Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 77 (1986)

Heft: 13

Artikel: Die gegen-/übersynchrone Stromrichterkaskade

Autor: Wey, P.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-904226

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 08.08.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Die gegen-/übersynchrone Stromrichterkaskade

P. Wey

In diesem Artikel wird ein Antrieb vorgestellt, der für hohe Leistungen und hohe Drehzahlen eine Alternative zum Stromrichtersynchronmotor darstellen kann. Er besticht durch seinen einfachen und robusten Aufbau: Es werden keine aufwendigen Leistungselemente eingesetzt. Nach einem einleitenden Überblick folgt eine ausführliche Beschreibung des Systems mit seinen typischen Eigenheiten. Vor allem der Drehfeldumschalter und das maschinenseitige Zündgerät unterscheiden sich stark von gewohnten Anwendungen.

Présentation d'un entraînement qui peut représenter une alternative au moteur synchrone alimenté par convertisseur de courant, quand il s'agit de grandes puissances et vitesses de rotation. Cet entraînement simple et robuste ne comporte aucun organe de puissance coûteux. Description détaillée du système et de ses particularités. Ce sont surtout l'inverseur de champ tournant et l'amorceur côté machine, qui diffèrent nettement des applications usuelles.

Adresse des Autors

Peter Wey, dipl. El.-Ing. ETH, Institut für Automatik und Industrielle Elektronik, ETH-Zentrum, 8092 Zürich.

1. Einleitung und Übersicht

Eine umfassende Übersicht über die Betriebsbereiche und das grundsätzliche Verhalten von Drehfeldmaschinen (DFM) wird in [1; 2; 3] gegeben. Abhängig vom Drehzahlbereich der DFM, dem mechanischen Drehsinn der Welle (rechts- oder linksdrehend) spricht man von

- *untersynchronem* Betrieb der DFM: $|n| < n_s$
  Welle und Statordrehfeld drehen gleichsinnig
- *übersynchronem* Betrieb der DFM: $|n| > n_s$
  Welle und Statordrehfeld drehen gleichsinnig
- *gegensynchronem* Betrieb der DFM: n beliebig
  Welle und Statordrehfeld drehen *gegensinnig*

$n_s = f_1/p$: synchrone Drehzahl
f_1: Netzfrequenz
p: Polpaarzahl

1.1 DFM mit Stromzwischenkreisumrichter

Für die folgenden Betrachtungen soll der Stator der DFM mit dem Netz verbunden werden (Statorspannung U_1 und Statorfrequenz f_1 konstant, Fig. 1). Grundsätzlich könnte aber auch der Rotor am Netz liegen und die Funktion von Rotor und Stator vertauscht werden. Um den Betrieb in einem der drei Betriebszustände (unter-, über- oder gegensynchron) zu ermöglichen, wird der Rotor durch einen Umrichter gespeist. Eine einfache Variante für diesen Umrichter, welche auch für hohe Leistungen realisierbar ist, besteht aus zwei Thyristor-Brückenschaltungen (fremdgeführt) mit Stromzwischenkreis. Bei dieser Schaltung, einer sogenannten Stromrichterkaskade, bestehen zwei Steuereingriffe: Jede Brückenschaltung wird von einem Zündgerät angesteuert, welche als Eingangsgrössen die Zündwinkel α_I bzw. α_{II} besitzen.

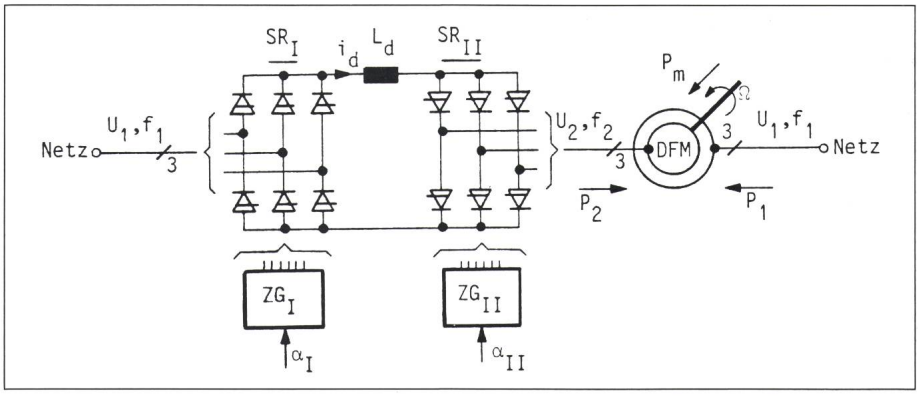


Fig. 1 DFM mit Thyristorumrichter (Stromzwischenkreis)

SR Stromrichter (Thyristor-Brückenschaltungen)
ZG_I netzseitiges Zündgerät
ZG_{II} maschinenseitiges Zündgerät
α_I Zündwinkel von ZG_I
α_{II} Zündwinkel von ZG_{II}
f_1 Netzfrequenz
U_1 Netzspannung
f_2 Rotorfrequenz der DFM
U_2 Rotorspannung der DFM
P_1 Drehfeldleistung Stator
P_2 Drehfeldleistung Rotor
P_m mechanische Leistung
L_d Zwischenkreisinduktivität

Für α_{II} gilt: Der Blindleistungsbedarf des maschinenseitigen Stromrichters SR_{II} (Steuerblindleistung, Kommutierungsblindleistung) muss über die DFM vom Netz gedeckt werden, da keine Zwangskommutierung der Thyristoren erfolgt. Die dafür notwendigen Blindströme belasten die Maschine und müssen darum auf ein Minimum begrenzt werden. Es kommen darum für den maschinenseitigen Stromrichter nur die beiden Betriebsarten voller Gleichrichterbetrieb (α_{II} = 0°) oder voller Wechselbetrieb ($\alpha_{II} = \alpha_{II\,max.}$ ideal: α_{II} = 180°) in Frage.

Die Steuerung der Leistungsrichtung von P_2 (positiv oder negativ) erfolgt durch Festlegen von α_{II} (Gleichrichterbetrieb oder Wechselrichterbetrieb an der Wechselrichterkippgrenze). Die Grösse der Leistung von P_2 wird ausschliesslich über α_I («Gaspedal» des Antriebs) bestimmt.

Zur einwandfreien Kommutierung einer *nicht* zwangskommutiert betriebenen Brückenschaltung sind minimale Betriebswerte der Spannung und der Frequenz erforderlich (einige % der Stillstandswerte der DFM). Unterhalb dieser Grenzwerte ist ein regulärer maschinengeführter Betrieb nicht möglich.

1.2 Drehzahlvariable Antriebe für hohe Drehzahlen mit einer DFM

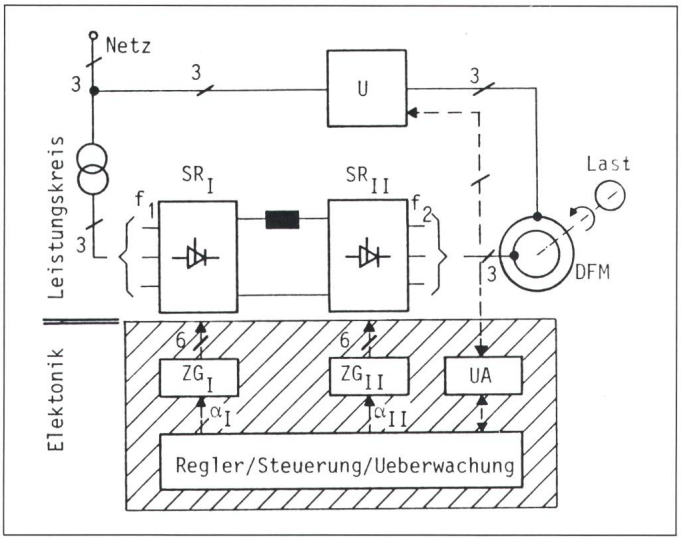
Es bestehen verschiedene Möglichkeiten, um mit der vorgängig beschriebenen Anordnung einer DFM mit Stromzwischenkreisumrichter einen drehzahlvariablen Antrieb aufzubauen, der hohe übersynchrone Drehzahlen zulässt.

Gegensynchrone Kaskade

Die DFM wird bei dieser Realisierung nur gegensynchron betrieben. Die natürliche Kommutierung des maschinenseitigen Stromrichters bleibt so immer sichergestellt: Die Stromrichterfrequenz sinkt nie unter die Netzfrequenz, die Rotorspannung der Maschine, welche der maschinenseitigen Stromrichterspannung entspricht, fällt nie unter den Stillstandswert. Somit existieren keine «singulären Stellen» bei dieser Betriebsart. Die maximal erreichbare Drehzahl wird nur durch physikalische Grenzen (max. zulässige Spannungen, Ströme, Umlaufgeschwindigkeiten usw.) limitiert. Die Nachteile dieser Ausführung liegen klar beim finanziellen Aufwand: Die zu installierende Stromrichterscheinleistung muss grösser gewählt werden als die maximal an der Welle verfügbare mechanische Leistung (aus den Leistungsgleichungen einer DFM ersichtlich). Antriebe dieser Art wurden entwickelt und gebaut [4; 5].

Fig. 2
Blockschaltbild des gesamten Antriebes «Gegen-/Übersynchrone Kaskade» mit Aufteilung in Leistungsteil und Elektronik

U Leistungsteil des Statordrehfeld-Umschalters
UA Drehfeldumschalter-Ansteuerung



Gegen-/übersynchrone Kaskade

Bei diesem System werden die Vorteile des rein gegensynchronen Betriebes (keine Kommutierungsprobleme) mit denen des übersynchronen Betriebes (günstiger Leistungsfluss, kleinere Stromrichterscheinleistung) gepaart. Probleme mit subharmonischen Oberschwingungen des Statorstromes können umgangen werden, wenn der Wechsel vom gegensynchronen zum übersynchronen Betrieb (und umgekehrt) nicht unterhalb der doppelten synchronen Drehzahl erfolgt. Um diesen Wechsel des Drehsinns der Statorgrössen realisieren zu können, wird auf der Statorseite der DFM ein Drehfeldumschalter U benötigt (Fig. 2). Seine Grundfunktion besteht darin, die Phasenfolge der Spannungen an den Stator-Maschinenklemmen (UVW) zu verändern. Dies kann mit verschiedenen Schaltungskonfigurationen erreicht werden.

Mit dieser Konfiguration des Leistungsteils nach Figur 2 ist bereits ein voller 4-Quadranten-Betrieb des Antriebes möglich, da der Drehsinn des Stators und die Leistungsrichtung P_2 (via Zündwinkel α_I und α_{II} der Stromrichter) beliebig gewählt werden können. Der Mehraufwand für 2- bzw. 4-Quadranten-Betrieb des Antriebes beschränkt sich auf die Ansteuerung (Elektronikebene) und ist minimal.

Eine mögliche Realisierung des Drehfeldumschalters zeigt Figur 3. Der optimale Übergang von einem stationären Schaltungszustand (z.B. Schalter S1, S4 geschlossen) in einen anderen (Schalter S1, S4 offen, S2, S3 geschlossen) ist abhängig von der Art der verwendeten Wechselstrom-(AC-)Schalter (mechanische AC-Schalter, Aufbau mit Thyristoren, zwangskommutierte/abschaltbare AC-Schalter usw.). Insbesondere muss darauf geachtet werden, dass keine Netzkurzschlüsse entstehen.

2. Die gegen-/übersynchrone Kaskade (Gük)

In diesem Abschnitt soll auf die letztgenannte Variante eines Stromrichterantriebs für hohe Drehzahlen etwas näher eingegangen werden. Dabei sollen typische Eigenheiten herausgestrichen werden. Der Drehfeldumschalter und das maschinenseitige Zündgerät ZG_{II} unterscheiden sich

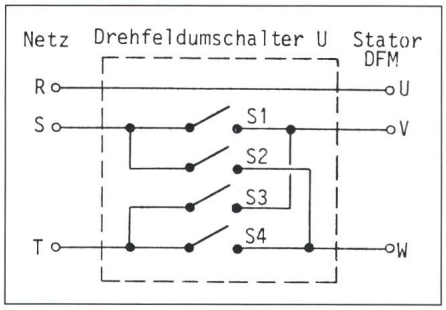


Fig. 3 Drehfeldumschalter U, Schema des Leistungsteils

S1–S4 Schalter für Wechselströme (AC-Schalter)
R, S, T Netzanschlüsse des Drehfeldumschalters
U, V, W Maschinenanschlüsse (Statorklemmen der DFM)

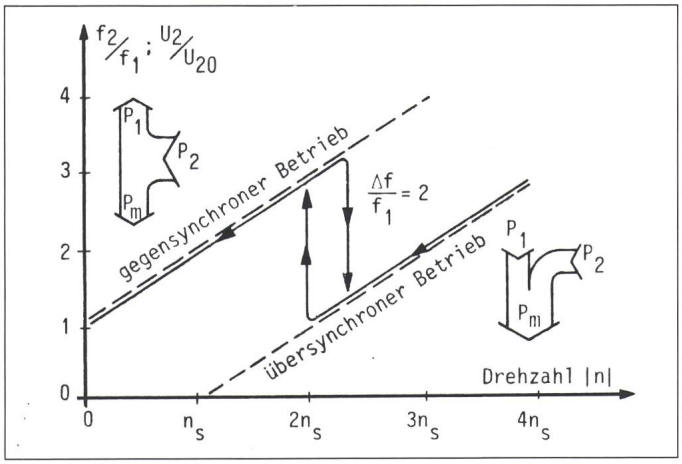


Fig. 4
Frequenz f_2 und Spannung U_2 in Funktion der Drehzahl und des Betriebszustandes, typische Leistungsflüsse beim Betrieb als Motor
U_{20} Rotorphasenspannung im Stillstand

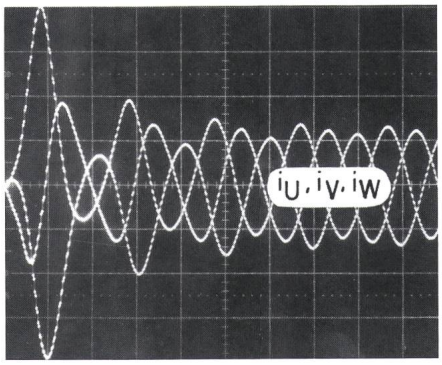


Fig. 5 Typischer Verlauf der Statorströme einer DFM beim Einschalten mit Schützen
Abszisse 10 ms/Div.
Stationäre Ströme (18 A_{eff}), rechts im Bild erkennbar

hierbei stark von gewohnten Anwendungen. Die Messungen und Aufnahmen wurden an einer Labormaschine mit folgenden Daten gemacht:

$P_m = 5$ kW, $n_s = 1000$ U/min,
$X_s = 3{,}78$ p.u., $R_s = 0{,}24$ p.u.

Die Frequenz f_2 des maschinenseitigen Stromrichters SR_{II} variiert stark. Sie ist abhängig von der Drehzahl und davon, ob die Maschine gegen- oder übersynchron betrieben wird. Der obere Grenzwert der Rotorfrequenz ist abhängig von der höchsten Drehzahl des Antriebes (z. B. $n_{max} = 5 \cdot n_s$, $f_{2max} = 200$ Hz). Figur 4 zeigt die Abhängigkeit der Rotorfrequenz von der Drehzahl, dieselbe Abhängigkeit weist auch die Amplitude der Rotorspannung U_2 auf (= Klemmenspannung des Stromrichters SR_{II}).

Das Zündgerät ZG_{II} muss für diesen relativ grossen Frequenzbereich speziell gebaut werden, im Handel sind solche Zündgeräte nicht erhältlich. Als besondere Anforderungen treten rotorseitig grosse Frequenzsprünge auf: Ein Frequenzsprung von zweifacher Netzfrequenz tritt jeweils beim Wechseln des Betriebszustandes zwischen gegen- und übersynchron auf. Der zeitliche Verlauf der Rotorspannungen beim Umschalten ist abhängig vom Drehfeldumschalter.

2.1 Der Drehfeldumschalter (DFU)

Eine wirtschaftlich vertretbare Ausführung einer Gük verlangt für den DFU eine möglichst einfache Lösung. Schalterelemente (S1–S4, Fig. 3), welche dies erfüllen und zudem eine grosse Betriebssicherheit garantieren, sind einerseits Schützen als AC-Schalter, anderseits aus Thyristoren aufgebaute AC-Schalter (je zwei Thyristoren antiparallel oder ein Triac pro Schalter). Diese einfachen Schalterelemente bedingen allerdings, dass während dem Umschaltvorgang der Zwischenkreisstrom der Kaskade auf null abgebaut wird und bis kurze Zeit nach dem Umschalten null bleibt. Der Grund dafür liegt bei unsymmetrischen Rotorspannungen der DFM beim Umschalten.

Aus diesen zwei AC-Schaltertypen aufgebaute Umschalter sollen im folgenden näher betrachtet werden. Als Resultat der Untersuchung kann vorweggenommen werden, dass die Variante mit Thyristoren jener mit Schützen hoch überlegen ist, da die notwendige Umschaltzeit sehr kurz und zudem unabhängig von Maschinenparametern ist.

Schützen als AC-Schalter

Um den Drehsinn des Statordrehfeldes ändern zu können, kann im einfachsten Fall mit zwei dreiphasigen Leistungsschützen gearbeitet werden. Durch ein schalterbedingtes, zeitlich unpräzises Umschalten mit mechanischen Schützen können grosse Ausgleichsvorgänge in den Strömen, Flüssen und Rotorspannungen entstehen. Im Umschaltaugenblick muss darum mit stromlosem Rotor gearbeitet werden (Stromrichter ausser Betrieb). Die rotorseitigen Ausgleichsvorgänge müssen vor Wiederinbetriebnahme der Stromrichter abgeklungen sein. Ebenfalls müssen die Eingangsfilter des maschinenseitigen Zündgerätes ZG_{II} eingeschwungen sein.

Die aufgrund der Umschaltung entstehende Lücke im Drehmoment ist abhängig von der Impedanz des Stators der DFM (Zeitkonstante $\tau = L_1/R_1$). Sie kann sehr grosse Werte annehmen (0,1 s bis mehrere Sekunden je nach Maschinengrösse). Figur 5 zeigt einen typischen Einschaltvorgang.

Um Netzkurzschlüsse zu vermeiden, ist beim Umschalten sicherzustellen, dass alle Ströme abgeschaltet sind, bevor mit umgekehrtem Drehsinn zugeschaltet wird (d.h. Umschalten mit stromloser Pause).

Triac/Thyristoren als AC-Schalterelemente

Untersucht wurde ein Leistungsteil gemäss Figur 6: 8 Thyristoren (je zwei antiparallel zu einem AC-Schalter geschaltet) oder 4 Triac werden benötigt.

Das Umschalten des Drehfelds erfolgt auch hier immer mit stromlosem DFM-Rotor. Die Last des Umschalters im Umschaltzeitpunkt ist eine feste *RL*-Impedanz (Statorimpedanz), welche auch nichtlinear sein darf (Sättigung der DFM und damit nichtsinusförmiger Magnetisierungsstrom). Mit

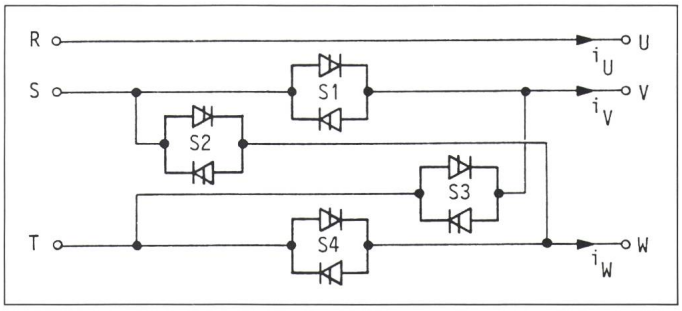


Fig. 6
Leistungsteil des Thyristorumschalters

diesem Umschalter werden bei optimaler Ansteuerung folgende Resultate erzielt: Die stationären Werte in allen Grössen werden nach einer minimalen Zeit erreicht. Diese Zeit ist unabhängig von der Impedanz Z der Belastung und im Normalfall (kleine Dämpfungen) wesentlich kleiner als die Zeitkonstante des Stators der Maschine. Der Übergang der Statorströme beim Wechseln des Drehsinns erfolgt kontinuierlich.

Stationär sind entweder S1/S4 (dauernde Zündimpulse, UVW = RST) oder S2/S3 (dauernde Zündimpulse, UVW = RTS) oder keiner der vier AC-Schalter gezündet. Der transiente Übergang beim Umschalten wird so gestaltet, dass möglichst schnell wieder stationäre Werte der Flüsse und Ströme erreicht werden.

Das Ausschalten einer dreiphasigen *RL*-Last mit einem Thyristorumschalter gestaltet sich einfach (Fig. 7): Es müssen lediglich alle Zündpulse gesperrt werden. Die AC-Schalter werden weiterhin leitend sein, bis die Löschbedingungen für die einzelnen Thyristoren erfüllt sind. In Figur 7 löscht Phase V zuerst. Dies bedeutet, dass der Raumzeiger des magnetischen Flusses anschliessend stillsteht (zweiphasige Speisung) und mit i_u und i_w zu null wird.

Die grundlegende Idee des Einschaltvorganges kam beim Betrachten eines Ausschaltvorganges: ideal wäre ein Zuschalten der Phasen analog Figur 7 beim Durchlaufen der Zeitachse von rechts nach links, also ein zweiphasiger Aufbau der Ströme im Stator (i_u/i_v) und ein gezieltes Andocken an den stationären dreiphasigen Zustand

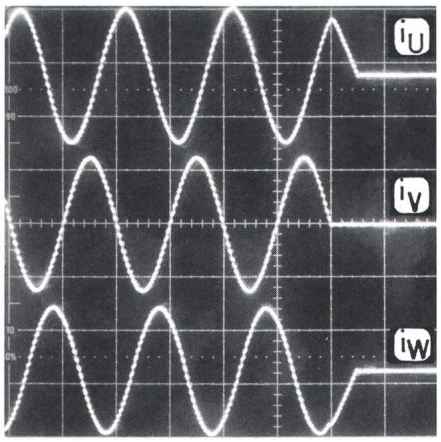


Fig. 7 Messung des Ausschaltvorganges an der Labormaschine

10 ms/Div.; Effektivwerte der drei stationären Ströme: 18 A

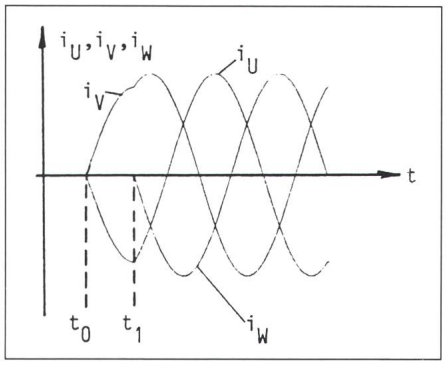


Fig. 8 Simulation eines Einschaltvorganges auf dem Digitalrechner

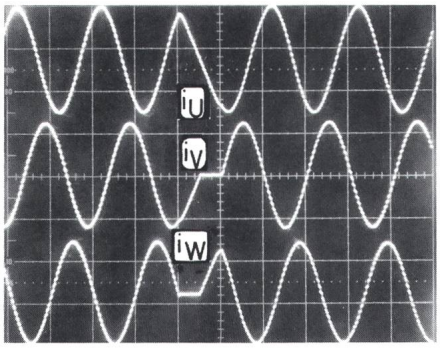


Fig. 9 Statorströme bei einem Umschaltvorgang UVW → UWV

Effektivwerte der Ströme: je 18 A, 10 ms/Div.

(Fig. 8). Die Endwerte der Ströme und Spannungen im zweiphasigen Fall müssen somit den Anfangswerten des dreiphasigen, stationären Betriebes entsprechen.

Der Zeitpunkt t_1 (bezogen auf einen Spannungsnulldurchgang) kann aus den stationären Systemgleichungen der DFM mit der Randbedingung $i_w = 0$ hergeleitet werden. Daraus folgen die Ströme $\underline{i}_s$ und Spannungen $\underline{u}_s$ des Stators zum Zeitpunkt t_1. t_0 (bezogen auf einen Spannungsnulldurchgang) kann durch *Rückwärtssimulation* (mit negativer Zeit) der Differentialgleichungen des Systems gefunden werden. Die Anfangsbedingungen dieser Simulation sind die Werte $\underline{i}_s(t_1)$ und $\underline{u}_s(t_1)$. Für t_0 gilt die Abbruchbedingung der Simulation: $i_U = i_V = i_W = 0$.

Die beiden Werte t_1 und t_0 können für eine gegebene DMS durch theoretische Berechnung und Simulation bestimmt werden. Sie bleiben während des Betriebes (für eine konstante Impedanz Z des Stators) konstant und müssen für ein einschwingfreies Schalten sehr genau eingehalten werden. Auf diese Weise gelingt es, den Statorfluss in optimal kurzer Zeit aufzubauen und schwingungslos in den stationären Wert überzuführen.

Bei jedem Stromnulldurchgang der beiden zu vertauschenden Phasen, also viermal während einer Netzperiode, kann eingeschaltet werden (dies je mit RST = UVW oder RST = UWV). Die Verteilung dieser vier möglichen Startzeitpunkte über einer Netzperiode ist vom Leistungsteil abhängig. Für UVW = RST werden nur die AC-Schalter S1 und S4 gezündet, wobei aber je nach Zeitpunkt mit S1 oder S4 das Einschalten gestartet werden kann. Für UVW = RTS sind nur die AC-Schalter S2 und S3 am Einschaltvorgang beteiligt.

Der Übergang vom Ausschalten zum Einschalten gegenphasig erfolgt ohne stromlose Pause. Die Zeit für den Ausschalt- und den Einschaltvorgang beträgt zusammen genau eine halbe Netzperiode (Fig. 9).

Für das maschinenseitige Zündgerät ZG_{II} sind die Rotorspannungen der DFM bei einer solchen Drehfeldumschaltung von Interesse: Das Zündgerät muss auf die neuen Nulldurchgänge synchronisieren, bevor der Zwischenkreisstrom (störungsfrei) hochgefahren werden kann (Einschwingen der Eingangsfilter und Detektion der Nulldurchgänge erforderlich).

Figur 10 zeigt den Verlauf dieser Rotorspannungen u_K, u_L und u_M für einen Ein- und einen Umschaltvorgang bei bereits drehender Maschine ($|n| = 2 \cdot n_s$). Die Spannungen sind sofort nach Abschluss der Umschaltung stationär. Die Eingangsfilter des Zündgerätes können derart entwickelt werden, dass in optimal kurzer Zeit die erforderlichen neuen Informationen zur Verfügung stehen.

Die Ansteuerung des DFU-Leistungsteils muss vor allem die genaue Einhaltung der verschiedenen Zeiten (t_0 und t_1) bei einem Ein- oder Umschaltvorgang sicherstellen und die notwendigen Zündpulse für die Thyristor-AC-Schalter generieren (stationär und «transient»). Ausserdem müssen gewisse Umschaltrandbedingungen eingehalten werden (z.B. Zwischenkreisstrom der Kaskade muss null sein im Umschaltaugenblick).

Figur 11 zeigt den zeitlichen Ablauf einer Umschaltung anhand des Zwischenkreisstromes i_d. Dieser muss für die Umschaltung mit dem Stromregler abgebaut werden und wird nach erfolgter Umschaltung wieder auf den erforderlichen Wert hochgeregelt. T_{um} ist bei dieser Umschaltervariante unabhängig von der Grösse der Lastimpedanz und setzt sich zusammen aus verschiedenen Zeitabschnitten. Im un-

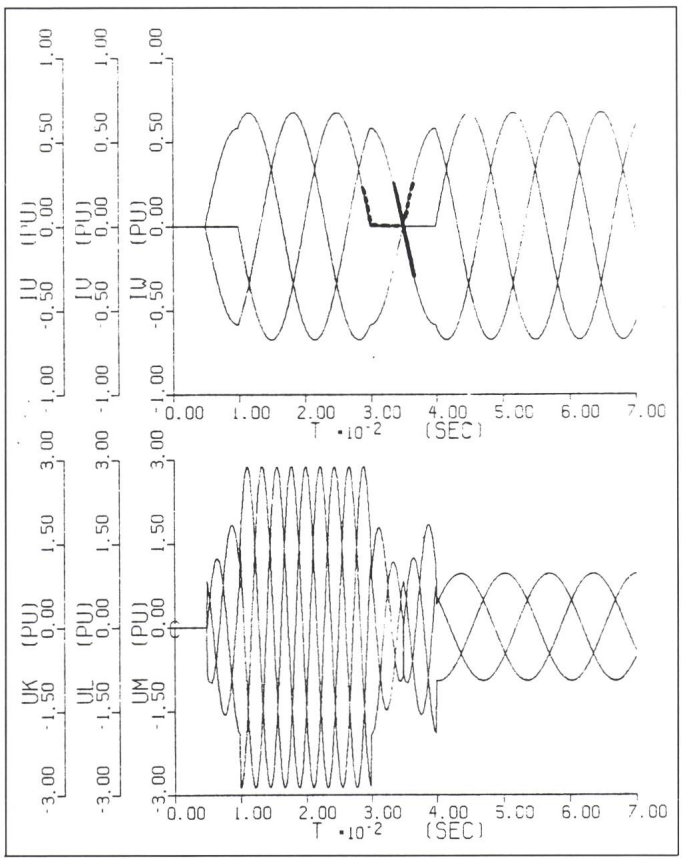


Fig. 10
Simulation eines Ein- und eines Umschaltvorganges auf dem Digitalrechner
Statorströme und Rotorspannungen der DFM bei $|n| = 2 \cdot n_s$ (Daten der Laboranlage, alle Werte in p.u., keine Zeitnormierung)

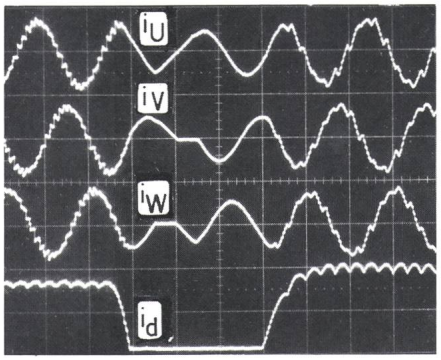


Fig. 12 Messung eines Umschaltvorganges an der Labormaschine
Wechsel von gegensynchronem zu übersynchronem Betrieb
Umschalten bei $|n| = 2 \cdot n_s$; 10 ms/Div.,
i_d: 10 A/Div, Effektivwerte der drei Statorströme: je ≈ 25 A stationär

günstigsten Fall kann T_{um} etwa drei Netzperioden betragen (Laboranlage: $T_{um} \approx 30$ ms). Diese Zeit wird im wesentlichen vom Zündgerät ZG_{II} (Eingangsfilterung und Nulldurchgangsdetektion) bestimmt. Die Zeiten für das Hoch- und Tiefregeln des Zwischenkreisstromes sind anlagenspezifisch (Zwischenkreisinduktivität L_d, maximale Stromrichterspannung netzseitig) und können nicht allgemein angegeben werden. Abschliessend zeigt Figur 12 die Stromoszillogramme eines Umschaltvorganges an der Labormaschine.

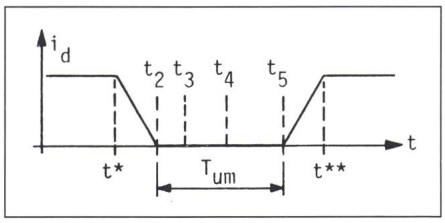


Fig. 11 Umschaltzeiten für einen Betriebszustandswechsel

t^* Der Umschaltvorgang wird eingeleitet, i_d auf null zurückgeregelt
t_2 $i_d = 0$. Alle Thyristorzündströme der AC-Schalter werden gesperrt
t_3 Der erste AC-Schalter löscht. Die Zeit $(t_3 - t_2)$ kann zwischen 0 und $T/2$ betragen (T = Netzperiode)
t_4 Die Umschaltung ist nach einer halben Netzperiode abgeschlossen $(t_4 - t_3) = T/2$
t_5 Die Eingangsfilter des maschinenseitigen Zündgerätes sind eingeschwungen und liefern den ersten korrekten Referenzpunkt (Nulldurchgang der Spannung) zur Synchronisation. Die Zeit $(t_5 - t_4)$ kann je nach Aufwand beim Zündgerät (Anzahl Referenzpunkte pro Periode der Rotorspannung) maximal 2 Netzperioden betragen
t^{**} Der Umschaltvorgang ist beendet

Zu bemerken ist noch, dass die für die Versuche und Messungen verwendete Labor-DFM einen nahezu sinusförmigen Magnetisierungsstrom aufweist (Grund: grosser Luftspalt). Das Grundprinzip dieses Umschaltverfahrens kann jedoch auch für nichtsinusförmige Ströme angewendet werden (Sättigung). Für die Bestimmung der Schaltzeiten t_0 und t_1 wird dann zusätzlich die Sättigungskennlinie der Maschine benötigt, um die Simulation den nichtlinearen Verhältnissen anpassen zu können.

Der Leistungsteil kann auch ganz allgemein für das einschwingfreie Einschalten von dreiphasigen RL-Lasten kleiner Dämpfung verwendet werden. Die Anzahl Thyristoren/Triac kann dann noch reduziert werden.

2.2 Das rotorseitige Zündgerät ZG_{II}

Die Anforderungen an die beiden Zündgeräte ZG_I und ZG_{II} sind grundsätzlich verschieden. Ersteres bereitet keine prinzipiellen Schwierigkeiten, da der Stromrichter SR_I am (symmetrischen) Netz mit der konstanten Frequenz f_1 liegt. Zündgeräte für solche Netzanwendungen werden schon längere Zeit auf dem Markt angeboten. Das zweite Zündgerät musste dagegen speziell entwickelt werden. Die erwähnten Abhängigkeiten der Frequenz f_2 und der Spannung U_2 von der Drehzahl n des Antriebes und vom Betriebszustand (Fig. 4) verlangen eine besondere Lösung, welche zudem eine grosse Genauigkeit des Zündwinkels garantiert (wichtig für die Schonzeitsteuerung). Das hier präsentierte Zündgerät weist eine extrem hohe Dynamik bezüglich Frequenzänderungen der Rotorspannung (= dn/dt) auf, der Zündwinkel α_{II} kann sehr präzis gesteuert werden. Figur 13 zeigt das Blockdiagramm des Zündgerätes. Die einzelnen Baublöcke werden in den folgenden Abschnitten erklärt.

Rotorfrequenzbestimmung

(Fig. 14: Frequenzvervielfacher, Summen- bzw. Differenzbildung)

Um auf die Frequenzänderung nach der Drehfeldumschaltung möglichst schnell reagieren zu können, wurde hier die Methode der Rotorfrequenzsynthese gewählt. Es gilt nämlich:

$$\omega_1 = \omega_2 + p \cdot \Omega$$

oder

$$-f_2 = p \cdot \Omega / (2 \cdot \pi) - f_1$$

ω_1 Statorkreisfrequenz
ω_2 Rotorkreisfrequenz
p Polpaarzahl
Ω mechanische Winkelgeschwindigkeit

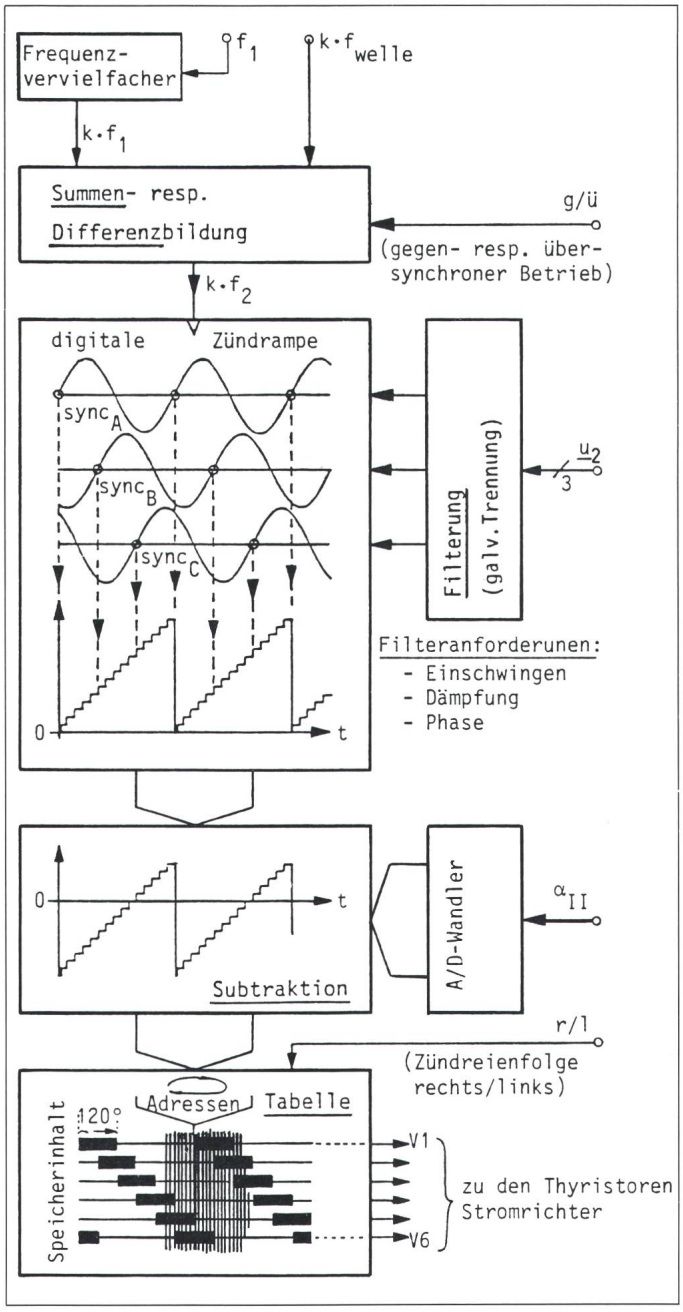


Fig. 13
Blockdiagramm des Zündgerätes ZG_{II}

Das Vorzeichen der Frequenz zeigt die Drehrichtung des Drehfeldes an, z.B. ist im gegensynchronen Betriebszustand f_1 negativ in die Formel einzusetzen. Dies bedeutet, dass f_2 aus Ω und f_1 synthetisiert werden kann, wobei die Synthese im gegensynchronen Betriebszustand einer Summenbildung, im übersynchronen Betriebszustand einer Differenzbildung der absoluten Grössen entspricht. k ist ein beliebiger Faktor, z.B. 960. Signal A (Fig. 14) ist die k-fache «Wellenfrequenz» ($k \cdot f_{welle}$), z.B. von einer auf der Welle montierten Strichscheibe, Signal B die mit Hilfe eines Frequenzvervielfachers (PLL) erzeugte k-fache Netzfrequenz und Signal C die resultierende, k-fache Rotorfrequenz. Die beiden Signale A und B werden mit Hilfe einer kleinen logischen Schaltung sequentiell ineinander verschachtelt, so dass die momentane Rotorfrequenz f_2 auch bei Drehfeldumschaltung ohne Verzögerung verfügbar ist.

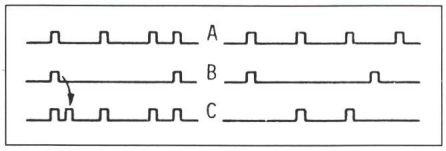


Fig. 14 Rotorfrequenzbestimmung durch Summen- bzw. Differenzbildung der k-fachen «Wellenfrequenz» (A) und der k-fachen Netzfrequenz (B)
links: Gegensynchroner Betrieb ↔ Summenbildung (C)
rechts: Übersynchroner Betrieb ↔ Differenzbildung (C)

Detektion der Spannungsnulldurchgänge

(Fig. 13: galvanische Trennung, Filterung und Nulldurchgangsdetektion)

Die Synchronisation des Zündgerätes erfolgt über die Detektion von Nulldurchgängen der Rotorspannungen, im einfachsten Fall von nur einer einzigen Rotorspannung. Bei grösseren Anforderungen an die Schnelligkeit und Genauigkeit des Zündgerätes kann jedoch auch die maximal verfügbare Information verwertet werden (mit entsprechendem Aufwand): Die Referenzen werden aus allen 3 Rotorspannungen abgeleitet (Phase *und* verkettet). Diese Spannungen sind durch Kommutierungseinbrüche stark verzerrt und müssen darum vorerst gefiltert werden. Die Anforderungen an die Filter sind widersprüchlich, sollten sie doch für den Frequenzbereich 50 Hz ... f_{2max} eine grosse Dämpfung *und* einen möglichst konstanten Phasengang aufweisen und zudem ein schnelles Einschwingen bei den auftretenden Frequenz- und Amplitudensprüngen garantieren. Als Kompromiss wurde ein aktiver Tiefpass 1. Ordnung mit extrem tiefer Knickfrequenz (≈ 3 Hz) gewählt. Dieses Filter weist im geforderten Frequenzbereich eine fast konstante Phase von 90° auf. Durch den Verstärkungsabfall im Signalbereich wird die Abhängigkeit der Spannungsamplitude von der Frequenz egalisiert, eine genügende Dämpfung kann erreicht werden. Ausserdem findet bei den hier auftretenden Frequenz- und Spannungssprüngen ein extrem schnelles Einschwingen auf die neuen Werte statt, so dass bereits kurz nach der Umschaltung korrekte Nulldurchgänge eintreffen.

Zündpulsgenerierung

(Fig. 13: Zündrampe, Subtraktion, Tabelle mit Zündpulsgenerierung)

Mit den beiden Informationen über Rotorfrequenz und Nulldurchgänge der Spannungen kann ähnlich wie bei Standardzündgeräten eine Rampe gebildet werden. Dies erfolgt hier digital (10 Bit Auflösung), wobei die «Rampensteilheit» durch $k \cdot f_2$ gesteuert wird (quasi Integrator: Zähler mit $k \cdot f_2$ als Clockeingang). Nullsetzen und Zwischenkorrektur dieser Rampe wird mit Hilfe der Nulldurchgänge erreicht: Eine sequentielle Logikschaltung überwacht den Ablauf der digitalen Rampe im Zusammenhang mit den Nulldurchgängen und führt (falls not-

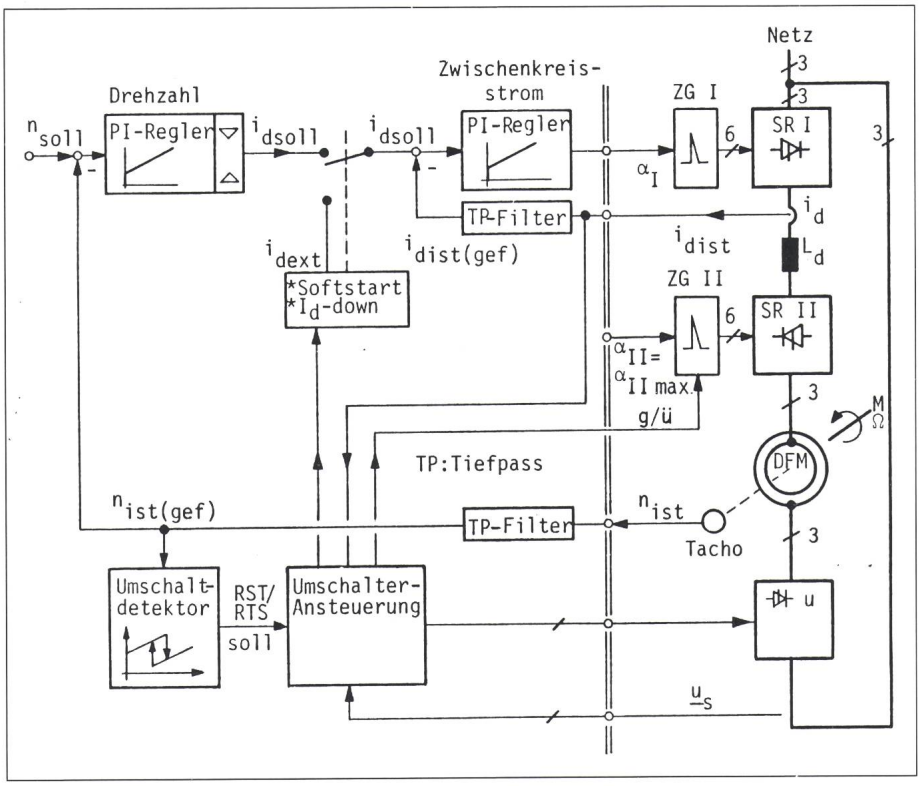


Fig. 15 Regelung einer gegen-/übersynchronen Stromrichterkaskade
(1-Quadranten-Betrieb)

wendig) Korrekturen im Rampenablauf aus. Die Subtraktion des digitalisierten Zündwinkels α_{II} von dieser Zündrampe ergibt die effektiv benötigte Zündrampe, mit welcher (Zahlen als Adressen interpretiert) aus einem Speicher die momentan gültigen Zündimpulse ausgelesen werden. Rechts-/Linkslauf der DFM (Veränderung der Zündreihenfolge) kann sehr einfach realisiert werden, indem in einem zweiten Speicherplatz die dazu notwendige Reihenfolge des Zündmusters abgelegt wird (Anwählen mit einer externen Adresse des Speichers). Ausserdem kann mit dieser Speicherlösung die Beschaffenheit der Pulse (kurz, lang, einfach, repetitiv) sehr einfach verändert werden. Für die vorliegende Anwendung wurden 120° lange Dauerimpulse verwendet.

2.3 Regler

Die einzige regelungstechnisch interessierende Stellgrösse einer Stromrichterkaskade ist der Zündwinkel α_I des netzseitigen Stromrichters. Durch Anwendung einer Kaskadenregelung (bekannt von Regelungen von Gleichstrommaschinen) kann eine gute Regeldynamik erreicht werden. Dem Drehzahlregelkreis (P- oder PI-Regler) wird dabei ein wesentlich schnellerer Stromregelkreis (PI-Regler) unterlagert. Für das Umschalten des Drehfeldes muss dieses Konzept noch etwas erweitert werden (Fig. 15). Als zusätzliche zentrale Einheit tritt die Umschalteransteuerung hinzu, welche den Ablauf eines Umschaltens des Statordrehfeldes steuert bzw. die dafür notwendigen Signale generiert und den zeitlichen Ablauf überwacht. Sie besorgt zudem den Ab- und Aufbau des Zwischenkreisstromes für die Umschaltung, indem der Sollwert des Stromreglers «extern» verändert wird. Ein unkritisches Hochfahren des Zwischenkreisstromes ohne Kippen durch zu grosse $d/dt(i_d)$ kann mit Hilfe einer «Softstart»-Rampe als Sollwert erreicht werden.

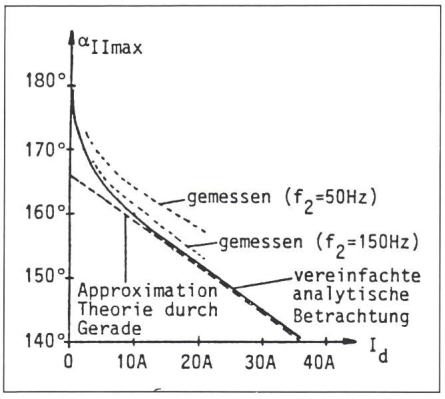


Fig. 16 (Alpha)-Kippwinkel $\alpha_k = \alpha_{IImax}$ als Funktion von I_d und f_2
Theoretische Werte und Messwerte

2.4 Schonzeitsteuerung

Der Stromrichter SR_{II} arbeitet bei der Anwendung der DFM als Motor vorwiegend im Wechselrichterbetrieb. Der Betrieb sollte dabei möglichst nahe an der Kippgrenze erfolgen, einerseits um die DFM nicht unnötig mit Steuerblindleistung für den maschinenseitigen Stromrichter zu belasten (Wirkungsgrad) und den totalen Blindleistungsbezug der Anlage möglichst klein zu halten, anderseits um die Anlage mit einem möglichst kleinen Zwischenkreisstrom betreiben zu können (Verluste, Kosten der Drossel und Thyristoren usw.).

Die Wechselrichterkippgrenze α_{IImax} ist abhängig von verschiedenen Parametern, primär von der Rotorfrequenz f_2 und vom Zwischenkreisstrom I_d (Mittelwert von i_d) der Stromrichterkaskade.

Da mit Schonzeitregelungen bei variablen Frequenzen (bzw. schnellen Frequenzänderungen) der Stromrichterspeisung eher negative Erfahrungen gemacht wurden, wurde an dieser Anlage ein Steuerverfahren angewendet. Dieses steuert den Zündwinkel α_{II} aufgrund von Messwerten und mit Hilfe von Tabellenstützwerten (digitale Lösung mit tabellarisch abgespeicherten Maximalwerten von α_{II} in Funktion der relevanten Parameter). Für die Labormaschine wurden die maximal zulässigen Kippwinkel gemessen und mit den theoretisch berechneten Werten verglichen (Fig. 16). Die gemessenen Werte liegen dabei deutlich auf der sicheren Seite. Der maximale Steuerwinkel ist nicht stark von der Rotorfrequenz abhängig. Seine Abhängigkeit von I_d (theoretischer Verlauf) lässt sich durch eine Gerade recht gut approximieren. Nur für kleine Stromwerte ist die Abweichung relativ gross. Für grosse Werte des Stromes, wo ein Einhalten des maximalen Steuerwinkels viel wichtiger ist, werden die Werte optimal angenähert.

Literatur

[1] *R. Zwicky:* Systematik regelbarer Antriebe mit Induktionsmaschinen. Bull. SEV/VSE 70(1979)11, S. 555...559.

[2] *R. Zwicky:* Converter fed induction motors – a survey. In: Eurocon '80. From electronics to microelectronics «Eurocon '80» Stuttgart, March 24...28, 1980; p. 415...419.

[3] *J. Lattmann:* Beitrag zur Untersuchung der gegen-/übersynchronen Stromrichterkaskade als Regelantrieb. Dissertation Nr. 7460 der ETH Zürich, 1984.

[4] *A. Boehringer:* Funktion und Einsatz des drehfelderregten Stromrichtermotors. E und M 100(1983)12, S. 499...507.

[5] *A. Läuger:* The commutatorless D-C motor with three-phase current excitation. In: Control in power electronics and electrical drives. Proceedings of the second IFAC symposium. Düsseldorf, 3...5 October 1977; p. 619...627.