



Antriebssystem für höchste Geschwindigkeiten zur feldorientierten Regelung von permanenterregten Hochfrequenzspindeln ohne Drehgeber und ohne Signalrechner

Vom Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik,
Medientechnik der Bergischen Universität Wuppertal
zur Erlangung des akademischen Grads eines
Doktor-Ingenieurs
genehmigte Dissertation

vorgelegt von

**Dipl.-Ing. Joachim Thur
Remscheid**

Referent: Prof. Dr.-Ing. R. Kennel
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. H.-G. Kranz

Tag der mündlichen Prüfung: 19. Mai 2006

Diese Dissertation kann wie folgt zitiert werden:

urn:nbn:de:hbz:468-20060420

[<http://nbn-resolving.de/urn/resolver.pl?urn=urn%3Anbn%3Ade%3Ahbz%3A468-20060420>]

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung.....	1
2. Eigenschaften eines Hochgeschwindigkeitsantriebes	5
2.1 Stand der Technik	5
2.2 Grenzen der Asynchronmaschine	8
2.3 Permanenterregte Synchronmaschine.....	10
2.3.1 Mechanischer Aufbau der Hochgeschwindigkeitsmaschine ...	10
2.3.2 Lagertechnik.....	11
2.3.4 Elektrische Eigenschaften	13
2.4 Drehzahlprofil im Produktionsprozess	19
2.5 Zusammenfassung der Eigenschaften des Antriebssystems.....	21
3. Feldorientierte Regelung der Synchronmaschine	22
3.1 Prinzip der indirekten Feldorientierung.....	22
3.2 Drehgeberlose feldorientierte Regelung der Synchronmaschine	23
3.3 Feldorientierte Regelung ohne Signalrechner	26
3.3.1 Eigenschaften von Maschine und Prozess	26
3.3.2 Grundlegende Regelstruktur	28
3.3.3 Anforderungen an Signalerfassung und Signalverarbeitung ...	34
3.4 Zusammenfassung der Zwischenergebnisse.....	34
4. Signalgewinnung und Signalaufbereitung	36
4.1 Erfassung des Maschinenflusses.....	37
4.1.1 Probleme bei der Nulldurchgangserkennung.....	40
4.1.2 Zeitabhängige Hysterese	43
4.1.3 Zustandsabhängige Hysterese	45

4.2 Winkelinterpolation mittels Phase-Locked Loop (PLL)	48
4.2.1 Funktion eines digitalen PLL	50
4.2.2 Erweiterung des Phasendetektors	52
4.2.3 Erweiterung des Durchstimmbereiches	53
4.2.4 Verstimmungsabhängige Filteranpassung	55
4.3 Zusammenfassung der Zwischenergebnisse	58
5. Realisierung der drehgeberlosen Feldorientierung	59
5.1 Generierung des Stromsollwertarguments	60
5.1.1 Winkeltabelle mit linearer Adressierung	62
5.1.2 Anlaufverfahren	63
5.1.3 Feldorientierter Betrieb	66
5.1.4 Verhalten bei Fehlsynchronisation	69
5.2 Drehzahlregler	69
5.2.1 Eigenschaften eines konventionellen PI-Reglers	70
5.2.2 Definition der Betriebsbereiche	72
5.2.3 Drehzahlregler mit variabler Struktur	73
5.3 Ergebnisse im praktischen Betrieb	76
5.4 Zusammenfassung der Zwischenergebnisse	79
6. Realisierungsmöglichkeiten für die Leistungsendstufe ...	81
6.1 Geschalteter Verstärker mit Pulsbreitenmodulation	82
6.1.1 Struktur des Wechselrichters	83
6.1.2 Modulationsverfahren	85
6.1.3 Verhalten im Bremsbetrieb	86
6.1.4 Zusammenfassung für den geschalteten Verstärker	88
6.2 Linearer Leistungsverstärker	90
6.2.1 Prinzipielle Struktur eines linearen Verstärkers	91
6.2.2 Verhalten im Bremsbetrieb	94
6.2.3 Zusammenfassung für den linearen Verstärker	95

6.3 Vergleichende Betrachtung der Endstufenvarianten	97
6.4 Zusammenfassung der Zwischenergebnisse.....	100
7. Zusammenfassung	102
Anhang.....	105
A1 Programmauszug für die Flusssignalerfassung	105
A2 Formelzeichen.....	106
A3 Abkürzungen.....	108
Literaturverzeichnis	109

1. Einleitung

In weiten Bereichen der Industrie werden heute Schnelllaufspindeln eingesetzt, deren Drehzahl die Antriebskapazität konventioneller Servoantriebe bei weitem übersteigt. Diese Antriebe mit speziellen Frequenzumrichtern werden beim Bohren, Senken und Fräsen eingesetzt. Durch die hohen Drehzahlen von bis zu $150.000 \text{ Umin}^{-1}$ kann eine hohe Abtragsrate in Verbindung mit hoher Oberflächengüte erreicht werden. Derartige Hochgeschwindigkeitsantriebe erfüllen nur eine Untermenge der Möglichkeiten, die moderne Servoantriebe heute bieten und sind für ein spezielles Bearbeitungsfeld optimiert.

Die höchsten Drehzahlen mit kleinsten Werkzeugen findet man in der Leiterplattenfertigung für elektronische Schaltungen. Die moderne Leiterkarte hat ausgehend von der einseitig gedruckten Schaltung auf Hartpapierbasis für bedrahtete Bauelemente eine umwälzende Entwicklung erfahren. Sie wird heute in der Regel auf der Basis eines FR4 Epoxidmaterials hergestellt. Bedrahtete Bauelemente können gemischt mit oberflächenmontierten Bauelementen, Chipkomponenten oder Baugruppen auf Keramiksubstratbasis bestückt werden [1]. Durch eine individuelle Platinkontur kann nahezu jede Gehäuseform für elektronische Geräte realisiert werden.

Im Herstellungsprozess können mehrere Aufgabengebiete mit unterschiedlichen Anforderungen an den Antrieb unterschieden werden. Die typischen Drehzahlen liegen dabei zurzeit zwischen 30.000 Umin^{-1} und $200.000 \text{ Umin}^{-1}$ [2].

- Bohren der Löcher für bedrahtete Bauelemente und Befestigungen. Die Bohrdurchmesser liegen zwischen $500 \mu\text{m}$ und 4 mm .
- Bohren von Durchkontaktierungen im Bereich $100 \mu\text{m}$ bis $500 \mu\text{m}$.
- Bohren von Lagenkontaktierungen die kein durchgehendes Bohrloch zulassen. Hier werden Bohrer bis $50 \mu\text{m}$ Durchmesser eingesetzt.
- Fräsen von Platinkonturen und Abtragen von Lagen zur Befestigung flexibler Platinenkomponenten.

Aufgrund der stetigen Weiterentwicklung in der Leiterplattentechnik werden immer kleinere Bohrdurchmesser erforderlich. Die Entwicklungstendenz lässt einen Bedarf bis herab zu einem Durchmesser von $10 \mu\text{m}$ er-

kennen. Entscheidend für die Qualität der Bohrung und die Lebensdauer des Bohrers ist seine Schnitt- oder Oberflächengeschwindigkeit. Zusammen mit der Vorschubgeschwindigkeit beim Bohren bestimmt die Oberflächengeschwindigkeit die Produktionsrate.

Die Schnittgeschwindigkeit wird vom Material des Bohrers und dem Platinenmaterial bestimmt. Bei Bohrerdurchmessern kleiner als 1 mm bleibt die Schnittgeschwindigkeit nahezu konstant. Entsprechend steigt der theoretische Drehzahlbedarf mit sinkendem Bohrerdurchmesser deutlich an.

Erste Ansätze, den klassischen Bohrantrieb durch Lasertechnik zu ersetzen, zeigen bereits beim Konturbearbeiten und Durchkontaktieren Erfolge durch den Einsatz von Femto-Lasern [3, 4]. Problematisch ist jedoch die präzise Steuerung der Lochtiefe in Multilayerplatinen und die Standfestigkeit der eingesetzten Laser. Der klassische Bohrantrieb ist daher zum jetzigen Zeitpunkt nicht ersetzbar und bietet Potenzial zur Weiterentwicklung.

In der Leiterplattenindustrie werden zurzeit hauptsächlich Antriebe mit Asynchronmaschinen eingesetzt. Sie sind sehr robust und können gesteuert an einer U/F-Kennlinie ohne Drehgeber betrieben werden [11]. Durch den Einsatz leistungsstarker Mikrorechner kann dieser Maschinentyp auch bei hohen Drehzahlen präzise geregelt werden. Dies ist wirtschaftlich nur bis zu Drehzahlen von $250.000 \text{ Umin}^{-1}$ realisierbar, darüber hinaus begrenzt die mechanische Konstruktion des Rotorkäfigs mit den zulässigen Zentrifugalkräften die Maximaldrehzahl. Auch die üblicherweise eingesetzten Kugellager sind in der Drehzahl begrenzt. Die in Rotor, Stator und Lager auftretenden Verluste [34] erzeugen durch Erwärmung eine mechanische Ausdehnung und stellen für die Einhaltung von Toleranzen beim Tiefenbohren ein nur schwer zu lösendes Problem dar.

Bei Antrieben mit höchsten Drehzahlen kommen daher luftgelagerte permanenterregte Synchronmaschinen zum Einsatz. Prinzipbedingt ist bei diesem Maschinentyp der Rotor nicht verlustbehaftet und die Luftspaltweite unkritisch. Durch die homogene mechanische Konstruktion ist die Festigkeit des Rotors gegenüber dem Käfigläufer deutlich höher. Die PM-Synchronmaschine mit Luftlagern hat eine sehr geringe mechanische und elektrische Dämpfung, die Luftlager haben mehrere Resonanzfrequenzen unterschiedlicher Dämpfung [5]. Die Maschine ist daher als schwingfähiges elektromechanisches System mit mehreren Eigenfrequenzen zu betrachten.

Eine klassische Steuerung der Maschine über eine U/F-Kennlinie ist aufgrund der geringen Dämpfung nur mit hohem Aufwand realisierbar [7, 9]. Durch den Einsatz moderner Signalprozessoren kann die bekannte U/F-Steuerung erweitert und an die besonderen Eigenschaften der Maschine angepasst werden. Mit speziellen Stabilisierungsmaßnahmen sind bereits Drehzahlen bis zu $180.000 \text{ Umin}^{-1}$ erzielt worden [8].

Feldorientierte Regelverfahren mit und ohne Drehgeber sind seit vielen Jahren bekannt und in industriellen Antrieben implementiert [12, 13]. Sie arbeiten üblicherweise in einem durch Koordinatentransformation erzeugten rotorbezogenen Koordinatensystem. Mittlere und kleine Drehzahlen bis hin zum Stillstand der Maschine können feldorientiert und ohne Drehgeber mit verschiedenen Verfahren realisiert werden [14, 15, 16]. Die hierzu erforderliche Rechenleistung ist teilweise sehr hoch und kann auch mit modernen Signalprozessoren nur für einen sehr eingeschränkten Geschwindigkeitsbereich abgedeckt werden.

Für sehr hohe Drehzahlen kann durch eine einfache Steigerung der Rechenleistung zurzeit kein ökonomisches Ergebnis erzielt werden. Dies gilt auch für die in Rotorkoordinaten realisierte schnelle Stromregelung und das Modulationsverfahren [17, 18]. Insbesondere die in einem Hochgeschwindigkeitsantrieb erforderliche Peripherie für den Signalrechner kann nicht ohne weiteres in der Geschwindigkeit nach oben skaliert werden.

Gesucht wird daher ein Antriebsverfahren, welches die Vorteile der drehgeberlosen feldorientierten Regelung ohne die Nachteile der bekannten rechnergestützten Lösungen realisiert. Wünschenswert ist ein Konzept, welches eine auch für zukünftige Drehzahlsteigerungen realisierbare Hardware liefert.

In der vorliegenden Arbeit wird ein Antriebssystem mit feldorientierter Regelung vorgestellt, mit dem eine permanenterregte Synchronmaschine bei Drehzahlen von über $600.000 \text{ Umin}^{-1}$ betrieben werden kann. Das Antriebskonzept ist speziell für den Einsatz in Hochgeschwindigkeitsbohrstationen der Leiterplattenfertigung gedacht.

Es wird gezeigt, dass die feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine bei höchsten Drehzahlen nur durch eine Systemlösung zu erreichen ist. Die vorgestellte Antriebsregelung ist sehr speziell und kann daher nicht auf beliebige Anwendung übertragen werden oder in einem beliebigen Frequenzumrichter implementiert werden.

Synchronmaschine, Regelverfahren, Leistungsendstufe und Antriebsprofil müssen exakt aufeinander abgestimmt sein. Im Verlauf der Untersuchungen zu dieser Arbeit hat sich gezeigt, dass es sehr vorteilhaft ist, wenn bereits beim Design der Antriebsmaschine eine enge Verknüpfung zur Regelstrategie und zur Leistungsendstufe hergestellt wird. Durch die hohe mechanische Belastung des Rotors werden Einschränkungen erforderlich, die besondere Maßnahmen bei der Regelung und der Auslegung des Frequenzumrichters erfordern.

Auch beim Entwurf der Maschine sind Verlustbetrachtungen erforderlich, die beim Entwurf einer klassischen permanentenregten Synchronmaschine keine oder eine untergeordnete Rolle spielen. Neben einer genauen Betrachtung der magnetischen Verhältnisse im Rotor sind bei sehr hohen Drehzahlen auch die durch Luftreibung auf der Rotoroberfläche entstehenden Verluste nicht mehr zu vernachlässigen [19].

2. Eigenschaften eines Hochgeschwindigkeitsantriebes

Der Begriff Hochgeschwindigkeitsantrieb wird in der Literatur oft ohne genaue Angaben über die tatsächliche Drehzahl verwendet. In vielen Fällen findet man den Begriff Hochgeschwindigkeit bereits bei Drehzahlen bis 20.000 Umin^{-1} in Verbindung mit Leistungen im zweistelligen Kilowatt Bereich. Daher wird hier der Leistungs- und Drehzahlbereich der in dieser Arbeit betrachteten Antriebe explizit erläutert.

Betrachtet werden hier ausschließlich Antriebe, die in der Fertigung von Leiterplatten für elektronische Schaltungen zum Einsatz kommen. Damit ist der Begriff des Hochgeschwindigkeitsantriebes an Drehzahlen deutlich über $100.000 \text{ Umin}^{-1}$ und Leistungen unter einem Kilowatt definiert. Die eingesetzten Maschinen werden allgemein als Schnelllaufspindeln oder Hochfrequenzspindeln bezeichnet. Der Begriff „Hochfrequenz“ ist bezogen auf die Grundschiwingung der Ständerspannung, die sich zurzeit im Bereich von 1kHz bis 5kHz bewegt. Im Vergleich hierzu beträgt die Grundschiwingungsfrequenz einer Standardmaschine 50Hz.

Im Laufe der Entwicklung der Bohrantriebe haben sich sowohl aus technischen Gründen als auch aus Kostengründen bewährte Antriebsstrukturen etabliert. Mit der Forderung nach immer höheren Drehzahlen stößt die eingesetzte Technik jedoch an ihre physikalischen Grenzen.

2.1 Stand der Technik

Im Zuge der fortschreitenden Miniaturisierung der Bauelemente steigt die Packungsdichte auf den Leiterplatten. Weiterhin steigt die Zahl der Bauteilanschlüsse pro Bauteilfläche ständig. Ein markantes Beispiel hierfür sind programmierbare Logikarrays und Mikroprozessoren mit unter dem Bauelement angeordneten BGA-Kontakten (Ball Grid Array) mit einem Abstand von 1 mm (sogenannte Fine Pitch BGA) [20].

Als Folge der steigenden Packungsdichte sinkt der Lochdurchmesser für Durchkontaktierungen und Lagenkontaktierungen. Zurzeit sind Bohrdurchmesser von $100 \mu\text{m}$ als Standard anzusehen. Auf Wolfram-Karbid-Basis sind bereits Bohrer mit einem Durchmesser von $50 \mu\text{m}$ erhältlich, Bohrer Durchmesser bis $10 \mu\text{m}$ sind langfristig geplant [21]. Je nach Basismaterial der zu bohrenden Leiterplatte werden die Bohrer mit Oberflä-

chengeschwindigkeiten von $v_s = 100 \text{ m/s}$ bis $v_s = 175 \text{ m/s}$ betrieben. Bild 2.1 zeigt die erforderlichen Drehzahlen beim Bohren in Abhängigkeit von Bohrerdurchmesser und Oberflächengeschwindigkeit [2].

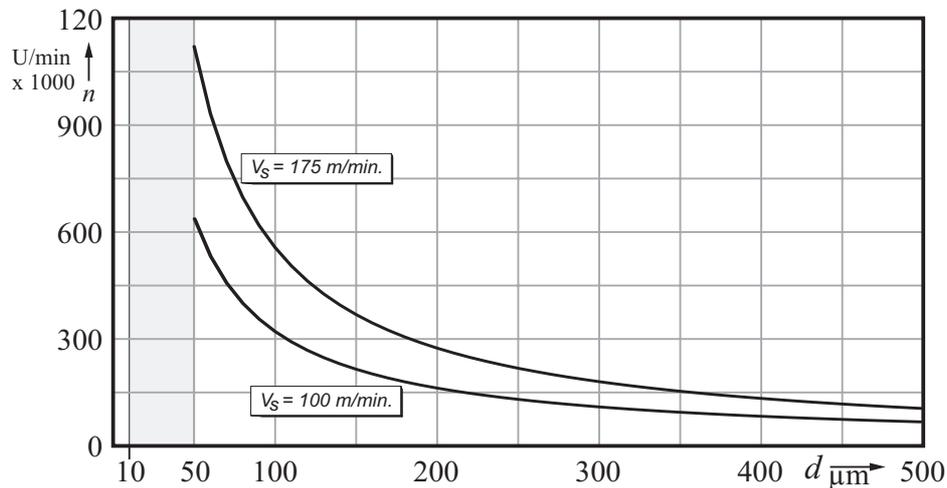


Bild 2.1: Bohrerndrehzahl in Abhängigkeit vom Durchmesser des Bohrers und der Oberflächengeschwindigkeit beim Bohren

Die Produktionsrate wird durch die für den Bohrer zulässige Eindringtiefe pro Umdrehung (Chip Load) bestimmt. Bei den heutigen Bohrern beträgt die maximal zulässige Chip-Load ca. 5 % des Bohrerndurchmessers. Wünschenswert ist daher eine möglichst hohe Oberflächengeschwindigkeit beim Bohren. Nach oben begrenzt wird die zulässige Oberflächengeschwindigkeit durch die maximal zulässige Temperatur des Bohrermaterials und der maximal zulässigen Temperatur des Platinenmaterials beim Bohren. Hier besteht insbesondere bei Verwendung von Epoxid Verbundmaterialien die Gefahr der Bildung von giftigen Dämpfen [22].

Ebenfalls darf eine bohrerspezifische Mindestdrehzahl nicht unterschritten werden. Bei zu kleiner Drehzahl wird der Bohrer sehr schnell stumpf und verläuft beim Bohren (runout) [5]. Dieser Fehler addiert sich zum dynamischen Fehler (dynamic runout) der nichtidealen Lagerung [24, 5]. Die zurzeit auf dem Markt befindlichen Antriebssysteme erreichen mit Asynchronmaschinen Drehzahlen bis zu $250.000 \text{ Umin}^{-1}$ [23].

In Anbetracht der auf dem Markt verfügbaren Bohrer ist die Untergrenze des Lochdurchmessers in Platinenmaterial zurzeit ausschließlich durch die Maximaldrehzahl der zur Verfügung stehenden Antriebssysteme begrenzt. Eine deutliche Steigerung der Maximaldrehzahl der Antriebssys-

teme ist daher unabdingbar. Es ist zu untersuchen, ob eine Drehzahlsteigerung mit den bestehenden Antriebssystemen erreicht werden kann.

In den Anfängen der Leiterplattentechnik wurde die bürstenkommutierte permanenterregte Gleichstrommaschine als Bohrmaschine für Drehzahlen bis 30.000 Umin^{-1} eingesetzt. Die Drehzahl dieses Maschinentyps stellt sich proportional zur angelegten Ankergleichspannung ein. Daher kann die Bohrgeschwindigkeit auf einfache Weise gesteuert werden; Sensorik zur Drehzahlerfassung ist nicht erforderlich. Dies ermöglicht es, mehrere Maschinen zu Antriebsgruppen zusammenzufassen und mit einer einzelnen Versorgungseinheit zu speisen. Das ist die Grundidee des Gruppenantriebes, bei dem mehrere Bohrantriebe auf einer Positioniereinheit zusammenarbeiten. Der Gruppenantrieb hat sich als wirtschaftlich gute Lösung bewährt.

Aufgrund der filigranen mechanischen Rotorkonstruktion mit elektrischer Wicklung sowie den Nachteilen des bürstenbehafteten Kommutators ist die erreichbare Drehzahl und die Lebensdauer der permanenterregten Gleichstrommaschine begrenzt.

Als Nachfolger der Gleichstrommaschine hat sich die Asynchronmaschine als kostengünstiger und sehr robuster Ersatz etabliert. Zur Erzeugung des Drehfeldes für diesen Maschinentyp werden Frequenzumrichter eingesetzt. Die Ankerspannung wird proportional zur Drehfeldfrequenz eingestellt. Diese Technik ist als Verfahren der U/F-Kennlinie bekannt [6, 10, 11]. Da die Erfassung von Drehzahl oder Rotorlage für dieses Antriebsverfahren nicht erforderlich ist, können mehrere Maschinen wie in Bild 2.2 gezeigt zu einem Gruppenantrieb zusammengeschaltet werden.

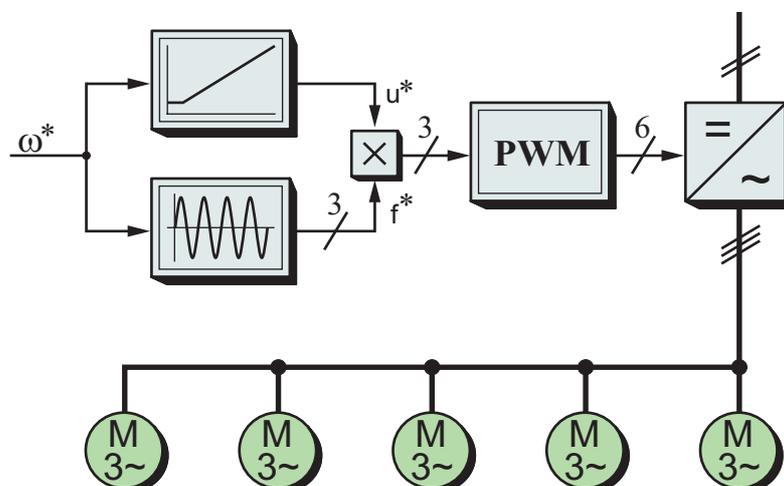


Bild 2.2: Gesteuerter Gruppenantrieb mit Asynchronmaschine

Gruppenantriebe werden gesteuert betrieben und haben eine sehr eingeschränkte Dynamik. Aktives Bremsen ist nur beim Einzelantrieb möglich [25]. Das Anhalten des Antriebskomplexes zum Werkzeugwechsel und das anschließende Beschleunigen auf Produktionsdrehzahl dauern bis zu 25 Sekunden. Bei einem Bohrdurchmesser von 125 μm und einer Drehzahl von 250.000 Umin^{-1} können pro Minute 300...400 Löcher gebohrt werden. Der Bohrer hat dabei eine Lebensdauer von ca. 1500 Bohrungen. Der Werkzeugwechsel ist daher im Idealfall nach 4 Minuten erforderlich [28]. Bei Bohrerbruch verkürzt sich das Intervall entsprechend. Die Wechselzeit von ca. 10% der Bohrzeit macht sich im Produktionsprozess störend bemerkbar. Eine Verkürzung dieser Ausfallzeit ist wünschenswert.

2.2 Grenzen der Asynchronmaschine

Die zurzeit auf dem Markt befindlichen Bohrantriebe arbeiten mit einer dreiphasigen Asynchronmaschine nach dem Prinzip des Käfigläufers. Die Fertigung des Rotors erfolgt im Hinblick auf die auftretenden Kräfte weitestgehend nach mechanischen Gesichtspunkten. Er besteht aus ungeblechtem hochmagnetischem Stahl, in den die Nuten für die Aufnahme des Kupferkäfigs der Rotorwicklung gefräst werden.

Der Kupferkäfig wird elektrogalvanisch in die Nuten eingebracht. Dieser Prozess garantiert eine sehr hohe mechanische Festigkeit, dauert aber bis zu einer Woche und ist entsprechend teuer [28]. Trotz verbesserter Herstellungsverfahren kann die Belastbarkeit des Rotors nicht beliebig gesteigert werden. Die durch den Käfig prinzipiell inhomogene Rotorkonstruktion setzt hier fertigungstechnische Grenzen.

Ein weiteres Problem ergibt sich aus dem Funktionsprinzip der Drehfeldmaschine. Bild 2.3 zeigt hierzu ein stark vereinfachtes, für die durchzuführende Betrachtung jedoch hinreichendes Ersatzschaltbild eines Stranges der Asynchronmaschine [26]. Der Eisenwiderstand wird entsprechend der Bestimmung im Leerlaufversuch als lastunabhängig angenommen und parallel zu den Eingangsklemmen geschaltet.

Eine charakteristische Größe der Asynchronmaschine ist die vom Stator auf den Rotor übertragene Leistung. Diese Luftspaltleistung wird in der Literatur auch als innere Leistung oder Drehfeldleistung bezeichnet. Sie kann aus dem in Bild 2.3 dargestellten vereinfachten Ersatzschaltbild einer Phase für die drei Phasen der Maschine zu

$$P_{\theta} = 3 I_2'^2 \cdot \frac{R_2'}{s} \quad \text{mit } s = \text{Schlupf} \quad (2.1)$$

bestimmt werden. Die elektromechanische Leistung am Rotor wird mit

$$P_{mech} = 3 I_2'^2 R_2' \cdot \frac{1-s}{s} \quad (2.2)$$

angegeben. Als Differenz von Luftspaltleistung und elektromechanischer Leistung lassen sich die Rotorverluste in Abhängigkeit vom Schlupf bestimmen:

$$P_{vr} = P_{\theta} \cdot s \quad (2.3)$$

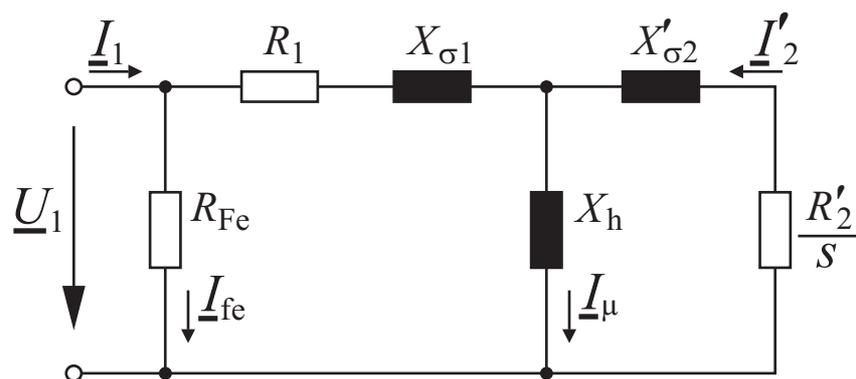


Bild 2.3: Vereinfachtes einsträngiges Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine zur Leistungsbestimmung

Die Gleichung 2.3 beschreibt die Verluste beim Betrieb der Maschine mit sinusförmigen Größen und niedriger Frequenz. Beim Betrieb am Frequenzumrichter mit hohen Schalt- und Grundschwingungsfrequenzen entstehen zusätzliche Verluste in Rotor und Stator [27].

Im Stator kann die Verlustleistung durch Kühlmaßnahmen abgeführt werden. Die von Großantrieben bekannten Maßnahmen zur Kühlung des Rotors können bei den hier betrachteten Hochgeschwindigkeitsantrieben aufgrund der kleinen Bauform und der hohen Drehzahl nicht angewendet werden. Die Wärme des Rotors wird auf die Lager und auf den Bohrer übertragen. Da die Rotorverluste von der Leistung und damit von der Drehzahl abhängen, ergeben sich drehzahlabhängige mechanische Toleranzschwankungen an der Bohrspitze. Insbesondere bei Tiefenbohrun-

gen ist die Längenänderung des Bohrers problematisch. Die prinzipbedingten Verluste im Rotor begrenzen daher trotz hohem Kühlaufwand im Stator die mit der Asynchronmaschine erzielbaren Drehzahlen.

2.3 Permanenterregte Synchronmaschine

Die bei der Asynchronmaschine auftretenden Rotorverluste sind in erster Linie auf den Stromfluss im Rotor zurückzuführen. Es liegt daher nahe, einen Maschinentyp mit stromfreiem Rotor zu verwenden. Während bei der Asynchronmaschine ein induzierter Strom den Rotorfluss erzeugt, liefert bei der Synchronmaschine eine von Gleichstrom durchflossene Spulenanordnung den zur Drehmomentbildung erforderlichen Fluss. Die Erregung ist bei der Synchronmaschine eine Gleichgröße.

Wird jetzt die Spulenanordnung im Rotor durch Permanentmagnete ersetzt, ist der Rotor vollständig stromfrei. Nachteilig ist die nun nicht mehr veränderbare Erregung. Konstruktiv sind rotorseitig verschiedene Anordnungsmöglichkeiten für die Magnete bekannt [28, 30, 31]. Aus Gründen der mechanischen Festigkeit und der fertigungstechnischen Möglichkeiten bei Rotordurchmessern kleiner als 10 mm kann nur ein mechanisch homogen aufgebauter Rotor Verwendung finden [28, 29].

Im Weiteren wird eine permanenterregte Synchronmaschine beschrieben, die speziell für den Einsatz in Bohrstationen mit Drehzahlen bis zu $300.000 \text{ Umin}^{-1}$ entworfen wurde.

2.3.1 Mechanischer Aufbau der Hochgeschwindigkeitsmaschine

Die prinzipiellen Unterschiede im Aufbau permanenterregter Synchronmaschinen betreffen die Konstruktion von Stator und Rotor, beim Rotor im speziellen die Anbringung der Magnete. Man unterscheidet hier zwischen außenliegenden Magneten und eingebetteten Magneten.

Außenliegende Magnete kommen aufgrund der hohen Fliehkräfte für Hochgeschwindigkeitsmaschinen nicht in Frage. Bei den hohen Drehzahlen ist das von der Maschine aufzubringende Drehmoment sehr klein. Dies gestattet die Konstruktion eines kurzen Rotors [33]. Der Rotor hat wegen der hohen Fliehkräfte einen Durchmesser kleiner 10 mm und lässt

damit eine klassische Konstruktion mit eingebetteten Magneten nicht zu. Hier ist sowohl von der konstruktiven Seite als auch aus materialtechnischer Sicht eine Sonderform erforderlich.

Als konstruktive Lösung wird daher der Rotor aus einem nichtmagnetischen Hohlzylinder gefertigt, in den ein zylindrischer Magnet eingebracht wird. Als Magnetwerkstoff kommen Seltenerdmetalle wie Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) oder Samarium-Kobalt (SmCo) zum Einsatz. Diese Konstruktion des Rotors ist mechanisch sehr stabil und liefert bei diametraler Magnetisierung des Magneten eine sinusförmige Flussverteilung. Bild 2.6 zeigt die daraus resultierende sinusförmige induzierte Spannung; verwendet wurde ein Samarium-Kobalt Magnet.

Die im Rotor entstehenden magnetischen Verluste können vernachlässigt werden [35]. Zu beachten sind jedoch die durch Luftreibung auf der Rotoroberfläche entstehenden Verluste [19].

Beim Stator ist aufgrund der hohen Grundschwingungsfrequenz die Blechung sehr kritisch. Bei hohen Frequenzen sinkt die Eindringtiefe des Flusses ins Statorblech und die daraus resultierende inhomogene Feldverteilung im Stator erhöht die Wirbelstromverluste [34, 35]. Daher sind den Auswirkungen von Oberschwingungen im Strom, die bei Pulsweitenmodulation unumgänglich sind, besondere Beachtung zu schenken. Um die Verluste durch Ummagnetisierung, Wirbelströme und Stromverluste in der Statorwicklung abzuführen sind verschiedene Kühlverfahren bekannt [28, 36, 37]. Der in dieser Arbeit verwendete Maschinentyp enthält einen Stator mit eingebetteter Helix für Wasserkühlung.

2.3.2 Lagertechnik

Bei den zur Diskussion stehenden Drehzahlen bis $600.000 \text{ Umin}^{-1}$ sind klassische Rollen- oder Kugellager nicht mehr uneingeschränkt einsetzbar. In einigen Bereichen können noch Compoundlager mit Keramik-Kugeln eingesetzt werden; die Nachteile wie Schmierung, Einlaufzeit und Verlustleistung verhindern neben der begrenzten Lebensdauer eine weitere Drehzahlsteigerung [35].

Eingesetzt werden daher überwiegend berührungslose Lagertechniken. Magnetische Lager kommen wegen des großen Bauvolumens und des ho-

hen Gewichtes nicht in Frage. Wegen der kleineren Bauform und ihrer natürlichen Kühlung werden bevorzugt Luftlager mit diskreten Düsen verwendet. Der Rotor schwebt frei in einem Luftstrom und bildet mit dem Lager ein schwingfähiges System mit geringer Dämpfung und mehreren möglichen Resonanzfrequenzen [5, 28].

Die in Bild 2.4 gezeigten Wirbelfrequenzen ω_1 und ω_2 entsprechen den mechanischen Rotorfrequenzen. Bei diesen Drehzahlen werden durch die Unwucht des Rotors, der in zylindrischen und konischen Moden schwingen kann (Bending Modes [35, 39]), umlaufende Wirbel im Lagerspalt angeregt. Diese Frequenzen liegen typischerweise im Arbeitsbereich der Maschine und sind kritisch für die Regelung.

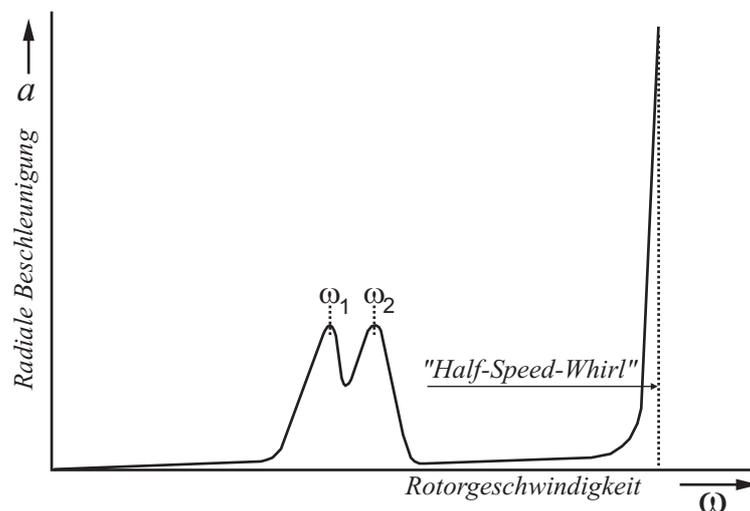


Bild 2.4: Typisches Resonanzverhalten eines Rotors bei einem Luftlager mit diskreten Düsen [28]

Der sogenannte „Half-Speed-Whirl“ tritt etwa beim doppelten Wert der vorgenannten Drehzahlen auf. Die Wirbelfrequenz hat hier die halbe Rotorfrequenz, die Dämpfung des Lagers ist für diesen Wirbel außerordentlich klein. Dies ist die kritische Drehzahl des Luftlagers, wegen der fehlenden Dämpfung kann der Rotor bis zur Lagerschale ausschlagen. Mit dem „Half-Speed-Whirl“ ist die absolute Maximaldrehzahl des Luftlagers definiert [5, 28].

Der Betrieb der Maschine mit dieser Drehzahl führt unweigerlich zur Zerstörung des Lagers und damit zur Zerstörung der Maschine. Die Drehzahlregelung des Antriebes darf daher beim Anfahren der Maximaldrehzahl nicht überschwingen; hierzu sind gegebenenfalls besondere Maßnahmen erforderlich.

2.3.4 Elektrische Eigenschaften

Der prinzipielle Aufbau entspricht dem einer Vollpolmaschine mit ausgeprägten Statorpolen. Aufgrund der erforderlichen hohen mechanischen Stabilität des Rotors werden die Rotormagnete jedoch nicht geklebt. Der Rotor besteht vielmehr aus einem diametral magnetisierten zylinderförmigen Magneten in einem nichtmagnetischen und nichtleitenden Zylinder. Der Zylinder bildet mechanisch gleichzeitig die Welle der Maschine. Er wird vorzugsweise aus Keramik- oder Kohlefaserverbundwerkstoffen gefertigt.

Für die Modellbildung wird ein Rotorkoordinatensystem definiert, welches fest mit dem Rotor gekoppelt ist [32]. Die d -Achse des Koordinatensystems liegt üblicherweise in Richtung der Magnetisierung des Permanentmagneten, die q -Achse ist orthogonal dazu angeordnet. Bild 2.5 zeigt einen Querschnitt durch die Maschine.

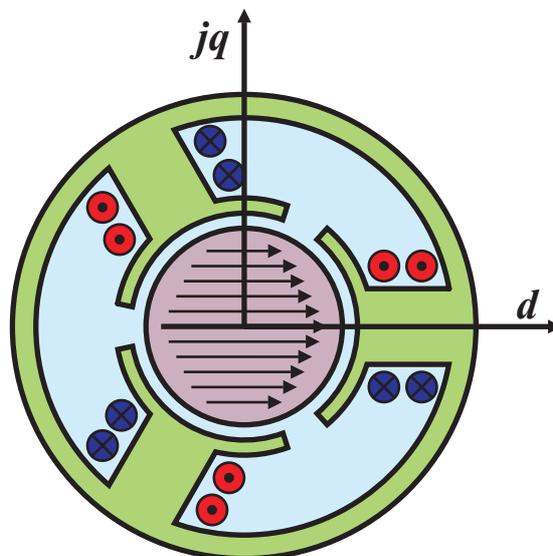


Bild 2.5: Prinzipieller Aufbau der verwendeten speziellen Synchronmaschine für Bohrstationen

Im Folgenden wird sowohl das ortsfeste Koordinatensystem des Stators als auch das rotierende rotorbezogene Koordinatensystem verwendet. Zur Unterscheidung wird das Statorsystem mit ^(S) und das Rotorsystem mit ^(R) gekennzeichnet.

Zur Vereinfachung der Modellbildung und der Darstellung werden die in der Maschine räumlich sinusförmig verteilten Größen als Raumzeiger

dargestellt. Mittels der Raumzeigertransformation kann eine dreiphasige Wicklungsanordnung durch eine äquivalente zweiphasige Wicklungsanordnung repräsentiert werden [32].

Die Raumzeigertransformation selbst ist nicht auf sinusförmige Zeitverläufe der Größen beschränkt. Sie beschreibt vielmehr die Darstellung dreiphasiger Größen in einem orthogonalen Koordinatensystem. Die Transformation ist in (2.4) beispielhaft mit den Phasenströmen gezeigt.

$$\underline{i} = \frac{2}{3} (\underline{i}_1 + \underline{a} \underline{i}_2 + \underline{a}^2 \underline{i}_3) \quad \text{mit} \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{und} \quad \underline{i} = \underline{i}_\alpha + j\underline{i}_\beta \quad (2.4)$$

Nach Auflösen des Einheitsvektors in Realteil und Imaginärteil kann die Raumzeigertransformation allgemeingültig in Matrixschreibweise angegeben werden:

$$\begin{bmatrix} \underline{x}_\alpha \\ \underline{x}_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}_a \\ \underline{x}_b \\ \underline{x}_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Zu einer eindeutigen Rücktransformation ist allerdings ein Nullsystem notwendig. Dies kann im Strom vernachlässigt werden, wenn eine Dreieckschaltung vorliegt oder bei der Sternschaltung der Mittelpunktleiter nicht angeschlossen ist. Das Nullsystem der Spannung kann im Gegensatz hierzu nicht vernachlässigt werden. Die Rücktransformation vom α - β -Koordinatensystem in das dreiphasige System erfolgt unter der Voraussetzung (2.6):

$$\underline{x}_a + \underline{x}_b + \underline{x}_c = 0 \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{x}_a \\ \underline{x}_b \\ \underline{x}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}_\alpha \\ \underline{x}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Für die weitere Beschreibung der Synchronmaschine werden folgende Vereinfachungen angenommen:

- Sättigungseffekte im Statorisen, Wirbelstromverluste sowie Eisenverluste werden vernachlässigt.
- Der Magnet ist homogen und ideal diametral magnetisiert.
- Alle verteilten Größen in der Maschine können durch Raumzeiger dargestellt werden.

Mit diesen Vereinfachungen kann zunächst die Spannungsgleichung des Stators in Ständerkoordinaten angegeben werden.

$$\underline{u}^{(S)} = r \underline{i}^{(S)} + \frac{d\underline{\psi}^{(S)}}{d\tau} \quad (2.8)$$

Die Statorinduktivität wird zunächst allgemein als richtungsabhängig angenommen und in Statorkoordinaten durch den Tensor $\mathbf{l}^{(S)}$ beschrieben. Die Flussverkettung $\underline{\psi}^{(S)}$ setzt sich zusammen aus dem Erregerfluss des Permanentmagneten $\underline{\psi}_e^{(S)}$ und dem durch Statorstrom und Statorinduktivität gebildeten Fluss $\mathbf{l}^{(S)} \underline{i}_s^{(S)}$.

$$\underline{\psi}^{(S)} = \underline{\psi}_e^{(S)} + \mathbf{l}^{(S)} \underline{i}^{(S)} \quad (2.9)$$

Mit (2.8) und (2.9) ergibt sich die Statorspannung zu

$$\underline{u}^{(S)} = r \underline{i}^{(S)} + (\mathbf{l}^{(S)} \underline{i}^{(S)}) + \frac{d\underline{\psi}_e^{(S)}}{d\tau} \quad (2.10)$$

Mit Hilfe der Transformationsmatrix

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

kann (2.10) in Rotorkoordinaten dargestellt werden.

$$\underline{u}^{(R)} = r \underline{i}^{(R)} + \mathbf{l}^{(R)} \frac{d \underline{i}^{(R)}}{d\tau} + j\omega \mathbf{l}^{(R)} \underline{i}^{(R)} + \omega \frac{d \underline{\psi}_e^{(R)}(\delta)}{d\delta} + j\omega \underline{\psi}_e^{(R)}(\delta) \quad (2.12)$$

Die beiden letzten Summanden in (2.12) beschreiben die induzierte Spannung in Abhängigkeit von der Rotorlage δ . Die induzierte Spannung hat im Allgemeinen eine Komponente in d -Richtung und eine Komponente in q -Richtung. Sie kann daher durch die komplexe Größe $\underline{u}_i(\delta)$ beschrieben werden. Durch den magnetisch homogenen Aufbau des Rotors kann eine sinusförmige Verteilung des Erregerflusses in der Maschine angenommen werden. In diesem Fall ist die d -Komponente der induzierten Spannung null und die q -Komponente eine Gleichspannung und daher von der Lage unabhängig.

$$\underline{u}_i = j\omega \underline{\psi}_e^{(R)} \quad (2.13)$$

Die Spannungsgleichung (2.12) vereinfacht sich daher zu

$$\underline{u}^{(R)} = r \underline{i}^{(R)} + \mathbf{l}^{(R)} \frac{d \underline{i}^{(R)}}{d\tau} + j\omega \mathbf{l}^{(R)} \underline{i}^{(R)} + j\omega \underline{\psi}_e^{(R)} \quad (2.14)$$

Der Tensor der Statorinduktivität hat in Rotorkoordinaten vernachlässigbar kleine Koppelinduktivitäten und ist daher nur auf der Hauptdiagonalen besetzt.

$$\mathbf{l}^{(R)} = \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Durch den bereits beschriebenen Aufbau des Rotors sind die Induktivitäten in d -Richtung und in q -Richtung nahezu identisch und die Flusskomponente in q -Richtung ist null.

$$\langle l_d \equiv l_q \rangle \quad \text{und} \quad \langle \psi_q \equiv 0 \rangle \quad (2.16)$$

Damit ergibt sich aus der Spannungsgleichung (2.14) eine für die betrachtete Maschine vereinfachte Form:

$$\underline{u}^{(R)} = r \underline{i}^{(R)} + l_s \frac{d \underline{i}^{(R)}}{d\tau} + j\omega l_s \underline{i}^{(R)} + j\omega \underline{\psi}_e^{(R)} \quad (2.17)$$

Die getroffenen Annahmen hinsichtlich des Tensors der Induktivität und der homogenen Magnetisierung des Rotors können anhand der Kurvenform der induzierten Spannung der Maschine verifiziert werden. Dazu wird der Rotor der Maschine angetrieben und die verkettete induzierte Spannung aufgezeichnet. Die Sinusform der induzierten Spannung in Bild 2.6 bestätigt die getroffenen Annahmen.

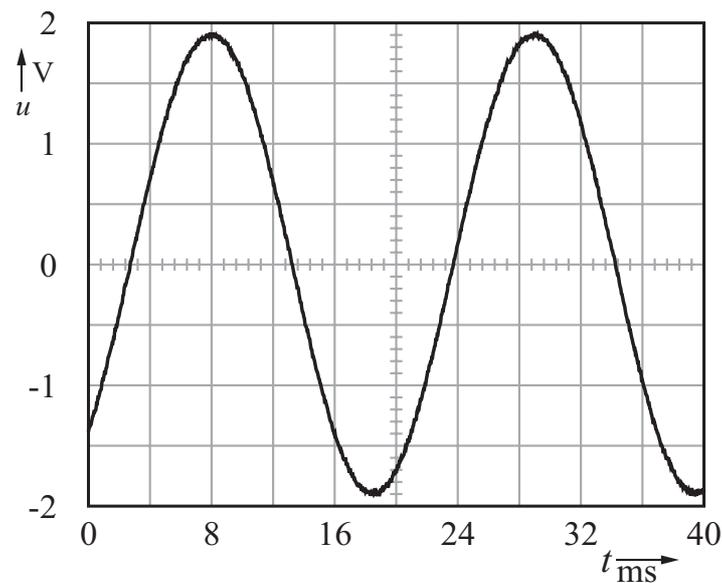


Bild 2.6: Induzierte Spannung der beschriebenen Synchronmaschine. Messung bei offenen Klemmen und Fremdantrieb.

Das vektorielle Kreuzprodukt liefert einen Vektor im Rechtssystem. Die z-Komponente des Kreuzproduktes aus der Statorflussverkettung und Statorstrom beschreibt das von der Maschine erzeugte Drehmoment.

$$m_e = \underline{\psi}_s^{(R)} \times \underline{i}_s^{(R)} \Big|_z \quad (2.18)$$

Berücksichtigt man den Tensor der Statorinduktivität, ergibt sich die allgemeine Darstellung für das Drehmoment in Rotorkoordinaten zu

$$m_e = \left(\underline{\psi}_e^{(R)} \times \underline{i}^{(R)} \right) = \left(\mathbf{L}^{(R)} \underline{i}^{(R)} + \underline{\psi}_e^{(R)} \right) \times \underline{i}^{(R)} \quad (2.19)$$

Durch Auflösen des Tensors können die drehmomentbildenden Komponenten besser dargestellt werden.

$$m_e = \left((\psi_{ed} i_q - \psi_{eq} i_d) + (l_d - l_q) \cdot i_d i_q \right) \quad (2.20)$$

Der zweite Summand beschreibt das Reluktanzmoment der Maschine. Durch die Symmetrie der Induktivität (2.16) ist dieses Moment Null. Weiterhin besitzt der Rotor keine Flusskomponente in q -Richtung (2.16). Zusammen mit (2.20) ergibt sich die Momentengleichung folglich zu

$$m_e = \psi_{ed} i_q = \frac{1}{\omega} u_{iq} i_q \quad (2.21)$$

Das mechanische System der Maschine wird durch folgende Differentialgleichung beschrieben:

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_{el} + m_{rel} - m_{rast} - m_{last} \quad (2.22)$$

Reluktanzmoment m_{rel} und Rastmoment m_{rast} können für die beschriebene Maschine vernachlässigt werden. Das Lastmoment der Maschine kann aufgeteilt werden in eine Lagerkomponente und eine Bohrerkomponente. Die Verluste des Lagers sind eine Funktion der Drehzahl und können in einem Leerlaufversuch bestimmt werden.

Die zum Bohren benötigte Leistung sinkt mit dem Durchmesser des eingesetzten Bohrers und liegt bei ca. 2% der Gesamtleistung [28]. Darin enthalten ist die Leistung, die das Gegenlager der Maschine für den Bohrvorschub aufzubringen hat. Gleichung (2.22) kann daher angegeben werden als

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_{el} - m_{lager} - m_{bohr} \quad (2.23)$$

mit der Randbedingung

$$\langle m_{lager} = f(\omega) \rangle \quad \text{und} \quad \langle m_{lager} \gg m_{bohr} \rangle \quad (2.24)$$

Mit den Gleichungen für die Statorspannung (2.17) und der Gleichung für das Drehmoment (2.23) kann das Modell der permanentenregten Synchronmaschine in Rotorkoordinaten angegeben werden.

Das Modell in Bild 2.7 gibt die Lagerverluste als Funktion der Drehzahl wieder. Da die für den Bohrvorgang aufzubringende Leistung sehr klein im Verhältnis zu den Lagerverlusten ist, kann der Bohrvorgang als Lastfall vernachlässigt werden. Für die weiteren Betrachtungen ist daher ausschließlich die drehzahlabhängige Lagerlast relevant.

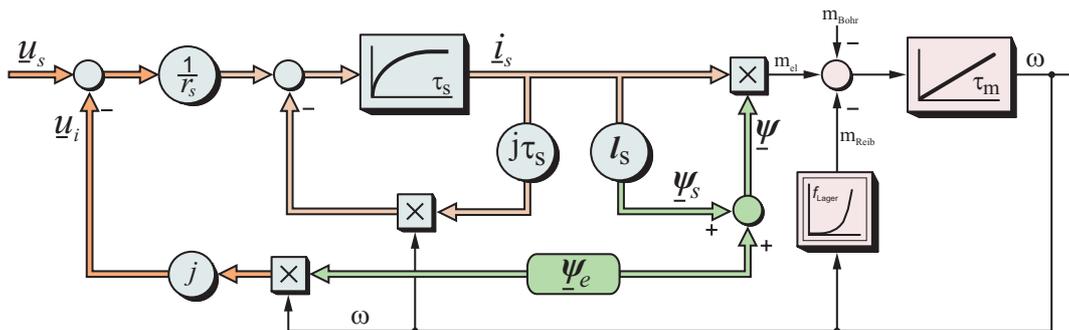


Bild 2.7: Modell der Synchronmaschine mit räumlich sinusförmig verteiltem Erregerfluss. Darstellung in Rotorkoordinaten

2.4 Drehzahlprofil im Produktionsprozess

Entscheidend für die Auslegung des Antriebssystems ist die Kenntnis der Anforderungen im Produktionsprozess. Im Gegensatz zum klassischen, hochdynamischen Servoantrieb ist die erforderliche Antriebsdynamik beim Bohren sehr klein. Im Wesentlichen wird für den Bohrbetrieb eine konstante, an den Durchmesser des Bohrers angepasste Drehzahl eingestellt. Nur zum Werkzeugwechsel ist der Antrieb in möglichst kurzer Zeit von der Betriebsdrehzahl aus zum Stillstand zu bringen und anschließend wieder auf Bohrdrehzahl zu beschleunigen.

Da die Bohrer mit speziellen Spannzangen innerhalb der Rotorwelle befestigt werden, sind keine besonderen Vorrichtungen für den Werkzeugwechsel erforderlich [28]. Entscheidend für die Auslegung des Antriebes ist die Tatsache, dass keine Stillstandsregelung für die Maschine erforderlich ist. Es genügt, den Rotor durch Einprägen eines Gleichstromes fest-zubremsen.

Nach dem Werkzeugwechsel soll die Maschine wieder in möglichst kurzer Zeit auf die dem jeweils aufgenommenen Bohrer zugeordnete Be-

triebsdrehzahl beschleunigt werden. Bild 2.8 zeigt das prinzipielle Drehzahlprofil über der Zeit. Die Bohrzeiten liegen dabei im Bereich einiger Minuten, die Beschleunigungszeiten liegen bei einem Gruppenantrieb mit Asynchronmaschine im Bereich von ca. 25 Sekunden, bei einem Einzelantrieb werden Zeiten deutlich kleiner als 10 Sekunden angestrebt.

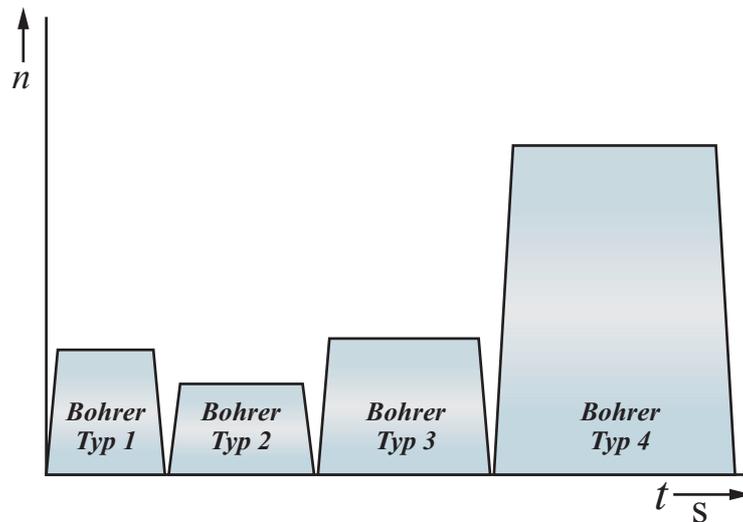


Bild 2.8: Drehzahlprofil im Produktionsprozess. Jedem Bohrerdurchmesser ist eine eigene Betriebsdrehzahl zugeordnet

2.5 Zusammenfassung der Eigenschaften des Antriebssystems

In der Leiterplattenfertigung werden heute überwiegend Asynchronmaschinen eingesetzt. Durch die geringen Anforderungen an die Dynamik im Antriebssystem kann die Asynchronmaschine unregelt in Gruppenantrieben eingesetzt werden.

Durch die wachsende Miniaturisierung in der Leiterplattentechnik sinken die Bohrerdurchmesser ständig. Um eine optimale Schnittgeschwindigkeit zu erzielen, müssen die Drehzahlen der Bohrantriebe steigen. Der Rotor der Asynchronmaschine ist verlustbehaftet und mechanisch nicht homogen aufgebaut. Die geforderte Steigerung der Drehzahl ist mit diesem Maschinentyp nicht zu erreichen.

Der Rotor der permanentenerregten Synchronmaschine arbeitet elektrisch verlustfrei und kann mechanisch homogen konstruiert werden. Die geforderten hohen Drehzahlen können mit diesem Maschinentyp erreicht werden. Aufgrund des geringen Gewichtes und der kleinen Bauform haben sich Luftlager im Bereich der Leiterplattentechnik etabliert. Bei diesen Lagern können Resonanzeffekte beobachtet werden.

Durch die geringe elektrische Dämpfung der Synchronmaschine und die resonanzbehafteten Luftlager kann die Maschine nur feldorientiert betrieben werden. Der Aufbau eines Gruppenantriebes ist daher mit diesem Maschinentyp nicht möglich. Durch die hohen Drehzahlen und die kleinen mechanischen Abmessungen kommt der Einsatz von Dreh- oder Lagergebern nicht in Frage.

Für die beschriebene Synchronmaschine ist somit eine geberlos arbeitende feldorientierte Regelung zu entwerfen. Dabei sollen Drehzahlen oberhalb von $600.000 \text{ Umin}^{-1}$ prinzipiell möglich sein. Die Anforderungen an die Dynamik der Maschine und das Drehzahlprofil des Produktionsprozesses können als vereinfachende Randbedingung einfließen.

3. Feldorientierte Regelung der Synchronmaschine

Die Synchronmaschine kann an einem Frequenzumrichter mit oder ohne Drehzahlrückführung betrieben werden. Im einfachsten gesteuerten Fall generiert der Frequenzumrichter ein Drehfeld nach dem Verfahren der U/F Kennlinie [6, 10, 11]. Die Rotorlage bezogen auf das Statorfeld stellt sich in Abhängigkeit von Lastmoment und zugeführter Wirkleistung frei ein, sofern das maximale Moment nicht überschritten wird.

Bei Lastsprüngen können durch die Relativbewegung des Rotors zum Statorfeld schwach gedämpfte, oszillierende Vorgänge angeregt werden. Wird der Winkel zwischen Statorfeld und Rotor größer als 90° , liefert die Maschine bereits ihr maximales Drehmoment. Das höhere Lastmoment bringt den Antrieb zum Kippen, wodurch dieser schlagartig zum Stillstand kommt.

Insbesondere bei kleinen Rotormassen und Luftlagern mit geringer Dämpfung können Eigenfrequenzen zu Schwingungen angeregt werden, welche die Maschine zerstören. Die Eigenfrequenz kann dabei eine des Rotors [39] oder wie zuvor beschrieben eine Wirbelfrequenz des Luftlagers sein.

Diese Effekte können vermieden werden, wenn die Rotorlage konstant zum Statorfeld geregelt wird. Eine derartige Regelung ist eine feldorientierte Regelung und reduziert Freiheitsgrade; sie stabilisiert die Lage des Rotors zum Statorfeld [40].

3.1 Prinzip der indirekten Feldorientierung

Gleichung (2.18) beschreibt das Drehmoment der Maschine als Kreuzprodukt zwischen Ständerflussverkettung und Ständerstrom. Das Drehmoment der Maschine ist daher genau dann optimal, wenn Statorfluss und Statorstrom orthogonal zueinander stehen.

Ist die Lage des Statorflusses bekannt, kann der Stromzeiger orthogonal dazu eingestellt werden. Das Drehmoment der Maschine ist dann nur noch von der Amplitude des Statorstromes abhängig. Aus regelungstechnischer Sicht kann die feldorientiert geregelte Synchronmaschine mit der Gleichstrommaschine verglichen werden.

Wird der Fluss in der Statorwicklung durch Sensoren ermittelt, spricht man von direkter Feldorientierung. Diese Methode ist sehr präzise, in der Praxis ist sie jedoch nur mit Sondermaschinen realisierbar. Im Allgemeinen wird der Ständerfluss durch ein Modell wie beispielsweise die Integration der Ständerspannung ermittelt. Die unterschiedlichen Konzepte zur Feldorientierung unterscheiden sich genau in diesem Modell. Alle diese Methoden werden als indirekte Feldorientierung bezeichnet.

3.2 Drehgeberlose feldorientierte Regelung der Synchronmaschine

Wie in Kapitel 2 beschrieben können die Maschinengrößen vom ständerbezogenen α - β -Koordinatensystem mittels der Park'schen Transformation (2.11) in ein rotorbezogenes d-q-Koordinatensystem transformiert werden. Die d-Achse zeigt dabei in Richtung des Erregerflusses.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Bild 3.1 zeigt die Transformation beispielhaft am Ständerstrom. Im stationären Fall sind im d-q-Koordinatensystem nur noch Gleichgrößen vorhanden. Für die Regelung der transformierten Größen ist daher nur eine kleine Bandbreite erforderlich. Aus (2.21) geht hervor, dass nur die q-Komponente des Stromes drehmomentbildend ist. Mit der d-Komponente kann das Erregerfeld verändert werden, dies kann zur Erhöhung der Drehzahl durch Feldschwächung genutzt werden [41].

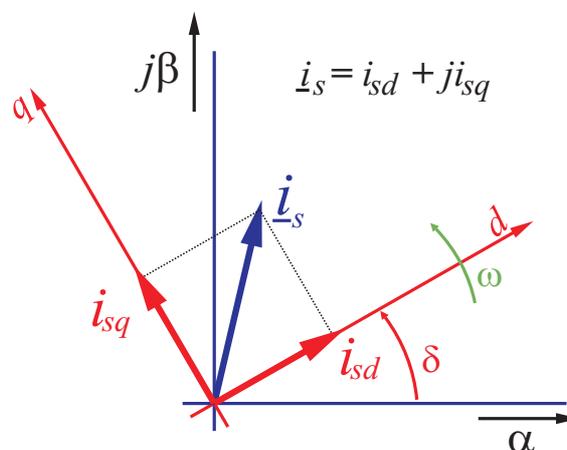


Bild 3.1: Transformation des Stromes in d-q-Koordinaten

Eine Winkelauflösung von einem Grad für die Berechnung der Stromregler ist aufgrund der hohen mechanischen Eigenfrequenzen und der geringen Dämpfung in den Luftlagern erforderlich. Prinzipiell wäre eine Reduzierung der Auflösung denkbar, bei Antrieben mit kleiner Drehzahl und mechanischen Lagern ist eine Auflösung von $5^\circ..10^\circ$ ausreichend. Die Erfahrung hat jedoch gezeigt, dass bei einer derartig reduzierten Auflösung die mechanische Stabilität des Antriebssystems nicht ausreicht.

Legt man eine Drehzahl von $300.000 \text{ Umin}^{-1}$ zugrunde, stehen für ein Grad mechanischer Drehung 555 ns Rechenzeit zur Verfügung. Bei einer angestrebten Verdopplung dieser Drehzahl halbiert sich die Zeit entsprechend. In dieser Zeitspanne müssen die oben genannten Rechenoperationen durchgeführt werden. Zusätzlich soll Rechenzeit für Drehzahlregelung und Kommunikation mit einer übergeordneten Antriebssteuerung zur Verfügung stehen.

Die α - β -Transformation und der Modulator werden typischerweise mit einem Signalrechner in Software realisiert. Bei Einschränkungen hinsichtlich des Modulationsverfahrens kann der Modulator auch in Hardware realisiert werden. Hierzu ist jedoch eine entsprechend schnelle Schnittstelle erforderlich. Die α - β -Transformation kann in Hardware realisiert werden, nicht jedoch die d-q-Transformation.

Mit den heute zur Verfügung stehenden Signalrechnern ist die hier vorliegende regelungstechnische Aufgabe nicht wirtschaftlich zu lösen. Die Kosten für ein Rechnersystem stehen jedoch aufgrund der durch die Feldorientierung vorgegebenen Einzelantriebslösung für jede Maschine im Vordergrund. Bild 3.3 zeigt grau unterlegt die Komponenten der feldorientierten Regelung in Rotorkoordinaten, die nicht auf Signalrechnerbasis realisiert werden können.

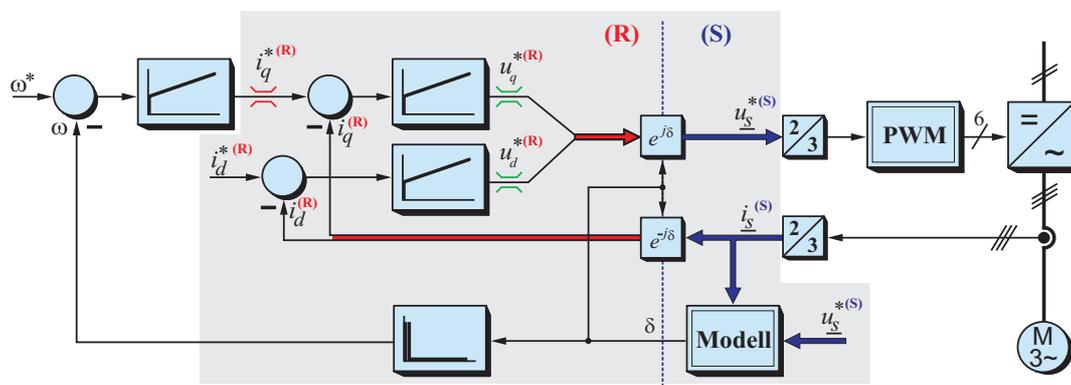


Bild 3.3: Nicht realisierbare Komponenten

3.3 Feldorientierte Regelung ohne Signalrechner

Ziel ist eine feldorientierte Regelung, die ohne Rechnerunterstützung im Regelkreis auskommt. Dies kann erreicht werden, wenn die aufgabenspezifischen Randbedingungen in die Regelstruktur eingebunden werden.

Das daraus resultierende Antriebssystem ist nicht mehr als klassische Antriebslösung einzuordnen. Vielmehr handelt es sich hierbei um eine Speziallösung, die ausschließlich für Antriebe mit höchsten Drehzahlen in einem speziellen Fertigungsumfeld optimiert ist. Für übergeordnete Überwachung, Kommunikation und Fehlerbehandlung kann ein kostengünstiger Standard-Mikrorechner geringer Rechenleistung eingesetzt werden.

3.3.1 Eigenschaften von Maschine und Prozess

Die speziellen Bedingungen bei der Leiterplattenfertigung erlauben eine Vereinfachung der Anforderungen an das Antriebssystem. Die einzelnen Randbedingungen sollen im Folgenden beschrieben werden. Aus dem Produktionsprozess können folgende Eigenschaften für den Antrieb abgeleitet werden:

- *Der Antrieb arbeitet nur mit stationären Drehzahlen.* Die Betriebsdrehzahl des Antriebes hängt ausschließlich vom eingesetzten Bohrer ab und wird während eines Bohrzyklus (Anfahren – Bohren - Anhalten) nicht geändert. Der Antrieb hat daher innerhalb eines Bohrzyklus nur einen (stationären) Arbeitspunkt. Werden drehzahlabhängige Parameter benötigt, können diese zwar unter erhöhtem Rechenzeitbedarf, aber trotzdem online beim Werkzeugwechsel berechnet werden oder von der übergeordneten Steuerung mit dem Drehzahlsollwert übertragen werden. Auch eine Parametertabelle für verschiedene Bohrertypen ist denkbar.
- *Der Hochlauf der Maschine soll schnell aber nicht optimal sein.* Zum Werkzeugwechsel soll die Maschine möglichst schnell angehalten und anschließend wieder auf Produktionsdrehzahl gebracht werden. Dieser Vorgang ist transient, der Maschinenstrom ist größer als der Nennstrom der Maschine. Eine hierbei gegebenenfalls auftretende Fehlorientierung wird toleriert.

- *Für den Bohrbetrieb ist nur eine Drehrichtung zugelassen.* Eine Umkehr der Drehrichtung ist zu keinem Zeitpunkt im Produktionsprozess erforderlich.

Für die vorliegende Arbeit stand eine entsprechende Maschine zur Verfügung. Die Nenndrehzahl war mit $300.000 \text{ Umin}^{-1}$ angegeben, eine Maschine für $600.000 \text{ Umin}^{-1}$ befindet sich derzeit im Entwurfsstadium. Bei der Maschine handelt es sich elektrisch und mechanisch um eine sehr spezielle Konstruktion. Folgende Eigenschaften können in den Entwurf einer Antriebslösung eingehen:

- *Die induzierte Spannung der Maschine ist kleiner als 80 V.* Die Elektronik des Frequenzumrichters kann mit Niederspannungsbau-elementen aufgebaut werden. Galvanische Trennstellen können mit Signalkopplern hoher Bandbreite auf digitaler Ebene realisiert werden. Die Klemmenspannung der Maschine kann daher direkt erfasst werden.
- *Die Rotormasse ist sehr klein.* Aufgrund des geringen Drehmomentbedarfs kann der Rotordurchmesser und damit die Rotormasse sehr klein ausfallen. Bei kleiner Masse kann mit dem geringen Drehmoment noch eine hinreichende Beschleunigung erzielt werden. Die Maschine ist so nicht einsetzbar für kombinierte Bohr- und Fräsantriebe.
- *Die Induktivität der Maschine ist kleiner als $100 \mu\text{H}$.* Der Spannungsabfall an der Statorinduktivität kann im transienten Fall vernachlässigt werden. Maschinen mit hoher EMK haben Induktivitäten im Bereich von $1 \text{ mH}..5 \text{ mH}$. Der Spannungsabfall an dieser hohen Induktivität kann nicht vernachlässigt werden.
- *Der Ständerwiderstand ist sehr klein.* Aufgrund der kleinen Ströme kann der Spannungsabfall am Ständerwiderstand vernachlässigt werden.

Der durch die Vereinfachungen entstehende Winkelfehler γ ist abhängig vom Ständerwiderstand, der Ständerinduktivität, dem Ständerstrom und der Drehzahl. Der Ständerstrom hängt über die Lagerverluste von der Drehzahl ab, Ständerwiderstand und Ständerinduktivität können als Konstante angesehen werden. Daher gilt im stationären Fall:

$$\gamma = f(R_s, L_s, I_s, \omega) \quad \Rightarrow \quad \gamma = f(\omega) \quad (3.2)$$

3.3.2 Grundlegende Regelstruktur

Aufgrund der fehlenden Rechenleistung im Regelungszeitpunkt kann eine Koordinatentransformation in das rotorfixe Koordinatensystem nicht realisiert werden. Daher wird die Maschine in Statorkoordinaten betrachtet. Die Spannungsgleichung (2.17) lautet in Statorkoordinaten wie folgt:

$$\underline{u}^{(s)} = r \underline{i}^{(s)} + \frac{d\underline{\psi}_e^{(s)}}{d\tau} + j\omega l_s \underline{i}^{(s)} \quad (3.3)$$

Da in den weiteren Betrachtungen nur noch Statorkoordinaten verwendet werden, wird auf die Kennzeichnung ^(s) für Statorkoordinaten verzichtet. Bild 3.4 zeigt das Zeigerdiagramm für einen mit beliebigem Winkel φ eingepprägten Strom.

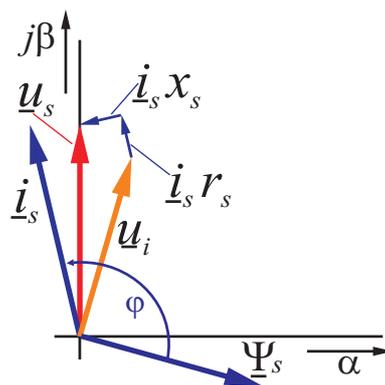


Bild 3.4: Zeigerdiagramm der Synchronmaschine in Ständerkoordinaten mit Stromwinkel $\varphi > 90^\circ$

Unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes (3.4) und des Spannungsabfalls an der Ständerinduktivität (3.5) kann für den stationären Fall der Erregerfluss durch direkte Integration der Ständerspannung ermittelt werden (3.6).

$$|r_s \cdot i_s| \ll u_s \quad (3.4)$$

$$|x_s \cdot i_s| \ll u_s \quad (3.5)$$

$$\underline{\psi}_e = \int \underline{u}_s dt \quad (3.6)$$

Bild 3.5 zeigt das vereinfachte Zeigerdiagramm. Fluss und Ständerspannung werden nun als orthogonal zueinander angenommen. Der Ständerstrom ist daher um 90° voreilend zum gemessenen Fluss in die Maschine einzuprägen.

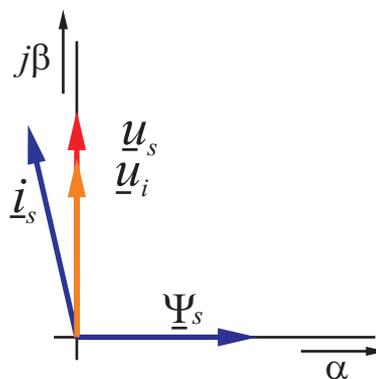


Bild 3.5: Vereinfachtes Zeigerdiagramm in Ständerkoordinaten

Der Raumzeiger des Flusses kann nicht als analoges Signal zur Feldorientierung genutzt werden. Die zur Normierung und Winkelbestimmung erforderliche Rechenleistung steht nicht zur Verfügung. Daher werden lediglich die Vorzeichen der Komponenten des Flussraumzeigers genutzt.

Über den Umfang einer zweipoligen Maschine erfolgen sechs Vorzeichenwechsel in den Flusssignalen. Die Maschine kann über ihren Umfang daher in sechs Sektoren mit jeweils konstanten Flussvorzeichen aufgeteilt werden. Jeder Sektor beginnt mit einem Vorzeichenwechsel in einer Phase. Bild 3.6 zeigt die entsprechende Zuordnung der Flussvorzeichen.

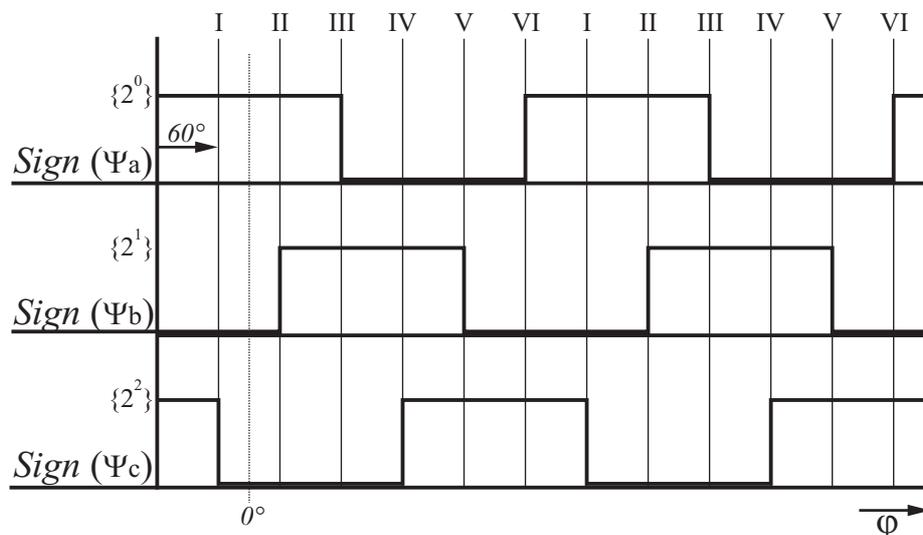


Bild 3.6: Vorzeichen des Flusses in den einzelnen Phasen

Gemäß der Definition der Raumzeigertransformation (2.5) liegt das Maximum des Flusses der Phase a bei $\delta = 0^\circ$ elektrisch. Der Beginn des ersten Flussektors (I) wird bei $\delta = -30^\circ$ festgelegt.

In Bild 3.7a ist die Winkelzuordnung der einzelnen Flussnulldurchgänge und damit der Anfang der einzelnen Flussektoren zu erkennen. Die zugeordneten Sollstromwinkel ergeben sich durch Verschiebung um 90° im mathematisch positiven Sinn. Die den Nulldurchgängen des Flusses zugeordneten Sollstromwinkel sind in Bild 3.7b als Einheitszeiger aufgetragen.

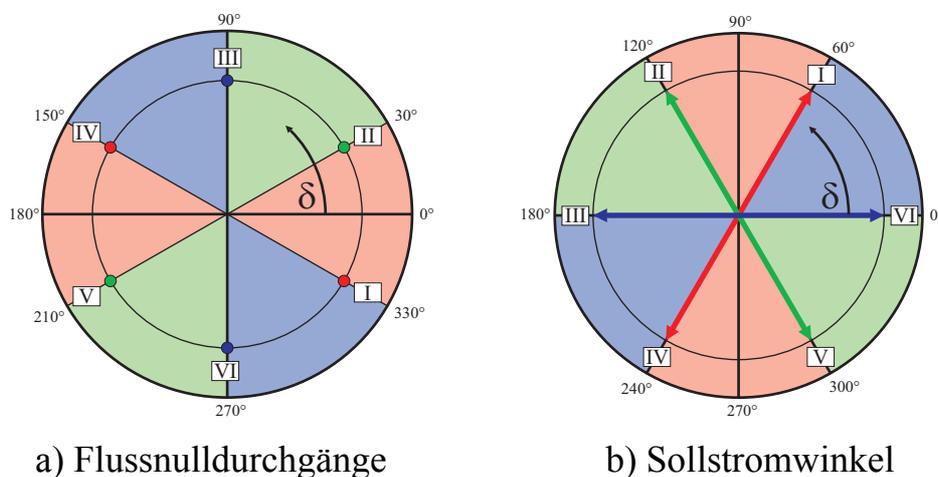


Bild 3.7: Winkellage der Flussnulldurchgänge und der daraus abgeleitete Einheitszeiger des Sollstromes

Innerhalb einer Rotorumdrehung sind nun sechs zeitdiskrete Lageinformationen bekannt. Damit ist bereits eine feldorientierte Blockstromregelung möglich. Für die Zuordnung eines Flussektors zu einem Stromwinkel über eine Tabelle können die drei Vorzeichensignale als eine Tabellenadresse mit 3 Bit betrachtet werden. Die Wertigkeit der Bits ist bereits in Bild 3.6 zu sehen.

Beim Eintritt des Flusszeigers in einen Sektor kann über die Tabelle adressiert ein Stromzeiger generiert werden, dessen Winkellage zum Fluss um 90° voreilend ist. Damit ist nach (2.18) für diesen Flusswinkel das Drehmoment optimal. Bis zum Ende des Flussektors reduziert sich der Winkel zwischen Fluss und Strom von $\angle(\psi, i) = 90^\circ$ auf $\angle(\psi, i) = 30^\circ$, entsprechend reduziert sich das Drehmoment. Ausgehend vom Sektoranfang ergibt sich eine Drehmomentwelligkeit von $\Delta M = 50\%$. Dies ist für

den Betrieb der Maschine nicht optimal. Tabelle 3.1 fasst die Zuordnung der beschriebenen Signale zusammen.

Flusszeiger	I	II	III	IV	V	VI
Winkel (ψ_s)	330°	30°	90°	150°	210°	270°
Winkel (i_s^*)	60°	120°	180°	240°	300°	0°
Adresse	1	3	2	6	4	5

Tabelle 3.1: Winkel- und Adresszuordnung der Flusszeiger

Mit der beschriebenen Abbildung der Nulldurchgänge im Flussignal der einzelnen Phasen auf zeitdiskret gültige Sollstromzeiger kann bereits eine feldorientierte Regelung der Synchronmaschine erfolgen. Sollen jedoch sinusförmige Ströme in die Maschine eingepreßt werden ist eine zeitliche Interpolation der fehlenden Winkel innerhalb der 60° Sektoren erforderlich.

Die zeitliche Interpolation der fehlenden Winkel kann mittels eines PLL (Phase-Locked Loop, Phasenregelkreis) erfolgen. Die Vorzeichensignale des Ständerflusses bilden dabei die Grundlage für die absolute Winkellage zu diskreten Zeitpunkten und gleichzeitig die Synchronisationssignale für die zu generierende Relativbewegung innerhalb eines Sektors. Dies ist möglich, weil sich die Drehzahl der Maschine aufgrund der geringen Dynamik des Antriebes nur langsam ändern kann.

Die Relativgeschwindigkeit des Flussraumzeigers innerhalb eines Sektors wird daher als konstant angenommen. Beim Beschleunigen oder Abbremsen der Maschine entsteht somit durch die Geschwindigkeitsänderung innerhalb eines Sektors prinzipiell eine Fehlorientierung. Der Winkelfehler kann aufgrund des kleinen Betrages vernachlässigt werden kann.

Bild 3.8 zeigt den Signalflussplan für die zeitliche Winkelinterpolation der Flusswinkel innerhalb eines Sektors.

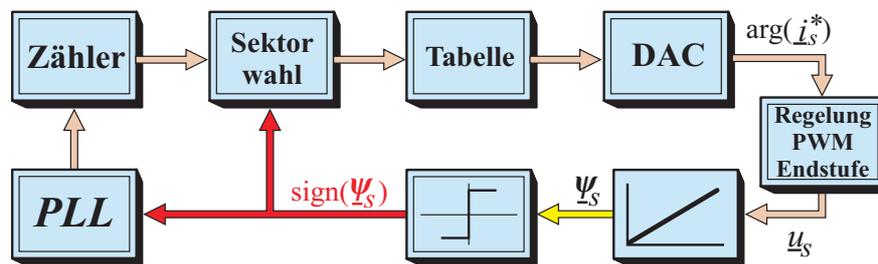


Bild 3.8: Prinzip der zeitlichen Interpolation der Flusswinkel innerhalb eines Sektors. Aus der Tabelle kann der Winkel des Stromsollwertes ausgelesen werden

Mit der in Bild 3.8 beschriebenen Anordnung ist es möglich, aus den zeitdiskreten Nulldurchgängen des Ständerflusses ein quasikontinuierliches Winkelsignal für den Sollwert des Ständerstromes zu generieren. Der Zähler liefert die Winkellage innerhalb eines Sektors, die Zählerfrequenz wird über den PLL auf die Rotorfrequenz synchronisiert.

Die Sektorposition innerhalb der Tabelle wird durch die Sektorwahl direkt aus den Flussvorzeichen bestimmt. Die Tabelle enthält die Sinus- und Kosinuswerte eines Einheitszeigers. Durch Multiplikation mit dem Betrag des Drehmomentsollwertes kann so ein sinusförmiger Strom mit fester Orientierung zum Fluss der Maschine generiert werden.

Durch die bei der Flussfassung zugelassenen Vereinfachungen ist die zur Tabellenadressierung verwendete Absolutlage der Sektoren mit einem drehzahlabhängigen Winkelfehler behaftet. Die mittels PLL interpolierte Geschwindigkeitsinformation bleibt hiervon unberührt. Der Winkelfehler kann durch eine drehzahlabhängige Korrekturgröße in der Winkeltabelle berücksichtigt werden.

Für die Erfassung der Flusssignale ist eine gewisse Mindestdrehzahl erforderlich. Erst bei einer hinreichend hohen induzierten Spannung kann durch Integration der Klemmenspannung der Ständerfluss sicher bestimmt werden. Wie bei der feldorientierten Regelung mit Signalrechner sind auch hier bei Stillstand der Maschine besondere Maßnahmen für den Anlauf erforderlich.

Durch die Vorgabe des Sollstromwinkels über eine Tabelle ist es möglich, einen rotierenden Sollstromzeiger durch zyklisches Auslesen der Tabelle zu generieren. Damit ist sowohl der Hochlauf der Maschine als auch das Herunterfahren bis zum Stillstand möglich. Bild 3.9 zeigt das Prinzip.

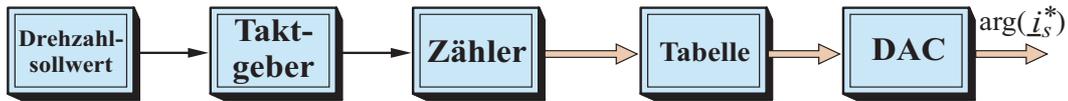


Bild 3.9: Vorgabe des Sollstromwinkels durch zyklisches Auslesen der Winkeltabelle mit einstellbarer Geschwindigkeit

Zum Hochlaufen wird ein fester Drehmomentwert vorgegeben. Über den Drehzahl-sollwert wird die Taktfrequenz für den Zähler von null an stetig erhöht. Die Maschine erhält so einen rotierenden Stromzeiger und kann beschleunigen.

Bei ausreichend hoher Drehzahl kann die induzierte Spannung ausgewertet werden und über die Flussvorzeichen wie beschrieben der Stromsollwert am Fluss orientiert werden.

Zum Anhalten der Maschine wird der Vorgang umgekehrt.

Bild 3.10 zeigt den prinzipiellen Aufbau der feldorientierten Regelung ohne Signalrechner. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird entsprechend Bild 3.10 der Sollstromwinkel mit $\arg(\underline{i}_s)$ und die 3-Bit Vorzeichensignale des Ständerflusses mit $\text{sign}(\Psi_s)$ bezeichnet.

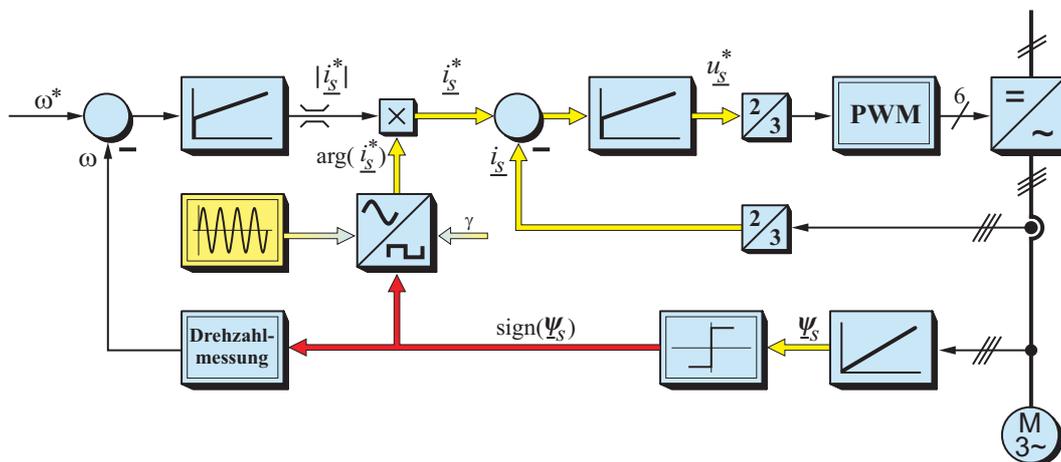


Bild 3.10: Struktur einer feldorientierten Regelung die ohne Signalrechner betrieben werden kann (mit Hochlaufgeber)

3.3.3 Anforderungen an Signalerfassung und Signalverarbeitung

Zur Erfassung des Maschinenflusses ist die Ständerspannung der Maschine nach Gleichung (3.6) zu integrieren. Üblicherweise ist bei dreiphasigen Maschinen der Sternpunkt nicht herausgeführt. Der Sternpunkt ist jedoch als Bezugspunkt für die Messung der Phasenspannung der Maschine erforderlich.

Durch die kleine Spannung der Maschine ist es möglich, den Sternpunkt mit einem Netzwerk aus Präzisionswiderständen sehr exakt nachzubilden. Dieser „künstliche Sternpunkt“ dient dann als Bezug für die Spannungsmessung und Integration. Damit sich die Spannung am künstlichen Sternpunkt frei einstellen kann, darf die Flusserfassung keinen galvanischen Kontakt zum Rest der Frequenzumrichterelektronik haben. Die Vorzeichensignale sind daher galvanisch getrennt zu übertragen.

3.4 Zusammenfassung der Zwischenergebnisse

Üblicherweise werden Reglerstrukturen für hochdynamische Servoantriebe mittels eines DSP (Digital Signal Prozessor) in Rotorkoordinaten realisiert. Neben der möglichen Entkopplung der feld- und drehmomentbildenden Komponenten ist die Regelung von Gleichgrößen im stationären Fall ein Vorteil. Der Drehgeber kann durch ein erweitertes Maschinenmodell ersetzt werden.

Hochfrequenzspindeln haben aus Gründen der mechanischen Stabilität eine geringe Rotormasse. Der Rotor bildet mit den Luftlagern ein schwingfähiges System mit hohen Eigenfrequenzen. Die zur Regelung erforderliche hohe Lageauflösung kann mit rechnergestützten Regelsystemen in Rotorkoordinaten nicht realisiert werden. Es ist daher eine Regelung ohne Signalrechner erforderlich.

Aufgrund der fehlenden Rechenleistung können Rotorkoordinaten nicht verwendet werden. Die Regelung wird daher in Ständerkoordinaten ausgeführt. Die sehr speziellen Betriebsarten eines Bohrantriebes in der Leiterplattenfertigung werden in das Regelkonzept einbezogen. Als Lageinformation wird die Approximation des Ständerflusses genutzt.

Die Rotorlage steht als zeit- und ortsdiskrete Information durch Auswertung der Flussvorzeichen zur Verfügung. Aus dieser Information kann

mittels eines speziellen Phasenregelkreises ein zeitlich und räumlich kontinuierlicher Drehzeiger für den Sollstrom generiert werden. Dieser Zeiger ist zu jeder Zeit am Rotorfluss orientiert und bildet die Grundlage einer feldorientierten Regelung in Ständerkoordinaten.

Zum Anlauf und Anhalten der Maschine im nichtorientierten Betrieb bietet das Regelverfahren die geeigneten Schnittstellen. Die tabellenorientierte Auswertung von Flusslage und Relativbewegung des Flusszeigers ermöglicht die Implementierung eines Hochlaufgebers. Damit kann die Maschine aus dem Stillstand bis auf eine gewünschte Drehzahl beschleunigt werden, die eine sichere Erfassung des Ständerflusses erlaubt.

4. Signalgewinnung und Signalaufbereitung

Die Grundlage einer feldorientierten Regelung ist die Kenntnis der Winkel­lage des Ständerflusses. Der Ständerfluss kann durch Integration der Ständerspannung approximiert werden. Die Ständerspannung ist aufgrund der niedrigen Nennspannung der verwendeten Hochfrequenzspindel direkt zu erfassen.

Der Ständerfluss kann prinzipiell durch Messung der verketteten Klemmenspannung bestimmt werden. Für das in Kapitel 3 beschriebene Regel­verfahren ist die Kenntnis der Phasengrößen des Ständerflusses erforderlich. Zur Vermeidung von Fehlern und zur Minimierung von Störeinflüssen wird die Phasengröße des Ständerflusses direkt durch Messung der Phasenspannung bestimmt.

Da der Sternpunkt der Maschine als Bezugspotenzial nicht herausgeführt ist, wird ein künstliches Sternpunktpotenzial durch Addition der Klemmenspannungen gebildet. Das Sternpunktpotenzial ist das Nullsystem der Maschinenspannungen - aus Gleichung (2.6) folgt für die Summationswiderstände: $R_1 = R_2 = R_3$.

Die Bildung eines künstlichen Sternpunktes setzt die galvanische Trennung der Fluss­erfassung vom Rest der Umrichterelektronik voraus. Das Potenzial des künstlichen Sternpunktes wird ausschließlich durch das an der Maschine anliegende Drehspannungssystem gebildet, eine Beeinflussung durch das Massepotenzial des Umrichters wird vermieden. Bild 4.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Fluss­erfassung.

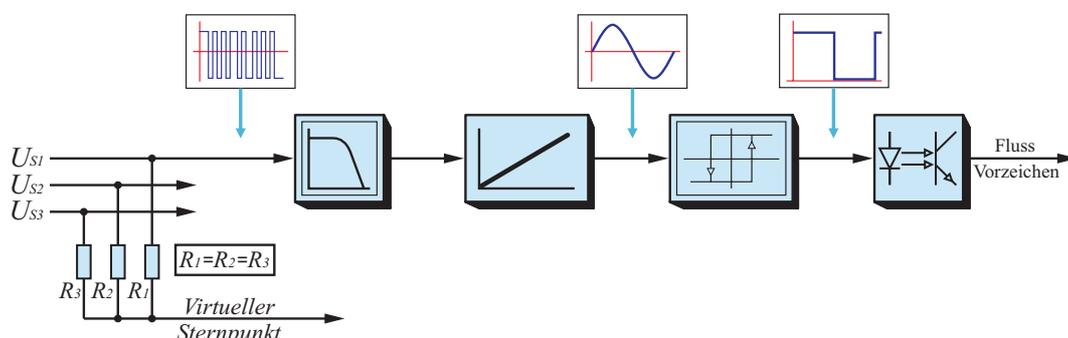


Bild 4.1: Prinzip der Ständerflusserfassung mit einer vom Frequenzumrichter galvanisch getrennten Elektronik

Das Eingangssignal der Flusserfassung ist die an den Maschinenklemmen anliegende Ausgangsspannung eines Frequenzumrichters. Wegen der kleinen Ständerinduktivität sind hohe Schaltfrequenzen des Frequenzumrichters bis zu $f_s = 300$ kHz notwendig. Die Spannungssteilheit der Klemmenspannung beträgt dabei bis zu $du_s/dt = 10$ kV/ μ s. Dies verursacht elektromagnetische Störungen; daher ist die Elektronik zur Flusserfassung sehr störfest auszulegen. Aus diesem Grund und zur Vermeidung von Offset- und Driftproblemen wird die Integration der Ständerspannung mit einem passiven Integrator ausgeführt.

4.1 Erfassung des Maschinenflusses

Die Integration der Ständerspannung wird mit einem passiven RC-Glied ausgeführt. Liegt die Eingangsfrequenz des RC-Gliedes oberhalb seiner Eckfrequenz f_g

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.1)$$

kann ein Tiefpass erster Ordnung als Integrator betrachtet werden. Aus der grundlegenden Übertragungsfunktion

$$\underline{F}(j\omega) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (4.2)$$

kann der Frequenzgang des Betrages und der Phasenverschiebung dargestellt werden. Um möglichst schon bei kleinen Drehzahlen den Ständerfluss auswerten zu können ist eine sehr kleine Eckfrequenz f_g wünschenswert.

Die Übertragungsfunktion (4.2) zeigt jedoch, dass mit kleiner werdenden Eckfrequenzen die Ausgangsspannung des Integrators bei hohen Arbeitsfrequenzen sinkt. Es ist daher ein Kompromiss zwischen möglichst kleiner Eckfrequenz und resultierender Signalamplitude im Arbeitsbereich zu finden.

Bild 4.2 zeigt den berechneten Frequenzgang des Betrages und der Phasenlage des eingesetzten Integrators bei einer gewählten Eckfrequenz von $f_g = 33$ Hz. Dies entspricht einer Drehzahl von $n = 1980$ Umin⁻¹. Experi-

mentelle Untersuchungen haben gezeigt, dass diese Dimensionierung eine hinreichend kleine Minimaldrehzahl für die Flusserfassung und akzeptable Pegel für die Nulldurchgangserkennung liefert.

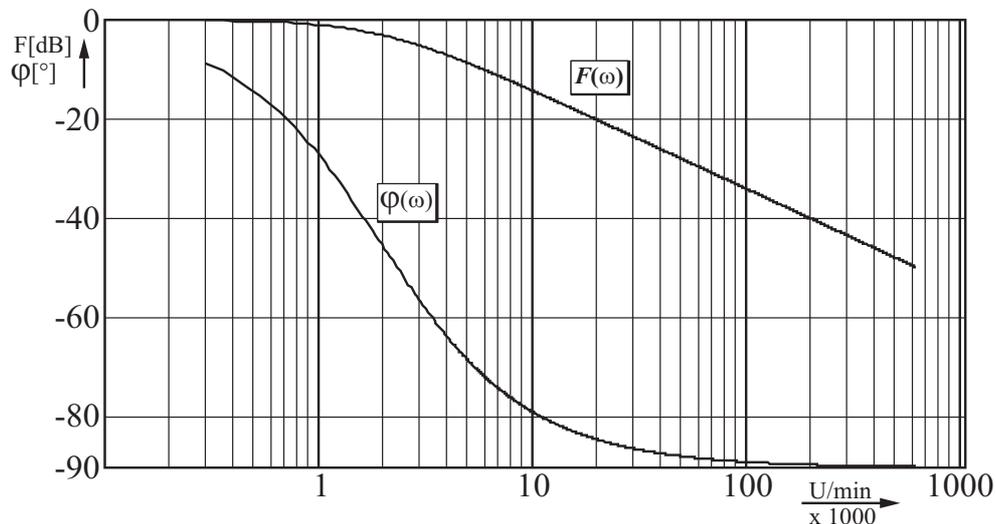


Bild 4.2: Berechneter Frequenzgang des Betrages und der Phasenlage für eine Eckfrequenz von $f_g = 33$ Hz

Bei einer Drehzahl von $n = 6000 \text{ Umin}^{-1}$ beträgt die Phasenverschiebung $\varphi(\omega) = -71,8^\circ$. Der entstehende Winkelfehler bei der Feldorientierung kann in der Anlaufphase der Maschine mit dem Verstellwinkel

$$\gamma(\omega) = -(\varphi(\omega) + 90^\circ) \quad (4.3)$$

korrigiert werden. Im Arbeitsbereich der Maschine bei Drehzahlen größer als $100.000 \text{ Umin}^{-1}$ läuft die Phasendrehung des Tiefpasses gegen 90° und die Schaltung kann als Integrator betrachtet werden.

Die induzierte Spannung der Synchronmaschine steigt mit der Drehzahl an und wirkt dem dämpfenden Integrator entgegen; bei korrekt arbeitendem Integrator wird das Ausgangssignal daher eine konstante Amplitude aufweisen. Dies entspricht dem durch den Permanentmagneten der Maschine erzeugten konstanten Erregerfluss.

Bild 4.3 zeigt die sehr kleine Amplitude des Flusssignals am Ausgang des Integrators. Daher sind besondere Maßnahmen bei der Nulldurchgangserkennung erforderlich. Aktive Schaltungskomponenten zur Signalverstärkung sind aufgrund von Drift und Offset nicht einsetzbar [42]. Störgrö-

ßen, die dem Signal durch direkte Einstrahlung oder kapazitive Kopplung überlagert sind, würden mitverstärkt und eine sichere Nulldurchgangserfassung deutlich erschweren.

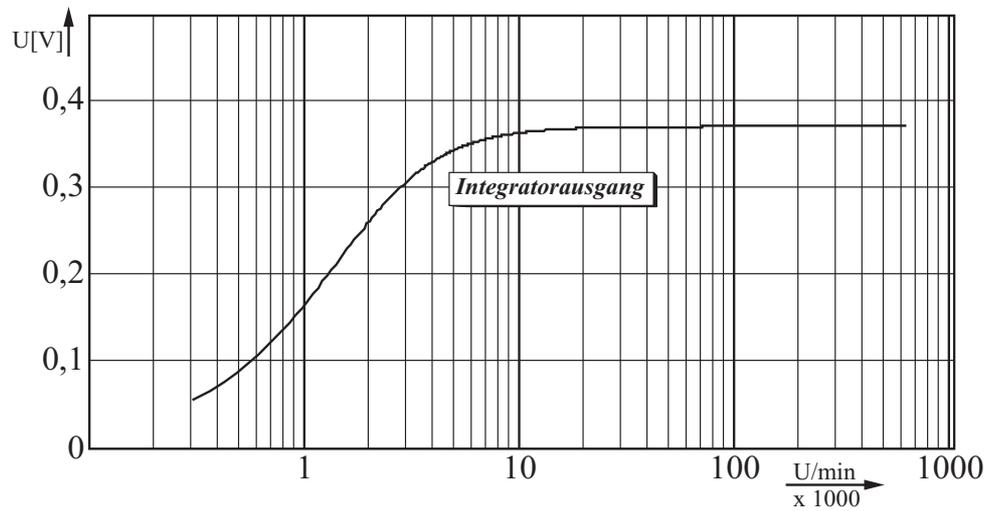


Bild 4.3: Berechneter Betrag der Ausgangsspannung des Integrators

4.1.1 Probleme bei der Nulldurchgangserkennung

Die sichere Erkennung des Nulldurchgangs von sinusförmigen Wechselgrößen wird durch mehrere dem Signal überlagerte Störgrößen erschwert.

Bild 4.4 zeigt eine einfache Schaltung zur Erkennung eines Nulldurchgangs. Das Eingangssignal wird mittels Komparator mit einer Referenzspannung verglichen. Zur Erkennung eines Nulldurchgangs wird als Referenz die Signalmasse verwendet. Das Ausgangssignal entspricht in seiner Polarität der Polarität des Eingangssignals.

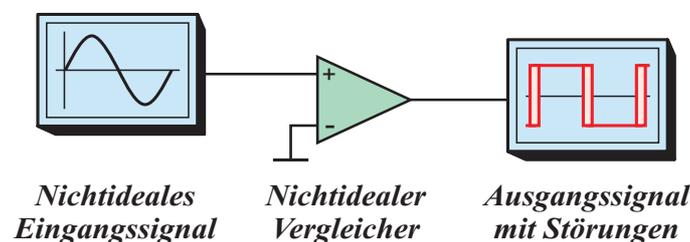


Bild 4.4: Prinzip der Nulldurchgangserkennung mit Komparator

Eine grundlegende Störgröße ist die durch den Detektor selbst eingebrachte Verschiebung des Nulldurchganges mittels Eingangsoffsetströmen sowie Temperaturdrift des Differenzeinganges. Diese Störgröße kann durch sorgfältige Bauteilwahl minimiert werden.

Das Rauschen der aktiven Schaltungskomponenten und dem Signal überlagerte Störsignale führen grundsätzlich zu einer Mehrfacherkennung des Nulldurchganges. Bild 4.5 zeigt dieses Verhalten. Bei Komparatoren mit digitalen Ausgängen entsteht durch die hohe Schaltgeschwindigkeit der Ausgangsstufe eine weitere Störgröße. Die schnellen Schaltflanken können über parasitäre Kapazitäten direkt oder über die Impedanz der Versorgungsspannung selbst bei einem guten Layout indirekt in die Eingangsstufe einkoppeln.

Bei Signalen konstanter Frequenz kann durch aktive Filtermaßnahmen eine hohe Unterdrückung von Störsignalen ohne Einbringung von Phasenfehlern erzielt werden [43]. Bei Signalen variabler Frequenz ist in der Regel eine Störunterdrückung nur durch passive Filterung möglich. Dies hat jedoch immer einen Phasenfehler durch die Laufzeit des Filters zur Folge und ist nicht erwünscht.

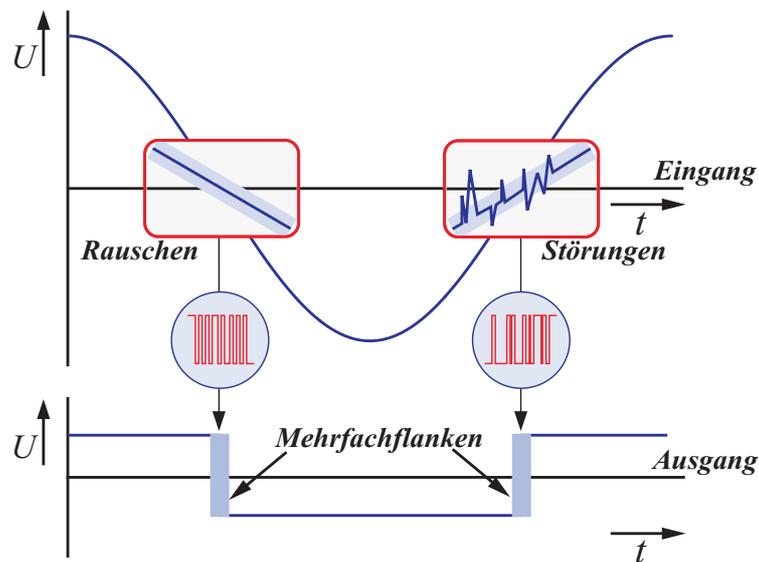


Bild 4.5: Fehlereinflüsse bei der direkten Nulldurchgangserkennung

Um Mehrfachflanken bei der Nulldurchgangserkennung zu unterdrücken kann die Entscheidungsschwelle des Komparators mittels Hysterese in Abhängigkeit vom Signalzustand des Ausganges verschoben werden. Signalrauschen und Störsignale werden dadurch weitestgehend unterdrückt. Um die Entscheidungsschwelle des Komparators liegt ein Hystereseband, dessen Breite die Störfestigkeit der Schaltung bestimmt.

Bild 4.6 und Bild 4.7 zeigen das Prinzip des Komparators mit Hystereseband. In der Literatur wird diese Schaltung als nicht invertierender Schmitt-Trigger bezeichnet [42, 44]. Es ist zu erkennen, dass mit größer werdendem Hystereseband die Störfestigkeit steigt. In gleichem Maße steigt auch die Phasenverschiebung bei der Erkennung des Nulldurchgangs im Eingangssignal. Dieses Verhalten ist nicht erwünscht.

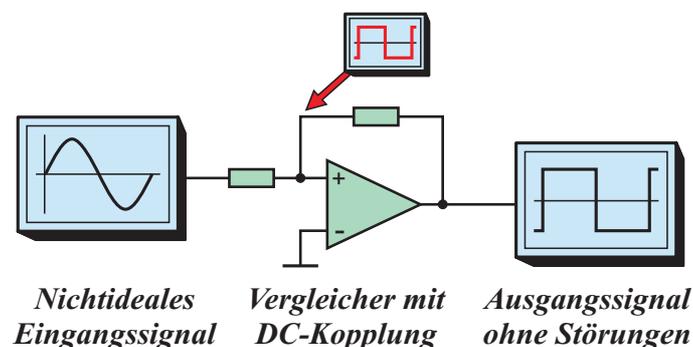


Bild 4.6: Prinzip der Nulldurchgangserkennung mit Hystereseband

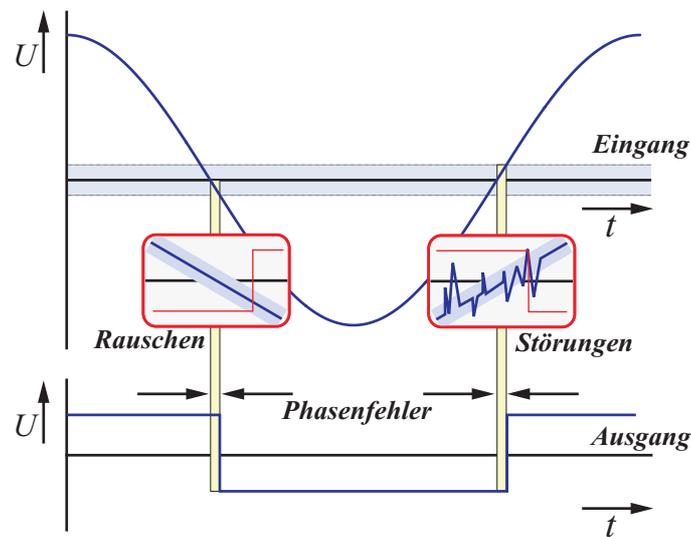


Bild 4.7: Durch das Hystereseband verursachte Phasenverschiebung

Aus Bild 4.6 geht implizit hervor, dass eine symmetrische Hysterese nur dann möglich ist, wenn das Ausgangssignal ideal symmetrisch bipolar ist. Nur dann wird der Schaltungspunkt des Komparators ideal symmetrisch von der Nulllinie weg verschoben. Diese Forderung lässt sich in der Praxis kaum realisieren. Für die Dimensionierung des Hysteresebandes ist eine exakte Kenntnis der maximal möglichen Stör-Amplitude unumgänglich. Wird das Hystereseband zu klein dimensioniert, ist das Ausgangssignal gestört. Bei zu groß gewähltem Hystereseband ist die daraus resultierende hohe Phasenverschiebung störend.

4.1.2 Zeitabhängige Hysterese

Um eine präzise Nulldurchgangserkennung zu erhalten ist es wünschenswert, die Entscheidungsschwelle möglichst nicht zu verändern. Zur Unterdrückung von Mehrfachauswertungen genügt es, die Entscheidungsschwelle erst nach der Detektion des Nulldurchganges zu verschieben. Wird die Verschiebung nur für einen begrenzten Zeitraum vorgenommen, ist die Entscheidungsschwelle zum Zeitpunkt des nächsten Nulldurchganges wieder unverändert.

Die Eigenschaft der zeitlich begrenzten Hysterese kann realisiert werden, indem nicht wie bisher der statische Signalzustand des Komparatorausganges sondern die Änderung des Signalzustandes auf die Entscheidungsschwelle rückgeführt wird. Bild 4.8 zeigt die prinzipielle Schaltung, Bild 4.9 die prinzipielle Funktionsweise. Es ist leicht zu erkennen, dass die Schaltung keine systematische stationäre Phasenverschiebung aufweist.

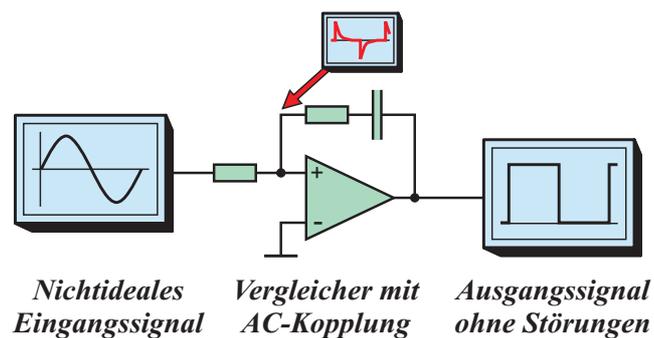


Bild 4.8: Prinzip der zeitabhängigen Hysterese

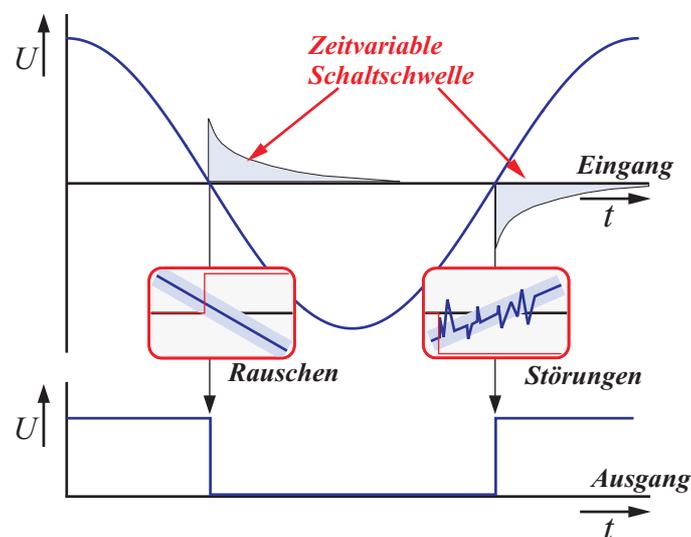


Bild 4.9: Wirkungsweise der zeitabhängigen Hysterese

Der Kondensator überträgt nur den Wechselanteil des Ausgangssignals. Der Ausgang des Komparators kann nun unipolar sein, die Höhe der Ausgangsspannung spielt eine untergeordnete Rolle. Damit ist der Einsatz von Komparatoren mit digitalen Ausgängen möglich. Dies erleichtert die digitale Weiterverarbeitung des Ausgangssignals, da eine Pegelwandlung entfallen kann.

Über die Zeitkonstante des RC-Gliedes wird die Zeitdauer der Hysterese eingestellt. Diese Hysteresedauer wird an die größte zu verarbeitende Eingangsfrequenz angepasst. Es ist offensichtlich, dass bei konstanter Hysteresedauer mit sinkender Signalfrequenz ein immer kleiner werdender Teil der Signalperiode von der Hysterese erfasst wird. Daher sinkt die Störsicherheit der Schaltung mit der Eingangsfrequenz. Dies wird problematisch, wenn das abzudeckende Frequenzband sehr groß ist.

Geht die Eingangsfrequenz und damit die Eingangsspannung gegen null triggert sich der Komparator über das Rauschen der Eingangsstufe selbst. Die Schaltung verhält sich wie ein Multivibrator und oszilliert. Die Schwingungsfrequenz wird durch den Kondensator und die Summe der Eingangswiderstände bestimmt. Dieses Verhalten stellt für den geregelten Betrieb oberhalb der Mindestdrehzahl zur Flusserfassung kein Problem dar. Im Anlaufbetrieb kann die Flusserfassung zur Vermeidung von Fehlinformationen ausgeblendet werden.

Das vorgestellte Verfahren der zeitabhängigen Hysterese wurde erfolgreich an einem Antrieb mit $n_{\max 1} = 300.000 \text{ Umin}^{-1}$ getestet. Die untere Drehzahl, bei der die Flusssignale ausgewertet wurden, lag bei $n_{\min 1} = 10.000 \text{ Umin}^{-1}$. Der gewünschten Erweiterung der oberen Drehzahl auf $n_{\max 2} = 600.000 \text{ Umin}^{-1}$ bei gleichzeitiger Absenkung der Mindestdrehzahl auf $n_{\min 2} = 6000 \text{ Umin}^{-1}$ stehen jedoch die genannten Nachteile im Wege.

4.1.3 Zustandsabhängige Hysterese

Der Ständerfluss wird durch Integration des Drehspannungssystems der Klemmenspannung gebildet. Da die Summe der Klemmenspannung zu jedem beliebigen Zeitpunkt gleich null ist (2.6) gilt auch für den Ständerfluss

$$\psi_a + \psi_b + \psi_c = 0 \quad (4.4)$$

Der Ständerfluss kann nach (2.5) als Raumzeiger dargestellt werden. Sind die Spannungen des Flusssignals der drei Maschinenphasen bekannt, ist auch die räumliche Lage des Flusszeigers bestimmbar und zu jedem beliebigen Zeitpunkt definiert.

In jedem Sektor sind die Phase und der Zeitpunkt des nächsten Nulldurchganges abhängig von der Drehrichtung definiert. Die Phasenfolge ist durch die eindeutige Drehrichtung des Bohrantriebes bekannt. Durch die Kenntnis des Signalzustandes der drei Phasensignale kann daher ohne Hysterese in der Nulldurchgangserkennung ein Komparatorsignal bewertet werden. Bild 4.10 zeigt die Phasenfolge des Flusssignals.

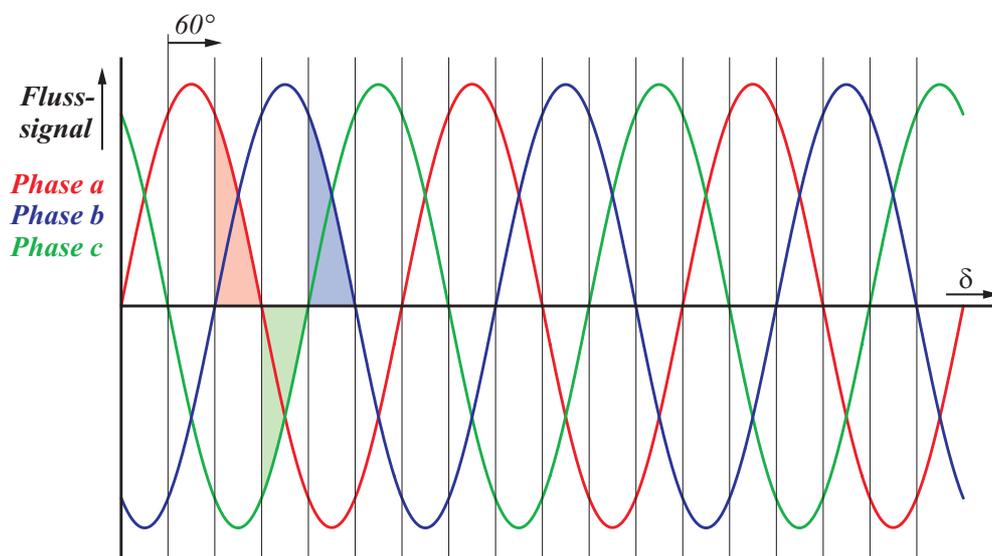


Bild 4.10: Phasenfolge der Flusssignale

Es ist zu erkennen, dass bei Kenntnis des Signalzustandes aller Phasen in einem beliebigen Bereich vor einem zu erwartenden Nulldurchgang in einer Phase eine Gültigkeitsbedingung eindeutig definiert werden kann. In Bild 4.10 ist beispielhaft ein Bereich von 60° eingezeichnet.

Für die im Vorzeichen abgetasteten Flusssignale gelten einfachere Bedingungen. Aufgrund der Diskretisierung mit nur einem Bit beträgt die Winkelauflösung der Signale nur 60° . Dies ist auch die Auflösung für die Definition einer Gültigkeitsbedingung. Bild 4.11a zeigt die Verhältnisse an den Ausgängen der Komparatoren.

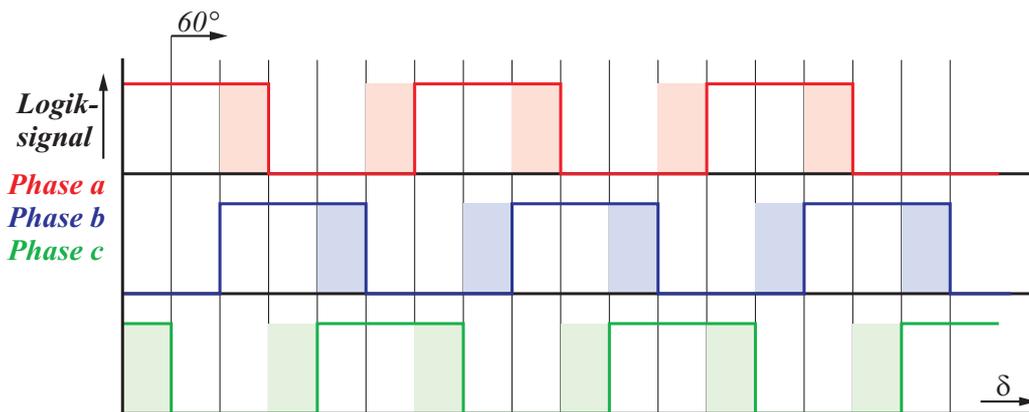


Bild 4.11a: Flussvorzeichen mit Freigabefeldern für Vorzeichenwechsel

Für die Definition eines Freigabefensters für einen Nulldurchgang genügt es nicht, nur die Ausgangssignale der Komparatoren zu bewerten. Ist der Nulldurchgang in einer Phase als gültig erkannt worden, wird dieser Zustand gespeichert und fließt in die Zustandserkennung ein. Für einen störungsfreien Betrieb ist durch geeignete Maßnahmen auszuschließen, dass die Zustandserkennung sich aufgrund eines fehlerhaften Zustandes selbst verriegelt. Derartige Zustände sind möglich beim Einschalten der Elektronik und aufgrund gestörter Flusssignale bei zu kleiner Drehzahl.

Die logische Bewertung der Komparatorsignale wird in einem programmierbaren Gatterarray realisiert, welches die Komparatorausgänge und seine eigenen Ausgänge mit einer Frequenz von 100 MHz abtastet und bewertet. Durch die Abtastung bestimmt die Taktfrequenz des Gatterarrays die zeitliche Auflösung der Vorzeichensignale des Flusses. Bild 4.11b zeigt das Flussdiagramm für die Zustandserkennung einer Flussphase. Die Programmierung des Logikarrays erfolgt in einer Hochsprache ähnlich VHDL und ist beispielhaft für eine Flussphase im Anhang angegeben.

Die Verriegelung aller Phasen durch unzulässige Signalzustände wird durch ein globales Fehlersignal sicher verhindert. In diesem Signal sind alle möglichen Fehlerzustände erfasst. Dieses Signal schaltet dann die Signalbewertung in den einzelnen Phasen frei.

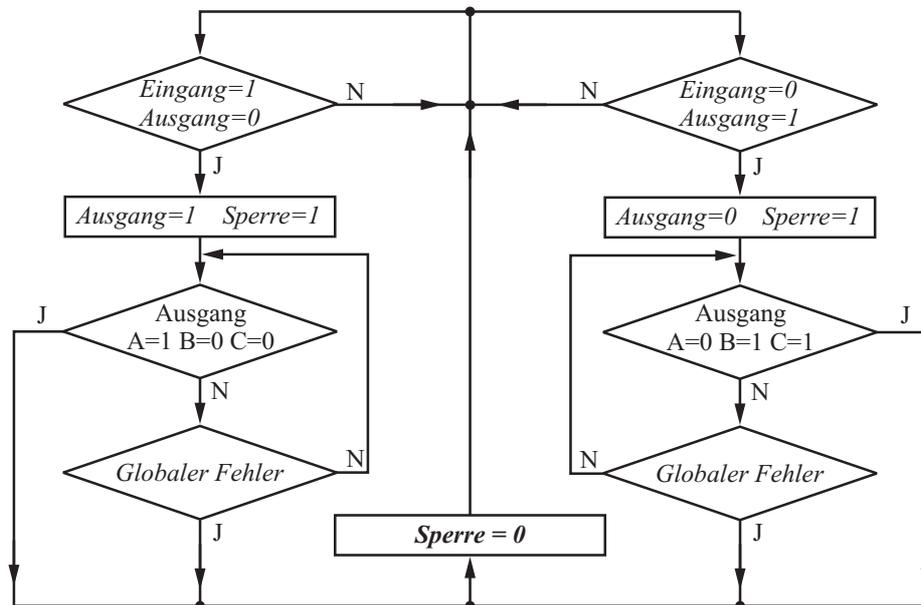


Bild 4.11b: Flussdiagramm der Zustandserkennung für eine Phase

Mit der in Bild 4.12 dargestellten zustandsbewerteten Nulldurchgangserkennung ist eine hysteresefreie Erfassung des Nulldurchganges der Fluss-signale möglich. Um Signalverfälschungen durch Oszillation in den Komparatoren zu vermeiden, werden diese abgetastet. Ist das Eingangssignal des Komparators störungsfrei, wird auch der Nulldurchgang des Signals korrekt erfasst. Eine prinzipielle Signalverfälschung wie bei der Amplitudenhysterese oder Filterung erfolgt nicht.

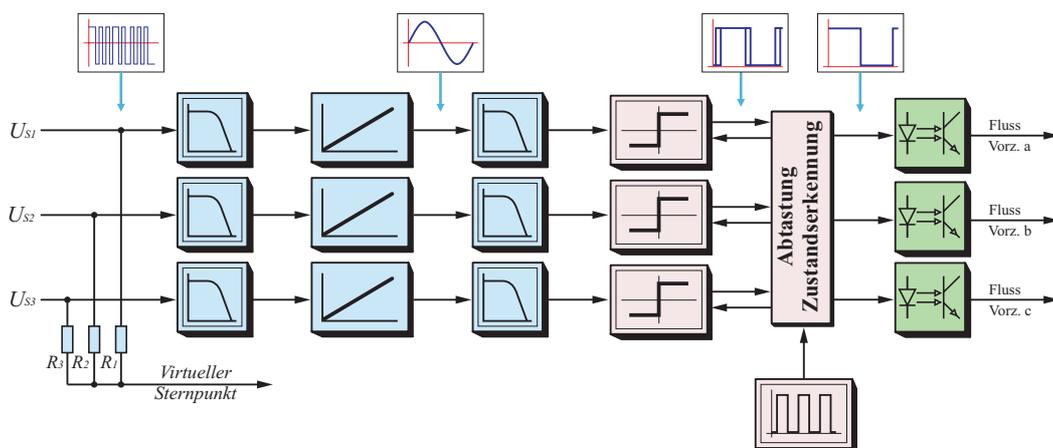


Bild 4.12: Dreiphasige zustandsbewertete Nulldurchgangserkennung

Da die Signalbewertung über den logischen Zustand des Gesamtsystems erfolgt, ist sie unabhängig von der Frequenz. Die theoretische untere Grenzfrequenz ist daher null, sie wird nur durch die Eckfrequenz des Integrators für den Fluss vorgegeben.

Die obere Grenzfrequenz ist durch die Laufzeit der Komparatoren und der Optokoppler vorgegeben. Es ist denkbar, den Takt für die Auswertelogik und zur Abtastung der Komparatoren aus dem Systemtakt der Feldorientierung abzuleiten. Damit ist eine synchron getaktete Feldorientierung möglich. Dies entspräche der Funktionsweise bei der Realisierung in einem Signalrechner.

4.2 Winkelinterpolation mittels Phase-Locked Loop (PLL)

Durch die Vorzeichensignale des Ständerflusses wird die Raumzeigerebene in sechs Sektoren aufgeteilt. Die Vorzeichensignale können, wie in Bild 3.7 und Tabelle 3.1 gezeigt, als Sektoradresse interpretiert werden. Daher ist zu jedem Zeitpunkt bekannt, in welchem der Sektoren sich der Flussraumzeiger befindet.

Der Eintritt in einen Sektor ist durch den Vorzeichenwechsel zeitlich präzise zu erfassen. Es ist nun aus der Folge der Vorzeichenwechsel eine der Umlaufgeschwindigkeit des Flusszeigers proportionale Frequenz zu generieren mit der die fehlenden Winkelinformationen rekonstruiert oder interpoliert werden können.

Die drei Flussvorzeichen besitzen eine räumliche Information und eine zeitliche Information. Die räumliche Information wird mittels der Vorzeichensignale als 3-Bit Adresse ausgewertet. Jeder Adresse ist nach Tabelle 3.1 ein absoluter Winkel als Sektoranfang fest zugeordnet.

Die zeitliche Information besteht aus dem Zeitpunkt des Sektorwechsels. Sie enthält implizit die Drehzahl der Maschine. Diese Information wird ausgewertet indem die Flusssignale der einzelnen Phasen differenziert und anschließend zusammengeführt werden.

Mittels einer monostabilen Kippstufe werden die Impulse derart verlängert, dass sie von einer nachfolgenden Elektronik verarbeitet werden können. Bild 4.13 zeigt die Erzeugung des Synchronisationssignals.

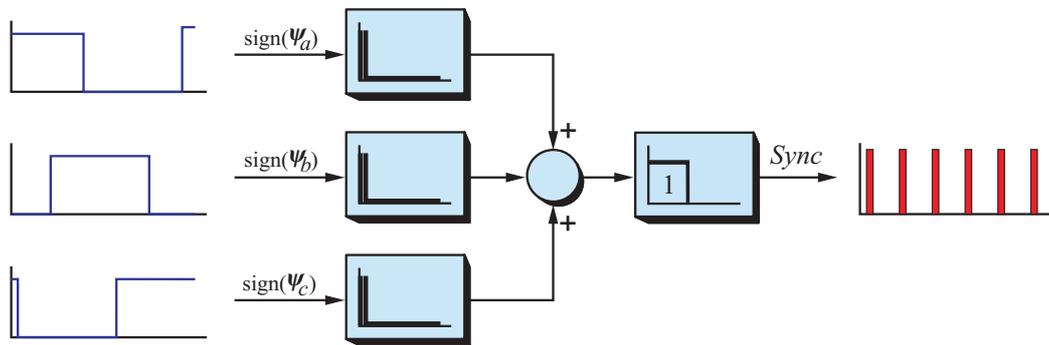


Bild 4.13: Erzeugung des Synchronisationssignals

Das so generierte Synchronisationssignal für den Sektorwechsel hat die Frequenz

$$f_{\text{sync}} = \frac{n * 6}{60} \quad (4.5)$$

Soll innerhalb eines Sektors die Winkelauflösung $\Delta\delta = 1^\circ$ betragen, sind entsprechend 60 Interpolationsschritte erforderlich. Dies entspricht der 60-fachen Synchronisationsfrequenz. Da die beiden Frequenzen über einen binären Teiler verkoppelt werden, bietet sich ein binärer Teilerfaktor von $K = 64$ an.

$$f_{\text{Sektor}} = \frac{n * 6 * K}{60} \text{ mit } K = 2^N \text{ und } N = 6 \quad (4.6)$$

Die Erzeugung des Interpolationssignals wird mittels eines PLL erreicht. Für den Begriff des Phase-Locked Loop hat sich im Deutschen der Ausdruck „Phasenregelkreis“ etabliert, wegen der kürzeren Schreibweise wird im Weiteren die internationale Abkürzung „PLL“ verwendet.

Der PLL hat die Aufgabe einen Oszillator in Frequenz und Phase mit einem Eingangssignal zu synchronisieren. Es wird zwischen linearen und digitalen PLLs unterschieden [45].

Im Gegensatz zum linearen PLL, welcher mit Bauelementen der Analogrechenstechnik aufgebaut ist und im linearen Bereich der Bauelemente arbeitet, besteht der digitale PLL aus logischen Bauelementen. Er arbeitet mit digitalen Signalen und fest definierten Logikpegeln [45]. Prinzipiell kann ein digitaler PLL auch in einem Mikrorechner realisiert werden.

Bild 4.14 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines digitalen PLL zur Interpolation der Sektorfrequenz F_{Sektor} .

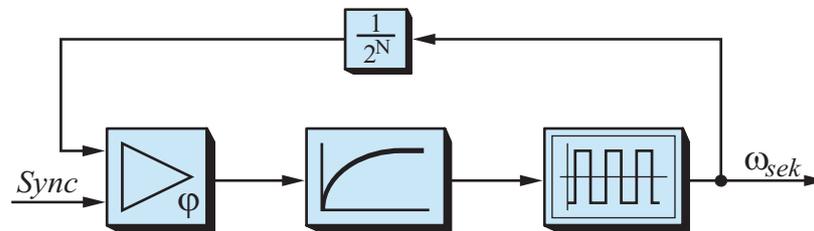


Bild 4.14: Prinzipieller Aufbau eines digitalen PLL

4.2.1 Funktion eines digitalen PLL

Entscheidend für die Funktionsmöglichkeiten eines digitalen PLL ist der Typ des Phasendiskriminators. Drei Typen haben sich etabliert:

- Exklusiv-Oder
- JK-Flip-Flop mit Flankentriggerung
- Dynamische Phasendifferenzerkennung

Das Exklusiv-Oder ist hier nicht verwendbar, da dieses symmetrische Eingangssignale voraussetzt. Das flankengetriggerte JK-Flip-Flop ist in diesem Punkt besser, wegen seiner schlechten Eigenschaften bei Frequenzgleichen Eingangssignalen [45] kann es für die hier gestellte Aufgabe jedoch nicht eingesetzt werden.

Ideales Verhalten zeigt der erweiterte Phasendetektor mit dynamischer Phasendifferenzerkennung. Er ist phasensensitiv und frequenzsensitiv, bei fehlendem Eingangssignal stellt sich am Ausgang des PLL mit F_{min} die Minimalfrequenz ein. Bild 4.15a zeigt den prinzipiellen Aufbau, Bild 4.15b die dazugehörigen Signalverläufe.

Die Ausgangsstufe ist nur aktiv, wenn die beiden Eingangssignale eine zeitliche Differenz zwischen den steigenden Flanken aufweisen. In dieser Differenzzeit wird das Schleifenfilter geladen oder entladen. Sind die Eingangssignale phasensynchron, bleibt der Ausgang hochohmig.

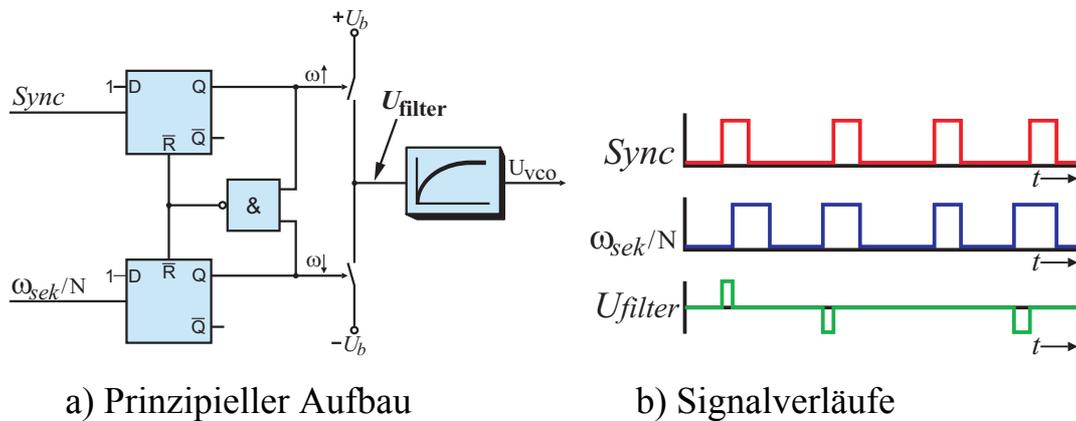


Bild 4.15: Phasendetektor mit dynamischer Phasendifferenzerkennung

Der ideale Phasendiskriminator ist mit einem aktiven Schleifenfilter nach Bild 4.16 versehen. Dies setzt jedoch eine bipolare Spannungsversorgung des Phasendetektors voraus. In der Praxis werden integrierte Schaltungen verwendet, die mit unipolarer Spannungsversorgung arbeiten. Der Einsatz des Integrators nach Bild 4.16 ist damit nicht mehr möglich; es kommen bei diesen Schaltungen nur passive Schleifenfilter zum Einsatz [46, 47].

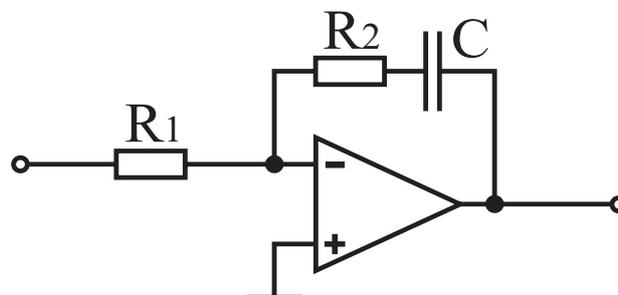


Bild 4.16: Aktives Schleifenfilter

Ein Nachteil des passiven Filters ist die Spannungsabhängigkeit. Die Spannungsdifferenz zwischen Komparatorausgang und Filter sinkt an den Aussteuer Grenzen. Dies bedeutet eine vom Aussteuerzustand abhängige Nachstimmzeit.

Eine weitere Einschränkung stellt der kleine Ziehbereich Δf_p des PLL dar. Bei einem digitalen PLL entspricht der Ziehbereich dem Durchstimmbereich des spannungsgesteuerten Oszillators [45].

$$\Delta f_p = \frac{f_{\max_vco}}{f_{\min_vco}} \quad (4.10)$$

Bei einer Standardbeschaltung ist der Durchstimmbereich mit $\Delta f_p \approx 10$ für die Winkelinterpolation innerhalb des Antriebssystems zu klein. Bei einem ersten Versuchsantrieb war eine feldorientierte Regelung im Drehzahlbereich von 10.000 Umin^{-1} bis $300.000 \text{ Umin}^{-1}$ gefordert, der Durchstimmbereich sollte daher $\Delta f_p \geq 30$ sein.

Für den geforderten Durchstimmbereich kann die Mittenfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators in Abhängigkeit von der Drehzahl nachgeführt werden. Bild 4.17 zeigt den Signalflussplan. Dieses Verfahren ist stark parameterempfindlich, insbesondere die Steuerkennlinie des VCO und die Auslegung des Schleifenfilters bestimmen hier die Grenzen.

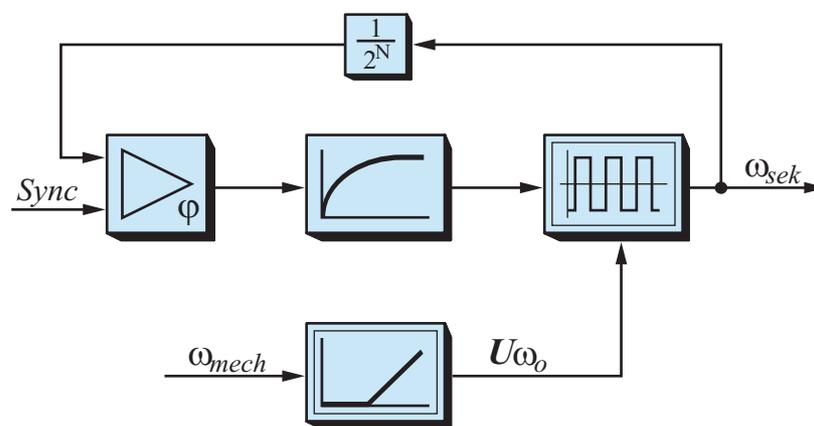


Bild 4.17: Drehzahlabhängige Vorsteuerung der Mittenfrequenz

4.2.2 Erweiterung des Phasendetektors

Um die Nachteile des in Bild 4.15 gezeigten Phasendetektors zu eliminieren, kann eine Schaltung mit Stromquellen in der Ausgangsstufe eingesetzt werden.

Unabhängig von der aktuellen VCO-Steuerspannung wird vom Phasendetektor ein frei programmierbarer Strom in ein passives Filter eingepreßt. Die Nachstimmgeschwindigkeit ist daher konstant. Das passive Filter verhält sich wegen der Stromeinprägung wie das aktive Filter mit bipolar gespeistem Phasendetektor und ist nicht mehr abhängig vom Aussteuerzustand. Der Ersatzwiderstand für R_1 des Schleifenfilters aus Bild 4.16 wird als virtueller Widerstand über den eingestellten Strom der Stromquelle aus dem Datenblatt [47] bestimmt.

Bild 4.18a zeigt den prinzipiellen Aufbau des Phasenkomparators mit Stromquellen in der Ausgangsstufe. Auf Details wie z. B. die Verriegelung der Stromquellen gegeneinander beim Reset der Flip-Flops wurde in der Darstellung verzichtet.

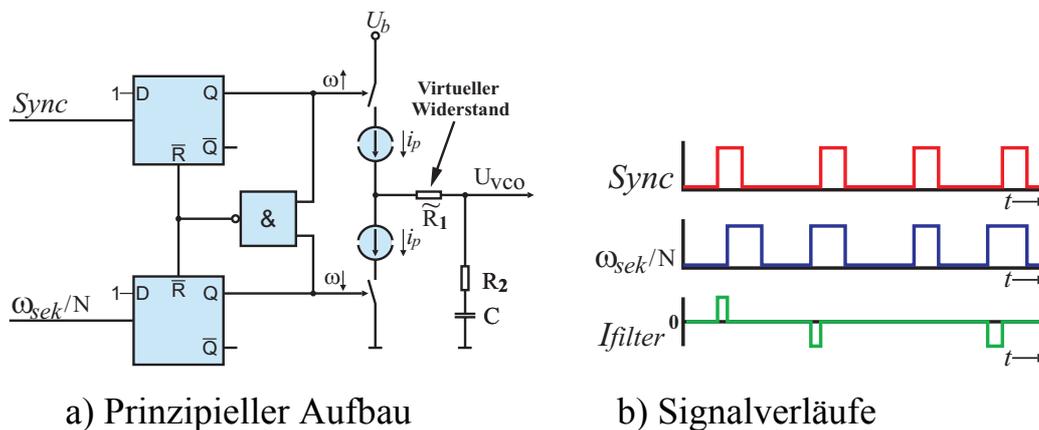


Bild 4.18: Phasendetektor mit Stromquelle in der Ausgangsstufe

Analog zu der in Bild 4.15a gezeigten Schaltung mit Spannungsausgang hat auch dieser Komparator drei Ausgangszustände. Je nach Phasenlage der Eingangssignale wird positiver oder negativer Strom in das Filter eingeprägt. Bei Phasengleichheit oder nach dem Reset der Flip-Flops ist der Ausgang offen. Bild 4.18b zeigt die prinzipiellen Verläufe.

Der Komparator nach Bild 4.18 zeigt bei der Dimensionierung deutliche Vorteile. Insbesondere die Filterdämpfung kann durch den arbeitspunktunabhängigen Betrieb kleiner gewählt werden. Dies bedeutet eine deutliche Verbesserung bei der Nachstimmgeschwindigkeit.

4.2.3 Erweiterung des Durchstimmbereiches

Um den Frequenzbereich des PLL gegenüber der Grundschiung deutlich zu erhöhen ist eine frequenzabhängige Verstimmung der Mittenfrequenz des VCO erforderlich. Die prinzipielle Vorgehensweise wurde in Bild 4.17 gezeigt. Die Kennlinie für die Nachsteuerspannung ergibt sich aus der Steuerkennlinie des VCO, der Dimensionierung des Schleifenfilters und den Grenzwerten für die Steuerspannung des VCO.

Die Bestimmung und die Realisierung dieser Kennlinie ist sehr aufwendig. Durch den gemischten Einsatz von aktiven und passiven Halbleitern wird die Realisierung der Kennlinie temperatur- und parameterempfindlich. Der PLL arbeitet dann optimal, wenn der VCO genau in der Mitte seines Steuerungsbereiches arbeitet. Es liegt daher nahe, diesen Arbeitspunkt über einen möglichst großen Frequenzbereich zu gewährleisten.

Aus diesem Grund wurde eine Regelung für den VCO-Arbeitspunkt entworfen. Zunächst werden die Nachstimmimpulse für die Phasenlage durch Tiefpassfilterung entfernt. Die Frequenz dieser Impulse entspricht der Wiederholfrequenz der Synchronisation (4.5). Die Eckfrequenz dieses Tiefpasses wird auf die minimale Arbeitsdrehzahl des Antriebes ausgelegt.

Der nachfolgende I-Regler erhält als Sollwert eine Referenzspannung die der Mitte des Steuerbereiches des VCO entspricht. Der Reglerausgang ist entsprechend den Spannungsgrenzwerten des VCO zu begrenzen. Der Regelkreis wird nun die Mittenfrequenz des VCO solange nachstimmen, bis die Filterspannung in der Mitte des Arbeitsbereiches liegt. Die Nachstimmungsgeschwindigkeit wird von der maximal möglichen Änderungsgeschwindigkeit der Drehzahl der Maschine bestimmt und hängt von der eingesetzten Maschine ab. Bild 4.19 zeigt den PLL mit Regelkreis für die Mittenfrequenz.

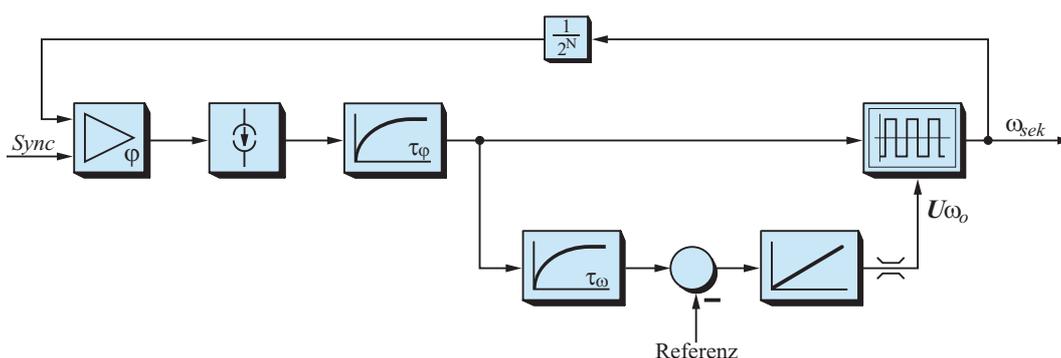


Bild 4.19: Regelung der VCO-Mittenfrequenz

Für die Regelung der Mittenspannung wurde ein moderner integrierter Schaltkreis mit Bandgap-VCO eingesetzt. Diese Bausteine zeichnen sich durch präzise Steuereigenschaften und einen hohen Frequenzbereich aus. Mit der Regelung konnte bei einem Teilverhältnis von $N = 7$ Bit ent-

sprechend $K = 128$ der Durchstimmbereich auf $\Delta f_p \approx 60$ und bei $N = 6$ Bit entsprechend $K = 64$ auf $\Delta f_p \approx 100$ erweitert werden.

Es hat sich gezeigt, dass der Durchstimmbereich nun nicht mehr durch den Oszillator oder den Phasendetektor begrenzt wird sondern vielmehr durch die mangelnde Bandbreite des Schleifenfilters. Es gilt daher die Eigenschaften des Schleifenfilters zu verbessern.

4.2.4 Verstimmungsabhängige Filteranpassung

Durch die Regelung der Mittenspannung des VCO wird der Durchstimmbereich des PLL derart erweitert, dass eine Dimensionierung des Schleifenfilters nicht ohne Stabilitätsverlust möglich ist. Über die Regelung der Mittenspannung steht jedoch eine Steuergröße zur Verfügung, die der momentanen Frequenzverschiebung des VCO entspricht.

Diese Steuergröße ist ein Maß für die Abweichung der Arbeitsfrequenz von einem zu definierenden Fixpunkt. Mithilfe dieser Größe können nun ein oder mehrere Parameter des Schleifenfilters kontinuierlich verstellt werden und so die Eckfrequenz des Schleifenfilters der Frequenz des PLL nachgeführt werden. Es bietet sich an, einen zweiten Tiefpass im Schleifenfilter zu implementieren und mittels eines elektronischen Widerstandes dessen Dämpfung zu beeinflussen. Als Stellglied ist ein Feldeffekttransistor möglich. Die Realisierung zeigt Bild 4.20.

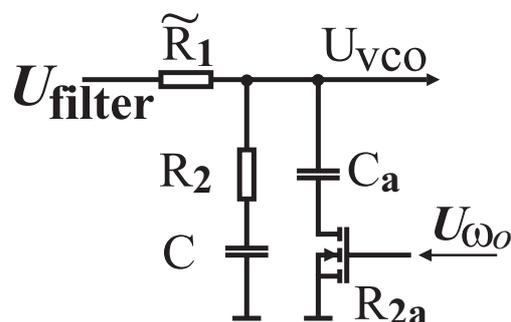


Bild 4.20: Nachführung des Schleifenfilters

Die Zeitkonstante des Schleifenfilters kann, wie in Bild 4.20 ersichtlich, ausgehend von einem durch R_2 und C bestimmten Wert nur vergrößert werden. Der aktive Bereich dieser Verstimmung liegt daher im unteren

Drehzahlbereich. Der feste Teil des Schleifenfilters wird auf den oberen Drehzahlbereich dimensioniert. Bild 4.21 zeigt die vollständige Struktur des PLL mit VCO- und Filternachführung.

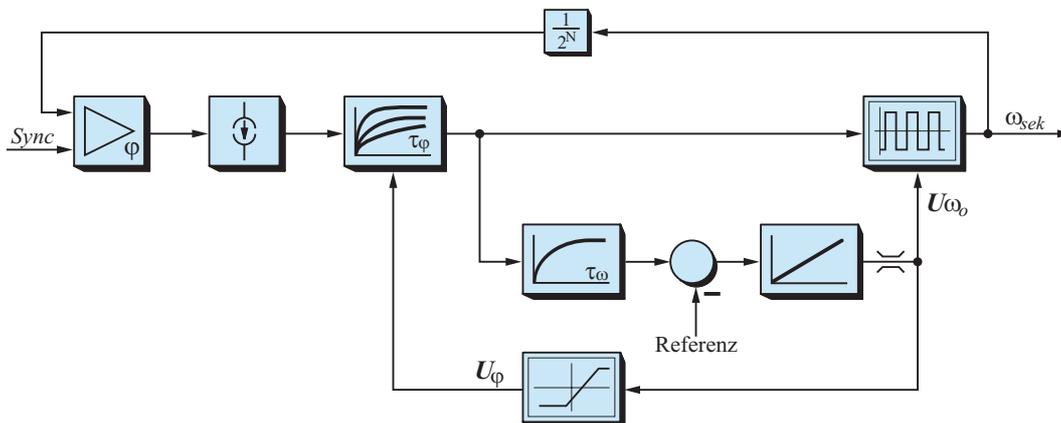


Bild 4.21: PLL mit Regelung der Mittenfrequenz und arbeitspunktabhängiger Filternachführung

Der mit den beschriebenen Maßnahmen erzielbare Durchstimmbereich hängt vom Teilerfaktor N und dem zulässigen Jitter des Ausgangssignals ab. Grundsätzlich vermindert ein höherer Teilerfaktor die Dämpfung des Systems und verringert damit den Durchstimmbereich. Der zulässige Phasenjitter des Ausgangssignals hängt von der Arbeitsgeschwindigkeit der nachfolgenden Elektronik ab.

Da die nachfolgende Feldorientierung mit einer Taktfrequenz von 100 MHz arbeitet, wurde der zulässige Phasenjitter auf 2 Taktimpulse entsprechend ± 20 ns festgelegt. Mit dieser Randbedingung konnte bei einem Teilverhältnis von $N = 7$ der Durchstimmbereich auf $\Delta f_p \approx 300$ und bei $N = 6$ auf $\Delta f_p \approx 500$ erweitert werden. Bild 4.22 zeigt das Ausgangssignal und das Eingangssignal des PLL bei maximal zulässigem Phasenjitter; in Bild 4.23 sind die Unterschiede der Modifikationen zusammengefasst.

Zur Beurteilung des Verhaltens der einzelnen Komponenten im Frequenzbereich wurde der PLL bei einem Teilerfaktor von $N = 6$ Bit entsprechend $K = 64$ mit einem Funktionsgenerator in einem Zeitfenster von drei Sekunden kontinuierlich durchgestimmt. Bild 4.24 zeigt das Verhalten.

Die untere Drehzahlgrenze liegt bei $n_{\min} = 3.300 \text{ Umin}^{-1}$, die obere Drehzahlgrenze bei $n_{\max} = 1,7\text{E}6 \text{ Umin}^{-1}$. Dies entspricht einem Durchstimm-

verhältnis von $\Delta f_p \approx 515$. Die Regelung der Mittenspannung des VCO setzt bei 50.000 Umin^{-1} ein. Bis zu einer Drehzahl von $n = 20.000 \text{ Umin}^{-1}$ ist der parallele Zweig des Schleifenfilters wirksam. Ausgehend von dieser Drehzahl ist der Durchstimmbereich von 100 (Bild 4.23) für ein frequenzinvariantes Filter zu erkennen.

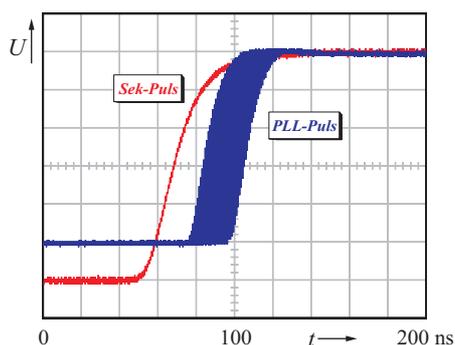


Bild 4.22: Maximalwert des Phasensjitters am PLL-Ausgang

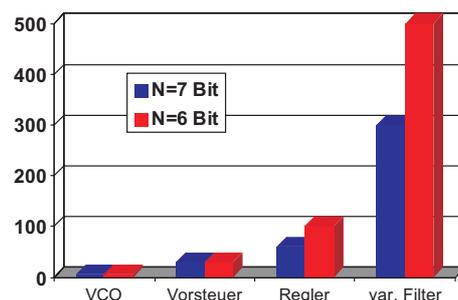


Bild 4.23: Erhöhung des Durchstimmbereiches

Ab einer Drehzahl von $n = 500.000 \text{ Umin}^{-1}$ kann die Mittenfrequenz des VCO nicht mehr nachgeführt werden. Der PLL arbeitet nun bis zu seiner Maximalfrequenz über den VCO-Steuereingang mit der Ausgangsspannung des Schleifenfilters. Mit $T_{\text{wob}} = 3 \text{ s}$ ist die Nachstimmgeschwindigkeit über den vollen Frequenzbereich für eine Anwendung in der Antriebstechnik mehr als ausreichend.

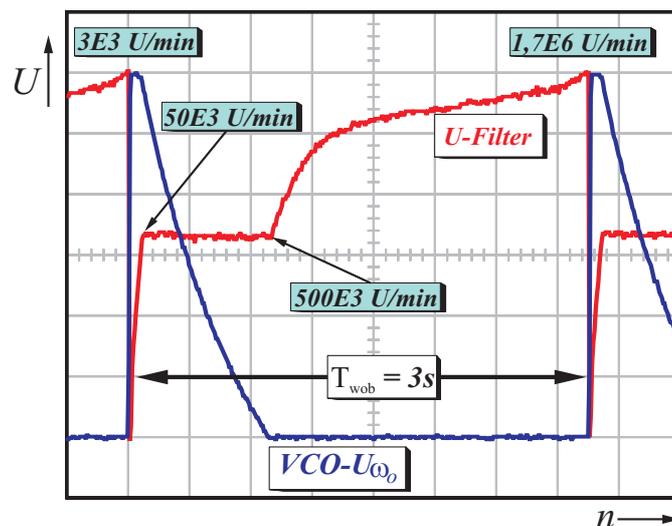


Bild 4.24: Steuerspannungen des PLL über den Durchstimmbereich bei einem Teilerfaktor von $N = 6 \text{ Bit}$, $K = 64$

4.3 Zusammenfassung der Zwischenergebnisse

Aufgrund der fehlenden Rechenleistung im Regelungsweig kann der Ständerfluss nur approximiert werden. Der Ständerfluss wird nicht als kontinuierliches Signal ausgewertet, sondern nur in seinem Vorzeichen betrachtet. Das Vorzeichensignal enthält die Information über die absolute Lage und die Drehgeschwindigkeit.

Um bereits bei möglichst kleinen Drehzahlen feldorientiert arbeiten zu können ist die Eckfrequenz des Tiefpasses zur Integration der Ständerspannung sehr klein zu wählen. Als Folge ist der Signalpegel des Flusssignals sehr klein. Eine konventionelle Nulldurchgangserkennung mit Hysterese würde dieses Signal unzulässig verfälschen. Daher wurde eine zustandsbewertete Nulldurchgangserkennung entworfen, die eine frequenzunabhängige Detektion ohne Phasenfehler erlaubt.

Zur Rekonstruktion der Lage des Flussraumzeigers ist die Winkelgeschwindigkeit des Zeigers innerhalb des aus dem Vorzeichen bereits bestimmaren Maschinensektors zu ermitteln. Dies geschieht mittels eines digitalen PLL. Der Durchstimmbereich eines konventionell aufgebauten PLL ist für diese Aufgabe nicht ausreichend. Mittels Mittenfrequenzregelung und frequenzadaptivem Schleifenfilter konnte der Durchstimmbereich eines digitalen PLL auf hinreichend große Werte erweitert werden.

Mittels Signalerfassung und modifiziertem PLL ist die Rekonstruktion eines Flusszeigers mit Einheitslänge möglich, dessen Winkelauflösung besser als 1° ist. Dies ist für die gestellte Aufgabe ausreichend. Mit diesem Zeiger kann nun ein Sollstromzeiger generiert werden, der als Grundlage für die feldorientierte Ständerstromregelung ohne Drehgeber anzusehen ist.

5. Realisierung der drehgeberlosen Feldorientierung

Ausgehend von der in Bild 3.9 gezeigten feldorientierten Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Signalrechner kann mit Hilfe der in Kapitel 4 beschriebenen Signalerfassung ein Sollstromzeiger generiert werden, der Basis für die feldorientierte Regelung in Ständerkoordinaten ist. In Tabelle 3.1 ist die Zuordnung der Nulldurchgänge zu virtuellen Adressbits festgelegt. Es sei ausdrücklich darauf hingewiesen, dass diese Zuordnung willkürlich ist und keine physikalische Bedeutung hat.

Mit den beschriebenen Adressbits kann die Raumzeigerebene des Flusses in sechs Sektoren aufgeteilt werden. Jede Adresse beschreibt den räumlichen Eintrittspunkt des Flussraumzeigers in den jeweiligen Sektor, die zeitliche Zuordnung ist durch den Wechsel des Vorzeichens gegeben. Mit der in Kapitel 4 beschriebenen Interpolation der Sektorfrequenz kann nun ein starr an die Lage des Maschinenflusses gekoppelter kontinuierlich drehender Zeiger generiert werden. Dieser Zeiger wird als Einheitszeiger des Flusses betrachtet.

Wird dieser Zeiger um 90° voreilend gedreht, repräsentiert er das Argument des Sollzeigers für den Ständerstrom. Durch Multiplikation des nun gedrehten Einheitszeigers mit dem Drehmomentsollwert des Drehzahlreglers wird der komplexe Sollzeiger des Ständerstromes generiert.

$$\underline{i}_s^* = i_s \cdot e^{j\omega t} \quad (5.1)$$

Bild 5.1 zeigt die erweiterten Verhältnisse.

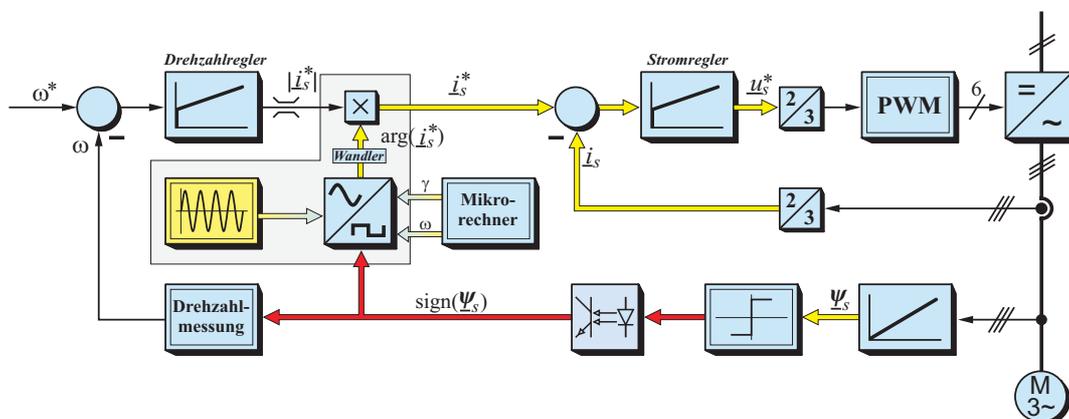


Bild 5.1: Erweiterte feldorientierte Regelung mit Steuerrechner

Um die Winkellage des Sollstromzeigers beeinflussen zu können und um Anlauf und Anhalten der Maschine im nicht feldorientierten Betrieb steuern zu können, wird ein Mikrorechner eingeführt. Dieser Rechner hat keine regelungstechnischen Echtzeitaufgaben. Die für die Erzeugung des Sollstromzeigers regelungstechnisch relevanten Komponenten der Feldorientierung sind in Bild 5.2 gezeigt. Sie entsprechen dem in Bild 5.1 grau unterlegten Schaltungssteil. Die Funktionalität des Drehzahlreglers wird in Kapitel 5.2 gesondert behandelt.

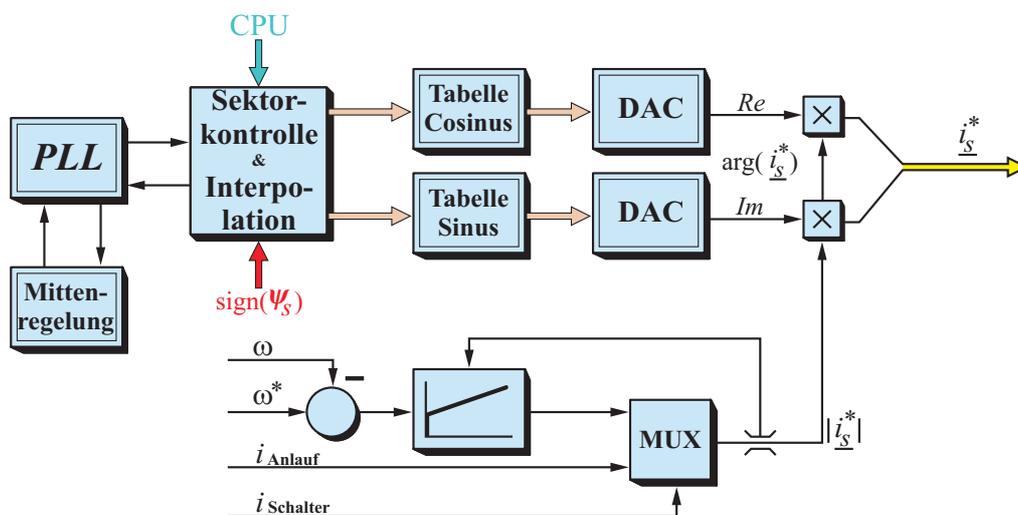


Bild 5.2: Vollständiges Ersatzschaltbild der Sollstromgenerierung

5.1 Generierung des Stromsollwertarguments

Der digitale Teil der Feldorientierung ist vollständig in einem programmierbaren Logikbaustein (CPLD) realisiert. Bild 5.3 zeigt die vollständige Struktur des Bausteins. Kern der Struktur ist ein funktionsumschaltbarer Zählerkomplex, mit dem die Winkellage des Sollzeigers mittels Sektorinformation und interpolierter Sektorfrequenz nachgeführt wird. Das Ausgangssignal dieser Zählergruppe bildet einen Teil der in Bild 5.2 gezeigten tabellenorientierten Winkelerzeugung. Die weiteren Funktionsgruppen sind

- *Flankenerkennung und Adressdecoder.*
- *Taktgenerator mit sektorsynchroner Signalumschaltung.*
- *Frequenzteiler und Synchronsignalerzeugung für den PLL.*
- *Ausgangspuffer mit State-Machine zur Tabellensteuerung.*

5.1.1 Winkeltabelle mit linearer Adressierung

Grundlage für die Winkeldrehung der aus den Flussignalen gewonnenen Lageinformation ist eine Tabelle mit einer begrenzten Anzahl von Sinus- und Kosinuswerten. Die Adressinformation wird im Wesentlichen durch den in Zählern geführten Winkelwert des Flusszeigers gebildet. Zähler und Tabelle sind aus Gründen der einfacheren Realisierbarkeit mit linearer Zähl- und Adressfolge aufgebaut. Die aus den Flussvorzeichen in Tabelle 3.1 abgeleitete Anfangsadressfolge der Maschinensektoren ist nicht linear. Daher wird zunächst eine Abbildung der Adressen der Flussvorzeichen in den linearen Adressraum der Winkeltabelle vereinbart.

$$\left\{ \begin{array}{lll} \langle 1 \Rightarrow 0 \rangle & \langle 2 \Rightarrow 2 \rangle & \langle 3 \Rightarrow 1 \rangle \\ \langle 4 \Rightarrow 4 \rangle & \langle 5 \Rightarrow 5 \rangle & \langle 6 \Rightarrow 3 \rangle \end{array} \right\} \text{ sowie } \left\{ \begin{array}{l} \langle 0 \Rightarrow 7 \rangle \\ \langle 7 \Rightarrow 7 \rangle \end{array} \right\} \quad (5.2)$$

Damit liefert der Adressdecoder eine lineare Zahlenfolge $\{0..5\}$ für eine Umdrehung der Maschine. Die nicht definierten Flussadressen $\{0,7\}$ werden auf die Tabellenadresse $\{7\}$ abgebildet. Die Adresse $\{7\}$ beinhaltet ausschließlich Nullvektoren und behandelt den Fehlerfall. Dieser wird in Kapitel 5.1.4 erläutert.

Für den Aufbau der Tabelle mit sechs Bit Interpolationsbreite und sechs Bit Korrekturbreite werden folgende Festlegungen getroffen:

Θ_s : Adresse des aktuellen Maschinensektors (0...5)

Θ_i : Adresse des interpolierten Winkels (0...63)

γ : Adresse für den Korrekturwinkel des Mikrorechners (0..63)

ε : Maximalwert des mit γ adressierbaren Korrekturwinkels

φ : Endgültiger Winkel für die Sinus/Kosinus Berechnung

Der Winkel zur Bestimmung der Sinuswerte und Kosinuswerte der Tabelle ergibt sich bei unipolarer Korrektur zu

$$\varphi = \Theta_s \cdot 60^\circ + \gamma \cdot \frac{\varepsilon}{63} + \Theta_i \cdot \frac{60^\circ}{63} + 90^\circ \quad (5.3)$$

Werden für die Winkelkorrektur positive und negative Verschiebewinkel zugelassen, halbiert sich der Adressbereich einer Polarität entsprechend.

$$\varphi = \Theta_s \cdot 60^\circ + \gamma \cdot \frac{\varepsilon}{31} + \Theta_i \cdot \frac{60^\circ}{63} + 90^\circ \quad (5.4)$$

Prinzipiell ist die Schachtelung der Tabelle beliebig zu realisieren. Bild 5.4 zeigt eine Aufteilung, bei der die Anzahl der Segmentwechsel des Speichermediums minimal ist. Die Unterscheidung zwischen Sinus und Kosinus wird durch das MSB der Adresse realisiert.

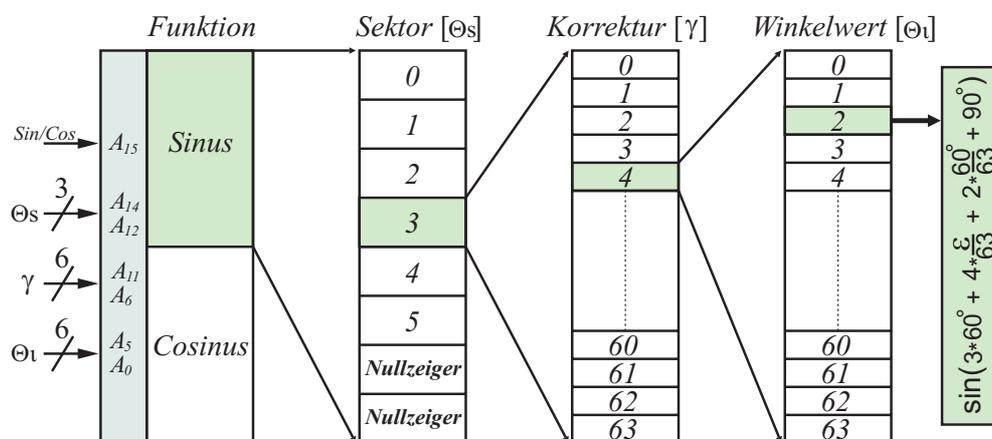


Bild 5.4: Belegung der Sinus- und Kosinustabelle

Durch die Zugriffszeiten moderner Speicherbausteine ist es möglich beide Tabellen in einem Speicherbaustein zu realisieren. Der Zugriff bei einem Auslesezyklus erfolgt sequentiell durch Multiplexen der Adresse.

5.1.2 Anlaufverfahren

Um die Maschine im Ständermodell feldorientiert zu betreiben ist eine gewisse Mindestdrehzahl erforderlich. Zum einen soll die Höhe der induzierten Spannung ausreichend für eine Signalauswertung sein, zum anderen erfordert der für die Integration verwendete Tiefpass eine Eingangsfrequenz, die oberhalb seiner Eckfrequenz liegt. Unterhalb der Mindestdrehzahl für die feldorientierte Regelung wird die Maschine daher stromgeregelt mit einem fest vorgegebenen Drehfeld betrieben.

Unterhalb der Mindestdrehzahl wird die in Bild 5.3 dargestellte Schaltung der Feldorientierung in der funktionellen Struktur umgeschaltet. Für diesen Zweck ist eine synchrone Strukturumschaltung implementiert, das

Steuerkommando wird vom Mikrorechner über die Schnittstelle zur Rechnerkopplung gesendet. Die Umschaltung in den feldorientierten Betrieb und wieder zurück erfolgt synchron zu einem Sektorwechsel des Maschinenflusses. Damit werden transiente Zustände in der Maschine sicher vermieden.

Für den Anlauf der Maschine werden die Sektoradresse und die Interpolationsadresse in einer Zählerkette generiert. Durch die Verkettung des Interpolationszählers in Modulo 64 Betriebsart und des Sektorzählers in Modulo 6 Betriebsart wird der Winkelbereich von 0° bis 360° linear durchadressiert. Bei der gewählten Interpolationstiefe von 6 Bit beträgt die Winkelauflösung $\Delta\Theta_i = 0,95^\circ$. In Bild 5.5 ist die prinzipielle Struktur des Adressgenerators zu sehen.

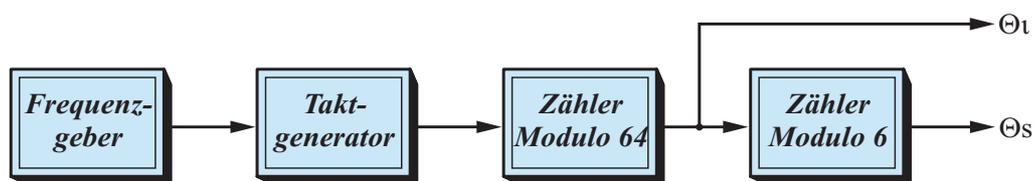


Bild 5.5: Adressgenerator für den Anlauf der Maschine

Die Größe des Korrekturwinkels γ ist in dieser Betriebsart nicht relevant. Der frei generierte Sollstromzeiger ist nicht an den Maschinenfluss gekoppelt. Der Winkel γ wird daher im Anlaufbetrieb auf null gesetzt.

Die Ausgangsfrequenz des Taktgebers bestimmt die Zählfrequenz und damit die Winkelgeschwindigkeit des Sollstromzeigers. Die Amplitude des Zeigers wird, wie in Bild 5.2 zu sehen ist, über den Mikrorechner und einen Analogschalter fest vorgegeben. Der Maschine wird ein Stromzeiger mit fester Amplitude und Frequenz eingepreßt. Die Rotationsgeschwindigkeit des Zeigers wird über die Rechnerschnittstelle des CPLD vom Mikrorechner als Steuerwert für den Frequenzgenerator vorgegeben.

Der Taktgenerator ist ein programmierbarer Zähler mit Vorteiler. Die Ausgangsfrequenz wird über einen einstellbaren Ladewert festgelegt. Die Drehzahl der Maschine in Abhängigkeit vom Nachladewert CNT ist daher mit

F_{CLK} = Taktfrequenz des CPLD

PSC = Vorteilerfaktor

IP = Interpolationsschritte

CNT = Nachladewert

SEK = Sektorenzahl

$$n(CNT) = \frac{f_{CLK}}{PSC \cdot SEK \cdot IP} \cdot \frac{60}{(2^{16} - 1 - CNT)} \quad (5.5)$$

bestimmt. Theoretisch kann mit einem Nachladewert von $CNT = 2^{16} - 1$ eine unendlich hohe Drehzahl eingestellt werden. Durch die Realisierung als getaktete Logik nimmt der Nenner des rechten Terms in (5.5) in diesem Fall jedoch den Wert 1 an. Die Grenzdrehzahl ist daher definiert mit

$$n_{Grenz} = \frac{f_{CLK}}{PSC \cdot SEK \cdot IP} \cdot 60 \quad (5.5a)$$

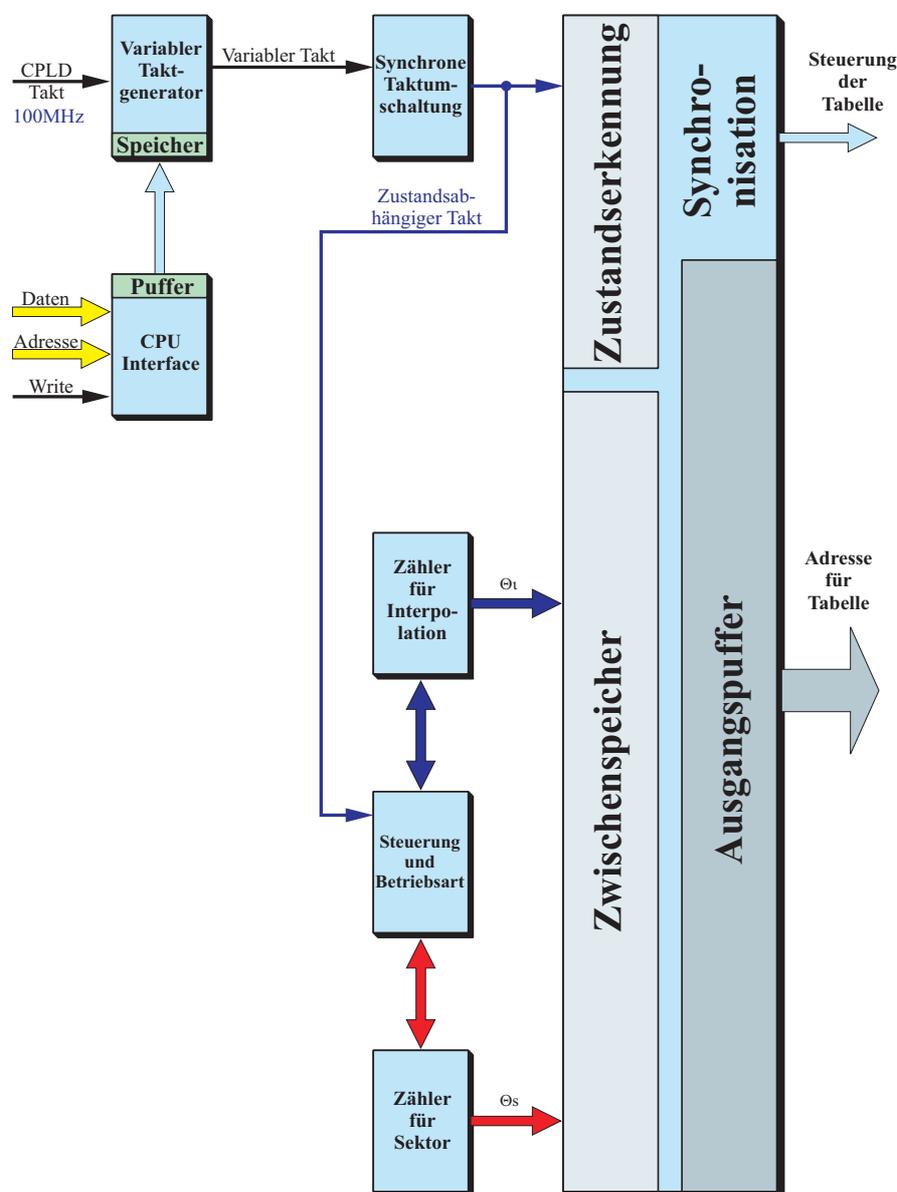


Bild 5.6: Struktur des CPLD für den gesteuerten Betrieb der Maschine

Bild 5.6 zeigt die Struktur des CPLD, wenn keine Feldorientierung vorliegt. Alle nichtrelevanten Komponenten wurden in diesem Bild ausgeblendet. Da die Auflösung des Frequenzgenerators mit steigender Ausgangsfrequenz sinkt, wurde der Arbeitsbereich auf $n_{\max} = 12.000 \text{ Umin}^{-1}$ begrenzt. Bei allen durchgeführten Versuchen konnte schon bei $n = 3000 \text{ Umin}^{-1}$ in den feldorientierten Betrieb umgeschaltet werden.

5.1.3 Feldorientierter Betrieb

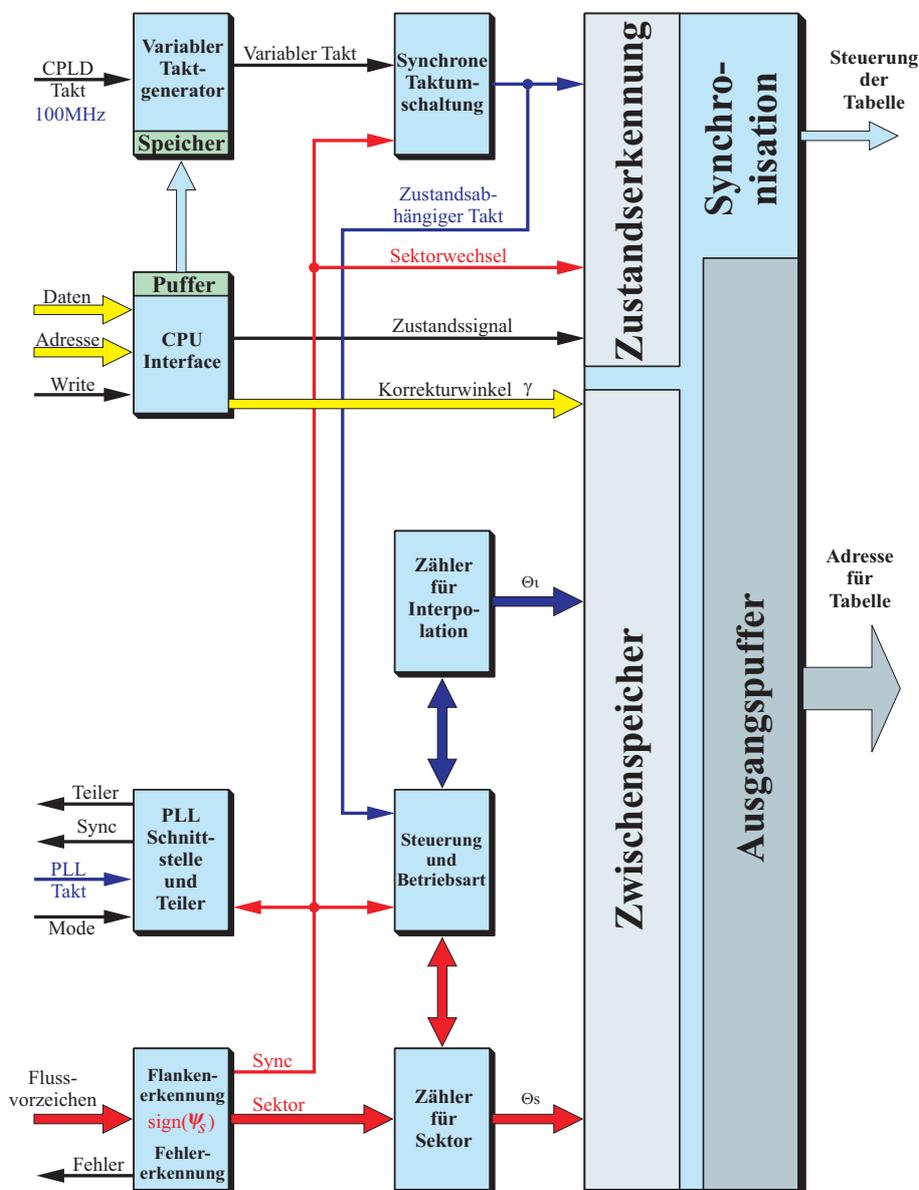


Bild 5.7: Übergang vom gesteuerten in den feldorientierten Betrieb

Um vom gesteuerten Betrieb in den feldorientierten Betrieb umzuschalten ist eine Übergangsstruktur erforderlich. Bild 5.7 zeigt die Realisation. Entscheidend ist die Vermeidung von transienten Zuständen. Dies wird erreicht indem der Sektorzähler mit dem tatsächlichen Sektorwert vorgelesen wird. Der Mikrorechner gibt das Steuerkommando zur Umschaltung. Dieses Kommando wird vom CPLD jedoch nicht sofort ausgeführt.

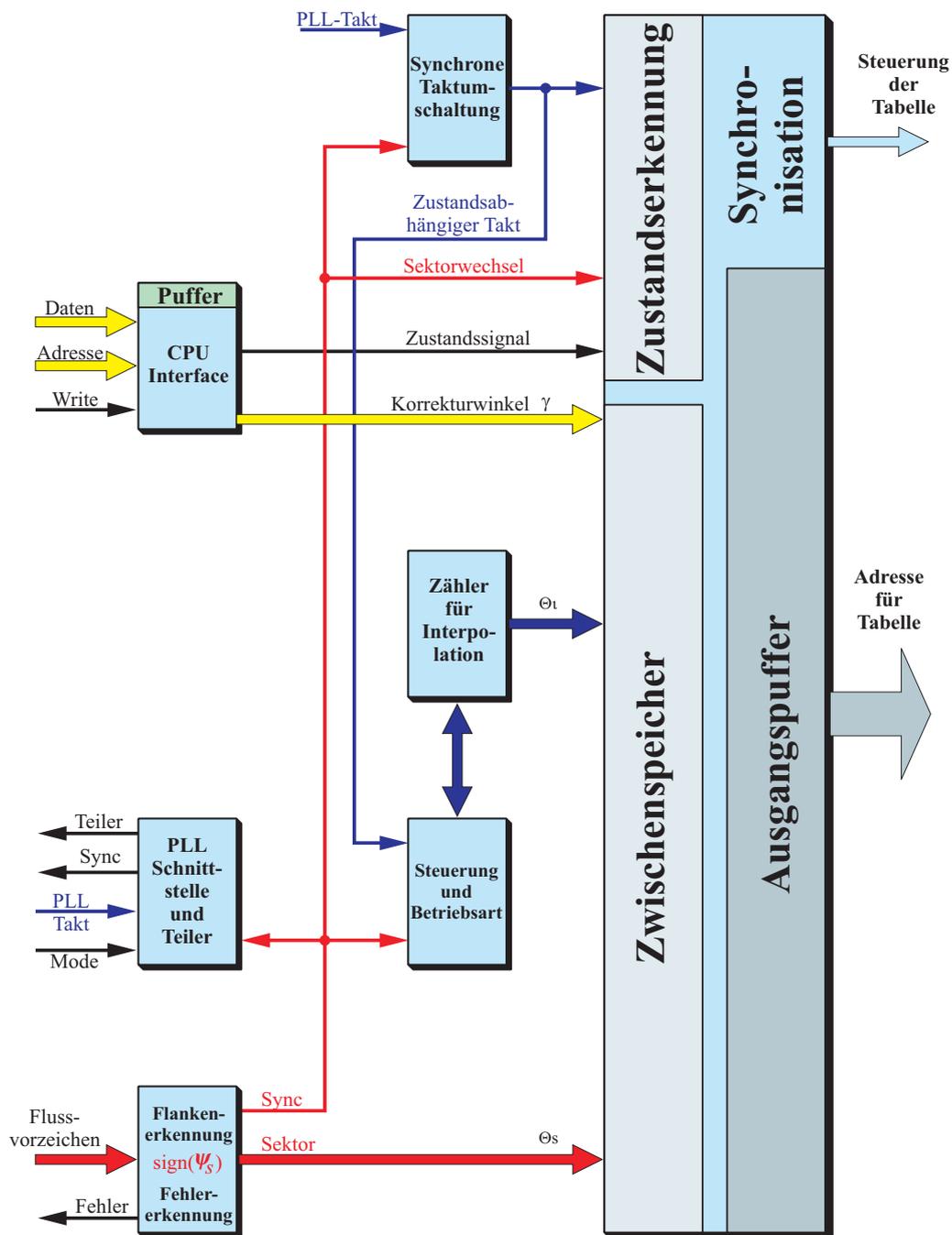


Bild 5.8: Struktur des CPLD für den feldorientierten Betrieb

Erst beim nächsten Sektorwechsel wird der Übergang in die Feldorientierung eingeleitet. Der Sektorzähler ist mit dem korrekten alten Sektorwert vorgeladen. Beim Umschalten wird der Zähler ausgeblendet und der neue Sektorwert des Adressdecoders wird direkt an den Zwischenspeicher weitergeleitet (Bild 5.8). Ab jetzt wird der Sektor direkt aus den Flussvorzeichen adressiert.

Gleichzeitig wird der Interpolationszähler auf Null gesetzt. Über die synchrone Taktumschaltung wird das CPLD sektorsynchron auf den Interpolationstakt des PLL umgeschaltet. Dieser Takt zählt nun den Interpolationszähler hoch und generiert so eine feldsynchrone Adressfolge für den Sollstromzeiger.

Über die Rechnerschnittstelle kann jetzt der Korrekturwinkel γ eingestellt werden. Da die vom Mikrorechner übermittelten Werte nicht zeitsynchron zur Winkelerzeugung im CPLD sind, werden diese Werte zwischengespeichert. Der Ausgangspuffer übernimmt bei jedem Interpolationstakt alle Winkelwerte in einen Zwischenspeicher. Dieser Zwischenspeicher ist als gekapselte State-Machine zu interpretieren und überträgt vom Haupttakt des CPLD gesteuert in einem festen Ablaufzyklus drehzahlunabhängig die Daten an die Tabelle und an die DA-Wandler.

Das Anhalten der Maschine geschieht analog zum Hochfahren in umgekehrter Reihenfolge. Der Mikrorechner erkennt das Unterschreiten einer Mindestdrehzahl im Drehzahlsollwert und übernimmt selbst die Sollwertvorgabe und gibt als Drehzahlsollwert $n = n_{\max}$ vor. Die Drehzahl wird aus Sicherheitsgründen an dieser Stelle vom Mikrorechner digital gemessen und daraus der entsprechende Nachladewert für den Frequenzgenerator des CPLD berechnet.

Nach Übergabe des Nachladewertes für den Frequenzgenerator an das CPLD wird das Umschaltkommando erteilt. Der Sektorzähler wird nun mit dem aktuellen Sektorwert vorgeladen. Beim nächsten Sektorwechsel wird die Struktur des CPLD synchron in den gesteuerten Betrieb umgeschaltet. Zum Bremsen gibt der Mikrorechner nun einen negativen Stromsollwert aus und verringert kontinuierlich über den Nachladewert CNT die Drehzahl bis zum Stillstand.

5.1.4 Verhalten bei Fehlsynchronisation

Im feldorientierten Betrieb sind grundsätzlich zwei Arten der Fehlsynchronisation denkbar. Die erste Fehlerquelle ist eine nicht korrekte Synchronisationsfrequenz des PLL. Dies kann auftreten wenn durch einen Drehzahlsprung der PLL stark verstimmt wurde oder durch eine ungenaue Nulldurchgangserkennung.

Die Folge wäre eine falsche Zählgeschwindigkeit für die Sektorinterpolation im CPLD. Läuft der Zähler zu langsam erreicht er an der Sektorgrenze nicht seinen Endwert und wird beim nächsten Sektorwechsel korrigiert. Läuft der Zähler zu schnell springt er schon vor dem Ende des Sektors wieder auf Null. Der Winkelsprung hätte die Größenordnung eines Sektors und stellt regelungstechnisch ein großes Problem dar. Deshalb wird der Interpolationszähler beim Erreichen des Maximalwertes angehalten und beim nächsten Sektorwechsel wieder auf null gesetzt. Der entstehende Fehler ist in seinen Auswirkungen begrenzt.

Die zweite Fehlerquelle ist eine fehlerhafte Nulldurchgangserkennung. Da der Anfangswinkel Θ_s des Sektors als Adresse direkt an die Tabelle weitergegeben wird, entsteht bei fehlerhafter Sektorerkennung augenblicklich eine Fehlorientierung von bis zu 180° . Dies kann zur Zerstörung der Maschine führen. Daher werden zwei Maßnahmen ergriffen:

- 1) Die nicht definierten Flussadressen (5.2) werden auf einen Nullvektor abgebildet. Der Stromsollwert hat damit die Amplitude null.
- 2) Es werden in der linearen Adressfolge nur aufsteigende Adresswerte zugelassen. Adressen, die nicht der Bedingung $A_k = A_{k-1} + 1$ genügen, erzeugen eine Fehlermeldung und adressieren einen Nullvektor.

In beiden Fällen kann der Antrieb abschalten ohne die Maschine zu gefährden.

5.2 Drehzahlregler

Der Drehzahlregler ist in Hardware realisiert und als PI-Regler ausgeführt. Bei dem beschriebenen Hochgeschwindigkeitsantrieb werden an die dynamischen Eigenschaften keine besonderen Anforderungen gestellt. Vielmehr ist eine präzise Einhaltung des Drehzahlsollwertes erforderlich.

Insbesondere die vom Lager bestimmte Maximaldrehzahl darf unter keinen Umständen überschritten werden.

5.2.1 Eigenschaften eines konventionellen PI-Reglers

Die Realisation eines PI-Reglers in Hardware ist in der Literatur hinreichend beschrieben [42, 44]. Eine einfache aber hinreichend stabile Variante ist in Bild 5.9 dargestellt. Die invertierende Funktion des Operationsverstärkers ist regelungstechnisch nicht relevant.

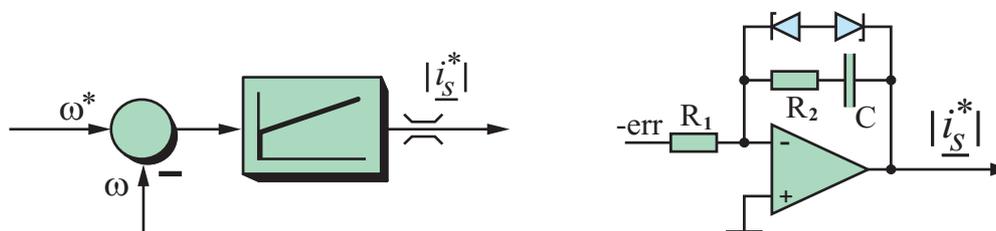


Bild 5.9: Realisation eines PI-Reglers mit Operationsverstärker

Die Übertragungsfunktion kann mit

$$F(\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{1}{j\omega R_2 C} \right) \quad (5.6)$$

angegeben werden; die regelungstechnischen Parameter sind:

$$V = \frac{R_2}{R_1} \quad T_i = R_2 \cdot C \quad (5.7)$$

Die Begrenzung des Reglerausgangs wird hier mit Zenerdioden vorgenommen. Prinzipiell ist die Genauigkeit dieser Begrenzung ausreichend, wünschenswert wäre jedoch eine kontinuierliche Verstellung des Reglergrenzwertes. Insbesondere bei der Anpassung an verschiedene Maschinentypen mit unterschiedlichen Maximalströmen ist die Parametrierung des Reglers zeitaufwendig.

Problematisch kann der Temperaturkoeffizient der Diode sein. Bei Z-Spannungen unterhalb 5,7 V überwiegt der Zener-Effekt mit einem negativen Temperaturkoeffizienten, bei höheren Spannungen überwiegt der Avalanche-Effekt und der Temperaturkoeffizient wird positiv [44]. Die Variation des Stromgrenzwertes kann daher das Gesamtverhalten der Schaltung beeinflussen.

Wegen der hohen mechanischen Zeitkonstante der Antriebsmaschine erfolgt die Parametrierung des Reglers nach dem symmetrischen Optimum [48].

$$T_i = a^2 \cdot T_1 \quad V = \frac{T_{mech}}{a \cdot T_1} \quad a = 2,6 \quad (5.8)$$

Die Zeitkonstante T_1 ist die Ersatzzeitkonstante des Stromreglers mit Leistungsteil. Wird der Drehzahlregler nach diesen Kriterien ausgelegt hat er ein optimales Kleinsignalverhalten. Problematisch für den Bohrantrieb ist jedoch das Großsignalverhalten.

Bild 5.10 zeigt das Verhalten des Drehzahlregelkreises bei Sollwertsprüngen. Das Überschwingen beim Anfahren der Maximaldrehzahl ist nicht zulässig. Problematisch ist auch das Unterschwingen beim Anfahren der Minimaldrehzahl zum Anhalten der Maschine.

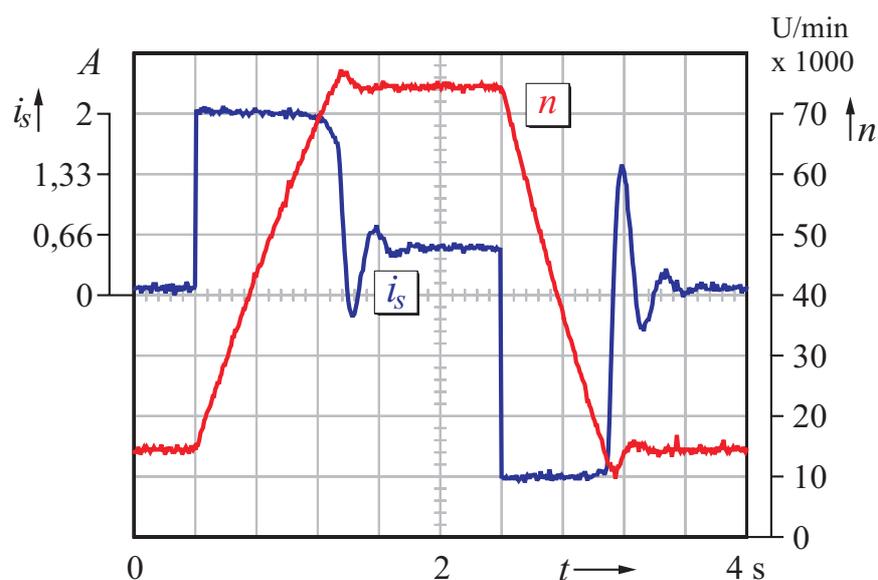


Bild 5.10: Großsignalverhalten des Drehzahlregelkreises bei einer Reglerauslegung nach dem symmetrischen Optimum

Würde als unterer Drehzahlsollwert die zum Anhalten der Maschine erforderliche Drehzahl n_{\min} als Drehzahlsollwert vorgegeben, hätte dies ein Durchschwingen der Drehzahl bis fast zum Stillstand zur Folge. Der Übergang von der feldorientierten Regelung in den gesteuerten Betrieb wäre nicht möglich.

Eine Verringerung des Überschwingens durch Parametervariation oder Sollwertfilter hätte eine deutliche Verlängerung der Hochlauf- oder Anhaltephase zur Folge und soll vermieden werden.

5.2.2 Definition der Betriebsbereiche

Zur Verbesserung des Reglerverhaltens wird zwischen stationärem und transientem Betrieb unterschieden. Im stationären Betrieb erfüllt der Regler alle Anforderungen. Zu verbessern ist der transiente Fall. Beim Beschleunigen ist eine hohe Verstärkung erforderlich um möglichst lange an der Stromgrenze zu bleiben und das Drehmoment der Maschine zu nutzen.

Beim Übergang des Reglers in den stationären Betrieb stört der I-Anteil des Reglers. Er verursacht das Überschwingen durch die hohe, für den Kleinsignalfall erforderliche Zeitkonstante.

Beim Abbremsen der Maschine steigt die Streckenverstärkung an da die Lagerverluste sinken. Die Verstärkung des Reglers kann kleiner sein als dies beim Beschleunigen der Fall ist. Da es beim Bohren nur eine Drehrichtung der Maschine gibt hat der Betrieb mit negativem Reglerausgang keinen stationären Zustand. Aus diesen Randbedingungen kann eine Funktionsanforderung abgeleitet werden:

- Der stationäre Betrieb wird von einem ausschließlich auf diesen Betriebszustand optimierten PI-Regler geregelt.
- Transiente Vorgänge werden mit einem P-Regler geführt. Die Verstärkung dieses Reglers ist beim Beschleunigen größer als beim Abbremsen.
- Um einen schnellen Wechsel zwischen den Betriebsarten zu erzielen, wird im transienten Fall (hier nur Starten und Anhalten der Maschine) der I-Anteil des PI-Reglers auf Null gesetzt.

5.2.3 Drehzahlregler mit variabler Struktur

Die genannten Forderungen lassen sich in einem Regler mit variabler Struktur realisieren. Das Umschaltkriterium für die einzelnen Strukturkanäle liefert die Ausgangsbegrenzung des ursprünglichen PI-Reglers.

Erreicht der Reglerausgang in seiner Amplitude den festgelegten Grenzwert, ist mit Sicherheit der Arbeitspunkt nicht stationär. Die Maschine wird mit dem festgelegten Maximalwert des Stromes beschleunigt oder abgebremst. Bild 5.11 zeigt die Struktur eines Reglers mit drei Kanälen.

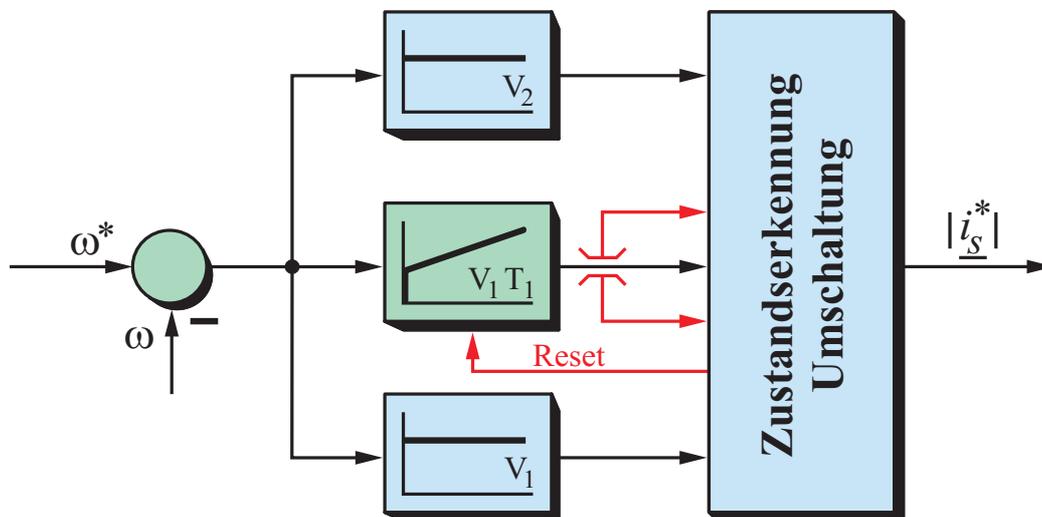


Bild 5.11: Aufbau eines Reglers mit mehreren Kanälen

Da der Zweig für den Bremsbetrieb die gleiche Reglerverstärkung wie der PI-Regler haben kann und negative Reglerausgänge aufgrund der festgelegten Drehrichtung nicht stationär sind, ist die Realisation durch eine Modifikation des vorhandenen PI-Reglers zu erreichen. Bild 5.12 zeigt den entsprechenden Umbau.

Im stationären Betrieb liegen die Widerstände R_2 und R_3 über den Schalter parallel. Die Schaltung arbeitet als konventioneller PI-Regler. Die Begrenzung der Ausgangsspannung erfolgt über den Widerstand R_b und den Begrenzerdioden mittels einer Referenzspannung. Diese Spannung und damit die Stromgrenze des Reglers ist kontinuierlich einstellbar.

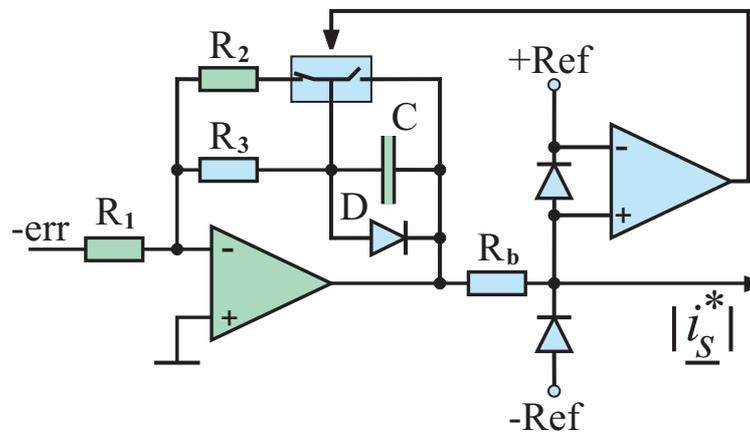


Bild 5.12: Realisation des Mehrkanalreglers

Für negative Ausgangsspannungen beim Abbremsen der Maschine wird der I-Anteil des Reglers über die Diode D kurzgeschlossen. Die Schaltung arbeitet nun als P-Regler mit der Verstärkung V_N . Eine Begrenzung des Operationsverstärkers mit Zenerdioden ist nicht mehr erforderlich da der Operationsverstärker nicht mehr sättigt.

Bei positiven Ausgangsspannungen beim Beschleunigen wird die Reglergrenze über den Spannungsabfall an der positiven Begrenzerdiode detektiert. Der Komparator steuert den Schalter an und schließt den Kondensator kurz. Damit ist der I-Anteil auf Null gesetzt. Die Schaltung arbeitet nun als P-Regler mit der Verstärkung V_P .

Im stationären Fall gilt:

$$V_S = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot (R_2 + R_3)} \quad T_i = \frac{R_2 \cdot R_3 \cdot C}{R_2 + R_3} \quad (5.9)$$

Im dynamischen Fall gilt:

$$V_N = \frac{R_2 \cdot R_3}{(R_2 + R_3)} \quad V_P = \frac{R_3}{R_1} \quad (5.10)$$

Bild 5.13 zeigt unter identischen Randbedingungen wie bei Bild 5.10 das Großsignalverhalten des strukturvariablen Reglers im Drehzahlkreis. Das in Bild 5.10 deutlich zu erkennende Überschwingen und Unterschwingen der Drehzahl ist eliminiert. Einbußen in der Dynamik sind nicht feststellbar.

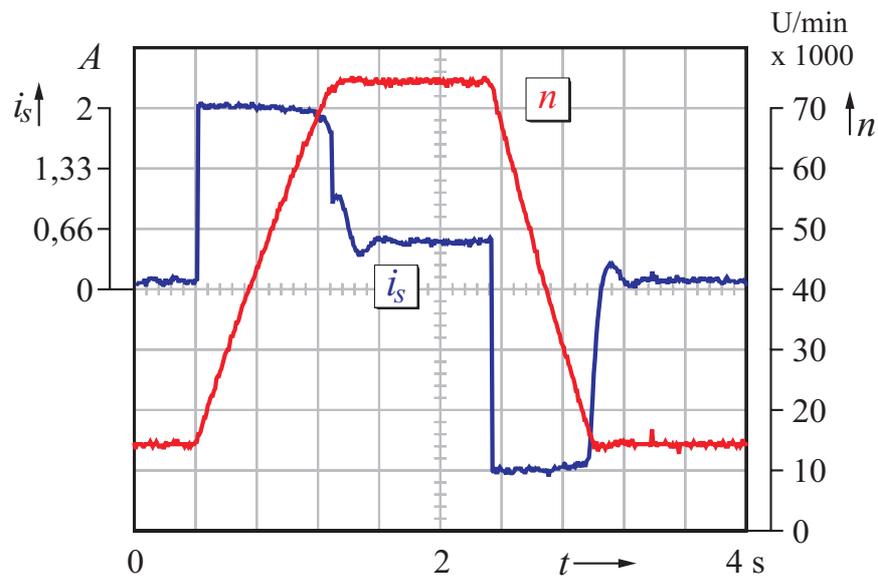


Bild 5.13: Großsignalverhalten des vollständigen strukturvariablen Drehzahlreglers

Wenn das Antriebsprofil einen hinreichend großen Abstand der betriebsmäßigen Höchstdrehzahl von der Maximaldrehzahl der Maschine zulässt, kann auf eine Modifikation des Drehzahlreglers verzichtet werden. Das Unterschwingen beim Bremsen der Maschine verhindert jedoch den Anhaltvorgang wie beschrieben. Dies kann verbessert werden, indem der I-Anteil nur für negative Ausgangsspannungen abgeschaltet wird. Bild 5.14 zeigt das Verhalten eines entsprechend modifizierten PI-Reglers.

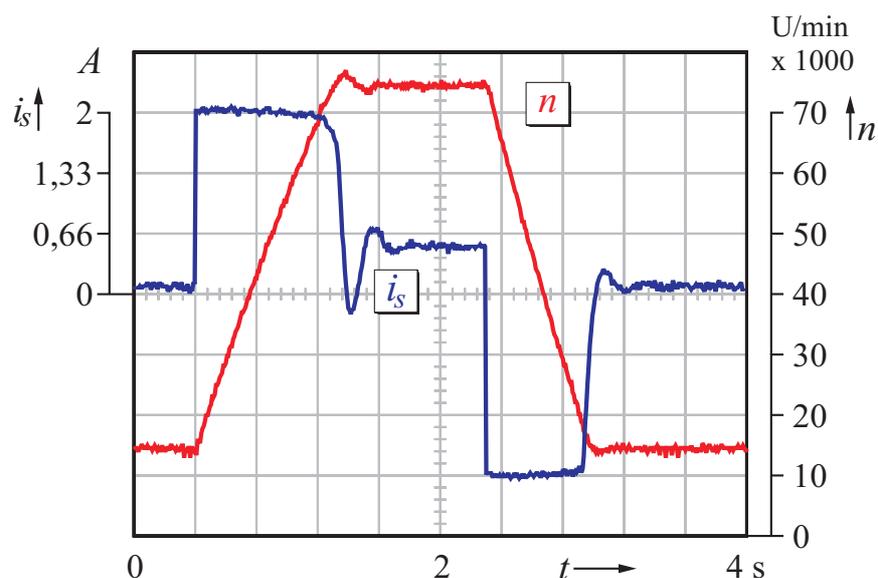


Bild 5.14: Großsignalverhalten bei Modifikation des negativen Zweiges des PI-Reglers. Der positive Zweig bleibt unverändert

Die vollständige Struktur der feldorientierten Regelung ohne Signalrechner mit strukturvariablem Drehzahlregler ist in Bild 5.15 zu sehen. Die für den Anlauf und das Anhalten der Maschine erforderliche Vorgabe des Stromsollwertbetrages erfolgt mittels Mikrorechner über die Sollwertauswahl. Ebenso wird durch den Mikrorechner der Offset von Stromwandler und Stromregler korrigiert. Dies erfolgt durch Aufschalten eines beim Einschalten der Elektronik ermittelten Korrekturwertes direkt in die Summationsstelle des Reglers.

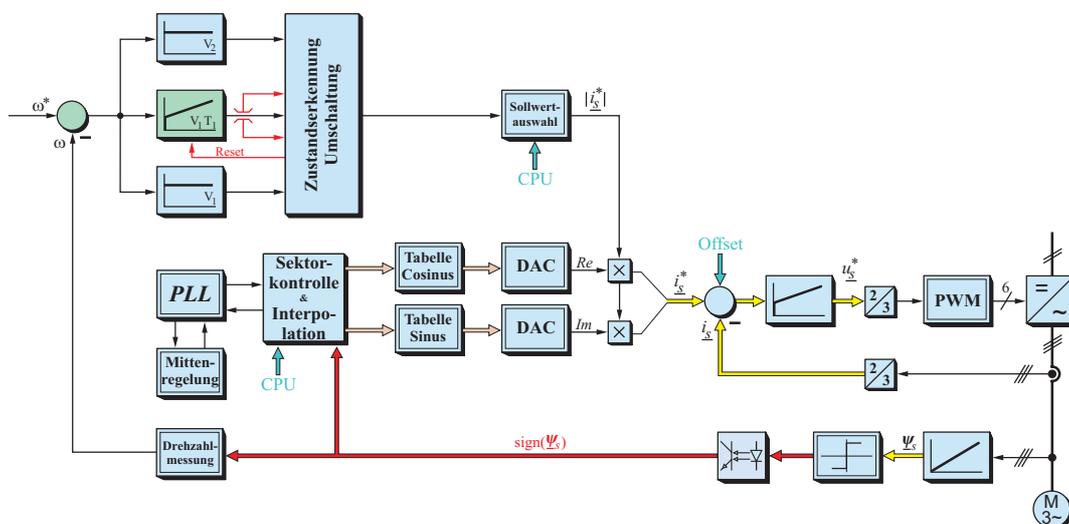


Bild 5.15: Vollständige Struktur der feldorientierten Regelung ohne Signalrechner mit Mehrkanal-Drehzahlregler

5.3 Ergebnisse im praktischen Betrieb

Essentiell für den feldorientierten Betrieb ist die starre Verkopplung des Ständerstromes mit dem Ständerfluss. Dies wird durch die Erfassung der Nulldurchgänge und anschließender Interpolation der fehlenden Winkelinformationen erreicht. Bild 5.16 zeigt exemplarisch bei einer Drehzahl von $n = 60.000 \text{ Umin}^{-1}$ für die α -Komponente den Zeitverlauf des Flussvorzeichensignals und des Einheitszeigers des Stromsollwertes.

Die in Bild 5.16 zu erkennende Voreilung des Stromzeigers um $\varphi = 90^\circ$ gegenüber dem Fluss kann über den Korrekturwinkel γ mittels des Mikrorechners variiert werden. In Bild 5.17 ist diese Funktion im Beispiel für einen Korrekturwinkel von $\gamma = -10^\circ$ zu sehen.

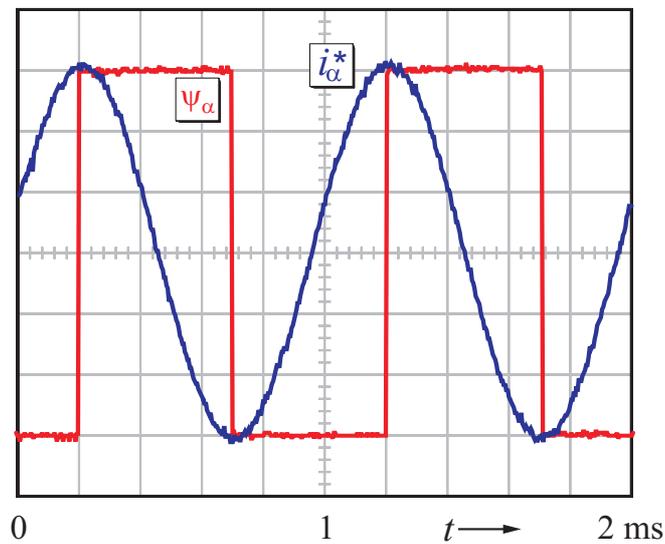


Bild 5.16: Flussvorzeichen und Einheitszeiger des Sollstromes

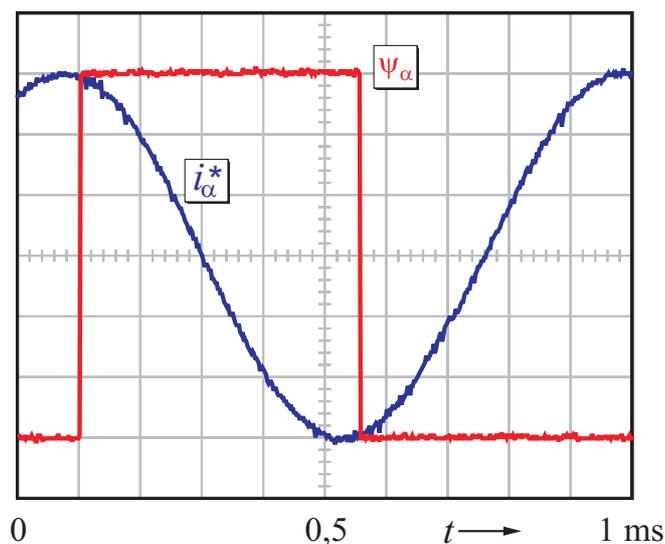


Bild 5.17: Voreilender Einheitszeiger des Sollstromes

Bild 5.18 zeigt den Anlaufvorgang der Maschine aus dem Stillstand. Der Anlaufvorgang beginnt mit der Vorgabe eines Ständerstromes durch den Mikrorechner. Anschließend wird der Taktgenerator der Feldorientierung im programmierbaren Logikbaustein gestartet und der Frequenzwert durch den Mikrorechner kontinuierlich erhöht. Die Geschwindigkeitserfassung ist zu diesem Zeitpunkt noch gesperrt um Fehlmessungen zu verhindern.

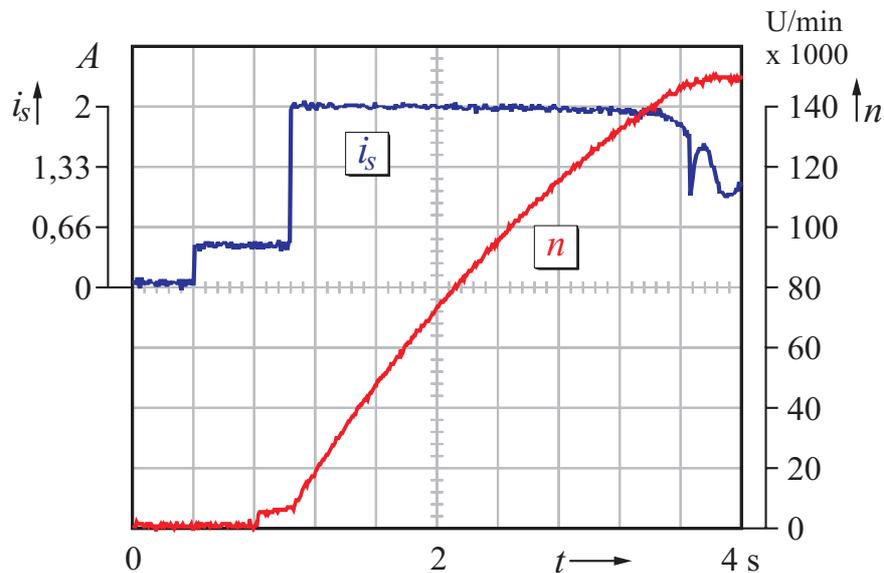


Bild 5.18: Anlauf des Antriebes aus dem Stillstand

Bei einer Geschwindigkeit von $n = 6.000 \text{ Umin}^{-1}$ wird die Drehzahlerfassung freigegeben und die Feldorientierung eingeschaltet. Bei einer Drehzahl von $n = 8.000 \text{ Umin}^{-1}$ wird der Drehzahlregler aufgeschaltet und die Maschine beschleunigt nun drehzahl geregelt und feldorientiert.

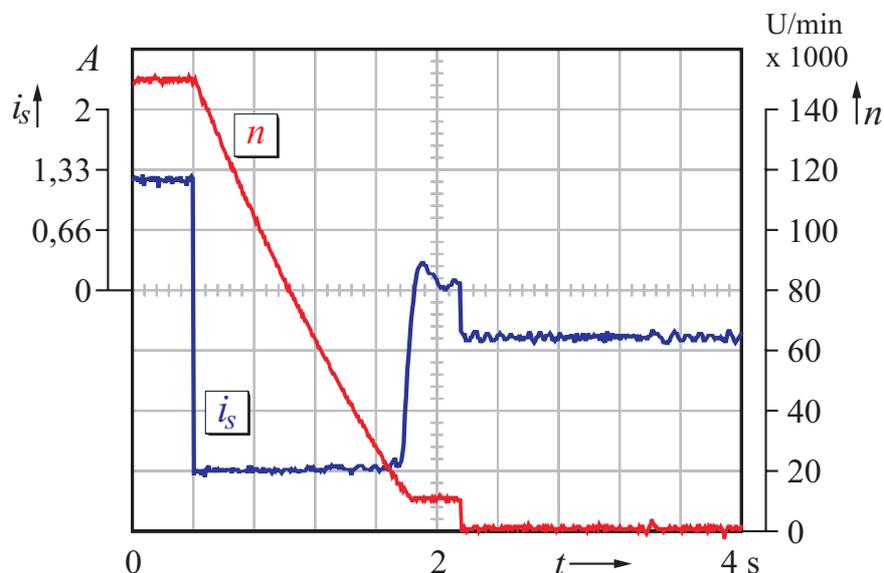


Bild 5.19: Abbremsen des Antriebes bis zum Stillstand

Der Vorgang des Abbremsens bis zum Stillstand ist in Bild 5.19 zu sehen. Der Mikrorechner erhält einen Drehzahlsollwert kleiner als die Mindestdrehzahl des Antriebes. Damit wird die Anhaltesequenz eingeleitet. Die

feldorientierte Regelung erhält vom Mikrorechner den Drehzahlsollwert für $n = 10.000 \text{ Umin}^{-1}$ und stellt diese Drehzahl ein. Der Mikrorechner misst nun digital die Drehzahl aus den Nulldurchgängen des Flusses und berechnet den Nachladewert für den Frequenzgenerator des CPLD.

Das Abschaltkommando für die Feldorientierung wird vom CPLD synchron zum nächsten Flussnulldurchgang ausgeführt. Der Mikrorechner gibt nun einen negativen Stromsollwert zum Abbremsen der Maschine aus und verringert sukzessive über den Nachladewert des Frequenzgenerators im CPLD die Drehzahl der Maschine bis zum Stillstand. Die Geschwindigkeitsmessung ist abgeschaltet um ein unzulässiges Ansprechen der Geschwindigkeitsüberwachung durch Fehlmessungen zu verhindern.

5.4 Zusammenfassung der Zwischenergebnisse

Die Signalerfassung liefert die Sektorlage des Flussraumzeigers der Maschine. Die Winkelgeschwindigkeit des Flussraumzeigers wird als getrennte Information mittels eines PLL generiert. Die Winkellage des Flusszeigers ist um 90° vorzudrehen und um einen Korrekturwinkel zu verschieben. Dieser neu erzeugte Zeiger dient als Einheitszeiger für den Stromsollwert. Es bietet sich an, die Winkeloperationen mittels einer Tabelle vorzunehmen.

Der feldorientierte Betrieb unterscheidet sich deutlich von der Anlauf- oder Anhaltephase. Daher wird die Signalverarbeitung als strukturadaptive Hardwarelösung in einem komplexen Logikbaustein realisiert. Kern dieser Logik ist ein Zählerkomplex zur Adressierung der Winkelwerte in einer Winkeltabelle.

Zum Anlauf der Maschine und zur Vorgabe der Sollstromamplitude im nichtgeregelten Betrieb wird ein einfacher Standard-Mikrorechner eingesetzt. Dieser Rechner hat keinerlei regelungstechnische Aufgaben, sondern lediglich eine überwachende und steuernde Funktion. Die Umschaltung zwischen den Betriebsarten des CPLD wird vom Mikrorechner koordiniert. Die eigentliche Umschaltung geschieht im CPLD synchron zum Sektorwechsel des Maschinenflusses. Damit werden transiente Zustände in der Maschine sicher vermieden.

Der in Hardware realisierte Drehzahlregler ist aufgrund des Überschwingens nicht optimal. Die Optimierung des Reglers wird durch eine Aufteilung der regelungstechnischen Betriebszustände in verschiedene unabhängige Reglerkanäle erreicht. Der so entstandene Mehrkanalregler auf Basis eines einfachen PI-Reglers zeigt für diese Anwendung ein optimales Betriebsverhalten.

6. Realisierungsmöglichkeiten für die Leistungsendstufe

Die bisher beschriebene feldorientierte Regelung liefert den Sollwert für den Ständerstrom der Maschine in ortsfesten Stator-Koordinaten. Der nachfolgende Stromregler arbeitet daher in Ständerkoordinaten und ist in seiner Bandbreite auf die zu erwartende Ständerfrequenz auszulegen. Der bei hohen Ständerfrequenzen auftretende drehzahlabhängige Schleppfehler kann über den in der Feldorientierung eingeführten Korrekturwinkel γ (3.2) berücksichtigt werden. Bild 6.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Stromreglers in Ständerkoordinaten.

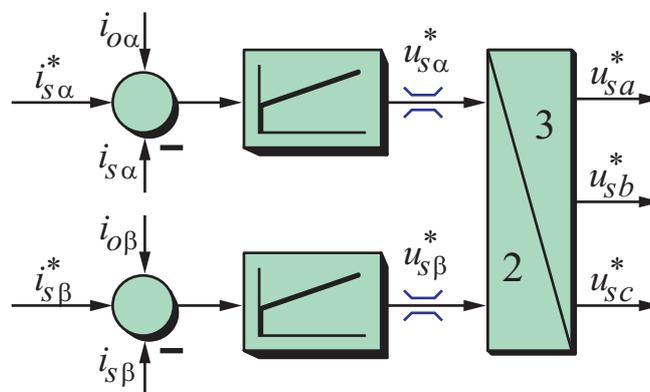


Bild 6.1: Stromregelung in Ständerkoordinaten und Rücktransformation der Spannungssollwerte in Phasengrößen

Das Ausgangssignal des Stromreglers kann als Sollwert der Ständerspannung betrachtet werden. Durch Rücktransformation (2.7) in Phasengrößen steht der Sollwert der Ständerspannung für die Leistungsendstufe zur Verfügung. Die Leistungsverstärkung kann prinzipiell mittels linearer oder geschalteter Verstärkeranordnung erfolgen.

In der modernen Antriebstechnik hat sich der geschaltete Leistungsverstärker etabliert. Insbesondere seit der Entwicklung des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) sind hohe Leistungen mit Schaltfrequenzen oberhalb des Hörbereiches realisierbar. Auch im Bereich der Hochgeschwindigkeitsantriebe ist der geschaltete Leistungsverstärker bei Frequenzumrichtern mit dreiphasiger Netzeinspeisung seit Anfang der neunziger Jahre zu finden [49].

In der vorliegenden Arbeit wird ein sehr spezielles Antriebssystem für Maschinen mit kleiner Leistung kleiner Spannung betrachtet. Zunächst stehen die Vorteile der sonst typischen Antriebslösungen mit geschalteten

Verstärkern zur Diskussion. Verschiedene Topologien für Hochgeschwindigkeitsanwendungen sind in [38] diskutiert. Eine Lösung mit linearer Verstärkerstufe ist durchaus denkbar und soll danach der in der Antriebstechnik üblichen geschalteten Lösung gegenübergestellt werden.

6.1 Geschalteter Verstärker mit Pulsbreitenmodulation

Der durch eine Pulsweitenmodulation angesteuerte geschaltete Verstärker wird in der Antriebstechnik als Frequenzumrichter bezeichnet. Die Schaltungstopologie kann in Umrichter mit Spannungszwischenkreis und in Umrichter mit Stromzwischenkreis unterteilt werden.

Wegen des geringen Schaltungsaufwandes ist der Umrichter mit Spannungszwischenkreis im Bereich kleiner und mittlerer Leistungen als Standardtopologie etabliert. Im Weiteren wird daher ausschließlich der Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis betrachtet.

Das Grundkonzept des Frequenzumrichters ist es, für drehzahlveränderliche Drehstromantriebe die Amplitude und die Frequenz der Grundschwingung mit hohem Wirkungsgrad variabel einstellen zu können. Der Zwischenkreis des Frequenzumrichters dient dabei als Spannungsquelle und Energiespeicher. Der Umrichter schaltet die Anschlüsse des Motors auf zwei Spannungspotentiale. Mit Hilfe der maschineneigenen Induktivität kann durch Variation der Einschaltdauern ein kontinuierlicher – im Idealfall sinusförmiger – Strom erzielt werden. Zur Speisung der Zwischenkreisspannung aus dem Netz wird meist eine ungesteuerte Gleichrichterschaltung eingesetzt.

Diese Schaltung ist sehr wirtschaftlich und robust. Mit dieser Anordnung ist es jedoch nicht möglich die durch Rückarbeit des Antriebes erzeugte Energie ins Netz zurückzuspeisen. Dies ist in der vorliegenden Anwendung wegen der wenigen und sehr kurzen Rückarbeitszyklen nicht erforderlich. Bild 6.2 zeigt den prinzipiellen Aufbau.

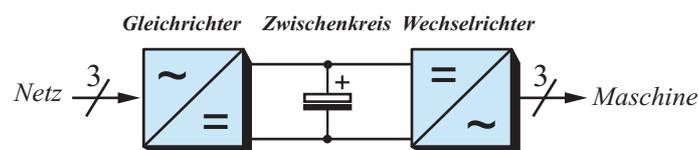


Bild 6.2: Grundschiung eines Frequenzumrichters mit Spannungszwischenkreis

Der Zwischenkreiskondensator glättet die Zwischenkreisspannung und entkoppelt den Wechselrichter vom speisenden Netz. Im Bremsbetrieb soll er die von der Maschine in den Umrichter zurückgespeiste Energie aufnehmen. Entsprechend der aufgenommenen Energie steigt die Spannung im Zwischenkreis während des Bremsens an.

Um den Spannungsanstieg im Zwischenkreis während des Bremsens zu begrenzen wird ein Ballastregler eingesetzt. Mit seiner Hilfe wird überschüssige Energie in einem Bremswiderstand in Wärme umgesetzt und so der Anstieg der Zwischenkreisspannung begrenzt. Diese Methode wird als nicht regeneratives Bremsen bezeichnet und eignet sich nur für Antriebe kleiner Leistung oder bei einer kleinen Anzahl von Bremszyklen.

6.1.1 Struktur des Wechselrichters

In Bild 6.3 sind die wichtigsten Komponenten eines Wechselrichters dargestellt. Er besteht im Wesentlichen aus einer Anordnung von sechs Schaltern und sechs Rückarbeitsdioden. Die Komponenten verteilen sich entsprechend den drei Phasen auf drei Halbbrücken.

Die kleine Induktivität der Maschine erfordert Schaltfrequenzen im Bereich von 100 kHz bis 300 kHz. Dies kann nur mit Feldeffekttransistoren erreicht werden. Durch die bei hohen Schaltfrequenzen erforderliche hohe Schaltgeschwindigkeit werden parasitäre Eigenschwingungen und elektromagnetische Störungen mit Frequenzen von bis zu 100 MHz angeregt.

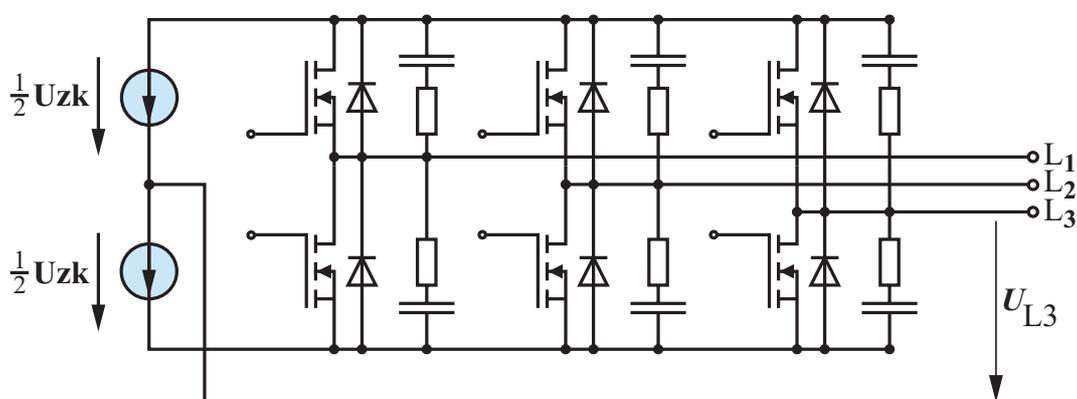


Bild 6.3: Aufbau eines Pulswechselrichters mit MOS-FET Schaltern

Ursachen hierfür sind parasitäre Induktivitäten im Zwischenkreis und die Drain-Source Kapazität der Leistungshalbleiter. Zur Bedämpfung dieser hochfrequenten Schwingungen werden parallel zu den Leistungshalbleitern RC-Glieder angebracht. Da die Verlustleistung der Bedämpfungsglieder quadratisch mit der Spannung des Zwischenkreises steigt, ist diese Maßnahme nur bei kleinen Zwischenkreisspannungen anwendbar.

Zur Steuerung der Leistungshalbleiter müssen die Ansteuersignale der einzelnen Leistungshalbleiter galvanisch getrennt übertragen werden. An die galvanische Trennung werden bezüglich Koppelkapazität und Übertragungsgeschwindigkeit hohe Anforderungen gestellt. Damit die Gatekapazität der Leistungshalbleiter bei einem Schaltvorgang hinreichend schnell umladen werden kann, ist eine Treiberstufe mit hoher Stromtragfähigkeit erforderlich. Zur Vermeidung von parasitären Einschaltvorgängen ist zum Ausschalten des Leistungshalbleiters eine negative Gatespannung unumgänglich. Die galvanisch getrennte Spannungsversorgung der Treiberstufe ist daher bipolar ausulegen.

In Bild 6.4 sind die wichtigsten Funktionsblöcke für die Ansteuerung einer Halbbrücke schematisch dargestellt. Die geforderte hohe Schaltgeschwindigkeit der Leistungshalbleiter kann nur erreicht werden, wenn die Induktivität des Leistungsteils minimiert wird. Das Design der Ansteuerlektronik sowie die Leitungsführung im Zwischenkreis kann nicht von konventionellen Frequenzumrichtern übernommen werden. Dies gilt auch für die zur galvanischen Trennung der Steuersignale verwendeten Optokoppler sowie Spannungsversorgung und Treiberbausteine. Insbesondere bei den Optokopplern ist durch die hohe Anforderung an die Geschwindigkeit die Auswahl sehr begrenzt.

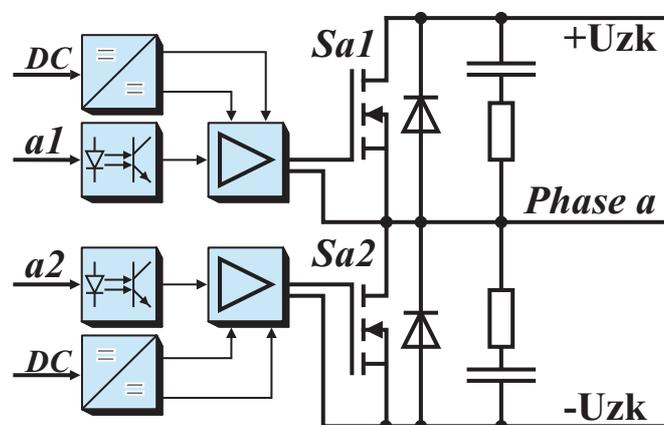


Bild 6.4: Blockschaltbild einer Phase mit bipolarer Spannungsversorgung und galvanisch getrennten Steuersignalen

6.1.2 Modulationsverfahren

In der Antriebstechnik wird als Modulationsverfahren die Raumzeigermodulation, das Unterschwingungsverfahren oder ein hysteresebasiertes Zweipunkt-Regelverfahren (Hystereseregler) verwendet. Alle Verfahren haben spezielle Einsatzgebiete, in denen ihre Vorteile optimal genutzt werden können. Die Eigenschaften und Vorteile der einzelnen Modulationsverfahren sind in [50] ausführlich dargestellt.

Aufgrund der hohen Schaltfrequenz und des fehlenden Signalrechners kann die Raumzeigermodulation hier nicht eingesetzt werden. Der Hystereseregler ist sehr einfach zu parametrieren, liefert jedoch keine feste Schaltfrequenz. Eine konstante Schaltfrequenz ist für die Auswertung der Klemmenspannung der Maschine jedoch wünschenswert.

Als einfaches Modulationsverfahren mit hinreichend guten Eigenschaften wird das Unterschwingungsverfahren eingesetzt. Es ist preisgünstig in Hardware zu realisieren und kann an die erforderliche hohe Schaltgeschwindigkeit angepasst werden. Bild 6.5 veranschaulicht das Prinzip.

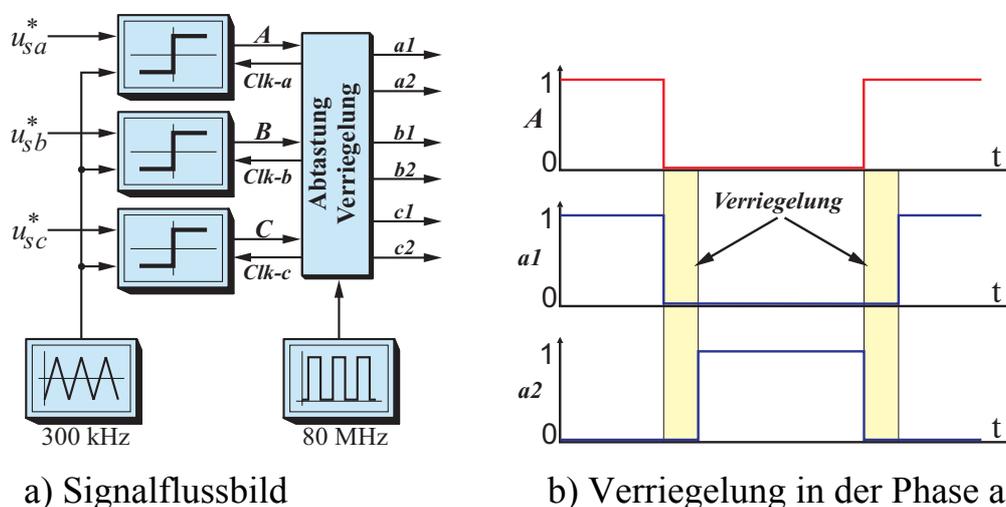


Bild 6.5: Unterschwingungsverfahren für 300 kHz Schaltfrequenz

Die Sollspannungszeiger der drei Strangspannungen werden jeweils mit einer in Frequenz und Amplitude konstanten Dreieckspannung verglichen (Bild 6.5a). Die Frequenz der Dreieckspannung entspricht der Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter. Um eine möglichst hohe Auflösung zu erreichen, werden schnelle Komparatoren mit digitalen Ausgängen eingesetzt.

Das Funktionsprinzip des Komparators bedingt die Einführung einer Hysterese. Da die Frequenz des Dreiecksignals konstant und bekannt ist, bietet sich die Einführung der zeitlich begrenzten Hysterese (siehe Kapitel 4.1.4) an. Die Hysterese kann hier auf digitaler Ebene realisiert werden. Dazu wird der Komparatorausgang mit einer hohen Frequenz abgetastet. Ändert sich der Pegel des Ausgangs, wird die Abtastung für einen begrenzten Zeitraum unterdrückt und so der Ausgangspegel des Komparators festgehalten.

Das Ausgangssignal der Komparatoren entspricht dem Sollwert für den Schaltzustand der jeweiligen Halbbrücke. Zur Ansteuerung der Leistungshalbleiter wird dieses Signal in zwei Steuersignale für den oberen und unteren Transistor einer Halbbrücke aufgeteilt.

Bedingt durch die endlichen und unterschiedlichen Schaltzeiten der Leistungshalbleiter kann im Umschaltaugenblick ein Brückenkurzschluss entstehen. Dies kann sicher vermieden werden, wenn beim Schalten eine Warte- oder Verriegelungszeit eingeführt wird. Bild 6.5b zeigt beispielhaft die Zeitverläufe der Steuersignale für eine Phase.

Durch die Wartezeit entspricht das Ausgangssignal der Halbbrücke nicht mehr exakt dem Sollsignal des Modulators. Es entsteht eine stromrichtungsabhängige Verzerrung der Statorspannung [51]. Durch den Einsatz schnellschaltender Feldeffekttransistoren beträgt die Verriegelungszeit nur ca. 1 % der Verriegelungszeit eines modernen Industriemrichters für Servoantriebe. Der Spannungsfehler durch die Verriegelungszeit kann daher trotz hoher Schaltfrequenz vernachlässigt werden.

6.1.3 Verhalten im Bremsbetrieb

Ein besonderer Betriebsfall für den Antrieb stellt das aktive Bremsen dar. Im Bremsbetrieb erzeugt die Maschine ein gegenüber dem Antriebsfall negatives Drehmoment. Die Maschine arbeitet generatorisch und speist Energie in den Wechselrichter zurück. Da die induzierte Spannung der Maschine immer kleiner als die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters ist, arbeitet der Wechselrichter als Hochsetzsteller.

Die Funktion des Hochsetzstellers beruht auf der Zwischenspeicherung von Energie in einer Speicherinduktivität. In der Speicherphase wird die

Induktivität an die Eingangsspannung gelegt und speichert über den sich aufbauenden Strom Energie. In der Freilaufphase gibt die Induktivität die gespeicherte Energie an den Ausgangskreis ab. In Bild 6.6 ist das Prinzip des Hochsetzstellers dargestellt.

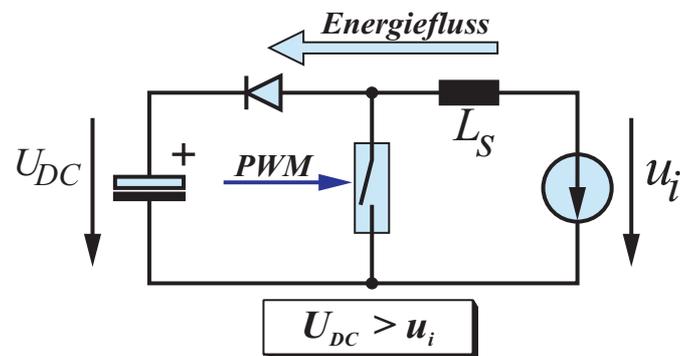


Bild 6.6: Grundsaltung des einphasigen Hochsetzstellers

In einem dreiphasigen Frequenzumrichter sind immer mindestens zwei Phasen am Energietransport beteiligt. Die Speicherinduktivität wird aus der Statorinduktivität und der Streuinduktivität des Stromkreises gebildet. Der Stromregler liefert die Spannungswollwerte für den Modulator, der die entsprechenden Schaltsignale für die Leistungshalbleiter generiert. Bild 6.7 zeigt die zwei Phasen der Energierückspeisung.

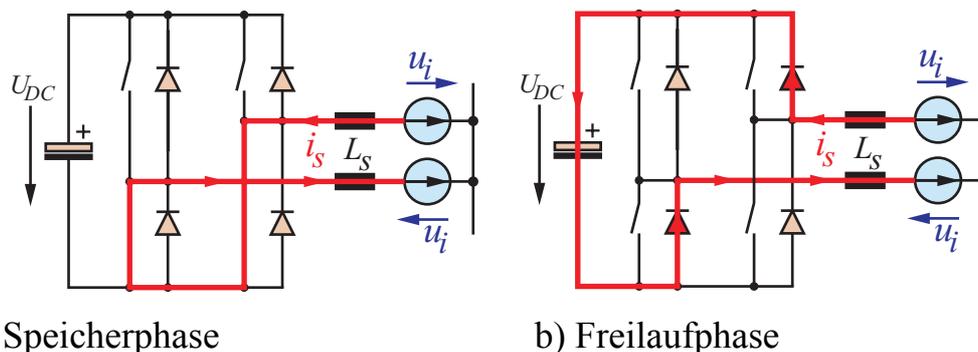


Bild 6.7: Energierückspeisung nach dem Hochsetzstellerprinzip

In der ersten Phase wird Energie in den Stranginduktivitäten der Maschine gespeichert. Bild 6.7a zeigt dies beispielhaft an einem Nullzeiger mit leitenden Schaltern (Feldeffekttransistoren). Die Freilaufphase speist die gespeicherte Energie über die Rückarbeitsdioden oder entsprechend über aktive Schalter in den Zwischenkreis ein (Bild 6.7b). Die Zwischenkreisspannung steigt dabei proportional zur Wurzel der eingespeisten Energie.

6.1.4 Zusammenfassung für den geschalteten Verstärker

Bild 6.8 zeigt den Signalflussplan des Pulswechselrichters mit den wichtigsten Komponenten zur Signalerfassung. Strommessung, Transformationschaltung und Flusserfassung sind in der Bandbreite auf die Schaltfrequenz des Wechselrichters auszulegen.

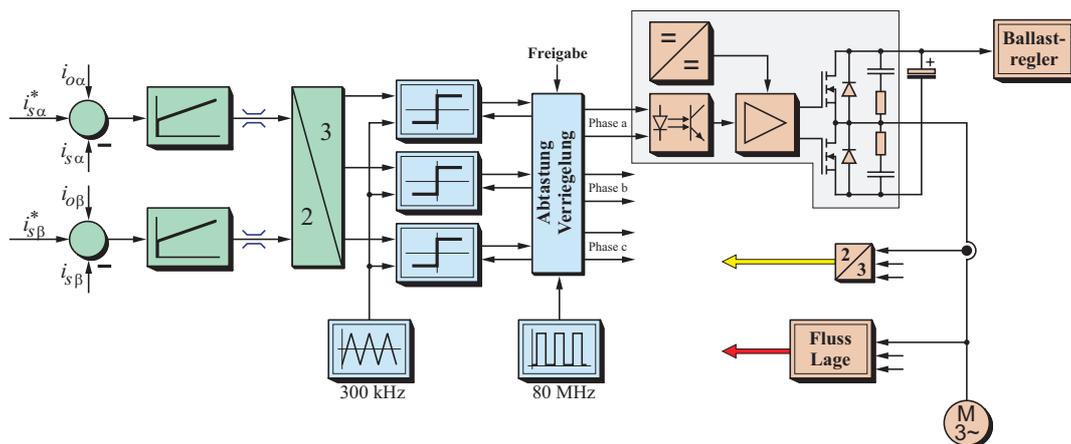


Bild 6.8: Signalflussplan des Pulswechselrichters mit Stromregelung, Modulator und Leistungsendstufe (für eine Phase)

Die Eingangsgrößen für den Pulswechselrichter sind als Ausgangsgröße des Stromreglers die Sollwerte der Strangspannung. Der Modulator arbeitet nach dem Unterschwingungsverfahren und ist in Hardware realisiert.

Neben der zeitbegrenzten Hysterese für die Komparatoren liefert der Modulator auch die Ansteuersignale mit zeitlicher Verriegelung für die Transistoren der Halbbrücken.

Die Leistungsendstufe ist mit Feldeffekttransistoren auf hohe Schaltgeschwindigkeit ausgelegt. Dies wird erreicht durch den Einsatz von Treiberstufen mit hoher Stromtragfähigkeit. Ein sicheres Abschalten der Leistungshalbleiter kann nur durch negative Gatespannung gewährleistet werden. Daher ist eine spezielle Spannungsversorgung erforderlich.

Die galvanische Trennung der Steuersignale für die Leistungshalbleiter stellt hohe Ansprüche an die Optokoppler. Neben kurzer Signallaufzeit ist eine hohe Störfestigkeit gegen Gleichtaktstörungen gefordert.

Der Bremsvorgang speist die in der Maschine rotatorisch gespeicherte Energie zurück in den Zwischenkreis. Um einen übermäßigen Anstieg der

Zwischenkreisspannung zu verhindern, ist ein Ballastregler vorzusehen. Idealerweise arbeitet dieser Ballastregler linear. Damit werden Schwankungen der Zwischenkreisspannung vermieden.

Im stationären Fall zeigt der in Ständerkoordinaten arbeitende Stromregler einen Schleppfehler. Bild 6.9 zeigt diesen Fehler des Stromreglers und die Welligkeit des Strangstromes durch die Pulsmodulation bei $n = 150.000 \text{ Umin}^{-1}$. Mit steigender Grundschwingungsfrequenz sinkt die Welligkeit des Strangstromes und der Schleppfehler wird größer.

In Bild 6.10 ist die Sprungantwort des Stromreglers mit nachgeschaltetem Modulator und Leistungsteil zu sehen. Da Stromregler und Modulator zueinander asynchron arbeiten, kann prinzipiell keine eindeutige Sprungantwort definiert werden.

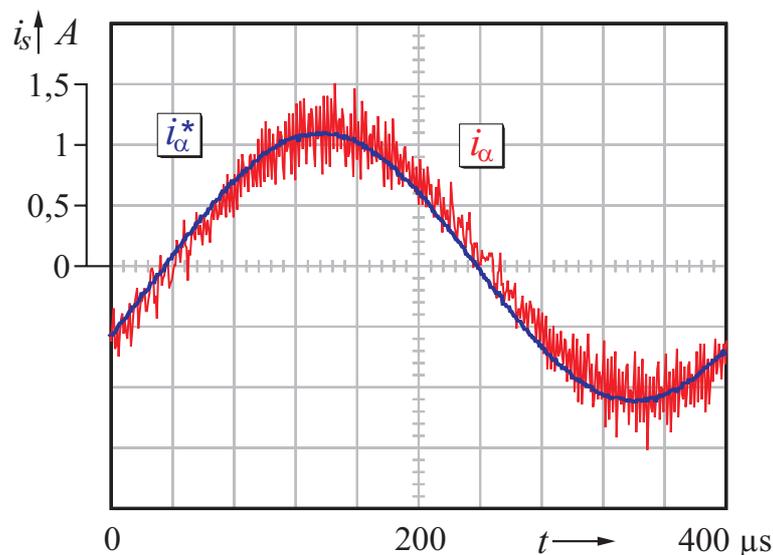
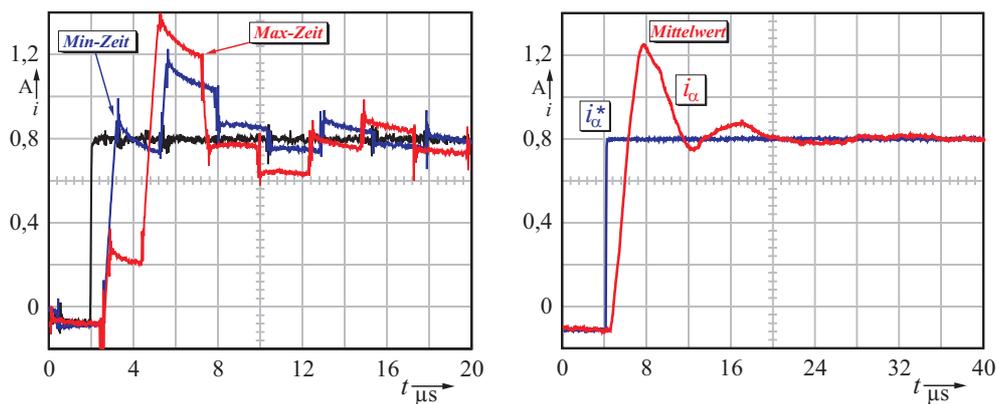


Bild 6.9: Sollwert und Istwert des Strangstromes i_α bei einer Drehzahl von $n=150.000 \text{ Umin}^{-1}$ und einer Schaltfrequenz von $F_S=200 \text{ kHz}$

Bild 6.10a zeigt als Beispiel die schnellste gemessene Reaktion auf einen Sollwertsprung und eine Sprungantwort mit längerer Einschwingzeit. Um den Zeitverlauf besser beurteilen zu können wurden die Sprungantworten über 32 Zyklen gemittelt. Bild 6.10b zeigt das Ergebnis.

Es ist zu erkennen, dass die Verstärkung des geschlossenen Kreises zu hoch ist. Die Verstärkung wurde bewusst sehr groß gewählt, da mit steigender Drehzahl die Differenz zwischen induzierter Spannung der Maschine und Zwischenkreisspannung sinkt. Dies entspricht einer sinkenden Verstärkung im Regelkreis und damit bei Betriebsdrehzahlen einer korrekten Verstärkungseinstellung.



a) Grenzwerte der Sprungantwort b) Mittelwert über 32 Zyklen

Bild 6.10: Sprungantwort des Stromreglers bei Pulsmodulation und stehender Maschine

6.2 Linearer Leistungsverstärker

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Spezialantrieb betrachtet, der sowohl in der Leistungsklasse als auch im Bereich der Maschinenspannung stark von den bekannten industriellen Servoantrieben abweicht. Konventionelle Servoantriebe liefern Leistungen von wenigen Watt bis in den zweistelligen Kilowattbereich. Dies ist ausschließlich durch Frequenzumrichter mit Pulswechselrichter zu realisieren. Die Schaltfrequenzen betragen dabei bis zu 20 kHz.

Leistungen im Bereich von einigen hundert Watt bei Spannungen kleiner als 100 V können auch in linearer Technik bereitgestellt werden. Es ist zu diskutieren, ob der Einsatz von linearen Schaltungen und bekannten integrierten Lösungen Vorteile gegenüber der bewährten Pulsrichter-technik bringt. Dabei ist nicht nur das Verhalten des Leistungsteiles zu diskutieren, vielmehr ist der vollständige Stromregelpfad mit allen Komponenten einzubeziehen.

6.2.1 Prinzipielle Struktur eines linearen Verstärkers

Ausgangspunkt für die weiteren Betrachtungen ist der Stromregler mit der Rücktransformation der Spannungssollwerte in Stranggrößen (Bild 6.1). Mit den genannten Spannungen liefert der Stromregler bereits ein lineares Abbild der an die Maschinenklemmen anzulegenden Spannungswerte.

Das Ausgangssignal des Stromreglers ist daher nur in der Amplitude an die Maschinenspannung anzupassen. Dies kann mit einem analogen Verstärker erfolgen. Der Verstärker muss auch den Phasenstrom der Maschine liefern und ist daher in seiner Funktion auch ein Impedanzwandler.

Derartige Schaltungen sind aus der Audiotechnik bekannt und in vielen Varianten als integrierte Schaltkreise auf dem Markt. Bild 6.11 zeigt die Schaltung einer Ausgangsstufe eines Audio-Verstärkers in AB-Technik.

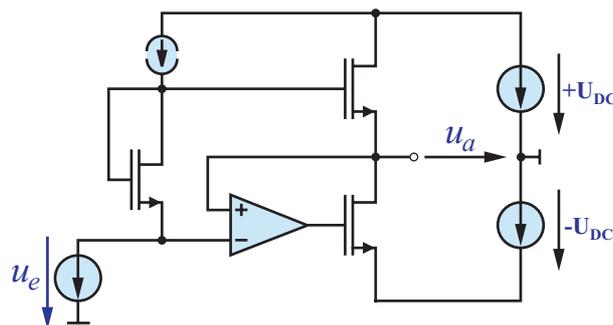


Bild 6.11: Gegentakt-AB Verstärkerstufe mit der Verstärkung $V = 1$

Im Gegensatz zum Pulswechselrichter benötigt der Class-AB Verstärker eine symmetrische bipolare Versorgungsspannung. Die Ausgangsspannung bezieht sich auf den Mittelpunkt der Versorgung. Dieser Bezugspunkt ist vorzugsweise die Signalmasse der Elektronik.

Ein Audio-Verstärker mit einer Endstufe nach Bild 6.11 ist als integrierter Schaltkreis mit Vorverstärker, Temperaturüberwachung und Stromüberwachung mit einer Ausgangsleistung größer 100 W erhältlich. Eine derartige integrierte Schaltung ist heute ein Standardbauelement in der Audiotechnik.

Für den Einsatz als Antriebsverstärker ist die Signalkopplung und die für die Gegenkopplung üblichen frequenzabhängigen Netzwerke auf Gleichspannung auszulegen. Bei Verwendung von drei integrierten Schaltkreisen ergibt sich ein vollständiger dreiphasiger Leistungsverstärker. Bild 6.12 zeigt den Signalflussplan.

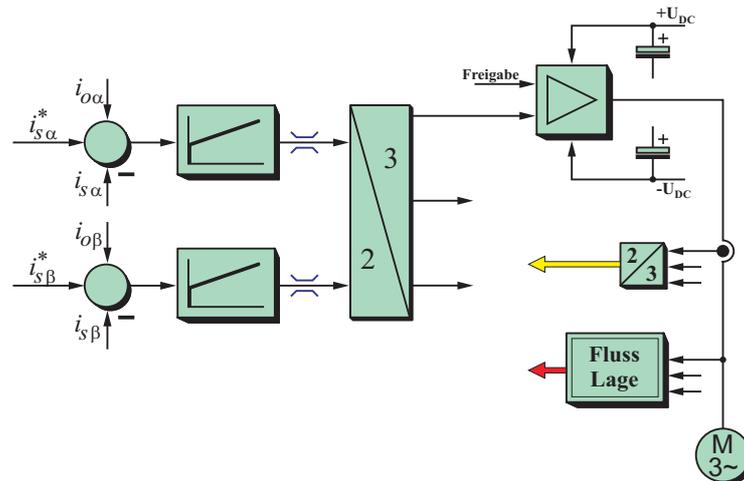


Bild 6.12: Stromregler mit nachgeschalteter linearer Verstärkerstufe

Der Modulator mit Verriegelungsschaltung sowie alle Komponenten zur galvanischen Trennung der Steuersignale sind nicht vorhanden. Ebenso entfallen die Treiberstufen mit galvanisch getrennter Spannungsversorgung. Die Versorgung der integrierten Schaltung erfolgt direkt aus dem Zwischenkreis.

Da die Spannung an den Maschinenklemmen nicht geschaltet wird, ist die höchste im Antriebsstrang vorkommende Frequenz die Grundschwingungsfrequenz der Maschine. Auf diese sinusförmige Größe ist die Bandbreite der Strommessung und der Flussfassung auszulegen. Dies gilt auch für alle anderen Baugruppen in der Signalverarbeitung.

Die in Bild 6.13 dargestellte Sprungantwort der linearen Endstufe bei nominaler ohmscher Belastung zeigt ein leichtes Überschwingen in der Ausgangsspannung. Dies ist auf die Übersteuerung des Eingangsdifferenzverstärkers durch den Sollwertsprung zurückzuführen. Die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals ist durch die Bandbreite von Endstufe und Eingangsverstärker begrenzt. Ist die Differenz zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung zu groß, übersteuert die Eingangsstufe. Die Erholphase ist als Überschwingen in der Ausgangsspannung zu sehen.

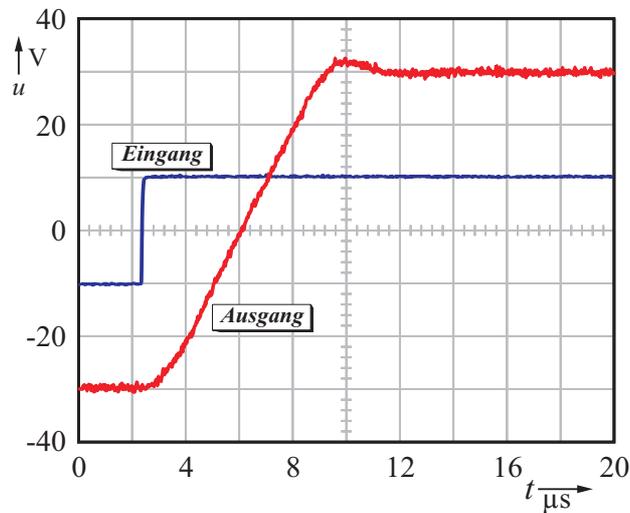


Bild 6.13: Sprungantwort der linearen Endstufe bei Nennlast

Vom Hersteller integrierter Linearverstärker wird die maximal mögliche Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsstufe im Datenblatt als Slew-Rate und die obere Grenzfrequenz als $f(-3\text{dB})$ definiert. Durch Begrenzung der Bandbreite des Eingangssignals auf $f_g = f(-3\text{dB})$ wird die Sprungantwort der linearen Endstufe optimiert. Bild 6.14 zeigt die Verbesserung durch Bandbreitenbegrenzung gegenüber einem unbegrenzten Eingangssignal.

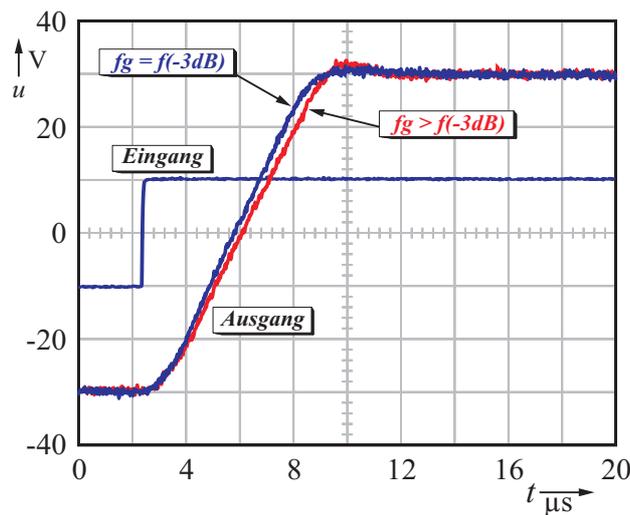


Bild 6.14: Verbesserung der Sprungantwort der linearen Endstufe durch Bandbreitenbegrenzung des Eingangssignals

6.2.2 Verhalten im Bremsbetrieb

Soll beim Bremsen der Maschine die rotatorisch gespeicherte Energie in den Zwischenkreis zurückgespeist werden, ist hierzu eine Spannung größer als die Zwischenkreisspannung erforderlich. Beim in Kapitel 6.1.3 beschriebenen Bremsbetrieb mit Pulswechselrichter wird dies durch den Betrieb der Leistungsendstufe als Hochsetzsteller ermöglicht.

Die lineare Leistungsendstufe ist mit Ausnahme der Übersteuerung zu jedem Zeitpunkt stetig und liefert ein Abbild des Ausgangssignals des Stromreglers. Die Ausgangsstufe des Linearverstärkers kann daher als Reihenschaltung von veränderlichen ohmschen Widerständen betrachtet werden. Bild 6.15 zeigt die Spannungs- und Stromverhältnisse für eine Phase.

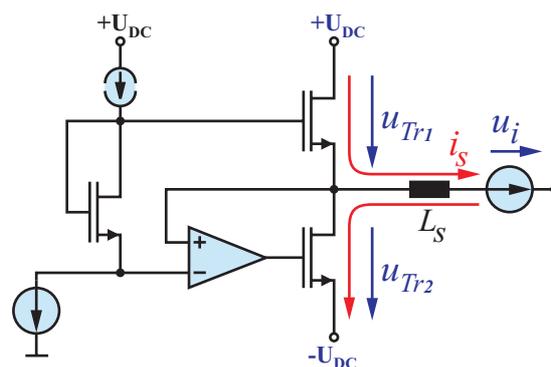


Bild 6.15: Spannungen und Ströme bei der linearen Endstufe

Spannung und Strom sind an den Leistungstransistoren immer in Phase. Da der Sternpunkt der Maschine spannungsfrei ist und die induzierte Spannung der Maschine immer kleiner als die Zwischenkreisspannung ist, wird die Energie der Maschine beim Bremsen vollständig am Innenwiderstand der Leistungsendstufe in Wärme umgesetzt. Bild 6.16 zeigt dies prinzipiell für zwei Phasen.

Der bremsende Strom fließt über die Spannungsquelle des Zwischenkreises. Im Bremsbetrieb wird folglich keine Energie in den Zwischenkreis eingespeist, sondern es wird Energie entnommen. Die lineare Endstufe ist daher nicht für Antriebsprofile mit häufigen Bremszyklen geeignet. Bei der vorliegenden Antriebsaufgabe kommt diese Einschränkung nicht zum Tragen, der Antrieb soll nur zum Bohrerwechsel bremsen.

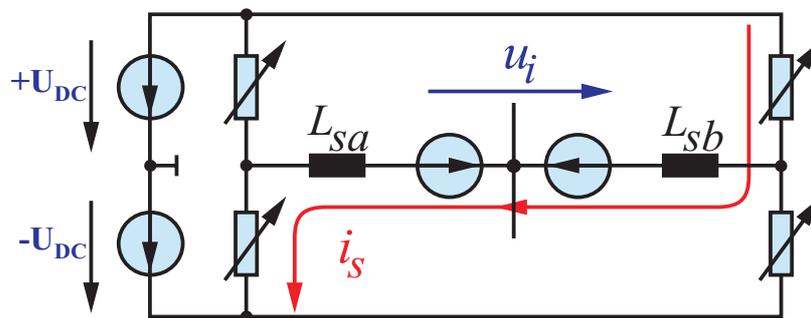


Bild 6.16: Zweiphasige Darstellung des Bremsbetriebes

6.2.3 Zusammenfassung für den linearen Verstärker

Der in Bild 6.12 gezeigte prinzipielle Signalflussplan zeigt die einfache Struktur des Stromregelkreises mit linearer Leistungsverstärkung. Neben der als integrierter Schaltkreis verfügbaren Leistungsendstufe sind keine zusätzlichen Komponenten erforderlich. Der vom Pulswechselrichter bekannte Aufwand hinsichtlich Modulator, galvanischer Signaltrennung und zusätzlicher Spannungsversorgung entfällt.

Durch die begrenzte Bandbreite des Linearverstärkers vergrößert sich die elektrische Zeitkonstante der Strecke. Dies ist bei der Auslegung des Stromreglers zu beachten. Der bei hohen Ständerfrequenzen auftretende Phasenfehler (Schleppfehler) gegenüber dem Ständerfluss kann über den in der Feldorientierung eingeführten Korrekturwinkel γ (3.2) beeinflusst werden (siehe Kapitel 5).

Die Sprungantwort des Stromregelkreises bei stehender Maschine ist in Bild 6.17 zu sehen. Es ist zu erkennen, dass aufgrund der verminderten Bandbreite im Leistungsteil die Ausregelzeit gegenüber der Lösung mit Pulswechselrichter verlängert ist.

Bild 6.18 zeigt den Strom einer Phase bei $n = 150.000 \text{ Umin}^{-1}$. Der Schleppfehler des Stromregelkreises ist zu erkennen. Es wird deutlich, dass alle Komponenten der Signalverarbeitung nur auf sinusförmige Größen mit Grundschwingungsfrequenz auszulegen sind. Der Bandbreitenbedarf gegenüber einer Lösung mit Pulswechselrichter ist daher deutlich vermindert.

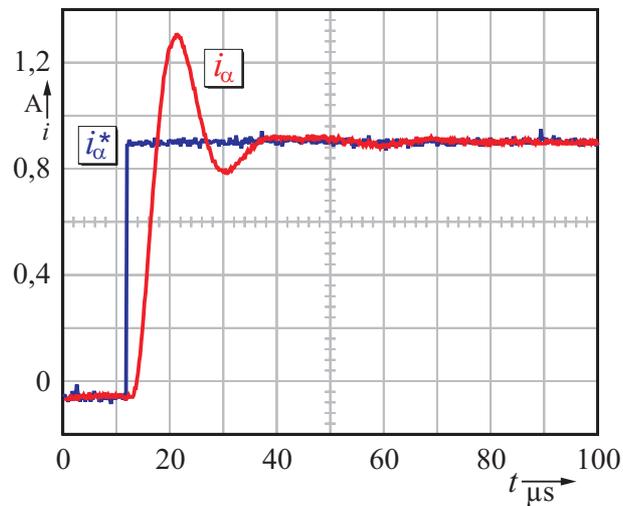


Bild 6.17: Sprungantwort des Stromreglers mit Linearverstärker bei Stillstand der Maschine

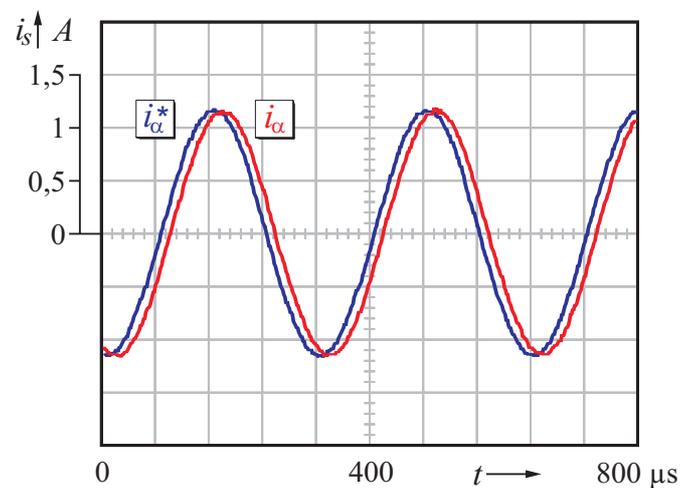


Bild 6.18: Sollwert und Istwert des Strangstromes i_α mit Linearverstärker bei einer Drehzahl von $n=150.000 \text{ Umin}^{-1}$

6.3 Vergleichende Betrachtung der Endstufenvarianten

Für das im Rahmen dieser Arbeit entstandene Antriebssystem wurden beide Endstufenvarianten realisiert und mit verschiedenen Maschinentypen getestet. Mit beiden Varianten ist aus antriebstechnischer Sicht die volle Funktionalität des Antriebssystems gegeben.

Für die Beurteilung können keine absoluten Werte wie Fertigungspreis oder Bauvolumen herangezogen werden. Diese Unterscheidung ist nur im Rahmen einer industriellen Auslegung mit den entsprechenden Randbedingungen möglich.

Vielmehr sollen die beiden gezeigten Varianten qualitativ und im funktionalen Aufwand bewertet werden. Hierzu geben zwei Tabellen Unterstützung. Tabelle 6.1 spiegelt die Unterschiede in den Eigenschaften der beiden Lösungsvarianten wieder. In Tabelle 6.2 werden die gleichen Punkte unter dem Gesichtspunkt des Aufwandes gegenübergestellt.

<i>Eigenschaften</i>	Pulswechselrichter	Lineare Endstufe
Modulator	Hohe Abtastfrequenz Hohe Schaltfrequenz Schnelle Logikbausteine	Nicht erforderlich
Treiberstufe	Galvanische Signaltrennung Duale Spannungsversorgung Hoher Platzbedarf	Nicht erforderlich
Leistungsstufe	Einzelhalbleiter Viele passive Bauelemente	Integrierter Schaltkreis Wenige passive Bauelemente
Mechanischer Aufbau	Komplexes Layout Hoher Platzbedarf	Einfaches Layout Niedriger Platzbedarf
Wirkungsgrad	Mittel Kleine Ausgangsleistung bei hoher Elektronikleistung	Mittel Klasse AB Linearverstärker
EMV	Hoher Aufwand für Filtermaßnahmen	Kein Aufwand
Bandbreite im Signalpfad	Hoch Muss an die Schaltfrequenz angepasst werden	Niedrig Grundschwingungsfrequenz
Zwischenkreis	Unipolare Spannung Niederinduktiver Aufbau Stabilisierung erforderlich	Bipolare Spannung Ohne besondere Anforderung

Tabelle 6.1: Vergleichende Bewertung der Eigenschaften

„Kosten“	Pulswechselrichter	Lineare Endstufe
Modulator	Mittel Kombination aus schneller Hardware und Software	Keine Kosten
Treiberstufe	Hoch Viele Spezialbausteine Galvanische Trennung	Keine Kosten
Leistungsstufe	Mittel Teure Kondensatoren	Niedrig Günstige Kondensatoren
Mechanischer Aufbau	Hoch Hohe Layoutkosten	Niedrig Einfache Platzierung
Wirkungsgrad	Mittel Konvektionskühlung	Mittel Wasserkühlung über Maschinenkreis möglich
EMV	Hoch Interne Signalfilterung Externe Leitungsfiter	Keine Kosten
Bandbreite im Signalpfad	Hoch Spezialbauelemente	Niedrig Standardbauelemente
Zwischenkreis	Mittel Spezielle Kondensatoren Stabilisierung	Niedrig Standardbauelemente

Tabelle 6.2: Vergleichende Bewertung der Kosten

Tabelle 6.1 zeigt, dass der Aufwand zur Erstellung eines Pulswechselrichters deutlich über dem Aufwand für die Erstellung einer linearen Endstufe liegt. Es werden nicht nur mehr Komponenten, sondern wegen der hohen Schaltfrequenz auch viele spezielle Komponenten benötigt.

Durch die hohe Schaltfrequenz entsteht weiterer Aufwand zur Bereitstellung der benötigten Bandbreite in der Signalerfassung. Gleichmaßen steigt der Aufwand zur Sicherstellung der elektromagnetischen Verträglichkeit. Auch innerhalb der einzelnen Baugruppen sind spezielle Filtermaßnahmen erforderlich.

Die hohe Schaltfrequenz erfordert zwingend eine hohe Schaltgeschwindigkeit der Leistungshalbleiter. Am Ausgang des Pulswechselrichters treten Spannungsteilheiten bis zu $10\text{kV}/\mu\text{s}$ auf. Dies führt zu Problemen auf den Zuleitungen zur Maschine. Durch Reflektionen können erhebliche Spannungsüberhöhungen an den Maschinenklemmen entstehen [52].

Auch in den Wicklungen der Maschine können durch die hohe Spannungssteilheit selbst sowie durch Wanderwellen Schäden an der Wicklungsisolation verursacht werden [53, 54].

In Bild 6.9 ist zu erkennen, dass bei Pulsmodulation dem Grundschwingungsstrom ein Wechselanteil mit der Schaltfrequenz des Pulswechselrichters überlagert ist. Dieser bezüglich der Grundschwingung des Maschinenstromes hochfrequente Stromanteil verursacht zusätzliche Verluste in der Maschine [36, 55]. Hier sind bei der Konstruktion der Maschine besondere Maßnahmen zu treffen [56].

Die lineare Endstufe ist mit wenig Aufwand zu erstellen. Da nur die Grundschwingung der Maschine als sinusförmige Größe auftritt, ist die erforderliche Bandbreite im Signalpfad entsprechend klein. Die Isolation der Maschine wird nicht zusätzlich beansprucht und es entstehen keine Zusatzverluste.

Bedingt durch die niedrige Ausgangsleistung kommt der Wirkungsgradvorteil geschalteter Anordnungen gegenüber den linearen Verstärkern nicht zum Tragen. Der Klasse AB-Verstärker arbeitet mit hoher Aussteuerung und entsprechend gutem Wirkungsgrad [57]. Der Leistungsbedarf der ansteuernden Elektronik ist sehr gering.

Beim Pulswechselrichter verschlechtern die hohe Treiberleistung und der Leistungsbedarf des hochgetakteten Modulators die Energiebilanz. Weiterhin entstehen durch die Umladung der Transistorkapazitäten in der Endstufe durch die hohe Schaltfrequenz deutliche Zusatzverluste. Der Gesamtwirkungsgrad der geschalteten Anordnung ist daher bei den hier geforderten kleinen Ausgangsleistungen dem Wirkungsgrad der linearen Endstufe unterlegen.

Tabelle 6.2 zeigt, dass auch aus Sicht der Kosten die lineare Endstufe dem Pulswechselrichter überlegen ist. Der lineare Leistungsverstärker ist ein handelsübliches Bauelement aus der Audiotechnik. Alle weiteren Komponenten unterliegen aufgrund der geringen Bandbreite keinen besonderen Anforderungen.

Die hier gemachten Aussagen sind gültig, solange der Linearverstärker als integrierte Schaltung auf dem Markt preisgünstig erhältlich ist. Die Verfügbarkeit wird durch die Leistungs- und Spannungsklasse des Bau-

elementes bestimmt. Die Leistungsklasse wird durch die Gehäuseform und damit durch die maximal zulässige Verlustleistung bestimmt.

Da die hier angesprochenen integrierten Schaltungen für den Audiobereich konzipiert sind, liegt die Grenze der Versorgungsspannung aus Gründen des Personenschutzes bei 60V. Mit den derzeit auf dem Markt verfügbaren Schaltungen können dreiphasige Leistungsendstufen bis hin zu einer Ausgangsleistung von 500W erstellt werden.

6.4 Zusammenfassung der Zwischenergebnisse

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein sehr spezielles Antriebssystem kleiner Leistung und hoher Grundswingungsfrequenz betrachtet. Die Leistungsendstufe des Antriebssystems kann bei der gegebenen Maschinenspannung mittels der in der Antriebstechnik üblichen Pulswechselrichter-technik oder durch einen linearen Verstärker realisiert werden.

Die Lösung mit Pulswechselrichter erfordert aufgrund der kleinen Induktivität im Lastkreis eine sehr hohe Schaltfrequenz. Diese wird mittels eines in Hardware realisierten Modulators nach dem Unterschwingungsverfahren erzeugt. An die galvanische Trennung in der Treiberstufe und die Spannungsversorgung des Treibers werden hohe Anforderungen gestellt.

Durch die hohe Schaltfrequenz sind hohe Schaltgeschwindigkeiten in der Leistungsendstufe erforderlich. Der Maschinenstrom ist nicht mehr sinusförmig sondern enthält entsprechend der Schaltfrequenz viele Harmonische. Die Bandbreite im Signalpfad ist auf diese hohen Frequenzen auszuheben.

Die hohe Schaltgeschwindigkeit verursacht Wanderwellen auf der Zuleitung der Maschine und kann Probleme in der Wicklungsisolation verursachen. Durch die Welligkeit des Stromes entstehen in der Maschine Zusatzverluste.

Wegen der kleinen Ausgangsleistung des Pulswechselrichters und der hohen Schaltfrequenz kann der Aufwand für den Pulswechselrichter als hoch bezeichnet werden.

Der lineare Verstärker kann als Impedanzwandler für den Stromregler aufgefasst werden. Durch den Einsatz integrierter Schaltungen ist der Aufwand sehr gering.

In der Maschine und im Signalpfad finden sich ausschließlich sinusförmige Größen mit der Grundschiwingung der Maschine. Die benötigte Bandbreite im Signalpfad ist entsprechend gering.

Die Isolation der Maschinenwicklung unterliegt keiner besonderen Beanspruchung, es entstehen keine Zusatzverluste durch Stromharmonische. Die elektromagnetische Verträglichkeit ist ohne weitere Maßnahmen gewährleistet.

Für das im Rahmen dieser Arbeit entworfene Antriebssystem ist der Linearverstärker die ideale Lösung. Er bietet bis zu einer Antriebsleistung von 500 W die meisten Vorteile.

7. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein Antriebssystem mit drehgeberloser feldorientierter Regelung vorgestellt, mit dem eine permanenterregte Synchronmaschine bei Drehzahlen von über $600.000 \text{ Umin}^{-1}$ betrieben werden kann. Auf den Einsatz eines Signalrechners im Regelungs-zweig wird vollständig verzichtet. Das Antriebskonzept ist speziell für den Einsatz in Hochgeschwindigkeitsbohrstationen der Leiterplattenfertigung gedacht. Die Anforderungen an die Dynamik der Maschine und das Drehzahlprofil des Produktionsprozesses werden als vereinfachende Randbedingung in die Regelstrategie einbezogen.

Aufgrund der fehlenden Rechenleistung können Regelstrategien, die auf Rotorkoordinaten basieren, nicht verwendet werden. Die Regelung wird daher in Ständerkoordinaten ausgeführt. Als Lageinformation wird die Approximation des Ständerflusses genutzt. Als einfaches Maschinenmodell wird ein passiver Tiefpass als Integrator genutzt. Wegen der Randbedingungen des speziellen Einsatzgebietes des Antriebes ist der durch das vereinfachte Modell verursachte Winkelfehler bei der Flusserrfassung nur von der Drehzahl und von den Parametern der Maschine abhängig. Daher kann bei bekannten Maschinenparametern ein drehzahlabhängiger Korrekturwinkel offline bestimmt und im Antrieb mitgeführt werden.

Der Ständerfluss wird nicht als kontinuierliches Signal ausgewertet, sondern nur in seinem Vorzeichen betrachtet. Das Vorzeichensignal enthält die Information über die absolute Lage und die Drehgeschwindigkeit. Um bereits bei möglichst kleinen Drehzahlen feldorientiert arbeiten zu können, ist die Eckfrequenz des Tiefpasses zur Integration der Ständerspannung sehr klein zu wählen. Daher ist auch der Signalpegel des Flusssignals sehr klein. Eine konventionelle Nulldurchgangserkennung mit Hysterese würde dieses Signal unzulässig verfälschen. Daher wurde eine zustandsbewertete Nulldurchgangserkennung entworfen, die eine frequenzunabhängige Detektion ohne Phasenfehler erlaubt.

Zur Rekonstruktion der Lage des Flussraumzeigers ist dessen Winkelgeschwindigkeit innerhalb des aus dem Vorzeichen bereits bestimm- baren Maschinensektors zu ermitteln. Dies geschieht mittels eines digitalen Phasenregelkreises (PLL). Der Durchstimmbereich eines konventionell aufgebauten PLL ist für diese Aufgabe nicht ausreichend. Mittels Mittenfrequenzregelung und frequenzadaptivem Schleifenfilter konnte der

Durchstimmbereich eines digitalen PLL auf hinreichend große Werte erweitert werden.

Die Signalerfassung und erweiterter PLL ermöglicht die Rekonstruktion eines Flusszeigers mit Einheitslänge, dessen Winkelauflösung besser als 1° ist. Dies ist für die gestellte Aufgabe mehr als ausreichend. Die Winkellage des Einheits-Flusszeigers wird um 90° vorgedreht und um einen offline berechneten Korrekturwinkel verschoben. Dieser neu erzeugte Zeiger ist der Einheitszeiger für den Stromsollwert.

Der feldorientierte Betrieb unterscheidet sich deutlich von dem Betrieb in Anlauf- oder Anhaltephase. Daher wird die Signalverarbeitung der Feldorientierung als strukturvariable Hardwarelösung in einem komplexen Logikbaustein realisiert. Kern dieser Logik ist ein Zählerkomplex zur Adressierung der Winkelwerte in einer Winkeltabelle.

Zum Anlauf der Maschine und zur Vorgabe der Sollstromamplitude im gesteuerten Betrieb wird ein Mikrorechner eingeführt. Dieser Rechner hat keinerlei regelungstechnische Aufgaben, sondern nur eine überwachende und steuernde Funktion. Die Umschaltung zwischen den Betriebsarten des Logikbausteines wird vom Mikrorechner gesteuert. Die physikalische Umschaltung geschieht in der Logik synchron zum Sektorwechsel des Maschinenflusses. Damit werden transiente Zustände in der Maschine sicher vermieden.

Der in Hardware realisierte Drehzahlregler ist aufgrund des Überschwingens nicht optimal. Die Optimierung des Reglers wird durch eine Aufteilung der regelungstechnischen Betriebszustände in verschiedene, unabhängige Reglerkanäle erreicht. Der so entstandene Mehrkanalregler auf Basis eines einfachen PI-Reglers zeigt speziell für diese Anwendung ein optimales Betriebsverhalten.

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein sehr spezielles Antriebssystem kleiner Leistung und hoher Grundschwingungsfrequenz betrachtet. Die Leistungsendstufe des Antriebssystems kann bei der gegebenen kleinen Maschinenspannung sowohl mittels der in der Antriebstechnik üblichen Pulswechselrichtertechnik als auch mit einem linearen Verstärker realisiert werden.

Die Lösung mit Pulswechselrichter erfordert aufgrund der kleinen Induktivität im Lastkreis eine sehr hohe Schaltfrequenz. Diese wird mittels eines in Hardware realisierten Modulators nach dem Unterschwingungsver-

fahren erzeugt. An die galvanische Trennung in der Treiberstufe und die Spannungsversorgung des Treibers werden hohe Anforderungen gestellt. Durch die hohe Schaltfrequenz sind hohe Schaltgeschwindigkeiten in der Leistungsendstufe erforderlich. Der Maschinenstrom ist nicht mehr sinusförmig, sondern enthält entsprechend der Schaltfrequenz viele Harmonische. Die Bandbreite im Signalpfad ist auf diese hohen Frequenzen auszuliegen. Wegen der kleinen Ausgangsleistung des Pulswechselrichters und der hohen Schaltfrequenz ist der Aufwand für den Pulswechselrichter als hoch zu bezeichnen.

Im Unterschied zu linearen Verstärkern verursacht die hohe Schaltgeschwindigkeit von PWM-Umrichtern Wanderwellen auf der Zuleitung der Maschine. Dies kann zu Problemen in der Wicklungsisolation führen. Außerdem entstehen durch die Welligkeit des Stromes Zusatzverluste in der Maschine.

Im Gegensatz zum Pulswechselrichter kann der lineare Verstärker als Impedanzwandler für den Stromregler aufgefasst werden. Durch den Einsatz integrierter Schaltungen ist der Realisierungsaufwand sehr gering. In der Maschine und im Signalpfad finden sich ausschließlich sinusförmige Größen mit der Grundschwingung des Maschinenstromes. Die benötigte Bandbreite im Signalpfad ist entsprechend gering.

Die Isolation der Maschinenwicklung unterliegt keiner besonderen Beanspruchung, es entstehen keine Zusatzverluste durch Stromharmonische. Die elektromagnetische Verträglichkeit ist ohne weitere Maßnahmen gewährleistet.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit entstand ein funktionsfähiges Antriebssystem, das an verschiedenen Maschinentypen mit Drehzahlen bis $300.000 \text{ Umin}^{-1}$ erfolgreich getestet wurde. Derart hohe Drehzahlen konnten mit bestehenden Antriebslösungen bisher nicht erreicht werden. Die obere Drehzahlgrenze wird bei der vorgestellten Antriebslösung derzeit nur durch die konstruktiven Eigenschaften der Maschine vorgegeben. Die Eigenschaften des realisierten Antriebsverfahrens ermöglichen die für kleinere Bohrdurchmesser gewünschte deutliche Steigerung der Höchstdrehzahl eines Bohrantriebes.

Es wurde deutlich, dass ein Antrieb für höchste Geschwindigkeiten nur als Systemlösung sinnvoll zu konzipieren ist. Insbesondere bei der Konstruktion der Antriebsmaschine sind die antriebstechnischen Aspekte bereits beim Entwurf mit einzubeziehen.

Anhang

A1 Programmauszug für die Flussignalerfassung

Beispiel für eine programmierbare Logik zur zustandsbewerteten Fluss-
fassung mit globaler Fehlerbewertung für eine Drehrichtung. Implemen-
tierung in einem GAL mit 16 Makrozellen.

CHIP FLUX PALCE16V8

```

Eingänge -----
CLK           ; Takt
IN_A          ; Fluss-A Eingang
IN_B          ; Fluss-B Eingang
IN_C          ; Fluss-C Eingang
Ausgänge -----
OUT_C REG     ; Fluss-C Ausgang
OUT_B REG     ; Fluss-B Ausgang
OUT_A REG     ; Fluss-A Ausgang
Netze -----
Sperre_C REG  ; Netz Sperre-C
Sperre_B REG  ; Netz Sperre-B
Sperre_A REG  ; Netz Sperre-A
Fehler  REG   ; Netz Globaler Fehler
Gleichungen -----

Fehler = ( OUT_A * OUT_B * OUT_C ) ; Globale Fehlerzustände
        + ( /OUT_A * /OUT_B * /OUT_C )

CASE (Sperre_A,IN_A,OUT_A)
BEGIN
#b010: BEGIN OUT_A := 1  Sperre_A := 1 END
#b001: BEGIN OUT_A := 0  Sperre_A := 1 END
OTHERWISE:
  BEGIN
    OUT_A := OUT_A
    Sperre_A := Sperre_A ; Halten
                  * /Fehler ; Globaler Fehler
                  * /( OUT_A * /OUT_B * /OUT_C ) ; Freigabe
                  * /( /OUT_A * OUT_B * OUT_C ) ; Freigabe
  END
END

```

Für die Signale der Phasen B und C ist die Case Anweisung entsprechend zu modifizieren.

A2 Formelzeichen*Bezeichnungen*

$\arg(x)$	Winkellage einer Größe
F, f	Frequenz
F_S	Schaltfrequenz
f_g	Eckfrequenz
f_p	Ziehbereich des PLL
\underline{i}_s	Statorstromraumzeiger
J	Trägheitsmoment
m_{rel}	Reluktanzmoment
m_e, m_L	elektrisches Moment und Lastmoment
m_{rast}	Rastmoment
N, K	binärer Teilerfaktor, dezimaler Teilerfaktor
n	mechanische Drehzahl
s	Schlupf
$\text{sign}(x)$	Vorzeichen einer Größe
T, t	Zeitkonstante, Zeit
\underline{u}_i	Raumzeiger der induzierten Spannung
\underline{u}_s	Statorspannungsraumzeiger
V	Verstärkung

griechische Symbole

φ	allgemeiner Winkel am Statorumfang
δ	Feldwinkel oder Rotorwinkel
γ	Korrekturwinkel
τ	normierte Zeit
ω	Mechanische Rotorfrequenz
Δ	Änderung einer Größe
Ψ_s, Ψ_e	Statorfluss, Erregerfluss

Indizes

α, β	Komponenten in Statorkoordinaten
a, b, c	Phasenbezeichnung
d, q	Komponenten in Synchronenkoordinaten
(R), (S)	Rotor- bzw. Statorbezeichnung
(F), (S)	Feld- bzw. Statorkoordinaten
*	Führungsgröße

A3 Abkürzungen

- BGA** **B**all **G**rid **A**rray.
Gehäuseform von Integrierten Schaltungen, bei der die Anschlüsse für SMD-Bestückung kompakt auf der Unterseite des Gehäuses liegen
- CPLD** **C**omplex **P**rogrammable **L**ogic **D**evice.
Programmierbarer Logikbaustein mit bis zu 512 Makrozellen.
- DSP** **D**igital **S**ignal **P**rocessor.
Signalprozessor auf Basis einer Harvard Architektur.
- GAL** **G**eneric **A**rray of **L**ogic.
Programmierbarer Logikbaustein mit bis zu 22 Makrozellen.
- PLL** **P**hase-**L**ocked **L**oop.
Phasenregelkreis, bestehend aus VCO, Phasendetektor und Schleifenfilter. Das Ausgangssignal ist in Frequenz und Phase ein Abbild des Eingangssignals.
- PWM** **P**ulse **W**idth **M**odulation.
Pulsbreitenmodulation, erzeugt durch Variation der Pulsbreite eines frequenzstarreren Trägersignals ein digitales Ausgangssignal, dessen Mittelwert dem analogen Eingangssignal entspricht.
- SMD** **S**urface **M**ounted **D**evice.
Oberflächenmontierbares Bauelement, hat keine Drahtanschlüsse, sondern wird mittels lötfähiger Anschlussflächen direkt auf eine Leiterplatte gelötet.
- VCO** **V**oltage **C**ontrolled **O**scillator.
Spannungsgesteuerter Oszillator. Die Frequenz des Oszillators ist proportional zu einer Steuergleichspannung. Der VCO ist Bestandteil des PLL.
- VHDL** **V**ery **H**igh **D**efinition **L**anguage.
Programmiersprache zur hardwareunabhängigen und plattformübergreifenden Programmierung komplexer Logikbausteine.

Literaturverzeichnis

1. J. Händschke: „Leiterplattendesign“, 2006, Eugen G. Leuze Verlag, Bad Saulgau, ISBN: 3-87480-219-1.
2. B. Gerlach: „Bearbeitung von Leiterplatten“, 2003, Eugen G. Leuze Verlag, Bad Saulgau, ISBN: 3-87480-182-9.
3. D. J. Meier, S. H. Schmidt: „PCB Laser Technology for Rigid and Flex HDI - Via Formation, Structuring, and Routing“, *IPC Printed Circuits Expo Technical Conference*, Long Beach/CA, 2002.
4. J.-M. Hopkins, W. Sibbet: „Ultrakurze Blitze“, *Spektrum der Wissenschaft*, November 2000, pp. 65-73.
5. T Bannan, C. Gerrard: „Process Control of Microvia Drilling in BGA Board Materials“, *EIPC Winter Conference*, Budapest, 2006.
6. W. Leonhard: „Control of Electrical Drives“, Springer-Verlag, 2001, 3. Ausgabe, ISBN: 3-540-41820-2.
7. D. Schröder: „Elektrische Antriebe – Grundlagen“, Springer Verlag, 2. Auflage, 2000, ISBN: 3-540-66846-2.
8. J. Oyama, T. Higuchi, T. Abe, K. Shigematsu, X. Yang, E. Matsuo: „A Trial Production of Small Size Ultra-High Speed Drive System“, *IEMDC 2003*, vol.1, no. 2-1-1, pp. 31-36.
9. D. Schröder: „Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen“, Springer Verlag, 2. Auflage, 2001, ISBN: 3-540-41994-2.
10. J.M.D. Murphy und F.G. Turnbull: „Power Electronic Control of AC Motors“, Pergamon Press, 1988, ISBN: 0080405010.
11. B. K. Bose: „Power Electronics and Variable Frequency Drives“, IEEE Press New York, 1996, ISBN: 0780310845.
12. J. Holtz: „Sensorless Control of AC Machine Drives“, Guest Editorial, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 1, Feb. 2006, pp. 5-6.

13. J. Holtz: „Controlled Induction Motors without Speed Sensor“, Invited Paper, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrotechnical Review)*, Poland, Vol. 7-8, 2004, pp. 653-668.
14. J. Holtz: „Sensorless Control of Induction Machines - with or without Signal Injection?“, Overview Paper, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 1, Feb. 2006, pp. 7-30.
15. M. Linke, R. Kennel, J. Holtz: „Sensorless position control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed“, *28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'02*, Sevilla/Spain, 2002, pp. 674-679.
16. M. Linke, R. Kennel, J. Holtz: „Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection“, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC'03*, Madison/Wi., USA, 2003.
17. J.-O. Krah, J. Holtz: „High-Performance Current Regulation and Efficient PWM Implementation for Low Inductance Servo Motors“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 5, 1999, pp. 1039-1049.
18. L. Springob, J. Holtz: „High-Bandwidth Current Control for Torque Ripple Compensation in PM Synchronous Machines“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 5, 1998, pp. 713-721.
19. C. Zwysig, S.D. Round and J.W. Kolar: “Analytical and Experimental Investigation of a Low Torque, Ultra-High Speed Drive System”, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Tampa, Florida, USA, Oct. 8-12, 2006, wird veröffentlicht.
20. Xilinx FPGA-Package Document PK079 (v1.1): 1760-BALL FLIP CHIP BGA (FF1760), Technical Reference, www.xilinx.com.
21. Produkt Information: „Carbide Drills“, Drill Bit City 65 East Palatine Road Suite 105 Prospect Heights, IL 60070 USA.
22. J. Aucote, A. Grearson: „The performance of cemented carbide in machining PCBs“, *European Electronics Engineer* 2006, Sandvik Hard Materials, Coventry, UK.

23. Produkt Information: „D1733, 250,000 rpm drilling spindle“, GSI-Westwind, Westwind Air Bearings, Holton Road, Holton Heath, Poole, Dorset BH16 6LN, UK.
24. D. L. Martin, R. O. Wilcox: „Spindle Runout Effects on Positional Accuracy“, *Symposium on Small Hole Technology*, University of Wisconsin, USA, February 22, 1990.
25. J. Jiang, J. Holtz: „An Efficient Braking Method for Controlled AC Drives with a Diode Rectifier Front End“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No. 5, Sep./Oct. 2001, pp. 1299-1307.
26. Rolf Fischer: „Elektrische Maschinen“, Hanser Verlag München, Wien, 1989, ISBN: 3-446-15600-3.
27. L. Werth: „Betriebsverhalten und Wirkungsgrad von umrichter- gespeisten Käfigläufermotoren für hohe Drehzahlen“, VDI Fortschritt-Berichte Nr. 57, Reihe 21:Elektrotechnik, VDI Verlag Düsseldorf 1990.
28. I. E. D. Pickup, D. Tipping, D. E. Hesmondhalgh, B. A. T. Al Zahawi: „A 250,000 RPM Drilling Spindle Using A Permanent Magnet Rotor“, *ICEM International Conference on Electrical Machines 1996*, Vigo, Spain, 10.-12.Sep.1996, Vol.2 pp. 337-342.
29. Nicola Bianchi, Silverio Bolognani, Fabio Luise: „Potentials and Limits of High-Speed PM Motors“, *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 40, No. 6, Nov. / Dec. 2004, pp. 1570-1578.
30. D. E. Hesmondhalgh, D. Tipping, M. Amrani: „Design and construction of a high-speed high-performance direct-drive handpiece“, *IEE Proceedings*, Vol. 134, Pt. B, No. 6, Nov. 1987, pp. 286-296.
31. Z. Q. Zhu, K. Ng, D. Howe: „Design and Analysis of High-Speed Permanent Magnet Motors“, *IEE Conference on Electrical Machines and Drives*, 1997, pp. 381-385.
32. J. Holtz: „The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, No.3 June 1995, pp-263-271.

33. G. R. Slemon, X. Liu: „Modelling and Design Optimization of Permanent Magnet Motors“, *Electric Machines and Power Systems*, 1992, pp.71-92.
34. Erich C. Protas: „Measurement Of Small High-Speed-Induction-Motors“, *ICEM96*, Vigo, Spain, 10.-12.Sep.1996, Vol.3 pp. 370-373.
35. C. Zwyssig, J.W. Kolar, W. Thaler, M. Vohrer: „Design of a 100 W, 500000 rpm Permanent-Magnet Generator for Mesoscale Gas Turbines“, *IEEE Industry Applications Conference, 40th IAS Annual Meeting 2005*, Hong Kong, Oct. 2 - 6, CD-ROM, ISBN: 0-7803-9209-4.
36. D. Makuc, K. Lenasi, M. Berlec: „Analysis of power losses in ultra high speed PM motor using FEM software“, *ICEM International Conference on Electrical Machines*, 2000, pp. 794-797.
37. A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, F. Profumo: „About the Design of Very High Frequency Induction Motors for Spindle Applications“, *Electric Machines and Power Systems Journal*, Vol. 25, No. 4, May 1997, pp. 387-409.
38. C. Zwyssig, S.D. Round and J.W. Kolar: „Power Electronics Interface for a 100W, 500000 rpm Gas Turbine Portable Power Unit“, *Applied Power Electronics Conference*, Dallas, Texas, USA, March 19-23, 2006, pp.283-289.
39. Jason D. Ede, Z. Q. Zhu, David Howe: “Rotor Resonances of High-Speed Permanent Magnet Brushless Machines”, *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 38, No. 6, Nov. / Dec. 2002, pp. 1542-1548.
40. F. Blaschke: „Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine“, Dissertation TU Braunschweig, 1973
41. T. M. Jahns, A. M. El-Refai: „Optimal Flux Weakening in Surface PM Machines Using Concentrated Windings“, *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 41, May / Jun 2005, pp. 790-800.
42. Klaus Beuth, Wolfgang Schmusch: „Elektronik 3 - Grundsaltungen“, Vogel Verlag Würzburg, 1987, ISBN: 3-8023-0555-8.

43. R. Kennel: „Erfassung des Nulldurchgangs bei Wechselspannungen“, *Automatisierungstechnische Praxis*, 28. Jahrgang, Heft 12/1986, pp. 580-582.
44. U. Tietze, Ch. Schenk: „Halbleiter-Schaltungstechnik“, Springer-Verlag, 2002, 12. Auflage, ISBN: 3-540-42849-6.
45. Roland Best: „Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loops“, AT Verlag Aarau Stuttgart, 1982, ISBN: 3-85502-132-5.
46. Roland Best: „Handbuch der analogen und digitalen Filterungstechnik“, AT Verlag Aarau Stuttgart, 1982, ISBN: 3-85502-148-1.
47. Philips Semiconductors Datasheet: „74HCT9046, PLL with band-gap controlled VCO“, Oct. 2003.
48. Manfred Reuter: „Regelungstechnik für Ingenieure“, Vieweg Verlag Braunschweig/Wiesbaden, 1991, ISBN: 3-528-74004-9.
49. Rolf Gerhardt: „Frequenzumrichter für Hochgeschwindigkeitsanwendungen“, AGT-Dokumentation, A.G.T. Verlag Thum GmbH, Ausgabe 2 / 1990.
50. J. Holtz: „Pulsewidth Modulation for Power Converters“, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, No. 8, Aug. 1994, pp. 1194-1214.
51. R. Viola, H. Grotstollen: „Einfluss der Ventilschaltzeiten auf das Verhalten von Pulswechselrichtern“, *Etz-Archiv* 1988, Bd. 10, Heft 6, pp. 181-187.
52. R. Rüdtenberg: „Elektrische Wanderwellen“, Springer-Verlag, Berlin, 1962.
53. M. Kaufhold: „Elektrisches Verhalten der Windungsisolierung von Niederspannungsmaschinen bei Speisung durch Pulsumrichter“, Dissertation TU Dresden, VDI-Verlag, Fortschritt-Berichte Reihe 21, Teil 172, Düsseldorf 1995.
54. V. Chura: „Wanderwellen in den Wicklungen elektrische rotierender Maschinen“, *etz Archiv*, 1989 Heft 11.

55. N. Taghizadeh Irenji, S. M. Abu-Sharkh, M. R. Harris: „Effect of sleeve conductivity on rotor eddy-current loss in high-speed PM machines“, *ICEM International Conference on Electrical Machines*, 2000, pp. 645-648.
56. B. C. Mecrow, A. G. Jack, J. M. Masterman: „Determination of Rotor Eddy Current Losses in Permanent Magnet Machines“, *IEE Conference on Electrical Machines and Drives*, 1993, pp. 299-304.
57. M. Grad, M. Fricke: „Grundlagen der Verstärker“, Teubner Verlag Stuttgart, 1983, ISBN: 3519064170.
58. M.J. Corely, R.D. Lorenz: “Rotor Position and Velocity Estimation for a Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds”, *IEEE-IAS Annual Meeting*, San Diego, CA, oct. 1996, Vol.1, pp. 36-41.
59. James L. Kirtley Jr.: “Elementary Synchronous Machine Models”, *Massachusetts Institute of Technology*, Department of Electrical Engineering and Computer Science, September 14, 2005.
60. A.B. Dehkordi, A.M. Gole, T.L. Maguire: “Permanent Magnet Synchronous Machine Model for Real-Time Simulation”, *International Conference on Power Systems Transients (IPST'05)*, Montreal, Canada, June 19-23, 2005.