

TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme
und Leistungselektronik (EAL)

Hochdynamische Servoantriebe mit paralleler Algorithmenverarbeitung

Hans-Christoph Klarenbach

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors Dr.-Ing. genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Hans-Georg Herzog

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Joachim Holtz, em.
(Bergische Universität Wuppertal)

Die Dissertation wurde am 27.06.2012 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 12.04.2013 angenommen.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen zu Servoantrieben	2
3	Servomotoren	5
3.1	Historische Entwicklung.....	5
3.2	Mathematische Beschreibung durch Raumzeiger	7
3.2.1	Feldorientierung	7
3.3	Motorersatzschaltbild (ESB)	8
3.3.1	Im Rahmen dieser Arbeit vernachlässigte Effekte	9
3.4	Vereinfachung des ESB für die Stromregelung.....	11
3.5	Erreichen schneller Stromanstiegszeiten	13
4	Frequenzumrichter	14
4.1	Resultierender Stromverlauf.....	15
4.2	PWM-Frequenz	16
4.3	PWM-Verfahren.....	17
4.3.1	Trägerbasierte PWM-Verfahren	17
4.3.2	Trägerlose PWM-Verfahren	18
5	Gegenüberstellung von Regelverfahren	19
5.1	Kaskadenregelung (Stand der Technik).....	19
5.2	Modellbasierte prädiktive Regelverfahren	20
5.3	Bewertung des Regelverhaltens im Frequenzbereich.....	21
6	Algorithmenverarbeitung	24
6.1	Historische Entwicklung.....	24
6.2	Aufbau heutiger Antriebssysteme.....	25
6.3	Intellectual Property (IP)	26
6.4	Parallele Algorithmenverarbeitung.....	27
6.5	IP im IPC	31
6.6	Feldbus Technologien.....	33
6.6.1	Historische Entwicklung von Feldbussen in der Antriebstechnik.....	34
6.6.2	Zeitgenaue Synchronisation	37
6.6.3	Schließen von Antriebsregelkreisen über Feldbusse	39
7	Stromerfassung.....	41
7.1	Methoden der Strommessung	41
7.2	Stand der Technik	42

7.3	Signalerfassung über $\Delta\Sigma$ -Modulatoren und Sinc ³ -Filter	45
7.3.1	$\Delta\Sigma$ -Modulator.....	46
7.3.2	Sinc ³ - Filter.....	47
7.3.3	Modifizierter Sinc ³ -Filter mit höherer Datenaktualisierungsrate	50
7.3.4	Optimaler FIR-Filter	53
7.4	Filterimplementierung mit paralleler Algorithmenverarbeitung	53
7.5	Der Strombeobachter	55
7.5.1	Einfluss der induzierten Gegenspannung	56
7.5.2	Robustheit.....	58
7.5.3	Nichtlinearitäten der Leistungshalbleiter	58
7.5.4	Auslegung der Strombeobachterparameter	59
7.5.5	Messungen im Versuchsaufbau	61
7.5.6	Rauschunterdrückung.....	63
7.5.7	Fazit.....	64
8	Stromregelkreis	65
8.1	Zeit- und Wertdiskretisierung	65
8.1.1	Abtasthalteglied.....	66
8.2	Stand der Technik	69
8.3	Einfluss der PWM	71
8.4	Einfluss der Stromerfassung.....	72
8.5	Zeitdiskreter Reglerentwurf.....	72
8.5.1	Kompensationsreglerentwurf (Deadbeat)	73
8.6	Einfluss der Totzeit auf die Bandbreite	78
8.7	Zeitverlauf einer Standard Stromregelung ($\mu\text{C}/\text{DSP}$)	79
8.8	Smith-Prädiktor	81
8.9	FPGA basierte Stromregelung.....	81
8.10	Zusammenfassung.....	84
9	Drehzahlregelkreis	86
9.1	Reglerauslegung	88
10	Positionsregelkreis	91
10.1	Beeinflussung des Schleppfehlers durch die Antriebsregelung	92
11	Sinnvolles Schließen der Regelkreise	96
11.1	Hohe Bandbreite (parallele Algorithmenverarbeitung)	97
11.2	Hohe Flexibilität bei Standard Bandbreite (IPC)	97

11.3	Mittlere Flexibilität bei Standard Bandbreite (Soft-Core Prozessor)	98
11.4	Hybrid (hohe Bandbreite, Ressourcen schonend)	99
12	Versuchsaufbau und Messungen	100
12.1	Servomotor für Strom- und Drehzahlbodediagramm	100
12.2	3-Level Umrichter für Strom- und Drehzahlbodediagramm	101
12.3	Messung Strombodediagramm	102
12.4	Messung Drehzahlbodediagramm	104
12.5	Eisenloser Linearmotor der industriellen Werkzeugmaschine.....	105
12.6	Umrichter des Werkzeugmaschinenversuchsaufbaus	106
12.7	Messung an der industriellen Werkzeugmaschine	107
13	Zusammenfassung.....	109
13.1	Ausblick	109
14	Literaturverzeichnis.....	111
15	Anhang	116
15.1	Formelzeichen.....	116
15.2	Indizes	119
15.3	Abkürzungen.....	120

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: Zustandsgrößen einer elektrischen Antriebsregelung [65].....	2
Abbildung 2.2: Blockschaltbild eines Servoantriebes.....	3
Abbildung 3.1: Darstellung des α - β -Statorkoordinatensystems.....	7
Abbildung 3.2: Darstellung des d-q-Rotorkoordinatensystems	8
Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild der PMSM-Synchronmaschine in.....	11
Abbildung 3.4: Vereinfachtes ESB der PMSM-Synchronmaschine in	12
Abbildung 3.5: Vereinfachtes ESB der PMSM-Synchronmaschine bei Nutzung der	12
Abbildung 4.1: Blockdarstellung eines Frequenzumrichters	14
Abbildung 4.2: Darstellung eines Wechselrichters für Drehfeldmaschinen und der	14
Abbildung 4.3: Zerlegung der Ausgangsspannung des Wechselrichters und des	15
Abbildung 4.4: Vereinfachung des Verzögerungsgliedes erster Ordnung der.....	15
Abbildung 4.5: Darstellung einer einphasigen PWM unter Nutzung des	17
Abbildung 4.6: Spannungsraumzeiger in α - β -Koordinaten und Darstellung der	18
Abbildung 5.1: Blockschaltbild einer Kaskadenregelung.....	19
Abbildung 5.2: Darstellung einer Hysteresestromregelung mit Sollstrom $i^*(t)$ und	20
Abbildung 5.3: Blockschaltbild einer modellbasierten Antriebsregelstruktur [66]	21
Abbildung 5.4: Exemplarisches Bodediagramm mit Amplitudengang und Phasengang.....	22
Abbildung 5.5: Blockschaltbild zur Bestimmung der Bodediagramme von Strom und.....	23
Abbildung 6.1: Historische Entwicklungsstufen fester und programmierbarer.....	29
Abbildung 6.2: Nutzung von Intellectual Property (IP) für einen Servoantrieb	30
Abbildung 6.3: Nutzungsmöglichkeiten eines Industrie PCs (IPC) für Servoantriebe.....	32
Abbildung 6.4: Mögliche Verkürzung der Entwicklungszeiten industrieller Antriebe	33
Abbildung 6.5: Beispiel von über eine zentrale Steuerung zu koordinierenden	34
Abbildung 6.6: Aufbau eines Mehrachs Antriebssystems mit zentraler Steuerung in	34
Abbildung 6.7: Aufbau eines Mehrachs Antriebssystems mit zentraler Steuerung in	35
Abbildung 6.8: Vereinfachte Darstellung des Aufbaus eines Summenrahmen-	36
Abbildung 6.9: Aufbau eines EtherCAT-Feldbussystems in Sterntopologie	36
Abbildung 6.10: Zeitliche Synchronisation in einem Servoantriebssystem mit	38
Abbildung 6.11: Zeitliche Synchronisation der Teilnehmer in einem EtherCAT	38
Abbildung 6.12: Zeitliche Lage des Sync-Signals relativ zum Durchlauf des EtherCAT	39
Abbildung 6.13: Zeitliche Synchronisation eines Servoantriebssystems über	40
Abbildung 7.1: Beispielhafte Darstellung von Trägersignal und abgetastetem	41
Abbildung 7.2: Vermeidung von Aliasing durch synchrone Abtastung exakt an den	42
Abbildung 7.3: Vermeidung von Aliasing durch Integration über eine Periode	42
Abbildung 7.4: Getrennte Stromerfassung für Stromregelung und Überstrom-	43
Abbildung 7.5: Synchronisation der Stromerfassung in einem Standard Servoantrieb	45

Abbildung 7.6: Darstellung des analogen Eingangssignals eines $\Delta\Sigma$ -Modulators und	46
Abbildung 7.7: Blockschaltbild eines $\Delta\Sigma$ -Modulators 2.Ordnung, [14].....	46
Abbildung 7.8: Blockschaltbild der Stromerfassung mit einem Shunt-Widerstand und	47
Abbildung 7.9: Darstellung von Sprungantwort und idealer Gewichtsfunktion eines	49
Abbildung 7.10: Darstellung der effektiven Bitanzahl (ENOB) und des Signal zu.....	50
Abbildung 7.11: Kombiniertes Dezimierungsfiler aufgebaut aus einem Sinc^3 - und.....	51
Abbildung 7.12: Sprungantworten und Gewichtsfunktion eines klassischen und eines.....	52
Abbildung 7.13: Mehrkanalige Stromerfassung mit einem gemeinsamen	53
Abbildung 7.14: Genäherte Schätzung des Motorstromes i_s durch Integration über die	55
Abbildung 7.15: Ermittlung der Statorspannung u_s über die Zwischenkreis-	55
Abbildung 7.16: Erreichen stationärer Genauigkeit des geschätzten Stromes i_s durch	56
Abbildung 7.17: Erweitern der Beobachterstruktur um den Sinc^3 -Filter zur.....	56
Abbildung 7.18: PI-Reglerstruktur in Statorkoordinaten zur Herstellung einer	57
Abbildung 7.19: Herstellung einer robusten Struktur durch Addition des.....	58
Abbildung 7.20: Vollständiges Blockschaltbild des Strombeobachters im.....	59
Abbildung 7.21: Amplitudengang des geschlossenen Regelkreises des	60
Abbildung 7.22: Vereinfachte, im Versuchsaufbau verwendete.....	61
Abbildung 7.23: Idealierte Darstellung gemessener Stromverläufe und des über den	62
Abbildung 7.24: Versuchsaufbau mit Blockschaltbild des vereinfachten.....	63
Abbildung 7.25: Experimentell gemessener und beobachteter Stromverlauf mit	63
Abbildung 7.26: Standardnormalverteilung des gemessenen und des beobachteten.....	64
Abbildung 8.1: Vereinfachtes Blockschaltbild des Stromregelkreises im	65
Abbildung 8.2: Zeitdiskretisierung durch Abtast- und Halteglied	66
Abbildung 8.3: Bodediagramm eines Abtasthaltegliedes für eine Abtastfrequenz.....	68
Abbildung 8.4: Stromregelkreis mit Stromerfassung über SAR-ADC nach dem Stand	69
Abbildung 8.5: Stromregelkreis mit Stromerfassung über $\Delta\Sigma$ -Modulator und	70
Abbildung 8.6: a) Haltefunktion der PWM mit der Abtastfrequenz $f_a = 1/T_a$	71
Abbildung 8.7: Darstellung eines vereinfachten Stromregelkreises mit zeitdiskreter	72
Abbildung 8.8: Sprungantwort eines zeitdiskreten nach dem Kompensationsregler-	73
Abbildung 8.9: Bodediagramm eines zeitdiskreten, nach dem Kompensationsregler-	76
Abbildung 8.10: Sprungantwort eines zeitdiskreten Regelkreises mit einer	76
Abbildung 8.11: Bodediagramm eines zeitdiskreten Regelkreises mit einer.....	77
Abbildung 8.12: a) Durchtrittsfrequenz f_d im Verhältnis zur Summentotzeit T_{Σ}	78
Abbildung 8.13: Blockschaltbild einer Standard Implementierung des	79
Abbildung 8.14: Zeitlicher Ablauf der Algorithmenberechnung einer Standard.....	80
Abbildung 8.15: Blockschaltbild eines Standard PI-Reglers [45], [65].....	81
Abbildung 8.16: Blockschaltbild der PI-Stromreglerstruktur mit zweikanaliger	82

Abbildung 8.17: Zeitlicher Ablauf einer Stromreglerstruktur mit zweikanaliger	83
Abbildung 8.18: Blockschaltbild der Stromregelung mit Darstellung der auftretenden.....	83
Abbildung 8.19: Für die unterschiedlichen Regelstrukturen...	84
Abbildung 9.1: Grundlegendes Blockschaltbild der Drehzahlregelstrecke	86
Abbildung 9.2: Beschreibung der Resonanzen zwischen Motor und Last sowie	87
Abbildung 9.3: Typischer Verlauf einer Resonanz in Amplituden- und Phasengang der	87
Abbildung 9.4: Beschreibung des Drehzahlregelkreises als Feder-Masse-System.	89
Abbildung 9.5: Äquivalenz zwischen reinem I-Regler und dem mechanischen System.....	90
Abbildung 10.1: Blockschaltbild der Positionsregelstrecke	91
Abbildung 10.2: Beispielhafter Angriff einer Störkraft in der Antriebsregelstrecke	92
Abbildung 10.3: Verlauf der dynamischen Steifigkeit c in Abhängigkeit der.....	95
Abbildung 11.1: Hohe erreichbare Reglerbandbreite durch Implementierung in.....	97
Abbildung 11.2: Hohe Flexibilität durch Implementierung innerhalb eines IPC	98
Abbildung 11.3: Mittlere Flexibilität bei Implementierung innerhalb eines Soft-Core.....	98
Abbildung 11.4: Hybride Struktur für eine hohe Bandbreite mit der Möglichkeit der	99
Abbildung 12.1: Standard Servomotor AM3031C [27].....	101
Abbildung 12.2: 3-Level Umrichter FalconEye-3 mit FPGA Entwicklungsboard.....	102
Abbildung 12.3: Strombodediagramm ermittelt mit einer PWM-Frequenz	103
Abbildung 12.4: Drehzahlbodediagramm aufgenommen mit einer PWM-Frequenz	104
Abbildung 12.5: Verwendeter eisenloser Linearmotor.....	105
Abbildung 12.6: Standard Frequenzumrichter mit FPGA Adapterkarte	107
Abbildung 12.7: Kraftbildender Motorstrom i_q , Fahrgeschwindigkeit v , und	108

1 Einleitung

Überall dort, wo industrielle Prozesse automatisiert werden, besteht auch Bedarf an elektrischen Stellantrieben. Für Prozesse mit hohen Anforderungen an die Positioniergenauigkeit und Dynamik kommen dabei Servoantriebe zum Einsatz. Intelligente Antriebsregler sind heutzutage in der Industrie Standard. Die Geräte sind dabei in Leistungsklassen nach der Stromstärke skaliert. In Robotikanwendungen ist z.B. zusätzlich das Zusammenspiel mehrerer Antriebe in einem System gefordert.

Zur Vernetzung sind die Antriebe dafür mit klassischen Feldbussen oder mit Echtzeit-Ethernet Schnittstellen ausgestattet. Die Steuerung eines Antriebssystems ist dabei entweder in einer externen SPS realisiert, oder es ist eine zusätzliche SPS Funktionalität in den Antrieben integriert. Die Algorithmen zum Schließen der Regelkreise werden dabei meist auf einem Mikrocontroller (μC) oder einem digitalen Signalprozessor (DSP) innerhalb des Antriebsreglers berechnet. Wegen der dezentralen Regelungsstruktur sind diese Antriebe heutzutage vom Anwender konfigurierbar, parametrierbar aber nicht programmierbar. Die universell einsetzbaren Antriebe verfügen über eine Vielzahl von Parametern. Die dadurch bedingte hohe Komplexität macht sie für den Anwender schwer handhabbar.

Wegen der begrenzten Rechenleistung der Prozessoren und der zu niedrigen Bandbreite der klassischen Feldbusse gab es bis vor wenigen Jahren keine Alternative zum intelligenten Antriebsregler. Durch leistungsfähige Industrie-PCs (IPC), schnelle Echtzeit-Ethernet Feldbusse und parallele Algorithmenverarbeitung in Field Programmable Gate Arrays (FPGA) ist heute eine alternative Antriebsstruktur möglich.

In dieser Arbeit wird das Konzept eines dezentralen offenen Antriebsreglers vorgestellt. Es wird beschrieben, dass das Schließen von Antriebsregelkreisen in einen IPC über Echtzeit-Ethernet Feldbusse ohne Leistungsverlust möglich ist. Weiterhin wird eine neuartige Stromreglerstruktur mit zwei getrennten Rückführungssignalen für Proportional- und Integralanteil vorgestellt. Durch parallele Algorithmenverarbeitung in FPGAs wird die Berechnung selbst komplexer Regelalgorithmen in deutlich weniger als $1\ \mu\text{s}$ ermöglicht. Durch die Nutzung moderner Regelstrategien in Verbindung mit einem neuartigen Strombeobachter ist die Reglerbandbreite in schnellschaltenden MOSFET oder IGBT Endstufen nicht länger durch die Verzögerungszeit der Strommessung limitiert. Eine hohe Reglerbandbreite in Verbindung mit einer hochpräzisen Strommessung über $\Delta\Sigma$ -Analog-Digital-Wandler ist dadurch ohne Einschränkung möglich. Die Regelstrategie basiert auf einem vereinfachten Maschinenmodell, dessen Nutzung keine Leistungseinbußen verursacht.

Standardisierte Schnittstellen im IPC wie auch Modularisierung von Aufgaben durch parallele Algorithmenverarbeitung ermöglichen Intellectual Property (IP, Geistiges Eigentum) im IPC. Die offene Struktur des Antriebsreglers erleichtert dadurch die Entwicklung, was Innovationen begünstigt.

2 Grundlagen zu Servoantrieben

Mit dem Fortschreiten der Automatisierung von Fertigungsprozessen ist der Bedarf an Stellantrieben in der Industrie stetig gestiegen. Elektrische Antriebe sind dabei fast immer das Mittel der Wahl, da sie viele Vorteile gegenüber anderen Energieformen wie Verbrennungsmotoren bieten. Die elektrische Energie ist eine über weite Distanzen einfach transportierbare saubere Energieform. Eine Verschmutzung der Umwelt kann prinzipbedingt nur bei der Energieerzeugung entstehen. Weiterhin ist sie am Empfangsort einfach in jede andere Energieform wandelbar [1].

Je nach Bauweise sind elektrische Antriebe heute für einen hohen Drehzahlbereich geeignet, wobei ihre Drehmomentkennlinie durch die Bauweise der Motoren nach Bedarf gewählt werden kann. Elektrische Antriebe sind weiterhin weitestgehend wartungsfrei und nach längerem Stillstand ohne Warmlauf sofort einsetzbar. Wegen der geringen Speicherfähigkeit elektrischer Energie waren elektrische Antriebe bisher nur in standortfesten Anlagen verwendbar. Mit der Entwicklung leistungsfähiger Akkus finden elektrische Antriebe jedoch auch zunehmend im Automotive Bereich Verwendung.

In einfachen Anwendungen, wie bei Pumpen und Lüftern, ist eine konstante Drehzahl der Antriebe oft ausreichend. In komplexeren Anwendungen, zum Beispiel bei Verpackungsmaschinen oder in der Robotik, müssen die bewegten Lasten hingegen exakten Bahnkurven folgen. Bei Mehrachsantrieben ist dabei oft die exakte Abstimmung der Bahnkurven der verschiedenen Achsen erforderlich. Industrielle Antriebe, die die genannten Bedingungen erfüllen, werden allgemein als Servoantriebe bezeichnet.

Qualitätskriterium Schleppfehler $\Delta x(t)$, $\Delta \varphi(t)$

Die Positioniergenauigkeit und Positioniergeschwindigkeit (Dynamik), mit der die einzelnen Bewegungen ausgeführt werden, haben unmittelbar Einfluss auf die Qualität der gefertigten Produkte und die Produktivität der automatisierten Anlagen. Aus diesem Grund sind diese Eigenschaften der Antriebe von zentraler Bedeutung [1], [2].

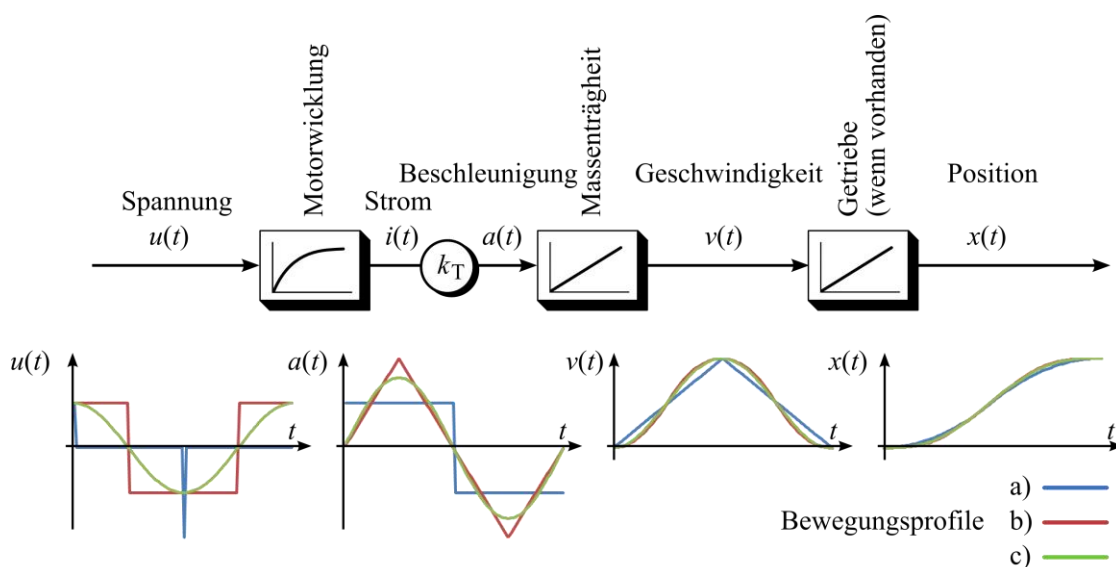


Abbildung 2.1: Zustandsgrößen einer elektrischen Antriebsregelung [65]

Die Istposition $x(t)$ ergibt sich über die Newton'schen Bewegungsgleichungen aus der Integration der Beschleunigung $a(t)$ zur Geschwindigkeit $v(t)$ und der Geschwindigkeit $v(t)$ zur Position $x(t)$, wobei die Beschleunigung im Antrieb, genähert über die Drehmomentkonstante k_T , durch den Motorstrom $i(t)$ bestimmt wird. Dieser ergibt sich über Widerstand und Induktivität der Motorwicklung durch die Spannung $u(t)$, welche durch Umwandlung der Netzspannung u_{netz} über einen Frequenzumrichter eingestellt wird.

Eine hohe Positioniergenauigkeit kann innerhalb des Antriebs nur über eine Regelung der Zustandsgrößen erzielt werden. Die Positioniergenauigkeit wird dabei über die Differenz zwischen Sollposition $x^*(t)$ und Istposition $x(t)$ angegeben, welche als Schleppfehler $\Delta x(t)$ (rotatorisch $\Delta\varphi(t)$) bezeichnet wird. Ein niedriger Schleppfehler $\Delta x(t)$ gilt somit als Gütemaß für eine hochwertige Antriebsregelung (Gleichung (10.5)).

Definition eines Servoantriebes

Ein Servoantrieb umfasst allgemein alle Komponenten, die zur Ausführung dynamischer Bewegungen mittels elektrischer Motoren notwendig sind. Dies umfasst die Einheit zur Berechnung der Regelalgorithmen, die notwendige Sensorik zur Erfassung der Zustandsgrößen, eine Schnittstelle zur Kommunikation mit einer übergeordneten Steuerung, den Frequenzumrichter und den Servomotor selbst. Ein Frequenzumrichter mit integrierter Antriebsregelung wird dabei allgemein als Servoumrichter bezeichnet.

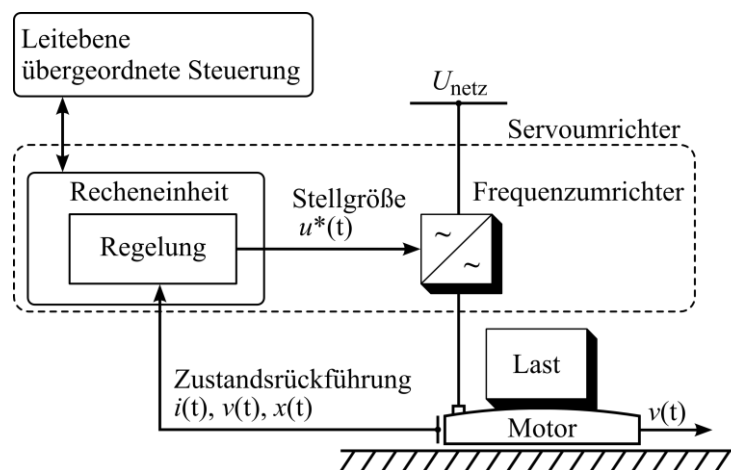


Abbildung 2.2: Blockschaubild eines Servoantriebes

Anwendungsbereich

Der Hauptanwendungsbereich von positionierbaren Servoantrieben liegt im Leistungsbereich bis ca. 10 kW. Antriebe für Anwendungen noch höherer Leistung sind wegen der wesentlich höheren Kosten, verglichen mit ASM-Normmotoren, seltener anzutreffen.

Ein weiterer Aspekt ist die Bedienbarkeit der Antriebe und deren unkomplizierte Integration in bestehende Antriebssysteme.

Mit steigenden Energiekosten und der zunehmenden Knappheit der fossilen Energieressourcen steigt auch die Bedeutung des Wirkungsgrades elektrischer Antriebe. Ein hoher Wirkungsgrad, welcher durch niedrigere Verlustleistung im Umrichter ermöglicht wird, führt weiterhin direkt zu einer kompakteren Bauweise, da Kühlkörper kleiner ausgelegt werden können.

Unter den genannten Gesichtspunkten wird in dieser Arbeit auf das Potential und die Möglichkeiten eingegangen, die durch die Nutzung paralleler Algorithmenverarbeitung und Intellectual Property für hochdynamische Servoantriebe bestehen. Im Vordergrund steht dabei die über den Schleppfehler bestimmte Güte der Antriebsregelung, die über eine hohe Regeldynamik erreicht werden kann [1], [2], [45], [60].

3 Servomotoren

In der Automatisierungstechnik eingesetzte Servomotoren sollen das Abfahren von Bahnkurven unterschiedlicher Art unter Beibehaltung hoher Positioniergenauigkeit (geringer Schleppfehler) ermöglichen. Für Brems- und Beschleunigungsvorgänge während einer Bahnkurve ist dabei der Betrieb in allen vier Quadranten notwendig. Der Servomotor sollte daher über dem gesamten Betriebsbereich ein lineares Regelverhalten aufweisen, woraus sich eine einfache und präzise Regelbarkeit ergibt [1], [45].

Wegen der intervallartigen Brems- und Beschleunigungsvorgänge muss der Motor dabei kurzzeitig ein hohes Drehmoment liefern können, welches jedoch im zeitlichen Mittel meistens nicht benötigt wird. Aus mechanischer Sicht ist für ein hohes Beschleunigungsvermögen ein geringes Massenträgheitsmoment wünschenswert. Da das Drehmoment in proportionalem Verhältnis zum Motorstrom steht, sollte der Nennstrom auf das zeitliche Mittel des Motorstromes angepasst sein. Dabei müssen kurzzeitig für Brems- und Beschleunigungsvorgänge Spitzenströme ermöglicht werden, die deutlich (üblich: 4-fach) über dem Nennstrom liegen (Überlastbarkeit). Weiterhin ist für den Betrieb ein hoher Wirkungsgrad bei geringem Verschleiß des Motors wünschenswert [1], [2].

3.1 Historische Entwicklung

Gleichstrommaschine (GM)

Als Antriebsmaschine diente anfangs und für lange Zeit die Gleichstrommaschine. Sie vereinte die Vorzüge eines guten regelungstechnischen Verhaltens mit einer hohen kurzzeitigen Überlastbarkeit und einer einfachen Ansteuerung. Der magnetische Fluss und das Drehmoment lassen sich bei der fremderregten Maschine separat über die vorgegebenen Gleichspannungen in Erreger- und Ankerkreis einstellen. Da die Entkopplung von Feld und Drehmoment bei dieser Maschine keine komplexeren Rechnungen erfordert, konnte die Regelung einfach mit Hilfe von Operationsverstärkerschaltungen realisiert werden. Die Drehzahl wurde üblicherweise mit einem Tachogenerator erfasst, der eine der Drehzahl proportionale Spannung lieferte. Wegen der Kurzzeitüberlastbarkeit der GM sind schnelle Drehrichtungswechsel und damit verbundene hohe Drehmomentsprünge möglich. Weiterhin ist durch das separate Einstellen der Erregerspannung der Feldschwächbetrieb zum Erreichen einer Drehzahl über der Nenndrehzahl einfach realisierbar.

Nachteilig an der GM ist, dass der Strom über Bürsten kommutiert wird. Wegen der mechanischen Abnutzung mussten diese in regelmäßigen Abständen ausgetauscht werden. Weiterhin verursachten das Bürstenfeuer und der damit verbundene Spannungsabfall unerwünschte Verluste. Das Bürstenfeuer stellt zudem eine größere elektromagnetische Störquelle für die Umgebung dar [1]. Außerdem muss beim Bau des Motors der notwendige Raum für die Bürsten vorgesehen werden.

Aus diesen Gründen wurden immer wieder Versuche unternommen, die Gleichstrommaschine durch Drehfeldmaschinen zu ersetzen, die ohne elektromechanischen Kommutator betrieben werden konnten.

Brushless-DC-Maschine (BLDC)

Der nächste Schritt war die Entwicklung des Brushless-DC Motors (BLDC). Hierbei handelt es sich um einen üblicherweise dreiphasigen Drehfeldmotor mit Permanentmagneten, der an einem Gleichspannungssystem betrieben wird. BLDC-Motoren werden über drei Halbbrücken pulsbreitenmoduliert angesteuert, wobei jedoch immer nur zwei Motorphasen aktiv bestromt werden. Die Rotorlage wird üblicherweise über Hall-Sensoren, spezielle Encoder oder geberlos (sensorlos) erfasst. Nach einer Rotordrehung von elektrisch 60° wird dann auf die jeweils nächste Phasenkombination weitergeschaltet. Das Umschalten von einer Motorphase auf die nächste erfolgt durch eine elektrische Kommutierung. Zum Erreichen eines gleichmäßigen Drehmomentes ist die induzierte Gegenspannung wegen der Blockkommutierung trapezförmig. Die PWM und die Kommutierung kann dabei über eine einfache Steuerelektronik in einem μC realisiert werden. BLDC-Motoren stellen so eine kostengünstige Variante eines drehzahlgeregelten Antriebes dar. Wegen der bei der elektrischen Kommutierung auftretenden Strom- bzw. Drehmomenteinbrüche ist eine hohe Positioniergenauigkeit, z.B. für den Einsatz in Werkzeugmaschinen, kaum erreichbar.

Brushless-AC-Maschine (BLAC), Permanent Magnet Synchronuouse Maschine (PMSM)

Von den BLDC-Motoren war es nur noch ein kleiner Schritt bis zur permanent erregten Synchronmaschine. Zunächst wurden Maschinen mit einer sinusförmigen induzierten Spannung konstruiert [4], [55]. Im Gegensatz zum blockförmigen BLDC-Betrieb werden die BLAC-Maschinen so angesteuert, dass alle drei Phasen sinusförmig bestromt werden.

Der großflächige Einsatz in der Industrie wurde jedoch erst Anfang der 80er Jahre durch die Entwicklung leistungsfähiger Prozessoren ermöglicht. Durch die Digitaltechnik wurde es möglich, komplexere Rechnungen wie trigonometrische Funktionen, Multiplikationen und Begrenzungen in kurzer Zeit auszuführen. Dadurch konnte die Motorregelung als Abtastregelung implementiert und die für die Drehfeldmaschine entwickelte Feldorientierung in Software realisiert werden [69]. Die permanent erregte Synchronmaschine bietet große Vorteile für den Einsatz in Servoantrieben. Durch die Permanentmagnete entstehen fast keine Verluste im Rotor, wodurch kein zusätzlicher Lüfter zur Kühlung erforderlich ist. Dies ermöglicht eine weitere Reduzierung der Baugröße, die direkt zu einer Verringerung des Massenträgheitsmoments und damit zur Erhöhung des Beschleunigungsvermögens führt. Durch die gute thermische Kopplung der Wicklungen mit den Eisenblechen des Stators sind die Maschinen zudem kurzzeitig hoch überlastbar. Permanent erregte Synchronmaschinen sind so zum de facto Standard für dynamische Servoantriebe geworden.

Einzelzahnwicklung

Außer der gesehten Wicklungsverteilung existiert heute noch eine weitere Bauart mit Einzelzahnwicklungen (konzentrierte Wicklung, Single Tooth Winding). Hier bestehen keine Überlappungen der Wicklungen der einzelnen Phasen wie es bei gesehten Wicklungen üblich ist. Stattdessen ist jedem Zahn des Stators die Wicklung nur einer Phase zugeordnet. Dadurch kann konstruktionstechnisch die Berührung von Wicklungen hoher Potentialunterschiede vermieden werden, wodurch Spulendrähte mit geringerer Spannungsfestigkeit verwendet werden können. In Verbindung mit einer guten thermischen Kopplung wird so eine kompakte Bauweise begünstigt [1].

3.2 Mathematische Beschreibung durch Raumzeiger

Zustandsgrößen in elektrischen Drehfeldmaschinen stellen idealer Weise räumlich sinusförmig verteilte Größen dar. Die Einzelkomponenten der drei Phasen mit den Indizes u , v und w können dabei in einem zweidimensionalen Koordinatensystem, dessen Ursprung sich vertikal auf der Rotorachse befindet, dargestellt werden. Dabei sind die Einzelkomponenten u , v und w voneinander abhängig, was besonders regelungstechnisch von Nachteil ist. Zur Vereinfachung der Vorgänge in der Maschine lassen sich diese Größen durch komplexe Raumzeiger darstellen [2], [4], [71]. Es wird berücksichtigt, dass ein Dreiphasenmotor ein symmetrisches System darstellt, dessen Sternpunkt (N) nicht angeschlossen wird. Der Raumzeiger des Statorstromes $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ ist dabei durch Gleichung (3.1) definiert [71].

$$\mathbf{i}_{\alpha,\beta} = \frac{2}{3} \left(i_u + i_v \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_w \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.1)$$

In einem statorfesten α - β -Koordinatensystem lässt sich der Raumzeiger $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ in zwei Komponenten unterteilen die orthogonal aufeinander stehen. Er kann nach Gleichung (3.2) in Betrag und Phase oder alternativ in kartesischen Koordinaten dargestellt werden. Die Achse α zeigt dabei in Richtung der Wicklungsachse der Phase u . Durch die orthogonale Darstellung sind die beiden Einzelkomponenten des Raumzeigers mathematisch voneinander entkoppelt, wodurch sie ohne Kopleffekte getrennt voneinander geregelt werden können.

$$\mathbf{i}_{\alpha,\beta} = \underbrace{|\mathbf{i}_{\alpha,\beta}| \cos(\delta)}_{i_\alpha} + j \underbrace{|\mathbf{i}_{\alpha,\beta}| \sin(\delta)}_{i_\beta} = |\mathbf{i}_{\alpha,\beta}| \cdot e^{j\delta} \quad (3.2)$$

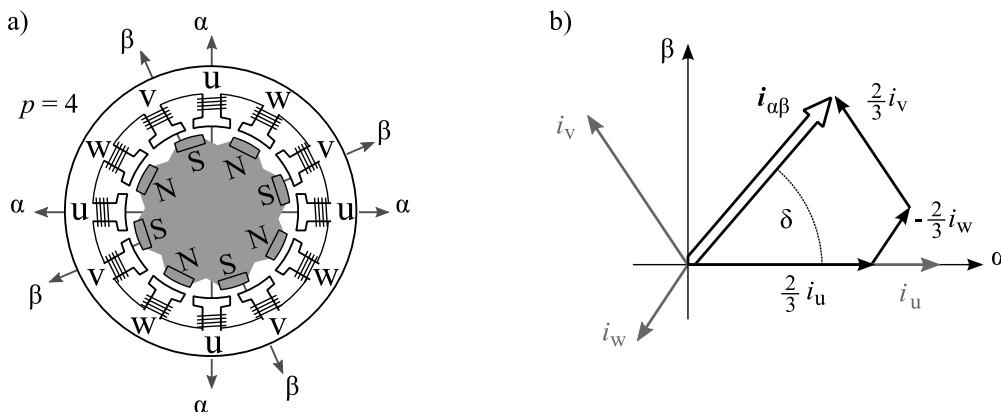


Abbildung 3.1: Darstellung des α - β -Statorkoordinatensystems

- a) Synchronmotor (PMSM) mit Polpaarzahl $p = 4$
- b) Zusammensetzung des α - β -Stromraumzeigers $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$

3.2.1 Feldorientierung

Damit Drehfeldmaschinen wie Gleichstrommaschinen über eine feldbildende und eine drehmomentbildende Komponente geregelt werden können, wurde 1974 von Blaschke das Prinzip der Feldorientierten Regelung beschrieben [4], [70]. Zur Entkopplung von Feld und Drehmoment wird dabei ein Koordinatensystem eingeführt, welches mit dem magnetischen Fluss um die Rotorachse rotiert. Bei Synchronmaschinen entspricht die Drehgeschwindigkeit dabei exakt der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_e des Rotors.

Eine elektrische Umdrehung des Winkels φ_e entspricht dabei dem Abstand zwischen zwei Statorpolpaaren des Rotors. Der Zusammenhang zwischen elektrischer Winkelgeschwindigkeit ω_e und mechanischer Winkelgeschwindigkeit ω ist damit über die Polpaarzahl p gegeben.

$$\omega_e = p \cdot \omega \quad (3.3)$$

Die d-Achse des Rotorkoordinatensystems liegt längs zum Rotorfeld und repräsentiert so den feldbildenden Anteil des Statorstromes.

Da sich das elektrische Drehmoment in der Maschine über das Kreuzprodukt aus Statorstrom und Rotorfluss ergibt, repräsentiert die um 90° zum Rotorfeld angeordnete q-Achse den drehmomentbildenden Anteil des Statorstromes.

$$\mathbf{i}_{d,q} = \mathbf{i}_{\alpha,\beta} \cdot e^{-j\varphi_e} \quad (3.4)$$

$$\mathbf{i}_{\alpha,\beta} = \mathbf{i}_{d,q} \cdot e^{j\varphi_e} \quad (3.5)$$

Die Transformation vom statorfesten α - β -Koordinatensystem in das rotorfeste d-q-Koordinatensystem und die Rücktransformation sind über Gleichung (3.4) und (3.5) gegeben [4], [70].

Durch die Transformation in einen feldbildendem Strom (i_d) und einen drehmomentbildendem Strom (i_q) werden aus den Wechselgrößen stationär Gleichgrößen wodurch die permanent erregte Synchronmaschine einfach wie eine Gleichstrommaschine geregelt werden kann.

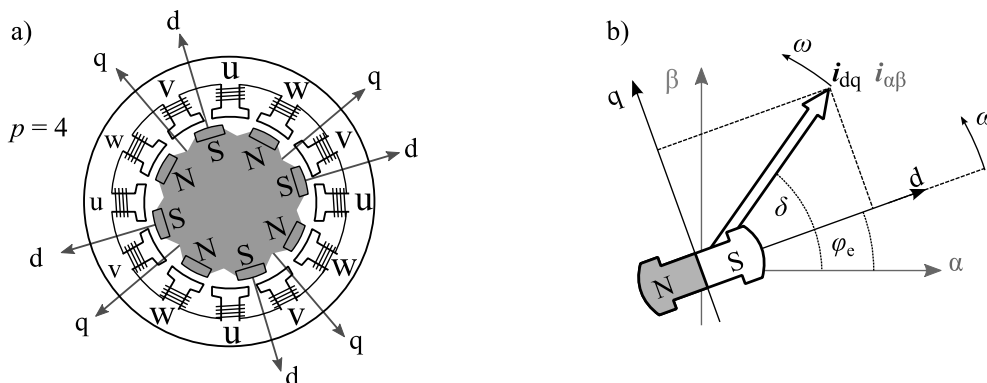


Abbildung 3.2: Darstellung des d-q-Rotorkoordinatensystems

a) Synchronmotor (PMSM) mit Polpaarzahl $p = 4$

b) Zusammensetzung des Stromraumzeigers i_{dq} im Rotorkoordinatensystem

3.3 Motorersatzschaltbild (ESB)

Für permanent erregte Synchronmaschinen existieren verschiedene Bauformen. Jede Bauform bringt wiederum ein eigenes Maschinenverhalten mit sich. Die Unterschiede beziehen sich dabei hauptsächlich auf die Anordnung der Permanentmagnete, die Wicklungsverteilung und die Größe des Luftspaltes.

3.3.1 Im Rahmen dieser Arbeit vernachlässigte Effekte

Zunächst wird davon ausgegangen, dass das Verhalten der Maschine zeitlich nicht durch Temperaturschwankungen beeinflusst wird. Zudem werden die Eisenverluste in der Maschine vernachlässigt und es wird davon ausgegangen, dass die Maschine nicht bis in den Sättigungsbereich hinein betrieben wird. So sind alle Größen in der Maschine in diesem Fall über die Zeit konstant. Die Maschinengrößen werden daher in dieser Arbeit durch Großbuchstaben beschrieben. Auf einige weitere vernachlässigte Effekte wird im Folgenden genauer eingegangen.

Rastmoment (Cogging)

Asymmetrien im Motoraufbau bewirken Rastmomente. Zum Beispiel können die Magnete eines Motors eine leicht unterschiedliche Anziehungskraft besitzen. Weiterhin können die Permanentmagnete im System mit den Nuten ein Rastmoment erzeugen. Das Rastmoment kann dabei durch eine gezielt unsymmetrische Anordnung von Polen und Permanentmagneten reduziert werden. Dabei ist die Anzahl der Nuten ungleich der Anzahl der Magnete. Eisenlose Motoren sind hingegen prinzipbedingt rastmomentfrei.

Reluktanzmoment

Durch den Rotoraufbau bedingt kann die Rotorinduktivität in feldbildender (L_d) und drehmomentbildender Richtung (L_q) variieren ($L_d \neq L_q$). Im rotorfesten Koordinatensystem lässt sich die Induktivität in diesem Fall mathematisch als Tensor darstellen. Wenn die Feldorientierung ideal ist und keine Kopplung zwischen feldbildender (d) und drehmomentbildender Komponente (q) besteht, gilt hierfür Gleichung (3.6) [55].

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Daraus resultiert während des Betriebs des Motors ein Reluktanzmoment m_{Rel} [55], (Gleichung (3.7)).

$$m_{\text{Rel}} = (L_d - L_q) \cdot i_d i_q \quad (3.7)$$

Die Permanentmagnete beeinflussen die Induktivität mit einer Permeabilität von ($\mu_r \approx 1$) dabei nicht. Die nicht exakt sinusförmige Flussverkettung führt im Betrieb zu einem drehzahlabhängigen Rippel in der induzierten Gegenspannung. Der Effekt ist maschinenabhängig und wird in [46], [55] ausführlich beschrieben. Weiterhin werden Lösungsansätze zur Kompensation des Effekts aufgezeigt.

Im Folgenden wird das Ersatzschaltbild der permanenterregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung der angesprochenen Vernachlässigungen hergeleitet. Die folgenden Zusammenhänge wurden bereits in [1], [46], [55] beschrieben.

Verwendete Syntax

Für die Herleitung des Ersatzschaltbildes nach [1], [46], [55] wird die Angabe des Koordinatensystems mit einem hochgestellten Index in runden Klammern gekennzeichnet. Hierbei stehen die hochgestellten Indizes ^(S) für Statorkoordinaten und ^(R) für Rotorkoordinaten. Da im weiteren Verlauf der Arbeit überwiegend in Rotorkoordinaten gearbeitet wird (Feldorientierte Regelung), wird der Index ^(R) für das Rotorkoordinatensystem

in späteren Kapiteln weggelassen. Alle Statorgrößen einer Maschine werden in dieser Arbeit mit dem tiefgestellten Index „s“ beschrieben.

Beispielhaft ist im Folgenden der Raumzeiger des Statorstromes in Stator,- und Rotorkoordinaten unter Verwendung der beschriebenen Syntax angegeben.

Statorkoordinaten: $\mathbf{i}_{\alpha,\beta} = \mathbf{i}_s^{(S)}$; Rotorkoordinaten: $\mathbf{i}_{d,q} = \mathbf{i}_s^{(R)} = \mathbf{i}_s$

Herleitung des ESB

Die allgemeine Gleichung der Statorspannung \mathbf{u}_s der permanenterregten Synchronmaschine ergibt sich aus dem Strom über den Statorwiderstand R_s und der Statorflussverkettung Ψ_s .

$$\mathbf{u}_s^{(S)}(t) = R_s \cdot \mathbf{i}_s^{(S)}(t) + \frac{d\Psi_s^{(S)}(t)}{dt} \quad (3.8)$$

Die Statorflussverkettung Ψ_s setzt sich dabei aus der Erregerflussverkettung Ψ_{err} und dem durch den Statorstrom hervorgerufenen Fluss $L_s \cdot \mathbf{i}_s^{(S)}$ zusammen.

$$\mathbf{u}_s^{(S)}(t) = R_s \cdot \mathbf{i}_s^{(S)}(t) + L_s \frac{d\mathbf{i}_s^{(S)}(t)}{dt} + \frac{d\Psi_{err}^{(S)}(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Über die Park-Transformation aus Gleichung (3.5) wird die Gleichung nun in Rotorkoordinaten überführt. Es gilt dabei: $\varphi_{el} = p \cdot \varphi_m$ mit p als Polpaarzahl.

$$\mathbf{u}_s^{(R)}(t) = R_s \cdot \mathbf{i}_s^{(R)}(t) + L_s \frac{d\mathbf{i}_s^{(R)}(t)}{dt} + j\omega L_s \cdot \mathbf{i}_s^{(R)}(t) + \frac{d\Psi_{err}^{(R)}(t)}{dt} + j\omega \Psi_{err}^{(R)}(t) \quad (3.10)$$

Die Erregerflussverkettung wird über eine Rotorumdrehung als konstant angenommen. Deshalb wird die zeitliche Ableitung dieser Konstanten, der vierte Summand aus Gleichung (3.10), zu Null. Der fünfte Summand stellt die induzierte Gegenspannung der Maschine dar, die sich proportional zur Drehzahl verhält. Um das Ersatzschaltbild zu erhalten, wird Gleichung (3.11) nun in den Laplacebereich transformiert.

$$\mathbf{u}_s^{(R)}(s) = \mathbf{i}_s^{(R)}(s)(R_s + s \cdot L_s + j\omega L_s) + j\omega \Psi_{err}^{(R)} \quad (3.11)$$

Nach einer weiteren Umformung erhält man Gleichung (3.12) zur Bildung des Ersatzschaltbildes nach Abbildung 3.3.

$$\left[\left(\mathbf{u}_s^{(R)}(s) - j\omega \Psi_{err}^{(R)} \right) \cdot \frac{1}{R_s} - \mathbf{i}_s^{(R)}(s) \cdot j\omega T_e \right] \cdot \frac{1}{(1 + s \cdot T_e)} = \mathbf{i}_s^{(R)}(s) \quad (3.12)$$

Das elektrische Drehmoment m_{el} der Maschine bildet sich aus dem Kreuzprodukt aus Statorflussverkettung Ψ_s und Statorstrom \mathbf{i}_s .

$$m_{el} = \Psi_s^{(R)}(t) \times \mathbf{i}_s^{(R)}(t)|_z = \left(L_s \cdot \mathbf{i}_s^{(R)}(t) + \Psi_{err}^{(R)} \right) \times \mathbf{i}_s^{(R)}(t)|_z \quad (3.13)$$

Durch die Einbringung eines negativen d-Stromes kann die Statorflussverkettung Ψ_s zum Erreichen von hohen Drehzahlen dabei aktiv geschwächt werden.

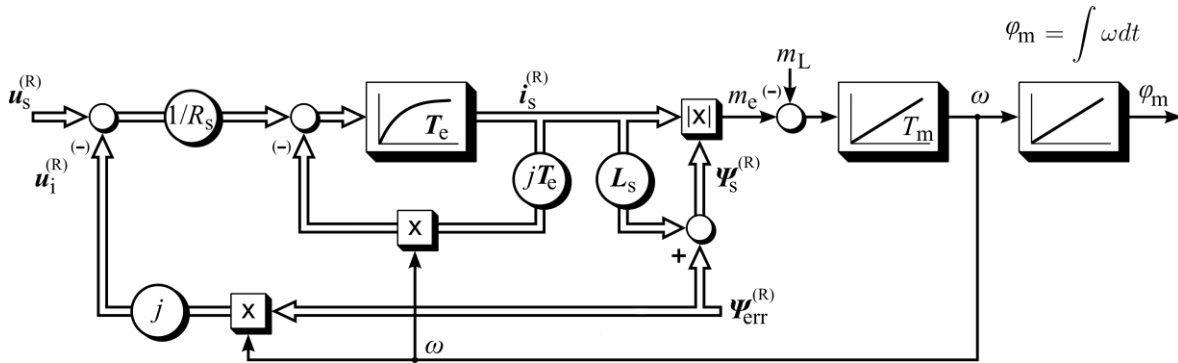


Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild der PMSM-Synchronmaschine in Rotorkoordinaten (ohne Reluktanzmoment, nichtlineare Sättigung und weitere in diesem Kapitel beschriebene vernachlässigte Effekte)

3.4 Vereinfachung des ESB für die Stromregelung

In der vorliegenden Arbeit wird die Statorinduktivität L_s zur Vereinfachung als konstant angenommen, da in dieser Arbeit die erreichbare Regeldynamik im Vordergrund steht. Eine Veränderung der Induktivität kann bei bekannter Sättigungskennlinie des Eisens im Stator gegebenenfalls über die Anpassung der Proportionalverstärkung K_{pi} des Stromreglers kompensiert werden (Gleichung (8.18)).

Die im Versuchsaufbau genutzten Motoren (Kap.12) werden dabei nicht bis in den Sättigungsbereich hinein betrieben. Weiterhin kann bei Verwendung eines ausreichend genauen Encoders davon ausgegangen werden, dass die Winkelabweichung der Feldorientierung gegen Null strebt. Damit kann die gegenseitige Beeinflussung der Induktivitäten in d- und q-Richtung L_d und L_q vernachlässigt werden. Da der Einfluss unterschiedlicher veränderlicher Induktivitäten auf die Regelung nicht Schwerpunkt dieser Arbeit ist, wird weiterhin davon ausgegangen, dass die Induktivitäten in d- und q-Richtung gleich und konstant sind ($L_s = L_d = L_q$). Damit reduziert sich die Motorzeitkonstante in erster Näherung auf den skalaren Faktor T_e (Gleichung (3.14)).

$$T_e = L_s/R_s \quad (3.14)$$

Wegen der Feldorientierung entfällt ebenfalls die Kopplung der beiden Raumzeigerkomponenten über der Motorzeitkonstante aus Abbildung 3.3. Mit den beschriebenen Vereinfachungen kann das vereinfachte Ersatzschaltbild nun über Abbildung 3.4 angegeben werden.

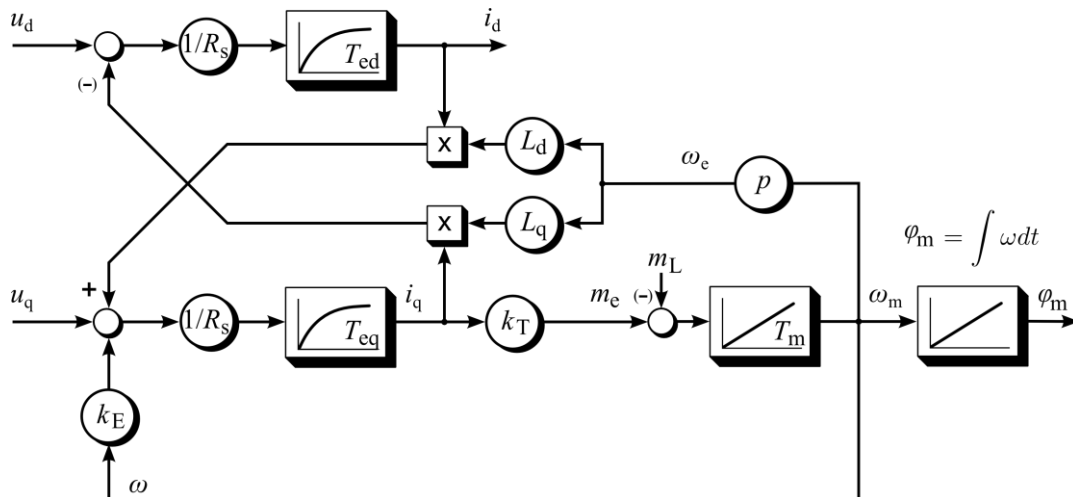


Abbildung 3.4: Vereinfachtes ESB der PMSM-Synchronmaschine in Rotorkoordinaten bei Nutzung der Feldorientierten Regelung ($L_s = L_d = L_q$)

Auf den Datenblättern von permanenterregten Synchronmaschinen wird das Verhältnis des drehmomentbildenden Stromes i_q zu dem Drehmoment m_e üblicherweise nicht über die Statorflussverkettung Ψ_s , sondern vereinfacht über die Drehmomentkonstante k_T beschrieben. Für die Näherung wird vorausgesetzt, dass der Motor ohne Feldschwächung betrieben wird ($i_d = 0$). Damit ist die Statorflussverkettung konstant ($\Psi_s = \Psi_{err}$). Zudem kann wegen dem q-Strom als reinem Wirkstrom bei permanent erregten Synchronmaschinen in erster Näherung ein $\cos(\varphi)$ von „1“ vorausgesetzt werden. Damit gilt über $P_e = P_m$ Gleichung (3.15).

$$u_i \cdot i_q = m_e \cdot \omega \quad (3.15)$$

Wegen der konstanten Statorflussverkettung können das Drehmoment m_e und die induzierte Spannung u_i äquivalent zur Gleichstrommaschine über Gleichung (3.16) und (3.17) angegeben werden. Dabei werden Reluktanzmoment und Rastmoment vernachlässigt.

$$m_e = k_T \cdot i_q \quad (3.16)$$

$$u_i = k_E \cdot \omega \quad (3.17)$$

Damit gilt durch Einsetzen der Terme von m_e und u_i in Gleichung (3.15) $k_E = k_T$, womit die Drehmomentkonstante k_T die bestimmende Größe für die Reglerauslegung ist.

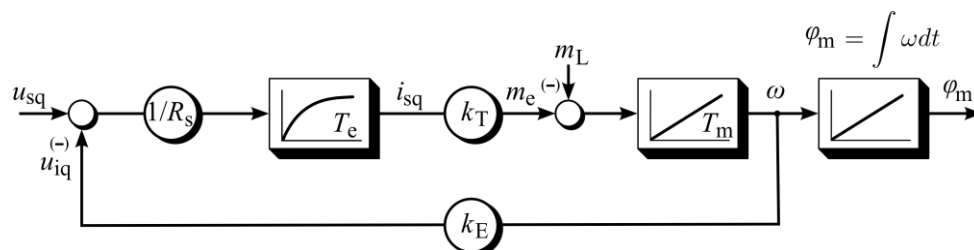


Abbildung 3.5: Vereinfachtes ESB der PMSM-Synchronmaschine bei Nutzung der Feldorientierten Regelung und ohne feldbildenden Strom ($i_d = 0$)

3.5 Erreichen schneller Stromanstiegszeiten

Für schnelle Drehmomentänderungen ist bei dynamischen Anwendungen der Bau von Motoren mit besonders niedriger Induktivität notwendig. Ein zusätzlicher Widerstand in Reihe senkt beispielsweise die Zeitkonstante, beschleunigt aber nicht den Stromanstieg. Für den Motorstrom gilt unter Berücksichtigung des vereinfachten Ersatzschaltbildes aus Abbildung 3.4 Gleichung (3.18).

$$\mathbf{i}_s(t) = (\mathbf{u}_s(t) - \mathbf{u}_i(t)) \cdot \frac{1}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_e}}\right) \quad (3.18)$$

Um den gewünschten Motorstrom im vorgegebenen Betriebsbereich einstellen zu können, muss das Verhältnis Statorspannung / Statorwiderstand wesentlich größer sein als der maximal zulässige Statorstrom $\mathbf{i}_{s \max}$ ($(\mathbf{u}_s - \mathbf{u}_i) / R_s \gg \mathbf{i}_{s \max}$). Da die Sollspannung im Umrichter über die Zwischenkreisspannung u_{dc} begrenzt ist, kann eine Erhöhung der Stromanstiegszeit nur über eine Verkleinerung der Statorinduktivität erreicht werden. Besonders niedrige Induktivitäten werden heute durch den Bau von eisenlosen Motoren erreicht, die auch deshalb in Werkzeugmaschinenapplikationen häufig zum Einsatz kommen [10], [11].

4 Frequenzumrichter

Zur Realisierung beliebiger Drehmomentprofile im Servomotor muss die Amplitude und die Frequenz der Motorspannung bzw. des Motorstromes zu jedem Zeitpunkt beliebig vorgegeben werden können. Die Wandlung der Netzspannung mit vorgegebener Amplitude und Frequenz in einen Strom oder eine Spannung beliebiger Amplitude und Frequenz übernimmt der Frequenzumrichter. Die zu übertragende Energie wird dann in Form eines Spannungszwischenkreises (U-Umrichter) oder Stromzwischenkreises (I-Umrichter)

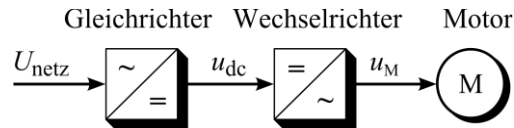


Abbildung 4.1: Blockdarstellung eines Frequenzumrichters

zwischen gespeichert. Umrichter für Servoantriebe sind dabei gewöhnlich als U-Umrichter ausgeführt. Hier ist die Ausgangsgröße des Umrichters die Spannung. Der Strom stellt sich entsprechend der angeschlossenen Last ein. Für die Anforderungen eines Servoantriebes können U-Umrichter kompakter und effizienter gebaut werden als I-Umrichter, bei denen sich die Spannung nach einem eingprägten Strom einstellt [6].

Die Entwicklung der Umrichter ist direkt mit der Entwicklung leistungselektronischer Bauelemente verbunden. Zur Entwicklung dynamischer Umrichter trug dabei wesentlich die Entwicklung von Leistungshalbleitern bei, deren Strompfad aktiv ein- und auch wieder ausgeschaltet werden kann. So wurde der Bau von modernen Pulswechselrichtern erst ermöglicht.

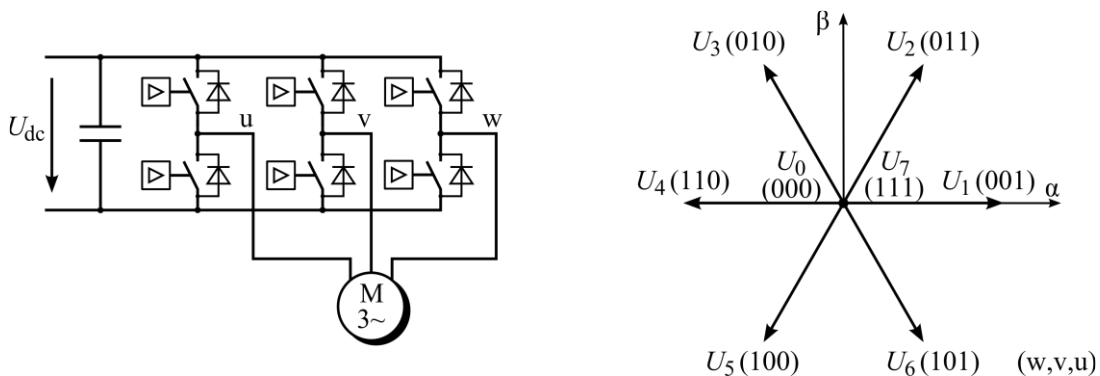


Abbildung 4.2: Darstellung eines Wechselrichters für Drehfeldmaschinen und der erreichbaren Spannungsvektoren in Raumvektordarstellung im α - β -Koordinatensystem

Der Wechselrichterteil besteht dabei aus komplementär schaltenden Leistungshalbleiterbrücken. Die Zwischenkreisspannung wird dem Motor pulsbreitenmoduliert zugeführt. Zunächst wurden dabei Pulswechselrichter mit zwei Halbbrücken für Gleichstromantriebe entwickelt, womit die Ankerspannung des Gleichstrommotors erzeugt wurde. Über Brushless DC-Motoren (BLDC) kamen bis hin zur Entwicklung von modernen Servomotoren Umrichter mit drei Halbbrücken zum Einsatz, wie

sie bis heute eingesetzt werden. Abbildung 4.2 zeigt einen Dreiphasen-Wechselrichter mit den möglichen acht Spannungszeigern im statorfesten α - β -Koordinatensystem [47].

4.1 Resultierender Stromverlauf

Der Motorstrom stellt sich durch die pulsbreitenmodulierte Spannung über das Verzögerungsverhalten erster Ordnung der Motorwicklung rippelbehaftet ein [Kap.3.4]. Sowohl die pulsbreitenmodulierte Spannung als auch der resultierende Strom lassen sich innerhalb einer Abtastperiode in einen Gleichanteil (DC) und einen Wechselanteil (AC) zerlegen. Der Gleichanteil repräsentiert dabei die gewünschte Spannung oder entsprechend den gewünschten Strom. Die Wechselanteile von Strom und Spannung verursachen unerwünschte Verluste im Motor. Sie lassen sich durch ein Oberschwingungsspektrum beschreiben [6], [47].

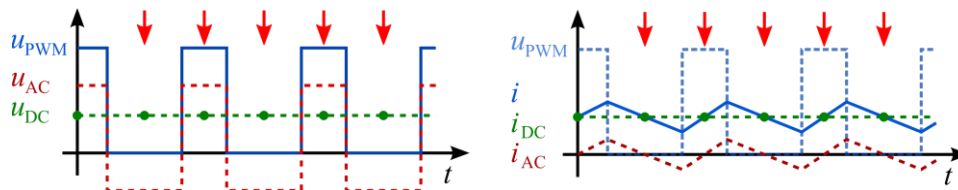


Abbildung 4.3: Zerlegung der Ausgangsspannung des Wechselrichters und des resultierenden Stromes in Gleich- und Wechselanteil (einphasige Darstellung) einer einphasigen PWM

Der Stromrippel wird dabei über die PWM-Frequenz und die Motorinduktivität bestimmt. Eine hohe PWM-Frequenz führt zu einem geringen Stromrippel und einem dementsprechend niedrigen Oberschwingungsanteil. Bei hohen PWM-Frequenzen ist eine Schaltperiode ($T_s = 1/f_s$) der PWM immer deutlich kleiner als die Statorzeitkonstante T_e des Servomotors. Das Verzögerungsglied erster Ordnung kann damit bei einem ausreichend kleinen Statorwiderstand R_s durch die reine Integration über die Statorinduktivität L_s genähert werden [Kap.3.5].

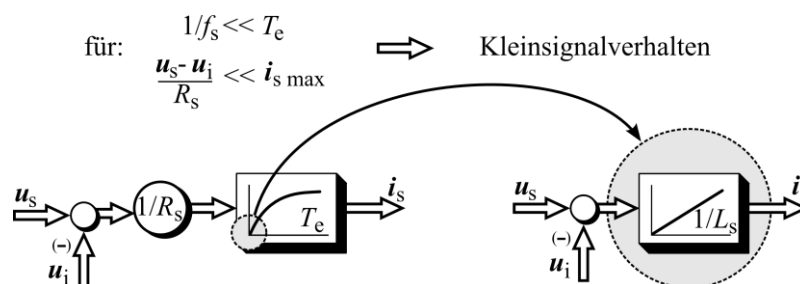


Abbildung 4.4: Vereinfachung des Verzögerungsgliedes erster Ordnung der Motorzeitkonstante T_e als Integration über die Statorinduktivität L_s

Durch die Näherung über eine reine Integration ergibt sich zwischen zwei Schaltvorgängen ein linearer Stromverlauf. Bei konstanter PWM-Frequenz und Tastgrad entspricht der Stromwert dann mittig zwischen zwei Schaltvorgängen dem „Sollwert“ des Stromes [47].

Dieser Zusammenhang wird statt eines Anti-Aliasing-Filters zur Erfassung des Stromwertes ausgenutzt [Kap.7.1]. Die Gültigkeit der Näherung wird deshalb im weiteren Verlauf dieser Arbeit mit ($T_e \gg T_s$) vorausgesetzt.

4.2 PWM-Frequenz

Die Höhe der PWM-Frequenz wird jedoch durch die endlichen Schaltzeiten der Halbleiter begrenzt. Ein jeder Schaltvorgang führt zu Schaltverlusten in den Halbleitern, die mit steigender PWM-Frequenz entsprechend zunehmen. Die Schaltzeiten sind wiederum abhängig vom Halbleitertyp und steigen mit der Sperrspannung und der Stromtragfähigkeit der verwendeten Halbleiter an [3]. Weiterhin müssen wegen der endlichen Schaltzeiten zur Vermeidung von Brückenkurzschlüssen Verriegelungszeiten eingehalten werden, in denen beide Halbleiter einer Halbbrücke sicher sperren. Diese Verriegelungszeiten führen zu einer Verminderung der Ausgangsspannung des Umrichters und gewinnen mit steigender PWM-Frequenz an Gewicht [5], [47], [54].

Bei heutigen Umrichtern mittlerer Leistung (ca. 1 kW – 100 kW) sind bei Verwendung von Bauteilen mit einer Sperrspannung von 1200 V PWM-Frequenzen um $f_s = 8$ kHz üblich. Im Bereich unter 1 kW finden auch PWM-Frequenzen über 20 kHz Verwendung, während im Bereich über 100 kW PWM-Frequenzen von 2-4 kHz üblich sind.

Für die Zukunft ist wegen der fortschreitenden Entwicklung der Leistungshalbleiter und der Mikroelektronik eine Steigerung der PWM-Frequenz bei dynamischen Anwendungen zu erwarten. Für kleine Leistungen kommen zunehmend schnellschaltende MOSFETS mit hohen Sperrspannungen auf den Markt. Wegen des sehr kleinen Durchlasswiderstandes sind sie den IGBTs im Kleinleistungsbereich überlegen und für den Einsatz in Servoumrichtern geeignet [31]. Derzeit werden die Schaltzeiten von Leistungs-MOSFETS jedoch noch stark von der bauteileigenen „Body-Diode“ begrenzt.

Für den mittleren und hohen Leistungsbereich bietet sich der Einsatz von 3-Level-Umrichtern an. Wegen der Topologie müssen die Halbleiter pro Schaltvorgang nur die halbe Zwischenkreisspannung schalten, was die Schaltverluste ca. halbiert [30], [32]. Aus dem gleichen Grund können effizientere Halbleiter mit der halben Sperrspannung eingesetzt werden, wodurch die Durchlassverluste pro Halbleiter verringert werden. Die 3-Level-Topologie erfordert einen höheren Aufwand an Hardware, der jedoch für mittlere bis hohe Leistungen lohnend sein kann. Die im Vergleich zum 2-Level-Umrichter komplexere Ansteuerlogik kann effizient in paralleler Datenverarbeitung innerhalb eines FPGAs programmiert werden [29].

4.3 PWM-Verfahren

Mit der Zeit wurden etliche unterschiedliche Verfahren der Pulsbreitenmodulation (PWM) entwickelt. Sie unterscheiden sich hauptsächlich in der erreichbaren Ausgangsspannung, ihrem Oberschwingungsspektrum und im Implementierungsaufwand. Im Wesentlichen lassen sie sich in die Gruppe der trägerbasierten und trägerlosen PWM-Verfahren unterteilen [47].

4.3.1 Trägerbasierte PWM-Verfahren

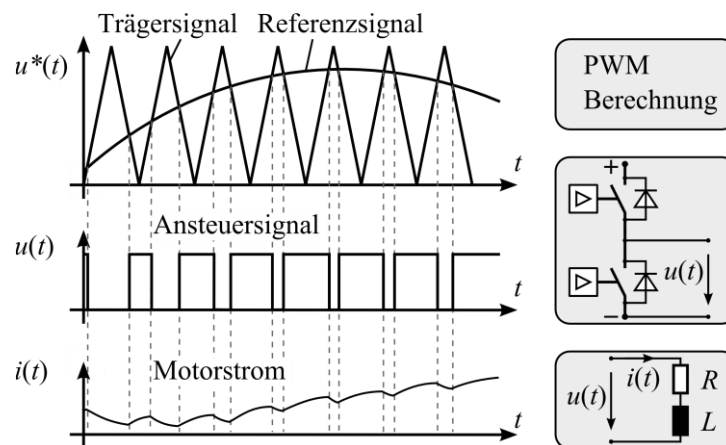


Abbildung 4.5: Darstellung einer einphasigen PWM unter Nutzung des Unterschwingungsverfahrens mit Trägersignal, Referenzsignal $u^*(t)$, pulsbreitenmodulierter Spannung $u(t)$ und resultierendem Motorstrom $i(t)$

Grundsätzlich wird bei allen trägerbasierten Verfahren ein Referenzsignal, das beispielsweise eine Spannungsamplitude repräsentiert, mit einem periodischen Trägersignal (z.B. dreieckförmig) verglichen. Das pulsbreitenmodulierte Signal entsteht als Resultat des Vergleichs. Wegen des periodischen Trägersignals besitzen alle trägerbasierten Verfahren eine feste PWM-Frequenz und dementsprechend auch ein fest definiertes Oberschwingungsspektrum. Wegen der Periodizität eignen sich trägerbasierte Modulationsverfahren für die Kombination mit einer Feldorientierten Regelung. Die Spannungssollwerte können dabei synchron zum Trägersignal innerhalb einer Interrupt Service Routine (ISR) eines μ C/DSP ermittelt werden.

Zur Ermittlung der Referenzsignale (u^* , v^* , w^*) aus einem gegebenen Sollspannungszeiger $u_{\alpha\beta}^*$ wurden mit der Zeit viele verschiedene Verfahren entwickelt. Sie unterscheiden sich im Wesentlichen in der erreichbaren Ausgangsspannung (Modulationsindex „ m “), in der Summe des Oberschwingungsspektrums „ d^c “ und in ihrem Implementierungsaufwand. Ein leistungsfähiges, häufig genutztes und effizientes Modulationsverfahren ist die Raumzeigermodulation [47], [51].

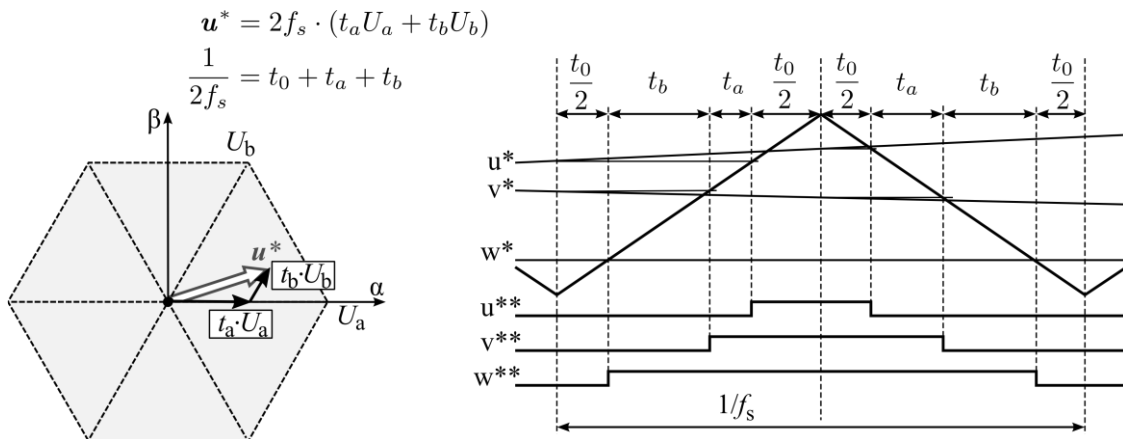


Abbildung 4.6: Spannungsräumzeiger in α - β -Koordinaten und Darstellung der resultierenden Steuersignale (u^{**} , v^{**} , w^{**}) der drei Phasen bei Nutzung der Raumzeigermodulation (SVM)

Die Referenzsignale zum Vergleich mit dem Trägersignal ergeben sich hier durch die zeitliche Mittelwertbildung der begrenzenden Spannungszeiger um ein Dreieck im Hexagon. Sie bietet im Vergleich zu anderen Verfahren eine hohe Ausgangsspannung bei einem verhältnismäßig niedrigen Oberschwingungsanteil. Die Raumzeigermodulation ist mit Hilfe paralleler Algorithmenverarbeitung innerhalb eines FPGAs effizient implementierbar. Sie wurde aus diesem Grund auch im Versuchsaufbau dieser Arbeit innerhalb eines FPGAs implementiert.

4.3.2 Trägerlose PWM-Verfahren

Trägerlose PWM-Verfahren können noch einmal in unterschiedliche Gruppen unterteilt werden [47]. Der wesentliche Unterschied zwischen beiden Gruppen besteht darin, dass die Berechnung der Schaltimpulse offline oder online erfolgt.

PWM Verfahren mit Offline Berechnung

Für Antriebe hoher Leistung, die wegen der hohen zu schaltenden Ströme und der daraus resultierenden langen Schaltzeiten mit einer verhältnismäßig niedrigen PWM-Frequenz betrieben werden, wurde das Verfahren der Optimalen Pulsmuster entwickelt. Wegen der Größe der bewegten Massen kann dabei vorausgesetzt werden, dass keine großen Sprünge in der Drehzahl auftreten, so dass die Referenzsignale der PWM als Sinusschwingungen modelliert werden können. Für die unterschiedlichen Drehzahlbereiche werden jeweils fest definierte Pulsmuster verwendet, die die Symmetrieeigenschaften des Sinus-Referenzsignals ausnutzen. Die Pulsmuster werden offline berechnet und in Tabellen hinterlegt. So wird mit diesem Verfahren eine Minimierung des Oberschwingungsspektrums erzielt, was für Antriebe hoher Leistung wichtig ist. Einen Anwendungsbereich stellen beispielsweise Bahnantriebe dar.

PWM Verfahren mit Online Berechnung

Bei der zweiten Gruppe trägerloser PWM-Verfahren werden die Schaltvorgänge über die im Antrieb verwendete Regelung ereignisgesteuert ausgelöst. Da die Abstände zwischen den einzelnen Schaltsequenzen von der Regelung abhängen, existiert hierbei kein fest definiertes Oberschwingungsspektrum. Zu den genutzten Regelverfahren zählen Hystereseregler, Direct Torque Control (DTC), prädiktive und modellbasierte Regelverfahren [66], [67], [68].

5 Gegenüberstellung von Regelverfahren

5.1 Kaskadenregelung (Stand der Technik)

Für die Regelung permanenterregter Synchronmaschinen wird heute in der Industrie überwiegend eine Kaskadenregelstruktur verwendet. Dabei sind die einzelnen Regelkreise für Lage, Drehzahl und Strom, wie in Abbildung 5.1 dargestellt, ineinander geschachtelt. Die Regelalgorithmen werden dabei unter Nutzung der Feldorientierten Regelung und trägerbasierter PWM Verfahren zyklisch innerhalb der Interrupt Service Routine (ISR) eines $\mu\text{C}/\text{DSP}$ berechnet.

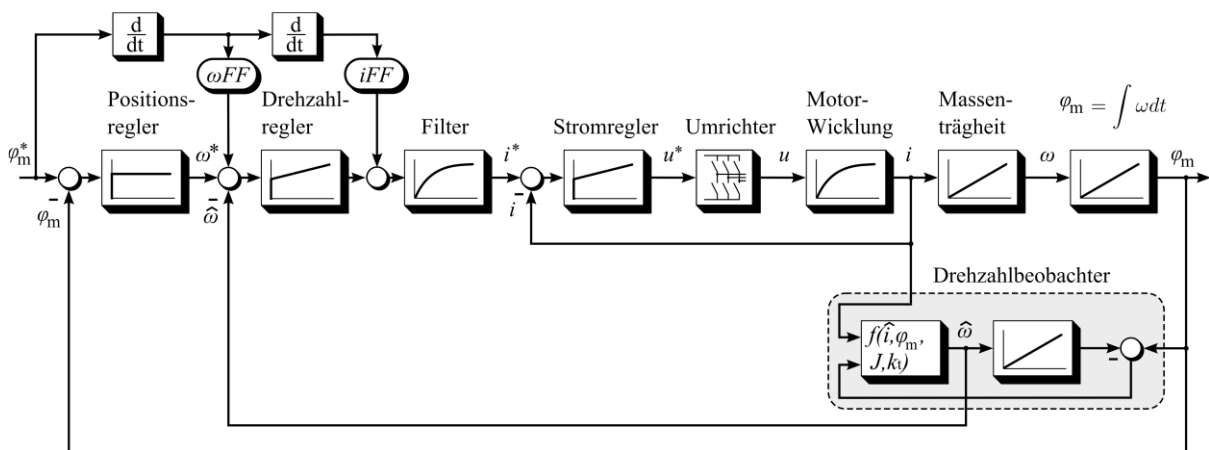


Abbildung 5.1: Blockschaltbild einer Kaskadenregelung

Durch die zyklische Berechnung werden die Ressourcen an Rechenleistung effizient genutzt. Kaskadenregelstrukturen sind wegen der ineinander geschachtelten Regelkreise zudem sehr übersichtlich zu handhaben. Die Verstärkungsfaktoren der einzelnen Regler lassen sich aus dem Blockschaltbild leicht den einzelnen Regelkreisen zuordnen. Die Stellgrößen der Regler lassen sich einzeln begrenzen. Weiterhin können Kaskadenregelkreise stufenweise in Betrieb genommen werden. Dies ist für viele Anwendungen, bei denen die Regelstrecke nicht exakt bekannt ist, sehr praktisch und stellt zusätzlich einen Sicherheitsaspekt dar [1].

Aus regelungstechnischer Sicht werden eventuelle Nichtlinearitäten im System durch den jeweils inneren Regelkreis linearisiert und müssen bei der Auslegung der äußeren Regelkreise nicht mehr berücksichtigt werden. Störgrößen werden ebenfalls vom jeweils inneren Regelkreis vollständig ausgeglichen, wodurch Kaskadenregelstrukturen auch ein gutes Störübertragungsverhalten besitzen. Für die äußeren Regelkreise wirken die inneren Regelkreise daher wie Proportionalelemente mit Verzögerung und konstanter Verstärkung [1].

Für die Stabilität der Kaskadenregelung ist erforderlich, dass der jeweils innere Regelkreis schneller ausgelegt ist als jeder äußere. Die Bestimmung der Dynamik einer Kaskadenregelstruktur ist in [45] und [73] angegeben. Die mit der Kaskadenstruktur erreichbare Dynamik für dynamische Servoantriebe wird in dieser Arbeit in den Kapiteln 8 bis 10 beschrieben.

5.2 Modellbasierte prädiktive Regelverfahren

Es existieren mittlerweile viele unterschiedliche Konzepte modellbasierter und prädiktiver Regelverfahren [67], [66], [68]. Die Kriterien, nach denen ein Schaltvorgang ausgelöst wird, können dabei sehr unterschiedlich sein. Geschaltet wird meist nach Bedarf. Ein einfaches Beispiel für bedarfsorientiertes Schalten ist ein Hysteresestromregler. Solange sich der Stromwert innerhalb eines vorgegebenen Hysteresebandes befindet, besteht kein Handlungsbedarf. Überschreitet der Stromwert die Grenzen des Hysteresebandes, so wird er durch das Schalten eines entsprechenden Spannungszeigers wieder ins Innere gelenkt. Die mittlere PWM-Frequenz steht in umgekehrt proportionalem Verhältnis zur Breite des Hysteresebandes. Der Vorteil dieser Methode liegt dabei auf der Hand. Dadurch, dass nur bei einem Überschreiten des Hysteresebandes korrigierend eingegriffen wird, werden nur so viele Schaltvorgänge ausgeführt, wie unbedingt notwendig. Weiterhin reagiert der Regler unmittelbar auf plötzlich auftretende Sollwertsprünge. Die Regelung ist dadurch dynamisch, ohne dass übermäßig oft geschaltet werden muss, was die Schaltverluste im Umrichter begrenzt. Dem Vorteil der hohen Dynamik stehen jedoch auch Nachteile gegenüber. Der Hystereseregleralgorithmus enthält z.B. keine Auswahlbedingung für Nullzeiger. Die erforderliche geringe Spannung wird hier oft nicht über Nullzeiger, sondern über eine Folge von aktiven Zeigern entgegengesetzter Richtung gebildet. Besonders im Bereich kleiner Aussteuerungen, in dem Nullzeiger für lange Zeiten eingeschaltet werden sollten, führt das zu einer stark überhöhten Schaltfrequenz. Auch der Verzerrungsstrom ist durch das übermäßig häufige Schalten aktiver Zeiger deutlich zu groß [47].

Das Grundprinzip des Hysteresereglers wird unter anderem auch im in der Industrie genutzten Regelkonzept Direct Torque Control (DTC) verwendet [ABB].

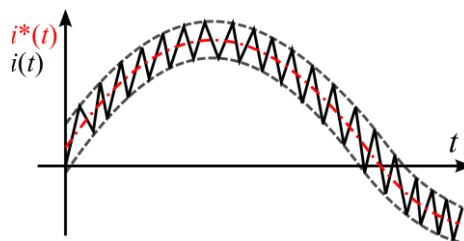


Abbildung 5.2: Darstellung einer Hysteresestromregelung mit Sollstrom $i^*(t)$ und Iststrom $i(t)$

Die Herausforderung dieses Konzepts stellt der Vergleich von Stromwert und Hystereseband dar, der fortwährend und kontinuierlich erfolgen muss. Hystereseregler werden aus diesem Grund bisher meist in analoger Schaltungstechnik realisiert, da die zyklische Algorithmenverarbeitung ungewünschte Verzögerungen hervorruft.

Die Grundidee dieses Hysteresereglers mit bedarfsorientiertem Schalten der Halbleiter wurde mit der Zeit weiterentwickelt. Daraus entstanden die Konzepte der modellbasierten und prädiktiven Regelung, in denen weitere Aspekte zur Ermittlung des idealen Schaltzeitpunktes berücksichtigt werden. Beim modellbasierten Ansatz fließen Soll- und Istwerte von Strom, Drehzahl, Position und weiteren Faktoren in ein gemeinsames Modell ein. Das Modell ersetzt dabei die traditionelle Feldorientierte Regelung mit Kaskadenregelung von Position, Drehzahl

und Strom vollständig. Die modellbasierte Regelung kann nach Aspekten der Regeldynamik, niedriger Verlustleistung oder weiterer Faktoren je nach Anforderung optimiert werden. Aus den gewichteten Faktoren und den Zustandsgrößen werden dann die folgenden Schaltsequenzen bestimmt. Dadurch ist es bis zu einem gewissen Grad auch möglich, zukünftiges Systemverhalten vorzuberechnen (Prädiktive Regelung).

Die Anzahl der Schaltvorgänge pro Zeitabschnitt stellt sich entsprechend den gegebenen Vorgaben ein. Ideal betrachtet kann so eine sehr dynamische Regelung mit niedriger Verlustleistung erreicht werden, da nur im Bedarfsfall Schaltvorgänge stattfinden, was das Konzept der modellbasierten Regelung sehr attraktiv macht.

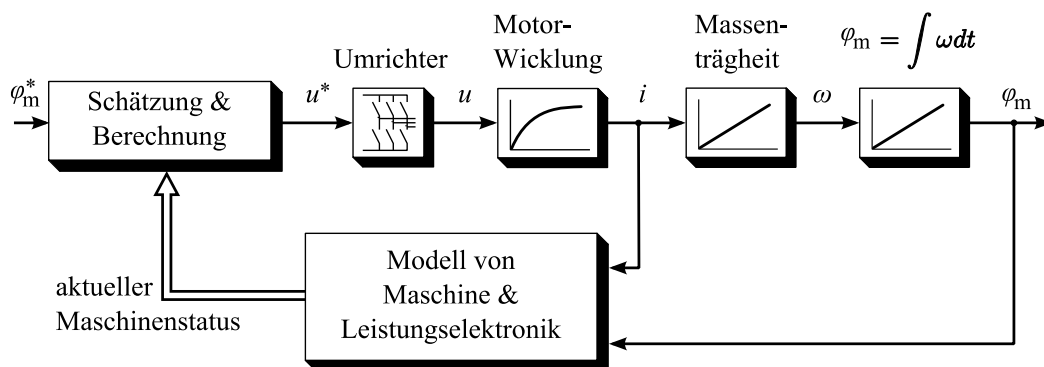


Abbildung 5.3: Blockschaltbild einer modellbasierten Antriebsregelstruktur [66]

In der Praxis liegt die Herausforderung dieses Ansatzes in der rechtzeitigen Ausführung der oft komplexen Rechenoperationen, die zur Bestimmung eines neuen Schaltzustandes notwendig sind. Im Vergleich zu einer traditionellen Kaskadenregelung sind für den modellbasierten Ansatz deutlich leistungsfähigere Prozessoren notwendig, um eine vergleichbare Regeldynamik zu erreichen. Mit heute verfügbarer Technik sind mit diesem Ansatz mittlere PWM-Frequenzen über $f_s = 5 \text{ kHz}$ kaum erreichbar. Weiterhin ist die übersichtliche Struktur der Kaskadenregelung beim modellbasierten Ansatz nicht gegeben. Dies kann die Inbetriebnahme erschweren, wenn nicht alle Parameter des Systems bekannt sind. Aus diesen Gründen hat sich der modellbasierte Ansatz in der Industrie bisher nicht entscheidend durchgesetzt. Wegen der großen Möglichkeiten hinsichtlich der Regleroptimierung und der stetig fallenden Kosten für die installierte Rechenleistung, wird an vielen Hochschulen in diesem Bereich jedoch intensive Forschung betrieben. Auch wegen der Möglichkeiten, die durch die parallele Algorithmusverarbeitung in FPGAs bestehen, kann die weitere Entwicklung der modellbasierten Regelansätze für Antriebsregelungen mit Spannung verfolgt werden.

5.3 Bewertung des Regelverhaltens im Frequenzbereich

Antriebsregelkreise werden heute oft über die Auswertung von Frequenzkennlinien mit Hilfe eines Bodediagramms optimiert, da mit diesem Verfahren das Verhalten des Antriebsregelkreises übersichtlich dargestellt wird [45], [74]. So wird die Leistungsfähigkeit des vorgestellten Antriebskonzepts in dieser Arbeit mit Hilfe von Bodediagrammen des Strom- und des Drehzahlregelkreises verifiziert. Das Frequenzverhalten wird dabei im

Amplitudengang und Phasengang im offenen und im geschlossenen Regelkreis dargestellt.

Geschlossener Kreis

Die aufgenommenen Frequenzkennlinien des geschlossenen Kreises geben an, bis zu welcher Frequenz die Regelgröße der Führungsgröße ausreichend folgen kann. Die Reglerbandbreite wird durch die Frequenz f_{BW} bestimmt, bei der die Regelgröße eine Mindestamplitude von -3 dB unterschreitet oder deren Phasenverschiebung ein vorgegebenes Maximum von 90° überschreitet. Resonanzen in Systemen höherer Ordnung können zudem lokale Verstärkungen (Überschwingen in der Sprungantwort) verursachen, die ebenfalls begrenzt werden müssen. Diese Grenzen ergeben sich über die Näherung der geschlossenen Antriebsregelkreise als schwingungsfähige Systeme zweiter Ordnung mit der Übertragungsfunktion $F(j\omega)$.

$$F(j\omega) = \frac{K_p}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\delta j \frac{\omega}{\omega_0} + 1} \quad (5.1)$$

Die Bandbreite eines solchen Systems ist durch seine Knickfrequenz bei einer Dämpfung von $\delta = \sqrt{2}$ definiert, an der der Amplitudengang absinkt. Der Amplitudengang weist an dieser Stelle eine Amplitude von -3 dB ($1/\sqrt{2}$) auf, während im Phasengang eine Signalverzögerung von -90° ($f_{,90^\circ}$) besteht. Anschaulich betrachtet wird der Augenblickswert der sinusförmigen Regelgröße beim Durchtritt des Phasengangs durch $\varphi = -90^\circ$ im Verhältnis zur Führungsgröße negativ, was in praktischen Anwendungen nicht akzeptabel ist.

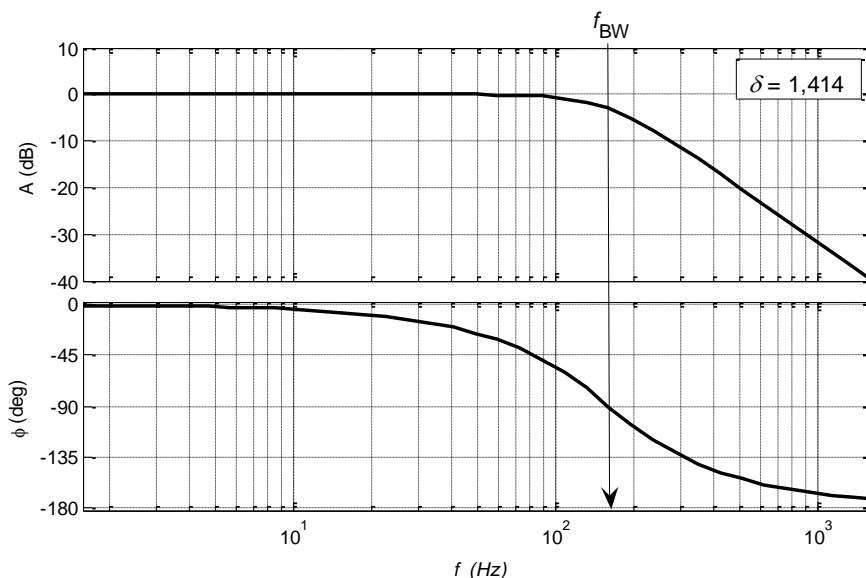


Abbildung 5.4: Exemplarisches Bodediagramm mit Amplitudengang und Phasengang für ein System 2. Ordnung mit einer Dämpfung von $\delta = \sqrt{2}$.

Je nach Reglerparametrierung stimmen die Kennfrequenzen durch -3 dB (Amplitudengang) und durch -90° (Phasengang) nicht überein. In diesem Fall bestimmt die niedrigere Frequenz die Bandbreite des Regelkreises.

In Analogie zur Bandbreite wird in der Praxis auch bei Signalverstärkungen (Überschwingen) im Amplitudengang maximal eine Amplitudenüberhöhung von ca. 3 dB erlaubt.

Offener Kreis

Im offenen Kreis kennzeichnen die Amplitudenreserve und die Phasenreserve die Stabilität des betrachteten Regelkreises. Weiterhin ist ein möglichst linearer Verlauf des Amplitudenganges wünschenswert, da das Regelverhalten dann über dem gesamten betrachteten Frequenzbereich konstant bleibt.

Ermittlung des Strombodediagramms innerhalb des Antriebs

Zur Aufnahme eines Bodediagramms werden dem Stromregelkreis nacheinander Sinusschwingungen der zu untersuchenden Frequenzen f_1 bis f_n als Führungsgröße zugeführt. Die Signalamplitude A_{ref} wird dabei dem vorliegenden Motor entsprechend angepasst. Da die Induktivität von Servomotoren zum Teil deutlich von der Position des Rotors im Verhältnis zum Stator abhängig ist, wird die Führungsgröße zusätzlich mit einem konstanten Gleichstrom (Offset) beaufschlagt. So werden Bewegungen der Motorwelle während der Messung verhindert und ebenso daraus resultierende Messungenauigkeiten. Der Stromoffset verringert ebenfalls eine negative Beeinflussung durch das Totband zur Brückenverriegelung im Umrichter, da sich der Sollstromzeiger während der Messung nicht im Koordinatenursprung befindet.

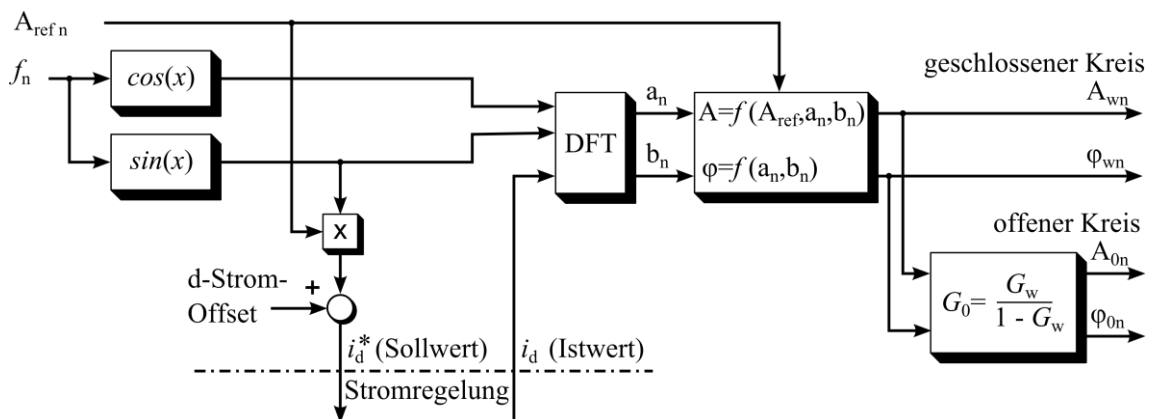


Abbildung 5.5: Blockschaltbild zur Bestimmung der Bodediagramme von Strom und Drehzahl im FPGA-basierten Antrieb mit dem Versuchsaufbau

Zur Bestimmung von Phasen- und Amplitudengang wird zunächst eine diskrete Fouriertransformation (DFT) aus dem Referenzsinus- und Cosinussignal sowie dem jeweiligen Istwert der betrachteten Antriebsregelung gebildet [42]. Aus den Ausgangssignalen der DFT kann der Amplituden- und Phasengang des geschlossenen Regelkreises einfach über Gleichung (5.2) und (5.3) bestimmt werden. Die Amplitude des Referenzsignals fließt dabei zur Anpassung an die verwendete Sollstromamplitude in die Berechnung mit ein.

$$A_n = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}{A_{\text{refn}}} \right) \quad (5.2)$$

$$\varphi_n = \text{atan2} \left(\frac{b_n}{a_n} \right) \quad (5.3)$$

Der Frequenzgang des offenen Regelkreises wird danach aus dem Frequenzgang des geschlossenen Regelkreises ermittelt.

6 Algorithmenverarbeitung

Wegen der Komplexität der Motor-Control-Algorithmen und der immer kürzeren Zykluszeiten in elektrischen Servoantrieben sind im Laufe der Zeit die Anforderungen an die Datenverarbeitung stetig gestiegen. Die Wahl des Regelungsverfahrens und weiterer Algorithmen im Antrieb, wie der Feldorientierten Regelung und der Art der Pulsweitenmodulation, hängt wesentlich von der Leistungsfähigkeit der Recheneinheit ab. Weitere Rechenleistung wird für das Konfigurationsinterface benötigt. Dazu gehören die komfortable und einfache Vorgabe von Bahnkurven sowie die Einbettung des Antriebes in ein System mit mehreren Achsen durch den Anwender.

6.1 Historische Entwicklung

Bis zur Einführung leistungsfähiger integrierter Schaltkreise (ICs) konnten insbesondere einfach anzusteuernde Gleichstrommaschinen wirtschaftlich drehzahlregelt betrieben werden. Wegen der prinzipbedingten Trennung von feld- und drehmomentbildender Komponente konnten die Regelkreise leicht mit Operationsverstärkerschaltungen erstellt werden [1]. Die Parameter waren jedoch noch nicht exakt reproduzierbar, da ein Parameter beispielsweise über ein Potentiometer auf „12 Uhr“ eingestellt werden musste. Mit dem Aufkommen der ersten Mikroprozessoren um das Jahr 1980, die komplexere Rechnungen wie trigonometrische Funktionen, Multiplikationen und Begrenzungen in kurzer Zeit ausführen konnten, wurde der Einsatz der permanenterrregten Synchronmaschinen (PMSM) ohne mechanischen Kommutator möglich [69].

Die Feldorientierung konnte nun mit den digitalen Prozessoren wirtschaftlich realisiert werden. Die Pulsweitenmodulation und die Erfassung der Zustandsgrößen für die Regelung wurden mit speziell für diesen Zweck entwickelten integrierten Schaltkreisen (ASICs) realisiert. Ein Beispiel dafür ist der VeCon-Chip aus dem Jahr 1994, in dem neben einem C165-Mikrocontrollerkern Zusatzfunktionen zur Feldorientierten Regelung implementiert sind [9]. Die ersten Mikroprozessoren hatten eine Datenbusbreite von acht Bit und erlaubten ausschließlich Integer-Arithmetik. Multiplikationen und Divisionen (Mul, Div) waren oftmals noch nicht in Hardware ausgeführt und mussten verhältnismäßig langsam in Software berechnet werden. Die Programmierung der Prozessoren erfolgte meist in Assembler (Maschinensprache). Die Zykluszeiten der Prozessoren zur Berechnung der Algorithmen betragen anfangs noch um eine Millisekunde. Da die zu diesem Zeitpunkt schon verfügbaren IGBTs höhere PWM-Frequenzen erlaubten, wurden die Stromregelung und teilweise auch die Drehzahlregelung zur Verbesserung der dynamischen Eigenschaften noch mit analogen Operationsverstärkerschaltungen aufgebaut.

Mit der Zeit wurden immer mehr Hardwareoperationen, wie Multiplikationen (Mul), Divisionen (Div) und sogenannte „Multiply Accumulate Controller“ (MAC), in die Prozessoren integriert, so dass für die Berechnung dieser Hardwareoperationen meist nur jeweils ein Prozessorzyklus benötigt wurde. Damit war der digitale Signalprozessor (DSP) geboren. Die Hardwarebefehle werden deshalb auch oft als DSP-Befehle bezeichnet.

Mit den neu entwickelten DSPs wurden die erreichbaren Abtastzykluszeiten nun so kurz, dass es in der Antriebstechnik erstmals möglich wurde, die komplette Regelung innerhalb der DSPs zu realisieren [51]. Dadurch waren alle Regelparameter einer Antriebsregelung digitalisiert und damit exakt reproduzierbar.

Im nächsten Entwicklungsschritt wurden viele für die Antriebsregelung notwendige Funktionen, wie PWM-Module oder AD-Wandler, gemeinsam mit dem Prozessorkern als Peripheriemodule in einem IC integriert [24]. Diese ICs wurden nun Microcontroller (μC) oder Digitale Signalcontroller (DSC) genannt. Durch die Integration vieler Funktionen innerhalb eines ICs reduzierte sich die Anzahl der zusätzlich notwendigen ICs auf den Leiterkarten. Dies verringerte zudem die Anzahl der auf den Leiterkarten zu übertragenden Signale, was zu einer geringeren Störanfälligkeit und zusammen mit den immer kleiner ausgeführten ICs zu einer kompakteren Bauweise der Steuerelektronik führte. Eine Reihe von Funktionen werden jedoch nach wie vor oft in externen Bausteinen realisiert. Dazu gehören die Anbindung von diversen Feldbussen und die Auswertung digitaler Encoderschnittstellen. Zur Pulsweitenmodulation ist in der Regel das trägerbasierte Unterschwingungsverfahren als PWM-Modul realisiert. Durch zusätzliche Software kann mit diesen PWM-Modulen auch die leistungsfähigere Raumzeigermodulation (SVM) implementiert werden. Eine Übermodulation bis hin zur Blockkommutierung ist oft nicht vorgesehen. Komplexe Modulationsverfahren werden daher häufig mit externen Bausteinen realisiert.

Die Datenbusbreite der eingesetzten Prozessoren erhöhte sich mit der Zeit über 16 Bit auf 32 Bit. Manche μCs erlauben auch die Berechnung der Algorithmen mit Fließkommaarithmetik. Da die Fließkommaarithmetik ohne Hardwareunterstützung sehr viel mehr Zeit in Anspruch nimmt und leistungsfähige Fließkommacontroller einen Kostenfaktor bedeuten, werden bis heute viele Algorithmen in Integerarithmetik gerechnet. Die Qualität der Regelung muss dadurch nicht unbedingt schlechter sein.

Die Programmierung der Controller erfolgt heute fast ausschließlich in Hochsprachen, wobei die meisten heute in der Antriebstechnik verwendeten Algorithmen in der Programmiersprache C programmiert werden. Lange Zeit wurden besonders zeitkritische Module aufwändig in Assembler codiert, da die Optimierungen der ersten C-Compiler noch nicht ausreichend waren. So konnten Zykluszeiten der Algorithmen verkürzt und damit die Leistungsfähigkeit der Antriebsregelung gesteigert werden [69].

6.2 Aufbau heutiger Antriebssysteme

Die Vorgabe und Programmierung von Bahnkurven wird heute fast immer in einer speicherprogrammierbaren Steuerung (SPS) mit Motion Control Funktionalität vorgenommen. Die Regelalgorithmen werden traditionell antriebsintern mit einem μC oder DSP berechnet.

In einem Mehrachssystem ist die SPS dabei meist als Soft-SPS realisiert, die auf einem Industrie-PC ausgeführt wird. Bei Robotikanwendungen ist es üblich, dass der Positionsregelkreis und der Drehzahlregelkreis über einen schnellen Feldbus zentral geschlossen wird. Um eine Grundfunktionalität zu bieten und den Antrieb für möglichst viele Anwendungen interessant zu machen, wird dabei von den meisten Antriebsherstellern eine zusätzliche SPS-Funktionalität im Antrieb integriert. Diese wird für Applikationen genutzt, bei denen es mehr auf die Leistungsfähigkeit der Einzelantriebe ankommt. Eine hohe Feldbusbandbreite wird hier nicht benötigt, da sogenannte Fahrsätze genutzt werden [58].

Bei Antrieben mit zentral genutzter Steuerung wird die im Antriebssystem installierte Rechenleistung oft nicht ausgenutzt. Eine Aufteilung der benötigten Rechenleistung auf die einzelnen Antriebe ist nicht möglich [57].

Der IPC stellt mit seinen standardisierten Schnittstellen ein offenes System dar. Aus diesem Grund ist für die SPS-Steuerung im IPC die Nutzung von IP heute Standard. Im Servoantrieb selbst ist dies bis jetzt nicht der Fall. Durch die sequentielle Algorithmenverarbeitung eines Prozessors sind die einzelnen Algorithmen eines Antriebs fast immer stark ineinander verzahnt. Aus diesem Grund ist der Quellcode oft nicht modular und dadurch schwer verständlich. Zudem ist eine Trennung der reinen Regelalgorithmen vom sicherheitsrelevanten Quellcode und elementaren Systemfunktionen kaum möglich, was eine Offenlegung des Quellcodes für den Endnutzer ausschließt. Die Struktur der Antriebsregelung ist so durch die Hersteller fest vorgegeben und vom Endnutzer nicht mehr veränderbar. Die Regelstruktur ist dadurch konfigurierbar und parametrierbar aber nicht programmierbar. Teilweise können Ablaufsteuerungen vom Nutzer mit einer eigens dafür vorgesehenen SPS-Funktionalität im Antrieb frei programmiert werden. Um trotzdem möglichst viele verschiedene Einsatzgebiete abdecken zu können, werden für diese Fälle verschiedene Regelstrukturen im Antrieb vorgesehen, die sich über Parameter konfigurieren lassen. Wegen der daraus resultierenden Vielzahl der Parameter und Einstellmöglichkeiten ist im Laufe der Zeit die Konfiguration dieser Antriebe sehr komplex geworden. Einige Antriebe verfügen über mehr als 1000 verschiedene Parameter [57], [58].

6.3 Intellectual Property (IP)

IP oder Intellectual Property bedeutet übersetzt „Geistiges Eigentum“. Der Begriff steht für die Urheberrechte an nichtmateriellen Gütern. Unter IP fällt die Schaffung urheberrechtlicher Werke wie z.B. Patentanmeldungen. Diese sind geistiges Eigentum des Erzeugers und können von Dritten unter Einhaltung der Urheberrechte verwendet werden. So kann sich ein Unternehmen auf die Programmierung spezieller Steuerungsmodule spezialisieren, die in einer Standard SPS lauffähig sind. Diese Module können von einer Entwicklungsfirma, die nicht über das notwendige Wissen zur Programmierung der Module verfügt oder für die die Programmierung zu aufwändig wäre, käuflich erworben und im eigenen System eingesetzt werden. Die Module sind zum Schutz des Wissens der Herstellerfirma dabei meist verschlüsselt.

Der Begriff IP erlangte erstmals im 18. Jahrhundert im Zusammenhang mit dem Nachdruck von Büchern größere Bedeutung. Der Schutz des Urheberrechts stellt einen wichtigen Aspekt dar.

Die Problematik erlangt mit der unrechtmäßigen Vervielfältigung elektronischer Medien, wie Musikstücken und kommerzieller Software, großes öffentliches Interesse. Für eine ausführlichere Betrachtung des Begriffes wird auf weiterführende Quellen verwiesen.

Der Nutzen von IP kann am Beispiel der Entwicklung der ersten kommerziell vertriebenen PCs aufgezeigt werden. IBM war in den 70er Jahren Marktführer in der Herstellung der ersten auf dem Markt verfügbaren Computer und erlaubte zu diesem Zeitpunkt noch kein IP. Der Konkurrent Apple brachte Ende der 70er den Apple II auf den Markt, der erstmals den Einsatz von Steckkarten über freie Steckplätze erlaubte. Durch die Steckkarten konnte der Apple II beliebig je nach Bedürfnis des Anwenders erweitert werden. Diese Offenheit sorgte für einen Verkaufsboom der Apple II PCs. Das Steckkartensystem wurde danach wegen seines großen Erfolgs von vielen anderen Herstellern übernommen. Bei heutigen PCs sind offene Hardware- und Softwareschnittstellen der Standard. Für die Anbindung fremder Hardware hat

sich der USB-Standard etabliert. Anwenderspezifische Software kann heute über standardisierte Programmierschnittstellen problemlos erstellt werden. Die bestehende Vielfalt an Hardware und Software für verschiedenste Anwendungen wurde durch die Offenheit des Systems erst ermöglicht.

Die Nutzung von IP fördert so die Entwicklungsgeschwindigkeit neuer Produkte und begünstigt Innovationen.

Im Folgenden wird aufgezeigt, wie IP durch die Nutzung von Industrie-PC Technologie, schneller Echtzeit-Ethernet Feldbusse und paralleler Datenverarbeitung in elektrischen Servoantrieben effizient genutzt werden kann.

6.4 Parallele Algorithmenverarbeitung

Seit jeher besteht in der Elektrotechnik die Notwendigkeit, Algorithmen schnellstmöglich zu berechnen und Prozesse exakt miteinander zu synchronisieren. Kürzere Berechnungszeiten bewirken die direkte Steigerung der Leistungsfähigkeit eines Systems. In Regelkreisen entspricht die Berechnungszeit einer Totzeit, welche die Regelkreisstabilität negativ beeinflusst. Kürzere Berechnungszeiten führen dadurch zu einer Steigerung der erreichbaren Reglerbandbreite [Kap.8.10]. Für die Dynamik elektrischer Servoantriebe sind kurze Berechnungszeiten aus diesem Grund besonders wichtig.

Für moderne Antriebsregelungen werden logische Funktionen, die vier Grundrechenarten und einige nichtlineare Funktionen benötigt. Im elektrischen Antrieb werden Winkelfunktionen beispielsweise bei der Feldorientierten Regelung eingesetzt [Kap.3.2.1]. Mit Hilfe von Näherungen, z.B. mit Tabellen in Verbindung mit einer Interpolation, sind auch nichtlineare und transzendente Funktionen wie Winkelfunktionen einfach und ressourcenschonend programmierbar.

Die logischen Grundfunktionen (UND, ODER, NICHT,...) lassen sich relativ einfach und effizient in eine elektrische Schaltung umsetzen.

Die vier Grundrechenarten sind ebenfalls durch die Nutzung logischer Operatoren realisierbar. Allerdings benötigt eine einfache Addition oder Subtraktion schon relativ viele Logikgatter. Der Gatterverbrauch für Multiplikationen ist noch einmal deutlich höher. Für eine Division werden die meisten Gatter benötigt. Die Umsetzung von Multiplikationen und Divisionen in freiprogrammierbaren Logikelementen ist zwar möglich, aber wegen des hohen Gatterverbrauchs nicht wirtschaftlich realisierbar. Multiplikationen lassen sich effizienter durch eigens für diesen Zweck entworfene Hardwareoperationen berechnen (DSP-Elemente). Die Berechnung einer Division bleibt auch unter Nutzung von DSP-Elementen ressourcenintensiv [8].

Für zeitabhängige Funktionen innerhalb eines Antriebes, z.B. für den Integralanteil eines PI-Reglers, werden zusätzlich Register benötigt. Diese sequentielle Logik kann beispielsweise über Flipflops realisiert werden [8].

74xx

Der erste Ansatz zur Nutzung der logischen Grundfunktionen war die Transistor-Transistor-Logik (TTL). Die logischen Funktionen sind als fest integrierter Schaltkreis ausgeführt. Später waren die ICs auch in CMOS-Bauweise erhältlich. Die CMOS-Familie trug den Namen 40xx. Sie zeichnete sich durch einen wesentlich geringeren Stromverbrauch aus, war jedoch sehr empfindlich gegenüber elektrostatischen Entladungen. Auch die Schaltgeschwindigkeit der CMOS Familie war anfangs langsamer.

Pro Baustein stehen bei diesen Chipfamilien jedoch nur wenige Gatter zur Verfügung. Schon zum Aufbau relativ kleiner logischer Schaltungen ist deshalb eine Unmenge von Gattern notwendig, was sie zur Realisierung von Funktionen in Servoantrieben ungeeignet macht.

Programmierbare Logik

Die Logik der 74er TTL ICs und der 40er CMOS ICs war bis zu diesem Zeitpunkt vom Hersteller fest vorgegeben. Die Entwicklung „komplexerer“ logischer Funktionen verlangte die Verwendung mehrerer ICs, mit denen die logische Gesamtfunktion gemeinsam hergestellt wurde. Um eine höhere Integration auf der Platine zu erreichen, bestand der Wunsch, die logische Funktion in einem einzigen Chip unterzubringen. Dies erforderte ein Chipdesign, bei dem die Logik vom Anwender frei programmiert werden konnte [8].

PLD

Anfang der 70er Jahre wurden die ersten programmierbaren Logikbausteine entwickelt. Sie wurden allgemein als PLD (Programmable Logic Device) bezeichnet und beinhalteten anfangs ebenfalls nur wenige Logikgatter (ca. 10 Gatter pro Chip) [8]. Die Bausteine bestanden aus matrixförmig angeordneten UND- bzw. ODER-Elementen. Die UND-Verknüpfungen repräsentierten dabei die Konjunktionsterme. Konstruktionsbedingt ließ sich durch die ersten Gatter fast nur kombinatorische Logik erzeugen. Der Einbau sequenzieller Logik war nur in einem sehr begrenzten Maß möglich.

In einem elektrischen Antrieb ließ sich mit Hilfe der ersten PLDs z.B. schon die Verriegelung einer Endstufenhalbrücke realisieren.

CPLD

Mit der Zeit wurde es möglich immer mehr Logik auf einer Chipfläche unterzubringen. Ein erster Ansatz zur Vergrößerung der bis dahin geringen Bausteinkapazität war die Entwicklung des CPLD (Complex Programmable Logic Device). Die heute noch angebotenen aber viel leistungsfähiger gewordenen CPLDs sind modular aus I/O-Blöcken und programmierbaren Logikblöcken aufgebaut. Die Logikblöcke bestehen dabei aus programmierbaren UND-, ODER-Blöcken und werden als SPLDs oder Makrozellen bezeichnet. Ein CPLD kann dabei über hunderte von Makrozellen verfügen. Die Makrozellen sind untereinander über eine Verbindungsmatrix direkt verknüpft. Die I/O-Blöcke können aus Flipflops, schnellem Speicher oder Registern bestehen. So ist in begrenztem Maße auch die Implementierung sequentieller Logik möglich [8], [35]. Mit der Zeit wurden die SPLDs so weit entwickelt, dass ihnen definierte Zustände wie „Active High“, „Active Low“ oder „Tristate“ zugewiesen werden konnten. Zusätzliche DSP-Elemente, wie Addierer und

Multiplizierer, waren jedoch noch nicht vorgesehen. Die großflächige Implementierung antriebstechnischer Rechenoperationen war aus diesem Grund weiterhin ausgeschlossen. Allerdings konnten einzelne Antriebsfunktionen, wie eine Dreiphasen-PWM, schon in einem CPLD untergebracht werden.

FPGA

Die Familie programmierbarer Logikbausteine mit der größten Kapazität an Gattern stellen die Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) dar. Die logischen Verknüpfungen innerhalb eines FPGAs werden über sogenannte Logikelemente (LE) aufgebaut. Ein LE besitzt dabei nur eine Pfadbreite von einem oder wenigen Bits, weshalb FPGAs auch als feinkörnig bezeichnet werden. In den Logikelementen können, anders als in den Makrozellen der CPLDs, alle logischen Grundfunktionen (AND, NAND, OR, NOR, NOT, XOR, XNOR) realisiert werden. Zusätzlich beinhalten Logikelemente eine Register- und Flipflopfunktion, wodurch sich auch sequenzielle Logik großflächig implementieren lässt [8]. Die ersten FPGAs wurden schon Mitte der 80er Jahre kommerziell vertrieben. Sie besaßen jedoch wie die CPLDs noch keine Zusatzfunktionen (z.B. DSP-Elemente). In der Antriebstechnik konnten sie deshalb auch wegen der wesentlich höheren Produktpreise nicht mit den wesentlich günstigeren μ Cs konkurrieren. Außerdem hätte wegen der fehlenden Möglichkeit zur Berechnung von Gleitkommazahlen weiterhin immer ein zusätzlicher DSP oder μ C eingesetzt werden müssen.

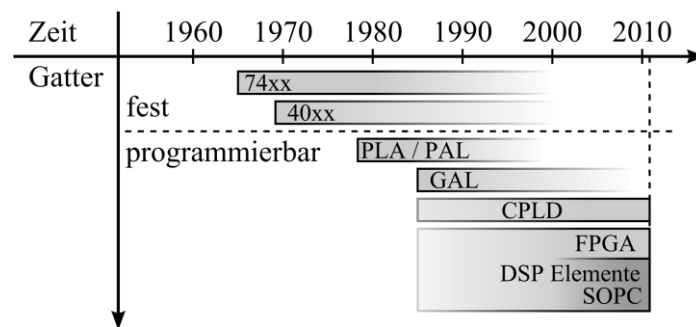


Abbildung 6.1: Historische Entwicklungsstufen fester und programmierbarer Logikbausteine

Diese Einschränkung blieb für den Einsatz in elektrischen Antrieben bis ca. zum Jahr 2000 bestehen. Bis heute erlaubten neue Fertigungstechnologien nun die wirtschaftliche Fertigung von FPGAs mit zusätzlich integrierten DSP-Funktionen, wie Addieren und Multiplizieren in Hardware oder Carry-Funktionen. So ließen sich erstmals mathematische Funktionen in großer Zahl effizient implementieren. Über zusätzlich im FPGA integrierte RAM-Module konnten Signale und Zustände zudem effizient zwischengespeichert werden. Ein Beispiel eines solchen Bausteins ist das Cyclone II FPGA der Firma Altera aus dem Jahr 2005. Es beinhaltet zusätzlich zu den Logikelementen die DSP-Zusatzfunktionen Carry IN, Carry OUT und ADD-Funktionen [36].

Mit sogenannten Phase-Locked-Loops (PLL) ist zusätzlich die Generierung mehrerer Taktsignale unterschiedlicher Frequenz möglich, wobei die Phasenlage der einzelnen Taktsignale zueinander exakt vorgegeben werden kann. In Verbindung mit der immensen Kapazität an Gattern ist nun die effiziente Implementierung beliebiger Funktionen eines Servoantriebes möglich. Die einzelnen Funktionen, wie beispielsweise PWM, Stromregler oder digitale Encoderschnittstellen, können dabei modular nach dem LEGO-Prinzip implementiert werden. So ist der Einsatz von Intellectual Property (IP) innerhalb eines FPGAs für einen Servoantrieb möglich [41], [57].

Ein weiterer Trend in der FPGA-Entwicklung war die Implementierung von konfigurierbaren μ C-Architekturen auf dem FPGA, einem so genannten „System On a Programmable Chip“ (SOPC). Durch ein SOPC wird die Einbettung eines μ Cs mit Floating Point Einheit, anwenderspezifischer Leistung und Schnittstellen ermöglicht. Über eine Floating Point Unit (FPU) lassen sich Signale und Parameter dabei übersichtlich in SI-Einheiten vorgeben. Die Implementierung von Algorithmen in Hardware kostet Logikelemente. Weiterhin ist die Übersetzung des Codes in Logik zeitintensiv. Im Gegensatz dazu können Änderungen in Software innerhalb eines Soft-Core Prozessors schnell vorgenommen werden, wobei die benötigten Ressourcen vergleichsweise gering sind. Aus diesen Gründen ist es in einem elektrischen Antrieb sinnvoll, die Parametrierung und Konfiguration in einem Soft-Core Prozessor vorzunehmen [39], [40].

Der gesteigerte Funktionsumfang dieser neuen Generation von FPGAs führte auch zu einer Erschließung vieler weiterer Einsatzgebiete in der Industrie und durch die damit verbundenen höheren Stückzahlen auch zu einer Senkung der Produktpreise. Aus wirtschaftlicher Sicht rechnet sich der Einsatz von FPGAs im Vergleich zu μ Cs dabei schon bei etwas höheren Produktpreisen. Funktionen, wie die PWM, digitale Encoderschnittstellen oder eine Resolverauswertung, können innerhalb eines FPGAs als IP implementiert werden [64].

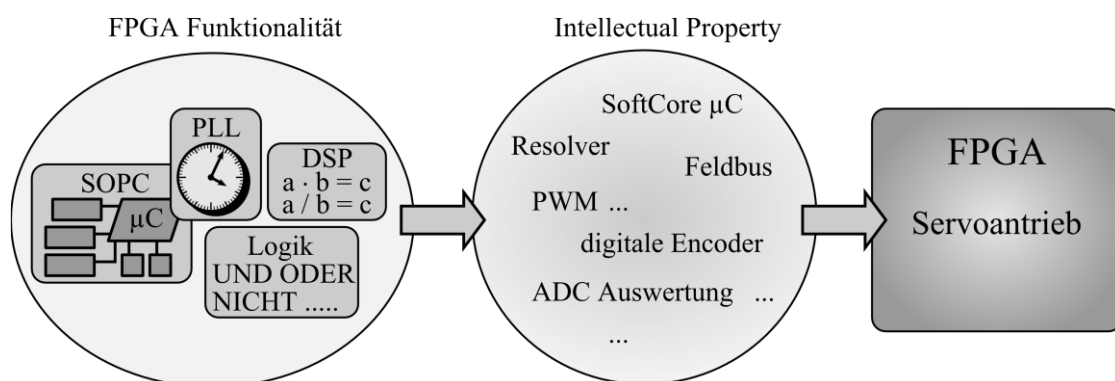


Abbildung 6.2: Nutzung von Intellectual Property (IP) für einen Servoantrieb innerhalb eines FPGAs

Früher mussten diese Funktionen in externen Bausteinen neben dem μ C implementiert werden, was zusätzliche Kosten verursachte. Durch die Integration dieser Funktionen in ein FPGA kann die Steuerplatine des Antriebs kompakter gebaut werden. Der Einsatz moderner FPGAs kann dadurch erschwert werden, dass die I/Os der meisten FPGAs im Gegensatz zu vielen μ Cs als Ball Grid Array (BGA) ausgeführt sind. Im Gegensatz zur Pinnbelegung bei

μ Cs ist die Pinnbelegung bei FPGAs allerdings frei wählbar. So ist die Vermeidung eines unnötig komplexen Platinenlayouts möglich, wodurch die Anzahl der Lagen reduziert werden kann, was wiederum zu einer Senkung der Platinenkosten führt.

FPGA vs. μ C

Im Gegensatz zu μ Cs können in FPGAs Algorithmen massiv parallel verarbeitet werden. Hunderte Rechenoperationen können bei geeigneter Implementierung zeitgleich ausgeführt werden. In Verbindung mit der Programmierbarkeit besteht zudem die Option der Implementierung von schneller spezifischer Peripherie. Innerhalb eines μ Cs müsste diese Funktionalität schon vom Hersteller vorgesehen sein, sie lässt sich im Nachhinein nicht mehr nachrüsten. Im Fall eines Servoantriebes gehören dazu beispielsweise die Pulsbreitenmodulation, die Sinc³-Filter zur Stromerfassung mit Sigma-Delta Technologie sowie die digitalen Encoderschnittstellen zur Positionserfassung und Echtzeit-Ethernet Feldbusse [41].

Ein Nachteil der programmierbaren Logik ist, dass effiziente Algorithmen oft in Integer-Arithmetik programmiert werden. Eine Implementierung in Fließkommaarithmetik kostet (heute noch) wegen der höheren Datenwortbreite und der notwendigen Rechenoperationen entsprechend deutlich mehr Logikelemente, was sich direkt im Chippreis der FPGAs widerspiegelt. Weiterhin ist die Implementierung tiefer Programmstrukturen mit hohem Speicherverbrauch innerhalb eines μ C einfacher realisierbar. Bei einer Feldbusimplementierung, wie auch im vorliegenden Projekt, können die zeitunkritischen Algorithmen (Servicedaten) einfacher und effizienter innerhalb eines Prozessors implementiert werden. Die zeitkritischen (Prozessdaten) werden hingegen in Hardware in programmierbarer Logik implementiert.

FPGA vs. ASIC

In ASICs lassen sich wie im FPGA schnelle spezifische Algorithmen implementieren, die parallel verarbeitet werden können. Der Herstellungsprozess eines ASICs erstreckt sich von der Programmierung der logischen Funktion über die Herstellung einer Maske bis hin zur Produktion des fertigen Chips über einen relativ großen Zeitraum. Daraus resultieren deutlich höhere Entwicklungskosten und längere Implementierungszeiten [9]. Bei großer Stückzahl sind ASICs jedoch kostengünstiger in der Herstellung. FPGAs sind deshalb gut geeignet für kleine bis mittlere Entwicklungszyklen und bei niedrigen bis mittleren Stückzahlen. Große Volumenhersteller wie Siemens oder Yaskawa nutzen ASICs z.B. für die Realisierung von Feldbusschnittstellen (Geräteuntersuchung).

6.5 IP im IPC

Bei verschiedenen Anwendungen möchte der Maschinenhersteller sein Wissen weder dem Antriebslieferanten noch dem Endkunden offen legen. Dabei kann es sich um spezielle Regelungstechnik in Mehrachsenanwendungen oder um die maschinenspezifische Kopplung mehrerer Achsen handeln. Die Nutzung von IP in den Antriebsregelkreisen ist über die Verlagerung der Regelkreise in einen IPC möglich. Die Regelkreise werden dabei über schnelle Echtzeit-Ethernet Feldbusse geschlossen [57].

Die Implementierung von IP im IPC ist zunächst an die Programmierschnittstellen des Echtzeit-Entwicklungssystems gebunden, mit dem sich der IPC in einen Motion Controller verwandeln lässt. Bis jetzt wird für industrielle Anwendungen meist die Programmierung über IEC1131 genutzt. Die Nutzung von Hochsprachen wie C/C++ ist jedoch zunehmend ebenso möglich, wie die direkte Kopplung von hochentwickelten Programmen zur Systemmodellierung an das Echtzeitentwicklungssystem (z.B. Matlab Simulink). Die Algorithmen können komfortabel mit Fließkommaarithmetik programmiert werden, wobei alle Signale in Echtzeit überwacht werden können. Grafikbasierte Modellierungswerkzeuge erlauben es, die regelungstechnischen Antriebsfunktionen aus einem „Baukasten“ zusammenzusetzen. Antriebsfunktionen können so ohne die Notwendigkeit einer Programmiersprache in kürzester Zeit erstellt werden [57].

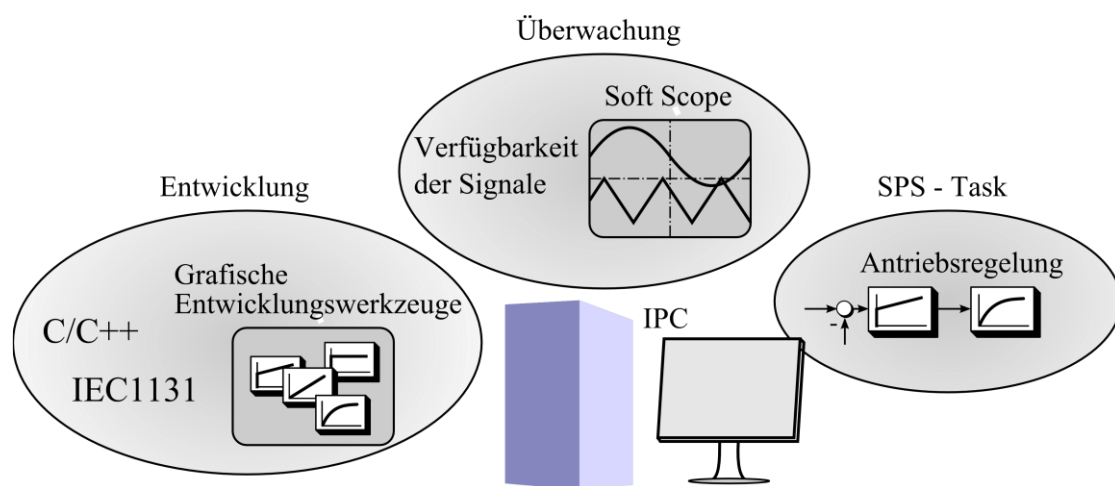


Abbildung 6.3: Nutzungsmöglichkeiten eines Industrie PCs (IPC) für Servoantriebe

Die Onlineüberwachung aller Systemgrößen sowie Oszilloskope-Funktionen zur Visualisierung ermöglichen dabei zusätzlich eine schnelle Fehlersuche. Die Zugänglichkeit aller Systemvariablen trägt in Verbindung mit der Modularisierung des Antriebssystems zu einer schnelleren, effizienteren Entwicklung bei.

IP Nutzung in wissenschaftlichen Instituten

Universitäten, die im Bereich Antriebstechnik forschen, sind auf die Implementierung eigener Algorithmen angewiesen. In den Forschungseinrichtungen laufen daher die Algorithmen oft auf Systemen mit eigener Hardware, deren Aufbau für die Institute viel Zeit in Anspruch nimmt.

Um neu entwickelte Algorithmen der Institute industriell nutzbar zu machen, müssen diese erst wieder von den Antriebsherstellern in den herstellereigenen Antrieben implementiert werden, was nochmals Zeit in Anspruch nimmt. Mit der Nutzung von IP im IPC kann die Entwicklungszeit deutlich verkürzt werden. Die Institute benötigen wegen der nun offenen Architektur keine eigene Antriebshardware mehr. So können die entwickelten Algorithmen der Institute vom Endkunden ohne den Umweg über den Antriebshersteller übernommen werden. Eine Anpassung des Quellcodes an spezielle Hardware ist nicht mehr notwendig.

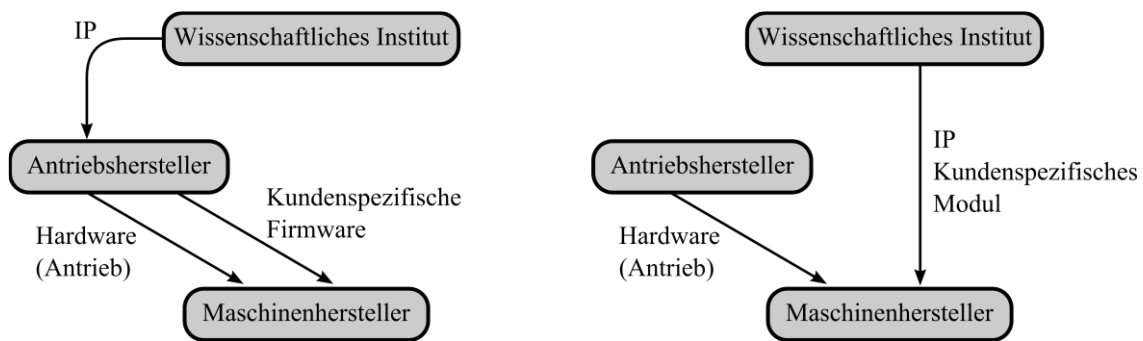


Abbildung 6.4: Mögliche Verkürzung der Entwicklungszeiten industrieller Antriebe durch Nutzung von Intellectual Property (IP) in Industrie PCs (IPC)

6.6 Feldbus Technologien

In der Automation besteht meist die Notwendigkeit, verschiedene Fertigungsprozesse miteinander zu koppeln. Die Steuerung und Überwachung des gesamten Systems mit integrierten Servoantrieben wird dabei oft von einer zentralen Einheit übernommen. In Abfüllanlagen für Getränke muss der Weitertransport der Flaschen mit dem Füllvorgang abgestimmt sein. Bei Industrierobotern wird die Bahnkurve des Werkzeugkopfes durch die Bewegungen der Einzelglieder des Roboterarmes bestimmt. Für diese und viele weitere Anwendungen ist immer eine mehr oder weniger koordinierte Bewegung mehrerer Antriebe in einem Gesamtsystem notwendig [7].

Im Folgenden werden zwei Antriebs-Kategorien mit unterschiedlichen Anforderungen an die Dynamik beschrieben.

a) Einzelachsenantriebe mit eher geringen Anforderungen an die Dynamik

Hier werden von dem elektrischen Antrieb Achsbewegungen verlangt, die keiner hochgenauen Synchronisation mit anderen Baugruppen bedürfen. In diesem Fall ist es üblich, dem Antrieb über den Feldbus sogenannte Fahrsätze zu senden (A nach B, B nach C, usw.). Für jeden Fahrsatz wird dann innerhalb des Antriebs eine Trajektorie generiert, aus der wiederum zyklisch die Positionssollwerte und die zugehörigen Vorsteuerwerte berechnet werden.

Weil die Fahrsätze nur in verhältnismäßig großen (zwischen zwei Trajektorien) und unregelmäßigen Zeitabständen übertragen werden müssen, ist für diese Anwendung keine besonders hohe Feldbusbandbreite notwendig. Der Einsatz des CAN-Busses wäre für diese Aufgabe zum Beispiel ausreichend. Er bietet Übertragungsraten bis 1 MBit/s [76].

b) Mehrachsenantriebe mit hoher Dynamik (Industrieroboter / Werkzeugmaschinen)

Bei Mehrachsenantrieben ist die Vorgabe von Fahrsätzen nicht mehr ausreichend, da die Positionen der einzelnen Achsen während der Achsbewegungen nicht ausreichend synchronisiert wären. Daraus resultierende Positionsfehler sind für viele Anwendungen nicht akzeptabel. Die Trajektorien der einzelnen Achsen werden deshalb in der Regel zentral in der Steuerung berechnet und über einen schnellen Feldbus an die einzelnen Antriebe übermittelt. Um Ressourcen zu sparen, kann die Übertragung der Trajektorien über den Feldbus dabei mit einer Abtastfrequenz f_{abus} , die unterhalb der Abtastfrequenz der Antriebsregelung f_a liegt,

erfolgen. Die Positionswollwerte und Vorsteuerwerte für die Regelung werden dann innerhalb der Antriebe aus der Trajektorie über eine Feininterpolation bestimmt.

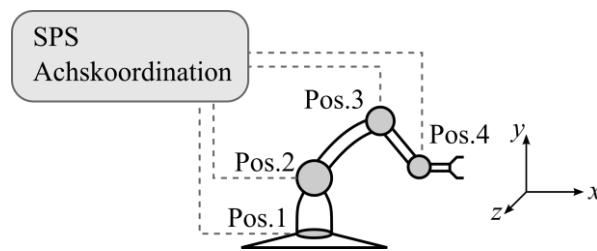


Abbildung 6.5: Beispiel von über eine zentrale Steuerung zu koordinierenden Antriebsachsen in einem industriellen Industrieroboter

Zur Gewährleistung der erreichbaren Bahngenauigkeit ist bei der Übertragung der Trajektorien über den Feldbus die Einhaltung harter Echtzeit zwingend erforderlich.

6.6.1 Historische Entwicklung von Feldbussen in der Antriebstechnik

Als noch keine ausreichend schnellen Feldbusse auf dem Markt verfügbar waren, wurden die Sollwerte und Vorsteuerwerte für die einzelnen Antriebsregelungen noch analog über eine zentrale Steuerung vorgegeben. Als Lagegeber wurden hauptsächlich digitale Encoder verwendet (zählen von „Strichen“), die noch keine hohe Genauigkeit erreichten. Sie wurden meist über eine RS485-Schnittstelle mit der zentralen Steuerung verbunden. Wenn eine höhere Auflösung der Istposition gefordert war, fanden erste Sinus-Cosinus-Encoder Verwendung. Die Auswertung der analogen Rückführsignale erfolgte dann über eine Arctan-Feininterpolation innerhalb der zentralen Steuerung.

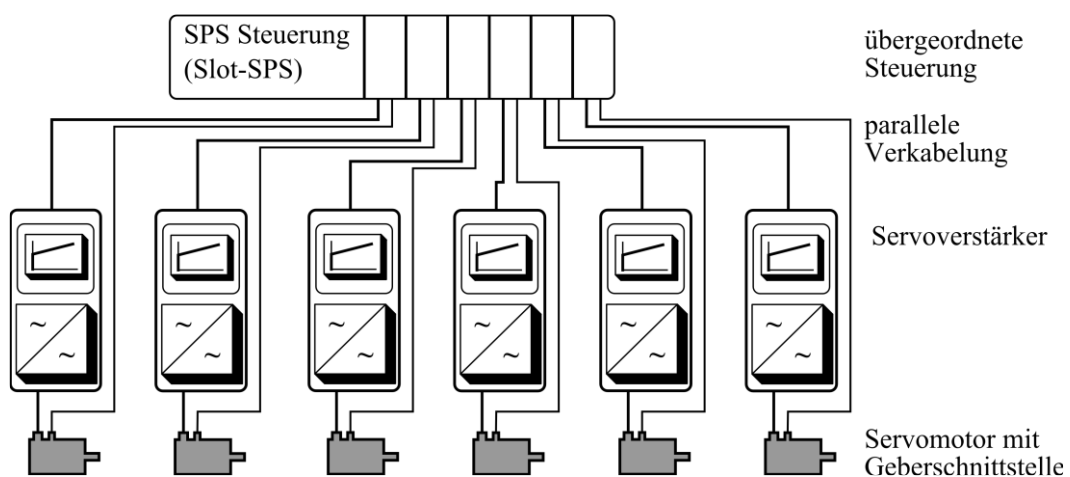


Abbildung 6.6: Aufbau eines Mehrachs Antriebssystems mit zentraler Steuerung in einer SPS und paralleler Verkabelung mit den Antriebsachsen

Wegen der analogen Übertragung der Signale waren diese Systeme auf kurze Übertragungswege beschränkt, so dass die Antriebe in der Nähe der zentralen Steuerung platziert werden sollten. Da alle Antriebe über separate Leitungen direkt mit der Steuerung verbunden waren, war der Verkabelungsaufwand zudem sehr hoch.

Mit der Entwicklung leistungsfähiger Feldbusse änderte sich dies. Die einzelnen Antriebe einer Anlage wurden nun über ein Netzwerk miteinander verbunden, über das der komplette Datentransfer für alle Teilnehmer seriell abgewickelt wird.

Der Verkabelungsaufwand wurde dadurch drastisch reduziert, was eine kompakte Bauweise der SPS/CNC ermöglichte und Kosten senkte.

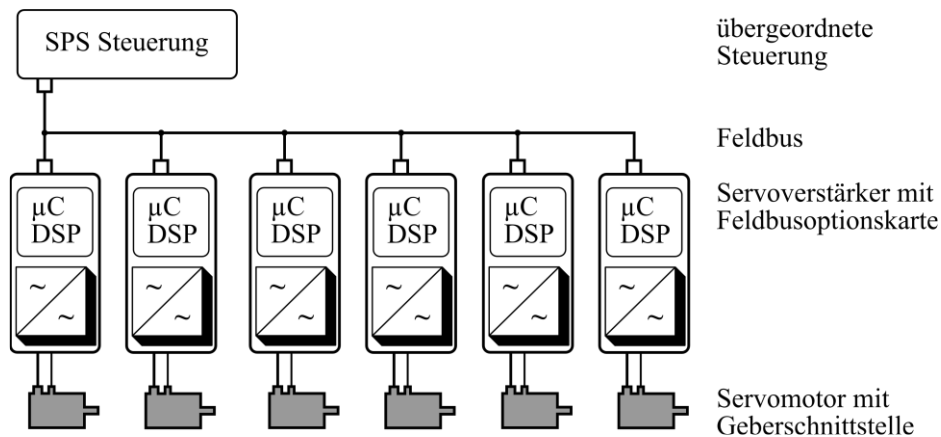


Abbildung 6.7: Aufbau eines Mehrachs-antriebssystems mit zentraler Steuerung in einer SPS und serieller Verkabelung über einen industriellen Feldbus

Grundsätzlich sind fast alle heute verwendeten Feldbusse Master-Slave Systeme. Da der Master alleine die Buszugriffsrechte vergibt, lassen sich Echtzeitbedingungen in solchen Systemen prinzipiell einfacher einhalten. Die einzelnen Bussysteme können sich in der Verteilung der Buszugriffsrechte und im Telegrammaufbau jedoch erheblich unterscheiden. Je nach Anwendungsgebiet und Zielsetzung sind die Stärken und Schwächen der einzelnen Systeme dabei sehr unterschiedlich. Ein Leistungsvergleich der Feldbussysteme ist daher immer an bestimmte Randbedingungen gebunden und hat deswegen nur eine bedingte Aussagekraft. Bei dynamischen Antriebssystemen müssen die Daten aller Busteilnehmer über den Feldbus in kurzen Zykluszeiten und unter strenger Einhaltung harter Echtzeit übertragen werden [7].

Der erste Feldbus, der Mitte der neunziger Jahre speziell für dynamische Mehrachs-Antriebssysteme entwickelt wurde, war SERCOS I [79]. Weil er speziell für die Anforderungen der Antriebstechnik entwickelt wurde, war er über Jahre hinweg „der“ Servofeldbus. Als Übertragungsmedium wurden hier zur besseren Unterdrückung von EMV-bedingten Störungen Lichtwellenleiter genutzt. Das SERCOS I-Profil wurde Ende der 90er durch SERCOS II und 2005 um das Ethernet basierte Profil SERCOS III erweitert. Im Jahr 2005 kam dann mit EtherCAT ein weiterer Feldbus auf den Markt, der seither in der elektrischen Antriebstechnik und auch in vielen weiteren Bereichen der Automatisierungstechnik einen hohen Stellenwert erlangte [77]. Der Grund der besonderen Eignung der Feldbusse SERCOS III und EtherCAT für dynamische Antriebsanwendungen liegt in der Verwendung von Summenrahmentelegrammen [7].

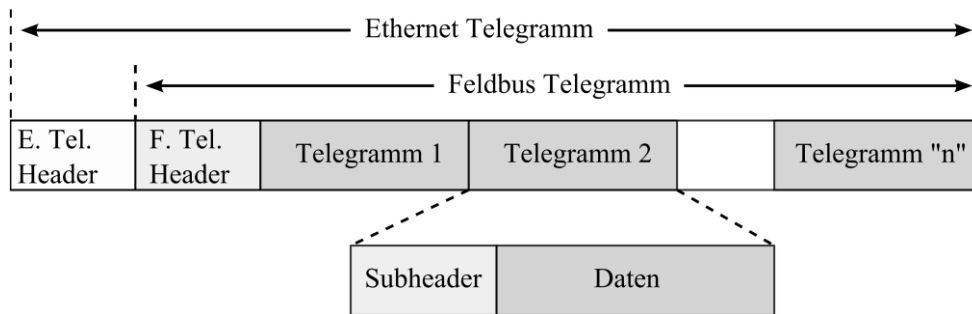


Abbildung 6.8: Vereinfachte Darstellung des Aufbaus eines Summenrahmentelegramms eingebettet in ein Standard Ethernet Telegramm (EtherCAT)

Dabei werden die Nutzdaten mehrerer Busteilnehmer in einem einzigen Feldbustelegramm verpackt, dem Summenrahmentelegramm. Das Summenrahmentelegramm wird zyklisch vom Master verschickt, durchläuft seriell alle Teilnehmer und wird danach wieder vom Master empfangen. Die Nutzdaten werden dabei während des Telegrammdurchlaufs „*on the fly*“ durch die Teilnehmer aktualisiert. Die daraus resultierende Durchlaufzeit pro Teilnehmer ist minimal (ca. 200 ns beim EtherCAT E-Bus) [77].

Die Topologie eines Bussystems mit Summenrahmen entspricht immer einem logischen Ring. Bei Verwendung von Busteilnehmern mit Verzweigungspunkten (Abbildung 6.9:) sind unter Beibehaltung der logischen Ringstruktur aber auch Baumstrukturen möglich [77].

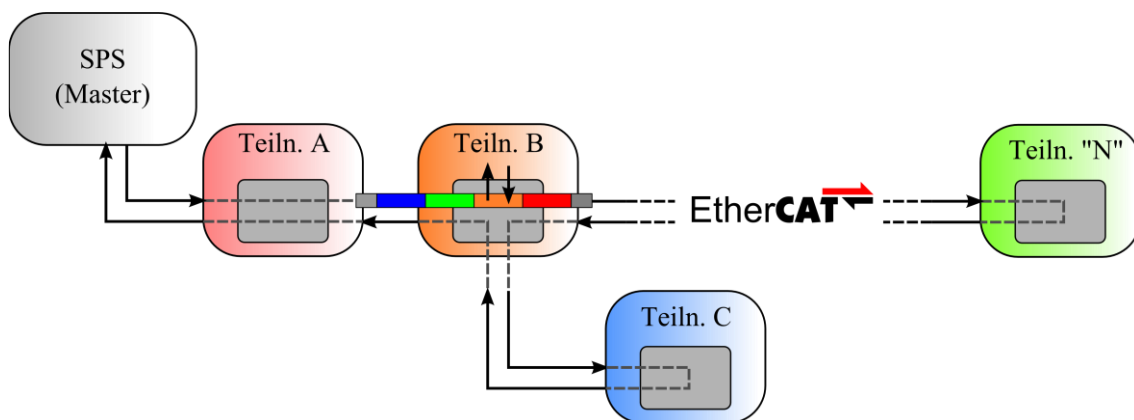


Abbildung 6.9: Aufbau eines EtherCAT-Feldbussystems in Sterntopologie

Durch die Ringstruktur in Verbindung mit dem Summenrahmentelegramm resultiert für alle Busteilnehmer die gleiche Buszykluszeit T_{abus} . Der Overhead ist wegen der Verwendung nur eines Ethernet Telegramms pro Zyklus relativ gering, wodurch sich ein effizientes Verhältnis von Nutzdaten zum Overhead ergibt. Im Folgenden sind einige Eigenschaften der Feldbusse SERCOS III und EtherCAT tabellarisch aufgeführt [77], [78], [79].

Tabelle 6.1: Gegenüberstellung der „Antriebsfeldbusse“ SERCOS III und EtherCAT [77], [78], [79]

Funktion	SERCOS III	EtherCAT
Übertragungsverfahren	Summenrahmen	Summenrahmen
Logische Topologie	Ring	Ring
Feldtopologie	Linie, Ring	Linie, Ring, Baum
Übertragungsrate	100 Mbit	100 Mbit
Hardwaresynchronisation	Ja	Ja
Sync Jitter Netzwerkweit	< 100 ns	< 1 μ s
Antriebsgeräteprofil	SERCOS	SERCOS over EtherCAT CAN over EtherCAT
minimale Zykluszeit T_{bus}	31,25 μ s	50 μ s
Aufteilung der Datenübertragung in Lese- und Schreibtelegramm	Ja immer	Wahlweise Ja bei „XFC“ (Beckhoff)
Systemleistung Antriebe Menge zyklischer Nutzdaten:	70 Achsen in 250 μs 12 Byte	100 Achsen in 100μs 8 Byte
Master-Master Kommunikation	Ja	Ja
Querkommunikation	Ja	in eine Richtung
Tunneln von Subprotokollen	Ja	Ja
Safety – Protokoll	CIP Safety on SERCOS	Safety over EtherCAT
Information	www.sercos.de	www.ethercat.org

6.6.2 Zeitgenaue Synchronisation

Um eine hohe Dynamik in Antrieben zu erreichen, die über einen Feldbus mit einer zentralen SPS miteinander kommunizieren, sind kurze Zykluszeiten des Feldbusses allein jedoch nicht ausreichend. Die zeitgenaue Synchronisation der Datenübertragung über den Feldbus mit der SPS-Task und der antriebsinternen Regelung in den einzelnen Busteilnehmern ist ebenso entscheidend [80].

Für das oben genannte Beispiel eines dynamischen Mehrachsantriebes für Robotik- oder Werkzeugmaschinenanwendungen „b)“ ist die Sollwertübertragung der Trajektorien von der SPS an einen Antrieb deshalb idealisiert dargestellt.

Zunächst wird innerhalb der SPS ein Interrupt generiert, nach dem in der SPS-internen Task die Sollwerte der zu übertragenden Trajektorie berechnet werden. Direkt im Anschluss erfolgt die Übertragung der Trajektorie über den Feldbus zum Antrieb. Innerhalb des Antriebes werden dann die Sollwerte und Vorsteuerwerte für die mit einer oft höheren Abtastfrequenz arbeitende Antriebsregelung über eine Feininterpolation ermittelt. Dies setzt voraus, dass die Berechnung der Algorithmen in der SPS-Task und die Datenübertragung über den Feldbus mit der gleichen Abtastfrequenz vollzogen werden und beide Aufgaben exakt miteinander synchronisiert sind ($T_{task} = T_{abus}$). Die Berechnungszeit der Algorithmen in der Task kann jedoch in realen Systemen nicht als konstant angenommen werden. Sie unterliegt in der Regel immer einem CPU-abhängigen Jitter. Auch das Versenden des Feldbustelegramms in

äquidistanten Abständen stellt in heutigen IPCs eine Herausforderung dar und ist teilweise nur mit spezieller Hardware realisierbar (SERCOS III).

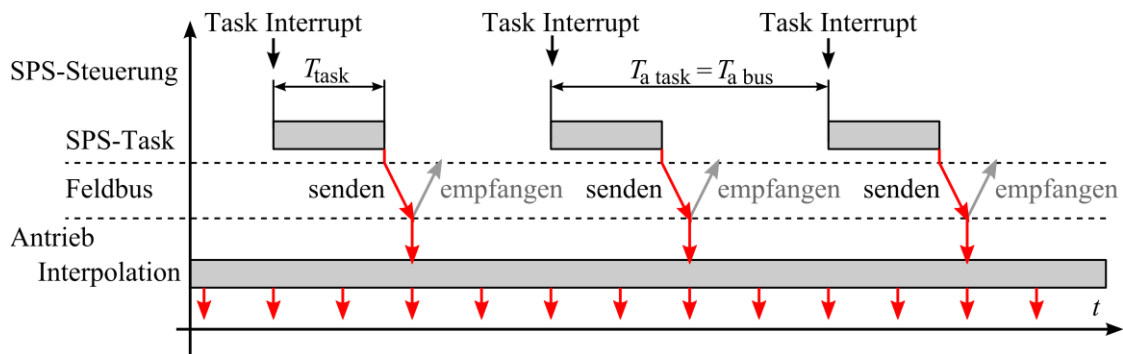


Abbildung 6.10: Zeitliche Synchronisation in einem Servoantriebssystem mit Trajektorienvorgabe über einen Feldbus. Sollwertfeininterpolation und Antriebsregelung sind traditionell innerhalb des Servoantriebes realisiert.

Beim Feldbus EtherCAT erfolgt die Synchronisation wegen der genannten Hürden über eine alternative Technologie, die den Namen Distributed Clocks (DC) trägt [77], [78]. Dies bedeutet so viel wie „verteilte Uhren“. Alle zu synchronisierenden Teilnehmer (mit DC) erzeugen den Synchronisationstakt (Sync.) teilnehmerintern selbst. Die Takte in den einzelnen Teilnehmern (die verteilten Uhren) werden dabei über die Durchlaufzeit des Telegramms durch das Feldbusssystem miteinander abgeglichen. Innerhalb eines FPGAs oder ASICs ist die hochgenaue Erzeugung eines Taktes einfacher realisierbar als über das interruptgesteuerte Versenden eines Ethernet Telegramms mit einer CPU eines IPCs. Aus diesem Grund wird der Referenztakt des Systems durch den ersten DC Teilnehmer hinter dem IPC dem Master vorgegeben.

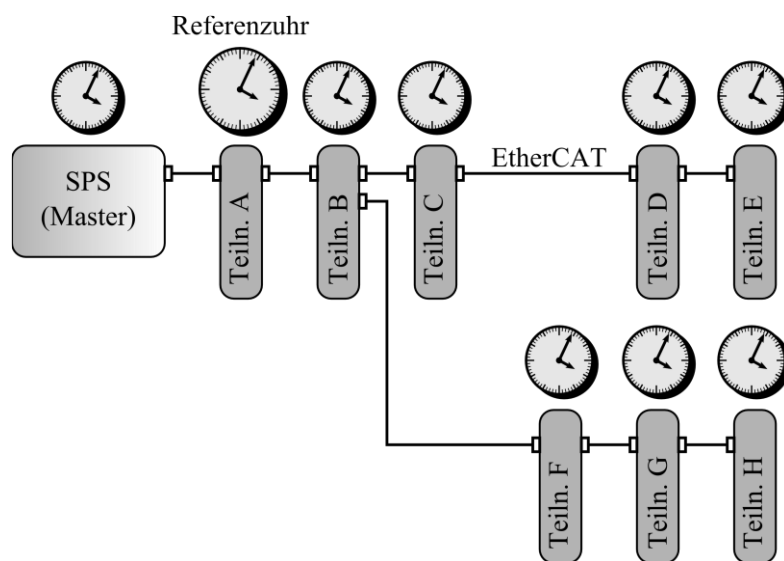


Abbildung 6.11: Zeitliche Synchronisation der Teilnehmer in einem EtherCAT Feldbusssystem über „Distributed Clocks“ (DC) [77]

Die Synchronisationsgenauigkeit aller Teilnehmer liegt dabei im gesamten System deutlich unter $1 \mu\text{s}$. Durch den Synchronisationstakt ist das hochgenaue Versenden des Feldbustelegramms nicht zwingend erforderlich und ein gewisser Jitter des Feldbustelegramms kann zugelassen werden. Die Übertragungsdaten werden dazu im Antrieb zunächst in einem Dual Port RAM (DPRAM) zwischengespeichert. Der Datenaustausch mit der Antriebsregelung erfolgt in exakten äquidistanten Abständen zeitgenau getriggert mit dem Sync-Signal.

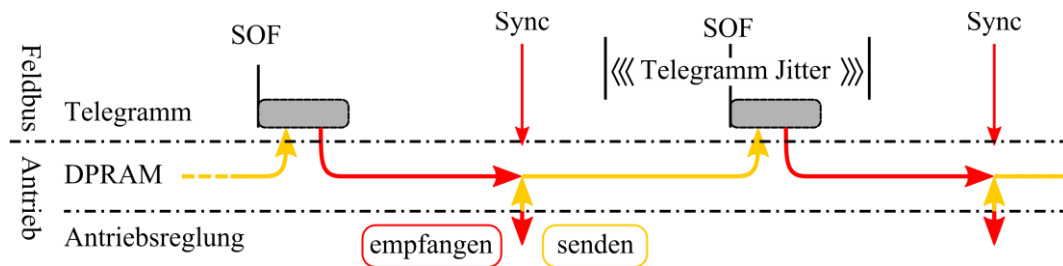


Abbildung 6.12: Zeitliche Lage des Sync-Signals relativ zum Durchlauf des EtherCAT Telegramms innerhalb eines Teilnehmers (Antrieb) und Austausch der Prozessdaten innerhalb des Teilnehmers mit dem Sync-Impuls

6.6.3 Schließen von Antriebsregelkreisen über Feldbusse

Durch die Möglichkeit, verschiedene Busteilnehmer exakt untereinander und mit der zentralen Steuerung zu synchronisieren, können Antriebsregelkreise auch innerhalb der zentralen Steuerung über den Feldbus geschlossen werden, da im gesamten System die gleiche Zeitbasis vorliegt [58], [80].

Hierzu müssen die Istwerte zunächst über den Feldbus eingelesen werden. Anschließend erfolgt die Berechnung der Sollwerte in der SPS und deren Übergabe an die Teilnehmer über den Feldbus. Die zeitliche Dauer dieses Vorgangs fließt als Verzögerungszeit in den in der SPS geschlossenen Regelkreis ein und begrenzt die erreichbare Bandbreite der Regelung.

Um die Dynamik der Regelung auf einem hohen Niveau zu halten, ist deshalb eine hohe Feldbusbandbreite bei exakter Synchronisation der Datenübergabe mit der SPS-Task notwendig.

Beim EtherCAT Feldbus kann das Summenrahmentelegramm in ein Lese- und ein Schreibtelegramm aufgeteilt werden (Beckhoff XFC) [80]. Dabei werden die Istwerte der einzelnen Teilnehmer zunächst durch ein Lesetelegramm abgeholt. Zeitlich trifft das Lesetelegramm kurz vor Beginn der neuen SPS-Task in der SPS-Steuerung ein. Im direkten Anschluss an die Regelalgorithmenberechnung in der SPS-Task werden die Sollwerte durch das Schreibtelegramm wieder an die Teilnehmer verschickt.

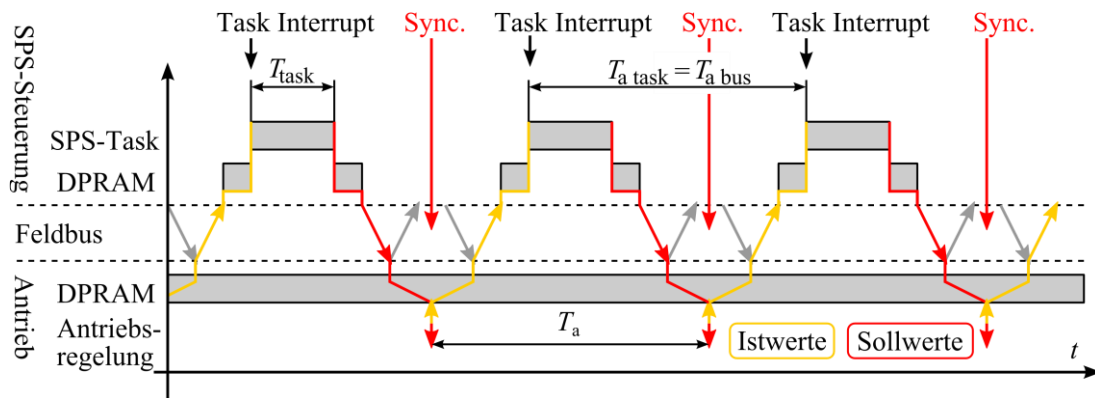


Abbildung 6.13: Zeitliche Synchronisation eines Servoantriebssystems über Distributed Clocks, in dem ein Teil der Regelkreise über den Feldbus EtherCAT (Beckhoff XFC) in einem Industrie-PC geschlossen wird

Die Synchronisation der Ist- und Sollwerte in den Antrieben durch den Sync-Impuls erfolgt zwischen Schreib- und Lesetelegramm. Die effektive Verzögerung durch die Übertragung der Daten über den Feldbus und die Berechnung der Algorithmen in der SPS beträgt mit dieser Methode nur einen Abtastzyklus $T_{a \text{ bus}}$. Wenn nur ein Telegramm für den gemeinsamen Lese – und Schreibzugriff genutzt wird, verdoppelt sich die effektive Verzögerung auf zwei Abtastzyklen ($2T_{a \text{ bus}}$).

7 Stromerfassung

7.1 Methoden der Strommessung

Der Motorstrom stellt sich nach Gleichung (3.18) über die elektrische Motorzeitkonstante T_e (Gleichung (3.14)) abzüglich der Beeinflussung durch die induzierte Gegenspannung ein. Durch die Pulsbreitenmodulation [Kap.4.3.1], die regelungstechnisch einem Abtasthalteglied entspricht [Kap.8.1], ergibt sich ein rippelbehafteter Stromverlauf [Kap.4.1]. Es wird dabei vorausgesetzt, dass die Motorzeitkonstante im Verhältnis zur Abtastzeit so groß ist, dass der resultierende Statorstrom i_s innerhalb einer Abtastperiode näherungsweise einer reinen Integration über die pulsbreitenmodulierte Statorspannung u_s entspricht [Kap.4.1]. Die Motorzeitkonstante wirkt dabei für die Stromerfassung schon als Tiefpassfilter. Hochfrequente, durch Störeinkopplungen bedingte Anteile (z.B. durch das Schalten der Leistungshalbleiter hervorgerufen), sind dadurch in der Amplitude gedämpft.

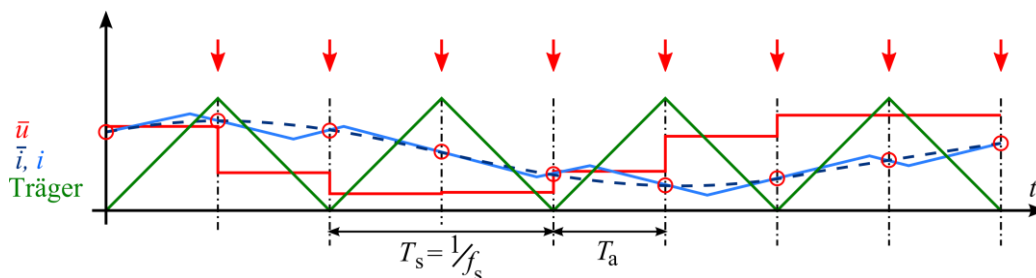


Abbildung 7.1: Beispielhafte Darstellung von Trägersignal und abgetastetem Referenzsignal sowie resultierender Stromverlauf einer einphasigen PWM

Beispielhaft ist der resultierende Stromverlauf in Abbildung 7.1 für eine einphasige PWM dargestellt. Der rippelbehaftete Stromverlauf lässt sich in einen gewünschten Verlauf, der einem Gleichanteil entspricht, und den Rippel, der einen reinen Wechselanteil repräsentiert, zerlegen.

In der Rückführgröße für den Stromregelkreis muss der Stromrippel, um Aliasing-Effekte zu verhindern, unterdrückt werden. In der Nachrichtentechnik werden solche hochfrequenten Anteile meist über einen Anti-Aliasing-Filter gesperrt. In der Antriebsregelung verursachen solche Anti-Aliasing-Filter eine erhebliche Phasenverschiebung und verringern die Phasenreserve des Regelkreises. Deshalb werden heute statt des Anti-Aliasing-Filters alternativ zwei unterschiedliche Methoden verwendet:

1. Synchrones Abtasten

Der rippelbehaftete Stromverlauf wird exakt an den Umkehrpunkten des Dreiecksignals der PWM abgetastet. [47]. Durch die synchrone Abtastung des Stromes zur Schaltfrequenz wird der Stromrippel effizient und ohne zusätzliche Verzögerung unterdrückt. Allerdings sind durch das Schalten der Endstufe bedingte Störungen bei Nutzung dieser Methode vollständig im Nutzsignal enthalten und werden üblicherweise über einen dem ADC vorgeschalteten Filter erster Ordnung mit ca. 10 μ s Zeitkonstante entfernt [Kap.7].

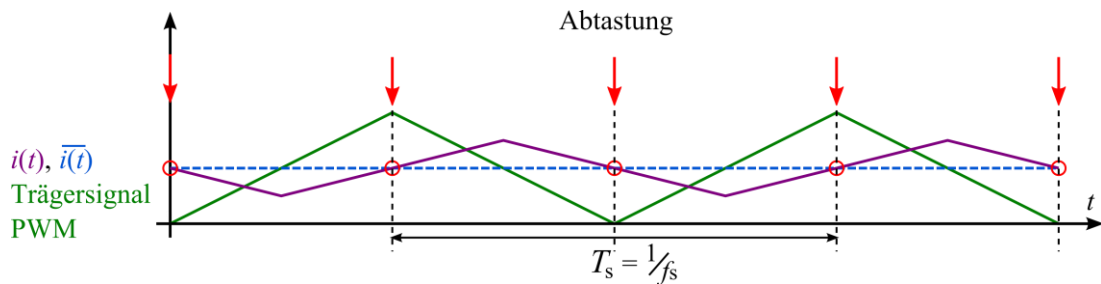


Abbildung 7.2: Vermeidung von Aliasing durch synchrone Abtastung exakt an den Umkehrpunkten des Dreiecksignals der PWM

2. Integration über eine PWM Periode

Durch die Integration über eine Periode des Trägersignals der PWM werden durch Aliasing bedingte Störungen, wie insbesondere Fehler im Gleichanteil und das Rauschen, effektiv unterdrückt. In der Praxis wird diese Integration durch die Summierung vieler AD-Wandlungen mit hoher Abtastrate realisiert. Diese Technik wird Überabtastung genannt. Die über die Integration bedingte Mittelwertbindung über eine Periode des Trägersignals der PWM bewirkt jedoch regelungstechnisch eine zusätzliche Totzeit von einer halben PWM-Periode. Wegen der notwendigen Überabtastung des Stromistwertes findet diese Methode vor allem in Antrieben großer Leistung mit niedriger PWM-Frequenz, wie z.B. bei Bahnantrieben, Verwendung.

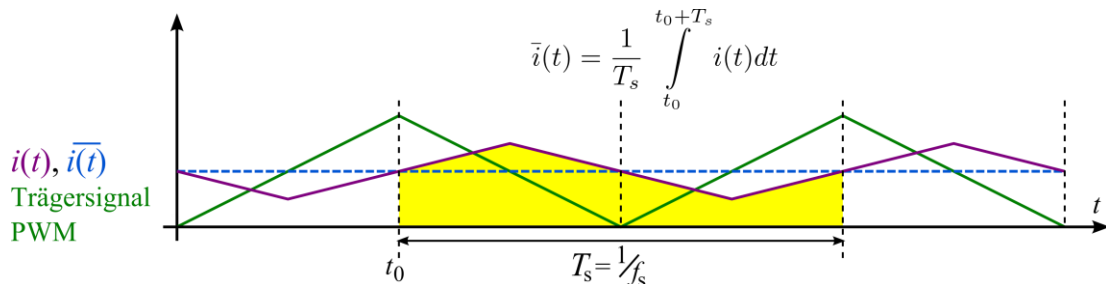


Abbildung 7.3: Vermeidung von Aliasing durch Integration über eine Periode des Trägersignals der PWM

7.2 Stand der Technik

Die Qualität der Stromerfassung ist für Servoregler von zentraler Bedeutung. Zum einen wird der Stromistwert hochaufgelöst, verzögerungsfrei und digital als Rückführgröße für den Stromregler benötigt. Weiterhin müssen Überströme durch die Stromerfassung rechtzeitig erkannt werden, so dass die Leistungshalbleiter abgeschaltet werden können, bevor sie durch Überhitzung zerstört werden. Für die unterschiedlichen Anforderungen beider Aufgaben ist es üblich, zwei getrennte Kanäle zur Stromerfassung mit separaten EMV-Filtern zu verwenden. Zum Schutz vor berührungsgefährlichen Spannungen wird zusätzlich in beiden Kanälen der Stromerfassung meist eine Potentialtrennung vorgesehen. Wegen der notwendigen Potentialtrennung erfolgt die Umwandlung der Phasenströme in eine für Analog-Digital-Wandler (ADC) auswertbare analoge Spannung meist über kompensierende Hall-Sensoren [25].

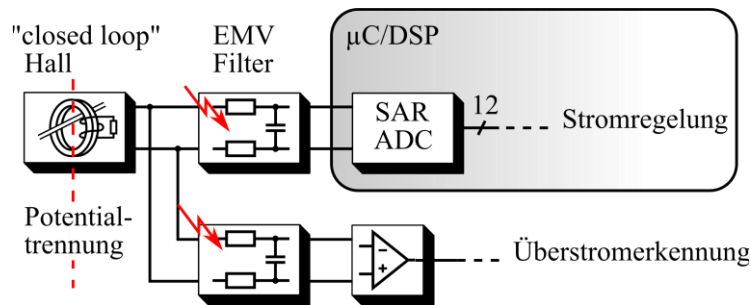


Abbildung 7.4: Getrennte Stromerfassung für Stromregelung und Überstromerkennung in einem Standard Servoantrieb nach dem Stand der Technik [23]

Die zu den Phasenströmen proportionalen analogen Spannungen werden üblicherweise über sukzessiv approximierende Analog-Digital-Wandler (SAR ADC) erfasst [24].

Die gewonnenen digitalen Datenworte dienen nach Clark- und inverser Parktransformation im Stromregelkreis als Rückführsignale. Bei diesem Messverfahren werden die Augenblickswerte der analogen Eingangssignale zunächst mit Abtast-Halteschaltungen (A&H) abgetastet.

Der jeweils über eine A&H Schaltung „eingefrorene“ Augenblickswert wird anschließend sukzessiv in ein digitales Datenwort gewandelt. Die Wandlung erfolgt dabei seriell, beginnend mit dem „Most Significant Bit“ (MSB) bis zum „Least Significant Bit“ (LSB). Die SAR-ADCs sind dabei in den genutzten $\mu\text{Cs/DSPs}$ integriert. Für Motor Control Anwendungen werden meist in 12 Bit auflösende Wandler genutzt, die eine effektive Genauigkeit von ca. 10 Bit bieten [24]. Aus Kostengründen sind üblicherweise nur wenige SAR-ADCs im $\mu\text{C/DSP}$ integriert. Durch das Multiplexen mehrerer A&H-Kanäle können jedoch mit einem SAR-ADC sequentiell mehrere Analogsignale gewandelt werden. Die Wandlungsgeschwindigkeit hängt dabei von den SAR-ADCs selbst und der Anzahl der gemultiplexten A&H-Kanäle ab. Die in heutigen ADCs implementierten SAR-Wandler erreichen auch bei Nutzung mehrerer A&H-Kanäle Wandlungszeiten unter $4 \mu\text{s}$ [24].

EMV-Filter

EMV bedingte Störungen treten in Servoverstärkern hauptsächlich durch die schnellen Schaltvorgänge der Leistungshalbleiter auf. Die schnellen Spannungsänderungen verursachen durch kapazitive Kopplung unerwünschte Ströme in den abgeschirmten Motorkabeln.

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} \quad (7.1)$$

Im analogen Teil der Signalerfassung können die zu messenden Signale dadurch massiv beeinflusst werden. Eine ausreichende Filterung der EMV bedingten Störungen ist deshalb unerlässlich. Die Auslegung der EMV-Filter ist immer ein Kompromiss. Eine ausreichend große Filterzeitkonstante führt zur effektiven Unterdrückung der EMV-Störungen. Andererseits verursacht die durch den EMV-Filter bedingte Verzögerung der Rückführgröße eine Verringerung der Phasenreserve im Stromregelkreis, die möglichst klein gehalten werden muss. Da die zu messenden Signale in den SAR-Wandlern jeweils vor der sukzessiven Wandlung in ein digitales Datenwort analog abgetastet werden, muss der EMV-Filter vor der Abtastschaltung implementiert werden. Der EMV-Filter ist dabei meist als RC -Glied auf der

Leiterkarte implementiert. Wegen der Signalabtastung an den Umkehrpunkten des Trägersignals ist zudem automatisch gewährleistet, dass der Strom nie während eines Schaltvorgangs abgetastet wird.

Für die Filterzeitkonstante T_{EMV} der Phasenstromerkennung wird üblicherweise ein Erfahrungswert von ca. $10 \mu\text{s}$ verwendet. Die damit erfassbare Bandbreite des Stromes entspricht recht genau der Abtastfrequenz ($f_a = 16 \text{ kHz}$) der Antriebsregelung bei einer üblichen PWM-Frequenz von 8 kHz .

$$f_{\text{BW}_{\text{max},i}} = \frac{1}{2\pi \cdot T_{EMV}} \quad (7.2)$$

Für die Überstromerfassung ist die zyklische Abtastung mit der Abtastfrequenz (z.B. $f_a = 16 \text{ kHz}$) wegen der durch die Leistungshalbleiter vorgegebenen konstanten Überstromtragfähigkeit zu langsam. Die Überstromerfassung wird daher meist in Hardware, z.B. über eine Komparatorschaltung realisiert. Unter Berücksichtigung einer ausreichenden Sicherheit ist dabei keine hochgenaue Messung erforderlich. Deshalb ist für diesen Zweck eine Genauigkeit von ca. 8 Bit ausreichend.

Die Filterzeitkonstante der Überstromerfassung ergibt sich aus der maximal zulässigen Abschaltzeit der Leistungshalbleiter im Kurzschlussfall. Bei heutigen in der Industrie verwendeten IGBT-Modulen beträgt diese maximal $10 \mu\text{s}$ [28]. Daraus resultiert für den EMV-Filter der Überstromerfassung eine Zeitkonstante von $\tau \leq 2 \mu\text{s}$ ($5 \tau > 10 \mu\text{s}$). Der EMV-Filter ist analog zur Phasenstromerfassung über ein RC -Glied mit einer Zeitkonstante von ca. $2 \mu\text{s}$ aufgebaut. Zusätzlich kann auch die bandbegrenzende Wirkung der Stromwandler mit berücksichtigt werden.

Stromerfassung über kompensierende Hall-Sensoren

In μC -basierten Antriebsreglern werden zur Messung der Phasenströme wegen der prinzipbedingten Potentialtrennung meist stromkompensierende „closed loop“-Hall-Sensoren verwendet [25]. Ihr Aufbau entspricht dem eines Transformators mit Luftspalt im Eisenkreis. Die Primärwicklung führt den zu messenden Phasenstrom des Antriebes. Der zum Primärstrom proportionale analoge Ausgangsstrom wird über einen Messshunt geführt, der im Sekundärkreis liegt. Der magnetische Fluss im Luftspalt wird dabei von einem Hall-Sensor gemessen und über eine Operationsverstärkerschaltung auf „Null“ geregelt. Dynamische, schnelle Stromänderungen führen über den Transformatoreffekt direkt zu einer Beeinflussung der Shuntspannung.

Gängige, in heutigen Servoverstärkern eingesetzte Hall-Sensoren besitzen eine Genauigkeit von ca. 1% bei einer Grenzfrequenz von ca. $50\text{-}100 \text{ kHz}$ [25]. Die Hallsensoren besitzen zusätzlich oft einen erheblichen Signaloffset, der die Genauigkeit der Signalerfassung in Verbindung mit einer Offsetdrift negativ beeinflusst.

Stromerfassung über Shunt Widerstände

Alternativ zu den „closed loop“-Hall-Sensoren können zur Stromerfassung auch Shunt-Widerstände verwendet werden. Wegen des über den Shunts auftretenden Spannungsabfalls und der damit verbundenen Verlustleistung ist diese Methode jedoch eher für Umrichter kleiner bis mittlerer Leistung interessant. Die Shunts nehmen zu den im Vergleich großen Hall-Wandlern wesentlich weniger Raum auf der Platine ein, wodurch eine kompaktere

Bauweise ermöglicht wird. Die AD-Wandlung erfolgt auf der Leistungsseite. Eine Übertragung des Datenwortes über parallel angeordnete Optokoppler ist aus Platz- und Kostengründen unwirtschaftlich. Eine serielle Übertragung nimmt ein Vielfaches an Zeit in Anspruch. Deshalb hat sich bei der Nutzung von Shunts zur Stromerfassung in elektrischen Antrieben der Einsatz von $\Delta\Sigma$ -Modulatoren in Verbindung mit Optokopplern und Dezimierungsfiltren durchgesetzt [22]. Wenn der $\Delta\Sigma$ -Modulator auf der Platine direkt neben dem Shunt platziert wird, können EMV-Störungen prinzipbedingt kaum noch das Messsignal verfälschen.

Zeitlicher Ablauf der Stromerfassung

Der Ablauf der Stromerfassung ist in Abbildung 7.5 dargestellt. Da prinzipbedingt von der PWM zweimal pro Trägersignalperiode neue Sollwerte übernommen werden, wird auch die Signalabtastung der Stromistwerte und die Berechnung der Regelalgorithmen in der Interrupt Service Routine (ISR) zweimal pro Trägersignalperiode ausgeführt. Der durch die PWM bedingte Stromrippel soll das Ergebnis der Stromerfassung nicht verfälschen. Ein für diesen Zweck implementierter Anti-Aliasing-Filter würde eine erhebliche Phasenverschiebung verursachen, die für dynamische Servoantriebe nicht akzeptabel wäre. Wenn die PWM-Frequenz klein gegenüber der Motorzeitkonstanten (L_s/R_s) ist, besitzt der Stromistwert an den Umkehrpunkten der PWM prinzipbedingt keinen Gleichspannungsoffset [47]. Die Abtastung des Stromistwertes durch den SAR ADC erfolgt deshalb jeweils synchron zu diesen Zeitpunkten [Kap.7.1]. Anschließend findet im $\mu\text{C/DSP}$ die Berechnung der Regelalgorithmen statt.

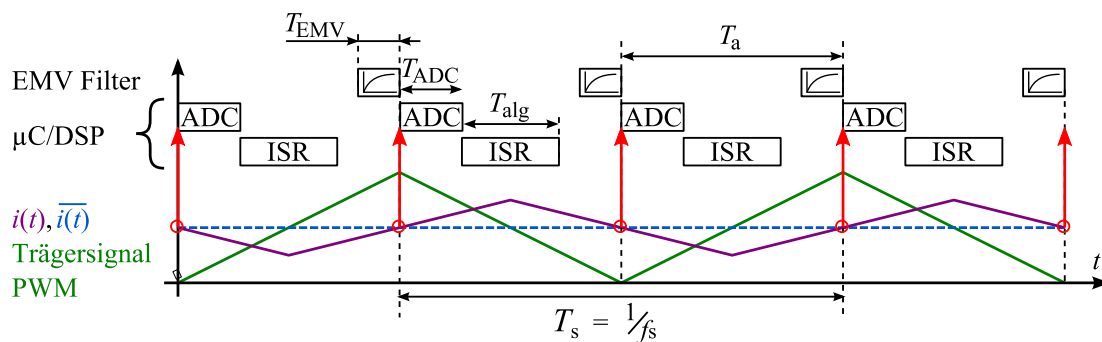


Abbildung 7.5: Synchronisation der Stromerfassung in einem Standard Servoantrieb mit den Umkehrpunkten des Trägersignals der Pulsbreitenmodulation (PWM)

7.3 Signalerfassung über $\Delta\Sigma$ -Modulatoren und Sinc³-Filter

Durch den Einsatz paralleler Datenverarbeitung mit Hilfe von FPGAs bietet sich eine alternative Methode zur Phasenstromerfassung über $\Delta\Sigma$ -Modulatoren und Dezimierungsfiltren an. Die Messung eines Analogsignals über einen $\Delta\Sigma$ -Modulator erfolgt dabei in zwei Schritten. Zunächst wird das analoge Eingangssignal durch den $\Delta\Sigma$ -Modulator in einen ein Bit breiten Datenstrom der Frequenz $f_{\Delta\Sigma}$ umgewandelt. Die Anzahl der Nullen und Einsen des vom Modulator generierten Datenstromes verändert sich dabei im Messbereich proportional zu seiner analogen Eingangsspannung.

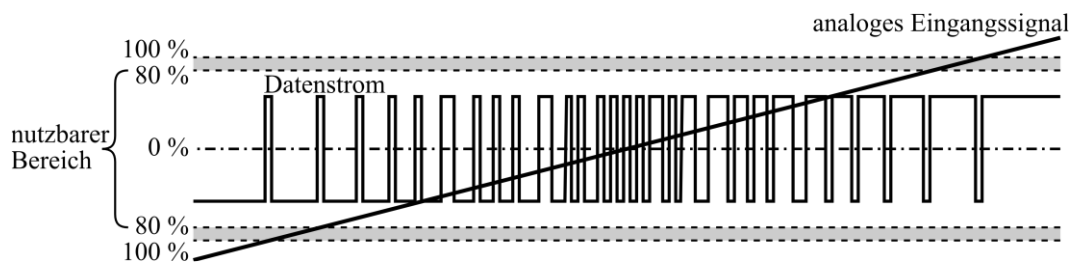


Abbildung 7.6: Darstellung des analogen Eingangssignals eines $\Delta\Sigma$ -Modulators und dem entsprechenden ein Bit breiten Datenstrom

Die Umsetzung des Datenstromes in ein digitales Datenwort erfolgt anschließend über einen digitalen Dezimierungsfiler [14]. Damit jedes Bit des Datenstromes einzeln in die Wandlung eingeht, wird der Datenstrom vom Dezimierungsfiler synchron (A&H) mit der Modulatorfrequenz abgetastet. Aus diesem Grund muss der Modulortakt des $\Delta\Sigma$ -Modulators entweder mit dem Datenstrom zum Dezimierungsfiler übertragen werden oder bei alleiniger Übertragung des Datenstroms aus ihm regeneriert werden.

7.3.1 $\Delta\Sigma$ -Modulator

Der $\Delta\Sigma$ -Modulator besteht gewöhnlich aus einem „Charge Balancing“ AD-Wandler mit einem oder mehreren Integratoren, wobei die Anzahl der Integratoren die Ordnung des Modulators angibt. Abbildung 7.7 zeigt einen $\Delta\Sigma$ -Modulator zweiter Ordnung [14].

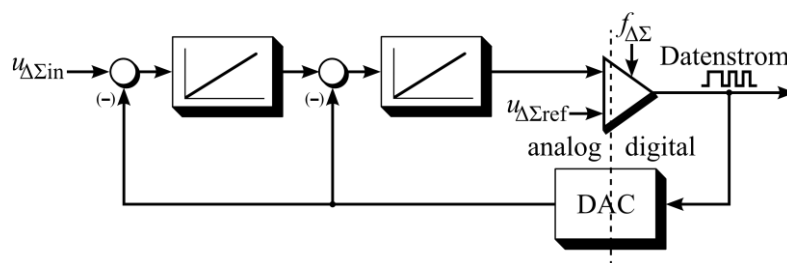


Abbildung 7.7: Blockschaltbild eines $\Delta\Sigma$ -Modulators 2. Ordnung, [14]

Das analoge Eingangssignal wird doppelt integriert und mit einem mit der Modulatorfrequenz $f_{\Delta\Sigma}$ getakteten Komparator verglichen (Ein-Bit-Quantisierer), wodurch der digitale Datenstrom generiert wird. Dieser wird über einen Ein-Bit-Digital-Analog-Wandler (DAC) in ein Analogsignal zurückgewandelt, welches über Subtrahierer auf die Integratoren zurückgeführt wird.

Der erzeugte Datenstrom ist durch den Ein-Bit-Quantisierer mit dem Quantisierungsrauschen $Q_{\Sigma\Delta}(f)$ behaftet, das später mit einem digitalen Filter wieder entfernt werden muss [14].

$$Q_{\Sigma\Delta}(f) = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12 \cdot f_{\Delta\Sigma}}} \cdot \left(2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot f}{f_{\Delta\Sigma}}\right) \right)^k \quad (7.3)$$

Die Nachlaufreglerstruktur mit Rückführung des Datenstromes über die Integratoren bewirkt eine Rauschformung (Noise Shaping), welche die Rauschenergie in Richtung höherer

Frequenzen verschiebt [16]. Die Qualität der Rauschformung steigt mit der Ordnung des Modulators an.

Für positive und negative Eingangssignale nahe der Vollaussteuerung steigt das Rauschen des Modulators stark an [21]. Aus diesem Grund sollte nur ca. 80% des Eingangsspannungsbereichs genutzt werden.

7.3.2 Sinc³ - Filter

Anschaulich entspricht die Filterung des Datenstromes mit einem Dezimierungsfiler einer gewichteten Mittelwertbildung über dem Messzeitraum, wobei das Messergebnis je nach Parametrierung des Filters mehr oder weniger stark gefiltert ist. Mathematisch wird das Ausgangsdatenwort $f_{\text{dat}}(k \cdot T_{\Delta\Sigma})$ des Filters über die Faltung des Ein-Bit-Datenstromes $u_{\Delta\Sigma\text{dat}}(k \cdot T_{\Delta\Sigma})$ mit der Gewichtsfunktion $h_{\text{Filter}}(k \cdot T_{\Delta\Sigma})$ des Filters gebildet ($T_{\Delta\Sigma} = 1/f_{\Delta\Sigma}$).

$$f_{\text{dat}}(k \cdot T_{\Delta\Sigma}) = \sum_{i=0}^{3M} u_{\Delta\Sigma\text{dat}}(i \cdot T_{\Delta\Sigma}) \cdot h_{\text{Filter}}((k - i) \cdot T_{\Delta\Sigma}) \quad (7.4)$$

Die Gewichtsfunktion entspricht mathematisch der Transformierten der Filterübertragungsfunktion $H_{\text{Filter}}(z)$ in den Zeitbereich [45].

Ein sehr einfacher digitaler Dezimierungsfiler mit minimaler Anzahl notwendiger Logikelemente im Vergleich zu seiner Leistungsfähigkeit ist der Sinc^k-Filter [17]. Vereinfacht lässt sich ein Sinc^k-Filter durch (k) aufeinander folgende Integratoren, einen Abtaster und (k) aufeinander folgende Differentiationen nach Abbildung 7.8 beschreiben.

Wandlungsgenauigkeit, Wandlungsdauer und Logikkatterverbrauch steigen dabei mit der Ordnung des Filters (k). Weiterhin sollte die Ordnung (k) des Filters für eine effiziente Unterdrückung des Quantisierungsrauschens um eins höher sein als die Ordnung des verwendeten $\Delta\Sigma$ -Modulators [14], [17]. Im Vergleich zu anderen digitalen Filtern bietet der Sinc³-Filter unter Verwendung eines $\Delta\Sigma$ -Modulators zweiter Ordnung das beste Verhältnis zwischen Filterleistung und notwendigen Logikkattern zu seiner Implementierung [17].

In heutigen für Motor Control Anwendungen angebotenen ICs sind meist $\Delta\Sigma$ -Modulatoren zweiter Ordnung mit Modulatorfrequenzen von 10-20 MHz integriert [1], [22]. Die Dezimierung des Datenstromes erfolgt über einen Sinc³-Filter.

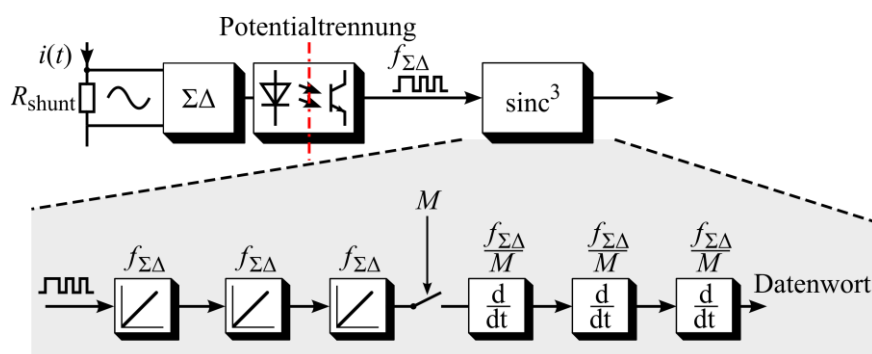


Abbildung 7.8: Blockschaltbild der Stromerfassung mit einem Shunt-Widerstand und Nutzung von $\Delta\Sigma$ -Modulator und Sinc³-Filter als Dezimierungsfiler

Wegen der Filtereigenschaft des Dezimierungsfilters ist kein vorgeschalteter, analoger EMV-Filter mehr erforderlich. Die Funktion des EMV-Filters wird durch den Dezimierungsfiler selbst erfüllt.

Die z-Übertragungsfunktion eines Sinc³-Filters ist durch Gleichung (7.5) definiert [17].

$$H_{\text{sinc}^3}(z) = \left(\frac{1}{M} \cdot \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \right)^3 \quad (7.5)$$

Im diskreten Zeitbereich wird der Ein-Bit-Datenstrom des $\Delta\Sigma$ -Modulators vom Sinc³-Filter zunächst mit der Modulatorfrequenz $f_{\Delta\Sigma}$ synchron abgetastet und anschließend dreifach integriert. Durch die digitale Abtastung (A&H) und die dreimalige Differentiation mit der um die Dezimierungsrate M niedrigeren Ausgangsfrequenz $f_{\text{sinc}^3\text{u}}$ ergibt sich das digitale Datenwort am Filterausgang.

$$f_{\text{sinc}^3\text{u}} = \frac{f_{\Delta\Sigma}}{M} \quad (7.6)$$

Wegen der um die Dezimierungsrate M höheren Eingangsfrequenz wird die Nyquistfrequenz in Bezug auf die Ausgangsfrequenz $f_{\text{sinc}^3\text{u}}$ um M heraufgesetzt. M wird deshalb auch als Überabtastrate (OSR = **O**versampling **R**atio) bezeichnet. Die Wahl der Dezimierungsrate M unterliegt bei der Implementierung einer Filterstufe einem Kompromiss, da eine höhere Wandlungsgenauigkeit im Gegenzug durch eine niedrigere Wandlungsgeschwindigkeit erkaufte wird.

Die vollständige Signalverzögerungszeit $T_{\Delta\Sigma m}$ des Filters kann anschaulich über die Aufnahme der Sprungantwort gezeigt werden (Abbildung 7.9). Wegen der dreifachen Differentiation vergehen drei Zyklen des Ausgangstaktes ($T_{\text{sinc}^3\text{u}} = 1/f_{\text{sinc}^3\text{u}}$) bis der Wert des Ausgangsdatenwortes dem Wert der Eingangsgröße entspricht. Für die Betrachtung im Stromregelkreis als regelungstechnisches Element ist jedoch die effektive Filterzeitkonstante T_{sinc^3} und nicht die absolute Wandlungszeit relevant. Die Filterzeitkonstante T_{sinc^3} lässt sich durch die Umstellung der Übertragungsfunktion $H_{\text{Sinc}^3}(z)$ in den Frequenzbereich bestimmen.

Mit ($z = e^{j\omega T_{\Delta\Sigma}}$) und ($T_{\Delta\Sigma} = 1/f_{\Delta\Sigma}$) ergibt sich Gleichung (7.7).

$$H_{\text{sinc}^3}(j\omega) = \underbrace{\left(\frac{1}{M} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega \cdot M}{2f_{\Delta\Sigma}}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2f_{\Delta\Sigma}}\right)} \right)^3}_{\text{Term Amplitudengang}} \cdot \underbrace{e^{j\omega 3\left(\frac{M-1}{2f_{\Delta\Sigma}}\right)}}_{\text{Term Phasengang}} \quad (7.7)$$

Die durch den Sinc³-Filter hervorgerufene wirksame Zeitkonstante T_{sinc^3} beträgt dementsprechend $3/2 (M - 1)T_{\Delta\Sigma}$. Für eine reale Implementierung kann Sie vereinfacht über Beziehung (7.8) genähert werden.

$$T_{\text{sinc}^3} \approx \frac{3 \cdot M}{2f_{\Delta\Sigma}} \quad (7.8)$$

Anschaulich ergibt sich die Filterzeitkonstante T_{sinc^3} über die Bildung der linearen Regelfläche mit Hilfe der Sprungantwort (Abbildung 7.9).

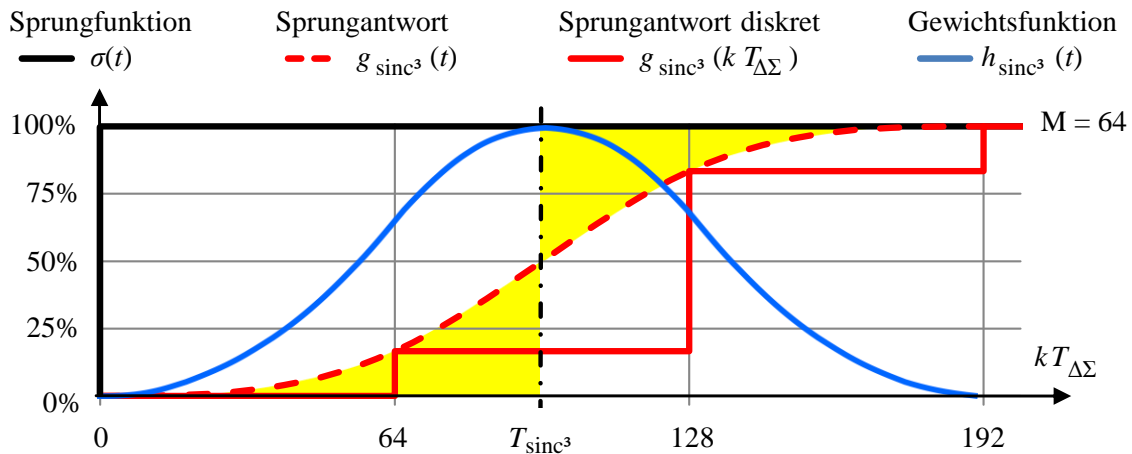


Abbildung 7.9: Darstellung von Sprungantwort und idealer Gewichtungsfunktion eines Sinc^3 -Filters sowie der graphischen Ermittlung der Filterzeitkonstanten über die lineare Regelfläche

Tabelle 7.1 gibt Filtergenauigkeit und Filterwandlungszeit in Abhängigkeit von der Dezimierungsrate M bei einer für Motor Control Anwendungen üblichen Modulatorfrequenz von $f_{\Delta\Sigma} = 20 \text{ MHz}$ an. Zusätzlich sind das Signal zu Rausch Verhältnis (SNR) und die effektive Anzahl von Bits (ENOB) bei einer Filterung mit einem idealen Tiefpass angegeben [14].

Tabelle 7.1: Kenndaten der Sinc^3 -Filterung bei einer Taktfrequenz von ($f_{\Delta\Sigma} = 20 \text{ MHz}$).

M	SNR [dB] (ideal)	ENOB (ideal)	-3 dB [kHz]	$T_{\Delta\Sigma m}$ [μs]	T_{Sinc^3} [μs]	$T_{\Delta\Sigma u}$ [μs]
4	24,99	3,9	1310	0,6	0,3	0,2
8	40,04	6,4	655	1,2	0,6	0,4
16	55,09	8,9	327,4	2,4	1,2	0,8
32	70,14	11,4	163,7	4,8	2,4	1,6
64	85,19	13,9	81,8	9,6	4,8	3,2
128	100,24	16,4	40,9	19,2	9,6	6,4
256	115,30	18,9	20,4	38,4	19,2	12,8

SNR und ENOB repräsentieren dabei ideale Werte, die auf einem idealen Tiefpassverhalten basieren. In einem realen System werden beide Größen jedoch durch die Genauigkeit des verwendeten $\Delta\Sigma$ -Modulators limitiert.

Ein realer Verlauf von ENOB und SNR ist in Abbildung 7.10 dargestellt. Abbildung 7.10 wurde dem Datenblatt des $\Delta\Sigma$ -Modulators ADS1204 der Firma Texas Instruments entnommen [21].

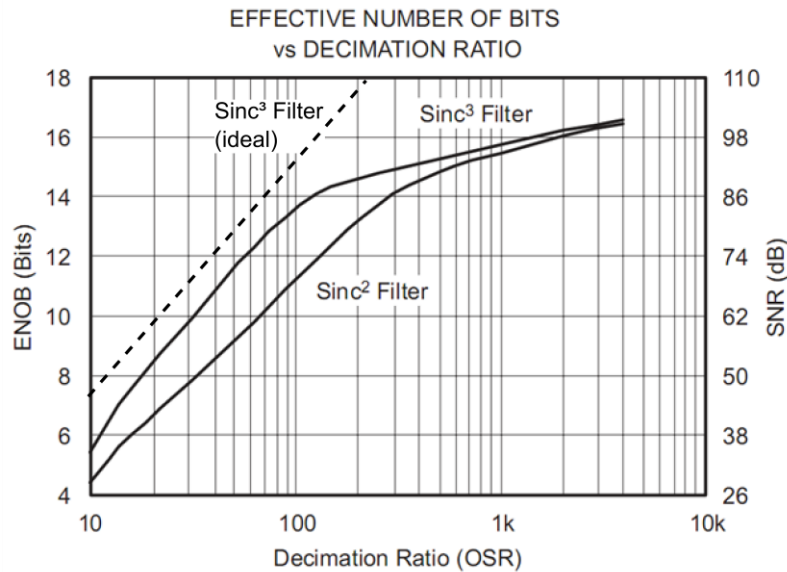


Abbildung 7.10: Darstellung der effektiven Bitanzahl (ENOB) und des Signal zu Rausch-Verhältnisses (SNR) im Verhältnis zur Dezimierungsrate M (OSR) für einen idealen Sinc³-Filter und für einen Sinc³- und Sinc²-Filter limitiert durch die begrenzende Wirkung des $\Delta\Sigma$ -Modulators [21].

Die Wandlungsgenauigkeit im realen System steigt wegen der Limitierung durch den realen $\Delta\Sigma$ -Modulator bei Dezimierungsraten von über $M = 100$ nur noch abgeschwächt an.

Für eine Modulatorfrequenz von $f_{\Delta\Sigma} = 20$ MHz ist für die Phasenstrommessung eines Servoantriebs eine Dezimierungsrate von $M_{i\text{-Regler}} = 128$ ein sinnvoller Kompromiss. Mit dieser Dezimierungsrate wird eine Genauigkeit von 14 Bit bei einer Filterzeitkonstanten von $9,6 \mu\text{s}$ erreicht, welche gleichzeitig der üblichen Zeitkonstante zur EMV-Filterung entspricht. Die Wandlungsgenauigkeit und die Werte für ENOB und SNR übertreffen dabei die Werte von vergleichbaren SAR-ADCs deutlich [24].

Die Dezimierungsrate M_{IMAX} für die Überstromerkennung orientiert sich wie beschrieben an der zulässigen Dauer des Kurzschlussstromes der Leistungshalbleiter. Für eine Abschaltzeit von deutlich unter $10 \mu\text{s}$ ist daher eine Dezimierungsrate von $M_{\text{IMAX}} = 16$ sinnvoll. Damit ist eine ausreichende Genauigkeit von ca. 9 Bit erreichbar.

7.3.3 Modifizierter Sinc³-Filter mit höherer Datenaktualisierungsrate

Um die Genauigkeit der integrativen Strommessung zu erhöhen (Kap.7.1), ist eine möglichst hohe Datenaktualisierungsrate des verwendeten Filters wünschenswert. Weiterhin wird diese von dem in Kapitel 7.5 beschriebenen Strombeobachter zur Unterdrückung der Filtertortzeit benötigt. Eine Erhöhung der Datenaktualisierungsrate kann durch die Kombination eines Sinc³-Filters niedrigerer Dezimierungsrate M mit einem FIR-Filter erreicht werden [14].

$$H_{\text{sinc}^3}(z) = \left(\frac{1}{M} \cdot \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \right)^3 \quad (7.9)$$

$$H_{\text{sinc}^3}(z) = \left(\frac{1}{M} \cdot \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-N}} \cdot \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \right)^3$$

$$H_{\text{Sinc}^3}(z) = \left(\frac{1}{N} \cdot \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \cdot \frac{N}{M} \cdot \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-N}} \right)^3$$

$$H_{\text{Sinc}^3}(z) = \underbrace{\left(\frac{1}{N} \cdot \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \right)^3}_{H_{\text{Sinc}^3_1}(z)} \cdot \underbrace{\left(\frac{N}{M} \cdot \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-N}} \right)^3}_{H_{\text{Sinc}^3_2}(z)}$$

$H_{\text{Sinc}^3_1}(z)$ $H_{\text{Sinc}^3_2}(z)$
Sinc³-Filter mit *Sinc³-Filter mit*
Dezimirungsrate N *Dezimirungsrate $\frac{M}{N}$*

Gleichung (7.9) zeigt, dass sich ein Sinc³-Filter der Dezimirungsrate M in zwei getrennte Sinc³-Filter mit den Dezimirungsraten N und M/N aufteilen lässt. Die Multiplikation der einzelnen Übertragungsfunktionen ergibt die Gesamtübertragungsfunktion. Der Differenzierertakt des ersten Sinc³-Filters $H_{\text{Sinc}^3_1}(z)$ wird zum Integratortakt des zweiten Sinc³-Filters $H_{\text{Sinc}^3_2}(z)$.

Durch Umformen der Übertragungsfunktion kann der zweite Sinc³-Filter alternativ durch einen FIR-Filter mit identischer Übertragungsfunktion ersetzt werden.

$$H_{\text{FIR}}(z) \stackrel{\text{def}}{=} H_{\text{Sinc}^3_2}(z) \quad (7.10)$$

Die Übertragungsfunktion eines FIR-Filters ist über die folgende Gleichung gegeben [42]:

$$H_{\text{FIR}}(z) = \sum_{i=0}^n f_i z^{-i} = f_0 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2} + \dots \quad (7.11)$$

Das Ausgangsdatenwort eines FIR-Filters wird mit jedem Taktzyklus aktualisiert. Aus diesem Grund entspricht die Datenaktualisierungsrate eines kombinierten Sinc³-FIR-Filters der Datenaktualisierungsrate der ersten Sinc³-Filterstufe.

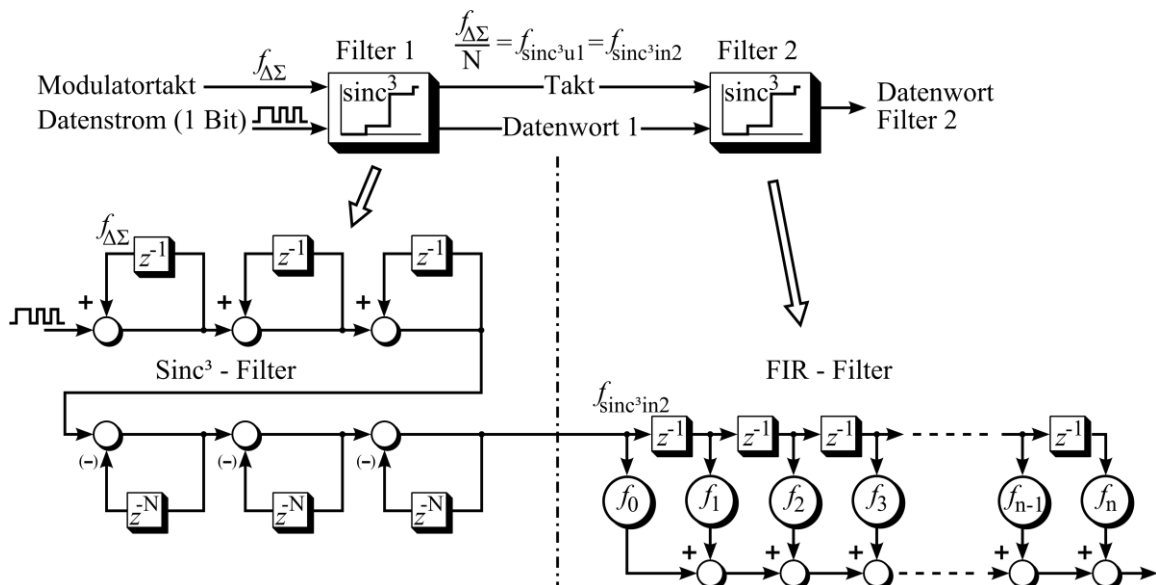


Abbildung 7.11: Kombiniertes Dezimierungsfiler aufgebaut aus einem Sinc³- und einem FIR-Filter

Da das Ausgangsdatenwort durch die Faltung der Gewichtsfunktion mit dem Eingangsdatenwort gebildet wird, entsprechen die Filterkoeffizienten des FIR-Filters den Stützstellen der Gewichtsfunktion.

Um für den FIR-Filter eine identische Sinc³ Filterübertragungsfunktion zu erhalten, müssen die Koeffizienten des FIR-Filters den Koeffizienten der Gewichtsfunktion des Sinc³-Filters entsprechen. Die Koeffizienten können dabei einfach durch Ausmultiplizieren der Übertragungsfunktion des Sinc³-Filters gewonnen werden. Im Folgenden werden die Koeffizienten exemplarisch für einen Sinc³-Filter mit der Dezimierungsrate $M = 4$ bestimmt.

$$H_{\text{sinc}^3}(z) = \left(\frac{1}{4} \cdot \frac{1 - z^{-4}}{1 - z^{-1}} \right)^3 \quad (7.12)$$

$$H_{\text{sinc}^3}(z) = \left(\frac{1}{4} \cdot \frac{(1 - z^{-1})(1 + z^{-1})(1 + z^{-2})}{1 - z^{-1}} \right)^3$$

$$H_{\text{sinc}^3}(z) = \left(\frac{1}{4} \cdot (1 + z^{-1})(1 + z^{-2}) \right)^3$$

$$H_{\text{sinc}^3}(z) = \left(\frac{1}{4} \cdot (1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3}) \right)^3$$

$$H_{\text{sinc}^3}(z) = \frac{1}{64} (1 + 3z^{-1} + 6z^{-2} + 10z^{-3} + 12z^{-4} + 12z^{-5} + 10z^{-6} + 6z^{-7} + 3z^{-8} + z^{-9})$$

Abbildung 7.12 zeigt die berechneten Sprungantworten eines klassisch implementierten Sinc³-Filters und eines kombinierten Sinc³-FIR-Filters, jeweils mit der Dezimierungsrate $M = 64$. Für beide Stufen des kombinierten Sinc³-Filters wurde je eine Dezimierungsrate von $M = N = 8$ verwendet. Die Gewichtsfunktion und ein idealisierter Verlauf der Sprungantwort sind ebenfalls in der Grafik angegeben.

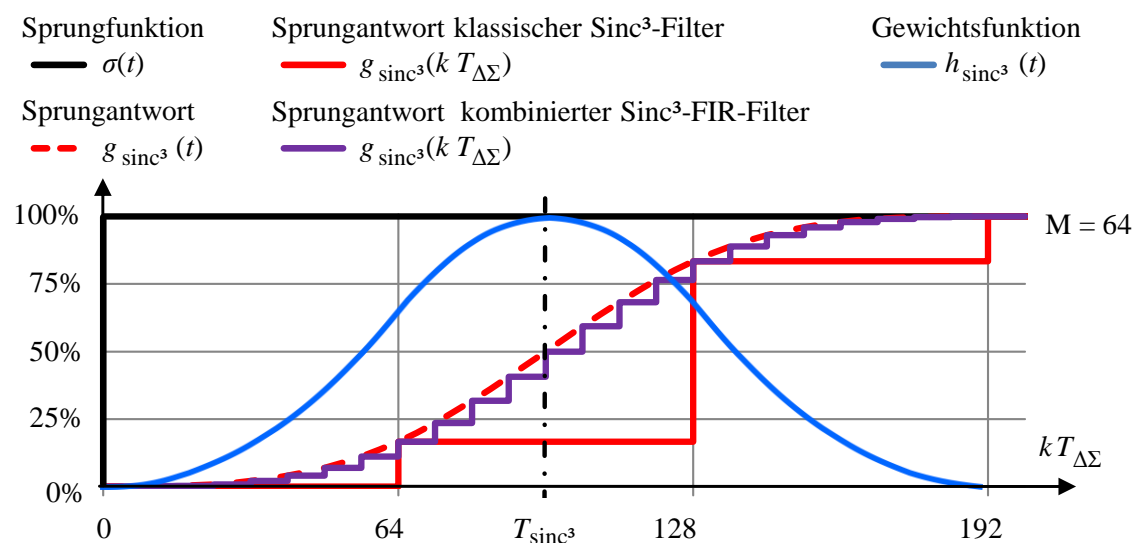


Abbildung 7.12: Sprungantworten und Gewichtsfunktion eines klassischen und eines kombinierten Dezimierungsfilters

Für eine $\Delta\Sigma$ -Modulatorfrequenz von $f_{\Delta\Sigma} = 20$ MHz ergibt sich beispielhaft bei Verwendung einer Dezimierungsrate von $N = 8$ für die erste Filterstufe eine Datenaktualisierungsrate von $T_{\text{sinc}^3\text{u}} = 400$ ns.

7.3.4 Optimaler FIR-Filter

In [19] und [20] wird auf die Auswertung eines über einen $\Delta\Sigma$ -Modulator zweiter Ordnung generierten Datenstroms über Dezimierungsfilter detaillierter eingegangen. Es wird dabei von der Filterung des über einen $\Delta\Sigma$ -Modulator generierten Ein-Bit-Datenstromes über einen reinen FIR-Filter ausgegangen.

Es wird beschrieben, dass sich das verbleibende Quantisierungsrauschen hinter dem FIR-Filter durch die Multiplikation des Quantisierungsrauschens des $\Delta\Sigma$ -Modulators, multipliziert mit der FIR-Filter-Übertragungsfunktion berechnet.

$$Q_{\text{FIR}}(f) = Q_{\Sigma\Delta}(f) \cdot H_{\text{FIR}}(f) \quad (7.13)$$

Über die Minimierung von Gleichung (7.14) wird rekursiv die Filterübertragungsfunktion $H_{\text{FIR}}(f)$ bestimmt, für die sich im Ausgangssignal eine maximale Unterdrückung des Quantisierungsrauschens ergibt.

$$\min. \left[Q_{\text{FIR}}(f)^2 = \int (Q_{\Sigma\Delta}(f) \cdot H_{\text{FIR}}(f))^2 \right] \quad (7.14)$$

Bei einer gegebenen Überabtastrate N lässt sich damit nach [19] im Vergleich zu einem Sinc^3 -Filter ca. ein halbes Bit (3 dB) Genauigkeitsgewinn erzielen.

7.4 Filterimplementierung mit paralleler Algorithmenverarbeitung

Durch parallele Algorithmenverarbeitung kann die AD-Wandlung des Rückführwertes für den Stromregler mit der AD-Wandlung zur Überstromerfassung kombiniert werden.

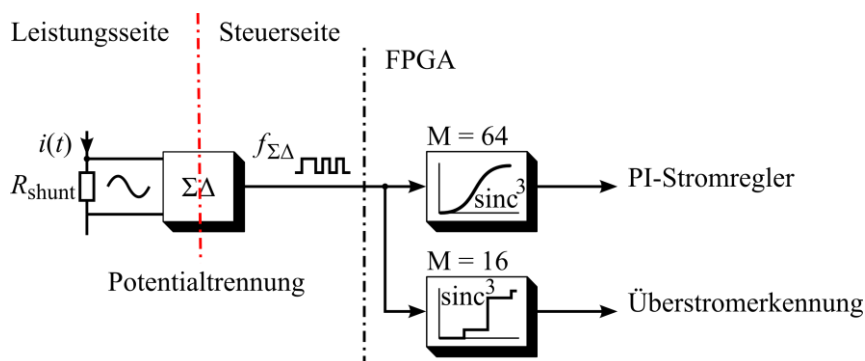


Abbildung 7.13: Mehrkanalige Stromerfassung mit einem gemeinsamen $\Delta\Sigma$ -Modulator und den entsprechend dem Verwendungszweck ausgelegten Dezimierungsfiltern

Alle Kanäle einer Motorphase nutzen dazu denselben $\Delta\Sigma$ -Modulator. So wird der Aufwand an Hardware im Vergleich zu einer Stromerfassung über $\mu\text{C}/\text{DSP}$, um eine zusätzliche Operationsverstärkerschaltung für die Überstromerfassung reduziert.

Tabelle 7.2: Kenndaten der Filter der mehrkanaligen Stromerfassung.

Aufgabe	$f_{\Sigma\Delta}$	Filtertyp	Zeitkonst. $T_{EMV} = T_{\text{sinc}^3}$	Dezimierung M		Aktualisierungsrate $T_{\Delta\Sigma u}$ [μs]
PI- Stromregler	20 MHz	Sinc ³ -FIR	Ca. 5 μs	Gesamt	64	0,4 μs
				Sinc ³	8	
				FIR	8	
Überstrom- erkennung		Sinc ³	Ca. 2 μs	16		0,8 μs

Der Datenstrom des $\Delta\Sigma$ -Modulators wird für die Rückführgröße des Stromreglers und die Überstromerkennung über parallel arbeitende Dezimierungsfilter ausgewertet. Für die Rückführgrößen der in Kapitel 7.5 vorgestellten Stromreglerarchitektur wird für die zweikanalige Rückführung von Proportional- und Integralanteil ein gemeinsamer kombinierter Dezimierungsfilter mit erhöhter Datenaktualisierungsrate benötigt. Der Datenstrom des $\Delta\Sigma$ -Modulators wird damit für jede Motorphase zweifach ausgewertet. Die Dezimierungsrate M der Dezimierungsfilter wird entsprechend den Erfordernissen der EMV-Filterung nach Gleichung (7.8) gewählt. Für eine Modulatorfrequenz von $f_{\Delta\Sigma} = 20$ MHz ergeben sich dabei die Dezimierungsraten nach Tabelle 7.2.

7.5 Der Strombeobachter

Verbleibende unerwünschte Effekte bei der Stromerfassung über $\Delta\Sigma$ -Modulator und Sinc³-Filter sind die filtereigene Amplitudendämpfung und die verursachte Phasenverschiebung.

Durch parallele Datenverarbeitung können heute in FPGAs selbst komplexe Algorithmen in deutlich weniger als 1 μ s berechnet werden. Dies ermöglicht die Realisierung eines Strombeobachters der auf einem vereinfachten Maschinenmodell mit der Wicklungsinduktivität L_s als Parameter basiert. Ziel des Beobachters ist es, den Statorstrom \hat{i}_s im Modell ohne Amplitudendämpfung und Phasenverschiebung exakt nachzubilden.

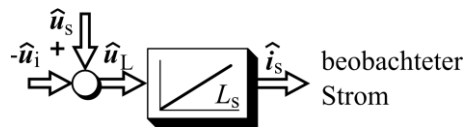


Abbildung 7.14: Genäherte Schätzung des Motorstromes \hat{i}_s durch Integration über die Statorinduktivität L_s

Die Schätzung des Motorstromes \hat{i}_s erfolgt durch die Integration der an der Motorwicklung anliegenden Spannung u_L über deren elektrische Zeitkonstante T_e . Da vorausgesetzt wird, dass die Motorzeitkonstante klein gegenüber einer Schaltperiode der PWM ist, ist die Näherung der Motorzeitkonstanten im Modell durch die einfache Integration über die Statorinduktivität L_s ausreichend [Kap.4.1].

$$\hat{i}_s(s) \approx \hat{i}_s(s) = \hat{u}_L(s) \cdot G_{s \text{ motor}}(s) \quad (7.15)$$

Damit der reale Stromverlauf des Statorstromes mit Stromrippel über das Modell geschätzt wird, ist die Bestimmung des exakten Verlaufes der an der Motorwicklung anliegenden Spannung u_L erforderlich. Die Wicklungsspannung setzt sich aus der vom Umrichter generierten Statorspannung und der drehzahlproportionalen induzierten Gegenspannung zusammen.

$$\hat{u}_L(s) = \hat{u}_s(s) - \hat{u}_i(s) \quad (7.16)$$

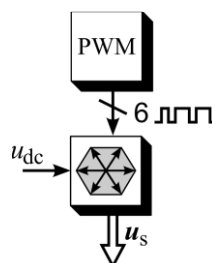


Abbildung 7.15: Ermittlung der Statorspannung \hat{u}_s über die Zwischenkreisspannung u_{dc} und die Steuersignale der PWM

Die Statorspannung \hat{u}_s kann für das Modell leicht aus der Zwischenkreisspannung u_{dc} und den sechs Steuersignalen aus der PWM für die Leistungshalbleiter ermittelt werden.

Damit der geschätzte Statorstrom \hat{i}_s stationäre Genauigkeit erreicht, ist die Implementierung eines Reglers notwendig, wodurch die Struktur eines Luenberger Beobachters entsteht. Die Ausgangsgröße des Reglers entspricht dabei gleichzeitig der drehzahlproportionalen induzierten Gegenspannung u_i , da der Regelkreis dafür sorgt, dass der geschätzte Statorstrom dem realen Statorstrom stationär genau entspricht.

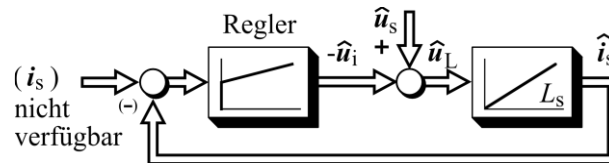


Abbildung 7.16: Erreichen stationärer Genauigkeit des geschätzten Stromes \hat{i}_s durch den Aufbau einer Regelstruktur (Luenberger Beobachter)

Als Führungsgröße des Regelkreises steht anstatt des realen Statorstromes i_s nur der durch die Messung über $\Delta\Sigma$ -Modulatoren und Sinc³-Filter verzögerungsbehaftete Statorstrom $i_{s\text{sinc}^3}$ zur Verfügung. Für die Rückführgröße ist aus diesem Grund zusätzlich die Schätzung des gemessenen Stromes $\hat{i}_{s\text{sinc}^3}$ notwendig. Dies wird über die Implementierung der Übertragungsfunktion des Sinc³-Filters in die Regelstrecke des Beobachters erreicht.

$$\mathbf{i}_{s\text{sinc}^3}(s) = \hat{\mathbf{i}}_{s\text{sinc}^3}(s) = \hat{\mathbf{i}}_s(s) \cdot G_{s\text{sinc}^3}(s) \quad (7.17)$$

$$\mathbf{i}_{s\text{sinc}^3}(s) = \hat{\mathbf{i}}_{s\text{sinc}^3}(s) = \hat{\mathbf{u}}_L(s) \cdot G_{s\text{motor}}(s) \cdot G_{s\text{sinc}^3}(s) \quad (7.18)$$

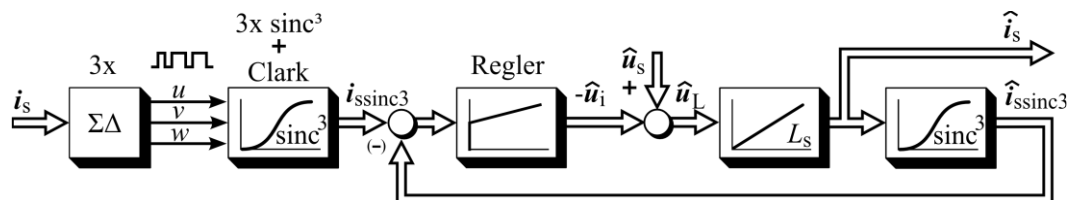


Abbildung 7.17: Erweitern der Beobachterstruktur um den Sinc³-Filter zur Phasenstromerfassung

7.5.1 Einfluss der induzierten Gegenspannung

Die Implementierung des Strombeobachters erfolgt im statorfesten α - β -Koordinatensystem. Bei Verwendung des rotorfesten d-q-Koordinatensystems wäre wegen der Nutzung der Statorspannung u_s als Eingangsgröße eine zusätzliche Koordinatentransformation erforderlich gewesen. Dies ist nur unter Verwendung erheblicher zusätzlicher Ressourcen an Logikelementen möglich. Die Implementierung in Statorkoordinaten ist aus diesem Grund effizienter.

In Rotorkoordinaten sind die feldbindende (d) und die drehmomentbildende (q) Stromkomponente durch die Feldorientierung, welche durch die Drehung des Rotorkoordinatensystems mit dem Rotor der Maschine erreicht wird, vollständig voneinander entkoppelt [1], [70]. Diese Entkopplung ist in Statorkoordinaten nicht gegeben und muss bei der Auslegung des Beobachterreglers berücksichtigt werden. Die Kopplung der Achsen α und

β in Statorkoordinaten elektrischer Drehfeldmaschinen wird in [1], [2], [72] ausführlich behandelt. Die Auswirkungen der Kopplung auf die Stellgröße $y(t) = (-\hat{u}_i(s))$ des PI-Reglers des Beobachters wird hier exemplarisch über die Aufschaltung eines drehenden Zeigers (für eine Rotordrehzahl $\neq 0$) auf die Regeldifferenz $e_{i\text{obs}}(t)$ gezeigt. Die Regeldifferenz $e_{i\text{obs}}(t)$ des PI-Reglers in Statorkoordinaten wird dazu wie folgt angegeben:

$$e_{i\text{beob}}(t) = \underbrace{\hat{e}_{i\text{beob}}(t)}_{\text{Amplitude}} \cdot \underbrace{e^{j\omega_e t}}_{\text{Phase}} \quad (7.19)$$

Da die Beeinflussung der Regelstruktur durch die Drehung der Phase gezeigt werden soll, wird die Amplitude $\hat{e}_{i\text{beob}}$ der Regeldifferenz als konstant angenommen.

$$e_{i\text{beob}}(t) = \hat{e}_{i\text{beob}} \cdot e^{j\omega_e t} \quad (7.20)$$

Die Stellgröße $y(t)$ eines PI-Reglers aus der Regeldifferenz $e(t)$ ist durch Gleichung (7.21) definiert [12], [45].

$$y(t) = y_p(t) + y_i(t) = K_p \cdot e(t) + \int \frac{K_p}{T_n} \cdot e(t) dt \quad (7.21)$$

Weil eine Kopplung zwischen α - und β -Komponente prinzipbedingt nur beim Integralanteil auftritt, wird der Proportionalanteil nicht weiter berechnet.

$$y_i(t) = \frac{K_p}{T_n} \cdot \int \hat{e}_{i\text{beob}} \cdot e^{j\omega_e t} dt = \frac{K_p}{T_n} \cdot \frac{-j}{\omega_e} \cdot \hat{e}_{i\text{beob}} \cdot e^{j\omega_e t} \quad (7.22)$$

Der auftretende Fehler ist durch Gleichung (7.22) betragsmäßig exakt bestimmt. Eine Kompensation erfolgt durch Subtraktion des berechneten Fehlers von der Komponente der jeweiligen Regeldifferenz.

Das Blockschaltbild des PI-Reglers mit Berücksichtigung der Kopplung von α - und β -Komponente kann nun durch Abbildung 7.18 angegeben werden. Die Herleitung der beschriebenen Struktur aus Abbildung 7.18 wird unter anderem in [72] für Drehfeldmaschinen angegeben.

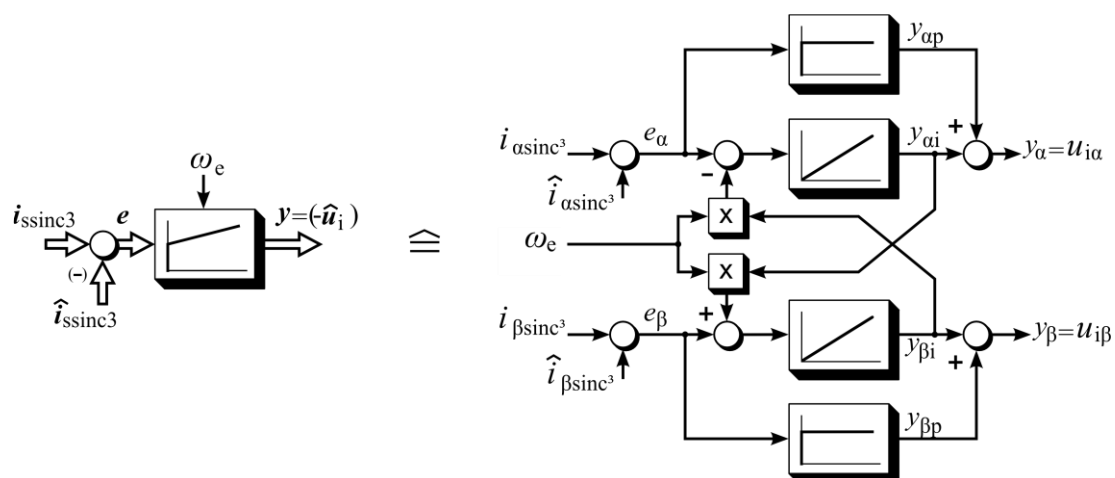


Abbildung 7.18: PI-Reglerstruktur in Statorkoordinaten zur Herstellung einer korrekten Feldorientierung

7.5.2 Robustheit

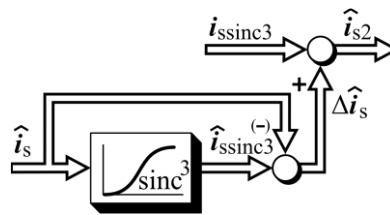


Abbildung 7.19: Herstellung einer robusten Struktur durch Addition des Korrekturterms $\Delta \hat{i}_s$ auf den gemessenen Strom $\hat{i}_{s\text{sinc}^3}$

Eine Fehlparametrierung der Beobachterparameter kann die Instabilität des Regelkreises und damit eine starke Abweichung von gemessenem und beobachtetem Strom zur Folge haben. Der Ausgangsstrom des Beobachters wäre in diesem Fall für die weitere Verwendung im Servoantrieb unbrauchbar. Diese Problematik lässt sich durch eine kleine Zusatzrechnung beseitigen. Das Ausgangsdatenwort des Beobachters wird dazu aus der Addition des gemessenen Stromes $\hat{i}_{s\text{sinc}^3}$, und der Differenz $\Delta \hat{i}_s$ des beobachteten Motorstromes \hat{i}_s und dem beobachtetem Messstrom $\hat{i}_{s\text{sinc}^3}$ gebildet.

$$\hat{i}_{s2}(s) = \hat{i}_s(s) + \frac{(\hat{i}_{s\text{sinc}^3}(s) - \hat{i}_s(s))}{\Delta \hat{i}_s(s)} \quad (7.23)$$

Das Ergebnis der Berechnung \hat{i}_{s2} liefert ebenfalls ein verzögerungsfreies Stromsignal.

Prinzipbedingt nimmt $\Delta \hat{i}_s$ in Bezug auf den gemessenen Strom $\hat{i}_{s\text{sinc}^3}$ nur kleine Werte an. Dadurch entspricht der Ausgangsstrom \hat{i}_{s2} dem realen Stromverlauf auch bei einer Fehlparametrierung des Beobachters gut und ist somit robust gegenüber einer Fehlparametrierung.

7.5.3 Nichtlinearitäten der Leistungshalbleiter

Die durch den Wechselrichter erzeugte Statorspannung u_s ist durch die Verriegelungszeit der Halbbrücken und das nichtlineare Verhalten der Leistungshalbleiter nicht ideal [5], [47], [54].

Die vom jeweiligen Phasenstrom abhängige, über IGBT oder Freilaufdiode abfallende Spannung verursacht im Umrichter einen statischen Spannungsverlust. Der Verlust ist wegen des Verhältnisses zur eingestellten Statorspannung besonders bei kleinen Aussteuerungen der PWM von Bedeutung, da die gestellte Spannung dann in den Bereich der Durchlassspannung der Leistungshalbleiter kommt. Unter Kenntnis der Kennlinien von IGBT und Freilaufdiode kann der Fehler Δu_s durch die Multiplikation des aktuellen Statorstromes mit der inversen Kennlinie kompensiert werden [54].

Die Verriegelungszeit zum Schutz des Wechselrichters vor Brückenkurzschlüssen führt ebenfalls zu einer Nichtlinearität in der Statorspannung. Bei jedem Schaltvorgang bewirkt die Wicklungsinduktivität des Servomotors, dass der Strom entweder von einem IGBT auf eine Freilaufdiode oder von einer Freilaufdiode auf einen IGBT kommutiert. Je nach Richtung der Stromkommutierung führt die Verriegelungszeit dabei voll oder stromabhängig teilweise zu einem dynamischen Spannungsverlust. Auch hier kann der auftretende Fehler durch die Multiplikation des aktuellen Statorstromes mit einer nichtlinearen Korrekturfunktion berechnet und korrigiert werden [54]. Die Korrekturfunktion des durch die Verriegelungszeit

hervorgerufenen Fehlers lässt sich über die Kenntnis der Wicklungsinduktivität und der Kenndaten der Leistungshalbleiter bestimmen.

Im Folgenden kann nun unter Berücksichtigung der Korrekturfunktionen der durch das Schaltverhalten der Leistungshalbleiter hervorgerufenen Nichtlinearitäten das vollständige Blockschaltbild des Strombeobachters angegeben werden.

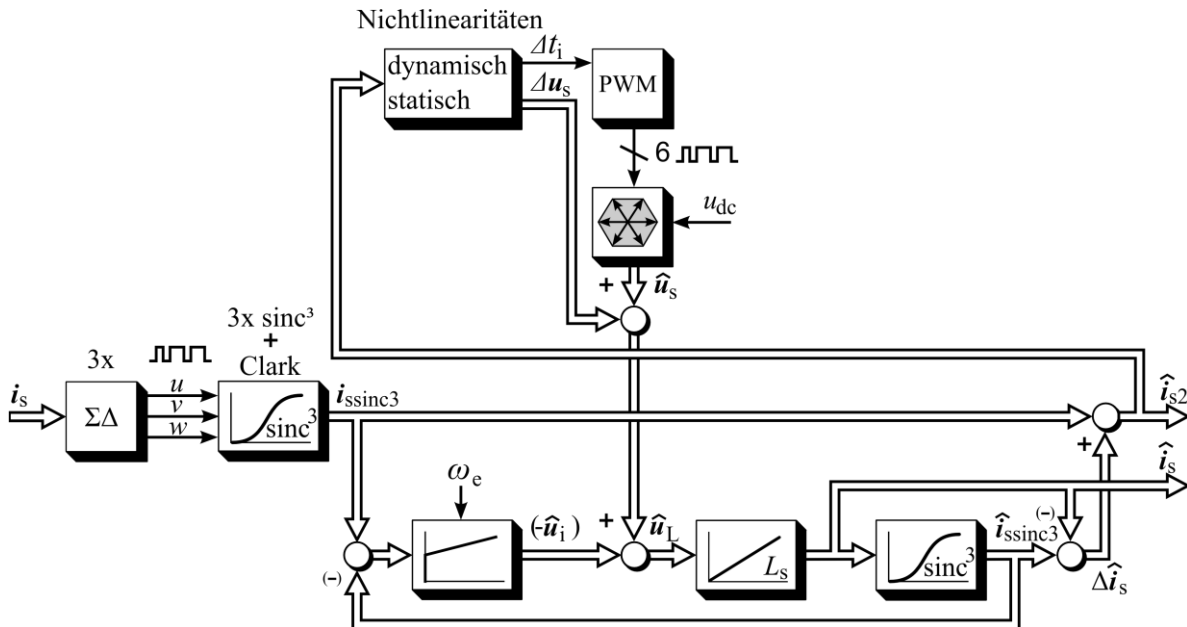


Abbildung 7.20: Vollständiges Blockschaltbild des Strombeobachters im statorfesten α - β -Koordinatensystem

7.5.4 Auslegung der Strombeobachterparameter

Die Aufschaltung der geschätzten Statorspannung \hat{u}_s stellt im Regelkreis des Beobachters eine Vorsteuerung dar. Dadurch entspricht der beobachtete Strom bei ausreichend genauer Parametrierung bereits ohne Eingreifen des Reglers recht gut dem Motorstrom. Der Regler hat damit „nur noch“ die Aufgabe den verbleibenden Fehler auszuregeln und für die stationäre Genauigkeit des beobachteten Stromes zu sorgen.

Damit der beobachtete Strom dem Motorstrom möglichst schnell und exakt entspricht, sollte die Bandbreite des Regelkreises jedoch zusätzlich zu der Beeinflussung durch die Vorsteuerung möglichst hoch gewählt werden.

Da die Aufschaltung der Statorspannung als Vorsteuergröße für die Stabilität des Reglers keine Rolle spielt, wird sie bei der Auslegung nicht berücksichtigt. Die Kreuzkopplung der Raumzeigerkomponenten (d und q) der drehzahlproportionalen induzierten Gegenspannung $\hat{u}_i(s)$ stellt näherungsweise eine stationäre Änderung dar, da sich die Drehzahl im Vergleich zum Strom nur sehr langsam ändert. Sie wird deshalb ebenfalls vernachlässigt. Die Regelstrecke besteht somit aus der rein über die Wicklungsinduktivität genäherten elektrischen Zeitkonstante $T_e = L_s \cdot [A/V]$ und der Zeitkonstante des Sinc^3 -Filters T_{sinc^3} . Für Regelstrecken dieser Charakteristik ist die Auslegung nach dem Symmetrischen Optimum sinnvoll. Die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises ergibt sich somit wie folgt zu

einem System dritter Ordnung:

$$G_{0\text{beob}}(s) = \frac{K_{\text{pi beob}} \cdot (T_{\text{ni beob}}s + 1)}{T_{\text{ni beob}} \cdot T_e \cdot s^2 \cdot (T_{\text{sinc}^3}s + 1)} \quad (7.24)$$

Die Gleichungen zur Reglerauslegung nach dem Symmetrischen Optimum werden nach [45] wie folgt angegeben:

$$K_{\text{pi beob}} = \frac{T_e}{a \cdot T_{\text{sinc}^3}} \quad \text{mit} \quad a = 2\delta_{\text{i beob}} + 1 \quad (7.25)$$

$$T_{\text{ni beob}} = a^2 \cdot T_{\text{sinc}^3} \quad (7.26)$$

$$\omega_{0\text{ beob}} = \frac{1}{\sqrt{T_{\text{ni beob}} \cdot T_{\text{sinc}^3}}} = \frac{1}{a \cdot T_{\text{sinc}^3}} \quad (7.27)$$

Die erreichbare Eigenfrequenz $\omega_{\text{i beob}}$ ist dabei nur von der Dämpfung $\delta_{\text{i beob}}$ und der Zeitkonstante des Sinc³-Filters T_{sinc^3} abhängig. Relevanter für die Anwendung im Servoantrieb ist die erreichbare Reglerbandbreite $f_{\text{i beob_cl}}$. Die Bandbreite wird im Folgenden über die Aufnahme des Frequenzganges des geschlossenen Regelkreises (closed loop: cl) bestimmt. Dazu wird zunächst die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises angegeben. Die Übertragungsfunktion des Sinc³-Filters wird hierzu durch ein PT1-Element mit identischer Zeitkonstante genähert.

$$G_{\text{wbeob}}(s) = \frac{T_{\text{ni beob}}s + 1}{\frac{T_{\text{ni beob}} \cdot T_e \cdot T_{\text{sinc}^3}}{K_{\text{pi beob}}} \cdot s^3 + \frac{T_{\text{ni beob}} \cdot T_e}{K_{\text{pi beob}}} \cdot s^2 + T_{\text{ni beob}}s + 1} \quad (7.28)$$

Für die Aufnahme des Frequenzganges im Bodediagramm wurde die Reglerauslegung nach dem Symmetrischen Optimum beispielhaft mit einer Dämpfung von $\delta_{\text{i beob}} = 1$ angenommen. Die Filterzeitkonstante des Sinc³-Filters $M = 64$ wurde für eine Taktfrequenz von $f_{\Delta\Sigma} = 20$ MHz mit $T_{\text{sinc}^3} = 4,8$ μs angesetzt.

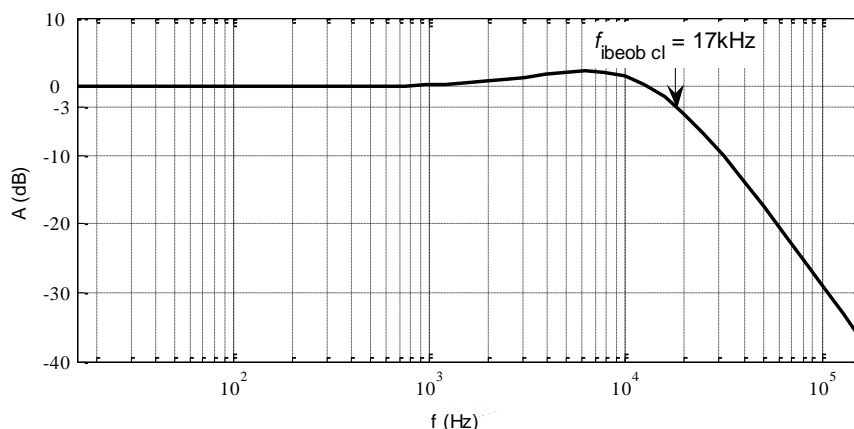


Abbildung 7.21: Amplitudengang des geschlossenen Regelkreises des Strombeobachters bei einer Dämpfung von $\delta_{\text{i beob}} = 1$ und einer Filterzeitkonstanten von $T_{\text{sinc}^3} = 4,8$ μs

Die Grenzfrequenz $f_{i_{\text{beob_cl}}}$ (-3 dB) beträgt für diese Parametrierung ca. 17 kHz. Höhere Frequenzen werden durch den Regelkreis unterdrückt. Damit kann der Beobachter auch zur Rauschunterdrückung eingesetzt werden. Dies erfordert jedoch die direkte Nutzung des beobachteten Signals und eine exakte Parametrierung des Modells [Kap.7.5.2].

7.5.5 Messungen im Versuchsaufbau

Um die Wirkung des Strombeobachters zu verifizieren, werden die Stromverläufe des über den Sinc³-Filter gemessenen Stromes $i_{s \text{ sinc}^3}(t)$ und des über den Beobachter ermittelten Stromes $\hat{i}_s(t)$ gegenübergestellt.

Für die Gegenüberstellung der Ströme wird der Beobachter aus Anschaulichkeitsgründen auf seine wesentlichen Bestandteile reduziert. Anstatt eines komplexen Stromzeigers in Statorkoordinaten eines Servoantriebes wird im Folgenden ein Strom in einem einphasigen System betrachtet (Abbildung 7.22). Das notwendige pulsbreitenmodulierte Spannungssignal wird über eine ebenfalls einphasige PWM generiert. Wegen der einphasigen Betrachtungsweise entfällt die Berücksichtigung der Rotordrehzahl für den PI-Regler. Nichtlinearitäten von Leistungshalbleitern werden ebenfalls nicht betrachtet.

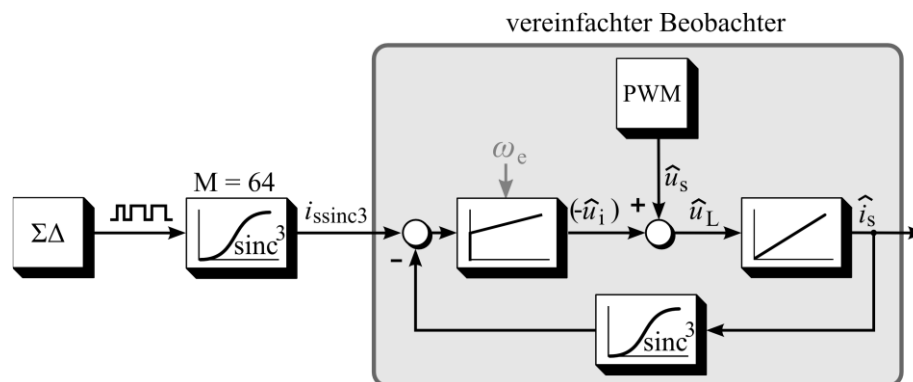


Abbildung 7.22: Vereinfachte, im Versuchsaufbau verwendete Strombeobachterstruktur

Für die Gegenüberstellung wird eine in der Industrie übliche PWM-Frequenz von $f_s = 8$ kHz verwendet. Die Frequenz des $\Delta\Sigma$ -Modulators wird mit $f_{\Delta\Sigma} = 12,5$ MHz angesetzt. Weiterhin wird ein zweistufig arbeitender Sinc³-FIR-Filter mit einer Gesamtdezimierungsrate von $M = 64$ verwendet. Die Dezimierungsraten der Sinc³-Filterstufe und der FIR-Filterstufe betragen jeweils $M_{\text{Sinc}^3} = M_{\text{FIR}} = 8$ [Kap.7.3.3]. Daraus ergibt sich nach Gleichung (7.8) eine Filterzeitkonstante von $T_{\text{Sinc}^3} = 7,68$ μs .

Die Datenaktualisierungsrate beträgt $f_{\text{Sinc}^3\text{u}} = \frac{f_{\Delta\Sigma}}{M_{\text{Sinc}^3}} = 1,56$ MHz .

Tabelle 7.3: Parameter des Strombeobachter-Versuchsaufbaus

Signal	Wert	Einheit	Beschreibung
f_s	8	kHz	PWM-Frequenz
$f_{\Delta\Sigma}$	12,5	MHz	$\Delta\Sigma$ -Modulatorfrequenz
M	64		Gesamt-Dezimierungsrate Sinc ³ -FIR-Filter
M_{sinc^3}	8		Dezimierungsrate Sinc ³ -Filterstufe
M_{FIR}	8		Dezimierungsrate FIR-Filterstufe
T_{sinc^3}	7,68	μs	Filterzeitkonstante Sinc ³ -FIR-Filter
$f_{\text{sinc}^3\text{u}}$	1,56	MHz	Datenaktualisierungsrate Sinc ³ -FIR-Filter Ausgang
$\delta_i \text{ beob}$	1		Regelkreis-Dämpfung nach dem Symmetrischen Optimum
$f_i \text{ beob}$	6,9	kHz	Regelkreis-Eigenfrequenz
$f_i \text{ beob}_{\text{grenz}}$	11,3	kHz	Regelkreisbandbreite (-3 dB geschlossener Kreis)

Unter den genannten Randbedingungen stellt sich der beobachtete Strom $\hat{i}_s(t)$ nach Abbildung 7.23 idealisiert ein. Er eilt dem über den Sinc³-FIR-Filter gemessenen Strom $i_s(t)$ dabei um die Filterzeitkonstante T_{sinc^3} voraus. Zusätzlich ist der Signalverlauf des über einen klassischen Sinc³-Filter gemessenen Stromes, der eine um M_{sinc^3} niedrigere Aktualisierungsrate besitzt, in Rot dargestellt.

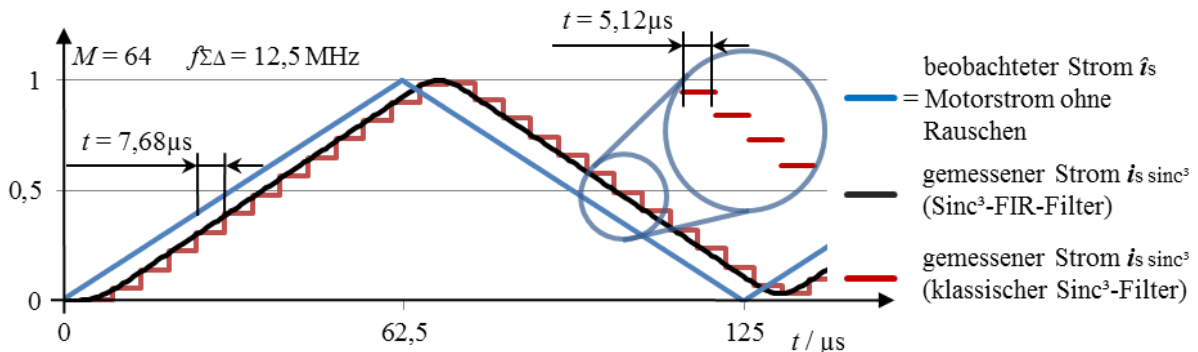


Abbildung 7.23: Idealisierte Darstellung gemessener Stromverläufe und des über den Strombeobachter ermittelten Stromverlaufes

Zur Verifikation wurde der Beobachter im Versuchsaufbau nach Abbildung 7.24 implementiert.

Die pulsbreitenmodulierte Spannung wurde dabei über einen Leistungs-Funktionsgenerator erzeugt. Im Beobachter dient das PWM-Signal zur Berechnung der (Stator)-Spannung u_s . Der betrachtete dreieckförmige Stromverlauf stellt sich über eine Induktivität entsprechend ein, wobei der Wicklungswiderstand R vernachlässigt wird. Der zu erfassende Strom wurde dem $\Delta\Sigma$ -Modulator über einen „closed loop“ Hall-Sensor zur Verfügung gestellt.

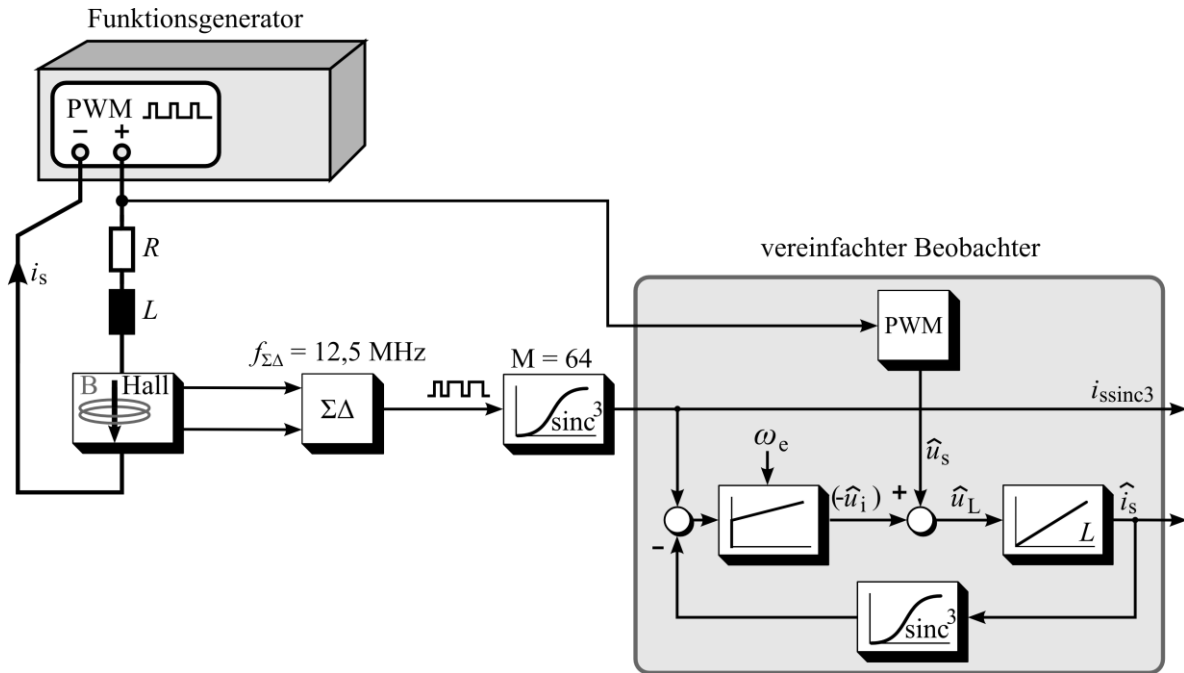


Abbildung 7.24: Versuchsaufbau mit Blockschaltbild des vereinfachten Strombeobachters

Die Messung des gemessenen und des beobachteten Stromsignals wurde unter Verwendung der Parameter aus Tabelle 6.1 vorgenommen. Das Ergebnis der Messung ist in Abbildung 7.25 dargestellt.

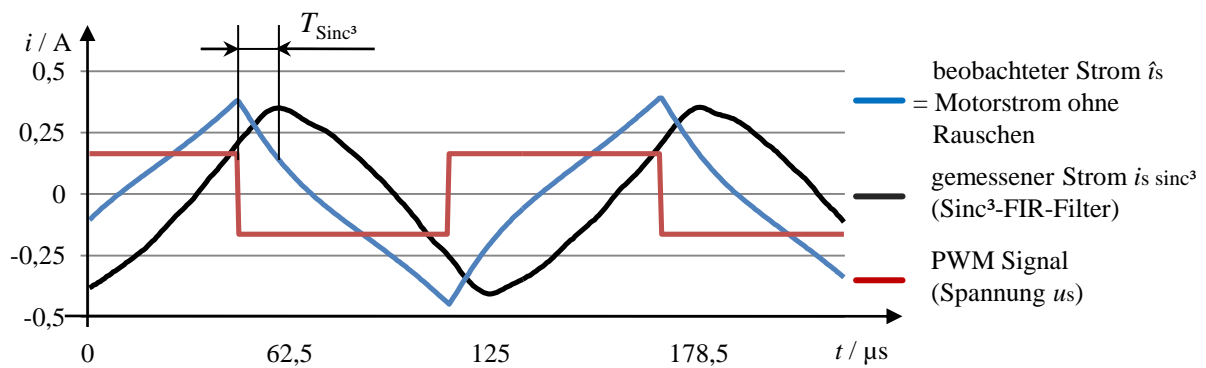


Abbildung 7.25: Experimentell gemessener und beobachteter Stromverlauf mit Referenz zum Steuersignal der PWM

7.5.6 Rauschunterdrückung

Im Folgenden wird die bandbegrenzende Wirkung des Beobachters für hochfrequente Signalanteile betrachtet. Um das Signalrauschen am Beobachtereingang zu verstärken, wurde der „closed loop“ Hall-Sensor durch einen „open loop“ Hall-Sensor ersetzt, dessen Ausgangssignal prinzipbedingt einen wesentlich stärkeren Rauschanteil besitzt. In der Messung wurde ein über eine Konstantstromquelle eingepprägter Gleichstrom von $i_s = 1$ A Amplitude ausgewertet. Der nicht relevante Gleichanteil in den Stromverläufen des

gemessenen Stromes $i_s(t)$ und des beobachteten Stromes $\hat{i}_s(t)$ wurde über einen Hochpass mit 100 Hz Grenzfrequenz entfernt, so dass nur der Rauschanteil beider Signale verblieb (open loop Hall). Die Gegenüberstellung des Signalrauschens beider Messsignale erfolgte anschließend über die Bildung der Standardabweichungen σ_{i_s} und $\sigma_{i_{s\text{sinc}^3}}$ von Messreihen beider Stromsignale und deren Gaußscher Normalverteilungsfunktionen in Abbildung 7.26.

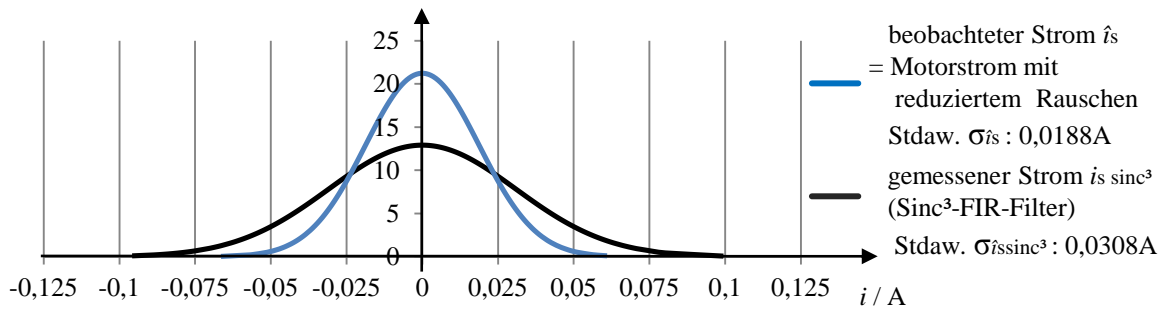


Abbildung 7.26: Standardnormalverteilung des gemessenen und des beobachteten Stromverlaufes zur Darstellung der Rauschunterdrückung (4 dB weniger Rauschen)

7.5.7 Fazit

Die Filterzeitkonstante der Stromerfassung des zweistufigen, quasikontinuierlich arbeitenden Sinc³-Filters wird durch den Strombeobachter nahezu vollständig kompensiert. Der Strombeobachter liefert somit ein Stromsignal ohne Amplitudendämpfung und ohne Phasenverschiebung.

Dabei wird hochfrequentes Rauschen im gemessenen Stromsignal zusätzlich wirkungsvoll unterdrückt. Bei Nutzung der robusten Strombeobachterstruktur ist der beobachtete Strom bei fehlender Rauschunterdrückung unempfindlich gegenüber einer ungünstigen Parameterwahl, wobei die verwendeten Werte von den über das Symmetrische Optimum berechneten Werten stark abweichen.

Bei Verwendung der beschriebenen Strombeobachterstruktur kann die Stromerfassung für die weitere Betrachtung als ideal angenommen werden. Das Ausgangssignal des Beobachtersignals eignet sich dabei für die Stromregelung unabhängig von der Modulationsstrategie der PWM (trägerbasiert / trägerlos).

8 Stromregelkreis

Der Stromregelkreis bestimmt als innerster Regelkreis die Bandbreite der gesamten Antriebsregelung. Das Erreichen hoher Bandbreiten für eine hochdynamische Regelung erfordert schnelle Stromanstiegszeiten, welche durch kleine Statorinduktivitäten L_s ermöglicht werden. Mit dem Statorwiderstand R_s und der Statorinduktivität L_s als Parameter ($T_e = L_s/R_s$) stellt die Motorwicklung näherungsweise ein Verzögerungsglied erster Ordnung dar.

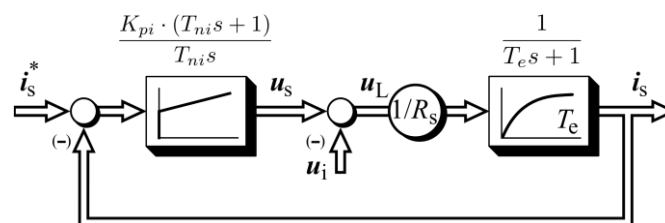


Abbildung 8.1: Vereinfachtes Blockschaltbild des Stromregelkreises im rotorfesten d-q-Koordinatensystem

Durch Nutzung der Feldorientierten Regelung (FOC) kann die Regelstrecke leicht mit zwei einfachen PI-Reglern für d- und q-Anteil geregelt werden [1].

Die drehzahlabhängige induzierte Gegenspannung u_i kann als vor der Strecke eingreifende Versorgungsstörung betrachtet werden. Da sich die Drehzahl im Verhältnis zur Dynamik des Stroms jedoch langsam ändert, beeinflusst die induzierte Gegenspannung das Verhalten des feldorientierten Stromregelkreises nur bei hochdynamischen Applikationen mit sehr geringer Massenträgheit. In der Regel ist die Massenträgheit bei Servoantrieben jedoch so groß, dass der Einfluss der induzierten Gegenspannung vernachlässigt werden kann.

Im realen System wird die Bandbreite durch die mehr oder weniger verzögerte Stromerfassung, die durch die PWM bedingte zeitdiskrete Stellgrößenaufschaltung (A&H) und die Verarbeitungszeit zur Algorithmenberechnung limitiert.

8.1 Zeit- und Wertdiskretisierung

Wegen der Zeitdiskretisierung der Regelgröße i_s durch Signalabtastung und die Wertdiskretisierung (Quantisierung) durch die ADCs zur Stromerfassung wird der Informationsgehalt des Signals im Vergleich zum ursprünglichen zeit- und wertkontinuierlichen Signal verringert. Die Genauigkeit und die erreichbare Bandbreite des Regelkreises werden dadurch limitiert.

Wertdiskretisierung (Quantisierung)

Bei der Quantisierung wird ein gegebenes kontinuierliches Eingangssignal in ein wertdiskretes Datenwort der Wortbreite „N“ transformiert. Die Schrittzahl „S“ des diskretisierten Wertes beträgt 2^N anstatt der „unendlich“ vielen Zwischenwerte beim kontinuierlichen Signal. Der maximal mögliche Amplitudenfehler F_A beträgt demzufolge eine halbe Schrittbreite „S“ des diskretisierten Signals [42]. Dieser bei der Quantisierung auftretende Amplitudenfehler wird auch als Quantisierungsrauschen Q bezeichnet.

Im Stromregelkreis liegt die erzielbare Auflösung bei der Quantisierung des Stromwertes bei ca. 12 Bit [Kap.7.3.2]. Wegen der steilen durch den Wechselrichter bedingten Schaltflanken von bis zu $5000 \text{ V}/\mu\text{s}$ ist eine Messung des Motorstromes mit höherer Auflösung wirtschaftlich kaum möglich.

Zeitdiskretisierung

Durch die Abtastung eines zeitkontinuierlichen Signals $f(t)$ mit der Abtastfrequenz f_a entsteht die zeitdiskrete Abtastwertefolge $\{f_k\}$, die über Gleichung (8.1) beschrieben werden kann.

$$\{f_k\} = \begin{cases} f(kT_a); & k \in [0, 1, \dots, \infty] \\ 0; & k < 0 \end{cases} \quad (8.1)$$

Bedingt durch das Abtasttheorem, können durch die Abtastwertefolge nur zeitkontinuierliche Signale bis maximal der halben Abtastfrequenz ($1/2f_a$) wiedergegeben werden.

Die Umwandlung des zeitdiskreten Signals zurück in ein zeitkontinuierliches Signal erfolgt über die Speicherung der Einzelimpulse der Impulsfolgefunktion $f(kT_a)$ über je einen Abtastzyklus T_a . Diese Signalspeicherung wird regelungstechnisch als Halteglied beschrieben und ist im Stromregelkreis über die PWM realisiert. Das resultierende Ausgangssignal $\bar{f}(t)$, das im Antrieb der pulsbreitenmodulierten Spannung entspricht, stellt eine zeitkontinuierliche Stufenfunktion dar. Dabei wird die Amplitude des abgetasteten Signals mit zunehmender Frequenz abgeschwächt. Die vollständige Rekonstruktion des zeitkontinuierlichen Eingangssignals aus der Abtastwertefolge $\{f_k\}$ ist jedoch durch die SI-Funktion möglich [42].

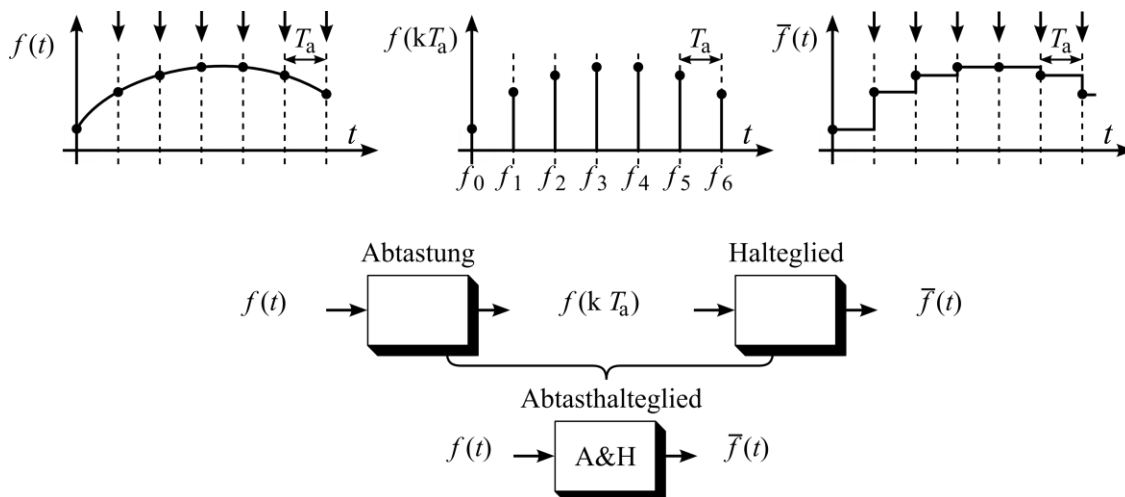


Abbildung 8.2: Zeitdiskretisierung durch Abtast- und Halteglied

8.1.1 Abtasthalteglied

In der Theorie werden Abtast- und Haltevorgang als zusammenhängender Vorgang beschrieben. Dazu werden Abtast- und Halteglied als Abtasthalteglied (A&H) zusammengefasst. Mathematisch wandelt das Abtasthalteglied die zeitkontinuierliche Funktion $f(t)$ in die zeitkontinuierliche Stufenfunktion $\bar{f}(t)$ um [42], [45].

Für die Reglerauslegung von zeitdiskreten Regelkreisen ist eine Betrachtung im Frequenzbereich sinnvoll. Die zeitkontinuierliche Laplace-Übertragungsfunktion des Abtasthalteglied wird dementsprechend über Gleichung (8.2) angegeben [12], [45].

$$\bar{F}(s) = \mathcal{L}\{\bar{f}(t)\} = \underbrace{\sum_k f_k \cdot e^{-T_a s}}_{F^*(s)} \cdot \underbrace{\frac{1 - e^{-T_a s}}{s}}_{G_H(s)} \quad (8.2)$$

Die Übertragungsfunktion $\bar{F}(s)$ setzt sich aus den Faktoren $F^*(s)$ und $G_H(s)$ zusammen. Der Faktor $F^*(s)$ repräsentiert dabei die Abtastwertefolge $\{f_k\}$, die sich im Zeitbereich aus den Delta-Impulsen der Abtastwertefolge, bewertet mit dem jeweiligen Amplitudenwert, zusammensetzt [44]. Der Faktor $G_H(s)$ entspricht im Zeitbereich der Verlängerung eines Delta-Impulses zu einem Rechteckimpuls und repräsentiert somit die Funktion des Halteglied. Das Halteglied $G_H(s)$ bestimmt damit die zeitliche Verzögerung der gesamten Abtasthalteschaltung [44]. Das Halteglied bestimmt damit auch die Phasenverschiebung, die aus der Abtasthalteschaltung im Regelkreis resultiert.

$$G_H(s) = \frac{1 - e^{-T_a s}}{s} \quad (8.3)$$

Die Regeldynamik von Antrieben wird üblicherweise im Bodediagramm über die Darstellung von Amplitudengang (min. -3 dB) und Phasengang (min. -90°) in Abhängigkeit der Frequenz beschrieben [Kap.5.3]. Dies erfordert die Umformung der Übertragungsfunktion des Abtasthalteglied in den Frequenzbereich.

Charakteristisch für die Reglerbandbreite sind in Analogie zu einem System 2.Ordnung die Unterschreitung von -3 dB im Amplitudengang und die Unterschreitung von -90° im Phasengang [Kap.5.3].

Durch den Übergang in den Frequenzbereich mit $s \rightarrow j\omega$ und einigen weiteren Umformungen wird das Verhalten ermittelt, dass sich nach Amplitude und Phase für das Abtasthalteglied im Regelkreis ergibt [44].

$$\begin{aligned} G_H(j\omega) &= \frac{1 - e^{-j\omega T_a}}{j\omega} \\ G_H(j\omega) &= \frac{e^{j\omega \frac{T_a}{2}} - e^{-j\omega \frac{T_a}{2}}}{j\omega} \cdot e^{-j\omega \frac{T_a}{2}} \\ G_H(j\omega) &= \frac{2\sin(\omega \frac{T_a}{2})}{\omega} \cdot e^{-j\omega \frac{T_a}{2}} \\ G_H(j\omega) &= T_a \cdot \frac{\sin(\omega \frac{T_a}{2})}{\omega \frac{T_a}{2}} \cdot e^{-j\omega \frac{T_a}{2}} \\ G_H(j\omega) &= \underbrace{T_a \cdot \text{si}(\omega \frac{T_a}{2})}_{\text{Amplitudenterm}} \cdot \underbrace{e^{-j\omega \frac{T_a}{2}}}_{\text{Phasenterm}} \quad (8.4) \end{aligned}$$

Amplitudengang und Phasengang des offenen Stromregelkreises werden durch das Abtasthalteglied direkt beeinflusst. Das beeinflusst indirekt auch den geschlossenen

Stromregelkreis. Durch den Einfluss der Si-Funktion entspricht der Amplitudengang des Abtasthalteglieders einer Kammfunktion. Die Pole des Kamms liegen bei Vielfachen der Abtastfrequenz f_a . Die durch das Halteglied hervorgerufene Totzeit beträgt entsprechend dem Phasenterm aus Gleichung (8.4) eine halbe Abtastperiode ($\frac{1}{2}T_a$). Zur Veranschaulichung ist der Frequenzgang des Abtasthalteglieders $G_H(j\omega)$ im Bodediagramm in Abbildung 8.3 dargestellt. Zugrunde gelegt wurde eine häufig verwendete PWM-Frequenz von $f_s = 8$ kHz, woraus für den Regelkreis eine maximale Abtastfrequenz von $f_a = 16$ kHz resultiert. Die durch die Si-Funktion bedingte Amplitudenabsenkung wird erst nahe der Abtastfrequenz relevant. Wegen der dort vorhandenen erheblichen Phasenabsenkung liegen die erzielbaren Reglerbandbreiten in einem niedrigeren Frequenzbereich. Die Amplitudenabsenkung spielt deshalb bei der Reglerauslegung eine untergeordnete Rolle.

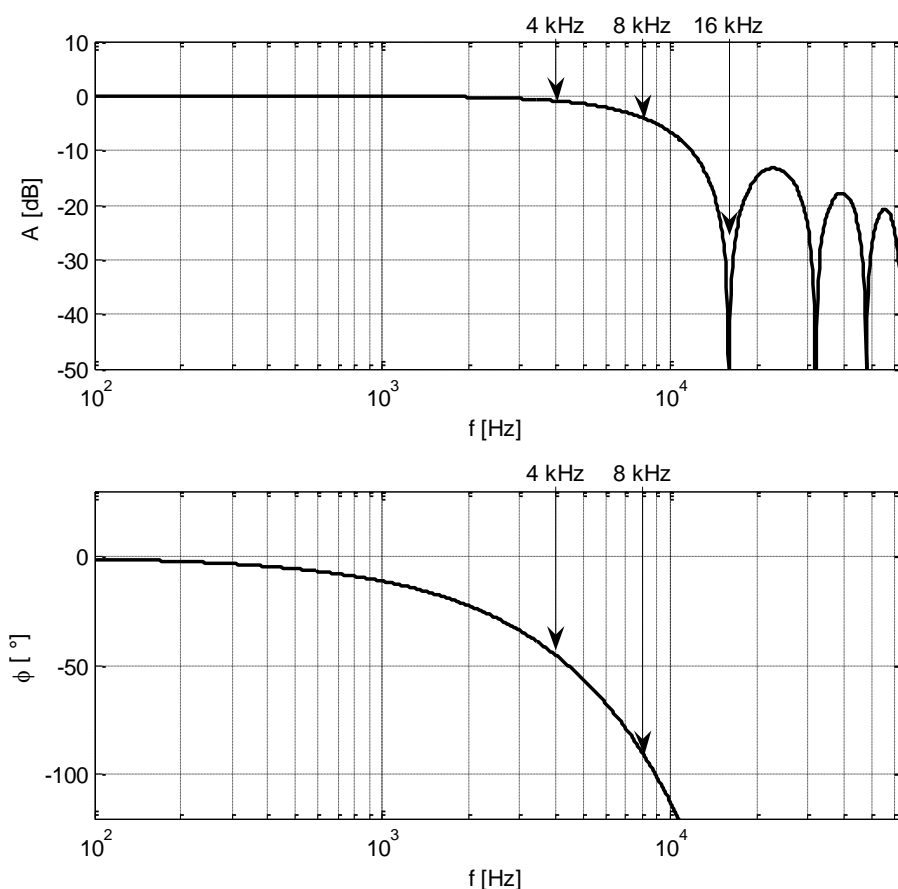


Abbildung 8.3: Bodediagramm eines Abtasthalteglieders für eine Abtastfrequenz von $f_a = 16$ kHz

Da im Antrieb die PWM-Frequenz f_s den Abtasthaltevorgang bestimmt, führt eine Erhöhung der PWM-Frequenz direkt zu einer Erhöhung der Phasenreserve und damit zu einer Steigerung der erreichbaren Reglerbandbreite. Dieses Verhalten wird jedoch durch verschiedene Faktoren limitiert. Die Schaltverluste im Umrichter steigen mit der PWM-Frequenz ebenfalls proportional an. Die Ausgangsleistung von Umrichtern in der Industrie wird deswegen bei erhöhter PWM-Frequenz limitiert (Derating). Weil zusätzlich die durch das Schaltverhalten bedingten Nichtlinearitäten einen stärkeren Einfluss bekommen, ist eine Erhöhung der PWM-Frequenz nicht immer zielführend [Kap.7.5.3].

8.2 Stand der Technik

Die Berechnung der Regelalgorithmen erfolgt wegen der vielen Vorteile, die digitale Datenverarbeitung gegenüber analoger Schaltungstechnik bietet, heute fast immer digital und damit zeit- und wertdiskret. Je nach Applikation und Komplexität der Algorithmen findet die Berechnung innerhalb einer fest definierten Zykluszeit T_a ausgeführt durch einen $\mu\text{C}/\text{DSP}$, ein FPGA oder einen IPC mit Floating Point Unit (FPU) statt.

Da im Stromregelkreis hohe Bandbreiten gefordert werden, bei denen die Anregelzeiten den Bereich der Abtastzeit T_a erreichen, muss die Abtastzeit T_a bei der Reglerauslegung berücksichtigt werden. Für die zeitdiskrete Reglerauslegung im Frequenzbereich können die Methoden der Z-Transformation genutzt werden. Das Übertragungsverhalten des Reglers wird in Analogie dazu durch die Z-Übertragungsfunktion $G(z)$ beschrieben [1].

Zur Diskretisierung der zeit- und wertkontinuierlichen Regelgröße i_s ist die Abtastung durch ein Abtastglied (Sample) mit einem nachfolgenden Analog-Digital-Wandler (ADC) erforderlich. Währenddessen wird zur Wandlung der diskreten Stellgröße in ein zeitkontinuierliches Signal ein Digital-Analog-Wandler (DAC) mit einem nachfolgenden Halteglied (Hold) benötigt [45].

Um den Wirkungsgrad zu verbessern, wird der DAC (Halteglied) mit einer Pulsweitenmodulation (PWM) realisiert. Dabei setzt sich die Ausgangsspannung der PWM u_s aus dem Spannungssollwert, der einem Mittelwert (gemittelt über die Abtastzeit) entspricht, und Oberschwingungen (OSW), die einen zusätzlichen Wechselanteil repräsentieren, zusammen [Kap.4.1]. Wenn jede Schaltflanke individuell gerechnet wird, ergibt sich eine Abtastzeit von ($T_a = T_{\text{PWM}} / 2$).

Die Funktion des ADCs wird heute bei industriell gefertigten Servoreglern entweder mit klassischen ADCs (SAR) (Abbildung 8.4) oder mit $\Delta\Sigma$ -Modulatoren in Verbindung mit Dezimierungsfiltren (Abbildung 8.5) realisiert.

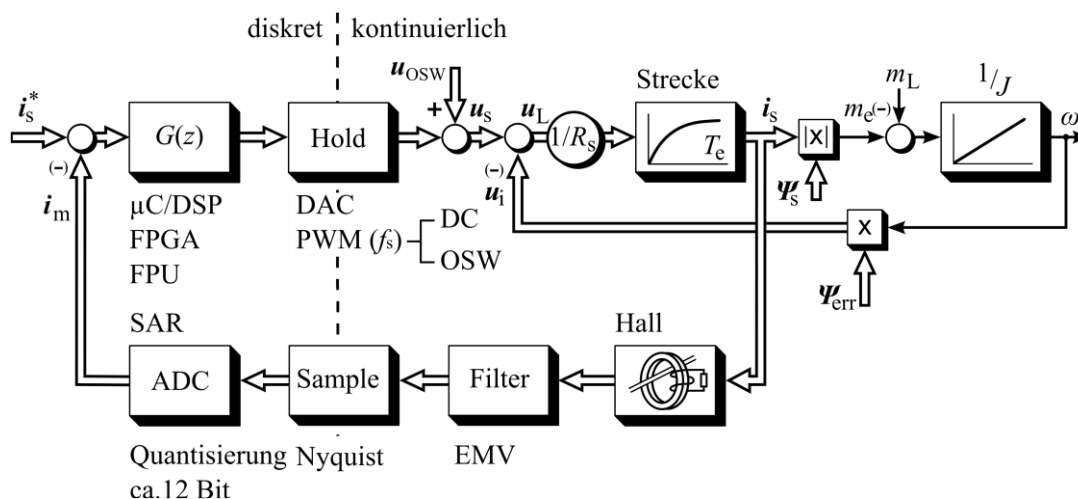


Abbildung 8.4: Stromregelkreis mit Stromerfassung über SAR-ADC nach dem Stand der Technik

Die Bandbreite (bis zu einer maximalen Frequenz f_{NY}) eines zeitkontinuierlichen Nutzsignals (Nyquistfrequenz), das aus einem abgetasteten Signal zurückgewonnen werden kann, ist nach

dem Abtasttheorem von Shannon maximal die halbe Abtastfrequenz f_{aADC} der AD-Wandler. Der durch das periodische Schalten der PWM bedingte Stromrippel auf der Regelgröße i_s entspricht einem zusätzlichen unerwünschten Wechselanteil. In der Nachrichtentechnik werden solche hohen Frequenzen über Anti-Aliasing-Filter gesperrt. In der Antriebsregelung verursachen solche Anti-Aliasing-Filter eine erhebliche Phasenverschiebung und verringern die Phasenreserve des Regelkreises.

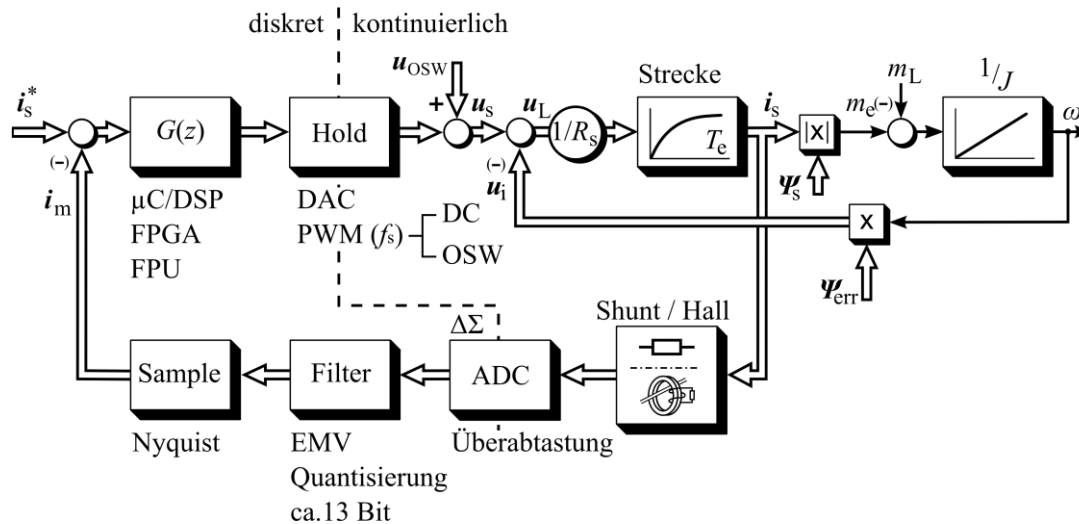


Abbildung 8.5: Stromregelkreis mit Stromerfassung über $\Delta\Sigma$ -Modulator und Dezimierungsfiler

Deswegen werden bei elektrischen Antrieben heute zwei alternative Methoden verwendet, um den Stromrippel effektiv zu unterdrücken [Kap.7.1].

1. Synchrones Abtasten

Durch die Abtastung des Stromistwertes zu den Umkehrpunkten des PWM-Trägersignals (Dreieck) wird der Strom überschwingungsfrei und ohne zusätzliche Phasenverschiebung gemessen. Die Abtastfrequenz des Reglers f_a ist hier identisch mit der Abtastfrequenz des ADCs ($f_a = f_{aADC}$). Diese Methode kommt vor allem bei Servoantrieben kleiner bis mittlerer Leistung mit hoher PWM-Frequenz (ca. $f_s = 8$ kHz) zum Einsatz.

2. Integration über eine PWM-Periode

Die Integration des Stromistwertes über eine PWM-Periode entspricht einer Mittelwertbildung. Der Stromistwert wird so ebenfalls überschwingungsfrei gemessen. Durch die Mittelwertbildung entsteht dabei eine zusätzliche Totzeit von einer halben PWM-Periode. Für eine ausreichende Genauigkeit der Integration muss die Abtastfrequenz des ADCs f_{aADC} hier deutlich über der PWM-Frequenz f_s liegen ($f_{aADC} \gg f_s$). Üblich sind Faktoren von 64 und größer. Wegen der notwendigen Überabtastung des Stromistwertes findet diese Methode vor allem in Antrieben großer Leistung mit niedriger PWM-Frequenz, wie z.B. bei Bahnantrieben, Verwendung.

Zur Unterdrückung von EMV bedingtem Rauschen ist bei der Unterdrückung des Stromrippels durch synchrones Abtasten zusätzlich zur OSW-Unterdrückung ein Filter mit einer Zeitkonstante von ca. $10 \mu s$ erforderlich [Kap.7]. Dabei unterscheidet sich die

Reihenfolge von ADC, Anti-Aliasing und EMV-Filter je nach verwendeter AD-Wandlungsmethode.

1. AD-Wandlung über SAR-ADCs (Kap.7)

Bei Verwendung von SAR-ADCs wird das Abtastglied (Sample) vor der Quantisierung durch den ADC von einer in analoger Schaltungstechnik realisierten Abtastschaltung ausgeführt. Der analoge EMV-Filter ist gewöhnlich als RC-Tiefpass erster Ordnung ($T = 10 \mu\text{s}$) vor der Abtastschaltung realisiert.

2. AD-Wandlung über $\Sigma\Delta$ -Modulator und Dezimierungsfiler (Kap.7.3)

Hier wird das zeit- und wertkontinuierliche Datenwort zunächst vom $\Delta\Sigma$ -Modulator in einen quasikontinuierlichen digitalen Datenstrom der Modulatorfrequenz $f_{\Delta\Sigma}$ umgewandelt. Die Zeit- und Wertdiskretisierung erfolgt durch den $\Delta\Sigma$ -Modulator. Die Abtastung erfolgt durch den bzw. nach dem Dezimierungsfiler. Die Abtastfrequenz des Messwertes wird durch den Ausgangstakt des Dezimierungsfilters bestimmt. Die Frequenz des $\Delta\Sigma$ -Modulators $f_{\Delta\Sigma}$ liegt dabei um die Dezimierungsrate M höher als die Abtastfrequenz f_{aADC} . Die Unterdrückung der EMV-bedingten Störungen wird von dem Dezimierungsfiler mit übernommen. Ein zusätzlicher Filter in analoger Schaltungstechnik ist deshalb nicht erforderlich.

8.3 Einfluss der PWM

In dieser Arbeit wurde wegen der im Verhältnis zu anderen PWM-Verfahren hohen Ausgangsspannung und des geringen Oberschwingungsanteils die Raumvektormodulation (SVM) gewählt, die sich innerhalb eines FPGAs in paralleler Algorithmenverarbeitung effizient implementieren lässt [Kap.4.3.1].

In der Modulation werden die Referenzsignale der drei Phasen (r_u, r_v, r_w) für die Pulsbreitenmodulation aus dem Sollspannungszeiger \mathbf{u}_s in Statorkoordinaten berechnet. Der Sollspannungszeiger \mathbf{u}_s in Statorkoordinaten wird über die inverse Park-Transformation aus dem Sollspannungszeiger \mathbf{u}_s in Rotorkoordinaten ermittelt.

Die inverse Park-Transformation und die Modulation sind rein mathematische Signalumformungen und werden mit Hilfe von Algorithmen berechnet.

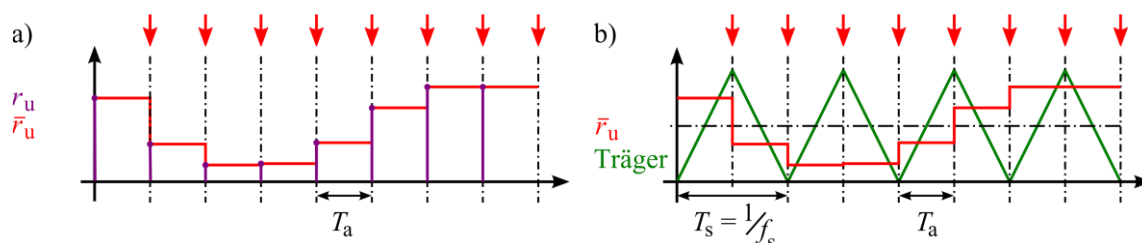


Abbildung 8.6:

a) Haltefunktion der PWM mit der Abtastfrequenz $f_a = 1/T_a$

b) Die Abtastung erfolgt synchron zu den Umkehrpunkten des Trägersignals

In der PWM werden die über die Modulation ermittelten zeitdiskreten Referenzwerte (r_u, r_v, r_w) über jeweils eine Abtastperiode gespeichert, wodurch sich für jedes Referenzsignal

eine zeitkontinuierliche Stufenfunktion ergibt $(\bar{r}_u, \bar{r}_v, \bar{r}_w)$. Die PWM repräsentiert damit im zeitdiskreten Stromregelkreis das Halteglied $G_H(s)$.

Die Signalabtastung erfolgt jeweils zu den Umkehrpunkten des Trägersignals der PWM. Die Abtastfrequenz ($f_a = 1/T_a$) entspricht damit der doppelten PWM-Frequenz f_s des Trägersignals.

$$T_a = \frac{1}{2f_s} \quad (8.5)$$

Abbildung 8.6 zeigt exemplarisch den Haltevorgang des Referenzsignals r_u der Motorphase u.

8.4 Einfluss der Stromerfassung

Der Iststromzeiger i_s wird in Rotorkoordinaten als Rückgabewert für den Stromregler in diskreter Form benötigt. Dessen Berechnung erfolgt über die Istwerte der Phasenströme (i_u, i_v, i_w). Durch die Clark-Transformation erfolgt die Transformation der Phasenströme (i_u, i_v, i_w) in den Iststromzeiger i_s in Statorkoordinaten. Weiterhin wird dieser durch die Park-Transformation in den Iststromzeiger i_s in Rotorkoordinaten transformiert. Beide Transformationen stellen wiederum rein mathematische Umformungen dar, deren Berechnungszeit der Algorithmenberechnung zugeschrieben wird [60].

In heutigen Servoantrieben erfolgt die Erfassung der Phasenströme üblicherweise über sukzessiv approximierende AD-Wandler, denen ein analoger Tiefpass erster Ordnung (RC-Glied) zur Unterdrückung von EMV-bedingtem Rauschen vorgeschaltet ist [Kap. 7].

Die Diskretisierung erfolgt dabei in zwei Schritten. Zunächst werden die gefilterten zeitkontinuierlichen Phasenströme ($i_u(t), i_v(t), i_w(t)$) von einer analogen Abtastschaltung mit der Zykluszeit T_a des Stromreglers abgetastet. Anschließend erfolgt die Wandlung der kontinuierlichen Abtastwerte in diskrete Datenworte ($i_u(kT_a), i_v(kT_a), i_w(kT_a)$) durch die SAR-ADCs. Die Abtastung wird zur Unterdrückung des Stromrippels an den Umkehrpunkten des Trägersignals der PWM realisiert [Kap. 7.1].

8.5 Zeitdiskreter Reglerentwurf

Im Folgenden wird der Stromregler mit Hilfe zeitdiskreter Entwurfsverfahren ausgelegt [45]. Es wird dabei zunächst von einem idealen Stromregelkreis ausgegangen. Berücksichtigt werden nur die durch die Motorwicklung vorgegebene PT1-Strecke und die durch das Halteglied (PWM) hervorgerufene Totzeit von einem halben Abtastzyklus ($T_t = T_a/2$).

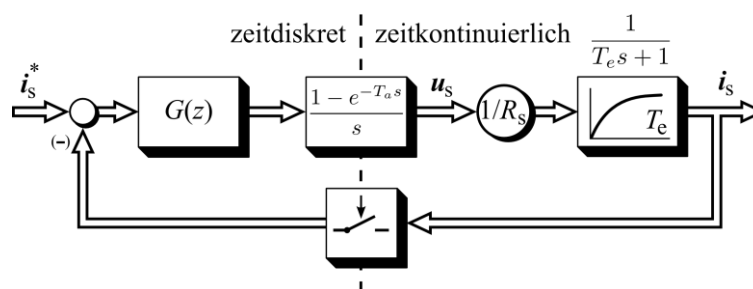


Abbildung 8.7: Darstellung eines vereinfachten Stromregelkreises mit zeitdiskreter Regelung

Der Reglerentwurf berücksichtigt dabei bereits die Regelung einer zeitkontinuierlichen Strecke durch einen zeitdiskreten Regler. Er erfolgt zeitdiskret im Frequenzbereich mit Hilfe der Z-Transformation nach Gleichung (8.6). Die Übertragungsfunktion des Haltegliedes $G_H(s)$ geht dabei zusammen mit der Übertragungsfunktion der Strecke $G_s(s)$ in den Reglerentwurf ein [45].

$$G_{HS}(z) = \mathcal{Z}\{\mathcal{L}^{-1}\{G_H(s) \cdot G_s(s)\}|_{t=k \cdot T_a}\} \quad (8.6)$$

Vereinfacht wird üblicherweise geschrieben:

$$G_{HS}(z) = \mathcal{Z}\{G_H(s) \cdot G_s(s)\} \quad (8.7)$$

Nach Einsetzen der Übertragungsfunktion des Haltegliedes ergibt sich damit für $G_{HS}(z)$:

$$G_{HS}(z) = \frac{1 - z^{-1}}{z^{-1}} \cdot \mathcal{Z}\left\{\frac{G_s(s)}{s}\right\} \quad (8.8)$$

Mit der kontinuierlichen Streckenübertragungsfunktion des Stromreglers ergibt sich für $G_{HS}(z)$ [45]:

$$G_{HS}(z) = \frac{1 - z^{-1}}{z^{-1}} \cdot \mathcal{Z}\left\{\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{(T_e s + 1)}\right\}$$

$$G_{HS}(z) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{z^{-1} \left(1 - e^{-\frac{T_a}{T_e}}\right)}{1 + z^{-1} \left(-e^{-\frac{T_a}{T_e}}\right)}$$

$$G_{HS}(z) = \frac{b_{i1} z^{-1}}{1 + a_{i1} z^{-1}} \quad (8.9)$$

Die diskrete Übertragungsfunktion von Halteglied und Regelstrecke ist somit durch die Konstanten b_{i1} und a_{i1} vollständig beschrieben:

$$b_{i1} = \frac{1}{R_s} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_a}{T_e}}\right) \quad ; \quad a_{i1} = -e^{-\frac{T_a}{T_e}}$$

8.5.1 Kompensationsreglerentwurf (Deadbeat)

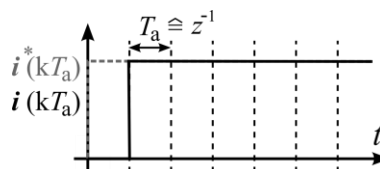


Abbildung 8.8: Sprungantwort eines zeitdiskreten nach dem Kompensationsreglerverfahren ausgelegten Regelkreises mit der Übertragungsfunktion $G_w(z) = z^{-1}$

Für (SISO) Regelstrecken erster Ordnung kann eine vorhandene Regeldifferenz im günstigsten Fall, wie in Abbildung 8.8 idealisiert dargestellt, innerhalb einer Abtastperiode T_a ausgeregelt werden (Kleinsignalverhalten). Im zeitkontinuierlichen System sind wegen des Tiefpassverhaltens der Regelstrecke keine idealen Sprünge der Regelgröße möglich sondern

nur stetige Signalverläufe mit endlichen Anstiegszeiten. Die zu Abbildung 8.8 gehörige Sprungantwort des realen zeitkontinuierlichen Systems verläuft deswegen stetig zwischen den einzelnen Abtastpunkten.

In der diskreten Signaltheorie entspricht dieses Verhalten einer Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises mit $G_w(z) = z^{-1}$. Ein Regler mit solchem Verhalten wird als Kompensationsregler oder Deadbeatregler bezeichnet [45]. Die Idee besteht darin, den Regler so auszulegen, dass seine Übertragungsfunktion der inversen Streckenübertragungsfunktion entspricht. Die z -Übertragungsfunktion eines solchen Reglers ergibt sich über die Beziehungen $G_{ri}(z) = \frac{G_{oi}(z)}{G_{HS}(z)}$ und $G_{oi}(z) = \frac{G_{wi}(z)}{1 - G_{wi}(z)} = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}$ zu Gleichung (8.10):

$$G_{ri}(z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \cdot \frac{1}{G_{HS}(z)} \quad (8.10)$$

Nach Einsetzen von $G_{HS}(z)$ ergibt sich die Übertragungsfunktion des Reglers:

$$G_{ri}(z) = \frac{\frac{1}{b_{i1}} + \frac{a_{i1}}{b_{i1}} z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{c_{i0} + c_{i1} z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (8.11)$$

Diese Übertragungsfunktion des Reglers entspricht dabei der eines diskreten PI-Reglers [65].

$$c_{i0} = \frac{1}{R_s} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_a}{T_e}}\right) = \frac{1}{K_{pi}} \quad ; \quad c_{i1} = -e^{-\frac{T_a}{T_e}} = K_{pi} \cdot \left(\frac{T_a}{T_{ni}} - 1\right)$$

Die Proportionalverstärkung K_{pi} ist über die Konstante c_{i0} und die Nachstellzeit T_{ni} über die Konstanten c_{i0} und c_{i1} bestimmt.

$$K_{pi} = \frac{R_s}{\left(1 - e^{-\frac{T_a}{T_e}}\right)} \quad ; \quad T_{ni} = \frac{T_a}{1 - e^{-\frac{T_a}{T_e}}} \quad \text{Da in der Praxis oft nicht alle Parameter des}$$

Die Durchtrittsfrequenz f_d lässt sich rechnerisch aus der Z -Übertragungsfunktion $G_{wi}(z) = z^{-1}$ des geschlossenen Kreises ermitteln [65].

Die Übertragungsfunktion des offenen Kreises ist über Gleichung (8.12) bestimmt.

$$G_{oi}(z) = \frac{G_{wi}(z)}{1 - G_{wi}(z)} = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{1}{z - 1} \quad (8.12)$$

Mit ($z \rightarrow e^{-sT_a}$) und ($s \rightarrow j\omega$) wird daraus:

$$G_{oi}(j\omega) = \frac{1}{e^{j\omega T_a} - 1} \quad (8.13)$$

Nach einigen weiteren Umformungen ergibt sich daraus Gleichung (8.14).

$$G_{oi}(j\omega) = \frac{1}{\omega T_a} \cdot \frac{1}{\text{SI}\left(\frac{\omega T_a}{2}\right)} \cdot e^{-j\left(\frac{\omega T_a}{2} + 90^\circ\right)} \quad (8.14)$$

Mit $|G_{oi}(j\omega)| = 1$ kann nun die Durchtrittsfrequenz des offenen Kreises über Gleichung (8.15) bestimmt werden. Die Beeinflussung des Amplitudenganges des Stromregelkreises durch die SI-Funktion des Haltegliedes $G_H(j\omega)$ wird dabei vernachlässigt, da sie erst bei Frequenzen

einen nennenswerten Beitrag liefert, die durch die phasenabsenkende Wirkung des Halteglieders ohnehin nicht erreichbar sind. Die Durchtrittsfrequenz ist damit allein durch die Abtastfrequenz f_a bestimmt.

$$f_d \approx \frac{f_a}{2\pi} = \frac{f_s}{\pi} \quad (8.15)$$

Zur Darstellung des offenen und des geschlossenen Regelkreises im Bodediagramm wird die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises nun über Gleichung (8.16) im Bildbereich angegeben.

$$G_{0i}(s) = \underbrace{\frac{K_{pi}(T_{ni}s + 1)}{T_{ni}s}}_{G_{ri}(s)} \cdot \underbrace{\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{(T_e s + 1)}}_{G_{rs}(s)} \cdot \underbrace{\frac{1 - e^{-T_a s}}{s}}_{G_H(s)} \quad (8.16)$$

Durch die dynamische Kompensation der elektrischen Zeitkonstante T_e über die Nachstellzeit T_{ni} vereinfacht sich die Übertragungsfunktion des offenen Kreises zu Gleichung (8.17).

$$G_{0i}(s) = \frac{K_{pi}}{L_s s} \cdot \underbrace{\frac{1 - e^{-T_a s}}{s}}_{G_H(s)} \quad (8.17)$$

Nach dem Übergang von $(s \rightarrow j\omega)$ ergibt sich Gleichung (8.18). Der Einfluss der Si-Funktion im Amplitudengang wird wiederum vernachlässigt.

$$G_{0i}(j\omega) = \frac{K_{pi}}{j\omega R_s T_e} \cdot e^{-j\omega \frac{T_a}{2}} \quad (8.18)$$

Die Übertragungsfunktion stellt nun einen mit der Proportionalverstärkung K_{pi} gewichteten Integrator in Verbindung mit der aus dem Halteglied resultierenden Phasenverschiebung dar. Da der Integrator eine konstante Phasenverschiebung von -90° aufweist, wird die erreichbare Reglerbandbreite allein durch die Totzeit des Halteglieders limitiert. Ein mit dem Deadbeat-Verfahren ausgelegter Regler weist im Amplitudengang des Bodediagramms des geschlossenen Kreises nach Abbildung 8.9. kein Überschwingen auf. Exemplarisch wurde für das aufgenommene Bodediagramm wieder die übliche PWM-Frequenz von $f_s = 8 \text{ kHz}$ gewählt.

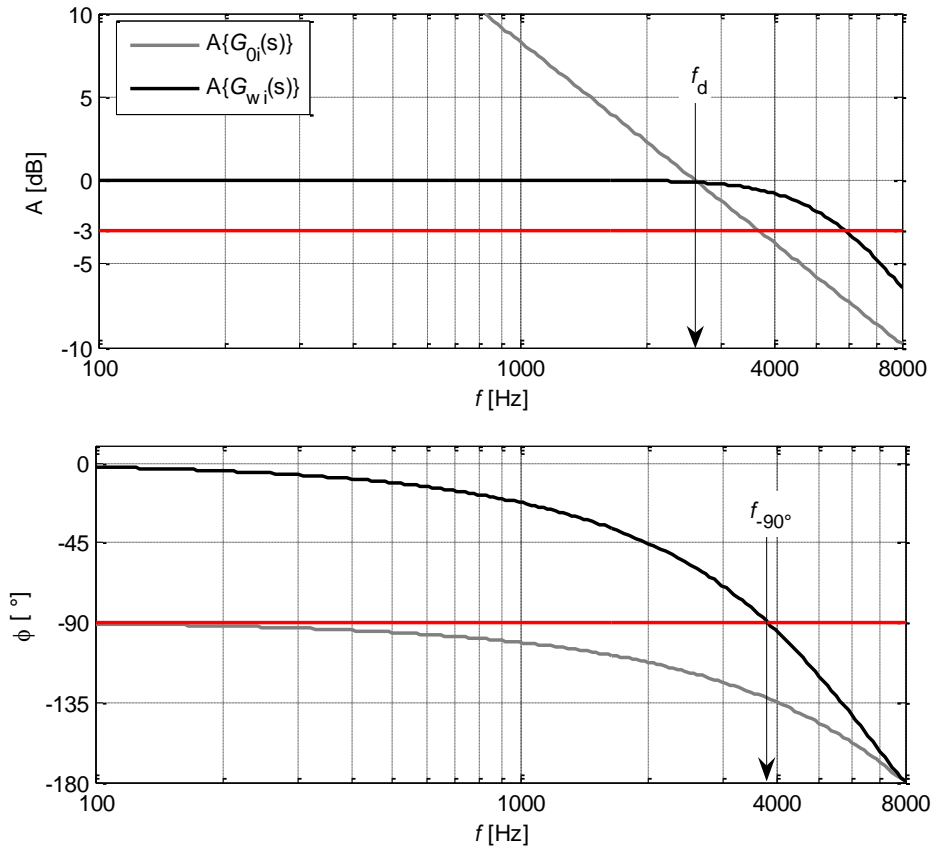


Abbildung 8.9: Bodediagramm eines zeitdiskreten, nach dem Kompensationsreglervorgehen ausgelegten Regelkreises mit der Übertragungsfunktion $G_w(z) = z^{-1}$

Mit 8 kHz PWM-Frequenz ergibt sich für eine Deadbeatreglerauslegung eine Durchtrittsfrequenz von ca. ($f_d = 2,5$ kHz), (Gleichung (8.15)). Im geschlossenen Kreis liegt die -3 dB Grenze bei knapp 6 kHz und der Durchtritt des Phasenganges durch -90° bei knapp 4 kHz.

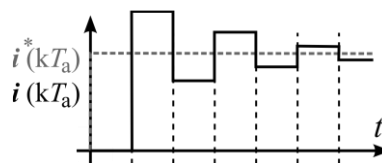


Abbildung 8.10: Sprungantwort eines zeitdiskreten Regelkreises mit einer aggressiveren Wahl der Parameter

Durch eine Reglerauslegung mit einer aggressiveren Wahl der Parameter kann die Bandbreite jedoch noch weiter gesteigert werden. Dadurch ist auch im über dem Stromregelkreis liegenden Drehzahlregelkreis eine weitere Erhöhung der Bandbreite möglich. Eine solche Auslegung führt, wie in Abbildung 8.11 gezeigt, zu einem Überschwingen in der Sprungantwort des Stromreglers. Die Sprungantwort entspricht der idealisierten zeitdiskreten Darstellung analog zu Abbildung 8.8. Die reale zeitkontinuierliche Sprungantwort verläuft stetig zwischen den einzelnen Abtastpunkten.

Bei der Reglerauslegung mit dem Bodediagramm wird in der Praxis oft ein maximales Überschwingen von bis zu 3 dB im geschlossenen Kreis zugelassen. Das resultierende Bodediagramm (Abbildung 8.11) ist wieder für die PWM-Frequenz von 8 kHz dargestellt.

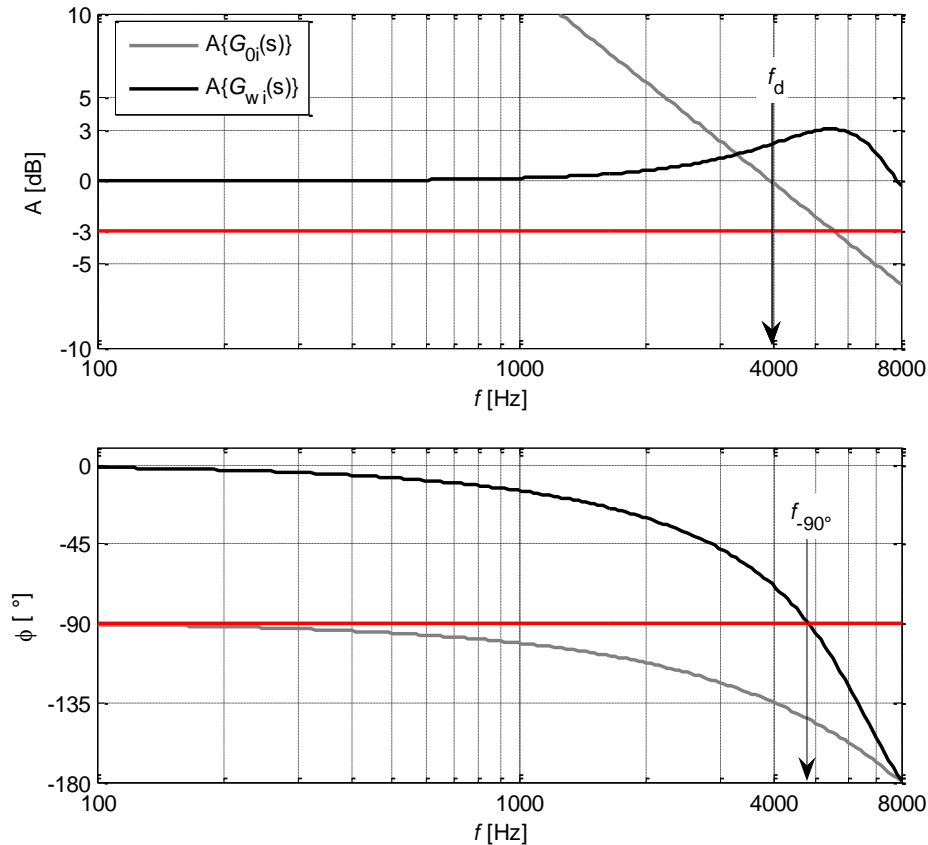


Abbildung 8.11: Bodediagramm eines zeitdiskreten Regelkreises mit einer aggressiveren Wahl der Parameter und 3 dB Überschwingen im Amplitudengang des geschlossenen Regelkreises.

Für beide Konfigurationen ergeben sich die Durchtrittsfrequenz und die Reglerbandbreite im Verhältnis zur PWM-Frequenz nach Tabelle 8.1.

Tabelle 8.1: Kenngrößen bei 0– und 3 dB Überschwingen im geschlossenen Kreis

Überschwingen [dB]	Durchtrittsfrequenz f_d/f_s [kHz]	Reglerbandbreite (-90°) f_{-90}/f_s [kHz]	Phasenreserve [°]
0	$\approx 1/\pi$	$\approx 0,5$	$\approx 75^\circ$
3	$\approx 0,5$	$\approx 0,6$	$\approx 45^\circ$

8.6 Einfluss der Totzeit auf die Bandbreite

Die durch die Abtastung begrenzte Bandbreite wird in heutigen Antrieben durch die zusätzliche Totzeit zur Algorithmenberechnung und das Tiefpass-Verhalten des EMV-Filters der Stromerfassung weiter herabgesetzt. Im Folgenden wird die erreichbare Durchtrittsfrequenz in Abhängigkeit zur Abtastfrequenz und zur effektiven Totzeit im System dargestellt. Wegen des Totzeiterms in der Strecke kann die erzielbare Durchtrittsfrequenz f_d nicht analytisch bestimmt werden. Die Kurvenverläufe in Abbildung 8.12 wurden daher numerisch ermittelt. Der Einfluss der Si-Funktion im Amplitudengang wurde dabei nach Gleichung (8.18) in erster Näherung vernachlässigt.

Tabelle 8.2: Summen-Verzögerung der verschiedenen Reglerkonfigurationen

Abtastzeit T_a PWM-Frequenz f_s	Amplitudengang Überschwingen [dB]	Strecke			Summentotzeit T_{Σ}
		Motorwicklung	EMV-Filter	Ordnung	
0	0	$\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{(T_e s + 1)}$	---	1	
3	0		1	2	
0	3		$\frac{1}{(T_{EMV} s + 1)}$	2	
3	3				

Dabei wurden die Verläufe eines idealen Systems erster Ordnung und eines durch den EMV-Filter bedingten realen Systems zweiter Ordnung nach Tabelle 8.2 für ein Überschwingen von null und drei dB im geschlossenen Kreis in Abbildung 8.12 gegenübergestellt.

Das Übertragungsglied erster Ordnung des EMV-Filters kann wegen seiner im Verhältnis zur erreichbaren Reglerbandbreite hohen Grenzfrequenz (ca. 62 kHz bei $T_{EMV} = 10 \mu s$) im Amplitudengang des Bodediagramms über eine ideale Übertragungsfunktion von ($A\{G_{EMV}\} = 1$) genähert werden. Die Näherung ist bis zur der, bei einer reinen Abtastregelung mit 3 dB Überschwingen im geschlossenen Kreis, ohne zusätzliche Verzögerung erreichbaren Bandbreite von 4 kHz zulässig.

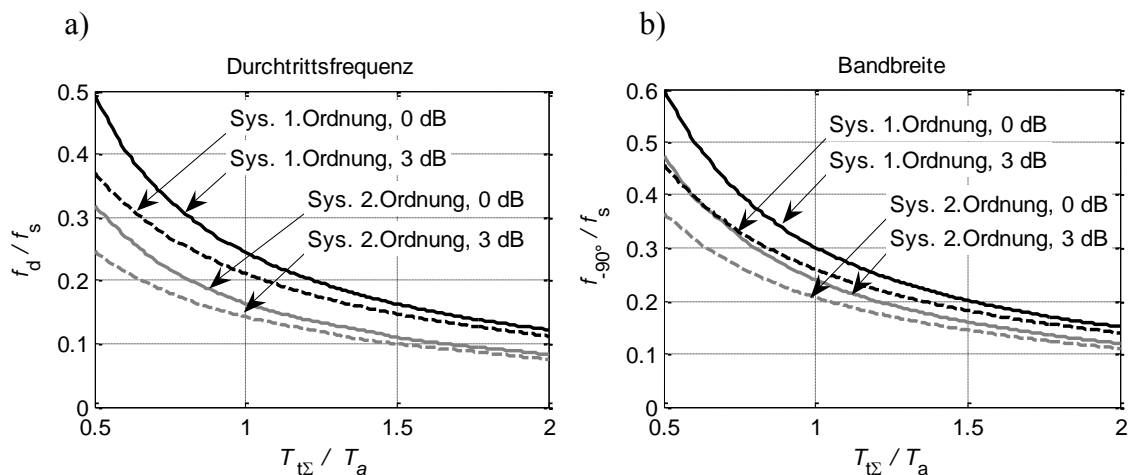


Abbildung 8.12:

- Durchtrittsfrequenz f_d im Verhältnis zur Summentotzeit $T_{t\Sigma}$
- Reglerbandbreite f_{-90° im Verhältnis zur Summentotzeit $T_{t\Sigma}$

Eine nennenswerte Beeinflussung ergibt sich dagegen im Phasengang. Der EMV-Filter wurde deshalb über eine PTn-Streckennäherung durch eine reine Totzeit genähert.

Das theoretisch erreichbare Limit der Durchtrittsfrequenz f_d liegt, bezogen auf die Totzeit der Abtasthaltungsschaltung von ($T_{d\Sigma} = T_a/2$), bei ($T_{d\Sigma}/T_a = 0,5$).

Der Kurvenverlauf der Reglerbandbreite (-90° im Bodediagramm des geschlossenen Kreises) im Verhältnis zur effektiven Totzeit ist dabei äquivalent zum Verlauf der Durchtrittsfrequenz.

8.7 Zeitverlauf einer Standard Stromregelung ($\mu\text{C}/\text{DSP}$)

Bei der klassischen Berechnung des Stromreglers innerhalb einer Interrupt Service Routine (ISR) eines μC s/DSPs mit der Zykluszeit T_a können die Regelalgorithmen durch den PWM bedingten Abtasthaltevorgang maximal mit der doppelten PWM-Frequenz f_s berechnet werden. Der zur Stromerfassung notwendige EMV-Filter zur Unterdrückung von hochfrequentem Rauschen stellt ein Verzögerungsglied erster Ordnung (PT1) dar. Der Stromregelkreis entspricht damit einem System 2. Ordnung mit der Summentotzeit $T_{t\Sigma}$ [60].

$$T_{t\Sigma} = T_{t\text{alg}} + T_{t\text{PWM}} \quad (8.19)$$

Nachfolgend ist die Struktur des Regelkreises für eine Standard Stromregelung mit den auftretenden Totzeiten in Abbildung 8.13 dargestellt.

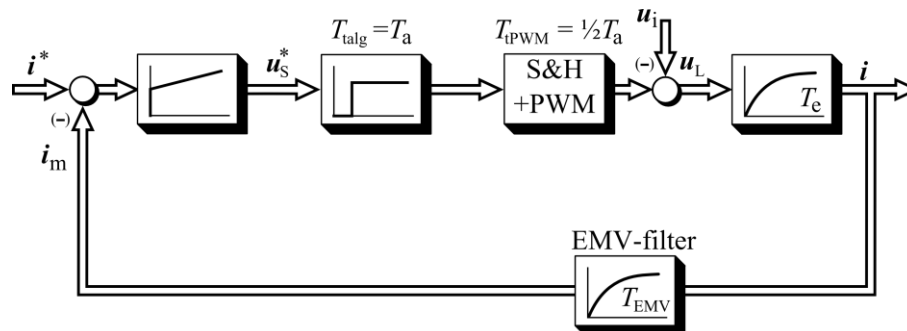


Abbildung 8.13: Blockschaltbild einer Standard Implementierung des Stromregelkreises mit den auftretenden Verzögerungen

Aus den durch die PWM und die Stromerfassung vorgegebenen Randbedingungen lässt sich nun der Zeitverlauf einer Standard Stromregelung unter Verwendung eines μC s oder DSPs als Recheneinheit und SAR-ADCs zur Erfassung der Phasenströme wie folgt nach Abbildung 8.14 beschreiben.

1. Abtastung Stromistwert

Abtastung des Stromistwertes an den Umkehrpunkten des Trägersignals der PWM. Die Unterdrückung des Stromrippels wird effektiv ohne eine zusätzliche Totzeit realisiert. Die integrierende Stromerfassung wird gemeinsam mit der Stromregelung unter Nutzung von paralleler Algorithmenverarbeitung in Kapitel 8.9 beschrieben.

2. AD-Wandlung

Digitalisierung der Rückführgröße i_s des Stromreglers durch den ADC.

3. Algorithmenberechnung

Berechnung der Referenzwerte für die PWM in einer ISR durch den Stromregler.

4. Halten der Spannungswerte (PWM)

Übernahme der berechneten Referenzwerte an den Umkehrpunkten des Trägersignals durch die PWM (Halteglied) und Halten der Referenzwerte über die folgende Abtastperiode T_a . Das Halteglied verursacht dabei im Stromregelkreis eine Totzeit von einer halben Abtastperiode ($\frac{1}{2} T_a$).

5. PWM

Aufschaltung des Sollspannungszeigers über die PWM und die Leistungshalbleiter in die Maschine.

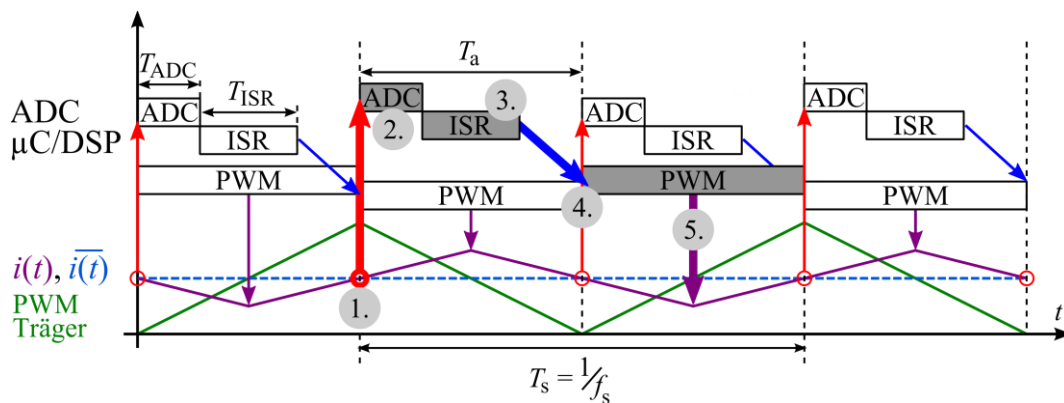


Abbildung 8.14: Zeitlicher Ablauf der Algorithmenberechnung einer Standard Stromregelung

Da die Abtastung des Stromwertes und die Übernahme der Schaltzustände der PWM an je einem Umkehrpunkt des Trägersignals stattfindet und die AD-Wandlung sowie die Berechnung der Regelalgorithmen dazwischen liegt, kann die Berechnungszeit der Regelalgorithmen mit $T_{\text{talg}} = n \cdot T_a$ angesetzt werden. Bei modernen dynamischen Antriebsreglern werden die Algorithmen in genau einem Abtastzyklus T_a berechnet.

Die effektive Summentotzeit für eine dynamische Stromregelung in einem $\mu\text{C}/\text{DSP}$ ergibt sich somit zu $1\frac{1}{2} T_a$ [60]. Die Reglerbandbreite kann durch die Erhöhung der PWM-Frequenz annähernd proportional gesteigert werden, solange die Algorithmen innerhalb eines Abtastzyklus T_a berechnet werden können. Andernfalls bleibt die effektive Totzeit im Mittel konstant. Eine weitere Erhöhung der Schaltfrequenz über diesen Punkt hinaus führt deshalb nicht mehr zu einer Bandbreitenerhöhung sondern reduziert nur noch den Stromrippel.

Wird der Stromwert anstatt der exakten Abtastung an den Umkehrpunkten des Trägersignals der PWM nach Kapitel 7.1 (2.) über eine PWM-Periode integriert, so erhöht sich die effektive Verzögerung noch einmal um eine halbe PWM-Periode ($\frac{1}{2} T_s$).

8.8 Smith-Prädiktor

In einem μ C-basierten Servoantrieb kann die durch die Algorithmenberechnung bedingte Totzeit von exakt einem Abtastzyklus ($T_{\text{alg}} = T_a$) durch prädiktive Berechnung in Software kompensiert werden. Die Kompensation erfolgt dabei über einen Smith-Prädiktor. Der Smith-Prädiktor ist in der Regelungstechnik seit langem bekannt [59]. Ein Verfahren zur Nutzung des Smith-Prädiktors zur Totzeitkompensation in Servoantrieben wird in [2], [60] vorgestellt. Basis des Prädiktormodells ist die Stromregelstrecke mit der Statorinduktivität L_s und dem Statorwiderstand R_s als Parameter. Bei exakter Parametrierung kann die durch die Algorithmenberechnung bedingte Totzeit ($T_{\text{alg}} = T_a$) durch den Smith-Prädiktor vollständig kompensiert werden. Es verbleibt die durch die Abtasthalteumgebung der PWM bedingte Verzögerung von einem halben Abtastzyklus ($\frac{1}{2} T_a$), zuzüglich der durch den EMV-Filter bedingten Verzögerung T_{EMV} . Der Prädiktionshorizont ist also genau T_a .

8.9 FPGA basierte Stromregelung

Mit Hilfe paralleler Algorithmenverarbeitung können selbst komplexe Regelalgorithmen in weniger als einer Mikrosekunde berechnet werden. Da die Algorithmenberechnungszeit im Vergleich zu einem PWM-Zyklus sehr klein ist, kann sie hier näherungsweise vernachlässigt werden ($T_{\text{alg}} \approx 0$).

Stromreglerstruktur mit zweikanaliger Signalarückführung

Weiterhin können die Vorteile der Stromerfassung durch Abtastung an den PWM-Umkehrpunkten und der Stromerfassung durch Integration über eine PWM Periode durch die Nutzung quasikontinuierlicher paralleler Algorithmenverarbeitung kombiniert werden. Einleitend wird nun das Übertragungsverhalten eines zeitkontinuierlichen PI-Reglers betrachtet, der über Gleichung (8.20) beschrieben ist [12], [45].

$$y = K_p \left(e + \frac{1}{T_n} \int e \, dt \right) \quad (8.20)$$

Der PI-Regler lässt sich dabei in eine Summe aus Proportional- und Integralanteil aufteilen. Diese Form entspricht der Darstellung nach Abbildung 8.15.

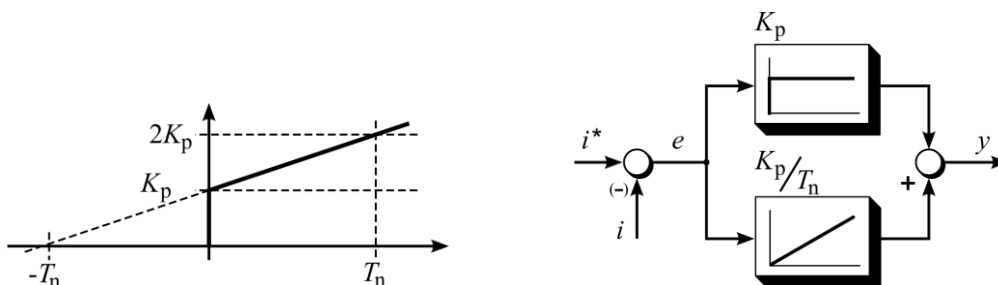


Abbildung 8.15: Blockschaltbild eines Standard PI-Reglers [45], [65]

Die vom Proportionalanteil erzeugte Stellgröße wirkt unmittelbar zur Korrektur einer bestehenden Regeldifferenz und bestimmt somit die Dynamik und die Phasenreserve der Regelung. Der Integralanteil bewirkt über die Nachstellzeit T_n die vollständige Ausregelung einer bestehenden Regeldifferenz und sorgt somit für die stationäre Genauigkeit der

Regelung.

Durch parallele Algorithmenverarbeitung ist die Implementierung der parallelen Regelstruktur aus Abbildung 8.15 problemlos möglich.

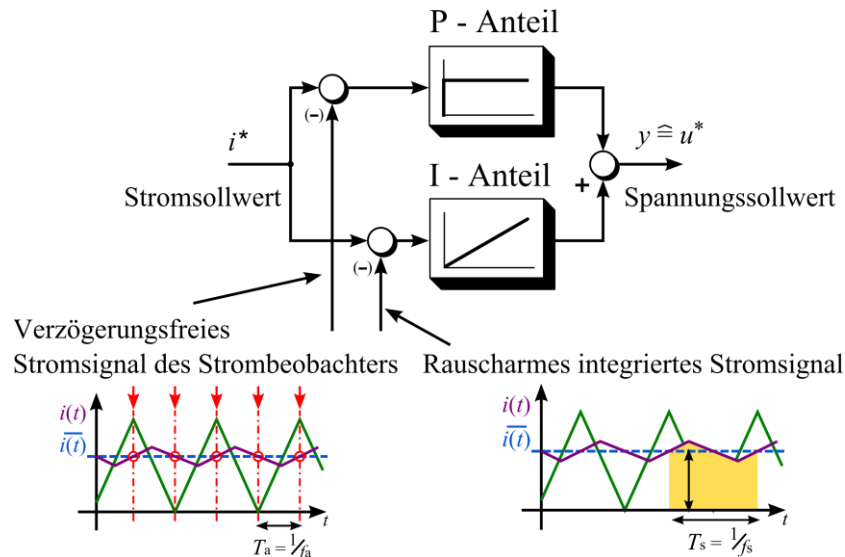


Abbildung 8.16: Blockschaltbild der PI-Stromreglerstruktur mit zweikanaliger Rückführung

Wenn für die Stromerfassung ein kombinierter Dezimierungsfiler mit erhöhter Abtastrate verwendet wird, wobei die Abtastrate im Verhältnis zur PWM-Frequenz ausreichend hoch ist, kann das Ausgangssignal des Dezimierungsfilters in erster Näherung als kontinuierlich angesehen werden. Damit ist ein gemeinsamer Dezimierungsfiler für die Rückführsignale von Proportionalanteil und Integralanteil des Stromreglers ausreichend.

1. Proportionalanteil

Bevor das Ausgangssignal des Dezimierungsfilters für den Proportionalanteil des Stromreglers verwendet werden kann, müssen die filtereigene Dämpfung und Phasenverschiebung über einen Strombeobachter entfernt werden. Anschließend erfolgt die Abtastung des verzögerungsfreien Rückführsignals an den Umkehrpunkten der PWM.

2. Integralanteil

Für den Integralanteil kann das Ausgangssignal des Dezimierungsfilters direkt ohne den Einsatz eines Strombeobachters genutzt werden, da das Erreichen stationärer Genauigkeit und nicht die Dynamik im Vordergrund steht. Die Integration des Stromwertes über eine PWM-Periode wird dabei automatisch über den Integralanteil des PI-Reglers realisiert. Die Berechnung der Stellgröße des Integralanteils erfolgt durch die hohe Abtastrate der Integration quasizeitkontinuierlich.

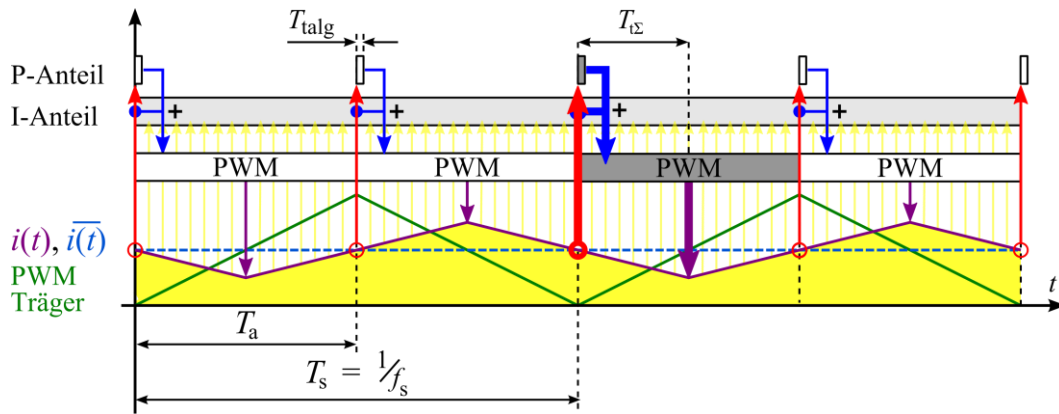


Abbildung 8.17: Zeitlicher Ablauf einer Stromreglerstruktur mit zweikanaliger Rückführung unter Verwendung paralleler Algorithmenverarbeitung

Unter Verwendung der zweikanaligen Stromreglerstruktur werden die Vorteile der verzögerungsfreien Abtastung und der hochgenauen Integration des Rückführsignals über eine PWM-Periode ohne Nachteile kombiniert. Durch den Einsatz kontinuierlich arbeitender Sinc-Filter [Kap.7.3.3] und des in Kapitel 7.5 vorgestellten Strombeobachters steht der Istwert des Motorstromes weiterhin quasizeitkontinuierlich, in hoher Qualität und verzögerungsfrei zur Verfügung.

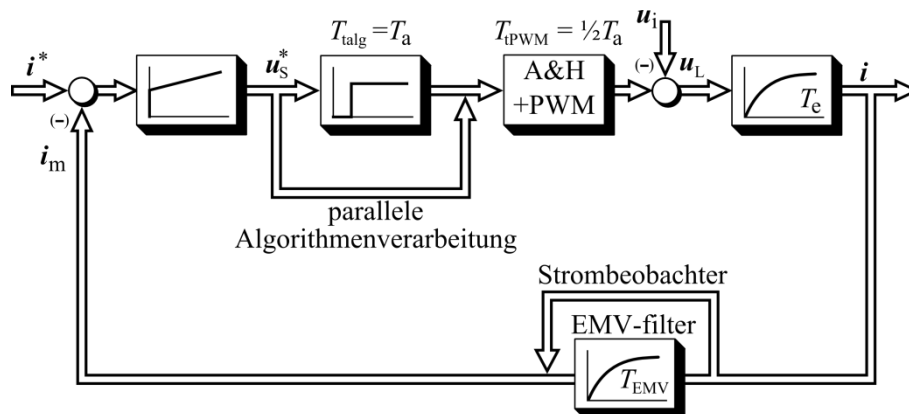


Abbildung 8.18: Blockschaltbild der Stromregelung mit Darstellung der auftretenden Verzögerung einer Standard Stromregelung und unter Verwendung paralleler Algorithmenverarbeitung

Mit der Kompensation der Zeitkonstante des EMV-Filters T_{EMV} durch den Strombeobachter reduziert sich die Strecke des Stromregelkreises zu einem System erster Ordnung. Weiterhin reduziert sich die effektive Summentotzeit T_{Σ} durch die vernachlässigbar kleine Algorithmenberechnungszeit $T_{talg} \approx 0$ auf die PWM bedingte Verzögerungszeit von einem halben Abtastzyklus ($\frac{1}{2}T_a$).

Damit ist mit Hilfe paralleler Algorithmenverarbeitung das in Kapitel 8.5.1 beschriebene theoretische Maximum der Stromreglerbandbreite erreichbar. Wegen der extrem kleinen Algorithmenberechnungszeit innerhalb von FPGAs ist diese Methode der Stromregelung auch für hohe PWM-Frequenzen gut geeignet.

8.10 Zusammenfassung

Bei Implementierung des Stromregelkreises innerhalb eines μC kann die Regelstrecke durch die elektrische Motorzeitkonstante T_e und die Zeitkonstante des EMV Filters T_{EMV} modelliert werden. Die Stromregelstrecke stellt in diesem Fall ein System zweiter Ordnung dar. Durch die Abtasthalteumgebung der PWM bedingten Totzeit von einem halben Abtastzyklus ($\frac{1}{2}T_a$), zuzüglich der Algorithmenberechnungszeit eines Abtastzyklus T_a , beträgt die Summentotzeit $T_{t\Sigma}$ eineinhalb Abtastzyklen ($1\frac{1}{2}T_a$) [48].

Während die Algorithmenberechnungszeit in einem μC basierten System durch einen Smith Prädiktor kompensiert werden kann, existiert sie in einem System unter Verwendung paralleler Algorithmenverarbeitung erst gar nicht. Auch ist der Prädiktionshorizont bei dem Beobachter deutlich kürzer, was Fehler durch ungenaue Parameter verringert.

Wegen der zusätzlichen Nutzung eines Strombeobachters kann auch die Zeitkonstante des EMV-Filters kompensiert werden, wodurch sich die Regelstrecke auf ein System erster Ordnung reduziert [48].

Weil die AD-Wandlung und die Algorithmenberechnung innerhalb eines Abtastzyklus erfolgen müssen, ist die Standard Stromregelung mit Algorithmenimplementierung innerhalb eines μC bei Erhöhung der PWM-Frequenz limitiert. Diese Einschränkung gilt nicht bei paralleler Algorithmenverarbeitung ($T_{\text{Talg}} \approx 0$).

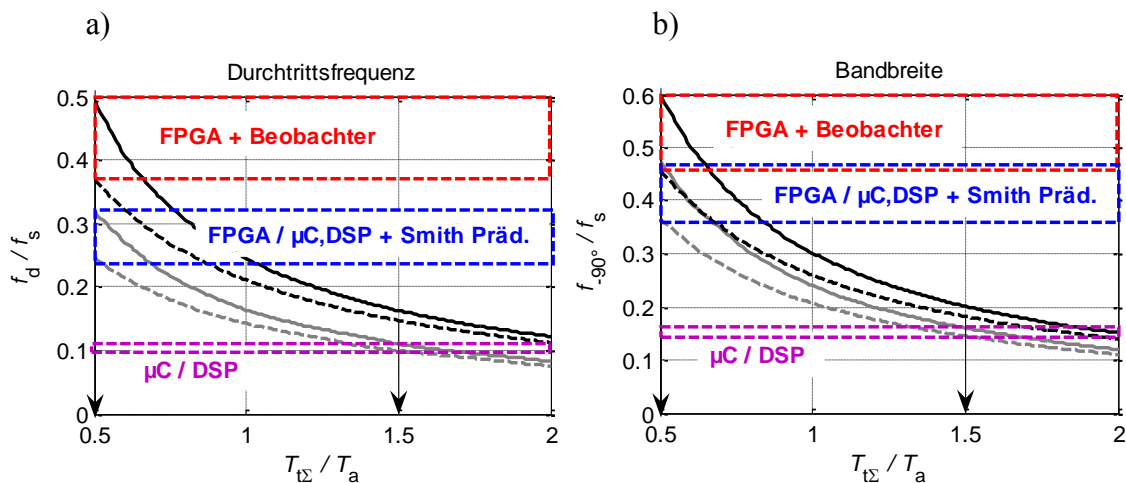


Abbildung 8.19: Für die unterschiedlichen Regelstrukturen...

- ...erreichbare Durchtrittsfrequenz f_d im Verhältnis zur Summentotzeit $T_{t\Sigma}$
- ...erreichbare Reglerbandbreite f_{-90° im Verhältnis zur Summentotzeit $T_{t\Sigma}$

Abbildung 8.19 zeigt die erreichbaren Durchtrittsfrequenzen und Reglerbandbreiten für die vier verschiedenen Reglertypen als Funktion der Summentotzeit [48]. In der Praxis wird der Regler üblicherweise so ausgelegt, dass das Überschwingen im geschlossenen Kreis im Bereich zwischen null bis drei dB liegt.

Tabelle 8.3: Kenngrößen der vier Reglerkonfigurationen

	A&H	T_{talg} Berechnungszeit	T_{Σ} Summentotzeit	T_{EMV} EMV-Filter	Streckenordnung	Max. f_{90° $f_{\text{PWM}} = 8 \text{ kHz}$
FPGA + Beob.	$0,5 T_a$	-	$0,5 T_a$	nein	1	4 kHz
FPGA	$0,5 T_a$	-	$0,5 T_a$	ja	2	2,5 kHz
$\mu\text{C} / \text{DSP} + \text{Präd.}$	$0,5 T_a$	-	$0,5 T_a$	ja	2	2,5 kHz
$\mu\text{C} / \text{DSP}$	$0,5 T_a$	$1,0 T_a$	$1,5 T_a$	ja	2	1,5 kHz

9 Drehzahlregelkreis

Beim Drehzahlregelkreis hängt die erreichbare Regeldynamik wesentlich von der Beschaffenheit der mechanischen Regelstrecke ab [1], [11]. Für eine einfache Regelbarkeit sollte die Strecke dabei über dem gesamten betrachteten Frequenzbereich ein möglichst lineares Verhalten aufweisen.

Ideales Streckenverhalten

Idealisiert resultiert die Drehzahl bei Servoantrieben aus der Integration des elektrischen Drehmomentes m_e . Parameter der Integration für die Beschleunigung der Motorwelle sind die Drehmomentkonstante k_T und das Massenträgheitsmoment J [Kap.3.4]. Je nach Größe und Beschaffenheit des Motors kann das Massenträgheitsmoment dabei über einen weiten Bereich variieren, wobei das Verhältnis von k_T/J mit der Baugröße der Servomotoren zunimmt [27].

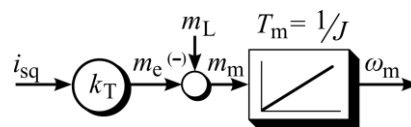


Abbildung 9.1: Grundlegendes Blockschaltbild der Drehzahlregelstrecke

Reales Streckenverhalten

In der Praxis werden die regelungstechnischen Eigenschaften der Drehzahlregelstrecke jedoch durch die Art und Weise des mechanischen Gesamtaufbaus der jeweiligen Applikation beeinflusst, wodurch die Komplexität der Drehzahlregelstrecke zunimmt.

Die wesentlichen Faktoren stellen dabei Reibung (Haftreibung + Gleitreibung), mechanische Resonanzen und bei Einsatz von Getrieben die Getriebelose dar [11].

Reibung

Bei der Reibung wird zwischen Haftreibung und Gleitreibung unterschieden. Durch den Einfluss der Haftreibung setzt sich eine Antriebsachse aus dem Stillstand erst beim Aufbringen einer Initialkraft in Bewegung. Die Haftreibung stellt damit regelungstechnisch eine Nichtlinearität dar. In heutigen Antrieben ist der Einfluss der Haftreibung wegen der hohen Güte der verwendeten Lager jedoch oft vernachlässigbar gering.

Die Gleitreibung limitiert als drehzahlproportionale Komponente die erreichbare Maximaldrehzahl des Servoantriebes. Aus diesem Grund wird die Übertragungsfunktion der Regelstrecke als Verzögerungsglied erster Ordnung modelliert. Da der Einfluss der Gleitreibung üblicherweise eher schwach ist, kann die Regelstrecke über einen einfachen Integrator genähert werden.

Mechanische Resonanzen

Mechanische Resonanzen entstehen durch die konstruktionstechnisch nicht ideale mechanische Kopplung des Antriebsmotors an die Last und den Encoder (Positionsgeber). Bei Standard Antrieben wird der Encoder dabei üblicherweise an der Motorrückseite befestigt.

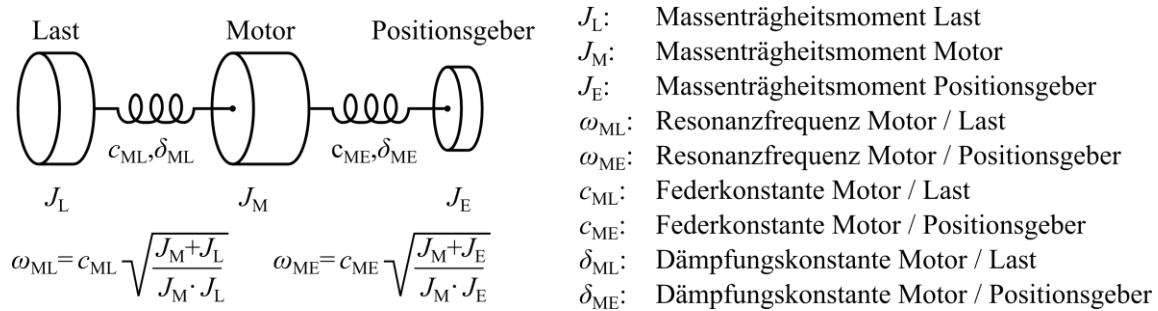


Abbildung 9.2: Beschreibung der Resonanzen zwischen Motor und Last sowie zwischen Motor und Encoder [62], [65]

Die Motorwelle, die alle drei Elemente miteinander verbindet, wirkt dabei wie eine Feder [1]. Die Massenträgheiten von Last und Motor sind in der Regel sehr viel größer als die des Encoders. Aus diesem Grund können die Kopplungen zwischen Last und Motor sowie zwischen Motor und Encoder näherungsweise als voneinander unabhängige Zweimassenschwinger modelliert werden. Die Resonanzfrequenzen der Zweimassenschwinger ergeben sich dabei über die Massenträgheitsmomente von Motor, Last und Encoder und die Federkonstante, die über die Steifigkeit der Motorwelle und der Kupplung bestimmt ist. Die Resonanzfrequenz ω_{ML} von Motor und Last liegt dabei oft im Bereich von wenigen hundert Hertz. Wegen der geringen Masse des Encoders liegt die Resonanzfrequenz ω_{ME} zwischen Motor und Encoder üblicherweise deutlich über einem Kilohertz. Beide Resonanzen verursachen einen charakteristischen Verlauf im Amplituden- und Phasengang des Frequenzdiagramms des offenen Regelkreises, die in Abbildung 9.3 beispielhaft dargestellt ist [53].

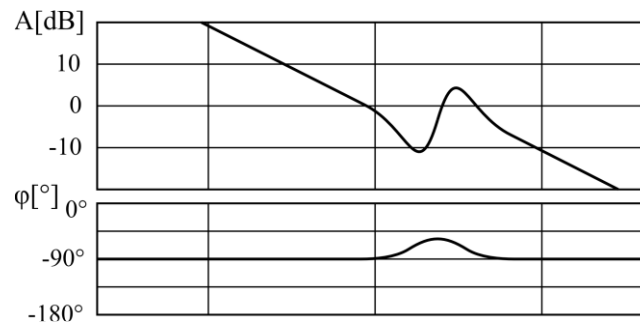


Abbildung 9.3: Typischer Verlauf einer Resonanz in Amplituden- und Phasengang der Drehzahlregelstrecke [53]

Für eine hohe Regelgüte ist im Frequenzgang des offenen Drehzahlregelkreises ein möglichst linearer Amplitudenverlauf wünschenswert. Die Resonanz zwischen Motor und Last befindet sich dabei innerhalb des Bereiches, der von der Reglerbandbreite abgedeckt werden soll. Diese Nichtlinearität kann mit Hilfe phasenkorrigierender Filter (Notch, Biquad) nahezu vollständig linearisiert werden [52], [53]. Die durch den Encoder verursachte Resonanz liegt üblicherweise oberhalb der erreichbaren Drehzahlreglerbandbreite. Aus diesem Grund kann sie effizient durch die geeignete Wahl der Bandbreite eines Drehzahlbeobachters unterdrückt werden [62]. Ist eine steilere Amplitudenabsenkung erforderlich, bietet sich der Einsatz von

Pol-Nullstellenfiltern (z.B. Cauer-Filter) an [43]. Zur exakten Bestimmung der Drehzahl und zur Unterdrückung der Resonanz zwischen Encoder und Last wurde im Versuchsaufbau dieser Arbeit ein Drehzahlbeobachter 2.Ordnung in paralleler Algorithmenverarbeitung implementiert.

Getriebelose

Beim Einsatz von Getrieben wird das mechanische Verhalten durch die getriebeeigene Lose mit nichtlinearem Übertragungsverhalten negativ beeinflusst. Die Getriebeübersetzung selbst, geht dabei multiplikativ in die Strecke des Lageregelkreises ein.

Direktantriebe

Wenn besonders hohe Anforderungen an die Regeldynamik gestellt werden, ist es sinnvoll alle nichtlinearen Einflüsse so weit wie möglich konstruktionstechnisch zu vermeiden. Die Motorwelle wird bei solchen „Direktantrieben“ ohne den Einsatz von Getrieben und ohne den Einsatz einer Kupplung „direkt“ mit der Motorwelle verbunden. Die Verbindung des Motors mit der Last ist dabei besonders starr ausgeführt, so dass sich die Resonanz zwischen Motor und Last wegen der vergleichsweise hohen Federkonstante in Richtung höherer Frequenzen verschiebt. Der Frequenzgang der Drehzahlregelstrecke eines mechanisch gut ausgelegten Direktantriebs weist dadurch in einem weiten Frequenzbereich auch ohne phasenkompensierende Filter einen recht linearen Verlauf auf. Bei Verwendung eines Direktantriebes mit vernachlässigbarer Reibung ist eine Näherung der Drehzahlregelstrecke durch eine reine Integration zulässig.

9.1 Reglerauslegung

Der Drehzahlregler selbst wird standardmäßig, wie die Stromregelung, innerhalb einer ISR eines $\mu\text{C}/\text{DSP}$ zeitdiskret mit einer Abtastzeit T_a berechnet. Wegen der hohen Komplexität des Drehzahlregelkreises ist die Auslegung als zeitdiskrete Abtastregelung hier nicht sinnvoll. Die Reglerauslegung erfolgt deshalb quasizeitkontinuierlich mit den Methoden der klassischen Regelungstechnik. Die durch die Signalabtastung hervorgerufene Totzeit von einem halben Abtastzyklus ($\frac{1}{2}T_a$) muss bei der Auslegung mit den Methoden der klassischen Regelungstechnik zusätzlich berücksichtigt werden.

Anschaulich kann die erreichbare Regelgüte des Drehzahlreglers wie folgt hergeleitet werden. Dazu wird angenommen, dass die Drehzahlregelstrecke keine Nichtlinearitäten, wie Reibung oder Getriebelose, aufweist und vorhandene Resonanzen zwischen Motor und Last durch entsprechende Filter vollständig dynamisch kompensiert werden. Weiterhin wird angenommen, dass keine zusätzlichen Totzeiten in der Regelstrecke vorhanden sind. Der mechanische Teil der Regelstrecke kann in diesem Fall durch einen idealen Integrator genähert werden. Der Stromregelkreis, der einen weiteren Teil der Drehzahlregelstrecke darstellt, wird durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung (PT1) mit der Ersatzzeitkonstante T_{Ei} genähert.

Für die beschriebene Regelstrecke, bestehend aus der Integration des Drehmomentes m_m zur Drehzahl ω und dem PT1-Element mit der Ersatzzeitkonstante des Stromreglers T_{Ei} , bietet sich die Auslegung nach dem Symmetrischen Optimum an. Für die Proportionalverstärkung K_{pn} ergibt sich dann Gleichung (9.1) [73].

$$K_{pn} = \frac{J/k_T}{(2\delta_n + 1) \cdot T_{Ei}} \quad (9.1)$$

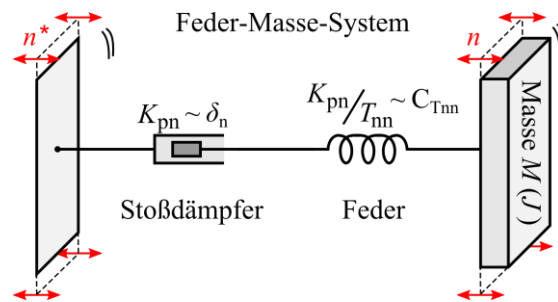


Abbildung 9.4: Beschreibung des Drehzahlregelkreises als Feder-Masse-System.

Dabei gilt:

Proportionalverstärkung $K_{pn} \sim$ Dämpfungskonstante δ_n

Nachstellzeit $T_{nn} \sim 1 /$ Federkonstante C_{Tnn}

Zunächst wird nun die Regelung durch einen reinen P-Regler betrachtet. In diesem Fall ist die Stellgröße des Drehzahlreglers, die dem Sollwert der drehmomentbildenden Stromkomponente (i_q) entspricht, proportional zur Regeldifferenz aus Soll- und Istdrehzahl.

$$i_q^* = K_{pn}(\omega^* - \omega) \quad (9.2)$$

Wenn die Solldrehzahl zusätzlich mit Null angenommen wird, ist der q-Stromsollwert proportional zur Istdrehzahl. Ein mit einem reinen P-Regler betriebener Drehzahlregler besitzt damit in etwa das Verhalten eines Stoßdämpfers. Die Proportionalverstärkung K_{pn} ist dabei proportional zur Dämpfungskonstante δ_n des Stoßdämpfers.

Bei Annahme eines idealen Stromregelkreises ($G_{wi}(j\omega) = 1$) ergibt sich für den offenen Regelkreis des Drehzahlreglers unter Vernachlässigung von Resonanzen und weiteren Einflüssen Gleichung (9.3). Die Näherung gilt auch bei der Näherung des Stromreglers durch ein PT1 Element, wenn angenommen wird, dass die Frequenz ω immer ausreichend unterhalb der Grenzfrequenz des PT1 Elements liegt.

$$G_{0n}(j\omega) = K_{pn} \cdot \frac{k_T}{j\omega J} \quad (9.3)$$

Damit ist die Proportionalverstärkung K_{pn} proportional dem Quotienten aus Massenträgheitsmoment J und Drehmomentkonstante k_T .

$$K_{pn} \sim \frac{J}{k_T} \quad (9.4)$$

Im Folgenden wird zur Veranschaulichung und unter Nichtbeachtung der Stabilität von einem reinen I-Regler ausgegangen.

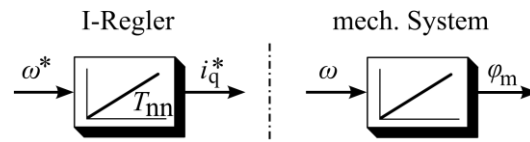


Abbildung 9.5: Äquivalenz zwischen reinem I-Regler und dem mechanischen System

Die Stellgröße des Drehzahlreglers (Sollwert der drehmomentbildenden Stromkomponente (q)) ist in diesem Fall proportional zum mechanischen Rotorwinkel φ_m (Abbildung 9.5). Da sich aus dem q -Strom über die Drehmomentkonstante k_T das Drehmoment m_m ergibt, kann der proportionale Zusammenhang zum Rotorwinkel über eine Federkonstante C_{Tnn} beschrieben werden.

$$m_m \sim C_{Tnn} \cdot \varphi_m \quad (9.5)$$

$$C_{Tnn} = \frac{K_{pn}}{T_{nn}} \cdot K_T \quad (9.6)$$

Der Integralanteil des Drehzahlreglers wirkt somit als mechanische „Rückstellfeder“ für den Rotor.

Wird für die Regelstrecke ein PI-Regler verwendet und die Reglerauslegung mit dem Symmetrischen Optimum realisiert, ist die Nachstellzeit T_{nn} eindeutig über Gleichung (9.7) bestimmt und hängt bei gegebenem Dämpfungsgrad δ_n ausschließlich von der Ersatzzeitkonstanten des Stromregelkreises T_{Ei} ab.

$$T_{nn} = (2\delta_n + 1) \cdot T_{Ei} \quad (9.7)$$

Wenn in der Drehzahlregelstrecke keine zusätzlichen Totzeiten vorhanden sind, wird die erreichbare Federkonstante C_{Tnn} der Welle damit allein durch die Bandbreite des Stromreglers bestimmt. Da sich K_{pn} und T_{nn} proportional zur Stromreglerbandbreite verändern, ist die Federkonstante der Motorwelle proportional zum Quadrat der Stromreglerbandbreite.

$$C_{Tnn} \sim \frac{1}{T_{Ei}^2} \quad (9.8)$$

Wegen der Abhängigkeit zu antriebsinternen Größen und Parametern wird anstelle einer Federkonstanten C im Weiteren von der dynamischen Steifigkeit c des Antriebs gesprochen (Gleichung(10.5)). Da die dynamische Steifigkeit den resultierenden Schleppfehler der Antriebsregelung direkt bestimmt, ist sie ein charakteristisches Maß für die Positioniergenauigkeit eines Servoantriebes. Die Abhängigkeit der dynamischen Steifigkeit von weiteren Faktoren wird in Kapitel 10.1 behandelt.

10 Positionsregelkreis

Die Strecke des Lageregelkreises ist durch die Integration der Geschwindigkeit zur Position und die Ersatzzeitkonstante T_{En} des Drehzahlregelkreises bestimmt. Bei der Integration der Drehzahl zur Position handelt es sich, sofern kein Getriebe verwendet wird, um eine „ideale“ Integration mit einer Integrationszeitkonstanten von ($T = 1$ s). Weiterhin wird die Lageregelstrecke nicht durch zusätzliche Störgrößen beeinflusst, da alle mechanischen Einflüsse schon im Drehzahlregelkreis angreifen. Damit sind bei der Lageregelung keine größeren Herausforderungen zu meistern [1], [2], [10].

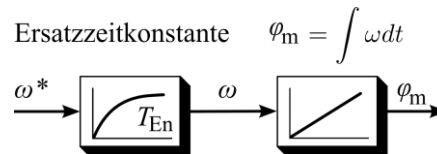


Abbildung 10.1: Blockschaltbild der Positionsregelstrecke

Wegen der exakten Streckenkenntnis und da alle Störgrößen innerhalb vom Strom- bzw. Drehzahlregelkreis angreifen, kann die Position hochgenau über eine entsprechende Vorsteuerung gestellt werden, ohne dass eine bleibende Regelabweichung korrigiert werden muss [12]. Als Regler ist damit ein einfacher P-Regler ausreichend, wodurch sich die Reglerparametrierung entsprechend vereinfacht.

Aus der Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises ergeben sich unter den gegebenen Randbedingungen die Kreisfrequenz ω_{p0} und die Dämpfung δ_p des Positionsregelkreises. Die Ersatzzeitkonstante des Drehzahlregelkreises wird mit T_{En} angegeben.

$$\omega_{p0} = \sqrt{\frac{K_{pp}}{T_{En}}} \quad (10.1)$$

$$\delta_p = \frac{1}{2} \frac{\omega_{p0}}{K_{pp}} \quad (10.2)$$

Die Dämpfung kann beim Positionsregler relativ schwach gewählt werden, da ein Überschwingen durch die Vorsteuerung vermieden wird und der Positionsregler nur den verbleibenden Fehler ausregeln muss. Für eine Phasenreserve von 60° ergibt sich im vorliegenden System beispielhaft eine Dämpfung von $\delta_p \approx 0,5$.

Die Parametrierung kann dabei einfach über die Phasenreserve erfolgen. Die zu wählende Durchtrittsfrequenz des Positionsreglers und damit auch die Proportionalverstärkung K_{pp} lässt sich aus dem z.B. via Bodediagramm ermittelten (closed loop) Phasengang des Drehzahlreglers bestimmen. Subtrahiert man den Phasengang des Drehzahlreglers zuzüglich des Phasengangs der Integration der Drehzahl zur Position (-90°), von -180° (Nyquistbedingung), so erhält man die Phasenreserve des (open loop) Frequenzganges des offenen Positionsregelkreises (Gleichung (10.3)).

$$\varphi_{reserve} = -180^\circ - (\varphi_{cl \text{ Drehzahl}} - 90^\circ) \quad (10.3)$$

10.1 Beeinflussung des Schleppfehlers durch die Antriebsregelung

Das wesentliche Ziel der Antriebsregelung ist es, eine Sollposition bei einem möglichst geringen Schleppfehler (Differenz aus Soll- und Istposition) schnellstmöglich zu erreichen, um z.B. mit einer Werkzeugmaschine qualitativ hochwertige Produkte in kurzer Zeit herstellen zu können. Idealerweise sollte der Schleppfehler immer exakt Null sein, was jedoch in der Praxis nicht realisierbar ist.

Der Einfluss der Antriebsregelung auf den Schleppfehler wird im Folgenden am Beispiel eines linearen Antriebs beschrieben. Es wird weiterhin von einer idealen Vorsteuerung ausgegangen, so dass sich Abweichungen in der Position nur durch von außen angreifende Störgrößen ergeben. Weiterhin wird von einer näherungsweise idealen Mechanik ausgegangen, wie sie in der Praxis am ehesten bei Direktantrieben in Werkzeugmaschinenapplikationen zu finden ist. Resonanzen und weitere mechanische Einflüsse werden vernachlässigt, so dass die erreichbare Bandbreite des Positionsregelkreises allein durch die Bandbreite des Stromregelkreises bestimmt ist.

Als charakteristisches Maß für die Größe des auftretenden Schleppfehlers kann die dynamische Steifigkeit des Antriebs c [N/ μm] herangezogen werden. „Die dynamische Steifigkeit gibt den elastischen Verformungswiderstand einer Struktur gegenüber einer äußeren dynamischen Kraft an“ [10].

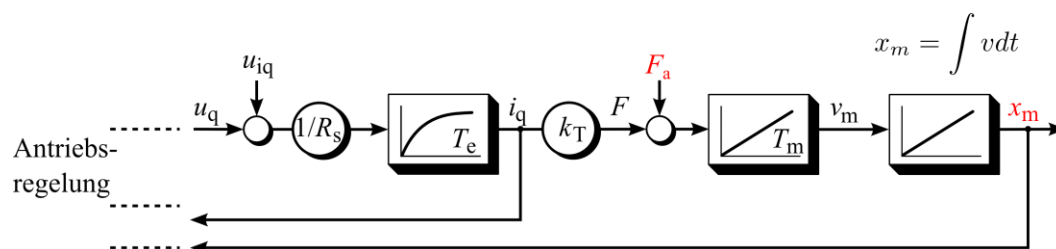


Abbildung 10.2: Beispielhafter Angriff einer Störkraft in der Antriebsregelstrecke

Zur Ermittlung der dynamischen (frequenzabhängigen) Steifigkeit wird angenommen, dass der Antrieb von außen mit einer frequenzabhängigen Störkraft $F_a(t)$ beaufschlagt wird.

$$F_a(t) = F_0 \cdot \sin(\omega t) \quad (10.4)$$

Die dynamische Steifigkeit ergibt sich durch das Verhältnis der Amplitude der angreifenden Störkraft $F_a(\omega)$ (hier: $F_a(\omega) = F_0$) zu dem dabei auftretenden maximalen Schleppfehler Δx_{\max} [10]. Wenn für den Positionssollwert $x^*(t) = 0$ angesetzt wird, kann anstelle des Schleppfehlers auch die maximale Auslenkung (Hub) der Istposition $x_{\max}(\omega)$ verwendet werden.

$$c = \frac{F_0}{x_{\max}(\omega)} \quad \text{für } x^*(t) = 0 \quad (10.5)$$

Je größer die dynamische Steifigkeit ist, umso kleiner ist der resultierende Schleppfehler im Antrieb. Die dynamische Steifigkeit besitzt die Einheit einer Federkonstanten C [N/m], wird jedoch frequenzabhängig durch unterschiedliche Einflüsse bestimmt, die getrennt voneinander betrachtet werden.

Zunächst wird der Einfluss der Masse des Antriebs M_0 ohne Berücksichtigung der Antriebsregelung behandelt. Über die zweifache Integration von Gleichung (10.4) ergibt sich für die Istposition:

$$x(t) = -\frac{F_0}{M_0 \cdot \omega^2} \cdot \sin(\omega t) \quad (10.6)$$

Im Frequenzbereich resultiert daraus betragsmäßig für die Steifigkeit:

$$c_{M_0}(\omega) = M_0 \cdot \omega^2 \quad (10.7)$$

Antriebsseitig wird die Steifigkeit durch den Einfluss der einzelnen Regler bestimmt.

Für den Integralanteil des Drehzahlreglers ist sie dabei bereits durch die in Gleichung (9.6) definierte Federkonstante C_{Tnn} vorgegeben.

Die über den Proportionalanteil des Drehzahlreglers bestimmte Steifigkeit kann wie folgt hergeleitet werden. Dabei wird wiederum ein Drehzahlreglersollwert von ($v^*(t) = 0$) vorausgesetzt. Die Gleichungen werden dabei direkt im Frequenzbereich angegeben und können durch die Reaktion des Reglers auf die von außen einwirkende Anregung bestimmt werden.

Reaktio = Aktio

$$F^*(j\omega) = F_a(j\omega)$$

$$i^*(j\omega) \cdot k_T = F_a(j\omega)$$

$$v^*(j\omega) \cdot K_{pn} \cdot k_T = F_a(j\omega)$$

$$v^*(j\omega) = \frac{F_a(j\omega)}{K_{pn} \cdot k_T}$$

$$x^*(j\omega) = \frac{F_a(\omega)}{j\omega \cdot K_{pn} \cdot k_T} \quad (10.8)$$

Damit ergibt sich betragsmäßig für die dynamische Steifigkeit:

$$c_{\delta n}(\omega) = \omega \cdot K_{pn} \cdot k_T \quad (10.9)$$

Für den Positionsregler wird nur die Nachstellzeit des Integralanteils des Drehzahlreglers berücksichtigt. Die dynamische Steifigkeit des Positionsreglers kann analog zu der des Drehzahlreglers hergeleitet werden und ist durch Gleichung (10.10) bestimmt.

$$c_x(\omega) = \frac{K_{pp} \cdot K_{pn} \cdot k_T}{\omega \cdot T_{nn}} \quad (10.10)$$

Tabelle 10.1: Bestimmende Funktionen der elektrischen Steifigkeit c im Antriebssystem

Steifigkeit durch Beschleunigung der Masse (Last)	$c_{M_0} = M_0 \cdot \omega^2$
Federkonstante des Integralanteils des Drehzahlreglers	$c_{T_{nn}} = \frac{K_{pn}}{T_{nn}} \cdot K_T$
Steifigkeit durch den Drehzahlregler	$c_{\delta_n} = \omega \cdot K_{pn} \cdot K_T$
Steifigkeit durch Integration des Schleppfehlers	$c_x = \frac{K_{pp} \cdot K_{pn} \cdot K_T}{T_{nn} \cdot \omega}$

In Abbildung 10.3 werden die beschriebenen Zusammenhänge grafisch als Funktionen der Anregungsfrequenz ω dargestellt. Die Zusammenhänge sind für die in Kapitel 8.10 angegebenen Stromreglerbandbreiten für eine Standard Stromregelung, eine FPGA-basierte oder eine μC -basierte Stromregelung mit Smith-Prädiktor und für eine FPGA-basierte Stromregelung mit Strombeobachter bei einer PWM-Frequenz von ($f_s = 8 \text{ kHz}$) abgebildet.

Für niedrige Frequenzen wird durch den Positionsregler eine hohe Steifigkeit erreicht, die mit steigender Frequenz abnimmt. Für steigende Frequenzen ergibt sich durch die Dämpfung des Proportionalanteils des Drehzahlreglers und die zu bewegende Masse M_0 eine erhöhte Steifigkeit. Eine Untergrenze ist über die Federkonstante des Integralanteils des Drehzahlreglers gegeben. Der Schnittpunkt der Geraden zwischen c_x und c_{M_0} gibt das Minimum der dynamischen Steifigkeit an. Er liegt recht genau im Bereich der Eigenfrequenz ω_{p0} des Positionsregelkreises. Damit wird die Anregungsfrequenz, bei der der maximale Schleppfehler auftritt, über die Bandbreite des Positionsregelkreises bestimmt.

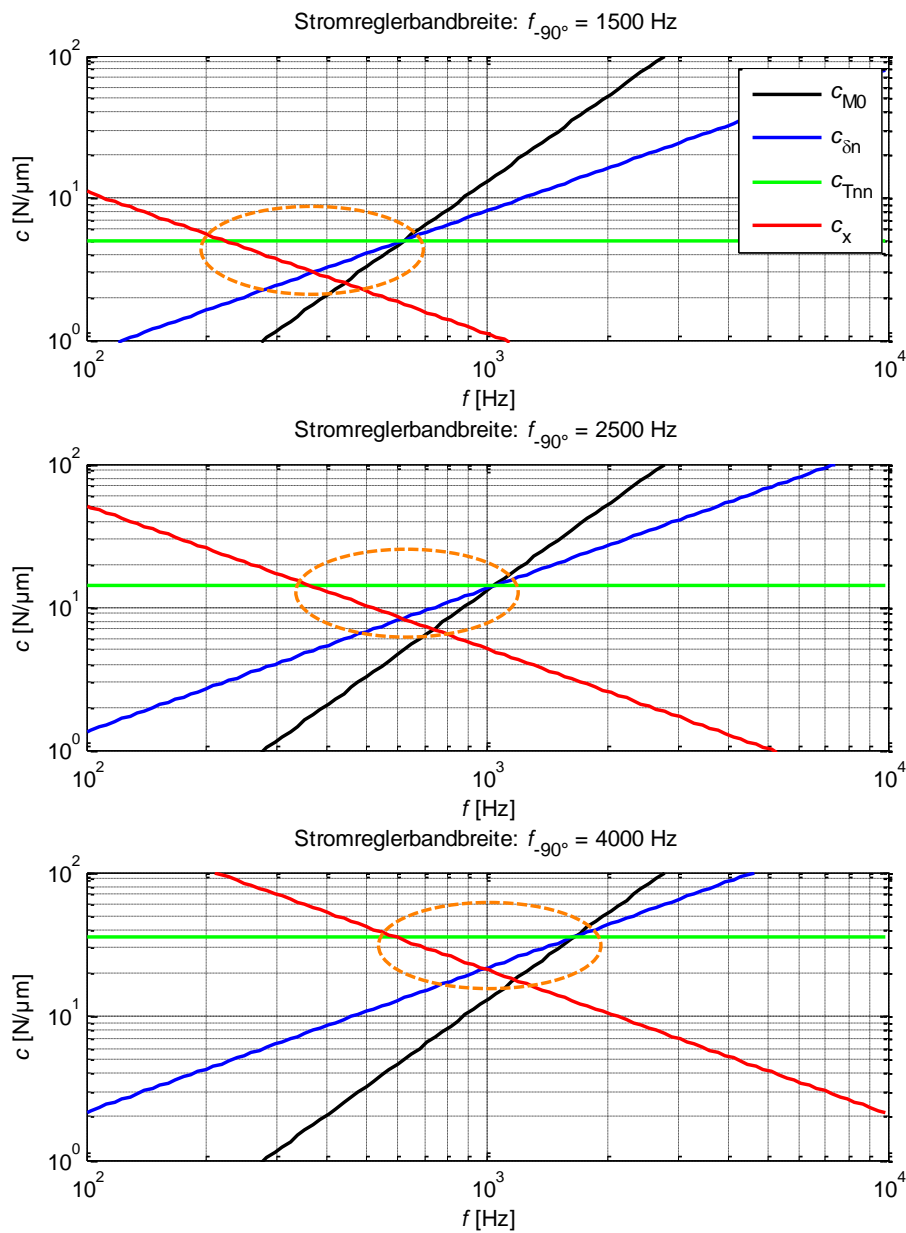


Abbildung 10.3: Verlauf der dynamischen Steifigkeit c in Abhängigkeit der Anregungsfrequenz ($f = \omega/2\pi$)

- a: Stromreglerbandbreite $f_{-90^\circ} = 1500 \text{ Hz}$, maximale Steifigkeit $c_{\min} \approx 350 \text{ Hz}$
- b: Stromreglerbandbreite $f_{-90^\circ} = 2500 \text{ Hz}$, maximale Steifigkeit $c_{\min} \approx 600 \text{ Hz}$
- c: Stromreglerbandbreite $f_{-90^\circ} = 4000 \text{ Hz}$, maximale Steifigkeit $c_{\min} \approx 1000 \text{ Hz}$

11 Sinnvolles Schließen der Regelkreise

Stromregler

Da der Stromregelkreis der innerste Regelkreis der Kaskadenregelung ist, gibt die Stromreglerbandbreite die erreichbaren Bandbreiten der äußeren Regelkreise vor. Aus diesem Grund ist die Implementierung des Stromregelkreises in paralleler Algorithmenverarbeitung sinnvoll. Wegen der vergleichsweise einfachen Strecke (Motorzeitkonstante + Verzögerungszeit) stellt die Reglerparametrierung keine besondere Herausforderung dar. Die für den Stromregelkreis zu verwendende Wortbreite wird durch die Genauigkeit der Stromerfassung vorgegeben, die unter Verwendung von $\Delta\Sigma$ -Modulatoren und Sinc³-Filtern bei ca. 12 Bit liegt [Kap.7.3.2]. Wegen des zusätzlichen Quantisierungsrauschens von digitaler Signalverarbeitung sollte die Wortbreite jedoch etwas höher gewählt werden. Mit einer Wortbreite von 16 Bit kann der Stromregler effizient mit verhältnismäßig wenigen FPGA-Logikelementen implementiert werden.

Drehzahlregler

Wegen der vorhandenen Komplexität (Resonanzen, Reibung, Lose) und der teilweise stark abweichenden Anforderungen der Applikationen ist die Verwendung kundenspezifischer Algorithmen beim Drehzahlregler häufig erwünscht. Die erreichbare Reglerbandbreite stellt dabei nicht immer das wesentliche Kriterium dar. Bei speziellen Werkzeugmaschinen und Robotikanwendungen entscheidet die erreichbare Reglerbandbreite jedoch oft über die Qualität der zu produzierenden Werkstücke. Aus diesen Gründen muss von Fall zu Fall entschieden werden, ob eine Implementierung in paralleler Algorithmenverarbeitung (hohe Bandbreite) oder eine Implementierung innerhalb eines Prozessors oder IPCs (hohe Flexibilität, Möglichkeit der Nutzung von IP) sinnvoll ist.

Positionsregler

Der Positionsregler erfordert als äußerster Regelkreis die höchste Regelgenauigkeit. Dabei ist die Positionsregelstrecke exakt bekannt. Weil die erreichbare Bandbreite des Positionsreglers von der Ersatzzeitkonstanten des Drehzahlregelkreises abhängig ist, ergibt sich bei genügend hoher Abtastrate keine wesentliche Bandbreitensteigerung, wenn der Regelkreis in paralleler Algorithmenverarbeitung geschlossen wird. Beim Schließen des Drehzahlreglers innerhalb eines Soft-Core Prozessors oder IPCs sollte deshalb auch der Positionsregelkreis dort geschlossen werden. Wenn der Drehzahlregelkreis innerhalb paralleler Algorithmenverarbeitung geschlossen ist, kann der Positionsregler optional auch in paralleler Algorithmenverarbeitung geschlossen werden. Wird auf Kosten einer höheren Anzahl von Logikelementen zusätzlich eine Feininterpolation in paralleler Algorithmenverarbeitung implementiert, kann die Zykluszeit des Feldbusses durch diese Maßnahme reduziert werden (Kap. 6.6.2).

Im Folgenden werden die sich bietenden Möglichkeiten bei der Implementierung des Drehzahlregelkreises detailliert beschrieben. Es wird davon ausgegangen, dass der Stromregelkreis dynamisch in paralleler Algorithmenverarbeitung und der Positionsregelkreis flexibel innerhalb eines Soft-Core Prozessors oder IPCs implementiert ist [50].

Regelung zum Debugging in Echtzeit zur Verfügung.

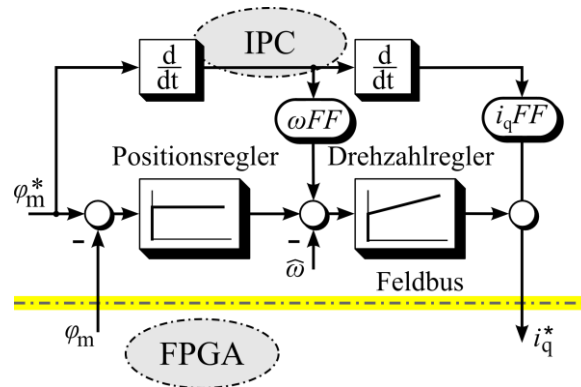


Abbildung 11.2: Hohe Flexibilität durch Implementierung innerhalb eines IPC

Wenn die Feldbuszykluszeit der Abtastzykluszeit T_a entspricht und die Datenübertragung über den Feldbus, wie in Kapitel 6.6.2 beschrieben, vollständig mit der SPS-Task synchronisiert ist (z.B. EtherCAT XFC), beträgt die gesamte Verzögerungszeit des Drehzahlreglers einen Abtastzyklus T_a . Damit wird mit diesem Ansatz die Bandbreite eines Standard Drehzahlreglers erreicht, der mit einem DSP bzw. μC realisiert ist.

11.3 Mittlere Flexibilität bei Standard Bandbreite (Soft-Core Prozessor)

Wenn der Drehzahlregelkreis innerhalb eines Soft-Core Prozessors geschlossen wird, besteht die Möglichkeit, Intellectual Property (IP) in eingeschränktem Maß zu nutzen. Wie bei der Implementierung im IPC können die Regelalgorithmen anwenderspezifisch mit grafikbasierten Programmierwerkzeugen (jedoch eingeschränkt) entworfen werden. Anschließend kann der Quellcode für den Soft-Core Prozessor über einen Codegenerator erstellt werden. Wegen der Algorithmenberechnung im Soft-Core Prozessor können die Signale der Regelung jedoch nicht alle in Echtzeit überwacht werden. Im Vergleich zu einer Implementierung in paralleler Algorithmenverarbeitung werden die Ressourcen des programmierbaren Logikbausteins durch die Implementierung in Software geschont.

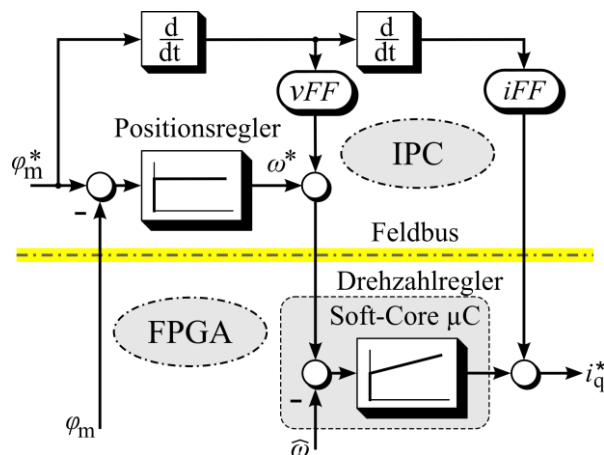


Abbildung 11.3: Mittlere Flexibilität bei Implementierung innerhalb eines Soft-Core Prozessors

Analog zur Standard Implementierung des Drehzahlreglers in einem $\mu\text{C}/\text{DSP}$ wird bei Implementierung der Algorithmen in einem Soft-Core Prozessor die Bandbreite eines Standard Drehzahlregelkreises erreicht, wenn die Algorithmen im Prozessor mit der Zykluszeit ($T_a = 1/f_s$) berechnet werden [Kap. 8.7].

11.4 Hybrid (hohe Bandbreite, Ressourcen schonend)

Eine weitere Möglichkeit stellt die Aufteilung der Algorithmenberechnung des Drehzahlreglers dar. Dabei wird eine Komponente der Algorithmen schnell und ohne Verzögerung in paralleler Algorithmenverarbeitung, z.B. innerhalb eines FPGAs, berechnet. Eine weitere Komponente wird über einen Feldbus innerhalb eines IPCs oder Soft-Core Prozessors mit der Möglichkeit der Nutzung von Intellectual Property berechnet [49]. In Abbildung 11.4 sind beide Komponenten beispielhaft mit $G_1(z)$ und $G_2(z)$ angegeben.

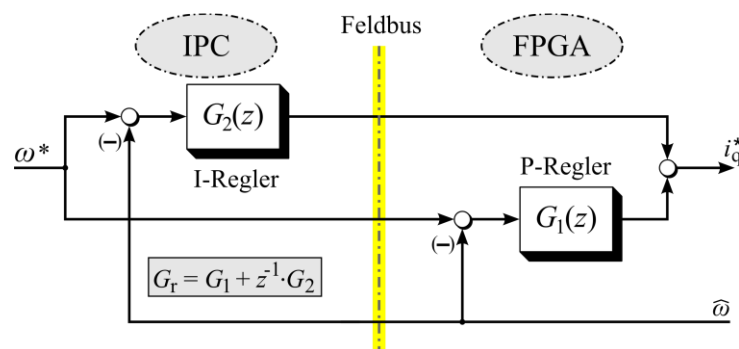


Abbildung 11.4: Hybride Struktur für eine hohe Bandbreite mit der Möglichkeit der Nutzung von Intellectual Property (IP) [49].

Innerhalb des FPGAs wird die nicht verzögerte erste Komponente $G_1(z)$ zu der im besten Fall um nur einen Abtastzyklus verzögerten zweiten Komponente $z^{-1}G_2(z)$ addiert. Voraussetzung dafür ist, dass die Datenübertragung mit der Berechnung von $G_2(z)$ in einem Abtastzyklus T_a realisiert wird (EtherCAT XFC), [77], [78].

Ist der Drehzahlregler beispielhaft als PI-Regler ausgeführt, so könnte der P-Anteil ($G_1(z)$) innerhalb paralleler Algorithmenverarbeitung berechnet werden. Die Berechnung des ressourcenintensiven I-Anteils inklusive Anti-Wind-Up erfolgt in einem IPC oder Soft-Core Prozessor. Die vorgestellte Struktur kombiniert durch die Berechnung von $G_1(z)$ in paralleler Algorithmenverarbeitung eine hohe erzielbare Reglerbandbreite mit der Möglichkeit der Nutzung von Intellectual Property für $G_2(z)$.

12 Versuchsaufbau und Messungen

Im Folgenden werden die verwendeten Messmethoden zur Ermittlung der Leistungsfähigkeit des FPGA basierten Servoantriebes kurz vorgestellt.

1. Strom-Bodediagramm

Das Strom-Bodediagramm wurde mit der in Kapitel 8.9 beschriebenen FPGA-basierten Stromreglerstruktur mit getrennter Rückführung der Regelgröße unter Verwendung einer erhöhten PWM-Frequenz aufgenommen. Der Istwert des Statorstromzeigers wurde dabei über einen Strombeobachter ermittelt.

Die Algorithmen des Strom- und auch des Drehzahlbodediagramms wurden nach der in Kapitel 5.3 vorgestellten Struktur in paralleler Algorithmenverarbeitung implementiert.

2. Drehzahl-Bodediagramm

Für die Aufnahme des Drehzahlbodediagramms wurden Strom- und Drehzahlregler in paralleler Algorithmenverarbeitung innerhalb eines FPGAs geschlossen. Wegen der vernachlässigbar kleinen Algorithmenberechnungszeit innerhalb eines FPGAs wurde auch das Drehzahlbodediagramm unter Verwendung einer erhöhten PWM-Frequenz aufgenommen. Um eine hohe Reglerbandbreite zu erreichen, war für diese Messung auch die Verwendung eines mechanisch geeigneten Servomotors ohne größere Resonanzen erforderlich.

3. Inbetriebnahme an einer industriellen Werkzeugmaschine

Weiterhin soll die Leistungsfähigkeit der FPGA-basierten Antriebsreglerstruktur realitätsnah durch die Inbetriebnahme an einer industriellen Werkzeugmaschine gezeigt werden. Ausschlaggebend ist dabei die Größe des auftretenden Schleppfehlers, der die Güte der Antriebsregelung bestimmt (Kap.10.1).

Für die Messung wurde die in Kapitel 11.1 beschriebene Antriebsreglerstruktur verwendet. Die Berechnung der Bahnkurven, die Interpolation der Soll- und Vorsteuerwerte und die Positionsregelung erfolgte innerhalb der SPS eines Industrie-PCs. Der Positionsregelkreis wurde innerhalb des Industrie-PCs über den Feldbus EtherCAT geschlossen (ohne EtherCAT XFC). Der Drehzahlregelkreis und der Stromregelkreis wurden in paralleler Algorithmenverarbeitung innerhalb eines FPGAs geschlossen.

12.1 Servomotor für Strom- und Drehzahlbodediagramm

Für die Aufnahme der Bodediagramme von Strom und Drehzahl wurde ein rotatorischer Standard-Servomotor AM3031C der Firma Beckhoff mit einer Nennleistung von $P_N = 0,29$ kW verwendet [26]. Es handelt sich hierbei um einen permanenterregten Servomotor mit Einzelzahnwicklung.

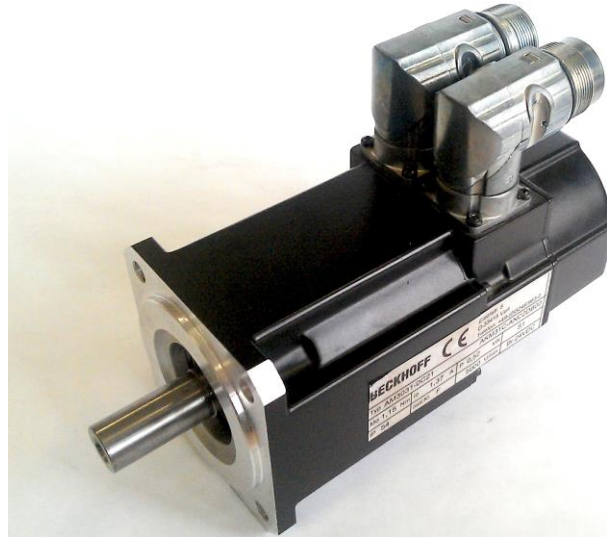


Abbildung 12.1: Standard Servomotor AM3031C [27]

Tabelle 12.1: Kenndaten des Standard Servomotors AM3031C

Symbol [Einheit]	Wert	Bezeichnung
AM3031-0C21		Motorbezeichnung
Beckhoff		Hersteller
U_{netz} [V]	230	Netzspannung
M_0 [Nm]	1,15	Stillstandsnenndrehmoment
$M_{0\text{max}}$ [Nm]	3,88	Spitzendrehmoment
M_n [Nm]	1,12	Nenndrehmoment
I_0 [A]	1,37	Stillstandsennstrom
$I_{0\text{max}}$ [A]	5,5	Spitzenstrom
n_n [min^{-1}]	2500	Nenndrehzahl (bei Versorgung mit 230V)
P_n [kW]	0,29	Nennleistung (bei $u_N = 230\text{V}$)
$R_{s \text{ phph}}$ [Ω]	21,4	Statorwiderstand (Phase-Phase) (25°C)
$L_{s \text{ phph}}$ [mH]	37,5	Statorinduktivität (Phase-Phase)
k_T [Nm/A]	0,85	Drehmomentkonstante
J [kgcm^2]	0,33	Massenträgheitsmoment
p	4	Polpaarzahl

12.2 3-Level Umrichter für Strom- und Drehzahlbodediagramm

Zur Aufnahme der Bodediagramme von Strom und Drehzahl wurde zum Erreichen der geforderten hohen PWM-Frequenz ein 3-Level Umrichter verwendet. Durch die Topologie und die damit verbundene Reduzierung der Sperrspannung pro Leistungshalbleiter sind mit 3-Level Umrichtern prinzipbedingt höhere PWM-Frequenzen realisierbar [29], [30].

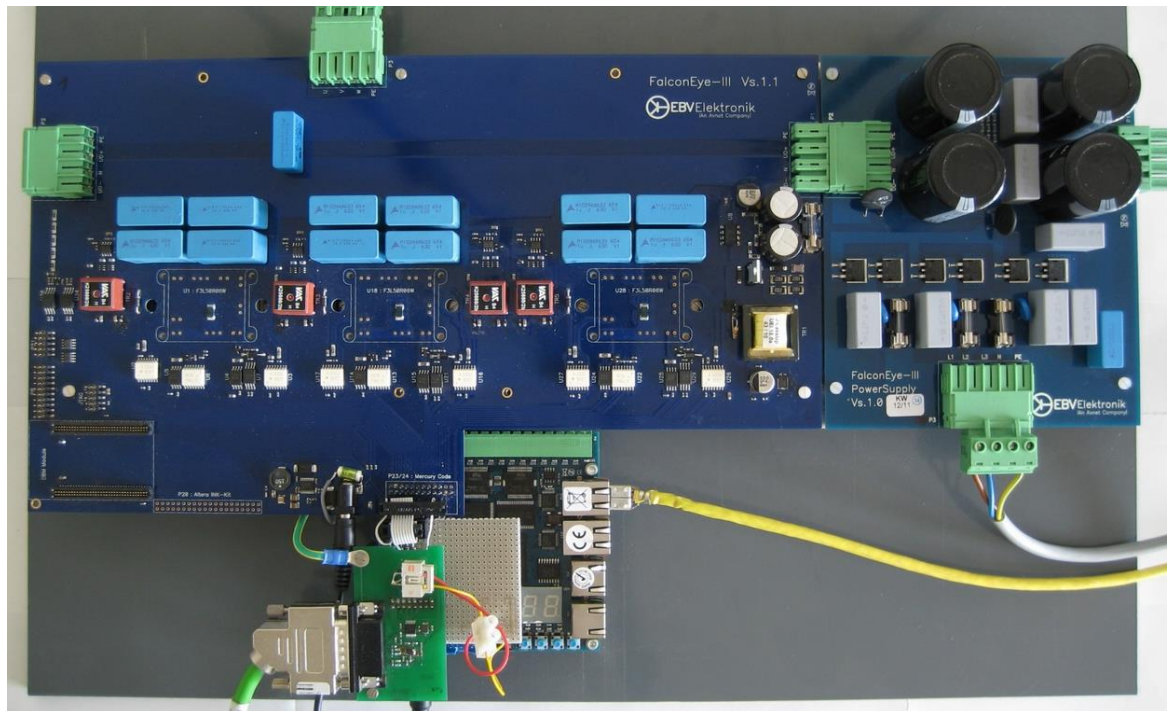


Abbildung 12.2: 3-Level Umrichter FalconEye-3 mit FPGA Entwicklungsboard DB4C55 und Sinus-Cosinus Encoder Adapterkarte [48], [81]

Die Ansteuerlogik für die Pulsbreitenmodulation des 3-Level Umrichters ist wesentlich komplexer als die eines Standard-Umrichters. Sie wurde an der Fachhochschule Köln im Rahmen eines weiteren Projektes zur Implementierung in einem FPGA entwickelt und für den Versuchsaufbau dieser Arbeit zur Verfügung gestellt [33], [34].

Die Aufnahme der Bodediagramme erfolgte dabei in paralleler Algorithmenverarbeitung mit der in Kapitel 5.3 vorgestellten Struktur.

Als FPGA-Entwicklungsboard wurde bei dieser Messung das Board DB4CE55 der Firma Devboards mit einem Altera-Cyclone IV-FPGA verwendet. Das verwendete FPGA verfügt über eine Kapazität von 55000 Logikelementen (LE) und wird mit einer Taktfrequenz von 50 MHz betrieben [38].

Die Erfassung der drei Phasenströme erfolgt über $\Delta\Sigma$ -Modulatoren und zweistufige Sinc³-Filter [Kap.7.3.3], [22]. Die Modulatorfrequenz beträgt dabei ($f_{\Delta\Sigma} = 20$ MHz). Die Dezimierungsrate der Sinc³-Filterstufe für den dynamikbestimmenden Proportionalanteil des Stromreglers beträgt $M = 64$ [Kap.7.3]. Daraus resultiert eine Filterzeitkonstante von $T_{\text{sinc}^3} = 4,8 \mu\text{s}$. Die AD-Wandlung der SinCos-Signale zur Erfassung der Istposition erfolgt über eine externe auf dem Entwicklungsboard angebrachte Adapterkarte mit 12 Bit SAR-ADCs.

12.3 Messung Strombodediagramm

Für die Aufnahme des Strombodediagramms wurde der 3-Level Umrichter mit einer PWM-Frequenz von ($f_s = 32$ kHz) betrieben. Daraus resultiert eine Abtastfrequenz von ($f_a = 64$ kHz) für die Stromregelung. Wegen der ohnehin durch die Abtastfrequenz erreichbaren hohen Bandbreite wurde bei dieser Messung auf die Nutzung des Strombeobachters verzichtet, so

dass die durch die Abtasthalteumgebung der PWM bedingte Totzeit von einem halben Abtastzyklus $1/2 T_a$ und die durch den EMV-Filter bedingte Verzögerung berücksichtigt werden müssen. Damit ergibt sich im Stromregelkreis eine effektive Totzeit von $T_{t\Sigma} = \frac{1}{2 \cdot 64 \text{ kHz}} + 4,8 \mu\text{s} = 12,6 \mu\text{s}$. Für die Messung des Strombodediagramms wurde die in Kapitel 8.5.1 beschriebene scharfe Reglerauslegung mit 3 dB Überschwingen im geschlossenen Regelkreis zugrunde gelegt. Wegen der zusätzlichen Verzögerung durch den EMV-Filter wurde hier eine Durchtrittsfrequenz von $f_d = 7,4 \text{ kHz}$ erreicht. Die Reglerbandbreite ergibt sich aus dem Durchtritt des Phasenganges des offenen Kreises durch -90° und liegt bei der vorgenommenen Messung bei $f_{-90^\circ} \approx 11 \text{ kHz}$. Die effektiv wirksame Signalverzögerung kann dabei im Phasengang des offenen Kreises abgelesen werden und ist über Gleichung (12.1) bestimmt. Es wird dabei vorausgesetzt, dass die Motorzeitkonstante durch die Nachstellzeit des Stromreglers mit dynamischer Kompensation kompensiert wird.

$$T_{t\Sigma} = \frac{1}{f} \cdot \left(\frac{-\varphi_{ol}(f) - 90^\circ}{360^\circ} \right) \quad (12.1)$$

Bei $f = 16 \text{ kHz}$ beträgt die Phase des offenen Regelkreises beispielsweise ($\varphi_{ol} = -168^\circ$). Für diesen Wert ergibt sich eine effektive Totzeit von ($T_{t\Sigma} = 13,5 \mu\text{s}$). Dies bestätigt den zuvor rechnerisch ermittelten Wert von $12,6 \mu\text{s}$.

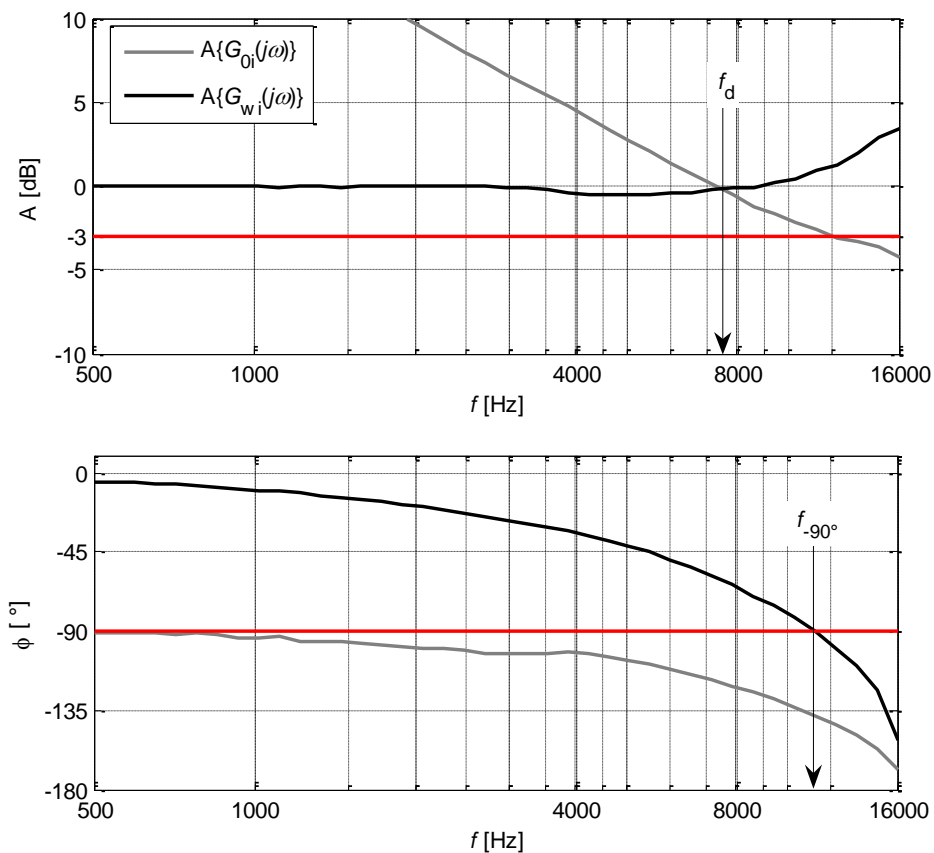


Abbildung 12.3: Strombodediagramm ermittelt mit einer PWM-Frequenz von $f_s = 32 \text{ kHz}$

12.4 Messung Drehzahlbodediagramm

Beim Versuchsaufbau des Drehzahlbodediagramms wird der Sollwert zur Überwindung der Haftreibung mit einer zusätzlichen Sinusschwingung niedriger Frequenz (ca. 1 Hz) beaufschlagt. Ein Gleichanteils-Offset wie bei der Aufnahme des Strombodediagramms wird hier nicht benötigt.

Für die Aufnahme des Drehzahlbodediagramms wurde ebenfalls eine PWM-Frequenz von ($f_s = 32$ kHz) verwendet und der Stromregler nach dem scharfen Entwurf mit 3 dB Überschwingen im geschlossenen Regelkreis wie im vorherigen Kapitel ausgelegt. Die theoretisch erreichbare Bandbreite ergibt sich bei Auslegung nach dem Symmetrischen Optimum nach Kapitel 9.1 über die Vorgabe der Dämpfung δ_n . In der Praxis wird die erreichbare Bandbreite jedoch durch die Resonanzen zwischen Last, Motor und Encoder begrenzt [Kap.9]. Im vorliegenden Versuchsaufbau wurde unter den gegebenen Randbedingungen eine Drehzahlreglerbandbreite f_{-90° von über 1500 Hz erreicht. Die Bandbreite des implementierten Drehzahlbeobachters wurde dabei zur Unterdrückung der Resonanz zwischen Motor und Encoder auf 2 kHz festgelegt. Die Resonanz zwischen Motor und Last wurde im vorliegenden Fall nicht durch einen Filter unterdrückt und ist bei der Frequenz von $f = 700$ Hz deutlich sichtbar.

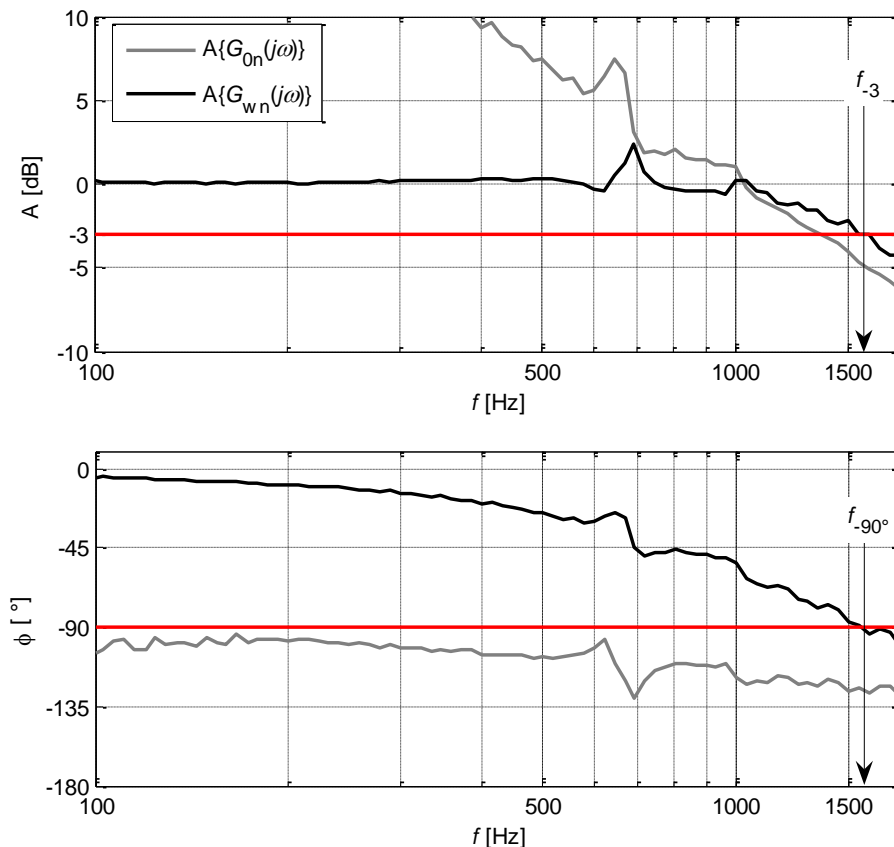


Abbildung 12.4: Drehzahlbodediagramm aufgenommen mit einer PWM-Frequenz von $f_s = 32$ kHz

12.5 Eisenloser Linearmotor der industriellen Werkzeugmaschine

Zur Inbetriebnahme des FPGA-basierten Servoantriebs wurde ein eisenloser Linearmotor mit niedriger elektrischer Zeitkonstante genutzt, der in einer industriellen Werkzeugmaschine zum Fräsen von Gleitsichtbrillengläsern verwendet wird. Am Kopf des Linearmotors ist das Werkzeug befestigt, welches das Material aus dem Rohling herauschneidet. Der Brillenglasrohling wird durch eine Spindel in Rotation versetzt, während der Werkzeugkopf dem Rohling von außen nach innen Material abnimmt. Wegen der sphärischen Oberfläche der Brillengläser muss der Werkzeugkopf synchrone Bewegungen ausführen, deren Frequenz zunimmt, je dichter sich der Werkzeugkopf der Mitte des Brillenglases annähert. Als Messreihen wurden dabei Frequenzen und Hübe verwendet, die in der Praxis in dieser Form zum Test der Antriebssysteme verwendet werden.

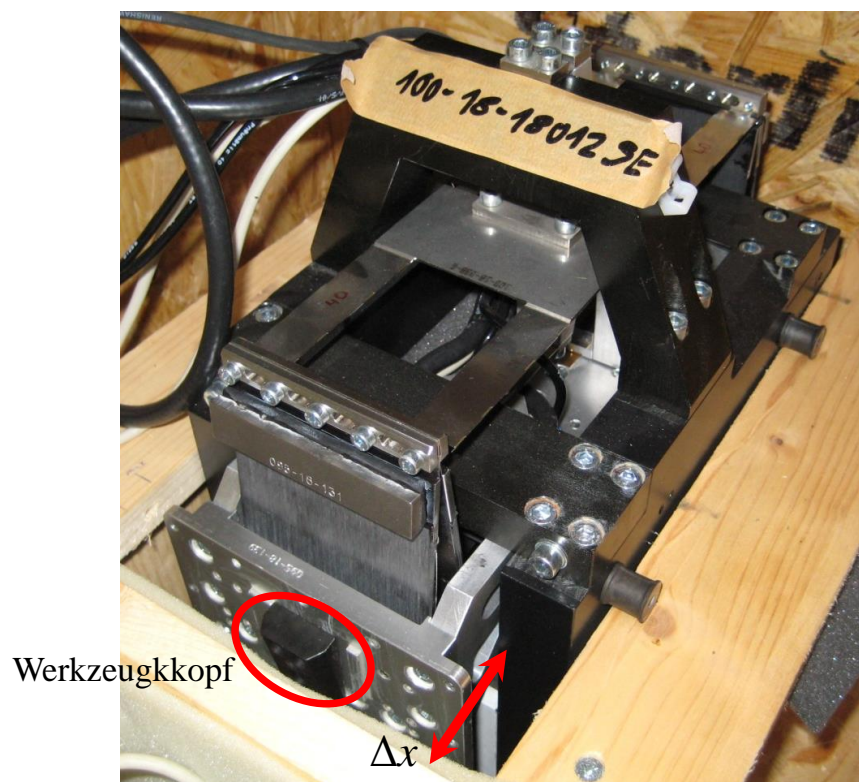


Abbildung 12.5: Verwendeter eisenloser Linearmotor

Der Motor verfügt über einen analogen Sinus-Cosinus-Positionsgeber mit einer Auflösung von 20 nm/Periode. Die Arctan-Feininterpolation der analogen Sinus-Cosinus-Signale erfolgt quasikontinuierlich in paralleler Algorithmenverarbeitung innerhalb eines FPGAs. Der berechnete Winkel steht dabei quasikontinuierlich (1 MHz Datenaktualisierungsrate) mit einer Genauigkeit von 20 Bit / Pole-Pitch (Abstand zwischen zwei Polpaaren) zur Verfügung. Die bei der Berechnung auftretende Signalverzögerung beträgt ca. 2 μ s [50].

Tabelle 12.2: Kenndaten des eisenlosen Linearmotors

Symbol [Einheit]	Wert	Bezeichnung
Technotion		Hersteller
U_{netz} [V]	230	Netzspannung
F_0 [N]		Stillstandsennkraft
$F_{0\text{max}}$ [N]		Spitzenkraft
F_n [N]		Nennkraft
I_0 [A]	10	Nennstrom
$I_{0\text{max}}$ [A]	20	Spitzenstrom
n_n [min^{-1}]		Nenn Drehzahl (bei Versorgung mit 230V)
P_n [W]		Nennleistung
$R_{s \text{ phph}}$ [Ω]	2,6	Statorwiderstand (Phase-Phase) (25°C)
$L_{s \text{ phph}}$ [mH]	4,5	Statorinduktivität (Phase-Phase)
k_F [N/A]	1	Kraftkonstante
m [kg]	20	Masse
p	1	Polpaarzahl

12.6 Umrichter des Werkzeugmaschinenversuchsaufbaus

Die Messungen an der industriellen Werkzeugmaschine wurden mit einem modifizierten Standard-Frequenzumrichter der Firma Danfoss vorgenommen, da der Linearmotor bei der Fertigstellung des 3-Level Umrichters für Messungen nicht mehr zur Verfügung stand.

Die Steuerkarte des Umrichters wurde dabei durch ein FPGA-Entwicklungsboard ersetzt, das an der Fachhochschule Köln entwickelt wurde, aber im Wesentlichen einem Nachbau des DB3C40 Entwicklungsboards der Firma Devboards entspricht.

Das verwendete FPGA (Altera Cyclone III) besitzt eine Kapazität von 40000 Logikelementen (LE) und wird mit einer Taktfrequenz von 50 MHz betrieben [37].

Die Stromerfassung wurde über $\Delta\Sigma$ -Modulatoren in Verbindung mit zweistufigen Dezimierungsfiltren realisiert, die mit einer Taktfrequenz von ($f_{\Delta\Sigma} = 12,5$ MHz) betrieben wurden.

Die AD-Wandlung der analogen SinCos-Signale erfolgte hier über zwei auf dem Entwicklungsboard integrierte SAR-AD-Wandlerkanäle mit 12 Bit Auflösung.



Abbildung 12.6: Standard Frequenzumrichter mit FPGA Adapterkarte

12.7 Messung an der industriellen Werkzeugmaschine

Zur Ermittlung der Leistungsfähigkeit des Antriebs wurde der Sollwert des Positionsreglers mit Sinusschwingungen unterschiedlicher Frequenz [$f = (33 \text{ Hz}, 57 \text{ Hz}, 123 \text{ Hz})$] beaufschlagt, während der auftretende Schleppfehler durch ein Software Oszilloskop innerhalb eines Industrie-PCs aufgezeichnet wurde. Die genannten Frequenzen und Hübe entsprechen dabei realen, bei der Brillenglasherstellung verwendeten Werten.

Die Berechnung der Soll- und Vorsteuerwerte und der Algorithmen des Positionsregelkreises erfolgte in einem Industrie-PC mit ca. 20% CPU-Last (1,6 GHz CPU, Windows-XP, TwinCAT 2.11 SPS). Dabei wurden die Algorithmen des Drehzahlreglers und des Stromreglers quasikontinuierlich innerhalb eines FPGAs berechnet. Die Datenübertragung zwischen Industrie-PC und Umrichter erfolgte über den Feldbus EtherCAT mit einer Zykluszeit von $T_{\text{abus}} = 62 \mu\text{s}$. Die PWM-Frequenz des Umrichters betrug $f_s = 8 \text{ kHz}$.

Für alle drei Frequenzen wurde mit dem FPGA-basierten Servoantrieb und dem beschriebenen Aufbau ein Schleppfehler von unter $\Delta x \leq 1 \mu\text{m}$ erreicht [50].

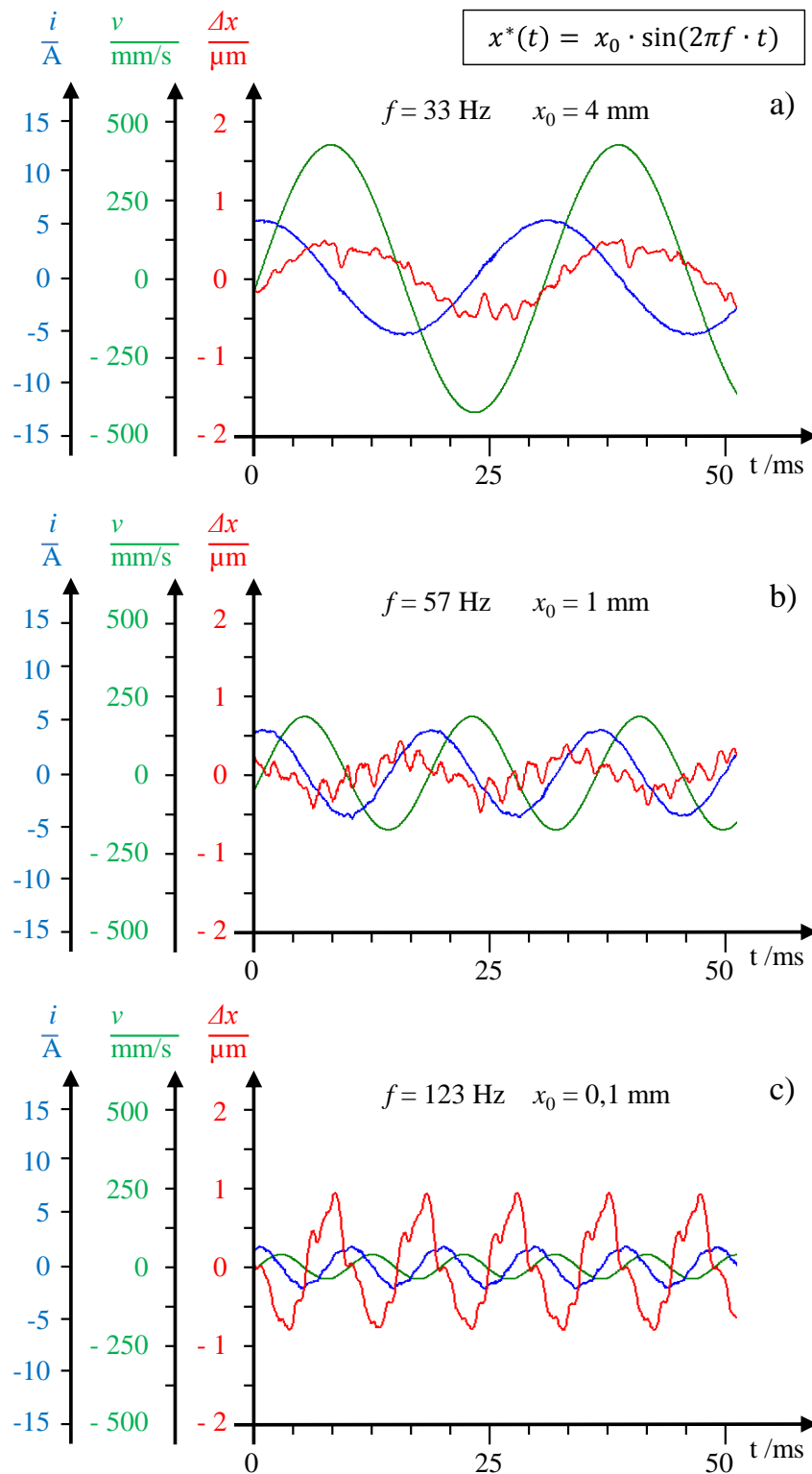


Abbildung 12.7: Kraftbildender Motorstrom i_q , Fahrgeschwindigkeit v , und Schleppfehler Δx des Werkzeugmaschinenaufbaus bei unterschiedlicher Frequenz f und Verfahrenweg x_0 (Hub).

13 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird das Konzept eines dezentralen offenen Antriebsreglers unter Nutzung moderner Technologien vorgestellt. Es wird gezeigt, dass Antriebsregelkreise innerhalb von Industrie-PCs über industrielle Echtzeit-Ethernet Feldbusse ohne Leistungsverlust geschlossen werden können.

Durch die Nutzung von Industrie-PCs als offene Systeme wird der Einsatz von Intellectual Property (IP) ermöglicht. Kundenspezifische Algorithmen können mit Hilfe von Programmiersprachen, wie C/C++ oder auch leistungsfähiger grafikbasierter Entwicklungssysteme unter Nutzung von Fließkommaarithmetik, programmiert werden. Bei Implementierung von Antriebsregelkreisen innerhalb von IPCs sind dabei alle verwendeten Signale online überwachbar. Durch die Gesamtheit dieser Faktoren werden Entwicklungszeiten verkürzt und Innovationen begünstigt.

Grundlegende, dynamikbestimmende und sicherheitsrelevante Antriebsalgorithmen, wie die PWM, die Phasenstromerfassung oder der Stromregelkreis, können modular in paralleler Algorithmenverarbeitung, z.B. innerhalb eines FPGAs, geschlossen werden. Durch die Modularisierung der einzelnen Funktionen sinkt dabei die Komplexität.

Durch den Einsatz von $\Delta\Sigma$ -Modulatoren und zweistufiger Dezimierungsfiler in Verbindung mit einer neuartigen Strombeobachterstruktur steht der Motorstrom im Antrieb zudem nahezu verzögerungsfrei zur Verfügung. Der Strombeobachter basiert auf einem vereinfachten Maschinenmodell mit der Wicklungsinduktivität L_s als Parameter, wodurch keine Leistungseinbußen verursacht werden. Durch die zusätzliche Nutzung einer Stromreglerstruktur in paralleler Algorithmenverarbeitung mit zweikanaliger Rückführung wird eine erhöhte Stromreglerbandbreite ermöglicht. Weiterhin wird gezeigt, dass die Stromregelstruktur wegen der vernachlässigbar kleinen Berechnungszeit der Algorithmen auch für erhöhte PWM-Frequenzen gut geeignet ist.

Die Implementierung des Drehzahl- und Lageregelkreises kann je nach Anforderungen an die Regeldynamik und die Flexibilität in paralleler Algorithmenverarbeitung innerhalb eines FPGAs, über Echtzeit-Ethernet Feldbusse innerhalb eines IPCs oder auch innerhalb eines Soft-Core μ Cs erfolgen.

Die Leistungsfähigkeit des beschriebenen Antriebsregelkonzeptes wurde abschließend in einem Versuchsaufbau unter Nutzung einer industriellen Werkzeugmaschine getestet. Bei den dabei erstellten realitätsnahen Messungen betrug der verbleibende Schleppfehler der Antriebsregelung deutlich unter $1\ \mu\text{m}$.

13.1 Ausblick

Wegen der weiterhin stetig sinkenden Kosten an installierter Rechenleistung ist zu erwarten, dass der Antriebsregelung unter Verwendung von Industrie PCs, Echtzeit-Ethernet Feldbussen und FPGAs die Zukunft gehört. Unter Nutzung von IP wird die Unterteilung der Algorithmen in zwei Hauptgruppen bestehen bleiben. Geschwindigkeits- und sicherheitsrelevante Funktionen werden modular und schnell in paralleler Algorithmenverarbeitung geschlossen. Funktionen bei denen die Genauigkeit und Flexibilität im Vordergrund steht werden hingegen über Echtzeit-Ethernet Feldbusse innerhalb eines IPCs oder alternativ in einem Soft-Core Prozessor implementiert werden.

Wegen der Entwicklung neuer leistungsfähiger Halbleiter in Verbindung mit 3-Level Umrichtertechnologie und der damit verbundenen sinkenden Schaltverluste ist weiterhin eine Entwicklung hin zu höheren PWM-Frequenzen zu erwarten.

Weiteres regelungstechnisches Potential bietet die Implementierung von Direct Torque Control (DTC), modellbasierter oder prädiktiver Algorithmen. Durch die zunehmende installierte Rechenleistung wird die Berechnung der dafür notwendigen umfangreichen Regelalgorithmen ermöglicht. Weiterhin wird die Berechnung schneller ereignisbezogener Funktionen innerhalb paralleler Algorithmenverarbeitung nicht mehr durch die zyklische Datenverarbeitung eines $\mu\text{C}/\text{DSP}$ limitiert.

14 Literaturverzeichnis

- [1] Werner Leonhard, *Regelung elektrischer Antriebe*, 2.Auflage, Springer, ISBN: 3-540-67179-X, 1999
- [2] Dierk Schroeder, *Elektrische Antriebe, Regelung von Antriebssystemen*, 3.Auflage, Springer, ISBN: 978-3-540-89612-8
- [3] Dierk Schroeder, *Leistungselektronische Bauelemente*, 2.Auflage, Springer, ISBN: 3-540-28728-0, 2006
- [4] P.K.Kovacs, *Transient Phenomena in Electrical Machines*, Elsevier Science Publishers B.V., ISBN: 0-444-99663-X, 1984
- [5] N.P.Quang, J.-A.Dittrich, *Vector Control of three phase AC Machines, System Development in the Practice*, Springer, ISBN: 978-3-540-79028-0
- [6] F.Jenni, D.Wüest, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*, Teubner, ISBN:3-519-06176-7, 1995
- [7] Jörg F.Wollert, „Industrielle Feldbusse“ in *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik in der Produktion*, 2.Auflage, Springer, ISBN: 3-540-21207-8, 2006
- [8] Hans Liebig, *Logischer Entwurf Digitaler Systeme*, Springer, 4.Auflage, ISBN: 3-540-26026-9, 2006
- [9] Rolf Isermann, *Mechatronische Systeme, Teil 4: Komponenten der Online Informationsverarbeitung, Mikrorechner*, Springer, 2.Auflage, ISBN: 978-3-540-32336-5, 2008
- [10] M.Weck, C.Brecher, *Werkzeugmaschinen 3, Mechatronische Systeme, Vorschubantriebe, Prozessdiagnose*, Springer, VDI, 6.Auflage, ISBN: 3-540-22506 4, 2006
- [11] Joachim Klement, *Technologie der elektrischen Direktantriebe*, Expert Verlag, ISBN: 978-3-8169-2822-5, 2009
- [12] Heinz Unbehauen, *Regelungstechnik I*, Vieweg Teubner, 15.Auflage, ISBN: 978-3-8348-0497-6, 2008
- [13] C.Gröling, B.Amlang, M.Lux, W.Schumacher, *Referenzumrichter für Servoantriebe: Optimierung konventioneller Stromregelkreise hinsichtlich Dynamik und Genauigkeit*, SPS IPC Drives, Nürnberg, Nov 2008,
- [14] M.Oljaca, T.Hendrick, *Combining the ADS1202 with an FPGA Digital Filter for Current Measurement in Motor Control Applications*, Texas Instruments Application Report SBAA094, Jun 2003
- [15] David Jarman, *A Brief Introduction to Delta Sigma Conversion*, Intersil Application Note AN9504, Mai 1995
- [16] Walt Kester: *ADC Architectures III: Sigma-Delta ADC Basics*, Analog Devices Tutorial MT-022, 2009
- [17] B.E.Boser, B.A.Wooley: *The Design of Sigma-Delta Modulation Analog to Digital Converters*, IEEE Journal of solid state circuits, Vol.23. No.6, Dez 1988
- [18] Candy, Benjamin: *The Structure of Quantization Noise from Sigma-Delta Modulation*, IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-29, No.9, Sep 1981
- [19] N.He, F.Kuhlmann, A.Buzo, *Double Loop Sigma Delta Modulation with dc Input*,

- IEEE Transactions on Communications, Vol.38, No.4, Apr 1990
- [20] S.S.Abeyssekera, C.Charoensak, *Optimum Sigma Delta De-Modulator Filter Implementation for FPGA*, IEEE Proceedings, Int. ASIC/SOC Conference, p.281-285, 2001
- [21] Burr-Brown Products from Texas Instruments, *Delta Sigma Modulator ADS1202 Datasheet*, Texas Instruments Corp., SBAS275B, Jul 2004
- [22] Avago Technologies, *Delta Sigma Modulator ACPL796 Datasheet*, Avago Technologies Corp., AV02-1670EN, Mär 2011
- [23] Avago Technologies, *ACPL-785J, Isolation Amplifier with Short Circuit and Overload Detection*, Avago Technologies Corp, AV02-1545EN, Mär 2011
- [24] Texas Instruments, *Stellaris LM3S2616 Microcontroller Data Sheet*, Texas Instruments Corp. DS-LM3S2616-9102, 2007-2011
- [25] LEM, *Current Transducer LA 25-NP/SP2 Datasheet*, V4, 0607 17/4
- [26] Kollmorgen (Danaher Motion), *AKM Synchron Servomotoren Produkthandbuch*, Kollmorgen Corp. Ausgabe 10/2006
- [27] Beckhoff, *Dokumentation Synchron Servomotor AM3000 und AM3500*, Beckhoff Automation, Jun 2011
- [28] Semikron, *Applikationshandbuch 1998*, Kap.3.6.2 Kurzschlussverhalten
- [29] D.Brückner, D.G.Holmes, *Optimal Pulse Width Modulation for Three Level Inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.20, No.1, Jan 2005
- [30] N.Pluschke, T.Grasshoff, *Weniger Verluste in Drei-Level-Umrichtern*, E Info (Elektronik Informationen), AT Fachverlag GmbH, Ausgabe 01/2010
- [31] ST Microelectronics, *Power MOSFET STW55NM60ND Datasheet*, ST Microelectronics Corp., Rev.2, Apr 2008
- [32] Infineon, *3-Level IGBT Module F3L50R06W1E3_B11 Datasheet*, Infineon Corp., Rev.3, Sep 2010
- [33] J.O.Krah, A.Rath, M.Höltgen, *FPGA based Control of 3-Level Inverters*, PCIM Europe Proceedings, C-86, pp394-400, Mai 2011
- [34] J.O.Krah, M.Höltgen, A.Rath: *Efficient Space Vector PWM Scheme for 3-Level Inverters*, PEIA 2011, Workshop on Power Electronics for Industrial Applications and Renewable Energy Conversion, pp 75-81, Doha, Nov. 2011
- [35] J.Reichardt, B.Schwarz, *VHDL-Synthese, Entwurf digitaler Schaltungen und Systeme*, 3. Auflage, Oldenbourg Verlag München Wien, ISBN:3-486-27384-1, 2003
- [36] Altera, *Cyclone II Device Handbook*, Volume I, Altera Corp. Feb 2007
- [37] Altera, *Cyclone III Device Handbook*, Volume I, Altera Corp. Jan 2010
- [38] Altera, *Cyclone IV Device Handbook*, Volume I, Altera Corp. Dec 2010
- [39] Xilinx, *MicroBlaze Processor Reference Guide*, Xilinx Corp., UG081, V.9.0, 2008
- [40] Altera, *Nios II Processor Reference Handbook*, Altera Corp., NII5V1-11.0, Mai 2011
- [41] E.Monmasson, M.N.Cirstea, *FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems-A Review*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.54, No.4, Aug 2007
- [42] Martin Werner, *Nachrichtentechnik: Eine Einführung für alle Studiengänge*, 7.Aufl., Vieweg+Teubner, ISBN: 978-3-8348-0905-6, 2010
- [43] Hans W.Schüssler, *Digitale Signalverarbeitung 2*, Springer, ISBN: 978-3-642-91118-

- 4, 2010
- [44] S. Zacher, M. Reuter, *Regelungstechnik für Ingenieure*, 13.Auflage, Vieweg Teubner, ISBN: 978-3-8348-0018-3, 2011
- [45] H.Lutz, W.Wendt, *Taschenbuch der Regelungstechnik*, 2.Auflage, Harri Deutsch, ISBN: 3-8171-1552-0, 1998
- [46] J.Holtz, L.Springob, *High Bandwidth Current Control for Torque-Ripple Compensation in PM Synchronous Machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 5, Oct 1998
- [47] Joachim Holtz, *Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion*, IEEE Proceedings, Vol.82, No.8, Aug 1994
- [48] C.Klarenbach, H.Schmirgel, J.O.Krah, *Design of Fast and Robust Current Controllers for Servo Drives Based on Space Vector Modulation*, PCIM Europe Proceedings, C-85, pp182-185, Mai 2011
- [49] J.O.Krah, C.Klarenbach, J.Achterberg, *Modulare Antriebsregelung für Servoantriebe in der Automatisierungstechnik*, SPS/IPC/Drives Kongress, C-80, pp111-120, Nov 2010
- [50] C.Klarenbach, J.O.Krah, *Fast and High Precision Motor Control for High Performance Servo Drives*, PCIM Europe Proceedings, C-77, p326-333, Mai 2010
- [51] 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, pp1039-1049, Sept/Oct 1999
- [52] H.Schmirgel, J.O.Krah, *Automatische Parametrierung der Regelkreise von Servoreglern über systematische Auswertung einer Frequenzanalyse*, SPS/IPC/Drives Kongress, C-67, pp591, Nov 2008
- [53] D. Alders, R. Kennel, J. O. Krah, J. Quan: *Suppressing Low Frequency Resonance Oscillations of a Two-Mass System by Active Damping*, EPE Journal, Vol.15, No.4, Dec 2005
- [54] H.Schmirgel, J.O.Krah, *Compensation of Nonlinearities in the IGBT Power Stage of Servo Amplifiers through Feed Forward Control in the current loop*, PCIM Europe Proceedings, C-94, 2005
- [55] Lothar Springob, *Synchron-Servoantrieb mit hoher Rundlaufgüte und Selbstinbetriebnahmefunktion*, Universität Wuppertal, Diss., Wissenschaftsverlag Aachen, ISBN 3-930911-66-3, 1994
- [56] J.O.Krah, C.Klarenbach, *FPGA based Field Oriented Current Controller for High Performance Servo Drives*, PCIM Europe Proceedings C-63, Nürnberg, Mai 2008.
- [57] J.O.Krah, C.Klarenbach, *EtherCAT ermöglicht Intellectual Property (IP) im Bereich Motion Control ohne regelungstechnisch bedingten Dynamikverlust*, Innovative Antriebe in der Automatisierungstechnik, GMA-Fachtagung zum VDE-Kongress C-66., 04.-05.11.2008, München, S. 454-459, 2008
- [58] J.O.Krah, C.Klarenbach, *IPC gestützte Regelung von dezentralen Servoantrieben mit eXtreme Fast Control (EtherCAT)*, SPS/IPC/Drives Nürnberg C-56, S. 473, Nov 2007
- [59] O.J.M.Smith, *A Controller to overcome Deadtime*, Instrument Society of America, ISA Journal, Vol.6 No.2, 1959

- [60] H.Schmirgel, J.O.Krah, R.Berger, *Delay Time Compensation in the Current Control Loop of Servo Drives – Higher Bandwidth at no Trade-off*, PCIM Europe Proceedings, pp541-546, Nürnberg, Jun 2006
- [61] J.O.Krah, H.Schmirgel, *FPGA Based SinCos Feedback Processing for Servo Drive Applications*, PCIM (Power Conversion Intelligent Motion), Nürnberg, Jun 2007
- [62] J.O.Krah, M.Lemke, *Geschwindigkeitsbeobachter höherer Ordnung zur Unterdrückung von höherfrequenten Resonanzen bei Direktantrieben*, SPS/IPC/Drives Nürnberg, Nov 2006
- [63] J.O.Krah, H.Schmirgel, M.Albers, *FPGA Based Resolver to Digital Converter Using Delta Sigma Technologie*, PCIM Europe Proceedings, C-40, pp931-936, 2006
- [64] J.O.Krah, H.Schmirgel, M. Albers: *FPGA Based Resolver to Digital Converter Using Sigma-Delta Analog to Digital Technology*, PCIM Europe Proceedings C-40, pp931-936, Nürnberg, Jun 2006
- [65] Jens Onno Krah, *Digital Motion Control*, Vorlesungsskript Fachhochschule Köln, Mai 2011
- [66] R.Kennel, A.Linder, *Predictive Control of Inverter Supplied Electrical Drives*, PESC Conference, pp761-766, Vol.2, 2000
- [67] R.Kennel, A.El-rafaei, F.Elkady, S.Mahmoud, E.Elkholy, *Improved Direct Torque Control for Induction Motor Drives with rapid Prototyping System*, IEEE 29th Industrial Electronics Annual Conference IECON, pp1655-1660, Vol.2
- [68] A.Linder, R.Kanchan, R.Kennel, P.Stolze, *Model Predictive Control of Electrical Drives*, Cuvillier Verlag Göttingen, Jun 2010
- [69] Werner Leonhard, *30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives, a review*, EPE-Journal, Vol.1, No.2, pp13-20 & pp89-102, 1991
- [70] F.Blaschke, *The Principle of Field Orientation as applied to the new Transvector Closed Loop Control System in a PWM Inverter Induction Motor Drive*, Siemens Review, Vol.39, No.5, pp493-499, 1972
- [71] Joachim Holtz, "An Introduction to Space Vectors" in *Sensorless Control of Induction Motor Drives*, IEEE Proceedings, Vol.90, No.8, pp1359-1394, Aug 2002
- [72] Joachim Holtz, *The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs*, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 42. No.3, June 1995
- [73] Werner Leonhard, *Einführung in die Regelungstechnik*, 2.Auflage, Vieweg, ISBN: 3-528-13584-0, 1984
- [74] Hendrik W.Bode, *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, Bell Telephone Laboratories Inc., 12.ed., Technical Composition Co. Boston, Mass, 1957
- [75] VDE Bezirksverein Frankfurt am Main, *Frequenzgeregelt Antriebe*, VDE-Verlag GmbH, 1992
- [76] Bosch, *CAN Specification*, V2.0, Robert Bosch GmbH, Sep 1991
- [77] Nutzerorganisation EtherCAT Feldbus: www.ethercat.org
- [78] Martin Rostan, *Der Feldbus heißt EtherCAT*, SPS/IPC/Drives Nürnberg, Nov 2005
- [79] Nutzerorganisation SERCOS Feldbus: „www.sercos.de“, www.sercos.com

- [80] Martin Rostan, *Zykluszeit ist nicht alles, Performance von Feldbussystemen in der Fertigung*, PC Control, Beckhoff Automation GmbH, Ausgabe 02/2002
- [81] EBV-Elektronik, *FalconEye 3-Level Converter*, www.EBV.com

15 Anhang

15.1 Formelzeichen

a_n	Fourierkoeffizient (DFT, Bodediagramm)
A	Amplitude
b_n	Fourierkoeffizient (DFT, Bodediagramm)
C	Kapazität
d	Stromverzerrung (Pulsbreitenmodulation)
f	Frequenz, Kraft
f_a	Abtastfrequenz
f_s	PWM-Frequenz, Signalfrequenz
$f_{\text{sinc}^3 u}$	Ausgangsfrequenz eines Sinc ³ -Filters
f_d	Durchtrittsfrequenz im Amplitudengang eines Bodediagramms (offener Kreis)
f_{BW}	Reglerbandbreite
f_{90°	Durchtrittsfrequenz des Phasengang eines Bodediagramms durch (-90°) (geschlossener Kreis)
$f_{\Delta\Sigma}$	Modulatorfrequenz eines $\Delta\Sigma$ -Modulators
F	Kraft
i	Strom
\mathbf{i}_s	Raumzeiger des Statorstromes
\mathbf{i}_{dq}	Stromraumzeiger in d-q-Koordinaten
$\mathbf{i}_{\alpha\beta}$	Stromraumzeiger in α - β -Koordinaten
\mathbf{i}_m	Stromraumzeiger des gemessenen Stromes (Rückführung)
J	Massenträgheitsmoment
k_E	Elektrische Motorkonstante
k_T	Drehmomentkonstante
K_p	Proportionalverstärkung (Regler Proportionalanteil)
L	Induktivität
L_d	Statorinduktivität in Rotorkoordinaten in Richtung der feldbildenden Komponente
L_q	Statorinduktivität in Rotorkoordinaten in Richtung der drehmomentbildenden Komponente
\mathbf{L}_s	Tensor der Statorinduktivität in Rotorkoordinaten ($L_d \neq L_q$)
L_s	Statorinduktivität (konstant, $L_d = L_q$)
m	Drehmoment, Modulationsindex (eines PWM Modulationsverfahrens), Masse

m_{el}	Elektrisches Drehmoment
m_L	Drehmoment der Last
m_m	Mechanisches Drehmoment
M	Masse, Abk. Motor
M	Dezimirungsrate eines Dezimierungsfilters
p	Polpaarzahl
P	Wirkleistung
P_e	elektrische Wirkleistung
P_m	Mechanische Wirkleistung
Q	Quantisierungsrauschen
$Q_{\Delta\Sigma}$	Quantisierungsrauschen eines $\Delta\Sigma$ -Modulators
$r_{u,v,w}$	Referenzsignale der PWM für die Motorphasen u,v,w
R	Widerstand
R_s	Statorwiderstand
t	Zeit
t_0	Schaltzeit des Null-Zeigers (Raumzeigermodulation)
t_a	Schaltzeit des Spannungszeigers U_a (Raumzeigermodulation)
t_b	Schaltzeit des Spannungszeigers U_b (Raumzeigermodulation)
T_{ADC}	Dauer der Stromerfassung
T_a	Zykluszeit, Abtastzeit
$T_{a\ bus}$	Zykluszeit (Feldbus)
$T_{a\ Task}$	Zykluszeit (Task Industrie-PC)
T_e	Elektrische Statorzeitkonstante
T_E	Ersatzzeitkonstante
T_{EMV}	Filterzeitkonstante des EMV-Filters (Phasenstromerfassung)
T_{ISR}	Zykluszeit einer Interrupt Service Routine ($\mu C/DSP$)
T_m	Mechanische Zeitkonstante
T_n	Nachstellzeit (Regler Integralanteil)
T_{PWM}	Periodendauer des Trägersignals der PWM
T_{sinc^3}	Ersatzzeitkonstante Sinc ³ -Filter
T_t	Totzeit, Verzögerungszeit
$T_{\Delta\Sigma}$	Periodendauer eines $\Delta\Sigma$ -Modulatortaktes
u	Spannung
u_{netz}	Spannung des öffentlichen Netzes
u_{dc}, U_{dc}	Zwischenkreisspannung
u_{PWM}	Pulsbreitenmodulierte Spannung
u_s	Raumzeiger der Statorspannung
u_i	Raumzeiger der induzierten Gegenspannung („Back-EMF“)
u_L	Raumzeiger der Spannung über der Motorinduktivität
u_{OSW}	Raumzeiger der Spannungsüberschwingungen

δ	Winkel, Dämpfung eines schwingungsfähigen Systems
τ	Zeitkonstante
φ	Winkel
φ_e	Elektrischer Rotorwinkel
φ_m	Mechanischer Rotorwinkel
φ_{cl}	Phasengang geschlossener Regelkreis, „closed loop“ (Bodediagramm)
φ_{ol}	Phasengang offener Regelkreis, „open loop“ (Bodediagramm)
Ψ	Raumzeiger der Flussverkettung
Ψ_e	Raumzeiger der Erregerflussverkettung
Ψ_s	Raumzeiger der Statorflussverkettung
ω	Winkelgeschwindigkeit, mechanische Rotorwinkelgeschwindigkeit
ω_e	Elektrische Winkelgeschwindigkeit des Stator- und Rotorfeldes (Synchronmaschine)
ω_0	Eigenfrequenz eines schwingungsfähigen Systems

Funktionen:

$f(t)$	Beliebige Funktion
$g(t)$	Sprungantwort
$h(t)$	Gewichtsfunktion, Impulsantwort
$\delta(t)$	Diracimpuls
$\sigma(t)$	Sprungfunktion, Standardabweichung
G, H	Übertragungsfunktion allgemein
$G(j\omega)$	Fourier-Übertragungsfunktion
$G(s)$	Laplace-Übertragungsfunktion
$G(z)$	Z-Übertragungsfunktion
G_0	Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises
G_r	Übertragungsfunktion des Reglers
G_s	Übertragungsfunktion der Regelstrecke
G_w	Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$\mathcal{L}\{\dots\}$	Laplace-Transformierte
$\mathcal{Z}\{\dots\}$	Z-Transformierte
$Re(j\omega)$	Realteil einer komplexen Größe
$Im(j\omega)$	Imaginärteil einer komplexen Größe
j	Imaginäre Einheit
n, N	Ordnung, Anzahl
e	Regeldifferenz
x, X	Eingangsgröße
y, Y	Ausgangsgröße, Stellgröße

15.2 Indizes

alg	Algorithmus
AC	Wechselanteil
bus	Feldbus
d	Realteil des rotorfesten Koordinatensystems (feldbildender Anteil)
d	Amplitudendurchtritt im Bodediagramm (offener Kreis)
dc	Gleichspannungszwischenkreis
DC	Gleichanteil
FIR	FIR-Filter
i	Strom
i beob	Strombeobachter
max	Maximalwert
min	Minimalwert
n	Drehzahl, laufende Nummer
p	Position
PWM	Pulsbreitenmodulation
q	Imaginärteil des rotorfesten Koordinatensystems (drehmomentbildender Anteil)
sinc ³	Sinc ³ -Filter
t	Totzeit
u,v,w	Motorphasen
α	Realteil des statorfesten Koordinatensystems
β	Imaginärteil des statorfesten Koordinatensystems
Σ	Summe
$\Delta\Sigma$	Delta-Sigma (Modulator)
*	Sollgröße
\wedge	Geschätzte Größe

15.3 Abkürzungen

AD- und DA-Wandlung:

A&H	Abtast & Halteschaltung
ADC	Analog to Digital Converter (Analog-Digital-Wandler)
DAC	Digital to Analog Converter (Digital Analog Wandler)
ENOB	Efficient Number Of Bits
OSR	Oversampling Ratio
SAR	Successive Approximation Register
SNR	Signal to Noise Ratio

Halbleiter und Umrichter:

EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor
OSW	Oberschwingungen
PWM	Pulsewidth modulation (Pulsbreitenmodulation)
SVM	Space Vector Modulation (Raumzeigermodulation)

Maschinen:

ASM	Asynchronmaschine
BLDC	Brushless DC Maschine (Bürstenlose Gleichstrommaschine)
BLAC	Brushless AC Maschine (Bürstenlose Drehfeldmaschine)
GM	Gleichstrommaschine
SM	Synchron Maschine (Synchronous Machine)
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine (Permanent erregte Synchronmaschine)

Schaltkreise und Algorithmenberechnung:

ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BGA	Ball Grid Array
	CMOS Complementary Metal Oxide Semiconductor (Komplementärer Metalloxid Halbleiter)
CNC	Computerized Numerical Control
CPLD	Complex Programmable Logic Device (Komplexer Programmierbarer Logikbaustein)
CPU	Central Processing Unit
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DPRAM	Dual Port RAM

DSC	Digitaler Signalcontroller
DSP	Digitaler Signalprozessor
FIR	Finite Impulse Response (nicht rekursiver Digitaler Filter)
FPGA	Field Programmable Gate Array
FPU	Floating Point Unit
GAL	Gate Array Logic
IC	Integrated Circuit (Integrierter Schaltkreis)
IP	Intellectual Property (Geistiges Eigentum)
IPC	Industrie-PC
ISR	Interrupt Service Routine
LE	Logikelement(e) (z.B. eines FPGAs)
LSB	Last significant bit
MAC	Multiply Accumulate Controller
MSB	Most significant bit
PAL	Programmable Array Logic
PLD	Programmable Logic Device (Programmierbarer Logikbaustein)
RAM	Random Access Memory
ROM	Read Only Memory
SOPC	System on a programmable chip
SPS	Speicherprogrammierbare Steuerung
TTL	Transistor Transistor Logic
μ C	Microcontroller
μ P	Mikroprozessor

Weitere:

BW	Bandwidth (Regler – Bandbreite)
CAN	Control Area Network (CAN Feldbus)
DC	Distributed Clock (EtherCAT Feldbus)
ESB	Ersatzschaltbild
SERCOS	SErial ReaLtime COmmunication System (SERCOS Feldbus)
SISO	Single Input Single Output
SOF	Start Of Frame (Telegrammbeginn Feldbus)
XFC	Extreme Fast Control (EtherCAT Übertragungstechnologie Beckhoff)