad (5.21)$$

mit der Abschätzung von

$$\hat{\Theta}_{\max} = 3\sqrt{3}N_c \cdot \hat{I}_c = 3\sqrt{3}N_c \cdot \frac{\sqrt{2}I_s}{a_1}. \quad (5.22)$$

**Tabelle 5.11:** Verwendete Materialkonstanten im Berechnungsmodell

| Zonen | Material    | Relative Permeabilität $\mu_r$ | Elektrische Leitfähigkeit $\kappa$ / S/m |
|-------|-------------|--------------------------------|--|
| a     | Baustahl    | 1000                           | $5 \cdot 10^6$                           |
| b     | Dynamoblech | 1000                           | $2,5 \cdot 10^6$                         |
| c     | Luft        | 1                              | 0  |
| d     | Dynamoblech | 1000                           | $2,5 \cdot 10^6$                         |
| e     | Stahlguss   | 1000                           | $5 \cdot 10^6$                           |
| f     | Kupfer      | 1                              | 0  |
| g     | Luft        | 1                              | 0  |

Die verwendeten Materialkonstanten ( $\mu_r$ ,  $\kappa$ ) sind in Tabelle 5.11 aufgelistet. Die Leitfähigkeit des Kupfers im Wickelkopf ist zu Null gesetzt, weil die Wirbelströme dort nicht berücksichtigt sind. Bei diesem Modell liegen die Wirbelströme im wesentlichen an den Oberflächen des Gehäuses, der Lagerschilde, der Welle und der Stirnflächen der Bleche. Es sind deshalb die Elemente dort sehr fein vernetzt (Bild 5.15c). Auch aus diesem Grund sind die Endblechbereiche massiv modelliert.

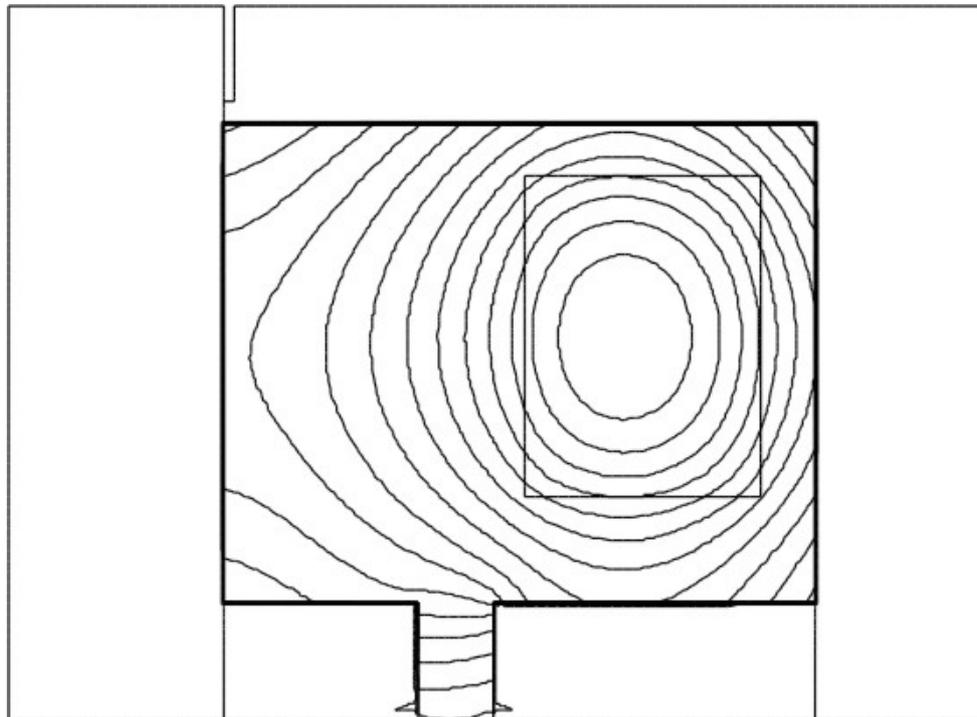
### 5.5.2 Berechnung der durch das Stirnfeld hervorgerufenen Wirbelstromverluste

Nach den Eingaben der Amplituden und der entsprechenden Frequenzen des Ersatzstroms im Wickelkopf und der Definition der Randbedingungen von ( $A_\varphi$  (OA-AB-BC-OC) = 0) ist die Berechnung durchgeführt. Tabelle 5.12 zeigt die Berechnungsergebnisse. Die vorgegebenen Grund- und Oberschwingungsströme sind die dominanten Komponenten jeweils bei Sinus-, Block- und PWM-

Speisung, ermittelt aus den Messungen. Ein Feldbild, erregt durch die Oberschwingung (3 A; 24 kHz), ist in Bild 5.16 dargestellt.

**Tabelle 5.12:** Numerisch berechnete Wirbelstromverluste im Gehäuse, in den Lagerschilden, in der Welle und in den Blechpaketenden durch das Wickelkopffeld

| $I_{sk} / A$ | $f_{sk} / Hz$ | $f_{rk} / Hz$     | Wirbelstromverluste / W  |       |                   |                  | Summe |
|--------------|---------------|-------------------|--------------------------|-------|-------------------|------------------|-------|
|              |               |                   | Gehäuse/<br>Lagerschilde | Welle | Ständer-<br>blech | Läufer-<br>blech |       |
| 65           | 800           | 0                 | 347                      | 0     | 62                | 0                | 409   |
| 7,1          | 4 000         | 4 800             |                          | -     |                   |                  | 11,9  |
| 3,6          | 5 600         | 4 800             |                          | -     |                   |                  | 3,4   |
| 1,5          | 8 800         | 9 600             |                          | -     |                   |                  | 0,9   |
| 1,0          | 10 400        | 9 600             |                          | -     |                   |                  | 0,4   |
| 3            | 12 000        | $\approx 12\ 000$ | 2,83                     | 0,63  | 0,54              | 0,16             | 4,2   |
| 3            | 24 000        | $\approx 24\ 000$ | 4,74                     | 0,75  | 0,92              | 0,22             | 6,6   |



**Bild 5.16:** Verteilung des Felds, erregt durch die Stromüberschwingung ( $I_{sk} = 3\ A$ ;  $f_{sk} = 24\ kHz$ ;  $f_{rk} = 24\ kHz$ )

Die Stromüberschwingungen induzieren Wirbelströme nicht nur in den stillstehenden Teilen, sondern auch im Läufer, während die Grundschwingung nur in den unbeweglichen Bauteilen induziert. Laut der Berechnung sind trotzdem die durch Grundschwingung (65 A, 800 Hz unter Nennlast)

verursachten Verluste im Gehäuse und in den Lagerschildern sehr groß (409W). Durch die Abschätzung von den Messungen bei Sinusspeisung bei 24 000 /min in den Leerlauf- und Nennlastversuchen sind sie jedoch höchstens in der Größenordnung von ca. 50 W. Die Überschätzung bei der numerischen Berechnung liegt am Berechnungsmodell. Das Modell ist für den „worst-case“ gedacht und die Nuten im Ständerblech sind dabei nicht berücksichtigt.

***Fazit:***

Im Raum seitlich von den Stirnflächen drehen sich die durch die Ströme in den Spulenköpfen erregten Magnetfelder, die Wirbelstromverluste in den in der Nähe befindlichen massiven Bauteilen induzieren. In diesem Abschnitt ist ein 2D-Modell aufgebaut, um diese Verluste zu ermitteln. Gegenüber der Abschätzung von den Messungen sind die berechneten Verluste durch die Grundschwingung unter Nennlast zu hoch. Zu einer genauen Abschätzung ist ein 3D-Modell mit genauer Modellierung der Blechpaketenden erforderlich. Die Zusatzverluste im Gehäuse und in den Lagerschildern sind nach den Messungen relativ klein, jedoch sehr schwer messtechnisch zu bestimmen. Sie werden in weiteren Kapiteln dieser Arbeit nicht mehr berücksichtigt.

## 6 Berechnung der PWM-Umrichter Ausgangsspannung

### 6.1 Harmonische Analyse des Pulsmusters bei PWM-Speisung

Als Umrichter kommen im Leistungsbereich bis etwa 1000 kW bei Spannungen bis zu 690 V hauptsächlich Spannungszwischenkreisumrichter zum Einsatz [15]. Davon gesteuerte Drehstrommotoren werden mit nicht sinusförmigen Spannungen und Strömen beaufschlagt. Diese verursachen in den Motoren so genannte Oberschwingungsverluste. Bild 6.1 zeigt das Prinzipschaltbild des in dieser Arbeit verwendeten Spannungszwischenkreis-Umrichters mit Pulsweitenmodulation (PWM). Der PWM-Wechselrichter formt die Ausgangsspannung des Gleichrichters  $U_d$  in ein pulsbreitenmoduliertes Drehspannungssystem variabler Frequenz und Amplitude um. Die Pulsmuster zeichnen sich dadurch aus, dass sich die Form der Pulse und die Pausenzeiten in weiten Bereichen variieren lassen. Lediglich die Pulshöhe ist konstant.

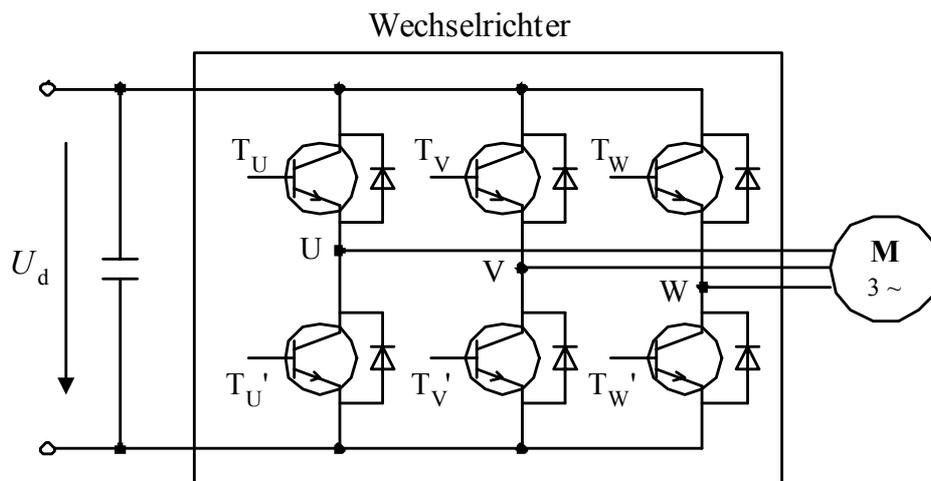
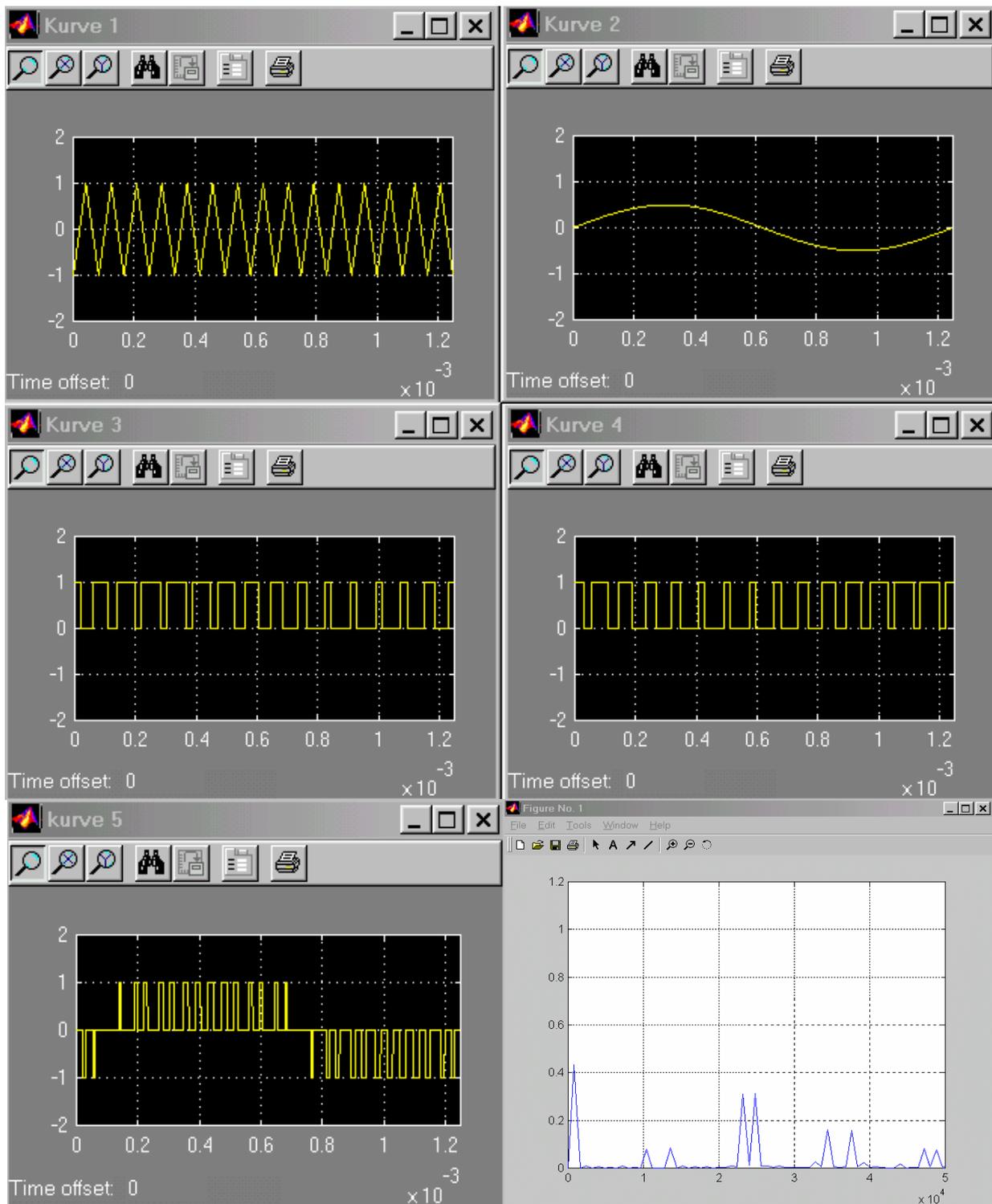


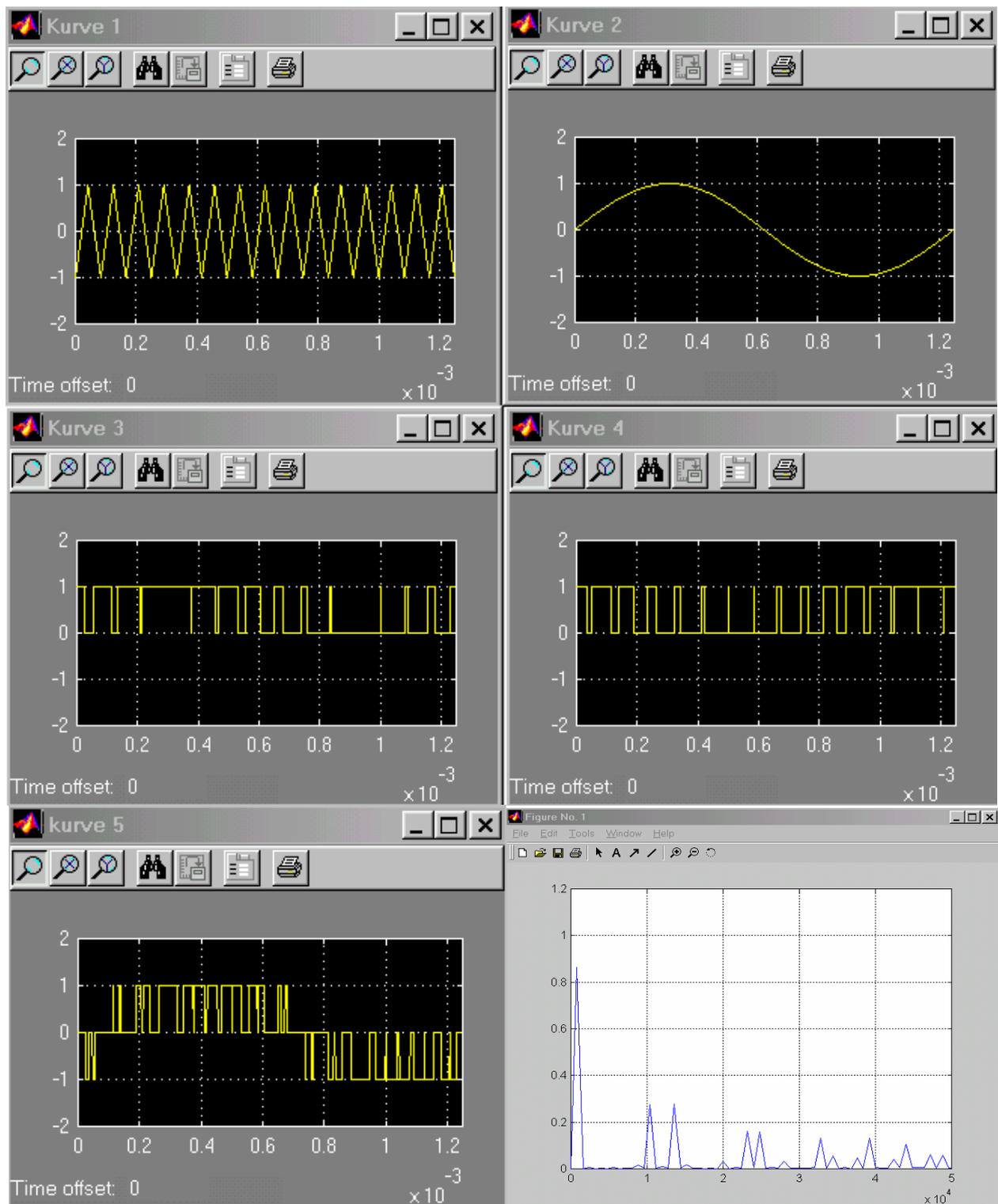
Bild 6.1: Prinzipschaltbild eines Spannungszwischenkreisumrichters

Das Oberschwingungsspektrum der verketteten Klemmenspannungen bei Umrichterbetrieb ist von der Art der Modulation, dem Modulationsgrad und der Anzahl der Hilfsspannungen im maschinen-seitigen Wechselrichter abhängig [30], [35]. Für die Simulation hier wird das zur Zeit übliche Sinus-Unterschwingungsverfahren zur Erzeugung des Pulsmusters angewendet. Es wird eine sinusförmige Bezugsspannung mit einer Hilfssteuerspannung verglichen. Mittels des Programms *Matlab/Simulink* wird das Modulationsverfahren simuliert. Anschließend werden die Oberschwingungsspektren bei verschiedenen Modulationsgraden  $m_a$  analysiert. Das Verhältnis der Amplitude von Bezugsspannung und Hilfssteuerspannung wird Modulationsgrad oder Aussteuerung genannt. Bild 6.2 – Bild 6.4 zeigen die Simulationsergebnisse jeweils bei  $m_a = 0,5$ ;  $1,0$  und  $5,0$ . Die Taktfrequenz  $f_T$  der dreieckigen Hilfsspannung beträgt 12 kHz wie bei dem verwendeten Umrichter.

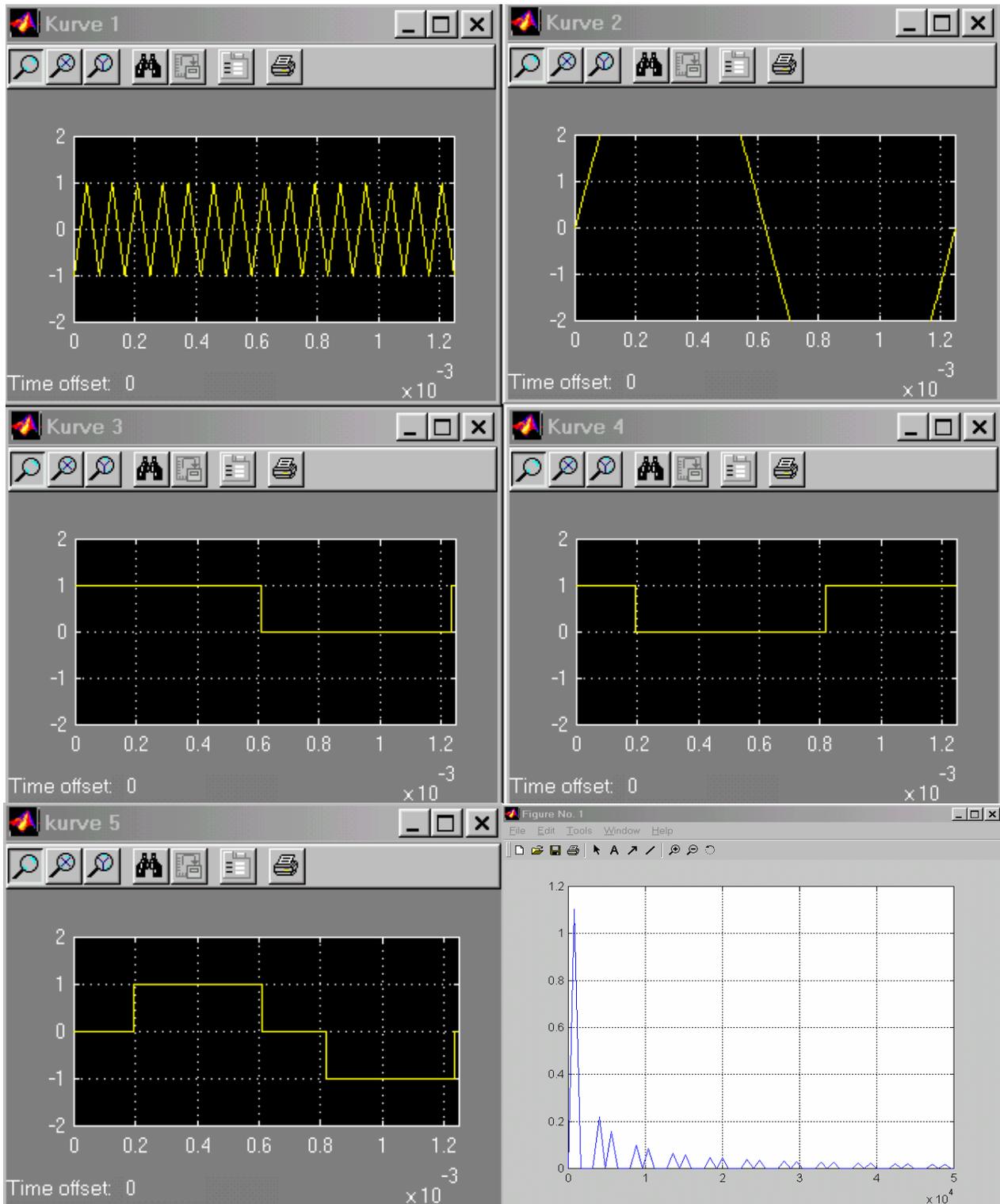


- Kurve 1: Dreieckförmige Hilfssteuerspannung ( $f_T = 12 \text{ kHz}$ )
- Kurve 2: Sinusförmige Bezugsspannung ( $f_1 = 0,8 \text{ kHz}$ )
- Kurve 3: Ventilsteuersignal  $\varphi_U$  (elektrisches Potential)
- Kurve 4: Ventilsteuersignal  $\varphi_V$
- Kurve 5: Pulsbreitenmodulierte Klemmenspannung  $u_{WR}$  in Bezug auf die Zwischenkreisspannung  $U_d$   
( $U_d \hat{=} 1,0$  und  $u_{WR} = u_{UV} = \varphi_U - \varphi_V$ )
- Figure No.1: Frequenzspektrum der Klemmenspannung  $\hat{u}_{WR,k}$  in Bezug auf die Zwischenkreisspannung

**Bild 6.2:** Erzeugung der Ausgangsspannung des Wechselrichters und ihre harmonische Analyse bei Modulationsgrad  $m_a = 0,5$  (Simulation mit *Matlab*)



**Bild 6.3:** Erzeugung der Ausgangsspannung des Wechselrichters und ihre harmonische Analyse bei Modulationsgrad  $m_a = 1,0$ ; Grundfrequenz  $f_1 = 0,8$  kHz und Schaltfrequenz  $f_T = 12$  kHz (Simulation mit *Matlab*) in Bezug auf die Zwischenkreisspannung  $U_d$ . Bild 6.2 erklärt die Bedeutung jeder Kurve.



**Bild 6.4:** Erzeugung der Ausgangsspannung des Wechselrichters und ihre harmonische Analyse bei Modulationsgrad  $m_a = 5,0$ ; Grundfrequenz  $f_1 = 0,8$  kHz und Schaltfrequenz  $f_T = 12$  kHz (Simulation mit *Matlab*) in Bezug auf die Zwischenkreisspannung  $U_d$ . Bild 6.2 erklärt die Bedeutung jeder Kurve.

Die unterschiedlichen Frequenzspektren der Wechselrichter Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Aussteuerung  $m_a$  sind in Bild 6.2 - Bild 6.4 zu beobachten. Neben den gewünschten Grundschwingungsspannungen  $u_{WR,1}$  treten Komponenten auf, die folgende Teilspektren bilden [30]:

- Erstes Teilspektrum  $k \cdot f_1$ , bestehend aus Harmonischen mit ungerader Ordnungszahl bezüglich der Grundschwingung;
- Zweites Teilspektrum  $f_T \pm k_1 \cdot f_1$ , bestehend aus Harmonischen, deren Frequenzen von der Pulsfrequenz um ganze Vielfache der Grundfrequenz abweichen;
- Drittes Teilspektrum  $k f_T \pm k_2 f_1$ , bestehend aus Harmonischen, deren Frequenzen von ganzzahligen vielfachen Werten der Pulsfrequenz um ganze Vielfache der Grundfrequenz abweichen.

Die Grundschwingung und die wichtigen Oberschwingungen bei  $0 \leq m_a \leq 1,2$  sind in Bild 6.5 zusammengefasst. Bei  $m_a \leq 1$  gilt für die Amplitude der Grundschwingung der Klemmenspannung

$$\hat{u}_{WR,1} = \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \sqrt{3} \approx 0,866 \cdot m_a \cdot U_d \quad (6.1)$$

und daher bestimmt sich der Effektivwert der Strangspannungsgrundschwingung  $U_{WR,str,1}$  nach

$$U_{WR,str,1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{2} \cdot m_a \approx 0,3535 \cdot m_a \cdot U_d \quad (6.2)$$

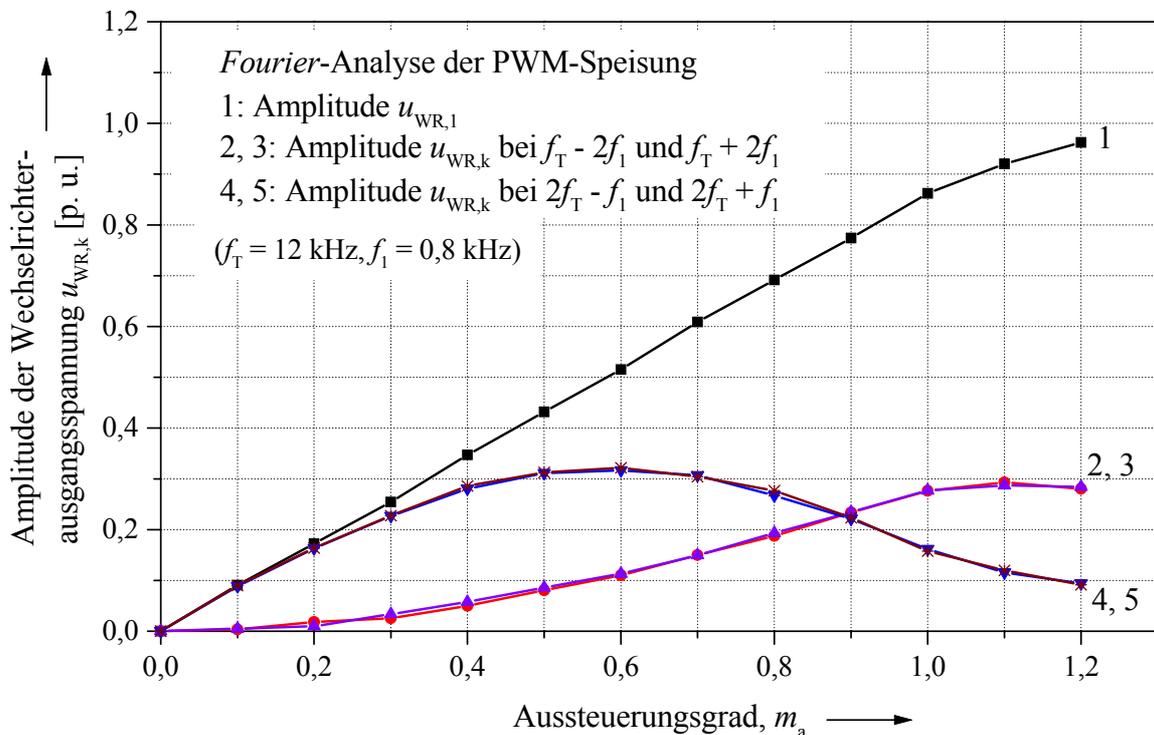


Bild 6.5: Grund- und Oberschwingungsspannungen der Umrichter Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Aussteuerung  $m_a$  in Bezug auf die Zwischenkreisspannung ( $U_d \hat{=} 1,0$ )

Bei  $m_a > 1,0$  steigt die Grundschiwingung mit der Aussteuerung langsamer und nicht mehr linear. Die maximale Klemmenspannungsamplitude am Umrichter  $\hat{u}_{WR,1} = (2\sqrt{3}/\pi) \cdot U_d \approx 1,1 \cdot U_d$  und die maximale Strangspannung gegen dem Sternpunkt  $U_{WR,str,1} = (\sqrt{2}/\pi) \cdot U_d \approx 0,45 \cdot U_d$  werden bei Überaussteuerung von ca.  $m_a \approx 5,0$  erreicht (Bild 6.4), was praktisch der Blockspeisung entspricht (theoretisch:  $m_a \rightarrow \infty$ ). Diese Harmonischen sind mit (5.17) zu ermitteln. Es ist aus Bild 6.5 noch festzustellen, dass mit zunehmender Aussteuerung die Amplitude der harmonischen Komponenten mit Frequenzen  $f_T \pm 2f_1$  auch steigen. Die Amplituden der Komponenten mit  $2f_T \pm f_1$  nehmen nur bis ca.  $m_a = 0,6$  zu und sinken dann wieder ab. Bei  $m_a > 0,9$  sind sie sogar kleiner als die mit  $f_T \pm 2f_1$ . Ein konkreter Vergleich der Frequenzspektren bei unterschiedlicher Aussteuerung ist in Tabelle 6.1 mit Absolutgröße gegeben. Bei niedrigerer Drehzahlen mit niedrigerer Aussteuerung sind die Oberschwingungskomponenten  $2f_T \pm f_1$  groß und bei höherer Drehzahlen mit größerer Aussteuerung die Komponenten  $f_T \pm 2f_1$  groß. Bei Blockspeisung mit sehr hoher Aussteuerung ( $m_a > 5,0$ ) sind die 5. und 7. Oberschwingung wichtig.

**Tabelle 6.1:** Berechnete Grund- und Oberschwingungen der Umrichter-Strangspannungen  $U_{WR,str,k}$  (gegen dem Sternpunkt) bei unterschiedlicher Aussteuerung  $m_a = 0,5; 1,0; 5,0$  und bei Zwischenkreisspannung  $U_d = 560$  V; Schaltfrequenz  $f_T = 12$  kHz; Grundfrequenz  $f_1 = 0,8$  kHz

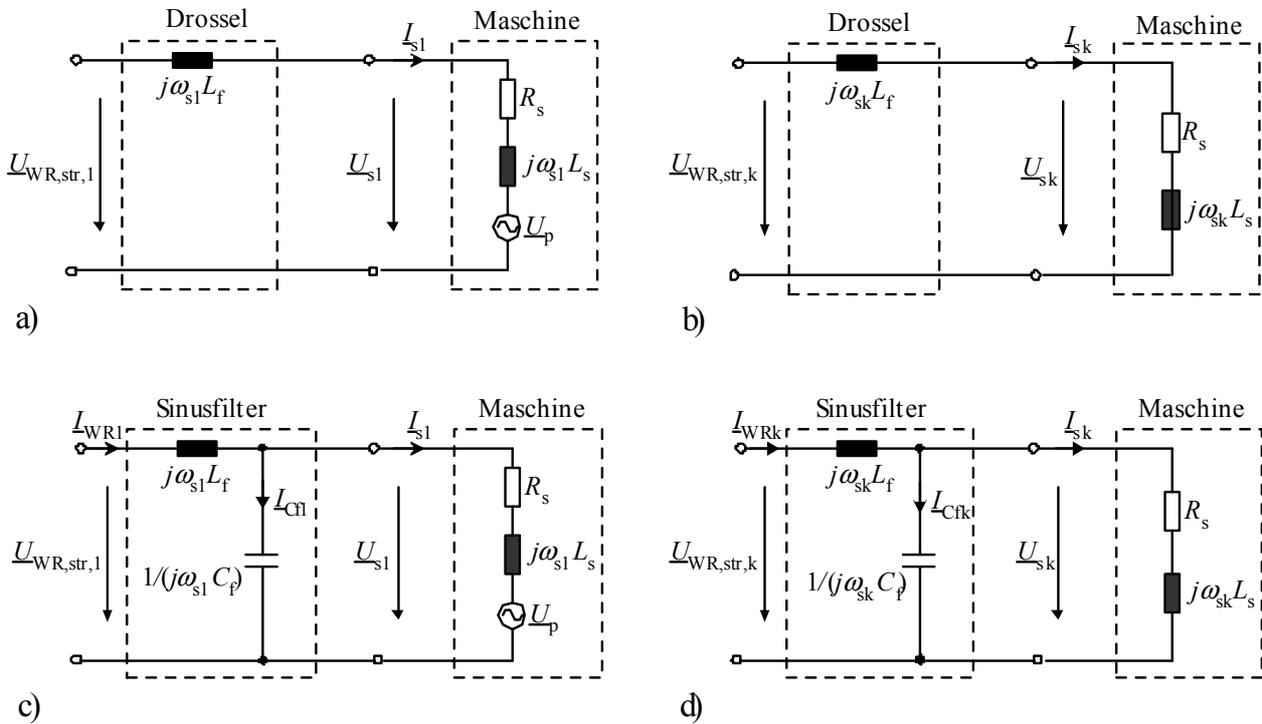
| $k$ | $f$          | kHz  | $U_{WR,str,k}/V$ ( $m_a = 0,5$ ) | $U_{WR,str,k}/V$ ( $m_a = 1,0$ ) | $U_{WR,str,k}/V$ ( $m_a = 5,0$ ) |
|-----|--------------|------|----------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| 1   | $f_1$        | 0,8  | 98,8                             | 197,1                            | 252,0                            |
| 5   | $5f_1$       | 4,0  | 1,6                              | 0,4                              | 50,5                             |
| 7   | $7f_1$       | 5,6  | 0,9                              | 1,3                              | 36,1                             |
| 13  | $f_T - 2f_1$ | 10,4 | 18,4                             | 63,1                             | 19,4                             |
| 17  | $f_T + 2f_1$ | 13,6 | 19,6                             | 63,4                             | 14,8                             |
| 29  | $2f_T - f_1$ | 23,2 | 71,2                             | 36,9                             | 8,7                              |
| 31  | $2f_T + f_1$ | 24,8 | 71,5                             | 36,1                             | 8,1                              |

## 6.2 Drossel und Sinusfilter für Frequenzumrichter

Die Ausgangsfilter am Umrichter wie Drossel oder  $LC$ -Sinusfilter können die bei Umrichtern mit Spannungszwischenkreis und Pulsbreitenmodulation (PWM) in den Klemmengrößen enthaltenen Oberschwingungen reduzieren [36]. Der Anschluss mit dem Umrichter bzw. mit der Maschine ist in Bild 7.18 gezeichnet. Durch Einsatz der Drossel fällt nur ein Teil der Oberschwingungsspannungen  $u_{WR,str,k}$  vom Umrichter an der Maschine ab (Bild 6.6b):

$$\frac{U_{sk}}{U_{WR,str,k}} = \sqrt{\frac{R_s^2 + (\omega_{sk} L_s)^2}{R_s^2 + [\omega_{sk} \cdot (L_s + L_f)]^2}} \approx \frac{L_s}{L_s + L_f}, \quad (R_s \ll \omega_{sk} L_s) \quad (6.3)$$

Die Induktivität der Drossel  $L_f$  soll jedoch viel kleiner gegenüber der Motorinduktivität  $L_s$  gewählt werden, um einen großen Spannungsabfall der Grundschwingung daran zu vermeiden.



**Bild 6.6 :** Ersatzschaltbilder der Wechselrichterausgangsfilter-Maschine-Anordnungen eines Strangs gegen Sternpunkt zur Berechnung der  
a) Grundschwingungsspannung an der Maschine  $U_{s1}$  mit einer Drossel davor  
b) Oberschwingungsspannung an der Maschine  $U_{sk}$  mit einer Drossel davor  
c) Grundschwingungsspannung an der Maschine  $U_{s1}$  mit einem Sinusfilter davor  
d) Oberschwingungsspannung an der Maschine  $U_{sk}$  mit einem Sinusfilter davor

Anders als die Drossel blockt der Sinusfilter (SF) am Ausgang des Umrichters den unerwünschten Hochfrequenzbereich ab und lässt nur den Grundschwingungs-Anteil passieren, der für den Antrieb des Motors gebraucht wird (Tiefpass) [37]. Bei Umrichtern mit hoher Taktfrequenz ist der konventionelle  $LC$ -Sinusfilter üblich verwendet [38]. Aus dem Ersatzschaltbild in Bild 6.6d ist das Übertragungsverhältnis des  $LC$ -Sinusfilters in Abhängigkeit von der Frequenz hergeleitet (Gl. (6.4)) und in Bild 6.7 logarithmisch dargestellt. Der Filter lässt die Spannungen mit niedrigeren Frequenzen durchgehen, während die hochfrequenten Oberschwingungsströme hauptsächlich durch den Kondensator  $C_f$  fließen.

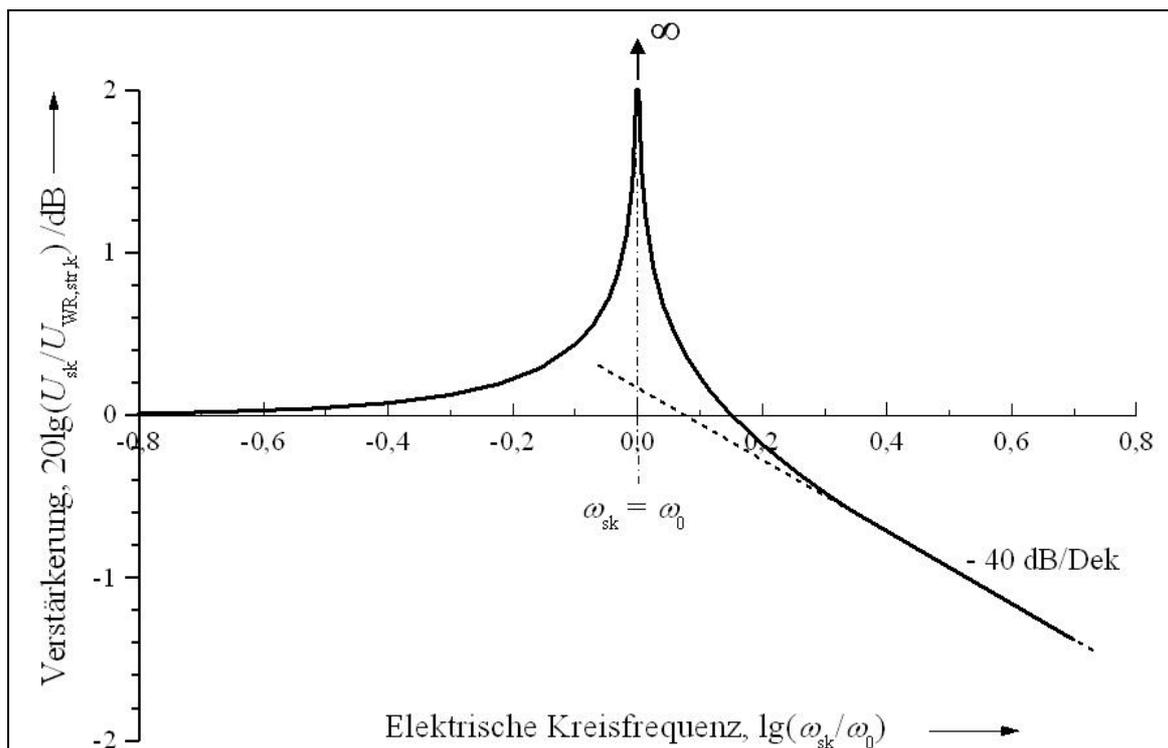
$$\frac{U_{sk}}{U_{WR, str, k}} \approx \frac{1}{\left| 1 + \frac{L_f}{L_s} - \omega_{sk}^2 L_f C_f \right|}, \quad (R_s \ll \omega_{sk} L_s) \quad (6.4)$$

Die Resonanz entsteht bei

$$f_{rsn} = \frac{\omega_0}{2\pi} \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} \cdot \sqrt{1 + \frac{L_f}{L_s}}, \quad (R_s \ll \omega_{sk} L_s). \quad (6.5)$$

Ist die Maschineninduktivität  $L_s$  wie üblich viel größer als die Filterinduktivität  $L_f$ , kann sie bei der Berechnung der Resonanzfrequenz des Sinusfilters vernachlässigt werden:

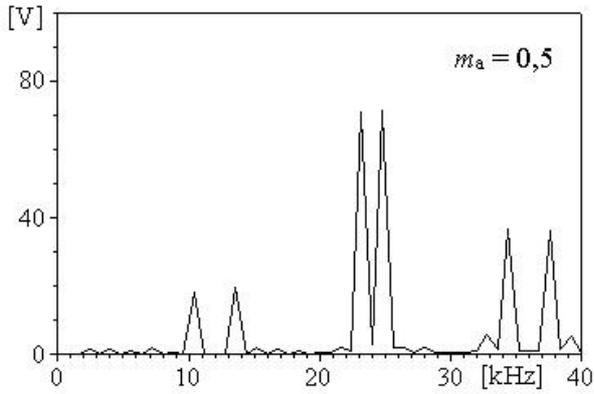
$$f_{rsn} \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}}, \quad (R_s \ll \omega_{sk} L_s \text{ und } L_f \ll L_s). \quad (6.6)$$



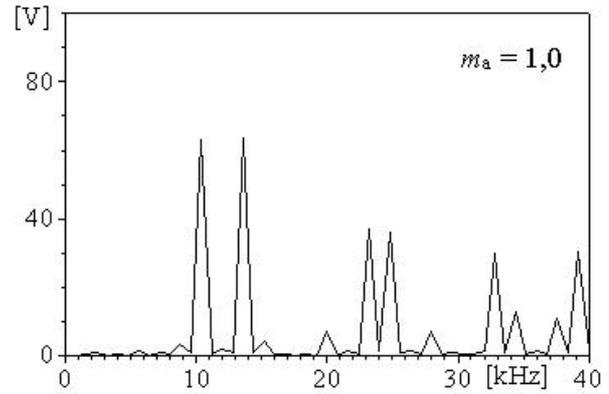
**Bild 6.7:** Verstärkungsfaktor des idealen, ungedämpften Sinusfilters in Abhängigkeit von der Frequenz

Bei der Auslegung des konventionellen  $LC$ -Sinusfilters soll die Resonanzfrequenz der Motorwicklung und der Filterkapazität ( $1/(2\pi\sqrt{L_s C_f})$ ) außerhalb der maximalen Grundfrequenz  $f_{1\max}$  liegen. Daher ist  $C_f$  nach (6.7) zu wählen [38]. Die Resonanzfrequenz ( $1/(2\pi\sqrt{L_f C_f})$ ) lässt sich zwischen der 5. Harmonischen der Maximal-Grundfrequenz und der Pulsfrequenz festlegen. Sie soll sich nicht zu nah an irgendwelcher Frequenz wichtiger Harmonische der Umrichter Ausgangsspannung befinden. Sonst wird diese Harmonische verstärkt anstatt abgeschwächt. Nicht zuletzt soll die Impedanz der Filterkapazität ( $Z_C = 1/(\omega C_f)$ ) bei der Resonanzfrequenz des Filters nur ein Bruchteil von der Wicklungsimpedanz ( $Z_M = \sqrt{(\omega L_s)^2 + R_s^2} \approx \omega L_s$ ) sein, so dass die in der Nähe der Schaltfrequenz oder von vielfacher Schaltfrequenz befindlichen Oberschwingungs-Ströme meistens über die Filterkondensator  $C_f$  fließen.

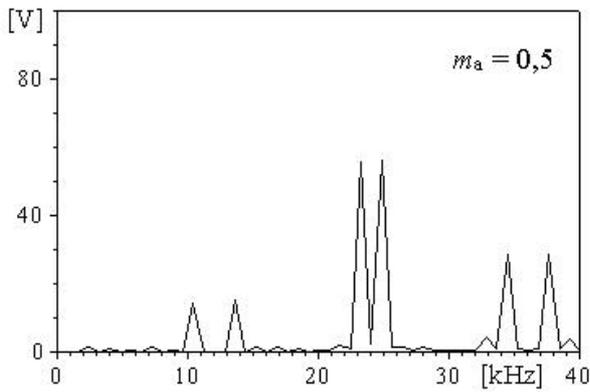
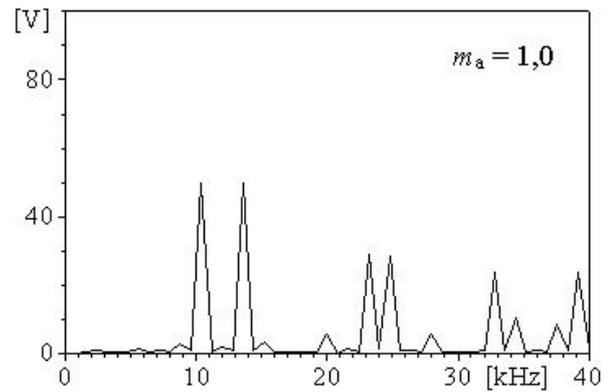
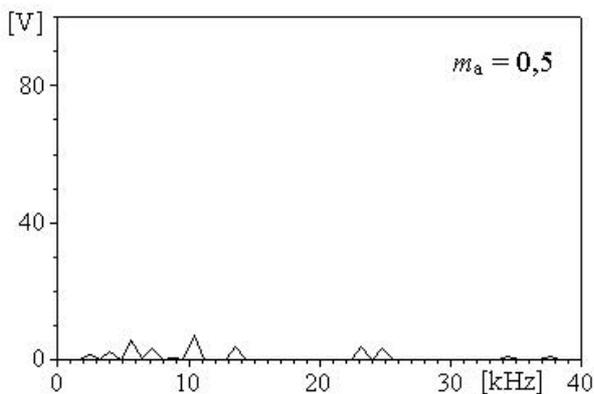
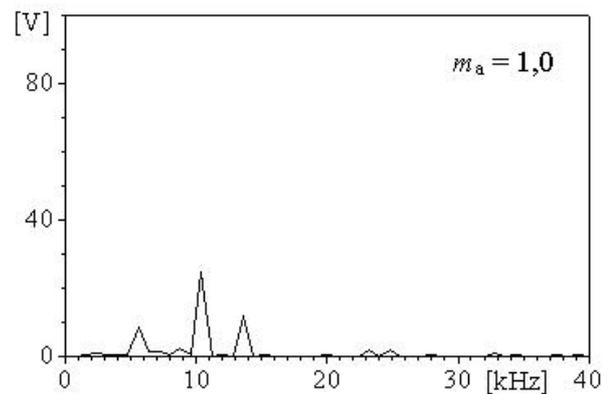
$$C_f \leq \sqrt{\frac{1}{(2\pi f_{1\max})^2 L_s}} \quad (6.7)$$



a1) PWM-Umrichter ohne Filter



b1) PWM-Umrichter ohne Filter

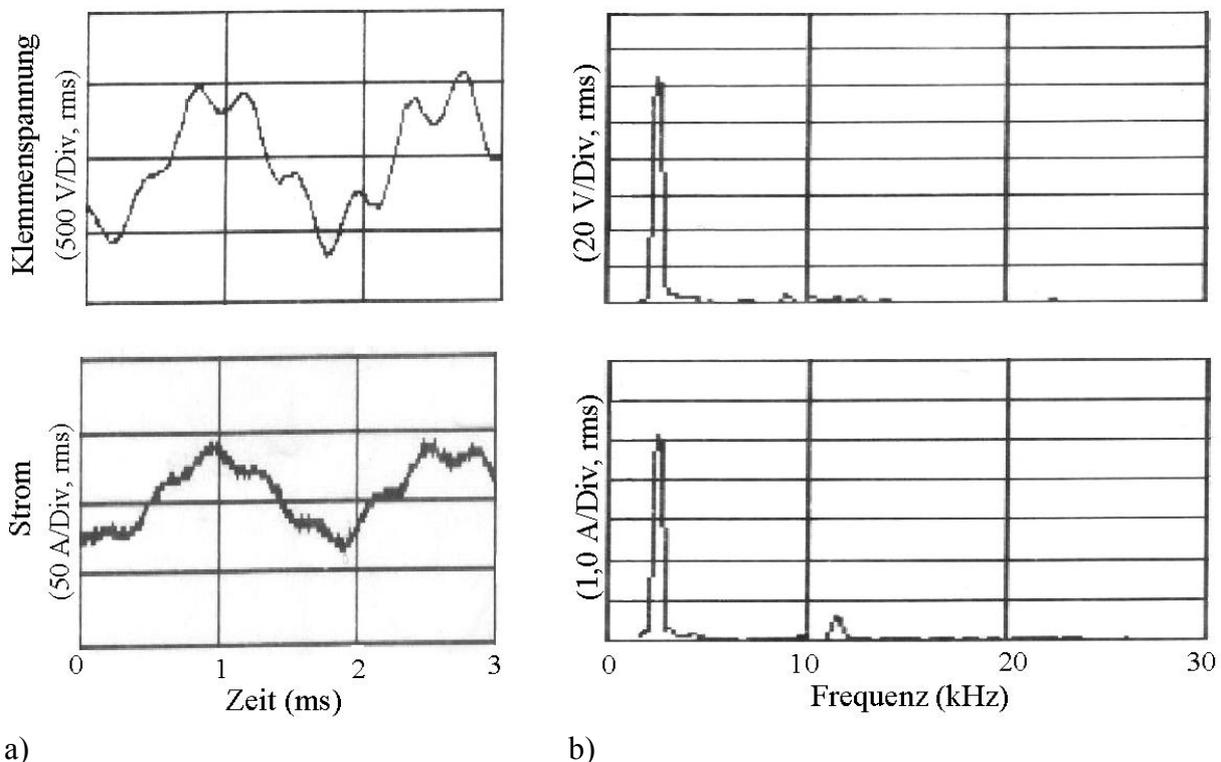
a2) PWM-Umrichter mit Drossel (60  $\mu\text{H}$ )b2) PWM-Umrichter mit Drossel (60  $\mu\text{H}$ )a3) PWM-Umrichter mit Sinusfilter (60  $\mu\text{H}$ , 15  $\mu\text{F}$ )b3) PWM-Umrichter mit Sinusfilter (60  $\mu\text{H}$ , 15  $\mu\text{F}$ )

**Bild 6.8:** Simulierte Frequenzspektren  $U_{sk}$  der PWM-Umrichter- bzw. Filterausgangsspannungen eines Strangs bei unterschiedlicher Aussteuerung (a)  $m_a = 0,5$  und (b)  $m_a = 1,0$  (Grundschwingungen sind nicht gezeigt).  $U_d = 560 \text{ V}$ ;  $f_T = 12 \text{ kHz}$ ,  $f_{s1} = 0,8 \text{ kHz}$ )

Für den in dieser Arbeit verwendeten *REFU*-Umrichter sind eine Drossel mit  $60 \mu\text{H}$  und ein Sinusfilter mit  $60 \mu\text{H}$  und  $15 \mu\text{F}$  gewählt. Bild 6.8 vergleicht die Oberschwingungsspannungen bei diesem PWM-Umrichter ohne Filter, mit der Drossel und mit dem Sinusfilter ( $f_{\text{rsn}} = 5,3 \text{ kHz}$ ) mit Rücksicht auf die Maschineninduktivität. Die Drossel reduziert ca. 21 % ( $0,06\text{mH}/(0,22+0,06)\text{mH}$ ) der Umrichter-Harmonischen. Durch Sinusfilter verringern sich die Harmonischen noch stärker, insbesondere die Harmonischen über der Doppelschaltfrequenz  $2f_T$ . In Tabelle 6.2 sind die wichtigen Harmonischen im Bild 6.8 bei  $m_a = 1,0$  aufgelistet.

**Tabelle 6.2:** Berechnete Spannungs-Harmonischen  $U_{\text{sk}}$  am Umrichter- bzw. Filterausgang mit PWM bei  $m_a = 1,0$  ( $U_d = 560 \text{ V}$ ;  $f_T = 12 \text{ kHz}$ ;  $f_1 = 0,8 \text{ kHz}$ )

| $k$ | $f$          | kHz  | $U_{\text{sk}}/\text{V}$<br>ohne Filter | $U_{\text{sk}}/\text{V}$<br>mit Drossel ( $60 \mu\text{H}$ ) | $U_{\text{sk}}/\text{V}$<br>mit SF ( $60 \mu\text{H}$ ; $15 \mu\text{F}$ ) |
|-----|--------------|------|---|--|--|
| 5   | $5f_1$       | 4,0  | 0,4                                     | 0,3  | 0,5  |
| 7   | $7f_1$       | 5,6  | 1,3                                     | 1,1  | 8,5  |
| 13  | $f_T - 2f_1$ | 10,4 | 63,1                                    | 49,6   | 24,6   |
| 17  | $f_T + 2f_1$ | 13,6 | 63,4                                    | 49,8   | 12,0   |
| 29  | $2f_T - f_1$ | 23,2 | 36,9                                    | 29,0   | 2,07   |
| 31  | $2f_T + f_1$ | 24,8 | 36,1                                    | 28,3   | 1,8  |



**Bild 6.9:** PWM-Speisung mit einem nicht angepassten Sinusfilter bei Motor „PMSM BB“ mit Serienschaltung der Ständerwicklung bei Feldschwächbetrieb und Leerlauf 18 000 /min  
a) Motorspannung und -strom ( $U_{v1} = 320 \text{ V}$ ;  $I_{s1} = 20 \text{ A}$ ;  $I_{sd} = -20 \text{ A}$ ;  $I_{sq} = 1,5 \text{ A}$ )  
b) Frequenzspektrien (Grundschnwingungen sind nicht gezeigt.  $f_T = 12 \text{ kHz}$ ,  $f_{s1} = 0,6 \text{ kHz}$ )

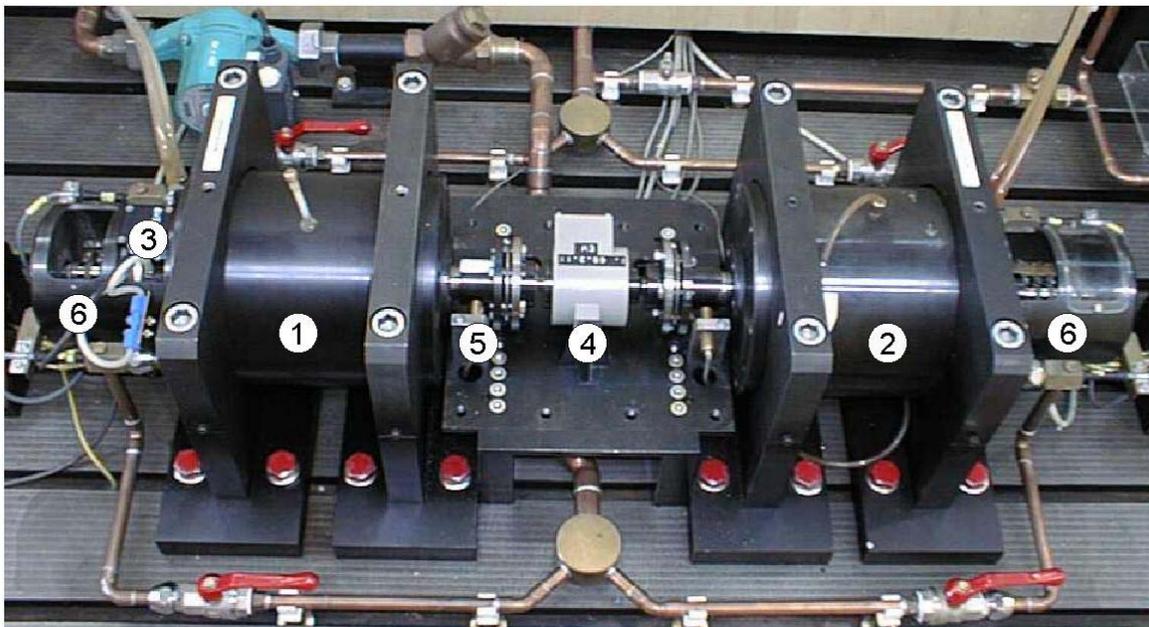
Ein Beispiel für eine unerwünschte Verstärkung ist in Bild 6.9 dargestellt, wobei die 5. Harmonische mit 3 kHz stark vergrößert ist, da der verwendete Sinusfilter der Fa. REFU eine Resonanzfrequenz von 2,8 kHz ( $L_f = 80 \mu\text{H}$ ,  $C_f = 40 \mu\text{F}$ ) hat. Folglich sehen die Motorspannung und der Strom nicht mehr sinusförmig aus. Der Sinus-Filter von REFU war für eine maximale Grundswingungsfrequenz  $f_1$  von ca. 1,3 kHz ausgelegt. Die 5. Harmonische liegt mit  $5 \cdot 1,3 \text{ kHz} = 6,5 \text{ kHz}$  deutlich jenseits der Resonanzfrequenz von 2,8 kHz. Bei einer Drehzahl von 18 000 /min ist aber nur  $f_1 = 0,6 \text{ kHz}$  erforderlich, so dass  $f_5 = 5 \cdot 0,6 \text{ kHz} = 3 \text{ kHz}$  das Filter resonanzartig anregt. Abhilfe bringen für einen breiten Drehzahlbereich *LC-RLC*-Filter gemäß [38] oder noch besser aktive Sinusfilter, bei denen die Resonanzfrequenz elektronisch verändert werden kann.

**Fazit:**

Je nach Aussteuergrad dominieren bei PWM-Speisung die schaltfrequenten und doppeltschaltfrequenten Oberschwingungsamplituden der Spannung in unterschiedlicher Höhe. Bei etwa halber Aussteuerung sind die Wirbelstromverluste durch doppeltschaltfrequente Harmonischen maximal. Durch Sinusfilter werden die Amplituden der Oberschwingungen stark abgedämpft infolge des Tiefpass-Verhaltens des Filters. Allerdings ist darauf zu achten, dass bei drehzahlvariablem Betrieb die Harmonischen mit Vielfachen der Grundswingungsfrequenz, namentlich die 5. und 7. Harmonische, nicht den Filter mit dessen Resonanzfrequenz zu Eigenschwingungen mit Verstärkung der harmonischen Amplituden anregen.

## 7 Aufbau des Versuchsstands

Bild 7.1 zeigt den im Maschinensaal des Instituts für Elektrische Energiewandlung (*EW*) aufgebauten Versuchsstand [11]. An diesem Versuchsprüfstand sind die Versuchsmaschinen im Betrieb von  $I_{sd} = 0$  bis Nennlastung (30 kW, 24 000 /min) und im Feldschwächbetrieb mit einem Drehzahlstellbereich von 2 : 1 zu untersuchen. Der linksseitige Synchronmotor kann wahlweise durch einen Umformer mit sinusförmiger Spannung, durch einen Frequenzumrichter mit blockförmiger Ausgangsspannung oder einen weiteren Umrichter mit Pulsweitenmodulation (PWM) der Ausgangsspannung betrieben werden. Als Belastung des Synchronmotors dient eine vierpolige Asynchronmaschine (ASM) mit Kupferkäfigläufer. Ihre Nennleistung ist mit 30 kW an den Synchronmotor angepasst.



- ① Permanentterregte Synchronmaschine mit Wassermantelkühlung (30 kW, 24 000 /min,  $2p = 4$ )
- ② Asynchronmaschine (30 kW, 24 000 /min,  $2p = 4$ )
- ③ Inkrementaler Drehgeber (Die Strichzahl ist jeweils 1024 bei Blockspeisung und 600 bei PWM-Speisung)
- ④ Drehmomentmesswelle
- ⑤ Drehzahlerfassung
- ⑥ Schleifringe zur Läufer temperaturübertragung

**Bild 7.1:** Versuchsprüfstand für 24 000 /min, 30 kW

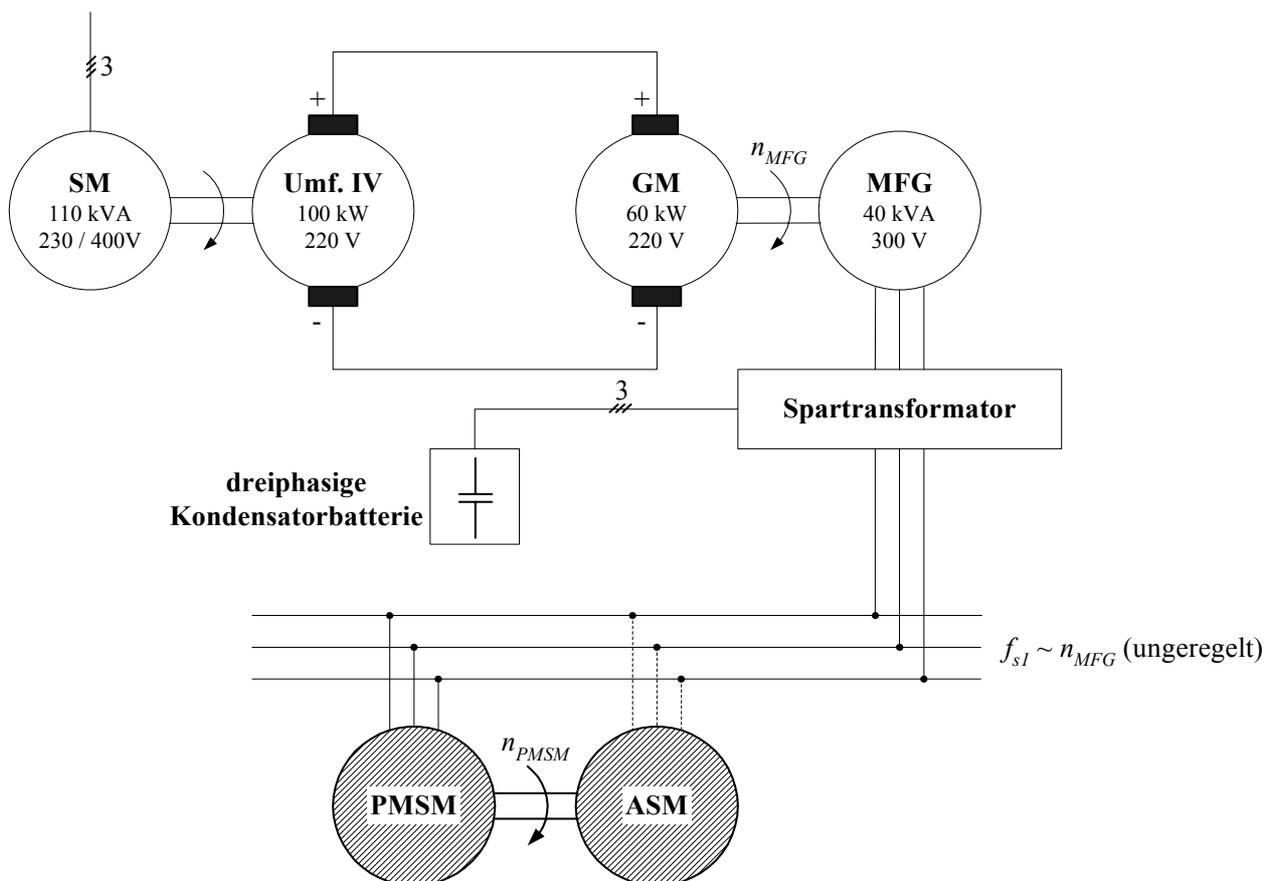
Für eine Drehzahl von 24 000 /min und eine Polzahl  $2p = 4$  muss die Grundschwingungsfrequenz der Umrichter-Ausgangsspannung wie auch des rotierenden Umformers  $f_{s1} = 800$  Hz betragen. Versorgt der Mittelfrequenzgenerator (MFG) die Synchronmaschine mit sinusförmiger Spannung, speist das Block-Umrichtersystem die Asynchronmaschine. Wenn die Synchronmaschine vom Umrichtersystem mit Blockspeisung oder PWM-Speisung betrieben wird, ist die Asynchronmaschine vom Mittelfrequenzgenerator zu versorgen.

## 7.1 Sinusspeisung für permanenterregte Synchron- und Asynchronmaschinen

### 7.1.1 Ursprünglicher Versuchsaufbau

Ein rotierender Mittelfrequenzgenerator (MFG) gehört zu einem vorhandenen Versuchsaufbau für Sinusspeisung [11], der in Bild 7.2 schematisch dargestellt wird. Die Leistungsschild-Daten des Drehstromgenerators sind wie folgendes:

- Scheinleistung: 40 kVA
- Ankerspannung: 300 V (Sternschaltung)
- Ankerstrom: 77 A
- Nenndrehzahl/Maximaldrehzahl: 1 500 / 3 000  $\text{min}^{-1}$
- Erregung: 65 V; 11 A



**Bild 7.2:** Ursprüngliche Sinusspeisung für permanenterregte Synchronmaschinen bzw. Asynchronmaschinen ohne Drehzahlregelung

Bei 3 000 /min erzeugt der 32polige Mittelfrequenzgenerator eine sinusförmige Drehspannung mit einer Frequenz von 800 Hz. Durch Parallelkompensation mit einer dreiphasigen Kondensatorbatterie kann der Generator die Wirkleistung bis zu 40 kW abgeben.

### 7.1.2 Realisierung der Drehzahlregelung für den Mittelfrequenzgenerator

Der vorhandene Versuchsaufbau in Bild 7.2 hatte aber ein Problem, das es zu beseitigen galt. Bei Belastung des Mittelfrequenzgenerators (generatorisch bzw. motorisch) ändert sich die Drehzahl  $n_{\text{MFG}}$  und damit die Frequenz seiner Drehspannung. Um eine gute Bedienbarkeit des Versuchsaufbaus zu ermöglichen, ist eine Drehzahlregelung der den Mittelfrequenzgenerator antreibenden Gleichstrommaschine (GM) mittels eines Tachogenerators aufgebaut worden (Bild 7.3). Einen Überblick des verbesserten Versuchsaufbaus gibt Bild 7.4. Die dreiphasige Kondensatorbatterie wird fallweise benötigt, um den Mittelfrequenzgenerator von der notwendigen Blindleistung zu entlasten.

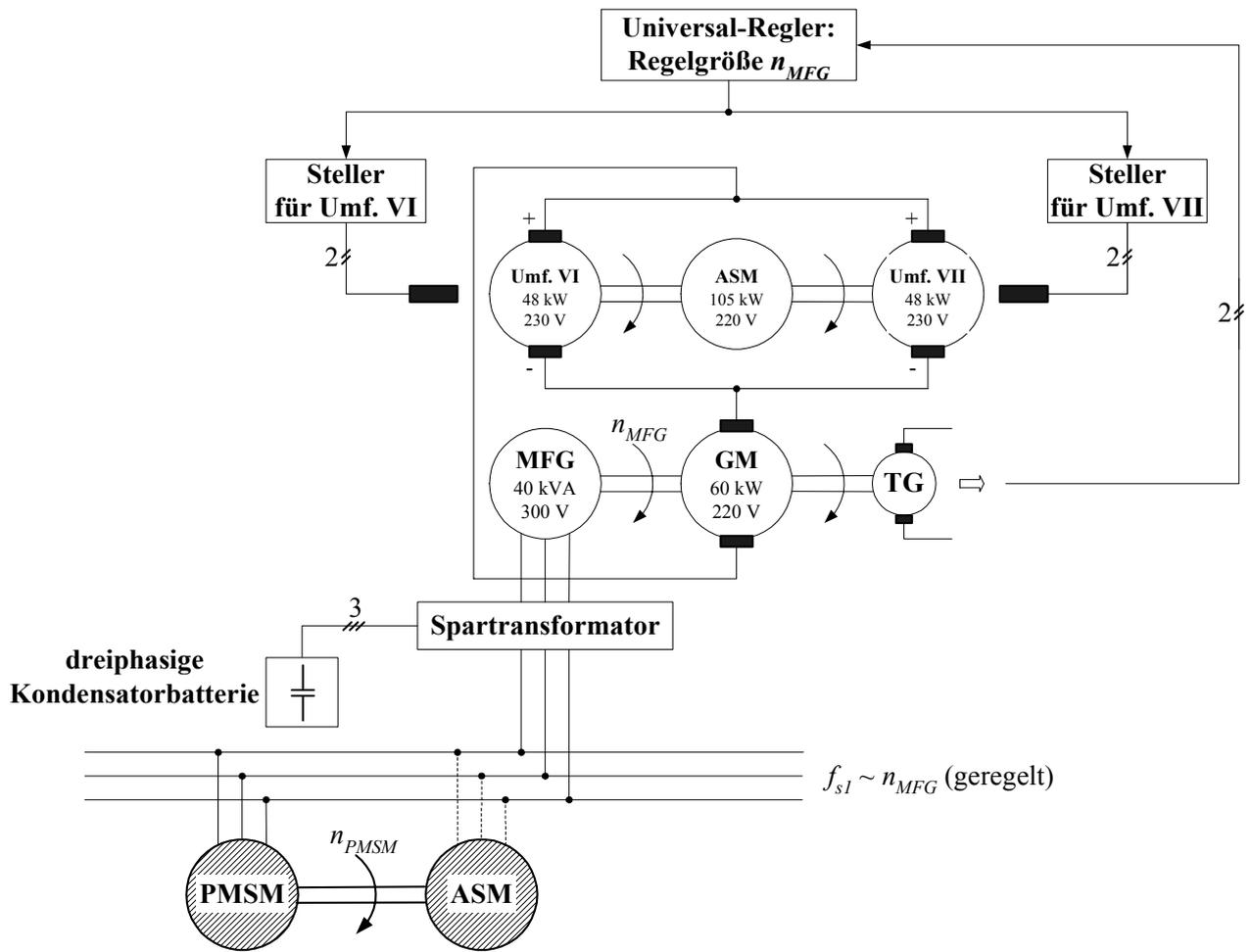
Bild 7.5 zeigt die Wirkungsweise der Drehzahlregelung für den Mittelfrequenzgenerator. Ein Potentiometer liefert den Drehzahl-Sollwert. Der Drehzahl-Istwert wird von einem mit dem Mittelfrequenzgenerator gekuppelten Gleichstrom-Tachogenerator (TG) erhalten. Die Parameter des PID-Reglers auf den Karten 1 und 2 des analogen *EW*-Universalreglers wurden sorgfältig eingestellt, um bei ausreichender Dynamik einen stabilen Betrieb auch bei Feldschwächung des Gleichstrommotors (GM) zu erhalten.



① Mittelfrequenzgenerator (MFG) ② Gleichstrommotor (GM) ③ Tachogenerator (TG)

**Bild 7.3:** Mittelfrequenzgenerator-Gleichstrommotor-Maschinensatz mit angebautem Tachogenerator

- 1) Mittelfrequenzgenerator: 400 kVA; 300 V; 77 A; Maximum-Drehzahl 3 000 /min
- 2) Gleichstrommotor: 60 kW; 220 V; 300 A; Maximum-Drehzahl 3 000 /min
- 3) Tachogenerator: 90 V / 1000 min<sup>-1</sup>; Maximum-Drehzahl 6 000 /min



**Bild 7.4:** Verbesserte Sinuspeisung für permanenterregete Synchronmaschinen bzw. Asynchronmaschinen mit Drehzahlregelung

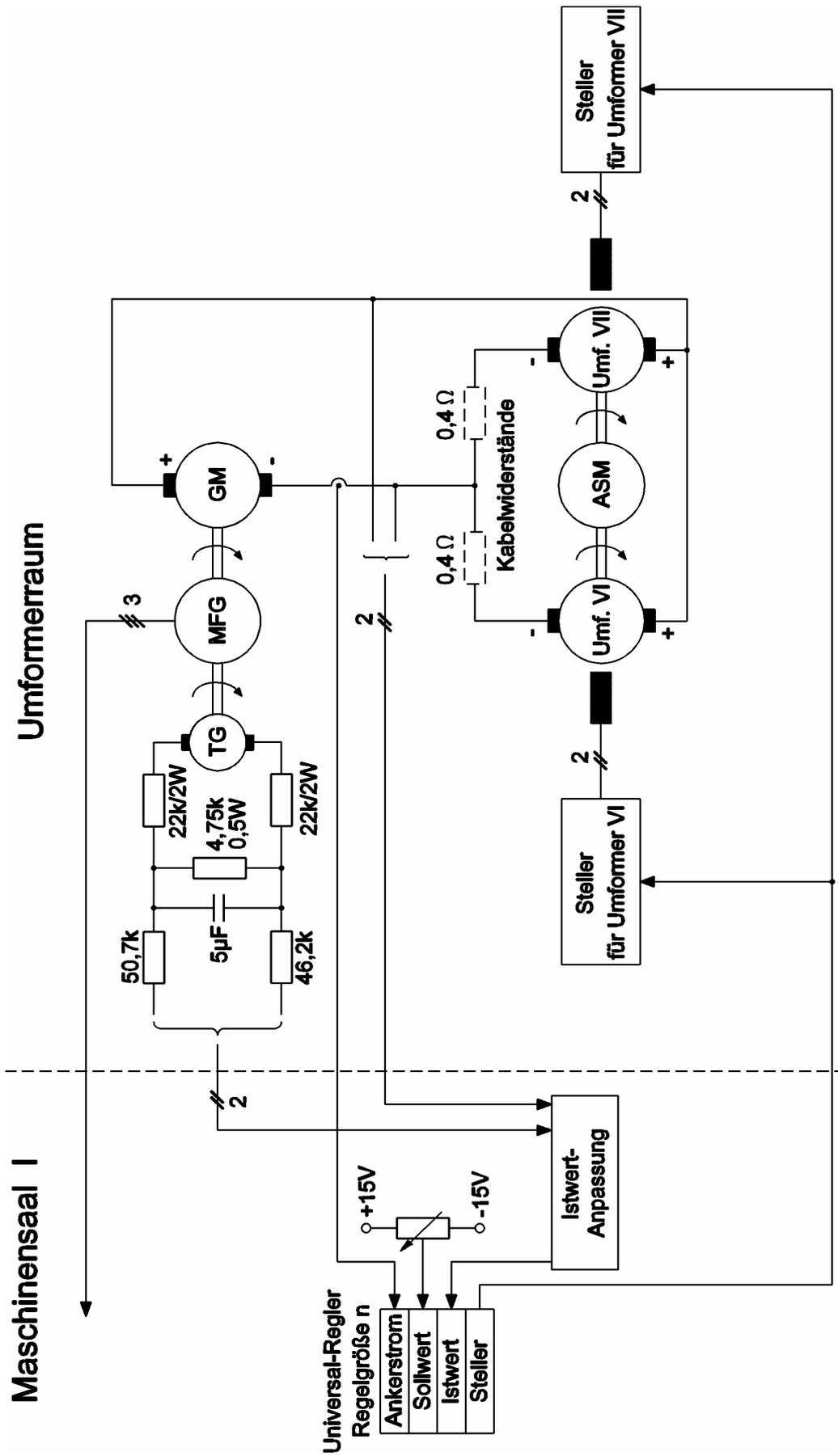


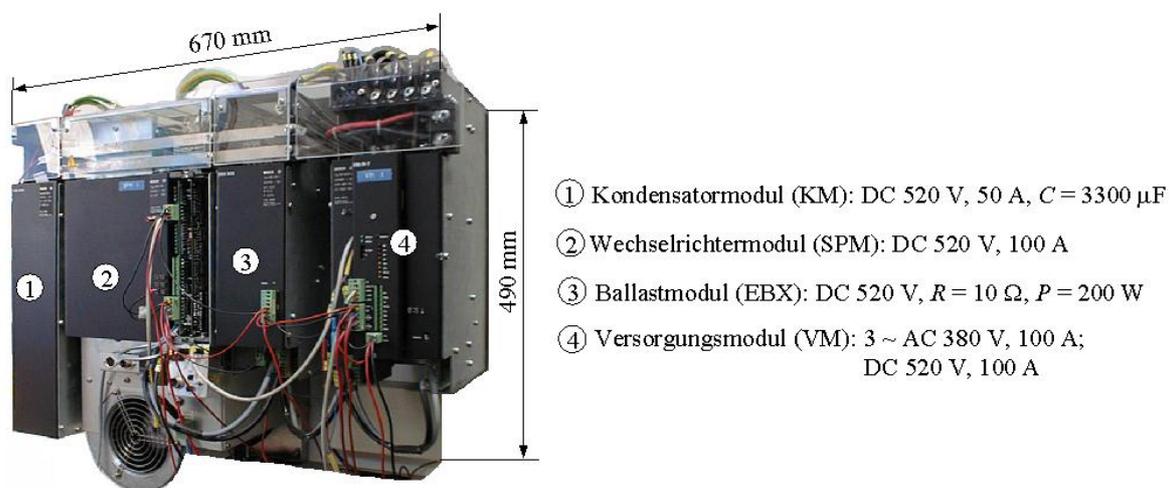
Bild 7.5: Drehzahlregelung für den Mittelfrequenzgenerator

**Fazit:**

Ein vorhandener Prüfstand für hochtourige Motoren bis 24 000 /min, 30 kW wurde so modifiziert, dass eine Vergleichsmessung mit Sinusspannungen mit belastungsunabhängiger Frequenz bis 800 Hz möglich ist. Es wurde dazu eine Drehzahlregelung für den speisenden, rotierenden Sinusumformer eingebaut.

## 7.2 Umrichterspeisung mit Blocktaktung für Asynchronmaschinen

### 7.2.1 Bosch-Umrichtersystem



**Bild 7.6:** Bosch-Umrichtersystem (Kondensatormodul KM 3300-T; Spindelmodul SPM 100-T; Externes Ballastmodul EBX 200-T; Versorgungsmodul VM 100/R-TA)

Die Speisung mit Blocktaktung der Asynchron- und Synchronmaschinen wurde von einem umgebauten Umrichtersystem *Servodyn-T* bei Firma *Bosch* realisiert [39]. Das ursprüngliche Umrichtersystem in Bild 7.6 besteht aus einzelnen Modulen. Der Nennzwischenkreisstrom  $I_d$  beträgt 100 A. In der serienmäßigen Ausführung wird die Zwischenkreisspannung  $U_d$  durch die Spannung des versorgenden Drehstromnetzes  $U_{\text{Netz}}$  bestimmt. Bei  $U_{\text{Netz}} = 400 \text{ V}$  ergibt sich für die Zwischenkreisspannung der Nennwert  $U_d = 560 \text{ V}$ . Problemlos zulässig ist eine Veränderung der Zwischenkreisspannung in den Grenzen  $460 \text{ V} \leq U_d \leq 700 \text{ V}$  durch eine Veränderung der Netzspannung  $325 \text{ V} \leq U_{\text{Netz}} \leq 500 \text{ V}$ . Die vom Hersteller vorgesehene Betriebsart des Umrichters ist die Pulsweitenmodulation (PWM) der Umrichter-Ausgangsspannung, so dass auch bei fester Zwischenkreisspannung in den oben angegebenen Grenzen ein Betrieb der angeschlossenen Drehfeldmaschine mit beliebig kleiner Drehzahl und damit auch entsprechend kleiner Grundschiebungsfrequenz möglich ist. Die höchste serienmäßig vorgesehene Ausgangs-Grundschiebungsfrequenz des Umrichters ist  $f_{1\text{max}} = 300 \text{ Hz}$ . Auch bei Betrieb mit dieser höchsten Grundschiebungsfrequenz arbeitet der Umrichter in der serienmäßigen Ausführung mit PWM, wobei die Pulsfrequenz  $f_T = 5 \text{ kHz}$  wie im ganzen Betriebsbereich beibehalten wird.

### 7.2.2 Ursprünglicher Versuchsaufbau

Da ein Versuchsbetrieb mit  $f_1 \leq 300$  Hz nicht vorgesehen war, wurde beim vorhandenen Transistor-Pulswechselrichter für Asynchron-Spindelmotoren auf den PWM-Betrieb vollständig verzichtet. Für die Steuerung der Asynchronmaschine ist nur der Blockbetrieb vorgesehen. Andererseits sollte die Flussverkettung in den Drehfeld-Versuchsmaschinen bei unterschiedlichen Grundschwingungsfrequenzen auf einfache Weise in weiten Grenzen eingestellt werden. Hierzu wurde eine Veränderung der Zwischenkreisspannung  $20 \text{ V} \leq U_d \leq 500 \text{ V}$  versuchstechnisch vorgesehen. Um sowohl die Rückspeisefähigkeit des Antriebssystems zu erhalten als auch Probleme mit einer welligen Zwischenkreisspannung zu vermeiden, wurde eine externe Speisung des Umrichter-Zwischenkreises über einen rotierenden Maschinensatz gewählt – Umformer XIII und XIV in Bild 7.7. Dieser hält mittels geregelter Gleichstrom-Feldsteller seine Ankerspannung  $U_a = U_d$  auf einem beliebig einstellbaren Wert  $0 \text{ V} \leq U_d \leq 500 \text{ V}$  konstant. Die notwendigen Schaltungsaufbauten für die Umformerspeisung des Zwischenkreises und die extra entwickelte Steuerung zum Blockbetrieb von Asynchronmaschinen waren zu Beginn der vorliegenden Arbeit bereits vorhanden (Bild 7.7). Auch die nötigen Modifikationen des Umrichterschutzes und die Versorgung des Wechselrichters mit den erforderlichen Hilfsspannungen aus dem nur noch zu diesem Zweck benutzten *Bosch*-Versorgungsmodul (VM) war betriebsbereit [11]. Allerdings wurde die analoge Ankerspannungsregelung des rotierenden Umformers neu eingestellt, um den erforderlichen Zwischenkreisstrom  $I_d = 120 \text{ A}$  im Kurzzeitbetrieb zu ermöglichen.

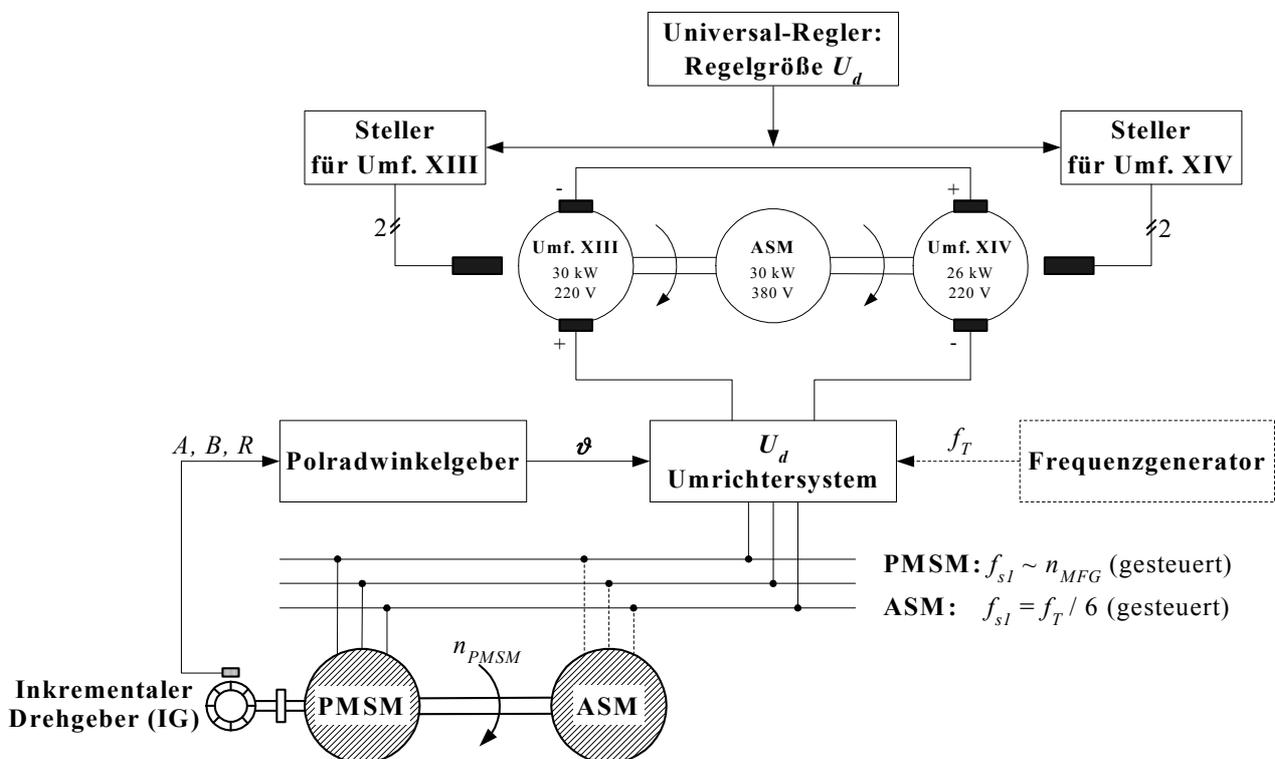
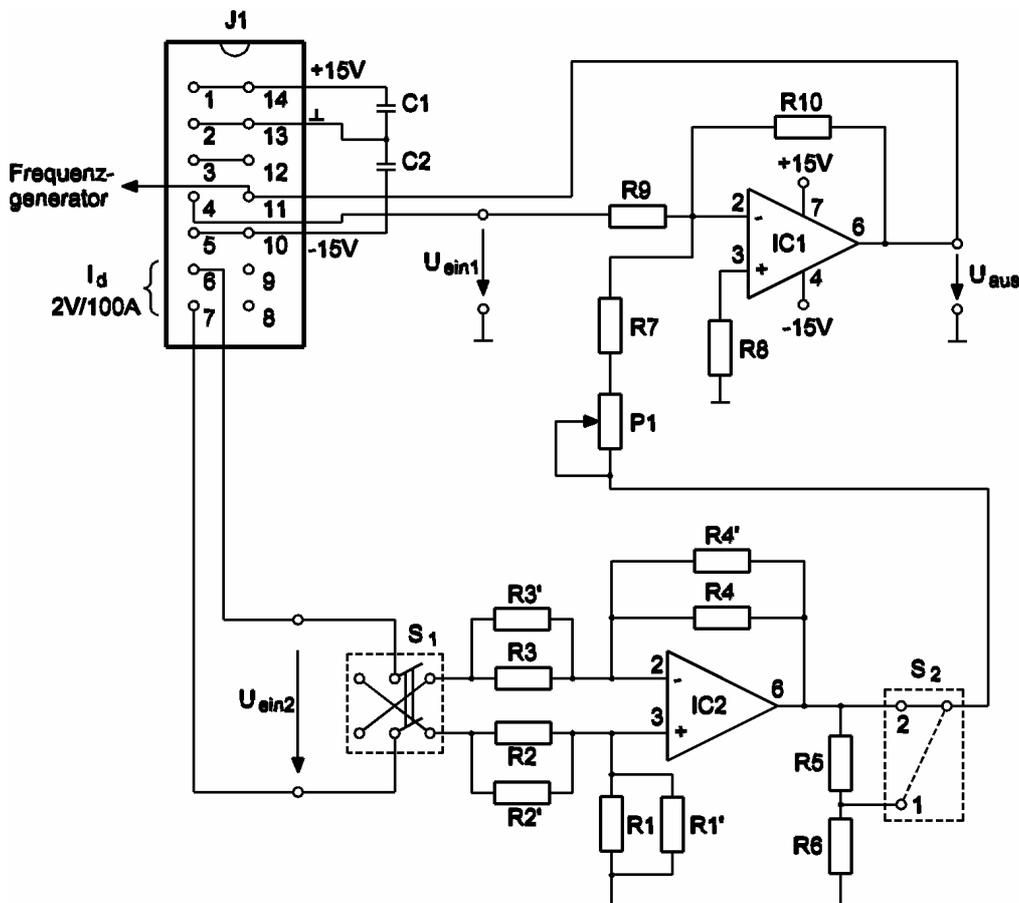


Bild 7.7: Ursprüngliche Blockspeisung für Asynchron- bzw. permanentenerregte Synchronmaschinen

### 7.2.3 Feineinstellung der Umrichter-Ausgangsfrequenz bei Belastung

Wird die permanenterregte Synchronmaschine aus dem frequenzgeregelten Mittelfrequenzgenerator betrieben, soll die Asynchronmaschine am *Bosch*-Umrichter versorgt werden. Da die natürliche Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie der Asynchronmaschine bei nicht lastabhängiger, hoher Speisefrequenz des Umrichters sehr hart ist, muss eine künstliche Lastabhängigkeit der Umrichterfrequenz realisiert werden („Elektronische Kompoundierung“). Nur dadurch wird es möglich, stabile Arbeitspunkte der Versuchsmaschinen an beidseitig geregelter Speisefrequenz einzustellen.



**Bild 7.8:** Schaltplan für die Feineinstellung der Taktfrequenz des *Bosch*-Umrichters (Pin 1-5 des Steckers J1 sind mit dem Zehngang-Sollwertgeber der Originalplatine verbunden und Pin 10-14 an die 5polige DIN-Steckbuchse des Zehngang-Sollwertgebers angeschlossen.)

Für die Speisung einer Asynchronmaschine wird dem Umrichter eine Taktfrequenz  $f_T$  von einem externen Frequenzgenerator zugeführt. Diese Taktfrequenz ist stets um den Faktor 6 größer als die Grundfrequenz  $f_1$  der Umrichter-Ausgangsfrequenz:

$$f_T = 6 \cdot f_1 \quad (7.1)$$

Mit einem externen Zehngang-Potentiometer ist die Taktfrequenz über den  $U/f$ -Steuereingang des Frequenzgenerators einzustellen. Wegen der sehr „steifen“ Drehmoment-Schlupf-Kennlinie der Asynchronmaschine im Bereich  $f_1 \approx 800$  Hz war es praktisch unmöglich, über die Umrichter Ausgangsfrequenz das Belastungsdrehmoment der permanenten Versuchsmaschine definiert einzustellen. Daher wurde über eine analoge Zusatzelektronik am Zehngang-Potentiometer eine künstliche Neigung der Drehmoment-Schlupf-Kennlinie realisiert (Bild 7.8). Prinzip ist die Addition einer dem Zwischenkreisstrom proportionalen Analoggröße zum Potentiometer-Ausgangssignal. Zur Erleichterung der Inbetriebnahme ist das Vorzeichen des zu addierenden Zusatzsignals mit dem Schiebeschalter  $S_1$  wählbar. Der Proportionalitätsfaktor von Zusatzsignal zu Zwischenkreisstrom wird grob durch den Schalter  $S_2$  und fein durch das Potentiometer P1 eingestellt. Im Versuchsbetrieb war der Schalter  $S_2$  in Stellung 1 und das Potentiometer P1 ungefähr in Mittelstellung.

### 7.2.4 Elektronischer Überdrehmomentschutz

Wegen der geringen Überlastfähigkeit der Drehmomentmesswelle ( $M_{\maxzul} \leq 1,5 \cdot M_{WN} = 1,5 \cdot 20 \text{ Nm} = 30 \text{ Nm}$ ) war eine schnelle Abschaltung der Versuchs- und Belastungsmaschine zu realisieren. Nur so konnte ausgeschlossen werden, dass durch Drehmomentpulsationen der Asynchronmaschine bei kleinen Ständerfrequenzen  $f_{s1}$  oder durch Torsionsschwingungen nach Kippvorgängen des Synchronmotors die Drehmomentmesswelle zerstört wird.

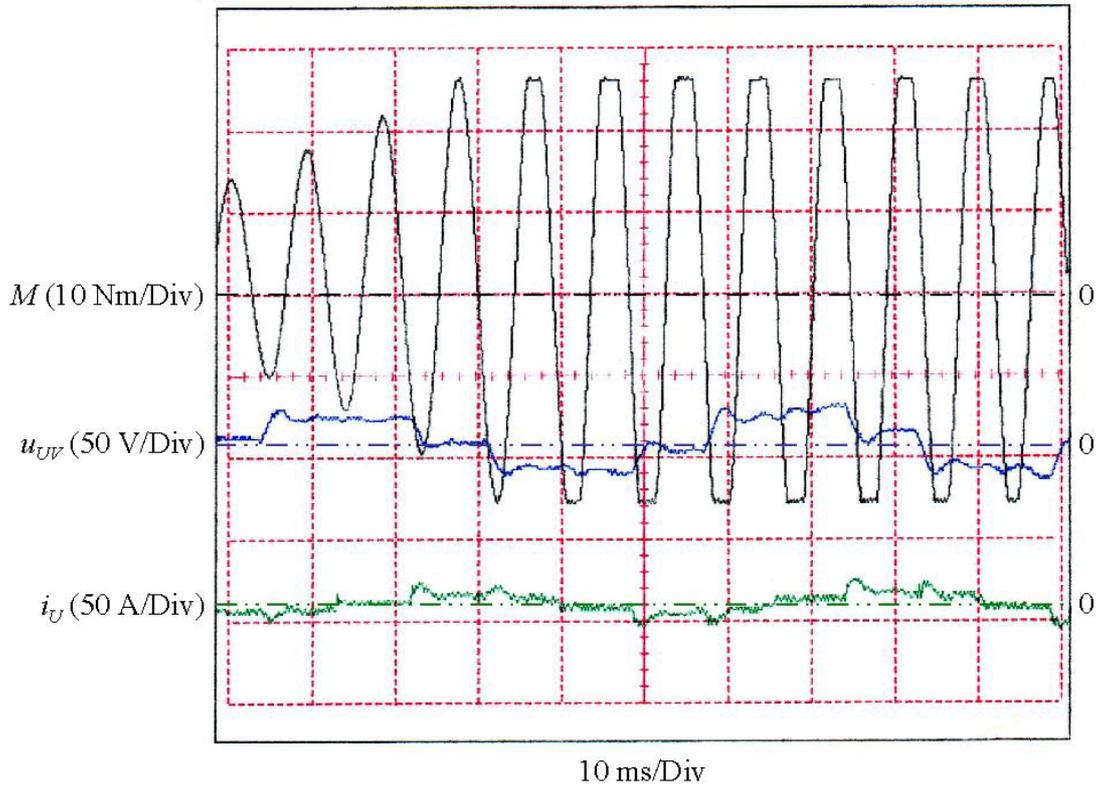
Das Oszillogramm in Bild 7.9a gibt den Hochlauf des Maschinensatzes (ASM + PMSM) wieder, wobei die Asynchronmaschine vom *Bosch*-Umrichter mit Blockspannung betrieben wurde. Der Verlauf des Drehmoments  $M$  in der Messwelle (oberes Liniendiagramm) zeigt ein resonanzartiges Aufschwingen der Amplituden bei einer Frequenz von ca. 110 Hz, bis bei ca. 114 Hz die Aufzeichnung durch die Folge-Elektronik der Drehmomentmesswelle auf  $\hat{M} \approx 26 \text{ Nm}$  begrenzt wird. Aus der Kurvenform kann auf tatsächliche Amplituden  $\hat{M} > 30 \text{ Nm}$  geschlossen werden. Die beobachtete Frequenz 114 Hz ist die Torsionseigenfrequenz  $f_{\text{tor}}$  des Zweimassen-Drehschwingers, der durch die Läufer beider Maschinen und der Drehmomentmesswelle als Koppeldrehfeder gebildet wird. Dieser Drehschwinger wird vom Luftspaltmoment der Asynchronmaschine angeregt. Die Blockspeisung hat in der linken Hälfte des Oszillogramms eine Grundschwingungsfrequenz von  $f_1 \approx 17 \text{ Hz}$ , die sich bis zum Ende des Oszillogramms auf ca. 20 Hz erhöht. Im Luftspalt wird bei Blockspeisung ein Pulsationsmoment von sechsfacher Grundschwingungsfrequenz erzeugt. Somit wird die im zweiten Drittel des oszillografierten Zeitabschnitts abzählbare Grundschwingungsfrequenz von  $f_1 = 19 \text{ Hz}$  die Torsionseigenfrequenz von  $6 \cdot 19 \text{ Hz} = 114 \text{ Hz}$  des Maschinensatzes anregen.

Das Anwachsen der Frequenz wird von der oben beschriebenen „Elektronischen Compoundierung“ (Abschnitt 7.2.3) verursacht, die zu Beginn des Anlaufs die Umrichter-Taktfrequenz zunächst unter den am digitalen Frequenzgenerator eingestellten minimalen Wert (im vorliegenden Fall

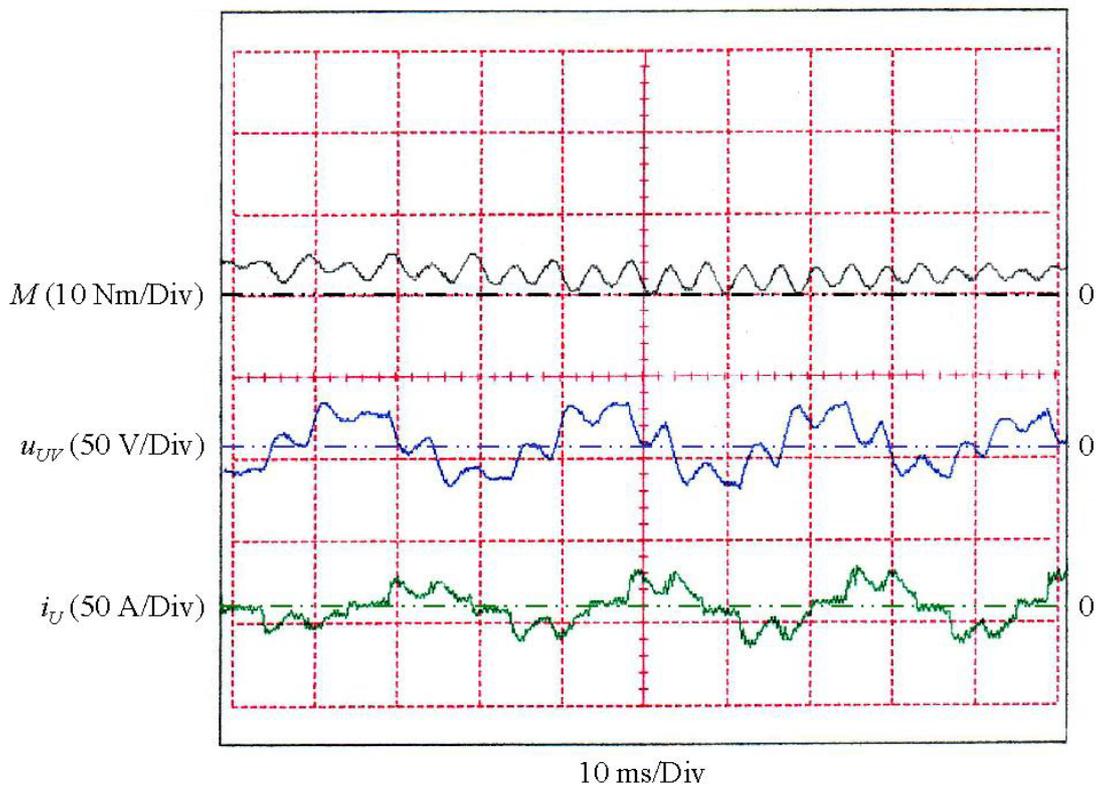
$f_{T,soll} = 200$  Hz) auf  $f_{T,ist} = \text{ca. } 100$  Hz vermindert, um sie erst bei kleiner werdendem Zwischenkreisstrom auf den Leerlaufwert  $f_{T,ist} = f_{T,soll} = 200$  Hz anwachsen zu lassen.

Die Überlastung der Drehmomentmesswelle konnte durch Einstellung einer höheren minimalen Umrichter-Taktfrequenz  $f_{T,soll} = 300$  Hz (Leerlaufwert) statt 200 Hz vermieden werden. Die aufgrund der Kompoundierung sich einstellende verringerte Taktfrequenz beim Anlauf beträgt ca. 200 Hz und liegt damit über der Torsionseigenfrequenz 114 Hz. Bild 7.9b zeigt den beobachteten Größtwert  $\hat{M} = 2$  Nm bei einer Grundschwingungsfrequenz  $f_1 = 33$  Hz der Blockspeisung. Die Frequenz der Drehmomentpulsationen beträgt entsprechend 200 Hz und liegt damit bei fast dem doppelten Wert der Torsionseigenfrequenz des Maschinensatzes.

Es wurde weiter untersucht, ob beim Kippen der Synchronmaschine ebenfalls unzulässig hohe Drehmomente auftreten, die die Messwelle beschädigen können. Bild 7.10a zeigt einen Kippvorgang des Synchronmotors bei Speisung durch den Mittelfrequenzgenerator bei niedriger Drehzahl und Belastung durch die Asynchronmaschine (ASM) als Generator am Blockspannungs-Umrichter (Fa. *Bosch*). Es wurde die Taktfrequenz des Umrichters und damit die Synchrondrehzahl der Asynchronmaschine abgesenkt. Durch den vergrößerten Schlupf und das erhöhte ASM-Lastmoment kippte die permanenterregte Synchronmaschine. Beim Kippen schaltete sich der Umrichter ab (Störungsmeldung) und der Maschinensatz blieb stehen. Auf die permanenterregte Synchronmaschine wirkt wegen des weiterhin wirksamen Ständerdrehfelds des speisenden Mittelfrequenzgenerators ein Wechselmoment mit Mittelfrequenzgenerator-Speisefrequenz  $f_1$  (Bild 7.10a), die im Versuch etwa 21 Hz beträgt. Die Wechselmomentamplitude ist mit  $\hat{M} = 8$  Nm ausreichend klein. Während etwa 15 s findet offenbar eine Frequenzdrift des Mittelfrequenzgenerators statt, so dass es zu einer Torsionsresonanz kommt mit entsprechender Momentenerhöhung. Das über einen längeren Zeitraum mit einem Schreiber aufgenommene Oszillogramm in Bild 7.10b kann zwar wegen einer zu geringen Abtastfrequenz den Zeitverlauf des Drehmoments nicht exakt wiedergeben, zeigt jedoch ungefähr 20 s nach Kippen der Synchronmaschine ein Anwachsen der Drehmomentamplituden auf  $\hat{M} > 26$  Nm, also bis zur Messwertbegrenzung. Diese Momentenamplitude ist für die Messwelle zu hoch. Daher wurde die im folgenden beschriebene Überdrehmomentschutzschaltung entworfen, die bei zu hohen Drehmomenten den Mittelfrequenzgenerator abschaltet.

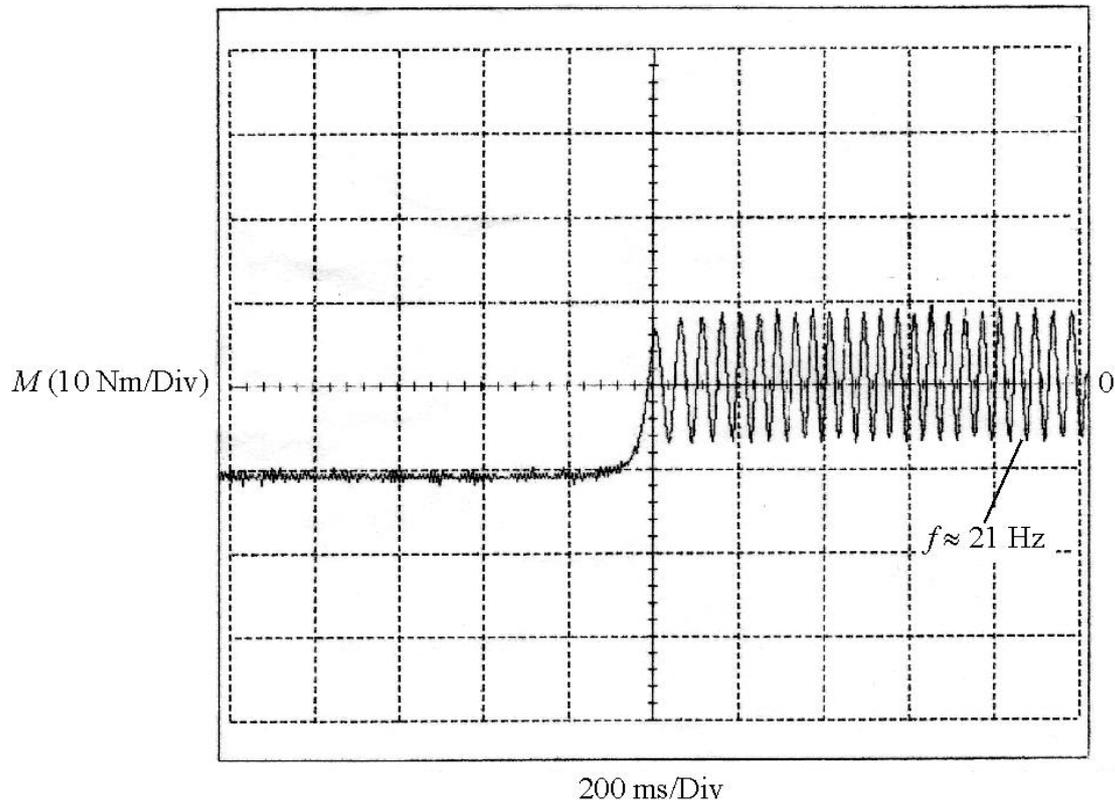


a)  $U_d = 15 \text{ V}$ ;  $f_{T,\text{soll}} = 200 \text{ Hz}$ ;  $f_{T,\text{ist}} = 114 \text{ Hz}$ ;  $f_{\text{tor}} \approx 114 \text{ Hz}$  (Torsionsresonanz)

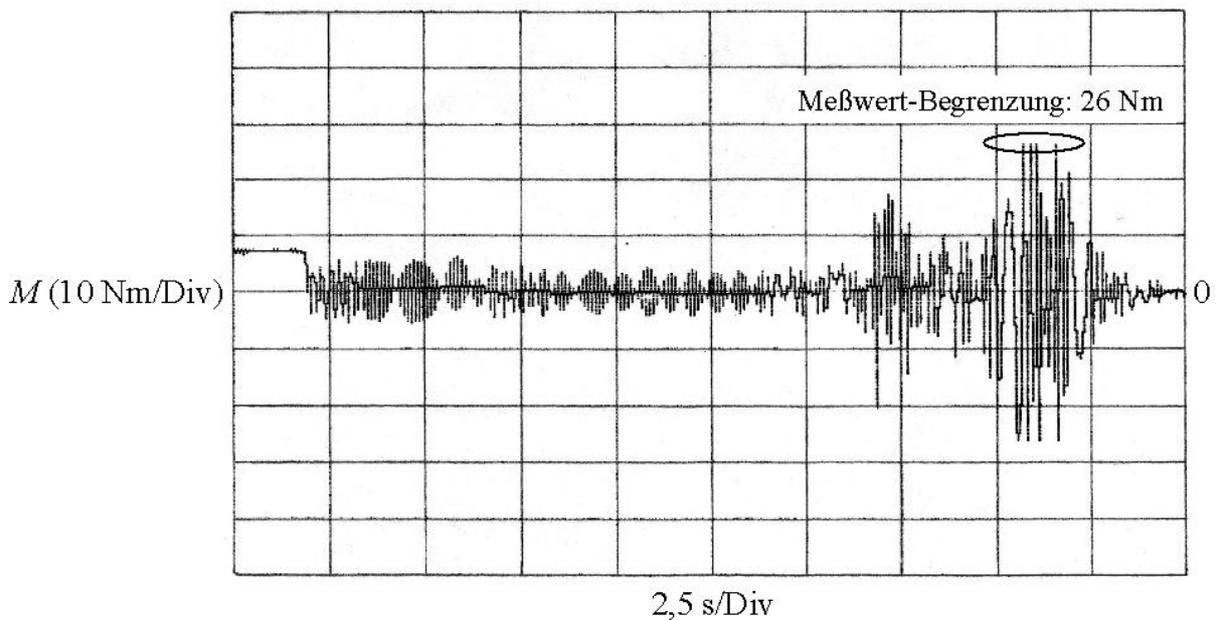


b)  $U_d = 20 \text{ V}$ ;  $f_{T,\text{soll}} = 300 \text{ Hz}$ ;  $f_{T,\text{ist}} \approx 200 \text{ Hz}$ ; keine Torsionsresonanz

Bild 7.9: Anfahren der Asynchronmaschine am Umrichter mit Blocktaktung



- a) Anfang des Kippvorgangs aus einer Synchrodrehzahl 630 /min (nach dem Kippen  $n = 0$ ; Motor steht still.)



- b) Verlauf des Kippvorgangs (Torsionsresonanz aufgrund einer Frequenzdrift)

Bild 7.10: Kippvorgang des Synchronmotors ohne Überdrehmoment-Schutzschaltung

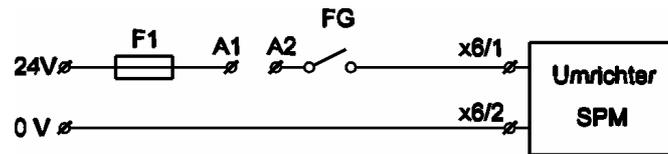
Wird die Drehmomentmesswelle zwischen ASM und PMSM über 150 % des Nennmoments  $M_{WN} = 20 \text{ Nm}$  oder dynamisch (Spitze-Spitze) über 70 % des Nenndrehmoments belastet, kann sie beschädigt werden. Drehmomente größer als 60 Nm können zum Bruch der Messwelle führen. Nachdem die Messwelle durch diesen Effekt beschädigt wurde, musste sie repariert werden. Um diese Gefahren künftig auszuschließen oder wenigstens zu vermindern, wurde eine elektronische Überdrehmoment-Schutzschaltung gebaut. Die Schaltung ist in Bild 7.11 dargestellt.

Als Eingangssignal der Überdrehmomentschutzschaltung dient das Ausgangssignal des zur Drehmomentmesswelle gehörenden Messverstärkers. Überwacht wird sowohl das Ausgangssignal selbst (Proportionalkanal I) als auch seine zeitliche Änderung (Differenzierkanal II). Der Differenzierkanal II ist unbedingt notwendig, um trotz der verzögerten Abschaltung der vom Mittelfrequenzgenerator (MFG) gespeisten Maschine über einen mechanischen Leistungsschalter HS3 (MFG-Hauptschalter in Bild 7.12b) noch rechtzeitig zu reagieren. Aber auch die Sperrung des Umrichters über sein Freigabesignal soll bei Fehlzündungen möglichst früh wirksam werden, um schon vor Erreichen des stationär zulässigen Grenzwertes den Drehmoment-Anstieg zu erfassen. Das mechanische System (Versuchsmaschinensatz und Drehmomentmesswelle) hat eine Torsionseigenfrequenz von ca. 114 Hz. Damit hat man weniger als eine Viertelperiode von 2,5 ms Zeit, um das Drehmoment durch Sperrung des Umrichters abzuschalten. Auch muss man rechtzeitig vor einem resonanzartigen Aufschwingen des Drehmoments nach dem Kippen der aus dem Mittelfrequenzgenerator gespeisten Synchronmaschine diesen über die Unterspannungs-Auslösung des zugeordneten MFG-Hauptschalters abschalten.

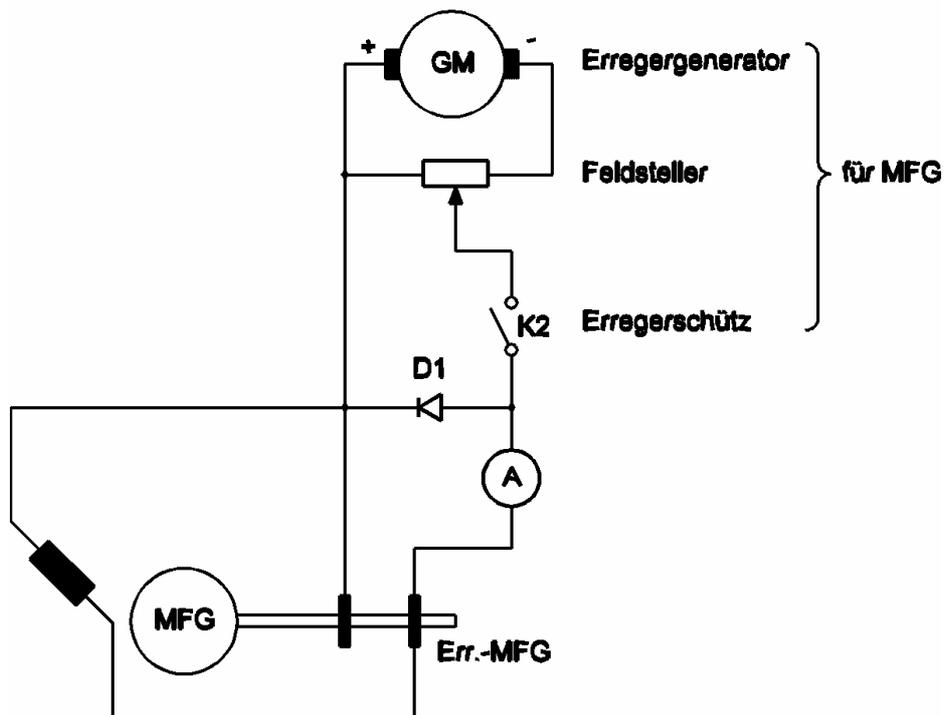
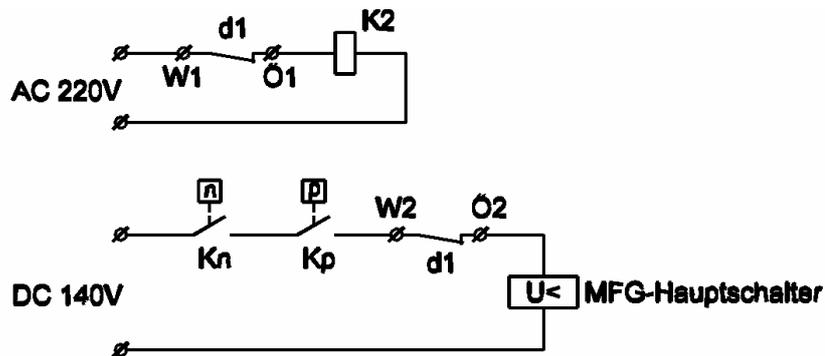
Im ungestörten Betrieb ist Punkt A1 mit Punkt A2 verbunden, womit der Umrichter das Freigabesignal erhält (Bild 7.12a). Dann hat auch die Betätigungsspule des Relais d1 keine Spannung. So erhält die Auslösespule des MFG-Hauptschalters noch die notwendige Hilfsspannung ebenso wie die Bestätigungsspule des MFG-Erregerschützes K2 (Bild 7.12b). Dann spricht Schütz K2 an, und der Mittelfrequenzgenerator kann die geforderte Maschine versorgen.

Sobald das Drehmoment mehr als 25 Nm erreicht oder zu schnell steigt, wird der Umrichter über die Wegnahme des Freigabe-Signals gesperrt. Mit geringer Verzögerung ( $\approx 2 \text{ ms}$ ) spricht das Relais d1 an, und der Hauptschalter HS3 zwischen Mittelfrequenzgenerator und der Maschine wird geöffnet sowie die mit dem Mittelfrequenzgenerator parallel angeschlossene Kondensatorbatterie abgeschaltet. Auch das Erregerschütz K2 für den Mittelfrequenzgenerator fällt ab. Deshalb werden sowohl die Asynchronmaschine als auch die Synchronmaschine in kurzer Zeit abgeschaltet.





- a) Überdrehmomentschutz für die vom Block-Umrichter versorgte Asynchron- und Synchronmaschine (Klemmen A1, A2: s. Schaltung in Bild 7.11)



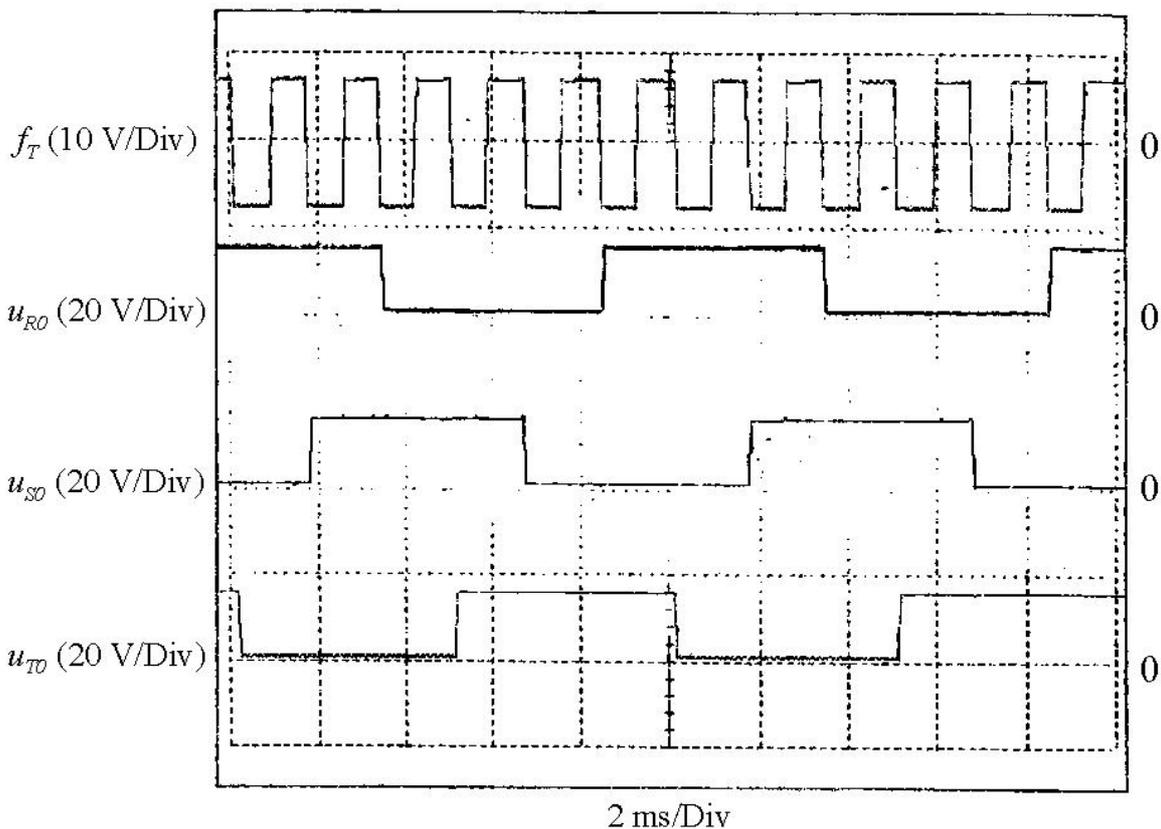
- b) Überdrehmomentschutz für die vom Mittelfrequenzgenerator versorgte Asynchron- und Synchronmaschine (Klemmen W1, Ö1, W2, Ö2: s. Schaltung in Bild 7.11)

Bild 7.12: Überdrehmomentschutzschaltung

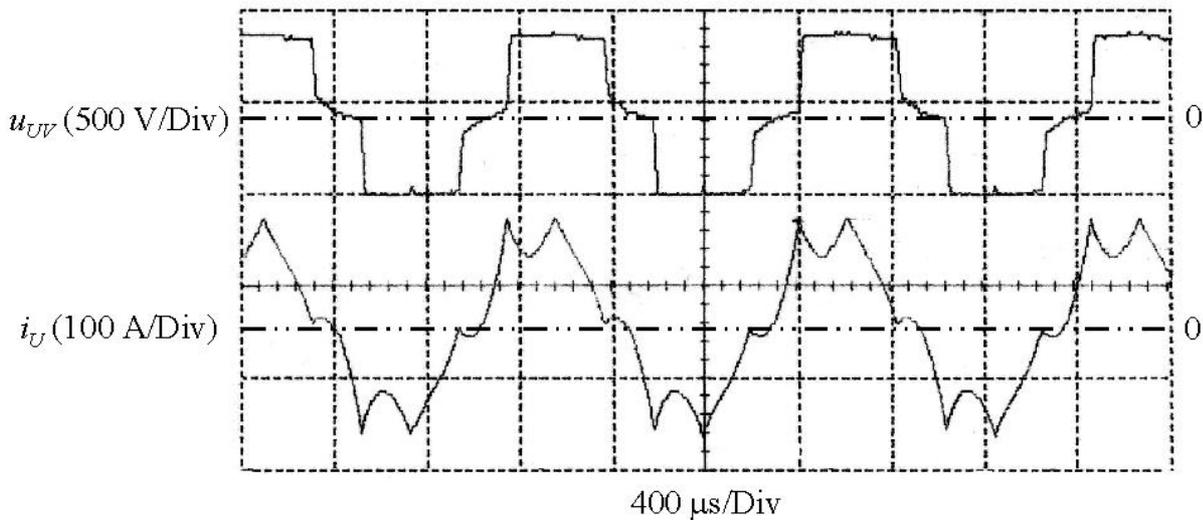
### 7.2.5 Inbetriebnahme des Umrichters zur Speisung der Asynchronmaschine

Die Asynchronmaschine soll vom umgebauten *Bosch*-Umrichter bei einer Zwischenkreisspannung  $U_d = 20\text{ V}$  und einer Taktfrequenz  $f_T = 300\text{ Hz}$  angefahren werden (Bild 7.9b). Ein Anfahren mit einer kleineren Zwischenkreisspannung und Taktfrequenz kann zu länger dauernden Drehmoment-Anregungen des Zweimassen-Drehschwingers in seiner Torsionseigenfrequenz von  $114\text{ Hz}$  und somit zu einer gefährlichen Überlastung der Drehmomentmesswelle führen (Bild 7.9a).

Die aus der Taktfrequenz erzeugte dreiphasige Basissteuerspannung für die Leistungstransistoren des Wechselrichters in Drehstrombrückenschaltung ist in Bild 7.13 für  $f_T = 600\text{ Hz}$  dargestellt. Ausgangsspannung und -strom des Umrichters für die Speisung der Aynchronmaschine ist in Bild 7.14 zu sehen. Die Amplitude der Ausgangsspannung ist der Wert der Zwischenkreisspannung und die Frequenz ihrer Grundschiwingung ist ein Sechstel der vorgegebenen Taktfrequenz  $f_1 = f_T/6$ .



**Bild 7.13:** Taktsignal mit Taktfrequenz  $f_T$  und daraus erzeugte Basissteuerspannungen  $u_{R0}$ ,  $u_{S0}$ ,  $u_{T0}$  für die Leistungstransistoren des Wechselrichters ( $f_T = 600\text{ Hz}$ ,  $f_1 = 100\text{ Hz}$ )



**Bild 7.14:** Verkettete Spannung  $u_{UV}$  und Ständerstrom  $i_U$  der Aynchronmaschine am Block-Umrichter bei  $M = 12$  Nm und  $n = 24\,000$  /min,  $f_i = 800$  Hz

**Fazit:**

Ein vorhandenes Umrichtersystem von Fa. *Bosch*, das für Blocktaktung mit variabler Zwischenkreisspannung umgebaut worden war, wurde ertüchtigt, um als Spannungsversorgung für eine Hochdrehzahl-Asynchronmaschine zu dienen. Da sowohl die belastende Asynchronmaschine als auch die zu prüfende Synchronmaschine an frequenzgeregelten Speisequellen betrieben werden, muss der Schlupf der Asynchronmaschine die Istwert-Differenz der beiden Frequenzen ausgleichen. Da dann die natürliche  $M$ - $n$ -Kennlinie der Asynchronmaschine nicht ausreicht, musste eine lastabhängige Frequenzabsenkung des *Bosch*-Umrichtersystems realisiert werden. Diese starke Absenkung der Taktfrequenz (= sechsfache Grundfrequenz) beim Anfahren des Maschinensatzes von 200 Hz (Leerlauf) auf 100 Hz (Last) bewirkte ein Anregen der Torsionseigenfrequenz von 114 Hz mit einer resonanzartigen Drehmomentüberhöhung, die zur Beschädigung der Momentenmesswelle führte. Durch Anheben der minimalen Taktfrequenz auf 300 Hz (Leerlauf) bzw. 150 Hz (Last) wird diese Resonanz vermieden.

Eine zusätzliche elektronische Schutzschaltung für die Drehmoment-Messwelle wurde anschließend installiert, die bei Erreichen eines Schwellwerts des Drehmomentsignals die Umrichterfreigabe sperrt und den rotierenden Umformer vom Prüfling trennt.

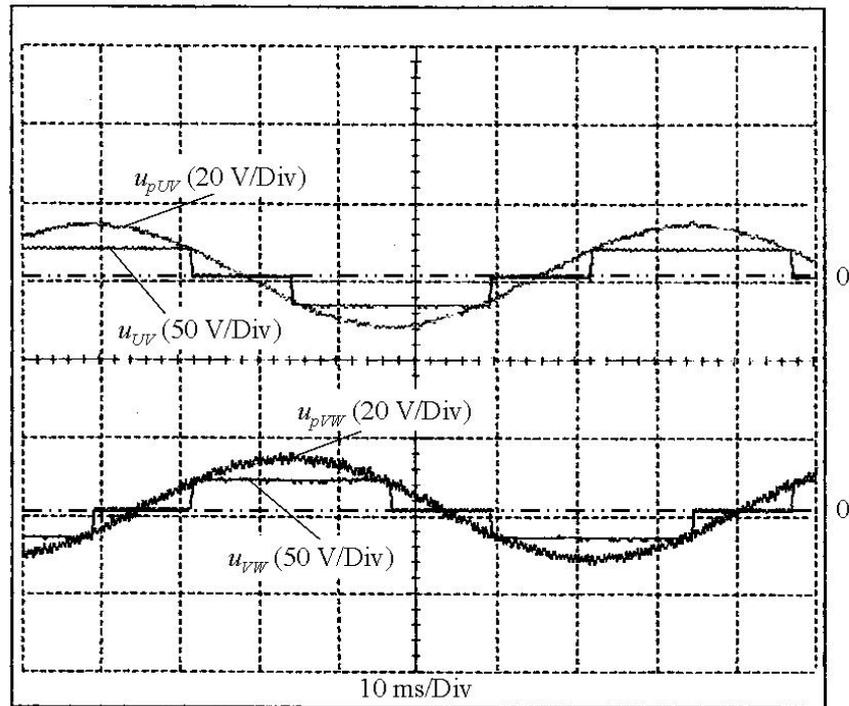
## 7.3 Umrichterspeisung mit Blocktaktung für permanenterregte Synchronmaschinen

### 7.3.1 Ursprünglicher Versuchsaufbau

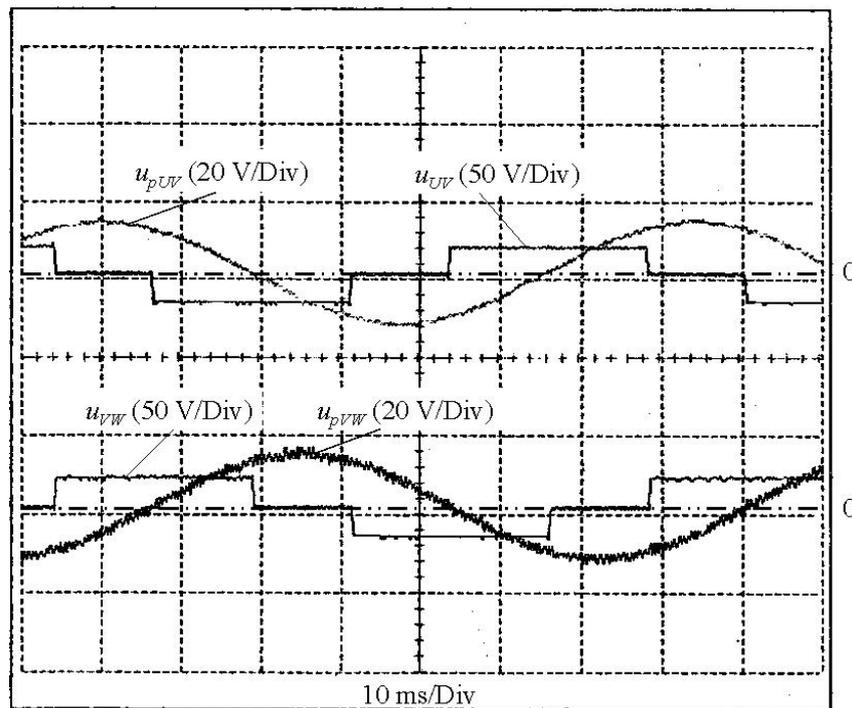
Neben der Speisung von Asynchronmaschinen wurde das modulare *Bosch*-Umrichtersystem weiter so modifiziert, dass damit auch eine vierpolige, permanenterregte Synchronmaschine im Blockbetrieb mit einer Drehzahl bis zu 24 000 /min betrieben werden kann (Bild 7.7). Dazu wurden die Leitzustände des Wechselrichters in Abhängigkeit von der Polradlage der Synchronmaschine erzeugt und in geeigneter Weise in die originale Steuerelektronik eingespeist. Der Polradwinkel  $\vartheta$  ist mittels eines HEX-Schalters auf einem vom Institut aufgebauten Polradwinkelgeber manuell lastabhängig vorzugeben, der die Inkrementalgeber-Ausgangssignale (zwei Feinspursignale A, B und Nullimpuls R) empfängt und auswertet.

### 7.3.2 Inbetriebnahme des Umrichters zur Speisung der Synchronmaschine

Die Zwischenkreisspannung des Umrichters bestimmt bei Blockspeisung des permanenterregten Synchronmotors die Amplitude der Ausgangsspannung. Der Phasenwinkel zwischen der Grundschwingung der Umrichterausgangsspannung und der Polradspannung der über die Asynchronmaschine fremd angetriebenen Synchronmaschine kann über den Polradlage-Impulsgeber und eine digitale Einstellung am Polradlageregler beliebig von Hand vorgegeben werden (Bild 7.15). Die verkettete Spannung  $u_{UV}$  und der Ständerstrom  $i_U$  des Synchronmotors bei Blockspeisung sind in Bild 7.16 dargestellt. Zu beachten ist, dass die Synchronmaschine aus dem Stillstand vom Umrichter hochgefahren werden kann. Infolge der einfachen Ausführung des Polradlagereglers ist allerdings die sich einstellende Drehrichtung zufällig.

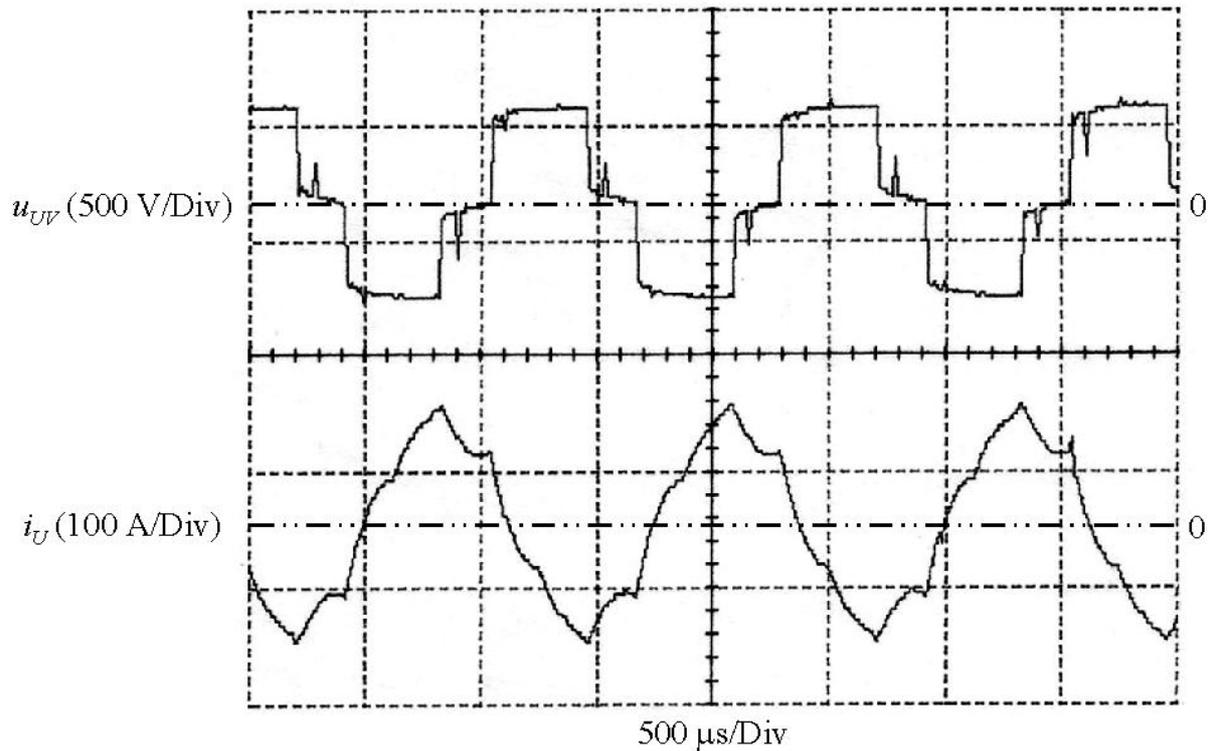


a) bei Polradwinkel  $\vartheta = 0^\circ$  und  $n = 400$  /min



b) bei Polradwinkel  $\vartheta = 90^\circ$  und  $n = 400$  /min

**Bild 7.15:** Blockförmige verkettete Ausgangsspannungen  $u_{UV}$ ,  $u_{VW}$  des Umrichters und sinusförmige Polradspannungen  $u_{pUV}$ ,  $u_{pVW}$  der Synchronmaschine



**Bild 7.16:** Verkettete Klemmenspannung und Ständerstrom des permanenterrregten Synchronmotors bei Blockspeisung mit Polradlagerregelung ( $M = 12 \text{ Nm}$ ,  $n = 24\,000 \text{ /min}$ )

**Fazit:**

Das in der Vorgänger-Dissertation [11] für Blocktaktung modifizierte *Bosch*-Umrichtersystem konnte für die in dieser Arbeit untersuchten schnelllaufenden permanenterrregten Synchronmaschinen übernommen werden, da der neu gebaute Motor mit geblechter Läuferhabe an die bestehenden Leistungsdaten angepasst wurde.

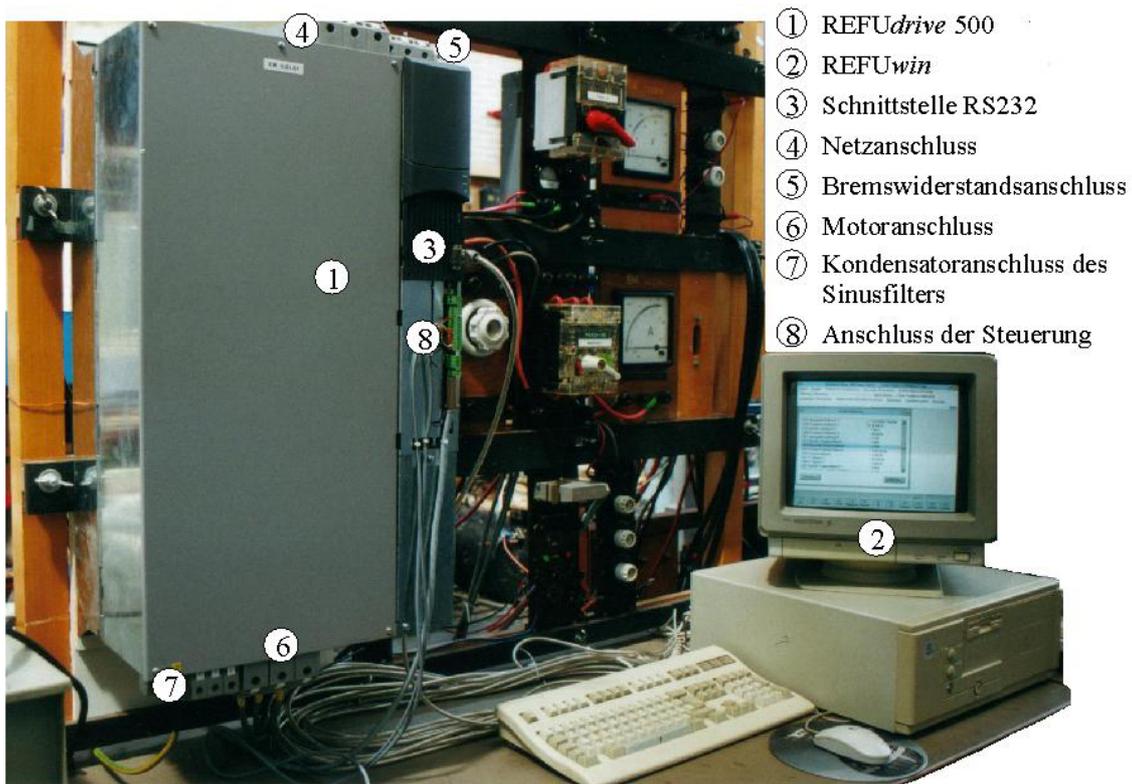
## 7.4 PWM-Umrichterspeisung für permanenterrregte Synchronmaschinen

### 7.4.1 REFU-Umrichtersystem

Die experimentellen Untersuchungen der permanenterrregten Synchronmaschine bei PWM-Umrichterspeisung (Pulsweitenmodulation) wurden am Frequenzumrichter REFUdrive 500 von der Firma *Rexroth Indramat* durchgeführt. REFUdrive 500 ist ein modernes universell einsetzbares Drehstrom-Antriebssystem für Synchron- und Asynchronmotoren unterschiedlichster Bauart [40]. Durch den modularen Aufbau (Bild 7.17) von Hardware und Software ist ein flexibler Zuschnitt auf die jeweils gestellte Antriebsaufgabe optimal möglich.

Mit zwei unterschiedlichen Steuerbaugruppen können alle Anforderungen vom einfachen VFC-Antrieb (voltage frequency control) bis zum hochdynamischen FVC-Antrieb (flux vector control

bzw. feldorientierte Regelung) abgedeckt werden. Hierzu hat *Indramat Refu* eigens einen patentierten feldorientierten Stromregler entwickelt. Über die Schnittstelle RS232 lässt sich das Antriebssystem mittels PC mit dem leistungsfähigen Software-Tool *REFUwin* bedienen, beobachten und parametrieren. Die Leistungsteile sind für rückseitige Entwärmung aufgebaut und die Kühlung ist mit forcierter Belüftung außerhalb Schaltschranks realisiert.



- ① REFUdrive 500
- ② REFUwin
- ③ Schnittstelle RS232
- ④ Netzanschluss
- ⑤ Bremswiderstandsanschluss
- ⑥ Motoranschluss
- ⑦ Kondensatoranschluss des Sinusfilters
- ⑧ Anschluss der Steuerung

Bild 7.17: REFU-Umrichtersystem (REFUdrive 500: RD52-4B-090-L-1)

Technische Daten des REFU-Umrichters (RD52-4B-090-L-1):

- Leistungsangabe: 90 kW
- Netzspannung: 3AC, 380 - 480 V ( $\pm 10\%$ ), 50 / 60 Hz  
Bemessungsstrom für Eingangssicherungen: 181 A
- Ausgangsspannung: 3AC, 0 - 360 - 460 V, 0 - 1400 Hz  
Nennstrom/Spitzenstrom für  $t = 0,5 - 60$  s: 69,5 - 165 / 104 - 330 A
- Pulsfrequenz  $f_p$ : 4 - 12 kHz
- mit eingebautem Bremschopper
- Kühlart: Forcierte Luftkühlung

### 7.4.2 Versuchsaufbau der PWM-Speisung

Bild 7.18 zeigt die elektrischen Verbindungen zwischen *REFU*-Umrichter und Netz bzw. Motor. Die Bedeutung der Leistungs- und Steuerklemmen des Umrichters sind in Tabelle 7.1 beschrieben. Beim Anschluss sind die folgenden Regeln für den EMV (Elektromagnetische Verträglichkeit) gerechten Aufbau besonders zur Begrenzung der Störaussendung einzuhalten. Der Inkrementalgeber wird über eine geschirmte Leitung am Umrichter angeschlossen und der Schirm mit der Umrichter-Masse und der Masse der Ausgangsdrossel  $L_f$  bzw. des Sinusfilters ( $L_f, C_f$ ) verbunden. Auch sind die Sollwertleitungen abgeschirmt verlegt. Des weiteren ist zu beachten, dass Gebersignal-, Netz- und Motorleitungen räumlich mit einem Mindestabstand von 20 cm getrennt voneinander verlegt sind.

Tabelle 7.1: Beschreibung der Leistungs- und Steuerklemmen

|                       |            |  |
|-----------------------|------------|--|
| Leistungs-<br>klemmen | U1, V1, W1 | Netzanschluss  |
|                       | C, D, F    | Zwischenkreisanschluss:<br>C: Zwischenkreisanschluss L+<br>D: Zwischenkreisanschluss L-<br>F: Anschluss externer Bremswiderstand zwischen C und F  |
|                       | U2, V2, W2 | Motoranschluss   |
|                       | X, Y, Z    | Sinusfilteranschluss   |
| Steuer-<br>klemmen    | X11        | RS232 Service Schnittstelle zum:<br><ul style="list-style-type: none"> <li>• Einstecken des Bedienfeldes und</li> <li>• Anschluss eines PCs mit der Bedienoberfläche <i>REFUwin</i></li> </ul> |
|                       | X14        | Standardklemmleiste: Befehle und Sollwert  |
|                       | X15        | Temperaturfühler   |
|                       | X18        | Geberanschluss:<br><ul style="list-style-type: none"> <li>• Grenzfrequenz: 300 kHz</li> </ul>  |

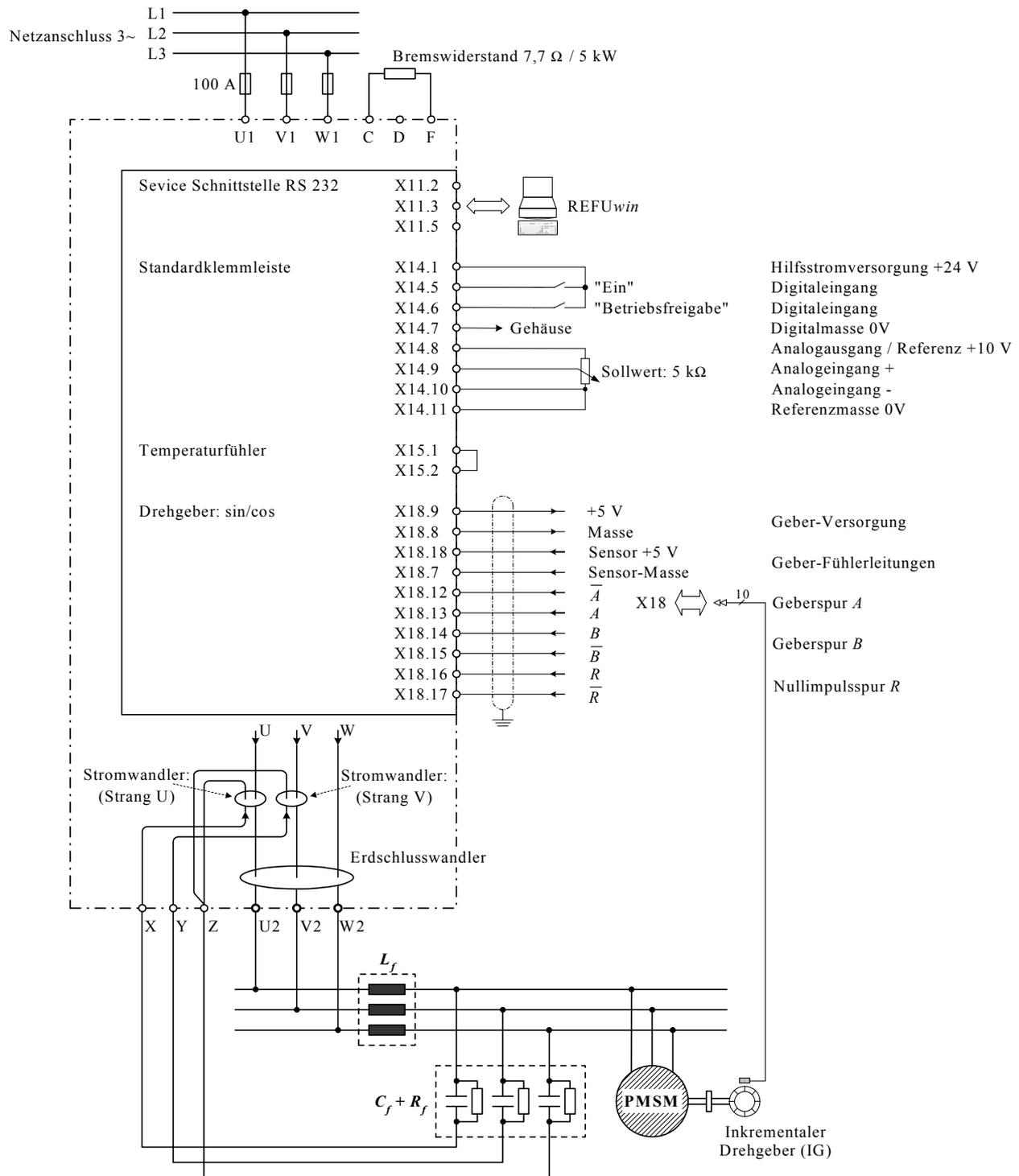


Bild 7.18: Anschluss-Schaltbild des REFU-Frequenzumrichters

### 7.4.3 Inbetriebnahme des REFU-Umrichters

Bild 7.19 führt durch die erste Inbetriebnahme des REFU-Umrichters. Nach vollständigem Anschluss der Steuer-, Sollwert- und Netzleitungen laut Bild 7.18 können die Netzspannungen zugeschaltet werden. Zu diesem Zeitpunkt soll die Drossel  $L_f$  und der Kondensator  $C_f$  zunächst nicht

angeschlossen werden. Anschließend werden die wichtigen Motordaten (Motortyp, Polzahl, Nenn-drehzahl, Nennstrom, Nennmoment, Ständerwiderstand, Drehfeldinduktivität, Geberauswahl,  $n$ -Regler-Parameter usw.) möglichst genau über die Quick-Setup-Funktion des Umrichters angegeben und der Motor wird im geberlosen Betrieb genommen. Für allgemeine Einstellungen davon ist der Drehzahlregler zurückhaltend einzustellen, keine zu kleinen Hoch- und Abfahrrampen zu wählen und der Stromregler auf Dynamik „sehr hoch“ zu stellen. Darüber hinaus ist der Drehzahl-Regler-Parameter  $K_{p1}$  zur Drehzahl-Schätzung so zu verändern, bis Drehzahlschätzung sauber läuft. Das Drehzahlsignal im Leerlauf sollte ohne große Schwingungen sein. Hierbei ist das Verhältnis zwischen den Umrichtersträngen U, V, W und Motordrehrichtungen zu beobachten.

Die Versuchsmaschinen werden mit feldorientierter Regelung betrieben. In diesem stromgeregelten Betrieb ist ein Drehgeber erforderlich. Für den ersten Test des Gebers wird die Motorwelle bei nicht freigegebenem Umrichter von Hand in der Motor-Drehrichtung sowie beim geberlosen Betrieb gedreht. Falls eine positive Drehzahl angezeigt wird, bedeutet das einen richtigen Motoranschluss mit dem Umrichter. Falls nein, sollen irgendwelche zwei Verbindungskabel zwischen Umrichter und Motor umgetauscht werden.

Im Normalfall kann der Motor auch mit geschätzten Werten betrieben werden. Mit der Motoridentifikation können aber einerseits bessere Ergebnisse erreicht, andererseits die gemessenen Motordaten mit Verfahren in Kapitel 2 auch nachgeprüft werden. Bei der Motoridentifikation wird die Spannung des Umrichters ausgegeben, und es fließt Strom. Der Motor dreht sich aber nicht, es können lediglich kurze Einrastbewegungen der Welle vorkommen. Nach Beendigung der Identifikation ist der Umrichter auszuschalten. Danach erfolgt eine automatische Speicherung der ermittelten Daten von Ständerwiderstand  $R_s$  und Drehfeldinduktivität  $L_s$  von Stranggrößen.

Ist keine weitere Identifikation erwünscht, so ist nach dem Ausschalten die Betriebsart auf „stromgeregelt“ zu setzen. Der Umrichter kann nun im normalen Modus eingeschaltet werden. Nach Power-On bei der 1. Wechselrichterfreigabe wird automatisch ein Geberjustagelauf gestartet. Die Welle muss sich frei ohne nennenswertes Gegenmoment bewegen können. Während der Geberjustage wird der Motor gesteuert bewegt und die Polradlage identifiziert. Bei Bedarf kann der Justagelauf mehrfach gestartet werden. Bei gleich folgender Wechselrichterfreigaben wird der Umrichter mit der Justage-Korrektur betrieben.

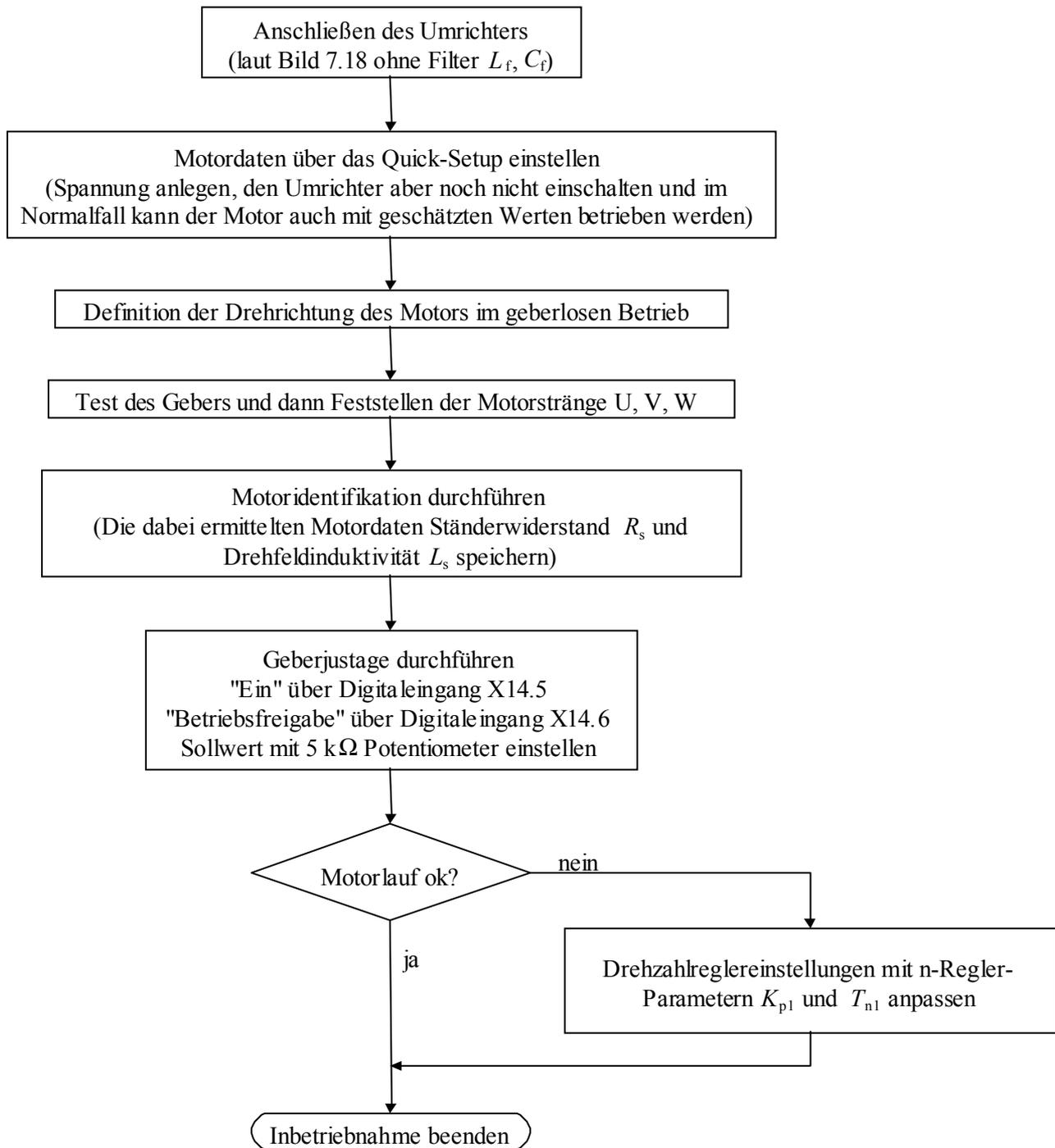


Bild 7.19: Flussdiagramm zur Inbetriebnahme des REFU-Umrichters

Durch Einstellung des 5 k $\Omega$  Analogeingangs-Potentiometer in Bild 7.18 wird der Motor dann im Leerlauf drehzahl geregelt hochgefahren. Hierbei soll das Drehzahl- bzw. Drehmomentsignal keine große Schwingungen zeigen. Sollte es nicht der Fall sein, müssen sich die Parameter des Drehzahl-Reglers vom Umrichter optimieren lassen, da sie den Drehmoment-Sollwert ( $i_{sq}$ -Sollwert) regeln (Bild 7.20). Ein Integral-Proportionalregler (PI-Regler) mit der Übertragungsfunktion in (7.2) ist in diesem Umrichter eingesetzt, wobei  $K_{p1}$  der Faktor für den Proportionalanteil und  $T_{n1}$  der Wert für die Nachstellzeit des Reglers ist.

$$G(s) = K_{p1} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{n1}}\right) \tag{7.2}$$

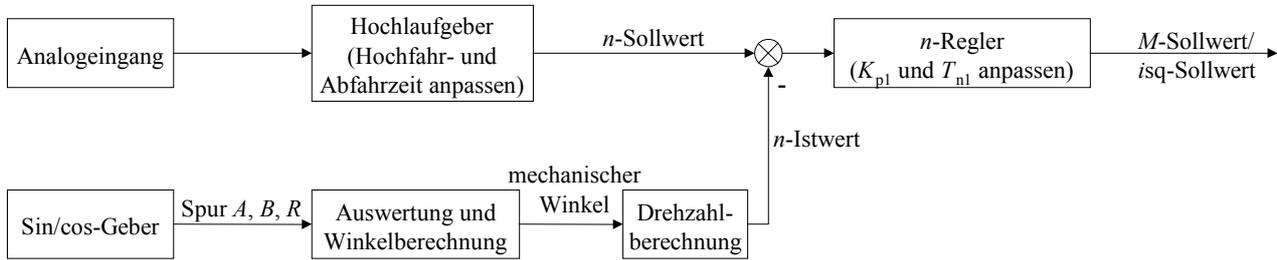
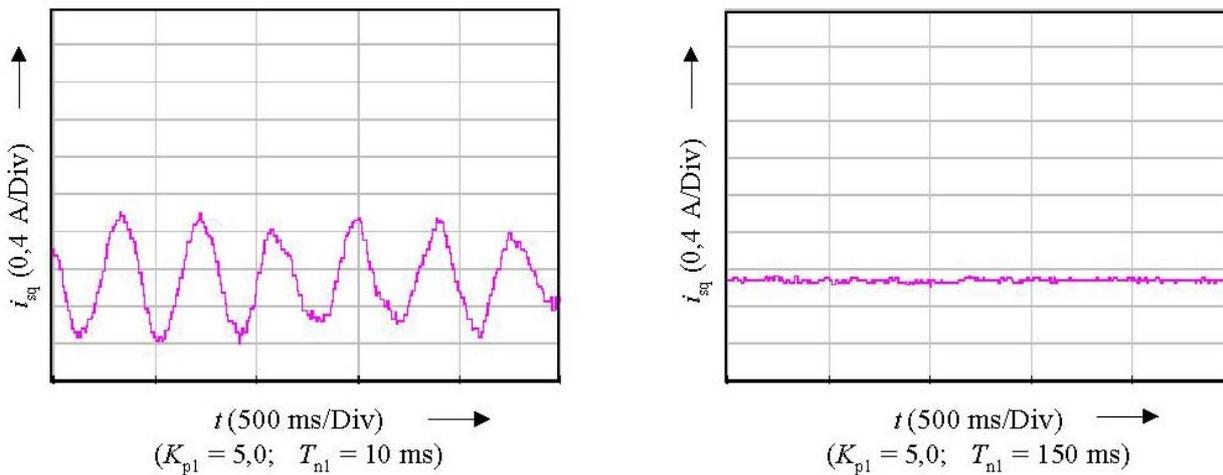


Bild 7.20: Drehmoment-Sollwertbildung

Bild 7.21 vergleicht den Verlauf des  $M$ -Sollwerts ( $i_{sq}$ -Sollwert) vor und nach der Optimierung des Drehzahl-Reglers bei einer niedrigeren Drehzahl. Mit den optimierten  $n$ -Regler-Parametern sind die Drehmoment-Schwingungen deutlich unterdrückt.

Die Schaltfrequenz der Transistoren für die Pulsweitenmodulation des Umrichters kann von 4 bis 12 kHz eingestellt werden. Für den hoctourigen Motor mit einer Grundfrequenz von 800 Hz ist der größte Wert 12 kHz bevorzugt. Die Ausgangsspannungen des Umrichters enthalten zwar große Pulsfrequenz-Komponenten, welche jedoch wegen des relativ großen Abstands von der Grundfrequenz durch eine Ausgangsdrossel des Umrichters oder noch besser durch einen Sinusfilter reduziert werden können.



a) vor der Optimierung

b) nach der Optimierung

Bild 7.21: Vergleich des drehmomentbildenden Strom-Sollwerts  $i_{sq}$  im Leerlauf bei  $i_{sd} = 0$  und  $n = 2640$  /min

**Fazit:**

Ein PWM-Umrichtersystem von der Fa. *REFU* für schnelllaufende Drehstrommaschinen war beschafft worden, um PWM und Blocktaktung bei permanenterregten Synchronmaschinen messtechnisch vergleichen zu können. Der Umrichter verfügt über eine digitale feldorientierte  $d$ - $q$ -Stromregelung, die für die Testmotoren hinsichtlich der Regelparameter angepasst wurde. Der vorhandene Drehgeber *HEIDENHAIN* ERA 180 mit 1024 Strich, der für das *Bosch*-Umrichtersystem beschafft wurde, musste durch den Geber ERM 180 mit 600 Strich ersetzt werden, damit die für das *REFU*-System zulässige Grenzfrequenz 300 kHz bei Maximaldrehzahl 24 000 /min nicht überschritten wird.

## 8 Experimentelle Untersuchungen bei Betrieb mit Querstrom ( $I_{sd} = 0$ )

Für den Betrieb mit Querstrom ( $I_{sd} = 0$ ) ist die Parallelschaltung der Ständerwicklung vorgesehen, so dass sich bei 24 000 /min auch maximale Spannung einstellt.

### 8.1 Messungen an den Versuchsmaschinen mit massiver und geblechter Läufer-nabe

Die Messungen in diesem Abschnitt sind an den Maschinen „PMSM AA“ bzw. „PMSM AB“ sowohl bei Sinusspeisung als auch bei Umrichterblockspeisung durchgeführt worden. Wie in Kapitel 2 beschrieben ist, unterscheiden sich beide Versuchsmaschinen durch die Läuferausführung. Der Läufer des „PMSM AA“ – Läufer A in Bild 2.2a – ist mit einer massiven Nabe und der Läufer des „PMSM AB“ – Läufer B in Bild 2.2b – mit einer geblechten Nabe gebaut.

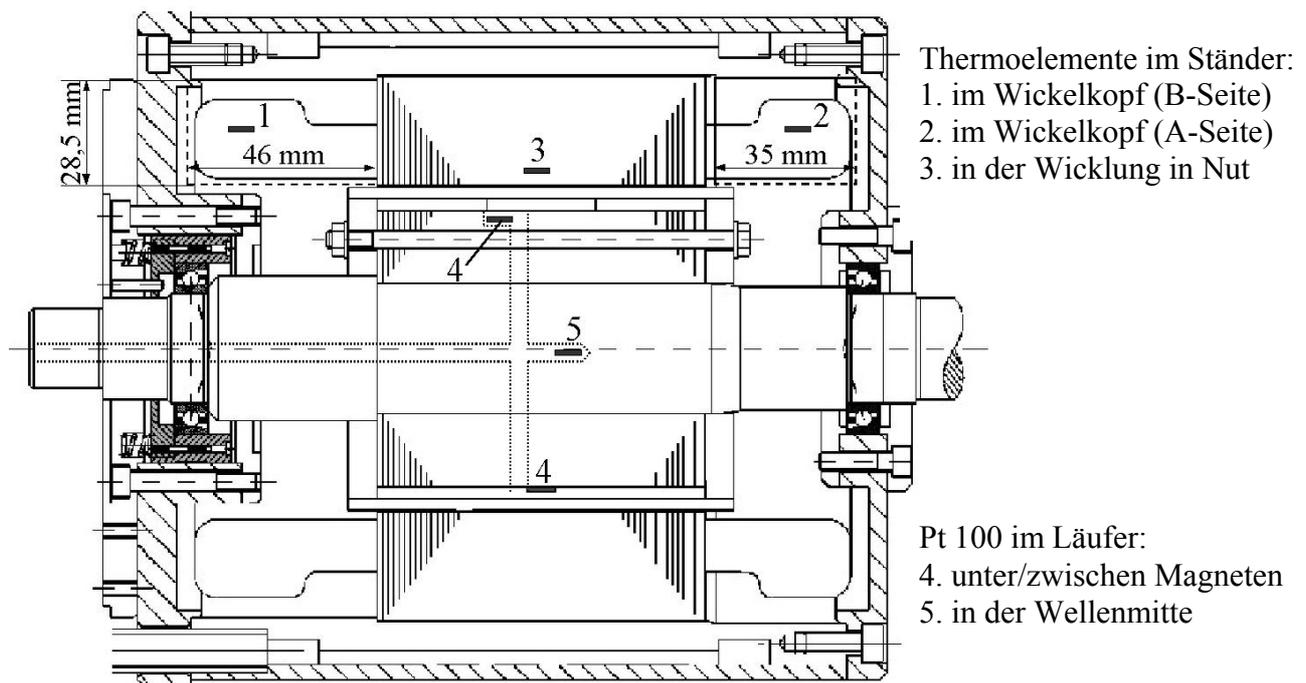


Bild 8.1: Lageskizze der einzelnen Temperaturmessorte in der elektrischen Maschine

Für den Vergleich war bei den Versuchen die Regelung von  $I_{sd} = 0$  für beide Maschinen immer einzuhalten. Darüber hinaus sind die Versuchsmaschinen (PMSM) immer motorisch und die Belastungsmaschine (ASM) generatorisch betrieben worden. Bei einer Drehzahl von 24 000 /min wurden sie unter verschiedenen Drehmomenten so lange belastet, bis sich die Stationär-Temperaturen im Ständer und im Läufer in einem Band von 2 K stabilisiert hatten. Dabei wird der Gleichgewichtszu-

stand zwischen der entstehenden Verlustleistung und der an die Umgebung abgegebenen Wärmemenge als stationärer Zustand oder Beharrungszustand bezeichnet. Die Temperaturen von der Ständerwicklung (Wicklung in der Nut und Wickelköpfe) wurden mit Thermoelementen Fe-Cu-Ni und vom Läufer (Magnet und Welle) mit Thermowiderständen Pt 100 über Messschleifringe gemessen. Die genaue Platzierung der einzelnen Thermodrähte bzw. Widerstandsthermometer Pt 100 in der Maschine ist in Bild 8.1 zu finden. Da die Messingschienen bei dem permanenten Läufer mit massiver Nabe in den Pollücken liegen, wurde der Pt 100 für die Erfassung der Magnettemperatur unter den Magneten befestigt (oberer Pt 100 (Nr. 4) in Bild 8.1). Beim Läufer mit gebrochener Nabe liegt der Pt 100 in der Pollücke im Füllungsstoff (unterer Pt 100 (Nr. 4) in Bild 8.1).

Tabelle 8.1: Abgeschätzte Messfehler durch die Ungenauigkeit der verwendeten Messinstrumente und die Ablesungenauigkeit bei den klassischen mechanischen Geräten

| Messgrößen  | Messgeräte  | Messfehler  |
|---|---|---|
| Widerstand (Wicklung)                                 | <i>Metrapont-Thomson</i> -Brücke                  | $\pm 0,001 \Omega$  |
| Spannung<br>(bei Sinus- und Blockbetrieb)             | Voltmeter   | $\pm 0,6 \text{ V}$ (Durch Messinstrument)<br>$\pm 2 \text{ V}$ (Durch Ablesen)                                 |
| Strom<br>(bei Sinus- und Blockbetrieb)                | Amperemeter                                       | $\pm 0,24 \text{ A}$ (Durch Messinstrument)<br>$\pm 0,5 \text{ A}$ (Durch Ablesen)                              |
| Elektrische Leistung<br>(bei Sinus- und Blockbetrieb) | Wattmeter   | $\pm 90 \text{ W}$ (Durch Messinstrument)<br>$\pm 50 \dots 150 \text{ W}$ (Durch Ablesen)                       |
| Drehmoment  | <i>HBM</i> -Momentmesswelle                       | $\pm 0,04 \text{ Nm}$   |
| Mechanische Leistung                                  | <i>HBM</i> -Momentmesswelle und<br>Frequenzzähler | $\pm 50 \text{ W}$ bei 12 000 /min<br>$\pm 75 \text{ W}$ bei 18 000 /min<br>$\pm 100 \text{ W}$ bei 24 000 /min |
| Temperatur (Wicklung)                                 | Thermoelemente                                    | $\pm 2,5 \text{ K}$   |
| Temperatur (Magnet, Welle)                            | Pt 100  | $\pm 0,6 \text{ K}$   |
| Temperatur (Wasser)                                   | Pt 100  | $\pm 0,3 \text{ K}$   |

Über eine hochgenaue Drehmoment- und Drehzahlmessung wurde die abgegebene mechanische Leistung erfasst. Die zugeführte elektrische Wirkleistung wurde bei Sinus- und Blockbetrieb mit der Zweiwattmetermethode (Aron-Schaltung) gemessen. Bei PWM-Umrichterspeisung wurde wegen hochfrequenten Mischgrößen in Strom und Spannung auf Grund steigender Schaltfrequenz bis 12 kHz bei dem verwendeten *REFU*-Umrichter für schnelllaufende Maschinen der elektronische breitbandige Leistungsanalysator *NORMA* gewählt. Die Richtigkeit der Messungen mit zwei Wattmetern bei Umrichterbetrieb mit Blocktaktung ist später mit *NORMA* überprüft worden. Direkt aus der Differenz bzw. dem Quotienten der gemessenen ab- und zugeführten Leistung ermitteln sich die Gesamtverluste und der Wirkungsgrad der Maschine. Diese Differenzverlustmessung aus Eingangs- und Ausgangsleistung hat aber das Problem, dass ihre Genauigkeit von dem Wirkungsgrad abhängig ist [41]. Bei einem Wirkungsgrad über 90 % (typisch bei hochtourigen Elektromotoren) ist ein Leistungsmessgerät höchster Genauigkeitsklasse notwendig. In Anhang dieser Arbeit sind die Spe-

zifikationen der verwendeten Messgeräte angegeben. Die Messgenauigkeit wichtiger Messgrößen ist abgeschätzt (Tabelle 8.1). *NORMA* ist hierbei keine Hauptquelle der Messfehler und deswegen nicht berücksichtigt.

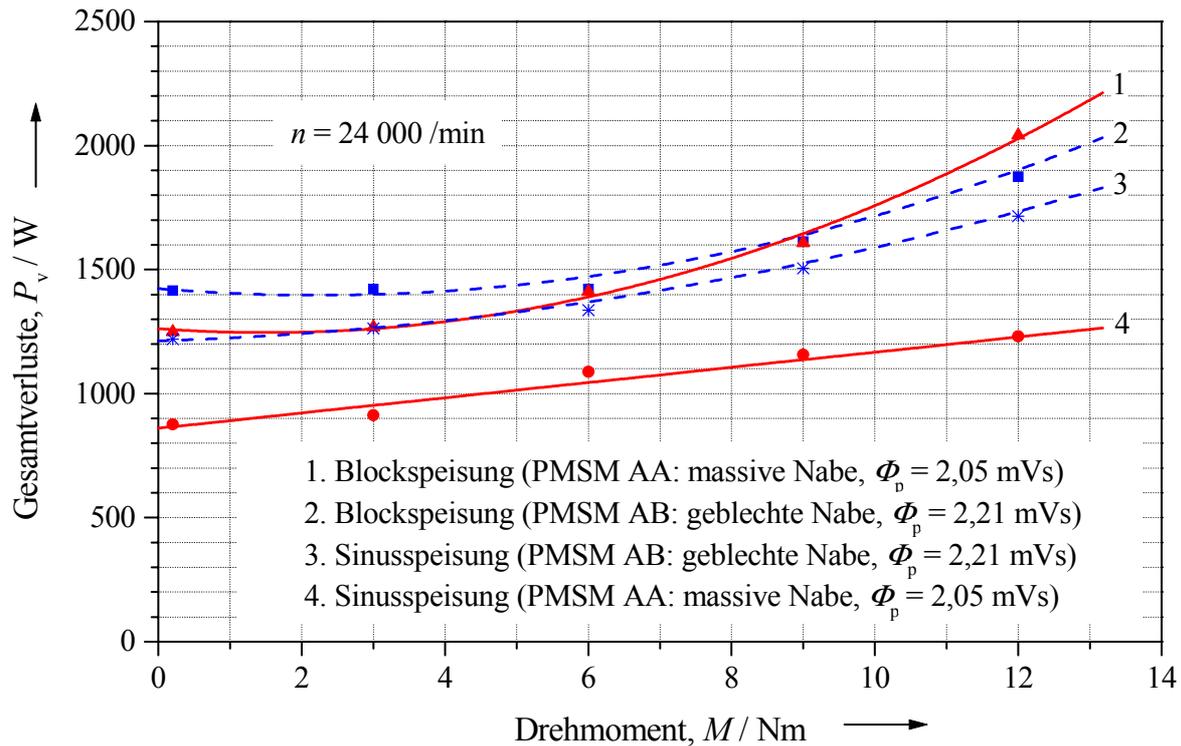
Die gemessenen Gesamtverluste in den Maschinen „PMSM AA“ und „PMSM AB“ sind in Tabelle 8.2 gegenübergestellt und in Bild 8.2 gezeichnet. Große Aufmerksamkeit erregt die Tatsache, dass bei Sinusspeisung ungefähr 350 W mehr Verluste in PMSM AB als in PMSM AA entstanden sind. Gründe dafür sind, dass mehr Ummagnetisierungsverluste in PMSM AB wegen des 8 % größeren Hauptflusses und mehr Reibungsverluste (etwa 150 W mehr) durch ein beschädigtes Lager erzeugt wurden.

Bei Blockspeisung ergaben sich erwartungsgemäß höhere Verluste in beiden Maschinen als bei Sinusspeisung. Die Differenz zwischen beiden Betriebsarten ist in der Maschine mit geblechter Nabe deutlich kleiner (Tabelle 8.2: zwischen 85 und 195 W) als in der Maschine mit massiver Nabe (zwischen 323 und 811 W). Das ist hauptsächlich auf die bei Blockspeisung entstehenden Wirbelströme im Läufer zurückzuführen. In der massiven Nabe des PMSM AA wurden wegen der größeren elektrischen Leitfähigkeit erheblich größere Wirbelstromverluste erzeugt als in der geblechten Nabe des PMSM AB. Bei Nennlast (24 000 /min und 12 Nm) bei der Maschine mit massiver Nabe „PMSM AA“ entstehen wegen der höheren Magnet- und Wicklungstemperatur wesentlich mehr Stromwärmeverluste als bei Teillast. Denn bei der zunehmenden Temperatur steigt einerseits der Wicklungswiderstand, andererseits sinkt die Remanenz-Induktion  $B_{rem}$  der Magnete, wodurch ein Bedarf an einem größeren Strom besteht (Tabelle 8.4).

**Tabelle 8.2:** Gemessene Gesamtverluste in „PMSM AA“ und „PMSM AB“ bei Sinus- und Blockspeisung sowie Verlustzunahme bei Blockspeisung gegenüber Sinusspeisung bei  $n = 24\ 000$  /min im thermischen Beharrungszustand

| $\frac{M}{Nm}$ | PMSM AA (massive Nabe)    |                          |  | PMSM AB (geblechte Nabe)  |                          |  |
|----------------|---------------------------|--------------------------|--|---------------------------|--------------------------|--|
|                | $\frac{P_{v(AA,Sin)}}{W}$ | $\frac{P_{v(AA,Bl)}}{W}$ | $\frac{P_{v(AA,Bl)} - P_{v(AA,Sin)}}{W}$ | $\frac{P_{v(AB,Sin)}}{W}$ | $\frac{P_{v(AB,Bl)}}{W}$ | $\frac{P_{v(AB,Bl)} - P_{v(AB,Sin)}}{W}$ |
| 0,2            | 876                       | 1249                     | 373                                      | 1220                      | 1415                     | 195                                      |
| 3,0            | 913                       | 1267                     | 354                                      | 1263                      | 1421                     | 158                                      |
| 6,0            | 1088                      | 1411                     | 323                                      | 1337                      | 1422                     | 85                                       |
| 9,0            | 1157                      | 1608                     | 451                                      | 1505                      | 1612                     | 107                                      |
| 12,0           | 1230                      | 2041*                    | 811*                                     | 1715                      | 1875                     | 160                                      |

\* Versuch wurde vor Erreichen der thermischen Beharrung abgebrochen, da die Magnet-Temperatur über 160 °C lag.



**Bild 8.2:** Gemessene Gesamtverluste in der Maschine mit massiver Nabe „PMSM AA“ und in der Maschine mit geblechter Nabe „PMSM AB“ bei Sinus- und Blockspeisung bei  $n = 24\,000 / \text{min}$

Die Verluste im Innern der elektrischen Maschinen führen zur Erwärmung. Die Größe der Erwärmung hat für die elektrische Maschinen eine sehr große Bedeutung, da die Lebensdauer der Wicklungsisolation sehr stark von der Temperatur abhängig. Um diese Erwärmung in Grenzen zu halten, bedarf es einer wirksamen Kühlung. Die über das Wasser abgeführten Verluste  $P_{H_2O}$  lassen sich abschätzen zu

$$P_{H_2O} = \rho_{H_2O} \cdot c_{H_2O} \cdot \dot{V} \cdot \Delta\vartheta_{H_2O} = \rho_{H_2O} \cdot c_{H_2O} \cdot \dot{V} \cdot (\vartheta_{H_2O,aus} - \vartheta_{H_2O,ein}), \quad (8.1)$$

wobei  $\rho_{H_2O}$  die Wasserdichte,  $c_{H_2O}$  die auf die Masse bezogene spezifische Wärmekapazität,  $\dot{V}$  der Volumenstrom des Wassers,  $\vartheta_{H_2O,ein}$ ,  $\vartheta_{H_2O,aus}$  die Wassereintritt- und Wasseraustrittstemperatur und  $\Delta\vartheta_{H_2O}$  die Wassertemperaturerhöhung ist.

Für den Bereich zwischen 35 und 45 °C sind die Stoffwerte  $\rho_{H_2O}$  und  $c_{H_2O}$  von Wasser wenig veränderlich [42]:  $\rho_{H_2O} \approx 993,22 \text{ kg/m}^3$ ;  $c_{H_2O} \approx 4,177 \cdot 10^3 \text{ J/(kg}\cdot\text{K)}$ . Die mit (8.1) berechneten Ergebnisse in Tabelle 8.3 zeigen, dass ca. 65 % der Gesamtverluste in der Maschine mit massiver Nabe über das sich bewegende Kühlwasser abgeführt werden, während in der Maschine mit geblechter Nabe dies ca. 60 % sind. Man kann den Unterschied zwischen Sinus- und Blockbetrieb bei beiden Maschinen kaum sehen. Die gemessenen Verluste bei Volllast in „PMSM AA“ (bei 12 Nm) sind wegen der begrenzten Genauigkeit der Messgeräte wahrscheinlich ein bisschen kleiner als in der Realität. Diese Ergebnisse sind auch in Bild 8.3 und Bild 8.4 als Kurven dargestellt.

Tabelle 8.3: Gemessene Gesamtverluste  $P_v$  und die berechneten über das Kühlwasser abgeführten Verluste  $P_{H_2O}$  in „PMSM AA“ und „PMSM AB“ bei Sinus- und Blockspeisung bei  $n = 24\,000$  /min im thermischen Beharrungszustand bei  $\dot{V} = 3,24$  l/min (\* Die Messung ist wegen der hohen Magnet-Temperatur abgebrochen worden.)

| PMSM AA (massive Nabe)   |                           |                              |  |                          |                             |  |
|--------------------------|---------------------------|------------------------------|--|--------------------------|-----------------------------|--|
| $\frac{M}{Nm}$           | $\frac{P_{v(AA,Sin)}}{W}$ | $\frac{P_{H_2O(AA,Sin)}}{W}$ | $\frac{P_{H_2O(AA,Sin)}}{P_{v(AA,Sin)}}$ | $\frac{P_{v(AA,BI)}}{W}$ | $\frac{P_{H_2O(AA,BI)}}{W}$ | $\frac{P_{H_2O(AA,BI)}}{P_{v(AA,BI)}}$ |
| 0,2                      | 876                       | 582                          | 66 %                                     | 1249                     | 806                         | 65 %                                   |
| 3,0                      | 913                       | 582                          | 64 %                                     | 1267                     | 851                         | 67 %                                   |
| 6,0                      | 1088                      | 672                          | 62 %                                     | 1411                     | 918                         | 65 %                                   |
| 9,0                      | 1157                      | 784                          | 68 %                                     | 1608                     | 1030                        | 64 %                                   |
| 12,0                     | 1230                      | 986                          | 80 %                                     | 2041*                    | Messung abgebrochen         |  |
| PMSM AB (geblechte Nabe) |                           |                              |  |                          |                             |  |
| $\frac{M}{Nm}$           | $\frac{P_{v(AB,Sin)}}{W}$ | $\frac{P_{H_2O(AB,Sin)}}{W}$ | $\frac{P_{H_2O(AB,Sin)}}{P_{v(AB,Sin)}}$ | $\frac{P_{v(AB,BI)}}{W}$ | $\frac{P_{H_2O(AB,BI)}}{W}$ | $\frac{P_{H_2O(AB,BI)}}{P_{v(AB,BI)}}$ |
| 0,2                      | 1220                      | 762                          | 62 %                                     | 1415                     | 829                         | 59 %                                   |
| 6,0                      | 1337                      | 806                          | 60 %                                     | 1422                     | 896                         | 63 %                                   |
| 12,0                     | 1715                      | 1008                         | 59 %                                     | 1875                     | 1120                        | 60 %                                   |

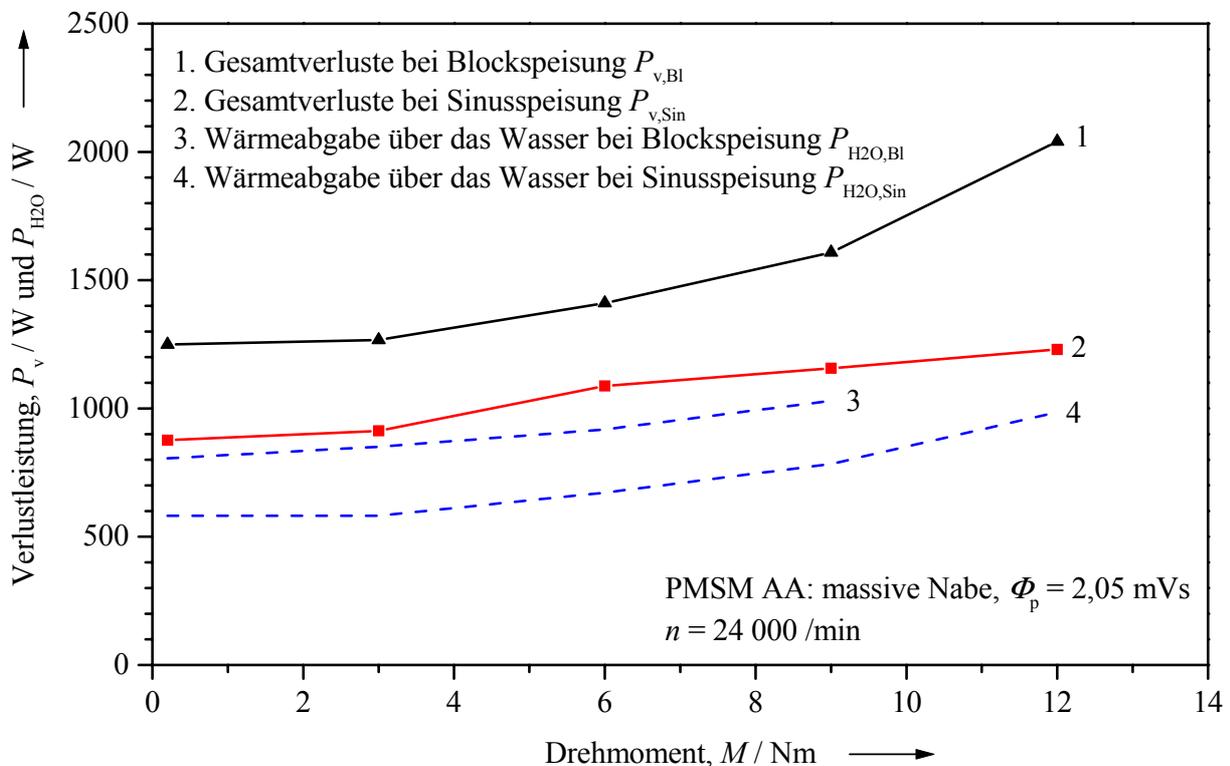


Bild 8.3: Gemessene Gesamtverluste  $P_v$  und die berechnete Wärmeabgabe durch Wasser  $P_{H_2O}$  in „PMSM AA“ mit massiver Nabe bei  $n = 24\,000$  /min

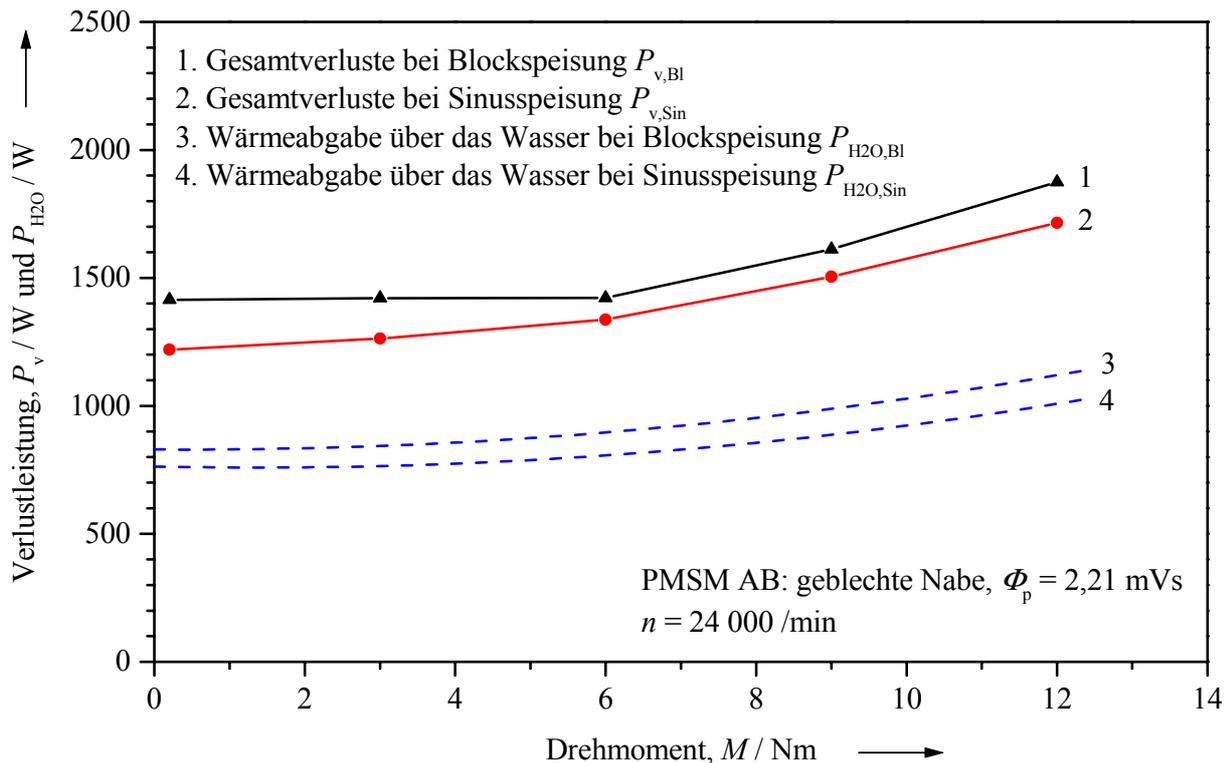


Bild 8.4: Gemessene Gesamtverluste  $P_v$  und die berechnete Wärmeabgabe durch Wasser  $P_{H2O}$  in „PMSM AB“ mit geblechter Nabe bei  $n = 24\,000$  /min

Tabelle 8.4: Gemessene Ständerströme der Motoren „PMSM AA“ und „PMSM AB“ bei Sinus- und Blockspeisung bei  $24\,000$  /min ( $I_{s1}$ : Grundswingungs-Effektivwert;  $I_s$ : Effektivwert)

|                | PMSM AA (massive Nabe)     |                           |                        | PMSM (geblechte Nabe)      |                           |                        |
|----------------|----------------------------|---------------------------|------------------------|----------------------------|---------------------------|------------------------|
|                | Sinusbetrieb               | Blockspeisung             |                        | Sinusbetrieb               | Blockspeisung             |                        |
| $\frac{M}{Nm}$ | $\frac{I_{s1(AA,Sin)}}{A}$ | $\frac{I_{s1(AA,Bl)}}{A}$ | $\frac{I_s(AA,Bl)}{A}$ | $\frac{I_{s1(AB,Sin)}}{A}$ | $\frac{I_{s1(AB,Bl)}}{A}$ | $\frac{I_s(AB,Bl)}{A}$ |
| 0,2            | 3,2                        | 8,9                       | 10,9                   | 3,3                        | 3,4                       | 7,8                    |
| 3,0            | 18,1                       | 20,4                      | 21,4                   | 17,5                       | 17,7                      | 18,8                   |
| 6,0            | 34,7                       | 36,8                      | 37,4                   | 32,2                       | 32,1                      | 32,9                   |
| 9,0            | 50,6                       | 54,3                      | 54,8                   | 47,2                       | 47,8                      | 48,4                   |
| 12,0           | 67,4                       | 71,5                      | 71,9                   | 62,3                       | 63,3                      | 63,8                   |

Die gleichzeitig gemessenen Ständerströme sind in Tabelle 8.4 aufgelistet und in Bild 8.5 graphisch dargestellt. Da der Ständerstrom bei dem Betrieb  $I_{sd} = 0$  dem Drehmoment proportional ist, sind bei Blockspeisung die Ständerströme für gleiche Momente größer als bei Sinusspeisung. Um die Wirbelstromverluste in der massiven Nabe zu decken, sind bei Blockbetrieb viel größere Ströme bei „PMSM AA“ gegenüber Sinusbetrieb als bei „PMSM AB“ erforderlich, sogar bei sehr niedriger Last ( $M = 0,2$  Nm), da die diese Wirbelstromverluste verursachenden Ständerstromüberschwingungen nicht von der Last, sondern von der Amplitude der Blockspannung abhängig sind. Die Span-

nung bei Nennlast ist nur ca. 10 - 20 % größer als beim motorischen Leerlauf. Der Motor „PMSM AA“ nimmt bei Sinusspeisung einen um ca. 8 % höheren Ständerstrom für gleiches Drehmoment auf als der Motor „PMSM AB“. Das bestätigt noch einmal, dass PMSM AB eine größere Luftspaltinduktion hat als PMSM AA.

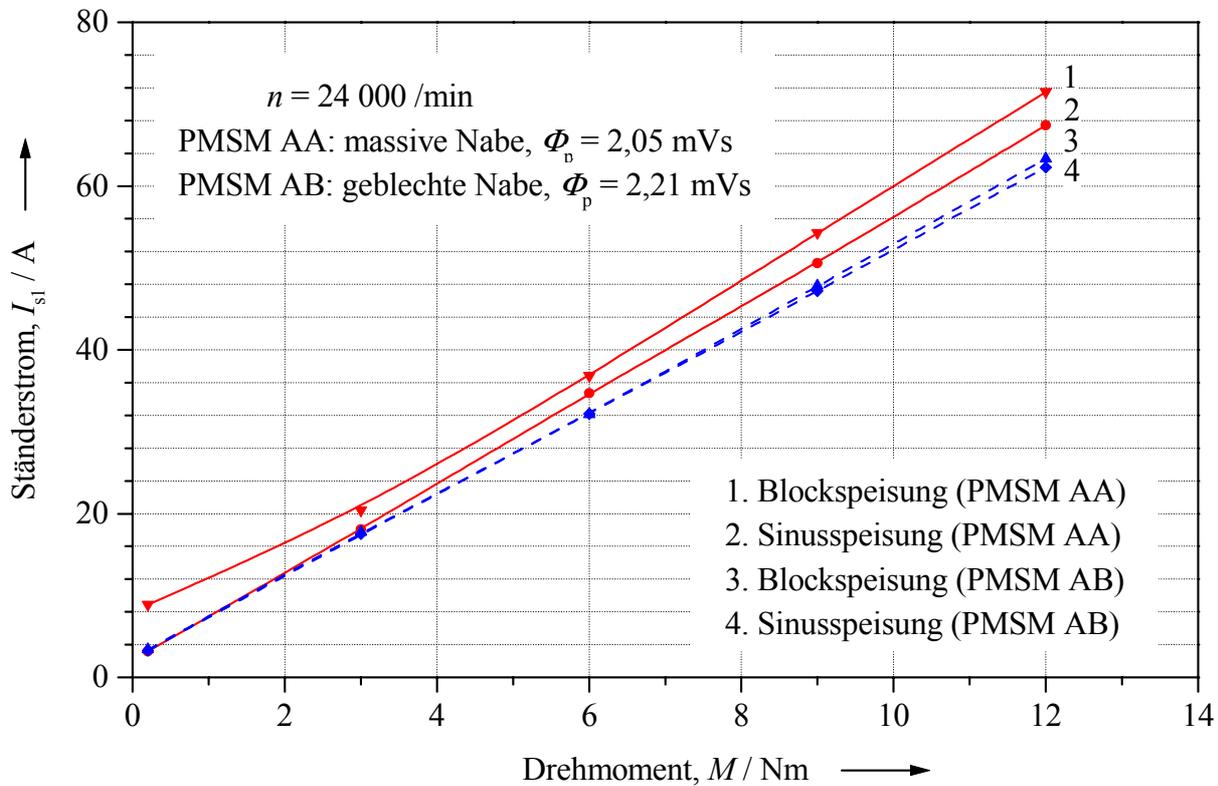


Bild 8.5: Gemessene effektive Ständerströme der Grundschwingungen  $I_{s1}$  beider Versuchsmaschinen bei Sinus- und Blockspeisung bei  $n = 24\,000 \text{ /min}$

Die im Läufer entstehenden Verluste bei Nenndrehzahl  $24\,000 \text{ /min}$  sind wegen der hohen Läuferfrequenzen  $f_{rk} = 4,8 \text{ kHz}$ ;  $9,6 \text{ kHz}$ ; usw. hauptsächlich Wirbelstromverluste, da die Hystereseverluste nicht groß sind [43]. Obwohl die Wirbelstromverluste nicht unmittelbar durch Versuche ganz genau nachgeprüft werden können, spiegeln die gemessenen Läufer-Übertemperaturen die Senkung der Wirbelstromverluste durch die Blechung der Läufer-nabe in Tabelle 8.5 doch wieder. Unter der Übertemperatur versteht man die Erwärmung in Bezug auf die Wassereintrittstemperatur (zwischen  $30$  und  $45 \text{ }^\circ\text{C}$ ). Gegenüber Sinusbetrieb ist der Temperaturanstieg in den heißen Punkten (Wickelköpfe) bei Blockbetrieb bei beiden Versuchsmaschinen nicht so groß wie der in den Magneten, weil sich durch die Wassermantelkühlung die Verluste im Ständer wirksam abführen lassen. Obwohl die Verluste im Läufer viel kleiner als im Ständerblechpaket sind, ist es schwerer, die Wärme im Läufer abzuführen. Der heiße Läufer des Motors „PMSM AA“ erwärmt auch die Ständerwicklung und so ist eine etwas größere Temperatursteigerung in den Wickelköpfen bei Blockspeisung noch zu sehen.

Tabelle 8.5: Gemessene Übertemperaturen in den Wickelköpfen  $\Delta\vartheta_{wk,Sin}$ ,  $\Delta\vartheta_{wk,Bl}$  und in den Magneten  $\Delta\vartheta_{m,Sin}$ ,  $\Delta\vartheta_{m,Bl}$  jeweils bei Sinus- und Blockspeisung sowie die Differenzen dazwischen im Dauerbetrieb bei  $n = 24\,000$  /min, bezogen auf die Temperatur am Wassereintritt (\* Versuch wurde vor Erreichen der thermischen Beharrung abgebrochen, da Magnettemperatur über  $160\text{ °C}$  lag.)

| PMSM AA (massive Nabe)   |                                      |                                     |                                      |                                     |                                    |                                     |
|--------------------------|--------------------------------------|-------------------------------------|--------------------------------------|-------------------------------------|------------------------------------|-------------------------------------|
| $\frac{M}{Nm}$           | $\frac{\Delta\vartheta_{wk,Sin}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{wk,Bl}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{wk,dif}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{m,Sin}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{m,Bl}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{m,dif}}{K}$ |
| 0,2                      | 20,8                                 | 36,6                                | 15,8                                 | 27,5                                | 89,1                               | 61,6                                |
| 3,0                      | 21,8                                 | 39,2                                | 17,4                                 | 26,4                                | 90,5                               | 64,1                                |
| 6,0                      | 31,0                                 | 48,4                                | 17,4                                 | 32,7                                | 95,9                               | 63,2                                |
| 9,0                      | 44,3                                 | 64,8                                | 20,5                                 | 37,8                                | 105,8                              | 68,0                                |
| 12,0                     | 64,5                                 | > 83,0*                             | > 18,5                               | 48,1                                | > 122,0*                           | > 73,9                              |
| PMSM AB (geblechte Nabe) |                                      |                                     |                                      |                                     |                                    |                                     |
| $\frac{M}{Nm}$           | $\frac{\Delta\vartheta_{wk,Sin}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{wk,Bl}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{wk,dif}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{m,Sin}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{m,Bl}}{K}$ | $\frac{\Delta\vartheta_{m,dif}}{K}$ |
| 0,2                      | 27,2                                 | 33,0                                | 5,8                                  | 35,2                                | 55,2                               | 20,0                                |
| 6,0                      | 34,0                                 | 41,3                                | 7,3                                  | 38,0                                | 60,3                               | 22,3                                |
| 12,0                     | 57,1                                 | 66,4                                | 9,3                                  | 48,3                                | 76,2                               | 27,9                                |

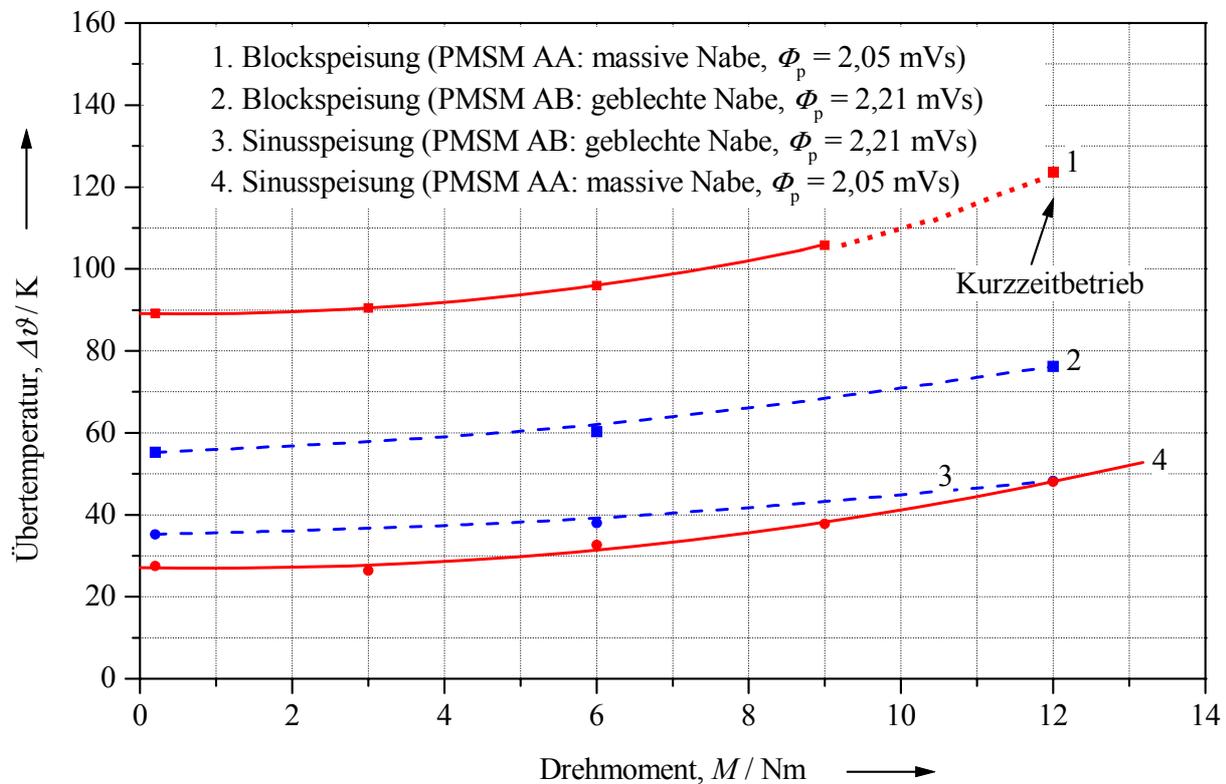


Bild 8.6: Gemessene Übertemperaturen in den Magneten im Dauerbetrieb bei  $n = 24\,000$  /min

Bild 8.6 zeigt die gemessenen Übertemperaturen in den Magneten im Dauerbetrieb bei  $24\,000$  /min, die hauptsächlich von den Läuferverlusten verursacht sind. Bei Sinusbetrieb haben beide Maschinen

fast gleiche Magnet-Übertemperaturen (Kurve 3 und 4). Bei Blockbetrieb hat der Motor „PMSM AB“ mit geblechter Nabe jedoch einen um ca. 40 K niedrigeren Temperaturanstieg als der Motor „PMSM AA“ (Kurve 1 und 2). Ein Dauerbetrieb bei Last von  $M = 12$  Nm konnte bei der Maschine mit massiver Nabe nicht durchgeführt werden, da die Magnettemperatur den Wert von 160 °C überstieg und somit eine Entfestigung der expoxidgebundenen Glasfaserbandage befürchtet werden musste. Dort betrug der Temperaturanstieg schon mindestens 122 K.

**Tabelle 8.6:** Aus den Messungen bestimmte Wärmeabfuhrziffern der Wicklung in den Wickelköpfen  $(\alpha A)_{wk,Sin}$ ,  $(\alpha A)_{wk,Bl}$  und im Nutbereich  $(\alpha A)_{wi,Sin}$ ,  $(\alpha A)_{wi,Bl}$  jeweils bei Sinus- und Blockspeisung im Dauerbetrieb bei  $n = 24\,000$  /min (\* Versuch wurde vor Erreichen der thermischen Beharrung abgebrochen.)

| PMSM AA (massive Nabe)   |  |   |  |   |
|--------------------------|--|---|--|---|
| $\frac{M}{\text{Nm}}$    | $\frac{(\alpha A)_{wk,Sin}}{\text{W/K}}$ | $\frac{(\alpha A)_{wk,Bl}}{\text{W/K}}$ | $\frac{(\alpha A)_{wi,Sin}}{\text{W/K}}$ | $\frac{(\alpha A)_{wi,Bl}}{\text{W/K}}$ |
| 0,2                      | 11,21                                    | 8,33                                    | 11,95                                    | 9,21                                    |
| 3,0                      | 12,18                                    | 8,85                                    | 13,08                                    | 9,72                                    |
| 6,0                      | 11,97                                    | 9,52                                    | 13,64                                    | 11,00                                   |
| 9,0                      | 11,72                                    | 10,14                                   | 13,92                                    | 12,21                                   |
| 12,0                     | 11,82                                    | *                                       | 14,95                                    | *                                       |
| PMSM AB (geblechte Nabe) |  |   |  |   |
| $\frac{M}{\text{Nm}}$    | $\frac{(\alpha A)_{wk,Sin}}{\text{W/K}}$ | $\frac{(\alpha A)_{wk,Bl}}{\text{W/K}}$ | $\frac{(\alpha A)_{wi,Sin}}{\text{W/K}}$ | $\frac{(\alpha A)_{wi,Bl}}{\text{W/K}}$ |
| 0,2                      | 11,81                                    | 10,35                                   | 12,75                                    | 11,39                                   |
| 6,0                      | 12,78                                    | 11,36                                   | 14,25                                    | 12,57                                   |
| 12,0                     | 13,29                                    | 12,55                                   | 16,15                                    | 15,31                                   |

Die Abführung der Verluste in den Wicklungen erfolgt proportional zum Temperatursprung gegenüber dem Kühlmedium (Wasser). Das Verhältnis dazwischen ist als „Wärmeabfuhrziffer“ ( $\alpha A$ ) bezeichnet, wobei  $\alpha$  der Wärmeübergangskoeffizient in  $\text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$  und  $A$  die Übertragungsfläche bedeutet. Es wird damit der thermische Widerstand beim Übergang vom Ständerblechpaket zum Gehäuse und der Hauptwiderstand des Isolier-Übergangs zwischen der Wicklung und dem Ständerblechpaket zu einer Ersatzgröße zusammengefasst. Außerdem ist es davon ausgegangen, dass ca. 30 % der Wirbelstromverluste in der Läufer-nabe  $P_{Nabe}$  über die Wicklung vom Kühlwasser abgeführt sind. Mit diesen groben Näherungen sind die Wärmeabfuhrziffern in den Wickelköpfen  $(\alpha A)_{wk}$  und in der Wicklung in den Nuten  $(\alpha A)_{wi}$  nach (8.2) experimentell bestimmt (Tabelle 8.6). Gegenüber der Wicklung in den Nuten ist die Wärmeabfuhrziffer in den Wickelköpfen wegen keines direkten Kontakts mit dem Kühlwasser etwas kleiner. Bei Blockspeisung erwärmt der wärmere Läufer die Wicklung und die Wickelköpfe und daher verringern sich die Wärmeabfuhrziffern, insbesondere bei den Wickelköpfen.

$$(\alpha A)_{wk} = \frac{P_{\text{äqu}}}{\Delta \vartheta_{wk}} \approx \frac{P_{Cu} + 0,5P_{Fe} + 0,3P_{Nabe}}{\vartheta_{wk} - \vartheta_{H_2O,ein}}; \quad (\alpha A)_{wi} = \frac{P_{\text{äqu}}}{\Delta \vartheta_{wi}} \approx \frac{P_{Cu} + 0,5P_{Fe} + 0,3P_{Nabe}}{\vartheta_{wi} - \vartheta_{H_2O,ein}} \quad (8.2)$$

Der Wert der „Wärmeabfuhrziffern“ besteht darin, bei ähnlich gebauten Maschinen eine rechnerische Abschätzung der Erwärmung aus den äquivalenten Verlusten durchführen zu können.

### **Fazit:**

Zwei schnelllaufende permanenterrregte Synchronmotoren mit Oberflächenmagneten im Läufer aus  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$  und Glasfaserbandage wurden bei Speisung mit Sinusspannungen und Blockspannungen hinsichtlich Verluste und Erwärmung verglichen. Motor AA hatte eine massive Nabe, d. h. Läuferwelle und Läuferjoch, auf dem die Magnete geklebt sind, sind aus einem massiven Stahldrehteil gefertigt. Bei Läufer B (geblechte Nabe) des Motors AB ist ein aus isolierten Blechen gefertigtes Paket auf die Welle geschrumpft. Für den Vergleich muss berücksichtigt werden, dass Läufer B etwa 8 % höheren Remanenzfluss und daher höhere Ummagnetisierungsverluste im Ständerblechpaket erzeugt. Bei Motor AA steigt auf Grund von Wirbelströmen in der massiven Nabe bei Umrichterspeisung mit Blocktaktung die Läufer­temperatur bei Nenndrehzahl 24 000 /min und Nenn­drehmoment 12 Nm auf über 160 °C und überschreitet damit die zulässige Bandagentemperatur, während bei Sinusbetrieb die Läufer­temperatur um über 74 K niedriger ist (Tabelle 8.5). Bei Motor AB ist die Wirbelstrombildung bei Umrichterbetrieb deutlich geringer. Die Erwärmung bei Sinusbetrieb ist fast dieselbe wie bei Motor AA, im Umrichterbetrieb ist die Läufer­temperaturzunahme nur 28 K.

## **8.2 Vergleich der gemessenen Verluste mit Berechnungen**

Mittels der in Kapitel 4 vorgestellten analytischen Formeln wurden die wichtigen Einzelverluste in beiden Versuchsmaschinen „PMSM AA“ und „PMSM AB“ bei Sinus- und Blockbetrieb ermittelt, wie z. B. mechanische Verluste, Ummagnetisierungsverluste, Stromwärmeverluste und umrichterbedingte Zusatzverluste. Dabei sind die gemessenen Größen von den Motoren (Spannungen, Ströme, Wicklungstemperaturen usw.) verwendet. Da diese Verlustanteile nicht getrennt messbar sind, kann die Übereinstimmung der Berechnungen mit den Messungen nur durch Vergleich der Gesamtverluste nachgeprüft werden.

Die nachstehenden Tabelle 8.7 und Tabelle 8.8 geben eine Übersicht über die berechneten Einzel- und Gesamtverluste in Abhängigkeit von den Lastmomenten. Bei Sinusspeisung bei beiden Maschinen haben die berechneten Gesamtverluste  $P_{v,cal}$  nur kleine Unterschiede (ca. 6 %) zu den Messergebnissen  $P_{v,mea}$ . Die einzige größere Abweichung (216 W: 18 %) entsteht bei 12 Nm bei PMSM AA, was an der Messgenauigkeit der verwendeten Messinstrumenten (Momentmesswelle bzw. Wattmeter) liegen könnte. Das ist in Tabelle 8.3 ebenso bestätigt. Gegenüber Sinusspeisung

sind die Verlust-Unterschiede bei Blockspeisung zwar etwas größer, die Abweichung liegt innerhalb von 13 %, was in der Praxis schon genau genug ist. Eine genaue Berechnung der durch die umrichterbedingten Oberschwingungen hervorgerufenen zusätzlichen Verluste ist schwer durchzuführen, weil der Frequenzeinfluss auf die elektromagnetischen Eigenschaften der weichmagnetischen Werkstoffe kompliziert ist. Die anschauliche Kurvendarstellung ist in Bild 8.7 und Bild 8.8 gegeben.

**Tabelle 8.7:** Analytisch berechnete Einzel- und Gesamtverluste (cal) in der Maschine „PMSM AA“ mit massiver Nabe bei Sinus- und Blockspeisung bei  $n = 24\,000$  /min in Abhängigkeit vom Lastmoment  $M$  sowie Vergleich mit den Messergebnissen (mea)

| PMSM AA (massive Nabe), Sinusspeisung |             |             |             |             |             |
|---------------------------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| $M$ / Nm                              | 0,2         | 3           | 6           | 9           | 12          |
| $P_{Rb,Lu}$ / W                       | 226         | 226         | 226         | 226         | 226         |
| $P_{Rb,La}$ / W                       | 179         | 179         | 179         | 179         | 179         |
| $P_{Fe}$ / W                          | 464         | 467         | 504         | 514         | 556         |
| $P_{Cu,l}$ / W                        | 0,8         | 28          | 103         | 230         | 431         |
| $P_{Cu,ad,l}$ / W                     | 0,2         | 4           | 16          | 32          | 54          |
| $P_{v,cal}$ / W                       | <b>870</b>  | <b>904</b>  | <b>1028</b> | <b>1181</b> | <b>1446</b> |
| $P_{v,mea}$ / W                       | <b>876</b>  | <b>913</b>  | <b>1088</b> | <b>1157</b> | <b>1230</b> |
| $P_{v,cal} / P_{v,mea}$               | 99 %        | 99 %        | 94 %        | 102 %       | 118 %       |
| PMSM AA (massive Nabe), Blockspeisung |             |             |             |             |             |
| $M$ / Nm                              | 0,2         | 3           | 6           | 9           | 12          |
| $P_{Rb,Lu}$ / W                       | 226         | 226         | 226         | 226         | 226         |
| $P_{Rb,La}$ / W                       | 179         | 179         | 179         | 179         | 179         |
| $P_{Fe}$ / W                          | 447         | 458         | 481         | 510         | 581         |
| $\sum P_{Fe,ad,k}$ / W                | 10,4        | 10,8        | 11,6        | 12,2        | 14,2        |
| $P_{Cu,l}$ / W                        | 6,7         | 36          | 121         | 279         | 517         |
| $P_{Cu,ad,l}$ / W                     | 1,0         | 5,4         | 17          | 35          | 57          |
| $\sum P_{Cu,k}$ / W                   | 3,4         | 3,6         | 4           | 5,2         | 5,8         |
| $\sum P_{Cu,ad,k}$ / W                | 9,9         | 10,2        | 10,6        | 11,3        | 12,7        |
| $\sum P_{Nabe,k}$ / W                 | 185         | 191         | 206         | 217         | 253         |
| $\sum P_{mk}$ / W                     | 23          | 23,8        | 25,7        | 26,7        | 31,6        |
| $P_{v,cal}$ / W                       | <b>1084</b> | <b>1144</b> | <b>1282</b> | <b>1502</b> | <b>1877</b> |
| $P_{v,mea}$ / W                       | <b>1249</b> | <b>1267</b> | <b>1411</b> | <b>1608</b> | <b>2041</b> |
| $P_{v,cal} / P_{v,mea}$               | 87 %        | 90 %        | 91%         | 93 %        | 92 %        |

**Tabelle 8.8:** Analytisch berechnete Einzel- und Gesamtverluste (cal) in der Maschine „PMSM AB“ mit geblechter Nabe bei Sinus- und Blockspeisung bei  $n = 24\,000$  /min in Abhängigkeit vom Lastmoment  $M$  sowie Vergleich mit den Messergebnissen (mea) (\* Abgeschätzte Zusatzverluste vom defekten Lager)

| PMSM AB (geblechte Nabe), Sinusspeisung |             |             |             |             |             |
|---|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| $M$ / Nm                                | 0,2         | 3           | 6           | 9           | 12          |
| $P_{Rb,Lu}$ / W                         | 226         | 226         | 226         | 226         | 226         |
| $P_{Rb,La}$ / W                         | 179         | 179         | 179         | 179         | 179         |
| $P_{Fe}$ / W                            | 640         | 658         | 662         | 675         | 696         |
| $P_{Cu,1}$ / W                          | 0,9         | 26,3        | 90          | 201         | 365         |
| $P_{Cu,ad,1}$ / W                       | 0,2         | 4,0         | 13,3        | 28          | 46          |
| $P_{zu,La}^*$ / W                       | 150         | 150         | 150         | 150         | 150         |
| $P_{v,cal}$ / W                         | <b>1196</b> | <b>1243</b> | <b>1321</b> | <b>1459</b> | <b>1662</b> |
| $P_{v,mea}$ / W                         | <b>1220</b> | <b>1263</b> | <b>1337</b> | <b>1505</b> | <b>1715</b> |
| $P_{v,cal} / P_{v,mea}$                 | 98 %        | 98 %        | 99 %        | 97 %        | 97 %        |
| PMSM AB (geblechte Nabe), Blockspeisung |             |             |             |             |             |
| $M$ / Nm                                | 0,2         | 3           | 6           | 9           | 12          |
| $P_{Rb,Lu}$ / W                         | 226         | 226         | 226         | 226         | 226         |
| $P_{Rb,La}$ / W                         | 179         | 179         | 179         | 179         | 179         |
| $P_{Fe}$ / W                            | 637         | 656         | 681         | 691         | 747         |
| $\sum P_{Fe,ad,k}$ / W                  | 12,2        | 12,6        | 13,5        | 13,6        | 15,2        |
| $P_{Cu,1}$ / W                          | 0,9         | 27,4        | 91          | 210         | 385         |
| $P_{Cu,ad,1}$ / W                       | 0,2         | 4,0         | 13,0        | 28          | 47          |
| $\sum P_{Cu,k}$ / W                     | 4,2         | 3,5         | 4,6         | 5,3         | 6,1         |
| $\sum P_{Cu,ad,k}$ / W                  | 12,2        | 12,6        | 13,3        | 13,3        | 14,5        |
| $\sum P_{mk}$ / W                       | 30,3        | 31,7        | 33,4        | 34,3        | 38,0        |
| $P_{zu,la}^*$ / W                       | 150         | 150         | 150         | 150         | 150         |
| $P_{v,cal}$ / W                         | <b>1252</b> | <b>1303</b> | <b>1404</b> | <b>1550</b> | <b>1808</b> |
| $P_{v,mea}$ / W                         | <b>1415</b> | <b>1421</b> | <b>1422</b> | <b>1612</b> | <b>1875</b> |
| $P_{v,cal} / P_{v,mea}$                 | 88 %        | 92 %        | 99 %        | 96 %        | 96 %        |

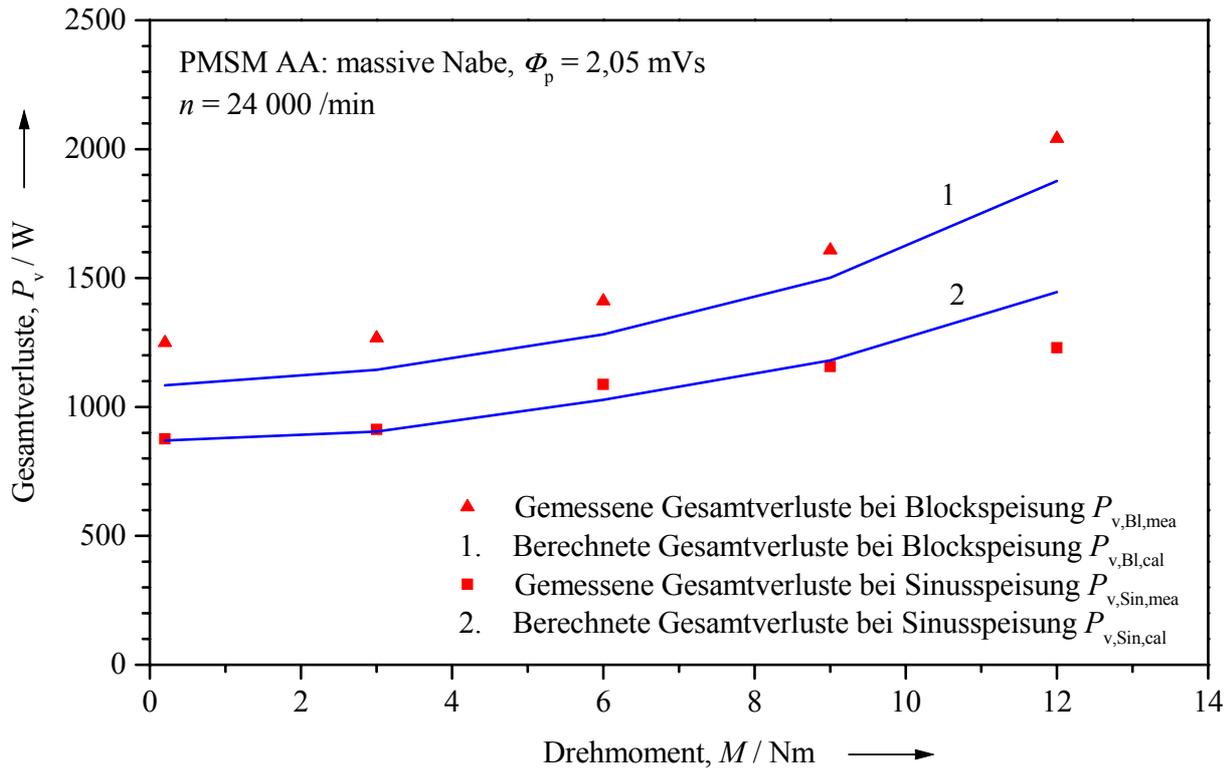


Bild 8.7: Vergleich der berechneten Verluste mit den Messergebnissen bei der Maschine mit massiver Nabe „PMSM AA“ bei Sinus- und Blockspeisung bei  $n = 24\,000$  /min

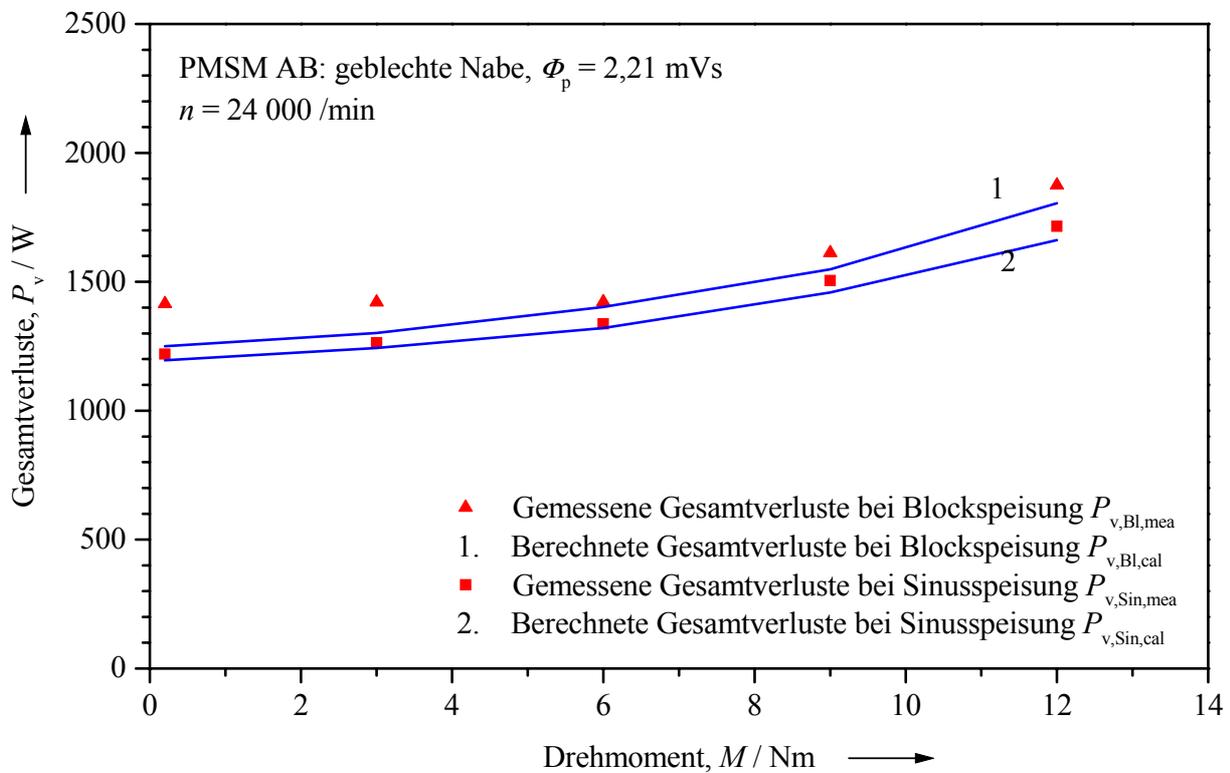


Bild 8.8: Vergleich der berechneten Verluste mit den Messergebnissen bei der Maschine mit geblechter Nabe „PMSM AB“ bei Sinus- und Blockspeisung bei  $n = 24\,000$  /min

Eine genaue Bestimmung der Verringerung der Wirbelstromverluste durch Einsatz einer geblechten Nabe ist im direkten Vergleich des PMSM AA und PMSM AB bei Blockspeisung zwar nicht möglich, da ihre Ummagnetisierungs- und Reibungsverluste auch unterschiedlich sind. Jedoch kann ein Näherungswert in Bezug auf die Wirbelstromverluste wie folgt abgeschätzt werden. Aus (5.19) ergibt sich, dass die Ständerspannung bei Blockspeisung die Ständerstromüberschwingungen  $I_{sk}$  mit  $k = -5, 7, -11, \dots$  bestimmt. Nach der Messung nimmt die Ständerspannung  $U_{s1}$  vom Leerlauf bis Nennlast bei konstanter Drehzahl von  $n = 24\,000$  /min um nur ca. 15 % zu (Tabelle 8.9). Aus diesen Gründen haben die Überschwingungen des Ständerstroms bei Blockspeisung vom Leerlauf bis Vollast keine großen Unterschiede. Die durch die Ständerstromüberschwingungen bei Blockspeisung entstehenden Zusatzverluste können dann deswegen in allen Messpunkten als gleiche Werte angenommen werden. Da beide Versuchsmaschinen außer der Läufer-nabe fast gleich gebaut sind, können die Wirbelstromverluste in der massiven Läufer-nabe bei Blockspeisung aus der Differenz der umrichterbedingten Zusatzverluste beider Versuchsmaschinen in Tabelle 8.9 abgeschätzt werden, nämlich  $P_{Nabe} = \left(\frac{178,4}{162,2}\right)^2 \cdot 339 - \left(\frac{178,4}{177,5}\right)^2 \cdot 117 = 292$  W bei dem Arbeitspunkt (PMSM AA: 12 Nm und 24 000 /min).

**Tabelle 8.9:** Gemessene Gesamtverluste außer Stromwärmeverlusten bei Sinusspeisung ( $P_{v,Sin} - \Sigma P_{Cu}$ ) und bei Blockspeisung ( $P_{v,BI} - \Sigma P_{Cu}$ ) sowie die Zunahme dieser Verluste bei Blockspeisung gegenüber Sinusspeisung in „PMSM AA“ und „PMSM AB“ bei  $n = 24\,000$  /min (\* Dieser Wert ist bei der Berechnung des Mittelwerts nicht beteiligt, da er einen größeren Messfehler enthalten könnte.)

| $M$<br>[Nm] | PMSM AA                   |                                    |                                   |                  | PMSM AB                   |                                    |                                   |                  |
|-------------|---------------------------|------------------------------------|-----------------------------------|------------------|---------------------------|------------------------------------|-----------------------------------|------------------|
|             | $U_{s1}$<br>[V]           | $P_{v,Sin} - \Sigma P_{Cu}$<br>[W] | $P_{v,BI} - \Sigma P_{Cu}$<br>[W] | Differenz<br>[W] | $U_{s1}$<br>[V]           | $P_{v,Sin} - \Sigma P_{Cu}$<br>[W] | $P_{v,BI} - \Sigma P_{Cu}$<br>[W] | Differenz<br>[W] |
| 0,2         | 152,4                     | 875                                | 1228                              | 353              | 169,2                     | 1219                               | 1397                              | 178              |
| 3           | 154,7                     | 881                                | 1212                              | 331              | 172,6                     | 1233                               | 1373                              | 140              |
| 6           | 159,3                     | 969                                | 1258                              | 289              | 177,2                     | 1233                               | 1300                              | 67               |
| 9           | 165,1                     | 895                                | 1277                              | 382              | 179,0                     | 1276                               | 1356                              | 80               |
| 12          | 178,4                     | 745                                | 1449                              | 704*             | 188,8                     | 1304                               | 1422                              | 118              |
|             | $U_{s1,rms}$ :<br>162,2 V |                                    | Mittelwert:<br>339 W              |                  | $U_{s1,rms}$ :<br>177,5 V |                                    | Mittelwert:<br>117 W              |                  |

**Tabelle 8.10:** Berechnete und gemessene Wirbelstromverluste in der massiven Nabe des Motors „PMSM AA“ bei Blockspeisung bei Nennlast (30 kW; 12 Nm; 24 000 /min), bezogen auf die gemessene Motorspannung  $U_{s1} = 178,4$  V

|   |               |
|---|---------------|
| Analytische Berechnung (Tabelle 4.9)        | 253 W (87 %)  |
| Numerische Berechnung (Tabelle 5.4: Fall 1) | 235 W (81 %)  |
| Messung (Tabelle 8.9)                       | 292 W (100 %) |

Die bei Blockspeisung durch Ständerstromüberschwingungen entstehenden Wirbelstromverluste in der massiven Nabe sind durch Experimente quantitativ bestimmt (Tabelle 8.9) und können mit der analytischen Berechnung in Kap. 4 und der Finite-Elemente-Berechnung in Kap. 5 verglichen werden (Tabelle 8.10).

Tabelle 8.11 stellt die experimentell und theoretisch bestimmten Überschwingungen der verketteten Ständerspannung und des Ständerstroms von PMSM AB gegenüber. Mittels FFT-Analysators im Leistungsmessgerät *NORMA D6100* wurden diese Harmonischen experimentell ermittelt. Wegen eines Lagerschadens konnte die Versuchsmaschine bei dieser Messung nur mit  $n = 18\,000$  /min betrieben werden. Die Spannungen wurden proportional auf  $n = 24\,000$  /min hochgerechnet. Solange das Drehmoment auf 12 Nm eingestellt bleibt, gelten die Ergebnisse in Tabelle 8.11 auch für eine Drehzahl von 24 000 /min. Daraus ist zu entnehmen, dass die fünfte, siebte, elfte und dreizehnte Harmonische am wichtigsten sind.

Tabelle 8.11: Überschwingungen der verketteten Ständerspannung und des Ständerstroms von der Maschine „PMSM AB“ in Bezug auf die Grundschwingung (Blockspeisung; 12 Nm; 18 000 /min)

| Ordnungszahl<br>$k$ | Verkettete Ständerspannung $\frac{U_{sk}}{U_{s1}}$ |                        | Ständerstrom $\frac{I_{sk}}{I_{s1}}$ |                        |
|---------------------|--|------------------------|--------------------------------------|------------------------|
|                     | Messwerte  | Vorausberechnete Werte | Messwerte                            | Vorausberechnete Werte |
| 1                   | 100,00 %   | 100,00 %               | 100,00 %                             | 100,00 %               |
| -5                  | 19,32 %  | 20,00 %                | 10,92 %                              | 10,52 %                |
| 7                   | 13,75 %  | 14,29 %                | 6,13 %                               | 5,37 %                 |
| -11                 | 8,99 %   | 9,09 %                 | 2,63 %                               | 2,17 %                 |
| 13                  | 8,28 %   | 7,69 %                 | 1,92 %                               | 1,56 %                 |
| $\geq 17$           | < 5,53 %   | < 5,88 %               | < 0,98 %                             | < 0,91 %               |

Zufolge der Theorie elektrischer Maschinen entsprechend Kapitel 5.3.1 gilt zur Vorausberechnung:

$$\frac{U_{sk}}{U_{s1}} = \frac{1}{k} \quad \text{und} \quad \frac{I_{sk}}{I_{s1}} = \frac{1}{k^2 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{U_p}{U_{s1}}\right)^2}}, \quad (k = 1 \pm 6g, g = 1, 2, \dots) \quad \text{mit } U_p = 170 \text{ V}; U_{s1} = 183,8 \text{ V}$$

In Tabelle 8.12 sind die für das FE-Programm benutzten Überschwingungen der Klemmenspannung und des Ständerstroms sowie die aus Tabelle 8.11 auf 24 000 /min hochgerechneten Messwerte aufgelistet. Da die Unterschiede zwischen den beim Programm *MEGA* verwendeten Werten und den Ergebnissen aus der Messung klein sind, nähern sich die numerischen Berechnungsmodelle der Realität.

Tabelle 8.12: Absolutwerte der Oberschwingungen der verketteten Ständerspannung und des Ständerstroms von PMSM AB (Blockspeisung;  $M = 12 \text{ Nm}$ ;  $n = 24\,000 \text{ /min}$ )

| $k$ | Verkettete Ständerspannung $\frac{U_{sk}}{V}$ |                                | Ständerstrom $\frac{I_{sk}}{A}$ |                                 |
|-----|---|--------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
|     | In MEGA verwendete Werte                      | Aus Messung um-rechnete Werte* | In MEGA verwendete Werte        | Aus Messung um-rechnete Werte** |
| 1   | 187,5 V                                       | 183,8 V                        | 65,0 A                          | 63,1 A                          |
| -5  | 37,5 V  | 36,8 V                         | 7,1 A                           | 6,9 A                           |
| 7   | 26,8 V  | 26,3 V                         | 3,6 A                           | 3,9 A                           |
| -11 | 17,0 V  | 16,7 V                         | 1,5 A                           | 1,7 A                           |
| 13  | 14,4 V  | 14,1 V                         | 1,0 A                           | 1,2 A                           |

\* aus der experimentellen Oberschwingungsanalyse bei 18 000 /min proportional auf die Drehzahl 24 000 /min hochgerechnet  
\*\* Ergebnisse der experimentellen Oberschwingungsanalyse bei 18 000 /min

**Fazit:**

Mit den analytischen Gleichungen in Kap. 4 sind die bei Sinus- und Blockspeisung entstehenden Verluste in den Versuchsmaschinen „PMSM AA“ und „PMSM AB“ jeweils mit massiver und geblechter Nabe ermittelt. Verglichen mit den Messergebnissen, zeigt die Berechnung bei Sinusspeisung durch zu geringe Werte eine Abweichung ca. 6 % und bei Blockspeisung ca. 13 %. Die in Kap. 4 und Kap. 5 vorgestellten analytischen und numerischen Berechnungen der Wirbelstromverluste in der massiven Läufer-nabe und in den unterteilten Magneten zeigen, dass die Wirbelstromverluste bei Umrichterspeisung hauptsächlich in der massiven Nabe auftreten. Allerdings ist der Messwert mit ca. 292 W Wirbelstromverlusten in der Nabe etwas größer als der Rechenwert 253 W (analytisch) bzw. 235 W (numerisch).

In Anbetracht der erreichbaren Messgenauigkeit der Zusatzverluste durch Differenzbildung von zwei großen Leistungen und der Vorgabe der Strom Oberschwingungsamplituden für die Rechnung ist diese Übereinstimmung aber als zufriedenstellend zu bezeichnen.

**8.3 Versuchsmaschinen mit und ohne Vergussmasse in den Wickelköpfen**

Bei Verwendung von Isolierstoffen für die Wärmeklasse F (Norm VDE 0530/1) ist in der Wicklung eine Erwärmung in den Heißpunkten von 115 K über 40 °C Umgebungstemperatur zulässig. Da nicht bekannt ist, ob die punktuelle Messung der Temperatur tatsächlich in den Heißpunkten erfolgt, ist die mittlere Wicklungserwärmung 105 K als Richtwert zugrunde zu legen. Bei Blockbetrieb hat der Motor „PMSM AB“ bezüglich der 105K-Grenze noch eine deutliche thermische Reserve (Tabelle 8.13), es muss jedoch damit gerechnet werden, dass der Motor bei PWM-Umrichterspeisung noch zusätzlich erwärmt wird. Eine Absenkung der Temperatur in den Heiß-

punkten ist durch Vergießen der Wickelköpfe mit Kunstharz möglich, da dieses eine bessere Wärmeleitfähigkeit von  $\lambda_F = 0,3 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$  als Luft ( $\lambda_A = 0,024 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$ ) hat. Mit speziellen Füllstoffen (z. B. Quarzsand) sind Werte bis  $\lambda_F = 2 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$  möglich.

Die Auswirkung des Vergussverfahrens zur besseren Wärmeabfuhr in den Wickelköpfen wurde durch vergleichbare Experimente untersucht. Die Versuchsobjekte sind die zwei im Institut entworfenen permanenterregten Synchronmaschinen „PMSM AB“ und „PMSM BB“ mit jeweils nicht eingegossenen Ständerwickelköpfen A und eingegossenen Ständerwickelköpfen B. Das genaue Vergussmaß ist mit punktierten Linien in Bild 8.1 gezeichnet. Hierfür wurde stets derselbe Läufer mit geblechter Nabe (Läufer B) eingesetzt. Bei Nennlast wurden Erwärmungsversuche bei beiden Maschinen am Sinusumformer und Block-Umrichter im Dauerbetrieb durchgeführt.

Bei den Erwärmungsversuchen sind beide Versuchsmaschinen so lange belastet worden, bis sich die Stationär-Temperaturen im Ständer und im Läufer in einem Band von 2 K stabilisiert hatten. Die Messergebnisse sind in Tabelle 8.13 verglichen. Wegen der schlechteren Wärmeabfuhr bei PMSM AB sind die Wickelköpfe 10 - 12 K wärmer als die Wicklung im Nutbereich. Durch Vergießen sinkt die Wickelkopf-Temperatur um ca. 10 K und die Temperatur im Nutbereich um 7 K. Gegenüber PMSM AB (unvergossen) steigt die Wärmeabfuhrziffer in den Wickelköpfen von PMSM BB (vergossen) um 20 – 22 %. Dadurch entlastet die niedrigere Erwärmung die Wicklung im Nutbereich, und die Wärmeabfuhrziffer dort nehmen um 15 – 17 % zu. Das Vergießen der Wickelköpfe ist eine wirksame Lösung zur Verlustwärmeabfuhr. Bei den Asynchronmaschinen (ASM-P17) in Kap. 10 ist das auch bestätigt (Tabelle 10.6).

**Tabelle 8.13:** Gemessene Ständertemperaturen der Motoren „PMSM AB“ und „PMSM BB“ bei Sinus- und Blockspeisung im Dauerbetrieb (30 kW; 24 000 /min; motorisch)

|  | PMSM AB<br>(Wickelköpfe ohne Verguss) |               | PMSM BB<br>(Wickelköpfe mit Verguss: $\lambda_F = 2 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$ ) |               |
|--|---------------------------------------|---------------|---|---------------|
|  | Sinusspeisung                         | Blockspeisung | Sinusspeisung   | Blockspeisung |
| $\vartheta_{\text{H}_2\text{O, ein}} / ^\circ\text{C}$ | 44,0                                  | 42,6          | 44,4  | 42,7          |
| $\vartheta_{\text{H}_2\text{O, aus}} / ^\circ\text{C}$ | 48,5                                  | 47,6          | 48,1  | 46,8          |
| $\vartheta_{\text{wi}} / ^\circ\text{C}$               | 91                                    | 97            | 84  | 90            |
| $\Delta\vartheta_{\text{wi}} / \text{K}$               | 47                                    | 54,4          | 39,6  | 47,3          |
| $(\alpha A)_{\text{wi}} / \text{W/K}$                  | 16,15                                 | 15,31         | 18,88   | 17,55         |
| $\vartheta_{\text{wk}} / ^\circ\text{C}$               | 101                                   | 109           | 91  | 98            |
| $\Delta\vartheta_{\text{wk}} / \text{K}$               | 57                                    | 66,4          | 46,6  | 55,3          |
| $(\alpha A)_{\text{wk}} / \text{W/K}$                  | 13,29                                 | 12,55         | 16,22   | 15,01         |

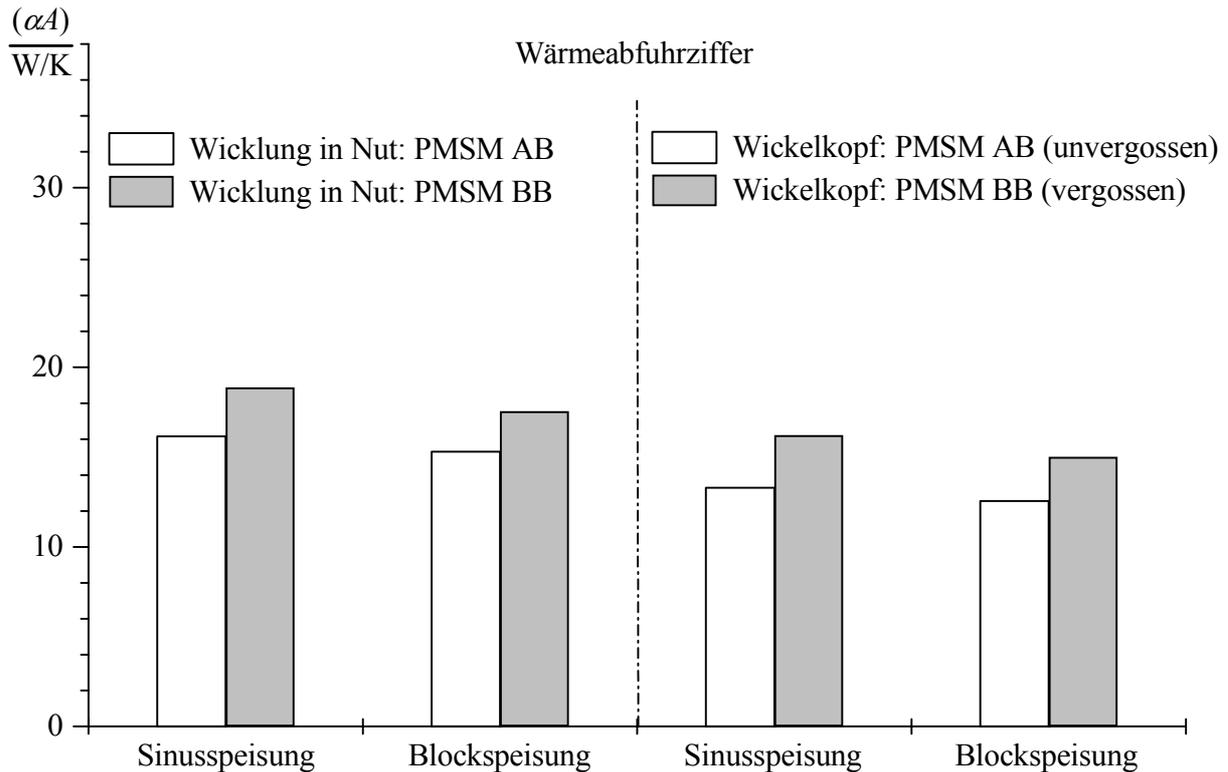


Bild 8.9: Aus Messungen bestimmte Wärmeabfuhrziffern in der Wicklung beider Maschinen jeweils mit den unvergossenen und vergossenen Wickelköpfen bei Nennlast

#### Fazit:

Durch die bessere thermische Anbindung der Wickelköpfe über eine kompakte Vergussmasse mit einer Wärmeleitfähigkeit von ca.  $2 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$  kann gegenüber luftgekühlten Wickelköpfen (Wärmeleitfähigkeit ca.  $0,024 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ ) eine Absenkung der Wickelkopferwärmung um ca.  $10 \text{ K}$  erreicht werden. Selbst in der Nut sinkt die Temperatur um ca.  $7 \text{ K}$  ab.

### 8.4 Sinusspeisung – Blockspeisung – PWM-Speisung ohne und mit Filter

Es ist bei Umrichterspeisung mit Blocktaktung bereits festgestellt worden, dass der Ständer B mit eingegossenen Wickelköpfen und der Läufer B mit geblechter Nabe für hochtourige Antriebe besser geeignet sind als der Ständer A mit nicht eingegossenen Wickelköpfen und der Läufer A mit massiver Nabe. In diesem Abschnitt werden an dieser optimierten Versuchsmaschine „PMSM BB“ (Ständer B + Läufer B) verschiedene Speisungsarten verglichen. Ebenso wie bei Sinus- und Blockbetrieb wurden Erwärmungsversuche am PWM-Umrichter mit feldorientierter Regelung auf  $I_{sd} = 0$  durchgeführt.

Bild 8.10 zeigt den gesamten Versuchsaufbau in stark vereinfachter Darstellung. Er ist so ausgeführt, dass man die permanenterrregte Synchronmaschine wahlweise aus einem rotierenden Mittelfrequenzgenerator mit sinusförmigen Spannungen und Strömen oder aus einem der beiden Umrich-

ter speisen kann. Die als Belastungsmaschine dienende Asynchronmaschine wird dann aus der jeweils anderen Quelle versorgt. In Kap. 7 ist schon detailliert beschrieben, wie die einzelnen Bestandteile des Versuchssystems aufgebaut wurden. Gemeinsam mit dem Filter sind in Tabelle 8.14 alle untersuchten Speisungsarten für die Synchronmaschine zusammengefasst.

Bei der Versuchsmaschine mit PWM-Speisung reichen die elektromechanischen Messinstrumente wegen der hochfrequenten Spannungs- und Stromüberschwingungen nicht mehr aus, so dass elektronische Messgeräte erforderlich sind [41]. Es entstehen besondere Anforderungen an das Frequenzverhalten der Messgeräte, nämlich des Leistungsanalysators *NORMA D6000* und des FFT-Analysators *Ono Sokki CF-5200* (Anhang A.5).

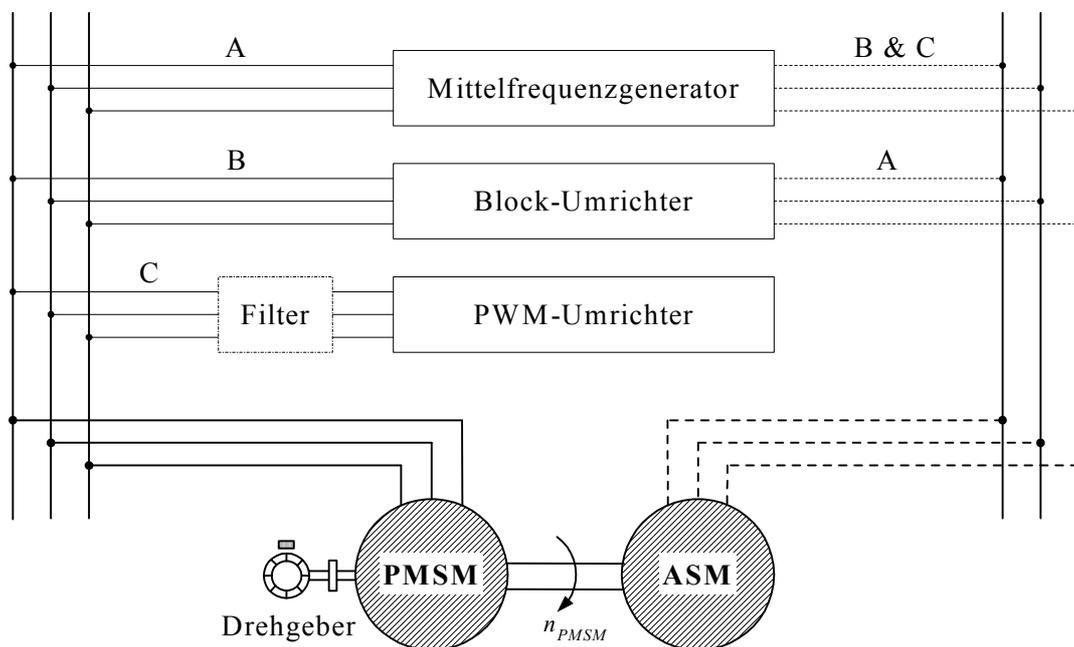


Bild 8.10: Aufbau des gesamten Versuchssstands

Tabelle 8.14: Überblick der verwendeten Speisungen und Filter

| Betriebsart | Speisungsart            | Typ des Filters       |   |
|-------------|-------------------------|-----------------------|---|
| A           | Sinusspeisung           | ohne Filter           |   |
| B           | Block-Umrichterspeisung | ohne Filter           |   |
| C           | C1                      | PWM-Umrichterspeisung |   |
|             | C2                      | PWM-Umrichterspeisung | Drossel D ( $L_f = 60 \mu\text{H}$ )                                  |
|             | C3                      | PWM-Umrichterspeisung | LC Sinusfilter SF ( $L_f = 60 \mu\text{H}$ , $C_f = 15 \mu\text{F}$ ) |

#### 8.4.1 Leerlaufversuche

Die beim motorischen Leerlauf (Lastmoment  $M = 0$ ) entstehenden Gesamtverluste unter verschiedenen Betriebsarten (A, B, C1, C2, C3) sind in Tabelle 8.15 aufgelistet und in Bild 8.11 dargestellt.

Tabelle 8.15: Gemessene Gesamtverluste  $P_v / W$  bei „PMSM BB“ im motorischen Leerlauf  $M = 0$  bei verschiedenen Motoreinspeisungen (\* Versuch wurde abgebrochen, bevor die Magnettemperatur über  $160^\circ \text{C}$  überschritt.)

| Speiseart                  | 12 000 /min | 18 000 /min | 24 000 /min |
|----------------------------|-------------|-------------|-------------|
| A: Sinusspeisung           | 302         | 600         | 998         |
| B: Blockspeisung           | 349         | 709         | 1280        |
| C1: PWM ohne Filter        | 738         | 1198        | *           |
| C2: PWM mit Drossel D      | 520         | 864         | 1278        |
| C3: PWM mit Sinusfilter SF | 313         | 598         | 1007        |

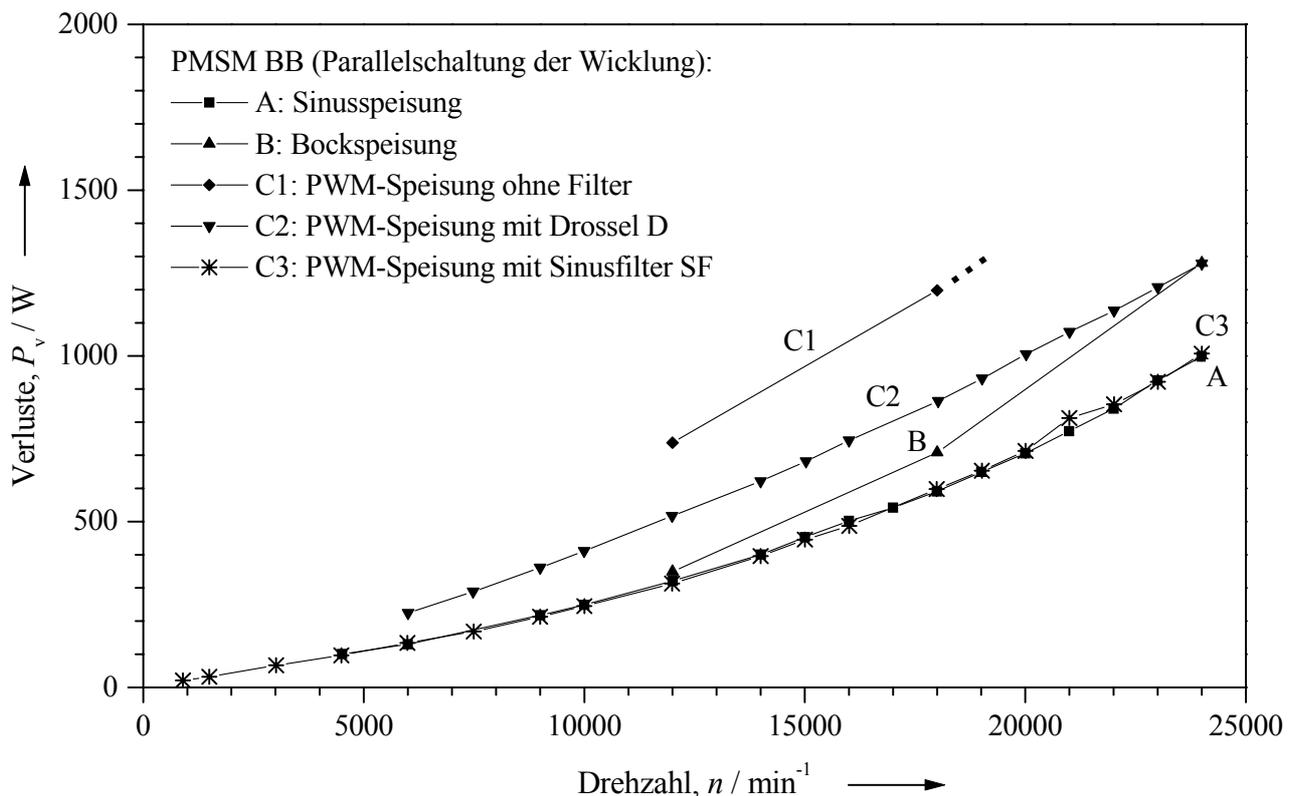
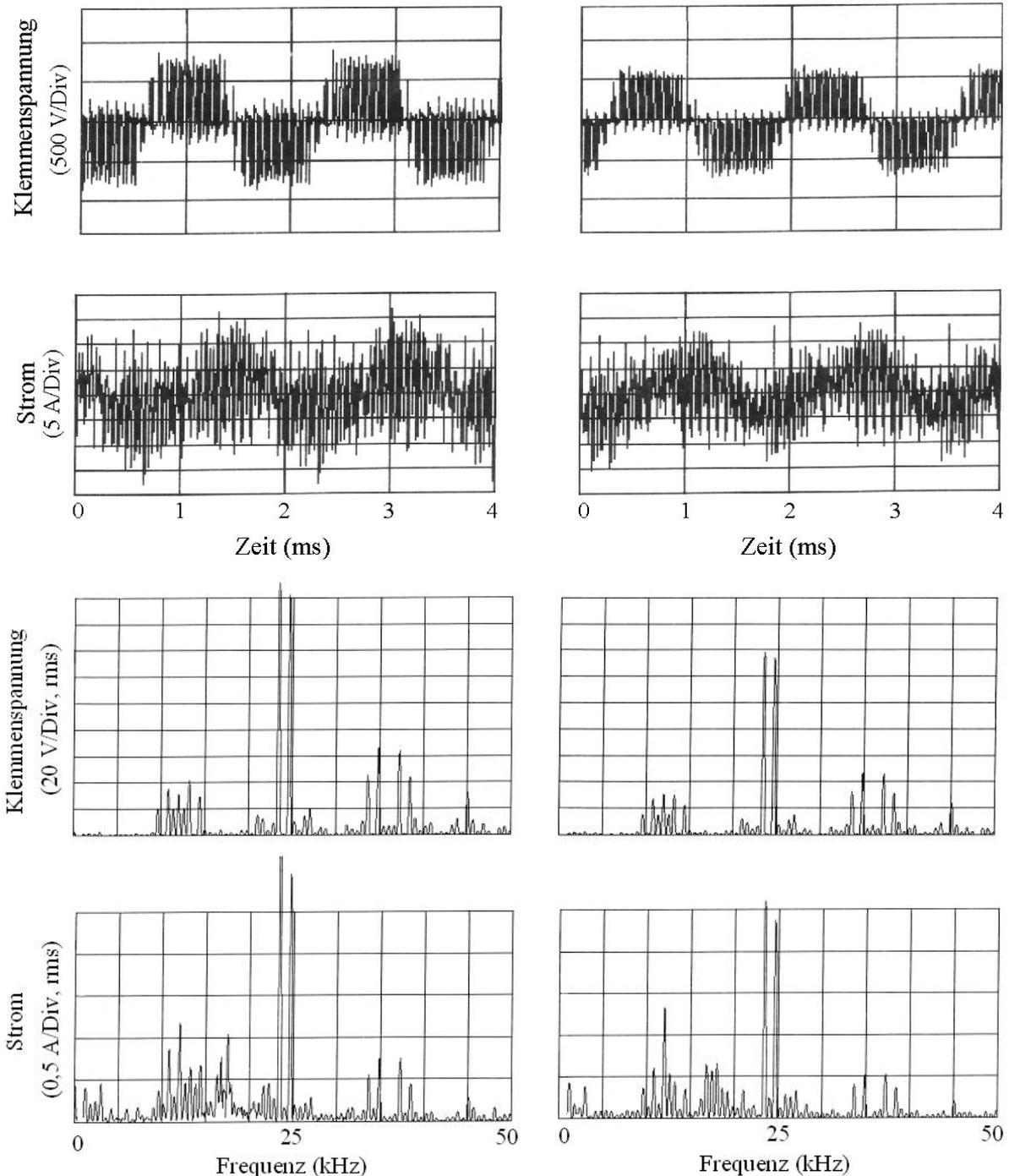


Bild 8.11: Gemessene Gesamtverluste bei „PMSM BB“ im motorischen Leerlauf bei verschiedenen Speisungsarten in Abhängigkeit von Drehzahl

Verglichen mit dem Block-Betrieb (Betrieb B) sind die Zusatzverluste bei dem gepulsten Betrieb (Betrieb C1: PWM-Umrichterspeisung ohne Filter) wegen der hohen verwendeten Taktfrequenz ( $f_T = 12 \text{ kHz}$ ) viel größer. Bei beiden Wechselrichterbetriebsarten zeigt sich ein grundsätzlicher Unterschied bei den Harmonischen. Im Block-Betrieb werden die Amplituden der Spannungsoberschwingungen mit der Ordnungszahl  $k$  gemäß  $\hat{U}_{sk} = \frac{1}{k} \cdot \hat{U}_{s1}$  kleiner. Sie gehen daher schnell gegen vernachlässigbar kleine Werte. Es ist normalerweise ausreichend, nur Ordnungszahlen von  $k \leq 19$  zu berücksichtigen. Im gepulsten Betrieb C1 hängen die Amplituden der Spannungsoberschwingungen vom Pulsmuster ab, d. h. von der Form des Pulsmusters und der gewählten

Taktfrequenz ab [44]. Die wichtigsten Harmonischen entstehen bei den Frequenzen gemäß (8.3). Es sind die Harmonischen bis  $k = 40 \dots 50$  nicht mehr zu vernachlässigen.

$$f_{sk}(k_1, k_2) = k_1 \cdot f_T \pm k_2 \cdot f_{s1} \quad k_1, k_2 = 1, 2, 3, \dots \quad (8.3)$$



a) Betrieb C1: ohne Filter  
( $U_{v\max} = 191 \text{ V}$ ;  $I_{sk\max} = 3,7 \text{ A}$ )

b) Betrieb C2: mit Drossel  $60 \mu\text{H}$   
( $U_{v\max} = 137 \text{ V}$ ;  $I_{sk\max} = 2,74 \text{ A}$ )

**Bild 8.12:** Gemessene verkettete Motorspannungen, Motorströme und deren Frequenzspektren bei „PMSM BB“ bei PWM-Speisung mit  $f_T = 12 \text{ kHz}$  im Leerlauf bei  $18\,000 \text{ /min}$  (Die Grundschwingungen sind nicht gezeigt:  $U_{v1} = 218 \text{ V}$ ;  $I_{s1} = 2,0 \text{ A}$ .)

Die harmonische Analyse für die Zeitfunktionen der Spannung und des Stroms bei der verwendeten PWM-Speisung wurde mittels FFT-Analysators (*ONO SOKKI CF-5200*) durchgeführt. Bild 8.12a zeigt die wichtigen harmonischen Frequenzen von der Motorspannung und dem Motorstrom im PWM-Betrieb C1 beim Leerlauf bei 18 000 /min, ohne Filter zwischen dem Umrichter und Motor einzusetzen ( $f_T = 12$  kHz;  $f_{s1} = 0,6$  kHz):

$$f_T \pm 2f_{s1} = 10,8 \text{ kHz} / 13,2 \text{ kHz}$$

$$2f_T \pm f_{s1} = 23,4 \text{ kHz} / 24,6 \text{ kHz}$$

$$3f_T \pm 2f_{s1} = 34,8 \text{ kHz} / 37,2 \text{ kHz}$$

$$3f_T \pm 4f_{s1} = 33,6 \text{ kHz} / 38,4 \text{ kHz}.$$

**Tabelle 8.16:** Gemessene Oberschwingungen der verketteten Ständerspannungen  $U_{vk}$  und der Ständerströme  $I_{sk}$  bei „PMSM BB“ bei PWM-Speisung im Leerlauf bei 18 000 /min ( $f_T = 12$  kHz; Die Werte in den Zellen mit „-“ sind klein.)

| $f_{sk} / \text{kHz}$ | A                   |                     | B                   |                     | C1                  |                     | C2                  |                     | C3                  |                     |
|-----------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
|                       | $U_{vk} / \text{V}$ | $I_{sk} / \text{A}$ |
| $f_1 = 0,6$           | 220                 | 1,6                 | 220                 | 2,0                 | 218                 | 2,0                 | 218                 | 2,0                 | 220                 | 1,6                 |
| $f_5 = 3,0$           | 0                   | 0                   | 44                  | 6,12                | -                   | 0,46                | -                   | 0,39                | -                   | -                   |
| $f_7 = 4,2$           | 0                   | 0                   | 31                  | 3,12                | -                   | -                   | -                   | -                   | -                   | -                   |
| $f_T - 2f_1 = 10,8$   | 0                   | 0                   | -                   | -                   | 35,4                | 0,87                | 26,5                | 0,60                | -                   | -                   |
| $f_T + 2f_1 = 13,2$   | 0                   | 0                   | -                   | -                   | 41,6                | 0,65                | 29,9                | 0,45                | -                   | -                   |
| $2f_T - f_1 = 23,4$   | 0                   | 0                   | -                   | -                   | 191,0               | 3,70                | 137,0               | 2,74                | -                   | -                   |
| $2f_T + f_1 = 24,6$   | 0                   | 0                   | -                   | -                   | 182,0               | 3,00                | 134,0               | 2,27                | -                   | -                   |
| $3f_T - 4f_1 = 33,6$  | 0                   | 0                   | -                   | -                   | 45,0                | 0,55                | 33,3                | 0,40                | -                   | -                   |
| $3f_T - 2f_1 = 34,8$  | 0                   | 0                   | -                   | -                   | 66,0                | 0,75                | 46,8                | 0,52                | -                   | -                   |
| $3f_T + 2f_1 = 37,2$  | 0                   | 0                   | -                   | -                   | 64,0                | 0,75                | 45,5                | 0,53                | -                   | -                   |
| $3f_T + 4f_1 = 38,4$  | 0                   | 0                   | -                   | -                   | 44,0                | 0,44                | 31,0                | 0,36                | -                   | -                   |

Wird eine 3-phasige Drossel ( $L_f = 60 \mu\text{H}$ ) zwischen dem PWM-Umrichter und dem Prüfling geschaltet, werden die Ständerspannungs- und Stromüberschwingungen bei allen Frequenzen auf ca.  $L_s/(L_s+L_f) = 75$  % reduziert (Bild 8.12b) und die restlichen 25 % fallen an der Drossel ab. Daher sinken die umrichterbedingten Zusatzverluste im Betrieb C2 um ca. 50 % gegenüber Betrieb C1 (Tabelle 8.15). Trotzdem sind sie immer noch größer als bei Block-Umrichterspeisung. Man kann aber die Drossel nicht beliebig vergrößern, da für konstante Motorspannung eine größere Umrichterausgangsspannung damit verlangt wird.

Es fällt auf, dass im oberen Drehzahlbereich in Bild 8.11 die im Betrieb C2 entstehenden Verluste nur wenig höher sind gegenüber Betrieb B. Der Grund dafür ist ein höherer Modulationsgrad der PWM-Speisung bei höherer Drehzahl [45]. Je größer der Modulationsgrad ist, desto kleiner sind die wichtigsten Oberschwingungen bei den Frequenzen  $2f_T \pm k \cdot f_{s1}$ . Die höchsten Oberschwingungsamplituden treten bei ca. halber Aussteuerung (Bild 6.5) auf.

Durch Einsatz eines geeigneten  $LC$ -Sinusfilters ist eine weitere Verringerung der Zusatzverluste möglich [36] - [38]. Die Harmonischen in einem bestimmten Frequenzbereich lassen sich durch Anwendung einer Drossel und eines Kondensators in der Form eines Tiefpasses stark reduzieren und nahezu sinusförmige Motorspannungs- und Stromverläufe realisieren. Dabei ist auch keine besonders große Umrichter Ausgangsspannung erforderlich.

Tabelle 8.17 zeigt die gemessenen Temperaturen bei unterschiedlichen Motoreinspeisungen bei 24 000 /min im Leerlauf. Der Versuch bei Betrieb C1 konnte nicht durchgeführt werden, da die Läuferferntemperatur 160 °C überschritt, bevor 24 000 /min erreicht wurde, was den zulässigen Grenzwert der Bandage darstellt. Die Wicklungstemperaturen stiegen bei allen Betriebsarten nicht sehr hoch an, da der Motor mit der das Gehäuse umgehenden Wassermantelkühlung oberflächengekühlt wurde. Dagegen erfolgt die Wärmeabgabe vom Läufer nur an dessen Oberfläche mit dem Kühlmedium von Luft. Der Quotient aus der äquivalenten Läuferverlustleistung  $P_{r,äqu}$  (Wirbelstromverluste im Läufer und teilweise mechanische Reibungsverluste) und der mittleren stationären Läufererwärmung  $\Delta\vartheta_r$  wird als Wärmeabfuhrziffer des Läufers  $(\alpha A)_r$  bezeichnet:  $P_{r,äqu} = (\alpha A)_r \cdot \Delta\vartheta_r$ . Daher sind bei der gleichen Drehzahl 24 000 /min die im Läufer entstehenden Wirbelstromverluste bei verschiedenen Betriebsarten durch die Magneterwärmung  $\Delta\vartheta_m$  im groben zu vergleichen. Die PWM-Speisung ohne Filter (Betrieb C1) führt zu den meisten Läuferzusatzverlusten, dann folgen Betrieb C2 und Betrieb B mit niedrigeren Erwärmungen. In Betrieb C3 ist der Läufer genauso kalt wie im „reinen“ Sinusbetrieb A, da die meisten Harmonischen wesentlich reduziert wurden.

Tabelle 8.17: Gemessene stationäre Erwärmung in der Wicklung  $\Delta\vartheta_{wi}$ , im Wickelkopf  $\Delta\vartheta_{wk}$  und in den Magneten  $\Delta\vartheta_m$  bei „PMSM AB“ und „PMSM BB“ bei unterschiedlichen Motoreinspeisungen bei 24 000 /min im Leerlauf, bezogen auf die Temperatur am Wassereintritt  $\vartheta_{H_2O,ein}$  mit Volumenstrom 3,24 l/min (\* Versuch wurde nicht durchgeführt.)

| Speiseart           | Wickelköpfe | $\vartheta_{H_2O,ein} / ^\circ C$ | $\vartheta_{H_2O,aus} / ^\circ C$ | $\Delta\vartheta_{wi} / K$ | $\Delta\vartheta_{wk} / K$ | $\Delta\vartheta_m / K$ |
|---------------------|-------------|-----------------------------------|-----------------------------------|----------------------------|----------------------------|-------------------------|
| A: Sinusspeisung    | unvergossen | 34,8                              | 38,2                              | 25,2                       | 27,2                       | 35,2                    |
| B: Blockspeisung    | unvergossen | 34,0                              | 37,7                              | 30                         | 33                         | 55,2                    |
| C1: PWM ohne Filter | vergossen   | *                                 | *                                 | *                          | *                          | *                       |
| C2: PWM mit Drossel | vergossen   | 33,2                              | 36,8                              | 32,8                       | 33,8                       | 85                      |
| C3: PWM mit SF      | vergossen   | 33,0                              | 36,0                              | 24                         | 26                         | 32,9                    |

#### 8.4.2 Lastversuche

In Tabelle 8.18 sind die gemessenen Gesamtverluste bei verschiedenen Speisearten A, B, C1, C2, C3 bei Lastversuchen bei 24 000 /min zusammengestellt und in Bild 8.13 in Kurven dargestellt. So wie beim Leerlauf entstehen im Betrieb C1 die meisten Verluste, und es folgen dann Betrieb C2 und Betrieb B mit kleineren Verlusten. Die optimale Speisung mit den geringsten Verlusten ist neben dem Sinusbetrieb A der Betrieb C3.

Tabelle 8.18: Gemessene Gesamtverluste  $P_v / W$  von „PMSM BB“ bei Last bei 24 000 /min und verschiedenen Motoreinspeisungen (\* Versuch wurde nicht durchgeführt.)

| Speiseart               | 0 Nm | 3 Nm | 6 Nm | 9 Nm | 12 Nm |
|-------------------------|------|------|------|------|-------|
| A: Sinusspeisung        | 998  | 1113 | 1199 | 1310 | 1555  |
| B: Blockspeisung        | 1280 | 1313 | 1349 | 1452 | 1643  |
| C1: PWM ohne Filter     | *    | *    | *    | *    | *     |
| C2: PWM mit Drossel     | 1268 | 1401 | 1558 | 1643 | 1878  |
| C3: PWM mit Sinusfilter | 1007 | 1175 | 1270 | 1454 | 1690  |

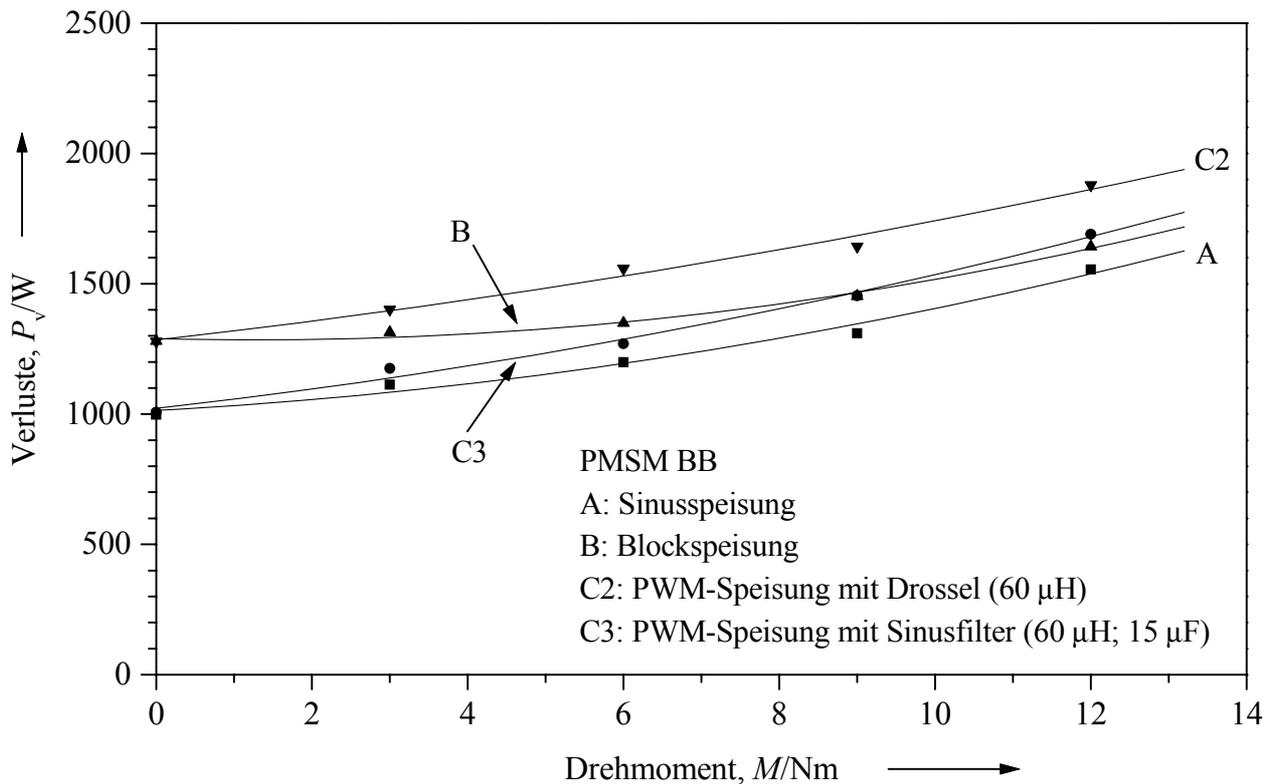
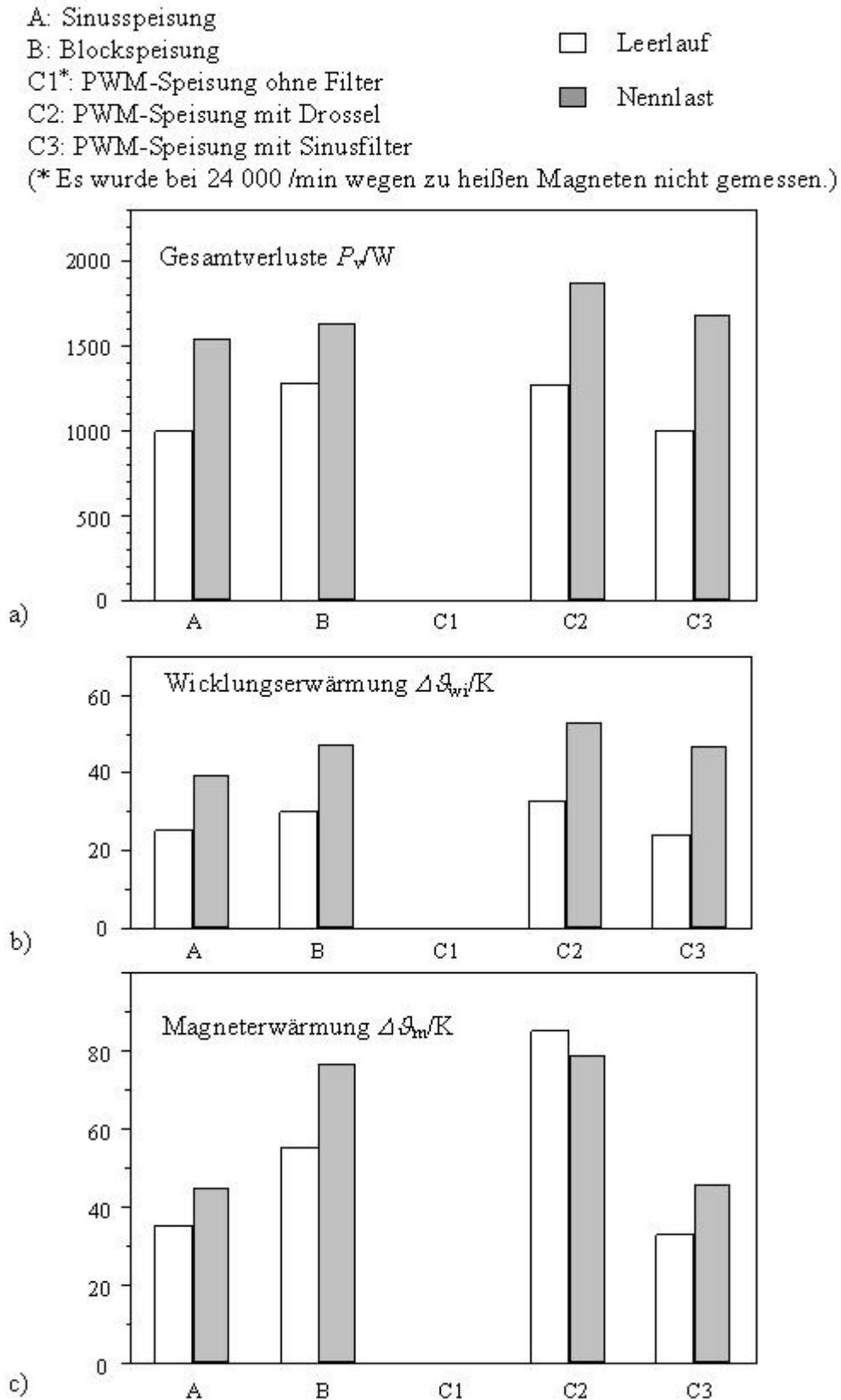


Bild 8.13: Gemessene Gesamtverluste bei „PMSM BB“ bei Lastversuchen bei 24 000 /min unter verschiedenen Speisungsarten

Tabelle 8.19: Gemessene stationäre Erwärmung in der Wicklung  $\Delta\vartheta_{wi}$ , im Wickelkopf  $\Delta\vartheta_{wk}$  und in den Magneten  $\Delta\vartheta_m$  bei „PMSM BB“ bei unterschiedlichen Motoreinspeisungen bei Nennlast (12 Nm; 24 000 /min), bezogen auf die Wassertemperatur am Eintritt  $\vartheta_{H_2O,ein}$  mit Volumenstrom des Wassers 3,24 l/min (\* Versuch wurde nicht durchgeführt.)

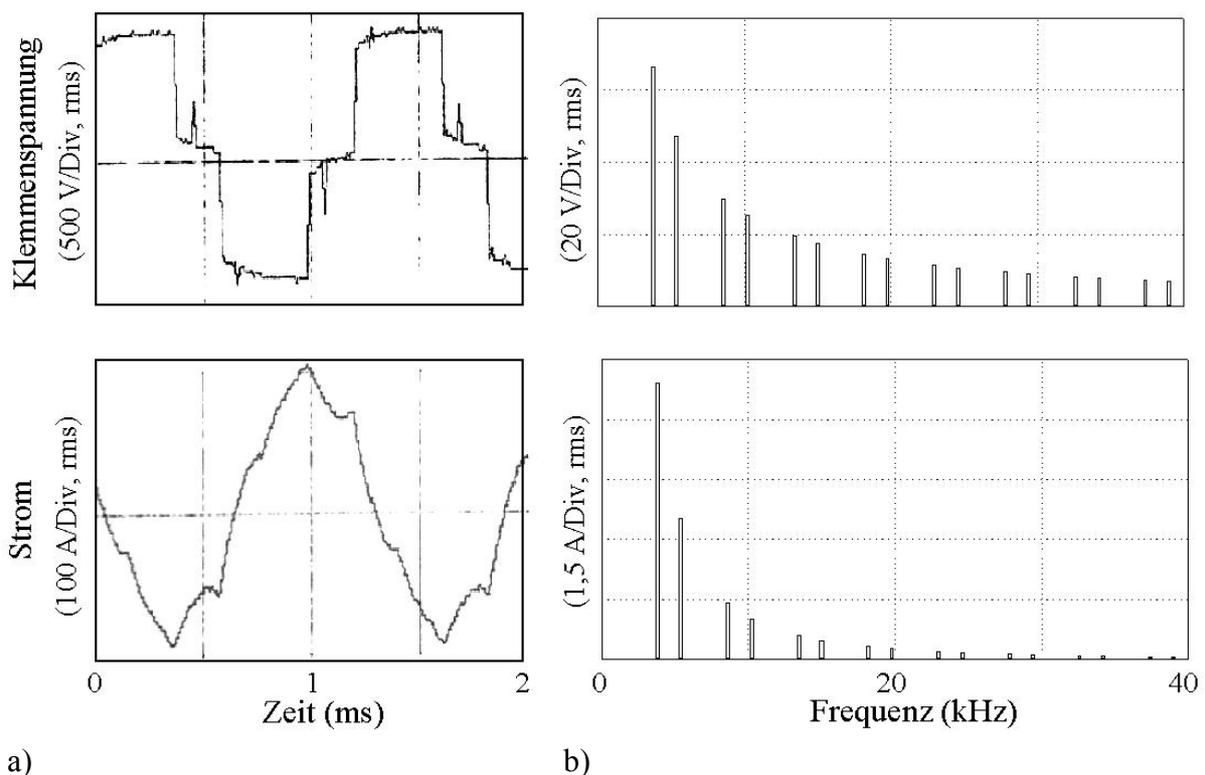
| Speiseart           | Wickelköpfe | $\vartheta_{H_2O,ein} / ^\circ C$ | $\vartheta_{H_2O,aus} / ^\circ C$ | $\Delta\vartheta_{wi} / K$ | $\Delta\vartheta_{wk} / K$ | $\Delta\vartheta_m / K$ |
|---------------------|-------------|-----------------------------------|-----------------------------------|----------------------------|----------------------------|-------------------------|
| A: Sinusspeisung    | vergossen   | 44,4                              | 48,1                              | 39,6                       | 46,6                       | 45,0                    |
| B: Blockspeisung    | vergossen   | 42,7                              | 46,8                              | 47,3                       | 55,3                       | 76,9                    |
| C1: PWM ohne Filter | vergossen   | *                                 | *                                 | *                          | *                          | *                       |
| C2: PWM mit Drossel | vergossen   | 43,7                              | 48,3                              | 53,3                       | 65,3                       | 79,2                    |
| C3: PWM mit SF      | vergossen   | 41,9                              | 46,2                              | 47,1                       | 52,1                       | 46,1                    |



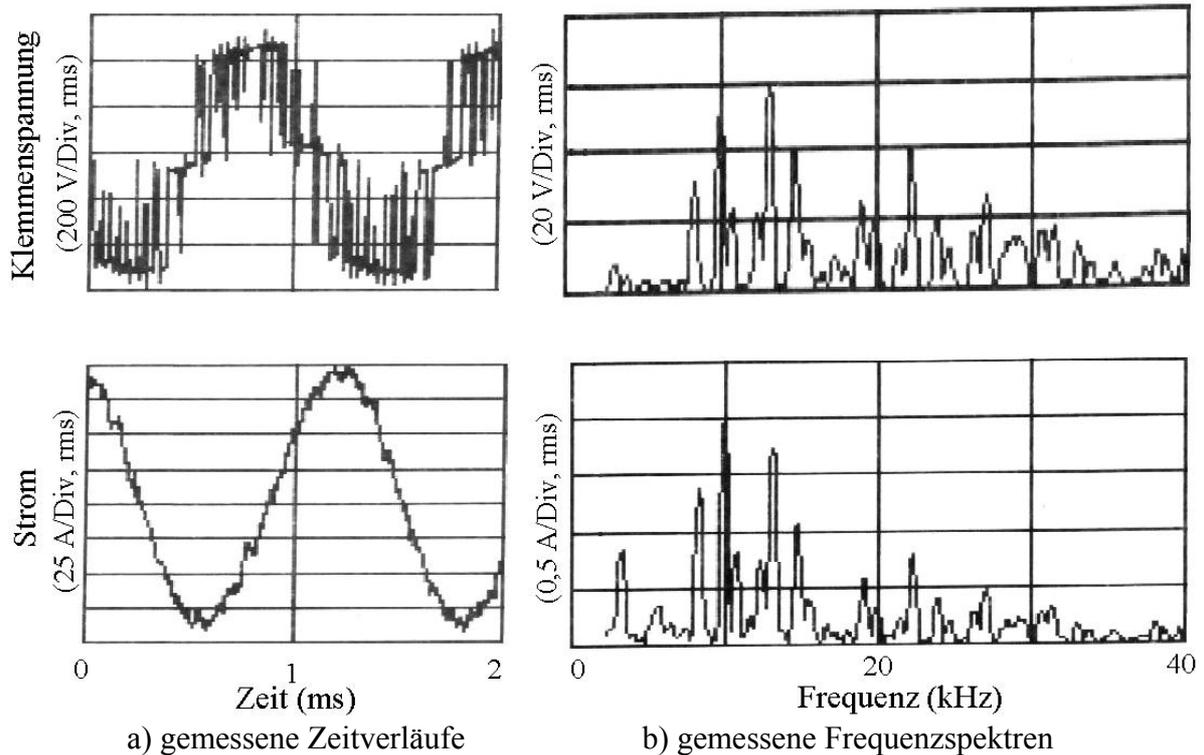
**Bild 8.14:** Vergleich der gemessenen Gesamtverluste, der Erwärmungen in der Wicklung und in den Magneten bei „PMSM BB“ im motorischen Leerlauf mit  $M = 0$  Nm und bei Nennlast mit  $M = 12$  Nm bei 24 000 /min

Die wesentlich größere Magneterwärmung bei Betrieb C2 und Betrieb B in Tabelle 8.19 bedeutet höhere Wirbelstromverluste in den Magneten als bei Betrieb A und Betrieb C3. Allerdings ist im Betrieb C2 bei Nennlast ein niedrigerer Magnettemperaturanstieg 79,2 K (Tabelle 8.19) als beim Leerlauf 85 K (Tabelle 8.17) angezeigt, was auf kleinere Umrichterspannungsharmonischen bei Nennlast wegen des größeren Aussteuerungsgrads zurückzuführen ist.

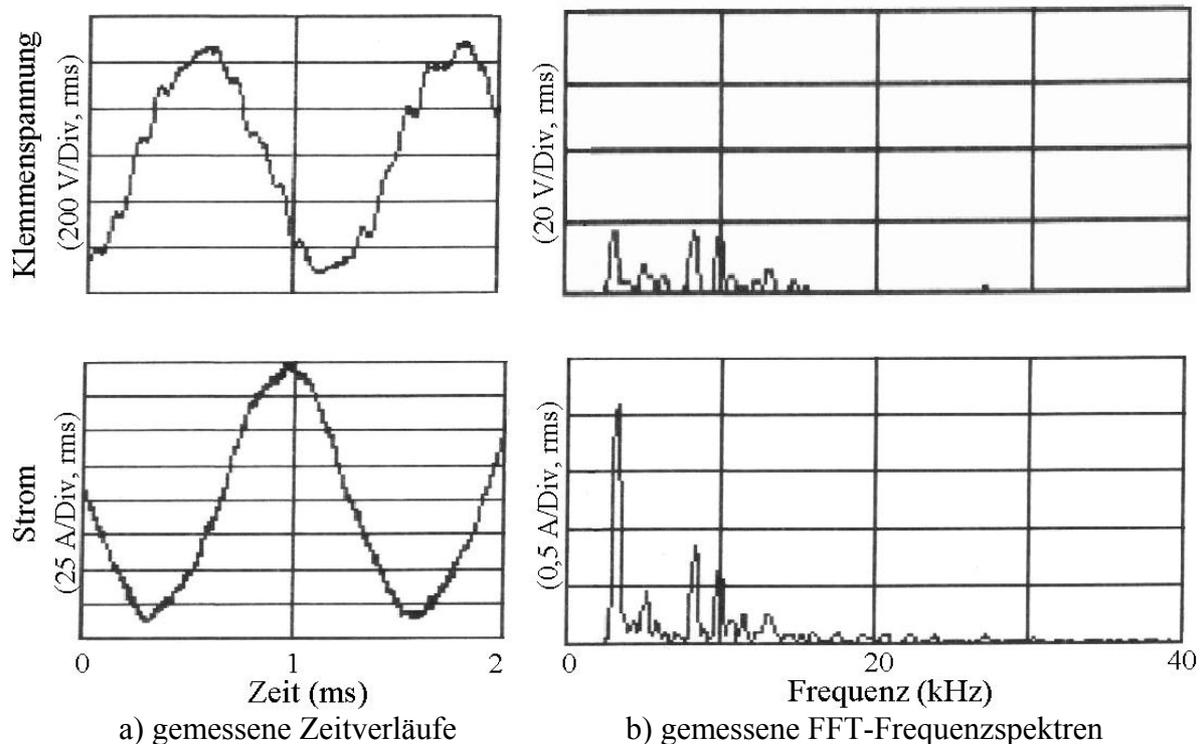
Diese Messergebnisse der Maschinenverluste und der Erwärmung sind durch *Fourier*-Analyse der Motorspannung und des Motorstroms in Bild 8.15 – 8.17 zu erklären. Die Spannung und der Strom bei Blockspeisung bestehen hauptsächlich aus Harmonischen mit niedrigeren Frequenzen, insbesondere die 5. und 7. Komponente jeweils mit 4 kHz und 5,6 kHz. Die PWM-Speisung mit Drossel hat immer noch große Oberschwingungsanteile bei  $f_T \pm 2f_{s1}$ ,  $f_T \pm 4f_{s1}$  (Bild 8.16). Allerdings sind die Oberschwingungen bei  $2f_T \pm f_{s1}$  wegen der größeren Aussteuerung bei Nenndrehzahl 24 000 /min nicht groß. Durch Einsatz eines *LC*-Sinusfilters erhält die Ausgangsspannung am Umrichter einen beinahe idealen sinusförmigen Verlauf. Die relativ größere 5. Oberschwingung in Bild 8.17 ist eigentlich viel kleiner als bei Blockspeisung in Bild 8.15 und verursacht praktisch keine großen Zusatzverluste.



**Bild 8.15:** Block-Betrieb (Speiseart B) bei „PMSM BB“ bei Nennlast (30 kW; 12 Nm; 24 000 /min)  
 a) gemessener Zeitverlauf der Klemmenspannung und des Stroms  
 b) berechnete FFT-Frequenzspektren (Die Grundschnwingungen bei  $f_{s1} = 800$  Hz sind nicht gezeigt:  $U_{v1} = 330$  V,  $I_{s1} = 62$  A.)



**Bild 8.16:** PWM-Betrieb mit Drossel  $60 \mu\text{H}$  (Speisart C2 mit  $f_T = 12 \text{ kHz}$ ) bei „PMSM BB“ bei Nennlast ( $30 \text{ kW}$ ;  $12 \text{ Nm}$ ;  $24\,000 \text{ /min}$ ); die Grundschwingungen bei  $f_{s1} = 800 \text{ Hz}$  sind nicht gezeigt:  $U_{v1} = 330 \text{ V}$ ,  $I_{s1} = 62 \text{ A}$ .



**Bild 8.17:** PWM-Betrieb mit Sinusfilter  $60 \mu\text{H}$  und  $15 \mu\text{F}$  (Speisart C3 mit  $f_T = 12 \text{ kHz}$ ) bei „PMSM BB“ bei Nennlast ( $30 \text{ kW}$ ;  $12 \text{ Nm}$ ;  $24\,000 \text{ /min}$ ); die Grundschwingungen bei  $f_{s1} = 800 \text{ Hz}$  sind nicht gezeigt:  $U_{v1} = 330 \text{ V}$ ,  $I_{s1} = 62 \text{ A}$ .

**Fazit:**

Schnelllaufende permanenterregte Synchronmaschinen haben wegen ihrer niedrigen Windungszahl kleine Induktivitäten. Sie haben daher bei üblichen Niederspannungen im Zwischenkreis des Umrichters von ca. 560 V relativ hohe Stromüberschwingungen, deren Magnetfelder durch die technisch realisierbaren Pulsfrequenzen auch in segmentierten Magneten hohe Wirbelstromverluste hervorrufen. Die Blechung des Läuferkörpers bringt keine Abhilfe, da in den Magneten selbst hohe Wirbelströme erzeugt werden. Bei 24 000 /min und 12 kHz Transistor-Schaltfrequenz werden die Magnete mit ca. 24 kHz induziert und überschreiten bereits bei Leerlauf die zulässige Läufertemperatur von 160 °C. Da die Stromüberschwingungen lastunabhängig sind, treten bereits bei Leerlauf die Wirbelstromverluste in den Magneten in voller Höhe auf. Bei Taktung mit Blockspannung sind die Frequenzen der Stromüberschwingungen mit 4,8 kHz und 9,6 kHz deutlich niedriger und daher die Verluste und Erwärmungen geringer. PWM-Betrieb mit Umrichterausgangsdrossel gestattet ebenfalls eine Absenkung der Verluste in allerdings etwas geringerem Ausmaß als bei Blockbetrieb. Der PWM-Betrieb mit Sinusfilter ist bezüglich Verluste und Erwärmung gleichwertig mit dem Sinusbetrieb am Sinusumformer.

**8.4.3 Vergleich der gemessenen mit den berechneten Verlusten**

Im generatorischen Betrieb wurde der Prototyp „PMSM BB“ mit offenen Wicklungen (= stromlose Maschine) von der Asynchronmaschine angetrieben. In Tabelle 8.20 sind die gemessenen Verluste bei PMSM BB im generatorischen Leerlauf mit den analytischen Berechnungsergebnissen verglichen. Dabei wurden die im Kap. 4 vorgestellten analytischen Formeln verwendet. Die Berechnung hat eine Abweichung von ca. + 6 % im Vergleich zur Messung. Die gute Übereinstimmung ist in Bild 8.18 zu beobachten.

Tabelle 8.20: Berechnete und gemessene Verluste bei „PMSM BB“ im generatorischen Leerlauf

|                       | Verwendete Formeln | 12 000 /min | 18 000 /min | 24 000 /min |
|-----------------------|--------------------|-------------|-------------|-------------|
| $P_{Rb,Lu}$ / W       | (4.4), (4.6)       | 31          | 99          | 226         |
| $P_{Rb,La}$ / W       | (4.10) – (4.12)    | 63          | 116         | 179         |
| $P_{Fe}$ / W          | (4.16) – (4.20)    | 227         | 418         | 642         |
| $P_{v,cal}$ / W       | -                  | <b>321</b>  | <b>633</b>  | <b>1047</b> |
| $P_{v,mea}$ / W       | -                  | <b>302</b>  | <b>600</b>  | <b>998</b>  |
| $P_{v,cal}/P_{v,mea}$ | -                  | 106 %       | 106 %       | 105 %       |

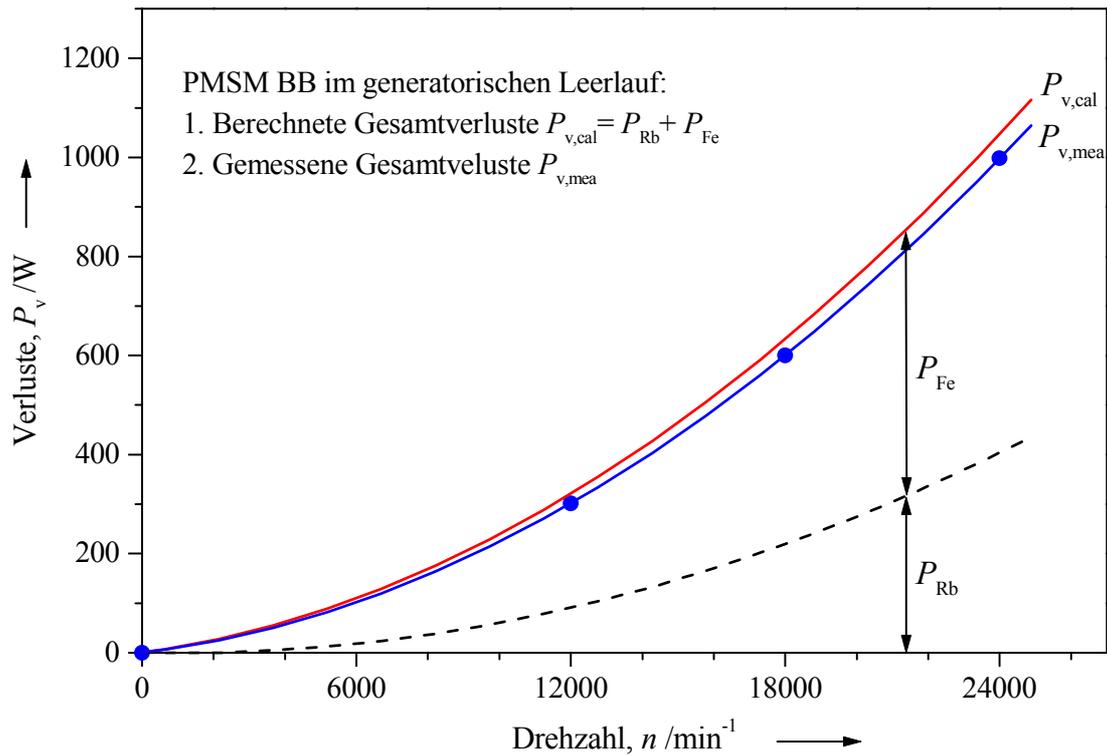


Bild 8.18: Vergleich der gemessenen mit den berechneten Verlusten bei „PMSM BB“ im generatorischen Leerlauf

Tabelle 8.21: Berechnete und gemessene Verluste bei „PMSM BB“ im motorischen Leerlauf bei unterschiedlichen Motoreinspeisungen bei 18 000 /min

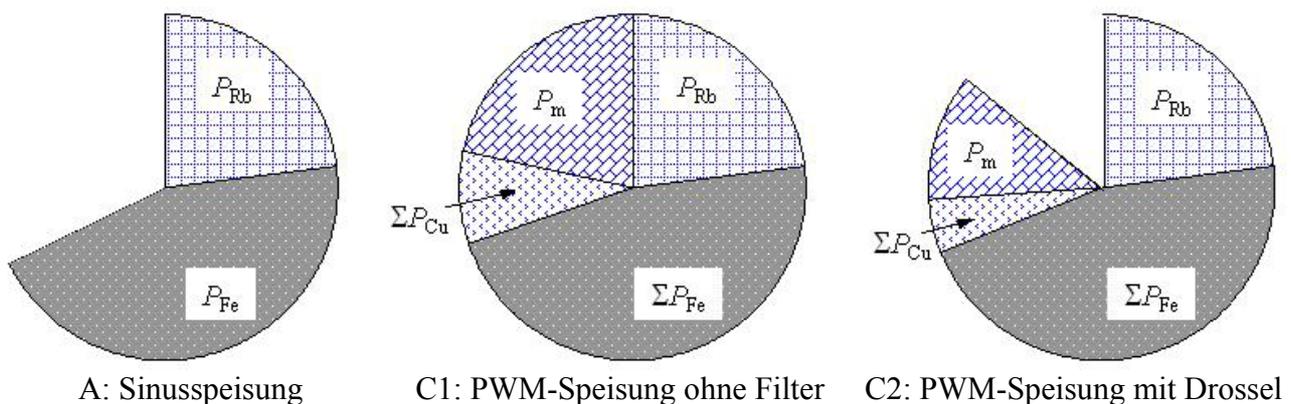
| Formeln   | Sinusspeisung<br>(Speisart A) | PWM ohne Filter<br>(Speisart C1) | PWM mit Drossel<br>(Speisart C2) |
|---|-------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| $P_{Rb,Lu}$ / W (4.4), (4.6)                            | 99                            | 99                               | 99                               |
| $P_{Rb,La}$ / W (4.10) – (4.12)                         | 116                           | 116                              | 116                              |
| $P_{Fe}$ / W (4.16) – (4.20)                            | 418                           | 418                              | 418                              |
| $\Sigma(P_{Fe,ds,k} + P_{Fe,ys,k})$ / W (4.66) – (4.67) | 0                             | 15,9                             | 9,1                              |
| $\Sigma P_{Fe,vr,k}$ / W (4.68)                         | 0                             | 1,3                              | 0,7                              |
| $\Sigma P_{mk}$ / W (4.77), (4.83)                      | 0                             | 201,0                            | 111,6                            |
| $P_{Cu,l}$ / W (4.37)                                   | 0,3                           | 0,3                              | 0,3                              |
| $P_{Cu,ad,l}$ / W (4.39) – (4.48)                       | 0,03                          | 0,03                             | 0,03                             |
| $\Sigma P_{Cu,k}$ / W (4.38)                            | 0                             | 2,6                              | 1,4                              |
| $\Sigma P_{Cu,ad,k}$ / W (4.39) – (4.48)                | 0                             | 78,5                             | 45,2                             |
| $P_{v,cal}$ / W   | <b>633</b>                    | <b>933</b>                       | <b>801</b>                       |
| $P_{v,mea}$ / W   | <b>600</b>                    | <b>1198</b>                      | <b>864</b>                       |
| $P_{v,cal} / P_{v,mea}$                                 | 106 %                         | 78 %                             | 93 %                             |
| $P_{ad,s,cal}$ / W                                      | 0                             | 97                               | 56                               |
| $P_{ad,r,cal}$ / W                                      | 0                             | 202                              | 112                              |
| $P_{ad,cal}$ / W  | <b>0</b>                      | <b>299</b>                       | <b>168</b>                       |
| $P_{ad,mea}$ / W  | <b>0</b>                      | <b>598</b>                       | <b>264</b>                       |
| $P_{ad,cal} / P_{ad,mea}$                               | -                             | 50 %                             | 64 %                             |

Unter dem motorischen Leerlauf versteht man, dass die Maschine von einem 3-phasigen Umformer oder Umrichter versorgt wird und sich mit minimalem Wicklungsstrom dreht, aber noch kein Lastmoment abgibt. Die aufgenommene elektrische Leistung aus der Speisequelle ist dabei durch die Maschinenverluste gedeckt. In Tabelle 8.21 wurden die im motorischen Leerlauf entstehenden Einzel-Motorverluste bei „PMSM BB“ bei PWM-Speisung ohne bzw. mit Drossel bei 18 000 /min mit den in Kap. 4 vorgestellten Formeln in Einzelkomponenten getrennt. Wegen des noch sehr kleinen Grundschwingungsstroms sind die bei Sinusspeisung auftretenden Verluste fast gleich den Verlusten im generatorischen Leerlauf. Die für die Berechnung verwendeten Stromüberschwingungen bei PWM-Speisung sind die Messwerte aus Bild 8.12.

Der Unterschied zwischen den berechneten und gemessenen Verlusten bei Sinus- sowie bei PWM-Speisung ist mit ca. 7 % nicht groß, bei PWM-Speisung ohne Filter jedoch mit 22 % relativ groß. Der Grund liegt in der vereinfachten analytischen Bestimmung der durch die hochfrequenten Oberschwingungen verursachten Zusatzverluste. Die berechneten Zusatzverluste sind kleiner als die Messwerte (ca. 50 – 64 %). Die umrichterbedingten Zusatzverluste  $P_{ad,cal}$  setzen sich aus denen im Ständer  $P_{ad,s,cal}$  und denen im Läufer  $P_{ad,r,cal}$  zusammen zu (8.4) und (8.5). Bild 8.19 vergleicht die Verluste bei PWM-Speisung ohne und mit Drossel. Die großen Wirbelstromverluste in den Magneten  $P_m$  bei PWM-Speisung ohne Filter erlauben einen Versuch bei noch höheren Drehzahlen nicht, da bei 18 000 /min die Magnettemperatur bereits den zulässigen Grenzwert der Bandage 160 °C ein wenig überschritt.

$$P_{ad,s,cal} = \sum_k (P_{Fe,ds,k} + P_{Fe,ys,k} + P_{Cu,k} + P_{Cu,ad,k}) \quad (8.4)$$

$$P_{ad,r,cal} = \sum_k (P_{Fe,yr,k} + P_{mk}). \quad (8.5)$$

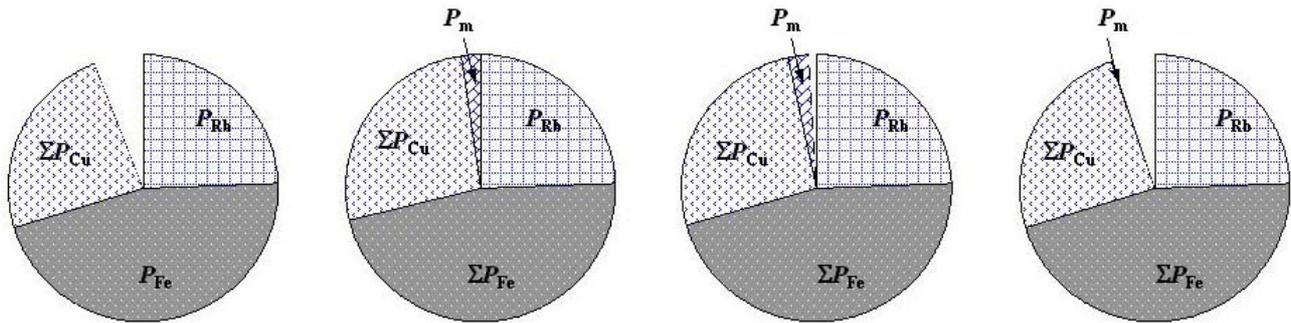


**Bild 8.19:** Berechnete Verlustreduzierung durch Einsatz der Drossel zwischen PWM-Umrichter und dem Motor „PMSM BB“ im motorischen Leerlauf bei 18 000 /min ( $933 \text{ W} \hat{=} 100 \%$ ): Reibungsverluste  $P_{Rb}$ ; gesamte Ummagnetisierungsverluste  $\Sigma P_{Fe}$ ; gesamte Stromwärmeverluste  $\Sigma P_{Cu}$ ; Wirbelstromverluste in den Magneten  $P_m$

Ebenso wie in Tabelle 8.21 sind wesentliche Einzel-Maschinenverluste bei „PMSM BB“ bei Nennlast (30 kW; 24 000 /min) bei unterschiedlichen Speisearten in Tabelle 8.22 zusammengestellt. Bei der Berechnung sind die Oberschwingungen aus Bild 8.15 – 8.17 entnommen. Wird mit dem Wert  $\pm 100$  W als möglichen Messfehler durch die Momentmesswelle-Genauigkeit (Tabelle 8.1) gerechnet, stimmt die Berechnung mit der Messung gut überein (zwischen 14 – 226 W), da die hochfrequenten Oberschwingungen hier nicht so groß wie bei PWM-Speisung ohne Filter sind. In Bild 8.20 ist festzustellen, dass bei Nennlast die einzelne Verlustverteilung bei Blockspeisung und bei PWM-Speisung mit Drossel fast gleich sind, während die PWM-Speisung mit Sinusfilter der Sinusspeisung ähnlich ist. Das ist durch die gemessene Maschinenerwärmung in Bild 8.14 ebenfalls bestätigt.

**Tabelle 8.22:** Berechnete und gemessene Verluste bei „PMSM BB“ bei unterschiedlichen Motoreinspeisungen bei Nennlast (30 kW; 12 Nm; 24 000 /min)

|                                       | Sinusspeisung<br>(Speiseart A) | Blockspeisung<br>(Speiseart B) | PWM mit Drossel<br>(Speiseart C2) | PWM mit SF<br>(Speiseart C3) |
|---------------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|------------------------------|
| $P_{Rb,Lu}$ / W                       | 226                            | 226                            | 226                               | 226                          |
| $P_{Rb,La}$ / W                       | 179                            | 179                            | 179                               | 179                          |
| $P_{Fe}$ / W                          | 763                            | 763                            | 763                               | 763                          |
| $\Sigma(P_{Fe,ds,k}+P_{Fe,ys,k})$ / W | 0                              | 14,4                           | 5,8                               | 1,4                          |
| $\Sigma P_{Fe,yr,k}$ / W              | 0                              | 1,3                            | 0,5                               | 0,1                          |
| $\Sigma P_{mk}$ / W                   | 0                              | 38,9                           | 41,4                              | 4,6                          |
| $P_{Cu,1}$ / W                        | 353,2                          | 372,5                          | 374,2                             | 359,3                        |
| $P_{Cu,ad,1}$ / W                     | 47,5                           | 48,0                           | 45,6                              | 47,2                         |
| $\Sigma P_{Cu,k}$ / W                 | 0                              | 5,9                            | 1,3                               | 0,5                          |
| $\Sigma P_{Cu,ad,k}$ / W              | 0                              | 15,0                           | 15,1                              | 1,7                          |
| $P_{v,cal}$ / W                       | <b>1569</b>                    | <b>1664</b>                    | <b>1652</b>                       | <b>1583</b>                  |
| $P_{v,mea}$ / W                       | <b>1555</b>                    | <b>1643</b>                    | <b>1878</b>                       | <b>1690</b>                  |
| $P_{v,cal}/P_{v,mea}$                 | 101 %                          | 101 %                          | 88 %                              | 94 %                         |
| $P_{ad,s,cal}$ / W                    | 0                              | 36,6                           | 22,3                              | 3,7                          |
| $P_{ad,r,cal}$ / W                    | 0                              | 40,2                           | 41,8                              | 4,7                          |
| $P_{ad,cal}$ / W                      | <b>0</b>                       | <b>77</b>                      | <b>64</b>                         | <b>8,4</b>                   |
| $P_{ad,mea}$ / W                      | <b>0</b>                       | <b>68</b>                      | <b>304</b>                        | <b>129</b>                   |



A: Sinusspeisung

B: Blockspeisung

C2: PWM mit Drossel

C3: PWM mit SF

Bild 8.20: Berechnete Einzelverluste bei „PMSM BB“ bei Nennlast (30 kW; 12 Nm; 24 000 /min) ( $1664 \text{ W} \cong 100 \%$ ): Reibungsverluste  $P_{Rb}$ ; gesamte Ummagnetisierungsverluste  $\Sigma P_{Fe}$ ; gesamte Stromwärmeverluste  $\Sigma P_{Cu}$ ; Wirbelstromverluste in den Magneten  $P_m$

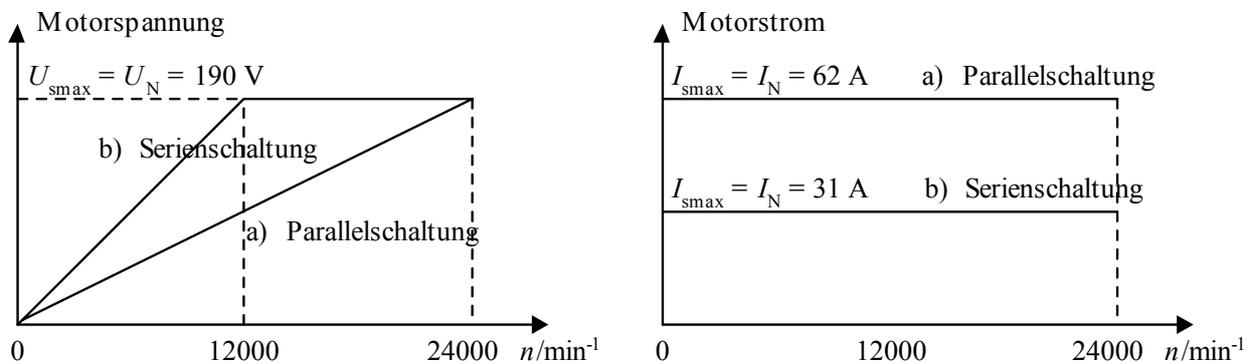
### Fazit:

Durch die Abdämpfung der hochfrequenten Magnetfelder durch die Wirbelströme selbst sind die zusätzlichen Wirbelstromverluste im Blechpaket klein. Die Verluste in den Magneten sind allerdings groß, da wegen der niedrigen Permeabilität der Magnete die abdämpfende Wirkung der Wirbelströme in den Magneten klein ist. Da die Zusatzverluste schon bei Leerlauf in voller Höhe auftreten, lassen sie sich direkt durch die Leistungsaufnahme des Motors und daher relativ genau messtechnisch bestimmen. Die berechneten Zusatzverluste betragen nur ca. 50 % der gemessenen Verluste. Tendenziell geben aber die Berechnungen die physikalische Situation richtig wieder.

## 9 Experimentelle Untersuchungen bei Feldschwächbetrieb ( $I_{sd} < 0$ )

In Tabelle 9.1 sind die wesentlichen Kenndaten der Maschine „PMSM BB“ jeweils mit Parallel- und Serienschaltung von zwei Teilsträngen zusammengestellt. Durch die Serienschaltung der Ständerwicklung verdoppelt sich gegenüber Parallelschaltung die in Reihen angeschlossene Strangwindungszahl, so dass schon bei 12 000 /min und Nennstrom die Umrichternennspannung erforderlich ist. Für Drehzahlen bis 24 000 /min muss dann der Antrieb mit Feldschwächung betrieben werden ( $I_{sd} < 0$ ), damit die Klemmenspannung der Maschine konstant bleibt (Bild 9.1). Der Feldschwächbetrieb der Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten wurde daher in Serienschaltung der Teilstränge bei „PMSM BB“ mit geblechter Nabe am spannungseinprägenden REFU-Umrichter für drei Betriebsarten experimentell untersucht:

- Leerlauf bei reduziertem Fluss bei konstanter Spannung ( $U_{smax} = U_N$ )
- Lastversuch bei reduziertem Fluss bei konstanter Leistung an der Spannungsgrenze ( $U_{smax} = U_N$ )
- Lastversuch bei reduziertem Fluss bei Einhaltung der Strom- und Spannungsgrenze ( $I_{smax} = I_N$ ;  $U_{smax} = U_N$ ) zur Leistungsmaximierung



**Bild 9.1:** Spannungs- und Strom-Drehzahl-Kennlinien bei Einhaltung der Spannungs- und Stromgrenze  $U_{smax}$ ,  $I_{smax}$  bei PMSM BB mit jeweils a) Parallelschaltung und b) Serienschaltung

**Tabelle 9.1:** Vergleich wesentlicher Kenndaten bei PMSM BB mit Parallel- und Serienschaltung

|                | a) Parallelschaltung ( $L_s = 0,22 \text{ mH}$ )       | b) Serienschaltung ( $L_s = 0,88 \text{ mH}$ )               |
|----------------|--|--|
| $n_N$          | 24 000 /min<br>(ohne Feldschwächbereich)               | 12 000 /min<br>(Feldschwächbetrieb bei 12 000 – 24 000 /min) |
| $U_{vN} / U_N$ | 330 V / 190 V<br>(verkettete Spannung /Strangspannung) | 330 V / 190 V<br>(verkettete Spannung /Strangspannung)       |
| $I_N$          | 62 A   | 31 A   |
| $M_N$          | 12 Nm  | 12 Nm  |
| $P_N$          | 30 kW  | 15 kW  |

In Kap. 8.4 wurde herausgefunden, dass die Oberschwingungsspannungen auf der Motorleitung zufolge der PWM-Taktung durch den Einsatz eines Motorfilters zwischen dem Umrichter und Motor verringert werden, und der Motor vor Übererwärmung geschützt wird. Aus diesem Grund sind die Versuche für Feldschwächbetrieb in diesem Kapitel zunächst bei Umrichterspeisung mit der Drossel am Ausgang des Umrichters ( $L_f = 60 \mu\text{H}$ ) durchgeführt. Danach wurde das Sinusfilter ( $L_f = 60 \mu\text{H}$ ;  $C_f = 15 \mu\text{F}$ ) zwischen dem Umrichter und Prüfling geschaltet, um sinusförmige Strom- und Spannungswerte am Umrichterausgang zu erreichen und die Zusatzverluste im Motor möglichst zu reduzieren. Die Einflüsse der Drossel bzw. des Sinusfilters auf die Grundschiwingung der Umrichterausgangsspannung werden dabei analysiert. Zuletzt sind die durch Feldschwächung ermittelten Betriebskennlinien mit der Berechnung in Kapitel 3.2 zu vergleichen.

## 9.1 Leerlauf bei konstanter Spannung

Der verwendete *REFU*-Antrieb arbeitet frequenzgesteuert und drehmomentgeregelt. Der Sollwert bestimmt die Umrichterausgangsfrequenz. Die Ausgangsspannung wird drehzahl- und lastabhängig eingestellt. Hierzu hat die Fa. *REFU* eigens einen feldorientierten Stromregler entwickelt, um eine Antriebslösung für anspruchsvolle und hochdynamische Antriebsaufgaben zu bieten. Über das Motormodell wird der Ständerstrom in die beiden Komponenten (Magnetisierungs- und momentbildender Strom  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$ ) aufgeteilt. Mit dem entwickelten Strom-Mehrgrößenregler werden die Zeiger der beiden Teilströme so geregelt, dass eine höchstmögliche Ausnutzung der Motor-Frequenzumrichterkombination erreicht wird.

In Tabelle 9.2 sind die bei Leerlauf gemessenen Motorströme  $I_{s1}$ ,  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$ , die Motorspannung  $U_{s1}$  und die Ausgangsspannung am Wechselrichter  $U_{WR, str, 1}$  pro Strang angegeben. Bei Synchronmaschinen erfolgt die Flusssollwertvorgabe intern durch den *REFU*-Umrichter. Darüber hinaus unterstützt ein Flusskorrektur-Regler den Betrieb in der Feldschwächung, indem er für ausreichende Spannungsreserve sorgt. Werden die Eckdrehzahl der Feldschwächung, die Motorparameter und -daten vorgegeben, bestimmt sich der Längsstrom ( $I_{sd} < 0$ ) nur drehzahlabhängig. Der Nennwert  $I_N = 31 \text{ A}$  ist bei ungefähr 24 000 /min erreicht. Der Drehzahlstellbereich der Versuchsmaschine beträgt ca. 2 : 1. Dieser Drehzahlstellbereich ist beschränkt, da der Nennstrom deutlich kleiner als der Kurzschlussstrom der Maschine von ca. 77 A ist. Der Strom  $I_{sq}$  ist durch das Lastmoment bestimmt. Die Teilströme  $I_{sd}$  und  $I_{sq}$  wurden von dem Umrichter anhand des *REFU*-Programms gemessen. Hierzu haben die zwei Stromwandler im Wechselrichter (Bild 7.18) die tatsächlichen Ströme von Strang U und V zu erfassen, wobei der Einfluss des Sinusfilter-Kondensatorstroms auf diese Stromerfassung ausgeschlossen ist. Mit dem Leistungsinstrument *NORMA* sind der Motorstrom (Grundschiwingungseffektivwert)  $I_{s1}$  und die Motorspannung  $U_{s1}$  gemessen. Die Ausgangsspannung am Wechselrichter  $U_{WR, str, 1}$  wird von dem *REFU*-Umrichter rechnerisch ermittelt.

Tabelle 9.2: Gemessene Effektivwerte der Grundschwingung des Motorstroms  $I_{s1}$  und der Strangspannung am Motor  $U_{s1}$  sowie am Umrichterausgang  $U_{WR, str, 1}$  bei Speisung C2 und C3 im Feldschwächbereich  $n \geq n_N$  im Leerlauf (PMSM BB;  $M = 0$ )

| $n / \text{min}^{-1}$              |                             | 12 000 | 14 000 | 16 000 | 18 000 | 21 000 | 24 000 |
|------------------------------------|-----------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Motor                              | $I_{s1} / \text{A}$         | 0,8    | 8,8    | 15,2   | 20,2   | 26,2   | 30,3   |
|                                    | $I_{sd} / \text{A}$         | 0,0    | - 8,8  | - 15,2 | - 20,1 | - 26,1 | - 30,2 |
|                                    | $I_{sq} / \text{A}$         | 0,8    | 1,4    | 1,5    | 1,8    | 1,9    | 2,0    |
|                                    | $U_{s1} / \text{V}$         | 170,7  | 176,3  | 181,6  | 187,2  | 193,9  | 201,4  |
| PWM-Umrichter mit Drossel (C2)     | $U_{WR, str, 1} / \text{V}$ | 171,5  | 174,9  | 178,4  | 181,9  | 185,9  | 191,1  |
| PWM-Umrichter mit Sinusfilter (C3) | $U_{WR, str, 1} / \text{V}$ | 170,3  | 172,6  | 175,5  | 178,4  | 181,3  | 184,8  |

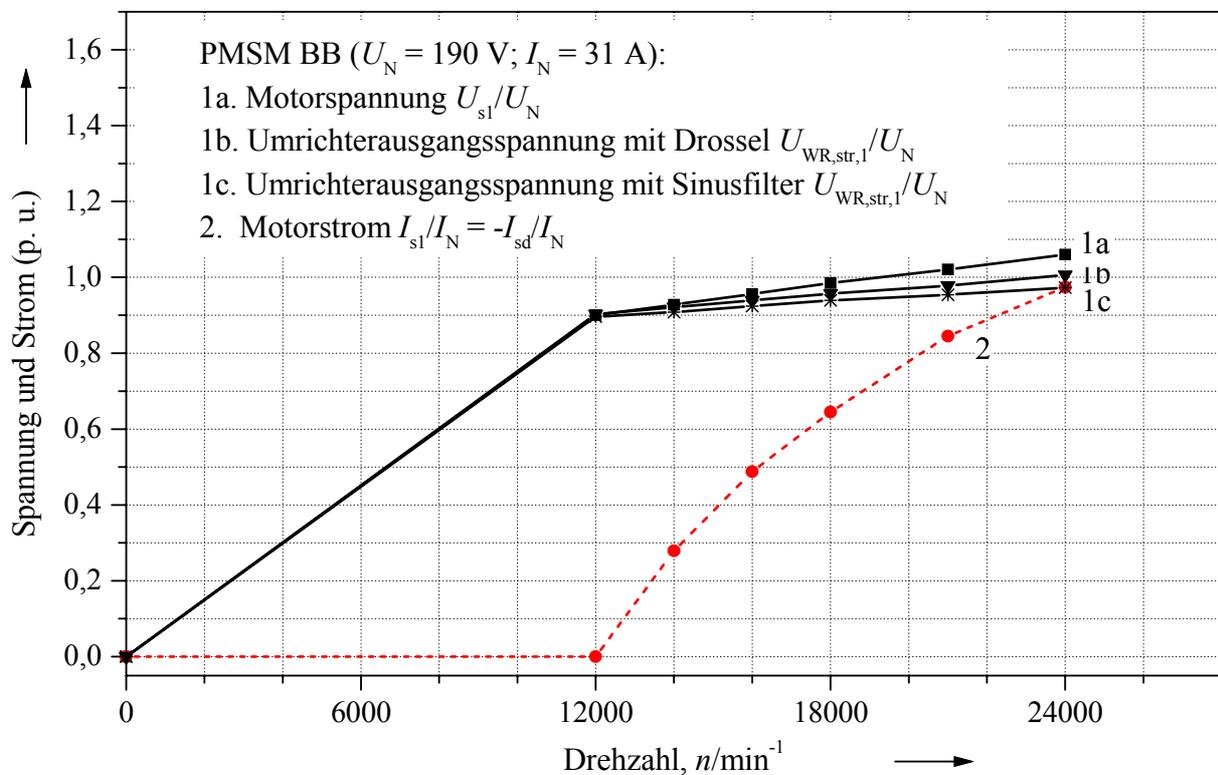
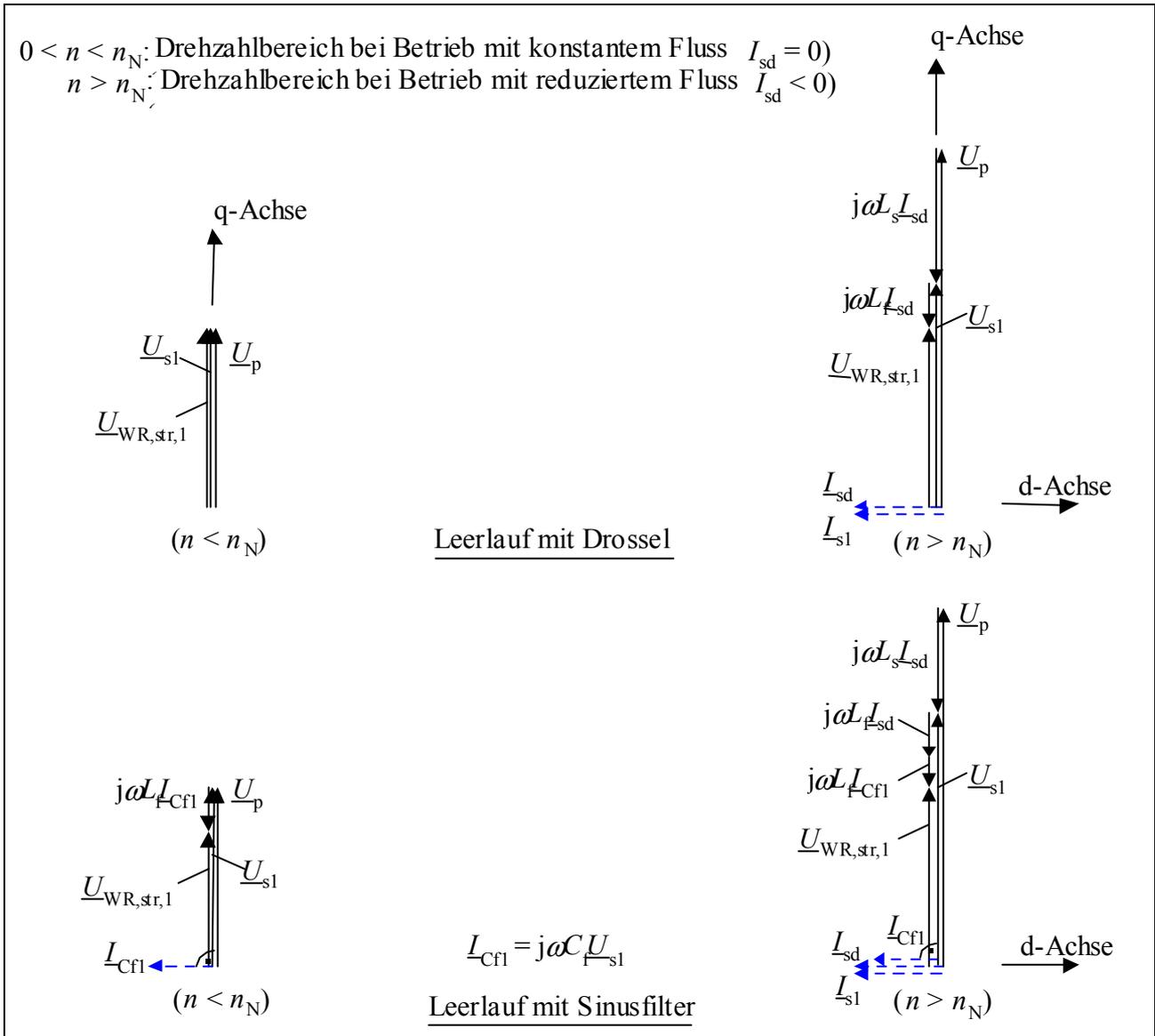


Bild 9.2: Gemessene Spannungs- und Strom-Drehzahl-Kennlinien bei PMSM BB im Leerlauf in Bezug auf  $U_N = 190 \text{ V}$  und  $I_N = 31 \text{ A}$  (PMSM BB:  $M = 0$ ; Eckdrehzahl  $n_N = 12\,000 / \text{min}$ ;  $I_{sq} \approx 0$ ;  $I_{s1} \approx -I_{sd}$ )

Bei der Umrichterspeisung C2 und C3 jeweils mit Drossel ( $60 \mu\text{H}$ ) und Sinusfilter ( $60 \mu\text{H}$ ;  $15 \mu\text{F}$ ) sind der Motorstrom und die Motorspannung gleich. Wegen des Spannungsfalls an der Drossel bzw. an dem Sinusfilter zwischen dem Umrichter und Motor ändert sich die Wechselrichter-Ausgangsspannung aber ein wenig. Bei Leerlauf nimmt die Motorspannung  $U_{s1}$  zwischen  $12\,000 / \text{min}$  und  $24\,000 / \text{min}$  von  $170,7 \text{ V}$  auf  $201,4 \text{ V}$  (ca. 18 %) linear zu (Bild 9.2). Gegenüber der Eckdrehzahl  $n_N = 12\,000 / \text{min}$  steigt bei  $24\,000 / \text{min}$  die Ausgangsspannung am Umrichter mit Drossel wegen des negativen Spannungsfalls an der Drossel (Anteil  $j\omega L_f I_{sd}$  in Bild 9.3) um 11,4 %. Bei der Umrichterspeisung mit Sinusfilter erhöht sich der Spannungsfall an der Drossel auf

$j\omega L_{f-sd} + j\omega L_{f-Cf1}$  (Bild 9.3) und daher steigt die Umrichter-Ausgangsspannung bei 24 000 /min nur noch um 8,5 % gegenüber 12 000 /min. Die Zeigerdiagramme in Bild 9.3 sind aus den Ersatzschaltbildern in Bild 6.6 hergeleitet.



**Bild 9.3:** Berechnete Zeigerdiagramme bei idealem Leerlauf ( $M = 0$ ;  $I_{sq} \approx 0$ ;  $L_{sd} \approx L_{sq} = L_s$ ;  $R_s \approx 0$ ) im Drehzahlbereich ohne Feldschwächung  $0 \leq n \leq n_N$  ( $n_N = 12\,000$  /min;  $I_{sd} = 0$ ) und mit Feldschwächung  $n \geq n_N$  ( $I_{sd} < 0$ )

In Tabelle 9.3 sind die bei Leerlauf gemessenen Motorverluste  $P_v$  im Drehzahlbereich mit reduziertem Fluss ( $I_{sd} < 0$ ) jeweils bei Umrichterspeisung mit Drossel und Sinusfilter angegeben. Anders als bei Betrieb mit  $I_{sd} = 0$  entstehen bereits Stromwärmeverluste beim Leerlauf im Feldschwächbetrieb. Bei Speisung mit Feldschwächstrom  $I_{sd}$  (negativer Längsstrom) werden die Eisenbleche jedoch entlastet. Diese Entlastung führt zu einer Reduzierung der Ummagnetisierungsverluste vor allem im Ständerjoch. Folglich sind die Stromwärmeverluste bei Feldschwächung teilweise durch die Redu-

zierung der Ummagnetisierungsverluste im Ständerblechpaket kompensiert (Vergleich der Leerlaufverluste bei Speisart C3 in Tabelle 9.3 und Tabelle 8.15). Wegen der vierfach vergrößerten Synchroninduktivität  $L_s$  bei Serienschaltung sind die umrichterbedingten Zusatzverluste geringer als bei Parallelschaltung (Vergleich der Verlustzunahme bei Speisung C2 gegenüber Speisung C3 in Tabelle 9.3 mit einem Mittelwert von ca. 148 W und in Tabelle 8.15 mit ca. 248 W). Dies ist anhand der gemessenen stationären Motorerwärmung nachgewiesen (Vergleich Tabelle 9.3 mit Tabelle 8.17 bei 24 000 /min).

**Tabelle 9.3:** Gemessene Motorverluste  $P_v$  und Motorerwärmung in der Wicklung  $\Delta\vartheta_{wi}$ , im Wickelkopf  $\Delta\vartheta_{wk}$  und in den Magneten  $\Delta\vartheta_m$  bei Leerlauf im Drehzahlbereich mit Feldschwächung (PMSM BB: Kühlwasserstrom 3,24 l/min)

| $n / \text{min}^{-1}$    |   | 12 000     | 14 000     | 16 000     | 18 000     | 21 000      | 24 000      |
|--------------------------|---|------------|------------|------------|------------|-------------|-------------|
| PWM mit Drossel (C2)     | $P_v / \text{W}$                                      | <b>447</b> | <b>559</b> | <b>664</b> | <b>791</b> | <b>1018</b> | <b>1215</b> |
|                          | $\vartheta_{\text{H}_2\text{O,ein}} / ^\circ\text{C}$ | 30,6       | 31,4       | 32,7       | 35,0       | 34,6        | 35,3        |
|                          | $\vartheta_{\text{H}_2\text{O,aus}} / ^\circ\text{C}$ | 32,2       | 33,2       | 34,7       | 37,3       | 37,4        | 38,6        |
|                          | $\Delta\vartheta_{wi} / \text{K}$                     | 12,4       | 15,6       | 19,3       | 25,0       | 33,4        | 40,7        |
|                          | $\Delta\vartheta_{wk} / \text{K}$                     | 15,7       | 19,1       | 23,8       | 29,5       | 43,4        | 48,7        |
|                          | $\Delta\vartheta_m / \text{K}$                        | 39,3       | 40,5       | 43,8       | 47,5       | 52,9        | 59,0        |
| PWM mit Sinusfilter (C3) | $P_v / \text{W}$                                      | <b>303</b> | <b>410</b> | <b>502</b> | <b>662</b> | <b>840</b>  | <b>1089</b> |
|                          | $\vartheta_{\text{H}_2\text{O,ein}} / ^\circ\text{C}$ | 31,0       | 31,5       | 32,2       | 31,1       | 34,7        | 35,2        |
|                          | $\vartheta_{\text{H}_2\text{O,aus}} / ^\circ\text{C}$ | 32,3       | 32,9       | 33,9       | 33,1       | 37,1        | 38,2        |
|                          | $\Delta\vartheta_{wi} / \text{K}$                     | 7,5        | 11,5       | 15,8       | 21,4       | 30,3        | 37,8        |
|                          | $\Delta\vartheta_{wk} / \text{K}$                     | 9,0        | 19,0       | 19,8       | 26,7       | 41,8        | 46,8        |
|                          | $\Delta\vartheta_m / \text{K}$                        | 10,5       | 13,1       | 17,2       | 23,1       | 27,3        | 34,8        |

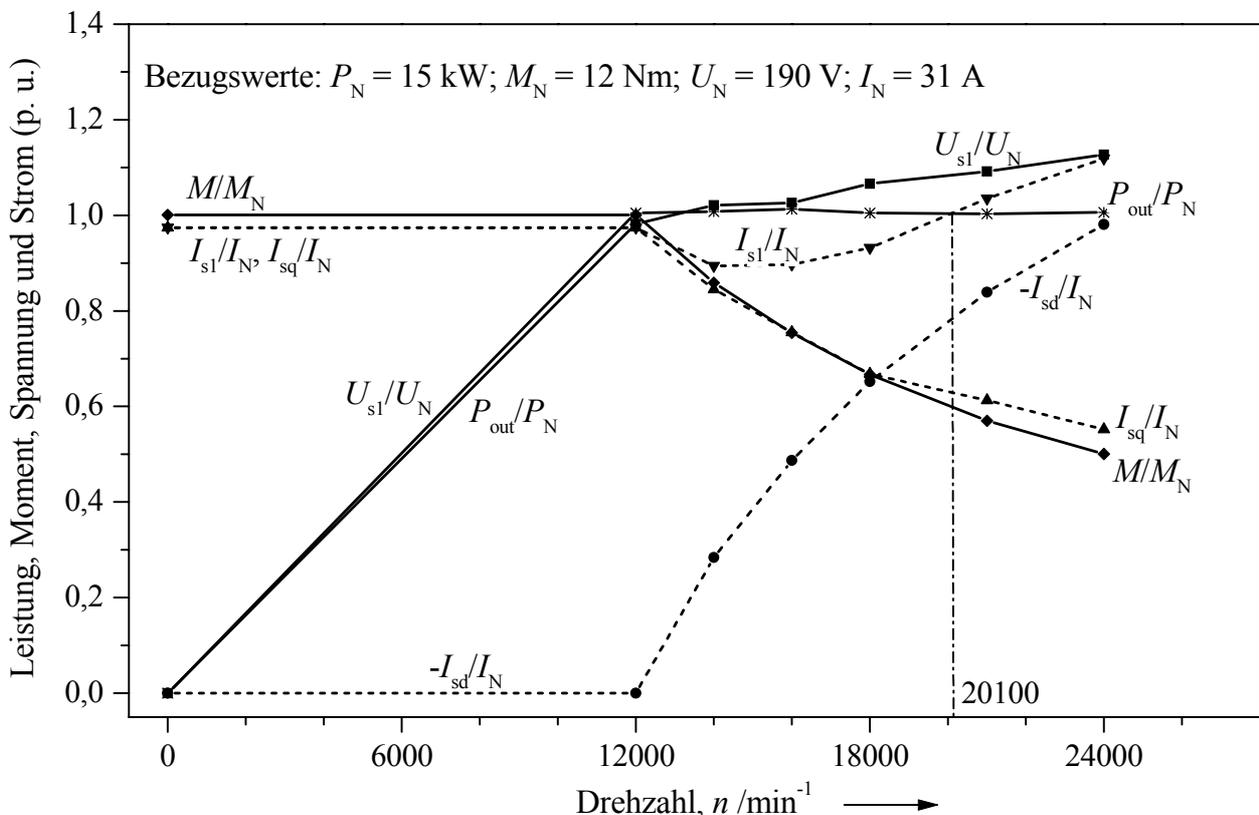
## 9.2 Lastversuche bei konstanter Leistung

So wie beim Leerlauf wird bei Last der Längsstrom  $I_{sd}$  durch die maximal mögliche Ausnutzung des REFU-Umrichters intern lastunabhängig festgelegt. Bei einer bestimmten Drehzahl lässt sich dann nur noch der erforderliche Querstrom  $I_{sq}$  einstellen, damit der Versuchsmotor die geforderte Leistung  $P_N = 15 \text{ kW}$  erbringen kann. In Tabelle 9.4 sind die gemessenen Motorströme  $I_{s1}$ ,  $I_{sd}$  und  $I_{sq}$  aufgelistet und in Bild 9.4 gezeichnet. Um die Grenzbedingungen  $P_{\text{out}} \approx P_N = 15 \text{ kW}$  und  $U_{s1} \approx U_N = 190 \text{ V}$  im Feldschwächbereich zu erfüllen, ist der Motorstrom  $I_{s1}$  zwischen 12 000 /min und 20 100 /min geringer als der Nennstrom  $I_N = 31 \text{ A}$ , da der erforderliche Längsstrom  $I_{sd}$  für die Einhaltung der Spannungsgrenze noch nicht sehr groß ist. Über der Drehzahl 20 100 /min überschreitet der Motorstrom aber den Grenzwert  $I_N$ , da nun der Längsstrom  $I_{sd}$  der Hauptanteil des Gesamtstroms ist. Bei dem Lastversuch sind auch die Motor- und Umrichterspannungen gemessen worden und in Tabelle 9.4 angegeben. Entsprechend allen Betriebspunkten mit konstanter Leistung 15 kW stellt sich die Motorspannung über den Umrichter ein. In diesem Fall wird bei niedrigeren

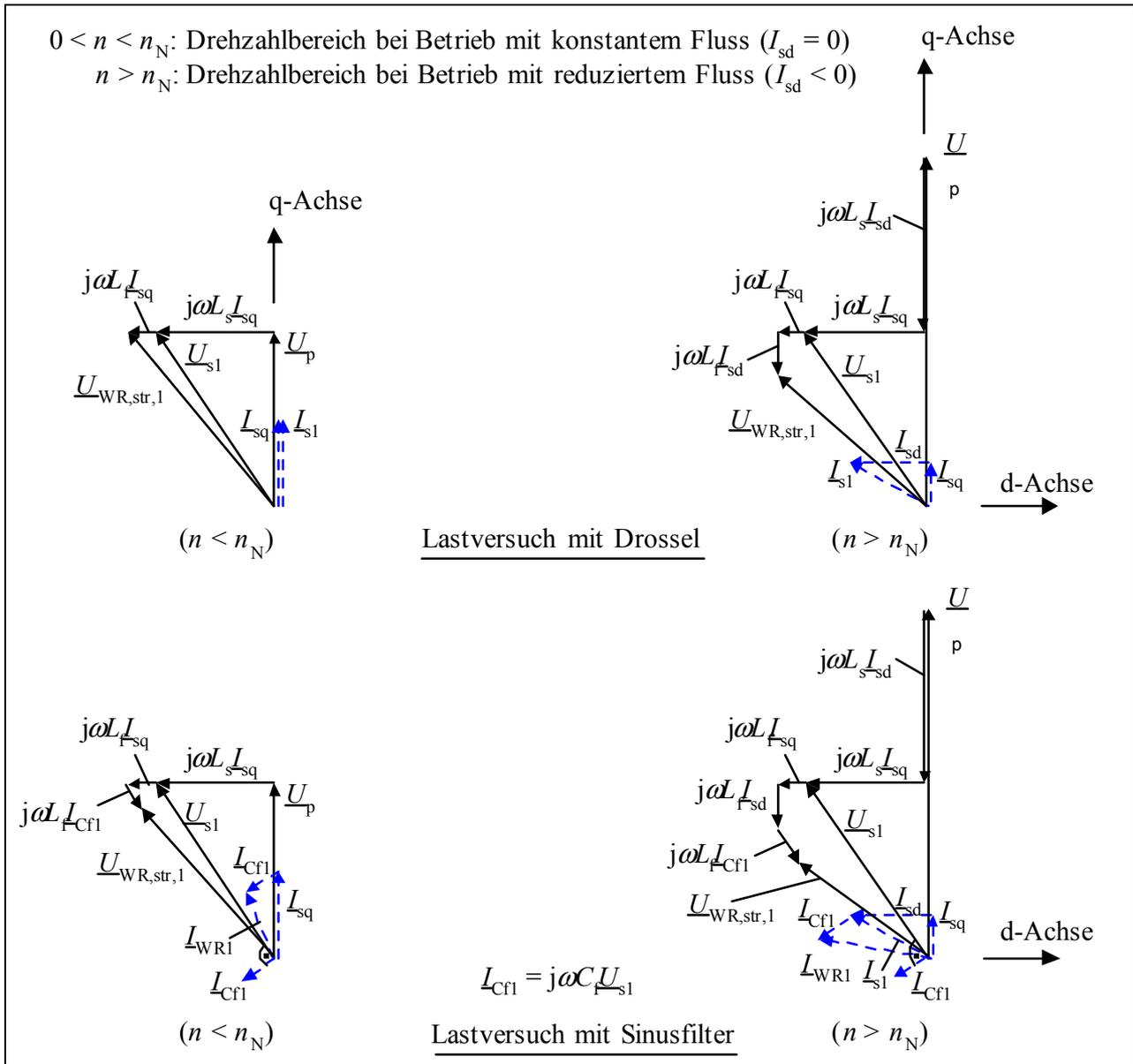
Drehzahlen ein größerer Querstrom  $I_{sq}$  und bei höheren Drehzahlen ein kleinerer Querstrom gebraucht. Die Motorspannung schwankt damit zwischen 186,5 V und 214,2 V. Wird der Spannungsfall an der Drossel  $L_f$  berücksichtigt, so ist es leicht nachzuvollziehen, dass die Ausgangsspannung am Umrichter mit Drossel zwischen 200,3 V und 215,4 V, mit Sinusfilter zwischen 198,6 V und 207,3 V liegt. Die Zeigerdiagramme in Bild 9.5 gelten für die Berechnung und Erklärung der Motor- und Umrichterspannung bei Speisart C2 und C3 bei Last.

**Tabelle 9.4:** Gemessene Effektivwerte der Grundschiwingung des Motorstroms  $I_{s1}$  und der Strangspannung am Motor  $U_{s1}$  sowie am Umrichterausgang  $U_{WR, str, 1}$  bei Speisung C2 und C3 im Drehzahlbereich mit Feldschwächung bei Einhaltung der Motorleistung  $P_{out} \approx 15$  kW an der Spannungsgrenze  $U_{s1} \approx 190$  V (PMSM BB)

| $n / \text{min}^{-1}$              |                             | 12 000       | 14 000       | 16 000       | 18 000       | 21 000       | 24 000       |
|------------------------------------|-----------------------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| Motor                              | $I_{s1} / \text{A}$         | 30,2         | 27,7         | 27,8         | 28,9         | 32,1         | 34,7         |
|                                    | $I_{sd} / \text{A}$         | 0,0          | - 8,8        | - 15,1       | - 20,2       | - 26,0       | - 30,4       |
|                                    | $I_{sq} / \text{A}$         | 30,2         | 26,2         | 23,4         | 20,7         | 19,0         | 17,1         |
|                                    | $U_{s1} / \text{V}$         | <b>186,5</b> | <b>193,9</b> | <b>194,9</b> | <b>202,6</b> | <b>207,5</b> | <b>214,2</b> |
| PWM-Umrichter mit Drossel (C2)     | $U_{WR, str, 1} / \text{V}$ | <b>200,3</b> | <b>204,4</b> | <b>207,3</b> | <b>208,4</b> | <b>211,9</b> | <b>215,4</b> |
| PWM-Umrichter mit Sinusfilter (C3) | $U_{WR, str, 1} / \text{V}$ | <b>198,6</b> | <b>202,6</b> | <b>200,3</b> | <b>205,5</b> | <b>204,4</b> | <b>207,3</b> |

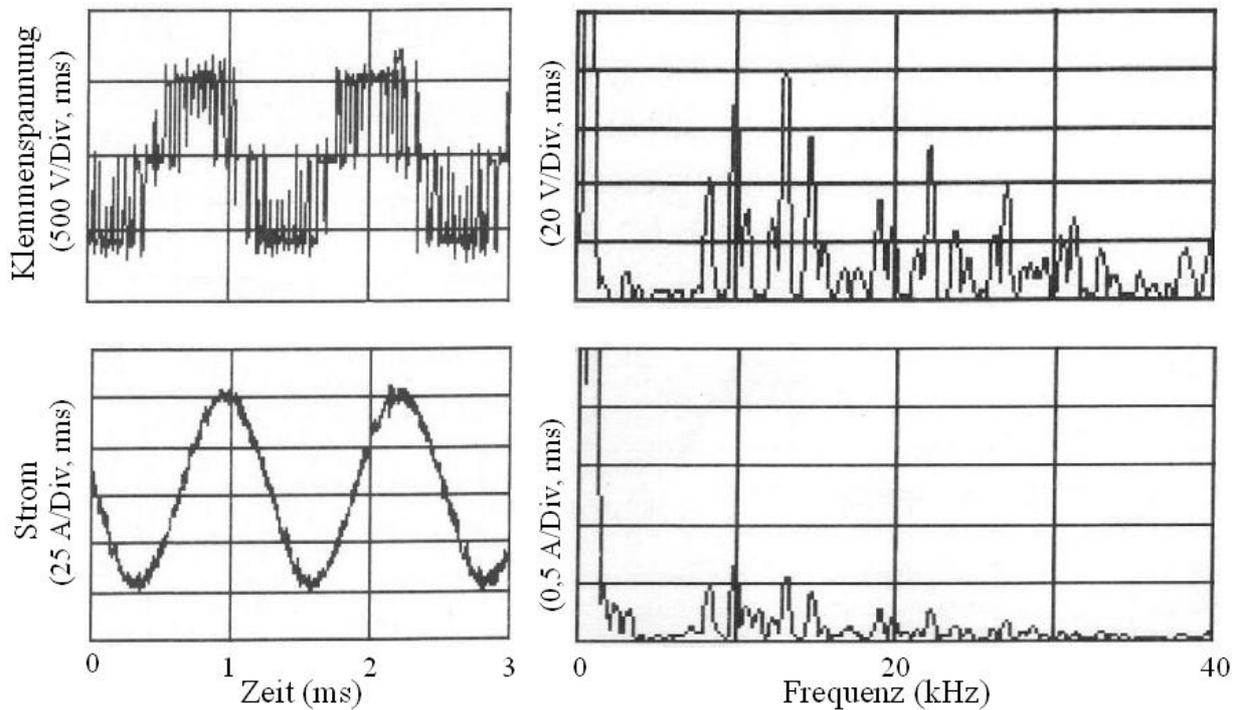
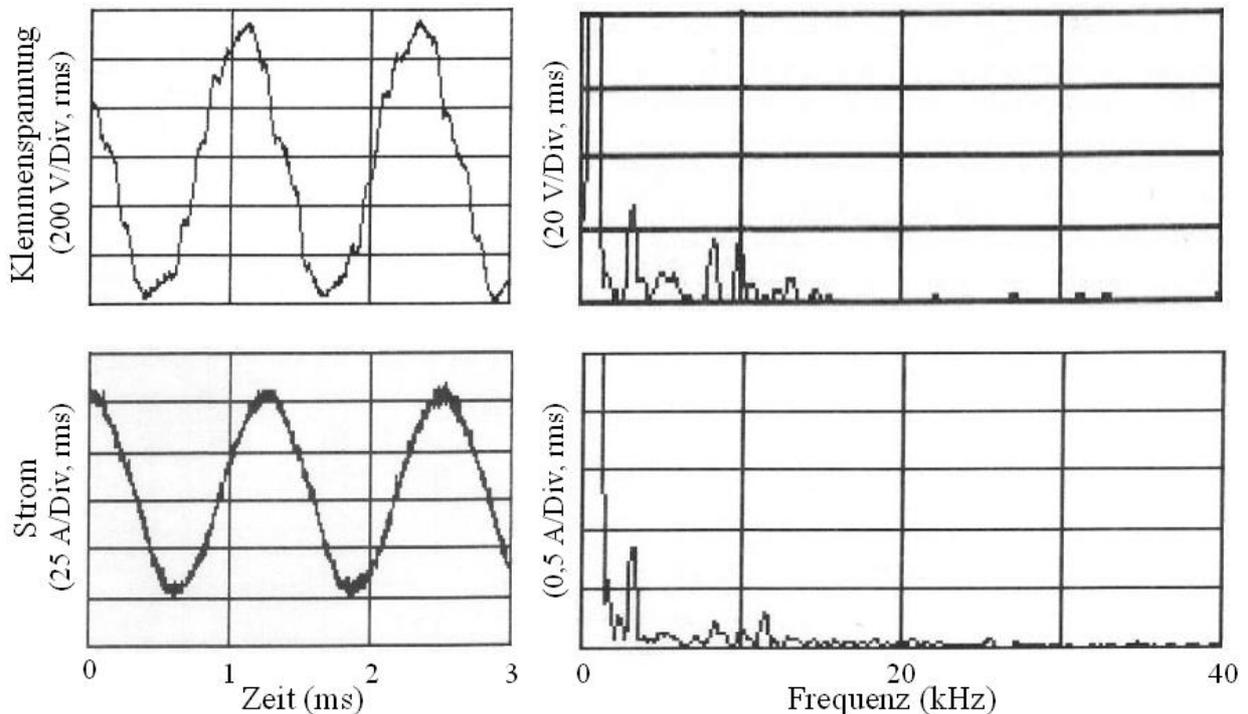


**Bild 9.4:** Gemessene Motor-Betriebskennlinien bei Lastversuch (PMSM BB am REFU-Umrichter)  
 a)  $0 \leq n \leq n_N = 12\ 000 / \text{min}$ : Bereich ohne Feldschwächung bei Nenndrehmoment 12 Nm  
 b)  $n > n_N = 12\ 000 / \text{min}$ : Bereich mit Feldschwächung bei konstanter Motorleistung  $P_{out} \approx P_N = 15$  kW an der Spannungsgrenze  $U_{s1} \approx U_N = 190$  V)



**Bild 9.5:** Berechnete Zeigerdiagramme bei Motorbetrieb unter Last ( $M > 0$ ;  $I_{sq} > 0$ ;  $L_{sd} \approx L_{sq} = L_s$ ;  $R_s \approx 0$ ) im Drehzahlbereich ohne Feldschwächung  $0 \leq n \leq n_N$  ( $n_N = 12\,000$  /min;  $I_{sd} = 0$ ) und mit Feldschwächung  $n \geq n_N$  ( $I_{sd} < 0$ )

Die gemessenen Motorverluste  $P_v$  und die Motorerwärmungen  $\Delta\vartheta_{wi}$ ,  $\Delta\vartheta_{wk}$  und  $\Delta\vartheta_m$  bei PWM-Speisung jeweils mit Drossel und mit Sinusfilter sind in Tabelle 9.5 gegeben. Der durch den negativen Längsstrom entstehende Fluss bei Feldschwächbetrieb überlagert sich dem Magnet-Läuferfeld. Es kommt zur gegenseitigen Schwächung des Gesamtfelds; es ist deswegen wie erwartet kein Übererwärmungs-Problem aufgetreten. Durch den Einsatz des Sinusfilters verringern sich die Zusatzverluste im durchschnittlichen ca. 155 W. Bild 9.6 gibt ein Beispiel bei Feldschwächbetrieb beider Speisungen C2 und C3 bei 24 000 /min und 15 kW. Im Vergleich mit dem PWM-Betrieb mit Parallelschaltung in Bild 8.16 treten wegen der vierfach vergrößerten Induktivität  $L_s$  bei Serienschaltung kleinere Oberschwingungsströme auf (Bild 9.6).

a) gemessene Zeitverläufe und Frequenzspektren bei Speisart C2 (PWM mit Drossel 60  $\mu$ H)b) gemessene Zeitverläufe und Frequenzspektren bei Speisung C3 (PWM mit SF: 60  $\mu$ H; 15  $\mu$ F)

**Bild 9.6:** Gemessene verkettete Motorspannungen und Motorströme unter Nennlast ( $P_N = 15$  kW;  $n_{\max} = 24\,000$  /min) bei Feldschwächbetrieb bei PMSM BB mit Serienschaltung am RE-FU-Umrichter ( $f_T = 12$  kHz; Grundschwingung der verketteten Spannung und des Stroms:  $U_{v1} = 370$  V;  $I_{s1} = 34,7$  A)

a) Maximale Oberschwingungen:  $U_{vk\max} = 80$  V;  $I_{sk\max} = 0,6$  A bei  $f_T + 2f_{s1} = 13,6$  kHz

b) Maximale Oberschwingungen:  $U_{vk\max} = 27$  V;  $I_{sk\max} = 0,8$  A bei  $5f_{s1} = 4$  kHz

Tabelle 9.5: Gemessene Motorverluste  $P_v$  und Motorerwärmung in der Wicklung  $\Delta\vartheta_{wi}$ , im Wickelkopf  $\Delta\vartheta_{wk}$  und in den Magneten  $\Delta\vartheta_m$  im Drehzahlbereich mit Feldschwächung bei konstanter Motorleistung 15 kW an der Spannungsgrenze ca. 190 V (PMSM BB; Kühlwasserstrom 3,24 l/min)

| $n / \text{min}^{-1}$    |   | 12 000     | 14 000     | 16 000     | 18 000     | 21 000      | 24 000      |
|--------------------------|---|------------|------------|------------|------------|-------------|-------------|
| PWM mit Drossel (C2)     | $P_v / \text{W}$                                      | <b>839</b> | <b>780</b> | <b>808</b> | <b>934</b> | <b>1200</b> | <b>1524</b> |
|                          | $\vartheta_{\text{H}_2\text{O,ein}} / ^\circ\text{C}$ | 35,7       | 35,7       | 38,5       | 40,8       | 39,4        | 41,0        |
|                          | $\vartheta_{\text{H}_2\text{O,aus}} / ^\circ\text{C}$ | 38,2       | 38,1       | 41,0       | 43,4       | 42,5        | 44,7        |
|                          | $\Delta\vartheta_{wi} / \text{K}$                     | 31,3       | 29,3       | 28,5       | 32,2       | 37,6        | 46,0        |
|                          | $\Delta\vartheta_{wk} / \text{K}$                     | 41,3       | 40,3       | 36,5       | 40,7       | 44,1        | 54,0        |
|                          | $\Delta\vartheta_m / \text{K}$                        | 43,4       | 42,7       | 43,4       | 45,8       | 50,0        | 57,5        |
| PWM mit Sinusfilter (C3) | $P_v / \text{W}$                                      | <b>648</b> | <b>625</b> | <b>644</b> | <b>808</b> | <b>1062</b> | <b>1369</b> |
|                          | $\vartheta_{\text{H}_2\text{O,ein}} / ^\circ\text{C}$ | 35,7       | 35,9       | 35,9       | 35,8       | 39,6        | 40,0        |
|                          | $\vartheta_{\text{H}_2\text{O,aus}} / ^\circ\text{C}$ | 37,8       | 38,0       | 38,1       | 38,2       | 42,5        | 43,4        |
|                          | $\Delta\vartheta_{wi} / \text{K}$                     | 27,3       | 25,1       | 27,1       | 29,2       | 37,4        | 46,0        |
|                          | $\Delta\vartheta_{wk} / \text{K}$                     | 38,3       | 37,1       | 37,6       | 39,0       | 52,4        | 65,5        |
|                          | $\Delta\vartheta_m / \text{K}$                        | 20,4       | 20,5       | 23,5       | 26,9       | 32,8        | 40,6        |

### 9.3 Lastversuche bei konstantem Ständerstrom

Es wurde bei dem Lastversuch im letzten Abschnitt 9.2 (Bild 9.4) herausgefunden, dass der Ständerstrom  $I_{s1}$  bei niedrigeren Drehzahlen über eine Reserve verfügt und bei höheren Drehzahlen die Stromgrenze  $I_N$  überschreitet. Der Versuch hier in Abschnitt 9.3 unterscheidet sich davon durch die Grenzbedingungen (Spannungs- und Stromgrenze:  $U_{s1} \approx U_N = 190 \text{ V}$  und  $I_{s1} \approx I_N = 31 \text{ A}$ ), um eine möglichst große Leistung bei Einhaltung der Stromgrenze zu erhalten. Die Messergebnisse befinden sich in Bild 9.7 und in den Tabellen 9.6 – 9.7. Die Motor- und Umrichterspannungen schwanken um den Wert von 190 V. Zwischen 12 000 /min und 19 500 /min ist bis zu 13 % mehr Leistung als der Nennwert abgebar. Bei 24 000 /min erreicht der Längsstrom  $I_{sd}$  den Nennwert 31 A. Deswegen ist bei dieser Drehzahl kein zusätzlicher Laststrom  $I_{sq}$  mehr möglich (Leerlauf!).

Tabelle 9.6: Gemessene Effektivwerte der Grundschiwingung des Motorstroms  $I_{s1}$  und der Strangspannung am Motor  $U_{s1}$  sowie am Umrichterausgang  $U_{WR, \text{str}, 1}$  bei Speisung C2 und C3 im Drehzahlbereich mit Feldschwächung an der Stromgrenze  $I_{s1} = I_N = 31 \text{ A}$  und an der Spannungsgrenze  $U_{s1} = U_{s1} \approx 190 \text{ V}$  (PMSM BB)

| $n / \text{min}^{-1}$          |                                    | 12 000       | 14 000       | 16 000       | 18 000       | 21 000       | 24 000       |
|--------------------------------|------------------------------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| Motor                          | $I_{s1} / \text{A}$                | 30,2         | 30,5         | 30,4         | 30,5         | 30,8         | 30,3         |
|                                | $I_{sd} / \text{A}$                | 0,0          | - 8,8        | - 15,0       | - 20,4       | - 26,0       | - 30,2       |
|                                | $I_{sq} / \text{A}$                | 30,2         | 29,2         | 26,5         | 22,8         | 16,7         | 2,0          |
|                                | $U_{s1} / \text{V}$                | <b>186,5</b> | <b>197,1</b> | <b>199,2</b> | <b>206,4</b> | <b>203,8</b> | <b>201,4</b> |
| PWM-Umrichter mit Drossel (C2) | $U_{WR, \text{str}, 1} / \text{V}$ | <b>200,3</b> | <b>207,8</b> | <b>209,0</b> | <b>214,8</b> | <b>211,9</b> | <b>191,1</b> |
| PWM-Umrichter mit SF (C3)      | $U_{WR, \text{str}, 1} / \text{V}$ | <b>198,6</b> | <b>209,6</b> | <b>204,4</b> | <b>211,3</b> | <b>199,8</b> | <b>184,8</b> |

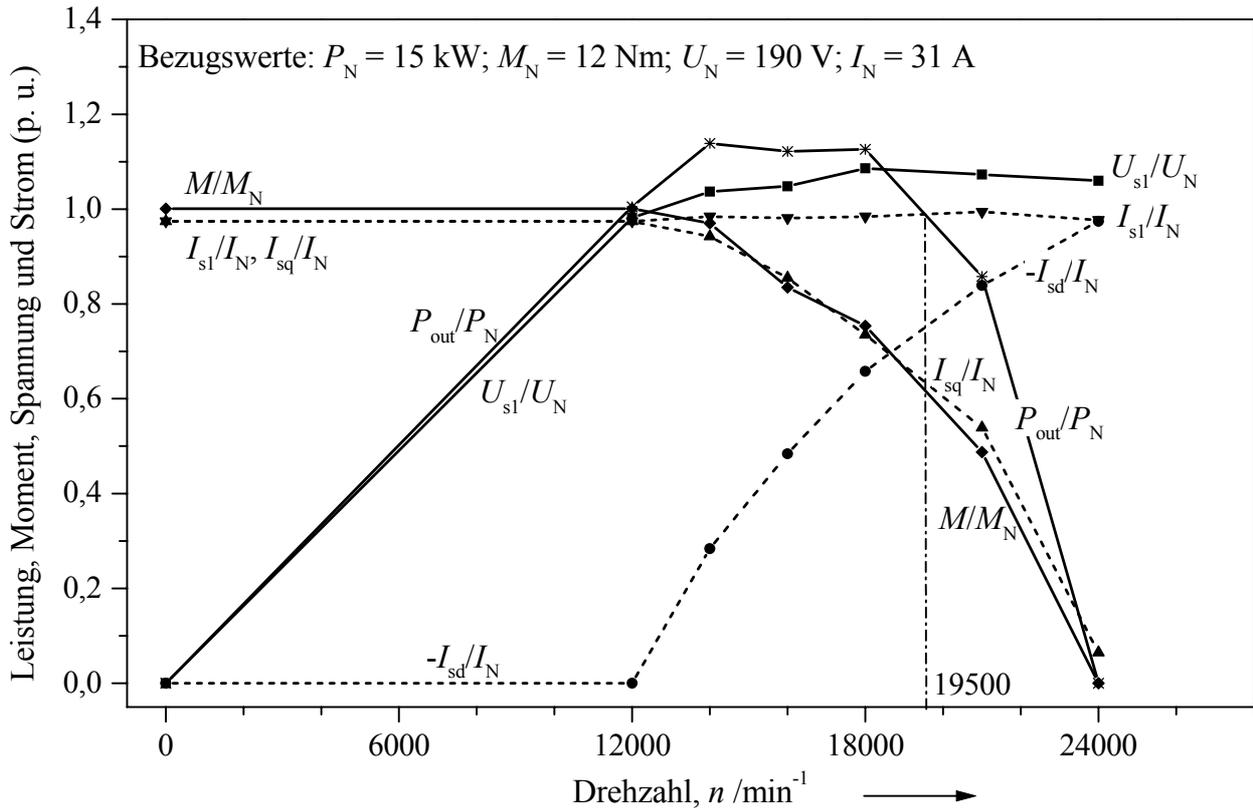


Bild 9.7: Gemessene Motor-Betriebskennlinien bei Last (PMSM BB am REFU-Umrichter)

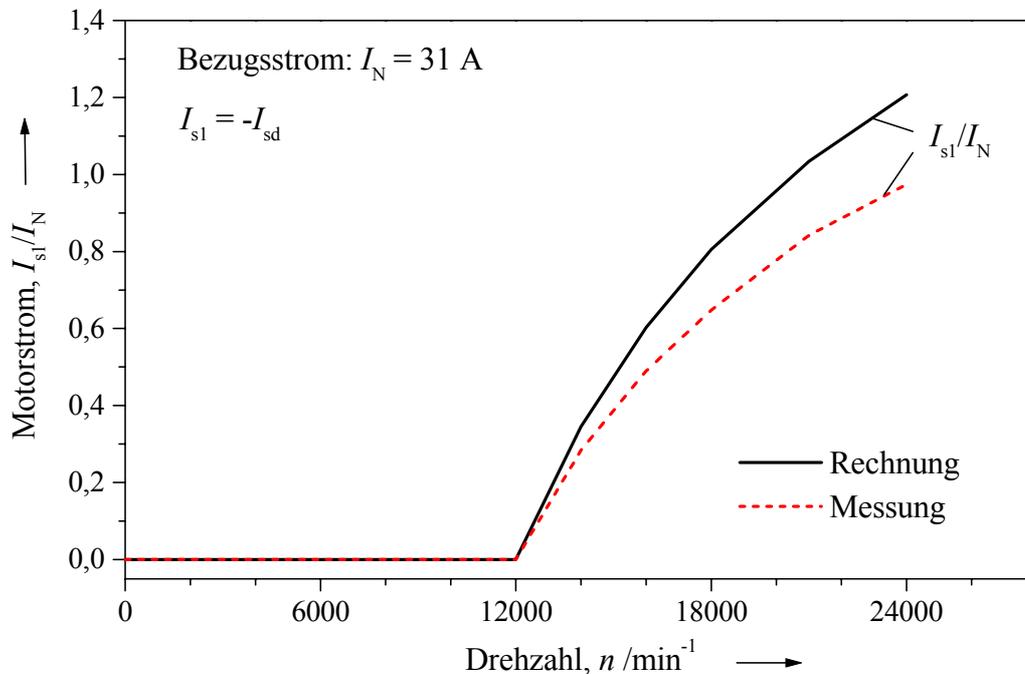
- a)  $0 \leq n \leq n_N = 12\,000 \text{ /min}$ : Bereich ohne Feldschwächung bei Nenndrehmoment 12 Nm
- b)  $n > n_N = 12\,000 \text{ /min}$ : Bereich mit Feldschwächung an der Stromgrenze  $I_{s1} \approx I_N = 31 \text{ A}$  und an der Spannungsgrenze  $U_{s1} \approx U_N = 190 \text{ V}$

Tabelle 9.7: Gemessene Motorverluste  $P_v$  und Motorerwärmung in der Wicklung  $\Delta\vartheta_{wi}$ , im Wickelkopf  $\Delta\vartheta_{wk}$  und in den Magneten  $\Delta\vartheta_m$  im Drehzahlbereich mit Feldschwächung an der Stromgrenze ca. 31 A und an der Spannungsgrenze ca. 190 V (PMSM BB; Kühlwasserstrom 3,24 l/min)

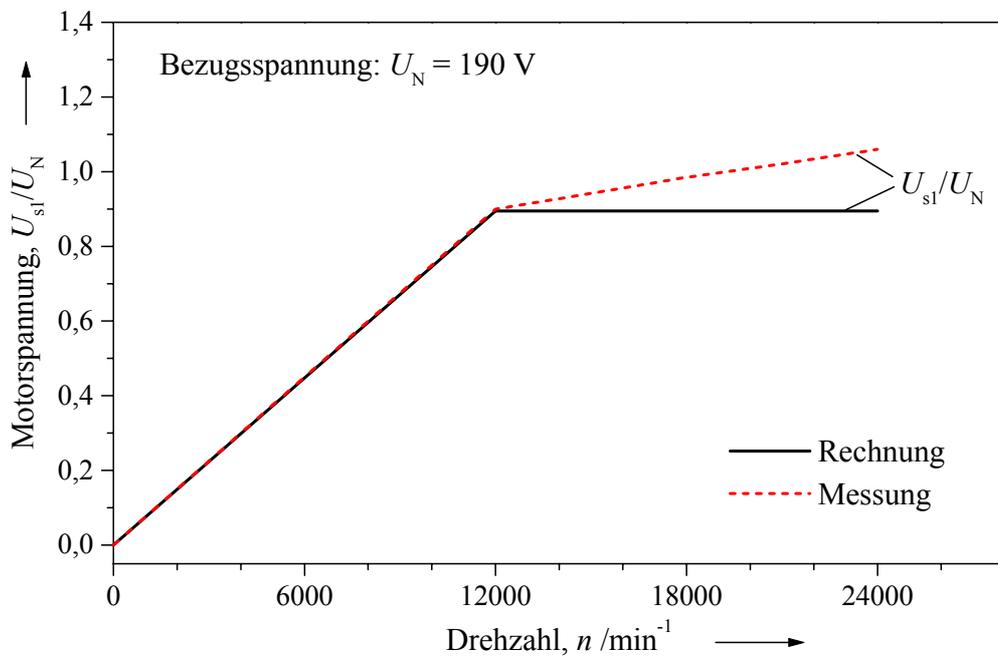
| $n \text{ / min}^{-1}$ |  | 12 000     | 14 000     | 16 000     | 18 000      | 21 000      | 24 000      |
|------------------------|--|------------|------------|------------|-------------|-------------|-------------|
| PWM mit Drossel        | $P_v \text{ / W}$                                | <b>839</b> | <b>844</b> | <b>894</b> | <b>1023</b> | <b>1096</b> | <b>1215</b> |
|                        | $\vartheta_{H_2O,ein} \text{ / } ^\circ\text{C}$ | 35,7       | 36,0       | 39,7       | 39,5        | 39,2        | 35,3        |
|                        | $\vartheta_{H_2O,aus} \text{ / } ^\circ\text{C}$ | 38,2       | 38,6       | 42,3       | 42,2        | 42,3        | 38,6        |
|                        | $\Delta\vartheta_{wi} \text{ / K}$               | 31,3       | 31,0       | 33,3       | 34,5        | 37,8        | 40,7        |
|                        | $\Delta\vartheta_{wk} \text{ / K}$               | 41,3       | 36,5       | 47,3       | 44,0        | 51,3        | 48,7        |
|                        | $\Delta\vartheta_m \text{ / K}$                  | 43,4       | 43,4       | 43,1       | 46,7        | 50,2        | 59,0        |
| PWM mit Sinusfilter    | $P_v \text{ / W}$                                | <b>648</b> | <b>765</b> | <b>800</b> | <b>859</b>  | <b>1079</b> | <b>1089</b> |
|                        | $\vartheta_{H_2O,ein} \text{ / } ^\circ\text{C}$ | 35,7       | 36,0       | 35,7       | 35,9        | 39,1        | 35,2        |
|                        | $\vartheta_{H_2O,aus} \text{ / } ^\circ\text{C}$ | 37,8       | 38,3       | 38,1       | 38,5        | 41,9        | 38,2        |
|                        | $\Delta\vartheta_{wi} \text{ / K}$               | 27,3       | 27,0       | 29,3       | 32,1        | 32,9        | 37,8        |
|                        | $\Delta\vartheta_{wk} \text{ / K}$               | 38,3       | 33,0       | 38,3       | 45,1        | 37,9        | 46,8        |
|                        | $\Delta\vartheta_m \text{ / K}$                  | 20,4       | 23,0       | 25,6       | 28,3        | 31,9        | 34,8        |

## 9.4 Vergleich der gemessenen mit den berechneten Betriebskennlinien

Die folgenden Bilder 9.8 – 9.11 vergleichen die Messung der Betriebskennlinien im Drehzahlbereich mit Feldschwächung ( $n > n_N = 12\,000$  /min;  $I_{sd} < 0$ ) für PMSM BB bei Leerlauf und unter Last mit der Berechnung.



a)

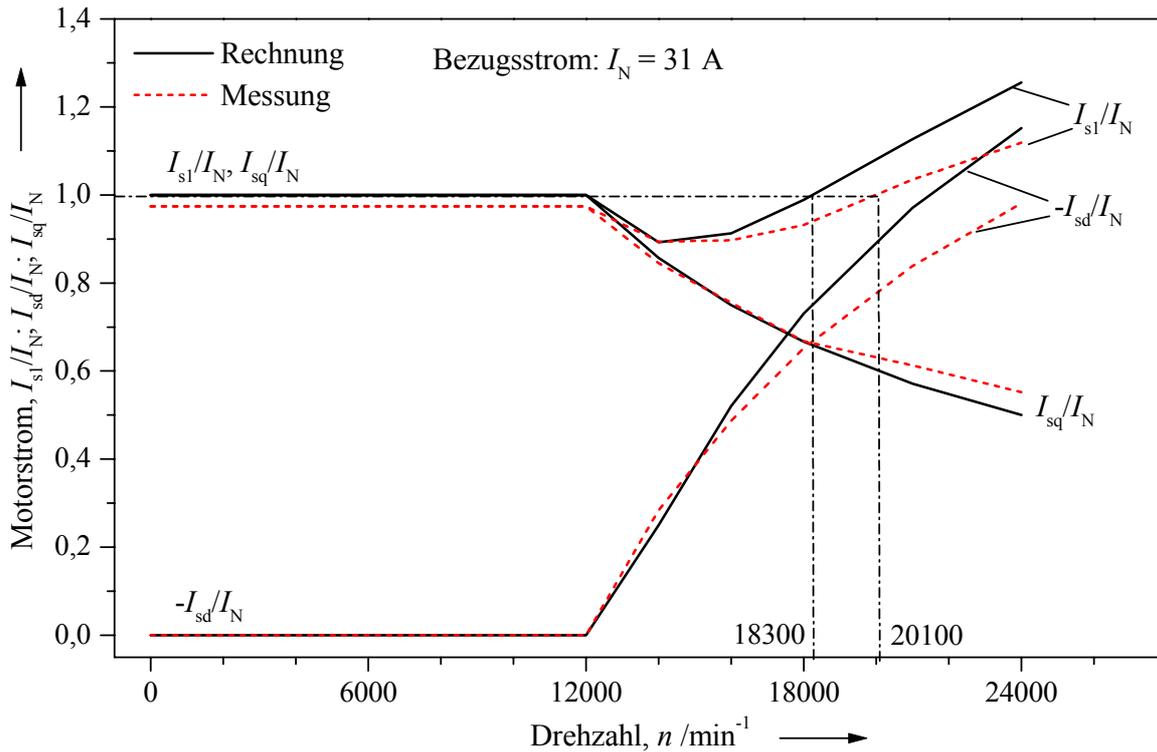


b)

**Bild 9.8:** Vergleich des bei Leerlauf gemessenen (a) Motorstroms  $I_{sl} = -I_{sd}$  und (b) der Motorspannung  $U_{sl}$  mit der Berechnung (PMSM BB mit Serienschaltung am REFU-Umrichter)

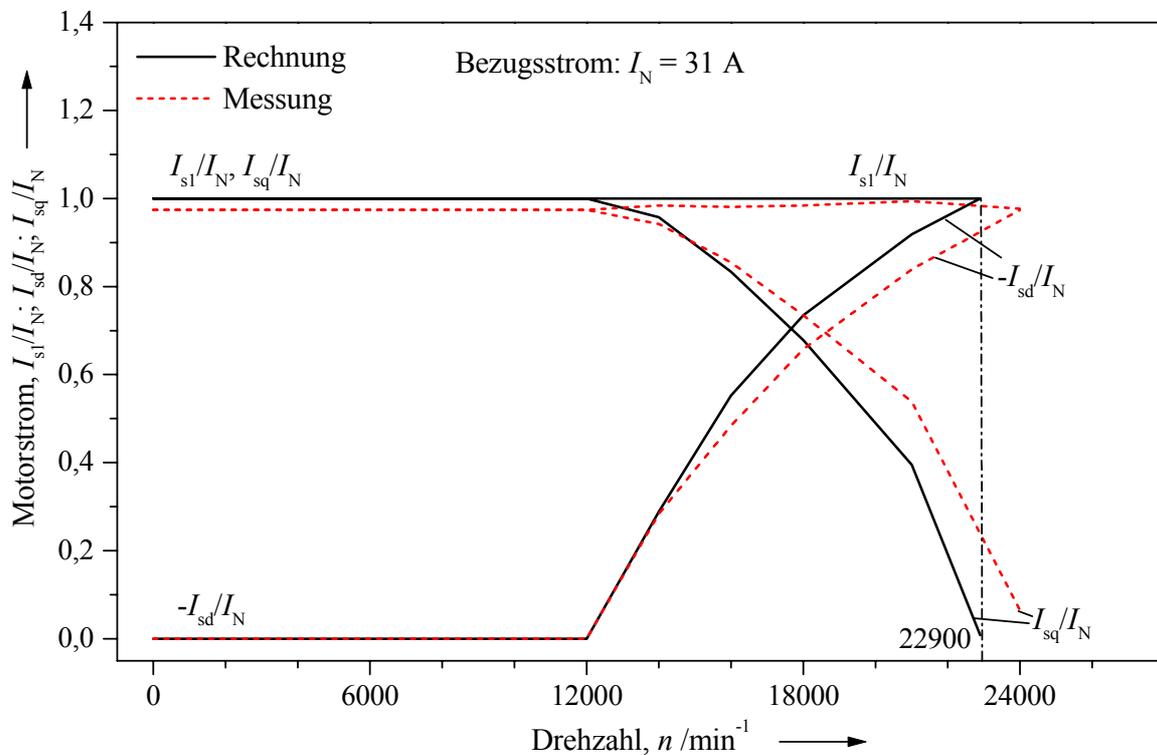
(1)  $0 \leq n \leq n_N$ : Drehzahlbereich ohne Feldschwächung  $I_{sd} = 0$

(2)  $n > n_N$ : Drehzahlbereich mit Feldschwächung  $I_{sd} < 0$  an der Grenze  $U_{sl} \approx U_N = 190$  V



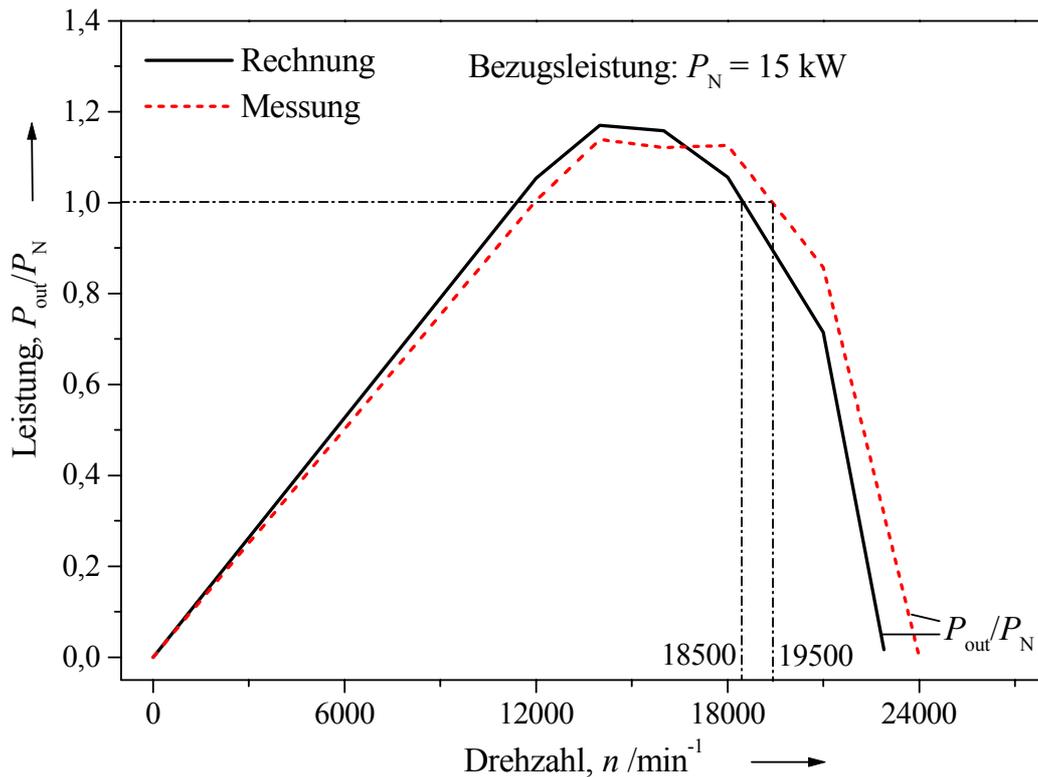
**Bild 9.9:** Vergleich der gemessenen Motorströme  $I_{s1}$ ,  $I_{sd}$  und  $I_{sq}$  mit der Berechnung (PMSM BB mit Serienschaltung am REFU-Umrichter)

- (1)  $0 \leq n \leq n_N$ : ohne Feldschwächung  $I_{sd} = 0$  bei konstantem Moment  $M = M_N = 12 \text{ Nm}$
- (2)  $n > n_N$ : mit Feldschwächung  $I_{sd} < 0$  bei konstanter Leistung  $P_{out} = P_N = 15 \text{ kW}$  an der Spannungsgrenze  $U_{s1} \approx U_N = 190 \text{ V}$



**Bild 9.10:** Vergleich der gemessenen Motorströme  $I_{s1}$ ,  $I_{sd}$  und  $I_{sq}$  mit der Berechnung (PMSM BB mit Serienschaltung am REFU-Umrichter)

- (1)  $0 \leq n \leq n_N$ : ohne Feldschwächung  $I_{sd} = 0$  bei konstantem Moment  $M = M_N = 12 \text{ Nm}$
- (2)  $n > n_N$ : mit Feldschwächung  $I_{sd} < 0$  an den Grenzen  $U_{s1} \approx U_N = 190 \text{ V}$ ;  $I_{s1} \approx I_N = 31 \text{ A}$



**Bild 9.11:** Vergleich der gemessenen Motorleistung  $P_{out}$  mit der Berechnung (PMSM BB mit Serienschaltung am REFU-Umrichter)

- (1)  $0 \leq n \leq n_N$ : ohne Feldschwächung  $I_{sd} = 0$  bei konstantem Moment  $M = M_N = 12 \text{ Nm}$
- (2)  $n > n_N$ : mit Feldschwächung  $I_{sd} < 0$  an den Grenzen  $U_{s1} \approx U_N = 190 \text{ V}$ ;  $I_{s1} \approx I_N = 31 \text{ A}$

Bei der Berechnung ist der ideale Fall, also immer eine konstante Spannung am Motor angenommen (Kap. 3.2:  $U_{s1} = 170 \text{ V}$  beim Leerlauf und  $U_{s1} = U_N = 190 \text{ V}$  bei Last). Die verwendeten Formeln sind in Kap. 3.2 vorgestellt. Bei der Messung schwankt die Motorspannung um den Wert der Nennspannung  $U_{s1} = U_N \pm 25 \text{ V}$  (siehe Tabelle 9.2, Tabelle 9.4 und Tabelle 9.6). Durch die von der Fa. REFU entwickelte feldorientierte Regelung ist die Motorspannung intern über den REFU-Umrichter drehzahl- und lastabhängig eingestellt. Bild 9.8b zeigt die Abweichung der gemessenen Motorspannung von der Berechnung bei Leerlauf. Daraus ergibt sich, dass bei der Berechnung ein größerer Längsstrom  $I_{sd}$  bei Leerlauf gegenüber der Messung benötigt wird (Bild 9.8a). Dies ist beim Lastversuch auch der Fall, was zu einer Abweichung der Strom- und Leistungs-Drehzahl-Kennlinien zwischen der Messung und Berechnung führt (Bild 9.9 – 9.11). Diese Abweichung beträgt maximal ca. 20 % im höchsten Drehzahlpunkt.

### Fazit:

Durch Umschalten der Wicklung der Testmotoren von Parallel- auf Serienschaltung wird die Nenn-drehzahl auf 12 000 /min halbiert, so dass der Drehzahlbereich zwischen 12 000 /min und 24 000 /min bei konstanter Umrichterspannung, also mit Feldschwächung betrieben werden muss.

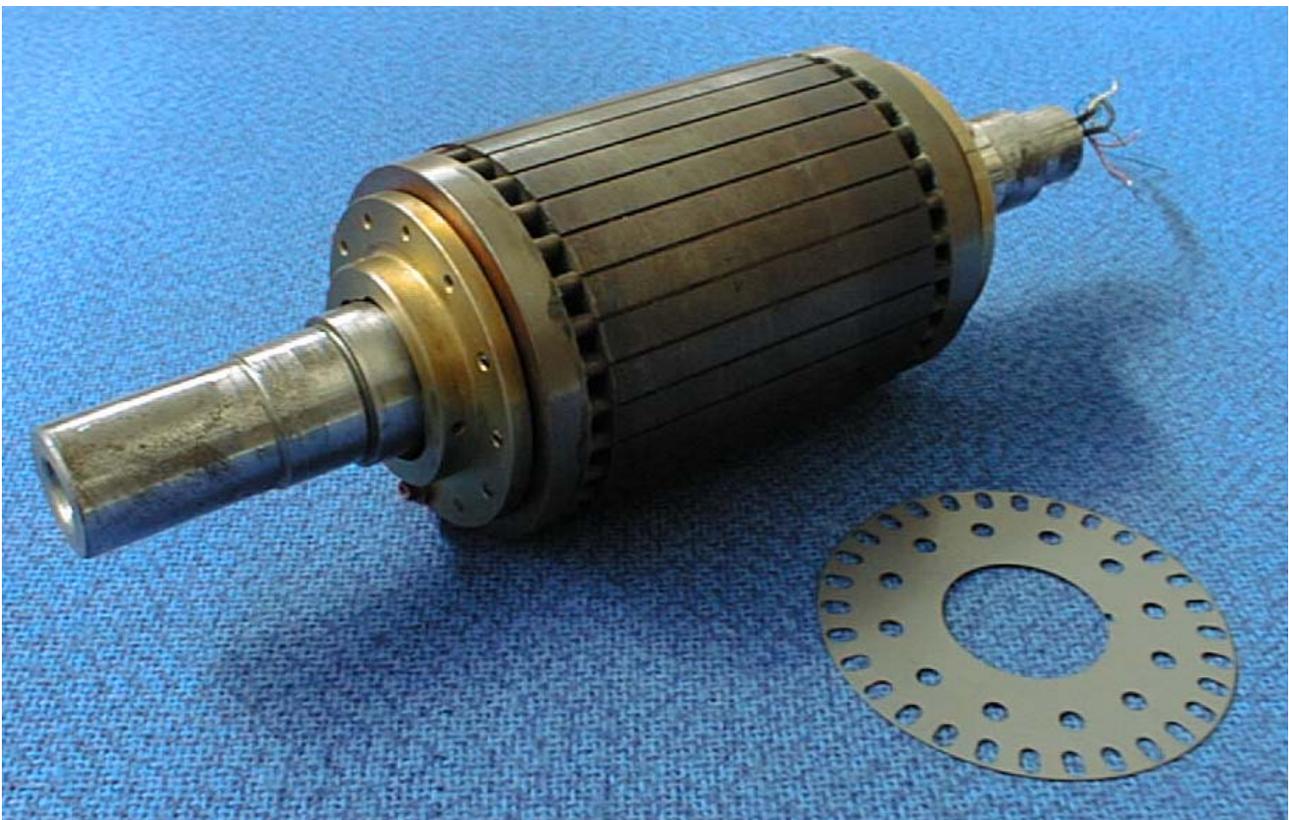
Durch die relativ dicke Bandage bei Hochdrehzahl-Synchronmaschinen mit Oberflächenmagneten ist die synchrone Induktivität klein, so dass für die Feldschwächung relativ große  $d$ -Ströme erforderlich sind. Im Leerlauf kann über den negativen Längsstrom der Drehzahlstellbereich von etwa  $n_{\max} : n_N = 2 : 1$  erzielt werden, bevor der Feldschwächstrom den Bemessungsstrom erreicht. Für den Betrieb mit konstanter Leistung von 15 kW und konstanter Motorspannung von 190 V steht daher ein Drehzahlbereich von 12 000 /min nur bis ca. 20 000 /min, also ein Feldschwächbetrieb von 1,65 : 1 zur Verfügung. Durch Einsatz einer Umrichterausgangsdrossel oder eines Sinusfilters zur Reduzierung der Zusatzverluste im Motor ist die Wechselrichter-Ausgangsspannung nicht sehr unterschiedlich zur Motorspannung.

# 10 Vergleich der permanenterregten Synchronmaschinen mit Asynchronmaschinen

## 10.1 Maschinendaten von zwei ausgewählten Asynchronmaschinen

Als Hochdrehzahlantriebe stehen neben Permanentmagnet-Synchronmaschinen zur Zeit überwiegend Asynchronmaschinen mit Käfigläufer zur Verfügung. Sie sind einfach feldschwächbar, was eine Begrenzung der Umrichterleistung in Anwendungsfällen mit Konstantleistungsbetrieb ermöglicht. Für hohe Drehzahlen ist die Läuferausführung robust und kein Lagegeber erforderlich.

In diesem Kapitel werden zwei Asynchronmaschinen im Leistungsbereich bis ca. 30 kW bei einer Drehzahl von 24 000 /min hinsichtlich Verlustbilanz, Erwärmung und Wirkungsgrads untersucht. Eine davon mit einer Leistung von 30 kW (ASM-P30) wurde am Institut für Elektrische Energiewandlung der TU Darmstadt entwickelt und gebaut [11], die andere mit einer Leistung von 17 kW (ASM-P17) stammte aus kommerzieller Fertigung. Beide Asynchronmotoren sind vierpolig, die Ständerwicklung in Stern geschaltet und das Gehäuse mit einer Wassermantelkühlung ausgerüstet.



**Bild 10.1:** Kupferkäfigläufer der Asynchronmaschine (ASM-P30), Eigenfertigung am Institut für Elektrische Energiewandlung der TU Darmstadt

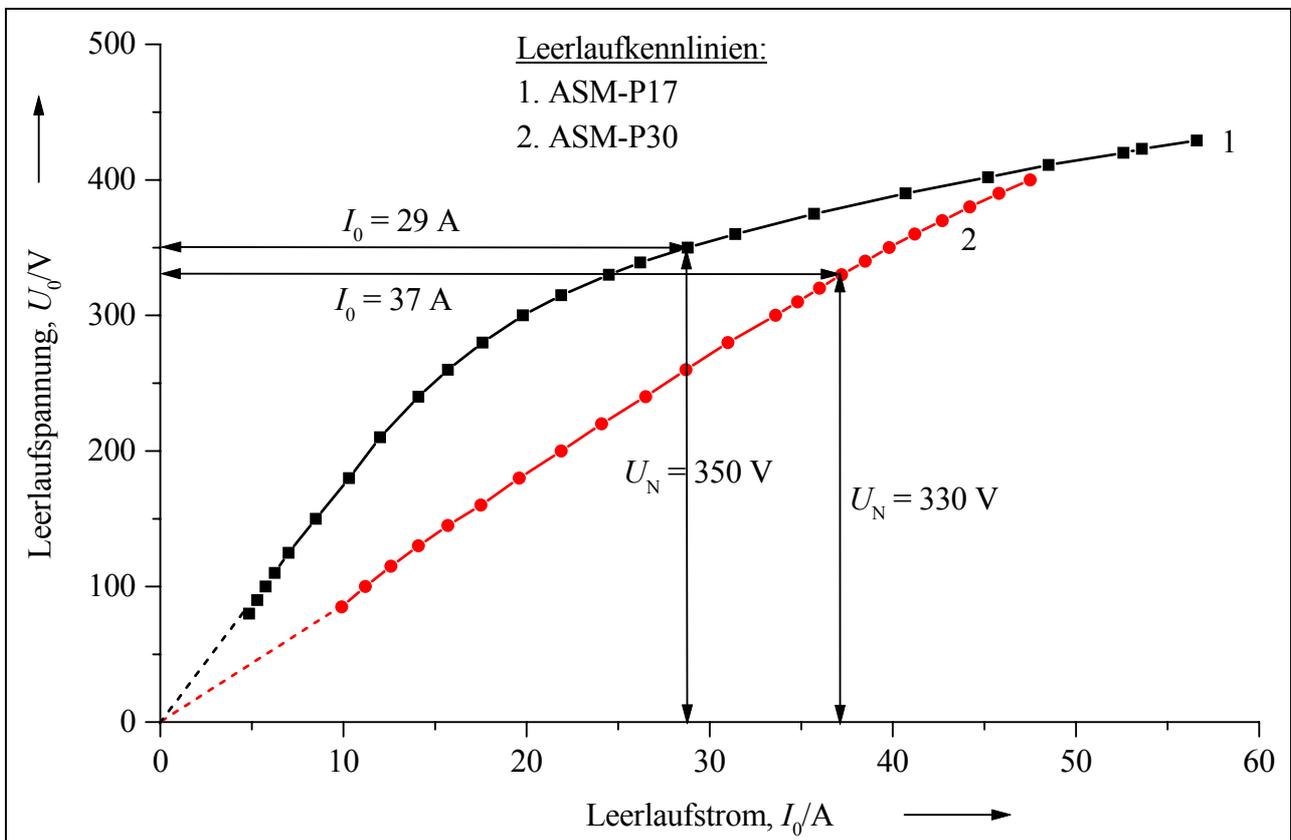
Tabelle 10.1: Maschinendaten der beiden Asynchronmaschinen (ASM-P30 und ASM-P17) und der Synchronmaschine (PMSM AB)

| Motor  |  | PMSM AB                                 | ASM-P30                                 | ASM-P17                     |
|--|--|---|---|-----------------------------|
| Bemessungsdaten                                    | Ständerklemmenspannung (Y-Schaltung) $U_N$ | 330 V                                   | 330 V                                   | 350 V                       |
|  | Ständerstrom $I_N$                         | 62,3 A                                  | 72,8 A                                  | 46,1 A                      |
|  | Ständerfrequenz $f_{s1}$                   | 800 Hz                                  | 800 Hz                                  | 800 Hz                      |
|  | Drehzahl $n_1$                             | 24 000 /min                             | 24 000 /min                             | 24 000 /min                 |
|  | Leistung $P_N$                             | 30 kW                                   | 30 kW                                   | 17 kW                       |
|  | Polpaarzahl $p$                            | 2                                       | 2                                       | 2                           |
| Ständer  | Außendurchmesser $d_{sa}$                  | 150 mm                                  | 150 mm                                  | 135 mm                      |
|  | Innendurchmesser $d_{si}$                  | 90 mm                                   | 90 mm                                   | 85 mm                       |
|  | Blechpaketlänge $l_{Fe}$                   | 90 mm                                   | 90 mm                                   | 50 mm                       |
| Läufer   | Außendurchmesser $d_{ra1}$                 | 75 mm                                   | 88 mm                                   | 84,3 mm                     |
|  | Innendurchmesser $d_{ri}$                  | 36 mm                                   | 36 mm                                   | 35 mm                       |
|  | Läuferstab                                 | -                                       | Kupfer                                  | Silumin                     |
|  | Läufernut                                  | -                                       | oval/                                   | rund/                       |
|  | Läufernutöffnung                           | -                                       | 0,9 mm                                  | geschlossen                 |
|  | Masse                                      | 5 kg                                    | 7 kg                                    | keine Angabe                |
| Trägheitsmoment                                    | 4,0e-3 kgm <sup>2</sup>                    | 6,7e-3 kgm <sup>2</sup>                 | keine Angabe                            |                             |
| Luftspalt ( $\delta + d_B$ ) / $\delta$ / $\delta$ |  | 3,5 mm                                  | 1,0 mm                                  | 0,35 mm                     |
| Umfangsgeschwindigkeit $v$                         |  | 111 m/s                                 | 111 m/s                                 | 106 m/s                     |
| Esson-Ausnutzungsziffer $C$                        |  | 2,04 kVA·min/m <sup>3</sup>             | 2,38 kVA·min/m <sup>3</sup>             | 3,22 kVA·min/m <sup>3</sup> |
| Luftspaltflussdichte $B_1$                         |  | 0,6 T                                   | 0,6 T                                   | keine Angabe                |
| Strombelag (Effektivwert) $A$                      |  | 317 A/cm                                | 371 A/cm                                | keine Angabe                |
| Stromdichte $J$                                    |  | 7,8 A/mm <sup>2</sup>                   | 9,2 A/mm <sup>2</sup>                   | keine Angabe                |
| Strombelag mal Stromdichte ( $A \cdot J$ )         |  | 2472 A <sup>2</sup> /mm <sup>2</sup> cm | 3413 A <sup>2</sup> /mm <sup>2</sup> cm | keine Angabe                |

Bei identischer Ständerausführung wurden der Asynchronmotor „ASM-P30“ mit Kurzschlusskäfigläufer mit Kupfer-Ovalstäben (Bild 10.1) und der permanenterregte Versuchsmotor „PMSM AB“ bezüglich ihres Betriebsverhaltens rechnerisch und messtechnisch verglichen. Für ASM-P30 wurde eine genauso sorgfältige Auslegung des magnetischen Kreises durchgeführt – nämlich der Einsatz verlustarmer Dynamobleche mit einer Dicke von 0,35 mm und eine vergrößerte Luftspaltweite von 1 mm zur Verringerung der Zusatzverluste durch Oberwellen. Diese Asynchronmaschine hat bei den Messungen in Kap. 7 und Kap. 8 für die Permanentmagnetmaschinen als Lastmaschine gedient, weil sie auch für 30 kW Dauerleistung bei 24 000 /min bemessen ist und gleiche Hauptabmessungen ( $d_{si} = l_{Fe} = 90$  mm) hat. Gegenüber dem Asynchronmotor mit einem Aluminiumkäfigläufer in [11] mit gleicher Baugröße ist dieser Motor mit Kupferkäfig bereits eine verlustarme Variante. Seine Eck-Daten sind mit der auf dem Markt erhältlichen Maschine „ASM-P17“ in Tabelle 10.1 verglichen, die ähnliche Abmessungen wie ASM-P30 hat. Die beiden Motoren unterscheiden sich neben den Hauptabmessungen hauptsächlich bei der Luftspaltweite und bei den Käfigmaterialien.

### 10.2 Messungen im Leerlauf

Im Leerlauf fließt bei Asynchronmotoren (Synchronismus mit  $s = 0$ ) in der Ständerwicklung der Magnetisierungsstrom  $I_0$  mit einer Phasenverschiebung von ca.  $-\pi/2$  gegenüber der Strangspannung  $\underline{U}_s$ . Die gemessene gesättigte Magnetisierungskurve von Motor „ASM-P17“ in Bild 10.2 bei Sinusbetrieb zeigt die höhere magnetische Ausnutzung, was das relativ hohe Leerlaufstromverhältnis  $I_0/I_N = 63\%$  (Tabelle 10.2) trotz des deutlich kleineren Luftspalts von 0,35 mm und den kleineren Leistungsfaktor  $\cos\varphi = 0,66$  des Motors „ASM-P17“ (Tabelle 10.5) erklärt. Die *Essonsche* Zahl stellt die Energiedichte in der Raumeinheit dar. Durch Vergleich dieser Ausnutzungsziffer beider Asynchronmaschinen in Tabelle 10.1 kann ebenfalls festgestellt werden, dass der Motor „ASM-P17“ aus kommerzieller Fertigung um 35 % höher ausgenutzt ist als der von TU Darmstadt entworfene Motor „ASM-P30“.

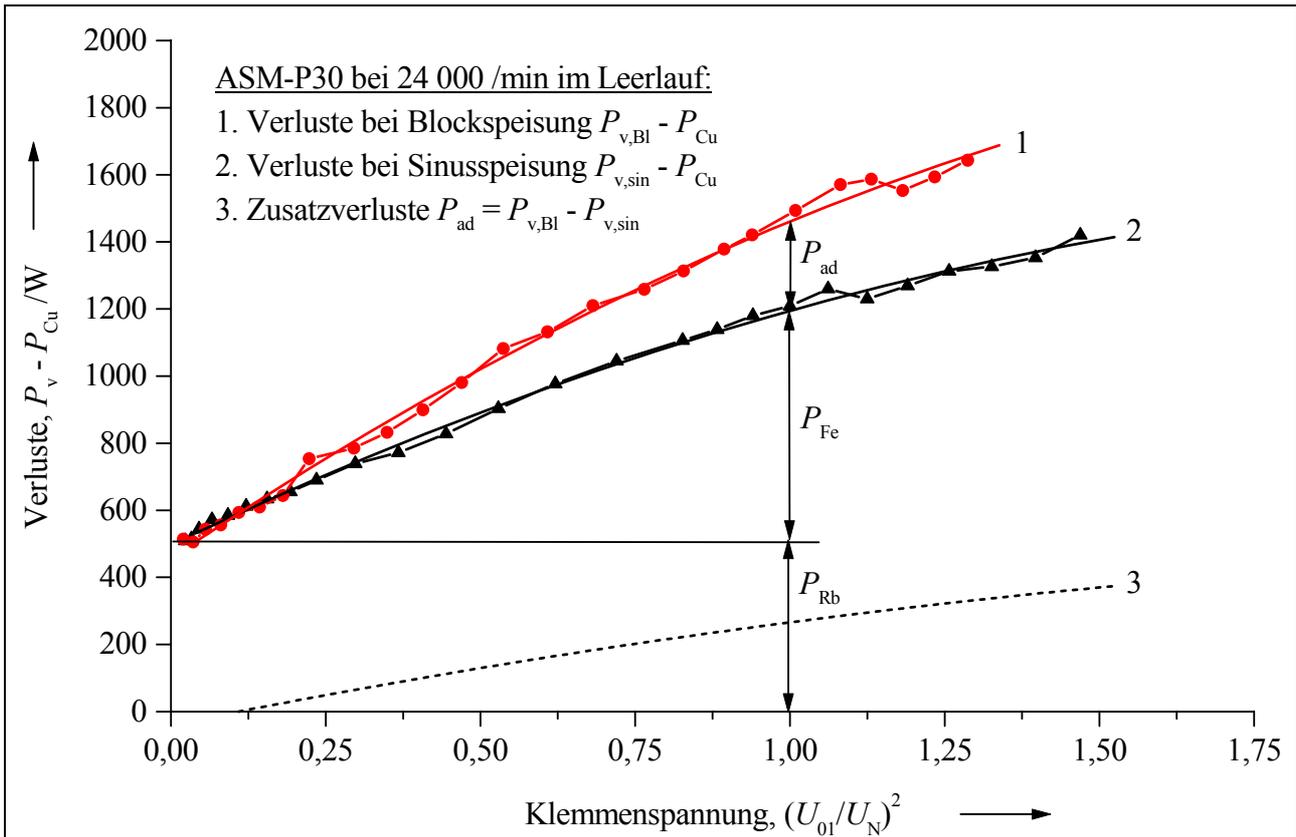


**Bild 10.2:** Gemessene Magnetisierungskurven beider Asynchronmotoren im Sinusbetrieb bei 24 000 /min ( $U_0$ : verkettete Spannung im Leerlauf)

**Tabelle 10.2:** Gemessene Magnetisierungsströme bei Sinusbetrieb

| Motor  | ASM-P30              | ASM-P17              |
|--|----------------------|----------------------|
| $I_0$ : Magnetisierungsstrom bei $U_N$       | 37 A                 | 29 A                 |
| $I_0/I_N$ : Anteil des Magnetisierungsstroms | 37 A / 72,8 A = 51 % | 29 A / 46,1 A = 63 % |

Mit Hilfe von Umrichtern ist die Motordrehzahl frei einstellbar. Die Asynchronmaschine „ASM-P30“ wurde im Leerlauf nicht nur durch Sinusumformer, sondern auch durch den Umrichter mit Blocktaktung betrieben. Die Verlustzunahme (Tabelle 10.3: ca. 37,5 % gegenüber Sinusspeisung) bedeutet dann die umrichterbedingten Zusatzverluste (Kurve 3 in Bild 10.3). Sie sind ungefähr dem Quadrat der Ständerspannung bzw. dem Quadrat der Flussdichte im Luftspalt proportional. Daher entstehen die meisten Zusatzverluste bei Blockspeisung im Ständer- und Läuferblechpaket als Ummagnetisierungsverluste und als Stromwärmeverluste im Käfig durch Oberschwingungsströme.



**Bild 10.3:** Gemessene Verluste ( $P_v - P_{Cu}$ ) an der Asynchronmaschine „ASM-P30“ im Leerlauf bei 24 000 /min bei (1) Sinusspeisung ( $P_{v,sin} - P_{Cu}$ ), bei (2) Blockspeisung ( $P_{v,Bl} - P_{Cu}$ ) und (3) umrichterbedingte Zusatzverluste  $P_{ad}$

**Tabelle 10.3:** Verlustbilanz aus Leerlaufmessungen bei Blockspeisung für den Asynchronmotor „ASM-P30“

| ASM-P30 (330V; 800 Hz; Leerlauf)                     |       |        |
|--|-------|--------|
| Reibungsverluste $P_{Rb}$                            | 480 W | -      |
| Ummagnetisierungsverluste bei Sinusspeisung $P_{Fe}$ | 720 W | 100 %  |
| Umrichterbedingte Zusatzverluste $P_{ad}$            | 270 W | 37,5 % |

Die durch Blockspeisung verursachten Ständer- und Läuferstrom Oberschwingungen sind von der Motorspannung abhängig (Kap. 5). Daher genügt die Untersuchung der umrichterbedingten zusätzlichen Verluste im Leerlauf. Tabelle 10.4 vergleicht die Leerlaufverluste zwischen der Synchron-

maschine „PMSM AB“ und der Asynchronmaschine „ASM-P30“ im Leerlaufpunkt (300V; 800 Hz). Wie in Abschnitt 7.1.1 bereits erwähnt ist, entstehen wegen eines defekten Lagers bei der Synchronmaschine „PMSM AB“ mehr Reibungsverluste und folglich fast gleiche Gesamtverluste wie bei der Asynchronmaschine. Das hat aber eigentlich keinen Einfluss auf die Bestimmung der Zusatzverluste. Die Zusatzverluste  $P_{ad}$  bei der Asynchronmaschine sind etwas höher als bei der permanenterregten Maschine. Mögliche Ursachen dafür sind der kleinere Luftspalt und eine größere elektrische Leitfähigkeit der Kupferstäben bei der Asynchronmaschine als der Magnete bei der Synchronmaschine.

**Tabelle 10.4:** Vergleich der gemessenen Leerlaufverluste bei Block- und Sinusspeisung zwischen dem Synchron- und Asynchronmotor (300 V; 800 Hz; Leerlauf)

| Motor                                     | PMSM AB | ASM-P30 |
|---|---------|---------|
| Sinusspeisung $P_{v,Sin}$                 | 1 220 W | 1 200 W |
| Blockspeisung $P_{v,Bl}$                  | 1 415 W | 1 425 W |
| Umrichterbedingte Zusatzverluste $P_{ad}$ | 195 W   | 225 W   |

### 10.3 Messungen unter Last

Zum Vergleich der Verluste und der Erwärmung bei Synchron- und Asynchronmotoren sind die Messungen im Sinusbetrieb unter Last durchgeführt worden. Tabelle 10.5 zeigt die Messergebnisse der Dauererwärmungsläufe.

Bei gleicher Leistungsabgabe weist der Asynchronmotor „ASM-P30“ eine höhere Erwärmung und höhere Verluste auf als der Synchronmotor mit Permanentmagneterregung. Bei permanenterregten Synchronmotoren mit Polradlage-gesteuerter elektronischer Kommutierung der Ständerströme (Betrieb:  $I_{sd} = 0$ ) entfallen die Stromwärmeverluste des Magnetisierungsstroms in der Ständerwicklung und die Läuferchlupfverluste. Der Wirkungsgrad des Synchronmotors „PMSM AB“ ist damit um 0,8 % höher als bei Motor „ASM-P30“. Werden die zusätzlichen Reibungsverluste aus den defekten Lagern nicht berücksichtigt, steigt der Wirkungsgrad sogar um 1,3 %. Der Läufer des Motors „PMSM AB“ ist um 38,5 K kühler.

In Tabelle 10.5 sind die Messwerte beider ähnlichen Asynchronmaschinen „ASM-P30“ und „ASM-P17“ gegenübergestellt und verglichen. Motor „ASM-P17“ hat auf Grund der erhöhten Ausnutzung und eines Läuferstabmaterials mit höherem spezifischen Widerstand einen etwas niedrigeren Wirkungsgrad als Motor „ASM-P30“. Bei Verwendung von Isolierstoffen der Wärmeklasse F ist in den Heißpunkten eine Erwärmung von  $(105 + 15) \text{ K} = 120 \text{ K}$  über  $40 \text{ °C}$  Umgebungstemperatur zulässig. Bei Umrichterspeisung hätte folglich Motor „ASM-P17“ keine thermischen Reserven mehr, da bereits im Leerlauf die Zusatzverluste mit ca. 37,5 % zunehmen (Bild 10.3). Ein Sinusfilter am Umrichter Ausgang wäre erforderlich. Durch Vergießen der Wickelköpfe mit Epoxidharz ist eine Ab-

senkung der Temperatur im Heißpunkt (Wickelkopf) möglich (Tabelle 10.6). Es wurden ähnliche Füllstoffen wie beim Ständer B des Synchronmotors „PMSM BB“ verwendet (siehe Kap. 8.3).

**Tabelle 10.5:** Gemessene Verlustbilanz des Synchronmotors „PMSM AB“ und der beiden Asynchronmotoren „ASM-P30“, „ASM-P17“ bei Nennlast im Sinusbetrieb

| Motor   | PMSM AB          | ASM-P30         | ASM-P17        |
|---|------------------|-----------------|----------------|
| Elektrische Leistung $P_{el}$   | 31 869 W         | 31 900 W        | 18 531 W       |
| Mechanische Leistung $P_{out}$  | 30 154 W         | 29 933 W        | 17 040 W       |
| Drehzahl $n$  | 23 996 /min      | 23 821 /min     | 23 753 /min    |
| Schlupf $s$   | 0,0              | 0,008           | 0,010          |
| Klemmenspannung $U_V$ / Ständerstrom $I_s$  | 312 V * / 62,3 A | 330 V / 72,8 A  | 350 V / 46,1 A |
| Leistungsfaktor $\cos\varphi$   | 0,95             | 0,77            | 0,66           |
| Wirkungsgrad $\eta$   | 94,6 %           | 93,8 %          | 92,0 %         |
| Gesamtverluste $P_v$  | 1 715 W          | 1 967 W         | 1 491 W        |
| Reibungsverluste $P_{Rb}$   | 555 W **         | 480 W           | 180 W          |
| Ummagnetisierungsverluste $P_{Fe}$  | 708 W            | 700 W           | 302 W          |
| Stromwärmeverluste im Ständer $P_{Cu,s}$  | 357 W            | 537 W           | 550 W          |
| Stromwärmeverluste im Läufer $P_{Cu,r}$   | 0 W              | 250 W           | 182 W          |
| Zusatzverluste $P_{ad}$   | 95 W             | 0 W             | 277 W          |
| Erwärmung: Wickelkopf / Nut   | 55 K / 45 K      | 87,5 K / 71,5 K | 127 K / 98 K   |
| Erwärmung: Läufer   | 46,5 K           | 85 K            | nicht gemessen |
| Kühlwassertemperatur (Vorlauf)  | 46 °C            | 44,5 °C         | 38 °C          |
| Kühlwasserstrom   | 3,24 l/min       | 3,24 l/min      | 1,85 l/min     |
| * Diese Spannung ist aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Magnetinduktion reduziert. |                  |                 |                |
| ** Mehr Reibungsverluste sind durch die defekten Lager verursacht.                      |                  |                 |                |

**Tabelle 10.6:** Gemessene Verringerung der Wicklungserwärmung bei vergossenen Wickelköpfen des Motors ASM-P17 im Betrieb bei  $U_N = 350$  V,  $f_{sl} = 800$  Hz (analog zu Tabelle 10.5)

| Motor ASM-P17                               | unvergossen    | vergossen      |
|---|----------------|----------------|
| Leistung $P_{out}$                          | 17 040 W       | 17 013 W       |
| Drehzahl $n$                                | 23 753 /min    | 23 759 /min    |
| Strom $I_s$ / Stromwärmeverluste $P_{cu,s}$ | 46,1 A / 550 W | 47,0 A / 536 W |
| Erwärmung: Wickelkopf / Nut                 | 127 K / 98 K   | 80 K / 70 K    |
| Wassertemperatur                            | 38 °C          | 42 °C          |

### Fazit:

Gegenüber dem kommerziell erhältlichen Asynchronmotor „ASM-P17“ hat der Asynchronmotor „ASM-P30“, gefertigt am Institut für Elektrische Energiewandlung der TU Darmstadt, einen größeren Wirkungsgrad. Die wesentliche Maßnahme zur Verbesserung des Wirkungsgrads sind eine Reduzierung der elektromagnetischen Motorausnutzung und der Einsatz von verlustarmen Elektroble-

chen. Durch Verwendung eines Kupferkäfigs anstelle des Aluminiumkäfigs können der elektrische Widerstand und damit die Verluste im Läuferkäfig bei ASM-P17 gesenkt werden.

Die erregende Ständerwicklung und der Läuferkäfig bei den Asynchronmotoren haben wesentlichen Anteil an den Verlusten. Durch den Übergang von der Asynchrontechnik zu Synchronantrieben mit Permanentmagneterregung lässt sich der Wirkungsgrad nochmals steigern. Bei dem Vergleich der 30 kW-Prototypmotoren betrug diese Steigerung bei Sinusspeisung und Nennleistung + 0,8 % von 93,8 % auf 94,6 %. Bei Blockspannungsspeisung betragen die Wirkungsgrade bei der Asynchronmaschine 93,2 %, bei der Synchronmaschine 94,0 %, so dass dieselbe Wirkungsgraderhöhung + 0,8 % auftritt.

# 11 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden permanenterregte Synchronmotoren mit Oberflächenmagneten für Hochdrehzahlantriebe untersucht, weil sie bezüglich geringerer Verluste gegenüber den Asynchronmotoren mit Aluminium- und Kupferkäfigläufer im Vorteil sind [11].

Trotzdem können die im Läufer durch Wirbelströme umgesetzten Verlustleistungen zu einer unzulässig hohen Temperatur der Magnete führen und dadurch den Läufer des Motors durch Entmagnetisierung der Magnete oder Entfestigung der Bandage zerstören, wenn die Wärme nicht wirkungsvoll abgeführt werden kann. Geeignete Maßnahmen zur Verlustverringern sind die Unterteilung der Magnete und die Blechung der Läufer-nabe.

Aus den mit dem Finite-Elemente-Programm *MEGA* berechneten Ergebnissen wurde ermittelt, dass 90 % der Wirbelstromverluste in der Läufer-nabe entstehen, wenn die Läufer-nabe aus massivem Stahl besteht und die Magnete aus einzelnen, unterteilten und isolierten Magnetsegmenten bestehen. Durch Einsatz einer geblechten Läufer-nabe werden die Wirbelströme im Läufer deutlich reduziert.

Um die numerischen Berechnungsergebnisse zu verifizieren, wurden die Gesamtverluste und Temperaturen an beiden Versuchsmaschinen, die gleiche Ständer, aber eine massive bzw. geblechte Nabe (= Läuferjoch) besitzen, unter möglichst gleichen Bedingungen gemessen. Durch Vergleich der Läufer-temperaturen ist es offensichtlich, dass bei Umrichterspeisung mit Blocktaktung deutlich weniger Wirbelstromverluste im Läufer mit geblechter Nabe entstehen als im Läufer mit massiver Nabe.

Eine geblechte Nabe hat jedoch auch Nachteile. Der notwendige Schrumpfsitz auf der Welle und die erforderliche axiale Verspannung des Pakets verursachen höhere Fertigungskosten gegenüber dem Massivläufer, bei dem Welle und Nabe (Läuferjoch) aus einem Stück gefertigt sind. Auch führt die geringere Biegesteifigkeit der Welle zu einer kleineren Biegeeigenfrequenz des Läufers.

Zur Verbesserung der Wärmeabfuhr in den heißen Wickelköpfen ist ein Ständer mit Kunstharz eingegossen worden. Bei Nennlast sinkt die Wickelkopf-Temperatur um 10 K. Das Vergießen ist eine wirksame Lösung zur Wärmeabfuhr und trägt außerdem zum Schutz der Wicklung gegen mechanische Beschädigung bei. Wenn die Ständerwicklung thermisch höher ausgenutzt ist, bringt das Vergießen des Wickelkopfs eine noch größere Entlastung (47 K im Wickelkopf), wie Vergleichsmessungen an einer hochtourigen Asynchronmaschine zeigten.

Die schnelllaufenden Synchronmotoren werden an einem Frequenzumrichter betrieben. Zur Zeit sind zwei übliche Ansteuerverfahren für Maschinen am spannungseinprägenden Wechselrichter in Anwendung – das Verfahren der Pulsweitenmodulation (PWM) und der Blocktaktung. Es sollte geklärt werden, welche Speisungsart für hochtourige Drehstrommotoren mit hoher Grundschwingungsfrequenz besser geeignet ist. Eine annähernd sinusförmige Ausgangsspannung wird nur bei ausreichend hohem Taktverhältnis (Taktfrequenz / Ständerfrequenz) der Pulsweitenmodulation erreicht. Da eine hohe Taktfrequenz  $f_T$  hohe Schaltverluste im Umrichter bedeuten, kann die Taktfrequenz nicht beliebig hoch gewählt werden. Heutzutage liegt sie normalerweise zwischen 5 bis 20 kHz.

Durch vergleichende Messungen an der Versuchsmaschine mit geblechter Läuferflanke und eingegossenem Ständer bei Umrichterspeisung mit Blocktaktung und variabler Zwischenkreisspannung und PWM-Speisung mit konstanter Zwischenkreisspannung mit einer Taktfrequenz von 12 kHz wurde herausgefunden, dass wesentlich mehr Zusatzverluste bei PWM-Speisung auftreten. Diese wird von den Oberschwingungen der Motorspannung verursacht. Denn die Haupt Oberschwingungen der Umrichterausgangsspannung bei PWM-Speisung liegen im Hochfrequenzbereich (in der Nähe von  $f_T$  und  $2f_T$ ) und bei Blockspeisung im niedrigeren Frequenzbereich (die 5. und 7. Ordnung der Grundschwingung). Eine zusätzliche Drossel, zwischen PWM-Umrichter und Motor, begrenzt die Oberschwingungen und folglich verringern sich die umrichterbedingten Verluste. Jedoch sind sie immer noch größer als die Verluste bei Blockspeisung. Eine nahezu sinusförmige Speisung wurde durch Einsatz eines geeigneten  $LC$ -Sinusfilters erreicht.

Die Motorverluste setzen sich hauptsächlich aus mechanischen Verlusten, Ummagnetisierungs-, Stromwärme- und umrichterbedingten Zusatzverlusten zusammen. Die Anteile der Verluste wurden durch geeignete Formeln analytisch bestimmt. Die berechneten und die gemessenen Verluste wurden einander gegenübergestellt. Bei Sinusbetrieb und bei Umrichterspeisung mit Blocktaktung konnte eine brauchbare Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung erzielt werden. Bei Umrichterspeisung mit PWM waren die berechneten Zusatzverluste um ca. 50 % kleiner als die gemessenen Werte.

Zur besseren Ausnutzung des Umrichters wurde das Betriebsverhalten bei Feldschwächung permanenterregter Synchronmotoren ebenfalls behandelt. Ein Motor mit großer Induktivität in der Längsachse  $L_{sd}$  eignet sich besonders gut für diesen Einsatzfall, wodurch die Feldschwächung mit relativ geringen Strömen erzielt werden kann. Hochtourige Synchronmotoren mit Oberflächenmagneten weisen leider kleine Induktivitäten auf. Daher ist z. B. bei der Versuchsmaschine ein Drehzahlstellbereich von nur 2 : 1 möglich.

Die genaue Untersuchung des Frequenzeinflusses auf die Permeabilität weichmagnetischer Werkstoffe in der Praxis bzw. durch Finite-Elemente-Berechnung bietet Stoff für weiterführende Ver-

---

lustanalysen bei hohen Frequenzen [46]. Eine wesentlich bessere Lösung für Feldschwächbetrieb ist ein Motordesign mit vergrabenen Magneten [47] - [50]. Die innenliegenden Magnete ermöglichen einen größeren Drehzahlstellbereich und hohe Umfangsgeschwindigkeiten.

# A Anhang

## A.1 Bestückungsliste zum Schaltplan für die Feineinstellung der Taktfrequenz des *Bosch*-Umrichters in Bild 7.8

### Widerstände:

|     |                |
|-----|----------------|
| R1  | 10 k $\Omega$  |
| R1' | 500 k $\Omega$ |
| R2  | 10 k $\Omega$  |
| R2' | 500 k $\Omega$ |
| R3  | 10 k $\Omega$  |
| R3' | 500 k $\Omega$ |
| R4  | 10 k $\Omega$  |
| R4' | 500 k $\Omega$ |
| R5  | 4,7 k $\Omega$ |
| R6  | 1 k $\Omega$   |
| R7  | 10 k $\Omega$  |
| R8  | 5 k $\Omega$   |
| R9  | 10 k $\Omega$  |
| R10 | 10 k $\Omega$  |

### Spindeltrimmer:

|    |                |
|----|----------------|
| P1 | 100 k $\Omega$ |
|----|----------------|

### Kondensatoren:

|    |             |
|----|-------------|
| C1 | 4,7 $\mu$ F |
| C2 | 4,7 $\mu$ F |

### Integrierte Schaltkreise (IC):

|     |         |
|-----|---------|
| IC1 | LM 741F |
| IC2 | LM 741F |

### Schiebschalter:

|                |
|----------------|
| S <sub>1</sub> |
| S <sub>2</sub> |

### Stecker:

|    |
|----|
| J1 |
|----|

## A.2 Bestückungsliste zur Eingangsstufe der Überdrehmomentschutzschaltung in Bild 7.11

### Widerstände:

|    |                |
|----|----------------|
| R1 | 10 k $\Omega$  |
| R2 | 10 k $\Omega$  |
| R3 | 33 k $\Omega$  |
| R4 | 33 k $\Omega$  |
| R5 | 2 k $\Omega$   |
| R6 | 470 k $\Omega$ |
| R7 | 470 k $\Omega$ |
| R8 | 47 k $\Omega$  |

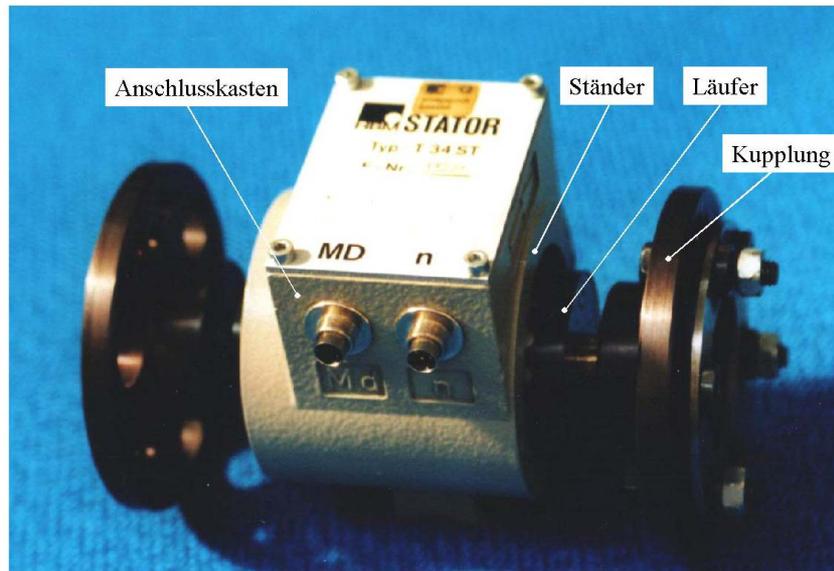
### Kondensatoren:

|    |              |
|----|--------------|
| C1 | 33 nF        |
| C2 | 47 nF        |
| C3 | 68 nF        |
| C4 | 68 nF        |
| C5 | 33 nF        |
| C6 | 0,33 $\mu$ F |
| C7 | 0,33 $\mu$ F |
| C8 | 47 nF        |

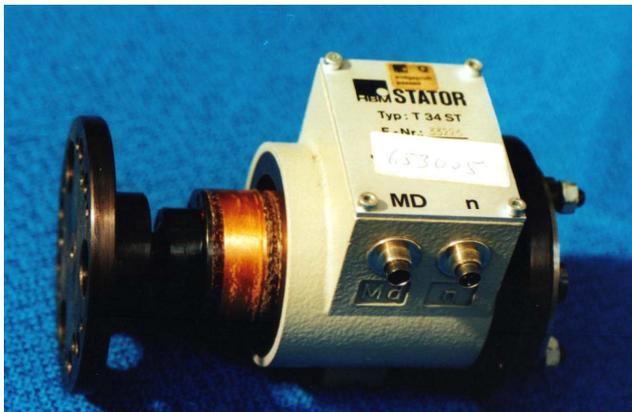
|                  |                       |                                |                        |
|------------------|-----------------------|--------------------------------|------------------------|
| R9               | 47 k $\Omega$         | C9                             | 47 nF                  |
| R10              | 1 k $\Omega$          | C10                            | 47 nF                  |
| R11              | 2 k $\Omega$          | C11                            | 33 nF                  |
| R12              | 2 k $\Omega$          | C12                            | 33 nF                  |
| R13              | 2 k $\Omega$          | C13                            | 0,33 $\mu$ F           |
| R14              | 2 k $\Omega$          |                                |                        |
| R15              | 560 $\Omega$          | Dioden:                        |                        |
| R16              | 1 k $\Omega$          | D1                             | IN 4148                |
| R17              | 1 k $\Omega$          | D2                             | IN 4148                |
| R18              | 680 $\Omega$          | D3                             | ZPD 5,6                |
| R19              | 330 $\Omega$ / 0,25 W |                                |                        |
| R20              | 330 $\Omega$ / 0,25 W | Transistoren:                  |                        |
| R21              | 1,5 k $\Omega$        | T1                             | BC 337                 |
| R22              | 220 $\Omega$          | T2                             | BC 337                 |
|                  |                       | T3                             | BC337                  |
| Spindeltrimmer:  |                       | Gleichrichterbrücken:          |                        |
| P1               | 25 k $\Omega$         | B1                             | MDA 920A-5             |
| P2               | 25 k $\Omega$         | B2                             | MDA 920A-5             |
| Relais:          |                       | Integrierte Schaltkreise (IC): |                        |
| d1               | CO 717 - B104         | IC1                            | LM 741F                |
|                  |                       | IC2                            | LM 741F                |
| Externer Taster: |                       | IC3                            | LM 741F                |
| TA1              |                       | IC4                            | IL - 74 (Photokoppler) |

### A.3 Verwendete Drehmoment-Messwelle T 34 FN 40/20 Nm

Mit der Drehmoment-Messwelle der Firma *Hottinger Baldwin Messtechnik (HBM)* können das Drehmoment  $M$  und die Drehzahl  $n$  erfasst werden. Aus dem Produkt dieser Größen kann die Wellenleistung  $P = 2\pi n \cdot M$  bestimmt werden. Die Drehmomentmesswelle besteht aus zwei getrennten Teilen, dem Ständer und dem Läufer. Durch den lagerlosen Aufbau der Messwelle (Bild A.1) entfallen vorbeugende Wartungs- und Schmierungsarbeiten. Messsignalverfälschungen durch Reibungsverluste und Erwärmungseffekte können ebenfalls nicht auftreten. Statische und dynamische Drehmomente können bei ruhenden oder rotierenden Wellen ermittelt werden. Die wichtigen Technischen Daten dieser Drehmoment-Messwelle sind in Tabelle A.1 aufgelistet.



a) Photographische Darstellung beim Einsatz



b) Drehmoment-Messsystem auf der linken



c) Drehzahl-Messsystem auf der rechten

Bild A.1: Aufbau der HBM-Drehmoment-Messwelle

Tabelle A.1: Datenblatt der HBM-Drehmoment-Messwelle T 34 FN 40/20 Nm

|  |                      |
|--|----------------------|
| Nenn Drehmoment  | 20 Nm                |
| Grenzdrehmoment  | 30 Nm                |
| Bruchdrehmoment  | > 60 Nm              |
| Schwingbreite (Spitze-Spitze, zul. dynamische Drehmomentbelastung) | 14 Nm                |
| Nenn Drehzahl  | 40 000 /min          |
| Ständer / Läufergewicht  | 850 g / 400 g        |
| Massenträgheitsmoment des Läufers                                  | 82 kgmm <sup>2</sup> |
| Nenn Temperaturbereich   | + 10 ... + 60 °C     |
| Gebrauchstemperaturbereich   | - 10 ... + 60 °C     |
| Genauigkeit des Drehmoments, bezogen auf Nennwert                  | 0,2 %                |
| Temperatureinfluss pro 10 K auf das Ausgangssignal                 | < ± 0,1 %            |
| Linearitätsabweichung einschließlich Hysterese                     | < ± 0,2 %            |

## A.4 Zwei verwendete inkrementale Drehgeber

Der verwendete Drehgeber (*HEIDENHAIN*-ERA 180 mit Strichzahl 1024) hat keine Eigenlagerung (Einbau-Winkelmesssysteme) und ist für hohe Drehzahlen bis zu 40 000 /min geeignet. Deswegen wurde er zunächst für den *Bosch*-Umrichter gewählt. Er ist ein inkrementales Winkelmesssystem mit Axialgitter-Teilung auf der Stahltrommel (Bild A.2) und arbeitet nach dem Prinzip der photoelektrischen Abtastung feiner Strichgitter.

Jedoch ist er für den Betrieb am *REFU*-Umrichter nicht geeignet, da die vom *REFU*-Umrichter geforderte Geber-Ausgangsfrequenz auf 300 kHz beschränkt ist, die der Drehzahl des Motors 18 000 /min entspricht. Aus diesem Grund musste ein Geber mit einer kleineren Strichzahl (weniger als 750) eingesetzt werden, um den Versuchsmotor bis zur Drehzahl von 24 000 /min fahren zu können. Für solche kleine Strichzahlen ist normalerweise ein Winkelsystem mit einer magnetisierten Teilungstrommel und einer Abtasteinheit mit magneto-resistivem Sensor möglich. Der gefertigte Einbau-Drehgeber ERM 180 von *HEIDENHAIN* mit einer Strichzahl 600 ist nach diesem Prinzip entwickelt worden und mit ERA 180 geometrisch kompatibel.

Die sinusförmigen Inkrementalsignale *A* und *B* in Bild A.3 und in Bild A.5a sind um 90° elektrisch phasenverschoben und haben Signalpegel von ca. 1 V<sub>SS</sub>. Die Signalspitzen der Referenzmarkensignale *R* in Bild A.3 und in Bild A.5b haben einen Nutzanteil von ca. 0,5 V. Die wichtigen technischen Kennwerte sind in Tabelle A.2 aufgelistet.

Tabelle A.2: Technische Kennwerte beider *HEIDENHAIN*-Drehgeber

|                                    | ERA 180.4003 – 1024                     | ERM 180 – 600                           |
|------------------------------------|---|---|
| Spannungsversorgung                | 5 V ± 10% / max. 150 mA                 | 5 V ± 10% / max. 150 mA                 |
| Inkrementalsignale                 | ~ 1 V <sub>SS</sub> (sinusförmig)       | ~ 1 V <sub>SS</sub> (sinusförmig)       |
| Trommel-Innendurchmesser           | 40 mm                                   | 40 mm                                   |
| Strichzahl/Genauigkeit der Teilung | 1024 / ± 12''                           | 600 / ± 15''                            |
| Grenzfrequenz (- 3 dB)             | ≥ 250 kHz                               | ≥ 200 kHz                               |
| mechanisch zulässige Drehzahl      | ≤ 40 000 min <sup>-1</sup>              | ≤ 24 000 min <sup>-1</sup>              |
| Arbeitstemperatur                  | - 10 ... + 80 °C                        | -10 ... + 100 °C                        |
| Schutzart                          | mit Sperrluftabdeckung und Druckluft    | ohne Sperrluftabdeckung und Druckluft   |
| Trägheitsmoment                    | 5,8 · 10 <sup>-4</sup> kgm <sup>2</sup> | 5,8 · 10 <sup>-4</sup> kgm <sup>2</sup> |
| Masse der Teilungstrommel          | ca. 0,5 kg                              | ca. 0,5 kg                              |

**A.4.1 HEIDENHAIN-ERA 180 für *Bosch*-Umrichter**

Bild A.2: HEIDENHAIN-Drehgeber ERA 180 mit einer Strichzahl von 1024

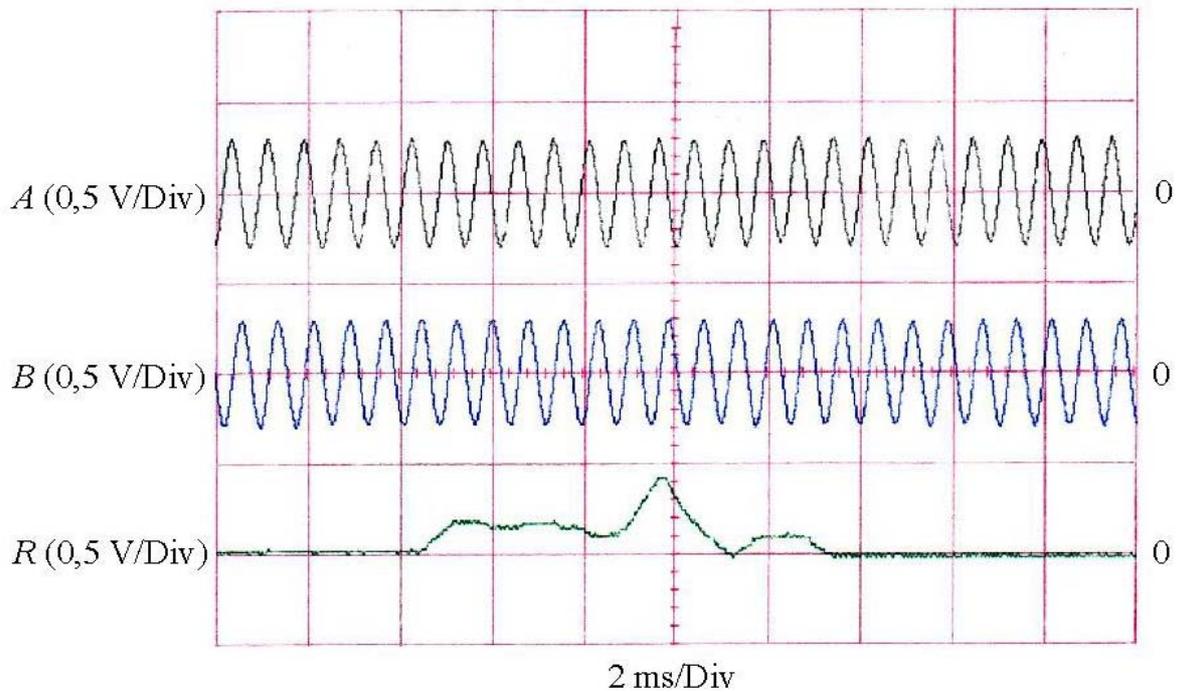
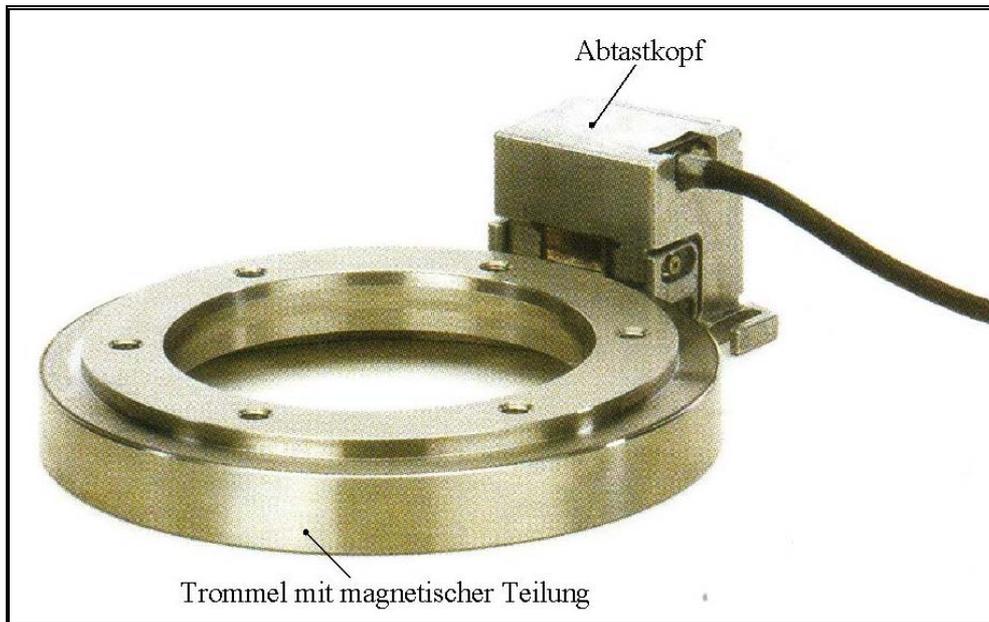
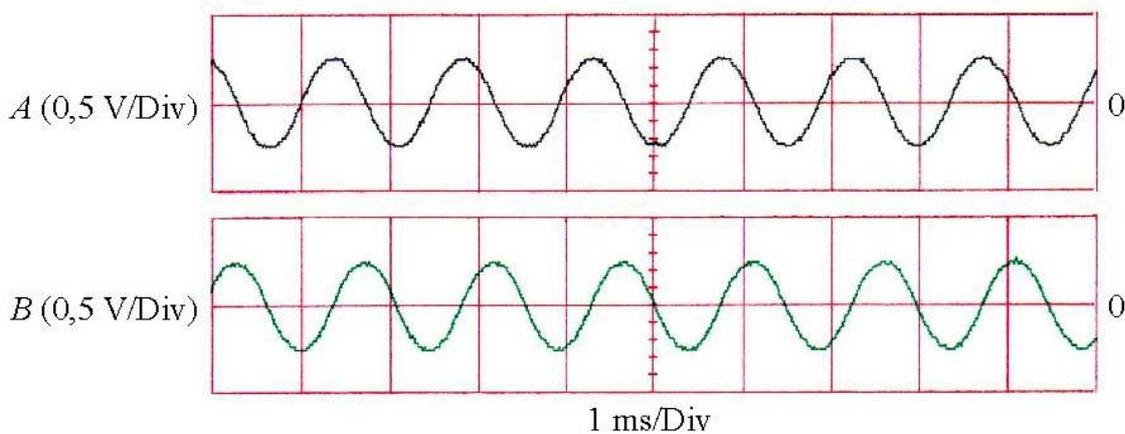


Bild A.3: Ausgangssignale *A*, *B*, *R* des Drehgebers ERA 180 bei  $n \approx 75$  /min

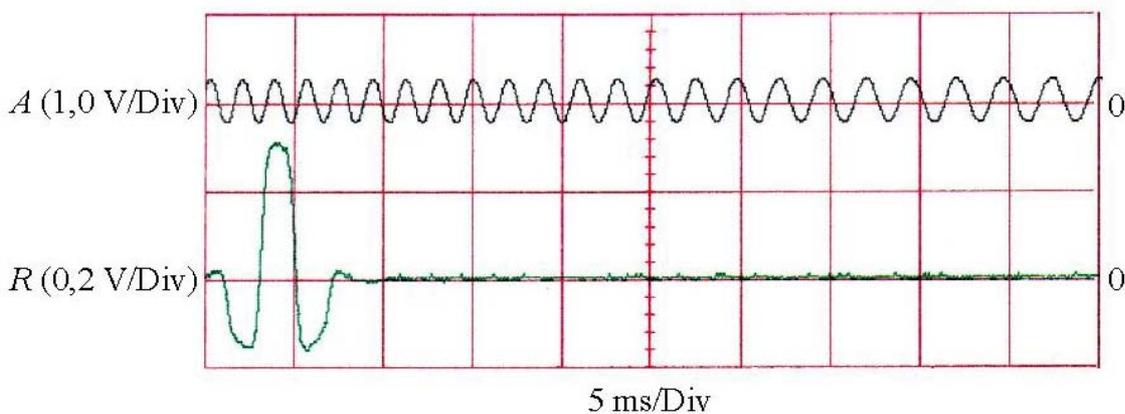
**A.4.2 HEIDENHAIN-ERM 180 für REFU-Umrichter**



**Bild A.4:** HEIDENHAIN-Drehgeber ERM 180 mit einer Strichzahl von 600



a) Inkrementalsignale *A*, *B* bei  $n \approx 70$  /min



b) Inkrementalsignal *A* und Referenzsignal *R* bei  $n \approx 45$  /min (Mittelwert)

**Bild A.5:** Ausgangssignale des Drehgebers ERM 180

## A.5 Technische Daten der verwendeten Messgeräte

| Messgeräte                   | Technische Daten   |   |
|------------------------------|--|---|
| <i>NORMA:</i><br>D6000       | Leistungsanalysator <ul style="list-style-type: none"> <li>• Spannungskanäle 61U1:<br/>Nennspannung;<br/>Messspannung bei DC ... 1 MHz Sinus;<br/>Bandbreite;<br/>Messgenauigkeit bei 45 ... 65 Hz <math>\pm</math> (% v. Mw + % v. Mb);<br/>Messgenauigkeit bei 65Hz ... 1 kHz <math>\pm</math> (% v. Mw + % v. Mb);<br/>Messgenauigkeit bei 1 ... 20 kHz <math>\pm</math> (% v. Mw + % v. Mb);<br/>Messgenauigkeit bei 20 ... 50 kHz <math>\pm</math> (% v. Mw + % v. Mb)</li> <li>• Stromshunts:<br/>Nennstrom;<br/>Widerstand;<br/>Bandbreite;<br/>Grundgenauigkeit;<br/>Frequenzeinfluss</li> <li>• Datenschnittstelle 61D2:<br/>(Drehzahlimpulseingang)<br/>Frequenzbereich;<br/>Genauigkeit<br/>(Analoger Drehmomenteingang)<br/>Bandbreite;<br/>Genauigkeit (% v. Mw + % v. Mb)</li> </ul> | max. 1000 V <sub>rms</sub><br>max. 1000 V <sub>rms</sub><br>DC ... 2 MHz<br>$\pm$ (0,05 + 0,005)<br>$\pm$ (0,12 + 0,005)<br>$\pm$ (0,2 + 0,02)<br>$\pm$ (0,5 + 0,02)<br><br>100 A<br>ca. 0,2 m $\Omega$<br>2,2 MHz<br>$\pm$ 0,1 %<br>$\pm$ 0,01 %/kHz<br><br>1 Hz ... 200 kHz<br>$\pm$ 0,01 % v. Mw<br><br>DC ... 1,6 kHz<br>$\pm$ (0,1 + 0,05) |
| <i>Ono Sokki:</i><br>CF-5210 | (FFT-Analysator) <ul style="list-style-type: none"> <li>• Eingangskanäle;</li> <li>• Spannungsbereich;</li> <li>• Genauigkeit bei &lt; 20 kHz;</li> <li>• Genauigkeit bei 20 kHz – 100 kHz;</li> <li>• Linearitätsabweichung der Amplitude, bezogen auf Messbereich;</li> <li>• Frequenzbereich;</li> <li>• Frequenzgenauigkeit, bezogen auf Messwert</li> </ul>   | Zwei (BNC)<br>1 mV <sub>rms</sub> – 31,6 V <sub>rms</sub><br>$\pm$ 0,05 dB<br>$\pm$ 0,1 dB<br>$\pm$ 0,015 %<br><br>10 mHz – 100 kHz<br>$\pm$ 0,005 %  |
| <i>Metropont-Thomson</i>     | Widerstand-Messbrücke <ul style="list-style-type: none"> <li>• Messumfang</li> <li>• Die Fehlergrenze beträgt in Skalenmitte bei den Messbereichen 1 <math>\Omega</math>, 0,1 <math>\Omega</math> und 0,01 <math>\Omega</math> 1%, bei dem Messbereich 0,001 <math>\Omega</math> 2%; am Skalenanfang etwa das Doppelte, am Skalenende weniger als in Skalenmitte.</li> </ul>   | 0,0001 – 2,1 $\Omega$   |
| <i>Amperemeter</i>           | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Genauigkeit bei AC 15 ... 50 ... 1000 Hz</li> </ul>   | 0,2 %   |
| <i>Voltmeter</i>             | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Genauigkeit bei AC 15 ... 50 ... 1000 Hz</li> </ul>   | 0,1 %   |

|                             |  |  |
|-----------------------------|--|--|
| <i>Wattmeter</i>            | • Genauigkeit bei AC <u>15 ... 50 ... 1000</u> Hz  | 0,2 %  |
| <i>Pt 100</i>               | Platin-Messwiderstand<br>• Abweichungen bei 0 °C<br>• Abweichungen bei 100 °C<br>• Abweichungen bei 200 °C           | $\pm 0,1 \Omega$ od. $\pm 0,3 \text{ K}$<br>$\pm 0,25 \Omega$ od. $\pm 0,6 \text{ K}$<br>$\pm 0,45 \Omega$ od. $\pm 1,2 \text{ K}$ |
| <i>Schwille-Thermometer</i> | Anzeigeeinstrument für Pt 100<br>• Genauigkeit   | 0,1 % $\pm 1$ Dig. v. Mw   |
| <i>Thermodraht</i>          | Thermoelement (Typ J: Eisen $\leftrightarrow$ Kupfer-Nickel)<br>• Genauigkeit,<br>festgelegt bei - 40 °C – + 1200 °C | $\pm 2,5 \text{ K}$ od.<br>$0,0075 \cdot \text{Temperatur}$  |
| <i>Schwille-Thermometer</i> | Anzeigeeinstrument für Thermoelement<br>• Genauigkeit  | 1,5 % $\pm 4$ Dig. v. Mw   |

## A.6 Übersicht über die Versuchsmaschinen und sämtlichen Versuche in dieser Arbeit

Versuchsmaschinen:

| Versuchsmaschinen | Ständer-Wickelköpfe             | Läufer                        | Nennleistung [kW] | Nenndrehzahl [ $\text{min}^{-1}$ ] | Nenndrehmoment [Nm] |
|-------------------|---------------------------------|-------------------------------|-------------------|------------------------------------|---------------------|
| PMSM AA           | unvergossen                     | PM-Läufer mit massiver Nabe   | 30                | 24 000                             | 12                  |
| PMSM AB           | unvergossen                     | PM-Läufer mit geblechter Nabe | 30                | 24 000                             | 12                  |
| PMSM BB           | vergossen                       | PM-Läufer mit geblechter Nabe | 30                | 24 000                             | 12                  |
| ASM-P30           | unvergossen                     | Kupferkäfigläufer             | 30                | 24 000                             | 12                  |
| ASM-P17           | unvergossen /vergossen (später) | Siluminkäfigläufer            | 17                | 24 000                             | 6,8                 |

Versuche in dieser Arbeit:

| Versuchsmaschinen | Betriebsart   |
|-------------------|---|
| PMSM AA           | <p><i>(Parallelschaltung der Wicklung; motorisch, <math>I_{sd} = 0</math>)</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Sinusbetrieb:<br/>0 Nm; 3 Nm; 6 Nm; 9 Nm; 12 Nm (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>)</li> <li>• Blockbetrieb:<br/>0 Nm; 3 Nm; 6 Nm; 9 Nm; 12 Nm (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>)</li> </ul>   |
| PMSM AB           | <p><i>(Parallelschaltung der Wicklung; motorisch, <math>I_{sd} = 0</math>)</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Sinusbetrieb:<br/>0 Nm; 3 Nm; 6 Nm; 9 Nm; 12 Nm (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>)</li> <li>• Blockbetrieb:<br/>0 Nm; 3 Nm; 6 Nm; 9 Nm; 12 Nm (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>);<br/>12 Nm (18 000 min<sup>-1</sup>)</li> </ul>  |
| PMSM BB           | <p><i>(Parallelschaltung der Wicklung; motorisch, <math>I_{sd} = 0</math>)</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Sinusbetrieb:<br/>0 Nm (12 000 min<sup>-1</sup>; 18 000 min<sup>-1</sup>);<br/>0 Nm; 3 Nm; 6 Nm; 9 Nm; 12 Nm (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>)</li> <li>• Blockbetrieb:<br/>0 Nm (12 000 min<sup>-1</sup>; 18 000 min<sup>-1</sup>);<br/>0 Nm; 3 Nm; 6 Nm; 9 Nm; 12 Nm (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>)</li> <li>• PWM-Betrieb ohne Filter:<br/>0 Nm (12 000 min<sup>-1</sup>; 18 000 min<sup>-1</sup>)</li> <li>• PWM-Betrieb mit Drossel:<br/>0 Nm (12 000 min<sup>-1</sup>; 18 000 min<sup>-1</sup>);<br/>0 Nm; 3 Nm; 6 Nm; 9 Nm; 12 Nm (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>)</li> <li>• PWM-Betrieb mit Sinusfilter:<br/>0 Nm (12 000 min<sup>-1</sup>; 18 000 min<sup>-1</sup>);<br/>0 Nm; 3 Nm; 6 Nm; 9 Nm; 12 Nm (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>)</li> </ul> <p><i>(Parallelschaltung der Wicklung; generatorisch)</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Leerlauf: 0 Nm (12 000 min<sup>-1</sup>; 18 000 min<sup>-1</sup>; 24 000 min<sup>-1</sup>)</li> </ul> <p><i>(Serienschaltung der Wicklung; motorisch, <math>I_{sd} &lt; 0</math>)</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• PWM-Betrieb mit Drossel:<br/>Bei Leerlauf: 0 Nm (12 000 min<sup>-1</sup> – 24 000 min<sup>-1</sup>);<br/>Bei konstanter Leistung: 15 kW (12 000 min<sup>-1</sup> – 24 000 min<sup>-1</sup>);<br/>Bei konstantem Ständerstrom: 31 A (12 000 min<sup>-1</sup> – 24 000 min<sup>-1</sup>)</li> <li>• PWM-Betrieb mit Sinusfilter:<br/>Bei Leerlauf: 0 Nm (12 000 min<sup>-1</sup> – 24 000 min<sup>-1</sup>);<br/>Bei konstanter Leistung: 15 kW (12 000 min<sup>-1</sup> – 24 000 min<sup>-1</sup>);<br/>Bei konstantem Ständerstrom: 31 A (12 000 min<sup>-1</sup> – 24 000 min<sup>-1</sup>)</li> </ul> |

|         |  |
|---------|--|
| ASM-P30 | <p><i>(motorisch)</i></p> <ul style="list-style-type: none"><li>• Sinusbetrieb:<br/>0 Nm bei veränderlicher Spannung (24 000 min<sup>-1</sup>)<br/><u>12 Nm</u> (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>)</li><li>• Blockbetrieb:<br/>0 Nm bei veränderlicher Spannung (24 000 min<sup>-1</sup>)</li></ul>                              |
| ASM-P17 | <p><i>(motorisch)</i></p> <ul style="list-style-type: none"><li>• Sinusbetrieb:<br/>0 Nm bei veränderlicher Spannung (24 000 min<sup>-1</sup>)<br/><u>12 Nm</u> (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>; Wickelköpfe nicht vergossen)<br/><u>12 Nm</u> (24 000 min<sup>-1</sup>; <u>Dauerbetrieb</u>; Wickelköpfe vergossen)</li></ul> |

## Literaturverzeichnis

- [1] Jokinen, T.; Arkkio, A.: High-speed AC motors. SPEEDAM'96, Capri, Italy, pp. B5-9 – B5-14, June 1996
- [2] Zhu, Z. Q.; Ng, K.; Howe, D.: Design and analysis of high-speed brushless permanent magnet motors. EMD97, Conference Publication No. 444 © IEE 1997, pp. 381-385
- [3] Gieras, J. F.: Comparison of high-power high-speed machines: Cage induction versus switched reluctance motors. 0-7803-5546-6/99 © 1999 IEEE, pp. 675-678
- [4] Lähteenmäki, J.; Arkkio A.: Comparison of a partly laminated squirrel cage rotor and a copper coated solid steel rotor for a 50 kW high-speed compressor. CICESM'99, Xi'an, China, pp. 25-28, 1999
- [5] Canders W.-R.: High speed machines on magnetic bearings – Design concepts and power limits. ICEM'98, Istanbul, Turkey, pp. 20-25, Sept. 1998
- [6] Slemon, G. R.: Electrical machines for variable-frequency drives. Proc. of the IEEE, Vol. 82, No. 8, pp. 1123-1139, Aug. 1994
- [7] Andresen, E. Ch.; Keller, R.: Squirrel cage induction motor or permanent magnet synchronous motor? SPEEDAM'96, Capri, Italy, pp. A3-23 – A3-28, June 1996
- [8] Greifenstein, E.; Andresen, E. Ch.: High speed 3phase AC motors with cage rotor and with permanent magnet rotor. SPEEDAM'98, Sorrento, Italy, pp. C3-13 – C3-18, June 1998
- [9] Gottkehaschamp, R.: Wirbelstromverluste bei bürstenlosen Gleichstrommotoren. antriebstechnik 39, Nr. 1, S. 57-61, 2000
- [10] Boglietti, A.; Ferraris, P.; Lazzari, M.; Pastorelli, M.: About the possibility of defining a standard method for iron loss measurement in soft magnetic materials with inverter supply. IEEE Industry Applications Conference Record, Vol. 2, pp. 856-861, Oct. 1996
- [11] Greifenstein, E.: Entwurf, Konstruktion und experimentelle Untersuchungen von hochoberflächigen Drehstrommaschinen mit Käfigläufer und mit Permanentmagnetläufer. Dissertation TU Darmstadt, Shaker Verlag, 2000
- [12] Polinder, H.; Hoeijmakers, M. J.: Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine. IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 146, No. 3, pp. 261-266, May 1999
- [13] Schofield, N.; Ng, K.; Zhu, Z. Q.; Howe, D.: Parasitic rotor losses in a brushless permanent magnet traction machine. EMD97, Conference Publication No. 444 © IEE 1997, pp. 200-204

- [14] Nee, H. P.; Thelin, P.; Soulard J.: Determination of  $d$  and  $q$  reactances of permanent-magnet synchronous motors without measurements of the rotor position. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 36, No. 5, pp. 1330-1335, Sept./Oct. 2000
- [15] Kremser, A.: Grundzüge elektrischer Maschinen und Antriebe. B. G. Teubner Stuttgart, 1997
- [16] Vogt, K.: Berechnung elektrischer Maschinen. VCH Verlagsgesellschaft mbH, Weinheim, 1996
- [17] Wiedemann, E.; Kellenberger, W.: Konstruktion elektrischer Maschinen. Springer Verlag, 1967
- [18] Saari, J.; Arkkio, A.: Losses in high-speed asynchronous motors. ICEM'94, pp. 704-708
- [19] HÜTTE, Taschenbücher der Technik, Elektrische Energietechnik (Teil 1). Springer Verlag, 29. Auflage, 1978
- [20] FAG OEM und Handel AG: FAG Wälzlager, Katalog WL 41 520/3 DB, 1999
- [21] SKF: SKF Genauigkeitslager, Katalog 3700/IT, 1987
- [22] Richter, R.: Elektrische Maschinen, Band I. Birkhäuser Verlag, 1967
- [23] Thomson, J. J.: Wirbelströme in Eisenblechen. Electrician, S. 599, 1892
- [24] Vacuumschmelze GmbH: Weichmagnetische Werkstoffe, 4. Auflage. Verlag Siemens AG, 1990
- [25] Schuisky, W.: Berechnung elektrischer Maschinen. Springer Verlag, Wien, 1960
- [26] Slemon, G. R.; Liu, X.: Core losses in permanent magnet motors. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 26, No. 5, pp. 1653-1655, Sept. 1990
- [27] Klamt, J.: Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen. Springer Verlag, 1962
- [28] Hellsing, J.: Design and Optimization of a permanent magnet motor for a hybrid electric vehicle. Technical report No. 282L, Chalmers University of Technology, Sweden, 1998
- [29] Oberretl, K.: Eisenverluste, Flußpulsation und magnetische Nutkeile in Käfigläufermotoren. Electrical Engineering 82, Springer Verlag, S. 301-311, 2000
- [30] Müller, G; Bunzel E.: Oberschwingungsverluste in Niederspannungs-Asynchronmaschinen (Teil I: Messtechnische Ermittlung). antriebstechnik 39, Nr. 8, S. 59-61, 2000
- [31] Müller, G; Bunzel E.: Oberschwingungsverluste in Niederspannungs-Asynchronmaschinen (Teil II: Analytische Untersuchungen). antriebstechnik 39, Nr. 9, S. 71-72 und S. 128, 2000
- [32] Binder, A.: Analytical calculation of eddy-current losses in massive rotor parts of high-speed permanent magnet machines. SPEEDAM'00, pp. C2-1 - C2-6, June 2000

- [33] Rodger, D. et al: *MEGA V6.24 User Manual*. Applied Electromagnetic Research Centre, Bath University, UK, 1997
- [34] Yoshida, K.; Kesamaru, K.; Hita, Y.: Eddy currents analysis of surface-mounted-PMSM by Finite Element Method. ICEM'98, pp. 1821-1825
- [35] Mohan, N.; Undeland, T. M.; Robbins, W. P.: *Power Electronics (Converters, Applications and design)*. Hamilton Printing Company, USA, 2<sup>nd</sup> Edition, 1995
- [36] Finlayson, P. T.: Output filters for PWM drives with induction motors. IEE Industry Applications Magazine, pp. 46-52, Jan./Febr. 1998
- [37] Krempel, M.: Sinus-Filter für Umrichter: Damit Mensch und Motor sich wohlfühlen. Components 33, Heft 2, 1995 [36] Robert Bosch GmbH: Bosch Servodyn Umrichtersystem, Hauptspindelmodul SPM..-TB und -TD, Handbuch Nr. 14, 1992
- [38] Sozer, Y.; Torrey, D. A.; Reva, S.: New inverter output filter topology for PWM motor drives. 0-7803-5864-3/00 © 2000 IEEE, pp. 911-917
- [39] Robert Bosch GmbH: Bosch Servodyn Umrichtersystem, Hauptspindelmodul SPM..-TB und -TD, Handbuch Nr. 14, 1992
- [40] Rexroth Indramat GmbH: *REFUdrive 500 RD52 Antriebsregelgeräte, Bedienungsanleitung*. Indramat Refu GmbH, 2000
- [41] Bezold, H.: Eigenschaften breitbandiger Leistungsanalysatoren. Sonderdruck aus PCIM Europe, S. 1-6, Nov. 2000
- [42] VDI-Wärmeatlas. 8. Auflage. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1997
- [43] Brauer, J. R.; Cendes, Z. J.; Beihoff, B. C.; Phillips, K. P.: Laminated steel eddy-current loss versus frequency computed using finite elements. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 36, No. 4, pp. 1132-1137, July/Aug. 2000
- [44] Budig, P. K.: *Stromrichtergespeiste Drehstromantriebe, Theorie und Betriebsverhalten von Asynchronantrieben*. VDE-Verlag, 2001
- [45] Boglietti, A.; Chiampi, M.; Repetto, M.: Loss separation analysis in ferromagnetic sheets under PWM inverter supply. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 34, No. 4, pp. 1240-1242, July 1998
- [46] Lemos Antunes, C. ; Pereirinha, P. G.: Finite element computation of eddy current losses in steel laminations considering the skin effect, the lamination width and thickness. ICEM'02, Brügge, Belgium, Aug. 2002, CD-ROM (paper 159)
- [47] Soong, W. L.; Staton, D. A.; Miller, T. J. E.: Design of a new axially-laminated interior permanent magnet motor. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, pp. 358-367, March/April 1995

- [48] Uddin, M. N.; Radwan, T. S.; Rahman, M. A.: Performance of interior permanent magnet motor drive over wide speed range. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 17, No. 1, pp. 79-84, March 2002
- [49] Chalmers, B. J.; Akmese, R.; Musaba, L.: Design and field-weakening performance of permanent-magnet/reluctance motor with two-part rotor. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 145, No. 2, pp. 133-139, March 1998
- [50] Ionel, D. M.; Eastham, J. F.; Miller, T. J. E.; Demeter, E.: Design considerations for permanent magnet synchronous motors for flux weakening applications. *IEE Proc.-Electr Appl.*, Vol. 145, No. 5, Sept. 1998

### **Konferenzbeiträge**

- [K1] Lu, T.; Binder, A., Pfeiffer, R.: Rotor losses in permanent magnet high-speed machines. *ICEM'2000*, Espoo, Finland, pp. 608-612, Aug. 2000
- [K2] Lu, T.; Binder, A.: Wirkungsgradverbesserungen bei Hochdrehzahltrieben. *SPS/IPC/DRIVES*, Elektrische Automatisierung-Systeme und Komponenten, Fachmesse & Kongress, Nürnberg, Germany, pp. 522-530, Nov. 2000
- [K3] Lu, T.; Binder, A.: Experimental investigation of the additional losses in permanent magnet high-speed machines under inverter operation. *Spring Annual Conference KIEE, EMECS*, Korea, pp. B10-B15, April 2001
- [K4] Lu, T.; Binder, A.: Losses in inverter-fed permanent magnet high-speed machines. *SPEEDAM'02*, Ravello, Italy, pp. C5-39 – C5-44, June 2002
- [K5] Lu, T.; Binder, A.: Analytical and experimental analysis of losses in inverter-fed permanent magnet high-speed machines with surface-mounted magnets. *ICEM'02*, Brügge, Belgium, Aug. 2002, CD-ROM (paper 213)

# Lebenslauf

## **Persönliche Angaben**

Geburtsdatum 09. 09. 1969  
Geburtsort Prov. Heilongjiang, China  
Nationalität chinesisch

## **Schulbildung**

09. 1976 – 07. 1980 Grundschule, China  
09. 1980 – 07. 1986 Mittelschule, China

## **Hochschulbildung**

09. 1986 – 08. 1990 Studium zum Bachelor Degree  
Technische Universität Harbin, China  
Fachrichtung: Elektrische Maschinen und Antriebstechnik  
09. 1990 – 03. 1993 Studium zum Master Degree of Science  
Technische Universität Harbin, China  
Fachrichtung: Elektrische Maschinen und Antriebstechnik  
09. 1996 – 01. 1998 Intensiv-Deutschkurs  
am Deutsch-Kolleg der Tongji Universität, Shanghai, China  
04. 1998 – 10. 2002 Wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Elektrische Energiewand-  
lung der Technischen Universität Darmstadt  
Fachbereich für Elektrotechnik und Informationstechnik

## **Berufliche Tätigkeiten**

04. 1993 – 08.1996 Assistentin und Dozentin an der Technischen Universität Dalian, China  
Institut für Mechatronik im Fachbereich für Maschinenbau  
Seit 11. 2002 Entwicklungsingenieurin bei Robert Bosch GmbH  
Energie- und Karosseriesysteme, Vorausentwicklung Systeme, Startergen-  
erator/Hybridantriebe