



Analyse eines neuen Stromrichter- und Flussregelkonzepts zur Realisierung hochdynamischer Asynchronmaschinenantriebe mit extrem weitem Feldschwächbereich

J. W. Kolar ÖVE, IEEE, IEEJ, VDE, H. Ertl ÖVE, R. S. Wieser ÖVE, M. Schrödl ÖVE¹

Die vorliegende Arbeit behandelt ein neues Umrückerkonzept zur Realisierung eines Asynchronmaschinenantriebs mit extrem weitem Feldschwächbereich. Die Statorwicklung der Maschine wird hierbei in zwei isolierte, quasi-bifilar angeordnete Teilwicklungssysteme aufgespaltet. Durch Serienbetrieb der Teilwicklungen wird bei tiefen Drehzahlen bei relativ geringem Klemmen- und Zwischenkreisstrom ein hohes Moment erreicht, auf Grund der hohen Windungszahl ist jedoch bereits ab halber Nenndrehzahl eine Rücknahme des Flusses erforderlich. Durch stoßfreie elektronische Umschaltung auf Parallelbetrieb der Teilwicklungen kann allerdings bei Nenndrehzahl der Fluss wieder auf seinen Nennwert angehoben bzw. das Kippmoment um einen Faktor 4 erhöht werden, womit die Grundlage einer hohen oberen Drehzahlgrenze des Konstantleistungsbetriebs geschaffen wird.

Schlüsselwörter: Asynchronmaschinenantrieb; Konstantleistungsbetrieb; Kippgrenze; elektronische Serien-Parallel-Statorwicklungsumschaltung

Analysis of an inverter concept for the realization of an induction machine drive with an extremely wide constant power range. The paper presents an inverter concept for the realization of an induction machine drive with an extremely wide constant power range. The stator winding of the induction machine is split up into two isolated and quasi-bifilar wound three-phase winding systems. The series operation of the two winding sets provides very high torque at low stator frequencies while keeping the machine terminal and the inverter DC link current relatively low. However, due to the high number of turns field weakening is necessary at low frequencies (approximately at 50 % of rated speed) already. Nevertheless, with the help of an electronic transition from series to parallel stator winding arrangement the machine flux can be restored to its nominal value as given for rated machine speed. Consequently, the breakdown torque is increased by a factor of 4 which gives the basis for a high maximum speed with constant machine power.

Keywords: induction machine drive; field weakening; breakdown torque limit; electronic series-parallel stator winding reconfiguration

1. Einleitung

Die Überlegungen der vorliegenden Arbeit zielen auf die Realisierung eines feldorientiert geregelten Asynchronmaschinenantriebs mit hohem Losbrechmoment und weitem Konstantleistungsbereich,

$$M = 250 \text{ Nm} \quad (0 \text{ U/min} \dots 500 \text{ U/min})$$

$$P = 4000 \text{ W} \quad (500 \text{ U/min} \dots 6000 \text{ U/min}),$$

sowie geringer Baugröße für Anwendungen als Starter-Generator-System in zukünftigen Kraftfahrzeugen [1]. Für die Erfüllung dieser Forderungen bestehen grundsätzlich folgende Möglichkeiten:

- (1) Überdimensionierung der Maschine. Wird die quadratische Abhängigkeit des Kippmoments von der Statorfrequenz näherungsweise auch als für die

¹ Univ.-Ass. Dipl.-Ing. Dr. Johann W. Kolar, Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. Hans Ertl, Dipl.-Ing. Dr. Rudolf S. Wieser, O. Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. Manfred Schrödl, Technische Universität Wien, Institut für Elektrische Antriebe und Maschinen, Gußhausstraße 27/E372, A-1040 Wien.

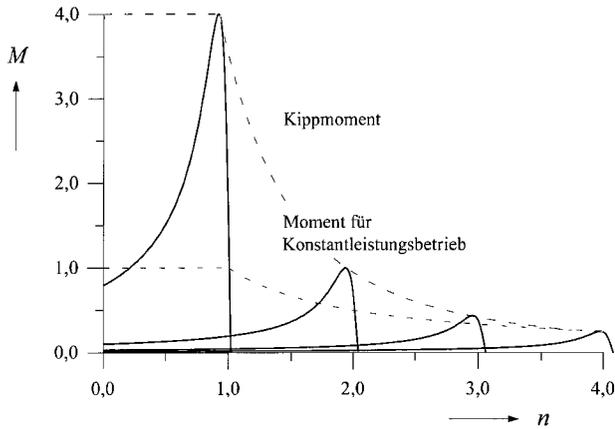


Abb. 1. Beispiel der erforderlichen Überdimensionierung einer Drehstrom-Asynchronmaschine (Kippmoment bei Nenn-drehzahl) bei weitem Feldschwächbereich

mechanische Drehzahl gültig angenommen, wird durch $P = 4000 \text{ W}$ bei $n = 6000 \text{ U/min}$ bei $n = 500 \text{ U/min}$ ein Kippmoment $M_K \approx 920 \text{ Nm}$ gefordert (Abb. 1). Da eine Maschinenauslegung nur für Verhältnisse von Nenn- und Kippmoment $M_K/M_N < 4$ sinnvoll möglich ist, wäre demnach eine Maschine mit $M_N = 230 \text{ Nm}$ einzusetzen. $P = 4000 \text{ W}$ bei $n = 500 \text{ U/min}$ entspricht allerdings nur einem Momentbedarf von $M \approx 80 \text{ Nm}$. Diese Lösung weist somit hinsichtlich des Bauvolumens und der Kosten der Maschine klare Nachteile auf.

- (2) Beschränkung des Konstantleistungsbetriebs nach unten bzw. Wahl von $n = 1000 \text{ U/min}$ als Nenn-drehzahl n_N und drehzahlproportionale Rücknahme der Leistung bis $n = 500 \text{ U/min}$. (Für $n_N = 1000 \text{ U/min}$ ist eine relativ gute Übereinstimmung des durch den Betriebspunkt 4000 W bei 6000 U/min geforderten Kippmoments $M_K = 230 \text{ Nm}$ mit dem Startmoment gegeben; mit Rücksicht auf eine sinnvolle Dimensionierung der Maschine ergibt sich als Nennleistung der $\frac{1}{4} M_K$ bei n_N zugeordnete Leistungswert $P_N \approx 6000 \text{ W}$.)
- (3) Verringerung (z. B. Halbierung) der Polzahl [2] oder Verringerung der aktiven Windungszahl im Bereich hoher Drehzahl (Beschränkung auf die Verwendung von Wicklungsteilen oder Übergang von Serien- auf Parallelschaltung von Stator-Teilwicklungssystemen [3]–[5]). Die Forderung nach hohem Kippmoment bei $n = 500 \text{ U/min}$ zur Sicherstellung von $P = 4000 \text{ W}$ an der oberen Drehzahlgrenze $n = 6000 \text{ U/min}$ ist letztlich durch die drehzahlproportionale Verringerung des Flusses im Feldschwächbereich bedingt. Allgemeines Ziel einer Änderung der Wicklungskonfiguration ist daher eine Anhebung des Flusses im oberen Drehzahlbereich. Dies erlaubt, den Konstantleistungsbetrieb innerhalb des gesamten Drehzahlbereichs $500 \text{ U/min} \dots 6000 \text{ U/min}$ beizubehalten (die Dimensionierung der Maschine ist hierbei ident mit jener für Punkt 2).

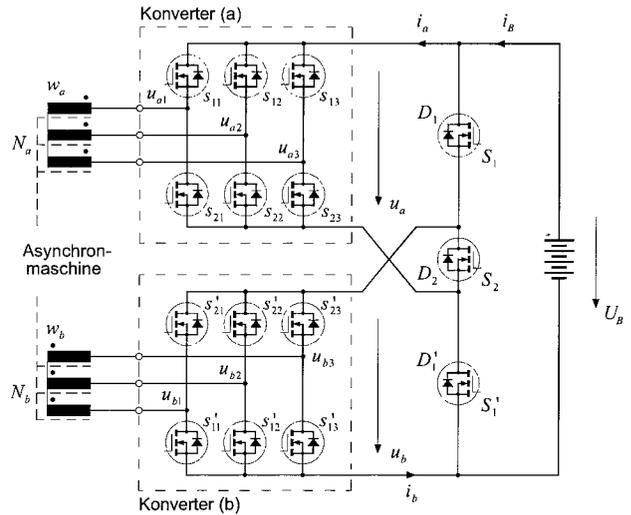


Abb. 2. Grundstruktur des Leistungsteils des neuen Stromrichtersystems für Serien- oder Parallelbetrieb der Stator-Teilwicklungssysteme w_a und w_b

Ein elegantes Konzept zur elektronischen Umschaltung der Polpaarzahl der Statorwicklung einer Asynchronmaschine wurde z. B. in [6] vorgeschlagen. Die Serien-Parallel-Umschaltung von Stator-Teilwicklungssystemen wurde in der Literatur bisher allerdings nur gestützt auf mechanische Umschalter behandelt [3]. Nachteile bestehen hierbei im Auftreten einer strom- bzw. momentlosen Pause und in der Wartungsanfälligkeit der Umschaltvorrichtung.

Wie die vorliegende Arbeit zeigt, kann eine Serien-Parallel-Umschaltung allerdings bei insgesamt relativ geringem Realisierungsaufwand auch rein elektronisch erfolgen (Abb. 2). Hierbei wird jedem der quasi-bifilar ausgeführten, d. h. in gleichen Nuten liegenden, jedoch gegeneinander eine geringe Streuinduktivität aufweisenden, Teilwicklungssysteme w_a und w_b ein Pulswechselrichter zugeordnet und ein Serien- oder Parallelbetrieb der Teilwicklungen durch Serien- bzw. Parallelbetrieb der Umrichter erreicht.

2. Grundfunktion

Zur Beschreibung der Grundfunktion des neuen Konvertersystems werden im Folgenden die Leitzustände für Serien- und Parallelbetrieb diskutiert, wobei im Sinne der Übersichtlichkeit für durchgeschaltete Transistoren nicht zwischen Stromführung des Transistors und der antiparallelen Freilaufdiode unterschieden wird. Weiters werden der Umschaltvorgang zwischen Serien- und Parallelbetrieb und die Möglichkeit einer Minimierung des Gleichtaktstörpegels des Antriebs behandelt.

2.1 Strom- und Spannungsverhältnisse für Serien- und Parallelbetrieb

Für Serienbetrieb der Teilwicklungssysteme werden an beide Umrichter idente Steuerbefehle gelegt, weiters wird S_2 durchgeschaltet, d. h. die negative Eingangs-

spannungsschiene des Umrichters *a* mit der positiven Eingangsspannungsschiene von *b* bidirektional verbunden, die Leistungstransistoren S_1 und S'_1 verbleiben gesperrt. Gleichzeitiges Leiten von S_2 , S_1 und S'_1 würde zu einem Kurzschluss der das Umrichtersystem speisenden Batteriespannung U_B führen. (Der Schaltzustand der Leistungstransistoren S_i wird im Weiteren durch binäre Schaltfunktionen $s_i = 0,1$ gekennzeichnet, hierbei wird $s_i = 1$ für den Leit- und $s_i = 0$ für den Sperrzustand gesetzt.) Der zugehörige Leitzustand des Systems ist unter Voraussetzung eines aktiven, d. h. span-

nungsbildenden Schaltzustands in Abb. 3(a) gezeigt. Unter Berücksichtigung der zufolge bifilarer Ausführung der Teilwicklungen jeder Phase gegebenen Symmetrie gilt dann für die Zwischenkreisspannungen der Umrichter *a* und *b*

$$u_a = u_b = \frac{1}{2} U_B, \tag{1}$$

bzw. liegt unabhängig von der Flussrichtung des Zwischenkreisstroms (Stromfluss über S_2 oder die antiparallele Freilaufdiode D_2) eine Serienschaltung der Teilwicklungen jeder Phase vor.

Parallelbetrieb wird durch Sperren von S_2 und Durchschalten von S_1 und S'_1 erreicht (Abb. 3(b)). An den Eingängen der Umrichter *a* und *b* kommt nun der gesamte Wert der Batteriespannung zu liegen:

$$u_a = u_b = U_B. \tag{2}$$

Die Parallelschaltung ist entsprechend der Möglichkeit eines Stromflusses über die Leistungstransistoren S_1 , S'_1 oder deren antiparallele Freilaufdioden D_1 , D'_1 wieder unabhängig von der Stromrichtung. Da die Teilwicklungen wie bereits erwähnt quasi-bifilar ausgeführt sind, ist, um das Auftreten von Ausgleichsströmen zu verhindern, die für Serienbetrieb vorzusehende idente Ansteuerung der Umrichter

$$s_i = s'_i \tag{3}$$

beizubehalten.

Der Leitzustand für Freilauf der Umrichter ist auf Grund des dann fehlenden Zwischenkreisstroms für Serien- und Parallelbetrieb ident (Abb. 3(c)).

Unter Berücksichtigung von in der Praxis auftretenden unterschiedlichen Schaltverzugszeiten der Ansteuerstufen und Schaltzeitdifferenzen der Ventile ist es wichtig festzuhalten, dass (wie eine nähere Analyse zeigt)

- die Sperrspannungsbeanspruchung der Ventile auch für nicht ideal gleichzeitigen Schaltzustandswechsel der Umrichter ideell auf den Wert der Batteriespannung begrenzt bleibt und
- trotz der engen magnetischen Kopplung der Teilwicklungssysteme Ausgleichsströme zufolge der quasi-bifilaren Anordnung, d. h. einer geringen, für jedes Teilsystem verbleibenden Streuung [7] begrenzt werden.

2.2 Umschaltung zwischen Serien- und Parallelbetrieb

Die Umschaltung von Serien- auf Parallel-, bzw. von Parallel- auf Serienbetrieb wird vorteilhaft stromlos, d. h. bei Freilauf der Umrichter *a* und *b* vorgenommen (vgl. Abb. 3(c)). Bei Raumzeigermodulation oder Steuerung basierend auf einem Unterschwingungsverfahren ist somit am Anfang oder Ende jeder Pulshalbwelle die Möglichkeit eines Wechsels der Wicklungskonfiguration gegeben.

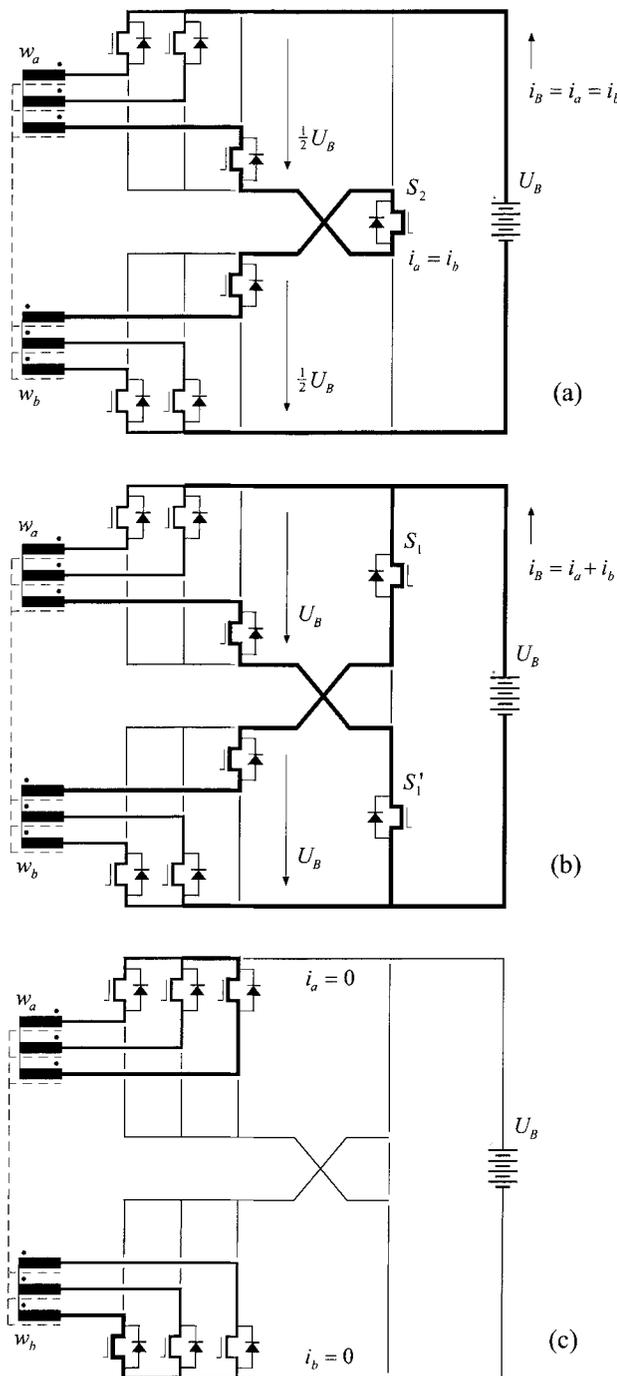


Abb. 3. Leitzustände des Umrichtersystems bei Serien- und Parallelbetrieb (a) und (b) bzw. Freilaufzustand (c)

2.3 Steuerung der Teilumrichter

Wie bereits in Abschnitt 2.1 erwähnt, gilt für die Taktung der Umrichter a und b $s_i = s'_i$. Dadurch treten für Wicklungssystem w_a und Wicklungssystem w_b (ideal) Gleichtaktspannungen gleichen Betrags, aber entgegengesetzten Vorzeichens

$$\frac{1}{3}(u_{a1} + u_{a2} + u_{a3}) = -\frac{1}{3}(u_{b1} + u_{b2} + u_{b3}), \quad (4)$$

(die Umrichterausgangsspannungen u_{ai} und u_{bi} seien auf den Mittelpunkt der Batteriespannung U_B bezogen gedacht) bzw. entgegengesetzte Gleichtaktspannungsänderungen gleicher Höhe auf, womit eine weitgehende gegenseitige Auslöschung der Gleichtaktstöraussendung der in gleichen Nuten untergebrachten Teilwicklungssysteme erreicht wird [8]. Um eine Addition der durch die entgegengesetzt orientierten Teilwicklungsströme gebildeten magnetischen Erregungen zu erreichen ist der Wicklungssinn eines Teilwicklungssystems umzukehren.

3. Strategie der Wicklungsumschaltung

Wie bereits erwähnt und in Abb. 4 eingetragen, wird für tiefe Drehzahlen Serienbetrieb der Teilwicklungssysteme gewählt, um eine Momentanforderung nahe dem Kippmoment mit relativ geringem Zwischenkreis- bzw. Batteriestrom erfüllen zu können. Auch bei Eintritt in den Konstantleistungsbereich (bei $n = 500$ U/min) liegt Serienbetrieb vor, allerdings wäre für $P = 4000$ W ab etwa 2000 U/min ein über der Kippgrenze liegender Momentwert erforderlich. Dieser Momentwert kann nur durch Umschaltung auf Parallelbetrieb (bei konstanter Aussteuerung der Umrichter gleichbedeutend einer Verdopplung des Maschinenflusses bzw. Erhöhung des Kippmoments um einen Faktor 4) erreicht werden und erlaubt $P = 4000$ W bis zur oberen Drehzahlgrenze $n = 6000$ U/min beizubehalten.

Bei Verringerung der Drehzahl und Parallelbetrieb ist ein Übergang auf Serienbetrieb ab $n = 2000$ U/min möglich. Die Umschaltung hat jedoch in jedem Fall nach Erreichen des Nennflusses bei $n_N = 1000$ U/min zu erfolgen. Um das Auftreten eines Überstroms zufolge der sich bei Serienbetrieb bei gleichem Fluss verdoppelnden Maschinenegenspannung zu vermeiden, ist allerdings vor Änderung der Wicklungskonfiguration der Maschinenfluss zu halbieren. Demgegenüber erfordert eine Umschaltung von Serien- auf Parallelbetrieb keine vorhergehende Flussanpassung, jedoch muss auch hier bei rascher Drehzahländerung für eine hinreichend hohe Dynamik der Flussanpassung Sorge getragen werden, um eine Verletzung der Kippgrenze zu vermeiden.

Grundsätzlich kann der Wechsel der Wicklungskonfiguration bei jedem Wert innerhalb des Drehzahlbereichs

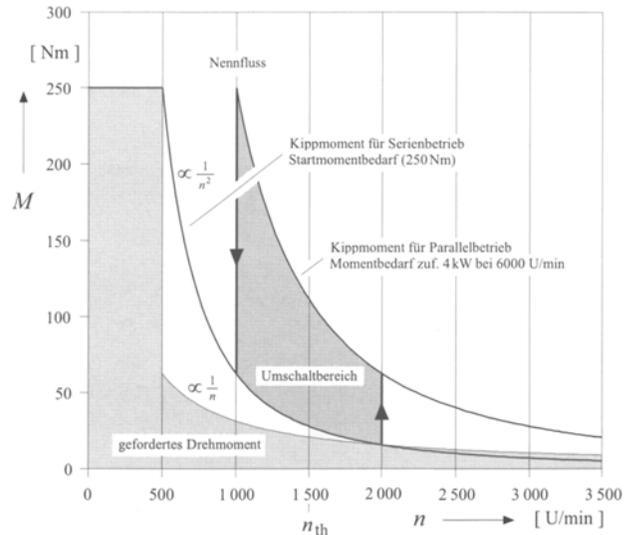


Abb. 4. Drehzahl-Drehmomentcharakteristik für Serien- und Parallelschaltung der Stator-Teilwicklungssysteme. Der entsprechend den Forderungen in Abschnitt 1 gegebene Drehmomentbedarf ist durch Schattierung hervorgehoben

ches $n = 1000$ U/min ... 2000 U/min vorgenommen werden, allerdings ist bei Festlegung der Umschaltstrategie auf die durch die Rotorzeitkonstante (typ. 100 ms) bestimmte, begrenzte Dynamik von Flussänderungen Rücksicht zu nehmen. Vorteilhaft erfolgt die Umschaltung/Flussanpassung daher bei Überschreiten der Mitte $n_{th} = 1500$ U/min des Umschaltbereichs². Um den für die Flussanpassung erforderlichen Strom auf technisch akzeptable Werte zu begrenzen, wird eine Fluss-Sollwerttrampe mit einer durch die Rotorzeitkonstante definierten Steigung vorgegeben. Für den Fall geringer Beschleunigung erfolgt damit die Flussanpassung bereits nach geringer Änderung der Drehzahl. Für hohe Beschleunigung bzw. rasches Durchschreiten des Umschaltbereichs bleibt die letztendlich einzustellende Flussänderung auf relativ kleine Werte beschränkt (vergleiche Flusssollwert am oberen und unteren Ende des Übergangsbereichs) womit auch dynamisch mit geringem Stellgrößenaufwand eine näherungsweise optimale Flussanpassung erreicht werden kann.

Wie eine digitale Simulation des Systemverhaltens zeigt, treten bei Änderung der Wicklungskonfiguration unter feldorientierter Regelung der Maschine keine Drehmomentstöße auf (Abb. 5). Dies deshalb, da auf Grund des Vorliegens eines Umschaltbereichs eine kontinuierliche Flussanpassung möglich ist und nicht, wie z. B. bei elektronischer Umschaltung der Polpaarzahl, eine abrupte Flussänderung [2] oder, bei kontaktbaffeter Wicklungsumschaltung, stromlose Pause

² Aus Sicht möglichst geringer Maschinenverluste wäre innerhalb des Umschaltbereichs der Parallelbetrieb dem Serienbetrieb der Teilwicklungssysteme vorzuziehen. Bei vorgegebenem Moment würde so zufolge des höheren Kippmomentes ein geringerer Schlupf und damit eine geringere Rotorverlustleistung resultieren.

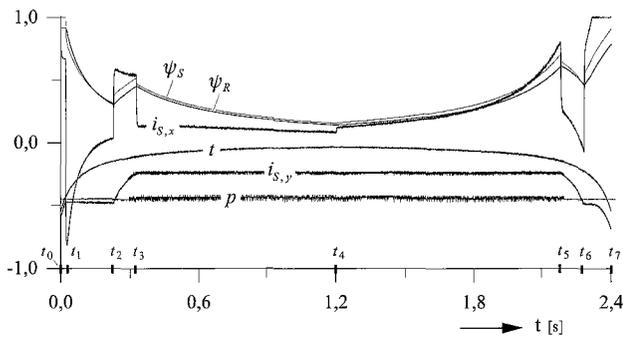


Abb. 5. Ergebnisse einer digitalen Simulation des Konstantleistungsbetriebs mit durch die Last eingprägter mechanischer Drehzahl (konstante Beschleunigung $+5000$ (U/min)/s im Intervall (t_0, t_4) , konstante Verzögerung -5000 (U/min)/s im Intervall (t_4, t_7)). Dargestellt sind (normiert): Leistung p , Drehmoment t , Betrag des Statorflussraumzeigers ψ_s , Betrag des Rotorflussraumzeigers ψ_r , drehmomentbildende Komponente des Statorstromraumzeigers $i_{s,x}$, feldbildende Komponente des Statorstromraumzeigers $i_{s,y}$. Zeitpunkt t_1 : Eintritt in den Feldschwächbereich, t_2 : Umschaltung Serie-Parallel, Flusserhöhung abgeschlossen in t_3 ; Zeitpunkt t_5 : Parallelbetrieb, Beginn der Flusshalbierung, neuer Flusssollwert erreicht und Umschaltung auf Serienbetrieb in t_6

[5] gefordert wird. Die zufolge der Wicklungsumschaltung resultierende sprungartige Erhöhung oder Verringerung der effektiven Zwischenkreisspannungen u_a und u_b wird durch die der Drehmomentregelung unterlagerte Stromregelung sicher beherrscht; Drehmoment bzw. Leistung bleiben nahezu unbeeinflusst. Um die Störung der Stromregelung zu minimieren, wird die Umschaltung vorteilhaft synchron zur Abtastung des Stromreglers vorgenommen und kann so bereits in der Pulsmustervorgabe des nächsten Abtastschritts berücksichtigt werden.

4. Bauelementebeanspruchungen beim Startvorgang

Für eine erste Bewertung des vorgeschlagenen Stromrichtersystems sind neben regelungstechnischen Gesichtspunkten insbesondere die Leit- und Schaltverluste der Ventile der Teilumrichter, die relativen Leitverluste der Umschaltvorrichtung (bezogen auf die Gesamtleitverluste von Umrichter a und b), und die bei Serien- und Parallelbetrieb auftretende Strombelastung der Batterie von Interesse.

Im Folgenden werden diese Kennwerte für Betrieb des Antriebssystems bei tiefen Drehzahlen und hohem Moment (Serienschaltung der Teilwicklungen) berechnet und den Bauelementebeanspruchungen bei Einsatz eines Einzelumrichters und nicht geteilter Statorwicklung (entsprechend einer Parallelschaltung der Teilwicklungen) gegenübergestellt. Im Sinne einer Beschränkung auf das Wesentliche werden hierbei sämtliche Leistungstransistoren im Einschaltzustand durch einen ohmschen Widerstand ersetzt. Diese Vorausset-

zung ist für niedrige Speisespannungen U_B auf Grund des niedrigen Einschaltwiderstands niedersperrender Leistungs-MOSFETs und des damit geringen Anteils der antiparallelen Freilaufdioden an der Stromführung mit guter Genauigkeit erfüllt. Die Durchlasscharakteristik ist damit unabhängig von der Stromflussrichtung, womit die Leitverluste einen von Aussteuergrad und Phasenverschiebung zwischen Umrichterausgangsspannung und -ausgangsstrom unabhängigen Wert aufweisen. Weiters wird für die Abschätzung der Schaltverluste eine ideal simultane Umschaltung zugeordneter Ventile der Teilumrichter vorausgesetzt.

Um einen direkten Vergleich der Speisung der Maschine über einen Einzelumrichter und der vorgeschlagenen Serienschaltung der Teilwicklungssysteme zu geben, wird für die weiteren Überlegungen jedes Ventil des Einzelumrichters durch eine Parallelschaltung von zwei Transistoren gebildet gedacht bzw. der Einzelumrichterbetrieb als direkter Parallelbetrieb fiktiver Teilumrichter betrachtet. Wird dann zur Realisierung jedes Schalters der Teilumrichter a und b je ein Ventil mit Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ herangezogen, weisen beide Systeme mit Ausnahme der Umschaltvorrichtung gleichen Realisierungsaufwand des Leistungsteils auf. Allerdings ist in diesem Zusammenhang auf die für das Einzelumrichtersystem gegebene Beschränkung des Konstantleistungsbetriebs nach unten (vgl. Punkt 2. in Abschnitt 1) hinzuweisen.

Grundsätzlich liegen für Serien- und Einzelumrichter- bzw. Parallelbetrieb bei gleichem Moment und gleicher Drehzahl und Nennfluss gleiche Teilwicklungsströme und ein identer Grundschiebungsfaktor $\cos \varphi$ vor. Für das Verhältnis der Aussteuergrade gilt gemäß $u_a = u_b = \frac{1}{2} U_B$,

$$M_s = 2 M_p. \quad (5)$$

Eine Gegenüberstellung der für beide Wicklungskonfigurationen resultierenden Umrichterleit- und -schaltverluste sowie der Strombeanspruchungen der Batterie und eines gegebenenfalls vorgesehenen Zwischenkreiskondensators gibt Tabelle 1.

Für Serien- und Parallelbetrieb wird über ein durchgeschaltetes Ventil je ein Teilwicklungsphasenstrom $i_{a,i}$ bzw. $i_{b,i}$ geführt, es liegen somit in beiden Fällen idente Gesamtleitverluste $P_c = P_{c,s} = P_{c,p}$ vor. Hinsichtlich der Schaltverluste P_p weist der Serienbetrieb Vorteile auf, da unter Voraussetzung symmetrischer Spannungaufteilung $u_a = u_b = \frac{1}{2} U_B$ auf die Teilumrichter als Abschaltspannung eines Ventils nur die halbe Batteriespannung auftritt.

Wird unter Berücksichtigung des Spannungsabfalls am Statorwiderstand und des zufolge hohen Moments hohen Stroms $M_s \approx 0,9$ und ein Grundschiebungsfaktor $\cos \varphi \approx 0,7$ angenommen, folgt mit [9] die Strombelastung von S_2 zu $I_{S_2,rms}^2 = 0,09 I_{N,rms}^2 (I_{N,rms}$ bezeichnet den Effektivwert des Gesamt-Motorphasen-

Tabelle 1. Vergleich der Verlustanteile der Leistungskomponenten und der Spitzenstrombeanspruchung der Batterie (ohne Zwischenkreiskondensator) für Serienbetrieb und Parallel- bzw. Einzelumrichterbetrieb. Annahmen: $\cos \varphi = 0,7$, Einschaltwiderstand von S_2 , Innenwiderstand der Batterie und Ersatzserienwiderstand des Zwischenkreiskondensators: $R_{DS(on)}$, ident dem Einschaltwiderstand eines Ventils der Serienschaltung; für Einzelumrichterbetrieb ist ein Ventil durch Parallelschaltung von jeweils zwei Ventilen der Serienschaltung gebildet zu denken

Betriebsart	Modulationsindex	Konverter-Leitverluste	Konverter-Schaltverluste	Leitverluste in S_2	Batteriestrombeanspruchung	Batterieverluste	Zwischenkreiskondensatorverluste
Serie	0,9	P_c	P_p	$0,06 P_c$	$\hat{i}_{B,a}$	$0,13 P_c$	$0,05 P_c$
Parallel	0,45	P_c	$2P_p$	–	$2\hat{i}_{B,a}$	$0,26 P_c$	$0,17 P_c$

stroms bei Einzelumrichterbetrieb). Für Realisierung von S_2 durch ein Ventil mit Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ werden somit bezogen auf die Summe der Leitverluste der Teilumrichter a und b die Leitverluste nur um etwa $0,06 P_c$ erhöht.

Wichtig ist noch, auf die für Serien- und Einzelumrichterbetrieb signifikant unterschiedliche Strombelastung der Batterie bzw. eines gegebenenfalls vorgesehenen Zwischenkreiskondensators hinzuweisen. Wie unmittelbar einsichtig, wird für Serienbetrieb der innerhalb einer Pulsperiode auftretende Spitzenwert des Batteriestroms um einen Faktor 2 verringert. Der der Batterie im Mittel über eine Pulsperiode entnommene Stromwert ist natürlich für Serien- und Parallelbetrieb ident. Es wird ja bei gegebenem Motormoment und gegebener Drehzahl die gleiche Leistung an die Maschine geliefert bzw. werden gegenüber Serienbetrieb aus der Batterie für Parallelbetrieb Strompulse halber Breite aber doppelter Amplitude entnommen (Abb. 6). Für Serienbetrieb folgt damit ein gegenüber Parallelbetrieb um einen Faktor $\sqrt{2}$ höherer Batterie-stromeffektivwert, entsprechend einer Verdopplung der ohmschen Verluste der Batterie. Werden wieder $M_s = 0,9$ ($M_p = 0,45$) und $\cos \varphi = 0,7$ gesetzt und ein Innenwiderstand der Batterie in Höhe des Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ eines Ventils angenommen, resultieren für Serienbetrieb Batterieverluste $P_{B,s} \approx 0,13 P_c$. Gegenüber Parallelbetrieb ist somit ein signifikant höherer Wirkungsgrad des Gesamtsystems gegeben.

Wird zur Filterung schaltfrequenter Oberschwingungen des Zwischenkreisstroms ein Elektrolytkondensator vorgesehen, führt ein für eine erste Abschätzung angenommener Kondensator-Ersatzserienwiderstand $R_{ESR} \approx R_{DS(on)}$ für die vorstehend gewählten Betriebsparameter ($M_s = 0,9$ und $\cos \varphi = 0,7$) auf Kondensatorverluste $P_{c,s} = 0,05 P_c$ bzw. auf eine Verringerung der Verluste gegenüber Einzelumrichterbetrieb in Höhe von $0,12 P_c$.

Zusammenfassend werden für Serienbetrieb die zufolge des Serienschalters S_2 höheren Leitverluste durch geringere Schaltverluste und geringere Verluste im gleichspannungsseitigen Energiespeicher mehr als kompensiert. Weiters wird für Serienbetrieb die Spitzenstrombeanspruchung der Gleichspannungsquelle um einen Faktor 2 verringert. Die Vermeidung einer

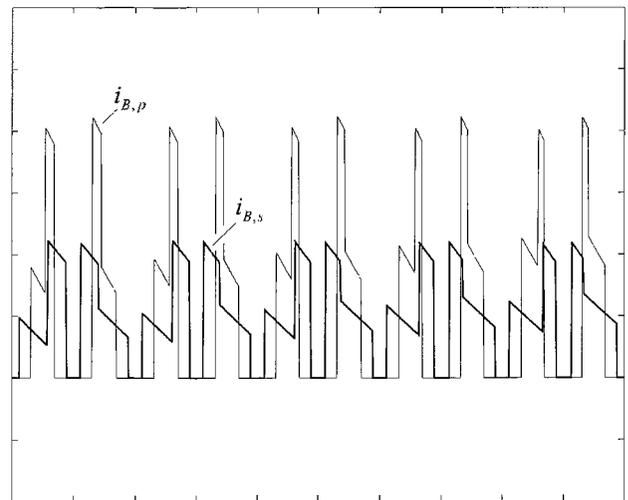


Abb. 6. Zeitverlauf des Batteriestroms i_B für $M=0,9$ und $M=0,45$ bzw. für Serienschaltung und Parallelschaltung (entsprechend Einzelumrichterbetrieb) der Teilwicklungssysteme; Annahme: $\cos \varphi = 0,45$

Einschränkung des Konstantleistungsbetriebs nach tiefen Drehzahlen wird also hinsichtlich des Umrichter-teils des Antriebs nur durch einen höheren Ansteuer- und Fertigungsaufwand, nicht jedoch durch höhere Systemverluste oder eine höhere Beanspruchung der Leistungskomponenten erkauft (Tabelle 1).

5. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein neues Umrichter-konzept zur Realisierung von Asynchronmaschinenantrieben mit weitem Konstantleistungsbetrieb vorgestellt. Die Drehfeldmaschine ist hierbei mit zwei bifilar gewickelten, potentialgetrennten Teilwicklungssystemen auszuführen. Der Serienbetrieb der Teilwicklungen erlaubt, bei tiefen Frequenzen bei relativ geringem Klemmenstrom bzw. relativ geringer Strombelastung des Zwischenkreisspeichers einen hohen Ankerstrombelag bzw. ein hohes Startmoment zu erreichen. Allerdings wird auf Grund der hohen Windungszahl bereits bei relativ tiefen Drehzahlen die Grenze des Feldschwächbereichs erreicht. Durch Umschaltung von Serienbetrieb der Teilwicklungen auf Parallelbetrieb kann der Fluss wieder auf den Nennwert angehoben



und damit das Kippmoment um einen Faktor 4 erhöht werden. Die Kippgrenze wird dadurch erst für entsprechend höhere Drehzahlwerte erreicht. Vor dem Zurückschalten von Parallel- auf Serienbetrieb (bei Drehzahlab senkung) ist der Maschinenfluss auf den halben Wert zu verringern, um ein Überwiegen der inneren Spannung der Maschine über die Zwischenkreisspannung bzw. das Auftreten eines durch die Stromregelung nicht begrenzten Überstroms zu vermeiden. Die Flussanpassung erfolgt in beiden Fällen über eine Sollwerttrappe definierter Steigung und wird durch eine, hohen Anforderungen an die Dynamik genügende feldorientierte Regelung ausgeführt.

Abschließend seien die Vor- und Nachteile des Systems kurz zusammengestellt:

Vorteile:

- + bei hohem Startmoment und weitem Konstantleistungsbetrieb geringe Baugröße der Antriebsmaschine;
- + Halbierung der Spitzenstrombeanspruchung der Batterie bei tiefen Drehzahlen (verglichen mit Einzelumrichterbetrieb);
- + keine mechanischen Kontakte zur Umschaltung der Wicklungskonfiguration;
- + geringer Gleichtaktstörpegel bei hinsichtlich Gleichtaktspannung inverser Taktung der Umrichter a und b ;
- + Konvertersystem z. B. auch für die Erweiterung des Drehzahlstellbereichs permanenterreger Synchronmaschinen einsetzbar [10].

Nachteile:

- gegenüber Einzelumrichter mit konventioneller Wicklungsausführung höhere Bauleistung des Umrichters;
- erhöhter Fertigungsaufwand der Maschine, höhere Anzahl von Motorklemmen (bei Anbringung des Umrichters direkt am Motor von geringer Bedeutung);
- relativ hoher Ansteueraufwand;
- geringerer Wirkungsgrad der Energieumformung im Bereich hoher Drehzahl zufolge der Verluste in S_1 und S'_1 (geringfügig, etwa 0,5 %).

Im Zuge weiterer Forschungen ist eine experimentelle Untersuchung des Systems geplant. Hierbei soll neben einer Verifikation der theoretischen Überlegungen dieser Arbeit der Gefahr einer Instabilität parallel arbeitender Stromregelsysteme [11] besondere Beachtung geschenkt werden. Da die Teilwicklungsströme infolge der quasi-bifilaren Ausführung bzw. engen magnetischen Kopplung zugeordneter Phasenwicklungen jedenfalls im Bereich höherer Drehzahl ohne besondere Maßnahmen zur Symmetrierung näherungsweise identen Verlauf aufweisen dürften, ist weiters die Untersuchung der Möglichkeit einer Stromregelung gestützt auf Messung nur eines Teilstroms geplant.

Danksagung

Die Autoren danken der Hochschuljubiläumsstiftung der Stadt Wien für die großzügige Unterstützung der Forschungsarbeiten des Instituts für Elektrische Antriebe und Maschinen.

Schrifttum

- [1] Miller, J. M., McCleer, P. J., Lang, J. H., Gale, A. R., Leonardi, F.: Starter-alternator for hybrid electric vehicle: comparison of induction and variable reluctance machines and drives. Record of the 33rd IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 12. bis 15. Okt., St. Louis, U.S.A., Vol. 1, (1998), S. 513–523.
- [2] Osama, M., Lipo, T. A.: Modeling and analysis of a wide-speed-range induction motor drive based on electronic pole changing. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, (1997) S. 1177–1184.
- [3] Kume, T., Iwakane, T., Sawa, T., Yoshida, T., Nagai, I.: A wide constant power range vector controlled ac motor drive using winding changeover technique. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 5, (1991), S. 934–939.
- [4] Naidu, M., Boules, N., Henry, R.: A high-efficiency high power generation system for automobiles. Record of the 30th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 8. bis 12. Okt., Orlando, U.S.A., Vol. 1, (1995), S. 709–716.
- [5] Boglietti, A., Lazzari, M., Pastorelli, W., Viglietti, W.: Induction motor winding commutation with direct field oriented control for wide constant power range operation. Record of the 31st IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 6. bis 10. Okt., San Diego, U.S.A., Vol. 1, (1996), S. 551–557.
- [6] Osama, M., Lipo, T. A.: A new inverter control scheme for induction motor drives requiring wide speed range. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 4, (1996), S. 938–944.
- [7] Wieser, R. S., Lechner, A.: Accurate on-line model for a 6-phase current source inverter fed induction machine without machine current measurements. Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, Istanbul, 2. bis 4. Sept. (1998).
- [8] von Jouanne, A., Zhang, H.: A dual bridge inverter approach to eliminating common mode voltages and bearing and leakage currents. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, (1999), S. 43–48.
- [9] Kolar, J. W., Ertl, H., Zach, F. C.: Calculation of the passive and active component stress of three-phase PWM converter systems with high pulse rate. Proceedings of the 3rd European Conference on Power Electronics and Applications, Aachen, 9. bis 12. Okt., Vol. III, (1989), S. 1303–1311.
- [10] Caricchi, F., Credcimbini, F., Mezzetti, F., Santini, E.: Multi-stage axial-flux PM machine for wheel direct drive. Record of the 30th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 8. bis 12. Okt., Orlando, U.S.A., Vol. 1, (1995), S. 679–684.
- [11] Thunes, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D., Rowan, T. M.: Current regulator instabilities on parallel voltage-source converters. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 1, (1999), S. 70–77.