

# Versuch DSP:

## **Stromregelung in einem rotierenden Bezugssystem mit dem Digitalen Signalprozessor-System des ETI**

Elektrotechnisches Institut (ETI)

11. November 2010

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Digitales-Signalprozessor-System</b>	<b>3</b>
1.1	DSP-Karte . . . . .	3
1.2	ETI-Bus . . . . .	4
1.3	AD-Wandler-Karte . . . . .	4
1.4	DA-Wandler-Karte . . . . .	5
1.5	Digitale-I-O-Karte . . . . .	5
1.6	PWM-Karte . . . . .	5
1.7	Drehgeberauswertungs-Karte . . . . .	6
1.8	Monitorprogramm . . . . .	6
1.8.1	Überblick . . . . .	6
1.8.2	Betrieb . . . . .	6
1.9	DSP-Programm . . . . .	9
1.10	DSP-Beispielprogramm . . . . .	11
<b>2</b>	<b>Regelung einer ohmsch-induktiven Last</b>	<b>20</b>
2.1	3-2-Wandler . . . . .	23
2.2	Vektordreher . . . . .	23
2.3	2-3-Wandler . . . . .	24
2.4	Stromregler . . . . .	24
<b>3</b>	<b>Aufgaben</b>	<b>25</b>
3.1	Laufflicht . . . . .	25
3.2	Analog-Digital-Wandler . . . . .	25
3.3	Drehspannungssystem . . . . .	25
3.4	Digital-Analog-Wandler-Karte . . . . .	25
3.5	R-L-Last . . . . .	25
3.6	Stromregelung . . . . .	25
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>26</b>
<b>A</b>	<b>Anlagen</b>	<b>27</b>

# 1 Digitales-Signalprozessor-System

Am ETI ist ein universelles System zur Steuerung und Regelung elektrischer Anlagen vorhanden, das modular aus verschiedenen zur Verfügung stehenden Karten in einem Schrofrahmen aufgebaut wird. Alle Karten sind über den auf der Rückseite befindlichen sogenannten ETI-Bus miteinander verbunden.

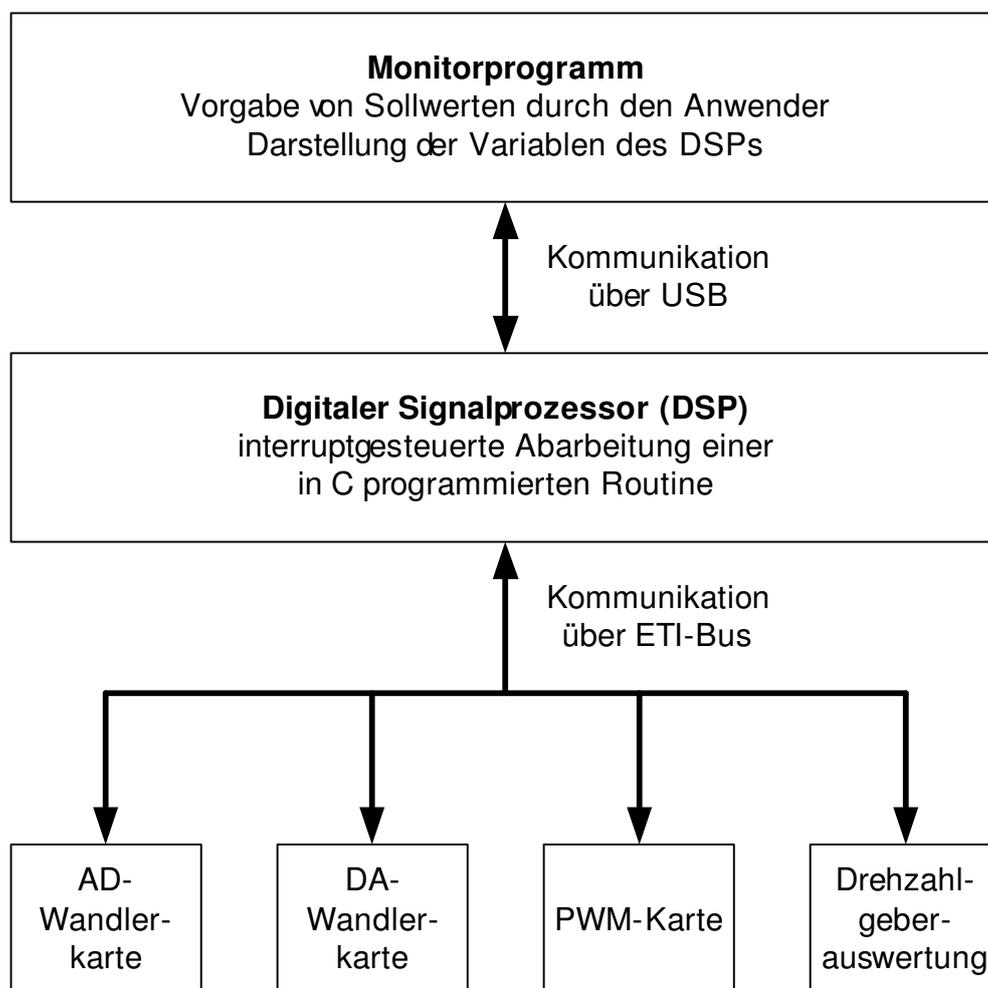


Abbildung 1: Übersicht über das ETI-DSP-System

## 1.1 DSP-Karte

Auf dieser Karte ist der Digitale Signal-Prozessor (DSP) (derzeit TMS320VC33 von Texas Instruments) platziert, der die Rechenarbeit zur Ausführung der Steuerungsalgorithmen übernimmt. Ein Field Programmable Gata Array (FPGA) der Firma Altera vom Typ CycloneII übernimmt die Funktion eines Buskopplers und regelt die Kommunikation zwischen dem DSP und den weiteren Einschubkarten des Systems (z.B. AD-Wandler-Karten, etc.), die über den parallelen ETI-Bus angebunden sind. Ein weiterer FPGA vom Typ CycloneI steuert die über magnetische Koppler potentialgetrennt ausgeführte Kommunikation per USB zum Monitorprogramm auf dem PC.

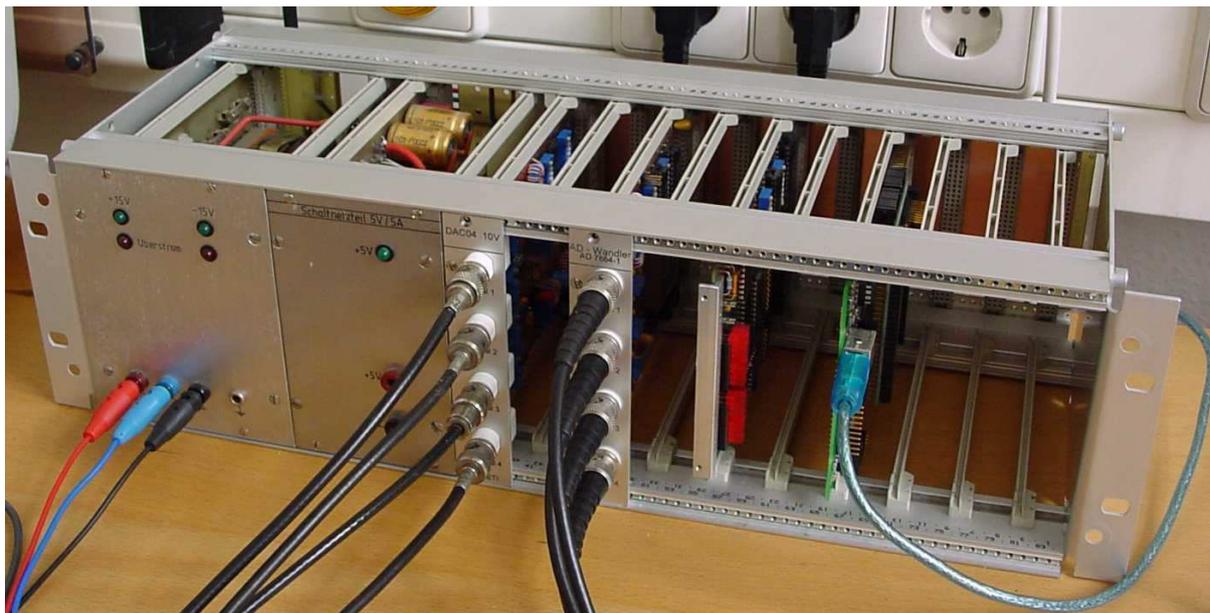


Abbildung 2: Einschubrahmen mit ETI-DSP-System

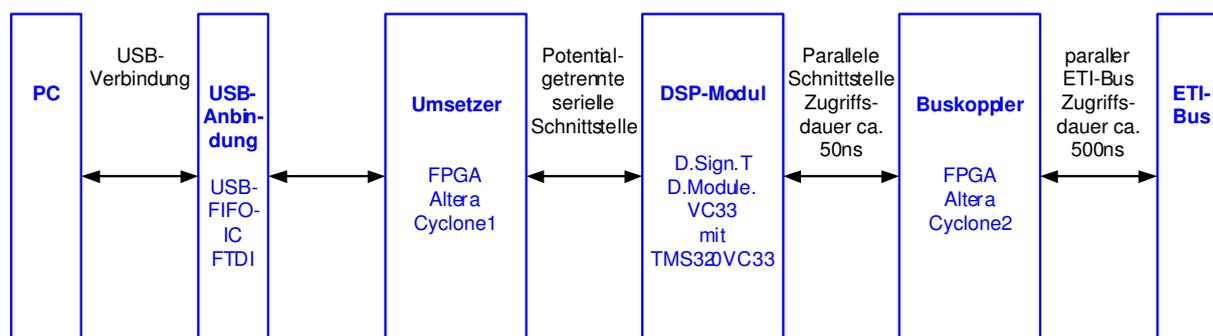


Abbildung 3: Funktionsdiagramm und Schnittstellen der DSP-Karte

## 1.2 ETI-Bus

Der ETI-Bus dient der Übertragung von Daten zwischen dem DSP und den anderen Einschubkarten. Der DSP ist dabei der Busmaster und steuert über eine nRead- und eine nWrite-Leitung und 8 Addressleitungen, welche Karte angesprochen werden soll und ob ein Schreib- oder Lesezugriff ausgeführt werden soll. Bei einem Buszugriff werden parallel 16 Datenbits übertragen. Der DSP kann über ein nReset-Signal alle angeschlossenen Karten in einen Grundzustand zurückversetzen. Zusätzlich sind auf dem Bus zwei Interrupt-Leitungen (nInt0, nInt1) vorhanden, mit denen eine Pulsweitenmodulationskarte jeweils zu Beginn der Modulationsperiode einen Interrupt erzeugen kann.

## 1.3 AD-Wandler-Karte

Die Analog-Digital-Wandler-Karte dient zur Erfassung von bis zu vier analogen Signalen, wie z.B. Strangströmen oder der Zwischenkreisspannung. Nähere Informationen zu dieser Karte stehen in der als Anlage beigefügten „Beschreibung zur AD-Wandlerkarte“.

ADCON3“.

## 1.4 DA-Wandler-Karte

Der D/A-Wandler wandelt digitale Werte in analoge Spannungspegel um. Auf der D/A-Wandlerkarte befindet sich ein 12bit Wandler mit 4 Kanälen. Angesprochen wird der Wandler über 2 Adressen, eine zum Beschreiben der Kanäle (DA\_LOAD) und eine zum Starten der Wandlung (DA\_START). Optional kann die Wandlung auch sofort nach dem Übertragen eines neuen Wertes gestartet werden. Die Struktur zum Ansprechen der DA-Wandler-Karte ist im beigefügten DSP-Beispielprogramm enthalten.

## 1.5 Digitale-I-O-Karte

Die digitale I/O-Karte dient, wie der Name schon sagt, der Ein- und Ausgabe digitaler Signale. Die Ausgabe signale werden zusätzlich zu dem elektrischen Anschluss per LED an der Vorderseite als Leuchtsignal dargestellt. Diese Karten werden häufig zur Ansteuerung von Schützen oder zur Auswertung einfacher Schaltsignale verwendet. Man kann sie aber auch einfach als Anzeige- und Bedienelement (Taster) verwenden. Die Karte besitzt 16 Ein- und Ausgänge, die nach TTL-Spezifikation ( $0V - 0.5V = LOW$ ,  $4.5V - 5.5V = HIGH$ ) arbeiten. Die Eingänge können auf einer Adresse am ETI-Bus vom DSP eingelesen und die Ausgänge auf einer Adresse gesetzt werden. Dabei entsprechen die Datenbits (0/1) den aktuellen Zuständen (LOW/HIGH) der Leitungen.

## 1.6 PWM-Karte

Die Ansteuerung eines Wechselrichters benötigt eine sehr präzise und sichere Signalverarbeitung. Um dieses Problem zu lösen, bietet es sich an, die Ansteuerung der Leistungshalbleiter mit diskreten Schaltungen statt Software zu realisieren. Die Pulsweitenmodulations-Karte (kurz: PWM-Karte) enthält eine derartige Schaltung integriert in einem FPGA. Das Konzept sieht vor, dass die PWM-Karte per Interrupt die Aussteuerungswerte für die nächste Pulsperiode kurz vor Beginn dieser vom DSP-System anfordert. Das DSP-System schreibt dann zunächst die bereits berechneten Werte über den ETI-Bus auf die PWM-Karte und berechnet dann anschließend die neuen Werte. Sollte das DSP-System aus irgend einem Grund keine Werte liefern, schaltet die PWM-Karte automatisch ab. Diese Funktion ist auch unter dem Begriff Watchdog bekannt. Die PWM-Karte besitzt 4 aufeinander folgende Adressen auf dem ETI-Bus. Auf die erste Adresse wird die Anzahl Taktzyklen des internen Taktgebers der PWM-Karte (24MHz) pro halber Pulsperiode geschrieben und damit die Länge der Pulsperiode eingestellt. Die darauf folgenden Adressen sind jeweils die Einschaltzeiten des oberen Brückenweiges ebenfalls umgerechnet in die Anzahl Taktzyklen und pro halber Pulsperiode. Die Werte selbst sind 13bit breit.

Um die Programmierung zu erleichtern steht eine Bibliothek PWM.h zur Verfügung, die fertige Funktionen zur Ansteuerung der PWM-Karte enthält. Zusätzlich sind noch Funktionen zur Berechnung der Aussteuerungsgrade der einzelnen Phasen aus einem komplexen Raumzeiger nach der Sinus-Sägezahnmodulation und nach der Flattopmodulation vorhanden.

## 1.7 Drehgeberauswertungs-Karte

Die Auswertung von Inkrementalgebern ist ebenso wie die Pulsweitenmodulation nur schwer als reine Softwarelösung realisierbar. Daher gibt es auch für diese Aufgabe eine Karte mit diskreter Elektronik in Form eines FPGA. Der FPGA misst dabei kontinuierlich die Anzahl der Pulse des Inkrementalgebers (IMPULSABSTAND) und die Zeit seit dem letzten Impuls (PULSABSTAND). Aus diesen Informationen kann dann die Software Rotorlage und Rotorgeschwindigkeit berechnen oder bei sehr kleinen Geschwindigkeiten die Rotordrehzahl abschätzen.

## 1.8 Monitorprogramm

### 1.8.1 Überblick

Das Monitorprogramm dient als Werkzeug zur Kommunikation mit dem DSP-System. Die Messwerte können auf verschiedene Arten dargestellt oder auch zur weiteren Verarbeitung exportiert werden. Die Bedienung ist an der eines Oszilloskops orientiert. Man kann wahlweise kontinuierlich die Messwerte einlesen, sie ereignisgesteuert einlesen (Trigger) oder nur ein einzelnes Triggerereignis einlesen. Dabei kann man den Abtastfaktor und die Größe des Datenpuffers einstellen. Durch den Abtastfaktor lässt sich einstellen, in jedem wievielten Abtastintervall ein Messwert erzeugt wird. Dadurch lässt sich grob die Zeitachse anpassen. Darstellbar sind die Messwerte wahlweise als X/t-Diagramm, als X/Y-Diagramm oder nur als Zahlenwert. Das Monitorprogramm arbeitet fest mit einem Teil des DSP-Programms (Inspector/Operator) zusammen. Die Messwerte werden im DSP-Hauptprogramm definiert. In der Darstellung als Zahlenwert kann man Werte auch während des Betriebes im DSP-System verändern, sofern sie im DSP-Programm als beschreibbar definiert wurden. Auf diese Weise kann man Sollwerte oder Parameter im laufenden Betrieb einstellen.

### 1.8.2 Betrieb

Das Monitorprogramm arbeitet auf Basis von Projekten. Jede Projektdatei enthält alle Einstellungen für ein DSP-Projekt und das Fensterlayout. Als ersten Schritt legt man daher mit Datei—neu ein neues Projekt an. Im darauf folgenden Dialog ist *Monitor2Inst* zu wählen.

Anschließend können dem Dokument unter *Fenster—Neues Zeitfenster*, *Fenster—Neues XY-Fenster* oder *Fenster—Neues Steuerfenster* Fenster hinzugefügt werden. Ein Zeitfenster wird bei einem neuen Dokument bereits automatisch erstellt. Es ist auch später noch möglich, weitere Fenster hinzuzufügen. Das Dokument kann jederzeit mit der Funktion *Datei—Speichern* abgespeichert werden und kann bei Bedarf mit *Datei—Öffnen* wieder geladen werden. Alternativ kann man ein Projekt auch laden, indem man die Projektdatei (\*.mi2) per Drag and drop auf das Monitorprogrammfenster zieht.

Als zweiter Schritt kann nun der DSP mit *DSP—DSP booten* gebootet werden. Es wird dabei die Datei start.hex auf den DSP geladen. Nach dem Booten wird automatisch eine Verbindung mit dem DSP-Programm hergestellt. Sollte der DSP bereits gebootet sein, kann man die Verbindung auch mit *DSP—Verbindung wiederherstellen* aufbauen. Jetzt kann das Monitorprogramm eingerichtet werden. Es empfiehlt sich, zunächst über die

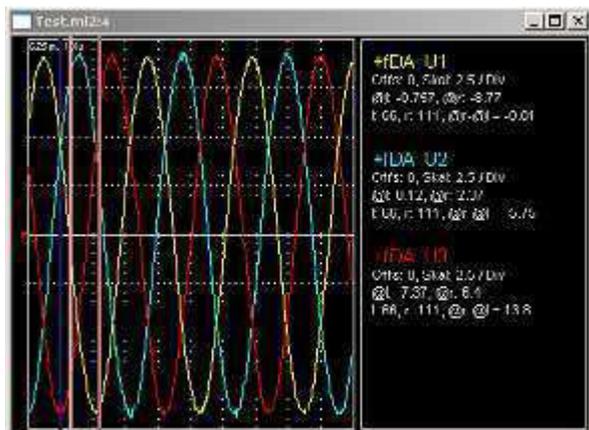


Abbildung 4: Monitorprogramm Zeitfenster

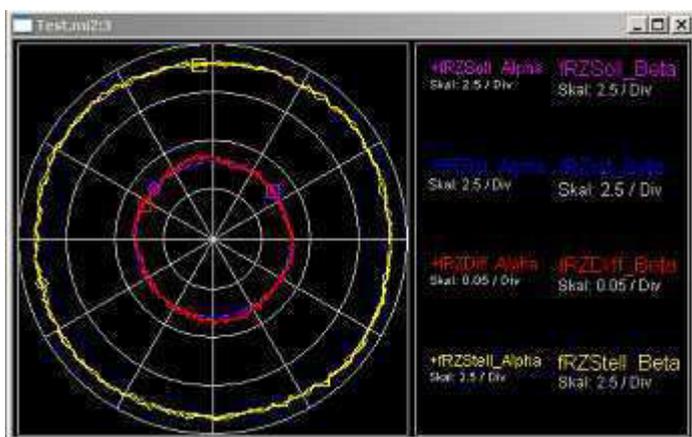


Abbildung 5: Monitorprogramm X-Y-Fenster

Funktion *DSP—VarInfo einlesen* die Liste der Variablen des DSP-Programms ins Monitorprogramm zu importieren. Dieser Schritt sollte jedes Mal wiederholt werden, wenn sich das DSP-Programm ändert. Nun kann man über *DSP—Puffereinstellungen* auswählen, welche Variablen beobachtet und wie die Variablen erfasst werden sollen.

Man kann bei der Erfassung unter *Pufferlänge* einstellen wie viele Werte bei einem Triggerereignis aufgezeichnet werden sollen. Der Parameter *PreTigger* gibt an, wie viele Werte vor dem Zeitpunkt des Triggerereignisses die Aufzeichnung starten soll. Über den Abtastfaktor hat man die Möglichkeit festzulegen, bei jedem wievielten Durchlauf der Echtzeitroutine die Variablen erfasst werden. Angezeigt werden bei einem Triggerereignis immer alle aufgenommenen Werte. Da das Übertragen der Daten natürlich eine gewisse Zeit in Anspruch nimmt ist es empfehlenswert, nur möglichst wenige Variablen zu beobachten. Alle Variablen, die in diesem Dialog einen Haken bei *Beobachten* gesetzt haben, werden unabhängig davon, ob sie in einem Fenster angezeigt werden, erfasst.

Die Triggerparameter sind unter *Trigger—Triggerparameter* einstellbar. Die Adresse selbst sollte man ebenso wie den Typ nicht direkt vorgeben, dies wird durch die Auswahl eines Variablennames selbständig eingetragen. Über die Vorgabewerte Pegel und Richtung (Steigung) wird der Trigger dann mit einem Klick auf *Übernehmen* aktiviert.

Das Monitorprogramm kennt die drei Betriebsarten *Einmalig (1ST)*, *Fortlaufend bei*

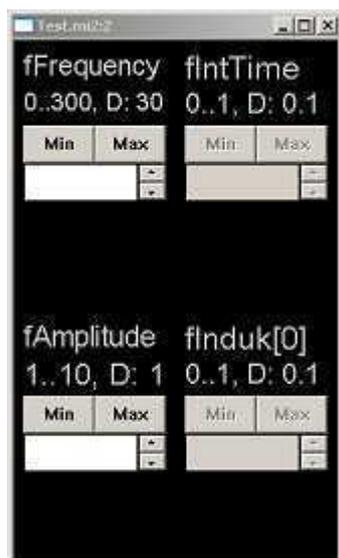


Abbildung 6: Monitorprogramm Steuerfenster

jedem Triggerereignis (A) und Fortlaufend ohne Beachtung des Triggerereignis (C). Mit der Betriebsart *Einmalig* lassen sich besonders gut Messwerte zur späteren Weiterverarbeitung sammeln, da man hier nach jedem Erfassen die Möglichkeit hat, die Werte zu exportieren. *Fortlaufend ohne Beachtung des Triggerereignis* eignet sich für die Beobachtung bei wechselnden Betriebszuständen. *Fortlaufend bei jedem Triggerereignis* ist besonders gut für die Betrachtung periodischer Signale geeignet. Mit *Datei—Exportieren* lassen sich die gesammelten Messwerte in eine Textdatei schreiben. Die Textdatei liegt anschließend im Format CSV (Comma Separated Values) vor. Dieses Format sollten alle gängige Officeprogramme verarbeiten können.

Für die Anzeigefenster lässt sich jeweils allgemein durch *Ansicht—Variable auswählen* (Funktionstaste F4) festlegen, welche Variablen sie anzeigen sollen. Im Einstellungsfenster markiert man dazu die Variablen im Bereich *Verfügbare Variablen* und klickt dann auf *-j*. Ausgewählte Variablen lassen sich wieder löschen, indem man sie im Bereich *Auswahl* markiert und *Löschen* anklickt. Steuerfenster besitzen zusätzlich die Einstellmöglichkeit *Ansicht—Auffrischrate*, durch welche sich die Häufigkeit einstellen lässt, mit der die angezeigten Werte aufgefrischt werden sollen.

Weitere Einstellmöglichkeiten sind durch einen Rechtsklick auf das Anzeigefenster bei der jeweiligen Variable erreichbar. Dadurch lassen sich in den Anzeigefenstern Farbe und Skalierung ändern und beim Steuerfenster die Schrittweite bei der Änderung der Werte. Zusätzlich gibt es noch zwei globale Cursor, die im Zeitfenster als senkrechte rote Linien angezeigt werden und sich verschieben lassen. Da es sich um globale Cursor handelt, wirken sich Änderungen auf jedes Anzeigefenster aus. In den Zeitfenstern wird bei jeder Variable zusätzlich angezeigt, welchen exakten Wert sie an den Cursorstellen haben (*@l* und *@r*) und wie groß die Differenz zwischen den beiden Werten ist (*@r - @l*). Angezeigt wird auch, an welcher Stelle die Cursor stehen (*l* und *r*). In den X/Y-Fenstern werden die Cursor als Quadrat (l) und Kreis (r) dargestellt. Damit kann man sich grob einen Überblick verschaffen, wie die Werte im Zeitfenster und dem X/Y-Fenster zusammenhängen.

DSP-Programm Wie eingangs bereits erwähnt, müssen für den Betrieb des Monitor-

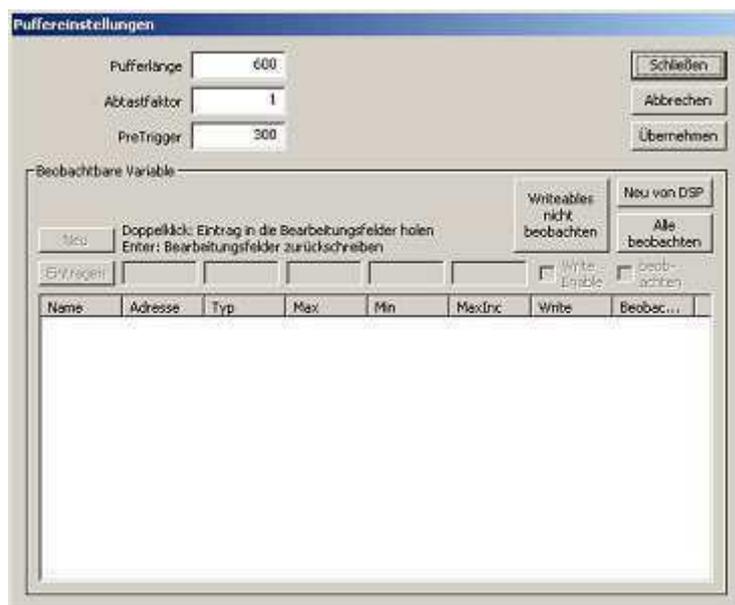


Abbildung 7: Monitorprogramm Puffereinstellungen



Abbildung 8: Monitorprogramm Triggerparameter

programms zusammen mit dem DSP-System einige Teile in das DSP-Programm integriert werden. Im Einzelnen sind das ein Deklarationsteil, der während der Initialisierung die Variablen zur Beobachtung oder Manipulation frei gibt, ein Echtzeitteil, der die Daten bei jedem Durchlauf der Echtzeitroutine speichert und ein Kommunikationsteil, der mit dem Monitorprogramm in Verbindung steht. Der Deklarationsteil steht am Anfang des Hauptprogramms. Zunächst wird durch einen Aufruf der Funktion *INSP\_SetSampleTime()* die Abtastzeit bekannt gemacht. Im Anschluss daran wird durch Aufrufe der Funktionen *OP\_FloatVarInfo()* und *OP\_IntVarInfo()* jede Variable dem Monitorprogramm bekannt gemacht. Danach wird *OP\_DoCommunication()*, der Kommunikationsteil, in einer Endlosschleife ausgeführt. Der Echtzeitteil *INSP\_Trigger()* wird am Ende der Echtzeitroutine aufgerufen.

## 1.9 DSP-Programm

Das DSP-Programm gliedert sich im Wesentlichen in zwei Teile.

Das Hauptprogramm dient der Initialisierung der Hardware und übernimmt anschließend die Kommunikation mit dem Monitorprogramm auf dem PC. Es überträgt die Messwerte zum PC und nimmt Änderungen an den Sollwerten vom PC entgegen.

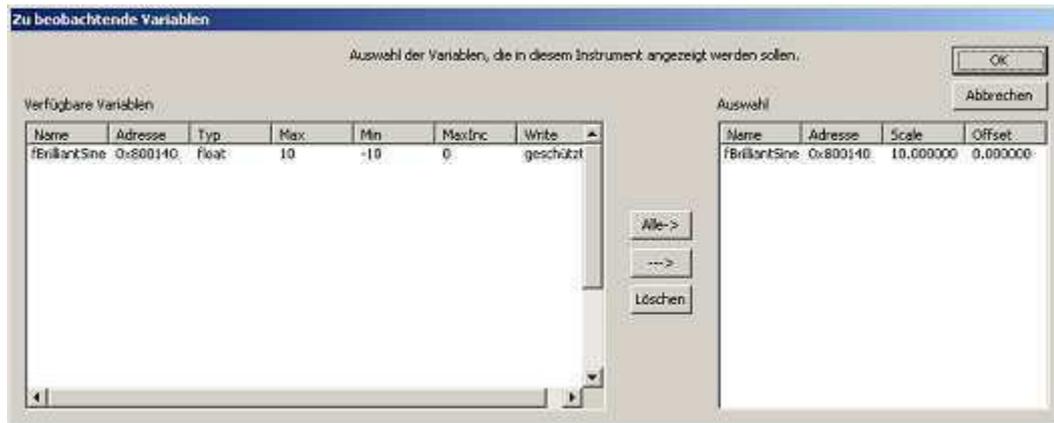


Abbildung 9: Monitorprogramm Einstellmöglichkeiten zur Beobachtung von Variablen

Die Echtzeitroutine wird als ISR (Interrupt Service Routine) implementiert. Sie kann entweder von einem prozessorinternen Timer periodisch aufgerufen werden oder durch einen externen Interrupt gestartet werden. Das Hauptprogramm wird dann sofort unterbrochen und nach Bearbeitung der ISR fortgesetzt. Da auf dem DSP-System nur dieses Programm ausgeführt wird und es auch kein Dateisystem gibt, wird kein Betriebssystem benötigt. Der Prozessor kann daher sehr schnell auf den Interrupt reagieren und führt die ISR exklusiv aus. Durch diese Struktur ist es möglich, die erforderlichen harten Echtzeitanforderungen zu erfüllen.

## 1.10 DSP-Beispielprogramm

```
/*
/*****
/*
/* ETI - DSP - System, Hauptprogramm
/*
/*
/* file      main.c
/* date      02.11.2010
/* author    Carsten Ackermann
/* company   Universitaet Karlsruhe , Elektrotechnisches Institut
/*
/*
/* Platine  DSP-PCB V1.0, DSP-PCB V1.0, DSP-PCB V0.2
/* Cyclone2 Buskoppler-Design von Alexander Stahl
/* Compiler TI TMS320C3x/4x C-Compiler Rev 5.0
/*
/*
/* Versionen:      Datum      Uhrzeit
/* ETIBUS.c :      08.09.2009   16:30
/* ETIBUS.h :      08.09.2009   16:30
/* Inspector.c :   26.09.2005   17:22
/* Inspector.h :   22.09.2005   11:06
/* Inspector_def.h : 22.09.2005   10:53
/* Operator.c :    26.09.2005   15:35
/* Operator.h :    22.09.2005   10:53
/* Operator_def.h : 26.09.2005   15:34
/* SSICOM.c :     08.09.2009   16:30
/* SSICOM.h :     08.09.2009   16:30
/*
/*
/* Programm zum Einsatz als Standardprogramm
/*
/* In der Interrupt-Routine werden Signale generiert, über eine
/* Digital-Analog-Wandler-Karte ausgegeben und über eine AD-Wandler-
/* Karte eingelesen.
/* Der zugehörige Interrupt wird durch den Timer0 oder durch ein
/* externes Signal, das vom Buskoppler-FPGA erzeugt oder weitergeleitet
/* wird, ausgelöst.
/* Die PC-Kommunikation geschieht in einer Endlosschleife
/* des Hauptprogramms.
/*
/*
/*****

/*****
/* Header-Dateien
/*
/*****

/* DSignt Bios */
```

```
#include "biosC33.h"

/* TI DSP-Dateien */
#include <serprt30.h>
#include <bus30.h>
#include <dma30.h>
#include <timer30.h>
#include <math.h>

/* ETI-eigene Dateien */
#include "SSICOM.h" /* Hardwareschnittstelle: Kommunikation über SSI */
#include "Inspector.h" /* Inspector-Triggern und Sichern der Samples */
#include "Operator.h" /* Operator- Kommunikation mit dem PC-Monitorprogramm */
#include "ETIBUS.h" /* Hardwareschnittstelle: ETI-Bus */

/* Erzeugung einer aktuellen Versionsinformation (wird im Monitor angezeigt) */
/* für Monitorprogramm, aus SSICOM.c hierher verlagert, */
/* damit bei Änderungen eine neue Versionsinfo erzeugt wird */
const char pVersionInfo[] = "Build: " __DATE__ " " __TIME__ "\n"
DSP_VERSION_INFO_DSP_TYPE "\n"
"Compiler Options: " DSP_VERSION_INFO_OPTIMIZED " "
DSP_VERSION_INFO_REGPARAM " "
DSP_VERSION_INFO_MEMORY_MODEL;

const int pVersionInfoLength = sizeof( pVersionInfo );

/*****/
/* Timer-Einstellungen */
/*****/

/* H1-Clock - Halbe interne Taktfrequenz des VC33-150*/
#ifdef _TMS320C33
#define DSP_H1_FREQUENCY 75e6F
#endif

/* Einstellungen für Timer0 */
/* mit diesem Timer wird der Regelungs-Interrupt aufgerufen */
#define TA 100e-6F /* Abtastzeit in Sekunden */
const float TIMER_PERIOD0 = ((unsigned int) ( TA * DSP_H1_FREQUENCY ) / 4);

/* Einstellungen für Timer1 */
/* mit diesem Timer wird die LED angesteuert */
#define TLED 2 /*Blinkperiodendauer in Sekunden */
const float TIMER_PERIOD1 = ((unsigned int) (TLED * DSP_H1_FREQUENCY) / 4);
```

```
/* ***** */
/* ETI-Bus-Adressen */
/* ***** */

/* Adressen ADCON3-Karte */
/*          DIP-Schalter 1234 5678 */
/*          Adress-Bit A 2345 67xx */
/*          ||||  |||| */
/* Schreiben: Jumper auf 0000 0000 */
/* Lesen:     Jumper auf 1000 0000 */
const int ADR_TRIGGER = 0x00;
const int ADR_AD1     = 0x04;
const int ADR_AD2     = 0x05;
const int ADR_AD3     = 0x06;
const int ADR_AD4     = 0x07;

/* Adressen DA-Karte */
/*          DIP-Schalter 1234 5678 */
/*          Adress-Bit A 0123 4567 */
/*          ||||  |||| */
/* Load:     Jumper auf 0000 0010 */
/* Start:    Jumper auf 1000 0010 */
const int ADR_DA_LOAD = 0x40;
const int ADR_DA_START = 0x41;

/* Adressen Digitale-I/O-Karte */
/*          DIP-Schalter 1234 5678 */
/*          Adress-Bit A 0123 4567 */
/*          ||||  |||| */
/* Schreibadr.: Jumper auf 0000 0001 */
/* Leseadr.:    Jumper auf 1000 0001 */
const int ADR_IO_WRITE = 0x80;
const int ADR_IO_READ  = 0x81;

/* ***** */
/* für DA-Wandlerkarte */
/* ***** */

/*Definition der Variablenkette DA_Wort */
typedef union
{
    unsigned int _intval;
```

```
struct
{ unsigned int Wert      :12;
  unsigned int Kanal     :2;
  unsigned int nsofort   :1;
  unsigned int frei      :1;
} _bitval;
}DA_Wort;

float  fDA_U1=0;
float  fDA_U2=0;
float  fDA_U3=0;
float  fDA_U4=0;
int    iNsof=1;
DA_Wort DA_Kanal1;
DA_Wort DA_Kanal2;
DA_Wort DA_Kanal3;
DA_Wort DA_Kanal4;

int    irstart = 0;

/*****/
/* für Dig.I-/O-Karte */
/*****/
int iled = 1;

/*****/
/*für AD-Wandler-Karte */
/*****/
float fAD_U1, fAD_U2, fAD_U3, fAD_U4;
int   iADCount=0;

/*****/
/*Variablen für Rechenzeit */
/*****/
float fRechenzeit;
float fRechenzeit_max = 0;

/*****/
/*Konstanten */
/*****/
const float PI = 3.1415926535897932385;
```

```

/*****
The following code generates a section "startup" which contains
only a 'br _c_int00' instruction.
This section should be linked to a fixed address, e.g. 0x809FC0
in MCBL mode. This address can then be specified as the program
entry point in the HEX30 CMD-file, e.g. '-e 809FC0h'
Refer to linker command file SAMPLE.CMD and HEX30 command file
SAMP2HEX.CMD for the required modifications
D.SignT User's Guide C31, Bootloader, p. 24
*****/
    asm (" .ref _c_int00");
    asm (" .sect \".startup\"");
    asm (" br _c_int00");

void c_int01()
/*****
/* Interrupt service routine */
/*****
{
/*Starten des Counters zur Anzeige der Rechenzeit*/
ETIBUS_Config(BUSCONFIG_COUNTER) = 0;

/*AD-Karte triggern ->Sample+Hold auslösen*/
ETIBUS(ADR_TRIGGER) = 15;

/* Warteschleife für Messwerte bei ADCON3-Karte*/
for (iADCount=0; iADCount<=600; iADCount++) {
    asm("      nop                ");
}

/*Wert iled auf IO-Karte schreiben */
ETIBUS(ADR_IO_WRITE) = iled;

/*****
/* AD-Wandler */
/* Einlesen der Messwerte */
/*****
fAD_U1 = - ((float) (ETIBUS(ADR_AD1)<<16 >>20))*20/4096.0;

```

```
/******  
/* DA Wandler */  
/******  
  
/*Kanal1 laden */  
DA_Kanal1._bitval.nsofort=iNsof;  
DA_Kanal1._bitval.Kanal=0;  
DA_Kanal1._bitval.Wert= (fDA_U1+10)/20*4096;  
  
ETIBUS(ADR_DA_LOAD) = DA_Kanal1._intval;  
  
/*Kanal2 laden */  
DA_Kanal2._bitval.nsofort=iNsof;  
DA_Kanal2._bitval.Kanal=1;  
DA_Kanal2._bitval.Wert= (fDA_U2+10)/20*4096;  
  
ETIBUS(ADR_DA_LOAD) = DA_Kanal2._intval;  
  
/*Kanal3 laden */  
DA_Kanal3._bitval.nsofort=iNsof;  
DA_Kanal3._bitval.Kanal=2;  
DA_Kanal3._bitval.Wert= (fDA_U3+10)/20*4096;  
  
ETIBUS(ADR_DA_LOAD) = DA_Kanal3._intval;  
  
/*Kanal4 laden */  
DA_Kanal4._bitval.nsofort=iNsof;  
DA_Kanal4._bitval.Kanal=3;  
DA_Kanal4._bitval.Wert= (fDA_U4+10)/20*4096;  
  
ETIBUS(ADR_DA_LOAD) = DA_Kanal4._intval;  
  
/*Wandlung starten*/  
ETIBUS(ADR_DA_START) = 0;  
  
/******  
/*Triggern und Sample-Sicherung fuer Monitorprogramm */  
/*bei Loeschung dieses Befehl funktioniert das Monitorprogramm nicht*/  
INSP_Trigger();  
/******  
  
/*Auslesen des Counters zur Anzeige der Rechenzeit*/  
/*Umrechnung auf Anzeigewert in Mikrosekunden*/  
fRechenzeit = ETIBUS_Config(BUSCONFIG_COUNTER) / DSP_H1_FREQUENCY *1e6F;  
/*Maximalwert der Rechenzeit bestimmen*/
```

```
    if (fRechenzeit > fRechenzeit_max) fRechenzeit_max = fRechenzeit;
}

void main (void)
/*****
/* main program */
*****/
{
    /*****/
    /* Initialisierungen der Hardware */
    init_module(MCBL);/* initialize the D.SignT module */
    SSI_Init();      /* Initialisierung serielle Schnittstelle SSICOM */

    ETIBUS_Init();   /* Initialisierung der ETIBUS-Schnittstelle ETIBUS*/

    /*****/
    /* Konfiguration der vom Buskoppler-FPGA an den DSP */
    /* weiterzuleitenden Interrupts */

    /*keine Interrupts weiterleiten: */
    ETIBUS_Config(BUSCONFIG_INTERRUPT) = INTERRUPT_DISABLE;

    /*nur einen ETIBUS-Interrupt weiterleiten:*/
    /*ETIBUS_Config(BUSCONFIG_INTERRUPT) = INTERRUPT_ETIBUS_NINT0; */
    /*oder:*/
    /*ETIBUS_Config(BUSCONFIG_INTERRUPT) = INTERRUPT_ETIBUS_NINT1; */

    /*beide ETIBUS-Interrupts weiterleiten:*/
    /*ETIBUS_Config(BUSCONFIG_INTERRUPT) =
    INTERRUPT_ETIBUS_NINT0 & INTERRUPT_ETIBUS_NINT1;

    /*weitere Varianten siehe ETIBUS.h*/

    /*****/
    /* Timer des DSP initialisieren */

    /*Timer0 zur Interruptgenerierung*/
    {
        volatile TIMER_REG *tm0 = TIMER_ADDR(0); /* timer30.h */
        tm0 -> gcontrol = 0; /* 12-5 reset timer */
        tm0 -> period = TIMER_PERIOD0; /* 12-7 */
        tm0 -> counter = 0;
        tm0 -> gcontrol = FUNC | CP_ | CLKSRC | GO | HLD_ ;
    }
}
```

```
}

/*Timer1 zur LED-Ansteuerung*/
{
    volatile TIMER_REG *tm1 = TIMER_ADDR(1); /* timer30.h */
    tm1 -> gcontrol = 0; /* 12-5 reset timer */
    tm1 -> period = TIMER_PERIOD1; /* 12-7 */
    tm1 -> counter = 0;
    tm1 -> gcontrol = FUNC | CP_ | CLKSRC | GO | HLD_ ;
}

/*****
/*Einrichten des Interrupts (D.SignT Bios Ref. p. 27, bios.h) */
/*hier kann nur eingerichtet werden, ob der Interrupt des internen */
/*Timers, oder ein vom Buskoppler-FPGA kommender Interrupt genutzt */
/*werden soll. */
/*Die Auswahl der Leitungen auf dem ETIBUS (nINT0 oder nINT1) */
/*erfolgt oben durch Konfiguration des Buskoppler-FPGAs. */

/*Timer0 als Interruptquelle: */
install_interrupt(SIG_TINT0, c_int01);

/*vom Buskoppler erzeugter bzw. weitergeleiteter Interrupt */
/*als Interruptquelle: */
/*install_interrupt(SIG_INT0, c_int01);*/

__set_ST(GIE); /* D.SignT Bios Ref. p. 19, bios.h, 7-32 */

/*****
/* Bekanntmachung der Abtastzeit fuer das Monitorprogramm */
INSP_SetSampleTime( TA );

/*****
/* Bekanntmachen der beobachtbaren und/oder veränderbaren Variablen */
/* fuer integer-Variablen: */
/* OP_IntVarInfo( Addr, Max, Min, MaxInc,Write, Name) */
/* fuer float-Variablen: */
/* OP_FloatVarInfo( Addr, Max, Min, MaxInc,Write, Name) */
/* */
/* Adr: Adresse der zu beobachtenden Variablen */
/* Max: Maximalwert */
/* Min: Minimalwert */
/* MaxInc: maximales Inkrement bei Veränderung der Variablen, */
/* wird nur bei Sollwerten (Write=1) ausgewertet */
/* Write: Veränderung der Variablen im Monitorprogramm bestimmen */
*****/
```

```
/*      0 = keine Veränderung erlauben (Istwert, nur Anzeige)      */
/*      1 = Änderungen erlaubt (Sollwerte)                          */
/* Name: Name, mit der die Variable im Monitorprogramm angezeigt   */
/*      werden soll                                                */
/*                                                                    */
/* Bedeutung der Minimal-/Maximalwerte:                            */
/* Bei Sollwerten (Write=1) wird die Variable auf diesen Werte-    */
/* bereich begrenzt. Damit kann die Sollwertvorgabe auf sinnvolle  */
/* Werte beschränkt werden.                                         */
/* Bei allen Variablen werden diese Werte benutzt, um die Anzeige  */
/* der Variablen im Monitorprogramm zu skalieren.                  */
/*                                                                    */
/*****/

OP_FloatVarInfo( &fRechenzeit,  500,  0,  0,  0, "Rechenzeit (us)");
OP_FloatVarInfo( &fRechenzeit_max, 500,  0,  0,  0, "max R.zeit (us)");

OP_FloatVarInfo( &fAD_U1,  10, -10,  0,  0, "AD_U1" );
OP_FloatVarInfo( &fAD_U2,  10, -10,  0,  0, "AD_U2" );
OP_FloatVarInfo( &fAD_U3,  10, -10,  0,  0, "AD_U3" );
OP_FloatVarInfo( &fAD_U4,  10, -10,  0,  0, "AD_U4" );

OP_FloatVarInfo( &fDA_U1,  10, -10,  0,  0, "DA_U1" );
OP_FloatVarInfo( &fDA_U2,  10, -10,  0,  0, "DA_U2" );
OP_FloatVarInfo( &fDA_U3,  10, -10,  0,  0, "DA_U3" );
OP_FloatVarInfo( &fDA_U4,  10, -10,  0,  0, "DA_U4" );

OP_IntVarInfo(  &iLED,  1e6,  0,  1,  1, "iLED" );

while (1)
{
    OP_DoCommunication(); /* PC-Kommunikation in der endlos-Schleife */
}

}
```

## 2 Regelung einer ohmsch-induktiven Last

Zur Einführung in das Digitale Signalprozessor-System und zur einfachen Implementierung der Regelung eines Systems in einem rotierenden Bezugssystem, wurde in einer Studienarbeit [BIN07] eine dreiphasige ohmsch-induktive Last aufgebaut. Die Berechnung des Regelalgorithmus findet auf dem DSP statt. Die 3 berechneten Sollspannungen werden über eine Digital-Analog-Wandler-Karte ausgegeben und dienen jeweils als Eingangssignal einer invertierenden Leistungs-Operationsverstärkerschaltung, die die ohmsch-induktive Last speist. Über eine AD-Wandler-Karte werden die zu den Lastströmen proportionalen Spannungen an den Lastwiderständen gemessen.

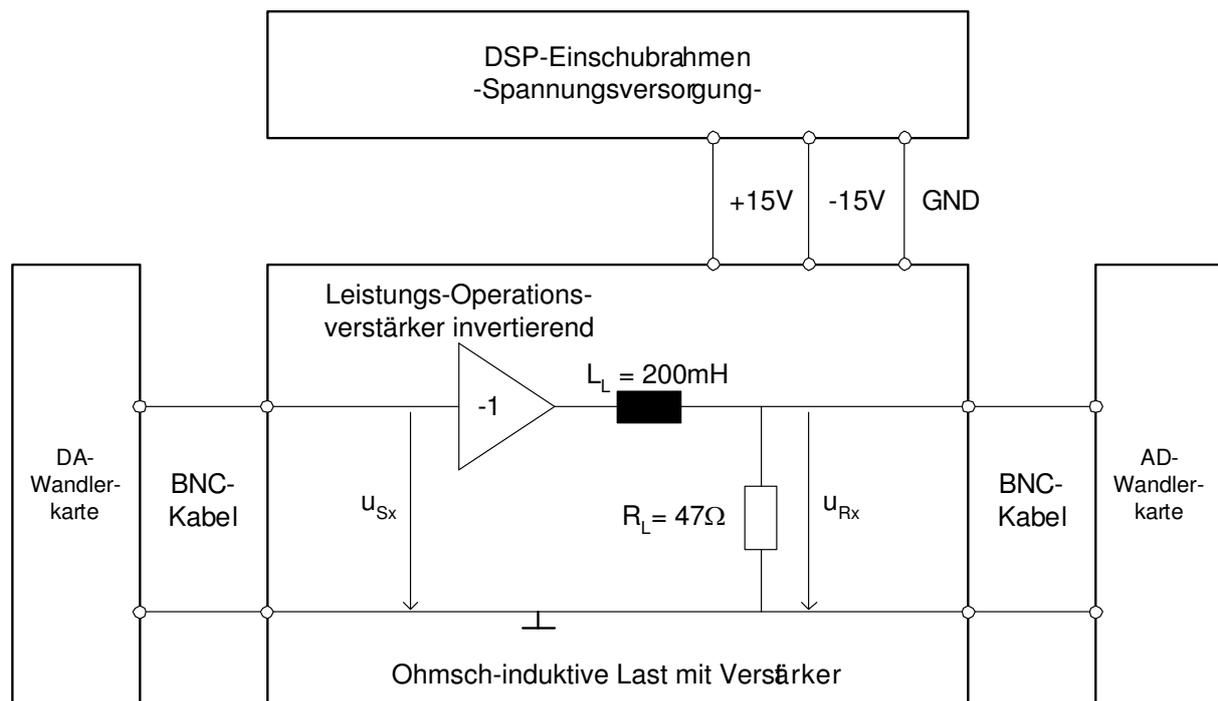


Abbildung 10: Anschluss der ohmsch-induktiven Last, exemplarisch an einem Strang dargestellt

Im Versuch „DSP“ ist die Regelung des Laststroms in einem mit der Speisefrequenz rotierenden Bezugssystem zu realisieren, wie es in Abbildung 11 dargestellt ist.

Hier sind alle wesentlichen Elemente enthalten, die auch für die Regelung einer Drehstrommaschine benötigt werden, wie bei der feldorientierten Regelung einer Asynchronmaschine oder der rotororientierten Regelung einer Synchronmaschine.

- 3-2-Wandler (Umwandlung der 3 Stranggrößen in die Komponenten des Raumzeigers)
- Vektordreher (Drehung eines Raumzeigers aus dem festen in das rotierende Bezugssystem, und umgekehrt)
- Sollwertvorgabe

- Stromregler (PI-Regler, ausgelegt nach dem Betragsoptimum)
- Entkopplung der beiden Achsen zur getrennten Regelung der Ströme in d- und q-Achse
- 2-3-Wandler (Umwandlung der Komponenten des Raumzeigers in die 3 Stranggrößen)

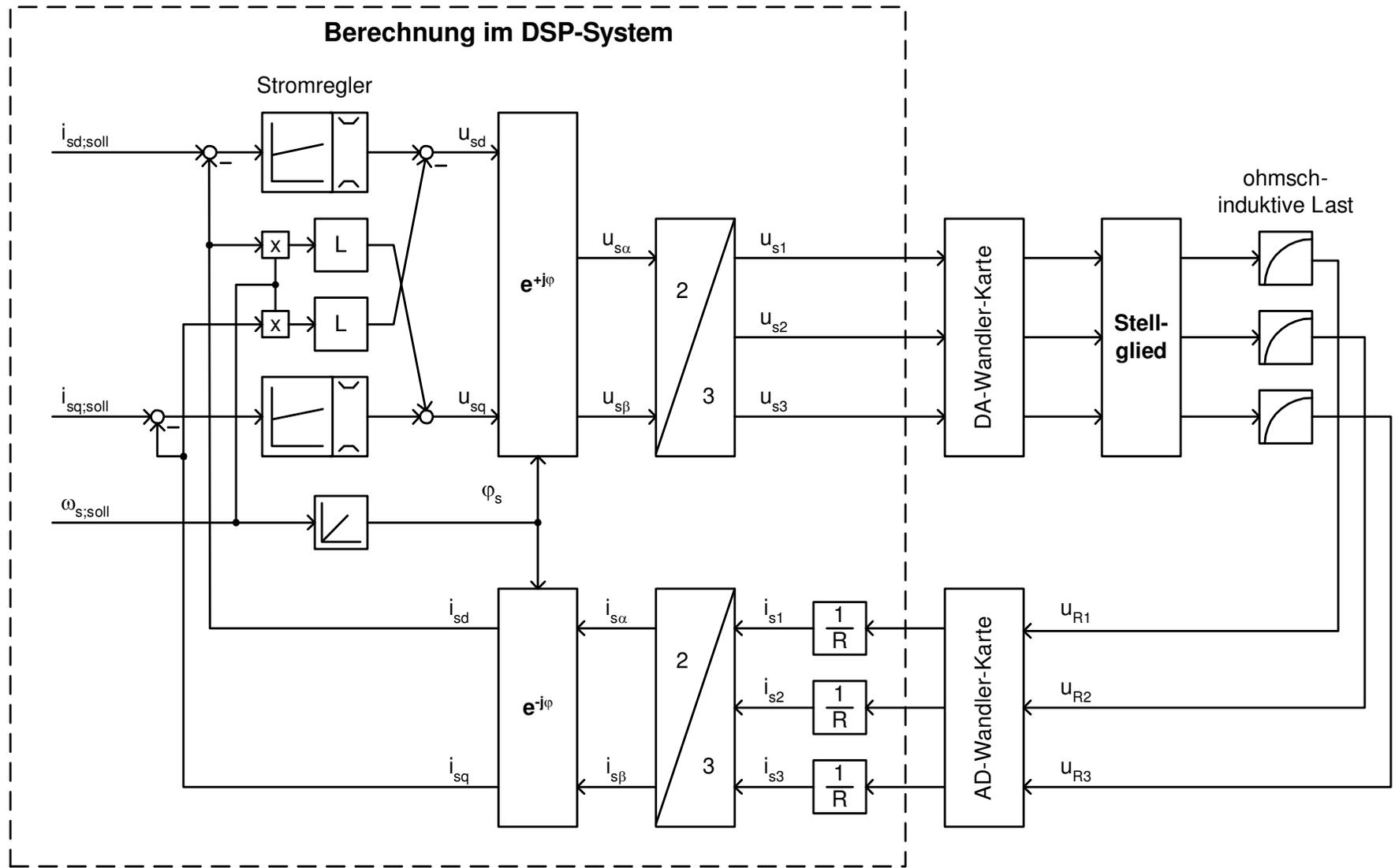


Abbildung 11: Regelungsstruktur der dreiphasigen ohmsch-induktiven Last

## 2.1 3-2-Wandler

Zu jedem Zeitpunkt  $t$  lässt sich aus den drei Strangströmen der resultierende komplexe Stromraumzeiger mithilfe der leistungsvarianten Transformation bilden:

$$\underline{i}_S = \frac{2}{3}(i_{S1} + \underline{a}i_{S2} + \underline{a}^2i_{S3})$$

mit dem komplexen Dreher  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ .

Der so erzeugte Raumzeiger lässt sich nun im  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem darstellen. In diesem Koordinatensystem lässt sich der Stromraumzeiger bei Verwendung der leistungsvarianten Raumzeigertransformation zu jedem Zeitpunkt folgendermaßen beschreiben:

$$\underline{i}_S = i_{S\alpha} + ji_{S\beta}$$

Damit können die beiden Komponenten des Stromraumzeigers aus den 3 Strangströmen wie folgt berechnet werden:

$$i_{S\alpha} = \frac{2}{3}(i_{S1} - \frac{1}{2}i_{S2} - \frac{1}{2}i_{S3})$$

$$i_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{S2} - i_{S3})$$

## 2.2 Vektordreher

Die Raumzeigerdarstellung reduziert die drei Gleichungen der Einzelsysteme auf eine komplexe Gleichung. In dieser bisherigen Darstellung ist der Raumzeiger nicht fest, sondern läuft im stationären Betrieb mit konstanter Amplitude und Winkelgeschwindigkeit um. Daher ist eine Transformation ins d-q-Bezugssystem nötig, wobei der Stromraumzeiger  $\underline{i}_{S\alpha\beta}$  um den Winkel  $-\varphi$  ins mitrotierende Bezugssystem gedreht werden:

$$\underline{i}_{Sdq} = \underline{i}_{S\alpha\beta}e^{-\varphi}$$

Mithilfe der Parkschen Transformation werden die Raumzeigerkomponenten  $i_{Sd}$  und  $i_{Sq}$  aus den Raumzeigerkomponenten  $i_{S\alpha}$  und  $i_{S\beta}$  gewonnen:

$$i_{Sd} = \cos(\varphi)i_{S\alpha} + \sin(\varphi)i_{S\beta}$$

$$i_{Sq} = -\sin(\varphi)i_{S\alpha} + \cos(\varphi)i_{S\beta}$$

Der von den Stromreglern im mitrotierenden Bezugssystem bestimmte Soll-Spannungsraumzeiger muss ins stehende Bezugssystem transformiert werden, d.h. um den Winkel  $\varphi$  gedreht werden:

$$\underline{u}_{S\alpha\beta} = \underline{u}_{Sdq}e^{\varphi}$$

Unter Verwendung der Parkschen Transformation werden aus den Raumzeigerkomponenten  $u_{Sd}$  und  $u_{Sq}$  die Raumzeigerkomponenten  $u_{S\alpha}$  und  $u_{S\beta}$  errechnet:

$$u_{S\alpha} = \cos(\varphi)u_{Sd} - \sin(\varphi)u_{Sq}$$

$$u_{S\beta} = \sin(\varphi)u_{Sd} + \cos(\varphi)u_{Sq}$$

### 2.3 2-3-Wandler

Aus den beiden Komponenten des Sollspannungsraumzeigers müssen die 3 Strangspannungen berechnet werden, die als Sollwerte für die Ausgangsspannungen der Operationsverstärker dienen:

$$u_{S1} = u_{S\alpha}$$

$$u_{S2} = -\frac{1}{2}u_{S\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{S\beta}$$

$$u_{S3} = -\frac{1}{2}u_{S\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{S\beta}$$

### 2.4 Stromregler

Die Stromregler werden als Kompensationsregler mit integrierendem Verhalten nach dem Betragsoptimum ausgelegt. Die Erläuterung zur Auslegung finden sie im Anhang (aus dem Skript zur Vorlesung Regelung elektrischer Antriebe, Kapitel 3 zur Modellierung des elektrischen Teilsystems).

## 3 Aufgaben

### 3.1 Laufflicht

Auf der digitalen I-/O-Karte sind 16 LEDs angebracht, die mit einem Laufflicht anzeigen sollen, dass der DSP in Betrieb ist. Dabei sollen die LEDs einzeln nacheinander jeweils 200ms lang leuchten.

### 3.2 Analog-Digital-Wandler

Betreiben sie die AD-Wandlerkarte im Modus 0. Beim Aufruf des Interrupt sollen alle vier Werte von der Karte eingelesen werden und eine neue Wandlung angestoßen werden. Die eingelesenen Spannungswerte sollen in das Monitorprogramm zur Auswertung übertragen werden. Die Eingänge der AD-Karte werden hierbei von einem Frequenzgenerator gespeist.

### 3.3 Drehspannungssystem

Deklarieren sie drei Variablen  $us_1$ ,  $us_2$  und  $us_3$ . Weisen sie diesen Variablen in der Interruptschleife die Werte eines mathematisch positiv drehenden Drehspannungssystems zu. Die Frequenz und die Amplitude sollen als Sollwerte im Monitorprogramm vorgegeben werden. Die Frequenz soll dabei auf einen Bereich von 0 bis 100Hz begrenzt werden, die Amplitude auf den Bereich 0..10V. Berechnen sie den Winkel zur Bildung des Spannungssystems aus der Integration der Frequenz und ergreifen sie eine geeignete Massnahme, um den Winkel im Bereich zwischen 0 und  $2\pi$  zu halten.

### 3.4 Digital-Analog-Wandler-Karte

Geben sie die Werte des Drehspannungssystems mit der DA-Karte aus. Verbinden sie die Ausgänge der DA-Karte mit den Eingängen der AD-Karte und überprüfen sie die Spannungsverläufe.

### 3.5 R-L-Last

Verbinden Sie die Ausgänge der DA-Karte über BNC-Kabel mit den Eingangsbuchsen der R-L-Last und speisen sie diese somit mit einem gesteuerten Drehspannungssystem. Verbinden sie ebenfalls die Messausgänge der R-L-Last mit den Eingangsbuchsen der AD-Karte. Beobachten sie im Monitorprogramm den Verlauf der Spannungen und Ströme bei verschiedenen Vorgabewerten für Frequenz und Amplitude. (Beachten sie die invertierende Verstärkerstufe auf der R-L-Last !!)

### 3.6 Stromregelung

Implementieren sie die Regelung der Ströme der R-L-Last nach Abbildung 11. Legen sie die Parameter der Stromregler nach dem Betragsoptimum aus. Ergreifen sie geeignete Massnahmen zum Festhalten des I-Anteils bei Stellgrößenbeschränkungen.

## Literaturverzeichnis

- [SBD] K.-P. BECKER UND H. VOGELMANN: Skript zur Vorlesung Systemanalyse und Betriebsverhalten der Drehstrommaschinen
- [SPA83] H. SPÄTH: Steuerverfahren für Drehstrommaschinen - Theoretische Grundlagen, Springer-Verlag, 1983, ISBN 3-540-12353-9
- [BIN07] A. BINDER:, Erneuerung des Versuchs Digitaler Signalprozessor für das Praktikum Stromrichterantriebe, Studienarbeit am Elektrotechnischen Institut, Universität Karlsruhe (TH), 2007
- [REA] M. BRAUN: Skript zur Vorlesung Regelung elektrischer Antriebe

## A Anlagen

- Beschreibung zur AD-Wandlerkarte ADCON3
- Reglerauslegung [Auszug aus dem Skript zur Vorlesung Regelung elektrischer Antriebe Seite 1- 18]

# Beschreibung zur AD-Wandlerkarte ADCON3

Verfasser: Jürgen Bergauer

Änderungen: Matthias Hauck 19.06.2001, Carsten Ackermann 01.11.2007

## Daten der Karte

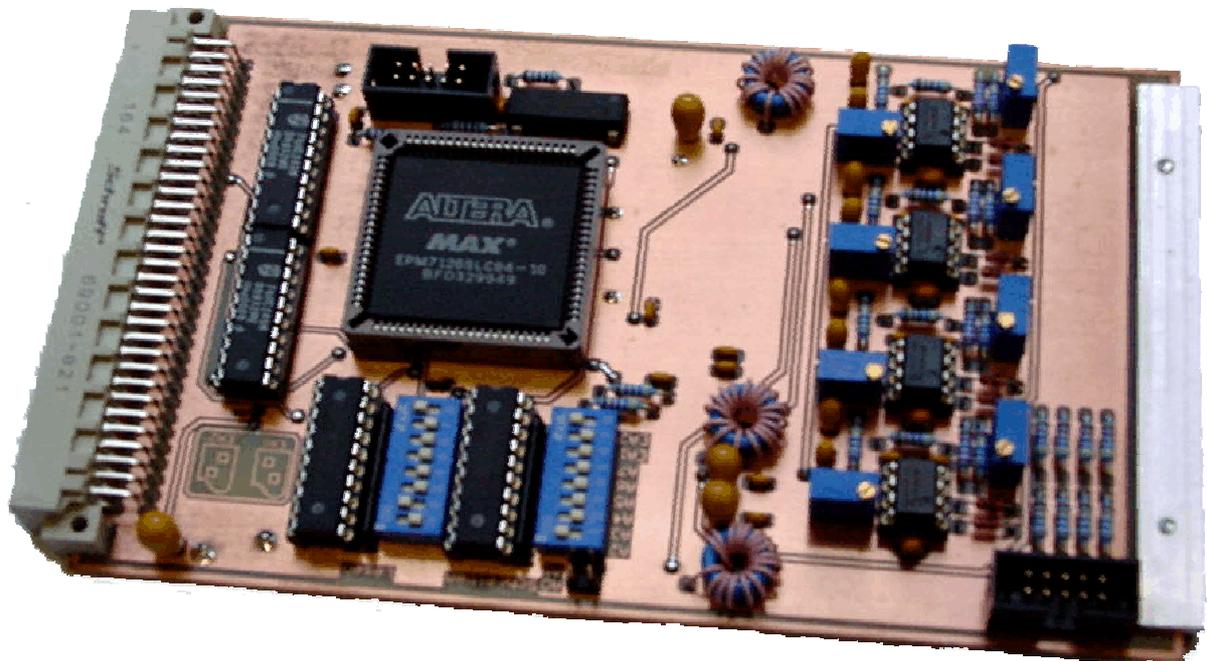
Auflösung : 12 Bit

Wandlungszeit: 1,65µs (je Kanal) – 0,35 µs Track/Hold Acquisition Time

Kanäle: 4

Eingangsspannungsbereich: -10V bis 10V

Verwendeter Wandler: AD7864AS-1



## Inhaltsverzeichnis:

Beschreibung zur AD-Wandlerkarte ADCON3.....	1
Daten der Karte .....	1
Zielsetzung .....	2
Stecker und Abgleichpunkte der Karte .....	2
Einstellung der DIP-Switches und Jumper.....	4
Abgleich der Wandlerkarte .....	6
Die verschiedenen Modi der Karte.....	6

## Zielsetzung

Der Vorteil liegt bei ADCON3 darin, daß alle 4 Kanäle gleichzeitig gesampled werden. Der verwendete Wandler digitalisiert dann nacheinander die in den 4 Sample- und Holdstufen gespeicherten Werte.

Der verwendete Wandler ist nur im SMD-Gehäuse erhältlich, doch gerade daher ist ein störfester, unkomplizierter Aufbau möglich.

## Stecker und Abgleichpunkte der Karte

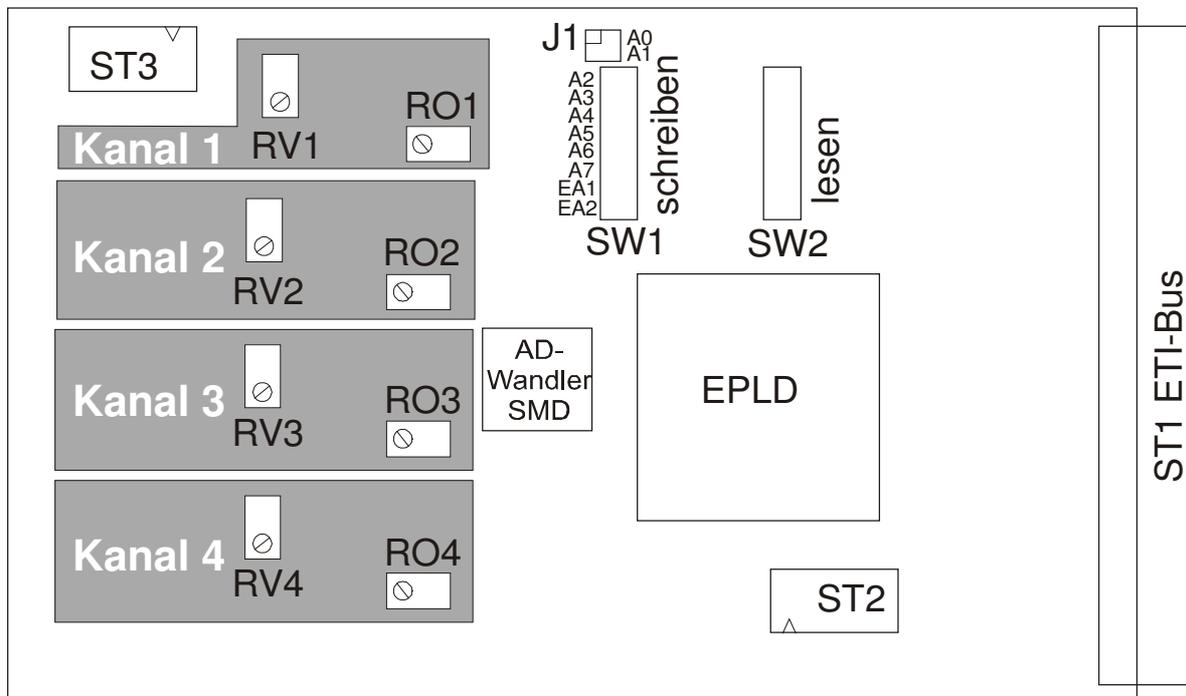


Abbildung 1 Stecker, Abgleichpunkte und DIP-Switches

Belegung der Stecker:

ST1: Anschluß der Einsteckkarte an ETI-Bus (Schroffrahmen) (Typ:VG64AC)

Belegung entspricht ETI - Standard außer:

Pin	Belegung
C 13	ExStr1 :Externer Triggereingang 1 der AD-Wandlerkarte
A 13	ExStr2 :Externer Triggereingang 2 der AD-Wandlerkarte

Diese Eingänge gehen direkt zum EPLD. Die Strobeeingänge werden von der Karte selbst nicht auf ein definiertes Potential gelegt. Lediglich Entstörkondensatoren sind zwischen den Eingang und Masse gelegt. Die Strobeeingänge sind sehr empfindlich, da hier Flanken detektiert werden.

ST2: Programmierstecker EPLD (Typ: Wannenstiftleiste 10pol stehend)

Dieser Anschluß dient ausschließlich zur In-Circuit-Programmierung des EPLDs. Der Stecker kann entfallen, wenn der Baustein mit einem Programmiergerät vorprogrammiert wurde.

ST3: Eingang der zu wandelnden Spannungen (Typ: Wannenstiftleiste 10pol stehend)

Hier werden der Karte die zu wandelnden Spannungen zugeführt. Der Eingangsspannungsbereich ist +/- 10V bezogen auf GND. Achtung auf der Karte wird AGND und GND verbunden !

Belegung:

Pin	Belegung
2	Eingangsspannung Kanal 1
4	Eingangsspannung Kanal 2
6	Eingangsspannung Kanal 3
8	Eingangsspannung Kanal 4
1,3,5,7	GND
9,10	GND !

## Einstellung der DIP-Switches und Jumper

Auf der Karte wird eine Schreib- und eine Leseadresse eingestellt.

Die Schreibadresse dient zur Übermittlung des Modus und der Kanalwahl an die Karte und dient ferner dazu eine Wandlung softwaremäßig (nicht über externen Trigger) zu starten.

Die Leseadresse ist die Basisadresse der 4 aufeinander folgenden Register in denen das Wandlerergebnis und der Status (fertiggewandelt oder Wandlung läuft) übermittelt wird.

Die Karte dekodiert nur die Adressleitungen bis A7 und die EA1 und EA2 Leitung.

Die Schreibadresse ist per DIP-Switch und Jumper genau auf eine Adresse einstellbar. Das Einstellen der gleichen Schreibadresse auf zwei AD-Wandlerkarten kann sinnvoll sein, wenn beide Karten im gleichen Modus betrieben werden und dann zeitgleich per Software die Wandlung gestartet werden soll. Von Leseadresse können nur A2 bis A7 und /EA1 und /EA2 vorgegeben werden, da die unteren zwei Adressbits die einzelnen Wandlerkanäle indizieren. Die eingestellte Leseadresse ist dem Wandlerkanal 1 zugeordnet und Leseadresse+1 = Wandlerkanal2 ... bis Leseadresse+3 = Wandlerkanal4.

### Achtung:

Das neue DSP-System mit TMS320VC33 verwendet die Adressbits EA1 und EA2 nicht mehr. Die Leitungen müssen auf der AD-Karte vom ETI-Bus getrennt und über ein Patchkabel auf GND geklemmt werden. Daher müssen die DIP-Schalter für EA1 und EA2 immer auf OFF stehen, damit die Adresse der Karte richtig erkannt wird!

Die Zuordnung der Adressbits zu den Schaltern, welcher für Lese- und Schreibadresse zuständig ist, ist auf der Platine mit ins Layout gedruckt.

Bei der Einstellung der DIP-Switches entspricht ON einem gesetztem Adressbit und OFF dem gelöschtem. Bei den zwei zusätzlichen Jumpern für die Schreibadresse entspricht ein gesetzter Jumper dem gesetzten Adressbit und ein fehlender Jumper dem gelöschtem Adressbit.

Beispiele:

Schreibadresse = 0x008 (00001000 binär)

Jumper / Switch	Stellung	Entspricht binär
JP A0	fehlt	0
JP A1	fehlt	0
SW A2	OFF	0
SW A3	ON	1
SW A4	OFF	0
SW A5	OFF	0
SW A6	OFF	0
SW A7	OFF	0
SW EA1	OFF	
SW EA2	OFF	

Lese(basis)adresse = 0x0A4 (10100100 binär)

Switch	Stellung	Entspricht binär
SW A2	ON	1
SW A3	OFF	0
SW A4	ON	0
SW A5	ON	1
SW A6	OFF	0
SW A7	ON	1
SW EA1	OFF	
SW EA2	OFF	

Am besten definiert man die Adressen der AD-Karte als symbolische Konstanten im C-Code, z.B. so:

```
#define AD_WRITE      0x008      //Schreibadresse
#define AD_READ1     0x0A4      //Leseadresse für Kanal1
#define AD_READ2     0x0A5      //Leseadresse für Kanal2
#define AD_READ3     0x0A6      //Leseadresse für Kanal3
#define AD_READ4     0x0A7      //Leseadresse für Kanal4
```

## Abgleich der Wandlerkarte

Jedem Kanal ist ein invertierender Verstärker vorgeschaltet, der in kleinen Grenzen abgleichbar ist. Es kann mit den Spindelpotentiometern ROx (Lage siehe Bild 1) der Offset jedes Kanals und mit RVx die Verstärkung feinabgeglichen werden.

Ein ausreichender Abgleich kann durch Anlegen von 0V (Kurzschluß) Abgleichen mit ROx auf Ausgabewert 0V auf DSP und Anlegen von 9.5V und Abgleich mit RVx auf DSP Ausgabewert 9.5V geschehen.

Ein genaueres Abgleichverfahren ist folgendes:

Bei Anlegen von  $-2.44\text{mV} = -1/2 \cdot \text{LSB}$  muß der digitale Wandlerausgang zwischen 111...111 und 000...000 wechseln (Offsetabgleich mit ROx).

Bei Anlegen  $+9.9927\text{V} = \text{FS}/2 - 3/2 \cdot \text{LSB}$  muß der digitale Wandlerausgang von 011...110 und 011...111 wechseln. (Verstärkungsabgleich mit RVx)

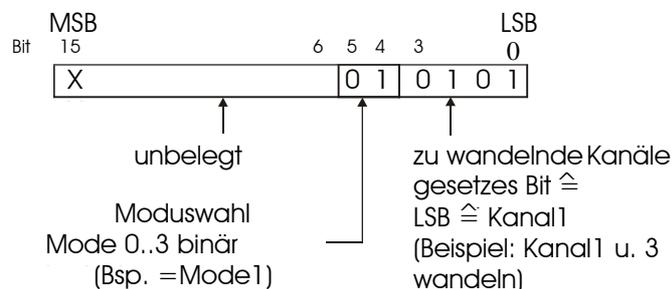
Bei Anlegen  $-9.9976\text{V} = -\text{FS}/2 + 1/2 \cdot \text{LSB}$  muß der digitale Wandlerausgang von 100...000 und 100...001 wechseln. (Verstärkungsabgleich mit RVx)

Diese Abgleichabfolge sollte dann mehrmals nacheinander erfolgen.

## Die verschiedenen Modi der Karte

Durch Schreiben des Modus (0..3) und der zu wandelnden Kanäle in die Schreibadresse wird der Modus der Karte festgelegt und möglicherweise auch eine Wandlung angestoßen.

Die Belegung des Schreibregisters:



Beispiel:

Wählt man den Modus 0 und will alle 4 Kanäle wandeln, so muss 15 (binär 0000 0000 0000 1111) ins Schreibregister der Karte gelegt werden (Dieser Modus wird im Praktikum verwendet).

Ist die Karte auf die oben beschriebene Schreibadresse eingestellt, so lautet der Befehl im C-Programm folgendermaßen:

```
ETIBUS(AD_WRITE) = 15;
```

### **Modus 0 – Sofortiger Softwarestart der Wandlung**

Mit dem Schreiben ins Schreibregister wird ein Sample and Hold von allen ausgewählten Kanälen (Bit 16..19) ausgelöst, diese Kanäle gewandelt und ca.  $1,65\mu\text{s} \cdot \text{Anzahl}$  der zu wandelnden Kanäle liegen dann die Wandlerergebnisse vor. Das Ende der Wandlungen wird in jedem Leseregister mit einem gelöschtem LSB signalisiert.

### **Modus 1 - Kanäle wandeln nach steigender Flanke an ExStr1**

Mit dem Schreiben ins Schreibregister, werden die Werte aller zu wandelnden Kanäle als ungültig signalisiert (gesetzte LSBs in den Leseregistern 0..3), dann wartet die Karte auf eine steigende Flanke am Eingang ExStr1 (Pin C13 von ST1). Bei der positiven Flanke werden die Kanäle gesampled und gewandelt. Nach ca.  $1,65 \mu\text{s} \cdot \text{Anzahl}$  der Kanäle liegen die Wandlenergebnisse vor. Modus 1 entspricht Modus 0 mit hardwareinitiiertem Wandlungsbeginn. Das Signalisieren des Wandelendes und gültiger Ergebnisse wird auch hier mit gelöschten LSBs angezeigt.

### **Modus 2 - Kanäle wandeln nach fallender Flanke an ExStr1**

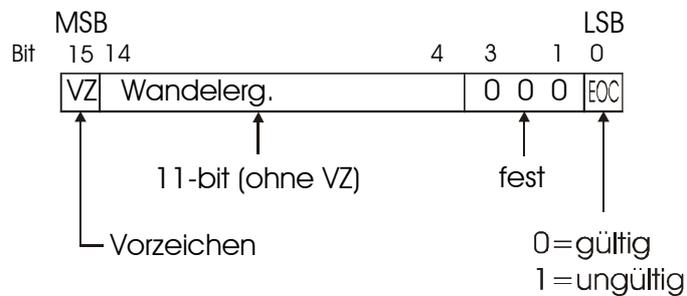
Mit dem Schreiben ins Schreibregister, werden die Werte aller zu wandelnden Kanäle als ungültig signalisiert (gesetzte LSBs in den Leseregistern 0..3), dann wartet die Karte auf eine fallende Flanke am Eingang ExStr1 (Pin C13 von ST1). Bei der negativen Flanke werden die Kanäle gesampled und gewandelt. Nach ca.  $1,65 \mu\text{s} \cdot \text{Anzahl}$  der Kanäle liegen die Wandlenergebnisse vor. Modus 2 entspricht Modus 0 mit hardwareinitiiertem Wandlungsbeginn. Das Signalisieren des Wandelendes und gültiger Ergebnisse wird auch hier mit gelöschten LSBs angezeigt.

### **Modus 3 – Kanal 1+2 bei pos. von ExStr1, dann Kanal 3+4 bei neg. Flanke von ExStr2 wandeln**

Mit dem Schreiben Schreibregister, werden die Werte der zu wandelnden Kanäle als ungültig signalisiert (gesetzte LSBs in den Leseregistern 0..3), dann wartet die Karte auf eine steigende am Eingang ExStr1 (Pin C13 von ST1) woraufhin Kanal 1 und 2 (sofern ausgewählt) gesampled und gewandelt werden. Daraufhin wird auf eine fallende Flanke an ExStr2 (Pin A13 von ST1) gewartet, ), daraufhin werden Kanal 3 und 4 (sofern ausgewählt) gesampled und gewandelt. Das Signalisieren gültiger Ergebnisse wird auch hier mit gelöschten LSBs angezeigt. Modus 3 entspricht Modus 0 mit hardwareinitiiertem Wandlungsbeginn bei sowohl

steigender als auch fallender Flanke an den Strobeingängen. Werden beide Strobeingänge verbunden, so wird bei jeder Flanke des Strobesignals gesampled. Die kann zum Beispiel bei der Real/Imaginärteilbestimmung genutzt werden.

## Aufbau eines Leseregisters



**Abbildung 2 Leseregister**

Beispiel zum Einlesen des ersten Kanals, die Variable `fKanal1` sei als float-Variable deklariert:

```
fKanal1 = - ((float) ( ETIBUS(AD_READ1)<<16 >>20)) *20/4096.0;
```

Hinweis zu diesem Einlesebefehl:

Der AD-Wandler überträgt das Wandelergebnis in Zweierkomplementdarstellung in den Bits 4 bis 15. Damit das Vorzeichen richtig übernommen wird, muss dass vom ETI-Bus kommende Datenwort zuerst 16 Bit nach links geschiftet werden. Um das Datenwort an die richtige Position zu schieben, erfolgt dann der Shift um 20Bit nach rechts.

Überlegen Sie sich die weiteren Rechenschritte:

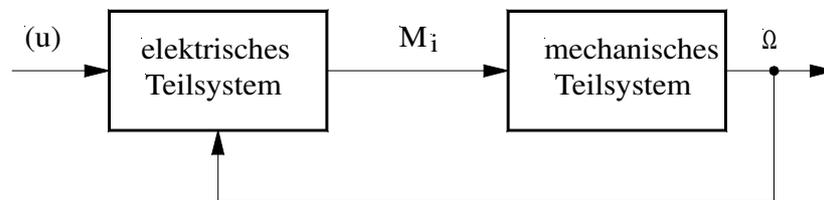
- Wieso muss das übertragene Wandlerergebnis mit  $-1$  multipliziert werden ? (Welche Verstärkerschaltung bereitet die Eingangssignale auf ?)
- Wie berechnet sich der Multiplikationsfaktor  $*20/4096$  ? (siehe Auflösung und Eingangsspannungsbereich der Karte)

# 1. Antriebstechnische Aufgabenstellung

Die Aufgabe des elektrischen Antriebs besteht darin, eine oder mehrere mechanische Größen (z.B. Drehmoment, Beschleunigung, Drehzahl, Winkellage, Verfahrweg) einer Arbeitsmaschine mit Hilfe des inneren Drehmoments einer mechanisch gekuppelten elektrischen Maschine gezielt zu beeinflussen.

Im Unterschied zum Betrieb an konstanter Netzspannung, bei der die „natürliche“ Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik der elektrischen Maschine zu berücksichtigen war, wird jetzt durch Regelung oder Steuerung das „ideale“ Verhalten einer unverzögerten Proportionalität zwischen Vorgabewert und Istwert herbeigeführt. Die von der Modellbildung her bekannten Zusammenhänge der elektrischen Maschinengrößen werden dadurch nicht außer Kraft gesetzt, sondern zur gezielten Beeinflussung der Bewegung eingesetzt und/oder durch Steuerung unwirksam gemacht. *Beispiel:* Aufschaltung des Laststroms auf die Ankerspannung einer fremderregten Gleichstrommaschine zur Kompensation des Drehzahlabfalls bei Belastung.

Die Regelstrecke wird vorteilhafterweise in zwei Teile strukturiert, die auch in den meisten Fällen fast unabhängig voneinander geregelt werden können.



**Bild 1.1:** Beispiel der Struktur eines elektrischen Antriebssystems

Das elektrische Teilsystem umfasst den Zusammenhang zwischen dem inneren Drehmoment und den dieses erzeugenden elektrischen Größen (Spannungen, Ströme, Impedanzen, Übersetzungsverhältnisse ...).

Das Übertragungsverhalten des mechanischen Teilsystems ist gegeben durch den Zusammenhang zwischen dem inneren Drehmoment und der zu steuernden mechanischen Größe.

Die Grenze zwischen dem elektrischen und mechanischen Teilsystem ist körperlich nicht zu erfassen; diese verläuft in abstrakter Weise in der elektrischen Maschine an der durch das elektrisch erzeugte innere Moment gebildeten Schnittstelle zwischen den elektrischen Größen (Spannungen, Ströme) und mechanischen Größen (Trägheitsmoment, Drehbeschleunigung).

Die Regelaufgabe besteht daher aus zwei Teilaufgaben:

1. Regelung oder Steuerung der gewünschten mechanischen Größe (Drehzahl, Lage oder Antriebsmoment) durch das innere elektrisch erzeugte Moment der elektrischen Maschine.
2. Regelung oder Steuerung des inneren Drehmoments durch Speisung der Maschine mit (einstellbaren) Spannungen oder Strömen.

Durch die Lösung der Aufgabe 2 erhält man ein Stellglied für die Aufgabe 1, das durch sehr leistungsfähige Halbleiterstellglieder als fast ideal genau und dynamisch oft mehr als 10mal so schnell wie die Regelstrecke der Teilaufgabe 1 anzusehen ist. Dadurch kann die Teilaufgabe 1 praktisch unabhängig von der Art der elektrischen Maschine und des leistungselektronischen Stellglieds betrachtet werden.

## 2. Mechanisches Teilsystem

Das Verhalten des mechanischen Teilsystems wird durch das Trägheitsmoment der bewegten Massen, Steifigkeit und Dämpfung von Übertragungsgliedern und Übersetzungsverhältnissen von Getrieben jeder Art bestimmt.

### 2.1. Modellbildung beim starren Verbund

Im einfachsten Fall der Drehzahlregelung eines starren Verbands aus elektrischer – und Arbeitsmaschine weist die Regelstrecke integrierendes Verhalten auf, wobei  $J$  das Ersatzträgheitsmoment des gesamten Verbands ist:

$$M_i = M_L + J \dot{\Omega} \quad (2.1)$$

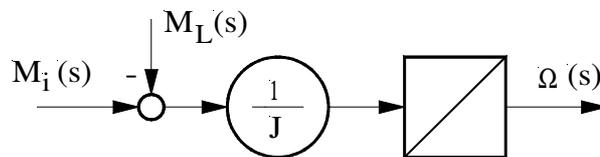
$$\dot{\Omega} = (M_i - M_L) \cdot \frac{1}{J} \quad (2.2)$$

$$\Omega(t) = \frac{1}{J} \cdot \int_0^t (M_i - M_L) dt + \Omega(0) \quad (2.3)$$

Mit der Laplace-Transformation erhält man

$$\Omega(s) = \frac{M_i(s) - M_L(s)}{J \cdot s} \quad (2.4)$$

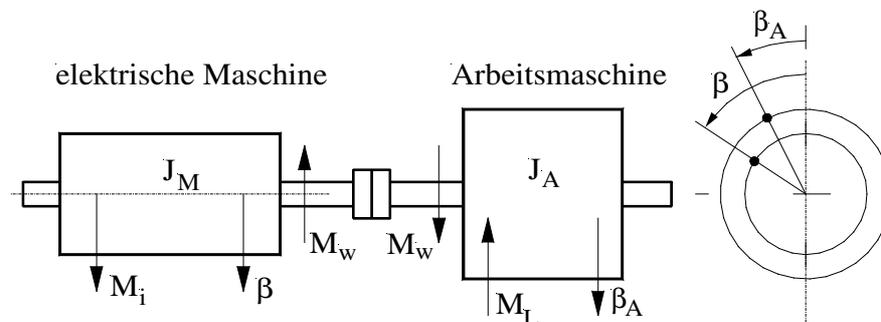
und die Darstellung als gerichtetes Regelkreisglied.



**Bild 2.1:** Regeltechnisches Strukturbild des mechanischen Teilsystems bei leerlaufender elektrischer Maschine

Die Drehzahl steigt bei Steuerung mit  $M_i - M_L > 0$  prinzipiell unbegrenzt an (Vorsicht bei Experimenten!). Im Lastmoment können auch Drehmomentüberschwingungen einer Arbeitsmaschine oder durch die Regelbewegungen angeregte dynamische Momente der Arbeitsmaschine enthalten sein.

### 2.2. Modellbildung beim Zweimassenschwinger



**Bild 2.2.1:** Skizze der rotierenden Teile des Zweimassenschwingers

Die Momentenbilanz der rotierenden Massen und der masselos angenommenen dämpfungsbehafteten elastischen Welle ergibt für die elektrische Maschine

$$J_M \ddot{\beta} = (M_i - M_w) \quad (2.5)$$

und für die Arbeitsmaschine

$$J_A \ddot{\beta}_A = (M_w - M_L) \quad (2.6)$$

sowie für das Wellenmoment als Summe von Torsions- und Dämpfungsmoment

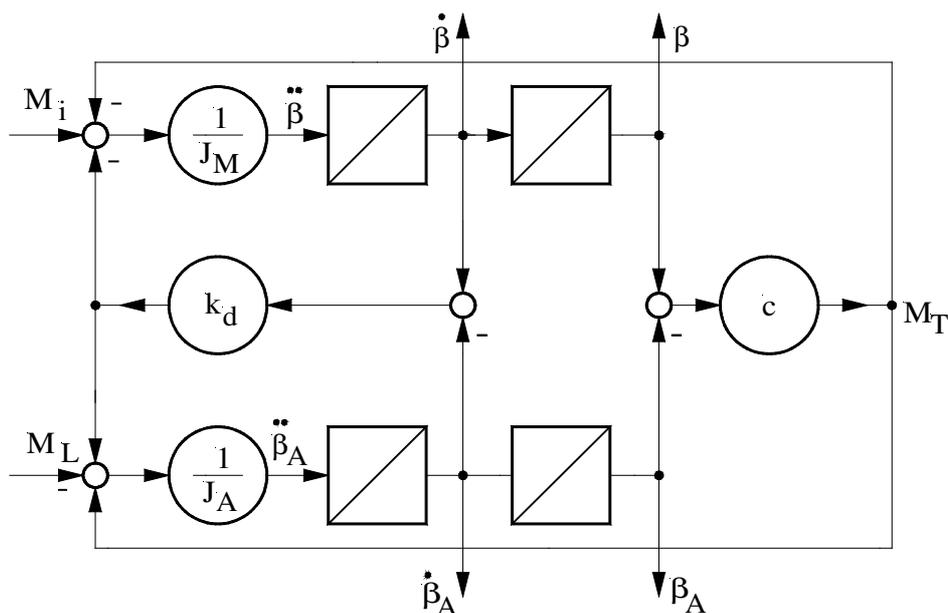
$$M_w = M_T + M_D \quad (2.7)$$

mit

$$M_T = c(\beta - \beta_A) \quad \text{Torsionsmoment} \quad (2.8)$$

$$M_D = k_d \left( \dot{\beta} - \dot{\beta}_A \right) \quad \text{Dämpfungsmoment} \quad (2.9)$$

mit  $c$  als Federkonstante der Welle und  $k_D$  als Dämpfungskonstante der Welle. Der Signalflussplan hat folgende Gestalt:



**Bild 2.2.2:** Signalflussplan für das dynamische Verhalten des Zweimassenschwingers

Je nachdem, welche Größe geregelt werden soll, kann das Übertragungsverhalten zwischen dem inneren Moment  $M$  und der Regelgröße aus den Gleichungen (2.5) bis (2.9) bestimmt werden. *Beispiel:*  $\beta_A(s) = f(M_i(s), M_L(s))$

Einsetzen von (2.7) in (2.5) und (2.6)

$$J_M \ddot{\beta} + c(\beta - \beta_A) + k_D \left( \dot{\beta} - \dot{\beta}_A \right) = M_i \quad (2.10)$$

$$J_A \ddot{\beta} - c(\beta - \beta_A) - k_D \left( \dot{\beta} - \dot{\beta}_A \right) = -M_L \quad . \quad (2.11)$$

Anwenden der Laplace-Transformation und Elimination von  $\beta$  ergibt

$$\beta_A(s) = \frac{\frac{k_D}{c} \left( \frac{c}{k_D} + s \right) M_i(s) - \frac{J_M}{c} \left( \frac{c}{J_M} + \frac{k_D}{J_M} \cdot s + s^2 \right) M_L(s)}{\frac{J_A \cdot J_M}{c} \cdot s^2 \left[ \frac{(J_A + J_M)c}{J_A \cdot J_M} + \frac{(J_A + J_M)k_D}{J_A \cdot J_M} s + s^2 \right]} \quad (2.12)$$

mit dem Sonderfall des starren mechanischen Verbands

$$\beta_A(s) = \beta(s) = \frac{1}{(J_A + J_M)s^2} \cdot (M_i - M_L) \quad . \quad (2.13)$$

Die Schwingeigenschaften des Systems resultieren aus der charakteristischen Gleichung nach (2.12)

$$s^2 + \frac{(J_A + J_M)k_D}{J_A \cdot J_M} s + \frac{(J_A + J_M)c}{J_A \cdot J_M} = 0 \quad . \quad (2.14)$$

Aus dem Vergleich mit der charakteristischen Gleichung des Verzögerungsglieds zweiter Ordnung

$$s^2 + 2d\omega_e \cdot s + \omega_e^2 = 0 \quad (2.15)$$

folgen Eigenkreisfrequenz  $\omega_e$  und Dämpfung  $d$  zu  $\omega_e = \omega_0 \sqrt{1 - d^2}$  mit

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(J_A + J_M)c}{J_A \cdot J_M}} = \sqrt{\frac{c}{J^*}} \quad (2.16)$$

und

$$2d\omega_e = \frac{(J_A + J_M)k_d}{J_A \cdot J_M} \quad ,$$

$$d = \frac{k_d}{2 \cdot J_{ers}} \cdot \sqrt{J^*_{ers}} = \frac{k_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{c \cdot J^*}} \quad , \quad (2.17)$$

mit

$$J^* = \frac{J_M \cdot J_A}{J_M + J_A} \quad . \quad (2.18)$$

### 2.3. Torsionsmoment einer zylindrischen Welle

Die Drehfederkonstante einer Welle mit Kreisförmigem Querschnitt (Durchmesser  $D$ , Länge  $l$ , Gleitmodul  $G$ ) beträgt

$$c = \frac{\pi G D^4}{32l} \quad . \quad (2.19)$$

Zahlenbeispiel:

Material: Stahl mit  $G = 81000 \frac{N}{mm^2}$

Länge:  $l = 2m$

Durchmesser:  $D = 0,1m$

$\Rightarrow$  Federkonstante:  $c = 39,76 \cdot 10^4 Nm / rad$  .

Für  $1^\circ$  Torsionswinkel benötigt man ein Torsionsmoment von

$$\frac{1^\circ}{180^\circ} \cdot \pi \cdot 39,76 \cdot 10^4 \frac{Nm}{rad} = 6939,6 Nm$$
 .

Für  $J_A = 60Ws^3$  und  $J_A / J_M = 10$  folgt  $\omega_e = 270s^{-1} \Rightarrow f_e = 43Hz$  .

## 2.4. Drehzahlregelung eines starren Verbunds aus elektrischer Maschine und Arbeitsmaschine

Der Drehzahlregler soll Abweichungen von der vorgegebenen Drehzahl möglichst schnell ausregeln (Bild 2.4.1).

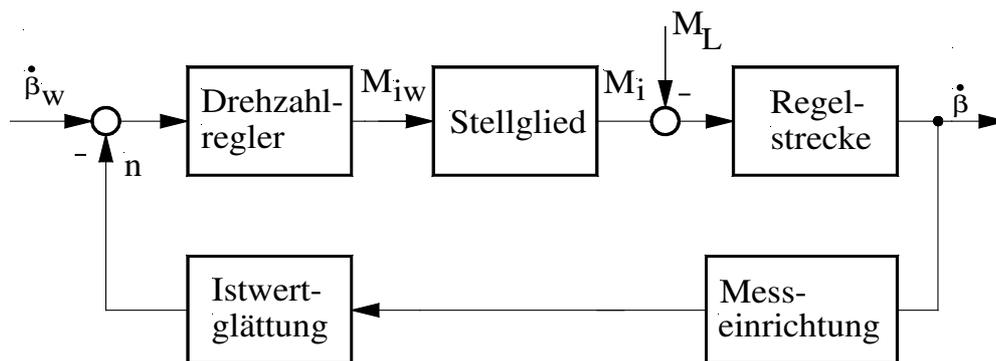


Bild 2.4.1: Gerätetechnisches Blockschaltbild des Drehzahlregelkreises

Abweichungen zwischen Soll- und Istwert können durch die Einwirkung von Störgrößen (z.B. Lastmoment) oder durch Änderung des Sollwerts verursacht werden. Das Verhalten des Regelkreises ist in beiden Fällen unterschiedlich (Störverhalten und Führungsverhalten). Der Drehzahlregler soll in Struktur und Parametrierung so gestaltet werden, dass Abweichungen zwischen Soll- und Istwert möglichst schnell gut gedämpft und ohne bleibende Regelabweichung ausgeregelt werden. Das Stellglied besteht meist aus einem Stromrichter mit einer Regelung, die auf den Stromrichter und die Maschine angepasst ist. Diese sorgt dafür, dass das vorgegebene innere Moment mit geringer zeitlicher Verzögerung ohne bleibende Regelabweichung eingestellt wird. Die Regelstrecke ist das mechanische Teilsystem, z.B. modelliert in (2.1) oder (2.2). Die Messeinrichtung erzeugt ein drehzahlproportionales Signal, das nach dem Entfernen von Störanteilen durch die Istwertglättung zur Bildung der Regeldifferenz benutzt wird. Die Regeleinrichtung kann analog oder digital, zeitkontinuierlich oder abtastend ausgeführt werden. Je nach Regelstrecke und Regelqualität kann der Regler als PI-Regler, Zustandsregler oder Deadbeat-Regler realisiert werden. Der Deadbeat-Regler ist wegen der Beanspruchung der Mechanik ungünstig. Der Zustandsregler kann bei schwierigen schwingungsfähigen Strecken Vorteile

bringen, muss aber aufwändig und genau eingestellt werden. Bei einfachen Regelstrecken genügt ein PI-Regler, der vorteilhaft nach dem Verfahren des symmetrischen Optimums parametrisiert wird. Der Entwurfsgang wird im Folgenden erläutert:

Die Regelkreisglieder aus Bild 2.4.1 werden durch ihre Übertragungsfunktion beschrieben, die durch Laplace-Transformation der Modellgleichungen genommen werden. Um die Berücksichtigung physikalischer Einheiten zu eliminieren und eine allgemeingültige Darstellung zu erreichen, wird eine normierte Darstellung gewählt. Dadurch wird auch der Wechsel zwischen echten physikalischen Größen und Messgrößen in der regelungstechnischen Behandlung stark erleichtert.

Normierung:

$$m = \frac{M}{M_0} \quad (2.20)$$

$$n = \frac{\dot{\beta}}{\left(\dot{\beta}\right)_0} \quad (2.21)$$

Für den starren mechanischen Verband folgt aus (2.5), (2.13)

$$n \cdot \left(\dot{\beta}\right)_0 = \frac{1}{(J_A + J_M)s} \cdot M_0 (m_i - m_L) \quad (2.22)$$

Mit der Streckenkonstante

$$\tau_n = \frac{(J_A + J_M) \left(\dot{\beta}\right)_0}{M_0} \quad (2.23)$$

wird daraus

$$\frac{n(s)}{m_i(s) - m_L(s)} = \frac{1}{s \tau_n} \quad (2.24)$$

Das Stellglied, die Messeinrichtung, die Istwerterfassung und eventuelle weitere Signalverarbeitungsglieder werden so normiert, dass der Verstärkungsfaktor 1 wird. Die unvermeidlichen Verzögerungszeiten werden mit der Verzögerungszeit des Stellglieds zu einer Summenzeitkonstante  $T_{\sigma n}$  zusammengefasst und gemeinsam durch ein einziges Verzögerungsglied 1. Ordnung modelliert:

$$\frac{m_i(s)}{m_{iw}(s)} = \frac{1}{1 + s T_{\sigma n}} \quad (2.25)$$

Der Regler wird als PI-Regler mit der Nachstellzeit  $T_{nn}$  und der Proportionalverstärkung  $V_{Rn}$  gewählt. Das integrierende Verhalten ist erforderlich, wenn die bleibende Regelabweichung auf Grund des Lastmoments ausgegelt werden soll.

$$\frac{m_{iw}(s)}{n_w(s) - n(s)} = V_{Rn} \left( 1 + \frac{1}{s \cdot T_{nn}} \right) \quad (2.26)$$

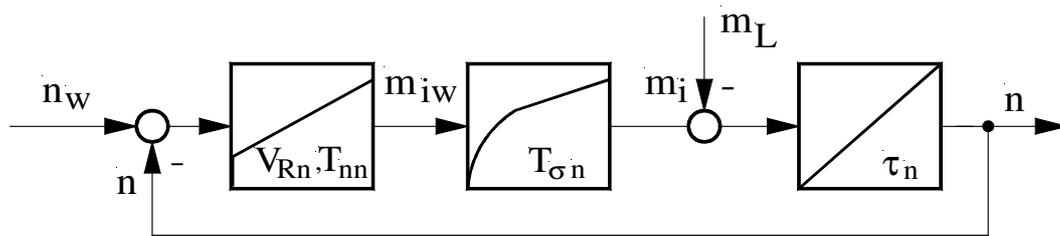


Bild 2.4.2a

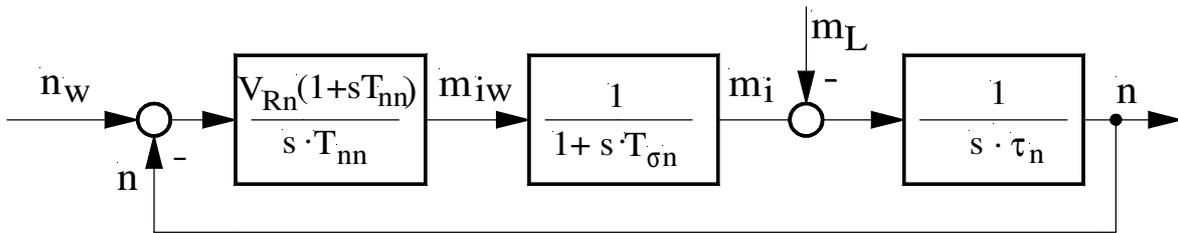


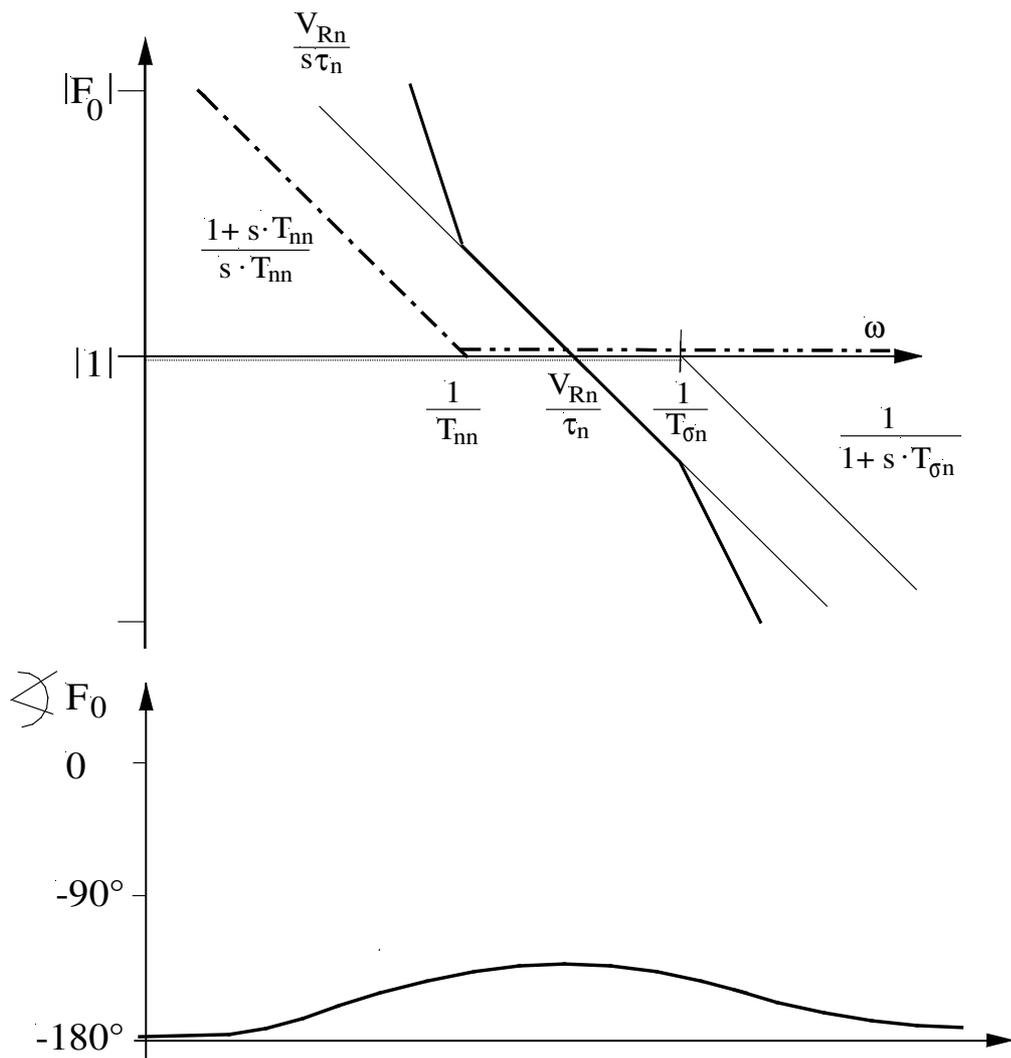
Bild 2.4.2b

Bild 2.4.2: Regelungstechnisches Blockschaltbild des Drehzahlregelkreises

Zur Reglerauslegung betrachtet man den Amplituden- und Phasengang des offenen Regelkreises

$$F_0 = \frac{V_{Rn}}{s\tau_n} \cdot \frac{1+sT_{nn}}{sT_{nn}} \cdot \frac{1}{1+sT_{\sigma n}} \quad (2.27)$$

$|F_0|$  wird doppeltlogarithmisch dargestellt, sodass die drei Faktoren aus (2.27) additiv zu  $|F_0|$  zusammengefügt werden können. Bild 2.4.3 zeigt die Asymptoten der Faktoren und mit fettem Strich die Asymptoten von  $|F_0|$ .



**Bild 2.4.3:** Amplituden- und Phasengang von  $F_0$

Die höchste Eckfrequenz  $\frac{1}{T_{\sigma n}}$  bestimmt auf Grund der unvermeidlichen Verzögerungen die erreichbare Dynamik. Erhöhen der Regelverstärkung  $V_{Rn}$  und Verringern der Nachstellzeit  $T_{nn}$  verschiebt zwar die Durchtrittsfrequenz zu höheren Werten, verringert aber die Phasenreserve. Ein guter Kompromiss zwischen Regelgeschwindigkeit und Schwingneigung ist das sogenannte symmetrische Optimum, bei dem die Durchtrittsfrequenz in die Mitte zwischen  $\frac{1}{T_{\sigma n}}$  und  $\frac{1}{T_{nn}}$  gelegt wird:

$$\frac{V_{Rn}}{\tau_n} = \sqrt{\frac{1}{T_{nn}} \cdot \frac{1}{T_{\sigma n}}} \quad (2.28)$$

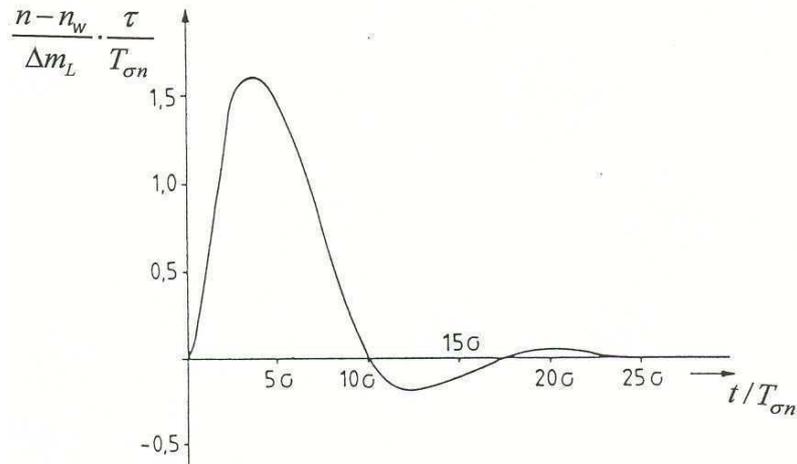
und die Nachstellzeit zu

$$T_{nn} = 4 \cdot T_{\sigma n} \quad (2.29)$$

gewählt wird. Für die Reglerverstärkung folgt aus (2.28) und (2.29) die Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers zu

$$V_{Rn} = \frac{\tau_n}{2 \cdot T_{\sigma n}} \quad (2.30)$$

Der optimierte Regelkreis zeigt ein sehr gutes Störverhalten (Bild 2.4.4).

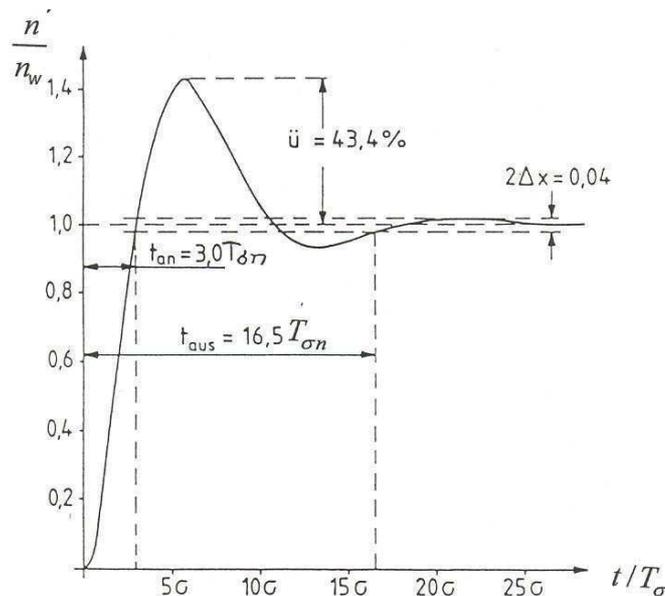


**Bild 2.4.4:** Übergangsfunktion der Regelabweichung des symmetrisch optimierten Regelkreises nach Bild 2.4.2

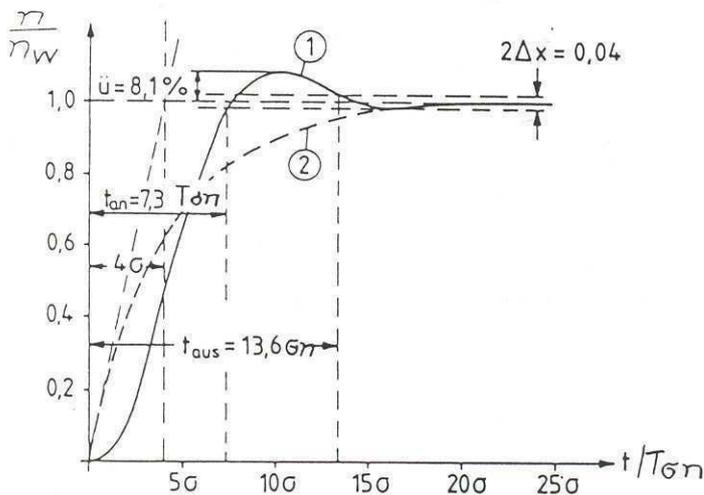
Die Übergangsfunktion der Drehzahl nach einem Führungsgrößensprung zeigt ein Überschwingen von 43%, das durch ein Führungsgrößenfilter im Sollwertkanal „beruhigt“ werden kann (Bild 2.4.5). Ursache des Überschwingens ist der Zählerterm  $1 + s \cdot T_{\sigma n}$  in der Reglerübertragungsfunktion, der durch ein Verzögerungsglied 1. Ordnung kompensiert werden kann.

$$n^* \rightarrow \frac{1}{1 + s \cdot 4T_{\sigma n}} \rightarrow n_w \quad (2.31)$$

kompensiert wird (Bild 2.4.6).



**Bild 2.4.5:** Übergangsfunktion der Drehzahl des symmetrisch optimierten Regelkreises nach Bild 2.4.2 nach einem Führungsgrößensprung



- (1) Sprungantwort
- (2) geglätteter Führungsgrößen-sprung

**Bild 2.4.6:** Übergangsfunktion der Drehzahl des symmetrisch optimierten Regelkreises nach Bild 2.4.2 mit einer Glättung nach (2.31) im Sollwerteingang der Drehzahl nach einem Führungsgrößen-sprung

Bei der Einstellung des Drehzahlreglers sind einige praktische Hinweise nützlich:

- Die Verstärkungsfaktoren der einzelnen Regelkreisglieder alle genau zu berücksichtigen, da diese multiplikativ in die Verstärkung des offenen Regelkreises eingehen.
- Das Führungsverhalten sollte durch ein Führungsgrößenfilter und/oder Hochlaufgeber mit Steilheitsbegrenzer optimiert werden.
- Der Integralanteil des PI-Reglers sollte begrenzt werden für den Fall, dass eine Stellgrößenbegrenzung eingreift (Anti-Reset-Windup-Maßnahmen).
- Die getrennte Realisierung von  $P$ - und  $I$ -Anteil des Reglers führt zu einer anderen Integrierzeitkonstante:

$$F_R(s) = V_{Rn} \left( 1 + \frac{1}{s T_{nn}} \right) = V_{Rn} + \frac{1}{s \cdot \frac{T_{nn}}{V_{Rn}}} \quad (2.32)$$

- Die Ersatzzeitkonstante des geschlossenen Drehzahlregelkreises für die Näherung als Verzögerungsglied 1. Ordnung beträgt  $4T_{\sigma}$ .

Die Reglerauslegung nach dem symmetrischen Optimum kann auch für die Regelung eines schwingungsfähigen Systems benutzt werden, wenn die Schwingfrequenz niedrig ist und Schwingungen im Wellenmoment als Störgröße wirksam bekämpft werden können.

Wenn das nicht der Fall ist oder Schwingungen im Antriebsstrang oder an der Arbeitsmaschine gedämpft werden sollen, muss die Struktur des schwingungsfähigen mechanischen Teilsystems in der Reglerstruktur und –auslegung berücksichtigt werden.

Beispielhaft soll hier nur die Struktur der Regelung eines Zweimassenschwingers behandelt werden. Unter der vereinfachenden Annahme, dass das System dämpfungsfrei ist, erhält man aus (2.5) bis (2.8) und Normierung auf  $M_0$  und  $\dot{\beta}_0$

$$\frac{M_i}{M_0} - \frac{M_w}{M_0} = \frac{J_M \cdot \dot{\beta}_0}{M_0} \cdot \frac{d \left( \frac{\dot{\beta}}{\dot{\beta}_0} \right)_0}{dt}, \quad (2.33)$$

$$\frac{M_w}{M_0} - \frac{M_L}{M_0} = \frac{J_A \cdot \dot{\beta}_0}{M_0} \cdot \frac{d \left( \frac{\dot{\beta}_A}{\dot{\beta}} \right)_0}{dt}, \quad (2.34)$$

$$\frac{dM_w}{dt} \cdot \frac{1}{M_0} = \frac{c \cdot \dot{\beta}_0}{M_0} \cdot \left( \frac{\dot{\beta}}{\dot{\beta}_0} - \frac{\dot{\beta}_A}{\left( \frac{\dot{\beta}}{\dot{\beta}_0} \right)_0} \right). \quad (2.35)$$

Mit der Definition der Zeitkonstanten

$$\tau_M = \frac{J_M \cdot \dot{\beta}_0}{M_0}, \quad (2.36)$$

$$\tau_A = \frac{J_A \cdot \dot{\beta}_0}{M_0}, \quad (2.37)$$

$$\tau_C = \frac{M_0}{c \cdot \dot{\beta}_0}, \quad (2.38)$$

folgt daraus im Zeitbereich

$$m_i - m_w = \tau_M \cdot \dot{n}, \quad (2.39)$$

$$m_w - m_L = \tau_A \cdot \dot{n}_A, \quad (2.40)$$

$$\dot{m}_w = \frac{1}{\tau_C} \cdot (n - n_A), \quad (2.41)$$

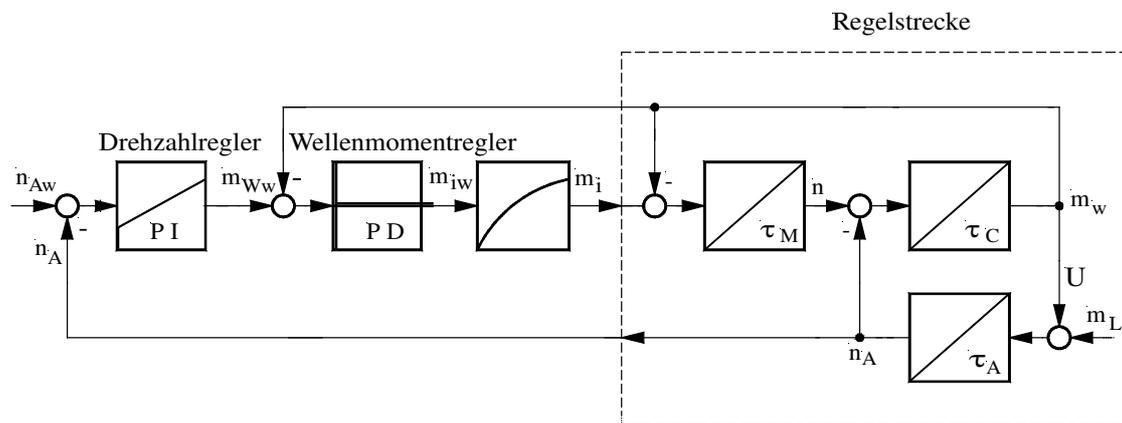
und im Bildbereich

$$n(s) = \frac{1}{s\tau_M} (m_i(s) - m_w(s)) \quad , \quad (2.42)$$

$$n_A(s) = \frac{1}{s\tau_A} (m_w(s) - m_L(s)) \quad , \quad (2.43)$$

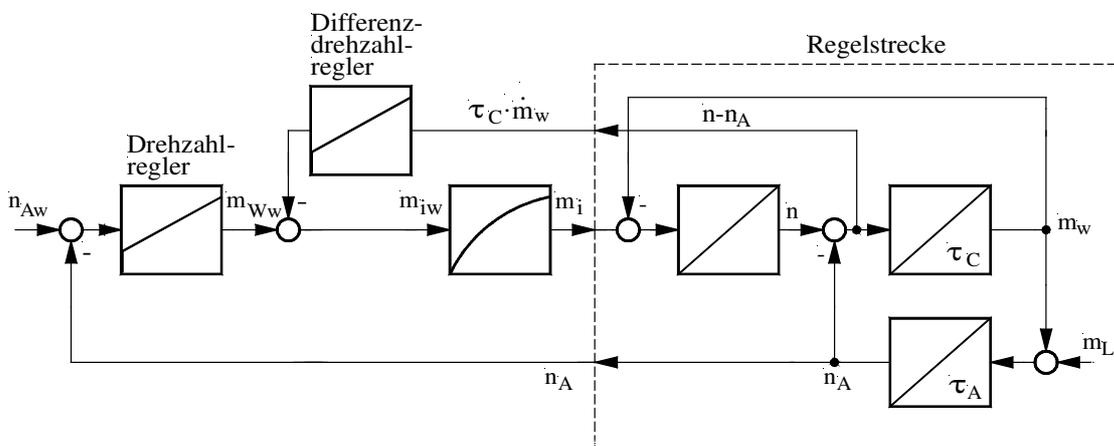
$$\dot{n}_w = \frac{1}{s\tau_C} (n(s) - n_A(s)) \quad . \quad (2.44)$$

Die Gleichungen beschreiben eine Regelstrecke 3.Ordnung, die mit dem inneren Drehmoment  $m_i$  als Stellgröße geregelt werden soll. Die Regelung mit einem einfachen PI-Regler zeigt schlechte Ergebnisse. Es hat sich als vorteilhaft erwiesen, die Drehzahlregelung mit einem unterlagerten Wellenmomentregler auszuführen, d.h. die Einstellung der Drehzahl und die Schwingungsdämpfung zu trennen. Bild 2.4.7 zeigt einen Lösungsvorschlag nach Diss. Wolff (TU Darmstadt, 1989) mit einem PD-Regler als Wellenmomentregler.



**Bild 2.4.7:** Drehzahlregelung eines Zweimassenschwingers mit unterlagertem Wellenmomentregelung

Da das Wellenmoment nur schwer zu messen ist, kann ersatzweise nach (2.44) die Differenzdrehzahl benutzt werden, die dann durch einen PI-Regler geregelt wird (Bild 2.4.8).



**Bild 2.4.8:** Drehzahlregelung eines Zweimassenschwingers mit Differenzdrehzahlregelung

### 3. Elektrisches Teilsystem bei der Gleichstrommaschine

#### 3.1. Modellbildung

Unter der Annahme beliebig zeitlich veränderlicher Ströme muss die Ankerspannungsgleichung um die vom Ankerstrom in der Ankerkreisinduktivität  $L_A$  induzierte Spannung erweitert werden

$$U_A = R_A I_A + L_A \dot{I}_A + c \Phi \cdot \Omega \quad .$$

Auch für zeitlich veränderliche Ströme gilt

$$M_i = c \Phi \cdot I_A \quad .$$

Mit den bezogenen Größen

$$u = \frac{U_A}{U_{AN}}; \quad i = \frac{I_A}{I_{AN}}; \quad \varphi = \frac{\Phi}{\Phi_N}; \quad l = L_A \cdot \frac{I_{AN}}{U_{AN}}$$

$$r = R_A \cdot \frac{I_{AN}}{U_{AN}}; \quad n = \frac{\dot{\beta}}{\Omega_0}$$

und der Ankerkreiszeitkonstante

$$T_A = \frac{L_A}{R_A} = \frac{l}{r}$$

lautet die Ankerspannungsgleichung

$$u = r \cdot i + l \cdot \dot{i} + \varphi \cdot n$$

und die Bewegungsgleichung wird mit

$$M_i - M_L = J_M \ddot{\beta}$$

$$\ddot{\beta} = \frac{1}{J_M} (M_i - M_L)$$

zu

$$\dot{n} = \frac{1}{\tau_n} (\varphi \cdot i - m_L)$$

mit der Zeitkonstanten

$$\tau_n = J_M \cdot \frac{U_{AN}}{I_{AN}} \cdot \frac{1}{(c \Phi_N)^2} \quad .$$

Daraus folgt die Zustandsraumdarstellung

$$\begin{pmatrix} \dot{i} \\ \dot{n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1/T_A & -\varphi/l \\ \varphi/\tau_n & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/l & 0 \\ 0 & -1/\tau_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u \\ m_L \end{pmatrix}$$

und der Signalfussplan Bild 3.1.1 sowie das regelungstechnische Blockschaltbild Bild 3.1.2.

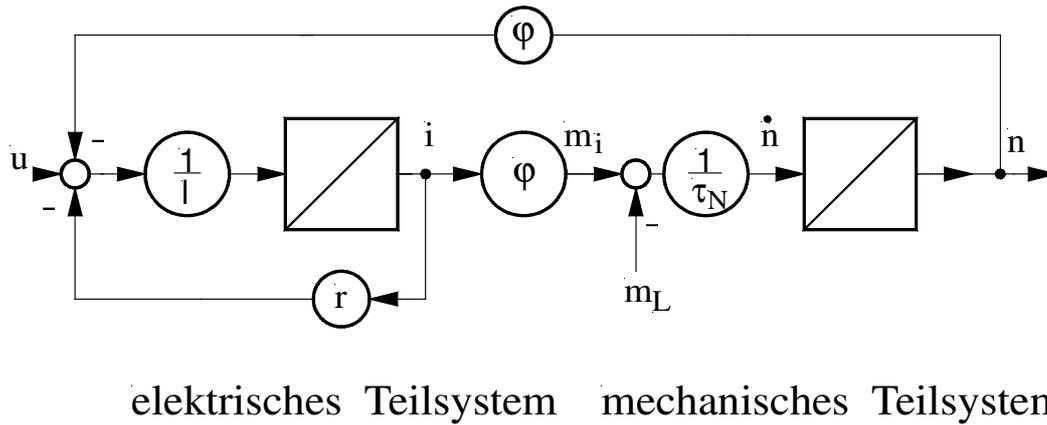


Bild 3.1.1: Signalflussplan der fremderregten Gleichstrommaschine

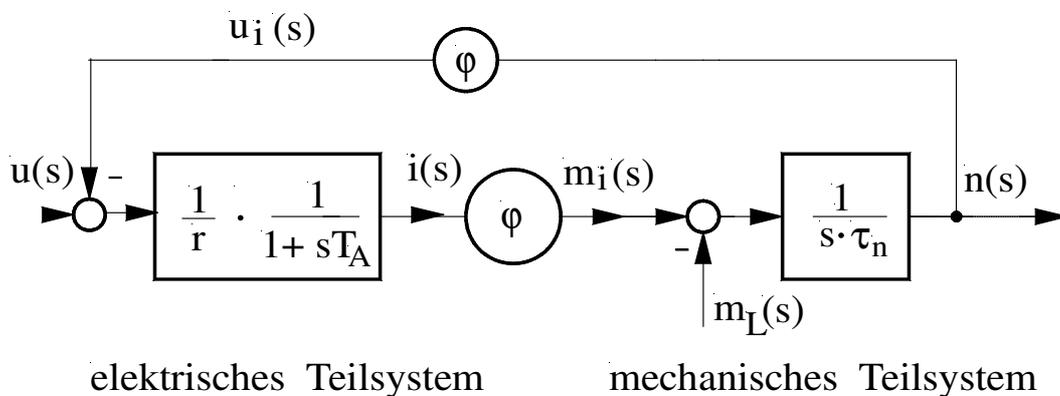


Bild 3.1.2: Regelungstechnisches Strukturbild der fremderregten Gleichstrommaschine im Bildbereich

Die Modellbildung zeigt, dass das mechanische auf das elektrische Teilsystem über die induzierte Spannung zurückwirkt. Die induzierte Spannung ist auf Grund der großen mechanischen Zeitkonstante und der großen Erregerzeitkonstante nur langsam veränderlich. Die Kopplung der Teilsysteme kann vernachlässigt werden, wenn die induzierte Spannung von der schnelleren Regelung des elektrischen Teilsystems als Störgröße ausgeregelt werden kann.

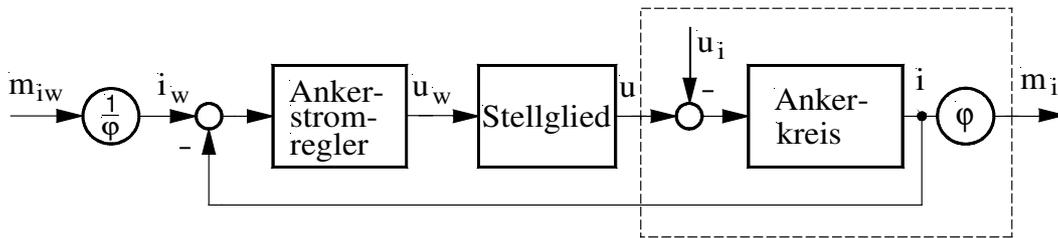
### 3.2. Stromregelung

Die Regelung des inneren Moments  $m_i$  ist auf Grund des Zusammenhangs

$$m_i = \varphi \cdot i$$

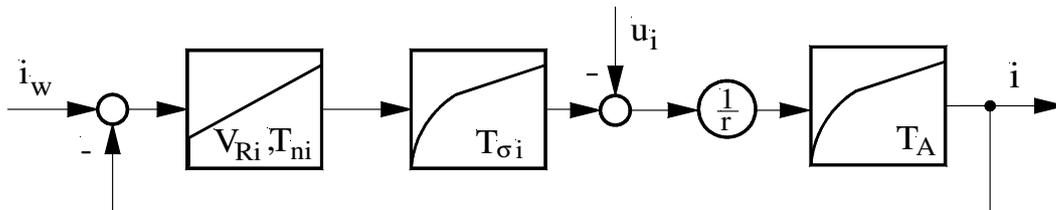
gleichbedeutend mit der Regelung des Ankerstroms. Die Lösung dieser Regelaufgabe ist auch für die Regelung von Drehfeldmaschinen von grundlegender Bedeutung, da die Strom-Regelstrecke auch bei den Drehfeldmaschinen fast ausnahmslos durch die Reihenschaltung des Wicklungswiderstands, der (Streu-)Induktivität und der induzierten Spannung modelliert wird. Der einzige Unterschied besteht darin, dass die Sollwerte und Regelgrößen im quasistationären Zustand meist sinusförmig veränderliche Größen sind. Wenn auch in diesem Fall keine bleibenden Regelabweichungen in Amplitude und Phase auftreten sollen, müssen besondere Maßnahmen ergriffen werden. Der Stromregler wird dann vor allem im einphasigen Fall entweder mit ei-

nem entsprechenden Übertragungsverhalten ausgestattet („verallgemeinerter Integrator“) oder die Stromregelung wird mit Gleichgrößen in einem Sollfrequenz rotierenden Koordinatensystem realisiert, wobei die für die Ankerstromregelung der Gleichstrommaschine durchgeführten Überlegungen direkt anwendbar sind.



**Bild 3.2.1:** Gerätetechnisches Blockschaltbild für die Regelung des inneren Moments

Das für die Stromregelung relevante regelungstechnische Blockschaltbild (Bild 3.2.2) enthält nur noch den Ankerstromregler, das leistungselektronische Stellglied und als Regelstrecke den Ankerkreis der Gleichstrommaschine.



**Bild 3.2.2:** Regeltechnisches Strukturbild des Ankerstromregelkreises

Der Stromregler wird beispielhaft als Kompensationsregler mit integrierendem Verhalten ausgelegt, d.h. der Regler  $F_R(s)$  besteht aus einem Anteil, der das Verhalten der Regelstrecke  $F_S(s)$  kompensiert und einem integralen Anteil

$$F_R(s) = \frac{1}{F_S(s)} \cdot \frac{1}{sT_0} \quad (2.45)$$

Die kleinen Zeitkonstanten, die in  $T_{\sigma i}$  summarisch berücksichtigt sind, können nicht kompensiert werden, da diese entweder nicht kompensiert werden sollen (wie z.B. bei Glättungsgliedern) oder nicht kompensiert werden können (z.B. bei rechenzeitbedingten Totzeiten). Ohne Berücksichtigung der kleinen Zeitkonstanten erhält der offene Regelkreis dadurch einfach integrierendes Verhalten

$$F_0' = F_R(s) \cdot F_S(s) = \frac{1}{sT_0} \quad (2.46)$$

und mit Berücksichtigung der kleinen Zeitkonstanten ein zusätzliches Verzögerungsglied 1. Ordnung

$$\begin{aligned} F_0 &= F_R(s) \cdot F_S(s) \cdot F_{Nk}(s) = \\ &= \frac{1}{sT_0} \cdot \frac{1}{1 + sT_{\sigma i}} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Der geschlossene Regelkreis wird dadurch zum Verzögerungsglied 2. Ordnung

$$F_w(s) = \frac{i(s)}{i_w(s)} = \frac{F_0(s)}{1 + F_0(s)} = \frac{1}{1 + sT_0 + s^2T_0T_{\sigma i}} \quad (2.48)$$

Die ungedämpfte Resonanzfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_0T_{\sigma i}}} \quad (2.49)$$

und die Dämpfung

$$d = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_0}{T_{\sigma i}}} \quad (2.50)$$

werden durch die Integrierzeitkonstante des offenen Kreises bestimmt. Die Wahl von  $T_0$  stellt einen Kompromiss zwischen schnellem Einschwingverhalten ( $\omega_0$  möglichst hoch) und guter Dämpfung ( $d$  möglichst hoch) dar. Einen Hinweis auf gute Einstellung liefert die Anwendung des Betragsoptimums, das eine möglichst gute Anschmiegung des Betrags der Führungsübertragungsfunktion an die  $|1|$ -Linie fordert. Diese Forderung führt hier ebenso wie die Anwendung des „Integral of time multiplied absolute value of error“-Kriteriums die Dämpfung

$$d = \frac{1}{2} \sqrt{2} \quad (2.51)$$

Aus (2.50) und (2.51) folgt

$$T_0 = 2T_{\sigma i} \quad (2.52)$$

Der Regler erhält mit (2.45), (2.52) und Bild 3.1.2, Bild 3.2.2 die Übertragungsfunktion

$$F_R(s) = \frac{1}{F_s(s)} \cdot \frac{1}{sT_0} = r \cdot \frac{(1 + sT_A)}{sT_0} = r \cdot \frac{(1 + sT_A)}{2 \cdot s \cdot T_{\sigma i}} = r \cdot \frac{T_A}{2T_{\sigma i}} \cdot \left(1 + \frac{1}{sT_A}\right) \quad (2.53)$$

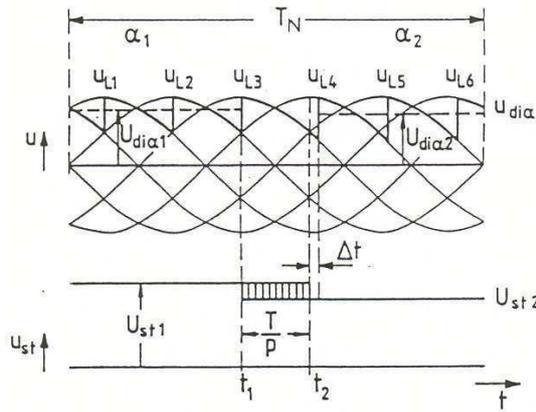
Damit wird die Proportionalverstärkung des Reglers

$$V_{Ri} = r \cdot \frac{T_A}{2T_{\sigma i}} \quad (2.54)$$

und die Nachstellzeit gleich der Ankerkreiszeitkonstante

$$T_{Ri} = T_A \quad (2.55)$$

In der Summe der kleinen Zeitkonstanten wird neben der Glättungszeitkonstante und der durch eventuelle Rechenzeiten bedingten Totzeit auch die durch die Reaktionszeit des Stromrichters verursachte mittlere Totzeit einer halben Pulsperiode berücksichtigt. Die mittlere Totzeit einer sechspulsigen netzgeführten Drehstrombrückenschaltung beträgt am 50Hz-Netz (Bild 3.2.3)



**Bild 3.2.3:** Unglättete Gleichspannung einer netzgeführten Drehstrombrückenschaltung

$$T_{tmi} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_N}{p} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{50\text{Hz}} \cdot \frac{1}{6} = 1,67\text{ms}$$

Die mittlere Totzeit eines Gleichstromstellers ist demgemäß die halbe Pulsperiode mit der Pulsfrequenz  $f_p$

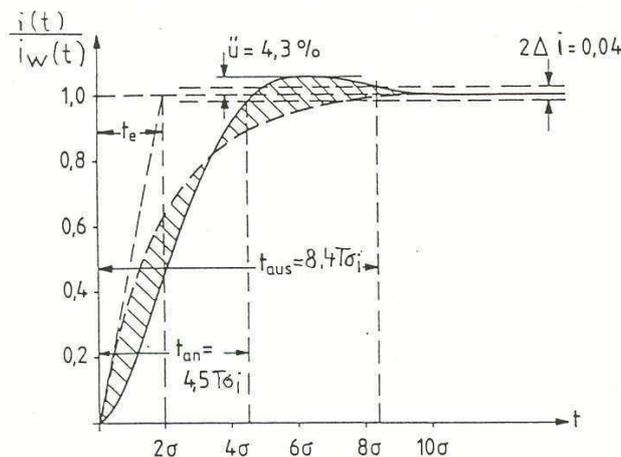
$$T_{tmi} = \frac{1}{2} \cdot T_p = \frac{1}{2 \cdot f_p}$$

Diese Näherungen gelten für nichtlückenden Strom. Falls der Strom lückt, kann der Stromrichter nicht mehr als proportional steuerbare Spannungsquelle mit Totzeit modelliert werden. In diesem Falle muss die Struktur des Stromreglers auf das veränderte Verhalten angepasst werden, was aber hier nicht näher behandelt wird.

Die Summe der kleinen Zeitkonstanten bestimmt nach (2.52) die erreichbare Dynamik des Regelkreises. Die Führungsübertragungsfunktion des Stromregelkreises wird bei der Einstellung nach dem Betragsoptimum gemäß (2.48) und (2.52)

$$F_w = \frac{1}{1 + s \cdot 2T_{\sigma i} + s^2 \cdot 2T_{\sigma i}^2} \quad (2.56)$$

Die Sprungantwort bei Anregung der Führungsgröße zeigt eine Anregelzeit von  $4,5T_{\sigma i}$  und ein Überschwingen der Regelgröße, d.h. des Stroms, von 4,3% (Bild 3.2.4).



**Bild 3.2.4:** Übergangsfunktion der Regelgröße  $i$  eines betragsoptimierten Regelkreises nach Bild 3.2.2 nach einem Sprung der Führungsgröße  $i_w$

In Bild 3.2.4 ist zusätzlich die Sprungantwort des Stromregelkreises ohne Berücksichtigung der kleinen Zeitkonstanten gestrichelt eingetragen. Dies ist auch gerade die Näherung, die sich im Bereich mittlerer und kleiner Anregelfrequenzen unter Vernachlässigung des quadratischen Glieds aus (2.56) ergibt

$$F_w = \frac{1}{1 + s \cdot 2T_{\sigma i}} \quad . \quad (2.57)$$

Dementsprechend wird die Ersatzzeitkonstante des geschlossenen Stromregelkreises für die Berücksichtigung als Stellglied im Drehzahlregelkreis gleich  $2 \cdot T_{\sigma i}$ .

Der am Beispiel des Ankerstromregelkreises der fremderregten Gleichstrommaschine durchgeführte Reglerentwurf lässt sich auch auf die Regelung jedes Leiterstroms einer Wechsel- oder Drehstrommaschine anwenden. Anstelle des Ankerwiderstands wird der Wicklungswiderstand berücksichtigt. An die Stelle der Ankerinduktivität tritt die je Strang wirksame Induktivität der Maschine, bei der Asynchronmaschine in erster Näherung die Summe aus Ständerstreuinduktivität und auf den Ständer bezogene Läuferstreuinduktivität. Die induzierte Spannung wird auch hier als Störgröße weitgehend ausgeglichen. Aufgrund der meist sinusförmigen Führungsgröße ergibt sich aber eine frequenzabhängige Phasen- und Amplitudenabweichung zwischen  $i$  und  $i_w$ , welche die exakte Einstellung der Ströme erschwert. Wenn die Fehler insbesondere bei höheren Frequenzen nicht toleriert werden können, kann eine Regelung in einem mit Grundschwingungsfrequenz rotierenden Bezugssystem eine Regelung ohne bleibende Regelabweichung in Phase und Amplitude ermöglichen.

# **Grundlagen zur Messtechnik**

Elektrotechnisches Institut

2008

# 1 Elektrische Messgeräte

## 1.1 Kennzeichnung der Instrumente

### 1.1.1 Sinnbilder für die Arbeitsweise der Messgeräte

Drehspulmesswerk mit Dauermagnet, allgemein	
Dreheisenmesswerk	
Elektrodynamisches Messwerk, eisenlos	
Elektrodynamisches Messwerk, eisengeschlossen	
Elektrodynamisches Quotientenmesswerk, eisenlos	
Elektrostatisches Messwerk	
Vibrationsmesswerk	
Drehspulinstrument mit eingebautem Gleichrichter	

### 1.1.2 Sinnbilder für die Art des durch das Gerät gemessenen Stromes

Gleichstrom	
Wechselstrom	
Gleich- und Wechselstrom	
Drehstrominstrument mit einem Messwerk	

### 1.1.3 Sinnbilder für die Gebrauchslage

Senkrechte Gebrauchslage	
Waagerechte Gebrauchslage	
Schräge Gebrauchslage, Neigungswinkel z.B. 60	

### 1.1.4 Zulässiger Anzeigefehler

Der zulässige Gebrauchsfehler gilt für ein Instrument einschließlich seiner Vor- und Nebenwiderstände. Die Fehlerklasse (Angabe an der Skala des Instruments) entspricht dabei dem positiven oder negativen Anzeigefehler in %.

Messgeräte bis zur Klasse 0,5 werden als Präzisionsmessgeräte bezeichnet, Geräte mit einer Fehlerklasse größer als 0,5 als Betriebsmessgeräte.

Die Angabe des Anzeigefehlers erfolgt in Prozent des Messbereich-Endwerts bei

- Instrumenten mit mechanischem Nullpunkt. Liegt der Nullpunkt innerhalb der Skala, so gilt als Messbereich-Endwert die Summe der absoluten Skalenendwerte.
- Zeigerfrequenzmessern

als Angabe des Anzeigefehlers in Prozent der Skalenlänge

- bei Instrumenten ohne mechanischen Nullpunkt (ausgenommen Zeigerfrequenzmesser)
- bei Instrumenten mit stark nichtlinearer Skala, z.B. Widerstandsmessgeräten

oder als Angabe des Anzeigefehlers in Prozent des richtigen Wertes bei Zungenfrequenzmessern.

### 1.1.5 Prüfspannung

Die Prüfspannung richtet sich nach der Nennspannung des Geräts bzw. nach der Spannung, für die das Gerät isoliert ist.

Prüfspannung (Effektivwert) 500V bei Instrumenten bis $U_N = 40\text{ V}$	
Höhere Prüfspannungen als 500 V werden in kV im Stern angegeben, z.B. 2 kV für $U_N = 40 \dots 650\text{ V}$	

Bei Instrumenten zum Anschluss an Messwandler beträgt die Prüfspannung stets 2 kV.

## 1.2 Wirkungsweise der Instrumente

### 1.2.1 Drehspulinstrument mit Dauermagnet für Gleichstrommessungen (lineare Skala)

Eine stromdurchflossene Rähmchenspule mit Federrückstellkraft ist in einem konstanten Magnetfeld drehbar gelagert. Das auf sie wirkende elektrisch erzeugte Drehmoment und damit der Ausschlag sind dem Strom proportional:  $m \sim i$  (in Augenblickswerten). Bei Umkehr des Stromes ändert sich die Ausschlagsrichtung. Unterliegt der Strom  $i = f(t)$  schnellen periodischen Änderungen, so ist der Ausschlag wegen der Massenträgheit des beweglichen Systems proportional dem Mittelwert des Drehmoments:

$$\bar{m} \sim \bar{i} = \frac{1}{T} \int_0^T i \, dt \quad (1.1)$$

Das Drehspulinstrument zeigt also bei welligem Gleichstrom den zeitlichen Mittelwert an. Die Erweiterung des Messbereiches bei Verwendung als Voltmeter erfolgt durch Vorwiderstände, bei Verwendung als Amperemeter durch Nebenwiderstände (Shunt). In Verbindung mit einem Gleichrichter wird das Drehspulsystem vornehmlich bei Vielfachinstrumenten auch zur Messung von Wechselstromgrößen herangezogen.

### 1.2.2 Dreheiseninstrument i.a. für Gleich- und Wechselstrommessungen

Ein mit dem Zeiger fest verbundenes Eisenstückchen wird entgegen der Federrückstellkraft in das Magnetfeld einer vom Strom durchflossenen Spule hineingezogen. Der Augenblickswert des Drehmoments ist eine Funktion des Stromes zum Quadrat:  $m = f(i^2)$  (quadratische Abhängigkeit in der Skala, Ausschlag unabhängig von der Stromrichtung). Der zeitliche Mittelwert des Drehmoments ist bei Wechselstrom, welligem Gleichstrom und Gleichstrom eine Funktion des Strom-Effektivwerts zum Quadrat, der für die Stromwärmeverluste  $V = RI^2$  maßgebend ist:

$$\bar{m} = f(I^2) \quad \text{mit} \quad I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \, dt \quad (1.2)$$

Die Erweiterung des Messbereiches bei Messungen von Wechselspannungen bis 500 V erfolgt durch Vorwiderstände, darüber hinaus durch Einschalten von Spannungswandlern, bei Messung von Wechselströmen durch Stromwandler.

### 1.2.3 Elektrodynamischer Leistungsmesser

Im magnetischen Feld der feststehenden, von  $i$  durchflossenen Stromspule dreht sich die Spannungsspule. In ihr fließt der Strom  $i_u$  der proportional der Spannung  $u$  ist. Das der Federrückstellkraft entgegenwirkende Drehmoment ist zu jedem Zeitpunkt proportional dem Produkt aus Strom und Spannung (gilt streng nur für das eisengeschlossene elektrodynamische Messwerk!):

$$m \sim i \quad i_u \sim i \quad u = p \quad (1.3)$$

also der Augenblicksleistung, wenn  $u$  die Spannung und  $i$  der Strom eines Verbrauchers bzw. Erzeugers sind. Bei periodischen Größen mit beliebiger Kurvenform wird wegen der Massenträgheit des beweglichen Systems der Mittelwert der Leistung angezeigt:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i \, dt \quad (1.4)$$

Bei sinusförmigem Verlauf der Größen, also mit

$$u = \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin(\omega t) \quad (1.5)$$

$$i = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad (1.6)$$

wird der Augenblickswert der Leistung

$$p = u \cdot i = 2 \cdot U \cdot I \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \phi) = U \cdot I \cdot (\cos(\phi) - \cos(2\omega t - \phi)) \quad (1.7)$$

Das Ergebnis besteht aus einem konstanten Anteil

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = U \cdot I \cdot \cos(\phi) \quad (1.8)$$

und einem mit doppelter Frequenz pulsierendem Anteil, dessen zeitlicher Mittelwert gleich Null ist.  $U$  und  $I$  bezeichnen Effektivwerte,  $\phi$  ist der Phasenverschiebungswinkel zwischen Spannung und Strom.

Der Stromzeiger  $\underline{I}$  kann in eine Wirkkomponente  $\underline{I}_W$  die in Richtung der Spannung  $\underline{U}$  liegt, und in eine gegenüber  $\underline{U}$  um  $90^\circ$  gedrehte Blindkomponente  $\underline{I}_b$  zerlegt werden. Mit  $I_W$  ergibt sich die Wirkleistung zu

$$P = U \cdot I_W = U \cdot I \cdot \cos(\phi) \quad (1.9)$$

sie wird vom Wattmeter angezeigt. Der Leistungsfaktor ist durch

$$\cos(\phi) = \frac{P}{U \cdot I} = \frac{P}{S} \quad (1.10)$$

gegeben (bei nicht sinusförmigen Größen wird er ebenfalls in dem auf der rechten Seite stehenden Bruch ausgedrückt, z.B. als Leistungsfaktor  $\lambda$  in der Stromrichtertechnik).

Als Blindleistung  $Q$  und Scheinleistung  $S$  werden definiert:

$$Q = U \cdot I_b = U \cdot I \cdot \sin(\phi) \quad (1.11)$$

$$S = U \cdot I = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1.12)$$

Der Vollausschlag  $a_{max}$  des Wattmeters wird bei Nennspannung  $U_N$ , Nennstrom  $I_N$  und Nennleistungsfaktor  $\cos(\phi)$  (meist  $\cos(\phi) = 1$  erreicht. Die Wattmeterkonstante ist daher

$$c_W = \frac{U_N \cdot I_N \cdot \cos(\phi_N)}{a_{max}} \quad (1.13)$$

mit  $\frac{\text{Leistung}}{\text{Skalenteil}}$  als Einheit, z.B.

$$c_W = \frac{90 \text{ V} \cdot 25 \text{ A} \cdot 1}{150 \text{ Skt.}} = 15 \frac{\text{W}}{\text{Skt.}} \quad (1.14)$$

Die Leistung bei einem Ausschlag um  $a$  Skalenteile ergibt sich dann zu

$$P = c_W \cdot a \quad (1.15)$$

Zur Erweiterung des Messbereiches werden dem Spannungspfad bis 500 V Widerstände vorgeschaltet, darüber hinaus wird er über Spannungswandler angeschlossen. Der Strompfad ist normalerweise für 5 A ausgelegt, eine Bereichserweiterung erfolgt durch Anschluss über Stromwandler. Die Wattmeterkonstante ist jetzt noch mit den entsprechenden Faktoren zu multiplizieren, im Beispiel ergibt sich bei Annahme einer Spannungswandlerübersetzung von 6000 V/100 V und einer Stromwandlerübersetzung von 25 A/5 A die Konstante der Leistungsmesseinrichtung zu

$$c = c_W \cdot \frac{25}{5} \cdot \frac{6000}{100} = 4500 \frac{\text{W}}{\text{Skt.}} \quad (1.16)$$

#### 1.2.4 Leistungsfaktormesser mit elektrodynamischem Kreuzspulenmesswerk

Im Feld der vom Wechselstrom  $i$  durchflossenen Spule ist ein Kreuzspulmesswerk drehbar gelagert. Es besteht aus zwei kreuzweise angeordneten und mechanisch miteinander starr verbundenen Drehspulen. In ihnen fließen die der Wechselspannung  $u$  proportionalen Ströme  $i_{u1}$  und  $i_{u2}$ , die in der Phasenlage gegeneinander verschoben sind.

Das im magnetischen Feld der Stromspule  $[i]$  auf eine von  $i_u$  durchflossene Drehspule ausgeübte Drehmoment ist eine Funktion der Größe dieser Ströme, ihrer gegenseitigen Phasenlage und der Winkelstellung  $\alpha$  des Systems. Unter der Annahme, dass die Drehspulen 1 und 2 senkrecht aufeinander stehen, gleiche Windungszahlen besitzen, das Feld der Stromspule homogen ist und die Ströme  $i_{u1}$  bzw.  $i_{u2}$  gegenüber  $i$  um  $\phi_1 = \phi + \gamma$  bzw.  $\phi_2 = \phi - \delta$  phasenverschoben sind ( $\phi =$  gesuchter Phasenwinkel), wird:

$$M_1 = k \cdot I \cdot I_{u1} \cdot \cos(\phi + \gamma) \cdot \sin(\alpha) \quad (1.17)$$

$$\begin{aligned} M_2 &= k \cdot I \cdot I_{u2} \cdot \cos(\phi - \delta) \cdot \sin(90^\circ - \alpha) \\ &= k \cdot I \cdot I_{u2} \cdot \cos(\phi + \gamma) \cdot \cos(\alpha) \end{aligned} \quad (1.18)$$

Die Stromrichtungen in den beiden Drehspulen werden so gewählt, dass die Drehmomente  $M_1$  und  $M_2$  einander entgegenwirken. Die Gleichgewichtslage des Kreuzspulsystems ist somit durch  $M_1 = M_2$  bestimmt.

Hieraus folgt:

$$\tan(\alpha) = \frac{I_{u2} \cdot \cos(\phi - \delta)}{I_{u1} \cdot \cos(\phi + \gamma)} \quad (1.19)$$

Das Verhältnis der Ströme ist eine Konstante des Instruments. Die Lage  $\alpha$  der Kreuzspule und damit der Zeigerausschlag sind daher eine Funktion des gesuchten Phasenwinkels  $\phi$ . Die Skala kann direkt in Werten des Leistungsfaktors geeicht werden. Im stromlosen Zustand des Instruments hat der Zeiger keine bestimmte Ruhelage, da das Kreuzspulsystem keine Federstellkraft besitzt.

Die Erzeugung der Phasenverschiebung zwischen  $i_{u1}$  und  $i_{u2}$  geschieht bei Leistungsfaktormessern für Wechselstrom durch eine Kunstschaltung aus ohmschen und induktiven Widerständen, z.B. so, dass  $\delta \approx 90^\circ$  ist.

Bei Leistungsfaktormessern für Drehstrom erfolgt dies durch Abgriff der die Ströme  $i_{u1}$  und  $i_{u2}$  bestimmenden Spannungen zwischen verschiedenen Potentialen des Dreileitersystems.

### 1.3 Messwandler

#### 1.3.1 Stromwandler

Stromwandler sind besonders ausgelegte Transformatoren, deren Primärwicklung K-L von dem zu messenden Strom  $I_1$  durchflossen wird und deren Sekundärwicklung k-l über den Strommesser und den gegebenenfalls mit ihm in Reihe geschalteten Strompfad eines Wattmeters kurzgeschlossen ist. Die resultierende Magnetisierungsdurchflutung

$$\Phi_\mu = \underline{I}_1 \cdot w_1 + \underline{I}_2 \cdot w_2 \quad (1.20)$$

wird durch niedrige Induktion, luftspaltfreien Eisenweg und Verwendung von speziellen Blechsarten mit geringem Magnetisierungsbedarf klein gehalten, z. B. auf 0,5% von  $\underline{I}_1 \cdot w_1$ . Unter diesen Voraussetzungen kann  $\Theta_\mu$  vernachlässigt werden und es besteht der Zusammenhang

$$I_2 \approx \frac{w_1}{w_2} \cdot I_1 = \frac{I_{2N}}{I_{1N}} \cdot I_1 \quad (1.21)$$

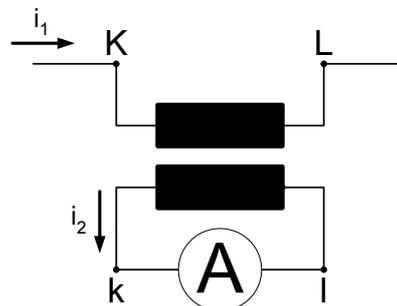


Abbildung 1: Stromwandler

$I_2$  ist dem Primärstrom proportional und bei Einhaltung der Nennbürde praktisch unabhängig von der Impedanz des Messkreises.

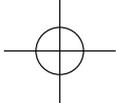
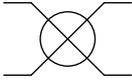
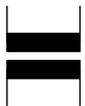
Der Wandler (sekundärer Nennstrom 5A) dient zur Anpassung der zu messenden Ströme an die gebräuchlichen Strom- und Leistungsmesser mit  $I_N = 5 \text{ A}$  bzw.  $6 \text{ A}$ , gegebenenfalls auch zur Fernhaltung der Hochspannung von den Instrumenten. Durch Anzapfungen an der Primärwicklung und eine unterbrechungsfreie Umschaltung kann die Einstellung verschiedener Übersetzungsverhältnisse ermöglicht werden. **Die Sekundärseite des Stromwandlers darf grundsätzlich niemals geöffnet werden!** Beim Austausch von Instrumenten oder zu deren Schutz vor Überlastung ist sie kurzzuschließen. Nach Öffnen würde die volle Primärdurchflutung  $I_1 \cdot w_1$  bei  $I_2 = 0$  (statt normal nur ungefähr 0,5% von  $I_1 \cdot w_1$ ) magnetisierend wirken. Dadurch würden hohe Spannungsspitzen an den Sekundärklemmen, eine große Erhitzung des Blechpakets durch die Eisenverluste und ein bleibender Remanenzfehler infolge der starken Magnetisierung auftreten.

Bei Messungen an Hochspannung ist der Sekundärkreis des Stromwandlers zu erden (s. Bild in Abschnitt 2.2.3)!

### 1.3.2 Spannungswandler

Der Spannungswandler transformiert die zu messende Spannung auf die Werte der Instrumente (Voltmeter, Wattmeterspannungspfad mit  $U_N = 100\text{ V}$  nach Normung) herab. Eine geringe Belastung des Wandlers mit z.B. nur 10 % der durch die Erwärmung bestimmten Grenzleistung gestattet die Vernachlässigung des vom Messgerätestrom hervorgerufenen Spannungsabfalls. Sekundär darf der Spannungswandler zwar geöffnet, jedoch niemals kurzgeschlossen werden (hoher Kurzschlussstrom!). Bei Messungen an Hochspannung ist der Sekundärkreis zu erden (s. Bild im Abschnitt 2.2.3).

### 1.4 Schaltzeichen<sup>1</sup>

Voltmeter	
Amperemeter	
Messwerk zur Produktbildung (Wattmeter mit Strom- und Spannungspfad)	
Messwerk zur Quotientenbildung (Leistungsfaktormesser)	
Vor- bzw. Nebenwiderstand	
Stromwandler	
Spannungswandler	

## 2 Messung elektrischer Größen

### 2.1 Messung des ohmschen Widerstandes

Die Messung der ohmschen Wicklungswiderstände elektrischer Maschinen wird vorgenommen zur

- Kontrolle der Fertigung

<sup>1</sup>nach DIN 40714 und DIN 40716

- Festlegung der Maschinendaten
- Bestimmung der mittleren Wicklungstemperatur über die Widerstandszunahme

Eine Genauigkeit der Widerstandsmessung bis auf 1 ... 2 % genügt meistens, ausgenommen bei der Bestimmung von Übertemperaturen aus der Widerstandszunahme, die eine höhere Genauigkeiten verlangt. Je nach den gestellten Forderungen sind die Widerstände der Zuleitungen, der Messinstrumente und der Kontaktübergänge zu berücksichtigen. In Prüffeldern wird bis zu ungefähr  $1 \Omega$  herab die Wheatstone'sche Brückenschaltung, unter  $1 \Omega$  die Stromspannungsmessung angewendet. Bei jeder Messung ist wegen der starken Temperaturabhängigkeit des ohmschen Widerstands die Wicklungs- bzw. Raumtemperatur anzugeben. Alle Messungen werden mit Gleichstrom durchgeführt.

### 2.1.1 Stromspannungsmessung

Je nach Schaltung wird das Ergebnis durch den Eigenwiderstand des Strom- bzw. Spannungsmessers verfälscht. Eine Korrektur ist nur dann nicht erforderlich, wenn Drehspulinstrumente mit sehr geringem Eigenverbrauch verwendet werden.

- **Spannungsmesser vor dem Strommesser (siehe Abb. 2)**

Das Voltmeter misst die Summe aus den Spannungen  $U_x$  am gesuchten Widerstand  $R_x$  und  $U_A$  am Amperemeter.

$$R = R_x + R_A = \frac{U}{I} = \frac{U_x + U_A}{I} \quad (2.1)$$

$$R_x = R - R_A = R \cdot \left(1 - \frac{R_A}{R}\right) \quad (2.2)$$

Das Korrekturglied  $\frac{R_A}{R}$  kann gegenüber 1 vernachlässigt werden, wenn der Widerstand  $R_x$  und damit  $R$  wesentlich größer als  $R_A$  sind.

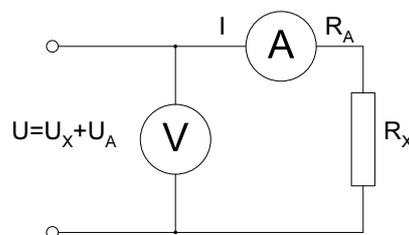


Abbildung 2: Spannungsmesser vor Strommesser

- **Spannungsmesser hinter dem Strommesser (siehe Abb. 3)**

Das Amperemeter misst die Summe aus den Strömen  $I_x$  durch  $R_x$  und  $I_V$  durch das Voltmeter.

$$R = \frac{R_x \cdot R_V}{R_x + R_V} = \frac{U}{I} = \frac{U}{I_x + I_V} \quad (2.3)$$

$$R_x = \frac{R \cdot R_V}{R_V - R} = \frac{R}{1 - \frac{R}{R_V}} \quad (2.4)$$

Das Korrekturglied  $\frac{R}{R_V}$  kann gegenüber 1 vernachlässigt werden, wenn der Widerstand  $R_x$  wesentlich kleiner als  $R_V$  ist.

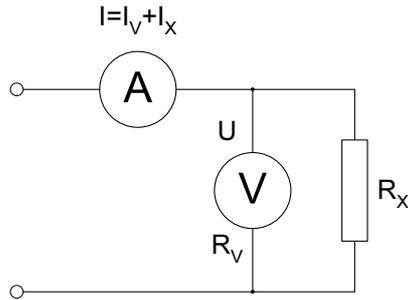


Abbildung 3: Strommesser vor Spannungsmesser

- **Messung mit getrenntem Abgriff (siehe Abb. 4)**

Um die ohmschen Widerstände der Stromzuleitungen auszuschalten, ist bei kleinen Widerständen  $R_x$  ein getrennter Spannungsabgriff erforderlich. Bei Anzeigen in der Größenordnung von wenigen Millivolt können sich Thermospannungen bemerkbar machen, die durch zwei Messungen mit gleich großen, jedoch entgegengesetzt gerichteten Strömen eliminiert werden.

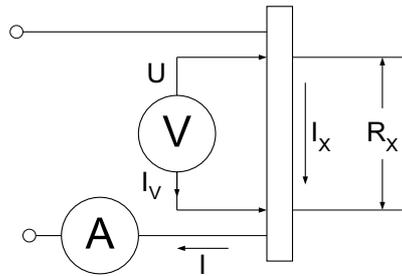


Abbildung 4: Messung mit getrenntem Abgriff

### 2.1.2 Wheatstone'sche Brückenschaltung

Das Schaltbild der Wheatstone-Brücke zeigt Abb. 5. Der Stellwiderstand  $R_3$  wird solange geändert, bis das Messgerät stromlos ist. Bei dieser Nullmethode spielt die Absolutgenauigkeit des Instruments keine Rolle.

Nach Abgleich ist

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_x} \quad (2.5)$$

also

$$R_x = R_3 \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (2.6)$$

Der gesuchte Wert ist das  $\frac{R_2}{R_1}$ -fache des eingestellten Widerstands  $R_3$ . Das Verhältnis ist zur Bereichserweiterung meistens in ganzen Zehnerpotenzen umschaltbar.

## 2.2 Messung der Wirkleistung bei Wechselstrom

### 2.2.1 Ohne Messwandler jedoch mit Vorwiderstand R im Spannungspfad

Der Potentialunterschied zwischen Strom- und Spannungsspule soll möglichst klein sein, er darf 150 V nicht überschreiten. Die Spannungsklemme, die direkt an das Rähmchen angeschlossen ist

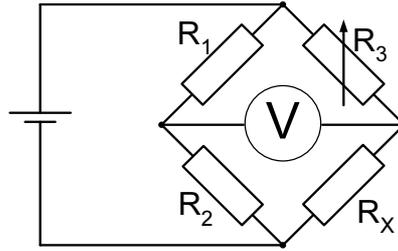


Abbildung 5: Wheatstone'sche Brückenschaltung

(Klemme u in der Abbildung), ist daher mit einer Klemme des Strompfades zu verbinden bzw. mit ihr an das gleiche Potential zu legen. Der Leistungsverbrauch des Wattmeterspannungspfad (  $R_u$  = ohmscher Widerstand einschließlich Vorwiderstand  $R_{uv}$  ) und des Voltmeters ( $R_V$ ) wird hier mitgemessen. Bei kleiner Leistung des Prüflings ist eine Korrektur des Messwerts P vorzunehmen

$$P_{\text{korr.}} = P - U^2 \cdot \left( \frac{1}{R_u} + \frac{1}{R_V} \right) \quad (2.7)$$

gegebenenfalls auch eine Stromkorrektur. Der Leistungsverbrauch in  $R_u$  und  $R_V$  kann bei abgetrenntem Prüfling als Ausschlag des Wattmeters abgelesen werden.

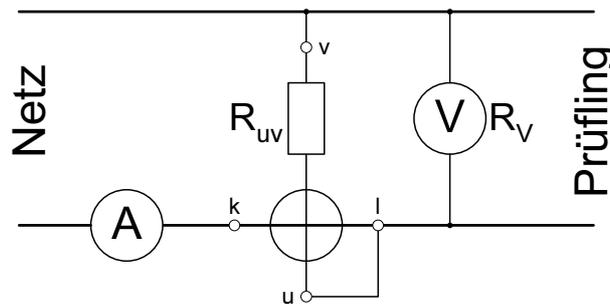


Abbildung 6: Leistungsmessung ohne Messwandler

### 2.2.2 Mit Stromwandler und Vorwiderstand im Spannungspfad (verwendbar bis 500 V)

Für gleiches Potential an Strom- und Spannungspule sorgt die Potentialverbindung L-l (siehe Abbildung 7). Der Verbrauch von Voltmeter und Wattmeterspannungspfad wird mitgemessen.

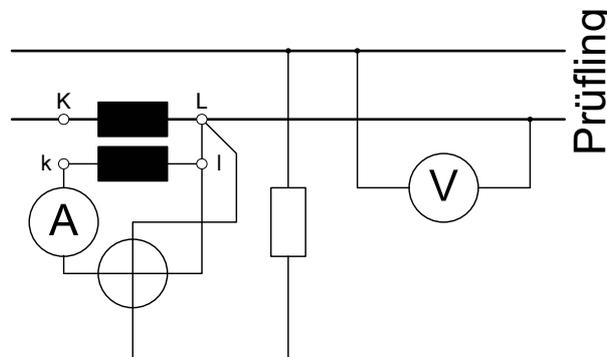


Abbildung 7: Leistungsmessung mit Stromwandler und Vorwiderstand

### 2.2.3 Mit Strom- und Spannungswandler (bei Spannungen über 500V)

Die Sekundärkreise der Messwandler liegen gemeinsam an einer Schutzerdung (Abbildung 8), die auch für Potentialgleichheit an Strom- und Spannungsspule des Wattmeters sorgt. Der Leistungsverbrauch von Voltmeter und Wattmeterspannungspfad geht hier ebenfalls in die Messung ein.

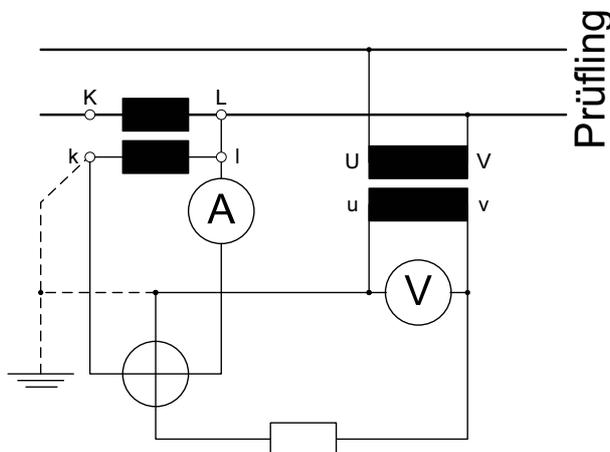


Abbildung 8: Leistungsmessung mit Stromwandler und Spannungswandler

## 2.3 Messung der Wirkleistung bei Drehstrom mit Sternpunktleiter

Bei beliebiger unsymmetrischer Last wird mit drei einzelnen Wattmetern oder einem Gerät mit drei gekoppelten Systemen gemessen. Die gesamte Wirkleistung ist die Summe der Leistungen der drei Stränge, entsprechend werden auch Schein- und Blindleistung gebildet. Der mittlere Leistungsfaktor errechnet sich bei sinusförmigem Verlauf der Spannungen und Ströme zu

$$\cos(\phi) = \frac{\sum P_{\text{str}}}{\sum S_{\text{str}}} = \frac{P}{S} \quad (2.8)$$

Bei symmetrischer Last genügt die Kenntnis von nur einer Strangleistung:

$$\cos(\phi) = \frac{3 \cdot P_{\text{str}}}{3 \cdot P_{\text{str}} \cdot I_{\text{str}}} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot U_L \cdot I_L} \quad (2.9)$$

## 2.4 Messung der Wirkleistung bei Drehstrom ohne Sternpunktleiter

### 2.4.1 Verwendung eines einzigen Wattmeters bei symmetrischer Last

Bei Sternschaltung der Last mit zugänglichem Sternpunkt wird der Spannungspfad direkt an die Strangspannung gelegt. Ist dies nicht möglich, kann unabhängig von der Schaltung der Last aus drei genau gleichen ohmschen Widerständen  $R$  ein sogenannter künstlicher Sternpunkt gebildet werden. In den künstlichen Sternpunkt kann der Widerstand  $R_u$  des Wattmeterspannungspfades mit einbezogen werden. Jeder der beiden zusätzlichen Widerstände  $R$  muss gleich dem Gesamtwiderstand  $R_u$ , bestehend aus Vorwiderstand  $R_{uv}$  und Widerstand der Spannungsspule, sein. Die gesuchte Gesamtleistung  $P$  ist das dreifache des vom Instrument angezeigten Wertes.

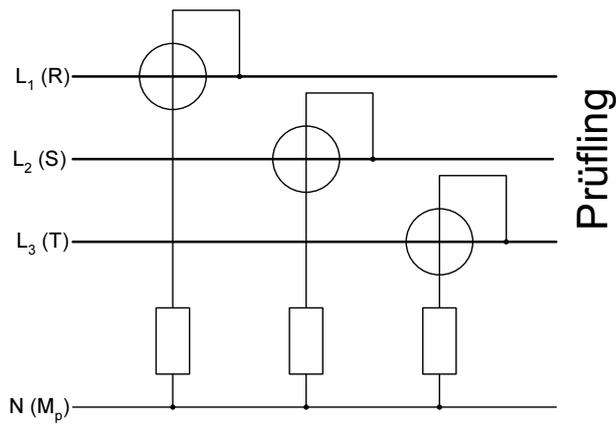


Abbildung 9: Leistungsmessung bei Drehstrom mit Sternpunkt

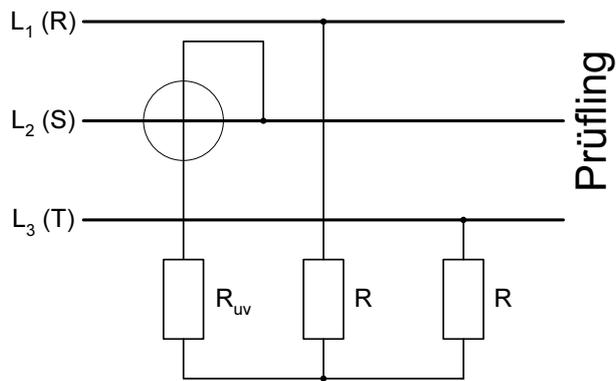


Abbildung 10

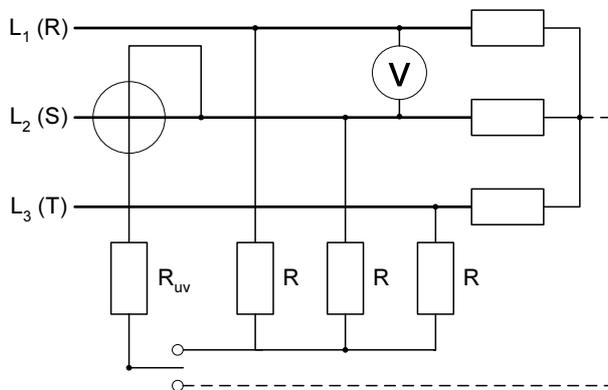


Abbildung 11

## 2.4.2 Verwendung zweier Wattmeter in Aronschaltung bei beliebiger unsymmetrischer Last

In zwei Zuleitungen werden die Strompfade der beiden Wattmeter geschaltet, die Spannungspfade liegen an den entsprechenden Leiterspannungen gegenüber der dritten Zuleitung. Für die Vorzeichenprobe nach Abschnitt 2.4.4 ist ein Tastschalter vorgesehen.

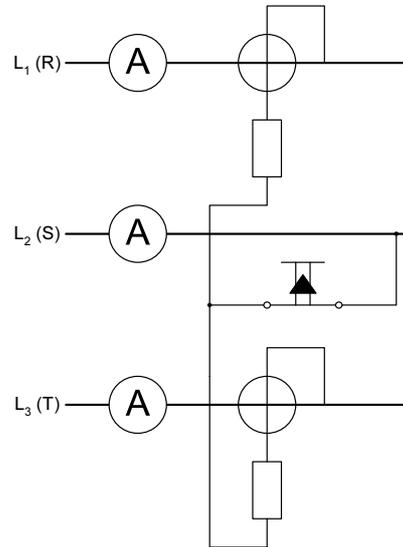


Abbildung 12: Aronschaltung

Der Leiter S kann als Rückleitung für die Ströme  $i_R$  und  $i_T$  angesehen werden. Die Summe der aus den Leiterspannungen und -strömen gebildeten Teilleistungen  $p_1 = u_{RS} \cdot i_R$  bzw.  $p_2 = u_{TS} \cdot i_T$  ergibt die Gesamtleistung (Beweis s. Abschnitt 2.4.3). Je nach Art der Last setzen sich die Messwerte zusammen zu

$$P = |P_1 \pm P_2| = c \cdot |a_1 \pm a_2| \quad (2.10)$$

Das richtige Vorzeichen kann unter gewissen Voraussetzungen nach einem in Abschnitt 2.4.4 beschriebenen Verfahren bestimmt werden. Eine andere Möglichkeit ist, sich an die Stellung der die Ausschlagsrichtung der Wattmeter ändernden Umschalter zu halten. Die einmalige Festlegung der Stellung für positives Vorzeichen erfolgt bei  $\cos(\phi) \approx 1, 0$ .

Die Gesamtleistung wird auch bei unsymmetrischer Last und Vorhandensein von Oberschwingungen genau gemessen.

Im folgenden sollen verschiedene Möglichkeiten zum Aufbau der Schaltung aufgezeigt werden.

- Messschaltung mit drei Stromwandlern (Abbildung 13)
- Messschaltung mit zwei Stromwandlern und drei Amperemetern (Abbildung 14)

Das mittlere Amperemeter misst die Summe der Ströme  $i_R$  und  $i_T$ . Da bei Fehlen des Sternpunktleiters  $i_R + i_T = -i_S$  ist, zeigt das Instrument den Effektivwert an. Besonders zu beachten ist bei dieser Schaltung die Lage der Potentialverbindungen.

- Messschaltung mit zwei Spannungswandlern, zwei Stromwandlern und drei Amperemetern (Abbildung 15)

Die Sekundärkreise der Strom- und Spannungswandler liegen an einer gemeinsamen Schutzerdung, die auch die Aufgabe einer Potentialverbindung übernimmt.

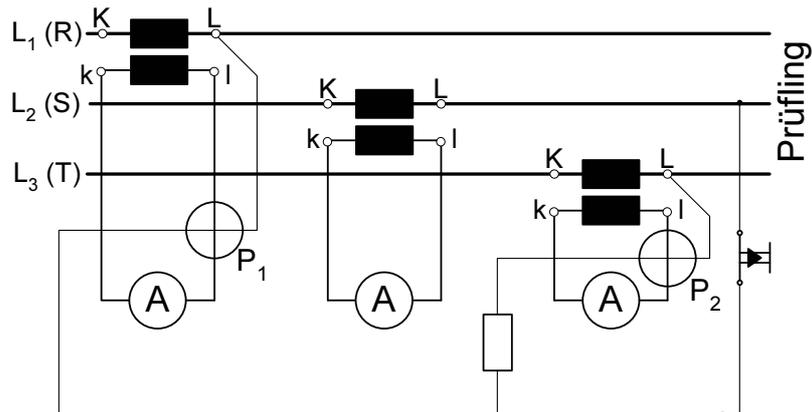


Abbildung 13: Messschaltung mit 3 Stromwandlern, verwendbar bis 500 V

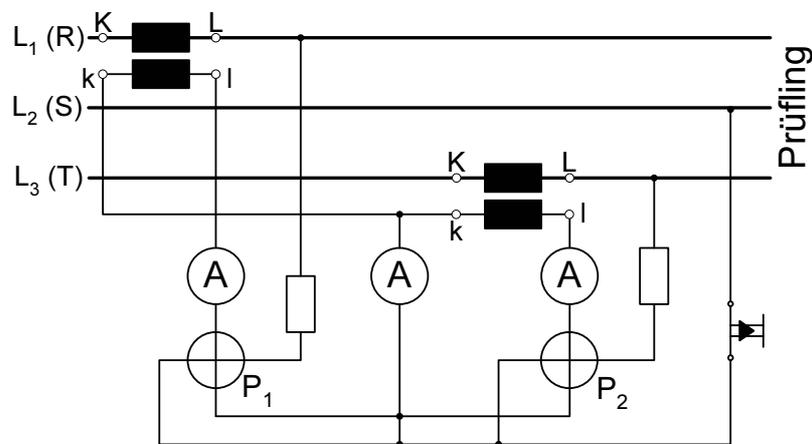


Abbildung 14: Messschaltung mit 2 Stromwandlern und 3 Amperemetern, verwendbar bis 500 V

### 2.4.3 Beweis für die Messung der Gesamtleistung

Der Augenblickswert der Gesamtleistung kann ausgedrückt werden in

$$p = u_R \cdot i_R + u_S \cdot i_S + u_T \cdot i_T \quad (2.11)$$

Aus der Stromgleichung  $i_R + i_S + i_T = 0$  bei Fehlen des Sternpunktleiters folgt:

$$i_S = -(i_R + i_T) \quad (2.12)$$

Nach Einsetzen in die Leistungsgleichung:

$$p = i_R \cdot (u_R - u_S) + i_T \cdot (u_T - u_S) \quad (2.13)$$

$$= i_R \cdot u_{RS} + i_T \cdot u_{TS} \quad (2.14)$$

Die Summe der in der Aronschaltung gemessenen Produkte ergibt somit in jedem Augenblick die Gesamtleistung.

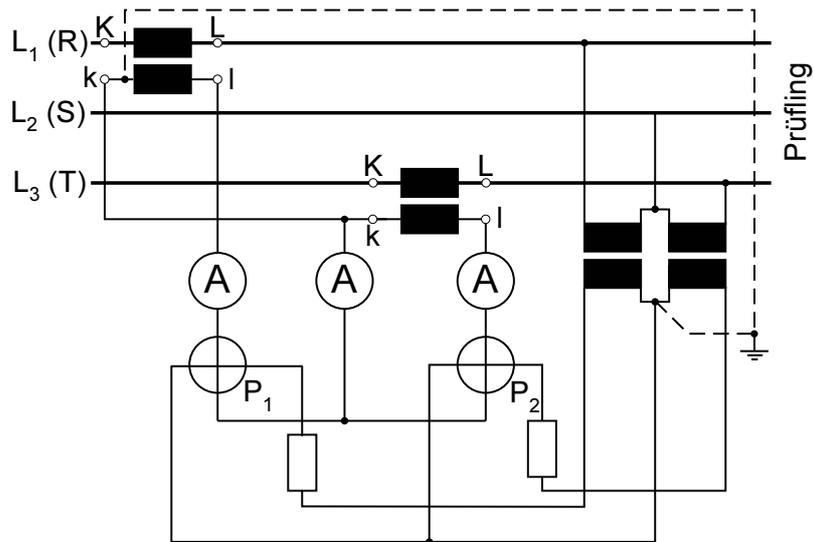


Abbildung 15: Schaltung mit 2 Spannungswandlern, 2 Stromwandlern und 3 Amperemetern, verwendbar bis 500 V

#### 2.4.4 Vorzeichenkontrolle bei Symmetrie und sinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung

Die einzelnen Wattmeter messen die Leistungen

$$P_1 = U_{SR} \cdot I_R \cdot \cos(\Phi_1) \quad (2.15)$$

$$P_2 = U_{ST} \cdot I_T \cdot \cos(\Phi_2) \quad (2.16)$$

wobei  $\Phi$  der Phasenwinkel zwischen Leiterspannung und -strom ist. Unter der Annahme einer Last mit ohmschem und induktivem Anteil wird

$$\Phi_1 = \phi + \alpha \quad (2.17)$$

$$\Phi_2 = \phi - \beta \quad (2.18)$$

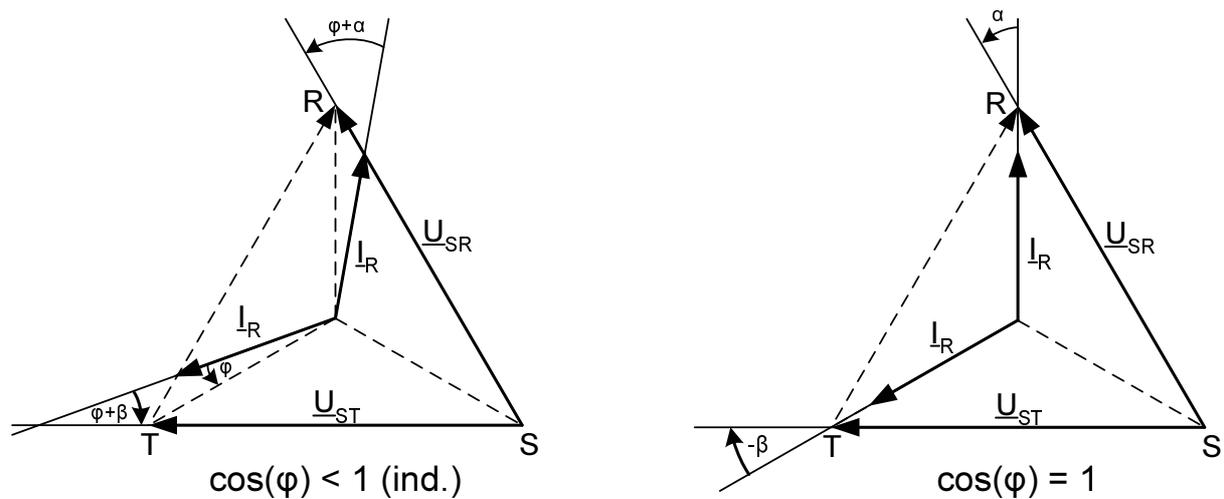


Abbildung 16: Zeigerdiagramme bei Leistungsmessung

Die Winkel  $\alpha$  und  $\beta$  ergeben sich für den Fall der reinen Wirklast ( $\phi = 0$ ) zu  $\alpha = \beta = 30^\circ$ . Somit ist

$$P_1 = U_{SR} \cdot I_R \cdot \cos(\phi + 30^\circ) \quad (2.19)$$

$$P_2 = U_{ST} \cdot I_T \cdot \cos(\phi - 30^\circ) \quad (2.20)$$

Die Vorzeichen der Wattmeteranzeigen  $a$  und damit der Summanden  $P_1, P_2$  werden in Abhängigkeit von  $\phi$  durch  $\cos(\Phi)$  bestimmt:

$$\frac{P_1}{U_{SR} \cdot I_R} = a_1 \cdot \frac{c}{U_{SR} \cdot I_R} = \cos(\phi + 30^\circ) = f_1(\phi) \quad (2.21)$$

$$\frac{P_2}{U_{ST} \cdot I_T} = a_2 \cdot \frac{c}{U_{ST} \cdot I_T} = \cos(\phi - 30^\circ) = f_2(\phi) \quad (2.22)$$

$$\frac{P_1}{U_{SR} I_R} = \cos(\phi) \quad 00^\circ$$

Abbildung 17

Aus Abbildung 17 ist zu entnehmen, dass bei  $\phi < 60^\circ$  die Wattmeteranzeigen mit gleichem Vorzeichen, bei  $\phi > 60^\circ$  mit verschiedenem Vorzeichen zu versehen sind. Zur Vorzeichenprobe wird die Verbindung der beiden Spannungspfade vom Leiter S abgetrennt, an den Wattmetern liegen nun die Spannungen  $\frac{U_{TR}}{2}$ . In diesem Fall ist bei einer Last mit ohmschem und induktivem Anteil

$$\Phi_1 = \phi - \alpha \quad (2.23)$$

$$\Phi_2 = \phi + \beta \quad (2.24)$$

Die Winkel  $\alpha$  und  $\beta$  ergeben sich auch hier aus einer Betrachtung bei  $\phi = 0^\circ$  zu  $\alpha = \beta = 30^\circ$ . Die Vorzeichen der Wattmeteranzeigen sind in Abhängigkeit von  $\phi$  bestimmt durch:

$$a_1 \cdot \frac{2 \cdot c}{U_{TR} \cdot I_R} = \cos(\phi - 30^\circ) = f_2(\phi) \quad (2.25)$$

$$a_2 \cdot \frac{2 \cdot c}{U_{RT} \cdot I_T} = \cos(\phi + 30^\circ) = f_1(\phi) \quad (2.26)$$

Gegenüber dem ersten Diagramm ist in Abbildung 19 der Verlauf der beiden Kurven vertauscht. Aus dem Vergleich folgt als Regel für die Vorzeichenkontrolle:

Wird die Verbindung der beiden Spannungspfade vom Leiter S abgetrennt (Tastschalter in den Schaltbildern des Abschnitts refsusbsec:aronschaltung) und es bleiben hierbei die Ausschläge

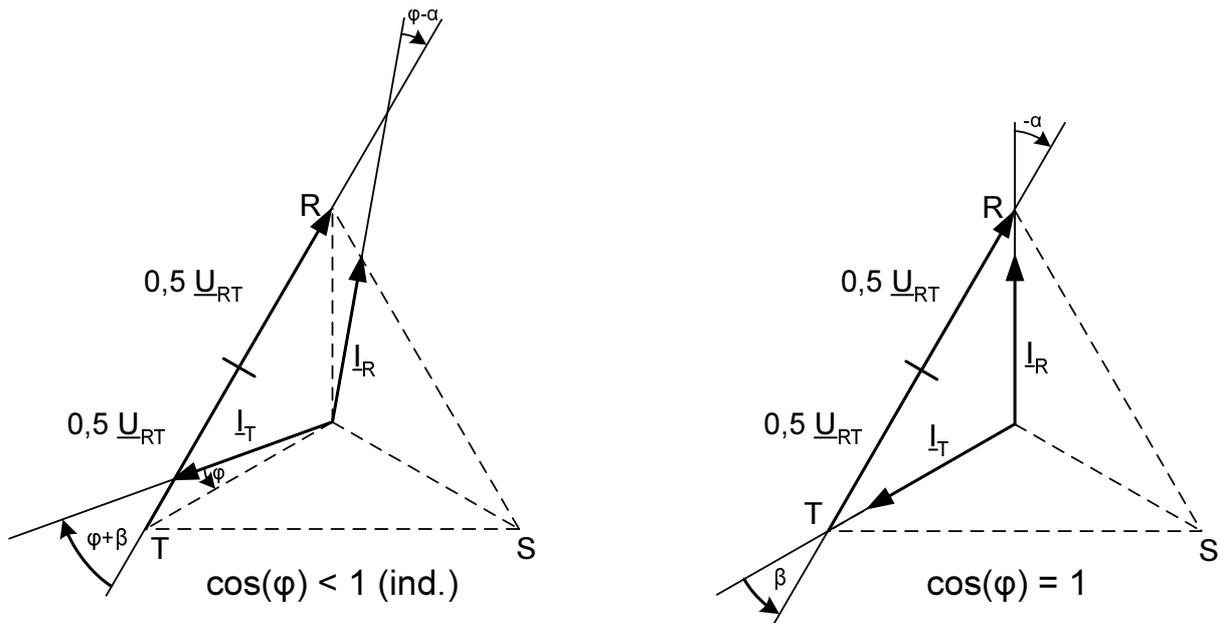


Abbildung 18: Zeigerdiagramme bei Vorzeichenkontrolle

beider Wattmeter positiv, dann sind die Leistungen  $P_1$  und  $P_2$  mit gleichem Vorzeichen einzusetzen. Ändert sich jedoch das Vorzeichen beider Ausschläge, so haben die Leistungen verschiedene Vorzeichen.

Im Fall von Unsymmetrie ist ein Bereich vorhanden, in dem bei Öffnen des Prüftasters nur ein Ausschlag das Vorzeichen ändert. Hier ist das obige Kriterium nicht anwendbar.

### 2.4.5 Bestimmung des Leistungsfaktors bei Symmetrie und sinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung

Nach Abschnitt 2.4.3 sind Größe und Vorzeichen der Wattmeterausgänge eine Funktion des Phasenwinkels, sie können also zur Bestimmung von  $\phi$  herangezogen werden. Mit

$$P_1 = U_L \cdot I_L \cdot \cos(\phi + 30^\circ) \quad (2.27)$$

$$P_2 = U_L \cdot I_L \cdot \cos(\phi - 30^\circ) \quad (2.28)$$

wird

$$P_2 + P_1 = \sqrt{3} \cdot U_L \cdot I_L \cdot \cos \phi = P \quad (2.29)$$

$$P_2 - P_1 = U_L \cdot I_L \cdot \sin(\phi) = \frac{Q}{\sqrt{3}} \quad (2.30)$$

$$\cos(\phi) = \frac{a_2 \frac{2c}{U_{RR} I_R}}{100^\circ}$$

Abbildung 19

Hieraus

$$\tan(\phi) = \sqrt{3} \cdot \frac{P_2 - P_1}{P_2 + P_1} = \sqrt{3} \cdot \frac{a_2 - a_1}{a_2 + a_1} = \sqrt{3} \cdot \frac{1 - \frac{a_1}{a_2}}{1 + \frac{a_1}{a_2}} \quad (2.31)$$

$$\cos(\phi) = \frac{1 + \frac{a_1}{a_2}}{2\sqrt{1 - \frac{a_1}{a_2} + \frac{a_1^2}{a_2^2}}} = f\left(\frac{a_1}{a_2}\right) \quad (2.32)$$

$$\phi = \arccos\left(\frac{1 + \frac{a_1}{a_2}}{2\sqrt{1 - \frac{a_1}{a_2} + \frac{a_1^2}{a_2^2}}}\right) = f\left(\frac{a_1}{a_2}\right) \quad (2.33)$$

$$\sin(\phi) = \frac{\sqrt{3} \cdot \left(1 - \frac{a_1}{a_2}\right)}{2\sqrt{1 - \frac{a_1}{a_2} + \frac{a_1^2}{a_2^2}}} = f\left(\frac{a_1}{a_2}\right) \quad (2.34)$$

Abbildung 20 können der Phasenwinkel  $\phi$ , ferner  $\cos(\phi)$  und  $\sin(\phi)$  in Abhängigkeit vom Verhältnis der Wattmeterausschläge  $\frac{a_1}{a_2} = \pm 1 \dots 0$  entnommen werden.

#### 2.4.6 Bestimmung des Leistungsfaktors

Die folgende Berechnung ist nur bei symmetrischen sinusförmigen Spannungen, jedoch unsymmetrischen sinusförmigen Strömen möglich.

Neben der Leistung werden eine Leiterspannung  $U_L$  und die drei Leiterströme  $I_R$ ,  $I_S$  und  $I_T$  gemessen. Als Mittelwert des Leistungsfaktors errechnet sich:

$$\cos(\phi) = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot U_L \cdot \frac{I_R + I_S + I_T}{3}} \quad (2.35)$$

#### 2.5 Messung der Blindleistung bei Drehstrom

Vorausgesetzt werden Symmetrie und sinusförmiger Verlauf von Spannungen und Strömen.

Der Strompfad des Wattmeters wird z. B. in die Zuleitung S gelegt, dem Spannungspfad wird die bei  $\cos(\phi) = 1$  gegenüber  $I_S$  um  $90^\circ$  phasenverschobene Leiterspannung  $U_{TR}$  zugeführt ( $U_{TR} = \sqrt{3}U_{\text{str}}$ ). Aus der vom Wattmeter angezeigten Leistung  $c \cdot a$  ergibt sich die Drehstrom-Blindleistung zu

$$Q = \sqrt{3} \cdot c \cdot a \quad (2.36)$$

$$\sin(\phi) = \frac{a_1}{a_2}$$

$$\cos(\phi) = \frac{a_1}{a_2}$$

Abbildung 20: Diagramm für den Phasenwinkel  $\phi$ ,  $\cos(\phi)$  und  $\sin(\phi)$

Zwischen Strom- und Spannungsspule tritt in der Schaltung ohne Messwandler die Leiterspannung auf, sie darf daher nur für  $U_L = 150\text{ V}$  verwendet werden. Bei Einschaltung eines Stromwandlers ist die Anbringung einer Potentialverbindung möglich (siehe Abbildung 21, die Spannungsbeanspruchung wird hier in den Wandler verlegt).

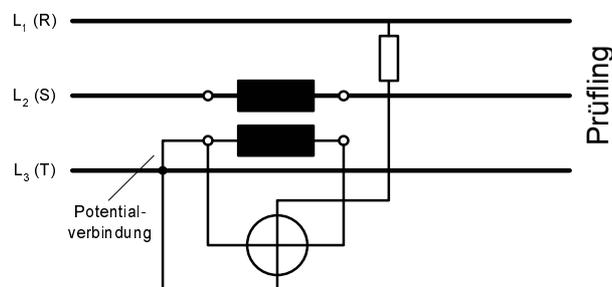


Abbildung 21: Potentialverbindung eines Stromwandlers

## 3 Messung mechanischer Größen

### 3.1 Messung der Drehzahl

Messgerät bzw. Messmethode	Eigenschaften, Anwendungsmöglichkeiten	Fehler
Drehpendelgerät	stetige Anzeige	0,5 % des Skalenendwerts
Wirbelstrom-Drehzahlmesser	stetige Anzeige	0,5 % des Skalenendwerts
Umdrehungszähler	für Stichproben bei konstanter Drehzahl	0,1 % des Skalenendwerts
Tachometerdynamo mit Gleich- oder Wechselspannung	für Anschluss anzeigender Instrumente, für Abgabe des Drehzahlwertes bei Regelungen und Steuerungen	
Stroboskopische Messung	leistungslos	2 %
Schlupfmessung	bei geringem konstanten Schlupf von Drehfeldmaschinen	
Elektronische Impulzzählung	leistungslos, sehr genau	entsprechend der Impulszahl pro Umdrehung

### 3.2 Messung des Drehmoments

Die Eigenschaften verschiedener Bremsverfahren zur Messung des Drehmoments werden kurz beschrieben. Als Beispiel für das Auftreten stabiler und instabiler Messpunkte wird ihre Eignung für die Aufnahme der Kennlinie  $M = f(n)$  der Asynchronmaschine untersucht.

#### 3.2.1 Schnurscheibe (Pronyscher Zaun)

Die Bremsenergie wird an der Reibungsfläche der Scheibe in Wärme umgesetzt (siehe Abbildungen 22 und 23).

Dabei gilt für Abbildung 22:

$$\begin{aligned}
 F_F &= \text{von der Federwaage aufgebrachte und angezeigte Kraft} & (3.1) \\
 F_S &= \text{Zugkraft durch Gewichtsschale und Schnur} \\
 F_G &= \text{Zugkraft durch aufgelegte Gewichte} \\
 D &= \text{Durchmesser der Scheibe} \\
 M_a &= \text{Antriebsdrehmoment} \\
 M_b &= \text{Bremsdrehmoment}
 \end{aligned}$$

$F_F$  wirkt den beiden anderen Zugkräften entgegen, es muss daher bei der Berechnung des Drehmomentes  $M_b$  subtrahiert werden:

$$M_b = \frac{D}{2}(F_G + F_S + F_F) \quad (3.2)$$

- **Vorteile**

- Einfacher Aufbau
- Für kleine bis mittlere Leistungen verwendbar

- Genauigkeit nur von den Toleranzen der Abmessungen und Gewichte abhängig

- **Nachteile**

- Erhitzung der Reibungsfläche kann zum Durchbrennen der Schnur führen
- Nicht für Dauermessungen geeignet

- **Fehlerquellen**

- Luftreibung und Kühlmittelreibung an der Scheibe

Die Reibung zwischen Schnur und Scheibe ist von der Drehzahl praktisch unabhängig. Stabile Arbeitspunkte der Antriebskennlinie  $M_a = f(n)$  mit der Bremskennlinie  $M_b = f(n)$  ergeben sich nur für  $\frac{dM_b}{dn} > \frac{dM_a}{dn}$ .

Mit diesem Verfahren kann also bei Prüfung eines Asynchronmotors nur im Bereich zwischen Leerlauf und Punkten knapp unterhalb des Kippmoments gemessen werden (siehe Abbildung 23).

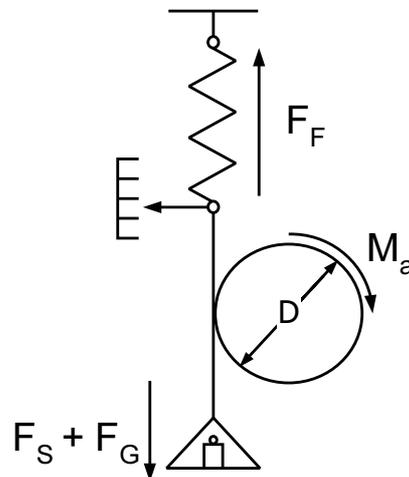


Abbildung 22: Schnurscheibe

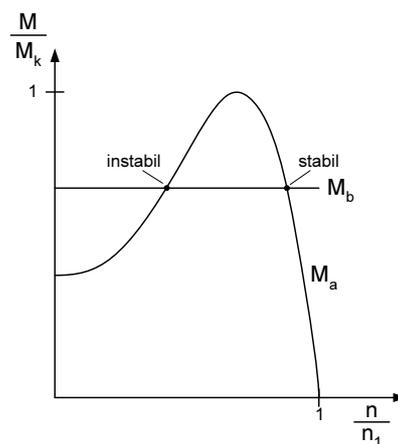


Abbildung 23: Belastung mit Schnurscheibe

### 3.2.2 Wirbelstrombremse

Der spezifische ohmsche Widerstand der Metallscheibe und die Höhe des Gleichfeldes  $\Phi$  bestimmen die bei Rotation auftretenden Wirbelströme und damit die Bremskennlinie  $M = f(n)$ . Das erforderliche bremsende Drehmoment  $M_b = F \cdot l$  kann mit Gewichten in einer am Hebelarm hängenden Waagschale ( $l$  konstant) oder mit einem Laufgewicht ( $l$  veränderlich) aufgebracht werden. Die waagerechte Lage des Armes wird unter Beobachtung einer Wasserwaage oder eines Zeigers mit Hilfe der Erregung eingestellt. Liegt der Schwerpunkt des Waagesystems der Wirbelstrombremse angenähert in der Drehachse, so dass die Neigung des Balkens keinen Fehler verursacht, kann die Messung durch Verwendung einer anzeigenden Tafel- oder Federwaage vereinfacht werden.

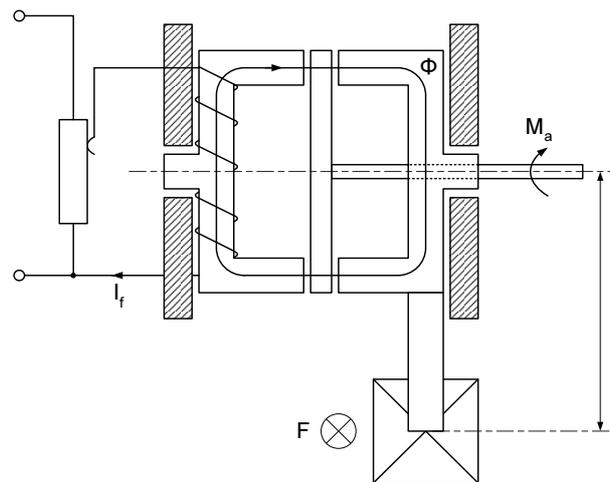


Abbildung 24: Wirbelstrombremse

- **Vorteile**

- Einfacher Aufbau
- Für kleine bis mittlere Leistungen verwendbar
- Kontinuierliche Einstellung des Bremsmoments möglich
- Geeignet für Dauerprüfungen

- **Fehlerquellen**

- Luftreibung an der Scheibe
- Lagerreibung
- Neigungsfehler des Waagesystems

Stabile Arbeitspunkte, gekennzeichnet durch  $\frac{dM_b}{dn} > \frac{dM_a}{dn}$  liegen im Anlauf- und im Arbeitsbereich der Kennlinie  $M = f(n)$  eines Asynchronmotors. Der schleifende Schnitt der Kennlinien in der Nähe des Kippmoments  $M_K$  macht dessen Messung unsicher und schwierig.

### 3.2.3 Pendelbremsmaschine

Der Ständer einer elektrischen Belastungsmaschine ist drehbar gelagert, das im Inneren erzeugte Drehmoment wird durch ein außen angebrachtes abgeglichen. Zur Anwendung kommen praktisch nur Gleichstrommaschinen. Das am Ständer angreifende Drehmoment  $M_b$  kann mit

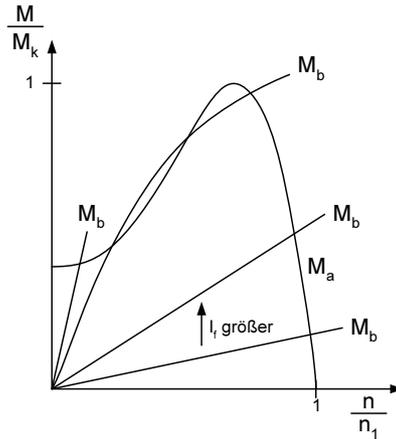


Abbildung 25: Kennlinie bei Belastung mit Wirbelstrombremse

Hebelarm und Gewichten, durch eine Feder- oder eine Hebelwaage gemessen werden. Letztere wird direkt in Nm geeicht. Für Stillstandsmessungen wird der Läufer im Ständer arretiert. Die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik der Pendelbremsmaschine hängt unter anderem von der Art der Belastung im Ankerkreis ab.

### 3.2.4 Belastung mit ohmschem Widerstand

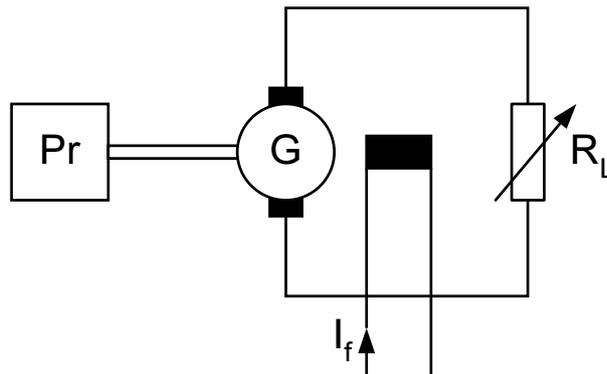


Abbildung 26: Belastung mit ohmschen Widerstand

Die im Läufer der Pendelmaschine induzierte Spannung  $U_i = c\Phi \cdot \Omega$  liegt an der Reihenschaltung aus dem Widerstand  $R_A$  des Ankerkreises und dem Belastungswiderstand  $R_L$ . Mit  $c\Phi \cdot \Omega = R \cdot I_A$  worin  $R = R_A + R_L$  ist, wird  $M_b = c\Phi \cdot I_A = \frac{(c\Phi)^2}{R} \cdot \Omega$ . Bei konstantem Erregerstrom und damit konstantem magnetischem Fluss steigt das Drehmoment linear mit der Drehzahl an:  $M_b \sim n$ ; bei konstanter Drehzahl wächst das Drehmoment mit der Erregung. Das Verhalten der Einrichtung ist daher demjenigen einer Wirbelstrombremse ähnlich. Eine weitere Verstellmöglichkeit bietet hier der Lastwiderstand  $R_L$ .

- **Vorteile**

- Bremsendes Drehmoment über  $I_f$  und  $R_L$  feinstufig einstellbar
- Verwendbar bis zu großen Bremsleistungen.

- **Nachteile**

- Bremsleistung wird in Wärme umgesetzt

- **Fehlerquellen**

- Tangentialkomponente der ausströmenden Kühlluft
- Reibung in den Gehäuselagern
- Neigungsfehler durch Unbalancen

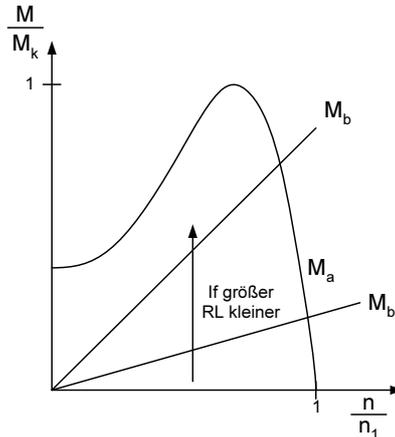


Abbildung 27: Kennlinie bei Belastung mit einem ohmschen Widerstand

### 3.2.5 Anschluss an einen Leonardsatz

An der mit dem Prüfling gekuppelten Pendelmaschine liegt die Spannung  $U$  der Leonard-Gleichstrommaschine. Für den Betrieb der Bremsmaschine als Generator mit der Drehzahl  $n$  gilt:

$$n = \frac{U + R_A \cdot I_A}{2\pi \cdot c\Phi} = \frac{U}{2\pi \cdot c\Phi} + \frac{R_A}{2\pi \cdot (c\Phi)^2} \cdot M_b \quad (3.3)$$

$M_b = c\Phi \cdot I_A$  =bremsendes Drehmoment.

Bei konstant gehaltenem Erregerfluss  $\Phi$  der Pendelmaschine wird

$$n = k_1 \cdot U + k_2 \cdot M_b \quad (3.4)$$

Wegen der sehr kleinen Konstanten ändert sich die Drehzahl  $n$  in Abhängigkeit vom Drehmoment  $M_b$  nur gering. Durch Verstellen der Spannung  $U$  über die Erregung der Leonard-Gleichstrommaschine ergibt sich ein Feld von Kennlinien (Abbildung 29), deren Schnittpunkte mit der Charakteristik der Asynchronmaschine in allen Betriebsbereichen stabile Arbeitspunkte darstellen.

- **Vorteile**

- Günstiger Verlauf der Kennlinien, z. B. beim Asynchronmotor Messung in allen Betriebsbereichen möglich
- Aus dem Netz werden nur die Verluste der Maschinen bezogen, die Bremsleistung wird zurückgeliefert
- Verwendbar bis zu großen Leistungen
- Geeignet für Dauerprüfungen

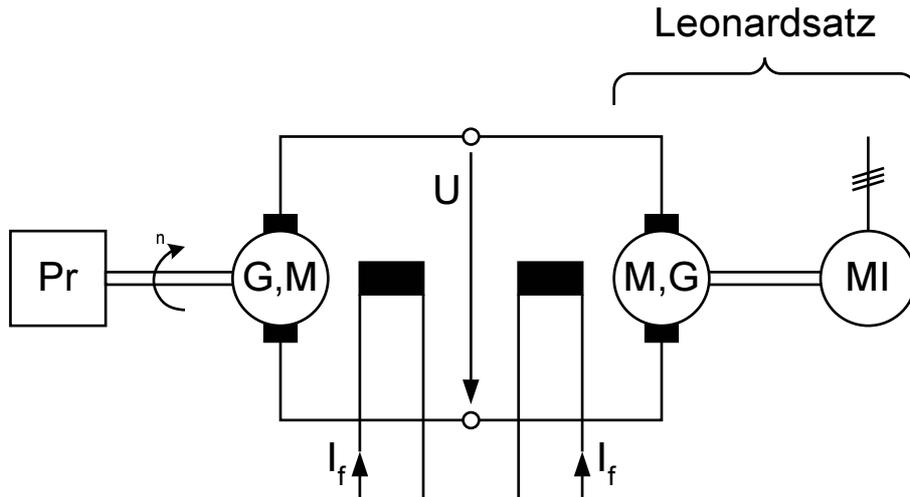


Abbildung 28: Anschluss an Leonardsatz

- **Nachteile**
  - Großer Aufwand an Maschinen
- **Fehlerquellen**
  - siehe Abschnitt 3.2.4

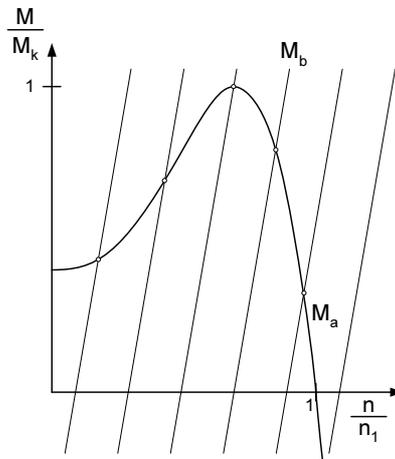


Abbildung 29: Kennlinie bei Belastung mit einem Leonardsatz

### 3.2.6 Pendelwaage

Bei kleinen und kleinsten Maschinen ist es günstiger, statt der Bremsmaschine den Prüfling selbst in eine Waage zu setzen. Dem am Ständer angreifenden Reaktionsmoment  $M_r$  hält die Kraft  $F$  (aufgelegte Gewichte, Laufgewicht) über den Hebelarm das Gleichgewicht. Die Eigenreibung des Prüflings, die bei kleinen Motoren relativ groß sein kann, wird auf diese Weise mitgemessen. Zum Bremsen können alle im vorhergehenden genannten Verfahren (Schnurscheibe, Wirbelstrombremse, Gleichstrommaschine) angewendet werden.

- **Vorteile**

- Für kleinste Motoren anwendbar
- Erfassung der Eigenreibung des Prüflings
- **Nachteile**
  - Umständliche Montage und Justierung der Pendelwaage
- **Fehlerquellen**
  - Lagerreibung der Pendelwaage
  - Ungenügende Justierung und Tarierung der Einrichtung

### 3.2.7 Torsionsmessung

Die Größe der Winkelverdrehung einer zwischen Prüfling und Bremsmaschine eingesetzten Torsionswelle wird elektrisch erfasst und auf ein Anzeigeelement übertragen.

### 3.2.8 Hochlaufmessung (Ytterbergverfahren)

Beim Hochlauf einer unbelasteten Maschine ist das Beschleunigungsmoment

$$M \approx J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \sim \frac{dn}{dt} \quad (3.5)$$

Das Drehmoment in Abhängigkeit von der Drehzahl kann während des Hochlaufs als der Differentialquotient einer drehzahlproportionalen Tachodynamospannung nach der Zeit aufgenommen werden.

- **Vorteile**
  - keine Bremsmaschine erforderlich
  - keine Verfälschung der Messergebnisse durch Erwärmung
  - keine Bremsverluste
- **Nachteile**
  - Geringe Genauigkeit des Messverfahrens

## 4 Messung der Temperatur

### 4.1 Messung der Änderung des ohmschen Widerstandes

Die spezifischen Widerstände von Kupfer und Aluminium sind im Bereich der üblichen Maschinentemperaturen lineare Funktionen der Temperatur  $t$ . Bei Extrapolation des geradlinigen Verlaufs bis zur Abszisse ergibt sich als fiktive Temperatur

$$\text{für Kupfer: } \vartheta_u = -235^\circ \text{C} \quad (4.1)$$

$$\text{für Aluminium: } \vartheta_u = -230^\circ \text{C} \quad (4.2)$$

Der ohmsche Widerstand  $R_w$  im warmen Zustand ( $\vartheta_w$ ) verhält sich zu  $R_k$  bei der Temperatur  $\vartheta_k$  des kalten Metalls wie

$$\frac{R_w}{R_k} = \frac{\vartheta_w - \vartheta_u}{\vartheta_k - \vartheta_u} \quad (4.3)$$

Als Übertemperatur  $\theta$  wird die Differenz zwischen der Temperatur  $\vartheta_w$  und einem Bezugswert, z.B.  $\vartheta_k$  bezeichnet:

$$\theta = \vartheta_w - \vartheta_k \quad (4.4)$$

Sie errechnet sich unter Verwendung des temperaturabhängigen ohmschen Widerstandes für Kupfer zu

$$\theta = \frac{R_w - R_k}{R_k} \cdot (235 + \vartheta_k) = \left( \frac{R_w}{R_k} - 1 \right) \cdot (235 + \vartheta_k) \quad (4.5)$$

Weist das Kühlmittel im Zeitpunkt der Messung des warmen Widerstandes die Temperatur  $\vartheta_{\text{Kü}}$  auf, dann beträgt die Übertemperatur bezogen auf die Kühlmitteltemperatur (VDE 0530, Par. 36) für Kupfer

$$\theta = \left( \frac{R_w}{R_k} - 1 \right) \cdot (235 + \vartheta_k) - (\vartheta_{\text{Kü}} - \vartheta_k) \quad (4.6)$$

Bei Annahme von  $\vartheta_k = 20^\circ \text{C}$  ergibt sich für eine Temperaturzunahme um  $1^\circ \text{C}$  das Widerstandsverhältnis

$$\frac{R_w}{R_k} = \frac{21 + 235}{20 + 235} = 1 + \frac{1}{255} \approx 1 + 0,004 \quad (4.7)$$

die Widerstandszunahme je  $1^\circ \text{C}$  beträgt also ungefähr 4 Promille. Unterliegen Teile des Prüflings verschieden hohen Erwärmungen (z. B. eine Wicklung), so wird mit diesem Verfahren die mittlere Übertemperatur gemessen.

## 4.2 Messung mit Thermoelement

Am Verbindungspunkt zweier verschiedener Metalle tritt eine thermoelektrische Spannung auf, deren Größe sich einmal nach der Temperatur der Übergangsstelle richtet, zum anderen nach dem Platz, den die beiden Metalle innerhalb der Spannungsreihe einnehmen. Diese Spannungsreihe ordnet die Metalle nach der Größe und dem Vorzeichen der bei einem Temperaturunterschied von  $100^\circ \text{C}$  auf Platin als Nullpunkt bezogenen Thermospannungen.

Besteht ein geschlossener Kreis aus zwei Leitern verschiedenen Materials, so ist die in ihm auftretende resultierende Spannung gleich der Differenz der thermoelektrischen Spannungen an den beiden Übergangsstellen. Die sogenannte "warme Lötstelle" liegt an dem Punkt des Prüflings, dessen Übertemperatur gemessen werden soll. Bei der Anbringung ist auf einen guten Wärmekontakt und auf die Abschirmung gegen äußere Einflüsse (Kühlluftstrom) zu achten. Die Verbindungsstelle kann z.B. zur Verbesserung des Wärmeübergangs auf ein Kupferplättchen gelötet und mit wärmeisolierendem Material abgedeckt werden. Die an der Bezugstemperatur (Umgebungsluft) liegende "kalte Lötstelle" kann von den Klemmen des Spannungsmessers gebildet werden (Vorsicht bei Instrumenten mit wärmeabstrahlender Beleuchtungseinrichtung).

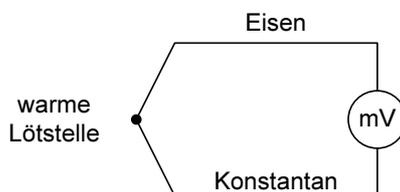


Abbildung 30: Thermoelement

Besser ist es, auch hier die beiden Metalle direkt zu verbinden und das Millivoltmeter im obigen Schaltbild in die Eisen- oder Konstantanleitung zu legen. Bei Messungen gegenüber  $\vartheta_k = 0^\circ \text{C}$  wird die kalte Lötstelle in Wasser mit schmelzendem Eis gehängt.

Die im Kreis des Thermoelements auftretende resultierende thermoelektrische Spannung sei  $U_{\text{th}}$ , aus ihr errechnet sich die gesuchte Übertemperatur. Der vom Voltmeter angezeigte Wert  $U$  muss unter Berücksichtigung des Instrumentenstromes  $I$  und der ohmschen Widerstände des Messkreises korrigiert werden

$$U_{\text{th}} = U + I \cdot R_L = U \cdot \left(1 + \frac{R_L}{R_V}\right) \quad (4.8)$$

mit

$$R_L = \text{ohmscher Widerstand des Thermoelements}$$

$$R_V = \frac{U}{I} = \text{Innenwiderstand des Voltmeters}$$

Ein wichtiges Element ist das Eisen-Konstantan-Thermoelement. Die thermoelektrische Spannung dieses Elements ist zwischen  $0^\circ C$  und  $150^\circ C$  von der Temperaturdifferenz  $\theta$  zwischen den beiden Lötstellen praktisch linear abhängig. Eine Spannungszunahme um 1 mV entspricht einem Temperaturanstieg um  $18,5^\circ C$ . Hieraus folgt:

$$\frac{\theta}{[^\circ C]} = 18,5 \frac{U_{\text{th}}}{[mV]} \cdot \left(1 + \frac{R_L}{R_V}\right) \quad (4.9)$$

#### 4.2.1 Messung mit Flüssigkeitsthermometer

Zur Erreichung eines guten Wärmekontaktes wird die Thermometerkugel mit Metallfolie umgeben. Äußere Einflüsse (Kühlluftstrom) werden durch Umwickeln des Schaftes mit wärmeisolierendem Material ferngehalten.

# **Drehzahl geregelter Gleichstromantrieb für Vierquadranten-Betrieb (GA)**

Elektrotechnisches Institut

2009

# 1 Einführung

Im Versuch „Drehzahl geregelter Gleichstromantrieb für Vierquadranten-Betrieb (GA)“ soll gezeigt werden, wie der Entwurf und die Erprobung dynamisch hochwertiger Regelungen für Gleichstrommaschinen, die über netzgeführte Umkehrstromrichter gespeist werden, durchgeführt wird.

Zu diesem Zweck ist ein Versuchsstand mit zwei stromrichtergespeisten Gleichstrommaschinen aufgebaut, bei dem die eine Gleichstrommaschine (GM1) drehzahl geregelt wird und die andere Maschine (GM2) strom geregelt als Belastungseinrichtung dient. Während die Stromregelkreise beider Maschinen fest eingestellt sind, können die Regelparameter des vorhandenen Drehzahlreglers variiert werden. Die Einstellung dieser Parameter, sowie die Untersuchung des sich daraus ergebenden Antriebsverhaltens sind die wesentlichen, am Versuchsstand durchzuführenden Arbeiten.

## 2 Aufbau

### 2.1 Leistungsteil

Die im Versuchsstand eingesetzten Gleichstrommaschinen werden über netzgeführte Umkehrstromrichter in Drehstrombrückenschaltung gespeist. Während die Belastungsmaschine von einem kreisstrombehafteten Umkehrstromrichter in Kreuzschaltung [1][2] gespeist wird, handelt es sich beim Stellglied für die drehzahlregelnde Gleichstrommaschine um einen kreisstromfreien Umkehrstromrichter mit zwei antiparallelen Drehstrombrückenschaltungen [1][2]. Die Abbildungen 1 und 2 zeigen die Prinzipschaltbilder der beiden genannten Stromrichter. In systemdynamischer Hinsicht unterscheiden sich beide Stromrichtervarianten im Wesentlichen dadurch, dass beim kreisstromfreien Umkehrstromrichter der Strom prinzipbedingt lücken kann – mit der dadurch bedingten strukturellen Änderung der Regelstrecke – und auch eine strom- bzw. momentenlose Pause bei der Ankerstromumkehr auftritt. Der kreisstrombehaftete Umkehrstromrichter weist diese Nachteile nicht auf, da der dort fließende Kreisstrom dafür sorgt, dass sich die Teilstromrichter nie im lückenden Betrieb befinden. Aus diesem Grund tritt auch bei der Ankerstromumkehr keine stromlose Pause auf.

Während vor einigen Jahrzehnten als dynamisch hochwertige Stellglieder deshalb ausschließlich kreisstrombehaftete Umkehrstromrichter eingesetzt wurden, sind die Messtechnik und die erforderlichen Regelungsverfahren heute soweit entwickelt, dass auch kreisstromfreie Umkehrstromrichter eine hohe Dynamik liefern. Da beim kreisstromfreien Umrichter die Kreisstromdrossel ( $L_{Kr}$ ), sowie der Dreiwicklungstransformator wegfallen und der steuerungs- und regelungstechnische Aufwand mit dem beim Kreisstrombehafteten Umkehrstromrichter vergleichbar ist, werden heute praktisch ausschließlich kreisstromfreie Umrichter eingesetzt. Aus diesem Grund wird im Folgenden nur diese Stromrichtervariante hinsichtlich ihrer regelungstechnischen Eigenschaften näher erläutert. Interessierte Leser finden über die Regelung kreisstrombehafteter Umkehrstromrichter in [1] weitergehende Literatur.

Das Übersichtsschaltbild des gesamten Leistungsteils, sowie die zugehörige grundsätzliche Regelungsstruktur ist in Abbildung 3 dargestellt.

Im aufgebauten Versuchsstand werden beide Stromrichter aus anlagentechnischen Gründen über Transformatoren aus dem 125 V-Drehstromnetz gespeist, wobei dem kreisstrombehafteten Umkehrstromrichter ein Transformator mit zwei galvanisch getrennten Sekundärwicklungen vorgeschaltet ist. Durch die galvanische Trennung wird die Pulszahl des dann 6-pulsigen Kreisstromes gegenüber einer transformatorlosen Ausführung verdoppelt und somit dessen Welligkeit reduziert. Aufgrund der gewählten Übersetzungsverhältnisse der Transformatoren ergeben sich

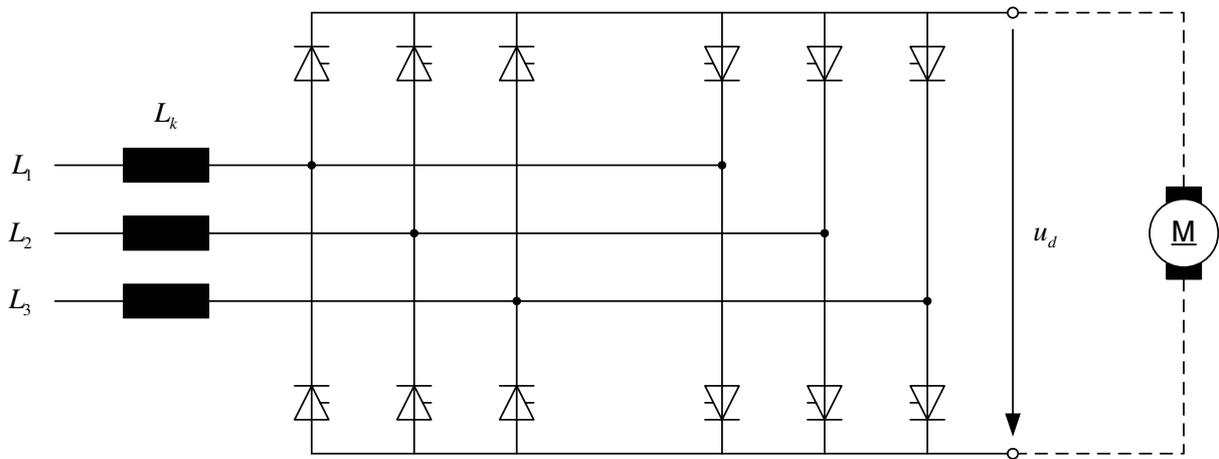


Abbildung 1: Prinzipschaltbild eines kreisstromfreien, netzgeführten Umkehrstromrichters in Gegenparallelschaltung

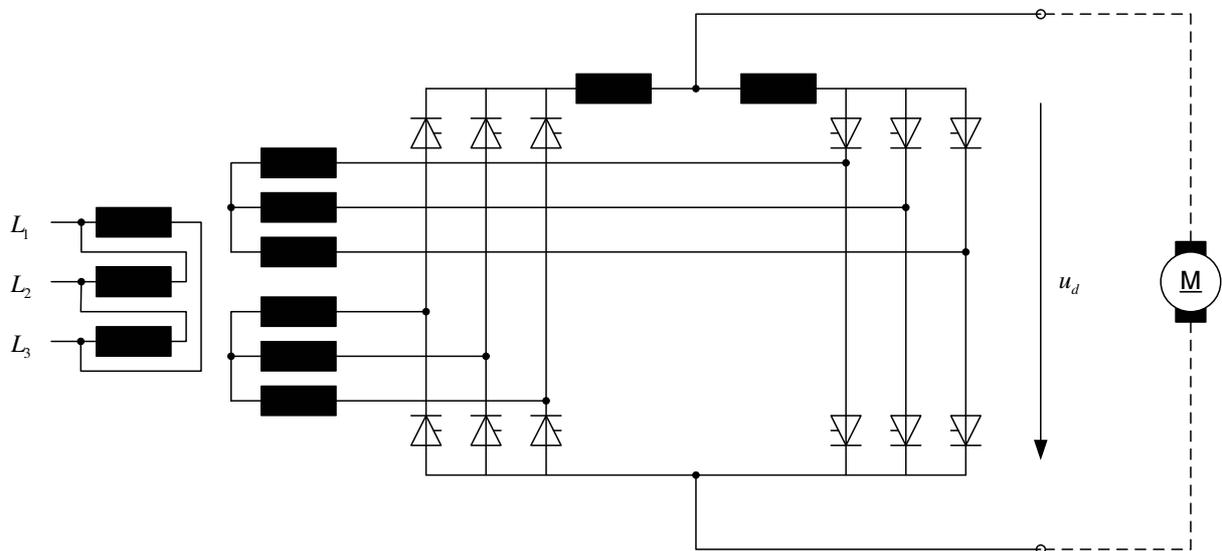


Abbildung 2: Prinzipschaltbild eines kreisstrombehafteten, netzgeführten Umkehrstromrichters in Kreuzschaltung



für die die Gleichstrommaschinen 1 bzw. 2 speisenden Umkehrstromrichter die idellen Leerlaufspannungen  $U_{di,0} \approx 270 \text{ V}$  bzw.  $U_{di,0} \approx 292 \text{ V}$ .

Die Erregung beider Gleichstrommaschinen erfolgt über im Versuchsaufbau integrierte Feldstromspeisegeräte, die jeweils eine halbgesteuerte Zweipulsbrücke als Stellglied sowie eine Feldstromregelung enthalten.

Die Strommessungen werden mit schnellen Kompensationsstromwandlern durchgeführt, deren Grenzfrequenz bei ca. 100 kHz liegt. Die Strommessung kann daher als verzögerungsfrei betrachtet werden. Die Drehzahlmessung erfolgt über einen an der Antriebswelle angeflanschten Inkrementalgeber mit Auswerteeinrichtung, der ein Glättungsglied mit einer Zeitkonstanten von 10 ms nachgeschaltet ist. Die Ankerströme  $i_{A,1}$  und  $i_{A,2}$  beider Gleichstrommaschinen werden über Digitalanzeigen ständig angezeigt. Darüber hinaus lassen sich alle interessierenden Größen durch Abgriff am Übersichtsschaltbild des Versuchstandes oszillographieren.

## 2.2 Elektronikteil

Alle Steuer- und Regeleinrichtungen des Versuchs sind in Analogtechnik ausgeführt. Die Bezugsspannungen betragen 10 V. Die gesamte Elektronik ist in 19-Zoll-Einschüben untergebracht, die ihrerseits in einem fahrbaren Schaltschrank gemeinsam mit den Stromrichtern montiert sind. Abbildung 4 zeigt die Anordnung der Baugruppen im Schaltschrank. Die Regelstruktur der

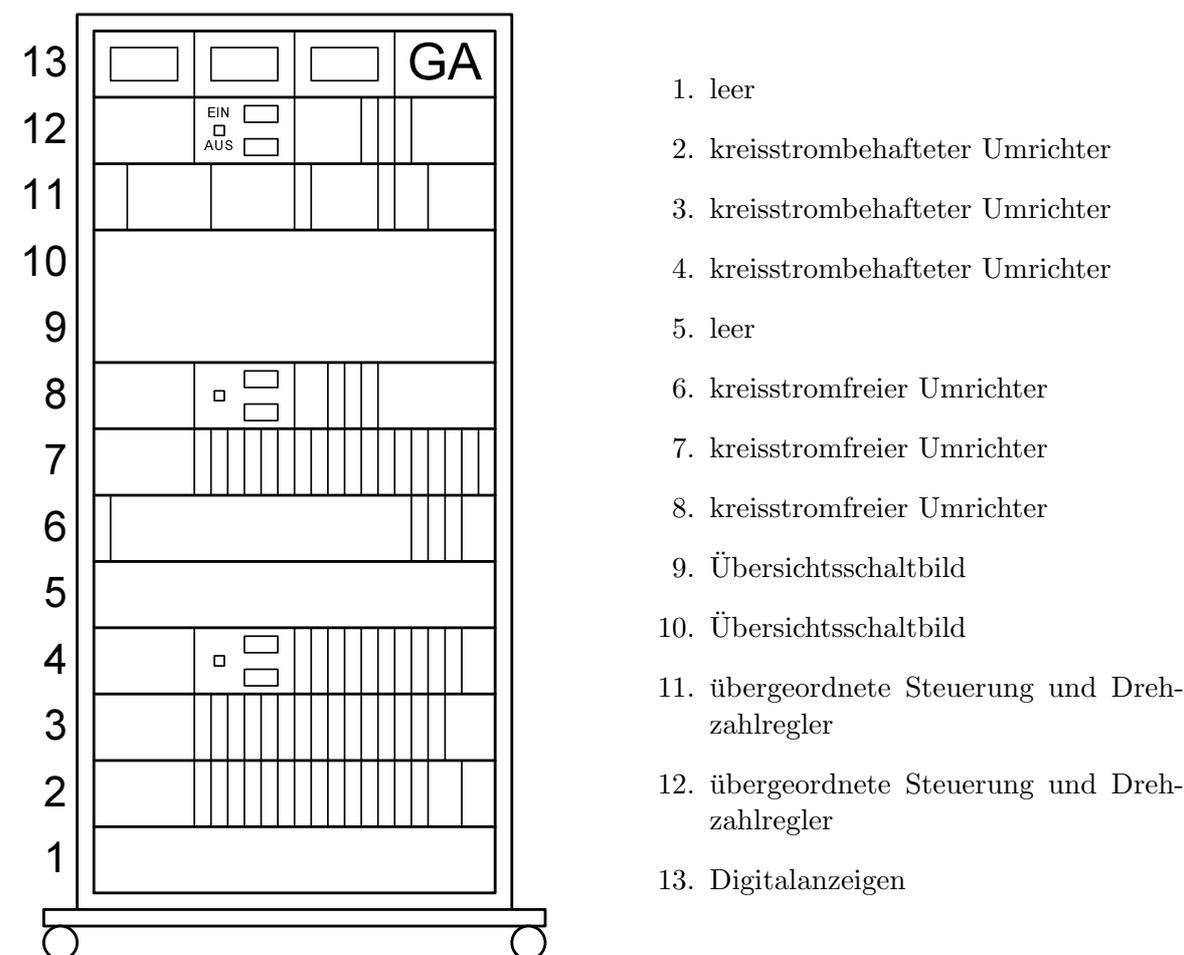


Abbildung 4: Anordnung der Baugruppen im Schaltschrank

drehzahlregelnden Gleichstrommaschine (GM 1) ist als Kaskadenregelung in der in Abbil-

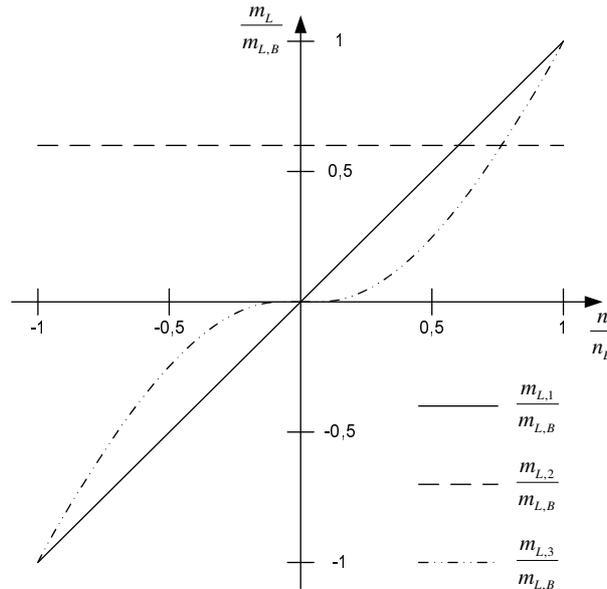


Abbildung 5: Einstellbare Kennlinien für die Belastungseinrichtung

dung 3 dargestellten Weise ausgeführt. Der innere Regelkreis ist der Ankerstromregelkreis und der äußere der Drehzahlregelkreis. Die Belastungsmaschine (GM2) wird dagegen nur stromgeregelt. Die Ausgangsgrößen  $u_{St,1}$  und  $u_{St,2,I}$  bzw.  $u_{St,2,II}$  der beiden Stromregler sind die Eingangsgrößen der jeweiligen Stromrichtersteuersätze. Die Führungsgröße  $i_{A,w,1}$  des Ankerstromreglers der Gleichstrommaschine 1 ist zugleich die Ausgangsgröße des Drehzahlreglers. Der Ankerstromsollwert  $i_{A,w,2}$  der Belastungsmaschine hängt dagegen über eine einstellbare Kennlinie von der Antriebsdrehzahl ab. Dadurch können unterschiedliche Lastcharakteristiken (Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien) realisiert werden. Zur Auswahl stehen drei verschiedene Kennlinien:

1.  $\frac{m_{L,1}}{m_{L,B}} = k_1; \quad 0 \leq k_1 \leq 1$

Das Lastmoment ist drehzahlunabhängig und hat den konstanten Wert  $k_1 \cdot m_{L,B}$ . Mit  $m_{L,B}$  wird dabei das Bezugsmoment bezeichnet. Derartige Kennlinien weisen z.B. Hebezeuge auf.

2.  $\frac{m_{L,2}}{m_{L,B}} = k_2 \cdot \frac{n}{n_B}; \quad 0 \leq k_2 \leq 1$

Es handelt sich hierbei um eine lineare Kennlinie, bei der das Bezugsmoment  $m_{L,B}$  für  $k_2 = 1$  bei der Bezugsdrehzahl  $n_B$  erreicht wird. Eine derartige Kennlinie tritt z.B. bei Kalandern [2] auf.

3.  $\frac{m_{L,3}}{m_{L,B}} = k_3 \cdot \text{sign}(n) \cdot \left(\frac{n}{n_B}\right)^2; \quad 0 \leq k_3 \leq 1$

Der Betrag des Lastmoments  $m_L$  hängt quadratisch von der Drehzahl  $n$  ab. Bei der Bezugsdrehzahl  $n_B$  wird für  $k_3 = 1$  das Bezugsmoment  $m_{L,B}$  des Antriebs erreicht. Diese Form der Kennlinie liegt z.B. bei Lüftern vor.

Abbildung 5 veranschaulicht beispielhaft die einstellbare Belastungskennlinien.

### 3 Modellbildung des Umkehrstromrichtergespeisten Gleichstromantriebs

#### 3.1 Gleichungen und Strukturbilder der Gleichstrommaschine

Ankerkreis und mechanischer Teil einer kompensierten, fremderregten Gleichstrommaschine werden durch die Gleichungen

$$u_A = R_A \cdot i_A + L_A \cdot \dot{i}_A + u_{\text{ind}} \quad (3.1)$$

$$J\dot{\Omega} = m_i - m_L \quad (3.2)$$

mit

$$u_{\text{ind}} = c\Phi \cdot \Omega \quad (3.3)$$

$$m_i = c\Phi \cdot i_A \quad (3.4)$$

beschrieben [3]. Darin bezeichnet  $u_A$  die Ankerspannung,  $i_A$  den Ankerstrom,  $u_{\text{ind}}$  die induzierte Spannung,  $\Omega$  die Kreisfrequenz der Antriebswelle,  $m_i$  das innere Moment und  $m_L$  das Lastmoment. Als Maschinenparameter treten der Ankerkreiswiderstand  $R_A$ , die Ankerkreisinduktivität  $L_A$ , das Trägheitsmoment  $J$  sowie der Hauptfluss  $\Phi$  und die Maschinenkonstante  $c$  auf.

Setzt man die Gleichungen 3.3 und 3.4 in die Gleichungen 3.1 und 3.2 ein, dann erhält man die Gleichungen des Ankerkreises und des mechanischen Teils der Gleichstrommaschine in der Form

$$u_A = R_A \cdot i_A + L_A \cdot \dot{i}_A + c\Phi \cdot \Omega \quad (3.5)$$

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} \cdot (c\Phi \cdot i_A - m_L) \quad (3.6)$$

Laplace-Transformation dieser beiden Gleichungen und Auflösen nach  $I_A(s)$  bzw.  $\Omega(s)$  führt schließlich auf das Ergebnis

$$I_A(s) = \frac{1}{R_A} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_A}{R_A}} \cdot (U_A(s) - c\Phi \cdot \Omega(s)) \quad (3.7)$$

$$\Omega(s) = \frac{1}{J \cdot s} \cdot (c\Phi \cdot I_A(s) - M_L(s)) \quad (3.8)$$

Für den Quotienten  $\frac{L_A}{R_A}$  wird im Folgenden die Abkürzung

$$T_A = \frac{L_A}{R_A} \quad (3.9)$$

eingeführt, die als Ankerzeitkonstante bezeichnet wird. Aus den Gleichungen 3.7 und 3.8 kann unmittelbar das Strukturbild der Gleichstrommaschine bei gegebener Erregung ermittelt werden (siehe Abbildung 6). Die Produktbildung aus  $i_A$  und  $c\Phi$  ist hierbei in Form von Multiplikationsgliedern dargestellt, da der Hauptfluss  $\Phi$  im Feldschwächbetrieb veränderlich ist. Das Übertragungsverhalten der Gleichstrommaschine ergibt sich durch gegenseitiges Einsetzen der Gleichungen 3.7 und 3.8 sowie anschließendem Auflösen nach  $I_A(s)$  bzw.  $\Omega(s)$ . Zur Vereinfachung der Schreibweise werden hierzu noch die Abkürzungen

$$T_M = \frac{J \cdot R_A}{(c\Phi_n)^2} \quad (3.10)$$

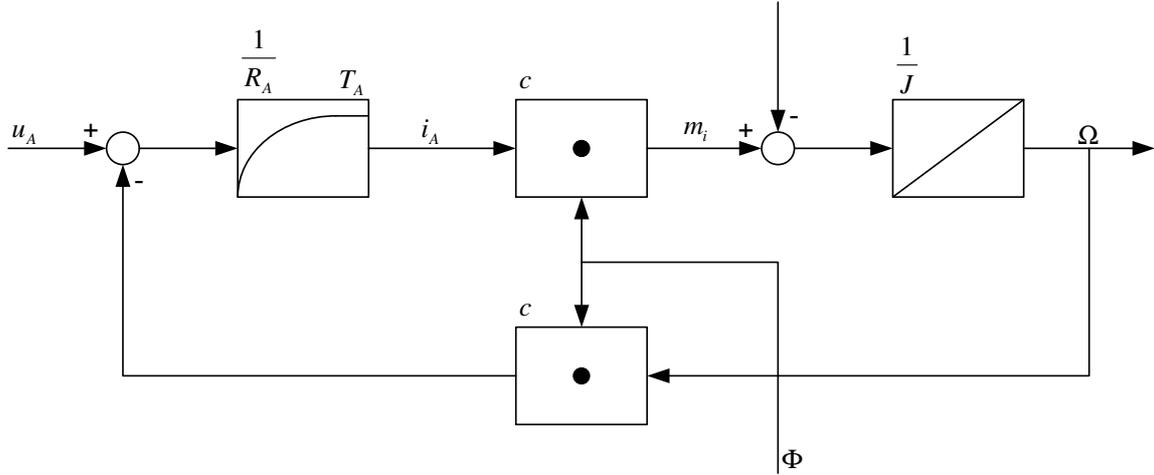


Abbildung 6: Strukturbild der Gleichstrommaschine (ohne Erregerkreis)

bzw.

$$T'_M = \frac{J \cdot R_A}{(c\Phi)^2} \quad (3.11)$$

eingeführt.  $\Phi_n$  bezeichnet dabei den Nennfluss. Die Übertragungsfunktionen lauten dann

$$I_A(s) = \frac{\frac{1}{R_A} \cdot T'_m s}{1 + T'_M s + T_A T'_M s^2} U_A(s) - \frac{\frac{1}{c\Phi} \cdot (1 + T_A s)}{Js(1 + T'_M s + T_A T'_M s^2)} M_L(s) \quad (3.12)$$

$$\Omega(s) = \frac{\frac{1}{c\Phi}}{1 + T'_M s + T_A T'_M s^2} U_A(s) - \frac{(1 + T_A s) T'_M s}{Js(1 + T'_M s + T_A T'_M s^2)} M_L(s) \quad (3.13)$$

Vernachlässigt man hierin das dynamische Verhalten des Ankerkreises, das heißt setzt man  $T_A = 0$ , dann erhält die Abkürzung  $T_M$  bzw.  $T'_M$  die Bedeutung einer Zeitkonstanten. Da in diesem Fall nur noch die mechanische Gleichung in der Modelldynamik berücksichtigt ist, wird  $T_M$  bzw.  $T'_M$  mechanische Zeitkonstante (bzw. Nennerregung bzw. bezüglich der momentanen Erregung) genannt.

Für den Feldkreis der Gleichstrommaschinen gelten unter Vernachlässigung des Streuflusses und unter der Annahme einer kompensierten Maschine die Gleichungen

$$u_F = R_F \cdot i_F + w_F \cdot \dot{\Phi} \quad (3.14)$$

$$\phi = f(i_F) \text{ bzw.} \quad (3.15)$$

$$i_F = f^{-1}(\Phi) \quad (3.16)$$

Mit  $u_F$  wird darin die Feldspannung, mit  $i_F$  der Feldstrom und mit  $w_F$  die Windungszahl der Feldwicklung bezeichnet. Gleichung 3.15 deutet an, dass der Hauptfluss  $\Phi$  über die nichtlineare Magnetisierungskennlinie  $f(i_F)$  vom Feldstrom abhängt. Der Grundsätzliche Verlauf der Magnetisierungskennlinie ist in Abbildung 7 dargestellt.

Wird die Maschine im linearen Teil der Magnetisierungskennlinie betrieben, dann gilt

$$f(i_F) = \frac{L_F}{w_F} \cdot i_F \quad (3.17)$$

wobei die Konstante  $L_F$  als Feldinduktivität bezeichnet wird.

Einsetzen von Gleichung 3.16 in Gleichung 3.14 und Auflösen nach  $\dot{\Phi}$  führt unmittelbar auf das Strukturbild des Feldkreises (siehe Abbildung 8). Im Fall, dass nur der lineare Teil der

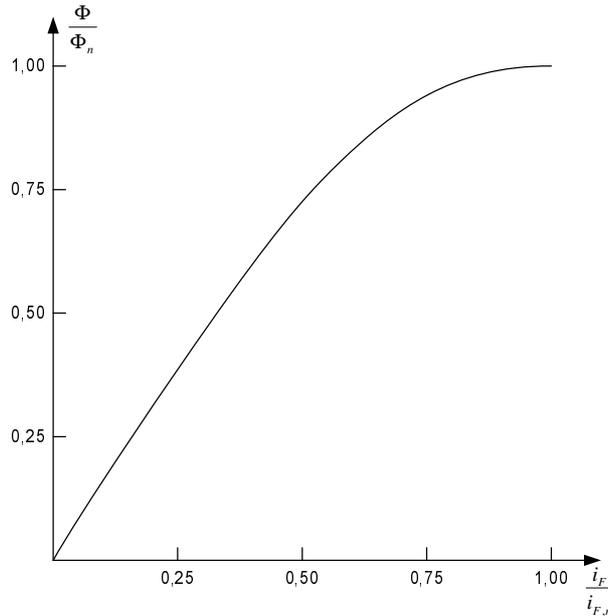


Abbildung 7: Grundsätzlicher Verlauf der Magnetisierungskennlinie einer Gleichstrommaschine

Magnetisierungskennlinie durchfahren wird, vereinfacht sich das Strukturbild erheblich (siehe Abbildung 9), da dann alle Glieder linear sind und zu einem Verzögerungsglied erster Ordnung zusammengefasst werden können. Für die darin mit  $T_F$  bezeichnete Feldzeitkonstante gilt,

$$T_F = \frac{L_F}{R_F} \quad (3.18)$$

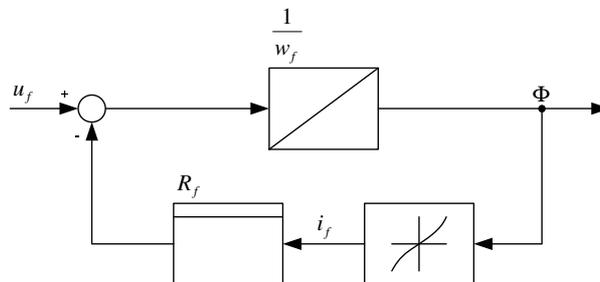


Abbildung 8: Allgemeines Strukturbild des Feldkreises

Im Hinblick auf die Modellbildung des gesamten Antriebs einschließlich der Belastungseinrichtung werden noch folgende Vereinfachungen angenommen:

- Die Kupplung beider Gleichstrommaschinen sei starr. Das hat zur Folge, dass keine weiteren Differentialgleichungen zur Modellierung des mechanischen Antriebsverhaltens erforderlich sind und dass somit der Parameter  $J$  die Summe der Trägheitsmomente der Antriebs- und Belastungsmaschine beinhaltet.
- Die zeitliche Verzögerung zwischen Ankerstromsoll- und istwert beim Ankerstromregelkreis der Belastungsmaschine sei vernachlässigbar, so dass nicht nur der Laststromsollwert, sondern auch der Laststromistwert entsprechend der gewählten Kennlinie von der Drehzahl abhängt.

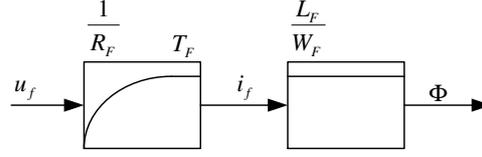


Abbildung 9: Strukturbild des Feldkreises, wenn die Magnetisierungskennlinie nur im linearen Teil durchfahren wird

Um allgemeingültige Aussagen über das dynamische und stationäre Verhalten der Gleichstrommaschine zu erhalten, ist es oft günstig, die jeweiligen Gleichungen zu normieren. Auch im Hinblick auf die elektronische Realisierung der Regler ist es zweckmäßig, alle Größen auf charakteristische Werte oder auf Maximalwerte zu beziehen.

Zur Demonstration der grundsätzlichen Vorgehensweise bei der Normierung, werden die zu Beginn des Abschnitts angegebenen Gleichungen des Ankerkreises und des mechanischen Teils der Gleichstrommaschine normiert. Die Normierung der Feldgleichungen, auf die hier aus Platzgründen verzichtet wird, erfolgt entsprechend. Als Bezugsgrößen werden verwendet (Kennzeichnung durch Index B):

$$u_{A,B} = U_{A,n} \quad (\text{Ankerspannung}) \quad (3.19)$$

$$i_{A,B} = I_{A,n} \quad (\text{Ankernennstrom}) \quad (3.20)$$

$$\Phi_B = \Phi_n \quad (\text{Nennfluss}) \quad (3.21)$$

$$\Omega_B = \frac{U_{A,n}}{c\Phi_n} \quad (3.22)$$

$$m_{L,B} = c\Phi_n I_{A,n} \quad (3.23)$$

Die Normierung selbst erfolgt nun dadurch, dass die Gleichungen 3.1 und 3.2 durch die Bezugsgrößen  $u_{A,B}$  bzw.  $\Omega_B$  sowie die rechten Seite derselben Gleichungen mit  $i_{A,B}$ ,  $\Phi_B$ ,  $\Omega_B$  und  $m_{L,B}$  erweitert werden. Man erhält so die Darstellungsweise

$$\frac{u_A}{u_{A,B}} = \frac{R_A i_{A,B}}{u_{A,B}} \frac{i_A}{i_{A,B}} + \frac{L_A i_{A,B}}{u_{A,B}} \left( \frac{i_A}{i_{A,B}} \right)^{\bullet} + \frac{c \frac{\Phi}{\Phi_B} \Omega_B}{u_{A,B}} \frac{\Omega}{\Omega_B} \quad (3.24)$$

$$\left( \frac{\Omega}{\Omega_B} \right)^{\bullet} = \frac{c \frac{\Phi}{\Phi_B} \Phi_B i_{A,B}}{J \Omega_B} \frac{i_A}{i_{A,B}} - \frac{m_{L,B}}{J \Omega_B} \frac{m_L}{m_{L,B}} \quad (3.25)$$

Mit den normierten Größen (Kennzeichnung durch „\*“)

$$u_A^* = \frac{u_A}{u_{A,B}} \quad (3.26)$$

$$i_A^* = \frac{i_A}{i_{A,B}} \quad (3.27)$$

$$\Phi^* = \frac{\Phi}{\Phi_B} \quad (3.28)$$

$$n^* = \frac{\Omega}{\Omega_B} \quad (3.29)$$

$$m_L^* = \frac{m_L}{m_{L,B}} \quad (3.30)$$

sowie dem normierten Ankerkreiswiderstand

$$R_A^* = \frac{R_A I_{A,B}}{u_{A,B}} \quad (3.31)$$

erhält man unter Berücksichtigung der Festlegungen in den Gleichungen 3.19 bis 3.23 und unter Beachtung der Zeitkonstantendefinition 3.9 und 3.11 schließlich die normierte Ankerkreis- und mechanische Gleichung

$$u_A^* = R_A^* i_A^* + R_A^* T_A \dot{i}_A^* + \Phi^* n^* \quad (3.32)$$

$$\dot{n}^* = \frac{R_A^*}{T_M} (\Phi^* i_A^* - m_L^*) \quad (3.33)$$

Laplace-Transformation der Gleichungen 3.32 und 3.33 führt auf die Gleichungen

$$I_A^*(s) = \frac{1}{R_A^*} \frac{1}{1 + T_A s} (U_A^*(s) - \phi^* N^*(s)) \quad (3.34)$$

$$N^*(s) = \frac{R_A^*}{T_M s} (\Phi^* I_A^*(s) - M_L^*(s)) \quad (3.35)$$

Das zugehörige Strukturbild ist in Abbildung 10 dargestellt.

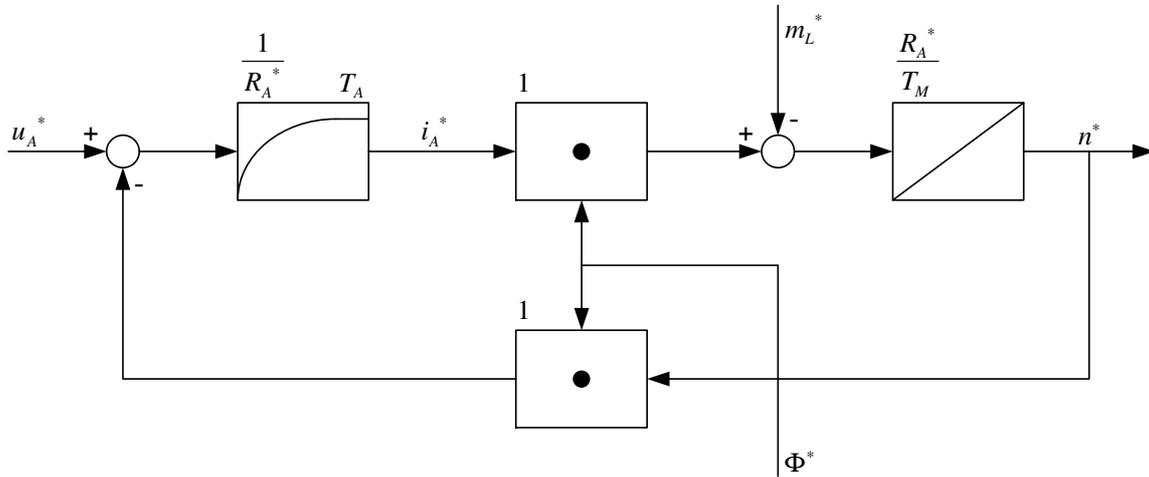


Abbildung 10: Strukturbild der normierten Gleichstrommaschine

## 3.2 Approximation des Stromrichters

Aufgrund seines schaltenden Verhaltens ist das dynamische Verhalten des als Stellglied verwendeten Stromrichters nichtlinear. Lediglich für die über eine Pulsperiode gemittelte Stromrichterausgangsspannung  $u_d(t)$  kann durch geeignete Vorgabe des Steuerwinkels  $\alpha$  ein linearer Zusammenhang mit der vom Ankerstromregler vorzugebenden Steuerspannung  $u_{St}$  hergestellt werden. Wie dazu der Steuerwinkel gewählt werden muss, wird im folgenden erläutert. Hierbei wird zunächst der Fall betrachtet, dass der Ankerstrom nicht lückt. Anschließend wird gezeigt, wie die ermittelten Zündwinkel bei lückendem Ankerstrom korrigiert werden müssen, um in beiden Fällen die gleiche Verstärkung des Stromrichters, d.h. den gleichen Proportionalitätsfaktor zwischen gemittelter Stromrichterausgangsspannung und Steuerspannung zu erzielen.

### 3.2.1 Steuerwinkelvorgabe bei nicht lückendem Ankerstrom

Für den sich im stationären Zustand einstellenden Mittelwert  $U_{di,\alpha}$  der Stromrichterausgangsspannung,  $u_d$  gilt

$$U_{di,\alpha} = U_{di,0} \cdot \cos(\alpha) \quad (3.36)$$

mit

$$U_{di,0} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} \cdot U_N \quad (3.37)$$

$U_{di,0} = U_{di,\alpha}(\alpha = 0)$  ist die ideale Leerlaufspannung des Stromrichters. Mit  $U_N$  wird der Effektivwert der sinusförmig angenommenen Netzaußenleiterspannung bezeichnet.

Um nun zwischen der als konstant angenommenen Steuerspannung  $u_{St}$  und dem Mittelwert  $U_{di,\alpha}$  der Stromrichterausgangsspannung eine lineare Abhängigkeit zu erhalten, muss für den Steuerwinkel die Beziehung

$$\cos(\alpha) = \frac{u_{St}}{u_{St,0}} \quad (3.38)$$

gelten.  $u_{St,0}$  ist dabei derjenige Wert der Steuerspannung, bei dem  $\alpha = 0$  erreicht wird. Gleichung 3.38 in Gleichung 3.36 eingesetzt führt auf die Beziehung

$$U_{di,\alpha} = \frac{U_{di,0}}{u_{St,0}} u_{St} \quad (3.39)$$

zwischen mittlerer Stromrichterausgangs- und Steuerspannung. Die Normierung von Gleichung 3.39 mit den Bezugsgrößen

$$U_{di,\alpha,B} = U_{A,n} \quad (3.40)$$

$$u_{St,B} = u_{E,B} = 10 \text{ V} \quad (3.41)$$

ergibt mit

$$U_{di,\alpha}^* = \frac{U_{di,\alpha}}{U_{di,\alpha,B}} \quad (3.42)$$

$$u_{St}^* = \frac{u_{St}}{u_{St,B}} \quad (3.43)$$

schließlich die bezogene Darstellung

$$U_{di,\alpha}^* = K_{SR}^* \cdot u_{St}^* \quad (3.44)$$

mit

$$K_{SR}^* = \frac{U_{di,0} \cdot u_{E,B}}{u_{St,0} \cdot U_{A,n}} \quad (3.45)$$

$u_{E,B}$  ist dabei die Elektronikbezugsspannung, die im Versuchsaufbau eigentlich 10 V beträgt. Gleichung 3.39 und 3.44 gelten exakt jedoch nur für den stationären Zustand. Da sich der Stromrichter in dynamischer Hinsicht nach wie vor nichtlinear verhält, ist es grundsätzlich nicht möglich, ihn durch eine lineare Übertragungsfunktion genau zu beschreiben. Um dennoch einen linearen, den Antrieb in der gewünschten Weise beeinflussenden Ankerstromregler mit linearen Entwurfsverfahren berechnen zu können, wird die Dynamik des Stromrichters durch ein geeignetes lineares Übertragungsglied angenähert. Hierzu bietet sich zum einen ein Verzögerungsglied erster Ordnung und zum anderen ein Totzeitglied an. Um sicherzustellen, dass sich mit dieser Approximation beim Ankerstromreglerentwurf keine betragsmäßig zu hohe Reglerparameter ergeben, die womöglich zur Instabilität des Antriebs führen, darf beim Verzögerungsglied die Zeitkonstante, bzw. beim Totzeitglied die Totzeit nicht zu klein gewählt werden. Als ausreichend hat es sich dabei erwiesen, die Zeitkonstante, bzw. die Totzeit gleich der halben Pulsperiode des Stromrichters zu setzen. Der im stationären Zustand gültige Proportionalitätsfaktor  $K_{SR}^*$  zwischen dem Mittelwert der normierten Stromrichterausgangsspannung und der normierten

Steuerspannung wird dann als Verstärkungsfaktor des Verzögerungs- bzw. Totzeitgliedes verwendet. Als Ausgangsgröße dieses linearen Ersatzübertragungsgliedes wird dann die normierte Ausgangsspannung gewählt.

Im folgenden wird als Approximation des dynamischen Stromrichterhaltens das Totzeitglied mit der Totzeit

$$T_t = \frac{1}{2} \frac{1}{p \cdot f_N} \approx 1,67 \text{ ms} \quad (3.46)$$

gewählt ( $f_N$ : Netzfrequenz,  $p$ : Pulsfrequenz). Diese Wahl der Totzeit kann auch als „statistische Totzeit“ interpretiert werden. Die Zeit zwischen Steuerspannungsverstellung und der Reaktion des Stromrichters auf diese Änderung wird dabei als statistisch verteilt betrachtet (abhängig vom Arbeitspunkt), wobei die minimale Totzeit Null und die maximale Totzeit  $\frac{1}{p \cdot f_N}$  beträgt [4]. Für den Reglerentwurf wird dann gerade der Mittelwert der Totzeit, die als gleichverteilt angenommen wird, verwendet. Abbildung 11 zeigt die so erhaltene Ersatzstruktur des Stromrichters.

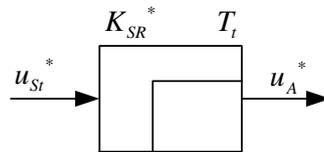


Abbildung 11: Näherungsweise gültiges Strukturbild des verwendeten Stromrichters

Anzumerken ist noch, dass eine genauere Modellbildung eines netzgeführten Stromrichters dann erzielt werden kann, wenn man den gesamten Antrieb als zeitdiskretes System beschreibt [5]. Da die Beschreibungsformen zeitdiskreter Systeme für den vorliegenden Versuch jedoch nicht vorausgesetzt werden können, wird hier auf diese Darstellungsweise verzichtet.

### 3.2.2 Steuerwinkelvorgabe bei lückendem Ankerstrom

Der Ausgangsstrom einer Sechspulsbrücke kann sein Vorzeichen nicht ändern (In der Regel wird der Zählpfeil des Ausgangstroms so gewählt, dass ein positiver Strom fließen kann).

Ist nun die Stromrichterausgangsspannung  $u_d$  lange genug kleiner als die induzierte Spannung der an den Stromrichter angeschlossenen Gleichstrommaschine, dann nimmt der Anker- bzw. Stromrichterausgangsstrom so lange ab, bis er Null wird und die Thyristoren somit sperren. Ab diesem Zeitpunkt nimmt  $u_d$  den Wert der induzierten Spannung an. Erst wenn nach einer erneuten Thyristorzündung  $u_d$  wieder größer wird als  $u_{ind}$ , beginnt wieder Strom zu fließen.

Während der Ankerstrom lückt, weicht also die Stromrichterausgangsspannung  $u_d$  von demjenigen Wert ab, der sich bei nichtlückendem Ankerstrom ergeben würde. Gleichung 3.36 gilt somit nicht mehr. Um dennoch für die Spannungsmittelwerte eine lineare Beziehung zwischen Stromrichterausgangs- und Steuerspannung herzustellen, muss die Steuerwinkelermittlung modifiziert werden. Dabei ist zu beachten, dass bei lückendem Strom die tatsächliche Stromrichterausgangsspannung betragsmäßig immer größer ist als diejenige Ausgangsspannung, die sich bei nichtlückendem Strom einstellen würde. Um diesen Effekt im Mittel zu korrigieren, muss der Steuerwinkel korrigiert werden, und zwar gerade so weit, dass die dadurch entstehende Verringerung der mittleren Stromrichterausgangsspannung die durch den Lückbetrieb verursachte Erhöhung der mittleren Ausgangsspannung wieder aufhebt. Um die erforderliche Zündverzögerung zu ermitteln, wird die im Folgenden beschriebene und mit Lückkorrekturereinrichtung bezeichnete Rechenschaltung verwendet. Deren Grundsätzliche Struktur ist in Abbildung 12 dargestellt. Darin wird ein sogenannter Modellstromrichter eingesetzt, dessen Aufgabe es ist, auch

im Lückbetrieb diejenige Ausgangsspannung zu ermitteln, die sich bei nichtlückendem Ankerstrom bei gleicher Steuerspannung ergeben würde. Diese mit  $u_{d,M}$  bezeichnete Spannung wird Modellstromrichter Ausgangsspannung genannt. Der Modellstromrichter ist eine reine Rechenschaltung, in dem lediglich die Gleichungen zur Bildung der Stromrichter Ausgangsspannung nachgebildet werden. Von der Ausgangsgröße des Modellstromrichters wird nun die tatsächliche Stromrichter Ausgangsspannung subtrahiert und die Differenz einem Integrator zugeführt. Lückt der Ankerstrom, dann ist  $u_d = u_{\text{ind}}$  größer als  $u_{d,M}$  und der Integrator läuft – ausgehend vom Wert 0 – zu negativen Werten. Solange die Ausgangsgröße des Integrators negativ ist, werden die Zündimpulse für den realen Stromrichter gesperrt. Dadurch erhöht sich die Modellstromrichter Ausgangsspannung sprunghaft, während  $u_d$  wegen der weiterhin gesperrten Zündimpulse weiterhin den Wert der induzierten Spannung besitzt. Da nun jedoch  $u_{d,M}$  größer ist als  $u_d$ , steigt die Integratorausgangsgröße wieder an. Erreicht sie den Wert Null, dann wird die Zündimpulssperre aufgehoben und das reale Thyristorpaar wird gezündet.

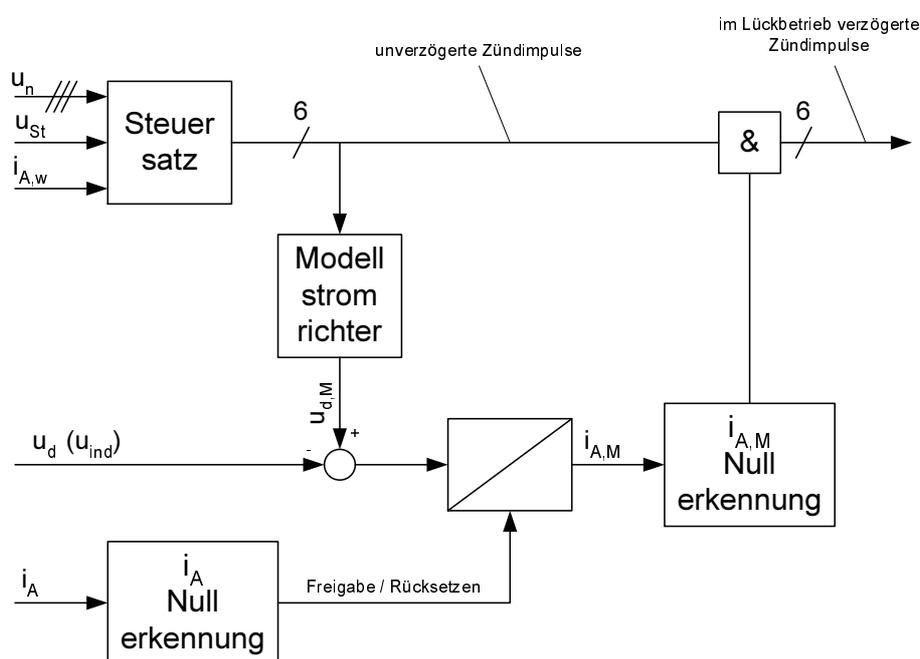


Abbildung 12: Grundsätzliche Struktur der Lückkorrektur einrichtung

Bei dieser Vorgehensweise kann die Integratorausgangsgröße als Maß für die Spannungs-Zeit-Fläche angesehen werden, die sich während des Stromlückens ergibt. Da diese Größe ab der Zündung der realen Thyristoren wieder Null ist, stimmt auch der Mittelwert der realen mit demjenigen der Modellstromrichter Ausgangsspannung, für die ja der lineare Zusammenhang 3.39 uneingeschränkt gilt, überein. Somit kann der Umkehrstromrichter unter Berücksichtigung der Lückkorrektur einrichtung sowohl bei nichtlückendem als auch bei lückendem Ankerstrom durch die in Abbildung 11 gezeigte Struktur im Hinblick auf den Reglerentwurf approximiert werden. Abbildung 13 zeigt schließlich beispielhaft den Verlauf des Ankerstromes, der Integratorausgangsgröße ( $i_{A,M}$ ), der realen und der Modellstromrichter Ausgangsspannung bei lückendem Ankerstrom. Wie daraus erkennbar ist, kann die Integratorausgangsgröße während des Stromlückens bei geeignetem gewähltem Integratorverstärkungsfaktor und vernachlässigtem Ankerkreiswiderstand auch als Modellankerstrom aufgefasst werden, d.h. als derjenige Ankerstrom, der sich während des Lückens ergeben würde, wenn anstatt der realen Stromrichter Ausgangsspannung die Modellstromrichter Ausgangsspannung an den Klemmen der Gleichstrommaschine anliegen würde. Deshalb wird die Integratorausgangsgröße hier auch mit  $i_{A,M}$  bezeichnet.

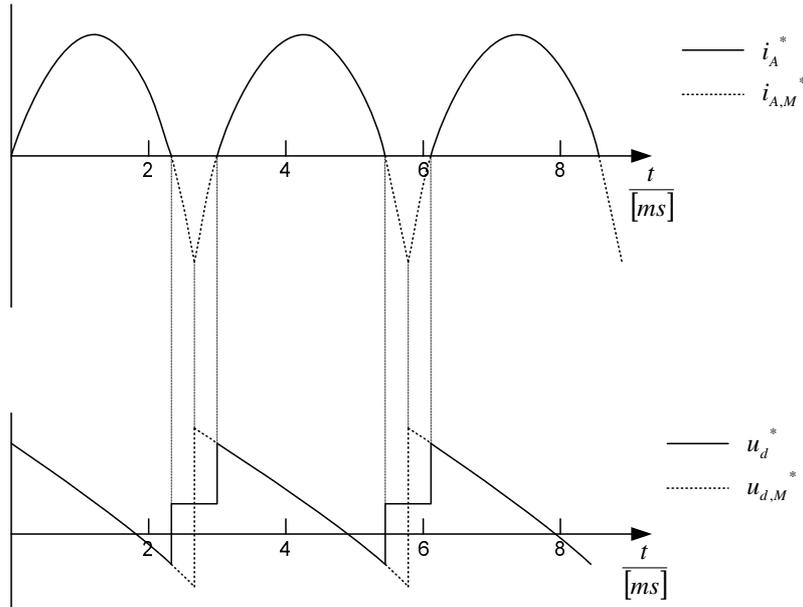


Abbildung 13: Verlauf der relevanten Größen bei der Lückkorrektur

Voraussetzung für die Funktionsweise der beschriebenen Lückkorrektureinrichtung ist natürlich, dass die reale Stromrichter Ausgangsspannung bekannt ist. Kann oder soll sie nicht gemessen werden, dann kann ersatzweise hierzu auch die induzierte Spannung, die sich bei bekannter Drehzahl und bekanntem Hauptfluss aus Gleichung 3.3 berechnet oder aber auch über ein Modell schätzen lässt, verwendet werden. Der einzige Unterschied liegt darin, dass die Integriererausgangsgröße bei nicht verschwindendem Ankerstrom dann nahezu den gleichen Verlauf wie der Ankerstrom selbst einnimmt. Um Offsetprobleme bei nichtlückendem Ankerstrom zu vermeiden, wird die Integriererausgangsgröße für  $i_A \neq 0$  jedoch grundsätzlich auf Null gesetzt. Für die Zündwinkelermittlung im Lückbetrieb gibt es auch noch andere, in der Praxis erprobte Verfahren. Weiterführende Literatur hierzu ist in [1] zu finden.

### 3.3 Gleichung der Messwerterfassungseinrichtungen

Zur vollständigen Modellierung der Regelstrecke gehört auch die Einbeziehung der Messwerterfassungen. Beim beschriebenen Gleichstromantrieb gehören hierzu die Ankerstromerfassung und die Drehzahlerfassung.

Da die Ankerstromerfassung wie bereits erwähnt sehr schnell erfolgt, ist es ausreichend, dieses Messglied als Proportionalglied zu modellieren. In ihm wird der gemessene Ankerstrom in eine dazu proportionale Spannung  $u_i$ , die im Elektronikteil weiterverarbeitet wird, umgewandelt. Man erhält so in allgemeiner Form die Messgleichung

$$u_i = K_i i_A \quad (3.47)$$

in der  $K_i$  den Proportionalitätsfaktor zwischen  $i_A$  und  $u_i$  bezeichnet. Er wird im allgemeinen so gewählt, dass beim maximalen Strom  $i_{\max}$ , für den der Messwandler ausgelegt ist, die Spannung  $u_i$  den Wert der Elektronikbezugsspannung, d.h. hier  $u_{EB} = 10 \text{ V}$ , annimmt. Üblicherweise gilt also

$$K_i = \frac{u_{E,B}}{i_{\max}} \quad (3.48)$$

Bezieht man  $u_i$  auf  $u_{i,B} = u_{E,B}$  und  $i_A$  auf  $i_{A,B} = I_{A,n}$ , dann ergibt sich mit

$$u_i^* = \frac{u_i}{u_{i,B}} \quad (3.49)$$

die normierte Messgleichung

$$u_i^* = K_i^* i_A^* \quad (3.50)$$

mit

$$K_i^* = \frac{I_{A,n}}{i_{\max}} \quad (3.51)$$

Ebenso kann für die Drehzahlerfassung die stationäre Messgleichung

$$u_n = K_n n \quad (3.52)$$

mit

$$K_n = \frac{u_{E,B}}{n_{\max}} \quad (3.53)$$

angegeben werden.  $n_{\max}$  ist dabei die im Normalbetrieb maximal erreichbare Drehzahl. Mit der Abkürzung

$$u_n^* = \frac{u_n}{u_{n,B}} \quad (3.54)$$

für die bezogene, die Drehzahl repräsentierende Spannung sowie den Bezugsgrößen  $u_{n,B} = u_{E,B}$  und  $n_B = \frac{\Omega_B}{2\pi} = \frac{U_{A,n}}{2\pi c \Phi_n}$  lautet die Normierte Darstellung von Gleichung 3.52

$$u_n^* = K_n^* n^* \quad (3.55)$$

mit

$$K_n^* = \frac{U_{A,n}}{2\pi c \Phi_n n_{\max}} \quad (3.56)$$

Wie bereits erwähnt, enthält die Drehzahlerfassung noch eine Glättung. Sie ist als Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Zeitkonstanten  $T_n = 10$  ms realisiert.

### 3.4 Parameteridentifikation

Um die Ankerstrom und Drehzahlreglerparameter berechnen zu können, müssen die entsprechenden Parameter der Regelstrecke ( $R_A$ ,  $L_A$ ,  $c\Phi$ ,  $J$ ) bekannt sein. Liegen diese Werte noch nicht vor, dann müssen sie experimentell ermittelt werden. Der Ankerkreiswiderstand  $R_A$  wird bei festgebremster Gleichstrommaschine ( $u_{\text{ind}} = 0$ ) mit Hilfe einer Messbrücke (Wheatstone'sche Brückenschaltung) bestimmt. Die Ankerkreiszeitkonstante  $T_A$  wird bei ebenfalls festgebremster Maschine dagegen durch eine sprungförmige Änderung der Ankerspannung ermittelt. Falls das nicht möglich ist, erhält ersatzweise die Steuerspannung des die Gleichstrommaschine speisenden Umkehrstromrichters eine Sprungaufschaltung. Dabei stellt sich ein Ankerstromverlauf ein, der einer Sprungantwortfunktion eines Verzögerungsgliedes erster Ordnung entspricht und dem bei Stromrichterspeisung sinusförmige Stromkuppen überlagert sind. Die Zeitkonstante dieses Verzögerungsgliedes ist gerade die Ankerkreiszeitkonstante  $T_A$ . Bei Stromrichterspeisung und nichtlückendem Ankerstrom entspricht die obere Einhüllende des Ankerstromverlaufs näherungsweise ebenfalls der Sprungantwortfunktion eines Verzögerungsgliedes erster Ordnung mit der Zeitkonstanten  $T_A$ . Sie lässt sich mit Hilfe des Tangentenverfahrens in der in Abbildung 14 dargestellten Weise graphisch ermitteln.

Die Ankerkreisinduktivität  $L_A$  ergibt sich dann aus Gleichung 3.9 durch Einsetzen von  $R_A$  und  $T_A$ . Dabei sollte jedoch beachtet werden, dass  $L_A$  im allgemeinen keine über den gesamten Betriebsbereich gültige Konstante ist, sondern bei hohen Ankerströmen aufgrund von

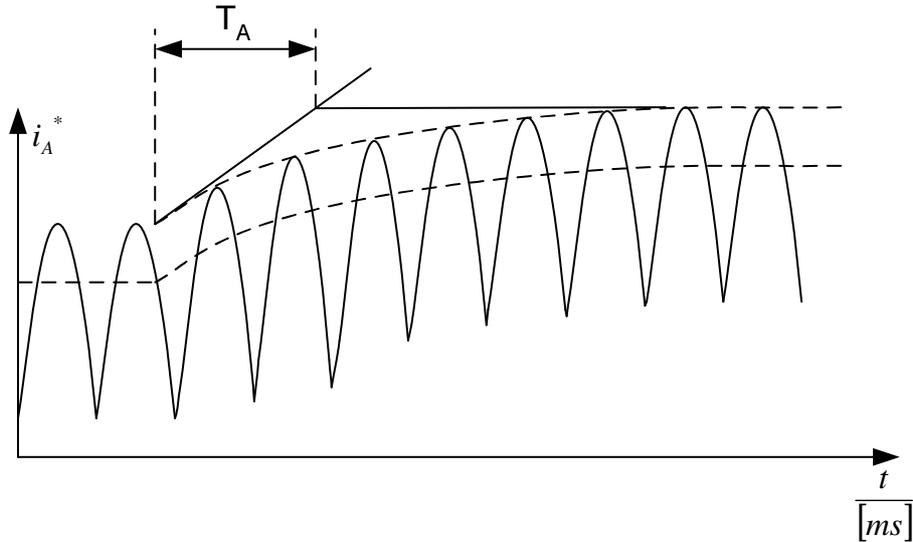


Abbildung 14: Graphische Bestimmung der Ankerkreiszeitkonstanten aus der Ankerstromsprungantwort

Sättigungseffekten von der Höhe des Ankerstroms selbst abhängt. Diese Abhängigkeit wird jedoch bei der Bestimmung der Ankerstromreglerparameter in der Regel vernachlässigt.

Zur Ermittlung von  $c\Phi$  wird am einfachsten Gleichung 3.5 herangezogen. Bildet man in einem stationären Betriebspunkt des Antriebs von der rechten und linken Seite dieser Gleichung die entsprechenden Mittelwerte  $U_A$  und  $I_A$ , und löst das Resultat nach  $c\Phi$  auf, dann erhält man unter Beachtung von  $\frac{dI}{dt} = 0$  die Bestimmungsgleichung

$$c\Phi = \frac{U_A - R_A I_A}{2\pi n} \quad (3.57)$$

Das Trägheitsmoment  $J$  wird durch einen Hochlaufversuch des unbelasteten Gleichstromantriebs bestimmt. Dabei wird die ankerstromgeregelter Gleichstrommaschine mit einem durch einen konstanten Ankerstromsollwert vorgegebenen inneren Moment praktisch konstant beschleunigt. Die Reibungsmomente werden dabei gegenüber dem Beschleunigungsmoment als vernachlässigbar angenommen. Durch Messung der Drehzahldifferenz  $\Delta n = n_2 - n_1$  die sich innerhalb der Zeitspanne  $\Delta t = t_2 - t_1$  einstellt, lässt sich die näherungsweise konstante Winkelbeschleunigung

$$\dot{\Omega} = \frac{c\Phi I_A \Delta t}{2\pi \Delta n} \quad (3.58)$$

bestimmen (Abbildung 15). Mit dem mittleren inneren Moment  $c\Phi I_A$  erhält man so gemäß Gleichung 3.4 das Trägheitsmoment

$$J = \frac{c\Phi I_A \Delta t}{2\pi \Delta n} \quad (3.59)$$

## 4 Reglerentwurf

### 4.1 Grundsätzliche Bemerkungen

Um dem behandelten Gleichstromantrieb ein gewünschtes dynamisches Verhalten vorgeben zu können, muss er geregelt werden. Eine reine Steuerung des Antriebs kommt nicht in Frage, da

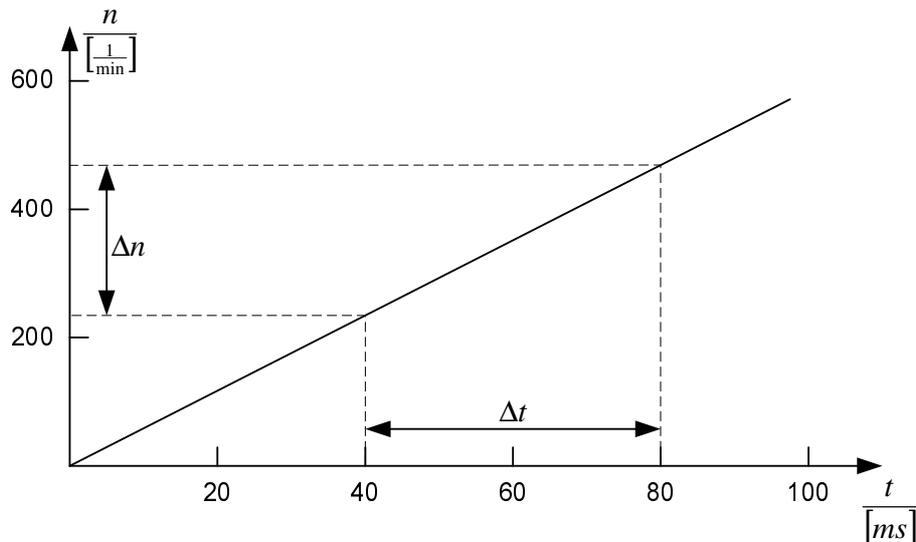


Abbildung 15: Bestimmung des Trägheitsmoments aus einem Hochlaufversuch

Störgrößen unbekannter Höhe (Lastmoment) an der Antriebswelle angreifen und außerdem immer davon ausgegangen werden muss, dass die tatsächlichen Streckenparameter mit den der Modellbildung zugrundegelegten nicht genau genug übereinstimmen. Diese Gegebenheiten können mit einer Regelung weitaus besser bewältigt werden als mit einer Steuerung.

Im vorliegenden Versuch besteht das Regelziel darin, die Drehzahl möglichst schnell auf einen vorgegebenen Wert zu bringen und diesen Wert auch bei Lastmomentänderungen möglichst genau einzuhalten. Für Drehzahlregelungen hat sich bei Gleichstromantrieben die sogenannte Drehzahlregelung nach dem Stomleitverfahren bewährt [1][2]. Der gesamte Regelkreis besteht hierbei aus einem unterlagerten Ankerstromregelkreis und einem überlagerten Drehzahlregelkreis (Abbildung 3. Diese Kaskadenstruktur hat zwei wesentliche Vorteile gegenüber einem einzigen Regler dem sowohl die Drehzahl als auch der Ankerstrom gemeinsam zugeführt wird):

1. Der Ankerstrom, der mit Rücksicht auf die Belastbarkeit der Gleichstrommaschine und des Stromrichters einen bestimmten Maximalwert nicht überschreiten darf, kann durch Begrenzen von dessen Führungsgröße auf einfache Weise innerhalb der zulässigen Grenzen gehalten werden. Voraussetzung hierzu ist lediglich, dass der Ankerstromregelkreis nahezu überschwingungsfrei eingestellt ist, damit der Ankerstrom bei Übergangsvorgängen – zumindest nicht wesentlich – größer werden kann als seine begrenzte Führungsgröße.
2. Der Reglerentwurf vereinfacht sich erheblich, wenn beide Regelkreise getrennt entworfen werden. Zunächst wird dabei der unterlagerte Ankerstromregler und anschließend der Drehzahlregler parametrisiert.

Im folgenden werden die bekanntesten, bei der Regelung eines Gleichstromantriebs verwendeten Reglerentwurfsverfahren allgemein beschrieben und anschließend die im Detail erforderlichen Entwurfsschritte dargestellt.

## 4.2 Reglerentwurfsverfahren

Für den Entwurf des Ankerstrom- und des Drehzahlreglers werden üblicherweise das Frequenzkennlinienverfahren [6] oder die Einstellvorschriften nach dem Betrags- bzw. symmetrischen Optimum [6] verwendet. Während das Frequenzkennlinienverfahren ein graphisches Verfahren ist, mit dem auch Regelstrecken mit Totzeitverhalten behandelt werden können, sind das

Betrags- und das symmetrische Optimum rechnerische Verfahren die formelmäßige Ausdrücke für die gesuchten Reglerparameter liefern. Sie sind allerdings auf Strecken, ohne Totzeit beschränkt. Totzeitglieder müssen dort durch andere Übertragungsglieder – beispielsweise durch Verzögerungsglieder erster Ordnung – angenähert werden.

Grundstzlich können für den Ankerstrom- und Drehzahlreglerentwurf auch mathematisch anspruchsvollere Verfahren wie z.B. Zustandsraumverfahren [6] eingesetzt werden. Wegen des zeitdiskreten Schaltverhaltens des die Gleichstrommaschine speisenden Stromrichters lassen sich insbesondere mit zeitdiskreten Zustandsraumverfahren [7] in Verbindung mit einer zeitdiskreten Steuerspannungsverstellung Verbesserungen des dynamischen Regelkreisverhaltens erzielen. Da die Grundlagen für die Zustandsraumverfahren hier jedoch nicht vorausgesetzt werden können, wird auf deren Beschreibung an dieser Stelle verzichtet.

### 4.2.1 Frequenzkennlinienverfahren

Unter Frequenzkennlinien versteht man die graphische Darstellung des normierten Frequenzganges  $F(j\omega)$ , d.h. der normierten Übertragungsfunktion  $F(s)$  für  $s = j\omega$  eines linearen Systems.  $F(j\omega)$  ist somit eine komplexe Funktion der Kreisfrequenz  $\omega$  deren Betrag  $|F(j\omega)|$  und Phase  $\angle F(j\omega)$  als Betrags- (BKL) bzw. Phasenkennlinie (PKL) getrennt dargestellt werden. Üblicherweise wird  $|F(j\omega)|$  in dB ( $|F(j\omega)|_{dB} = 20 \cdot \log(|F(j\omega)|)$ ) aufgetragen. Ebenso wird die  $\omega$ -Achse logarithmisch dargestellt. Da der Logarithmus jedoch nur von einer dimensionslosen Größe berechnet werden kann, muss die Kreisfrequenz  $\omega$  zuvor auf die Bezugskreisfrequenz  $\omega_B$  normiert werden. Für die mit  $\omega^*$  bezeichnete normierte Kreisfrequenz gilt dann

$$\omega^* = \frac{\omega}{\omega_B} \quad (4.1)$$

Abbildung 16 zeigt beispielhaft den Verlauf der Frequenzkennlinie eines Verzögerungsgliedes 3. Ordnung mit dem normierten Frequenzgang

$$F(j\omega^*) = \frac{20}{(1 + j100\omega^*)(1 + \omega^*)(1 + 0,01\omega^*)} \quad (4.2)$$

Die große Bedeutung der Frequenzkennlinien liegt darin dass anhand des Verlaufs der Frequenzkennlinien der Übertragungsfunktion  $F_o(s)$  des offenen Regelkreises, die in der Regel in faktorisierte Form vorliegt (und deren Frequenzkennlinien daher leicht gezeichnet werden können), auf einfache Weise auf die Stabilität des geschlossenen Regelkreises geschlossen werden kann. In begrenztem Umfang kann anhand der Frequenzkennlinien auch die Dynamik des geschlossenen Regelkreises beurteilt werden.

Die einfache, in den meisten Fällen ausreichende Version des Stabilitätskriteriums lautet [6]: Ist die Phase  $\angle F_o(j\omega)$  des offenen Regelkreises bei der Durchtrittsfrequenz, d.h. an derjenigen Stelle, an der der Betrag  $|F_o(j\omega)|_{dB}$  die 0-dB-Linie schneidet, größer als  $-180^\circ$ , dann ist der geschlossene Regelkreis stabil. Andernfalls ist er instabil.

Wendet man dieses Stabilitätskriterium auf die in Abbildung 16 dargestellten Frequenzkennlinie an, dann liest man bei der mit  $\omega_D^*$  bezeichneten bezogenen Durchtrittsfrequenz die Phase  $\angle F(j\omega_D^*) \approx -98^\circ$  ab. Der Regelkreis mit obiger Übertragungsfunktion  $F_o(j\omega^*)$  ist also stabil. Das angegebene Stabilitätskriterium ist im Prinzip eine andere Darstellungsweise des Nyquistkriteriums [6]. Vorteilhaft ist hier jedoch, dass sich die Frequenzkennlinien wesentlich einfacher zeichnen lassen als die Nyquistortskurve. Das liegt daran, dass die Übertragungsfunktion  $F(s)$  zumeist aus dem Produkt von Teilübertragungsfunktionen besteht, die im Hinblick auf den Betrag von  $F(j\omega)$  in logarithmischer Darstellung in eine Summe von logarithmisch dargestellten Teilfrequenzgängen umgewandelt werden. Die Phase des Gesamtfrequenzganges lässt sich bereits

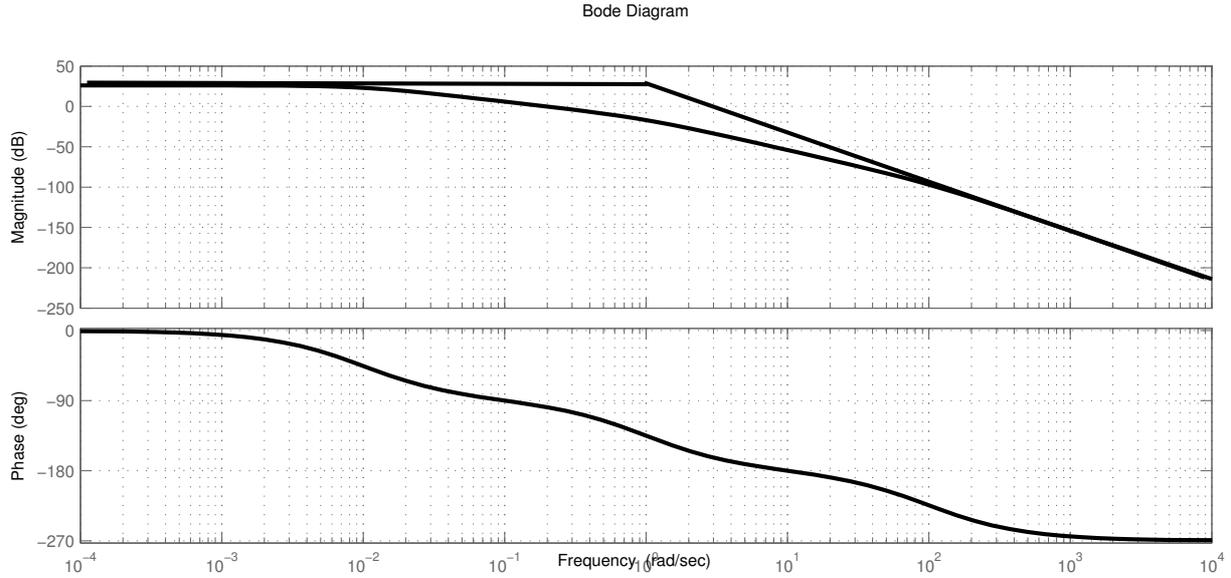


Abbildung 16: Beispielhafte Frequenzkennlinien eines Verzögerungsgliedes dritter Ordnung

ohne logarithmische Darstellung durch Addition der Phasen der Teilfrequenzgänge ermitteln. Für die oben angeführte Übertragungsfunktion gilt beispielsweise

$$F(j\omega^*) = \frac{10}{|1 + j100\omega^*|} e^{-j \arctan(100\omega^*)} \cdot \frac{1}{|1 + j\omega^*|} e^{-j \arctan(\omega^*)} \cdot \frac{1}{|1 + j0,01\omega^*|} e^{-j \arctan(0,01\omega^*)} \quad (4.3)$$

woraus folgt

$$|F(j\omega^*)|_{dB} = 20 \log \left( \frac{10}{|1 + j100\omega^*|} \right) + 20 \log \left( \frac{10}{|1 + j\omega^*|} \right) + 20 \log \left( \frac{10}{|1 + j0,01\omega^*|} \right) \quad (4.4)$$

$$= 20 - 20 \log \sqrt{1 + (100\omega^*)^2} - 20 \log \sqrt{1 + \omega^{*2}} - 20 \log \sqrt{1 + (0,01\omega^*)^2} \quad (4.5)$$

$$\angle F(j\omega^*) = -\arctan(100\omega^*) - \arctan(\omega^*) - \arctan(0,01\omega^*) \quad (4.6)$$

Da der Verlauf der Frequenzkennlinien der Teilfrequenzgänge im Prinzip bekannt ist, können so auch die Frequenzkennlinien von komplizierten Übertragungsfunktionen einfach konstruiert werden. Hilfreich ist dabei, dass die Asymptoten der logarithmisch dargestellten Betragskennlinien der Teilfrequenzgänge Geraden sind. Beispielsweise besitzt ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Übertragungsfunktion  $F(s) = \frac{V}{1+Ts}$  die Asymptoten  $A_1$  und  $A_2$  mit

$$\omega \rightarrow 0 : \quad A_1(\omega) = 20 \log(V) \quad (4.7)$$

$$\omega \rightarrow \infty : \quad A_2(\omega) = 20 \log \left( \frac{V}{\omega T} \right) = 20 \log(V) - 20 \log(\omega T) \quad (4.8)$$

Während also  $A_1$  eine waagerechte Asymptote ist, besitzt  $A_2$  die Steigung -20 dB/Dekade (Dekade = Kreisfrequenz zwischen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  mit  $\frac{\omega_1}{\omega_2} = 10$ ). Beide Asymptoten schneiden sich bei der Kreisfrequenz  $\omega = \frac{1}{T}$ . Diese Kreisfrequenz wird auch als Knickfrequenz bezeichnet. Betrag und Phase der Frequenzkennlinie sind in diesem Punkt  $\left| F \left( j\omega = \frac{j}{T} \right) \right|_{dB} = 20 \log(V) - 3,01$ ,  $\angle F \left( j\omega = \frac{j}{T} \right) = -45^\circ$ . Die maximale Phasenabsenkung wird für  $\omega \rightarrow \infty$  erreicht. Sie beträgt dort  $90^\circ$ . Abbildung 17 verdeutlicht diese Aussagen.

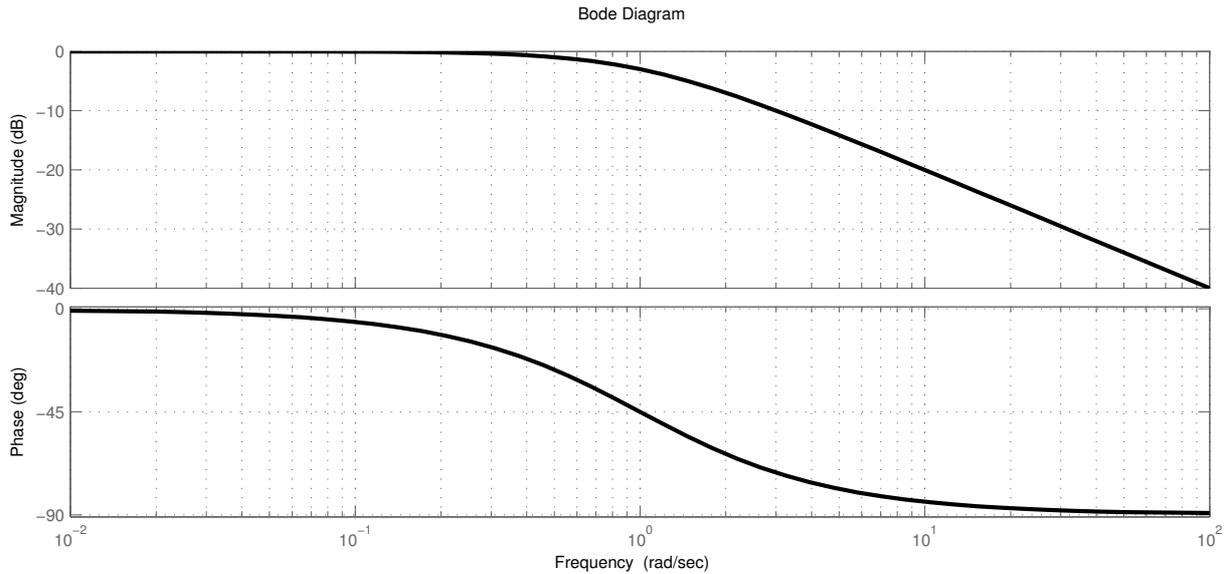


Abbildung 17: Frequenzgang bei einem Verzögerungsglied erster Ordnung

In den Abbildungen 18 bis 20 sind beispielhaft noch die Frequenzkennlinien eines Integriergliedes mit der Übertragungsfunktion  $F(s) = \frac{\omega_B}{s}$ , eines Totzeitgliedes mit der Übertragungsfunktion  $F(s) = \exp(-T_t s)$  mit  $T_t = 10$  ms und eines PI-Reglers mit der Übertragungsfunktion  $F(s) = K_R \frac{1+T_R s}{s}$  mit  $K_R = \omega_B$  und  $T_R = 100$  ms dargestellt ( $\omega_B = \frac{1}{s}$  (lies: ein pro Sekunde)).

Der Reglerentwurf mit Hilfe von Frequenzkennlinien wird nun so durchgeführt, dass zunächst ein bestimmter Reglertyp ausgewählt wird – beispielsweise ein PI-Regler – dessen Zählerzeitkonstante in der Regel gleich der größten Streckenzeitkonstanten gewählt wird. Anschließend werden die Frequenzkennlinien der aus Strecke und Regler gebildeten Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises für einen bestimmten Reglerverstärkungsfaktor gezeichnet. Daraufhin wird ermittelt, bei welcher Kreisfrequenz die Phasenreserve der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises  $60^\circ$  beträgt. Die Phasenreserve ist die Differenz zwischen der zu der jeweiligen Kreisfrequenz gehörenden Phase und der Stabilitätsgrenze  $-180^\circ$ . Aus Erfahrung weiß man, dass eine Phasenreserve von etwa  $60^\circ$  ein befriedigendes Regelverhalten bewirkt. Die zur Phasenreserve von  $60^\circ$  gehörende Kreisfrequenz wird nun als Durchtrittsfrequenz angestrebt. Durch entsprechende Änderung des Reglerverstärkungsfaktors kann nun die Betragskennlinie in vertikaler Richtung so verschoben werden, dass die gewünschte Durchtrittsfrequenz erzielt wird. Abbildung 21 veranschaulicht die beschriebene Vorgehensweise für das zu Beginn dieses Abschnitts verwendete Verzögerungsglied dritter Ordnung als Streckenübertragungsfunktion, das mit einem PI-Regler mit der normierten Reglerzeitkonstanten  $T_R = \frac{100}{\omega_B}$  geregelt wird. Der Frequenzkennliniendarstellung liegt der Reglerverstärkungsfaktor  $K_R = \omega_B$  zugrunde.

Aus Abbildung 21 liest man ab, dass zur Verschiebung der Durchtrittsfrequenz an die Stelle  $\omega_D^* = 0,55$ , bei der die Phasenreserve  $60^\circ$  beträgt, der Reglerverstärkungsfaktor um 29,7 dB verringert werden muss. Das entspricht einer Multiplikation des ursprünglichen Wertes mit dem Faktor 0,03.

Allgemein gilt als Faustformel, dass ein Regelkreis mit wachsender Durchtrittsfrequenz schneller wird und die Übergangsvorgänge mit abnehmender Phasenreserve immer mehr zum Schwingen neigen.

Anzumerken ist noch, dass die Frequenzkennlinien einer Strecke auch experimentell ermittelt werden können. Es ist somit möglich, für eine Strecke unbekannter Struktur mit Hilfe der Frequenzkennlinien einen Regler zu entwerfen.

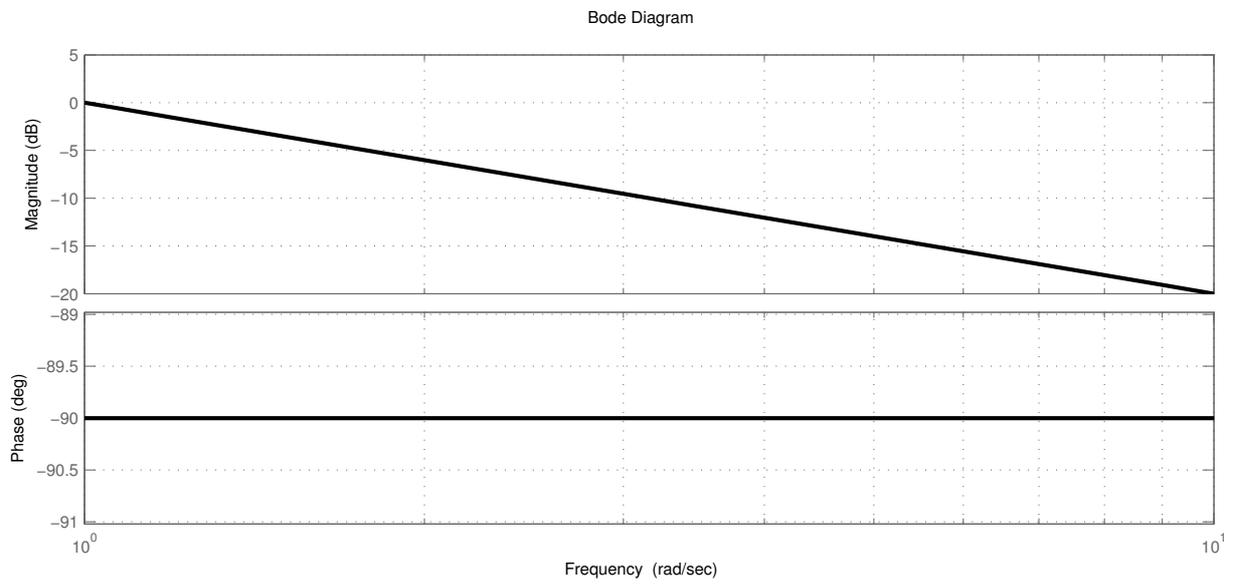


Abbildung 18: Frequenzkennlinien eines Integrierers

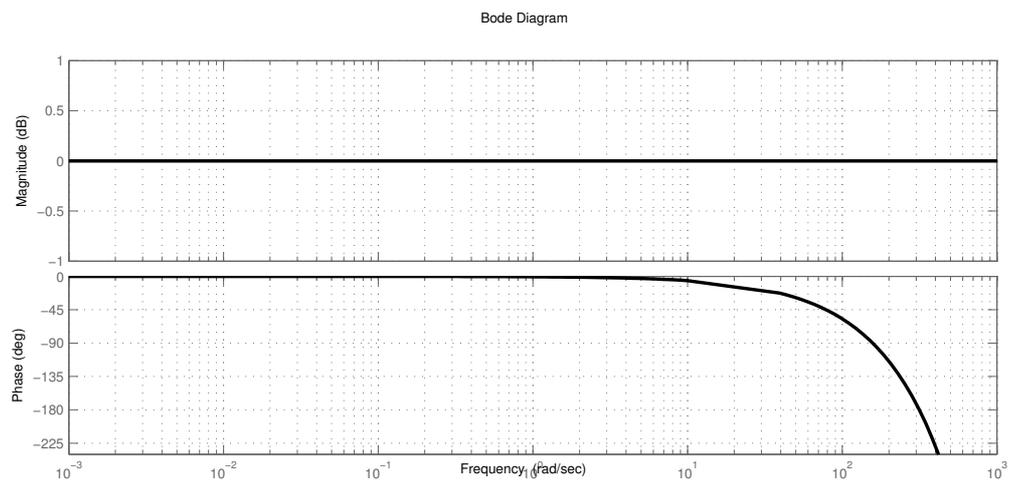


Abbildung 19: Frequenzkennlinien eines Totzeitgliedes

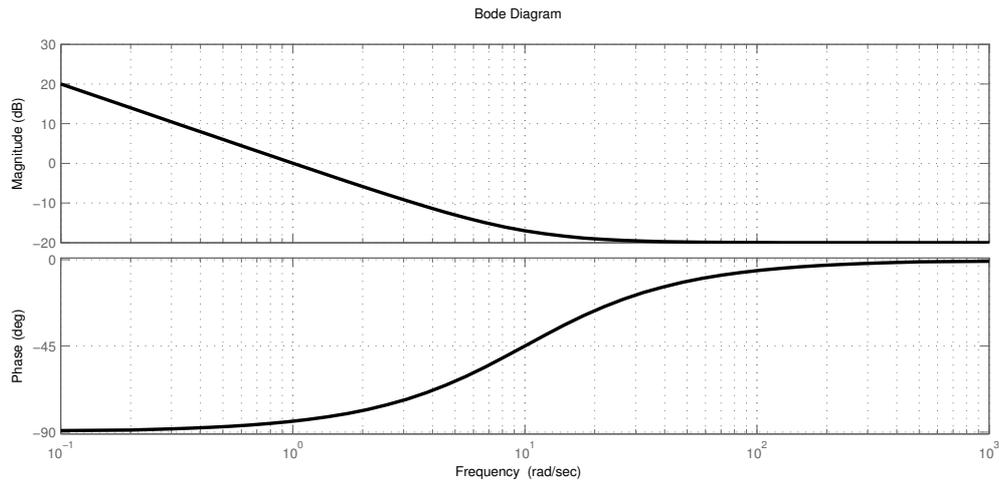


Abbildung 20: Frequenzkennlinien eines PI-Reglers

#### 4.2.2 Betragsoptimum

Voraussetzung für die Anwendung der Einstellregeln nach dem Betragsoptimum ist, dass es sich bei der Strecke um ein reines Verzögerungssystem handelt, d.h. die Streckenübertragungsfunktion ist rational, der Zählergrad hat den Wert eins und offene Integratoren in der Regelstrecke sind ausgeschlossen. Für den Sonderfall, dass die Strecke nur aus hintereinander geschalteten Verzögerungsgliedern erster Ordnung besteht, von denen eine Zeitkonstante  $T_1$  wesentlich größer ist als die Summe  $\sum_{i=2}^n T_i$  der n-1 übrigen Zeitkonstanten und deren Gesamtverstärkungsfaktor  $K_S$  besitzt, lauten die Einstellregeln für einen PI-Regler mit der Übertragungsfunktion  $F_{PI}(s) = K_R \frac{1+T_R s}{s}$

$$K_R = \frac{1}{2K_S T_\Sigma} \quad (4.9)$$

$$T_R = T_1 \quad (4.10)$$

Die allgemeinen Einstellregeln des Betragsoptimums [6] werden hier nicht behandelt, da der aufgeführte Sonderfall für die Regelung einer Gleichstrommaschine ausreicht.

#### 4.2.3 Symmetrisches Optimum

Die Einstellregeln nach dem symmetrischen Optimum setzen in ihrer ursprünglichen Version für die Strecke ebenfalls ein reines Verzögerungssystem voraus, wobei zusätzlich gefordert wird, dass alle Streckenpole reell sind. Man erhält so durch diese Einschränkungen eine zulässige Streckenstruktur, die sich immer aus hintereinandergeschalteten Verzögerungsgliedern erster Ordnung darstellen lässt. Die Zeitkonstanten dieser Verzögerungsglieder müssen sich darüber hinaus in einer Gruppe großer Zeitkonstanten  $T_1, \dots, T_\mu$  und eine Gruppe kleiner Zeitkonstanten  $T_{\mu+1}, \dots, T_n$  einteilen lassen, wobei

$$T_1, \dots, T_\mu \gg T_\Sigma = \sum_{i=\mu+1}^n T_i \quad (4.11)$$

gelten soll. Abweichend zu den genannten Voraussetzungen – und auch abweichend zum Betragsoptimum – können die Einstellregeln des symmetrischen Optimums erfahrungsgemäß aber

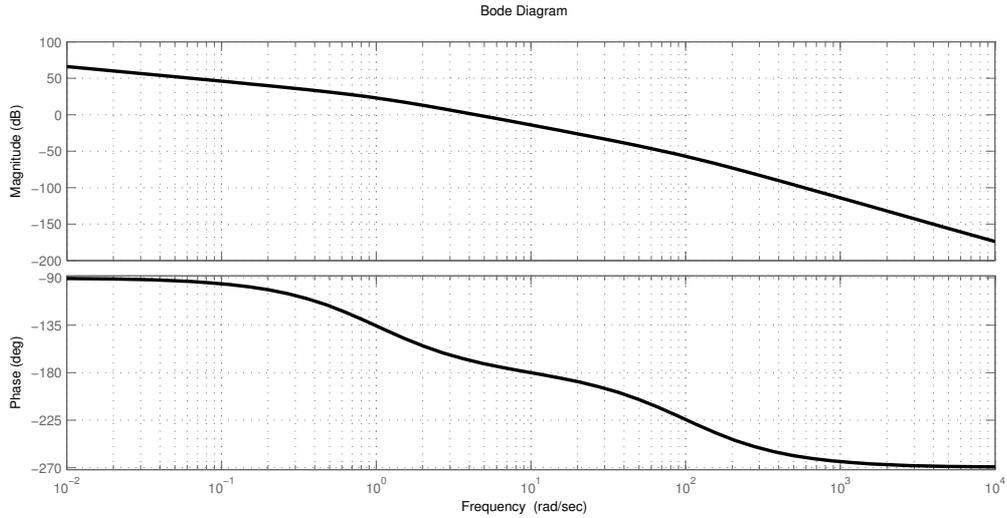


Abbildung 21: Reglerentwurf mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens

auch verwendet werden, wenn die Strecke ein Integrierglied enthält. Besitzt dieses Integrierglied die Übertragungsfunktion  $\frac{1}{T_s}$ , dann muss es hinsichtlich des Reglerentwurfs lediglich durch die Übertragungsfunktion  $\frac{1}{1+T_s}$  approximiert werden.

Für den bei der Regelung auftretenden Sonderfall, dass die Strecke (mit dem Streckenverstärkungsfaktor  $K_S$ ) genau ein Verzögerungsglied mit einer großen Streckenzeitkonstanten  $T_1$  besitzt, lauten die Einstellvorschriften für einen PI-Regler mit der Übertragungsfunktion  $F_{PI} = K_R \frac{1+T_R s}{s}$

$$K_R = \frac{T_1}{8K_S T_{sum}^2} \quad (4.12)$$

$$T_R = 4T_{\Sigma} \quad (4.13)$$

Vergleicht man die oben angegebenen Einstellregeln des symmetrischen Optimums mit denen des Betragsoptimums, dann stellt man folgendes fest:

- Für die bei der Gleichstrommaschine in der Regel erfüllte Ungleichung  $T_1 > 4T_{\Sigma}$  ist beim symmetrischen Optimum der Verstärkungsfaktor  $K_R$  größer und die Reglerzeitkonstante  $T_R$  kleiner als beim Betragsoptimum.
- Das Produkt  $K_R T_R$  ist bei beiden Einstellvorschriften gleich groß.

Stellt man die PI-Regler-Übertragungsfunktion in der Form

$$F_{PI}(s) = K_R T_R + \frac{K_R}{s} \quad (4.14)$$

dar, in der  $K_R T_R$  die Bedeutung des Reglerproportionalverstärkungsfaktors und  $K_R$  die Bedeutung des Reglerintegralverstärkungsfaktors hat, dann folgt aus der obigen Gegenüberstellung, dass die Reglerproportionalverstärkungsfaktoren des symmetrischen und betragsoptimal entworfenen Reglers gleich groß sind und der Integralverstärkungsfaktor beim symmetrischen Optimum für  $T_1 > 4T_{\Sigma}$  größer ist. Ein größerer Integralanteil bei sonst gleichen Reglerparametern bedeutet in der Regel, dass die Störgrößen schneller ausgeregelt werden. Gleichzeitig erhöht sich dann aber auch die Schwingneigung des Regelkreises. Aus diesen Gründen wird man üblicherweise

das Betragsoptimum beim Reglerentwurf auf gutes Führungsverhalten, bei dem es auf eine geringe Schwingneigung ankommt und das symmetrische Optimum beim Entwurf auf gutes Störverhalten, bei dem die Störgröße möglichst schnell ausgeregelt werden soll, anwenden.

### 4.3 Ankerstromreglerentwurf

Um die Berechnung der Reglerparameter des Ankerstromreglers zu vereinfachen, ist es zweckmäßig, die induzierte Spannung der Gleichstrommaschine als Störgröße aufzufassen. Diese Annahme ist in der Regel zulässig, da sich die Drehzahl, zu der  $u_{\text{ind}}$  ja proportional ist, während der relativ kurzen Einregelzeit des Ankerstromregelkreises kaum ändert. Unter dieser Annahme sind die Voraussetzungen zur Anwendung der Einstellregeln nach dem Betrags- und dem symmetrischen Optimum erfüllt. Das Frequenzkennlinien-Verfahren ist unabhängig davon ohnehin immer anwendbar.

Da die relativ langsam veränderliche induzierte Spannung die einzige im Ankerstromregelkreis auftretende Störgröße ist, sollte der Ankerstromregelkreis auf gutes Führungsverhalten entworfen werden. Das gilt insbesondere auch im Hinblick darauf, dass durch Begrenzen des Ankerstromsollwertes bei überschwingungsarm eingestelltem Regler auf einfache Weise der Ankerstrom selbst begrenzt werden kann. Als Reglertyp wird für den Ankerstromregelkreis fast ausschließlich ein PI-Regler verwendet. Durch den Integralanteil wird die stationäre Genauigkeit sichergestellt und durch den Proportionalanteil die Dynamik verbessert. Ein differenzierender Anteil ist nicht zweckmäßig, da er die ohnehin vorhandene, vom Stromrichter verursachte Welligkeit der Steuerspannung weiter erhöhen würde. Allenfalls die Vorsteuerung der Reglerausgangsgröße durch die als Störgröße betrachtete induzierte Spannung führt zu einer – in den meisten Fällen geringen – Verbesserung des Einschwingverhaltens. Dem verwendeten PI-Regler muss noch eine Begrenzung nachgeschaltet werden, damit die vom Regler ausgegebene und den Steuersätzen zugeführte Steuerspannung keine zu großen oder – aus Symmetriegründen – keine zu kleinen Steuerwinkel bewirkt. Im vorliegenden Versuch sind die Steuerwinkel auf  $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$  begrenzt. Abbildung 22 zeigt das näherungsweise gültige Strukturbild des normierten Ankerstromregelkreises. Mit  $u_{i,w}^*$  wird darin die dem Ankerstromsollwert entsprechende normierte Elektronikspannung bezeichnet.

Aus Abbildung 22 liest man den Streckenverstärkungsfaktor

$$K_S = \frac{K_{SR}^* K_i^*}{R_A^*} \quad (4.15)$$

ab.

Approximiert man das Totzeitglied durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Zeitkonstanten  $T_t$ , dann enthält der Ankerstromregelkreis zwei Verzögerungsglieder erster Ordnung, wobei die Ankerkreiszeitkonstante  $T_A$  in der Regel wesentlich größer ist als  $T_t$ . Ist aufgrund der Funktionsweise des Strommessgliedes eine Glättung des Ankerstroms – üblicherweise mit Hilfe eines Verzögerungsgliedes erster Ordnung – erforderlich, dann muss dieses dritte Verzögerungsglied im Ankerstromregelkreis berücksichtigt werden. Erfolgt der Ankerstromreglerentwurf mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens, dann wird die Reglerzeitkonstante  $T_R$  gleich  $T_A$  gewählt, so dass der Term mit der großen Streckenzeitkonstanten gekürzt wird. Anschließend zeichnet man die Frequenzkennlinien der verbleibenden Übertragungsfunktion

$$F_o(s) = K_R K_S \frac{e^{-T_t s}}{s} \quad (4.16)$$

des offenen Regelkreises (Messwertglättung vernachlässigt), wobei  $K_R$  zunächst den Wert  $\frac{\omega_B}{K_S}$  erhält und die die Kreisfrequenz wiederum auf  $\omega_B = \frac{1}{s}$  normiert wird. Abbildung 23 zeigt die Frequenzkennlinien von  $F_o(s)$ .

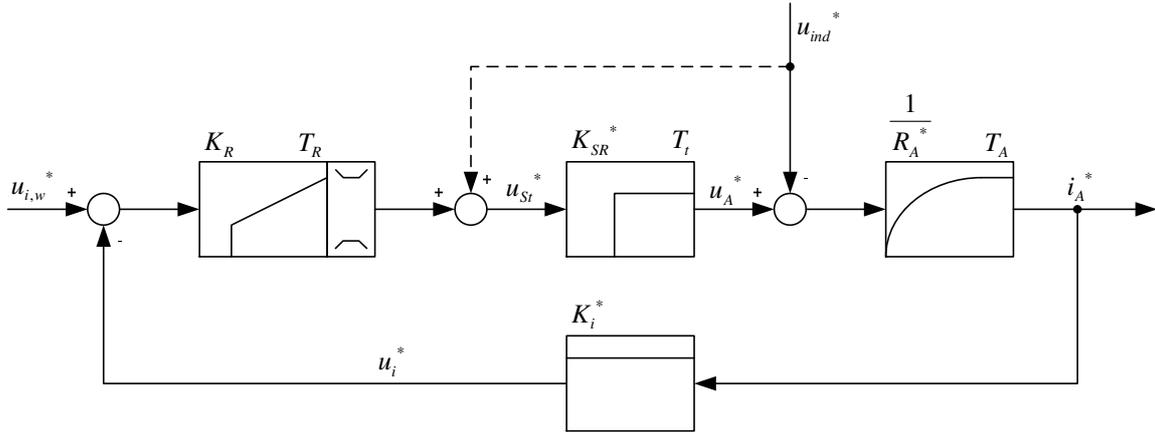


Abbildung 22: Strukturbild des Ankerstromregelkreises

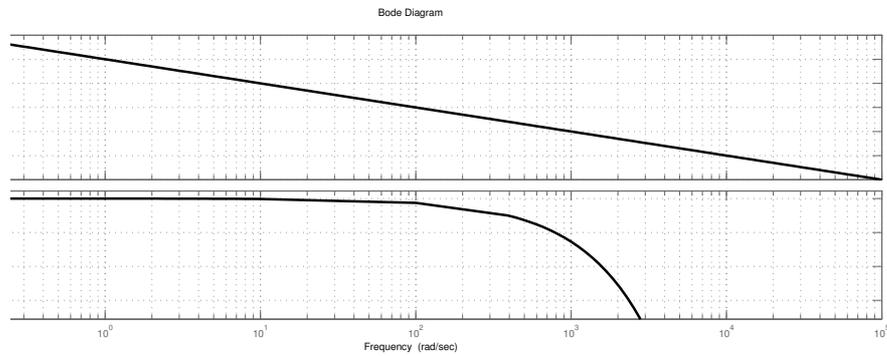


Abbildung 23: Frequenzkennlinien der Übertragungsfunktion des offenen Ankerstromregelkreises

Für eine Phasenreserve von  $60^\circ$  kann man aus Abbildung 23 die gewünschte bezogene Durchtrittsfrequenz  $\omega_D^*$  = 314 abgelesen werden. Da der Betrag  $|F_o(j\omega_D^*)|_{dB}$  bei dieser Kreisfrequenz den abgelesenen Wert -50 dB besitzt, dort aber den Wert 0 dB einnehmen soll, muss der Reglerverstärkungsfaktor um 50 dB angehoben werden. Bei linearer Skalierung entspricht das einer Multiplikation des vorab gewählten Verstärkungsfaktors  $K_R$  mit dem Faktor 314. Man erhält so insgesamt das Ergebnis

$$K_R = \frac{314^{\frac{1}{s}}}{K_S} \quad (4.17)$$

$$T_R = T_A \quad (4.18)$$

Bei der vorliegenden einfachen Übertragungsfunktion hätte  $K_R$  allerdings auch ohne Zeichnung ermittelt werden können. Mit der Forderung

$$\angle F_o(j\omega) = \angle \frac{e^{-j\omega T_t}}{j\omega} = -\omega T_t - \frac{\pi}{2} \stackrel{!}{=} -\frac{2}{3}\pi \quad (4.19)$$

ergibt sich sofort die Durchtrittsfrequenz

$$\omega_D = \frac{\pi}{6T_t} \quad (4.20)$$

Berechnet man damit den Betrag von  $F_o(s = j\omega_D)$  und setzt ihn gleich 1 (was logarithmisch

aufgetragen 0 dB entspricht), dann erhält man für  $K_R$  das Resultat

$$K_R = \frac{\omega_D}{K_S} = \frac{\pi}{6T_t K_S} \quad (4.21)$$

Verwendet man für den Ankerstromreglerentwurf die Einstellvorschrift nach dem Betragsoptimum, dann ergeben sich mit  $T_1 = T_A$  und  $T_\Sigma = T_t$  (Approximation des Totzeitgliedes durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung) gemäß den Gleichungen 4.9 und 4.10 die Reglerparameter

$$K_R = \frac{1}{2T_t K_S} \quad (4.22)$$

$$T_R = T_A \quad (4.23)$$

die nahezu mit den mit dem Frequenzkennlinienverfahren bestimmten Werten übereinstimmen.

Die Abbildungen 24 und 25 zeigt einen beispielhaften Verlauf des geregelten Ankerstroms bei einem Führungsgrößensprung von  $i_{A,w}^* = 0$  auf  $i_{A,w}^* = 1$ . Darin ist sowohl die Ankerstromsantwort für den Fall enthalten, dass die Strecke exakt die in Abbildung 22 dargestellte Struktur besitzt als auch für den Fall, dass eine reale, stromrichter gespeiste Gleichstrommaschine geregelt wird.

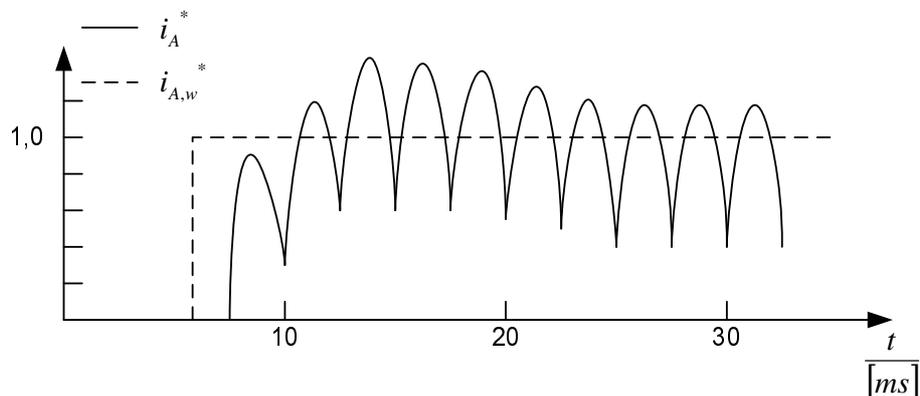


Abbildung 24: Verlauf des Ankerstroms einer stromrichter gespeisten Gleichstrommaschine bei einem Führungsgrößensprung

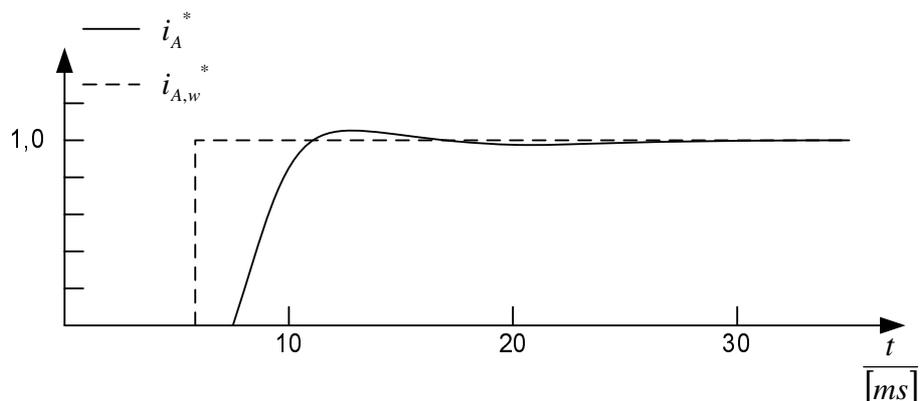


Abbildung 25: Verlauf des Ankerstroms unter Zugrundelegung des Streckenmodells nach 22

#### 4.4 Drehzahlreglerentwurf

Für den Entwurf des Drehzahlreglers ist es im Hinblick auf einen einfacheren Rechengang zweckmäßig, den unterlagerten Ankerstromregelkreis durch ein einfaches Übertragungsglied zu ersetzen. Es hat sich als ausreichend erwiesen, hierfür ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit dem Verstärkungsfaktor  $\frac{1}{K_i^*}$  und der Ersatzzeitkonstanten  $T_E$  die gerade doppelt so groß ist wie die Summe  $T_\Sigma$  der kleinen Zeitkonstanten des Ankerstromregelkreises, zu verwenden. Wegen  $T_\Sigma = T_t$  folgt hieraus

$$T_E = 2T_t \quad (4.24)$$

Als Regler wird wiederum ein PI-Regler mit Ausgangsgrößenbegrenzung eingesetzt. Der Integralanteil des Reglers ist notwendig, um ein an der Antriebswelle angreifendes Lastmoment stationär genau ausregeln zu können. Der Proportionalanteil ist für die Stabilisierung des Regelkreises erforderlich. Prinzipiell könnte auch ein PID-Regler als Drehzahlregler eingesetzt werden. Wird er jedoch nach Gesichtspunkten der linearen Regelungstheorie entworfen, dann ist damit zu rechnen, dass durch den differenzierenden Regleranteil in Verbindung mit dem verrauschten Drehhalmesswert und dem zeitdiskret arbeitenden Stromrichter hohe Ankerstromsollwertschwankungen erzeugt werden, die zu einem unruhigen Lauf der Gleichstrommaschine führen.

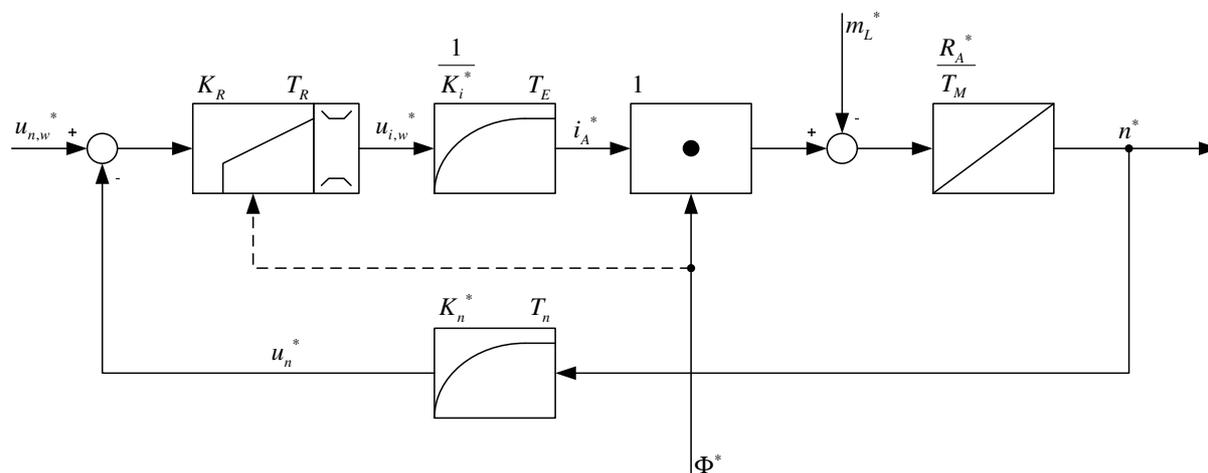


Abbildung 26: Vereinfachtes Strukturbild des Drehzahlregelkreises

Abbildung 26 zeigt das Strukturbild des mit den obigen Annahmen modellierten Drehzahlregelkreises. Mit  $u_{n,w}^*$  wird darin die dem Drehzahl Sollwert entsprechende normierte Elektronikspannung bezeichnet. In Abbildung 26 ist außerdem angedeutet, dass die Drehzahlgeberkoeffizienten im Feldschwächbetrieb wegen des dann veränderlichen Hauptflusses  $\Phi$  adaptiert werden müssen.

Da der Drehzahlregelkreis ein Integrierglied enthält, sind die Voraussetzungen für die Anwendung des Betragsoptimums – zumindest in Verbindung mit einem PI-Regler – nicht mehr gegeben. Von den behandelten Reglerentwurfverfahren kommen also noch das Frequenzkennlinienverfahren und das symmetrische Optimum in Frage.

Verwendet man das Frequenzkennlinienverfahren, dann ergibt sich die Schwierigkeit, wie groß die Reglerzeitkonstante  $T_R$  gewählt werden soll. Wählt man sie gleich der Streckenzeitkonstanten, die in einem Verzögerungsglied erster Ordnung im Drehzahlregelkreis auftritt, dann bleiben in der Übertragungsfunktion  $F_o(s)$  des offenen Drehzahlregelkreises noch zwei Integrierglieder und ein Verzögerungsglied erster Ordnung übrig, die zu einer Phase von  $F_o(j\omega)$  führen, die stets kleiner als  $-180^\circ$  ist. Ein stabiles Regelkreisverhalten ist somit nicht möglich. In einem derartigen Fall ist es vielmehr zweckmäßig, die Reglerzeitkonstante größer als die größte Zeitkonstante

zu wählen. Dann wird nämlich die Phase ausgehen von kleinen Kreisfrequenzen zunächst größer als  $-180^\circ$  und fällt erst für größere  $\omega$ -Werte unter die  $-180^\circ$ -Linie. Die Durchtrittsfrequenz sollte dann an die Stelle gelegt werden, an der die Phasenreserve am größten ist. Als brauchbarer Wert für die Reglerzeitkonstante hat sich für den obigen Fall  $T_R = 4(T_E + T_n)$  erwiesen. Für  $T_E = 3,33$  ms,  $T_n = 10$  ms und  $K_R = \frac{\omega_B^2 K_i^* T_M}{\Phi^* R_A^* K_n^*}$  sind in Abbildung 27 die Frequenzkennlinien des offenen Drehzahlregelkreises gezeichnet ( $\omega_B = \frac{1}{s}$ ). Man erkennt daraus, dass die maximale Phasenreserve von  $36^\circ$  bei der bezogenen Kreisfrequenz  $\omega^* = 33$  erreicht wird. Um an diese Stelle die Durchtrittsfrequenz legen zu können, muss der Reglerverstärkungsfaktor um 57 dB angehoben werden. Das entspricht linear skaliert einer Multiplikation von  $K_R$  mit dem Faktor 700.

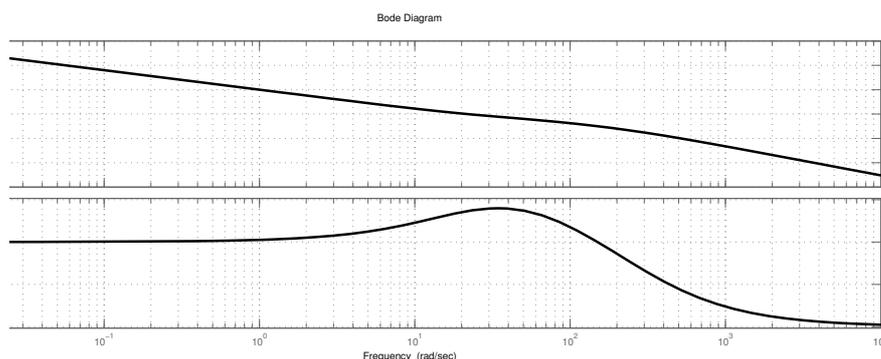


Abbildung 27: Frequenzkennlinien des offenen Drehzahlregelkreises

Werden die Drehzahlreglerparameter mit Hilfe der Einstellregeln nach dem symmetrischen Optimum ermittelt, dann muss zunächst festgelegt werden, welche Zeitkonstante zur Gruppe der großen und welche zur Gruppe der kleinen Zeitkonstanten zugeordnet werden. Es spielt hierbei keine Rolle, ob der zum Integrator gehörende Verstärkungsfaktor zum Streckenverstärkungsfaktor  $K_S$  hinzugerechnet oder als große Zeitkonstante  $T_1$  betrachtet wird, da in den Einstellvorschriften lediglich der Quotient  $\frac{T_1}{K_S}$  auftritt. Einfachheitshalber wird im Folgenden der Verstärkungsfaktor  $\frac{R_A^*}{T_M}$  des in Abbildung 27 enthaltenen Integrierers als Zeitkonstante  $\frac{T_M}{R_A^*}$  betrachtet. Für  $K_S$  gilt dann

$$K_S = \frac{\Phi^* K_n^*}{K_i^*} \quad (4.25)$$

Mit  $T_\Sigma = T_E + T_n$  gelten dann die Einstellvorschriften

$$K_R = \frac{\frac{T_M}{R_A^*}}{8K_S(T_E + T_n)^2} \quad (4.26)$$

$$T_R = 4(T_E + T_n) \quad (4.27)$$

Diese Werte stimmen mit den mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens ermittelten gut überein.

Wie bereits erwähnt wurde, besitzen Regelkreise, die wie der Drehzahlregelkreis auf gutes Störverhalten entworfen wurden, oft eine größere Schwingneigung als Regelkreise, die auf gutes Führungsverhalten entworfen wurden. So schwingt die Drehzahl beim symmetrisch optimierten Drehzahlregelkreis bei einem Führungsgrößensprung bei nichtberücksichtigter Ankerstromsollwertbegrenzung um ca 43% über den Sollwert hinaus. Um solche Erscheinungen zu vermeiden, muss die Führungsgröße ansteigsbegrenzt werden. D.h. ein vorgegebener Führungsgrößensprung wird in der Ansteigsbegrenzung in eine linear ansteigende Rampe umgewandelt und dann erst

dem Drehzahlregler zugeführt. Auf diese Weise wird die Schwingneigung des Regelkreises weniger stark angeregt [2].

Abbildungen 28 und 29 zeigen schließlich den beispielhaften Verlauf der geregelten Drehzahl und des dazugehörigen Ankerstroms, wenn bei Nennerregung ein nicht ansteigsbegrenzter Drehzahlsollwertsprung von  $n_w^* = 0$  auf  $n_w^* = 0,25$  und kurze Zeit später ein Lastmomentsprung von  $m_L^* = 0$  auf  $m_L^* = 0,5$  erfolgt. Dabei ist sowohl die Annahme berücksichtigt, dass die Regelkreisstruktur exakt der in Abbildung 26 dargestellten entspricht als auch der Fall, dass die Gleichstrommaschine über einen realen Umkehrstromrichter gespeist wird.

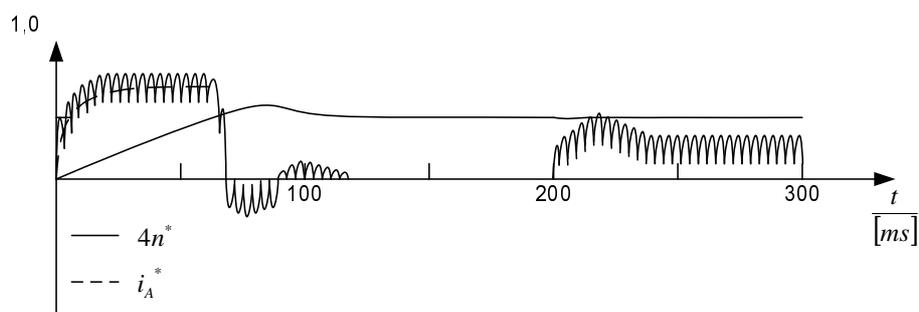


Abbildung 28: Drehzahl- und Ankerstromverlauf einer stromrichterergespeisten Gleichstrommaschine bei einem Führungs- und Störgrößensprung

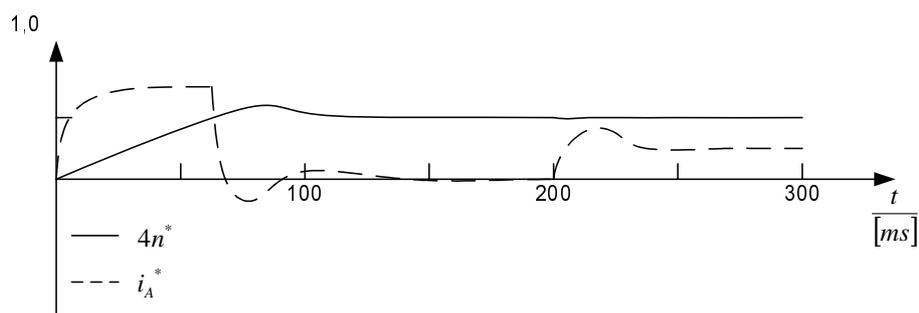


Abbildung 29: Drehzahl- und Ankerstromverlauf des Streckenmodells nach Abbildung 26 bei einem Führungs- und Störgrößensprung

## 5 Inbetriebnahme- und Bedienungsanleitung

Der Beschriebene Gleichstromantrieb ist in der Regel bereits verkabelt. Ist das nicht der Fall, dann müssen vor Inbetriebnahme zuerst die folgenden Kabelverbindungen hergestellt werden.

- Sämtliche Schutzleiterklemmen (PE) des Leistungsteils mit der Klemme PE an der Schalttafel verbinden.
- die obere und untere Klemme „Last“ des kreisstromfreien Umkehrstromrichters (Einschübe 6-8) mit den Klemmen GA, bzw. HB der Gleichstrommaschine 1 (PM) verbinden.
- diejenigen Klemmen des kreisstrombehafteten Umkehrstromrichters (Einschübe 2-4), die mit dem Kreisstromdrosselsymbol gekennzeichnet sind und die sich im unteren Teil des Umkehrstromrichters befinden, miteinander verbinden

- die beiden Klemmen Lkr 1 und Lkr 3 der Kreisstromdrossel mit denjenigen Klemmen des kreisstrombehafteten Umkehrstromrichters verbinden, die mit dem Kreisstromdrosselsymbol gekennzeichnet sind und die sich im oberen Teil des Umrichters befinden
- den Mittelabgriff Lkr 2 der Kreisstromdrossel mit der Klemme GA der Gleichstrommaschine 2 (GM) sowie die untere Klemme „Last“ des kreisstrombehafteten Umkehrstromrichters mit der Klemme HB der Gleichstrommaschine 2 verbinden.
- die Klemmen F1 und F2 der Erregerstromrichters 1 („Feld I“) auf der Rückseite des Stromrichterschanks mit den Klemmen K bzw. J der Gleichstrommaschine 1 verbinden
- die Klemmen F1 und F2 des Erregerstromrichters 2 („Feld II“) auf der Rückseite des Stromrichterschanks mit den Klemmen D bzw. C der Gleichstrommaschine 2 (GM) verbinden.
- die Klemmen L1, L2 und L3 des kreisstromfreien Umkehrstromrichters mit den sekundärseitigen Klemmen des dazugehörigen Zweiwicklungstransformators verbinden
- die Klemmen L1,I, L2,I, L3,I und L1,II, L2,II, L3,II des kreisstrombehafteten Umkehrumrichters gemäß Abbildung 30 mit den sekundärseitigen Klemmen des dazugehörigen Dreiwicklungstransformators verbinden
- die Feldstrom- und Ankerspannungsmessgeräte in die Stromkreise integrieren
- die primärseitigen Klemmen des Zweiwicklungstransformators mit den Klemmen R, S, und T des 380 V-Drehstromanschlusses an der Schalttafel verbinden
- die primärseitigen Klemmen des Dreiwicklungstransformators gemäß Abbildung 30 mit den Klemmen R, S und T des 125 V-Drehstromanschlusses an der Schalttafel verbinden und
- die Platine „f/U-Wandler“ der Drehzahlerfassungseinrichtung mit der Platine „Drehzahlerfassung“ in der Baugruppe 12 des Schaltschanks über einem Koaxialkabel miteinander verbinden.

Als nächstes müssen folgende Potentiometer- und Schaltereinstellungen vorgenommen werden:

- alle Potentiometer der Belastungskennlinien (Einschub 11) auf 0 stellen
- Potentiometer des Drehzahlreglers (Einschub 12) auf

$$K_1 = 0,6 \text{ (Proportionalitätsfaktor)} \quad (5.1)$$

und

$$K_2 = 0,5 \text{ (Integralverstärkungsfaktor)} \quad (5.2)$$

- Drehschalter  $K_3$  auf Stellung Poti einstellen
- beide Potentiometer der Drehzahlsollwertvorgabe (Einschub 12) auf 0 stellen.

Anschließend kann der Antrieb durch Betätigen der folgenden Schalter bzw. Taster eingeschaltet werden:

- Einschalten der Versorgungsspannung ( $3 \times 380 \text{ V}$ ,  $3 \times 125 \text{ V}$ ,  $1 \times 220 \text{ V}$ )

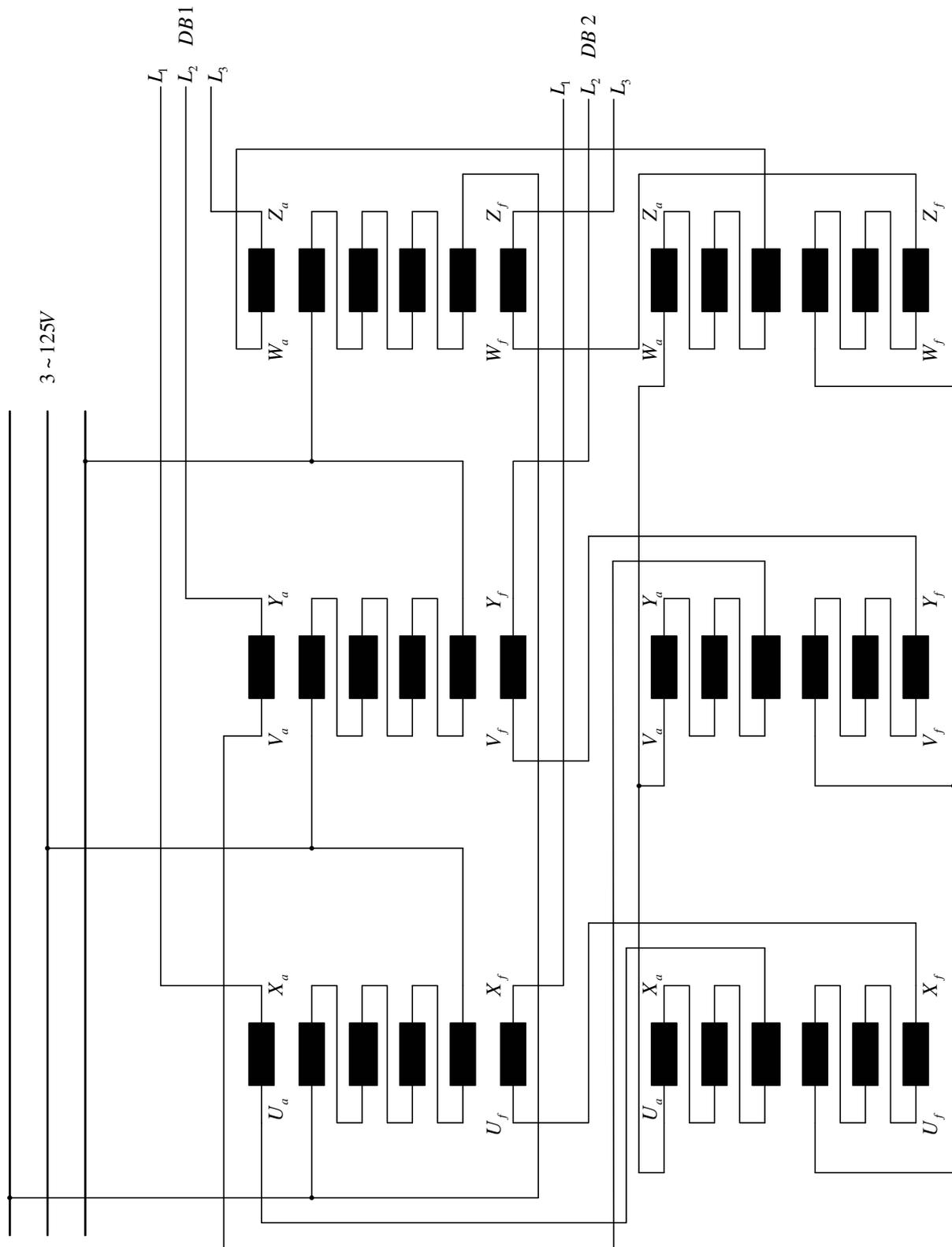


Abbildung 30: Anschlussschema des Dreiwicklungstransformators

- Einschalten der Drehzahlerfassungseinrichtung und der Maschinenlüfter
- Drücken des Tasters „Hilfsbetriebe EIN“ (Einschub 12)
- Drücken des Tasters „Ablaufsteuerung EIN“ (Einschub 12)

Der Antrieb setzt sich dann stufenweise selbsttätig in Betrieb. Drehzahl- und Lastmomentsollwert können über die entsprechenden Potentiometer vorgegeben werden. Bei der Drehzahlsollwertvorgabe können an den Potentiometern „Sollwert 1“ und „Sollwert 2“ zwei unterschiedliche Sollwerte eingestellt werden, deren Betrag zwischen 0 und  $1000 \text{ min}^{-1}$  (entsprechend 0 und 10 der Potentiometereinstellung) kontinuierlich verstellbar ist. Die Vorzeichen dieser Drehzahlsollwerte sind über Umschalter veränderbar. Mit einem weiteren Schalter kann ausgewählt werden, ob der am Potentiometer „Sollwert 1“ oder der am Potentiometer „Sollwert 2“ eingestellte Drehzahlsollwert dem Drehzahlregler als Führungsgröße aufgeschaltet wird. Mit den Potentiometern der Belastungskennlinien kann ein maximales Lastmoment zwischen 0 und 40 Nm (entsprechend 0 und 10 der Potentiometereinstellung) vorgegeben werden, dass abhängig von der gewählten Kennlinie spätestens bei der Maximaldrehzahl  $n_{\max} = 1000 \text{ min}^{-1}$  erreicht wird. Die Auswahl der Kennlinien erfolgt über die vorhandenen Taster.

Beim Ausschalten des Antriebs wird sinngemäß in umgekehrter Reihenfolge vorgegangen:

- Drücken des Tasters „Ablaufsteuerung AUS“ (Einschub 12)
- Drücken des Tasters „Hilfsbetriebe AUS“ (Einschub 12)
- Ausschalten der Versorgungsspannung

## 6 Versuchsdurchführung

Mit dem Gleichstromantrieb werden die nachfolgend aufgeführten Einzelversuche durchgeführt.

### 6.1 Einstellen verschiedener Betriebszustände

1. Schalten Sie den Antrieb unter Beachtung der in Abschnitt 5 angegebenen Potentiometer-einstellungen (Drehzahl- und Lastmomentsollwert gleich 0) ein.
2. Stellen Sie den Drehzahlsollwert auf  $\pm 200 \text{ min}^{-1}$ ,  $\pm 1000 \text{ min}^{-1}$  und  $\pm 30 \text{ min}^{-1}$  ein.
3. Stellen Sie den Drehzahlsollwert auf  $500 \text{ min}^{-1}$  ein und schalten Sie anschließend einen Lastmomentsollwert  $m_{L,w}$  von 40 Nm über das Kennlinienglied 1 auf.
4. Variieren Sie für  $m_{L,w} = 40 \text{ Nm}$  den Drehzahlsollwert zwischen  $-1000 \text{ min}^{-1}$  und  $1000 \text{ min}^{-1}$
5. Stellen Sie den Drehzahlsollwert 1 auf  $500 \text{ min}^{-1}$ , den Drehzahlsollwert 2 auf  $200 \text{ min}^{-1}$  und den Lastmomentsollwert auf 20 Nm ein. Schalten Sie zwischen beiden Drehzahlsollwerten um und oszillographieren Sie die Drehzahlsprungantwort sowie den Verlauf des Ankerstroms  $i_{A,1}$
6. Stellen Sie nun den Drehzahlsollwert 1 auf  $30 \text{ min}^{-1}$  und den Drehzahlsollwert 2 auf  $20 \text{ min}^{-1}$  ein ( $m_{L,w} = 20 \text{ Nm}$ ). Schalten Sie wieder zwischen beiden Sollwerten um und oszillographieren Sie den Drehzahl- und Ankerstromverlauf. Vergleichen Sie die Kurven mit den zuvor gemessenen (Strombegrenzung!).

7. Stellen Sie die Drehzallsollwertpotentiometer so ein, dass der Antrieb zwischen  $+1000 \text{ min}^{-1}$  und  $-1000 \text{ min}^{-1}$  reversiert werden kann. Stellen Sie außerdem alle Potentiometer der Belastungskennlinien so ein, dass bei  $1000 \text{ min}^{-1}$  der Lastmomentsollwert jeweils  $40 \text{ Nm}$  beträgt. Reversieren Sie den Antrieb mit allen drei Belastungskennlinien sowie mit dem Lastmoment Null und oszillographieren Sie den Drehzahlverlauf. Diskutieren Sie die Kurven.

## 6.2 Drehzahlreglerberechnung und -erprobung

Zur expliziten Berechnung der Drehzahlreglerparameter ist die Kenntniss einiger Maschinenparameter und Antriebskenngrößen erforderlich. Hierfür sind folgende Werte gegeben.

$$\begin{array}{ll}
 R_A = 0,75 \Omega & c\Phi = 1,18 \text{ Vs} \quad (\rightarrow i_F = 1,1 \text{ A}) \\
 U_{A,n} = 230 \text{ V} & I_{A,\max} = 100 \text{ A} \\
 I_{A,n} = 44 \text{ A} & n_{\max} = 1000 \text{ min}^{-1} \\
 c\Phi_n = 1,25 \text{ Vs} & T_n = 10 \text{ ms}
 \end{array}$$

Das Trägheitsmoment soll durch Identifikation bestimmt werden. Daraufhin können alle Verstärkungsfaktoren des Strukturbildes 26 bestimmt und somit die Drehzahlreglerparameter bestimmt werden.

1. Geben Sie zur Ermittlung des Trägheitsmomentes  $J$  des Gesamtantriebs einen Lastmomentsollwert von  $0 \text{ Nm}$  vor und beschleunigen Sie den Antrieb durch einen Drehzahlsprung von  $0$  auf  $1000 \text{ min}^{-1}$ . Oszillographieren Sie den Ankerstromsollwert- und den Drehzahlverlauf und bestimmen Sie daraus das Trägheitsmoment. Beschränken Sie sich bei der Auswertung auf denjenigen Zeitbereich, in dem der Ankerstromsollwert konstant ist.
2. Bestimmen Sie anschließend die Drehzahlreglerparameter mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens. Zeichnen Sie hierzu die auf Kreisfrequenz  $\omega_B = \frac{1}{s}$  normierten Frequenzkennlinien des offenen und des korrigierten Drehzahlregelkreises entsprechend dem Strukturbild 26 für  $K_R = \frac{\omega_B^2 K_i^* T_M}{\Phi^* R_A^* K_n^*}$ . Verwenden Sie hierbei die drei unterschiedlichen Reglerzeitkonstanten  $T_{R,1} = 2(T_E + T_n)$ ,  $T_{R,2} = 4(T_E + T_n)$  und  $T_{R,3} = 8(T_E + T_n)$ . Konstruieren Sie die Betragskennlinie mit Hilfe Ihrer Asymptoten sowie der exakten Betragsrechnung für die normierten Kreisfrequenzen  $\omega^* = \frac{1}{\omega_B T_R}$ ,  $\omega^* = \frac{1}{\omega_B T_n}$  und  $\omega^* = \frac{1}{\omega_B T_E}$ . Berechnen Sie zur Ermittlung der Phasenkennlinien deren exakte Werte für die normierten Kreisfrequenzen  $\omega^* = 1$ ,  $\omega^* = 4$ ,  $\omega^* = \frac{1}{\omega_B T_{R,3}}$ ,  $\omega^* = \frac{1}{\omega_B T_{R,2}}$ ,  $\omega^* = \frac{1}{\omega_B T_{R,1}}$ ,  $\omega^* = \frac{1}{\omega_B T_n}$  und  $\omega^* = \frac{1}{\omega_B T_E}$ . Vergleichen Sie die Ergebnisse mit denen des symmetrischen Optimums.
3. Stellen Sie die berechneten Reglerparameter (einschließlich die des symmetrischen Optimums) an der Anlage ein und führen Sie einen Drehzallsollwertsprung von  $20 \text{ min}^{-1}$  auf  $30 \text{ min}^{-1}$  bei konstanten Lastmomentsollwert von  $20 \text{ Nm}$  durch. Beachten Sie dabei, dass die an der Anlage einstellbaren Drehzahlreglerparameter  $K_1$  und  $K_2$  mit den Parametern  $K_R$  und  $T_R$  über die Beziehung

$$\frac{K_1}{0,1} + \frac{K_2}{s \cdot 5 \text{ ms}} = K_R \frac{1 + T_R s}{s} \quad (6.1)$$

zusammenhängen, woraus sich die Umrechnungsvorschrift

$$K_1 = 0,1 K_R T_R \quad (6.2)$$

$$K_2 = 5 \text{ ms} \cdot K_R \quad (6.3)$$

ergibt. Oszillographieren Sie jeweils den Drehzahl- und Ankerstromverlauf und vergleichen Sie die Ergebnisse anhand der Anregelzeit  $t_{An}$ , der Ausregelzeit  $t_{Aus}$  und der relativen Überschwingweite  $\Delta\ddot{u}$ . Zur Ermittlung von  $t_{An}$  und  $t_{Aus}$  wird dabei von einer Toleranzbandbreite von  $4 \text{ min}^{-1}$  ausgegangen. Arretieren Sie bei diesem Versuch darüberhinaus die Pendelwage mit der vorhandenen Feststellschraube, um die Oszillogramme durch den Einfluss mechanischer Schwingungen nicht zu verfälschen.

Stellen Sie anschließend einen konstanten Drehzahlsollwert von  $100 \text{ min}^{-1}$  und führen Sie für alle vier Reglereinstellungen jeweils einen Lastmomentsprung von  $10 \text{ Nm}$  auf  $30 \text{ Nm}$  durch. Oszillographieren Sie wieder den Drehzahl- und Ankerstromverlauf und vergleichen Sie die Ergebnisse anhand der Anregelzeit, der Ausregelzeit und der maximalen Drehzahlabsenkung  $\Delta n_{\max}$  miteinander.

4. Stellen Sie beim Drehzahlregler diejenigen Parameter ein, die in in Punkt 3 die besten Ergebnisse geliefert haben. Durchfahren Sie mit dem Antrieb dann alle vier Quadranten der Drehzahl-Drehmomentebene. Hierzu ist das Oszilloskop auf XY-Betrieb umzustellen, wobei die X-Auslenkung mit dem Drehzahlmesssignal und die Y-Auslenkung mit dem Ankerstrommesssignal der Belastungsmaschine erzeugt wird. Fahren Sie nun alle vier Quadranten an, indem Sie die Drehzahl- und Lastmomentsollwerte entsprechend wählen.

### 6.3 Versuchsprotokoll

- **Zu Aufgabe 6.1 Teil 5**

Diagramme mit den Verläufen von  $n(t)$  und  $i_{A,1}(t)$

- **Zu Aufgabe 6.1 Teil 6**

Diagramme mit den Verläufen von  $n(t)$  und  $i_{A,1}(t)$

- **Zu Aufgabe 6.1 Teil 7**

4 Diagramme mit den Verläufen von  $n(t)$  bei unterschiedlicher Lastmomentcharakteristik

- **Zu Aufgabe 6.2 Teil 1**

Diagramm mit den Verläufen von  $n(t)$  und  $i_{A,1}(t)$

$$m_{L,w} = 40 \text{ Nm}$$

$$i_{A,1,w} =$$

$$c\Phi =$$

$$\Delta n =$$

$$\Delta t =$$

$$\longrightarrow J = \quad =$$

- **Zu Aufgabe 6.2 Teil 2**

Für den Drehzahlregelkreis (siehe Abbildung 31) 3 Frequenzkennlinien des offenen, korrigierten Regelkreises mit dem Frequenzgang

$$F_o(j\omega) = K_R \frac{\Phi^* R_A^* K_n^*}{K_i^* T_M} \frac{1 + j\omega T_R}{(j\omega)^2 (1 + j\omega T_E)(1 + j\omega T_n)} \quad (6.4)$$

$$\longrightarrow F_o(j\omega) \Big|_{K_R = \frac{\omega_B^2 K_i^* T_M}{\Phi^* R_A^* K_n^*}} = \omega^2 \frac{1 + j\omega T_R}{(j\omega)^2 (1 + j\omega T_E)(1 + j\omega T_n)} \quad (6.5)$$

$$= \frac{1 + j\omega^* \omega_B T_R}{(j\omega^*)^2 (1 + j\omega^* \omega_B T_E)(1 + j\omega^* \omega_B T_n)} \quad (6.6)$$

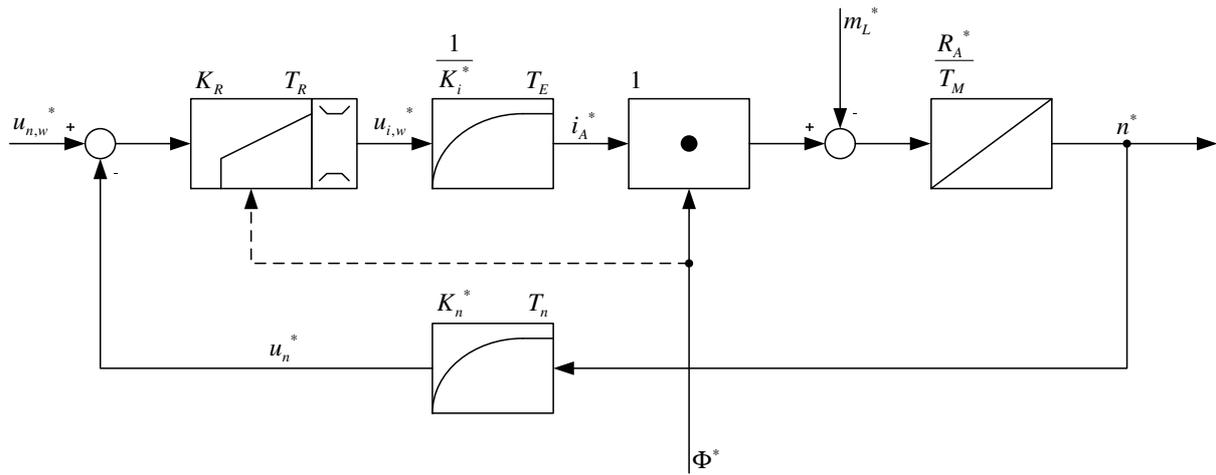


Abbildung 31: Strukturbild des Drehzahlregelkreises

– Betragskennlinien für  $T_{R,1} = 2(T_E + T_n) =$

$w^*$					$\Sigma$
$\frac{1}{\omega_B T_{R,1}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_n} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_E} =$					

– Betragskennlinien für  $T_{R,2} = 4(T_E + T_n) =$

$w^*$					$\Sigma$
$\frac{1}{\omega_B T_{R,2}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_n} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_E} =$					

– Betragskennlinien für  $T_{R,3} = 8(T_E + T_n) =$

$w^*$					$\Sigma$
$\frac{1}{\omega_B T_{R,3}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_n} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_E} =$					

– Phasenkennlinie für  $T_{R,1} = 2(T_E + T_n) =$

$w^*$					$\Sigma$
1					
4					
$\frac{1}{\omega_B T_{R,3}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_{R,2}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_{R,1}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_n} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_E} =$					

– Phasenkennlinie für  $T_{R,2} = 4(T_E + T_n) =$

$w^*$					$\Sigma$
1					
4					
$\frac{1}{\omega_B T_{R,3}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_{R,2}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_{R,1}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_n} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_E} =$					

– Phasenkennlinie für  $T_{R,3} = 8(T_E + T_n) =$

$w^*$					$\Sigma$
1					
4					
$\frac{1}{\omega_B T_{R,3}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_{R,2}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_{R,1}} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_n} =$					
$\frac{1}{\omega_B T_E} =$					

– Berechnung von  $\frac{\omega_B^2 K_i^* T_M}{\Phi^* R_A^* K_n^*}$ :

$$\begin{array}{rcl}
 K_i^* & = & = \\
 K_n^* & = & = \\
 R_A^* & = & = \\
 T_M & = & = \\
 \Phi^* & = & = \\
 T_E & = & = \\
 \longrightarrow \frac{\omega_B^2 K_i^* T_M}{\Phi^* R_A^* K_n^*} & = & =
 \end{array}$$

Betragskennlinie  
-1000B  
H1000e

- Reglerentwurf

$$T_{R,1} = 2(T_E + T_n) = \quad K_{1,1} = \quad =$$

$$K_{R,1} = \quad = \quad K_{2,1} = \quad =$$

$$K_{R,2} = 4(T_E + T_n) = \quad K_{1,2} = \quad =$$

$$K_{R,2} = \quad = \quad K_{2,2} = \quad =$$

$$K_{R,3} = 8(T_E + T_n) = \quad K_{1,3} = \quad =$$

$$K_{R,3} = \quad = \quad K_{2,3} = \quad =$$

– symmetrisches Optimum (sO)

$$K_S = \quad =$$

$$T_{R,sO} = \quad = \quad K_{1,sO} = \quad =$$

$$T_{R,O} = \quad = \quad K_{2,sO} = \quad =$$

• **Zu Aufgabe 6.2 Teil 3**

– 4 Diagramme, jeweils mit den Verläufen von  $n(t)$  und  $i_{A,1}(t)$  bei einem Drehzahlsollwertsprung

$$t_{An,1} = \quad t_{Aus,1} = \quad \Delta\ddot{u}_1 =$$

$$t_{An,2} = \quad t_{Aus,2} = \quad \Delta\ddot{u}_2 =$$

$$t_{An,3} = \quad t_{Aus,3} = \quad \Delta\ddot{u}_3 =$$

$$t_{An,sO} = \quad t_{Aus,sO} = \quad \Delta\ddot{u}_{sO} =$$

– 4 Diagramme, jeweils mit den Verläufen von  $n(t)$  und  $i_{A,1}(t)$  bei einem Lastmoment-sprung

$$\begin{array}{lll}
t_{\text{An},1} = & t_{\text{Aus},1} = & \Delta n_{\text{max},1} = \\
t_{\text{An},2} = & t_{\text{Aus},2} = & \Delta n_{\text{max},2} = \\
t_{\text{An},3} = & t_{\text{Aus},3} = & \Delta n_{\text{max},3} = \\
t_{\text{An},\text{sO}} = & t_{\text{Aus},\text{sO}} = & \Delta n_{\text{max},\text{sO}} =
\end{array}$$

## 7 Fragen zum Versuch

1. Worin unterscheidet sich ein kreisstromfreier und ein kreisstrombehafteter Umkehrstromrichter?
2. Zeichnen Sie das Strukturbild einer fremderregten, kompensierten Gleichstrommaschine!
3. Wie wird die Normierung der die Gleichstrommaschine beschreibenden Differentialgleichungen durchgeführt?
4. Durch welches Übertragungsglied kann das dynamische Verhalten eines netzgeführten Umkehrstromrichters angenähert werden?
5. Wie funktioniert die Lückkorrektur einrichtung beim kreisstromfreien Umkehrstromrichter?
6. Wie können die Maschinenparameter der Gleichstrommaschine identifiziert werden?
7. Welche Entwurfsverfahren für Regelkreise in der elektrischen Antriebstechnik kennen Sie?
8. Warum wird die Drehzahlregelung der Gleichstrommaschine als Kaskadenregelung ausgeführt?
9. Warum werden für den Ankerstrom- und Drehzahlregelkreis üblicherweise PI-Regler, und kein P-, PD- oder PID-Regler eingesetzt?
10. Wie sind Frequenzkennlinien definiert?
11. Wie lautet das Stabilitätskriterium eines Regelkreises in Frequenzkennliniendarstellung?
12. Welchen Zusammenhang gibt es zwischen den Frequenzkennlinien des offenen und dem dynamischen Verhalten des geschlossenen Regelkreises?
13. Wie lauten die Voraussetzungen für die Anwendung der Reglerentwurfsvorschriften des Betragsoptimums bzw. des symmetrischen Optimums?
14. Wie sieht das prinzipielle Einschwingverhalten des Ankerstroms im betragsoptimal ausgelegten Ankerstromregelkreis aus?
15. Wie wird beim Drehzahlreglerentwurf der unterlagerte Ankerstromregelkreis berücksichtigt?
16. Wie sieht der prinzipielle Einschwingvorgang der Drehzahl und des Ankerstroms beim symmetrisch optimierten Drehzahlregelkreis aus?

## Literatur

- [1] Pfaff, G. und Meier, C.: *Regelung elektrischer Antriebe II*. R. Oldenbourg Verlag, München, Wien, 1982.
- [2] Meyer, M.: *Elektrische Antriebstechnik 2*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1987.
- [3] Späth, H.: *Elektrische Maschinen und Stromrichter*. Karlsruhe: Braun, 1984.
- [4] Meyer, M.: *Leistungselektronik*. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York, London, Paris, Tokyo, Hong Kong, Barcelona, 1990.
- [5] Bühler, E.: *Eine zeitoptimale Thyristor Stromregelung unter Einsatz eines Mikroprozessors*. Regelungstechnik, 26:37–43, 1978.
- [6] Föllinger, O.: *Regelungstechnik*. Hüthig Verlag, 1990.
- [7] Föllinger, O.: *Lineare Abtastsysteme*. R. Oldenbourg Verlag, München, Wien, 4. Auflage, 1990.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Erläuterungen</b>	<b>3</b>
1.1	Allgemeines . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Eigenschaften und Kennlinien eines rückwärtssperrenden Thyristors</b>	<b>3</b>
2.1	Schutzeinrichtungen, Steuerung . . . . .	5
2.2	Netzgeführte Stromrichter . . . . .	6
2.2.1	Allgemeine Eigenschaften . . . . .	6
2.2.2	Vollaussteuerung . . . . .	8
2.2.3	Gesteuerter Betrieb . . . . .	8
2.2.4	Wechselrichterbetrieb (WR) . . . . .	9
2.2.5	Lückbetrieb . . . . .	11
2.2.6	Blindleistung . . . . .	12
2.3	Dreipuls- Mittelpunktschaltung . . . . .	13
2.4	Drehstrombrückenschaltung . . . . .	13
2.5	Halbgesteuerte Drehstrombrückenschaltung . . . . .	16
2.6	Thyristordaten . . . . .	18
<b>3</b>	<b>Versuche (Schaltung Bilder 18 und 19)</b>	<b>19</b>
3.1	Dreipuls-Mittelpunktschaltung . . . . .	19
3.1.1	Steuerkennlinie . . . . .	19
3.1.2	Oszillogramme bei Teilaussteuerung . . . . .	20
3.2	Vollgesteuerte Drehstrombrückenschaltung . . . . .	20
3.2.1	Oszillogramme . . . . .	20
3.2.2	Blindleistung . . . . .	21
3.2.3	Lückender Strom . . . . .	21
3.3	Halbgesteuerte Drehstrombrückenschaltung . . . . .	22
3.3.1	Steuerkennlinie . . . . .	22
3.3.2	Oszillogramme bei Teilaussteuerung . . . . .	22
3.3.3	Blindleistung . . . . .	23
<b>4</b>	<b>Auswertung der Versuche</b>	<b>26</b>
4.1	Auswertung zur Mittelpunktschaltung . . . . .	26
4.1.1	Messwerte zu 3.1.1 . . . . .	26
4.1.2	Messwerte zu 3.1.2 . . . . .	26
4.1.3	Messwerte zu 3.2.3 . . . . .	31
4.1.4	Messwerte zu 3.3.1 . . . . .	31

4.1.5 Messwerte zu 3.3.3 . . . . . 35

# 1 Erläuterungen

## 1.1 Allgemeines

Stromrichter sind Einrichtungen zum Umformen oder Steuern elektrischer Energie unter Verwendung von Stromrichterventilen. Die Grundausrüstung eines Stromrichters umfaßt außer den Ventilen alle weiteren für die vorgesehene Schaltung oder Funktion erforderlichen Ausrüstungsteile, z. B. Stromrichtertransformatoren, Einrichtungen zum Zünden von Thyristoren usw. Stromrichter können je nach Aufbau und Aussteuerung in folgenden Betriebszuständen arbeiten:

- als Gleichrichter: Umformung von ein- oder mehrphasigen Wechselgrößen in Gleichgrößen.
- als Wechselrichter: Umformung von Gleichgrößen in ein- oder mehrphasige Wechselgrößen.
- als Umrichter: Umformung von ein- und mehrphasigen Wechselgrößen einer Frequenz in Wechselgrößen einer anderen Frequenz oder Phasenzahl.

Als elektrische Ventile werden heute meist steuerbare Halbleiterbauelemente - z. B. Thyristoren oder Transistoren (IGBT, IGCT, MOSFET) im Schaltbetrieb eingesetzt.

## 2 Eigenschaften und Kennlinien eines rückwärtssperrenden Thyristors

Die rückwärtssperrende Thyristortriode - im folgenden Thyristor genannt - ist in ihrem Aufbau mit der psn-Diode vergleichbar. Bei der psn-Diode ist eine schwachdotierte und somit hochohmige Mittelzone zwischen je einer hochdotierten p- bzw. n-leitenden Schicht eingebettet. Auch beim Thyristor liegt ein hochohmiges Mittelgebiet vor, das jedoch aus zwei entgegengesetzt dotierten Bereichen besteht, die zusammen mit den beiden äußeren hochdotierten Randzonen eine pnpn-Struktur ergeben (Bild 1). Das Halbleiterbauelement Thyristor hat demnach vier aufeinanderfolgende Zonen mit wechselndem Leitungstyp (Vierschichtelement). Von den drei möglichen Arbeitszuständen des Thyristors stimmen zwei mit denen des psn- Gleichrichters überein. Entsprechend dieser Arbeitszustände kann die Strom –Spannungs –Charakteristik eines Thyristors (Bild 2) in drei Kennlinienabschnitte unterteilt werden:

- negative Sperrkennlinie

Ist das Anodenpotential gegenüber der Kathode negativ, so sperren die beiden äuße-

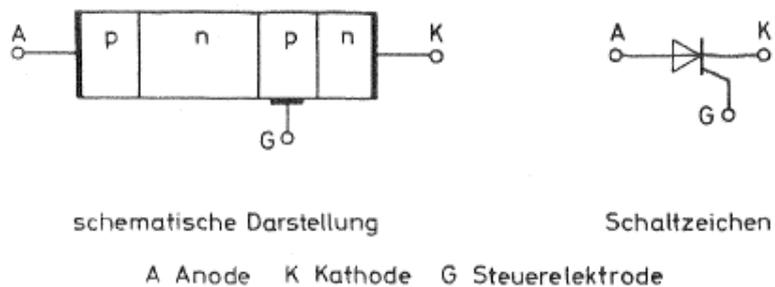


Abbildung 1: Halbleiteraufbau und Schaltsymbol des Thyristors

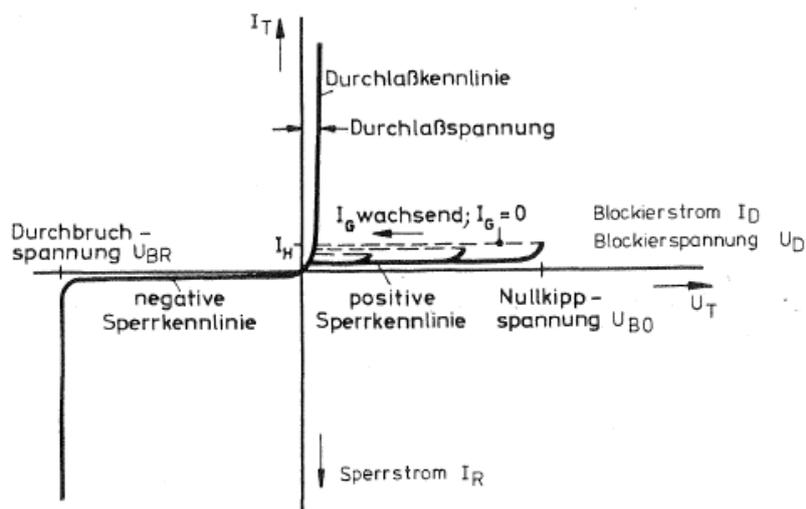


Abbildung 2: Kennlinie des Thyristors

ren pn-Übergänge. Es fließt ein sehr geringer Sperrstrom in Sperrrichtung durch den Thyristor. Eine Überschreitung der maximalen negativen Sperrspannung führt zum Durchbruch in Sperrrichtung und hat meist die thermische Zerstörung des Thyristors zur Folge. In Sperrrichtung verhält sich ein Thyristor wie eine p<sub>sn</sub>-Silizium-Gleichrichterdiode.

- positive Sperrkennlinie

Ist das Anodenpotential gegenüber der Kathode positiv, so kann das Bauelement auch hier den Stromfluß sperren ("blockieren"). Dieser Arbeitszustand ist bei der p<sub>sn</sub>-Diode nicht möglich. Es wird der mittlere pn-Übergang des Vierschichtelements wirksam, er sperrt. Es fließt nur ein sehr geringer Sperrstrom in Durchlaßrichtung durch den Thyristor. Wird eine Steuergleichspannung angelegt (positiver Pol an Steuerelektrode G und negativer Pol an Kathode K) und fließt ein ausreichend hoher Steuerstrom (Stromimpuls) zwischen Steuerelektrode und Kathode, so werden Ladungsträger in die p-Schicht injiziert und somit der mittlere pn-Übergang mit Ladungsträgern überschwemmt. Der Thyristor ist damit „gezündet“.

Der Thyristor kann ebenfalls durch Überschreiten der max. positiven Sperrspannung (Nullkippspannung) oder durch zu schnellen Anstieg der positiven Sperrspannung gezündet werden. Diese Art der Zündung ist betriebsmäßig nicht vorgesehen, sie kann zur Zerstörung des Thyristors führen.

- Durchlaßkennlinie

Ist der Thyristor gezündet, so führt er den Durchlaßstrom  $I$  bei einer geringen Durchlaßspannung  $U_T$  von ca. 1V. Der einmal gezündete Thyristor erreicht seine Sperrfähigkeit erst dann wieder, wenn der Durchlaßstrom  $I_s$  einen für jeden Thyristortyp charakteristischen Wert, den sogenannten „Haltestrom“  $I_H$ , unterschreitet (Bild 2). Die Unterbrechung des Steuerstroms allein hat darauf keinen Einfluß. Der Thyristor muß vielmehr durch andere Maßnahmen wieder in den sperrenden Zustand überführt werden.

## 2.1 Schutzeinrichtungen, Steuerung

Infolge der kleinen Abmessungen (bzw. kleiner Wärmekapazität) ist der Thyristor gegen Überlastung durch Strom und Spannung sehr empfindlich. Zum Schutz gegen Überstrom dienen überflinke Sicherungen. Spannungsspitzen aus dem angeschlossenen Netzwerk und infolge des Trägerstaueffekts des Thyristors werden durch eine RC-Beschaltung gedämpft (Bild 3). Ein elektronisches Steuergerät liefert die Zündimpulse für die Thyristoren der Stromrichter. Bei netzgeführten Stromrichtern muß die Impulsfolge mit dem Netz synchronisiert und in der Phasenlage (Steuerwinkel  $\alpha$ , siehe 2.2.1) einstellbar sein. Die im

Versuch verwendete Steuerung liefert den Thyristoren Impulse entsprechend Bild 4, deren Phasenlage gegenüber der Netzspannung stufenlos und gleichzeitig zwischen Ca.  $0^\circ$  und  $170^\circ$  eingestellt werden kann. Da das Steuergerät für eine Drehstrombrückenschaltung (siehe Bild 9) ausgelegt ist, liefert es an jedem Ausgang zwei Zündimpulse pro Periode im Abstand von  $60^\circ$ . Diese Impulsfolge ist für das Einschalten und den lückenden Betrieb notwendig, da hierbei immer zwei Ventile gleichzeitig gezündet werden müssen, damit ein Stromfluß möglich ist.

## 2.2 Netzgeführte Stromrichter

### 2.2.1 Allgemeine Eigenschaften

Für die folgenden Betrachtungen wird der Thyristor als idealer Schalter angenommen, der in geöffneten Zustand den Widerstand  $R \rightarrow \infty$  und im geschlossenen den Widerstand

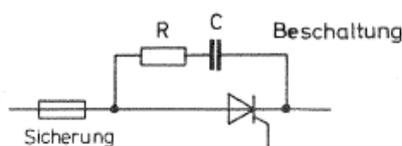


Abbildung 3: Schutzbeschaltung des Thyristors

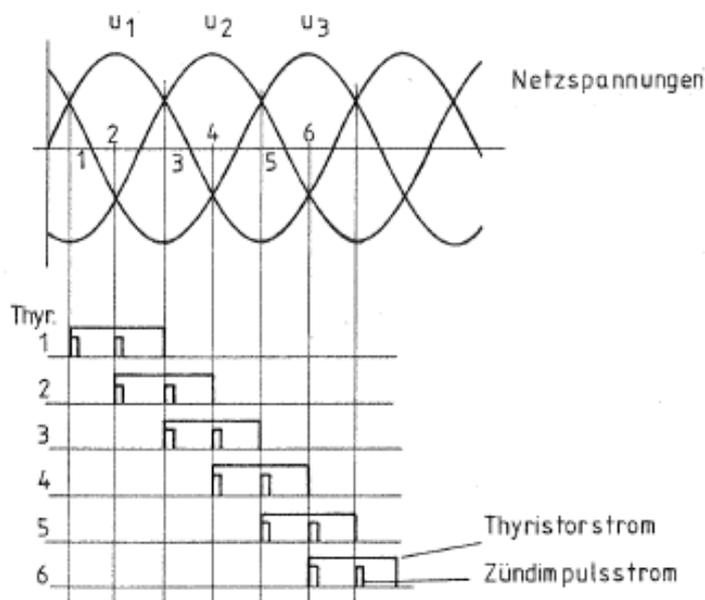


Abbildung 4: Pulsfolge zum Zünden der Thyristoren



mes von einem auf das andere Ventil nicht unendlich schnell erfolgt, sondern während der Kommutierungszeit (ihr entspricht der Überlappungswinkel  $\ddot{u}$ ) die zwei sich in der Stromführung ablösenden Ventile gleichzeitig Strom führen [1].

- bei den Thyristoren die sogenannte Freiwerdezeit  $t_q$  zwischen dem Nulldurchgang des Stromes von der Schalt- zur Sperrrichtung und der frühest zulässigen Wiederkehr einer positiven Sperrspannung eingehalten werden muß. Kehrt die positive Sperrspannung wieder, bevor die Freiwerdezeit vergangen ist, dann schaltet das Ventil wieder durch. Bei den Thyristoren beträgt die Freiwerdezeit etwa  $10 \dots 300 \mu s$ . Diese Freiwerdezeit ergibt mit einer aufgrund von Unsymmetrien des Steuergeräts einzuhaltenen zusätzlichen Sicherheit die Schonzeit  $t_S$ . Sie entspricht der Zeit von der Beendigung der Kommutierung bis zur Wiederkehr der Spannung in Blockierichtung und darf nicht unterschritten werden. Der Schonzeit entspricht der Löschwinkel  $\gamma_{\min} = \omega \cdot t_S$ .

Wird der sich daraus ergebende höchste Stromrichtersteuerwinkel  $\alpha_{\max}$ , die „Trittgrenze“ überschritten, so kann der Stromrichter kippen (sogenanntes Wechselrichterkippen). Da der Überlappungswinkel  $\ddot{u}$  sehr stark vom Gleichstrom  $i_d$  abhängt, wird  $\alpha_{\max}$  für den maximal auftretenden Strom  $i_{d\max}$  ermittelt.

$$\alpha_{\max} = \pi - (\ddot{u} + \gamma_{\min}) \quad (2.1)$$

Der Winkel  $\ddot{u} + \gamma_{\min}$  wird als „Respektabstand“ bezeichnet.

### 2.2.2 Vollaussteuerung

Bei Vollaussteuerung ( $\alpha = 0$ ) verhalten sich die Stromrichter im Bereich der Einfachkommutierung so, als ob die Thyristoren durch Dioden ersetzt wären. Für eine Dreipuls-Mittelpunktschaltung (Bild 7) sind die zeitlichen Verläufe einiger Größen in Bild 8 aufgezeichnet (für  $\alpha = 0^\circ$  und  $60^\circ$  bei  $U_q = 0$ ). Da der dreipulsige Stromrichter bei Verwendung eines auf der Sekundärseite in Stern geschalteten Transformators (Bild 7) einen Gleichanteil im sekundären Wicklungsstrom zur Folge hat, muß durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen (hier z. B. Zick- Zack - Schaltung, Bild 7) ein Durchflutungsungleich ermöglicht werden.

### 2.2.3 Gesteuerter Betrieb

Die Thyristoren können im Gegensatz zu Dioden auch bei positiver Anodenspannung  $U_T$  erst Strom führen, wenn sie durch einen Steuerimpuls gezündet werden. Der Strom

fließt dann solange durch den Thyristor, bis entweder der Folgethyristor den Strom übernimmt oder bis bei Lückbetrieb der Strom bereits vorher den Wert Null erreicht. Bei Einschaltung einer Induktivität in den Gleichstromkreis wird der Gleichstrom geglättet (kein Stromlücken) und der Augenblickswert der Gleichspannung  $u_d$  kann zeitweise negativ werden (Bild 8, 3-Puls-Mittelpunktschaltung,  $\alpha = 60^\circ$  ).

Bei eingeschalteter Glättungsdrossel

$$L \gg \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{R}{\omega_n} \quad (\omega_n \text{ Netz-Kreisfrequenz, } p \text{ Pulszahl}) \quad (2.2)$$

gelten die gestrichelten Kurven Für Steuerwinkel  $\alpha > 90^\circ$  kann der zeitliche Mittelwert  $U_{di\alpha}$  der Gleichspannung  $u_d$  auch negative Werte annehmen (Bild 8,  $\alpha = 120^\circ$  ), wenn sich eine Gleichspannungsquelle  $U_q \neq 0$  ( zum Beispiel ein Gleichstrommotor) im Gleichstromkreis befindet. Nach Bild 9 gelten folgende Zusammenhänge:

$$\text{Mittelwert des Gleichstromes } I_d = \frac{U_{di\alpha} - U_q}{R} \geq 0 \quad (2.3)$$

Daraus folgt: Gleichrichterbetrieb (GR) :

$$U_{di\alpha} > 0; U_q > 0 \quad (2.4)$$

### 2.2.4 Wechselrichterbetrieb (WR)

$$U_{di\alpha} < 0; U_q < 0 \quad |U_q| > |U_{di\alpha}| \quad (2.5)$$

In der idealisierten Stromrichtertheorie (unendlich schnelle Kommutierung, nichtlückender Strom) gilt für die Abhängigkeit des Mittelwerts  $U_{di\alpha}$  vom Steuerwinkel  $\alpha$  für Dreipuls

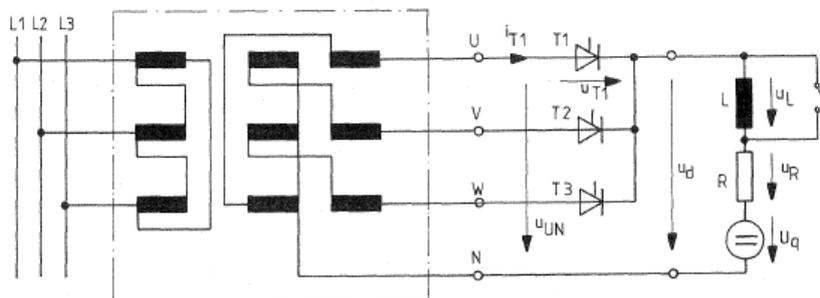


Abbildung 7: Dreipuls-Mittelpunkt-Schaltung mit Transformator

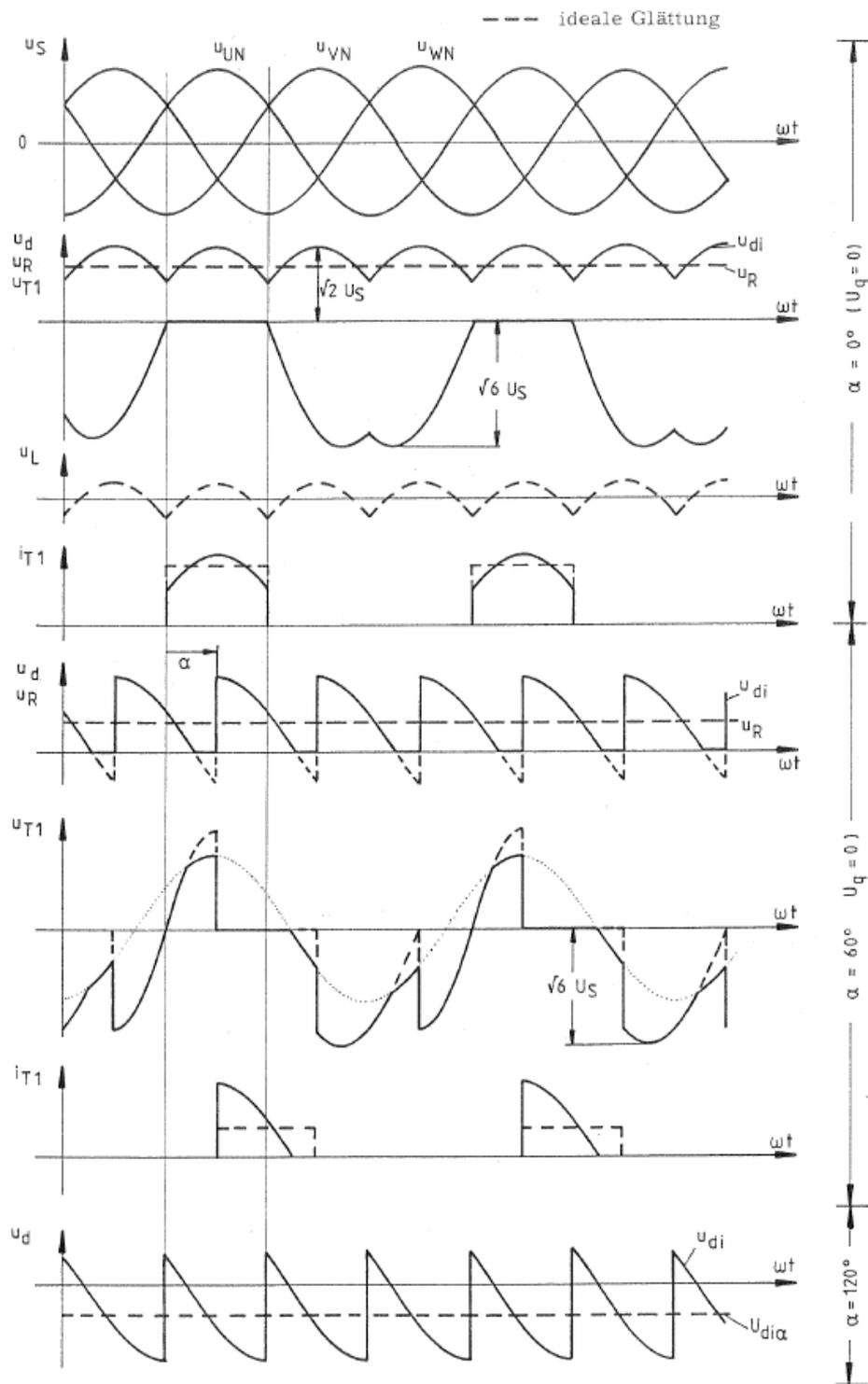


Abbildung 8: Zeitliche Verläufe (für  $\alpha = 0^\circ$  und  $60^\circ$  gilt  $U_q = 0$  bei der Dreipuls-Mittelpunkt-Schaltung)

- Mittelpunktschaltung und vollgesteuerte Drehstrombrückenschaltung:

$$U_{di\alpha} = U_{di} \cdot \cos \alpha \tag{2.6}$$

mit  $U_{di}$  zeitlicher Mittelwert der Gleichspannung  $U_d$  bei Vollaussteuerung ( $\alpha = 0$ ) Damit ergibt sich die im Bild 10 dargestellte Steuerkennlinie. Bei Wechselrichterbetrieb ( $90^\circ < \alpha \leq 180^\circ$ ) wird Energie von der Quelle  $U_q$  in das Drehstromnetz geliefert, die Stromrichtung bleibt gegenüber dem Gleichrichterbetrieb unverändert.

### 2.2.5 Lückbetrieb

Bei nichtidealer Glättung des Stroms  $i_d$  kann dieser lücken. Für rein ohmsche Last gelten die durchgezogenen Linien im Bild 8. Der Gleichstrom verläuft im Bereich  $\alpha \geq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$  intermittierend, im Bereich  $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$  kann auch bei rein ohmscher Last kein Lücken

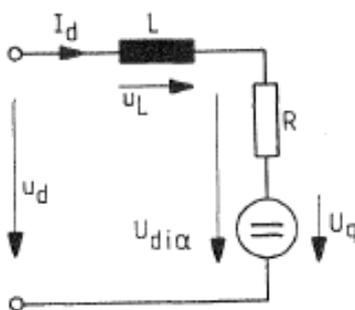


Abbildung 9: Ersatzschaltbild mit Gleichstrommaschine

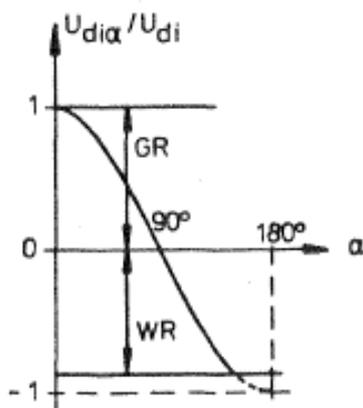


Abbildung 10: Steuerkennlinie

auftreten. Im Lückbereich

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \leq \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \quad (2.7)$$

gilt für die Gleichspannung  $U_{di\alpha}$

$$U_{di\alpha} = U_{di} \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)}{2 \sin \frac{\pi}{p}} \quad (2.8)$$

Für  $\alpha \geq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}$  ergibt sich  $U_{di\alpha} = 0$ . Im Kapitel 2.4 sind für die vollgesteuerte Sechspuls-Drehstrombrücke Kennlinien dargestellt, die die Abhängigkeit der Gleichspannung  $U_{d\alpha}$  vom Strom unter der Voraussetzung einer endlichen Induktivität und bei  $U_q \neq 0$  darstellen.

### 2.2.6 Blindleistung

Der netzgeführte Stromrichter nimmt induktive Blindleistung aus dem Netz auf. Während bei Vollaussteuerung ( $\alpha = 0$ ) und Annahme unendlich schneller Kommutierung die Phasenlage der Grundschwingung  $I_1$  des Wechselstroms  $I$  mit der Spannung übereinstimmt, eilt die Grundschwingung des Stroms mit wachsendem  $\alpha$  der Spannung nach, das heißt der Stromrichter entnimmt dem Netz Steuerblindleistung bzw. Grundschwingungsblindleistung  $Q_1$ . Es gilt

$$Q_1 = \sqrt{3}U_1 I_1 \sin \phi_1 = S_1 \sin \phi_1 \quad (2.9)$$

$$P_1 = \sqrt{3}U_1 I_1 \cos \phi_1 = S_1 \cos \phi_1 \quad (2.10)$$

mit

$U_1$  Effektivwert der Grundschwingung der verketteten Netzspannung

$S_1$  Grundschwingungsscheinleistung

$\phi_1$  Phasenverschiebung zwischen der Grundschwingung des Stroms und der Spannung

Hinzu kommen die bei der realen Kommutierung wegen der Überlappung der Ströme entstehende Kommutierungsblindleistung sowie die Verzerrungsleistung  $D$ , die sich aus den Oberschwingungen des Netzstroms ergibt:

$$D = \sqrt{3}U_1 \sqrt{\sum_{\nu>1} I_\nu^2} \quad (2.11)$$

Für die gesamte Scheinleistung  $S$  gilt:

$$S^2 = P^2 + Q_1^2 + 3U_1^2 \sum_{\nu>1} I_\nu^2 = S_1^2 + D^2 \quad (2.12)$$

mit der Wirkleistung „ $P$ “. Der Leistungsfaktor ergibt sich für idealisierten Stromrichterbetrieb zu

$$\lambda = \frac{U_1 I_1}{U_1 I} \cos \alpha = \frac{I_1}{I} \cos \alpha . \quad (2.13)$$

Für die Abhängigkeit der Steuerblindleistung  $Q_{1\alpha}$  gilt nach [1] für den idealisierten Stromrichter

$$Q_{1\alpha} = U_{di} I_d \sin \alpha . \quad (2.14)$$

Somit ergibt sich die im Bild 11 dargestellte Abhängigkeit der bezogenen Steuerblindleistung von der Spannung ( $U_{di\alpha}/U_{di}$ ).

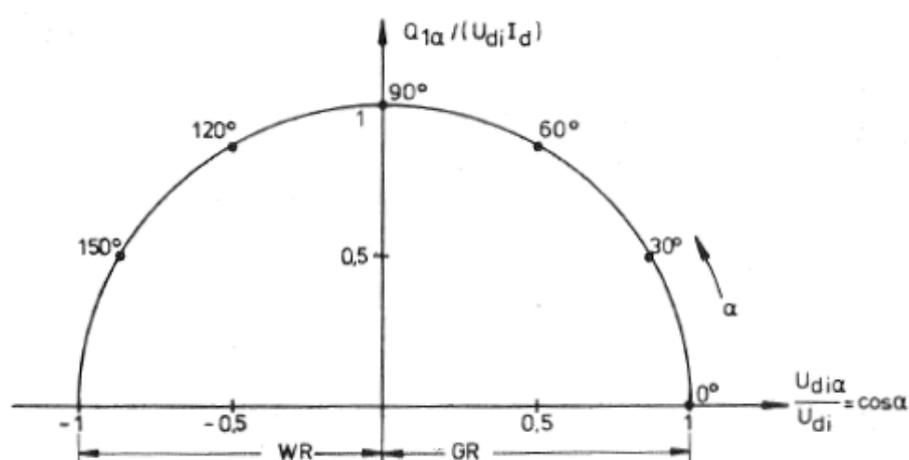


Abbildung 11: Steuerblindleistung

### 2.3 Dreipuls- Mittelpunktschaltung

In Abschnitt 2.2 sind mit den Bildern 7 und 8 die Schaltung und die zeitlichen Verläufe bei verschiedenen Aussteuerungen gegeben. Die ideale Gleichspannung bei Vollaussteuerung ergibt sich zu

$$U_{di} = \frac{\sqrt{2} U_S \sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} = 1,17 \cdot U_S \quad (2.15)$$

wobei  $U_S$  der Effektivwert einer der Spannungen  $u_{UN}$ ,  $u_{VN}$  oder  $u_{WN}$  in Bild 7 ist.

### 2.4 Drehstrombrückenschaltung

Die Wirkungsweise der vollgesteuerten Drehstrombrückenschaltung entspricht sinngemäß einer Reihenschaltung von zwei Dreipuls - Mittelpunktschaltungen. Im Gegensatz zur Mittelpunktschaltung fließt bei der Brückenschaltung Wechselstrom in den Sekundärsträngen

des Transformators. Die Schaltung kann auch über Kommutierungsdrosseln direkt an das Netz angeschlossen werden (Bild 12).

Für die ideale Gleichspannung ergibt sich bei  $\alpha = 0$

$$U_{di} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_S \approx 2,34 U_S \quad (2.16)$$

Den Verlauf der Gleichspannung  $u_d$  bei verschiedenen Aussteuerungen  $\alpha \neq 0$  zeigt Bild 13. Für  $\alpha = 45^\circ$  ist (schraffiert) die Kommutierung mit endlicher Überlappung berücksichtigt. Im idealen Fall gilt für die Ströme der vollgesteuerten Brückenschaltung

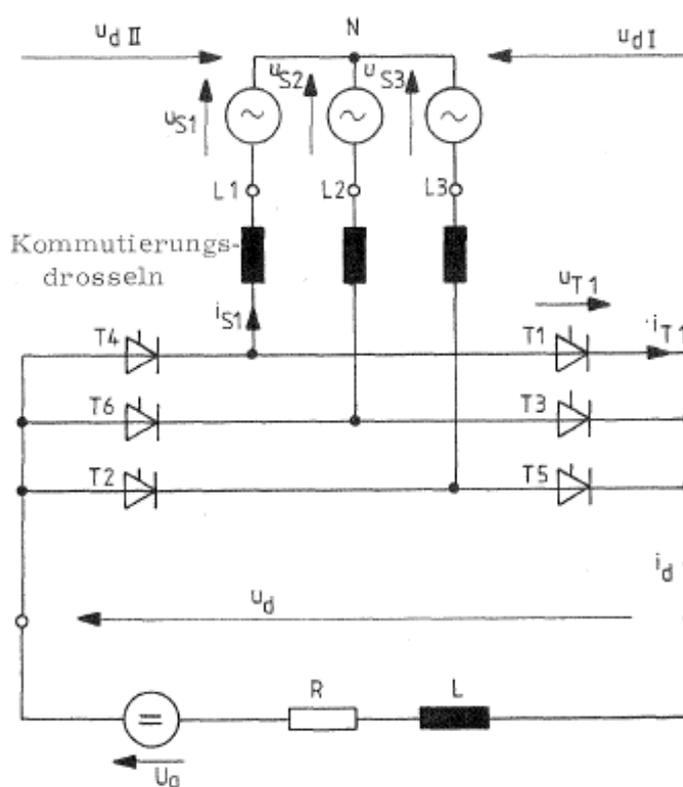


Abbildung 12: Schaltbild der Sechspuls-Drehstrombrücke

$$\bar{i}_T = \frac{1}{3} I_d; \quad I_S = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \approx 0,817 I_d \quad (2.17)$$

mit  $\bar{i}_T$  als zeitlichen Mittelwert des Thyristorstroms.

Bild 14 zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinien des sechspulsigen Stromrichters im Lückbetrieb bei Belastung mit Gegenspannung und Induktivität. Die Kurven außerhalb des Lückbereichs (Halbkreis) gelten für den Fall unendlich schneller Kommutierung. Der Gleich-

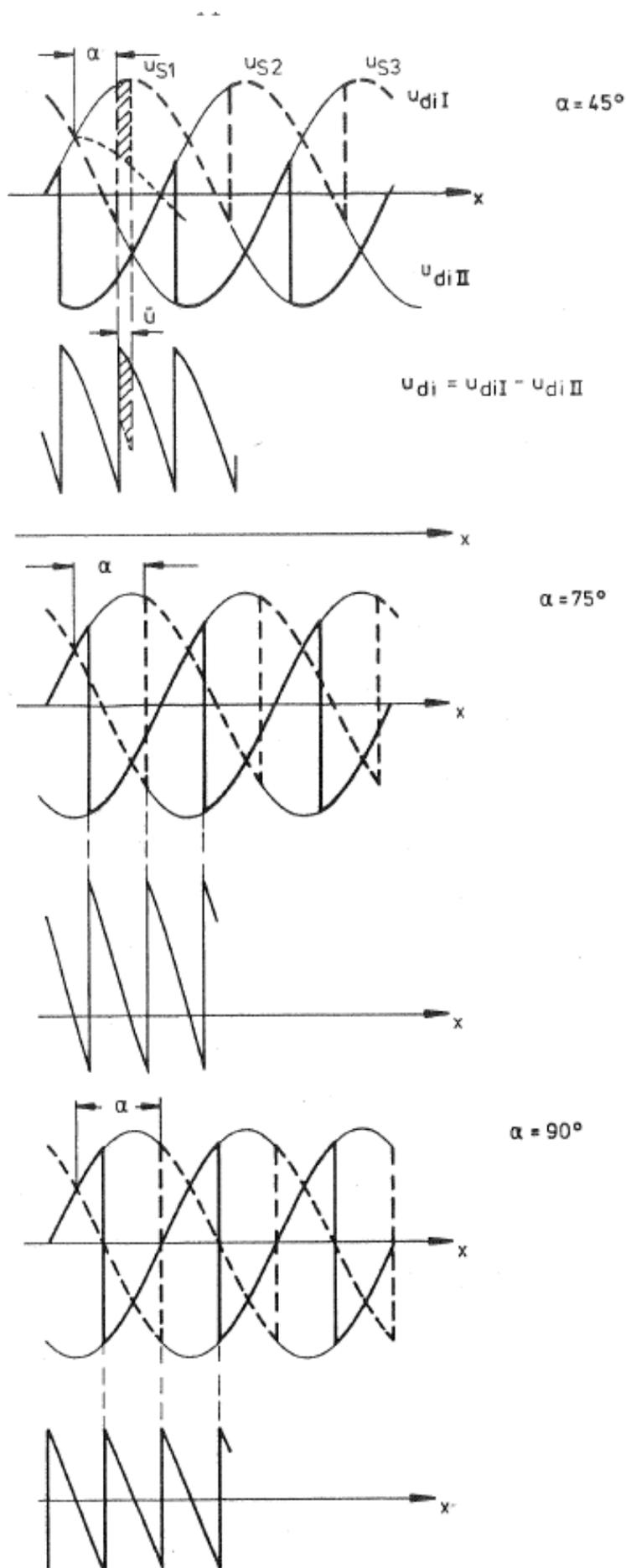


Abbildung 13: Teilaussteuerung der Sechspuls-Drehstrombrücke

strom  $I_d$  ist auf den Strom an der Lückgrenze für  $\alpha = 90^\circ$  bezogen. Die Stromwerte an der Lückgrenze ergeben sich gemäß

$$I_{d\text{Lück}} = \frac{3\sqrt{2}U_S}{\pi\omega_n L} \left(1 - \frac{\pi}{6}\sqrt{3}\right) \sin \alpha \quad (2.18)$$

Bei Lückbetrieb liegt somit eine starke Abhängigkeit der Gleichspannung vom Gleichstrom bei konstantem Steuerwinkel vor. Dies bedeutet eine Änderung der Steuerkennlinie und damit (im Hinblick auf den Einsatz als Spannungs-Stellglied im Regelkreis) eine Verstärkungsänderung.

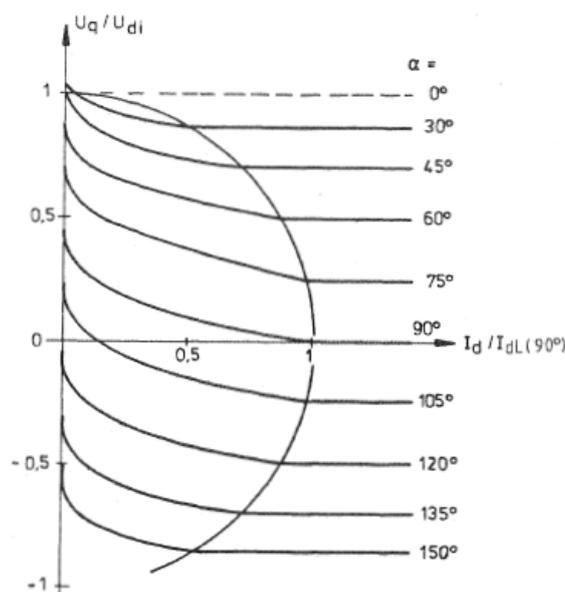


Abbildung 14: Kennlinien des Lückbereichs

## 2.5 Halbgesteuerte Drehstrombrückenschaltung

Die prinzipielle Schaltung zeigt Bild 15. Die halbgesteuerte Brückenschaltung erfordert über den Aussteuerbereich hinweg weniger Steuerblindleistung, da sich für Steuerwinkel  $\alpha \geq 60^\circ$  ein Freilauf über die Dioden ergibt. Bild 16 zeigt den Verlauf der Gleichspannung  $u_{di}$  für zwei Steuerwinkel, Bild 17 zeigt das Zustandekommen des Freilaufs. Die halbgesteuerte Drehstrombrückenschaltung kann somit nicht im Wechselrichterbetrieb arbeiten. Für die Steuerkennlinie gilt

$$U_{di\alpha} = U_{di} \left(\cos \frac{\alpha}{2}\right)^2 \quad (2.19)$$

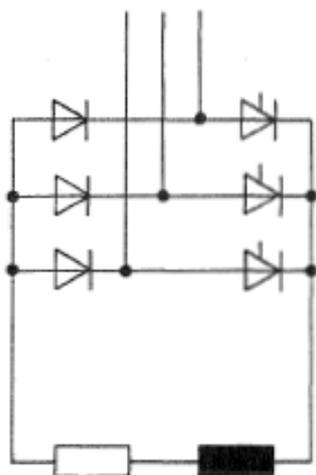


Abbildung 15: Schaltbild der halbgesteuerten Drehstrombrückenschaltung

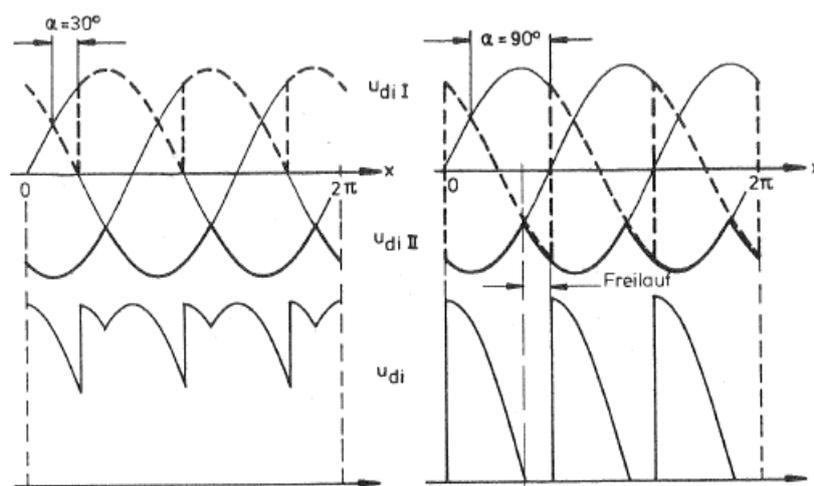


Abbildung 16: Spannungsverläufe der halbgesteuerten Drehstrombrückenschaltung

## 2.6 Thyristordaten

Einige Daten der verwendeten Thyristoren MCC 90-12 io8 sind:

Höchstzulässige periodische Spitzensperrspannung in

Vorwärtsrichtung

$$U_{RM} = 1200V$$

und Rückwärtsrichtung

$$U_{RRM} = 1200V$$

Sperrstrom bei 1200V Sperrspannung

$$I_R = 30mA$$

Höchstzulässiger Effektivwert des Durchlaßstromes

bei beliebiger Stromform

$$I_{TRMS} = 140A$$

Dauergrenzstrom

$$I_{TAVM} = 96A$$

Haltestrom

$$I_H = 200mA$$

Zündspannung

$$U_{GT} = 1,5V$$

Zündstrom

$$I_{GT} = 150mA$$

Typische Freierdezeit

$$t_q = 200\mu s$$

Höchstzulässige Spannungsteilheit

$$(dU/dt)_{krit} > 1000V/\mu s$$

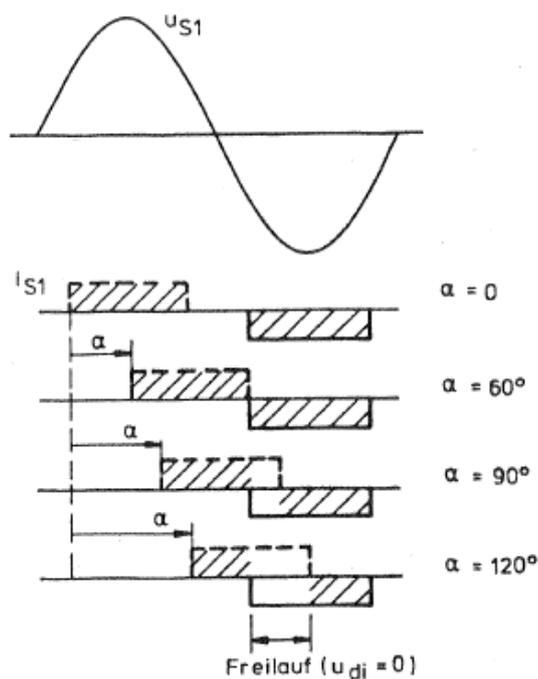


Abbildung 17: Freilauffeffekt bei der halbgesteuerten Drehstrombrückenschaltung

## Literatur

- [1] Möltgen, *Netzgeführte Stromrichter mit Thyristoren*, Siemens AG, 3.Auflage 1974
- [2] Heumann, *Grundlagen der Leistungselektronik*, Teubner, Stuttgart, 4. Auflage 1989
- [3] Meyer, *Leistungselektronik*, Springer, 1990

## 3 Versuche (Schaltung Bilder 18 und 19)

Achtung: Kupferbrücke nur in spannungslosem Zustand (Schalttafelschalter auf „AUS“) verändern.

### 3.1 Dreipuls-Mittelpunktschaltung

#### 3.1.1 Steuerkennlinie

- Vorbereitung
  - Brücke für Dreipuls-Mittelpunktschaltung einlegen (M3)
  - Transformator in die Zuleitung schalten (S1 und S2 in Stellung „2“)
  - Widerstand  $R = 10\Omega$  (alle Schalter auf 220V Bereich)
- Einstellen
  - Steuerwinkel  $\alpha$  zwischen  $0^\circ$  und  $150^\circ$  in Stufen von  $15^\circ$  verstellen.
- Messen
  - Mit und ohne Glättungsdrossel (S3 offen / geschlossen)  $L = 90mH$  sind zu messen
    - Wechselspannung  $U_{UV}$
    - Gleichspannung  $U_d$
    - Am Oszilloskop ist die Spannung  $u_d$  zu beobachten.
- Auswerten
  - Für jeden Meßpunkt berechnen:  $U_d/U_{di}$
  - Steuerkennlinien (mit und ohne Drossel)  $U_d/U_{di} = f(\alpha)$  in das Diagramm eintragen. Die theoretisch zu erwartenden Kennlinien sind ebenfalls in dieses Diagramm einzuzeichnen.

### 3.1.2 Oszillogramme bei Teilaussteuerung

- Einstellen  
Widerstand  $R = 10\Omega$  (alle Schalter auf 220 V Bereich),  $L = 90mH$ ,  $\alpha = 45^\circ$ .
- Oszillographieren bei gleichem Zeitmaßstab  
Jeweils nacheinander mit und ohne Glättungsdrossel (auf richtige Phasenlage ist zu achten) sind zu oszillographieren und zu zeichnen
  - Wechselspannung  $u_{UV}$  (nach Schütz  $c_1$  und  $L_k$ )
  - Gleichspannung  $u_d$
  - Spannung am Widerstand  $u_R$
  - Spannung an der Drossel  $u_L$
  - Spannung am Thyristor  $u_{T5}$
  - Strom durch Thyristor 5  $i_{T5}$
  - Netzstrom der Phase L1  $i_{L1}$

## 3.2 Vollgesteuerte Drehstrombrückenhaltung

### 3.2.1 Oszillogramme

- Vorbereitung  
Brücke für vollgesteuerte Drehstrombrückenschaltung einlegen (vDB)  
Transformator überbrücken (Schalter S1 und S2 in Stellung „1“), S3 offen  
Drossel  $L = 90mH$
- Einstellen  
 $R = 10\Omega$   
Steuerwinkel  $\alpha = 45^\circ$
- Oszillographieren bei gleichem Zeitmaßstab  
Phasenrichtig untereinander zu zeichnen sind
  - mit gleichem Amplitudenmaßstab Gleichspannung  $u_d$  und Thyristorspannung  $u_{T5}$
  - Thyristorstrom  $i_{T5}$
  - Netzstrom  $i_{L1}$

### 3.2.2 Blindleistung

- Vorbereitung  
Gleichstrommaschine über Drossel  $L = 30mH$  anschließen (siehe Schaltung Bild 19).
- Einstellen  
Stromrichter zunächst in WR-Grenzlage  
Asynchronmaschine über S4 einschalten, Erregung der Gleichstrommaschine so groß wählen, daß  $U_d \approx 160V$ . Steuerwinkel  $\alpha = 0^\circ$ , dann erst Stromrichter freigeben. Spannungswerte  $U_d/U_{di} = 0,9; 0,8 \dots 0$  in Stufen von 0,2 einstellen und dabei die Erregerspannung so nachführen, daß immer  $i_d = 10A$  beträgt.
- Messen  
bei  $I_d = 10A$ :
  - Gleichspannung  $U_d$
  - Wechselspannung  $U_{UV}$
  - Netzstrom  $i_{L1}$
  - Wirkleistung  $P$
  - Steuerwinkel  $\alpha$
- Auswerten  
Für die angegebenen Punkte sind die Scheinleistung  $S$ , die Blindleistung  $Q$  und die bezogene Blindleistung  $Q/U_{di}I_d$  zu berechnen.  
 $Q/U_{di}I_d = f(U_d/U_{di})$  ist in das Diagramm einzutragen und mit der theoretischen Kennlinie in Bild 11 zu vergleichen.

### 3.2.3 Lückender Strom

Achtung: Dieser Versuch darf nur in Anwesenheit des Assistenten durchgeführt werden!  
In Reihe zum bereits vorhandenen Instrument im Gleichstromkreis ist ein zusätzliches Amperemeter mit empfindlicherem Meßbereich zu schalten. Dieses Instrument ist zum Einstellen überbrückt. Die Brücke darf nur zum Ablesen des Meßwerts kurzzeitig entfernt werden!

Übrige Schaltung wie unter 3.2.2.

- Einstellen  
Inbetriebnahme wie inter Kapitel 3.2.2  
Verstellen mit Erregerspannung und Steuerwinkel  $\alpha$

- Messen

Zunächst unter Beobachtung der Thyristorspannung  $u_{T1}$  bei  $\alpha = 90^\circ$  Spannung  $U_d$  und den Strom  $I_{dLück90}$  an der Lückgrenze messen

( $I_{dLück90} < 2A!$ ). Dann bei  $\alpha = 30^\circ, 60^\circ, 105^\circ$  und  $135^\circ$  für  $l_d = 0A$  bis  $1,4A$  (in Schritten von  $0,2A$ ) die Gleichspannung  $U_d$  messen. Außerdem ist für jeden Steuerwinkel der Strom  $I_d$  und die Spannung  $U_d$  an der Lückgrenze zu ermitteln.

- Achtung

Stromrichter nur im GR-Betrieb abschalten!

- Auswerten

- Berechnen  $I_d/I_{dLück90}$  und  $U_d/U_{di}$
- Auftragen  $U_d/U_{di} = f(I_d/I_{dLück90})$  im Diagramm
- Vergleichen mit den Kennlinien in Bild 14

### 3.3 Halbgesteuerte Drehstrombrückenschaltung

#### 3.3.1 Steuerkennlinie

Die Brücke für halbgesteuerte Drehstrombrückenschaltung einlegen (hDB). Schalter S1 und S2 in Stellung „1“; S3 offen; Drossel  $L = 90mH$  und Widerstand angeschlossen (Bild 19).

- Einstellen

$$R = 10\Omega$$

Steuerwinkel  $\alpha$  zwischen  $0^\circ$  und  $150^\circ$  in Stufen von  $15^\circ$  verstellen.

- Messen

Wechselspannung  $U_{UV}$

Gleichspannung  $U_d$

Am Oszilloskop ist die Spannung  $u_d$  zu beobachten

- Auswerten

Für jeden Meßpunkt  $U_d/U_{di}$  berechnen; zusammen mit der theoretisch erwarteten Kennlinie  $U_d/U_{di} = f(\alpha)$  in das Diagramm eintragen.

#### 3.3.2 Oszillogramme bei Teilaussteuerung

- Einstellen

Widerstand  $R = 10\Omega$  und Drossel  $L = 90mH$  ( S3 offen),  $\alpha = 120^\circ$

- Oszillographieren bei gleichem Zeitmaßstab  
Jeweils nacheinander sind zu oszillographieren und phasenrichtig untereinander zu zeichnen:
  - Gleichspannung  $u_d$  und Thyristorspannung  $u_{T5}$  mit gleichem Amplitudenmaßstab
  - Thyristorstrom  $i_{T5}$
  - Netzstrom  $i_{L1}$

### 3.3.3 Blindleistung

Gleichstrommaschine über Drossel  $L = 30mH$  anschließen (siehe Schaltung Bild 19).

- Einstellen  
Stromrichter zunächst in WR-Grenzlage.  
Inbetriebnahme wie unter 3.2.2  
Spannungswerte  $U_d/U_{di} = 0,9; 0,8$  bis 0 in Stufen von 0,2 einstellen und dabei die Erregerspannung so nachführen, daß immer  $I_d = 10A$  beträgt.
- Achtung  
Nur in stromlosem Zustand Impulse in WR-Grenzlage steuern und Stromrichter abschalten!
- Messen  
bei  $I_d = 10A$ 
  - Gleichspannung  $U_d$
  - Wechselspannung  $U_{UV}$
  - Netzstrom  $I_{L1}$
  - Wirkleistung  $P$
  - Steuerwinkel  $\alpha$
- Auswerten  
Für die angegebenen Punkte sind die Scheinleistung  $S$ , die Blindleistung  $Q$  und die bezogene Blindleistung  $Q/U_{di}I_d$  zu berechnen.  
 $Q/U_{di}I_d = f(U_d/U_{di})$  ist in das Diagramm einzutragen und mit der theoretischen Kennlinie sowie mit der unter 3.2.2 gemessenen zu vergleichen.

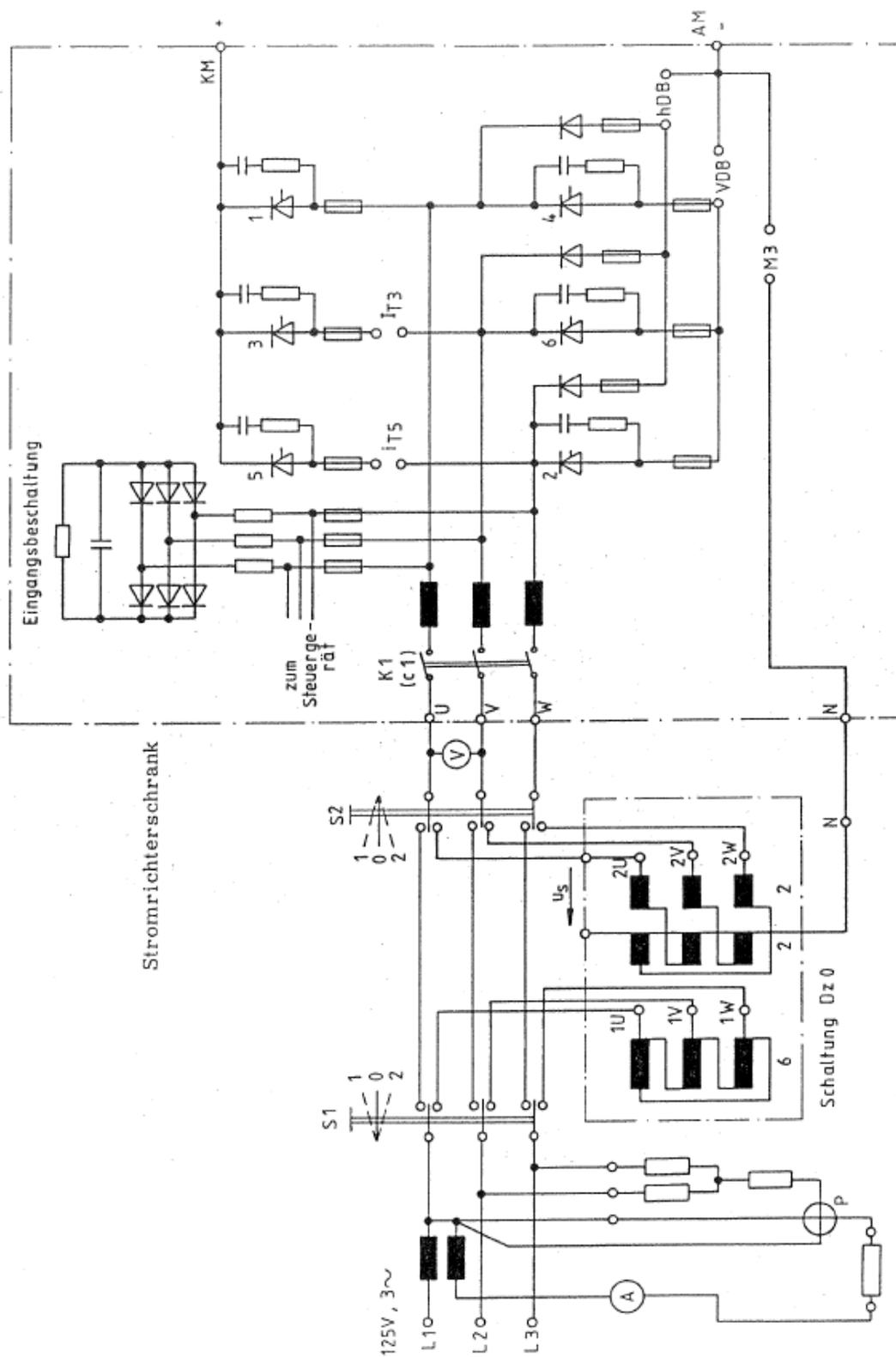


Abbildung 18: Schaltplan, Teil 1

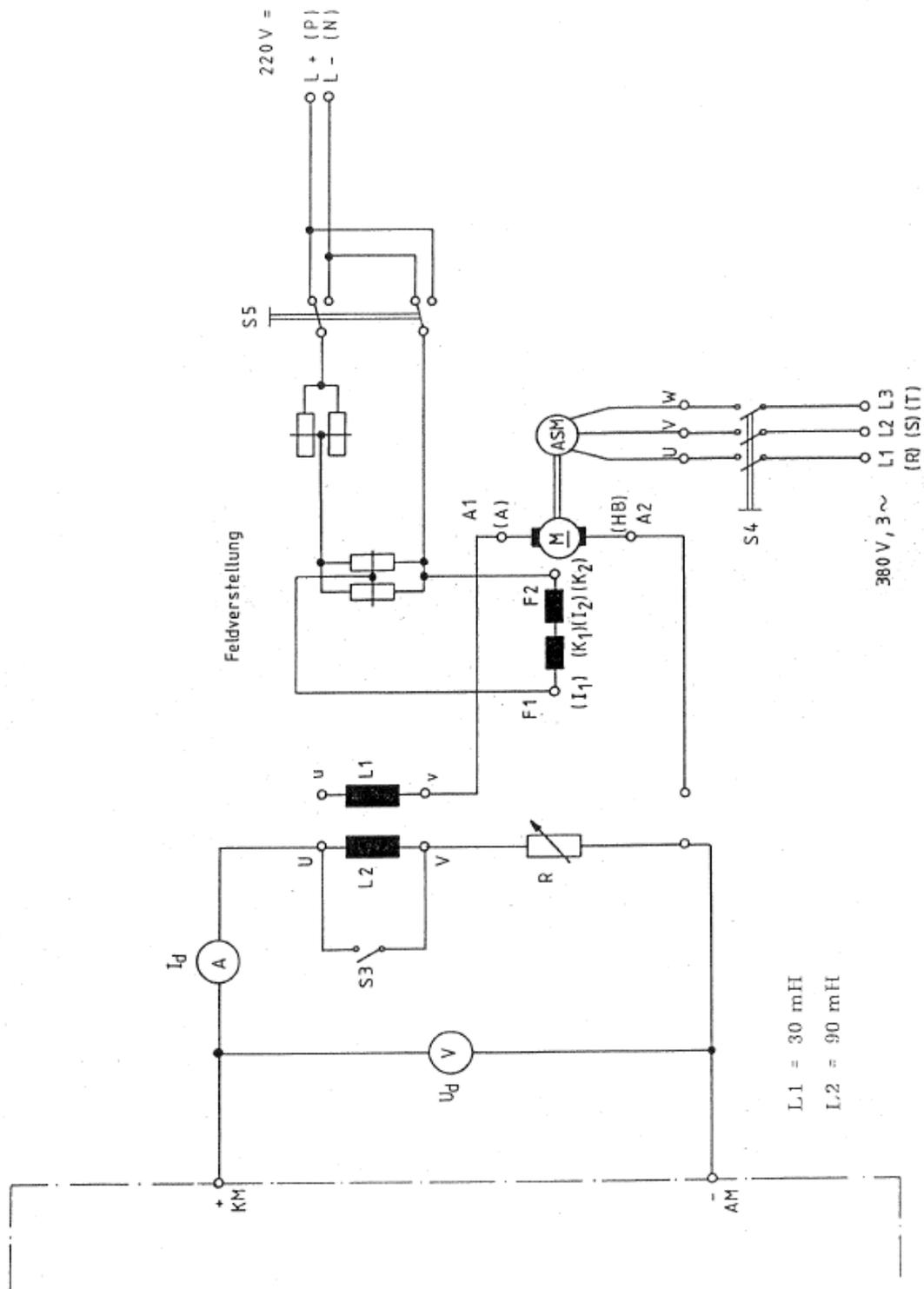


Abbildung 19: Schaltplan, Teil 2

## 4 Auswertung der Versuche

### 4.1 Auswertung zur Mittelpunktschaltung

#### 4.1.1 Messwerte zu 3.1.1

$$U_{di} = \text{_____} V$$

$L$	$\alpha$	0°	15°	30°	45°	60°	75°	90°	105°	120°	135°	150°
0mH	$U_{UV}[V]$											
0mH	$U_d[V]$											
0mH	$U_d/U_{di}$											
90mH	$U_{UV}[V]$											
90mH	$U_d[V]$											
90mH	$U_d/U_{di}$											

#### 4.1.2 Messwerte zu 3.1.2

$$U_{di} = \text{_____} V$$

$U_d/U_{di}$	0,9	0,8	0,6	0,4	0,2	0,0
$U_d[V]$						
$U_{UV}[V]$						
$I_{L1}[A]$						
$P[W]$						
$\alpha[^\circ]$						
$S[VA]$						
$Q_\alpha[Var]$						
$Q_\alpha/U_{di}I_d$						

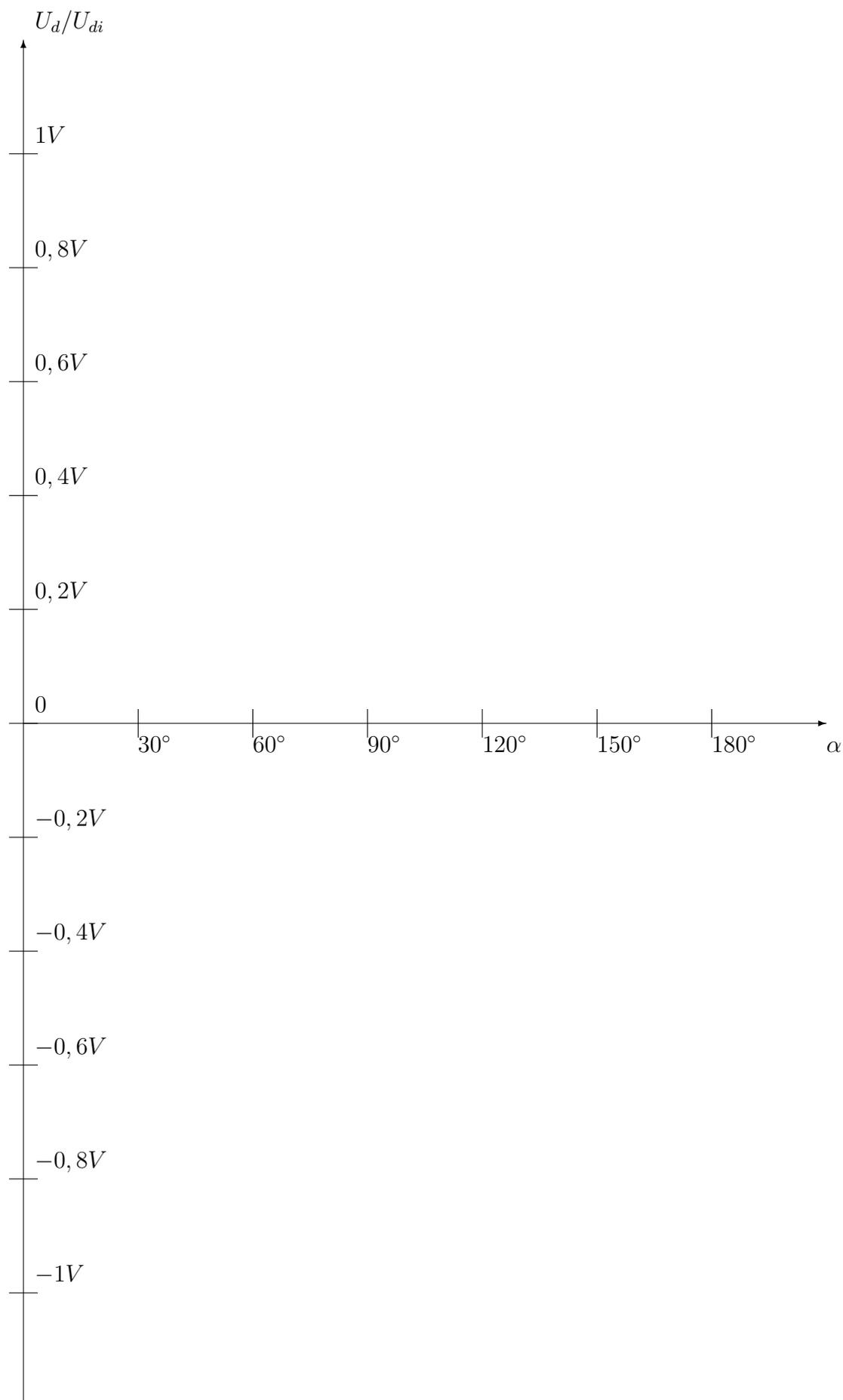


Abbildung 20: Diagramm zu 3.1.1

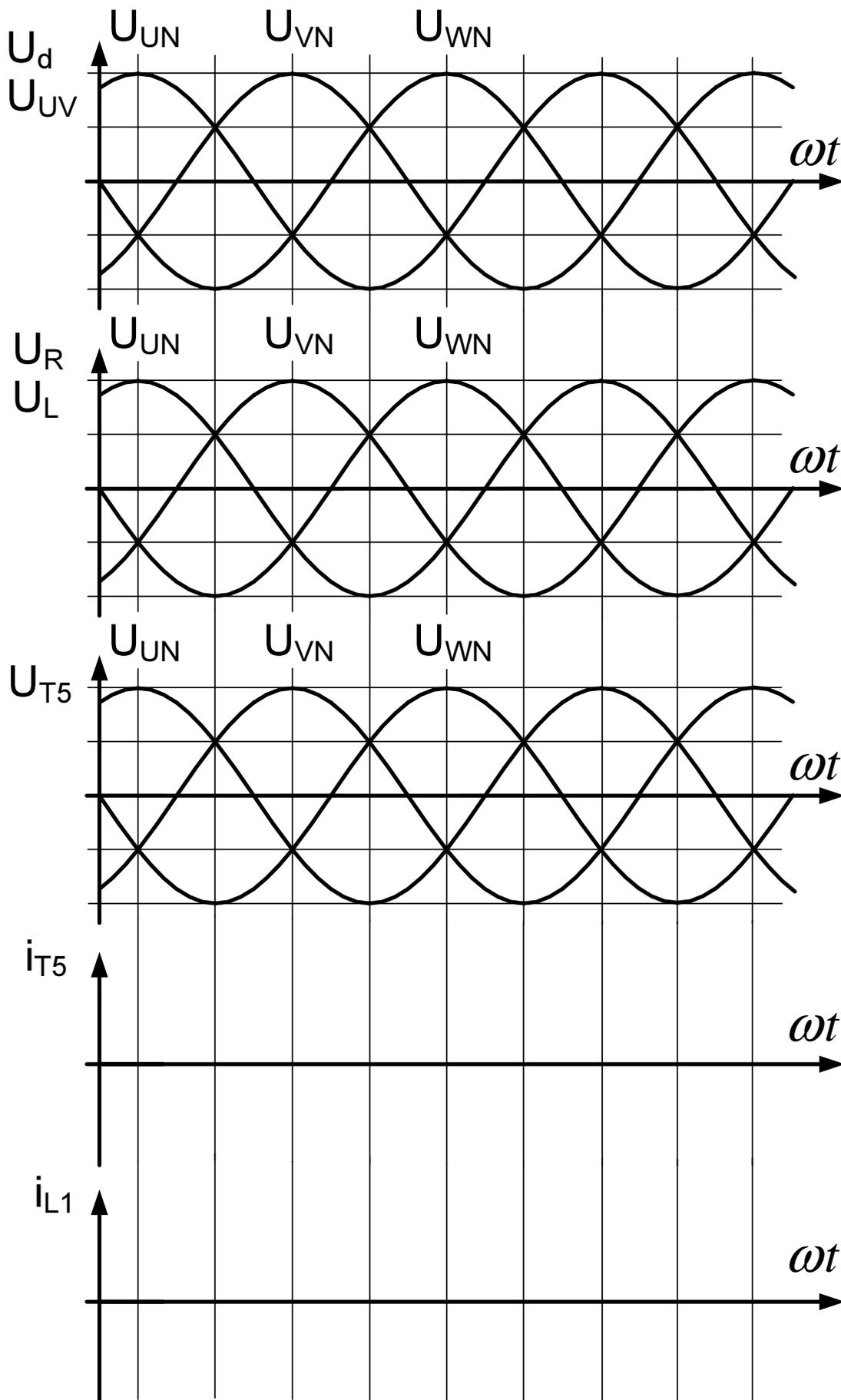


Abbildung 21: Spannungs- und Stromverläufe zu 3.1.2

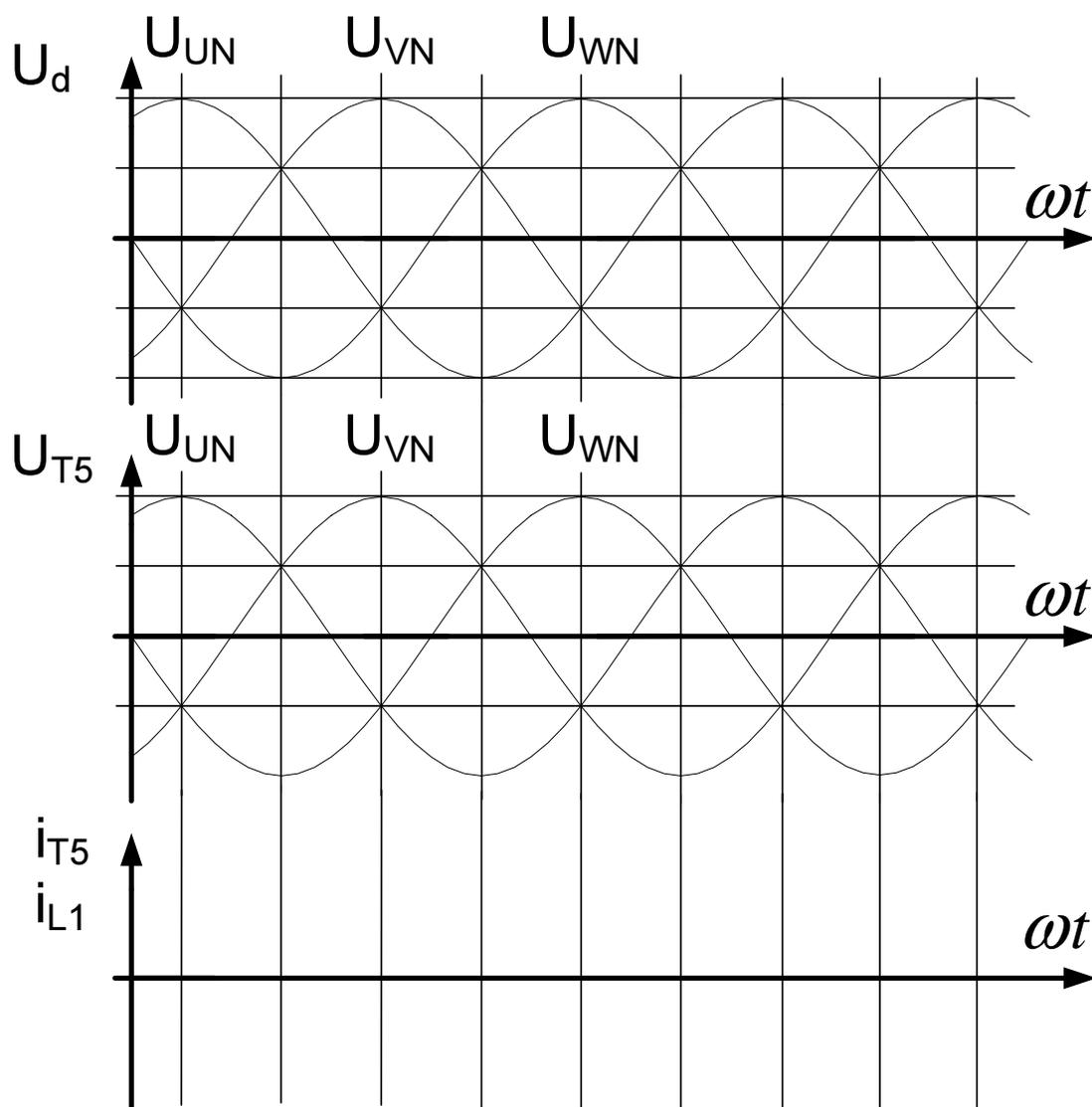


Abbildung 22: Spannungs- und Stromverläufe zu 3.2.1

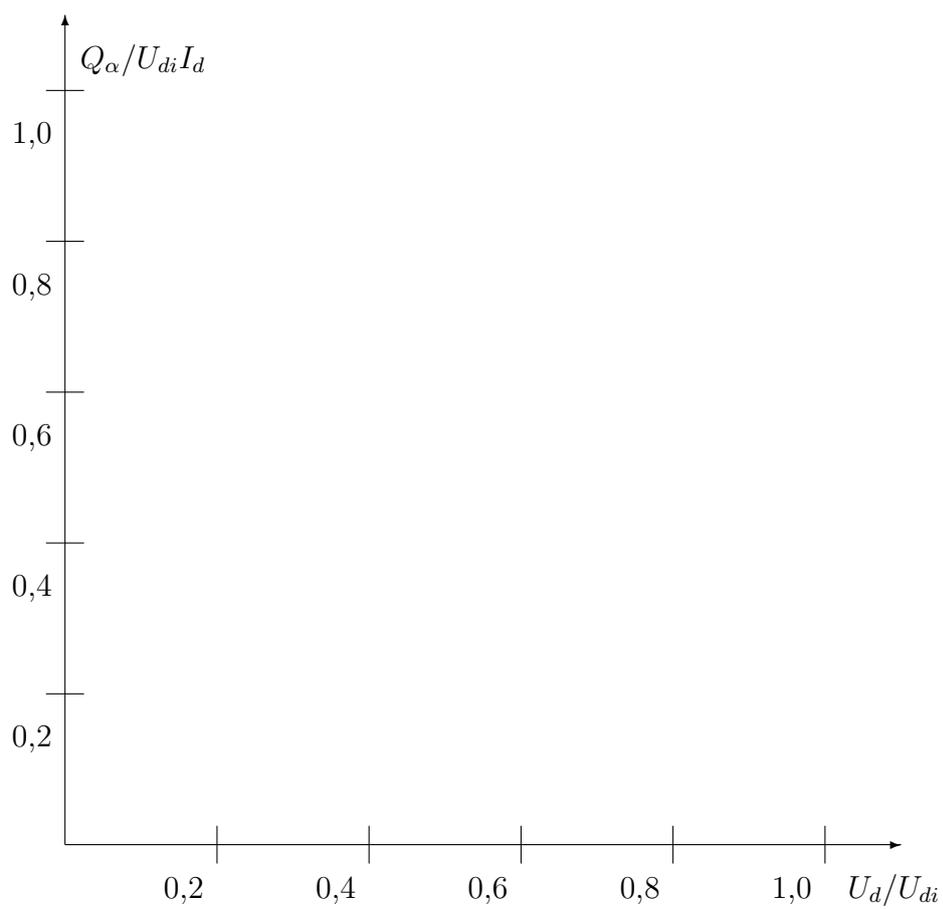


Abbildung 23: Diagramm zu 3.2.2



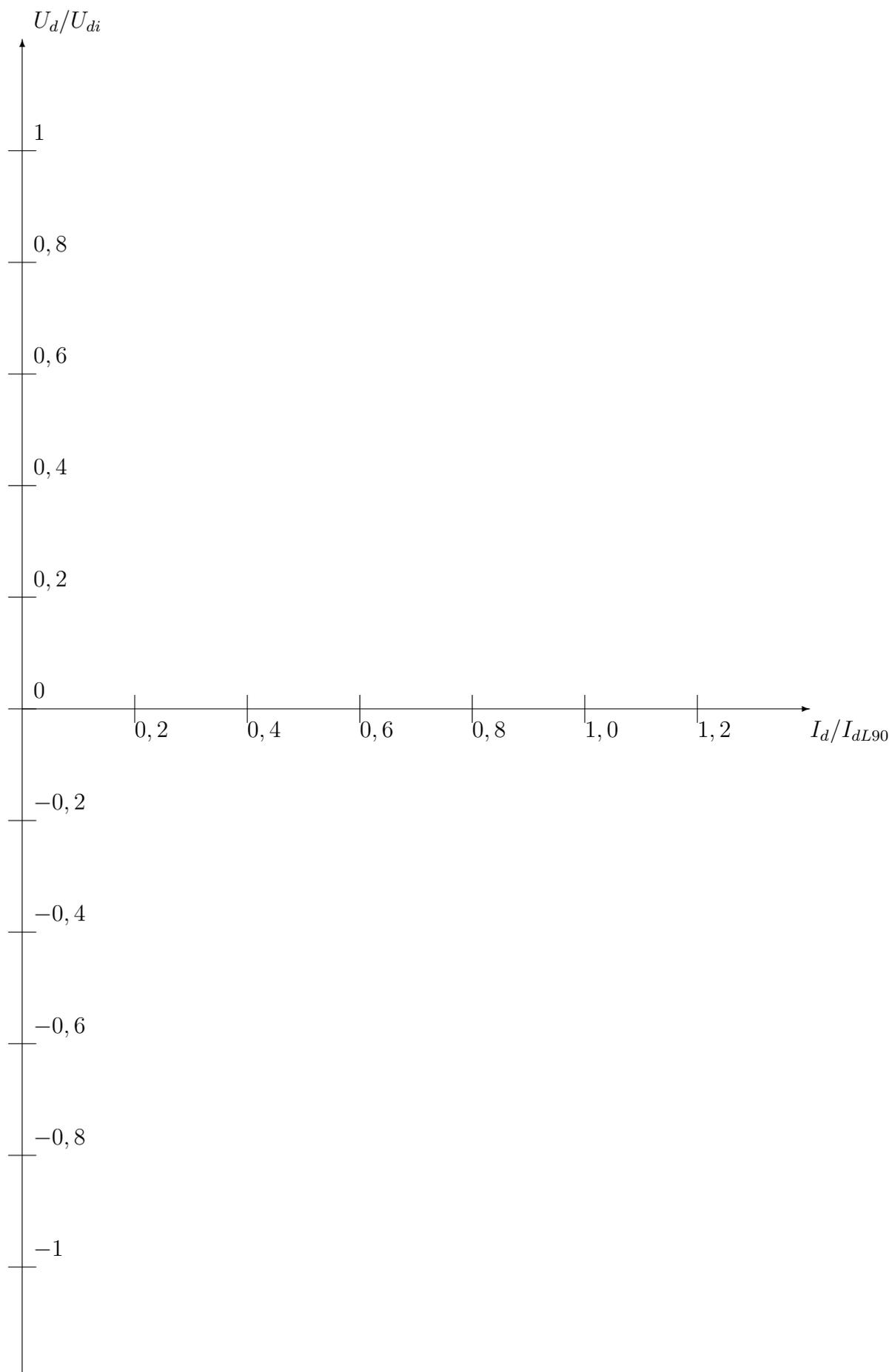


Abbildung 24: Diagramm zu Versuch 3.2.3

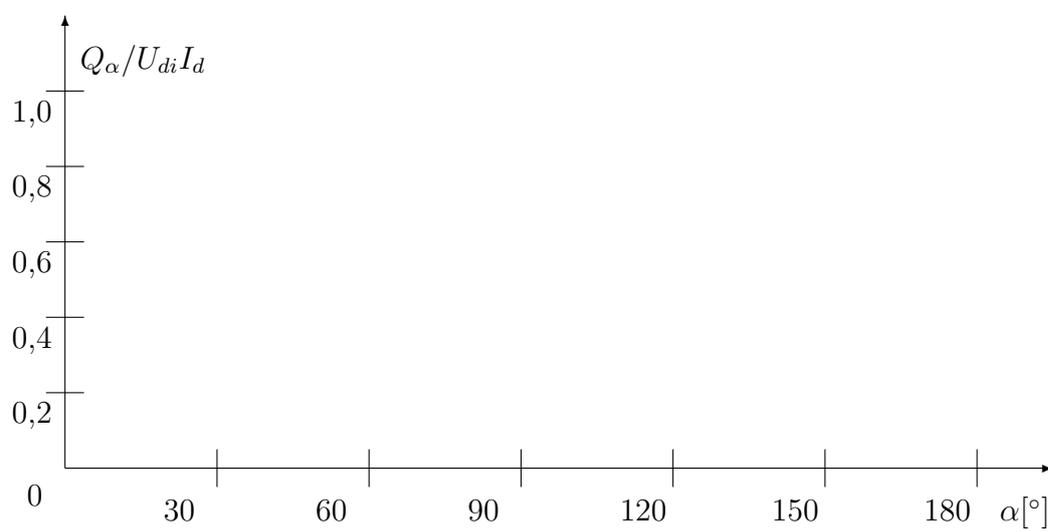


Abbildung 25: Diagramm zu Versuch 3.3.1

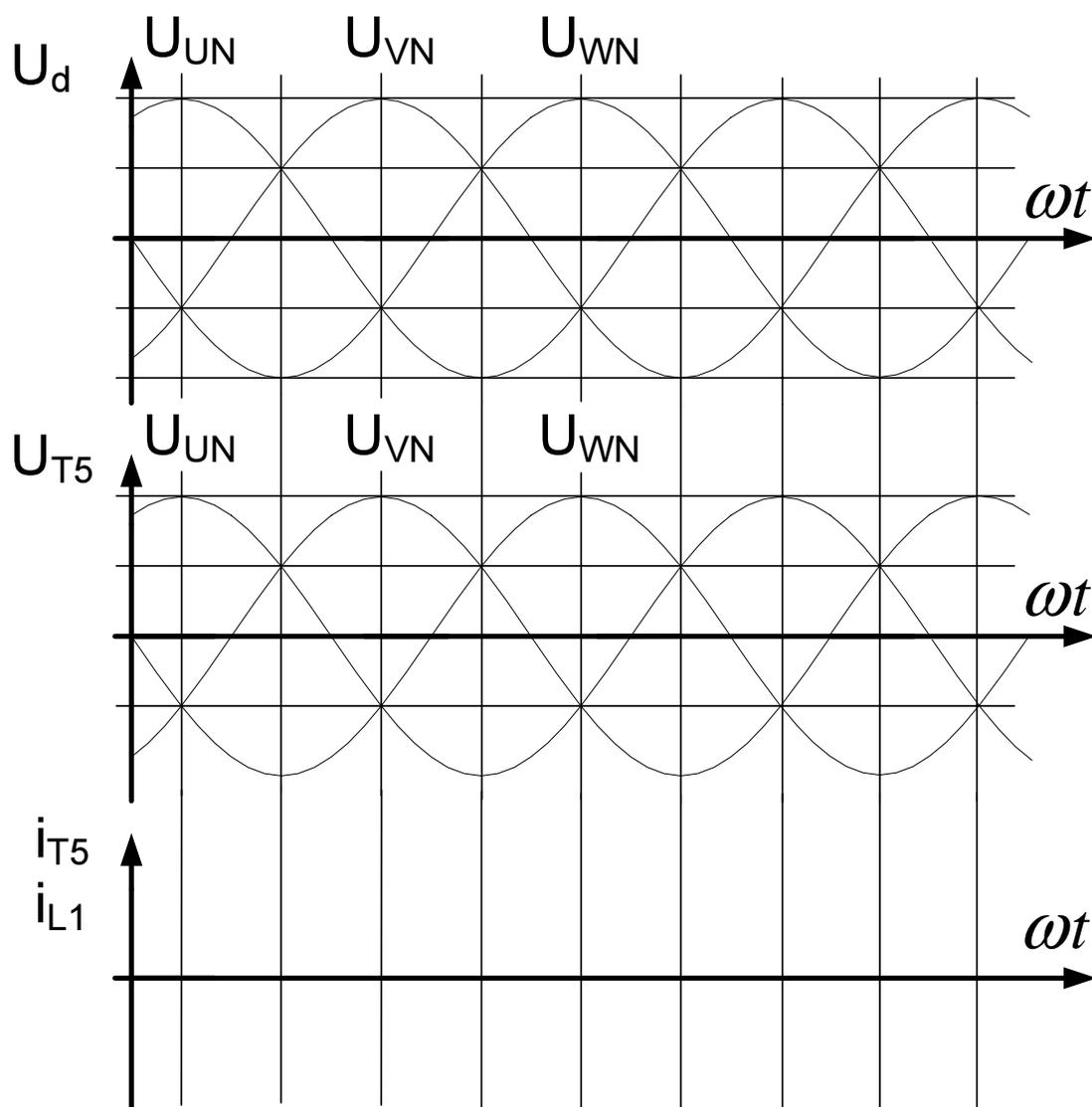


Abbildung 26: Diagramm zu Versuch 3.3.2

4.1.5 Messwerte zu 3.3.3

$U_d/U_{di}$	0,9	0,8	0,6	0,4	0,2	0
$U_d[V]$						
$U_{UV}[V]$						
$I_{L1}[A]$						
$P[W]$						
$\alpha[^\circ]$						
$S[VA]$						
$Q_\alpha[Var]$						
$Q_\alpha/U_{di}I_d$						

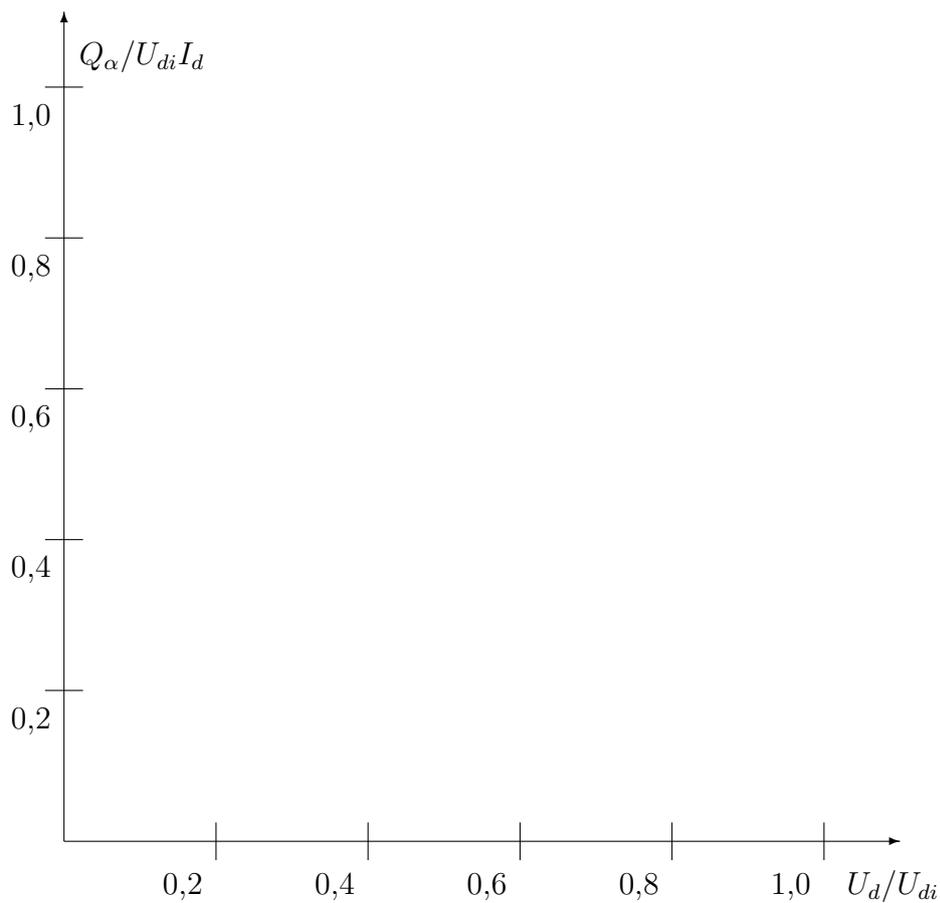


Abbildung 27: Diagramm zu Versuch 3.3.3

Karlsruhe, 25. April 2016

## LABORPRAKTIKUM

# Elektrische Antriebe und Leistungselektronik: **Leistungshalbleiter** (LH)

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1. Einführung . . . . .	1
1.2. IGBT . . . . .	2
1.2.1. Aufbau und Funktion . . . . .	2
1.2.2. Kennlinien . . . . .	5
1.2.3. Kurzschlussverhalten . . . . .	8
<b>2. Versuchsanleitung</b>	<b>10</b>
2.1. Versuchsaufbau . . . . .	10
2.1.1. Strommessverfahren . . . . .	14
2.1.2. Spannungsmessung . . . . .	15
2.1.3. Zwischenkreislaufbau . . . . .	16
2.1.4. Auswertungselektronik . . . . .	16
2.1.5. Auswertung / Dokumentation . . . . .	17
2.2. Sicherheitshinweise . . . . .	19
2.3. Versuchsdurchführung . . . . .	19
2.3.1. Statisches Verhalten . . . . .	20
2.3.2. Dynamisches Verhalten . . . . .	22
2.3.3. Verhalten im Fehlerfall . . . . .	24
2.3.4. Hohe Zwischenkreisspannung . . . . .	24
2.3.5. Hohe Zwischenkreisinduktivität . . . . .	25
2.4. Fragen zur Versuchsvorbereitung . . . . .	26
<b>A. Abbildungsverzeichnis</b>	<b>27</b>
<b>B. Tabellenverzeichnis</b>	<b>28</b>
<b>C. Literaturverzeichnis</b>	<b>29</b>

# 1. Einleitung

## 1.1. Einführung

In den Versuchen sollen die elektrischen Eigenschaften eines Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT) untersucht werden. Der IGBT wurde 1980 von Harris erfunden, er wird verstärkt in selbstgeführten Umrichtern im mittleren Leistungsbereich von 0,5 kVA - 1000 kVA bei Schaltfrequenzen von etwa 500 Hz - 30 kHz eingesetzt. Die größten IGBTs haben heute eine Sperrspannung von 6,6 kV und einen maximalen Kollektorstrom von 3600 A (Stand: 2016). Für die hohen Schaltfrequenzen von 30 kHz sind die über das Gate abschaltbaren Thyristoren (GTO / IGCT) zu langsam und Bipolar-Transistoren erfordern eine umfangreiche Ansterelektronik, die hohe Basisströme liefern muss (Hohe Ansteuerungsverluste). Leistungs-MOSFETS haben dagegen nur bei Sperrspannungen unter 200 V einen akzeptabel kleinen Drain-Source-Widerstand und damit kleine Verluste im eingeschalteten Zustand.

Vorteilhaft wäre es nun, die bipolare Stromleitung mit dem kleinen Spannungsfall im eingeschalteten Zustand mit der einfachen, leistungslosen Ansteuerung durch eine MOS-Struktur verbinden zu können. Dies wird im IGBT realisiert und die damit aufgebauten Umrichter werden nun klein und preiswert. [1]

Um die elektrischen Eigenschaften kennen zu lernen, werden verschiedene Messungen zum statischen und dynamischen Verhalten, wie auch zum Verhalten im Fehlerfall durchgeführt.

- Statisches Verhalten:

Das Ausgangskennlinienfeld, d.h. der Verlauf des Kollektorstroms über der Kollektor-Emitter-Spannung, bei verschiedenen Gate-Emitterspannungen als Parameter, wird aufgenommen.

- Dynamisches Verhalten:

Das Schaltverhalten auf der Ansteuer- wie auch der Lastseite und die dabei entste-

henden Verluste werden untersucht. Dazu wird zum Beispiel der Verlauf der Gate-Emitterspannung, des Gatestroms, der Kollektor-Emitterspannung und des Emitterstroms aufgenommen.

- Verhalten im Fehlerfall:

Der Verlauf der Kollektor-Emitterspannung und des Emitterstroms beim Auftreten eines Überstroms werden ermittelt.

## 1.2. IGBT

### 1.2.1. Aufbau und Funktion

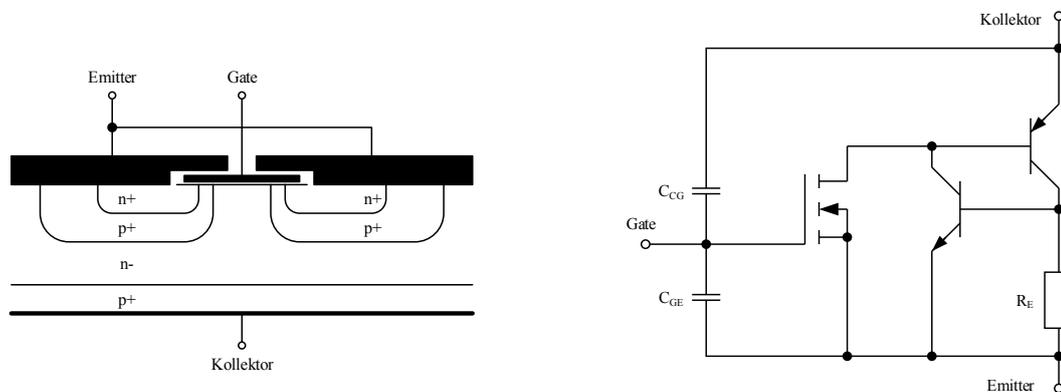


Abbildung 1.1.: Aufbau und Ersatzschaltbild eines IGBT

Die Chipgrößen von rein bipolaren Leistungshalbleiter-Bauelementen betragen bis zu  $130 \text{ cm}^2$ . Im Vergleich dazu sind die Chipgrößen von IGBTs sehr gering. Die derzeit (2016) maximal in Leistungsmodulen eingesetzten Chipgrößen liegen etwa zwischen  $30 \text{ mm}^2$  (IMS) und  $150 \text{ mm}^2$  (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-DCB) [5]. Von größeren Chipflächen könnte die entstehende Wärme aufgrund der eingeschränkten Wärmespreizung nicht ausreichend abgeführt werden. Das Erreichen höherer Leistungen muss deshalb durch Dezentralisierung der Wärmequellen (Parallelschaltung möglichst vieler Chips) erfolgen.

Für die Herstellung eines IGBTs werden auf einem Siliziumchip von einigen Millimetern Kantenlänge einige tausend parallel geschaltete Einzelzellen integriert. Die vertikale Struktur einer Zelle ist in Abbildung 1.1 links dargestellt. Rechts ist das Ersatzschaltbild gezeigt, in der die Darlingtonschaltung aus einem N-Kanal-MOSFET und einem PNP-Transistor zu erkennen ist.

Die Grundsicht, die den Kollektor bildet, ist ein p+ Substrat. Darauf ist eine n- Schicht aufgebracht, deren Dicke mit dem Nennwert der zulässigen Kollektor-Emitterspannung (Sperrspannung) ansteigt. In weiteren Arbeitsschritten wird die MOS-Struktur mit dem Gate und dem Emitter eindiffundiert. Im normalen Betrieb liegt am Kollektor gegenüber dem Emitter eine positive Spannung. Beträgt die Spannung zwischen Gate und Emitter Null Volt, befindet sich die obere Sperrschicht (p+ Wanne und n- Epitaxieschicht) im Vorwärts-Sperrzustand und der IGBT lässt keinen Stromfluss zu. Wenn nun eine ausreichend hohe positive Spannung zwischen Gate und Emitter gelegt wird, beginnt ein MOSFET-Strom aus dem n+ Gebiet in die n- Epitaxieschicht zu fließen, der innerhalb der Chipstruktur zum Basisstrom des PNP-Transistors wird und diesen in den Durchlasszustand schaltet. Dabei werden aus dem p+ Substrat der Kollektorzone Minoritätsträger in die n- Epitaxieschicht injiziert. Die n- Schicht wird also mit Löchern (Minoritätsträgern) überschwemmt, somit ist der IGBT ein bipolares Bauelement. Diese Eigenschaft der bipolaren Ausgangsstruktur verringert bei hohen Sperrspannungen die Durchlassspannung eines IGBT gegenüber der eines MOSFET um etwa den Faktor 10.

Die Anordnung dieser Schichten bedingt, dass der IGBT ein eingeschränktes Rückwärts-sperrvermögen von 5 V-10 V besitzt, die Schaltgeschwindigkeit aber deutlich erhöht wird. Diese Eigenschaft des IGBT ist ein wesentlicher Vorteil gegenüber dem MOSFET, der in seiner Chipstruktur hier eine parasitäre antiparallele Diode mit unbefriedigenden dynamischen Eigenschaften besitzt. Dem IGBT kann daher problemlos eine geeignete schnelle Diode antiparallel geschaltet werden, die in den meisten Anwendungen ohnehin benötigt wird.

In Abbildung 1.1 rechts, sind noch ein parasitärer NPN-Transistor und ein Widerstand zu erkennen. In Verbindung mit dem PNP-Transistor ergibt sich eine Thyristorstruktur, die bei IGBTs der ersten Generation zu einem Einrasten des Laststroms (Latch-up-Effekt) beim Überschreiten bestimmter Strom- und Temperaturgrenzwerte führen konnte. Dabei verlor der IGBT seine Abschaltfähigkeit und wurde in aller Regel zerstört. Durch Verbesserung der Strukturgeometrie und einiger Fertigungsprozesse konnte dieses Einrastverhalten beseitigt werden. Außerdem sind in Abbildung 1.1 rechts noch zwei parasitäre Kondensatoren eingezeichnet, die das Schaltverhalten maßgeblich beeinflussen. In der Abbildung 1.2 ist das Schaltzeichen für einen N-Kanal IGBT gezeichnet.

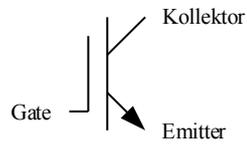


Abbildung 1.2.: Schaltsymbol eines IGBT

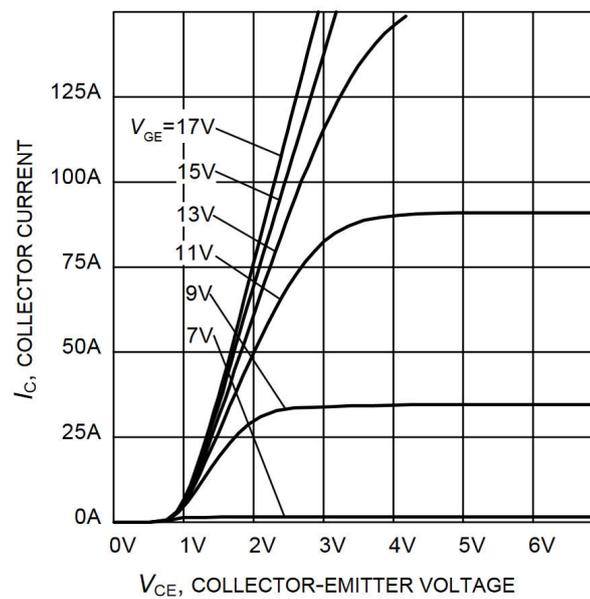
**Figure 5. Typical output characteristic**  
( $T_j = 25^\circ\text{C}$ )

Abbildung 1.3.: Kennlinie eines IGBT, entnommen aus Datenblatt Infineon IGW60T120

### 1.2.2. Kennlinien

Die Eingangscharakteristik des IGBTs ist ähnlich der eines MOSFET. Er besitzt eine kapazitive Eingangsimpedanz und schaltet die Kollektor-Emitter-Strecke erst nach Überschreiten einer bestimmten Gate-Emitter-Schleusenspannung  $U_{GE(th)}$  durch. Sie beträgt im Allgemeinen 1,5 V bis 2,5 V (vgl. [5]).

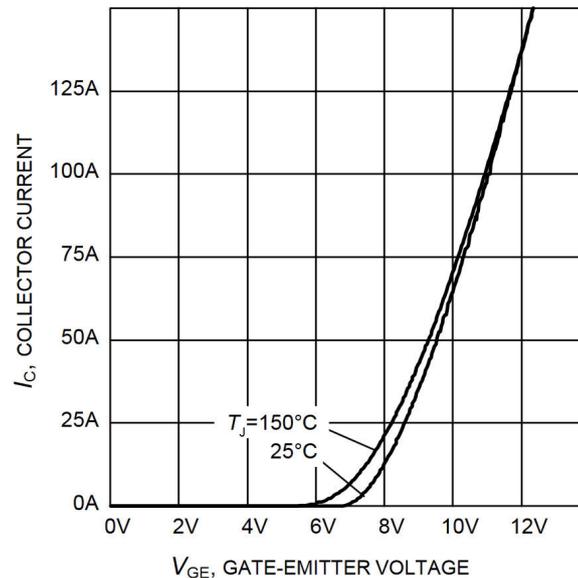
Das verwendete Modul vom Typ IXYS VII 50-12S3 enthält zwei in Reihe geschaltete IGBTs mit einem Kollektornennstrom von 50 A und einer maximalen Sperrspannung von 1200 V sowie zwei den IGBTs antiparallel geschaltete Dioden.

Das Ausgangskennlinienfeld eines IGBTs ist in Abbildung 1.3 zu sehen. Dabei lassen sich zwei Bereiche des Kennlinienfelds unterscheiden. Im sogenannten aktiven Bereich verlaufen die Kennlinien nahezu waagrecht, die Höhe des Kollektorstroms wird dort maßgeblich von der Höhe der Gate-Emitterspannung  $U_{GE}$  bestimmt. Dieser Bereich muss beim Schalten des IGBTs möglichst schnell durchlaufen werden, da hier eine große Verlustleistung im Halbleiter entsteht. Der stationäre Arbeitspunkt liegt im sogenannten Sättigungsbereich. Dort verläuft die Kennlinie steil und die Höhe des Kollektorstroms wird durch den äußeren Stromkreis bestimmt. (Anmerkung: Die Verwendung des Begriffs Sättigungsbereich ist leider nicht eindeutig. So wird auch manchmal der aktive Bereich als Sättigungsbereich bezeichnet, da hier der Strom sozusagen in Sättigung geht).

Der Temperaturkoeffizient der Durchlassspannung ist beim MOSFET positiv und beim Bipolar-Transistor negativ. Die Kombination beider im IGBT führt zu einem kleinen positiven Temperaturkoeffizienten bei höheren Strömen, so dass die Gefahr von Stromeinschnürungen („hot spots“, die bei Bipolar-Transistoren auftreten können) nicht vorhanden ist und so eine Parallelschaltung einfach möglich ist. Es gibt allerdings auch Fabrikate, die im gesamten Strombereich einen negativen Temperaturkoeffizienten haben und deshalb nicht oder nur unter besonderen Bedingungen parallel geschaltet werden sollten. Dafür bieten diese Typen verminderte Schaltverluste. In Abbildung 1.4 ist die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Gate-Emitterspannung dargestellt.

### Ansteuerung und Schaltverhalten

Das Einschaltverhalten des IGBT ist durch seine MOS-Gatestruktur bestimmt. Übersteigt die Gate-Emitter-Spannung  $U_{GE}$  die Schwellenspannung  $U_{GE(th)}$ , wird der MOSFET-Teil leitend und steuert anschließend den PNP-Teil in den leitenden Zustand. Die gesamte Einschaltzeit von IGBTs beträgt etwa 100 ns und entspricht derjenigen von MOSFETs mit



**Figure 7. Typical transfer characteristic**  
( $V_{CE}=20V$ )

Abbildung 1.4.: Kollektorstrom  $I_C$  über Gate-Emitterspannung  $U_{GE}$ , entnommen aus Datenblatt Infineon IGW60T120

gleicher Eingangskapazität.

Die typischen Verläufe von Gatespannung, Kollektorstrom und Kollektor-Emitterspannung für einen Ein- und Ausschaltvorgang bei ohmsch-induktiver Belastung zeigt Abbildung 1.5. Vor dem Einschalten des IGBTs fließt der Laststrom durch die Diode. An der Gate-Emitter-Kapazität liegt für diese Betrachtung keine Spannung an ( $U_{GE} = 0V$ , in der Praxis meist eine negative Spannung, siehe unten). Nun wird an den Gatewiderstand eine Spannung  $U_s$ , entsprechend der IGBT-Kennlinie aus Abbildung 1.3 angelegt, in der Regel etwa 15 V. Nach der Verzögerungszeit  $t_{d(on)}$ , in der die Gate-Emitterspannung ansteigt, beginnt der Kollektorstrom zu fließen ( $t_r$ ). (Definitionen:  $t_{d(on)}$  - Zeitintervall zwischen dem Zeitpunkt, zu dem die Gate-Emitter-Spannung  $U_{GE}$  10% ihres Endwertes erreicht hat und dem, zu dem der Kollektorstrom  $i_C$  auf 10% des Laststroms angestiegen ist;  $t_r$  - Zeitintervall in dem der Kollektorstrom  $i_C$  von 10% auf 90% des Laststroms ansteigt [5])

Um die in der Diode vorhandene Ladung auszuräumen, muss der Kollektorstrom beim Einschalten des IGBTs kurzzeitig über den konstanten Laststrom ansteigen. Erst wenn der Diodenstrom vollständig abkommutiert ist, kann die Kollektor-Emitterspannung auf ihren Durchlasswert absinken. Dennoch bricht  $U_{CE}$  beim Anstieg des Kollektorstroms bereits etwas ein. Das liegt an parasitären Induktivitäten im Kommutierungskreis.

Im Bereich des Miller-Plateaus ( $t_1$ ) wird die Miller-Kapazität  $C_{CG}$  mit sinkender Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE}$  durch den Gate-Strom umgeladen. Dadurch bleibt die Gate-Emitterspannung annähernd konstant und der IGBT funktioniert in diesem Bereich wie ein Integrator:

$$\frac{dU_{CE}}{dt} = \frac{1}{C_{CG}} \cdot i_G \quad (1.1)$$

Schließlich steigt die Gate-Emitter-Spannung auf den Versorgungswert der Treiberschaltung (typ. 15 V). Die Kollektor-Emitterspannung sinkt in dieser Zeit (Dynamische Sättigungsphase) auf ihren stationären Durchlasswert ab. Die Einschaltzeit des IGBT beträgt nach [4]:

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r, \quad (1.2)$$

Da zum definitionsgemäßen Ende der Einschaltzeit die Kollektor-Emitterspannung noch nicht ihren Durchlasswert  $U_{CEsat}$  erreicht hat, entfällt ein wesentlicher Teil der Schaltverluste auf den Zeitbereich nach  $t_{on}$ .

Das Ausschaltverhalten lässt sich in drei wesentliche Phasen aufteilen.

Die Abschaltverzögerung  $t_{d(off)}$  ist die Zeit zwischen dem Absinken der Gate-Emitter-Spannung auf 90% ihres Wertes im eingeschalteten Zustand, bis zum Absinken des Kollektorstroms auf 90% seines ursprünglichen Wertes. Dabei wird die vorhandene Ladung aus dem Gate weitgehend abgeführt. In Folge dessen fällt der Kollektorstrom steil ab ( $t_f$  - Definition komplementär zu  $t_r$ ).

Die Ausschaltzeit des IGBT beträgt nach [4]:

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f. \quad (1.3)$$

Da sich nach dem definitionsgemäßen Ende der Ausschaltzeit noch viele von den zuvor aus dem Kollektorgebiet injizierten Minoritätsladungsträgern im n- Gebiet befinden, und diese durch ihre Rekombination einen Kollektorstromschweif verursachen ( $t_t$ ), entfällt auch hier ein wesentlicher Teil der Verluste auf den Zeitbereich nach  $t_{off}$ . Nur eine Verringerung der Minoritätsladungsträger-Lebensdauer kann  $t_t$  verkürzen. Dies ist bei der Produktion erreichbar durch eine n+ Pufferschicht zwischen der n- und der p+ Schicht (Punch Through) oder eine Schwermetalldotierung bzw. Elektronenbestrahlung der IGBT-Chips.

Die maximale Schaltfrequenz für IGBTs beträgt bei hart schaltenden Umrichtern mit großer Leistung und Spannung etwa 500 Hz - 10 kHz. Bei kleinerer Leistung dagegen 10 kHz - 30 kHz und mit Entlastungsnetzwerken bis zu 100 kHz. Beim Ausschalten des IGBTs entsteht durch die schnelle Stromkommutierung vom IGBT in die Diode an den parasitären Induktivitäten (IGBT-Aufbau und Zwischenkreis) eine über den stationären Wert der Zwischenkreisspannung erhöhte Kollektor-Emitterspannung.

Es ist vorteilhaft, wenn zum Ausschalten des IGBTs das Gate an  $-8\text{ V}$  statt an  $0\text{ V}$  gelegt wird. Dadurch wird die Ausschaltzeit verkürzt und die Gefahr des unbeabsichtigten Einschaltens durch kapazitive Rückwirkungen des Ausgangs auf das Gate wird verringert. Wie dem Ausgangskennlinienfeld in Abbildung 1.3 zu entnehmen ist, hängt von der Wahl der Gate-Emitterspannung auch die Höhe eines eventuell auftretenden Kurzschlussstromes und die Kollektor-Emitter-Restspannung im eingeschalteten Zustand ab. Hier ist ein Kompromiss zwischen Kurzschlussbelastung und Verlusten im eingeschalteten Zustand zu finden.

### 1.2.3. Kurzschlussverhalten

Der Bipolartransistor und der IGBT sind die einzigen Halbleiterschalter, die in der Lage sind, Kurzschlussströme selbst zu begrenzen. Während beim Bipolartransistor die RBSOA (Reverse Biased Safe Operating Area) nur bis etwa 66 % der statischen Blockierspannung reicht, kann der IGBT bis zur vollen statischen Blockierspannung mit Kurzschlussstrom belastet werden und behält selbst unter diesen Umständen Kontrolle über den Strom. Wird der IGBT nicht veranlasst, den Kurzschlussstrom innerhalb von  $10\text{ }\mu\text{s}$  bis  $50\text{ }\mu\text{s}$  abzuschalten, wird der Chip thermisch zerstört. Bei zu hohen Gatespannungen und damit auch sehr hohen Kurzschlussströmen kann es zu einem dynamischen Latch-up kommen, wodurch das Gate die Kontrolle über den Kollektorstrom verliert.

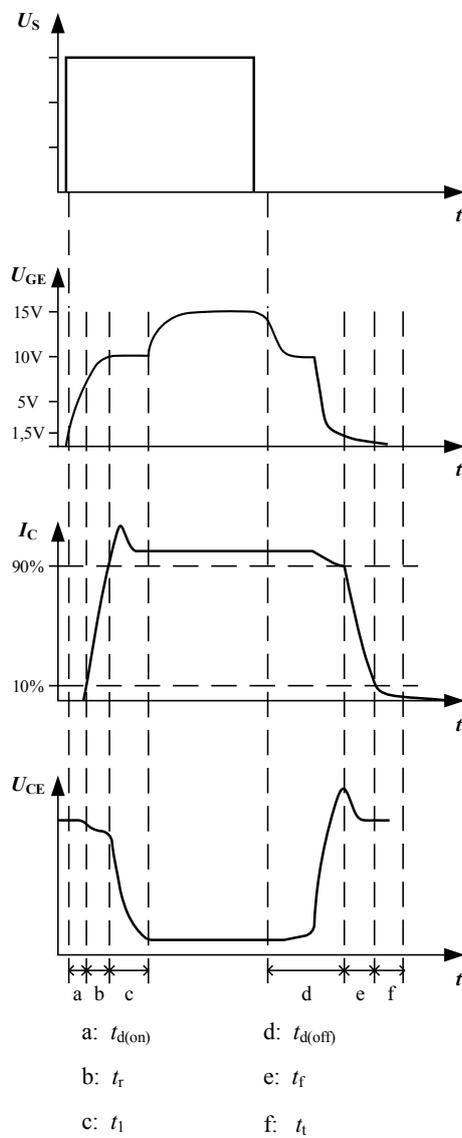
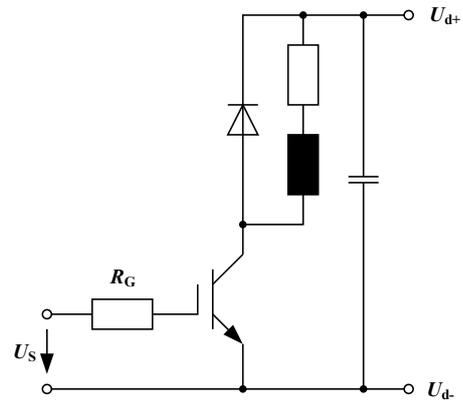


Abbildung 1.5.: Zeitverläufe beim Schalten

## 2. Versuchsanleitung

### 2.1. Versuchsaufbau

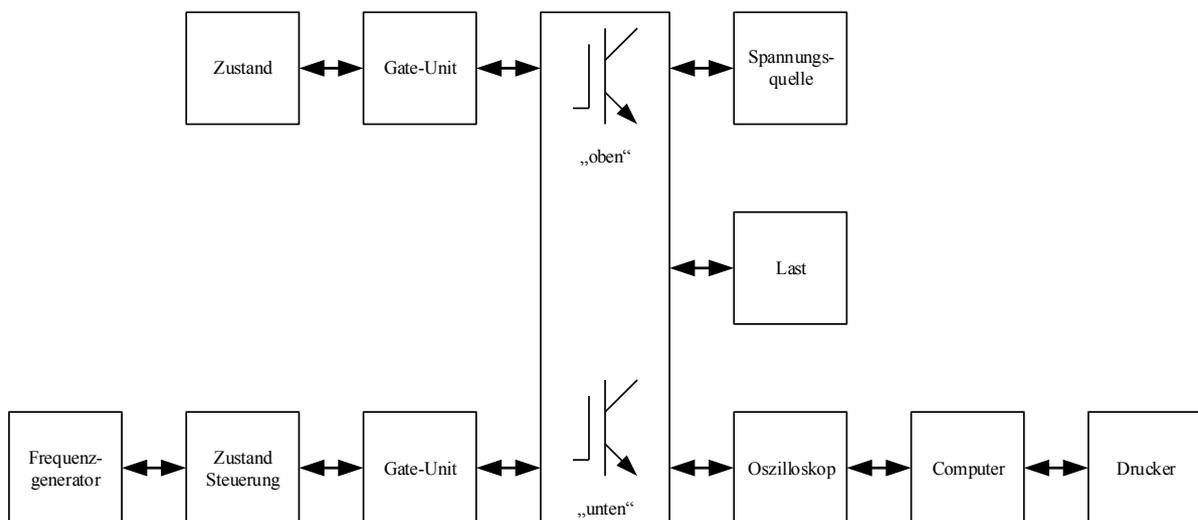


Abbildung 2.1.: Struktur des Versuchsaufbaus

Aus den durchzuführenden Versuchsteilen ergibt sich der Versuchsaufbau in Abbildung 2.1. Mittelpunkt der Anordnung sind die beiden IGBTs „oben“ und „unten“, die einen Zweig eines selbstgeführten Umrichters mit Spannungszwischenkreis darstellen. Jedem IGBT ist eine separate Gate-Unit zugeordnet, die für die potentialgetrennte Ansteuerung sorgt und den jeweiligen IGBT auf einen eventuell auftretenden Überstrom überwacht. Die Meldungen (IGBT „ein“, „aus“, „Überstrom“) der Gate-Units werden mit der Baugruppe „Zustand“ angezeigt. Da die Versuche an dem unteren IGBT durchgeführt werden, wird dieser von einem Frequenzgenerator und der Baugruppe „Steuerung“ angesteuert. Die Spannungsquelle versorgt den Zwischenkreis. Die Messwerte werden mit einem Oszilloskop aufgenommen, bei Bedarf noch mit einem Computer ausgewertet und können auf einem

Drucker ausgegeben werden.

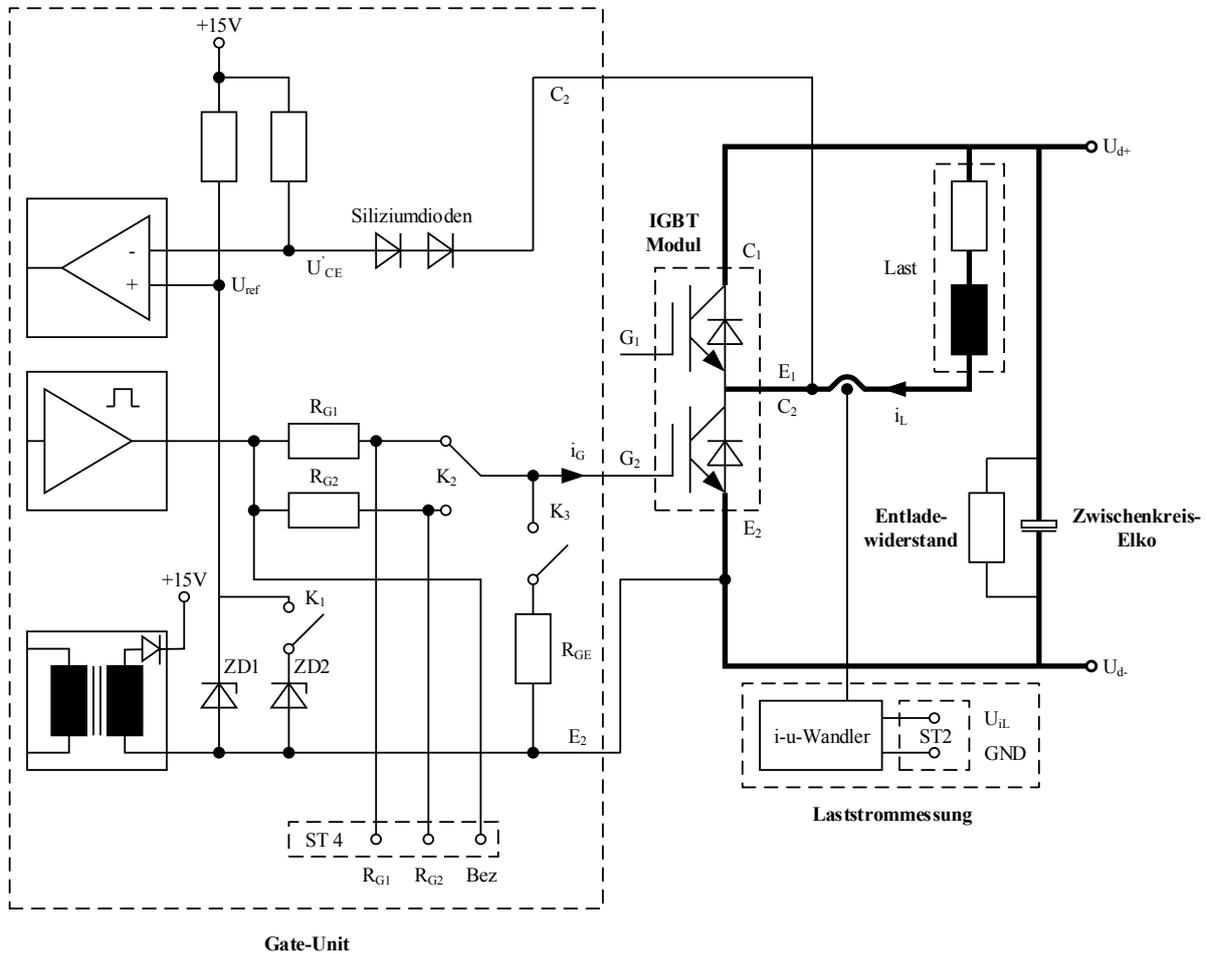


Abbildung 2.2.: Detaillierte Struktur des Versuchsaufbaus

In Abbildung 2.2 sind Teile des Blockschaltbildes etwas detaillierter dargestellt. An die beiden IGBTs, die mit antiparallelen Dioden in einem Modul untergebracht sind, ist die ohmsch-induktive Last angebracht, die es ermöglicht, einen nahezu konstanten Laststrom einzuprägen. Wenn der untere IGBT eingeschaltet ist, fließt der Laststrom durch den unteren IGBT, sobald dieser abgeschaltet wird, kommutiert der Strom in die Diode des oberen IGBTs.

Der Elektrolytkondensator im Zwischenkreis stützt die Zwischenkreisspannung, die von einem, an die mit  $U_{d+}$  und  $U_{d-}$  bezeichneten Punkte angeschlossenen, Netzgerät geliefert wird. Der Entladewiderstand sorgt für die Entladung des Zwischenkreises nach Abschalten

des Netzgerätes. Der durch die Last fließende Strom kann nach dem i-u-Wandler an ST2 als stromproportionale Spannung potentialfrei abgegriffen werden.

Die nachfolgend erläuterte Gate-Unit ist nur für den unteren IGBT gezeichnet. Der obere IGBT wird mit einer funktionell gleichen Anordnung betrieben mit dem Unterschied, dass er über nur einen festen Gatewiderstand sowie ohne Gate-Emitter-Widerstand angesteuert wird. Außerdem ist nur eine Zenerdiode vorhanden.

Durch ein Schaltnetzteil wird eine von der übrigen Elektronik galvanisch getrennte Betriebsspannung von 15 V zur Versorgung der dem unteren IGBT zugeordneten Elektronik erzeugt. Über den Ausgangsverstärker mit einem rechteckförmigen Ausgangssignal von  $\pm 14$  V und die Gate-Widerstände wird das Gate angesteuert.

An ST4 kann der Spannungsfall über den zwei unterschiedlichen Gate-Widerständen und damit der jeweilige Gatestrom gemessen werden. Durch Zuschaltung von  $R_{GE}$  kann mit  $R_{G1}$  und  $R_{G2}$  ein Spannungsteiler gebildet werden, der die vom Gate-Unit-Modul gelieferte rechteckförmige Spannung von etwa  $\pm 14$  V reduziert, um drei unterschiedliche Gate-Emitterspannungen für die Bestimmung des Ausgangskennlinienfelds zu erzeugen.

Bei ausgeschaltetem IGBT wird die Elektronik durch zwei Siliziumdioden vor der hohen Kollektor-Emitter-Spannung geschützt. Wird der IGBT eingeschaltet sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung auf die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ab und es fließt ein kleiner Strom über die zwei Siliziumdioden in den Kollektor.  $u'_{CE}$  ist nun die Summe aus dem Spannungsfall an den zwei Siliziumdioden und der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung.  $U_{ref}$  wird so groß gewählt, dass im eingeschalteten Zustand des IGBTs beim maximal zulässigen Emitterstrom  $U_{ref}$  etwas größer als  $U'_{CE}$  ist. Tritt nun ein Überstrom auf, wird diese Schwelle überschritten, der Komparator erkennt einen Überstrom und der IGBT wird zum Schutz vor Zerstörung abgeschaltet. Dieses Fehlersignal wird auch an die jeweilige Baugruppe „Zustand“ weitergeleitet und zur Anzeige gebracht. Da der Abfall der Kollektor-Emitterspannung nach dem Einschaltbefehl nicht schlagartig verläuft, wird die Überwachung der Kollektor-Emitterspannung erst  $4 \mu s$  nach dem Einschaltbefehl für den jeweiligen IGBT aktiv. Im normalen Betrieb ist erst dann die Kollektor-Emitterspannung auf die stromabhängige Sättigungsspannung abgefallen. Der Strom durch den IGBT kann deshalb im Fehlerfall bei genügend schnellem Anstieg in dieser Zeit weit über den normalen Abschaltstrom ansteigen.

ST2 auf der Platine Laststrommessung dient der, von der Betriebsspannung der IGBTs galvanisch getrennten Messung des Laststroms, wobei 5 A Laststrom 1 V Spannung an der BNC-Buchse entsprechen. Die Verbindung der Gate-Unit und der Laststrommessung mit der Auswerteelektronik wird mit einer Leitung über die Buchse „Anschluss“ hergestellt.

In Abbildung 2.3 ist die Anordnung der Baugruppen an dem Kühlkörper für den Platten-

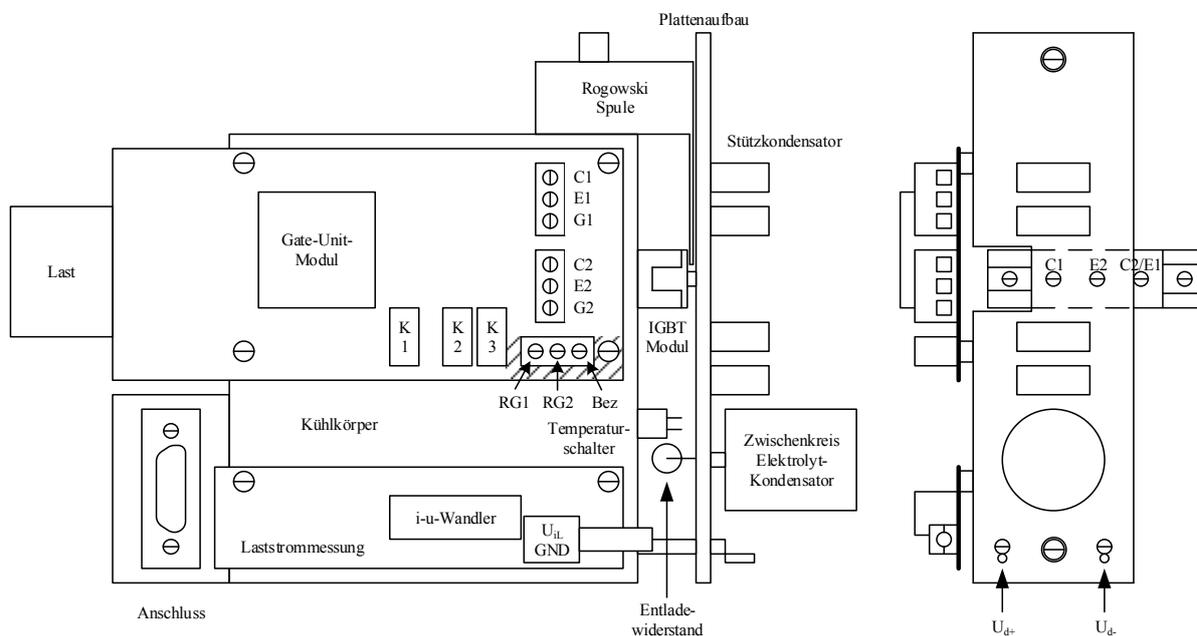


Abbildung 2.3.: Seitenansicht und Frontansicht des Versuchsaufbaus

aufbau dargestellt. Außer dem Plattenaufbau, der über ein Netzgerät mit einer Spannung von etwa 20 V versorgt wird (Last 300  $\mu$ H und 0,1  $\Omega$  Drahtwiderstand der Induktivität), ist ein gleicher Aufbau in einem fahrbaren Gestell berührungssicher eingebaut, der mit etwa 250 V betrieben wird und eine an die höhere Spannung angepasste Last (1,4 mH und 1,5  $\Omega$ ) enthält. Dieser Aufbau soll den realen Betrieb an einer höheren Spannung und die Unterschiede zu dem Aufbau an 20 V zeigen.

Die dritte Anordnung soll einen schlechten Zwischenkreislauf zur Zuführung der Zwischenkreisspannung an den IGBT demonstrieren. Es sind keine Stützkondensatoren vorhanden und der Zwischenkreis-Elko wurde nicht über den Plattenaufbau, sondern mit zwei Leitungen mit dem IGBT verbunden, um den Einfluss der dadurch stark erhöhten Zuleitungsinduktivität messen zu können. Dies wird im Abschnitt Zwischenkreislaufbau noch genauer erläutert.

Auf der Gate-Unit erfolgt auch die Potentialtrennung zwischen Elektronik- und Zwischenkreisspannung. Von dem schraffierten Bereich (einschließlich der Spannung an ST4) der Gate-Unit kann bei einer hohen Zwischenkreisspannung eine Gefahr ausgehen und deshalb dürfen dort Spannungsmessungen nur mit dafür geeigneten Messmitteln durchgeführt werden.

### 2.1.1. Strommessverfahren

In den Versuchen wird eine Sensorspule zur Messung des Kollektorstroms und ein Kompensationsstromwandler zur Messung des Laststromes genutzt. Weitere Möglichkeiten zur Messung von Strömen bieten Impulsstromwandler, Stromzangen oder ein Messwiderstand. Da diese Methoden jedoch durch notwendige konstruktive Änderungen an einem vorgegebenen Plattenaufbau in der Praxis nur sehr schwer durchzuführen sind und auch der Anschluss einer Stromwandlerzange an einem gedrängten Aufbau nicht immer möglich ist, werden sie hier nicht verwendet.

**Sensorspule** Eine in die Nähe des Kollektoranschlusses gehaltene kleine Spule (Sensorspule) nimmt die bei der Stromänderung auftretende Magnetfeldänderung auf. Dadurch wird in der Spule eine Spannung  $u_{\text{Sensor}}$  induziert. Nach der Integration dieser Spannung z.B. mit einem entsprechend ausgestatteten Oszilloskop, ergibt sich der durch den Anschluss fließende Strom.

$$i_e = \frac{1}{L_{12}} \cdot \text{Integrationsfaktor} \cdot \int u_{\text{Sensor}} dt + i_e(t=0) \quad (2.1)$$

Da die Wechselinduktivität  $L_{12}$  unbekannt ist, und auch von der Entfernung der Sonde vom IGBT-Anschluss abhängt, muss durch eine Laststrommessung die absolute Höhe des Stroms nach Abschluss des Ein- oder Ausschaltvorgangs bestimmt und der Integrationsfaktor wie der Stromanfangswert entsprechend gewählt werden. Da jedoch durch den Kollektoranschluss des IGBTs der konstant eingepreßte Laststrom fließt (wenn der IGBT abschaltet, kommutiert der Strom in die obere Diode), muss diese Messung am Emitteranschluss E2 durchgeführt werden. Da der Gatestrom gegenüber dem Laststrom vernachlässigt werden kann, ist der Kollektorstrom gleich dem Emitterstrom.

Um die Versuchsreihen durchführen zu können, muss die Messsonde in der einmal gewählten Position fixiert werden. Außerdem ist es wichtig zur Verringerung des Einflusses von Störsignalen das an die Messsonde angeschlossene Koaxialkabel mit einem Abschlusswiderstand von  $50 \Omega$  zu versehen (Hier im Versuch über die Kanaleigenschaften des Oszilloskops den internen Abschlusswiderstand wählen). Diese Art der Messung ermöglicht es unter anderem auch, schnelle Stromänderungen sehr genau und potentialfrei zu erfassen.

**Impulsstromwandler** Zum Oszillografieren von impulsförmigen Strömen können auch spezielle Impulsstromwandler eingesetzt werden. Diese Wandler haben Kerne mit hohem Sättigungsfluss und geringem Remanenzfluss. In bestimmten Fällen verhindert ein Luft-

spalt die Sättigung des Eisens. Auch diese Messmethode gewährleistet die Potentialtrennung.

**Stromwandlerzange** Stromzangen verbinden allgemein den Vorteil der Potentialtrennung von Wandlern mit der Möglichkeit, rasch nacheinander an verschiedenen Punkten der Schaltung Ströme messen zu können. Die Konstruktion dieser Zangen gestattet das Öffnen des Magnetkreises, so dass der zu umschließende Leiter nicht aufgetrennt werden muss. Stromzangen, die auch DC-Messungen ermöglichen, nutzen ein Kompensationsverfahren. Es muss jedoch darauf geachtet werden, dass die Frequenz-Bandbreite der Stromwandlerzange genügend groß ist, um rasche Stromanstiege ausreichend genau erfassen zu können.

**Kompensationsstromwandler** Bei dieser Messmethode wird dem Messstrom ein Kompensationsstrom entgegengesetzt, so dass sich die beiden Durchflutungen zu Null aufheben. Wenn der Nullfluss hergestellt ist, kann der Kompensationsstrom als Messgröße dienen. Die Höhe dieses Kompensationsstromes, der von einer Hilfsspannungsquelle geliefert werden muss, lässt sich durch eine entsprechend hohe Windungszahl der Kompensationswicklung auf ein niedriges Niveau bringen. Als Detektor des Gleichgewichtszustandes dient beim hier eingesetzten Typ LEM LA 50-P ein Hall-Element. Bis zu Stromanstiegsgeschwindigkeiten von  $50 \text{ A } \mu\text{s}^{-1}$  liefert dieser Wandler ausreichend genaue Messergebnisse und eine Ausgangsspannung von 1 V pro 5 V Strom.

### 2.1.2. Spannungsmessung

Da die Abschirmung der Eingangsbuchse eines Oszilloskops mit dem Gehäuse und dieses mit „Erde“ verbunden ist, darf die Abschirmung nicht mit einem für den Menschen gefährlichen Potential gegenüber „Erde“ verbunden werden. Falls dies doch geschieht, kommt es über die Abschirmung des Oszilloskops zu einem Kurzschluss des Netzes. Deshalb muss zum Schutz der an dem Oszilloskop arbeitenden Personen und zur Verhinderung von Kurzschlüssen zur Messung der Spannungen ein Differenzastkopf mit Potentialtrennung verwendet werden. Zur Versorgung der in dem Differenzastkopf eingebauten Elektronik dient ein externes Netzteil. Der auf dem Potential der Zwischenkreisspannung liegende Bereich der Gate-Unit ist in Bild 2.3 schraffiert gezeichnet.

### 2.1.3. Zwischenkreis Aufbau

Durch Streuinduktivitäten im Leistungskreis entstehen beim Ausschalten Überspannungen an den Leistungshalbleitern. Eine Stromsteilheit von  $1000 \text{ A } \mu\text{s}^{-1}$  induziert an einer Streuinduktivität von  $100 \text{ nH}$  eine Überspannung von  $100 \text{ V}$ . Noch kritischer wird die Höhe der Überspannung, wenn Überströme, wie z.B. im Kurzschlussfall, mit ähnlicher Schaltzeit wie normale Betriebsströme abgeschaltet werden. Dies kann zu nochmals 5- bis 8-fach höheren  $dI/dt$ -Werten führen [2]. Deshalb sind möglichst niederinduktive Zwischenkreisbauten erstrebenswert.

Durch geeignete Leitungsgeometrien lassen sich die geforderten niedrigen Induktivitäten erreichen. Es gibt grundsätzlich zwei verschiedene Möglichkeiten den Zwischenkreis an das IGBT-Modul anzuschließen. Entweder über eine Doppelleitung (Verdrahtung) oder mit einer Bandleitung (Plattenaufbau).

Charakteristisch für die Doppelleitung ist der kleine Leitungsquerschnitt im Vergleich zum Abstand der beiden Leiter und die zirkulare Magnetfeldverteilung um die Leiter herum. Der relativ hohe magnetische Fluss zwischen den beiden Leitern ist für die hohe Induktivität der Anordnung verantwortlich.

Bei der Bandleitung ist der Stromfluss breit über den Querschnitt des jeweiligen Bandes verteilt. Der Abstand der Bänder ist klein gegen die Breite und dadurch ist das Magnetfeld nahezu homogen zwischen den Bändern eingeschlossen. Der geringe magnetische Fluss zwischen den Bändern führt zur drastisch reduzierten Induktivität (etwa Faktor 20) gegenüber der Doppelleitung [3].

### 2.1.4. Auswertungselektronik

In Abbildung 2.4 ist die zur Überwachung und Steuerung der IGBTs notwendige Elektronik, welche in einem  $19''$ -Gehäuse untergebracht ist, dargestellt. Die Auswerteelektronik schaltet im Wesentlichen, solange kein Überstrom oder Übertemperatur auftritt, das Signal des Frequenzgenerators zur Gate-Unit durch und lässt eine Änderung der Beschaltung für den unteren IGBT zu. Zur Anzeige der Betriebszustände der einzelnen IGBTs sowie einer eventuell auftretenden Übertemperatur des Kühlkörpers, die von dem Temperaturschalter bei einer Temperatur größer als  $70^\circ\text{C}$  erkannt wird, dienen die Einschübe „IGBT oben Zustand“ und „IGBT unten Zustand“. Für den Versuchsteil Brückenkurzschluss kann außerdem der obere IGBT an dem Einschub „IGBT oben Zustand“ manuell ein- und ausgeschaltet werden. Die in der Abbildung 2.2 eingezeichneten Relais K1, K2, und K3 werden über den Einschub „IGBT unten Steuerung“ geschaltet. Wenn „ZD1“ leuchtet, ist K1 offen

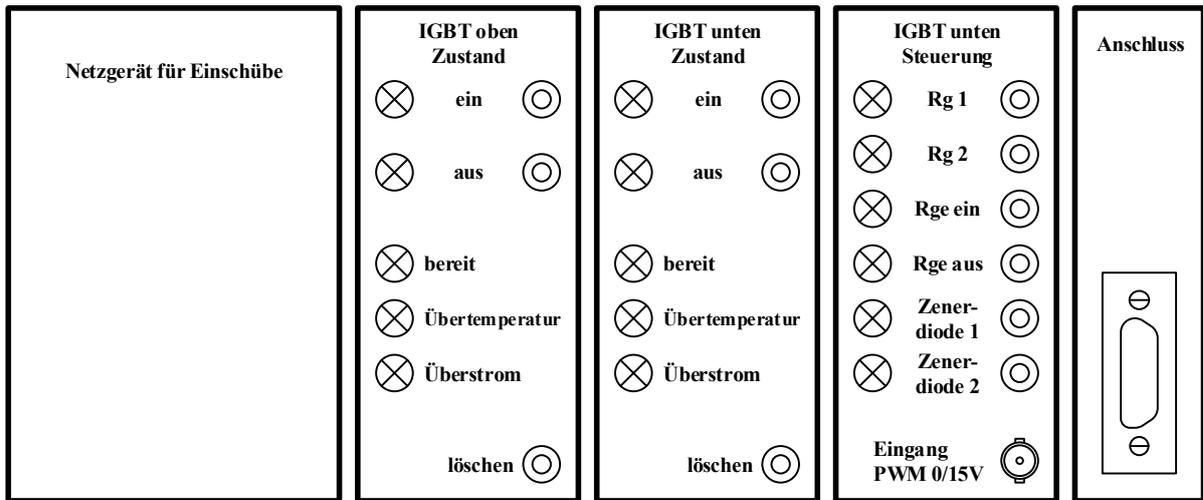


Abbildung 2.4.: Elektronik zur Steuerung und Überwachung des IGBT

und wenn „ZD2“ leuchtet, dann ist parallel zu ZD1 noch ZD2 geschaltet.

An den Einschub „IGBT unten Steuerung“ muss auch das den unteren IGBT steuernde rechteckförmige Signal des Frequenzgenerators, mit einer Amplitude von 15 V, angelegt werden. Die elektrische Verbindung des Versuchsaufbaus mit der Auswerteelektronik wird über den Einschub „Anschluss“ mit dem korrespondierenden Anschluss am Kühlkörper hergestellt.

### 2.1.5. Auswertung / Dokumentation

**Verlustberechnung** Die Verluste für einen Schaltvorgang setzen sich aus den Ein-, Ausschalt- und den Durchlassverlusten des IGBTs und den entsprechenden Verlusten in der Freilaufdiode zusammen. Die Sperrverluste können normalerweise vernachlässigt werden.

Die in dem IGBT entstehenden Verluste werden durch den Betrag des Produkts der Kollektorspannung mit dem Kollektorstroms dargestellt.

**Auswertungsprogramm** Das Auswertungsprogramm dient der Darstellung der Schaltverluste und der dabei umgesetzten Energie im IGBT sowie der Ermittlung des Ausgangskennlinienfeldes. Dazu werden alle Kanäle des Oszilloskops direkt in Matlab eingelesen und in einem Skript weiterverarbeitet. Außerdem steht eine grafische Benutzeroberfläche, wie in Abbildung 2.5 zu sehen, zur Verfügung.

Über die Buttons „Oszi verbinden“, „Oszi trennen“ und „Daten übertragen“ wird die Kom-

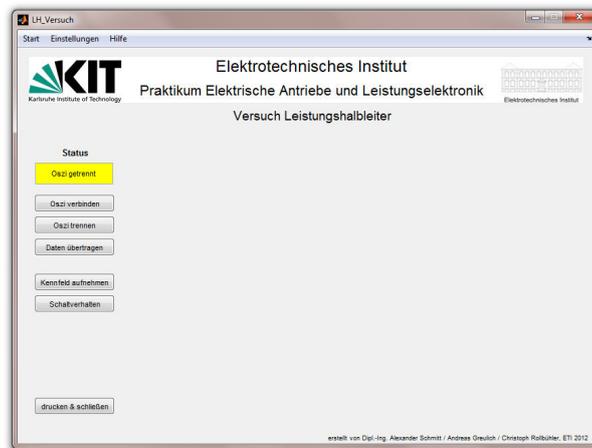


Abbildung 2.5.: Oberfläche des Matlabskriptes

munikation des Oszilloskops mit Matlab gesteuert, „Kennfeld aufnehmen“ und „Schaltverhalten“ beinhalten die jeweiligen Versuchsabläufe. Der Button „Drucken & schließen“ dient zum Drucken der Plots. Sollten weitere Einstellungen nötig sein, kann man wichtige Parameter jederzeit über den Menüpunkt Einstellungen verändern.

Um die Schaltverluste als Produkt der Kollektor-Emitterspannung mit dem Emitterstrom bilden zu können, muss zuvor die Spannung der Sensorspule zum Emitterstrom integriert werden. Dazu werden die vom Oszilloskop gelieferten zeitdiskreten Spannungsmesswerte in Matlab nach folgender Formel integriert:

$$i_E(k) = i_E(k-1) + \frac{1}{2} \cdot (u_{\text{Sensorspule}}(k-1) + u_{\text{Sensorspule}}(k)) \cdot t_A \quad (2.2)$$

Danach wird in Matlab die Kollektor-Emitterspannung mit dem Emitterstrom multipliziert und der Betrag als Verlustleistung angezeigt. Aus der Verlustleistung wird durch Integration über die Zeit auch die im IGBT erzeugte Energie ermittelt und angezeigt. Zur Kontrolle werden auch die Kollektor-Emitterspannung und der Emitterstrom dargestellt. Zum Starten des Auswertungsprogramms öffnen Sie mit Matlab die Datei „D:\LH\_Versuch\Matlab\_LH\_Versuch\start.m“ mit einem Klick auf die rechte Maustaste und „Run“.

## 2.2. Sicherheitshinweise

Für die Praktikumsdurchführung gelten folgende Sicherheitshinweise: Obwohl die Betriebsspannung der offenen Aufbauten nicht höher als 20 V ist, können durch die Schaltvorgänge z.B. an der Induktivität und am IGBT-Modul für etwa 40 ns Spannungen bis etwa 150 V erreicht werden. Deshalb dürfen im eingeschalteten Zustand der Anlage keine elektrisch leitenden Teile des Versuchsaufbaus berührt werden.

Der Versuch mit einer Zwischenkreisspannung von 250 V darf nur unter Aufsicht des Betreuers durchgeführt werden. Bei dieser Spannung könnte es, abgesehen von der Gefahr durch die hohe Spannung, bei Auftreten eines Kurzschlusses eventuell zum Bersten des IGBT-Moduls kommen. Deshalb ist dieser Versuch hinter einer Makrolonscheibe in einem 19“-Schrank eingebaut.

## 2.3. Versuchsdurchführung

In Tabelle 2.1 sind zur ersten Übersicht die Messungen an den verschiedenen Aufbauten dargestellt. Dabei bedeutet ein eingetragener Gatewiderstand in der Matrix, dass diese Messung bei dem entsprechenden Widerstand durchgeführt wird. Beginnen Sie bitte mit den Versuchen am „Plattenaufbau 20 V“, und drucken Sie die Messungen jeweils aus.

Um die Auswirkungen eines geänderten Zwischenkreisaufbaus und einer erhöhten Zwischenkreisspannung auf den Verlauf von  $u_{CE}$  und  $i_E$  zu sehen, werden im Anschluss an die Messungen am „Plattenaufbau 20 V“, noch Messungen am Aufbau „Verdrahtung an 20 V“ und am „Plattenaufbau an 250 V“ durchgeführt.

Messungen	Plattenaufbau an 20 V	Verdrahtung an 20 V	Plattenaufbau an 250 V
Ausgangskennlinienfeld	$R_{G1}, R_{G2}, R_{GE}$		
Schaltverhalten			
$u_L, i_L$	$R_{G1}, R_{G2}$		
$u_{GE}, i_G$	$R_{G1}, R_{G2}$		
$u_{GE}, u_{CE}$	$R_{G1}, R_{G2}$		
$u_{CE}, i_E$	$R_{G1}, R_{G2}$	$R_{G1}, R_{G2}$	$R_{G1}$
Überstrom	$R_{G1}$		
Brückenkurzschluss	$R_{G1}$		

Tabelle 2.1.: Übersicht über die durchzuführenden Messungen

Folgendes ist während der Versuchsdurchführung zu beachten:

- Beachten Sie die Teilverhältnisse der Differenzastköpfe und des LEM-Wandlers. Passen Sie diese entsprechend im Oszilloskop an.
- Vergewissern Sie sich, für die Sensorspule den oszilloskopinternen Abschlusswiderstand von  $50\ \Omega$  aktiviert zu haben.
- Überprüfen sie die Seriennummer des verwendeten Oszilloskops. Diese befindet sich auf dessen Rückseite und lässt sich unter Einstellungen in der Oberfläche des Matlabkriptes anpassen. Die Seriennummer dient zur Identifikation und wird zur Kommunikation mit dem Computer benötigt.
- Kanalbelegung:
  - Kanal 1: Kollektor-Emitterspannung
  - Kanal 2: Sensorspulenspannung
  - Kanal 3: Gate-Emitterspannung
  - Kanal 4: Laststrommessung

### 2.3.1. Statisches Verhalten

**Ausgangskennlinienfeld** Das Ausgangskennlinienfeld des unteren IGBTs,  $i_C$  über  $u_{CE}$ , soll für die drei mit  $R_{G1}$ ,  $R_{G2}$  und  $R_{GE}$  einstellbaren Gate-Emitterspannungen als Parameter bestimmt werden. Der Widerstand  $R_{GE}$  dient bei diesem Versuch, in Verbindung mit  $R_{G1}$  und  $R_{G2}$ , als Spannungsteiler für die Gate-Emitterspannung.

Die Last ist links am Kühlkörper angeschraubt und besteht bei den Aufbauten an 20 V aus einer Induktivität von  $300\ \mu\text{H}$  (der ohmsche Anteil von  $0,1\ \Omega$  ist der Drahtwiderstand). Um einen genügend großen Stromanstieg durch die Last zu ermöglichen, sollte ein Impuls von 1 ms Dauer erzeugt werden. Dazu ist der Frequenzgenerator auf manuellen Triggerbetrieb und z.B. bei einem Tastverhältnis von 0,1 auf eine Ausgangsfrequenz von etwa 90 Hz einzustellen. Die Ausgangsspannung muss zur korrekten Ansteuerung der nachfolgenden Elektronik eine Amplitude von 15 V haben.

- Arbeiten Sie bei einer Spannung  $U_{d+}$  von 20 V, die am Netzgerät eingestellt werden kann.

- Das Gate-Unit Modul liefert eine Ausgangsspannung von  $\pm 14\text{ V}$ . Um für die Bestimmung des Ausgangskennlinienfelds drei verschiedene Gate-Emitter Spannungen einstellen zu können, kann diese Spannung über den Spannungsteiler  $R_{G1,2}/R_{GE}$  reduziert werden.
- Zur Vorbereitung auf den Versuch bestimmen Sie schon zu Hause für  $R_{G1} = 15\ \Omega$ ,  $R_{G2} = 33\ \Omega$ ,  $R_{GE} = 82\ \Omega$  die zu erwartende Gate-Emitterspannung und tragen Sie diese in die Tabelle 2.2 ein.
- Um die drei Kurven nacheinander aufnehmen zu können, betätigen Sie im Matlabskript die Schaltfläche „Kennfeld aufnehmen“ und ermitteln die Kennlinien für alle 3 Konfigurationen. Danach kann das Ausgangskennlinienfeld über „Kennfeld drucken“ gedruckt werden.
- $u_{CE}$  soll direkt am IGBT-Modul gemessen werden und der Kollektorstrom wird über die Laststrommessung ermittelt.
- zur Bereitstellung der Messwerte für das Auswertungsprogramm betätigen sie die „Run/Stop“-Taste des Oszilloskops oder nutzen Sie die Single-Shot-Funktion!

Schalten Sie am Steuergerät auf Betrieb mit Zenerdiode 1, nehmen Sie das Ausgangskennlinienfeld auf und drucken Sie dieses aus.

Vergleichen Sie die berechneten Werte für  $u_{GE}$  (stationär) durch eine Messung der Gate-Emitter-Spannung direkt am Modul und tragen Sie diese Werte ebenfalls in Tabelle 2.2 ein. Stellen Sie dazu am Netzgerät die Versorgungsspannung auf Null Volt, wählen Sie eine Frequenz von 1 Hz und ein Tastverhältnis von 50% (Schalter SYM. aus).

Tragen Sie die aus dem Ausgangskennlinienfeld ermittelten Werte für  $i_C$  bei  $u_{CE} = 3,5\text{ V}$  ebenfalls in die Tabelle ein.

	$u_{GE}$ berechnet	$u_{GE}$ gemessen	$i_C(u_{CE} = 3,5\text{ V})$
$R_{G1}$	14 V		
$R_{G1}/R_{GE}$			
$R_{G2}/R_{GE}$			

Tabelle 2.2.: Gemessene Gate-Emitterspannungen

### 2.3.2. Dynamisches Verhalten

Voraussetzungen:  $R_{G1}$  ein,  $R_{GE}$  aus, ZD1 ein.

Legen Sie an den Plattenaufbau eine Betriebsspannung von 20 V an und stellen Sie am Frequenzgenerator eine Startfrequenz von 100 Hz und ein Tastverhältnis von 0,1 ein. Die manuelle Triggerung ist auszuschalten.

Messen Sie  $U_L$  und  $I_L$  und bestimmen Sie die untere Grenzfrequenz, bei der der Laststrom in dieser Tiefsetzstelleranordnung vom lückenden in den nichtlückenden Zustand übergeht.

$f_{Gu} =$	
------------	--

**Schaltverhalten** In diesem Versuchsteil sollen Sie den Einfluss des Gatewiderstands auf die Schaltzeiten, die Schaltverluste und die Überspannung erkennen. Außerdem wird beim Schalten der Verlauf der Gate-Emitterspannung mit dem Millerplateau, der Gatestrom sowie die Kollektor-Emitterspannung und der Emitterstrom gezeigt.

Stellen Sie mit Hilfe des veränderbaren Tastverhältnisses bei einer Frequenz von 10 kHz und einer Betriebsspannung von 20 V einen Laststrom von etwa 25 A ein. Beim Wechsel der Gatewiderstände sollte der Laststrom konstant gehalten werden. Bestimmen Sie die Laststromwelligkeit.

	$R_{G1}$	$R_{G2}$
$\Delta i_L =$		

Messen Sie

- $u_{GE}$ ,  $u_{CE}$
- $u_{CE}$ ,  $i_E$
- $u_{GE}$ ,  $i_G$

jeweils beim Ein- und Ausschaltvorgang des unteren IGBTs für  $R_{G1} = 15 \Omega$  und  $R_{G2} = 33 \Omega$ .

Die Ermittlung der Schaltzeiten sowie der entstandenen Verluste erfolgt nach Einstellen des Betriebspunktes durch Betätigen der Schaltfläche „Schaltverhalten“ im Matlabskript. Tragen Sie die ermittelten Werte in Tabelle 2.3 ein. Zeichnen Sie  $u_{GE}$  und  $i_G$  für den gesamten Schaltvorgang qualitativ in Abbildung 2.6 ein und kennzeichnen Sie das Miller-Plateau!

	$t_{d(\text{on})}$	$t_r$	$t_1$	$t_{\text{on}}$	$P_{\text{on}}$	$W_{\text{on}}$
$R_{G1}$						
$R_{G2}$						

	$t_{d(\text{off})}$	$t_f$	$t_2$	$t_{\text{off}}$	$P_{\text{off}}$	$W_{\text{off}}$
$R_{G1}$						
$R_{G2}$						

	$i_{G,\text{max,ein}}$	$i_{G,\text{max,aus}}$	$U_{CE,\text{max,aus}}$	$\eta_{\text{Modul}}$
$R_{G1}$				
$R_{G2}$				

Tabelle 2.3.: Auswertetabelle für dynamisches Verhalten

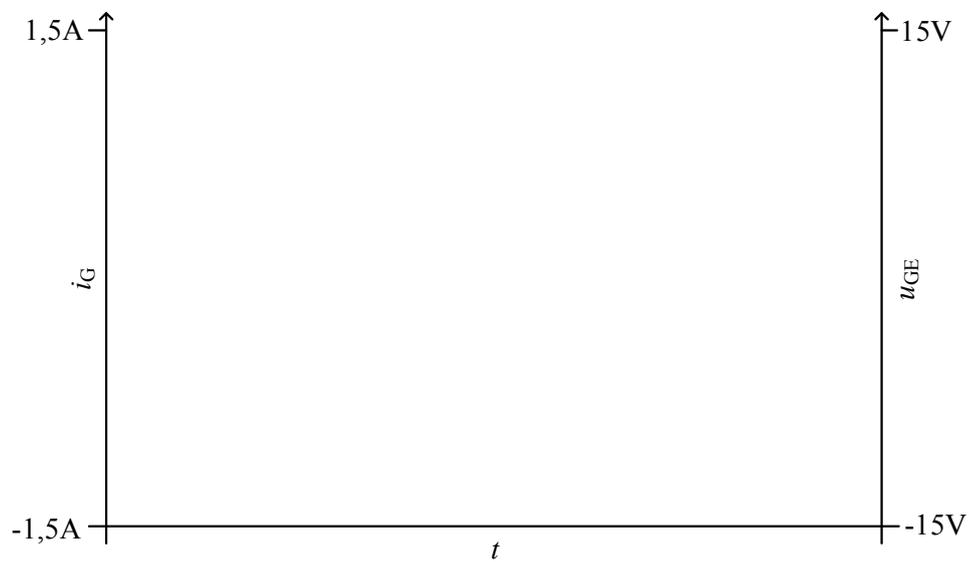


Abbildung 2.6.: Diagramm für den Gatestrom beim dynamischem Verhalten

### 2.3.3. Verhalten im Fehlerfall

**Überstromschutz** Bestimmen Sie mit Hilfe des ermittelten Ausgangskennlinienfelds und dem Blockschaltbild aus Abbildung 2.2 den zu erwartenden Abschaltstrom der  $u_{CE}$ -Überwachung bei eingeschalteter Zenerdiode 2. Die Zener-Spannung von Zenerdiode 1 hat einen Wert von 5,6 V und die von Zenerdiode 2 einen Wert von 4,2 V. Überprüfen Sie die Rechnung durch einen Versuch, indem Sie den Laststrom entsprechend einstellen.

$i_{e,max} =$	
---------------	--

**Brückenkurzschluss** Stellen Sie den Frequenzgenerator auf manuellen Triggerbetrieb. Schalten Sie dann den oberen IGBT ein und danach über die manuelle Triggenerlösung am Frequenzgenerator den unteren IGBT. Bestimmen Sie bei eingeschaltetem  $R_{G1}$  den Verlauf von  $u_{CE}$  und  $i_E$ . (Zwischenkreisspannung 30 V, Zenerdiode 2 eingeschaltet, max. Stromvorgabe am Netzgerät einstellen).

$i_{E,max} =$	
$u_{CE,max} =$	

### 2.3.4. Hohe Zwischenkreisspannung

Ermitteln Sie wie in 2.3.2 die Schaltzeiten für Ein- und Ausschaltvorgang am Plattenaufbau an 250 V. Drucken Sie für den Plattenaufbau an 250 V jeweils den Verlauf von  $u_{GE}$  und  $u_{CE}$  sowie  $u_{CE}$  und  $i_E$  aus. Tragen Sie die ermittelten Werte in Tabelle 2.4 ein.

Wichtig: bei  $I = 20\text{ A}$  sowie eingeschalteter Zenerdiode 2 und  $R_{G1}$  messen.

	$t_{d(on)}$	$t_r$	$t_1$	$t_{on}$	$P_{on}$	$W_{on}$
$R_{G1}$						

	$t_{d(off)}$	$t_f$	$t_2$	$t_{off}$	$P_{off}$	$W_{off}$
$R_{G1}$						

$u_{CE,max,aus} =$	
--------------------	--

Tabelle 2.4.: Auswertetabelle für Plattenaufbau an 250 V

### 2.3.5. Hohe Zwischenkreisinduktivität

Vergleichen Sie abschließend den Verlauf von  $u_{CE}$  und  $i_E$  beim Ein- und Ausschaltvorgang für den unteren IGBT des verdrahteten Aufbaus an 20 V mit den Verläufen für den Plattenaufbau an 20 V. Achten Sie wieder auf einen Laststrom von 25 A.

Beachten Sie speziell die Höhe des Spannungsüberschwingers von  $u_{CE}$  beim Ausschaltvorgang.

- Verdrahtung an 20 V:

	$R_{G1}$	$R_{G2}$
$u_{CE,max,aus} =$		

- zum Vergleich Plattenaufbau an 20 V (von schon durchgeführten Messungen):

	$R_{G1}$	$R_{G2}$
$u_{CE,max,aus} =$		

## 2.4. Fragen zur Versuchsvorbereitung

- Wie ist der IGBT aufgebaut?
- Wie funktioniert der IGBT?
- Wie funktioniert die Überstromüberwachung?
- Wie sehen die Verläufe von  $u_{GE}$ ,  $u_{CE}$ ,  $i_E$  beim Schalten aus?
- Durch welche Faktoren werden die Ein- und Ausschaltzeiten beeinflusst?
- Wie groß ist die typische Einschaltzeit?
- Wann ist der IGBT eingeschaltet?
- Was wird durch den Gatewiderstand beeinflusst?
- Welche Möglichkeiten gibt es zur Strommessung?
- Warum wird die Leitungsführung des Zwischenkreises plattenförmig ausgeführt?
- Warum ist der Spannungsüberschwinger von  $u_{CE}$  beim Abschalten mit größer werdendem Gatewiderstand kleiner?
- Wie kann mit einem Zweikanaloszilloskop die Kollektor-Emitterspannung gefahrlos gemessen werden?

# A. Abbildungsverzeichnis

1.1. Aufbau und Ersatzschaltbild eines IGBT . . . . .	2
1.2. Schaltsymbol eines IGBT . . . . .	4
1.3. Kennlinie eines IGBT, entnommen aus Datenblatt Infineon IGW60T120 . .	4
1.4. Kollektorstrom $I_C$ über Gate-Emitterspannung $U_{GE}$ , entnommen aus Datenblatt Infineon IGW60T120 . . . . .	6
1.5. Zeitverläufe beim Schalten . . . . .	9
2.1. Struktur des Versuchsaufbaus . . . . .	10
2.2. Detaillierte Struktur des Versuchsaufbaus . . . . .	11
2.3. Seitenansicht und Frontansicht des Versuchsaufbaus . . . . .	13
2.4. Elektronik zur Steuerung und Überwachung des IGBT . . . . .	17
2.5. Oberfläche des Matlabskriptes . . . . .	18
2.6. Diagramm für den Gatestrom beim dynamischem Verhalten . . . . .	23

# B. Tabellenverzeichnis

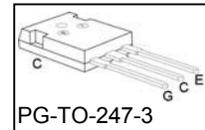
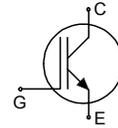
- 2.1. Übersicht über die durchzuführenden Messungen . . . . . 19
- 2.2. Gemessene Gate-Emitterspannungen . . . . . 21
- 2.3. Auswertetabelle für dynamisches Verhalten . . . . . 23
- 2.4. Auswertetabelle für Plattenaufbau an 250 V . . . . . 24

## C. Literaturverzeichnis

- [1] BALIGA, B. J.: *Power Semiconductor Devices*. PWS Publishing Company, 1996
- [2] BAYERER, R.: *Modultechnik für hohe Frequenzen in der Leistungselektronik*. ETG-Fachbericht; 39, 1992
- [3] FASCHING, M.: *Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise des IGB-Transistors*. e & i, 1996
- [4] INFINEON: *Application Note 2011-05: Industrial IGBT Modules Explanation of Technical Information*. Infineon, 2011
- [5] SEMIKRON: *Semikron Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. 2015

## Low Loss IGBT in TrenchStop® and Fieldstop technology

- Best in class TO247
- Short circuit withstand time – 10µs
- Designed for :
  - Frequency Converters
  - Uninterrupted Power Supply
- TrenchStop® and Fieldstop technology for 1200 V applications offers :
  - very tight parameter distribution
  - high ruggedness, temperature stable behavior
- NPT technology offers easy parallel switching capability due to positive temperature coefficient in  $V_{CE(sat)}$
- Low EMI
- Low Gate Charge
- Qualified according to JEDEC<sup>1</sup> for target applications
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Complete product spectrum and PSpice Models : <http://www.infineon.com/igbt/>



Type	$V_{CE}$	$I_C$	$V_{CE(sat), T_J=25^\circ C}$	$T_{j,max}$	Marking Code	Package
IGW60T120	1200V	60A	1.7V	150°C	G60T120	PG-TO-247-3

**Maximum Ratings**

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CE}$	1200	V
DC collector current	$I_C$		A
$T_C = 25^\circ C$		100	
$T_C = 90^\circ C$		60	
Pulsed collector current, $t_p$ limited by $T_{j,max}$	$I_{C,puls}$	150	
Turn off safe operating area	-	150	
$V_{CE} \leq 1200V, T_J \leq 150^\circ C$			
Gate-emitter voltage	$V_{GE}$	$\pm 20$	V
Short circuit withstand time <sup>2)</sup>	$t_{SC}$	10	µs
$V_{GE} = 15V, V_{CC} \leq 1200V, T_J \leq 150^\circ C$			
Power dissipation	$P_{tot}$	375	W
$T_C = 25^\circ C$			
Operating junction temperature	$T_j$	-40...+150	°C
Storage temperature	$T_{stg}$	-55...+150	
Soldering temperature, 1.6mm (0.063 in.) from case for 10s	-	260	

<sup>1</sup> J-STD-020 and JEDEC-022

<sup>2)</sup> Allowed number of short circuits: <1000; time between short circuits: >1s.

**Thermal Resistance**

Parameter	Symbol	Conditions	Max. Value	Unit
<b>Characteristic</b>				
IGBT thermal resistance, junction – case	$R_{thJC}$		0.33	K/W
Thermal resistance, junction – ambient	$R_{thJA}$		40	

**Electrical Characteristic, at  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified**

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
<b>Static Characteristic</b>						
Collector-emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CES}$	$V_{GE}=0V, I_C=3.0mA$	1200	-	-	V
Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_{GE} = 15V, I_C=60A$ $T_j=25^\circ\text{C}$ $T_j=125^\circ\text{C}$ $T_j=150^\circ\text{C}$	-	1.9	2.4	
			-	2.1	-	
			-	2.3	-	
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C=2.0mA, V_{CE}=V_{GE}$	5.0	5.8	6.5	
Zero gate voltage collector current	$I_{CES}$	$V_{CE}=1200V,$ $V_{GE}=0V$ $T_j=25^\circ\text{C}$ $T_j=150^\circ\text{C}$	-	-	0.6	mA
			-	-	6.0	
Gate-emitter leakage current	$I_{GES}$	$V_{CE}=0V, V_{GE}=20V$	-	-	600	nA
Transconductance	$g_{fs}$	$V_{CE}=20V, I_C=60A$	-	30	-	S
Integrated gate resistor	$R_{Gint}$			4		$\Omega$

**Dynamic Characteristic**

Input capacitance	$C_{iss}$	$V_{CE}=25V,$ $V_{GE}=0V,$ $f=1MHz$	-	3700	-	pF
Output capacitance	$C_{oss}$		-	180	-	
Reverse transfer capacitance	$C_{riss}$		-	150	-	
Gate charge	$Q_{Gate}$	$V_{CC}=960V, I_C=60A$ $V_{GE}=15V$	-	280	-	nC
Internal emitter inductance measured 5mm (0.197 in.) from case	$L_E$		-	13	-	nH
Short circuit collector current <sup>1)</sup>	$I_{C(SC)}$	$V_{GE}=15V, t_{SC}\leq 10\mu s$ $V_{CC} = 600V,$ $T_j = 25^\circ\text{C}$	-	300	-	A

<sup>1)</sup> Allowed number of short circuits: <1000; time between short circuits: >1s.

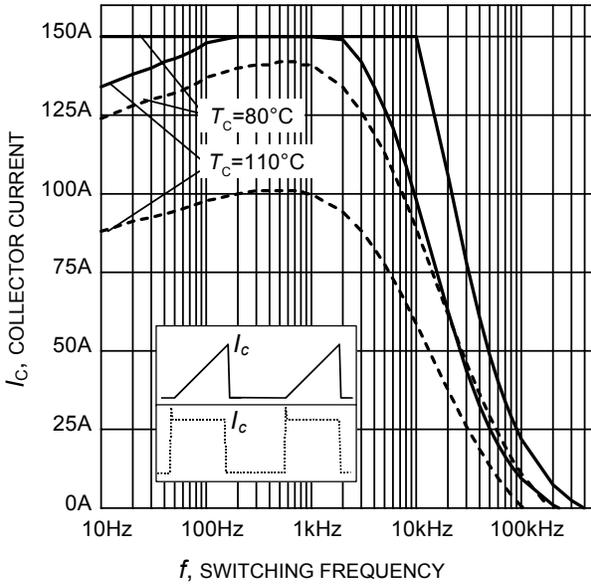
**Switching Characteristic, Inductive Load, at  $T_j=25\text{ °C}$** 

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
<b>IGBT Characteristic</b>						
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$T_j=25\text{ °C}$ , $V_{CC}=600\text{V}$ , $I_C=60\text{A}$ , $V_{GE}=0/15\text{V}$ , $R_G=10\Omega$ , $L_{\sigma}^{2)}=180\text{nH}$ , $C_{\sigma}^{2)}=39\text{pF}$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.	-	50	-	ns
Rise time	$t_r$		-	44	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	480	-	
Fall time	$t_f$		-	80	-	
Turn-on energy	$E_{on}$		-	4.3	-	mJ
Turn-off energy	$E_{off}$		-	5.2	-	
Total switching energy	$E_{ts}$		-	9.5	-	

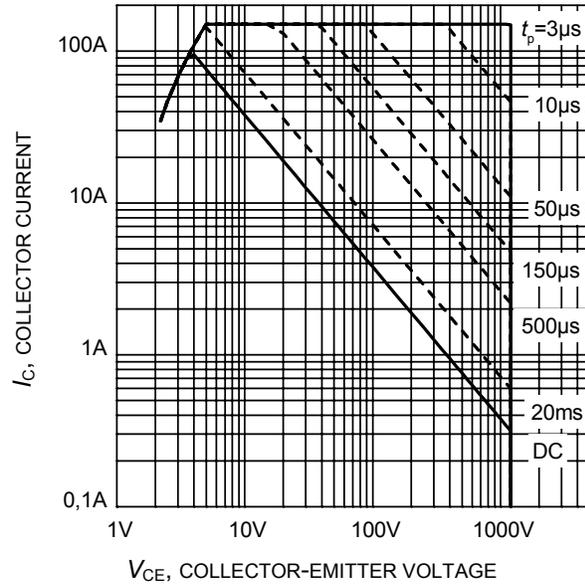
**Switching Characteristic, Inductive Load, at  $T_j=150\text{ °C}$** 

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
<b>IGBT Characteristic</b>						
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$T_j=150\text{ °C}$ $V_{CC}=600\text{V}$ , $I_C=60\text{A}$ , $V_{GE}=0/15\text{V}$ , $R_G=10\Omega$ , $L_{\sigma}^{2)}=180\text{nH}$ , $C_{\sigma}^{2)}=39\text{pF}$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.	-	50	-	ns
Rise time	$t_r$		-	45	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	600	-	
Fall time	$t_f$		-	130	-	
Turn-on energy	$E_{on}$		-	6.4	-	mJ
Turn-off energy	$E_{off}$		-	9.4	-	
Total switching energy	$E_{ts}$		-	15.8	-	

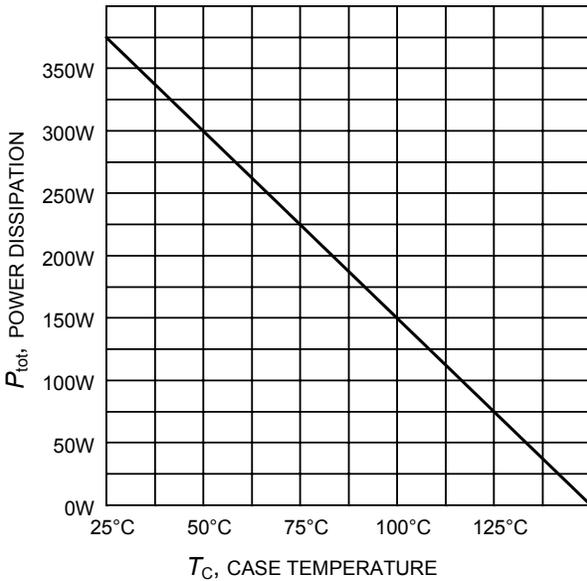
<sup>2)</sup> Leakage inductance  $L_{\sigma}$  and Stray capacity  $C_{\sigma}$  due to dynamic test circuit in Figure E.



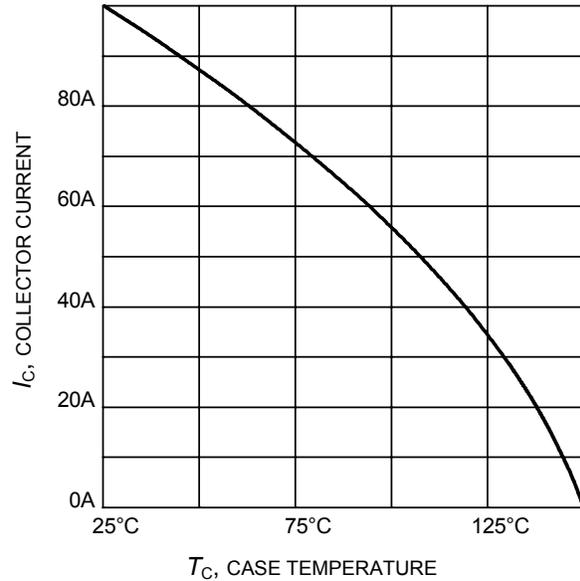
**Figure 1. Collector current as a function of switching frequency**  
 ( $T_j \leq 150^\circ\text{C}$ ,  $D = 0.5$ ,  $V_{CE} = 600\text{V}$ ,  
 $V_{GE} = 0/+15\text{V}$ ,  $R_G = 10\Omega$ )



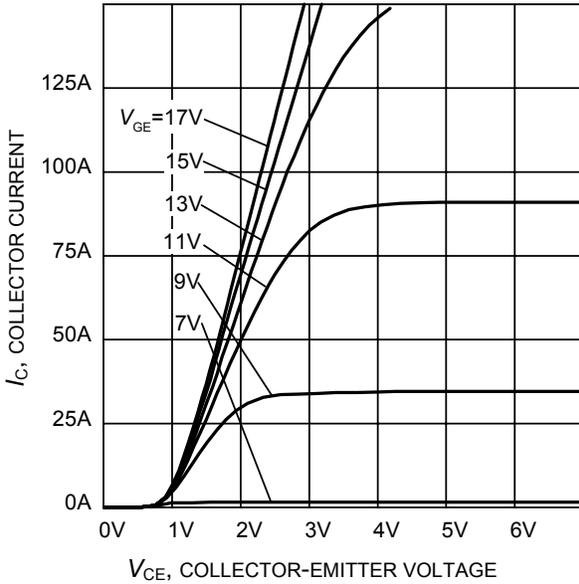
**Figure 2. Safe operating area**  
 ( $D = 0$ ,  $T_C = 25^\circ\text{C}$ ,  
 $T_j \leq 150^\circ\text{C}$ ;  $V_{GE} = 15\text{V}$ )



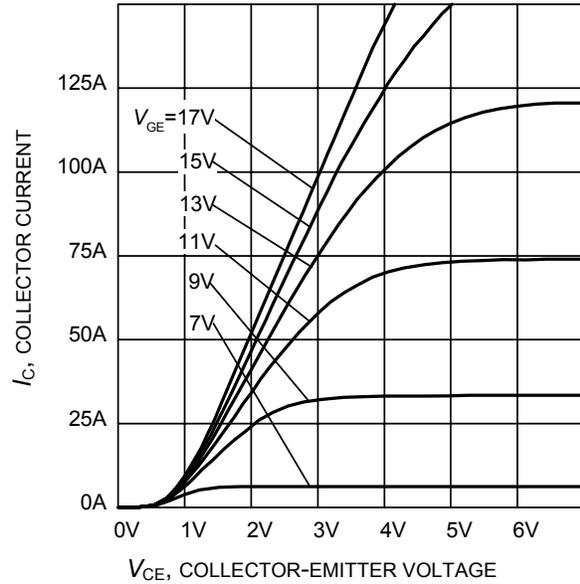
**Figure 3. Power dissipation as a function of case temperature**  
 ( $T_j \leq 150^\circ\text{C}$ )



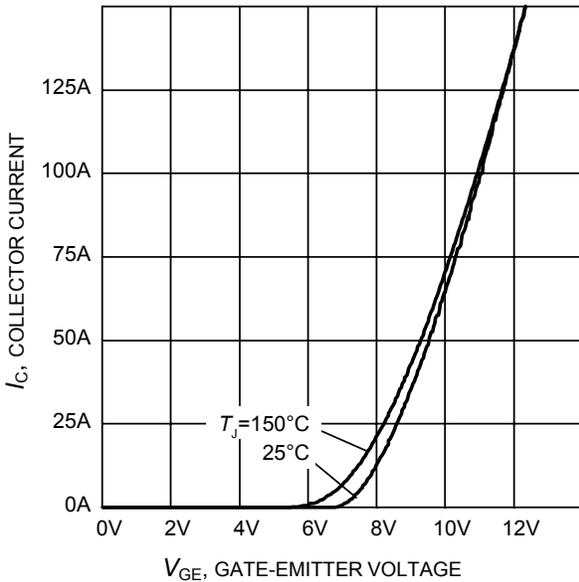
**Figure 4. Collector current as a function of case temperature**  
 ( $V_{GE} \geq 15\text{V}$ ,  $T_j \leq 150^\circ\text{C}$ )



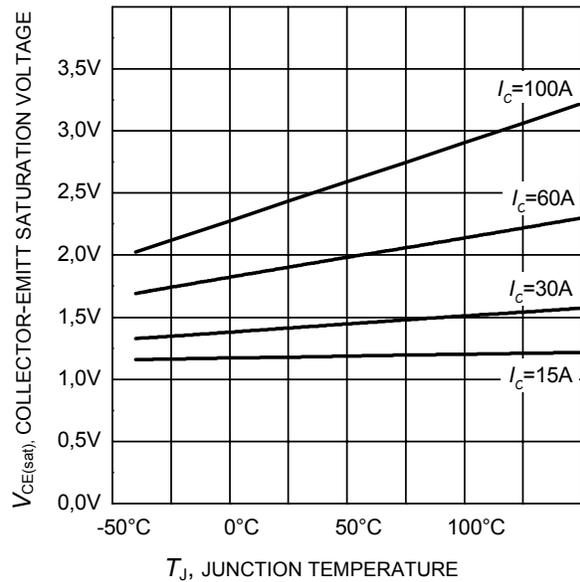
**Figure 5. Typical output characteristic**  
( $T_j = 25^\circ\text{C}$ )



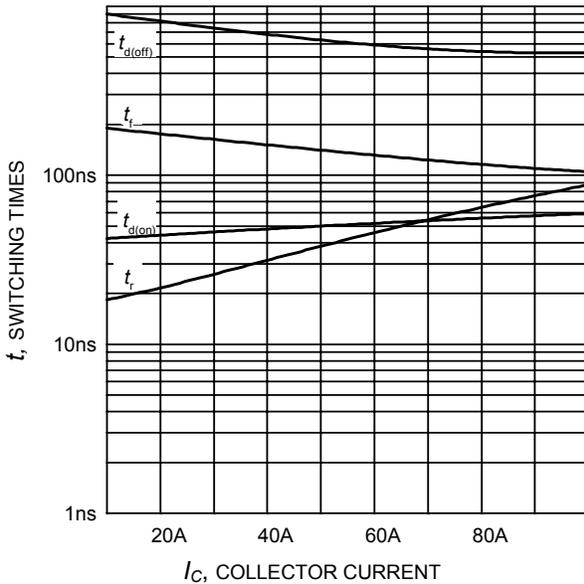
**Figure 6. Typical output characteristic**  
( $T_j = 150^\circ\text{C}$ )



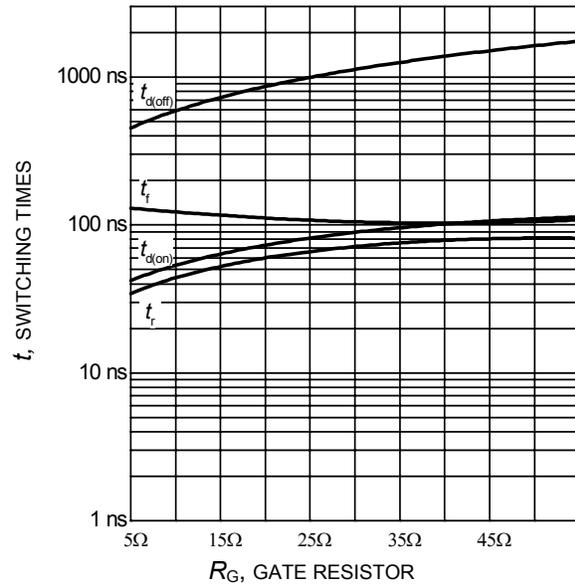
**Figure 7. Typical transfer characteristic**  
( $V_{CE} = 20\text{V}$ )



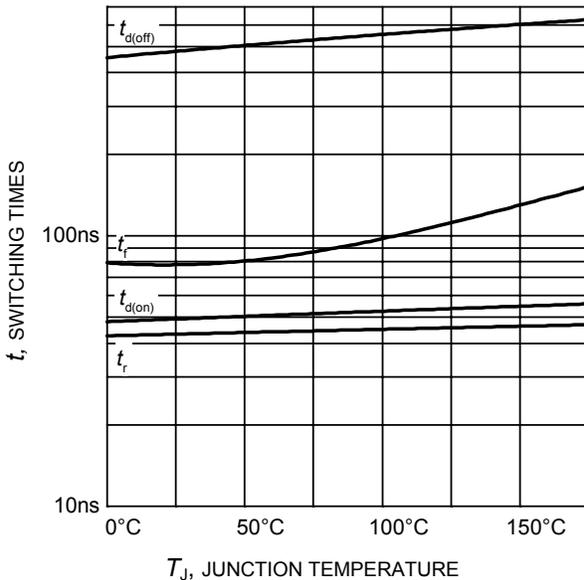
**Figure 8. Typical collector-emitter saturation voltage as a function of junction temperature**  
( $V_{GE} = 15\text{V}$ )



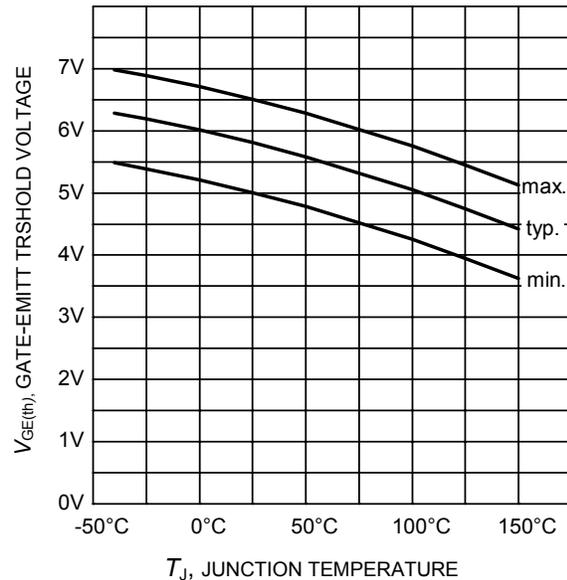
**Figure 9. Typical switching times as a function of collector current**  
 (inductive load,  $T_J=150^{\circ}\text{C}$ ,  
 $V_{CE}=600\text{V}$ ,  $V_{GE}=0/15\text{V}$ ,  $R_G=10\Omega$ ,  
 Dynamic test circuit in Figure E)



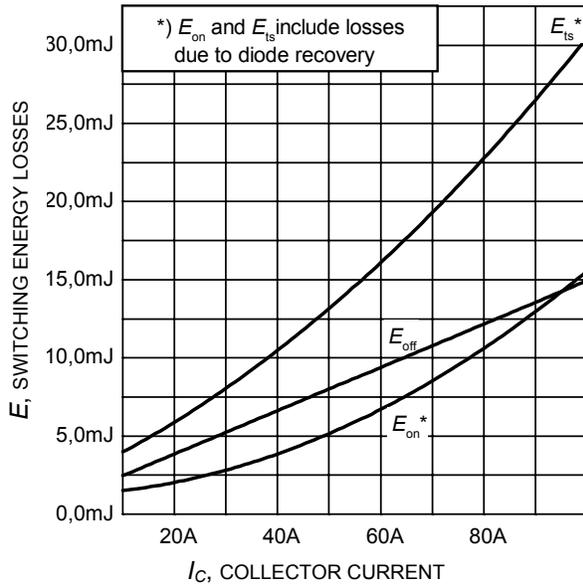
**Figure 10. Typical switching times as a function of gate resistor**  
 (inductive load,  $T_J=150^{\circ}\text{C}$ ,  
 $V_{CE}=600\text{V}$ ,  $V_{GE}=0/15\text{V}$ ,  $I_C=60\text{A}$ ,  
 Dynamic test circuit in Figure E)



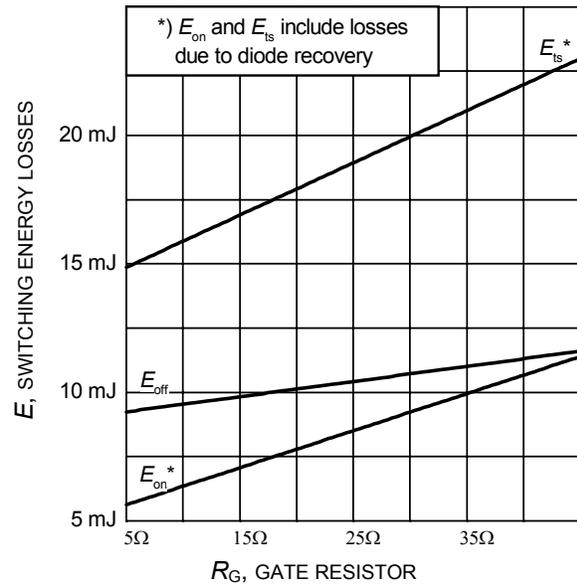
**Figure 11. Typical switching times as a function of junction temperature**  
 (inductive load,  $V_{CE}=600\text{V}$ ,  
 $V_{GE}=0/15\text{V}$ ,  $I_C=60\text{A}$ ,  $R_G=10\Omega$ ,  
 Dynamic test circuit in Figure E)



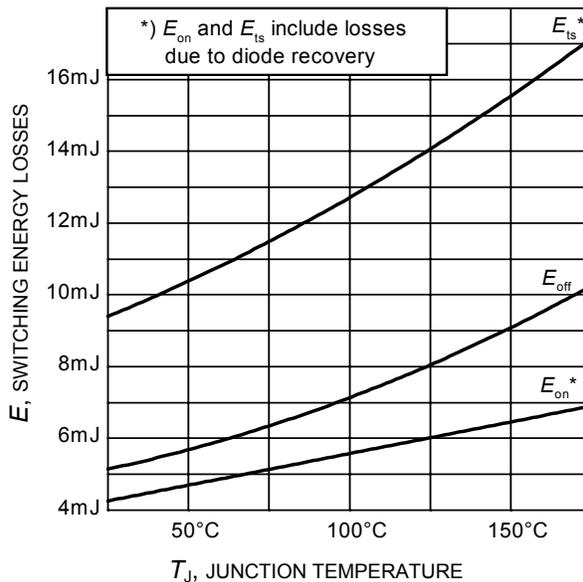
**Figure 12. Gate-emitter threshold voltage as a function of junction temperature**  
 ( $I_C = 2.0\text{mA}$ )



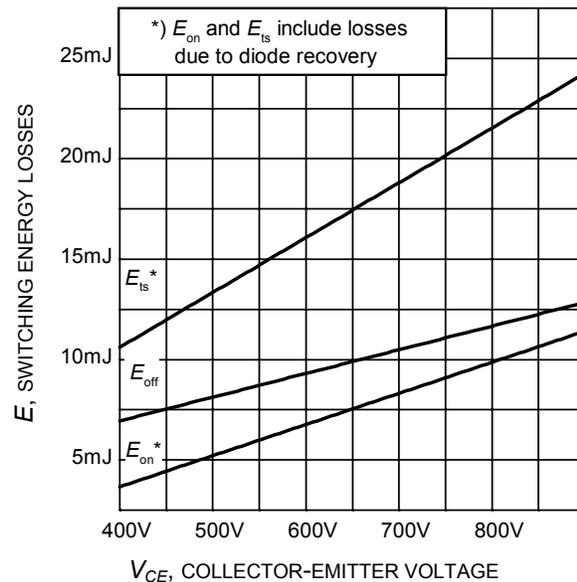
**Figure 13. Typical switching energy losses as a function of collector current**  
 (inductive load,  $T_J=150^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE}=600\text{V}$ ,  $V_{GE}=0/15\text{V}$ ,  $R_G=10\Omega$ , Dynamic test circuit in Figure E)



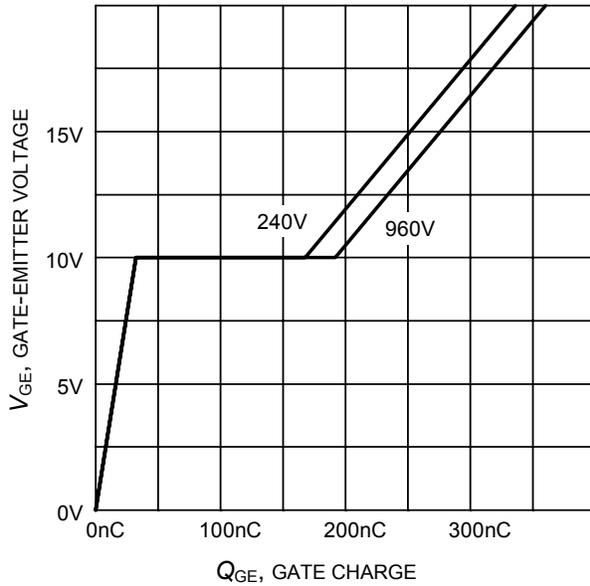
**Figure 14. Typical switching energy losses as a function of gate resistor**  
 (inductive load,  $T_J=150^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE}=600\text{V}$ ,  $V_{GE}=0/15\text{V}$ ,  $I_C=60\text{A}$ , Dynamic test circuit in Figure E)



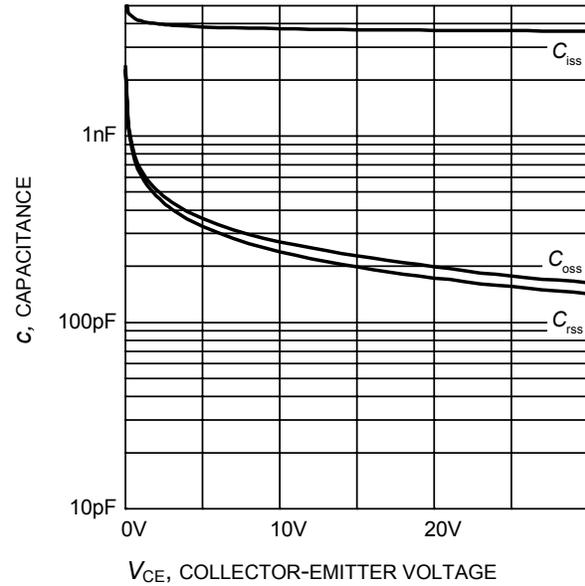
**Figure 15. Typical switching energy losses as a function of junction temperature**  
 (inductive load,  $V_{CE}=600\text{V}$ ,  $V_{GE}=0/15\text{V}$ ,  $I_C=60\text{A}$ ,  $R_G=10\Omega$ , Dynamic test circuit in Figure E)



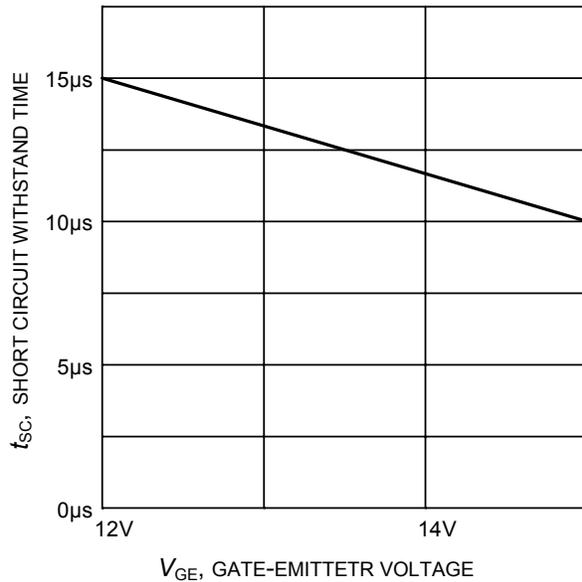
**Figure 16. Typical switching energy losses as a function of collector emitter voltage**  
 (inductive load,  $T_J=150^\circ\text{C}$ ,  $V_{GE}=0/15\text{V}$ ,  $I_C=60\text{A}$ ,  $R_G=10\Omega$ , Dynamic test circuit in Figure E)



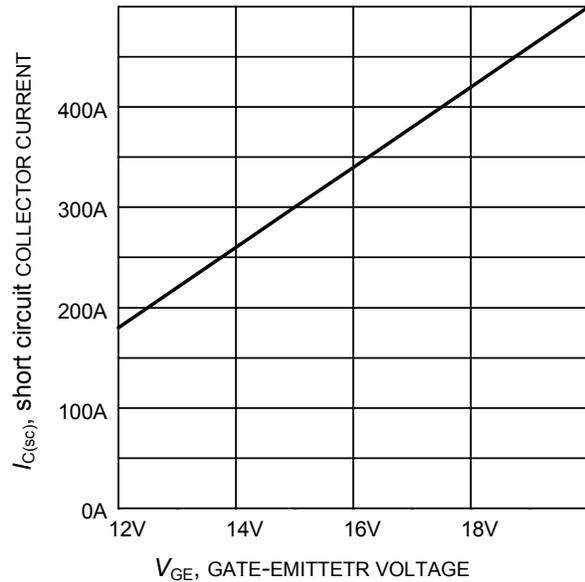
**Figure 17. Typical gate charge**  
( $I_C=60\text{ A}$ )



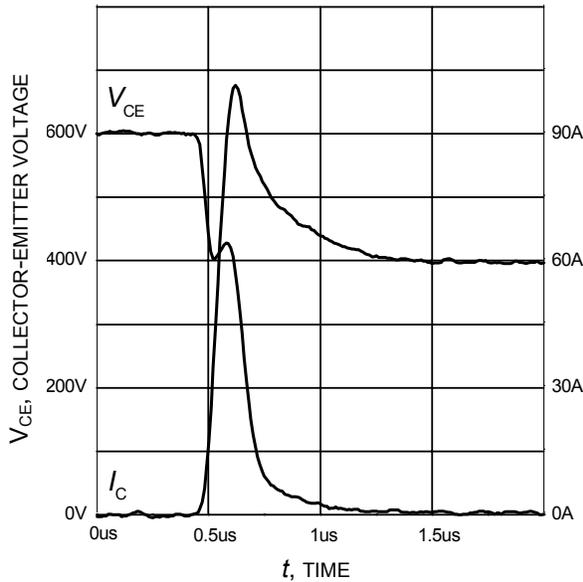
**Figure 18. Typical capacitance as a function of collector-emitter voltage**  
( $V_{GE}=0\text{V}$ ,  $f = 1\text{ MHz}$ )



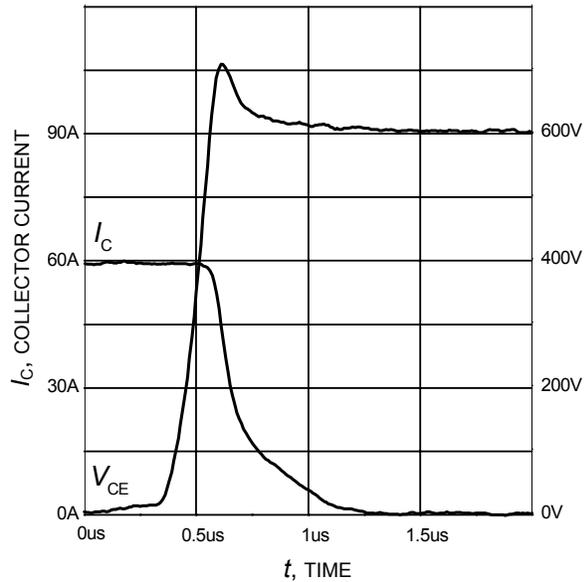
**Figure 19. Short circuit withstand time as a function of gate-emitter voltage**  
( $V_{CE}=600\text{V}$ , start at  $T_J=25^\circ\text{C}$ )



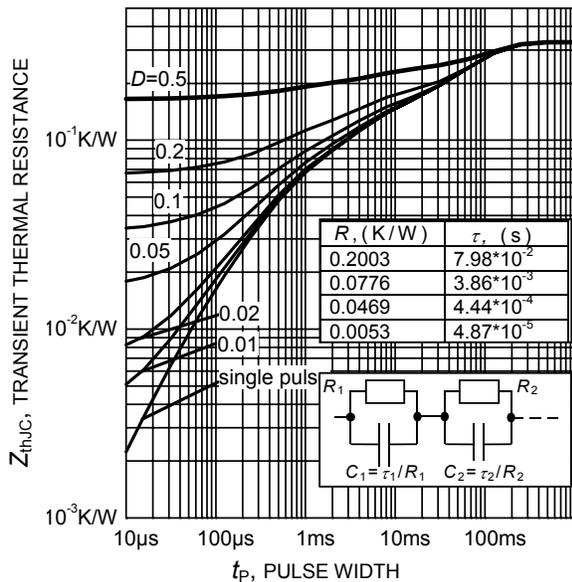
**Figure 20. Typical short circuit collector current as a function of gate-emitter voltage**  
( $V_{CE} \leq 600\text{V}$ ,  $T_J \leq 150^\circ\text{C}$ )



**Figure 21. Typical turn on behavior**  
 ( $V_{GE}=0/15V$ ,  $R_G=10\Omega$ ,  $T_j = 150^\circ C$ ,  
 Dynamic test circuit in Figure E)

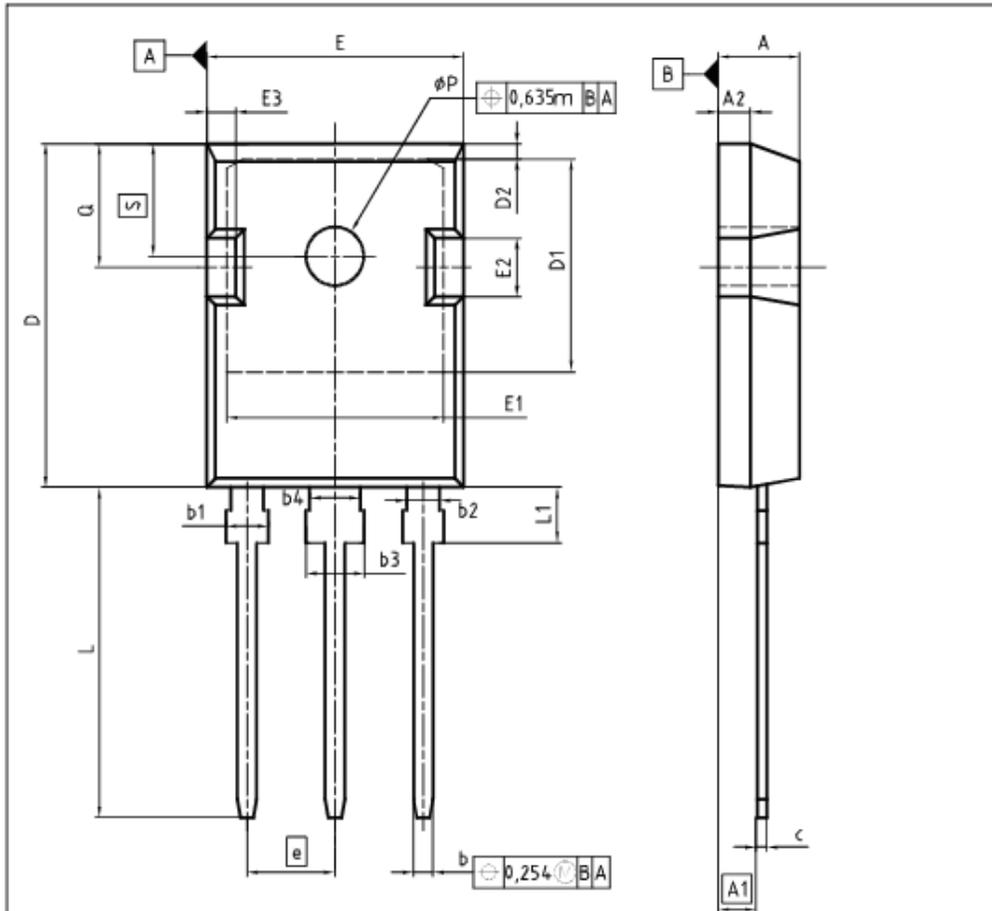


**Figure 22. Typical turn off behavior**  
 ( $V_{GE}=15/0V$ ,  $R_G=10\Omega$ ,  $T_j = 150^\circ C$ ,  
 Dynamic test circuit in Figure E)



**Figure 23. IGBT transient thermal resistance**  
 ( $D = t_p / T$ )

T0247-3



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.83	5.21	0.180	0.205
A1	2.27	2.54	0.089	0.100
A2	1.85	2.16	0.073	0.085
b	1.07	1.33	0.042	0.052
b1	1.90	2.41	0.075	0.095
b2	1.90	2.16	0.075	0.085
b3	2.87	3.38	0.113	0.133
b4	2.87	3.13	0.113	0.123
c	0.55	0.68	0.022	0.027
D	20.80	21.10	0.819	0.831
D1	16.25	17.85	0.640	0.695
D2	0.85	1.35	0.037	0.053
E	15.70	16.13	0.618	0.635
E1	13.10	14.15	0.516	0.557
E2	3.68	5.10	0.145	0.201
E3	1.00	2.60	0.039	0.102
e	5.44		0.214	
N	3		3	
L	19.80	20.32	0.780	0.800
L1	4.10	4.47	0.161	0.176
Q	3.50	3.70	0.138	0.146
Q	5.49	6.00	0.216	0.236
S	6.04	6.30	0.238	0.248

DOCUMENT NO.  
Z8B00003327

SCALE

EUROPEAN PROJECTION

ISSUE DATE  
01-10-2009

REVISION  
04

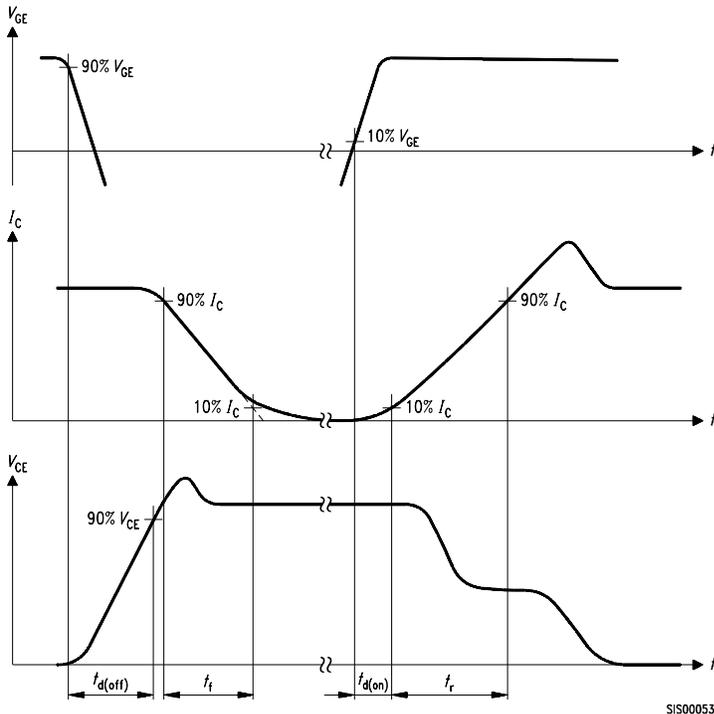


Figure A. Definition of switching times

SIS00053

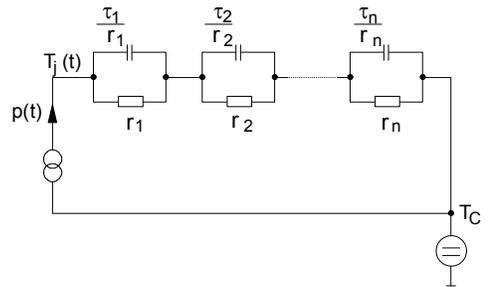


Figure D. Thermal equivalent circuit

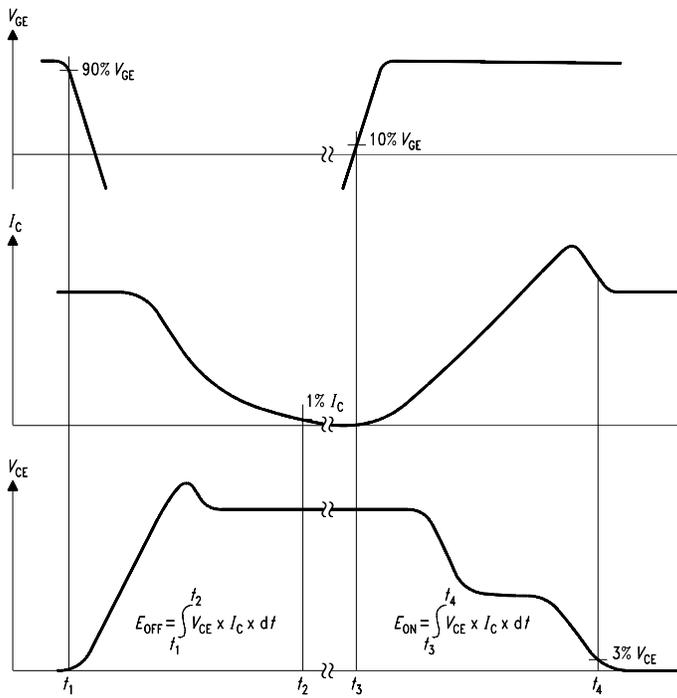


Figure B. Definition of switching losses

SIE

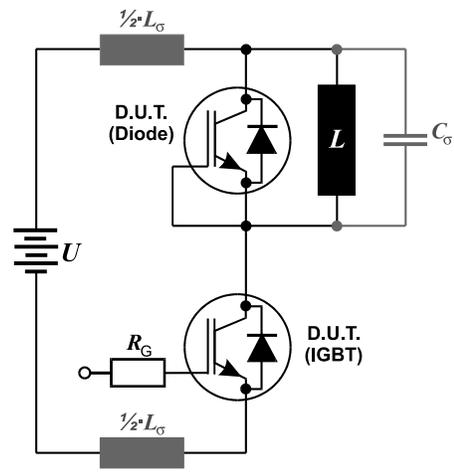


Figure E. Dynamic test circuit  
Leakage inductance  $L_\sigma = 180\text{nH}$   
and Stray capacity  $C_\sigma = 39\text{pF}$ .

**Edition 2006-01**

**Published by  
Infineon Technologies AG  
81726 München, Germany**

**© Infineon Technologies AG 11/18/09.  
All Rights Reserved.**

**Attention please!**

The information given in this data sheet shall in no event be regarded as a guarantee of conditions or characteristics (“Beschaffenhheitsgarantie”). With respect to any examples or hints given herein, any typical values stated herein and/or any information regarding the application of the device, Infineon Technologies hereby disclaims any and all warranties and liabilities of any kind, including without limitation warranties of non-infringement of intellectual property rights of any third party.

**Information**

For further information on technology, delivery terms and conditions and prices please contact your nearest Infineon Technologies Office ([www.infineon.com](http://www.infineon.com)).

**Warnings**

Due to technical requirements components may contain dangerous substances. For information on the types in question please contact your nearest Infineon Technologies Office.

Infineon Technologies Components may only be used in life-support devices or systems with the express written approval of Infineon Technologies, if a failure of such components can reasonably be expected to cause the failure of that life-support device or system, or to affect the safety or effectiveness of that device or system. Life support devices or systems are intended to be implanted in the human body, or to support and/or maintain and sustain and/or protect human life. If they fail, it is reasonable to assume that the health of the user or other persons may be endangered.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1 Erläuterungen</b>	<b>3</b>
1.1 Allgemeines . . . . .	3
1.2 Spannungsgleichungen, Ersatzschaltbild und Leistungen . . . . .	3
1.3 Drehmoment . . . . .	4
1.4 Ortskurve des Stromes . . . . .	5
1.5 Leistungsaufteilung im Kreisdigramm . . . . .	7
1.6 Bestimmung des Kreismittelpunktes und der Drehmomentenlinie aus der Messung . . . . .	9
1.7 Einfluss des Läuferwiderstandes . . . . .	9
1.8 Konstruktion der Schlupfgeraden . . . . .	10
<b>2 Schaltbild</b>	<b>12</b>
<b>3 Inbetriebnahme</b>	<b>12</b>
3.1 Handverstellung . . . . .	12
3.2 Regelung . . . . .	13
<b>4 Ausschalten</b>	<b>13</b>
4.1 Ausschalten des Ankerkreises . . . . .	13
4.2 Ausschalten des Antriebs des Leonardsatzes . . . . .	13
<b>5 Fehlerauslösung</b>	<b>13</b>
<b>6 Schalter „Führungsgröße“</b>	<b>13</b>
<b>7 Versuche</b>	<b>15</b>
7.1 Versuchsschaltung Leerlaufpunkt $P_0$ . . . . .	15
7.2 Transidyn - Regeleinrichtung (Leonardsatz) . . . . .	15
7.3 Theoretischer Leerlaufpunkt $P'_0$ . . . . .	16
7.4 Motor - Nennlastpunkt (bei Nennspannung und Nennstrom) $P_N$ . . . . .	17
7.5 Generator - Nennlastpunkt $P'_N$ (übersynchron) . . . . .	17
7.6 Generatorbetrieb $P'$ bei 1,5 facher Nenndrehzahl . . . . .	17
7.7 Kurzschlußpunkt $P_A$ bei kurzgeschlossenem Läufer . . . . .	17
7.8 Kurzschlusspunkt $P_A R$ bei eingeschaltetem Läuferwiderstand . . . . .	18
7.9 Bremsbetrieb $P_B$ . . . . .	18
7.10 Ohmsche Widerstände . . . . .	18

---

<b>8 Auswertung</b>	<b>19</b>
8.1 Tabelle der Auswertung . . . . .	19
8.2 Kreisdiagramm . . . . .	19
8.3 Bestimmung der Drehmomentenkennlinie . . . . .	19
8.4 Schlupfgerade . . . . .	19
8.5 Kennlinien aus dem Kreisdiagramm . . . . .	19
8.6 Überlastbarkeit des Motors . . . . .	19
8.7 Läuferkreisvorwiderstand für $M_A = M_K$ . . . . .	20
<b>A Literatur</b>	<b>22</b>
<b>B Abkürzungen in dieser Anleitung</b>	<b>22</b>

# 1 Erläuterungen

## 1.1 Allgemeines

Ein wichtiges Mittel zur Darstellung der Betriebseigenschaften der Drehstrom - Asynchronmaschine ist die Ortskurvendarstellung des Ständerstromes. Man versteht darunter den Kurvenverlauf, den die Spitze des Ständerstromes beschreibt, wenn die Maschine alle stationären Betriebszustände im Bereich  $-\infty < \Omega < +\infty$  durchläuft. Wählt man als veränderlichen Parameter den Schlupf

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} = \frac{f_R}{f_S}, \quad (1.1)$$

so erhält man das erstmals von Heyland angegebene und von Ossana weiterentwickelte Kreisdiagramm des Ständerstromes der Asynchronmaschine.

## 1.2 Spannungsgleichungen, Ersatzschaltbild und Leistungen

(Vergl. auch Versuch „Stationäres Betriebsverhalten der Asynchronmaschine“ )

Im stationären Betrieb läßt sich der Asynchronmotor durch die Spannungsgleichungen

$$\underline{U}_S = (R_S + jX_S)\underline{I}_S - jX_h\underline{I}'_R \quad (1.2)$$

$$0 = jX_h\underline{I}_S - \left(\frac{1}{s}R_{R'} + jX'_R\right)\underline{I}'_R \quad (1.3)$$

beschreiben, wenn die Voraussetzungen

$U_S$  Strangspannung in einem symmetrischen Drehstromsystem

$V_{Fe} = 0$  (Eisenverluste vernachlässigt)

erfüllt sind. Aus Gleichung 1.2 und 1.3 ergibt sich das übliche Ersatzschaltbild (Bild 1), in dem hier bereits die Aufteilung des Läuferkreiswiderstandes gemäß den im Läufer umgesetzten Leistungen erfolgt ist.

Die dem Ständer vom Netz zugeführte Scheinleistung ist:

$$\underline{S} = m_s \underline{U}_S \underline{I}_S = P_S + jQ \quad (1.4)$$

$m_s$  Strangzahl des Ständers

$U_S, I_S$  Stranggrößen

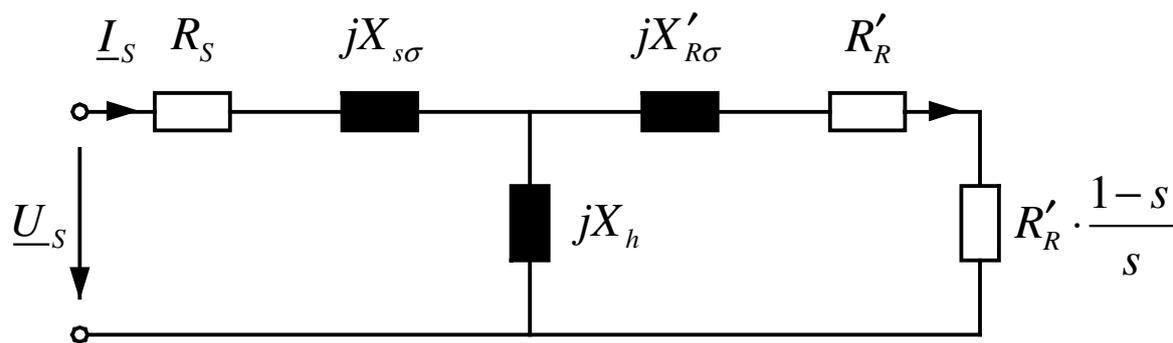


Abbildung 1: Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine

Die Blindleistung wird zur Magnetisierung der Maschine benötigt. Die Wirkleistung

$$P_S = m_S U_S I_S \cos \varphi \quad (1.5)$$

teilt sich in die hier zunächst vernachlässigten Ständerisenverluste  $V_{Fe}$ , die Ständerkupferverluste

$$V_S = m_S R_S I_S^2 \quad (1.6)$$

und die über das Drehfeld in den Läufer gelangende Drehfeldleistung auf.

$$P_D = P_S - (V_S + V_{Fe}) \quad (1.7)$$

Die Drehfeldleistung umfaßt die Läuferkupferverluste  $P_{el}$  und die an der Welle verfügbare mechanische Leistung  $P_{mech}$ . Es ist also

$$P_D = P_{el} + P_{mech} \quad (1.8)$$

$$P_{el} = s P_D = m_s R'_R I_R'^2 \quad (1.9)$$

$$P_{mech} = (1 - s) P_D = \frac{1 - s}{s} P_{el} \quad (1.10)$$

In  $P_{el}$  ist auch die gegebenenfalls über Schleifringe abgegebene Leistung enthalten.

### 1.3 Drehmoment

Für das Drehmoment gilt allgemein

$$M = \frac{P_{mech}}{\Omega}, \quad \Omega = 2\pi n \quad (1.11)$$

$\Omega$  Läuferwinkelgeschwindigkeit in  $\frac{1}{s}$ .

Aus Gleichung 1.11 ergibt sich das Drehmoment in der Dimension  $Ws$ . Mit  $9,81Ws = 1mpk$  wird die Gleichung 1.11 zur zugeschnittenen Größengleichung.

$$\frac{M}{mpk} = 974 \frac{P_{mech}/kW}{n/min^{-1}} \quad (1.12)$$

Für den Asynchronmotor ist mit den Gleichungen 1.1, 1.10 und 1.11

$$M = \frac{P_{mech}}{\Omega} = \frac{P_D(1-s)}{\Omega} = \frac{P_D}{\Omega_1} \quad (1.13)$$

wobei

$$\Omega_1 = \frac{\omega_s}{p} = \frac{2\pi f_s}{p} \quad (1.14)$$

die synchrone Winkelgeschwindigkeit ist. Das Drehmoment ist also proportional zur über den Luftspalt auf den Anker übertragenen Drehfeldleistung  $P_D$ .

## 1.4 Ortskurve des Stromes

Die Ortskurve des Stromes  $\underline{I}_S$  ergibt sich aus 1.2, indem in die nach  $\underline{I}_S$  aufgelöste Ständerspannungsgleichung  $\underline{I}'_k$  aus der Läuferspannungsgleichung eingesetzt wird. Es wird dann

$$\underline{I}_S = \frac{\underline{U}_S(R'_R + sjX'_R)}{(R_S + jX_S)R'_R + s[(X_h^2 - X_S X'_R) + jR'_S X'_R]} \quad (1.15)$$

oder abgekürzt

$$\underline{I}_S = \frac{\underline{A} + \underline{B}s}{\underline{C} + \underline{D}s} \quad (1.16)$$

Unter den Voraussetzungen

$$U_S = konst$$

$$R = konst \text{ (keine Stromverdrängung, kein Erwärmungseinfluß)}$$

$$x = konst \text{ (keine Sättigung)}$$

d. h. bei konstanten komplexen Größen  $\underline{A}$ ,  $\underline{B}$ ,  $\underline{C}$  und  $\underline{D}$  ist 1.15 die Gleichung eines Kreises mit allgemeiner Lage zum Koordinatenanfangspunkt in der komplexen Ebene;  $s$  ist der reelle Parameter.

Bild 2 zeigt die prinzipielle Lage der Stromortskurve, wenn  $\underline{U}_S$  willkürlich auf die hier senkrecht gezeichnete reelle Achse gelegt wird. Die negative imaginäre Achse liegt dann nach rechts.

Die Lage der charakteristischen Punkte auf dem Kreisumfang ist dabei etwa so angenommen, wie sie in einem praktischen Beispiel auftreten könnte. Von besonderer Bedeutung sind:

1.  $P'_0$  Theoretischer Leerlaufpunkt mit dem Schlupf  $s = 0$ . Hierfür ist nach Gleichung 1.15

$$\underline{I}_S = \frac{\underline{U}_S}{R_S + jX_S} \quad (1.17)$$

Bei  $P'_0$  erreicht der Betrag des Ständerstromes sein Minimum. Da  $R_S \ll X_S$  hat  $\underline{I}_S$  in diesem Betriebspunkt einen überwiegenden Blindanteil zur Magnetisierung. Der bei den späteren Messungen auftretende Wirkanteil von  $\underline{I}_S$  (Bild 2) deckt im wesentlichen die bisher vernachlässigten Ständereisenverluste  $V_{Fe}$ .

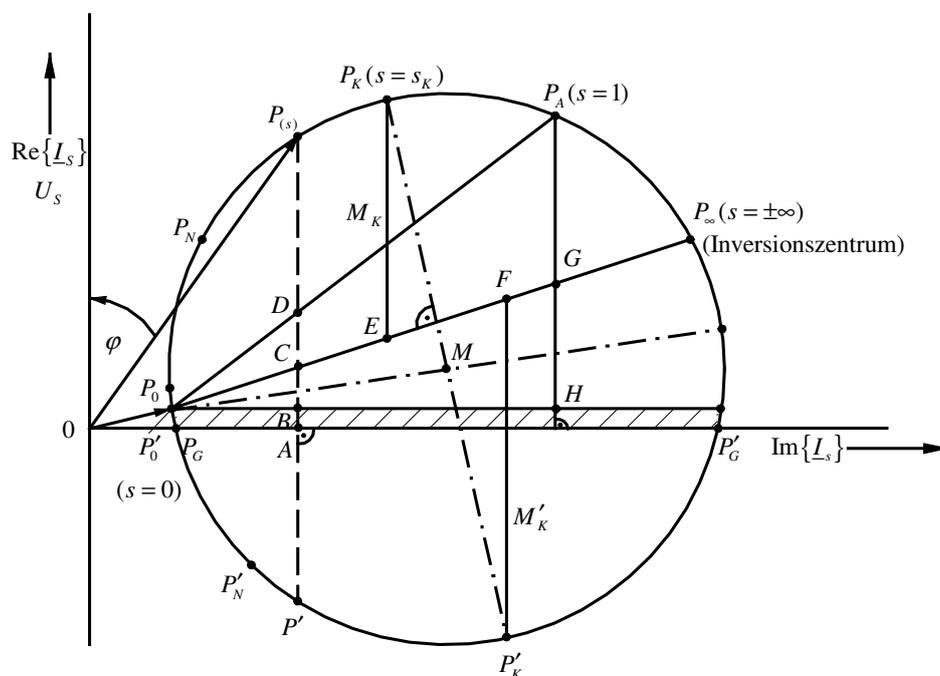


Abbildung 2: Kreisdiagramm der Asynchronmaschine

2.  $P_A$  Anlaufpunkt mit dem zugehörigen Schlupf  $s = 1$  (Stillstand der Maschine)
3.  $P_\infty$  Betriebspunkt mit theoretisch endlich großer positiver oder negativer Drehzahl ( $s = \pm 80$ ). Dem Punkt  $P_\infty$  kommt besondere Bedeutung zu, weil er das Inversionszentrum des Kreises ist. Das bedeutet, daß jede Parallele zur Sehne durch den Punkt  $P_\infty$  und einen beliebigen anderen Punkt (Schlupfzentrum) die Abbildung des Kreises auf eine Gerade mit linearer Teilung des Parameters  $s$  darstellt.  $P_\infty$  ist nicht ausmeßbar, muß also im Kreisdiagramm konstruktiv ermittelt werden.

Einige weitere typische Punkte sind:

- $P_0$  Realer Leerlaufpunkt mit dem Strom  $I_{10}$ ; zur Überwindung der Reibung ist bereits ein kleiner Schlupf vorhanden.
- $P_N$  Nennbetriebspunkt als Motor ( $s = s_N$ )
- $P_K$  Punkt, bei dem das maximal mögliche Drehmoment erreicht wird (Kippmoment) ( $s = s_K$ )

Für negativen Wirkanteil des Stromes gibt die Maschine Wirkleistung an das Netz ab (Generatorbetrieb). In der unteren Hälfte des Kreises treten daher die folgenden Punkte auf:

- $P'_N$  Nennbetrieb als Generator ( $s = s'_N$ )
- $P'_K$  Kippmoment im Generatorbereich

Schließlich ist auf dem Kreis noch ein beliebiger Betriebspunkt P mit dem Schlupf  $s$  angedeutet.

Mit der Definition der charakteristischen Punkte am Kreisumfang lassen sich die Betriebsbereiche der Maschine im Kreisdiagramm angeben.

1.  $P'_0$  bis  $P_A$  Motorbereich  $0 \leq s \leq 1$
2.  $P_A$  bis  $P_\infty$  Bremsbereich  $1 \leq s \leq +\infty$
3.  $P_G$  bis  $P'_G$  Generatorbereich  $s < 0$

Die Bereiche  $P'_0$  bis  $P_G$  und  $P'_G$  bis  $P_\infty$  sind reine Ständerverlustbereiche, in denen dem Ständer vom Netz und von der Welle Verlustenergie zugeführt wird.

## 1.5 Leistungsaufteilung im Kreisdiagramm

Fällt man in Bild 2 im Punkt P das Lot auf die Imaginärachse, so ist die Strecke

$$\overline{PA} \sim I_S \cos \varphi \quad (1.18)$$

Da die Ständerspannung nach Voraussetzung konstant ist, gilt auch:

$$m_P \cdot \overline{PA} = m_S U_S I_S \cos \varphi \quad (1.19)$$

und mit 1.5:

$$\overline{PA} = \frac{1}{m_P} P_S \quad (1.20)$$

$m_P$  Maßstabfaktor der Leistung.

Die Strecke  $\overline{PA}$  ist also proportional der dem Ständer zugeführten Wirkleistung  $P_S$ . Diese teilt sich entsprechend Gleichung 1.7 auf nach

$$P_S = V + P_D = m_P \cdot \overline{PA} \quad (1.21)$$

Es ist nun

$$V = m_P \cdot \overline{AC} \quad (1.22)$$

wobei mit

$$V = V_S + V_{Fe} \quad (1.23)$$

gilt:

$$V_S = m_P \cdot \overline{BC} \quad (1.24)$$

$$V_{Fe} = m_P \cdot \overline{AB} \quad (1.25)$$

Die Beweisführung für 1.21 bis 1.25 findet sich in [1] und [2]. Nach der Leistungsbilanz muß gelten:

$$P_D = m_P \cdot \overline{CP} \quad (1.26)$$

sowie mit Gleichung 1.8

$$P_{el} = m_P \cdot \overline{CD} \quad (1.27)$$

$P_{mech} = m_P \cdot \overline{DP}$  für Motorbetrieb

$P_{mech} = m_P \cdot \overline{P'D}$  für Generatorbetrieb

Da an der Sehne  $\overline{P_0'P_A}$  die zu einem Betriebspunkt gehörende mechanische Leistung abgelesen werden kann, heißt sie auch oft „Leistungslinie“.

Die Sehne  $\overline{P_0'P_\infty}$  ist dagegen ein Maß für die in einem Betriebspunkt wirksame Drehfeldleistung. Da nach Gleichung 1.13 das Drehmoment proportional der Drehfeldleistung ist, heißt diese Linie auch „Drehmomentenlinie“.

Der Maßstabfaktor  $m_P$  läßt sich aus Gleichung 1.19 berechnen, wenn zunächst der für das Kreisdiagramm zu wählende Strommaßstab  $m_I$  festgelegt ist.

$$m_P = m_S U_S m_I \quad \text{in} \quad \frac{W}{cm} \quad (1.28)$$

$m_S$  Strangzahl des Ständers

$m_I$  Strommaßstab in  $\frac{A}{cm}$

Mit Hilfe der Gleichungen 1.12 und 1.13 ergibt sich dann für den Drehmomentenmaßstab

$$\frac{m_M}{mkp/cm} = 0,974 \frac{m_P/\frac{W}{cm}}{n1/\frac{1}{min}} \quad (1.29)$$

Aus dem Kreisdiagramm lassen sich somit die Leistungen und Drehmomente für jeden beliebigen Betriebszustand der Maschine ermitteln. Zum Beispiel ergeben sich die Maximalmomente (Kippmomente) aus den größten Ordinatenwerten zwischen Drehmomentlinie  $\overline{P'_0P_\infty}$  und dem Kreis. Sie lassen sich also durch die zur Drehmomentenlinie parallelen Tangenten an den Kreis bestimmen. Die Umrechnung der Strecken  $\overline{P'_KE}$  und  $\overline{P'_KF}$  mit Gleichung 1.29 ergibt dann das motorische bzw. generatorische Kippmoment der Maschine in  $mkp$ .

## 1.6 Bestimmung des Kreismittelpunktes und der Drehmomentenlinie aus der Messung

Zur messtechnischen Bestimmung des Kreises reicht es, drei genügend weit voneinander entfernte Betriebspunkte der Maschine zu erfassen, z. B. die Punkte  $P'_0, P_A$  und  $P'_N$ . Im Schnittpunkt der Mittelsenkrechten zweier durch diese Punkte begrenzten Strecken ergibt sich der Mittelpunkt M des Kreises. Zur Kontrolle können noch einige weitere Punkte gemessen werden. Der Punkt  $P_\infty$ , lässt sich mit den Beziehungen 1.7, 1.9 und 1.10 aus dem Kurzschlusspunkt  $P_A$  bestimmen:

$$s = s_A = 1 \quad (1.30)$$

$$P_{el} = P_D, \quad P_{mech} = 0 \quad (1.31)$$

$$I_S = I_{SA} \quad (1.32)$$

Es gilt dann:

$$P_S - (3I_{SA}^2 R_S + V_{Fe}) = P_D = P_{el} = m_P \cdot \overline{P_A G} \quad (1.33)$$

Mit Gleichung 1.33 lässt sich also ein zweiter geometrischer Ort der Drehmomentlinie durch Messung bestimmen.

## 1.7 Einfluss des Läuferwiderstandes

Wie aus dem Ersatzschaltbild (Bild 1) zu erkennen ist, tritt als einziger Ausdruck mit  $s$  der ohmsche Widerstand  $\frac{R'_R}{s}$  im geschlossenen Läuferkreis auf. Das bedeutet, dass bei geändertem Läuferwiderstand der gleiche Betriebspunkt im Kreisdiagramm lediglich bei einem anderen Schlupfwert liegt. Die Änderung des Läuferwiderstandes bewirkt daher

nur eine Verschiebung des Punktes  $P_A$  und damit eine Änderung der Schlupfverteilung auf dem Kreis. Der Kreis selbst und seine Lage bleiben dagegen unverändert.

Da nach Gleichung 1.6 und 1.9  $V_S \sim R_S$  und  $P_{el} \sim R_R$  gilt, wird sich eine Vergrößerung des Läuferkreiswiderstandes (z. B. durch über Schleifringe vorgeschaltete ohmsche Widerstände) in einer proportionalen Vergrößerung des Verhältnisses der Strecken

$$\frac{\overline{P_A G}}{\overline{G H}} = \frac{R_R + R_V}{R_S} \quad (1.34)$$

auswirken (siehe Bild 2) wenn  $R_V$  der zusätzliche Läuferkreiswiderstand ist.

## 1.8 Konstruktion der Schlupfgeraden

Die Schlupfgerade ist die Abbildung des Kreises mit nichtlinearer Schlupfteilung auf eine Gerade mit linearer Schlupfteilung (Theorie dazu bei [1] und [2]). Zu ihrer Konstruktion benötigt man mindestens zwei Schlupfwerte auf dem Kreis (am einfachsten  $P'_0(s = 0)$  und  $P_A(s = l)$ ) und den Punkt  $P_\infty$ . Man verbindet einen beliebigen Punkt  $P_S$  (Schlupfzentrum) des Kreises mit  $P'_0(s = 0)$  und  $P_A(s = l)$ . Eine Parallele  $\overline{s s}$  zu  $\overline{P_S P_\infty}$  liefert die Schnittpunkte  $s = 0$  und  $s = 1$ . Auf dieser Schlupfgeraden  $z$  kann eine gleichmäßige Schlupfteilung aufgebracht werden. Ein beliebiger Betriebspunkt  $P$  liefert dann einen Schnittpunkt  $s$  mit der Schlupfgeraden, auf der der zugehörige Schlupf abgelesen werden kann (siehe Bild 3). Als spezielle Wahl kann man das Schlupfzentrum  $P_S$  mit  $P_\infty$  zusammenfallen lassen, dann besitzt die Schlupfgerade  $\overline{s s}$  die Richtung der Kreistangente in  $P_\infty$  oder man wählt  $P_S$  senkrecht unter  $P_\infty$ , dann ist die Schlupfgerade eine vertikale Linie. Den Abstand der Schlupfgeraden von  $P_S$  wählt man so, daß die Entfernung der darauf liegenden Punkte  $s = 0$ ,  $s = 1$  einen runden Wert, z.B. 5 oder 10 cm beträgt.

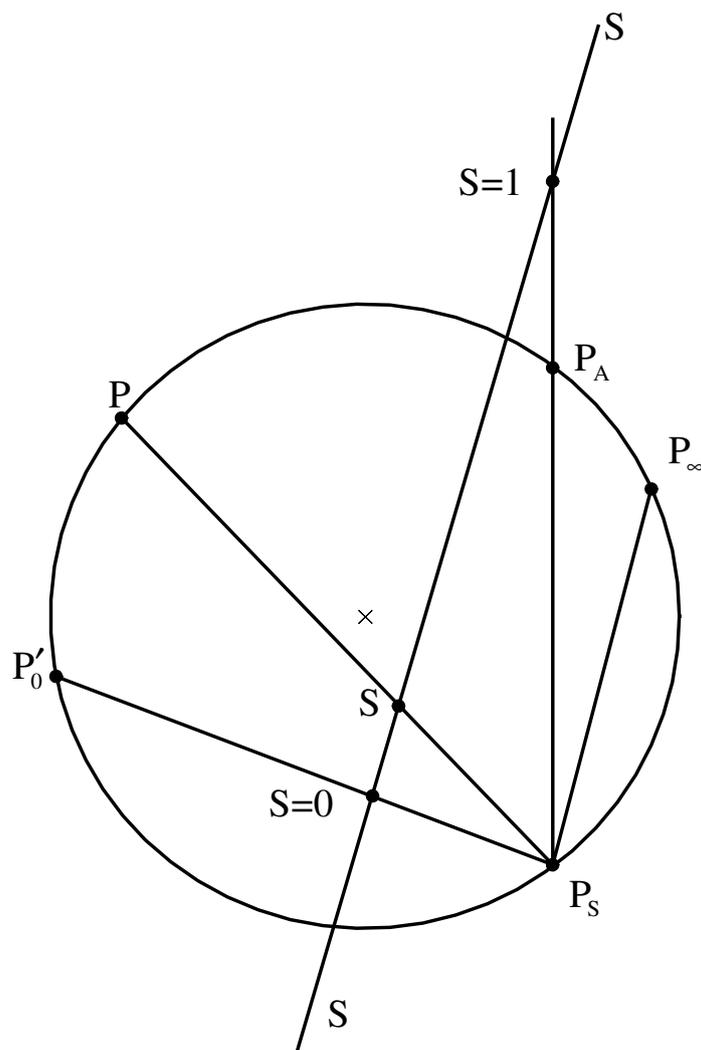


Abbildung 3: Konstruktion der Schlupfgeraden

# Bedienungsanleitung für die TRANSIDYN-Regel- einrichtung

## 2 Schaltbild

Bild 4 zeigt die Schaltung, die Pult und Maschinen verbindet. Es handelt sich um einen drehzahlgeregelten Leonardsatz, dem ein Stromregelkreis unterlagert ist. In groben Zügen ist ferner das Zusammenwirken der Regler angegeben. Pult und Maschinen sind für den Versuch bereits geschaltet, es ist lediglich zu überprüfen, ob der Drehzahlmesser des Steuerpultes an die Tachomaschine angeschlossen ist, damit der Maschinensatz vor zu hohen Drehzahlen geschützt ist. Da parallel zum Drehzahlmesser des Steuerpultes ein Spannungsmesser zur genaueren Bestimmung der Drehzahl geschaltet ist, muss dieses ebenfalls vor Inbetriebnahme der Regeleinrichtung angeschlossen sein, da sonst der Drehzahlmesser des Steuerpultes verfälschte Ergebnisse liefert.

## 3 Inbetriebnahme

Bei anliegender Netzspannung an R S T und eingeschalteter Schützensteuerung leuchtet das Schild „Ein“ auf. Über den Taster „Asynchronmotor ein“ wird der Antrieb des Leonardsatzes in Betrieb gesetzt. Über einen Schalter wird die Drehrichtung, über Drucktaster die Betriebsart der Pendelmaschine (Handverstellung oder Regelung) vorgewählt. Der Ankerkreis wird ebenfalls über einen Drucktaster eingeschaltet. Ein Wechsel der Vorwahl während des Betriebs schaltet den Ankerkreis aus (Keine Reversiermöglichkeit).

### 3.1 Handverstellung

Die Pendelmaschine wird auf etwas über 2 A erregt, die Erregung des Leonardgenerators wird auf Null gestellt. Nun wird der Ankerkreis geschlossen. Die Drehzahl kann bis ungefähr 1200 Upm mit der Ankerspannung (Nennankerspg. 230 V) hochgefahren werden, darüber hinaus wird das Feld der Pendelmaschine zurückgenommen. Wird nach Betätigung des Tasters „Handverstellung ein“ innerhalb einer bestimmten Zeit der Ankerkreis nicht geschlossen, dann schaltet die Vorwahl der Betriebsart über ein Zeitrelais selbsttätig ab.

## 3.2 Regelung

Potentiometer auf Nullstellung stellen !!

Nach Einschalten des Ankerkreises kann die Drehzahl über das Sollwertpotentiometer eingestellt werden. Die Vorwahl fällt auch hier nach einiger Zeit ab, wenn der Ankerkreis nicht geschlossen wird.

## 4 Ausschalten

### 4.1 Ausschalten des Ankerkreises

Der Ankerkreis lässt sich getrennt ausschalten („Ankerkreis Aus“). Bei „Handverstellung“ bleiben die Erregungen der beiden Gleichstrommaschinen stehen, bis sie das Zeitrelais abschaltet, bei „Regelung“ schalten die Erregungen mit dem Ankerkreis ab.

### 4.2 Ausschalten des Antriebs des Leonardsatzes

Gleichzeitig mit dem Antrieb („Asynchronmotor Aus“) werden Ankerkreis und Erregungen abgeschaltet. Die vorgewählte Betriebsart wird über das Zeitrelais verzögert gelöscht.

## 5 Fehlerauslösung

Bei Überlastung des Ankerkreises oder bei Überschreiten der eingestellten Maximaldrehzahl fällt das Gleichstromschütz des Ankerkreises ab und es erscheint „Störung Ankerkreis“. Beheben der Störmeldung: Störungsursache beseitigen, Taster „Asynchronmotor Aus“ drücken, dann in vorher beschriebener Reihenfolge wieder einschalten. Ebenso erscheint bei Überlastung des Asynchronmotors die Meldung „Störung Antrieb“. Diese Störung ist ebenfalls nach Beseitigung der Ursache durch Ausschalten des Asynchronmotors zu beheben. Wiedereinschalten wie unter 3 beschrieben.

## 6 Schalter „Führungsgröße“

Bei der Einstellung sämtlicher Betriebszustände der Regeleinrichtung ist darauf zu achten, dass der Schalter „Führungsgröße“ in Stellung 0 = Aus steht.



## 7 Versuche

### 7.1 Versuchsschaltung Leerlaufpunkt $P_0$

(Pendelmaschine  $G_1$  abgekuppelt)

Der zu untersuchende Asynchronmotor (Schleifringläufer)  $D_1$  wird belastet bzw. angetrieben von der Pendelmaschine  $G_1$ . Diese arbeitet in einer Leonardschaltung mit der Gleichstrommaschine  $G_2$  der Transidyn-Regeleinrichtung zusammen.

#### Feststellen der Drehrichtung:

Bevor mit dem eigentlichen Versuch begonnen wird, muß die Drehrichtung des zu untersuchenden Schleifringläufermotors festgestellt werden. Man geht dabei folgendermaßen vor:

- Einschalten des Drehtransformators (Schalter  $S_1$  noch offen).
- Einstellen auf Nennspannung des Motors, Kontrolle der Symmetrie der Ausgangsspannung des Drehtransformators.
- Drehstromanlasswiderstand einschalten, Stromwandler und Strommesser 2,5 A kurzgeschlossen. Zuschalten des Motors (Schalter  $S_1$ ), die auf dem Gehäuse des Prüflings eingezeichnete Drehrichtung ist unbedingt einzuhalten! Drehstromanlasswiderstand langsam verkleinern und kurzschließen.
- Ausgangsspannung des Drehtrafos kontrollieren, evtl. auf Motornennspannung nachregulieren.

Der so erreichte Leerlaufpunkt entspricht im Kreisdiagramm dem Punkt  $P_0$ .

#### Messen:

Verkettete Motorspannung  $U_{SL}$ , Motorströme  $I_{SL}$ , Wattmeterausschläge  $a_1, a_2$ , (Vorzeichenkontrolle mittels Taster  $S_3$ ), Läuferstrom  $I_R$ , Drehzahl  $n$ , Schlupffrequenz mittels Strommesser  $\overline{i_R}$  (eine Schlupfperiode entspricht dem einmaligen Ausschlag nach **beiden** Seiten).

### 7.2 Transidyn - Regeleinrichtung (Leonardsatz)

(Pendelmaschine  $G_1$  von Prüfling  $D_1$  abgekuppelt)

## Handverstellung

Einstellen der Drehzahl  $1000 \text{min}^{-1}$  bei

1.  $I_{ERR(G1)} = 2A$  voller Erregung  $U_{A(G2)} = \underline{\hspace{2cm}}$

2.  $U_{A(G2)} = 100V$   $I_{ERR(G1)} = \underline{\hspace{2cm}}$

3.  $U_{A(G2)} = 50V$   $I_{ERR(G1)} = \underline{\hspace{2cm}}$

Überlegen:

Welche Eigenschaft einer fremderregten Gleichstrom-Nebenschlussmaschine bewirkt, dass auch bei verminderter Ankerspannung die geforderte Drehzahl erreicht wird?

Nur im Beisein eines Hilfsassistenten!!

Einstellen:  $U_{A(G2)} = 190V$ ;  $I_{ERR(G1)} = 2A$

Bei konstanter Ankerspannung  $U_{A(G2)}$  Erregerstrom  $I_{ERR(G1)}$  schnell verkleinern. Drehzahl und Ankerstrom beobachten.

Überlegen:

Wodurch ist das Verhalten von Drehzahl und Ankerstrom bedingt? Herleitung aus Ankerspannungsgleichung der fremderregten Gleichstrom -Nebenschlussmaschine.

## Regelung

Unter Beobachtung der Anzeigeeinstrumente am Schaltpult ist die Pendelmaschine auf  $1500 \text{Upm}$  hochzufahren. Beobachten, bei welcher Drehzahl die Feldschwächung der Pendelmaschine einsetzt.

### 7.3 Theoretischer Leerlaufpunkt $P'_0$

(Pendelmaschine  $G_1$  an Prüfling  $D_1$  gekuppelt)

Transidyn - Regeleinrichtung: Schalter für Drehrichtungsvorwahl in Stellung 2, Betriebsart „Regelung“.

Der Schleifringläufermotor wird von der Pendelmaschine auf synchrone Drehzahl gebracht. Bei eingeschaltetem Drehstromanlasser wird der Schleifringläufer zugeschaltet, danach wird dieser Anlasser unter Beobachtung der Ständerströme kurzgeschlossen. Die synchrone Drehzahl ist erreicht, wenn der Läuferstrom Null geworden ist. Ständernennspannung einstellen!

## Messen

$U_{SL}$ ,  $I_{SL}$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $I_R$ ,  $n$  ( $U_{SL}$  Leiterspannung,  $I_{SL}$  Leiterstrom)

## 7.4 Motor - Nennlastpunkt (bei Nennspannung und Nennstrom)

$$P_N$$

Ausgehend vom synchronen Betriebspunkt (Einstellen wie unter 2. 3 beschrieben) Drehzahl vermindern, bis im Ständer Nennstrom fließt. Achtung: Strommesser  $I_{R1}$  kurzschließen!

### Messen

$$U_{SL}, I_{SL}, a_1, a_2, I_R, n$$

## 7.5 Generator - Nennlastpunkt $P'_N$ (übersynchron)

Ausgehend vom synchronen Betriebspunkt Drehzahl erhöhen, bis im Ständer Nennstrom fließt.

### Messen

wie unter Punkt 7.4

## 7.6 Generatorbetrieb $P'$ bei 1,5 facher Nenndrehzahl

- Spannung  $U_{SL}$  auf 25 V herabgesetzt!
- Regeleinrichtung: Handverstellung

Bei Erreichen der geforderten Drehzahl Schleifringläufermotor zuschalten,  $U_{SL}$  eventuell auf 25 V nachstellen.

### Messen

wie unter Punkt 7.4

## 7.7 Kurzschlußpunkt $P_A$ bei kurzgeschlossenem Läufer

- Spannung auf  $U_{SL} = 25V$  herabgesetzt.
- Transidyn - Regelung: Schalter für Drehrichtungsvorwahl in Stellung 1;
- Betriebsart: „Handverstellung“.

Um unabhängig von der Läuferstellung zu sein, lässt man den Läufer so langsam entgegen der normalen Drehrichtung drehen (ca. 0,5 Umdreh. /sec), dass an den Messinstrumenten Mittelwerte abgelesen werden können. Es ist auch die von der Läuferstellung abhängige relative Stromschwankung bei langsamer Drehung von Hand anzugeben.

## 7.8 Kurzschlusspunkt $P_{AR}$ bei eingeschaltetem Läuferwiderstand

- Der Anlasser ist dabei in Mittelstellung zu stellen.
- Sonstige Einstellungen wie unter Punkt 7.7
- $U_{SL} = 25V!!$

## 7.9 Bremsbetrieb $P_B$

- Spannung  $U_{SL} = 25V!$
- Regeleinrichtung: Drehrichtungsvorwahl in Stellung 1 „Handverstellung“.
- Einstellen der 1,5 - fachen Nenndrehzahl gegen das Drehfeld.

## 7.10 Ohmsche Widerstände

Die ohmschen Widerstände der betriebswarmen Maschine sind:

- $R_S = 130m\Omega$
- $R_R = 227m\Omega$

## 8 Auswertung

### 8.1 Tabelle der Auswertung

Alle Messwerte für die einzelnen Betriebspunkte sind in Tabellenform darzustellen. Dabei sind die bei verminderter Spannung gemessenen Werte auf die Nennspannung umzurechnen.

### 8.2 Kreisdiagramm

Die auf Nennspannung bezogenen Ströme sind nach Größe und Richtung aufzutragen. Der Kreis mit dem Mittelpunkt  $M$ , der angenähert durch alle Punkte geht, ist zu konstruieren (alle Punkte sind einzutragen und zu kennzeichnen).

### 8.3 Bestimmung der Drehmomentenkennlinie

Aus den Messwerten des Kurzschluss- und des Leerlaufpunktes ist nach Gleichung 1.33 die Strecke  $\overline{P_AG}$  zu bestimmen. Die Drehmomentlinie und die Leistungslinie sind in das Kreisdiagramm von Abschnitt 8.2 einzutragen.

### 8.4 Schlupfgerade

Die Schlupfgerade ist in einem geeigneten Maßstab in das Kreisdiagramm einzuzeichnen. Mit ihrer Hilfe sind die Kreispunkte im Bereich  $-1 \leq s \leq +2$  in etwa äquidistanten Abständen am Kreisumfang anzugeben.

### 8.5 Kennlinien aus dem Kreisdiagramm

In Abhängigkeit vom Schlupf sind die zu den in Abschnitt 8.4 gekennzeichneten Punkten gehörigen Größen

$$P_S, P_D, M, P_{mech}, P_{el}, I_S$$

als aus dem Kreisdiagramm entnehmbare Strecken aufzutragen.  $m_P$  und  $m_I$  sind anzugeben.

### 8.6 Überlastbarkeit des Motors

Das Verhältnis Kippmoment zu Nennmoment ist aus dem Kreisdiagramm zu ermitteln und mit dem nach der Klosschen Formel berechneten Wert zu vergleichen.

Das Verhältnis Anzugstrom zu Nennstrom ist anzugeben.

## 8.7 Läuferkreiswiderstand für $M_A = M_K$

Mit Hilfe des Kreisdiagramms ist der erforderliche Läuferkreiswiderstand zu berechnen, bei dem sich das größte Anzugsmoment ergibt.

## Fragen zu AMK

1. Erklären Sie die Abhängigkeit des Drehmoments und des Läuferstromes vom Schlupf im Bereich  $0 \leq s \leq 1$ !
2. Erklären Sie die Leistungsaufteilung im Kreisdiagramm!
3. Wie wird das Kreisdiagramm aus den Messungen konstruiert?
4. Erklären Sie den Einfluss des Läuferwiderstandes auf das Kreisdiagramm und die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie!
5. Wie konstruiert man die „Schlupfgerade“?
6. Erklären Sie aus dem Kreisdiagramm, ob es möglich ist, die Asynchronmaschine als Wasserkraftgenerator einzusetzen, um damit, ohne in irgendein anderes Netz einzuspeisen, passive Verbraucher (z. B. Glühlampen) zu betreiben!
7. Wie misst man den theoretischen Leerlaufpunkt und den Kurzschlußpunkt der Asynchronmaschine?
8. Welche Betriebsbereiche auf der stationären Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie können bei einer im Rahmen eines Leonard-Satzes eingesetzten Asynchronmaschine auftreten?
9. Warum wird der Steilbereich des Erregerstromes bei der Gleichstrommaschine auf  $I_f \geq 0.3I_{fN}$  begrenzt?
10. Siehe Fragen der Versuchsdurchführung!

## A Literatur

### Literatur

- [1] Rudolf Richter, Elektrische Maschinen, Bd. II, Seite 11 bis 21
- [2] Rudolf Richter, Elektrische Maschinen, Bd. IV, Seite 40 bis 49
- [3] Bödefeld-Sequenz, Elektrische Maschinen, Grundlagen der AM, Seite 212 bis 223

## B Abkürzungen in dieser Anleitung

*s* Schlupf

*n* Drehzahl (in  $\frac{1}{\text{min}}$ )

$\Omega$  Winkelgeschwindigkeit (in  $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$ )

*f* Frequenz (in *Hz*)

*U* Spannung

*R* Widerstand

*I* Strom

*S* Scheinleistung

*P* Wirkleistung

*Q* Blindleistung

*V* Verlustleistung

*M* Drehmoment

### Indices

1 Synchron- (z.B.  $n_1$  Synchrondrehzahl)

*S* Stator-

*R* Rotor-

*D* Drehfeld- (z.B.  $P_D$  Drehfeldleistung)

*el* elektrisch

*mech* mechanisch

Karlsruhe, 22. April 2015

## LABORPRAKTIKUM

Elektrische Antriebe und Leistungselektronik:

# Synchronvollpolgenerator (SE)

Prof. Dr.-Ing. M. Braun

M.Sc. Dennis Bräcke

# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Theoretische Grundlagen zur Synchronmaschine</b>	<b>2</b>
2.1. Aufbau des Synchrongenerators . . . . .	2
2.2. Leerlaufspannung und Frequenz . . . . .	3
2.3. Ankerrückwirkung . . . . .	4
2.4. Spannungsleichung, Ersatzschaltbild, Zeigerdiagramm . . . . .	4
2.5. Einfluss der Sättigung . . . . .	7
2.6. Dreisträngiger Kurzschluss . . . . .	7
2.7. Belastungskennlinien bei konstanten Größen $\cos(\varphi)$ , $I_f$ und $n$ . . . . .	8
2.8. Parallelschalten . . . . .	9
2.9. Synchronisierschaltungen mit drei Lampen . . . . .	11
2.9.1. Dunkelschaltung . . . . .	11
2.9.2. Rotationsschaltung . . . . .	12
2.10. Belasten der Synchronmaschine (Generator oder Motor) . . . . .	13
2.10.1. Veränderung der Erregung . . . . .	13
2.10.2. Veränderung des angreifenden Momentes . . . . .	14
2.10.3. Leistung und Drehmoment . . . . .	15
<b>3. Versuchsaufbau</b>	<b>17</b>
3.1. Schaltplan . . . . .	17
3.2. Maschinensatz . . . . .	19
3.3. Schrankaufbau des Versuchs . . . . .	20
3.4. Software des Versuchs . . . . .	24
3.4.1. Monitor Control Tool . . . . .	24
<b>4. Versuchsdurchführung</b>	<b>34</b>
4.1. Leerlaufkennlinie . . . . .	36
4.1.1. Versuchsablauf . . . . .	36
4.1.2. Auswertung . . . . .	37
4.2. Kurzschlusskennlinie . . . . .	38
4.2.1. Versuchsdurchführung . . . . .	38
4.2.2. Auswertung . . . . .	38
4.3. Belastungskennlinien . . . . .	39
4.3.1. Theoretische Überlegungen . . . . .	39
4.3.2. Versuchsdurchführung . . . . .	39

4.3.3. Auswertung . . . . .	40
4.4. Synchronisation mit dem Netz . . . . .	41
4.4.1. Versuchsdurchführung und Auswertung . . . . .	41
4.5. Belastung der Maschine am Netz . . . . .	43
<b>5. Fragen zum Versuch SE</b>	<b>44</b>
<b>A. Matlabskript</b>	<b>45</b>
<b>B. Abbildungsverzeichnis</b>	<b>47</b>

# 1. Einleitung

In diesem Versuch des Praktikums „Elektrische Antriebe und Leistungselektronik“ am Elektrotechnischen Institut des KIT werden die Betriebseigenschaften eines fremderregten Turbogenerators untersucht. Der Generator kann dafür im Inselbetrieb betrieben und unterschiedlich belastet werden. Weiterhin ist der Parallelbetrieb am Netz möglich. Um die Versuche durchführen zu können, wurde unter der Anleitung von Felix Kammerer und Dennis Bräcke ein neuer Praktikumsstand aufgebaut. Eine Auswertung der Messergebnisse erfolgt rechnergestützt. Abbildung 1.1 zeigt den gesamten Versuchsaufbau. Im Folgenden werden zuerst theoretische Grundlagen der Synchronmaschine dargestellt. Anschließend wird der Versuchsaufbau sowie die Verwendung der benötigten Software beschrieben. Abschließend finden Sie eine Anleitung zur Versuchsdurchführung. Für weitere Anregungen und Verbesserungsvorschläge zum Versuch sind wir dankbar.

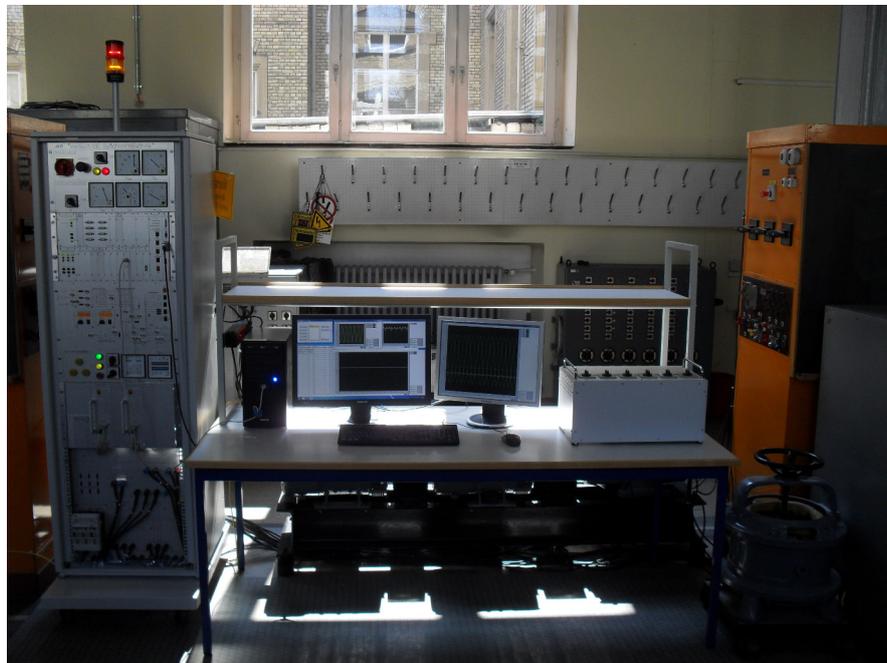


Abbildung 1.1.: Versuchsaufbau zur Untersuchung eines fremderregten Turbogenerators

## 2. Theoretische Grundlagen zur Synchronmaschine

### 2.1. Aufbau des Synchrongenerators

Bei den Synchrongeneratoren unterscheidet man grundlegend zwei Arten der Ausführung:

**Innenpolgenerator:** Die mit Gleichstrom gespeiste Erregerwicklung (Anschlüsse über 2 Schleifringe) liegt im Läufer (Rotor), die Drehstromwicklung im Ständer (Stator).

**Außenpolgenerator:** Die Erregerwicklung liegt im Ständer, die Drehstromwicklung (Anschlüsse über 3 Schleifringe) im Läufer.

Je nach Ausbildung des Läufers (Polrad) spricht man bei den Innenpolgeneratoren von Schenkelpol- oder Turbogeneratoren.

Der Läufer eines Schenkelpolgenerators trägt die Gleichstromerregwicklung auf den ausgeprägten Polen (Abbildung 2.1).

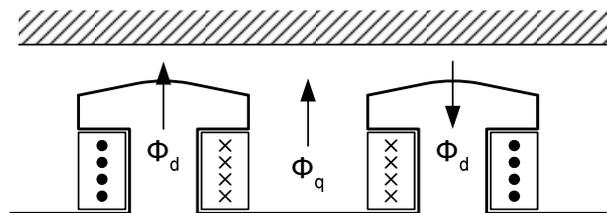


Abbildung 2.1.: Läufer eines Schenkelpolgenerators (abgewickelt)

Bei den Vollpolgeneratoren ist die Erregerwicklung in Nuten untergebracht, wobei etwa zwei Drittel des Umfanges bewickelt werden (Abbildung 2.2). Der magnetische Widerstand für den Querfluss  $\Phi_q$  in der Polücke ist bei Schenkelpolgeneratoren ungefähr zweimal so groß wie der für den Längsfluss  $\Phi_d$  in Richtung der Polachse. Beim Vollpolgenerator ist dagegen – bedingt durch die ungleiche Nutverteilung – der magnetische Widerstand in der Querachse  $q$  nur 1,2 mal so groß wie der in der Längsachse.

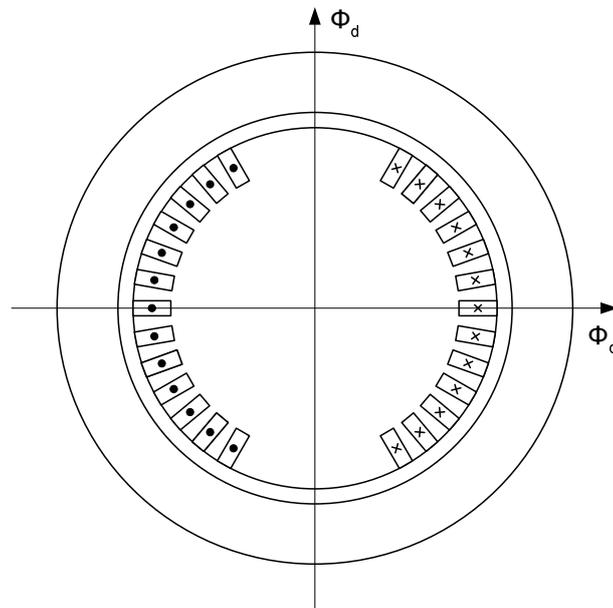


Abbildung 2.2.: Läufer eines Vollpolgenerators

Für folgende überschlägige Betrachtung des stationären Betriebs werden die magnetischen Widerstände in beiden Achsen als gleich groß angenommen, wie es praktisch für Vollpolgeneratoren zutrifft.

## 2.2. Leerlaufspannung und Frequenz

Das von der Läuferwicklung des Turbogenerators im Luftspalt erregte Polradfeld (mittlere Radialkomponente der Induktion) verläuft bei entsprechender Auslegung der Erregerwicklung annähernd sinusförmig über den Umfang. Bei Antrieb des Läufers durch eine fremde Maschine (z.B. Verbrennungskraftmaschine, Wasserturbine, Dampfturbine, Gleichstrommaschine) läuft dieses Feld gegenüber der dreisträngigen Ständerwicklung (Ankerwicklung) um. Ein solches umlaufendes, räumlich sinusförmiges Feld konstanter Amplitude nennt man Kreisdrehfeld. Dieses Drehfeld induziert in jedem Strang der Ständerwicklung die Spannung

$$U_p = \omega_S \cdot w_S \cdot \xi_{S1} \cdot \frac{\Phi_{\text{Pol1}}}{\sqrt{2}}. \quad (2.1)$$

Hierbei ist:

$\omega_S = 2\pi f_S$	die Kreisfrequenz der induzierten Spannung im Ständer
$f_S = p \cdot n$	die Frequenz
$n$	die Drehzahl
$p$	die Polpaarzahl
$\xi_{S1}$	der Wicklungsfaktor der Ständerwicklung für die Grundwelle des Luftspaltfeldes
$w_S$	die Windungszahl eines Ständerstranges
$\Phi_{\text{Pol1}}$	die Amplitude der räumlichen Grundwelle des Polradflusses
Anker	derjenige Teil einer elektrischen Maschine, in dessen Wicklung eine Spannung induziert wird

In der Vorlesung *Systemverhalten und Betriebsanalyse der Drehstrommaschine* wird näher beleuchtet, wie die Drehfelder in der Maschine erzeugt und verwendet werden.

### 2.3. Ankerrückwirkung

Die symmetrische Belastung des Vollpolgenerators hat im Ständer (Anker) symmetrische Ströme zur Folge, die ihrerseits ein Drehfeld erzeugen. Die Überlagerung der magnetischen Spannungen von Läufer und Ständer haben ein resultierendes Drehfeld zur Folge, das sich vom ursprünglich allein vorhandenen Polradfeld nach Größe und räumlicher Phasenlage unterscheidet. Diese Rückwirkung des Ständerstromes auf den Luftspaltfluss nennt man „Ankerrückwirkung“. Entsprechend den magnetischen Spannungen können auch die Ströme von Anker- und Feldwicklung zusammengesetzt werden (Abbildung 2.4, die Sättigung ist vernachlässigt).

### 2.4. Spannungsleichung, Ersatzschaltbild, Zeigerdiagramm

Addiert man zur Klemmenspannung  $\underline{U}_S$  den ohmschen und den Streuspannungsabfall eines Stranges, so erhält man die vom resultierenden Luftspaltfluss in der Ständerwicklung

induzierte Spannung  $\underline{U}_i$  (Abbildung 2.4):

$$\underline{U}_S + R_S \underline{I}_S + jX_{S\sigma} \underline{I}_S = \underline{U}_i = -jX_{dh} \underline{I}'_{\mu} = -jX_{dh} (\underline{I}_S + \underline{I}'_f) \quad (2.2)$$

Dem resultierenden Luftspaltfluss (Hauptfluss) entspricht der auf den Ständer bezogene Magnetisierungsstrom  $\underline{I}'_{\mu}$ , der sich aus der Gleichung (2.3) ergibt:

$$\underline{I}'_{\mu} = \underline{I}_S + \underline{I}'_f \quad (2.3)$$

Definiert man die vom Polradfluss induzierte Polradspannung  $\underline{U}_p$  als

$$\underline{U}_p = -jX_{dh} \underline{I}'_f, \quad (2.4)$$

wobei  $X_{dh}$  der Sättigung unterliegt, so wird

$$\underline{U}_p = \underline{U}_S + [R_S + j(X_{dh} + X_{S\sigma})] \underline{I}_S. \quad (2.5)$$

Bei großen Maschinen kann man den ohmschen Widerstand vernachlässigen:

$$\underline{U}_p \approx \underline{U}_S + jX_d \underline{I}_S \quad (2.6)$$

mit

$$X_d = X_{dh} + X_{S\sigma}. \quad (2.7)$$

Die Synchronmaschine (mit Vollpolläufer) kann also im stationären Betrieb durch eine Spannungsquelle mit der Polradspannung  $\underline{U}_p$  und die nachgeschalteten Strangwiderstände dargestellt werden (Abbildung 2.3).

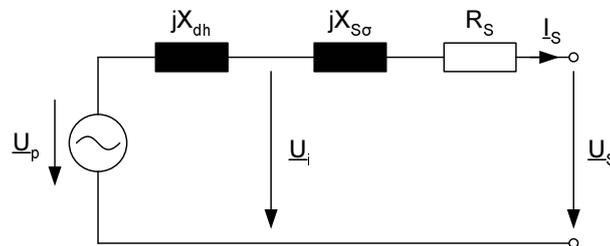


Abbildung 2.3.: Ersatzschaltbild für einen Turbogenerator

Da in der Erregerwicklung vom Ankerfeld keine Spannung induziert wird (Ankerfeld und

Erregerwicklung laufen synchron miteinander um), erscheint im Ersatzschaltbild nur der Stromkreis des Ständers mit der eingefügten Polradspannung  $\underline{U}_p$ . Zu diesem Ersatzschaltbild gehört bei einem gegebenen Belastungsfall das Zeigerdiagramm in Abbildung 2.4.

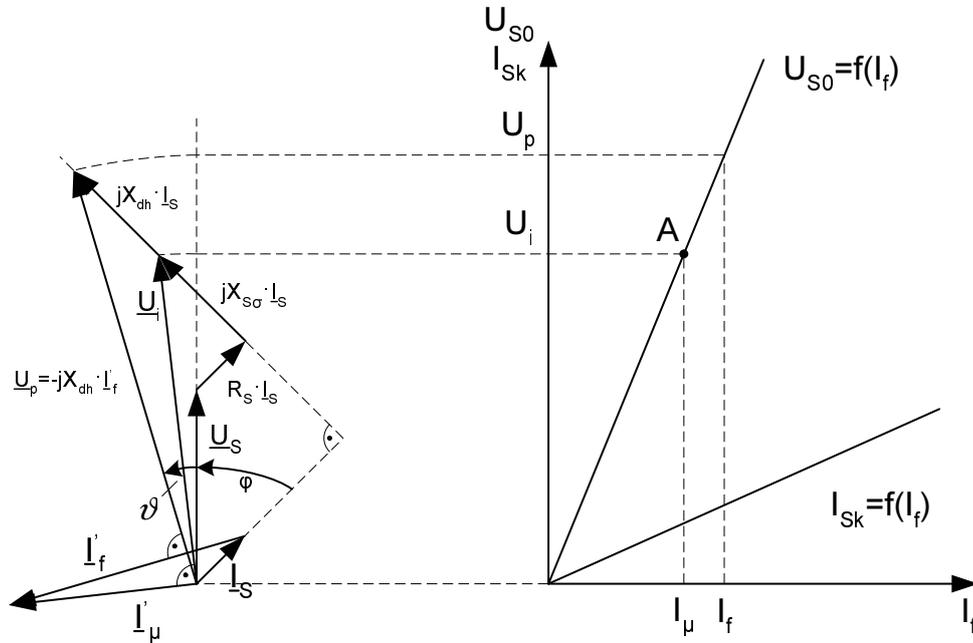


Abbildung 2.4.: Zeigerdiagramm des ohmisch-induktiv belasteten Synchrongenerators

Der Winkel  $\varphi$  zwischen Strom und Spannung zählt positiv von  $\underline{I}_S$  nach  $\underline{U}_S$  in mathematisch positivem Umlaufsinn. Der Polradwinkel  $\vartheta$  ist im selben Umlaufsinn von  $\underline{U}_S$  nach  $\underline{U}_p$  positiv zu zählen. Es ist zu beachten, dass die Beträge der Zeiger  $\underline{U}_S$  und  $\underline{I}_S$  Effektivwerte der Strangspannung bzw. des Strangstromes darstellen.

Der positive Phasenwinkel  $\varphi$  des Stromes  $\underline{I}_S$  gegenüber der Klemmenspannung  $\underline{U}_S$  kennzeichnet eine ohmsch-induktive Belastung. Neben den auftretenden Spannungen sind auch die auf den Ständer umgerechneten Ströme als Zeiger dargestellt.

Für die Umrechnung des Erregerstroms auf Statorseite gilt

$$I'_f = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{w_f}{m_S \cdot w_S} \cdot I_f \quad (2.8)$$

Dabei ist  $w_f$  die Windungszahl der Feldwicklung,  $m_S$  die Strangzahl der Ständerwicklung und  $\gamma$  ein maschinenabhängiger Skalierungsfaktor. Bei Turboläufern ist  $\gamma \approx 0,82$ .

Bei rein induktiver Belastung liegt (bei Vernachlässigung von  $R_S$ )  $\underline{I}_S$  in Gegenphase zu  $\underline{I}'_\mu$ . Die Ständerdurchflutung wirkt dann der Läuferdurchflutung direkt entgegen, so dass

zur Spannungshaltung ein hoher Erregerstrom  $I_f'$  erforderlich ist.

Bei rein kapazitiver Belastung liegt  $\underline{I}_S$  mit  $\underline{I}_\mu'$  in Phase. Die Ständerdurchflutung wirkt magnetisierend, so dass zur Spannungshaltung der Erregerstrom  $I_f'$  reduziert werden muss.

Im ungesättigten Bereich sind die Ströme  $\underline{I}_f'$ ,  $\underline{I}_\mu'$  und  $\underline{I}_S$  den Spannungen  $\underline{U}_p$ ,  $\underline{U}_i$  und  $X_{dh}\underline{I}_S$  proportional.

## 2.5. Einfluss der Sättigung

Der resultierende Hauptfluss ist durch die Hauptfeldspannung  $\underline{U}_i$  bestimmt, die auf der Magnetisierungskennlinie den Arbeitspunkt A festlegt und damit den wirksamen Magnetisierungsstrom  $\underline{I}_\mu$  bestimmt.  $X_{dh}$  hängt vom Sättigungszustand der Maschine ab. Die in Abbildung 2.4 durchgeführte Bestimmung von  $\underline{U}_p$  im Zeigerdiagramm und die damit verbundene Ermittlung von  $I_f$  gilt deshalb nur bei linearer Leerlaufkennlinie.  $X_{S\sigma}$  wird als sättigungsunabhängig angesehen.

## 2.6. Dreisträngiger Kurzschluss

Aus dem Ersatzschaltbild (Abbildung 2.3) ergibt sich der Dauerkurzschlussstrom bei Vernachlässigung des Statorwiderstands ( $R_S = 0$ ) zu

$$I_{SK} = \frac{U_p}{X_d}. \quad (2.9)$$

Bei einer der Nennspannung entsprechenden Leerlauferregung (d.h.  $U_p = U_{S0} = U_{SN}$ ) stellt sich der Dauerkurzschlussstrom

$$I_{SK0} = \frac{U_{SN}}{X_d}. \quad (2.10)$$

ein. Er beträgt bei Turbogeneratoren ungefähr das 0,8-fache und bei Schenkelpolgeneratoren ungefähr das 1,2-fache des Nennstromes  $I_{SN}$ . Alte und kleine Maschinen weisen ein wesentlich höheres Verhältnis  $\frac{I_{SK0}}{I_{SN}}$  auf.

Bei Vollasterregung ( $U_p > U_{SN}$ ) steigen die Werte entsprechend an. Moderne Großmaschinen weisen hierbei einen Dauerkurzschlussstrom von etwa  $2,2 \cdot I_{SN}$  auf.

Das Kurzschlussverhältnis  $k_c$  und die relative Ankerreaktanz  $x_{dges}$  bei gesättigter Ma-

maschine und Vernachlässigung des ohmschen Widerstands  $R_S$  sind wie folgt definiert:

$$k_c = \frac{I_{Sk0}}{I_{SN}} \quad (2.11)$$

$$x_{dges} = \frac{X_{dges} \cdot I_{SN}}{U_{SN}} = \frac{U_{SN}}{I_{Sk0}} \cdot \frac{I_{SN}}{U_{SN}} = \frac{I_{SN}}{I_{Sk0}} = \frac{1}{k_c} \quad (2.12)$$

## 2.7. Belastungskennlinien bei konstanten Größen $\cos(\varphi)$ , $I_f$ und $n$

Die vereinfachten Zeigerdiagramme in Abbildung 2.5 zeigen für ohmsche und induktive Belastung eine Verkleinerung der Klemmenspannung gegenüber der Leerlaufspannung ( $U_S < U_p = U_{S0}$ ), bei kapazitiver Belastung dagegen ein Anwachsen der Klemmenspannung mit dem Belastungsstrom.

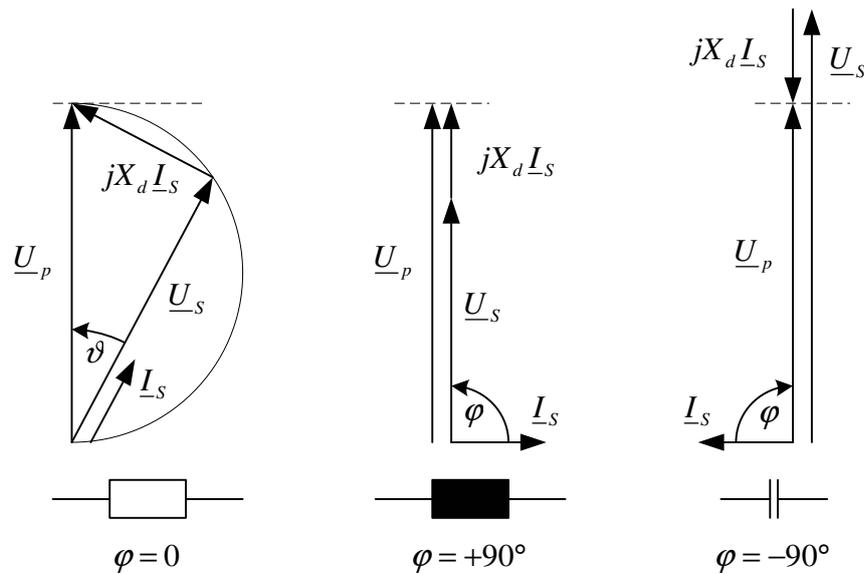


Abbildung 2.5.: Vereinfachte Zeigerdiagramme für ohmsche, induktive und kapazitive Belastung

Vernachlässigt man  $R_S$ , so ergibt sich aus dem Zeigerdiagramm (Abbildung 2.4) nach dem Cosinussatz und mit den Gleichungen (2.10) und (2.11) die öhlschlägersche Formel für die Belastungskennlinien:

$$\left(\frac{U_p}{U_{SN}}\right)^2 = \left(\frac{U_S}{U_{SN}}\right)^2 + \left(\frac{I_S}{I_{Sk0}}\right)^2 + 2 \cdot \frac{U_S}{U_{SN}} \cdot \frac{I_S}{I_{Sk0}} \cdot \sin(\varphi) \quad (2.13)$$

oder

$$\left(\frac{U_p}{U_{SN}}\right)^2 = \left(\frac{U_S}{U_{SN}}\right)^2 + \left(\frac{I_S}{k_c \cdot I_{SN}}\right)^2 + 2 \cdot \frac{U_S}{U_{SN}} \cdot \frac{I_S}{K \cdot I_{SN}} \cdot \sin(\varphi). \quad (2.14)$$

Wird der Erregerstrom  $I_f$  so eingestellt, dass im Leerlauf die Nennspannung auftritt, so ist  $U_p = U_{S0} = U_{SN}$  und damit ergibt sich für Gleichung (2.13):

$$1 = \left(\frac{U_S}{U_{SN}}\right)^2 + \left(\frac{I_S}{I_{Sk0}}\right)^2 + 2 \cdot \frac{U_S}{U_{SN}} \cdot \frac{I_S}{I_{Sk0}} \cdot \sin(\varphi). \quad (2.15)$$

Für einen gegebenen Leistungsfaktor  $\cos(\varphi)$  kann damit die Belastungskennlinie  $\frac{U_S}{U_{SN}} = f\left(\frac{I_S}{I_{Sk0}}\right)$  gezeichnet werden. Wählt man z.B. eine rein kapazitive Last ( $\varphi = -90^\circ$ ), so lautet die Gleichung für die Belastungskennlinie

$$\frac{U_S}{U_{SN}} = 1 + \frac{I_S}{I_{Sk0}}. \quad (2.16)$$

Das ist die Gleichung einer Geraden.

Die Belastungskennlinien haben keine praktische Bedeutung, da eine unregelmäßige Betriebsweise heute kaum mehr vorkommt. Trotzdem ist es wichtig, das Eigenverhalten des Generator zu kennen, um einwandfrei funktionierende Stellglieder für den Erregerstrom auswählen zu können.

## 2.8. Parallelschalten

Schaltet man einen beliebig erregten Synchrongenerator bei einem beliebigen Schlupf und einer beliebigen Polradstellung unmittelbar auf ein starres Netz, so können in den ersten Perioden unzulässig hohe Stromstöße in der Anker- und Ständerwicklung und hohe Spannungsspitzen in der Erregerwicklung auftreten. Um dies zu vermeiden, darf das Parallelschalten eines Synchrongenerators mit dem Netz nur dann durchgeführt werden, wenn folgende Bedingungen erfüllt sind:

1. Die Generatorspannung muss dem Betrag nach gleich der Netzspannung sein.
2. Die Frequenz der Generatorspannung muss gleich der Netzfrequenz sein.
3. Die Phasenfolge der Spannung an den Klemmen, die zusammenschaltet werden sollen, muss übereinstimmen.

4. Die Phasenlage der Spannungssysteme muss übereinstimmen, bzw. die Spannungsdifferenz zwischen den zusammenzuschaltenden Klemmen muss gleich Null sein.

Diese Bedingungen lassen sich wie im folgenden Beschrieben erreichen.

- zu 1** Die Generatorspannung wird mit Hilfe der Erregung des Synchrongenerators auf den Wert der Netzspannung gebracht.
- zu 2** Durch die Antriebsmaschine wird der Synchrongenerator auf synchrone Drehzahl gebracht, der genaue Wert wird mit Hilfe von Synchronisierungseinrichtungen eingestellt.
- zu 3** Gleiche Phasenfolge und gleicher Drehsinn werden ebenfalls mit den Synchronisierungseinrichtungen festgestellt.
- zu 4** Im Augenblick des Parallelschaltens müssen beide Spannungssysteme in Phase sein (Spannungsdifferenz Null).

## 2.9. Synchronisierschaltungen mit drei Lampen

Mit Hilfe von drei Lampen, kann eine Maschine mit dem Netz synchronisiert werden. Die Lampen werden in Dunkelschaltung (vgl. Abbildung 2.6) oder Rotationsschaltung (vgl. Abbildung 2.7) verschaltet. Sind die Zuschaltbedingungen aus Abschnitt 2.8 erfüllt, kann die Maschine dem Netz parallel geschaltet werden.

### 2.9.1. Dunkelschaltung

Abbildung 2.6 zeigt den Schaltplan und das Zeigerdiagramm der Dunkelschaltung. Haben die Klemmen, die zusammengeschaltet werden sollen, gleiche Phasenfolge, so leuchten alle Lampen gleichzeitig auf und verlöschen auch zugleich. Stimmt die Phasenfolge nicht überein, so ergibt sich kein Zeitpunkt, zu dem alle Lampen erloschen sind. Man stellt die Drehzahl der Maschine so ein, dass die Lichtschwankungen der Lampen in genügend großen Zeitabständen erfolgen. Die Maschine liefert dann hinreichend genau die richtige Frequenz.

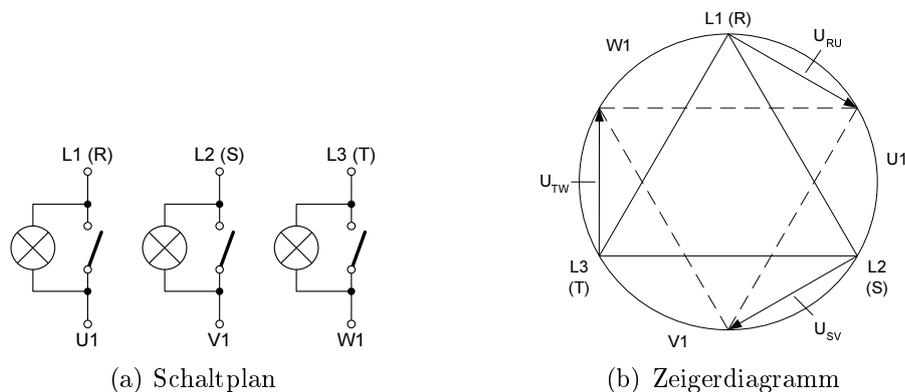


Abbildung 2.6.: Dunkelschaltung

Wenn die Lampen erloschen sind, darf parallelgeschaltet werden. Die Maschine wird dabei in den Synchronismus gezogen.

Die maximale Spannung, die an den Lampen auftreten kann, ist gleich der doppelten Strangspannung, also der  $\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$ -fachen Leiterspannung. Dieser Fall tritt ein, wenn die zusammengehörigen Punkte der Spannungssysteme einander diametral gegenüber liegen.

### 2.9.2. Rotationsschaltung

Eine Lampe liegt in Dunkelschaltung, zwei Lampen liegen in Hellschaltung. Es darf parallelgeschaltet werden, wenn die Lampe in Phase TW (also die in Dunkelschaltung liegende) erloschen ist und die beiden anderen gleich hell brennen. Rotiert bei richtigem Anschluss der Lichtkegel im Uhrzeigersinn, so ist die Frequenz der Maschine zu groß, rotiert er gegen den Uhrzeigersinn, so ist die Frequenz zu niedrig. Im Augenblick des Umkehrens seiner Drehrichtung ist die Frequenz der Maschine gleich der Netzfrequenz, das Parallelschalten kann im oben bezeichneten richtigen Zeitpunkt erfolgen.

Beide Schaltungen sind im Versuchsaufbau realisiert und werden zur Synchronisation verwendet, wie in Abschnitt 3.3 beschrieben.

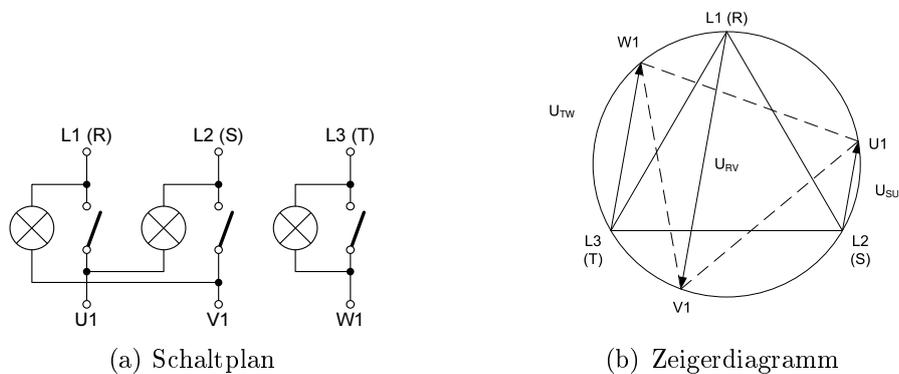


Abbildung 2.7.: Rotationsschaltung

## 2.10. Belasten der Synchronmaschine (Generator oder Motor)

Nach dem Parallelschalten ist die Polradspannung  $\underline{U}_p$  der Maschine in Betrag und Phasenlage gleich der Netzspannung  $\underline{U}_S$ . Bei Belastung der Maschine muss  $\underline{U}_p$  von  $\underline{U}_S$  verschieden sein. Man erreicht dies

1. durch Verstellen der Erregung der Synchronmaschine zur Steuerung der Blindleistung
2. durch Verstellen des Antriebsmoments zur Steuerung der Wirkleistung.

### 2.10.1. Veränderung der Erregung

Wird die Erregung der Synchronmaschine verstärkt, so wird die Polradspannung  $\underline{U}_p$  größer als die Netzspannung  $\underline{U}_S$ . Damit Gleichung (2.6) erfüllt ist, muss der in Abbildung 2.8 dargestellte Strom fließen. Die Maschine gibt somit induktive Blindleistung an das Netz ab. Sie verhält sich wie ein Kondensator am Netz.

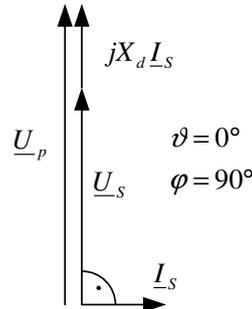


Abbildung 2.8.: Zeigerdiagramm der Synchronmaschine bei Übererregung

Wird die Erregung vom Leerlauf ausgehen geschwächt, so wird  $\underline{U}_p$  kleiner als  $\underline{U}_S$  (Abbildung 2.9). Nach Gleichung (2.6) ergibt sich ein der Netzspannung  $\underline{U}_S$  voreilender Strom  $\underline{I}_S$ . Die Maschine nimmt induktive Blindleistung aus dem Netz auf. Sie verhält sich wie eine Drossel am Netz.

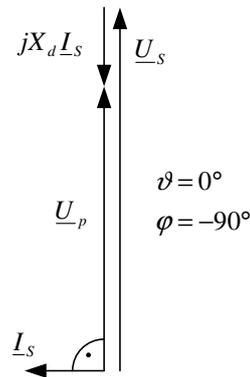


Abbildung 2.9.: Zeigerdiagramm der Synchronmaschine bei Untererregung

### 2.10.2. Veränderung des angreifenden Momentes

Erhöht man den Ankerstrom der leerlaufenden Gleichstrom-Belastungsmaschine, so tritt ein beschleunigendes Drehmoment auf. Ist die Gleichstrommaschine an die synchrone Drehzahl gebunden, gibt sie als Motor mechanische Leistung über die Welle an die Synchronmaschine ab. Die Synchronmaschine gibt dadurch elektrische Wirkleistung an das speisende Netz ab (Abbildung 2.10).

Es stellt sich ein positiver Polradwinkel  $\vartheta$  und ein Strom  $\underline{I}_S$ , der fast in Phase mit der Klemmenspannung  $\underline{U}_S$  liegt, ein. In diesem Betriebszustand gibt die Synchronmaschine Wirkleistung an das Netz ab, nimmt jedoch auch geringe induktive Blindleistung auf (siehe Phasenlage von  $\underline{I}_S$  unter Berücksichtigung der in Abbildung 2.3 definierten Zählrichtungen).

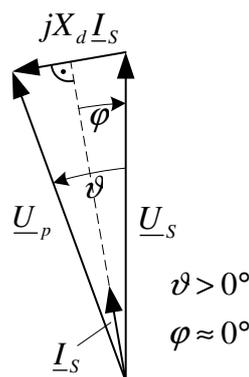


Abbildung 2.10.: Zeigerdiagramm der Synchronmaschine in Generatorbetrieb

Dreht man das Vorzeichen des Ankerstroms um, so wird ein bremsendes Moment an der Welle der Synchronmaschine erzeugt. Die Synchronmaschine entnimmt dem speisenden

Netz als Motor Wirkleistung. Es stellt sich ein negativer Polradwinkel und ein Strom  $\underline{I}_S$ , der fast in Gegenphase zu  $\underline{U}_S$  liegt, ein. Somit wird zusätzlich induktive Blindleistung aus dem Netz bezogen. Eine beliebige Verstellung der Blindleistung ist über die Antriebsmaschine also nicht möglich.

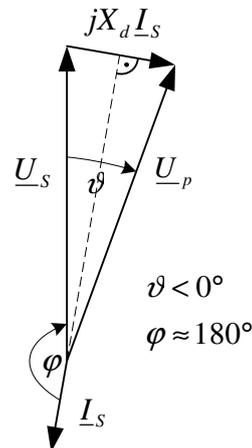


Abbildung 2.11.: Zeigerdiagramm der Synchronmaschine in Motorbetrieb

### 2.10.3. Leistung und Drehmoment

Die Blindleistung einer Synchronmaschine wird mit Hilfe ihrer Erregung geändert. Die Wirkleistung wird durch Änderung der an der Welle mechanisch zu- oder abgeführten Leistung verstellt.

Wie bereits gezeigt wurde, bewirkt eine Änderung der mechanischen Leistung und damit des Drehmoments in der Hauptsache eine Änderung des Polradwinkels  $\vartheta$  in positivem oder negativem Sinn, je nachdem, ob die Synchronmaschine als Generator oder als Motor arbeitet. Die Abhängigkeit des Drehmoments vom Polradwinkel lässt sich für eine Vollpolmaschine (Turbogenerator) bei Vernachlässigung von  $R_S$  leicht ableiten. Für die Wirkleistung gilt:

$$P = 3 \cdot U_S \cdot I_S \cdot \cos(\varphi) = 3 \cdot \frac{U_S}{X_d} \cdot X_d \cdot I_S \cdot \cos(\varphi). \quad (2.17)$$

Aus dem Zeigerdiagramm (Abbildung 2.4) folgt mit  $R_S = 0$

$$X_d \cdot I_S \cdot \cos(\varphi) = U_p \cdot \sin \vartheta \quad (2.18)$$

und damit wird

$$P = 3 \cdot \frac{U_S}{X_d} \cdot U_p \cdot \sin \vartheta. \quad (2.19)$$

Bei Vernachlässigung der Verluste hat das Drehmoment (Abbildung 2.12) die folgende Form:

$$M = \frac{P}{\Omega_S} = 3 \cdot \frac{U_S \cdot U_p}{\Omega_S \cdot X_d} \cdot \sin \vartheta \quad \text{mit} \quad \Omega_S = \frac{\omega_S}{p} \quad (2.20)$$

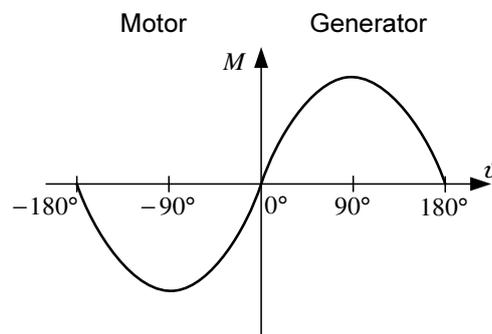


Abbildung 2.12.: Das Drehmoment der Synchronmaschine über dem Polradwinkel  $\vartheta$

## 3. Versuchsaufbau

Abbildung 1.1 zeigt den gesamten Versuchsaufbau in der Maschinenhalle des ETI. Er dient zur Untersuchung der Synchronmaschine im Inselbetrieb und im Betrieb am Netz. Als Prüfling dient ein fremderregter Vollpolgenerator (SM), der starr mit einer fremderregten Gleichstrommaschine (GM) gekuppelt ist. Die Gleichstrommaschine ist drehzahl geregelt und beschleunigt den Maschinensatz. Zur Untersuchung können die Anschlussklemmen der Synchronmaschine direkt auf eine passive Last, einen dreiphasigen Kurzschluss oder ein 400V-AC Netz geschaltet werden. Die Auswertung der Ergebnisse erfolgt rechnergestützt.

### 3.1. Schaltplan

Abbildung 3.1 zeigt eine schematische Darstellung des Versuchsaufbaus. Die Synchronmaschine kann wahlweise an das Netz geschaltet oder passiv ohmsch, kapazitiv oder induktiv belastet werden. Die Bestromung der Erregerwicklungen der Synchronmaschine und der Gleichstrommaschine erfolgt über einen Stromrichter (Tiefsetzsteller). Die Erregerkreise werden zum Schutz der Isolation über LC-Filter an den Stromrichter angeschlossen. Der Ankerkreis der Gleichstrommaschine wird ebenfalls über einen Tiefsetzsteller gespeist. Eingangsseitig versorgt eine selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung den Spannungszwischenkreis. Dieser Teil wird auch als Active Front End (AFE) des Systems bezeichnet. Die gesamte Leistungselektronik wird über einen Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis  $u = 2 : 1$  an das 400V-AC-Netz geschaltet.

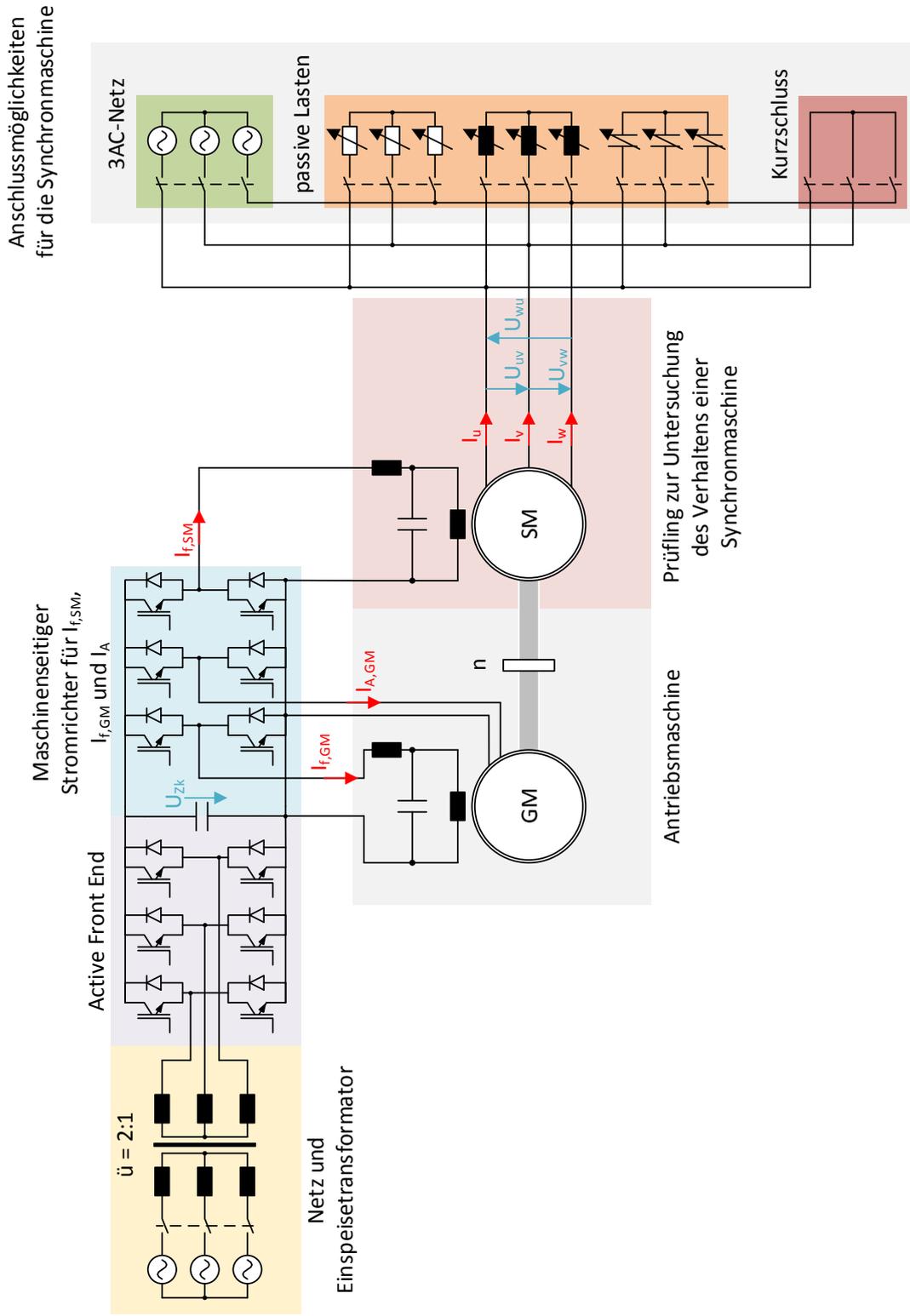


Abbildung 3.1.: Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus

<b>Synchronmaschine</b>		
Nennspannung	$U_N$	380 V
Nennstrom	$I_N$	7.6 A
Nennleistung	$S_N$	5 kV A
Nennrehzahl	$n_N$	1500 min <sup>-1</sup>
Nennmoment	$M_N$	25.46 N m
Erregerspannung	$U_{f,N}$	75 V
Erregerstrom	$I_{f,N}$	4.6 A

<b>Gleichstrommaschine</b>		
Ankerspannung	$U_{A,N}$	220 V
Ankerstrom	$I_{A,N}$	39 A
Nennleistung	$P_N$	7 kW
Nennrehzahl	$n_N$	1440 min <sup>-1</sup>
Nennmoment	$M_N$	46.4 N m
Erregerspannung	$U_{f,N}$	176 V
Erregerstrom	$I_{f,N}$	1.24 A

Tabelle 3.1.: Nenndaten der verwendeten Maschinen

## 3.2. Maschinensatz

Der Prüfling für diesen Versuch ist ein fremderregter Synchroner Generator. Die Antriebsmaschine ist eine fremderregte Gleichstrommaschine. Beide Maschinen sind über eine Welle starr miteinander gekoppelt. Zusätzlich ist ein Inkrementalgeber auf der Welle befestigt, um die Drehzahl des Maschinensatzes zu bestimmen. Die Nenndaten der beiden Maschinen sind in Tabelle 3.1 aufgelistet.

### 3.3. Schrankaufbau des Versuchs

Bestandteil des Versuchsaufbaus ist neben dem Maschinensatz ein am ETI entwickelter Schaltschrank für die Leistungselektronik und Anlagensteuerung. Der Schrank ist modular mit Baugruppenträgern im 19"-Format bestückt (siehe Abbildung 3.2). Im Folgenden werden die grundlegenden Funktionen der einzelnen Baugruppen erläutert.

**Einspeisekopf** Im Einspeisekopf befinden sich der Haupt- und Not-Stop Schalter der Anlage. Der Hauptschalter verbindet den Schrank mit dem 400V-Netz des ETI. Mit Hilfe des oberen Wahlschalters kann die Spannung der einzelnen Phasen überprüft und angezeigt werden ( $U_{\text{Netz}}$ ). Die Anzeige  $U_{\text{Zk}}$  zeigt die Spannung des Zwischenkreiskondensators. Über den unteren der Wahlschalter können Sie die Phasenspannungen an den Klemmen der Synchronmaschine anzeigen ( $U_{\text{SM}}$ ). Das Display  $I_f$  zeigt den Erregerstrom der Synchronmaschine.  $I_{\text{SM}}$  zeigt den Effektivwert der Strangströme der Synchronmaschine.

**Not-Stop Schalter** Durch betätigen des Not-Stop Schalters wird der Maschinensatz mit Maximalmoment abgebremst. **Der Not-Stop Schalter dient ausschließlich der Beseitigung mechanischer Gefahren.** Im Gegensatz dazu muss der **Not-Aus Schalter** (z.B. an den orangenen Schalttafeln im Maschinensaal) bei elektrischen Gefahren betätigt werden. Dadurch wird die gesamte Anlage spannungsfrei geschaltet. Die Maschine kann dann nicht mehr aktiv gebremst werden und trudelt aus!

**Busrahmen** Dieser Baugruppenträger beinhaltet den digitalen Teil der Signalverarbeitung. Zur Regelung der Leistungselektronik und zur Anlagensteuerung kommt das ETI-DSP-System zum Einsatz. Die Grundlagen zu diesem System haben Sie bereits im Versuch „*Stromregelung in einem rotierenden Bezugssystem (Programmierung auf einem digitalen Signalprozessor)*“ kennengelernt. Der digitale Signalprozessor (DSP) steuert als zentrale Einheit die Peripheriekarten, Anzeigeelemente und Bedienteile. Er berechnet den Regelalgorithmus und bedient den Modulator der Leistungselektronik mit Sollwerten. Sie können mit einem PC über die USB-Schnittstelle mit dem DSP kommunizieren. Es können Sollwerte vorgegeben sowie Istwerte und Zustandswerte ausgelesen werden. Über das Bedienteil können die Hilfsspannungsversorgung und die Leistungselektronik zugeschaltet werden.

**Steuerdisplay und Schaltplan** Über die beiden Steuerdisplays lassen sich direkt Sollwerte für den DSP vorgeben. Das linke Display steuert den Erregerstrom  $I_{f, \text{SM}}$  der Syn-

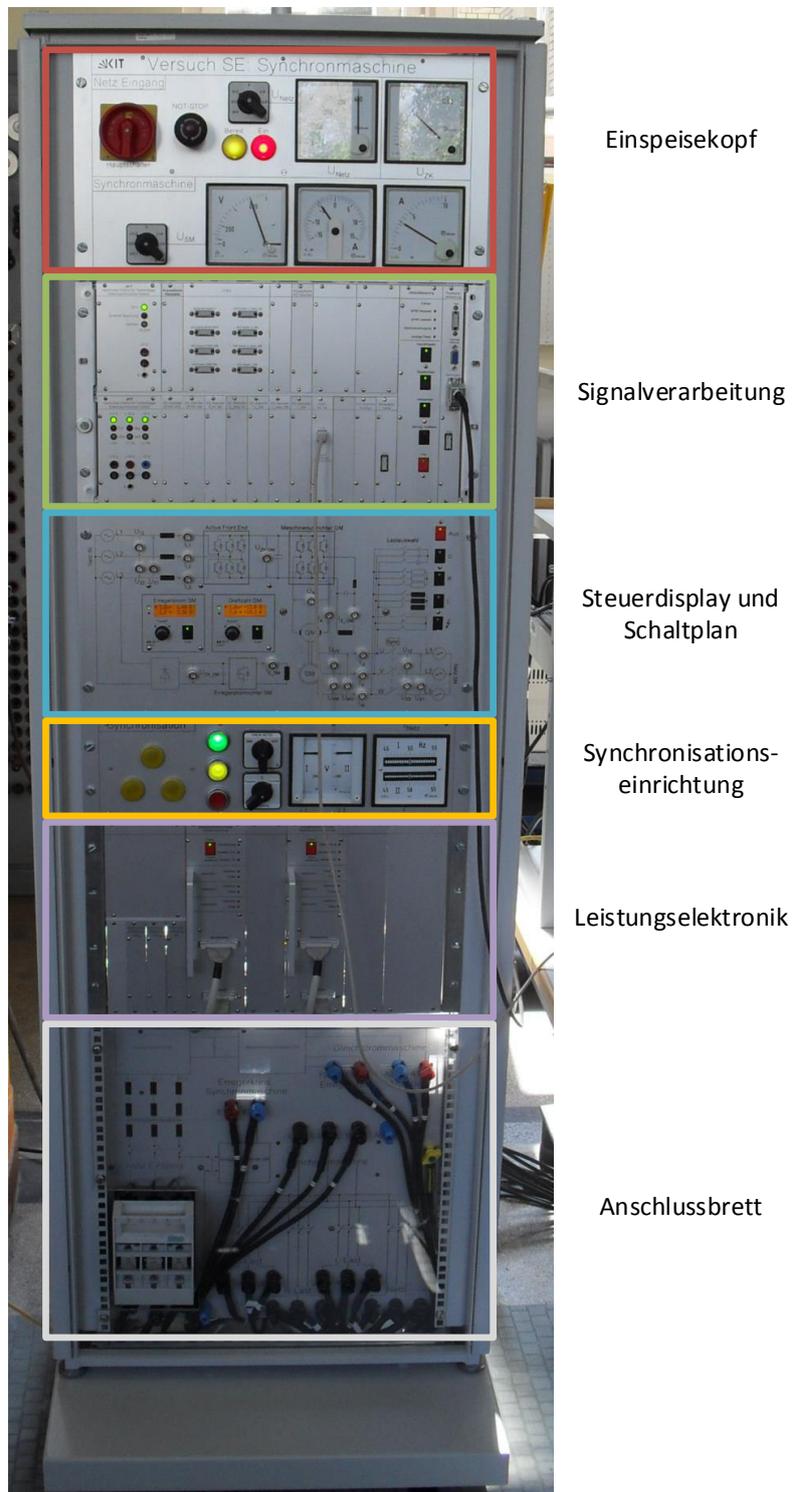


Abbildung 3.2.: Frontansicht des Versuchsaufbaus

chronmaschine. Es werden Sollwert und Istwert von  $I_{t,SM}$  angezeigt. Das rechte Display hat zwei Funktionen. Im Inselbetrieb der Synchronmaschine kann die Drehzahl des Maschinensatzes eingestellt werden. Ist die SM parallel zum Netz geschaltet, ist die Drehzahl fest vorgegeben. Mit dem Display lässt sich dann der Ankerstrom der Gleichstrommaschine und damit das Moment an der Welle einstellen. Die Einstellung der Sollwerte über das Display erfolgt über die Drehpotentiometer. Eine Bestätigung mit der *Enter*-Taste sendet den Sollwert an den DSP. Durch gleichzeitiges Drücken und Drehen des Potentiometers können die Dezimalstellen der Sollwerte ausgewählt werden. Wird die *Enter*-Taste so lange gedrückt, bis die grüne LED blinkt, wird der Sollwert direkt eingestellt. Erneutes Drücken der Taste schaltet diesen Modus wieder ab.

Mit Hilfe der Wahltasten auf der rechten Seite kann die Belastung der SM ausgewählt werden. Die entsprechenden Schütze werden geschaltet. Dabei muss beachtet werden, dass es softwareseitig verhindert wird, die voll erregte Synchronmaschine auf den Kurzschluss zu schalten. Die Ausgleichsströme können zur Zerstörung des Versuchsstands führen.

Beim Zuschalten der kapazitiven Belastung werden kurzzeitig die Erregung der SM sowie die Drehzahl reduziert. Die Induktivität des Stators und die Kondensatorbatterie bilden einen LC-Schwingkreis und ohne diese Maßnahmen kann es beim Zuschalten zu Überstrom- / Überspannungsabschaltungen kommen. Der *Aus*-Schalter öffnet alle Schütze.

Der gezeigte Schaltplan gibt eine kurze Übersicht über den Aufbau des Leistungsteils. Dabei ist die Erregung der SM intern anders realisiert (vgl. Abbildung 3.1). Die BNC Buchsen erlauben einen Abgriff der gezeigten Größen skaliert im Spannungsbereich eines Oszilloskops. Es lassen sich die entsprechenden Größen anzeigen und auswerten.

**Synchronisationseinrichtung** Um die SM auf das Netz zu schalten müssen die Zuschaltbedingungen (vgl. Abschnitt 2.8) für Frequenz, Spannungsamplitude, Phasenfolge und Phasenlage erfüllt sein. Mit Hilfe der Rotations- bzw. Dunkelschaltung können diese sichtbar gemacht und eingestellt werden. Die gelben Lampen (im Dreieck angeordnet) können über den unteren Wahlschalter entweder in Rotations- oder in Dunkelschaltung zur Synchronisation der Maschine verwendet werden. Mit Hilfe der beiden Anzeigeeinstrumente können Spannungseffektivwert und elektrische Frequenz von Netz und Synchronmaschine abgeglichen werden. Neben der manuellen Synchronisation ist ein (halb-)automatischer Betrieb implementiert. Die Zuschaltbedingungen werden automatisch eingeregelt. Im halb-automatischen Betrieb wird der Schütz vom Benutzer zugeschaltet, im automatischen Betrieb geschieht dies automatisch.

Die Steuerung der Synchronisation geschieht über die drei Taster. Wird keine Synchroni-

sation vorgenommen, so leuchtet der rote Taster. Wird eine Synchronisation gewünscht, muss der gelbe Taster betätigt werden. Die Eingabe muss durch erneutes Drücken bestätigt werden. Der Taster leuchtet gelb. Im (halb-)automatischen Betrieb werden nun die Zuschaltbedingungen eingeregelt. Im manuellen Betrieb muss der Benutzer dafür sorgen, dass die Bedingungen erfüllt sind. Sind die Synchronisationsbedingungen hinreichend erfüllt, blinkt der grüne Taster. Durch Drücken des grünen Tasters wird das Schütz zwischen Netz und Maschine geschlossen. Die Synchronmaschine ist jetzt parallel zum Netz geschaltet.

**Leistungselektronik** Die beiden Einplatinenstromrichter (EPSR) sind, wie der Name sagt, auf einer Platine im 19“-Format verbaut. Jedes Modul kann eine Leistung von 30kW im Dauerbetrieb liefern. Über Flachbandkabel werden Modulator und AD-Karten angeschlossen.

**Anschlussbrett** Über die Anschlussklemmen werden der Maschinensatz, die Belastungseinrichtungen und das speisende Netz mit dem Umrichterschrank verbunden.

## 3.4. Software des Versuchs

Die Steuerung, Regelung und Auswertung des Versuchs erfolgt rechnergestützt. Der gesamte Regelalgorithmus ist mit Matlab/Simulink implementiert und mit Hilfe der automatischen Codegenerierung wird ausführbaren C-Code für den DSP des Systems erstellt. Für diesen Versuch wird eine bereits kompilierte Datei verwendet, die auf den DSP geflasht werden muss. Über die USB-Schnittstelle kann eine Kommunikation zwischen DSP und PC aufgebaut werden. So können Soll- und Istwerte vorgegeben und ausgelesen werden. Am ETI wird eine LabView-basierte Benutzeroberfläche verwendet, mit der der DSP über den PC angesteuert werden kann - das Monitor Control Tool (MCT). Auch die Software des DSP kann mit Hilfe des MCT in den Speicher geladen werden. Das MCT empfängt zusätzlich vom DSP Daten, die numerisch oder graphisch dargestellt und abgespeichert werden können. Mit Hilfe von Matlab können diese Daten anschließend bearbeitet und ausgewertet werden.

Im Folgenden werden die Grundfunktionen des Tools erläutert. Während der Versuchsdurchführung werden Sie unterschiedliche Einstellungen und Möglichkeiten des MCT ausprobieren und den grundsätzlichen Umgang eines modernen Steuer- und Regelsystems erlernen.

### 3.4.1. Monitor Control Tool

Die Software wurde in LabView geschrieben. Die Bedienung ist auch dann sehr benutzerfreundlich gestaltet, wenn Sie noch nie mit LabView gearbeitet haben. Im Folgenden wird beschrieben, wie Sie das DSP-System mit Hilfe des MCT ansteuern können. Es werden wichtige Einstellungen und die Exportfunktion erklärt.

#### Programmstart

Wenn Sie die *Monitor Control Tool.exe* starten, sehen Sie das Fenster aus Abbildung 3.3. Hier können neue Projekte angelegt oder geladen werden, ein DSP zur Erfassung konfiguriert oder die Steuerfenster erstellt werden.

Unter *Datei* → *Neues Projekt ...* kann ein neues Projekt erstellt werden. Es öffnet sich das Konfigurationsfenster in dem

- Benutzer (z.B. Dennis Bräckle)
- Projekttitle (z.B. Anleitung SE Versuch)

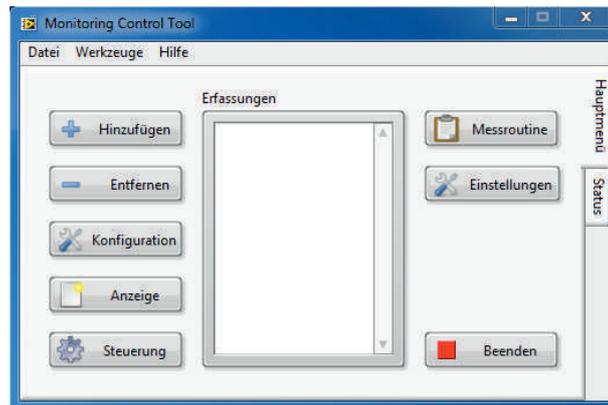


Abbildung 3.3.: Hauptprogrammfenster des MCT

- Projektbeschreibung (z.B. Demonstrationsprojekt für die SE Anleitung)
- Dateipfad für die Datenlogs (z.B. D:\MCT\_SE\Log\20150325\_Test.tdms )

Mit dem Monitorprogramm gibt es die Möglichkeit die angezeigten Daten in \*.tdms-Files abzuspeichern. Ähnlich einer CSV-Datei werden die Pufferdaten aus dem DSP in einer solchen Datei abgelegt und können später offline dargestellt, bearbeitet und ausgewertet werden. So ist es zum Beispiel möglich transiente Ausgleichsvorgänge beim Zuschalten der SM zum Netz auszuwerten.

Unter *Datei* → *Projekt speichern unter ...* kann das Projekt und dessen Einstellungen, Fenster und Fensterpositionen gespeichert und später mit *Datei* → *Projekt laden ...* geladen werden (z.B unter D:\MCT\_SE\Projekt\Demo.mct). Unter *Einstellungen* in Abbildung 3.3 können die Projekteigenschaften auch nachträglich geändert werden.

## Hinzufügen einer Erfassung mit dem DSP

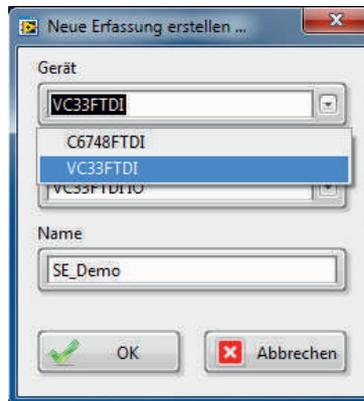


Abbildung 3.4.: Erstellen einer neuen Erfassung

Fügt man eine neue Erfassung zum MCT hinzu, so öffnet sich ein weiteres Auswahlfenster (Abbildung 3.4). In diesem Versuchsstand ist ein DSP *VC33FTDI* (von TI) eingebaut und muss entsprechend ausgewählt werden. Es besteht auch die Möglichkeit mehrere DSPs mit dem selben PC/MCT anzusprechen. Um den Überblick zu behalten, sollte ein Name für die neue Erfassung angegeben werden (z.B. *SE\_Demo*). Da die Daten später alle mit diesem Namen assoziiert werden (z.B. beim Export und bei der Auswertung mit Matlab), sollte darauf geachtet werden keine Leerzeichen zu verwenden, um späteren Problemen auf Grund von Dateinamen vorzubeugen.

Hat man eine neue Erfassung ausgewählt, öffnet sich automatisch das Konfigurations-

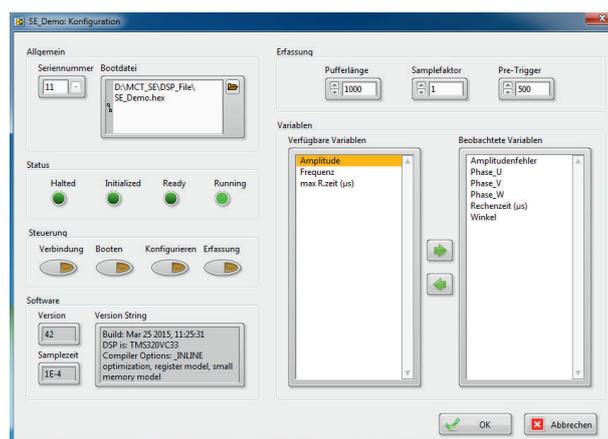


Abbildung 3.5.: Konfigurationsfenster für eine neue Erfassung

fenster dieser Erfassung, wie in Abbildung 3.5 zu sehen. Zuerst muss eine Verbindung mit

dem DSP über die USB-Schnittstelle hergestellt werden (DSP mit dem PC über USB verbinden). Wurde der DSP korrekt erkannt, so wird die Seriennummer angezeigt (ob diese korrekt ist kann man an der Frontblende des DSP überprüfen). Im nächsten Schritt muss der Dateipfad zur zu flashenden Datei ausgewählt werden (hier `D:\MCT_SE\DSP_File\SE_Demo.hex`). Der DSP kann dann gebootet werden. Sollte es bei diesen Schritten bereits zu einem Fehler kommen, so muss das DSP-System von der Stromversorgung getrennt werden. Dazu muss der Hauptschalter am Einspeisekopf des Umrichterschanks Aus- und wieder Eingeschaltet werden. Das MCT muss komplett geschlossen und neu gestartet werden.

War das Booten erfolgreich, wird im unteren Teil des Fensters eine Versionsnummer, die Abtastzeit und ein Textstring aus dem \*.hex-File angezeigt. Im nächsten Schritt werden im Fenster *Variablen* die verfügbaren Variablen angezeigt. Es können von jeder Variablen *Sample-Values* angezeigt werden. Diese sind jedoch nicht synchron zu einem Takt und werden mit sehr geringer Priorität vom DSP abgerufen. Soll jeder eintreffende Wert einer Variablen vom DSP angezeigt oder gespeichert werden, so muss die Variable beobachtet werden (hier: Amplitudenfehler, Winkel, Phase\_U, Phase\_V, Phase\_W und Rechenzeit( $\mu$ s)). Anschließend kann dies mit *Konfigurieren* bestätigt werden.

**Pufferlänge, Samplefaktor und Pre-Trigger** Im Konfigurationsmenü der Erfassung können Einstellungen an der Pufferlänge, dem Samplefaktor und dem Pre-Trigger vorgenommen werden. Standardmäßig ist eine Puffergröße von  $N = 1000$  Werten bei einem Abtastfaktor von  $k = 1$  eingestellt. Das bedeutet, dass immer 1000 Werte einer Variablen in einem Puffer gespeichert werden. Der Puffer mit allen Variablen wird anschließend an das MCT übertragen. Da die Übertragung der Variablen innerhalb einer Regelperiode erfolgen muss, können nicht beliebig viele Daten übertragen werden. Bei der Konfiguration muss darauf geachtet werden, dass die Rechenzeit des DSP nicht die Dauer einer Regelperiode übersteigt, da es sonst zu Fehlern in der Regelung kommen kann und der DSP falsche Sollwerte liefert. Das System kann instabil werden.

Der Pre-Trigger ist die Zeit, die vor einem einzustellenden Event mit im Puffer steht.

Bei einer Taktfrequenz  $f = 10\text{kHz}$  und einem Pretrigger von  $N_{pre} = 500$  ergibt sich bei-

spielsweise eine Zeitbasis von

$$T_{buf} = \frac{N \cdot k}{f} = 10\text{ms} \quad (3.1)$$

$$T_{pre} = \frac{N_{pre}}{N} \cdot T_{buf} = 5\text{ms} \quad (3.2)$$

$$T_{after} = T_{buf} - T_{pre} = 5\text{ms} \quad (3.3)$$

Um mehr Variablen in gleicher Zeit übertragen zu können, kann die Pufferlänge reduziert werden. Die Zeitbasis verkleinert sich nach Gleichung (3.1). Von jeder beobachteten Variablen werden pro Abtastschritt weniger Daten übertragen.

Die ermittelten Daten erfassen jeden Wert, den der DSP erhält und berechnet. Damit können transiente Vorgänge sehr gut beobachtet und auch Fehlerfälle ausgewertet werden. Möchte man Änderungen von Variablen im Sekundenbereich beobachten, ist es nicht möglich den Puffer genügend groß zu wählen. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, den Abtastfaktor zu erhöhen.

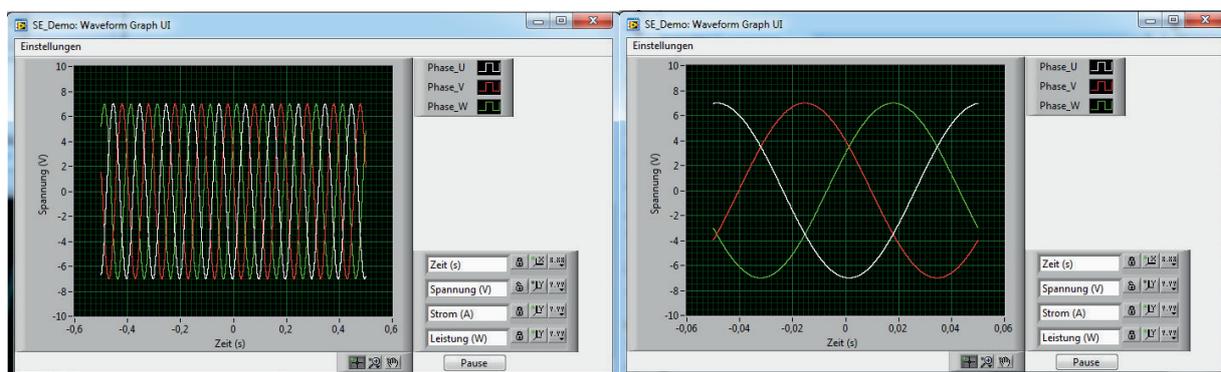


Abbildung 3.6.: Vergleich der selben Kurven mit Samplefaktor  $k = 10$  (links) und  $k = 1$  (rechts)

Abbildung 3.6 zeigt eine Aufnahme mit dem MCT der selben Sinusschwingung  $u_x(t) = 7\text{V} * \sin(2 * \pi * 10\text{Hz} - x * \frac{2\pi}{3})$ ,  $x \in [1; 3]$  mit unterschiedlichen Abtastfaktoren. Bei einem Faktor  $k_1 = 1$  ergibt sich nach Gleichung (3.1) eine Zeit von  $T_{buf} = 10\text{ms}$ , was genau einer Periode der Schwingung entspricht (rechte Grafik). Wird der Faktor auf  $k_2 = 10$  erhöht, wird nur noch jeder 10te Abtastwert erfasst. Somit können 10 Perioden der selben Schwingung angezeigt werden (linke Grafik). Allerdings können Vorgänge, die kürzer als  $10 \cdot T_A$  sind, nicht mehr sicher erfasst werden. Diese Einstellungen eignen sich sehr gut um zum Beispiel einen Hochlauf einer Maschine darzustellen.

Sind alle Einstellungen vorgenommen, kann mit einem Klick auf *Erfassung* die Erfassung der Daten gestartet werden.

### Sollwertvorgabe und graphische Darstellung der Daten

Mit dem *Anzeige*-Button im Hauptfenster (Abbildung 3.3) können neue Fenster erstellt werden. Für die Sollwertvorgabe eignet sich ein *Sample-Window*. Wie in Abbildung 3.7 zu sehen, können auf der linken Seite die Sample-Werte aller verfügbaren Variablen angezeigt werden. Auf der rechten Seite können Sollwerte vorgegeben werden. Bei der Vorgabe muss darauf geachtet werden, dass es Maximal- und Minimalwerte sowie eine maximale Schrittweite für jeden Sollwert gibt, die nicht im MCT zu sehen sind. Entsprechend muss überprüft werden, ob der Sollwert tatsächlich übernommen wurde. Ein geänderter Sollwert wird erst mit dem *Setzen*-Button oder durch die  $\pm$ -Buttons an den DSP übertragen.

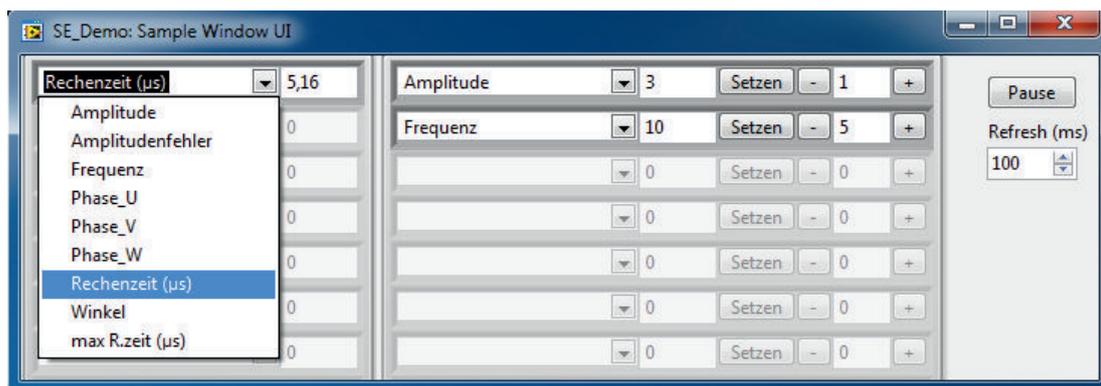


Abbildung 3.7.: Samplefenster einer Erfassung

Der *Waveform Graph* zeigt den zeitlichen Verlauf der Variablen. Über *Einstellungen* kann ausgewählt werden, welche Variablen im jeweiligen Fenster angezeigt werden sollen. Zur Auswahl stehen hier nur die Variablen, die auch beobachtet werden. Das MCT basiert auf LabView und somit haben auch die Graphen jede mögliche Einstellungsmöglichkeit, die von den LabView-Graphen bekannt sind. Es können Farben angepasst, Cursor erstellt oder die Achsen variabel bzw. automatisch angepasst werden. Weitere Informationen zur den Waveform-Graph-Einstellungen gibt es unter [http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371361L-01/lvhowto/graph\\_controls/](http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371361L-01/lvhowto/graph_controls/).

Abbildung 3.8 zeigt zwei Waveform Graphen. Im linken Fenster werden drei Sinuskurven mit der Amplitude 3 und der Frequenz 10 Hz gezeigt. Werden die Sollwerte geändert, ändern sich auch die dargestellten Kurven.

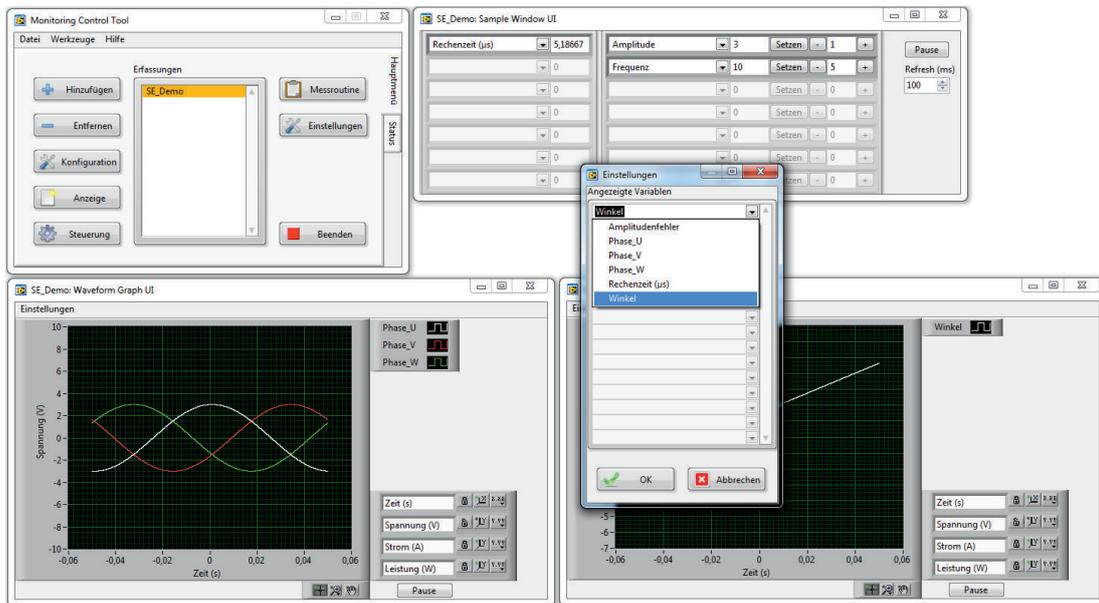


Abbildung 3.8.: gesamtes Projekt SE\_Demo mit Waveform Graph und Sample Window

### Triggerevents und Datenexport

Mit dem MCT gibt es die Möglichkeit auf Events zu triggern. Wird eine steigende oder fallende Flanke des Werts einer Variablen detektiert, so wird der aktuelle Puffer angezeigt und „eingefroren“ (vgl. Trigger am Oszilloskop). Um ein Triggerevent zu konfigurieren, kann im Hauptfenster des MCT das *Steuerung*-Fenster aufgerufen werden.

Abbildung 3.9 zeigt ein aufgenommenes Triggerevent. Im Steuerfenster kann die Variable ausgewählt werden, auf die getriggert werden soll. Diese Variable muss nicht *beobachtet* werden. Folgende Modi können ausgewählt werden

- *Continuous*
- *Stop*
- *Single*
- *Auto*

Mit *Stop* werden keine neuen Pufferdaten ausgewertet. Im *Continuous*-Modus wird jeder auftretende Puffer angezeigt. Für die beiden anderen Modi sind weitere Triggereinstellungen notwendig. Zum einen muss eingestellt werden, ob der Trigger auf eine steigende oder eine fallende Flanke reagiert. Mit *Level* wird die Triggerschwelle festgelegt (auch nicht

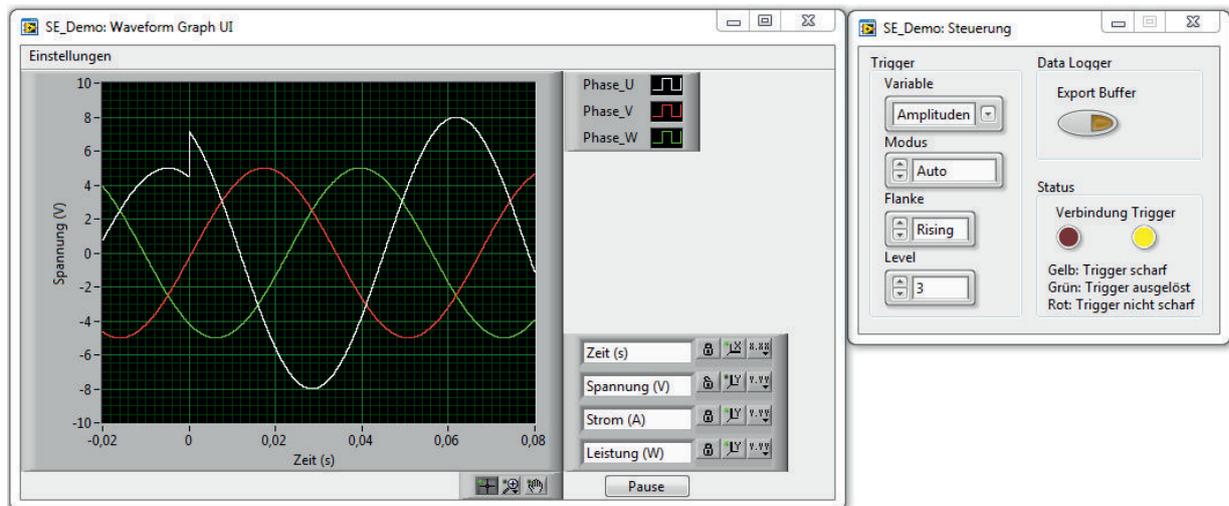


Abbildung 3.9.: Steuerfenster des MCT zur Einstellung des Triggers und zum Datenexport

ganzzahlige Werte möglich). Im Singlemodus wird der Trigger beim Erreichen der Schwelle genau einmal ausgelöst und die Daten dargestellt. Im Automodus wird bei jedem Triggerereignis der Puffer ausgelesen. Für die Aufnahme aus Abbildung 3.9 wurde der Pretrigger auf  $N_{pre} = 200$  gesetzt. Der Trigger löst einmal aus, wenn die Variable *Amplitudenfehler* den Wert 3 erreicht. Der zeitliche Verlauf ist vor und nach dem Triggerereignis deutlich zu sehen.

Die dargestellten Daten lassen sich auch exportieren. Dies ist unabhängig davon, welcher Triggermodus ausgewählt ist. Es werden immer die angezeigten Daten exportiert. Mit einem Klick auf *Export Buffer* werden die Daten in eine \*.tdms Datei abgespeichert, deren Pfad zu Beginn definiert wurde (hier: D:\MCT\_SE\Log\20150325\_Test.tdms). Unterschiedliche Puffer werden aneinandergereiht abgespeichert und müssen später wieder separiert werden. Die \*.tdms Dateien können auch im Betrieb (on the fly) aus dem entsprechenden Verzeichnis gelöscht, kopiert oder geändert werden. Sie werden beim erneuten Export neu erstellt. Dies ist dann sinnvoll, wenn unterschiedliche Betriebsarten exportiert werden.

Um die Daten auszuwerten, kann man sie in Matlab importieren. Damit lassen sich später Plots aus den aufgenommenen Größen erstellen. Um die Daten aus der \*.tdms Datei zu lesen, gibt es ein Matlabscript *convertTDMS.m*, das Sie auch während des Versuchs verwenden werden. Dieses File importiert die Daten in den Matlab Workspace. Dort kann dann mit Hilfe bekannter Matlabbefehle gerechnet werden. Im folgenden ist ein kleines

*PlotVar.m* Skript erklärt, das die wichtigsten Bausteine zur Auswertung enthält. Den gesamten Code finden Sie in Kapitel A.

In einem ersten Schritt werden die Daten importiert. Dazu nach dem Ausführen des Skripts die entsprechende *\*.tdms* Datei auswählen. Um einfach damit arbeiten zu können, werden die Daten noch in ein Struct abgelegt, auf das dann direkt zugegriffen werden kann. Aus Gründen der Verständlichkeit empfiehlt es sich aussagekräftige Namen zu wählen. Die Variablennamen müssen so angegeben werden, wie Sie im Monitorprogramm auch definiert sind.

```
%% define variable names
% timing info
SE_Demo.VarName.Zeit = 'SE_Demo/Zeit';
% variables
SE_Demo.VarName.u{1} = 'SE_Demo/Phase_U';
SE_Demo.VarName.u{2} = 'SE_Demo/Phase_V';
SE_Demo.VarName.u{3} = 'SE_Demo/Phase_W';
SE_Demo.VarName.phi = 'SE_Demo/Winkel';
```

Als nächstes werden die Daten im *SE\_Demo.Data*-Struct abgelegt. Bevor die Daten dann geplottet werden, können noch Rechenoperationen durchgeführt werden. In diesem Fall ist der Winkel  $\gamma$  der Sinusschwingung bekannt. Damit ist es möglich eine  $123, \alpha\beta, dq$ -Transformation durchzuführen. Die Gleichungen und die Bedeutung dazu können im Skript zur Vorlesung *Regelung elektrischer Antriebe* von Prof. Braun oder den Unterlagen zum DSP Versuch (o.a.) nachgeschaut werden. Die Daten lassen sich anschließend über die Matlab-Plot-Befehle darstellen. Eine ausführliche Anleitung der Plot-Funktion in Matlab finden Sie unter <http://de.mathworks.com/help/matlab/ref/plot.html>. Die Plots können direkt als PDF exportiert oder ausgedruckt werden, um in Dokumente eingebunden oder mit Kollegen diskutiert zu werden. Abbildung 3.10 zeigt den Plot, den Code A.1 aus den Daten aus Abbildung 3.9 erzeugt. Zusätzlich werden die dq-Komponenten der Phasengrößen errechnet und dargestellt.

Während dem Praktikumsversuch werden Sie hauptsächlich mit dem MCT arbeiten. Sie werden ein neues Projekt erstellen, Daten exportieren und mit Matlab darstellen und analysieren. Für weitere Informationen das MCT und Matlab betreffend entnehmen Sie bitte den angemarkten Unterlagen bzw. fragen den Betreuer des Versuchs oder Ihre Kommilitonen.

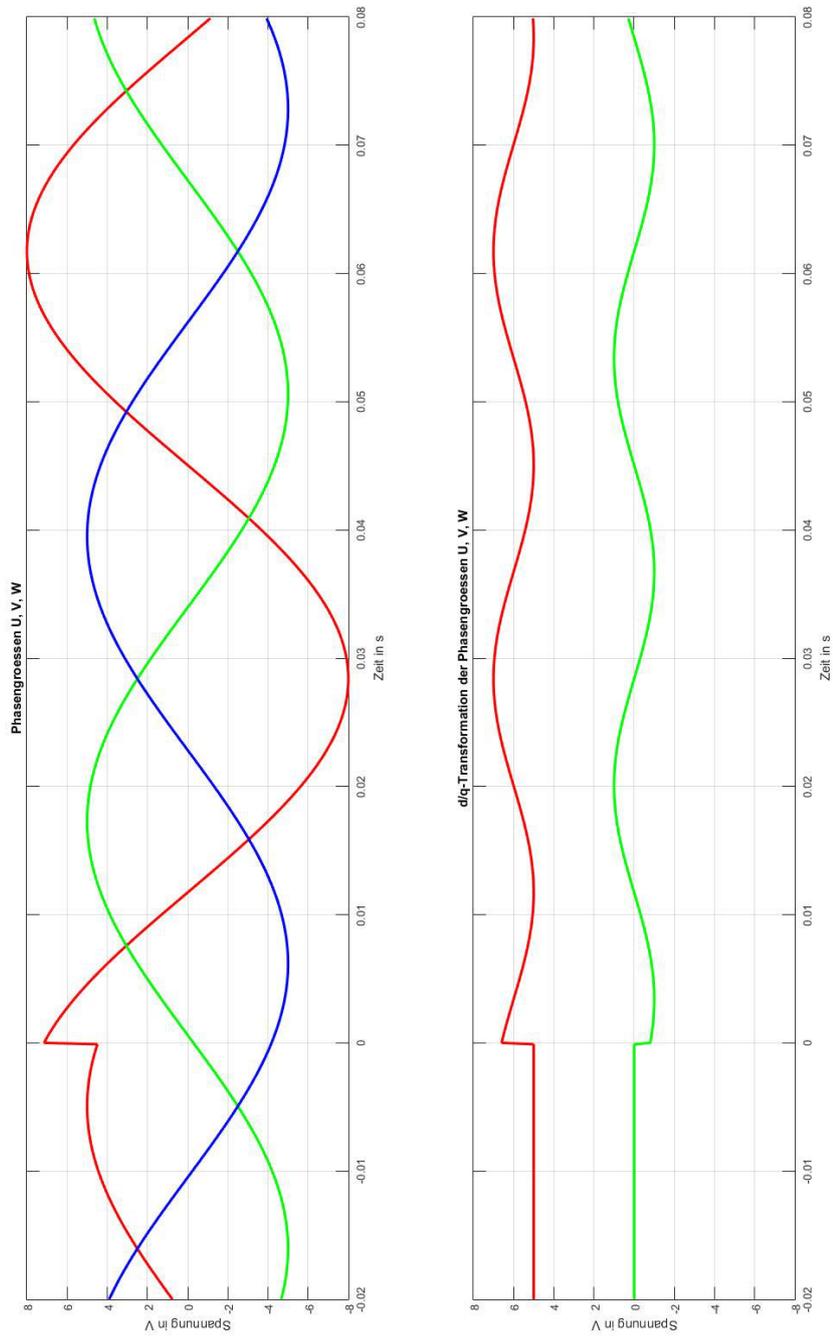


Abbildung 3.10.: Beispielgraph, die das Matlabskript aus Kapitel A erzeugt

## 4. Versuchsdurchführung

In den folgenden Aufgaben werden Sie verschiedene Eigenschaften und Verfahren zum Betrieb einer Synchronmaschine kennenlernen. Mit Hilfe rechnergestützter Datenauswertung sollen Sie die angefahrenen Arbeitspunkte analysieren. Dabei lernen Sie gleichzeitig den Umgang mit dem Monitor Control Tool, das am ETI häufig zur digitalen Steuerung, Regelung und Überwachung von Stromrichtersystemen zum Einsatz kommt.

Da für den Versuch vorkonfigurierte Dateien verwendet werden, die Ihnen etwas Arbeit abnehmen, müssen Sie vor dem Versuchsbeginn die Daten von

<https://bwsyncandshare.lsd.f.kit.edu/dl/fiCRh8YVr3GV7HmPTBUCg9u/Download.zip> herunterladen und unter

D:\Gruppe\_*Nr.* entpacken. Im Folgenden sind alle Dateipfade zu diesem Wurzelverzeichnis angegeben.

Alle Versuchsergebnisse, Analysen und Interpretationen notieren Sie bitte in einem PDF-Dokument (z.B. mit OpenOffice) unter `..\Ausarbeitung\SE_Ergebnisse.pdf`. Bringen Sie eine ausgedruckte Version Ihrer Dokumentation zur Prüfung mit. Den Ordner mit allen Skripten und Dateien komprimieren Sie zu einer `2015_SE_Versuch_GruppeNr..zip` und senden ihn an [dennis.braeckle@kit.edu](mailto:dennis.braeckle@kit.edu).

**Hochfahren des Versuchsstands** Vor Versuchsbeginn, muss der Versuchsstand betriebsbereit gemacht werden. Bevor Sie den Umrichterschrank anschalten, führen Sie eine optische Kontrolle aller Verbindungen durch. Schalten Sie die CE-Dose an der Schalttafel ein. Anschließend können Sie am Umrichterschrank den Hauptschalter betätigen. Kontrollieren Sie an den analogen Anzeigeinstrumenten, ob alle Netzphasen die richtige Spannung haben. Fahren Sie den PC hoch und melden sich an. Entpacken Sie die heruntergeladenen Dateien in das entsprechende Verzeichnis. Erstellen Sie ein neues Projekt nach Abschnitt 3.4 mit Ihren Daten. Als Dateipfad für den Datenlogger geben Sie bitte

`..\Export\YYYYMMTT_Leerlaufkennlinie.tdms` ein. Verbinden Sie den PC per USB mit dem DSP des Umrichters und fügen Sie eine neue Erfassung mit dem passenden DSP zum MCT hinzu. Das File zum Flashen des DSP finden Sie unter `..\Bootda-`

tei\SE\_Versuch.hex. Die Zeiteinstellungen bleiben auf ihren Standardwerten. Sie benötigen noch keine weiteren Steuerfenster. Speichern Sie das Projekt unter

\..\Projekt\SE\_Versuch.mct, falls noch nicht geschehen.

Der Versuchsstand ist jetzt Hochgefahren und einsatzbereit.

## 4.1. Leerlaufkennlinie

Um die Betriebseigenschaften der Synchronmaschine zu ermitteln, wird als erstes ein Leerlaufversuch durchgeführt. Bei unterschiedlichen Erregerströmen wird die induzierte Spannung an den Klemmen der Maschine gemessen. Damit kann eine Kennlinie der Spannung in Abhängigkeit des Erregerstroms bei Nenndrehzahl erstellt und ausgewertet werden.

### 4.1.1. Versuchsablauf

Fügen Sie zu Ihrer Erfassung Waveform Graphen ein, um folgende Größen anzeigen zu können

- Spannungen des speisenden Netzes
- Klemmenspannungen der Synchronmaschine in 123- und dq-Form
- Erregerstrom der Synchronmaschine

Der Umrichter ist noch nicht im Leistungsbetrieb. Sie müssen mit Hilfe der Taster am Umrichter zuerst das Active Front End starten und den Zwischenkreis laden, damit die Erregerströme gestellt werden können. Zur Überwachung der Zwischenkreisspannung können Sie ein Sample-Fenster mit der Zwischenkreisspannung erstellen. Die Synchronmaschine wird jetzt von der Gleichstrommaschine auf Nenndrehzahl beschleunigt und die Erregung langsam erhöht, bis an den Klemmen der Synchronmaschine Nennspannung anliegt.

Sie können mit Hilfe des Potentiometers unter dem rechten Displays am Umrichter die Gleichstrommaschine auf  $n_{syn} = 1500\text{min}^{-1}$  beschleunigen. Erhöhen Sie nun schrittweise (z.B. 100mA) den Erregerstrom der Synchronmaschine (Potentiometer unter dem linken Display), bis die Nennspannung erreicht wurde. Exportieren bei jedem Schritt nach dem Abklingen der Ausgleichsvorgänge die Daten des MCT. Beobachten Sie die Klemmenspannung sowohl am PC als auch direkt an den analogen Anzeigeelementen des Umrichterschanks.

- Was machen die dq-Komponenten? Was bedeutet das für das Bezugssystem?
- Was ist beim Erregerstrom zu beobachten? Welche Probleme ergeben sich daraus für die Auswertung? Was könnten Sie machen?

### 4.1.2. Auswertung

Die Daten wurden jetzt in der *\*.tdms* Datei gespeichert. Als nächstes sollen Sie die angefahrenen Arbeitspunkte mit Matlab darstellen und analysieren. Dazu gibt es eine Vorlage für ein Matlabskript, das Ihnen in einem ersten Schritt die Messdaten als *.mat* Datei importiert: `..\Auswertung\MessungAuswerten.m`. Bevor Sie dieses File mit Matlab ausführen können, müssen noch Änderungen vorgenommen werden:

- Tragen Sie am Anfang der Datei den Gruppenname, die Aufgabennummer und den Namen der Erfassung im MCT ein.
- Im Abschnitt *Variablenamen* müssen Variablenamen eingetragen werden, wie sie im MCT angezeigt werden.

Das Skript speichert ihre Messdaten nun unter

`..\Auswertung\Aufgabe1\MessungAufgabe1.mat` zur weiteren Verarbeitung. Im selben Ordner liegt eine Datei `Plot.m`, die eine Vorlage zum Darstellen der Daten beinhaltet. Um die Klemmenspannung in Abhängigkeit des Erregerstroms darzustellen, werden die Beträge der jeweiligen Größen benötigt. Da es sich um ein symmetrisches, dreiphasiges System handelt, kann man sehr gut mit der Raumzeigerdarstellung arbeiten.

- Erläutern Sie kurz, was die Raumzeigerdarstellung bedeutet und wie man diese berechnet.

Plotten Sie ihre Messdaten und diskutieren Sie die Kurve. Lesen Sie den Nennererregerstrom  $I_{t,SM,N}$  ab und tragen Sie die Werte für Erregerstrom und Nennspannung im Skript ein. Plotten Sie die aktualisierten Daten erneut und speichern den Plot für Ihre Ausarbeitung im Ordner ab.

## 4.2. Kurzschlusskennlinie

Ein weiterer wichtiger Versuch für die Charakterisierung der Synchronmaschine ist der Kurzschlussversuch. Dabei wird die unerregte Maschine auf einen 3-phasigen Kurzschluss bei Nenndrehzahl geschaltet. Die Erregung wird erhöht und die Strangströme der Maschine gemessen.

### 4.2.1. Versuchsdurchführung

Ändern Sie den Pfad zur Speicherung Ihrer MCT-Daten nach `..\Export\YYYYMMTT_Kurzschlusskennlinie.tdms`. Fügen Sie im MCT einen weiteren Graphen mit den Strangströmen hinzu. Lassen Sie sich auch hier zusätzlich die dq-Komponenten anzeigen. Beschleunigen Sie den Maschinensatz auf  $n_{syn} = 1500\text{min}^{-1}$ . Schalten Sie die Maschinenklemmen auf den dreiphasigen Kurzschluss. Erhöhen Sie langsam den Erregerstrom und beobachten die Kurven. Exportieren Sie die Daten des MCT um eine Auswertung mit Matlab vornehmen zu können. Erhöhen Sie den Erregerstrom auf ungefähr  $I_{f,SM,max} \approx 3,5\text{A}$ .

- Warum können die dq-Komponenten des Strom bei dieser Aufgabe nicht (ohne Weiteres) zur Auswertung verwendet werden?

### 4.2.2. Auswertung

Erweitern Sie in *MessungAuswertung.m* im Abschnitt *Variablenamen* die Auswertung. Vergessen Sie nicht die Aufgabennummer zu aktualisieren. Tragen Sie die Variablenamen (auch in dq-Komponenten) ein. Im Abschnitt *Daten einlesen* müssen die Daten aus der \*.tdms-Datei exportiert werden. Überlegen Sie, wie Sie aus den gemessenen Strangströmen den Strombetrag bzw. den Effektivwert des Stroms ermitteln können. Formulieren Sie die entsprechende Gleichung und notieren Sie Ihr Vorgehen in der Ausarbeitung. Tragen Sie alle Größen in den Plot ein (vgl. Abschnitt 4.1.2)

Ermitteln Sie zusätzlich den Kurzschlussstrom, der bei Nennerregung fließt. Berechnen Sie damit die (bezogene) gesättigte Synchronreaktanz

$$X_{d,ges} = \frac{U_{SN}}{I_{Sk0}} \quad (4.1)$$

$$x_{d,ges} = \frac{1}{K_C} = \frac{I_{Sk0}}{I_{SN}} \quad (4.2)$$

## 4.3. Belastungskennlinien

In diesem Versuchsteil sollen die Belastungskennlinien der Synchronmaschine bei unterschiedlichem Leistungsfaktor  $\cos(\varphi)$  untersucht werden. Dazu werden im ersten Schritt theoretische Vorüberlegungen getroffen werden. Anschließend gilt es die ermittelten Belastungskennlinien in der Realität zu verifizieren.

### 4.3.1. Theoretische Überlegungen

In Aufgabe 4.1 und Aufgabe 4.2 haben Sie bereits zwei Kennlinien der Synchronmaschine ermittelt. Stellen Sie nun unter zu Hilfenahme von Gleichung (2.15) die analytischen Funktionen der Klemmenspannung der Synchronmaschine in Abhängigkeit des Statorstroms auf:  $U_S = f(I_S, I_{Sk0}, U_{S,N})$  Dabei gehen Sie von folgenden Belastungsfällen aus

1. rein ohmsche Belastung:  $\cos(\varphi) = 1$
2. rein induktive Belastung:  $\cos(\varphi) = 0$
3. rein kapazitive Belastung:  $\cos(\varphi) = 0$

Unter `\..\Auswertung\Aufgabe3` finden Sie eine Vorlage zum Plotten der Funktionen. Tragen Sie die bereits ermittelten Größen ein. Unter dem Punkt *analytische Funktionen* tragen Sie die Rechnung zur Ermittlung der Spannung ein.

*Hinweis: Beim Rechnen mit Vektoren und Matrizen in Matlab muss bei der Multiplikation, Division und Potenzierung ein `.` vor den Rechenoperator gesetzt werden, wenn die Vektoren elementweise berechnet werden sollen.*

Lassen Sie sich den Graphen anzeigen. Im Weiteren werden die theoretischen Kennlinien mit der Praxis abgeglichen.

### 4.3.2. Versuchsdurchführung

Ändern Sie den Speicherpfad zum Exportieren der Messwerte für jeden Belastungsfall auf `\..\Export\YYYYMMTT_Belastung_{ohm,ind,kap}.tdms`. Fügen Sie Ihrem MCT-Projekt ein XY-Fenster zu, in dem Sie die Wirk- und Blindleistung anzeigen lassen. Beschleunigen Sie nun den Maschinensatz auf  $n = 1500\text{min}^{-1}$  und stellen  $I_f = I_{f,N}$  ein. Belasten Sie die Maschine jetzt nacheinander ohmsch, induktiv und kapazitiv. Nehmen Sie entsprechende Messungen auf. Beobachten Sie zudem

- wie sich die Belastung auf die Wirk- und Blindleistung auswirkt.
- den Zusammenhang zwischen  $i_{dq}$ ,  $u_{dq}$  sowie  $P$  und  $Q$  bei verschiedenen Leistungsfaktoren.
- wie sich der  $\cos(\varphi)$  aus den Werten berechnen lässt.

Wichtig: Bei der kapazitiven Belastung gilt es zu beachten, dass die Schalter schnell betätigt werden. Ansonsten werden die Kontakte der Auswahlshalter beschädigt. Die Anzeigeelemente der Synchronisierungseinrichtung am Umrichter sind direkt mit den Klemmen der Synchronmaschine verkabelt. Die maximale Spannung von  $U_{\max} = 450\text{V}$  darf nicht überschritten werden. Aus diesem Grund trennt ein Schütz die Anzeigen beim Erreichen der Maximalspannung.

### 4.3.3. Auswertung

Analog zu den vorangegangenen Aufgaben können Sie nun die Werte in Matlab exportieren und zusätzlich zu Ihren theoretischen Kennlinien anzeigen lassen. Achten Sie dabei darauf, dass Sie am Anfang des Skripts *MessungAuswerten* die Belastungsart angeben, die Sie auswerten wollen. Die Daten werden dann unter `\..\Auswertung\Aufgabe4\MessungAufgabe4_{ohm, ind, kap}` abgespeichert. Mit Hilfe des `Plot.m` Skripts können die Daten angezeigt werden. Passen Sie das Skript so an, dass die Daten zusätzlich zu den theoretischen Werten angezeigt werden. Dazu müssen Sie die entsprechenden Zeilen im Code einkommentieren. Eine Anpassung der Rechnungen ist nicht notwendig. Diskutieren Sie kurz den Verlauf der Kurven sowie den Zusammenhang zwischen Strömen, Spannungen und Leistungen in Ihrer Ausarbeitung. Zeichnen Sie für einen gemessenen Betriebspunkt mit  $\cos(\varphi) = 1$  und  $\frac{I_S}{I_{Sk0}} \approx 0.5$  das Zeigerdiagramm (z.B. mit OpenOffice Draw) und ermitteln Sie den Polradwinkel  $\theta$  zwischen  $U_S$  und  $U_P$  (Rechnung angeben). Vernachlässigen Sie dabei den Spannungsabfall an den Statorwicklungen. Welche Werte kann  $\theta$  annehmen.

*Hinweis: Verwenden Sie zum Zeichnen z.B. OpenOffice Draw (auf dem Laborrechner installiert) und normieren Sie die Größen. Etwa:  $\frac{U_S}{U_{S,N}}$ ,  $\frac{I_S}{I_{Sk0}}$ ,  $\frac{U_P}{U_{S,N}}$ . Überlegen Sie, welche Werte  $U_P$  annehmen kann.*

## 4.4. Synchronisation mit dem Netz

Um die Synchronmaschine am Netz betreiben zu können müssen die Zuschaltbedingungen aus Abschnitt 2.8 erfüllt werden. Der Umrichter verfügt über eine automatische Synchronisationseinrichtung. Sie werden im Folgenden den automatischen Vorgang analysieren. Anschließend wird der Synchronisationsvorgang manuell durchgeführt und zusätzlich eine gezielte Fehlsynchronisation herbeigeführt.

### 4.4.1. Versuchsdurchführung und Auswertung

Da für diesen Versuch weitere Variablen interessant sind, der DSP aber die maximale Rechenzeit erreicht hat, muss zuerst eine Anpassung der beobachteten Variablen vorgenommen werden. Für diesen Versuch benötigen Sie

- Differenzspannung zwischen Netz und Maschine
- Maschinenströme in 123-Darstellung
- Phasendifferenz zwischen Netz und Maschine
- Erregerstrom der Synchronmaschine

Legen Sie den Namen der Exportdatei fest. Im ersten Teil werden Sie den gesamten automatisierten Synchronisationsvorgang aufnehmen und auswerten. Setzen Sie dazu den Pre-Trigger auf  $N_{\text{pre}} = 50$  und den Abtastfaktor auf  $k = 175$ . Setzen Sie den Trigger auf *trigger\_sync* mit einer Schaltschwelle von 0,5 (rising edge).

Stellen Sie am Umrichterschrank den Wahlschalter für den Synchronisationsmodus auf *auto*. Mit dem gelben Button starten Sie den Hochlaufvorgang. Nach ca. 15s hören Sie das deutliche Schalten des Netzschützes. Die Maschine ist jetzt mit dem Netz synchronisiert und verbunden. Exportieren Sie die Messwerte und stellen Sie sie mit Matlab dar (im Skript *MessungAuswerten\_Aufgabe4* Ihre Gruppe und den Namen der Auswertung eintragen). Mit der *Plot.m* Datei im Ordner *Aufgabe41* können sie direkt den gesamten Vorgang plotten. Es sind keine Anpassungen des Skripts notwendig. Diskutieren Sie in Ihrer Ausarbeitung den Synchronisationsvorgang. Überlegen Sie, bevor Sie die nächste Aufgabe bearbeiten, welche Bedingung zu welchem Zeitpunkt erfüllt wird und wie die zeitliche Abfolge ist. Geben Sie in der Ausarbeitung die entsprechenden Zeiten an.

Im nächsten Teil werden Sie die Synchronisationsbedingungen manuell einstellen. Nachdem Sie den automatischen Vorgang analysiert haben, wissen Sie, wie Sie vorgehen müssen.

Die Synchronisation ist erfolgreich, wenn die grüne Lampe kontinuierlich leuchtet.

Überlegen und notieren Sie was passiert, wenn die Bedingungen nicht erfüllt sind. Warum ist das Zuschalten dann nicht gestattet? An welchen Instrumenten (Umrichter, PC, etc.) können Sie die Bedingungen ablesen?

Um einen Vergleich ziehen zu können, triggern Sie auf den Schaltzeitpunkt des Schützes unter manueller und unter (halb-)automatischer Steuerung. Erstellen Sie eine neue Exportdatei. Setzen Sie den Abtastfaktor auf  $k = 2$ . Die Triggervariable in diesen Fällen ist die Variable *schuetz* mit einer Schaltschwelle von 10 (rising edge).

Zum Abschluss fügen Sie die Variable *delta\_phi* und die Variable *diff\_u\_max* als Sollwertvorgabe dem Sample-Fenster hinzu. Bei halbautomatischer Synchronisation kann hier ein manueller Phasenfehler zwischen Netz und Maschine vorgegeben werden. Damit die Ablaufsteuerung ein Zuschalten der Maschine zum Netz zulässt, muss das Toleranzband für die maximale Differenzspannung zwischen Netz und Maschine vergrößert werden. Die Variable *diff\_u\_max* hat einen Standardwert von 20 V. Vergrößern Sie das Toleranzband auf  $diff\_u\_max = 40$  V.

Fahren Sie mit Hilfe der halbautomatischen Synchronisation den synchronen Punkt an. Ändern Sie jetzt den Phasenwinkel zwischen Netz und Maschine durch Veränderung von *delta\_phi*, bis ein Zuschalten der Maschine gerade noch möglich ist ( $\Delta\varphi \approx \frac{\pi}{15}$  rad  $\approx 0,2$  rad). Sie erkennen dies am blinkenden grünen Licht. Beobachten Sie am Monitorprogramm die Differenzspannung zwischen Netz und Maschine. Triggern Sie nun auf den Zuschaltmoment und drücken den grünen Knopf am Umrichterschrank. Vergleichen Sie die Maschinenströme mit der automatischen und der manuellen Synchronisation.

Exportieren Sie die (mindestens drei) Messungen mit dem *MessungAuswerten\_Aufgabe4* - Skript unter Verwendung von Aufgabennummer 42. Die entsprechende Datei zum Plotten finden Sie im Ordner *Aufgabe42*. Das Skript plottet alle aufgenommenen Messungen. Suchen Sie sich die Messungen für einen Vergleich heraus und erläutern Sie kurz in Ihrer Ausarbeitung welcher Plot zu welchem Modus gehört und was zu sehen ist.

## 4.5. Belastung der Maschine am Netz

Synchronisieren Sie nach Abschnitt 4.4 die Maschine mit dem Netz. Mit Hilfe der beiden Displays ist es jetzt möglich die Erregung der Synchronmaschine zu ändern. Zusätzlich kann der Ankerstrom der Gleichstrommaschine, damit das angreifende Moment und so die übertragene Wirkleistung eingestellt werden. Betrachten Sie in einem XY-Graphen die Wirk- und Blindleistung des Systems. Überlegen Sie

- Wie können alle Betriebsbereiche (Generator, über- und untererregt; Motor, über- und untererregt) angefahren werden?
- Wie müssen der Ankerstrom der GM und die Erregung der Synchronmaschine vom Leerlauf ausgehend verstellt werden, damit die SM dem Netz Wirkleistung entnimmt, jedoch induktive Blindleistung in dieses abgibt? Zeichnen Sie das Zeigerdiagramm für diesen Betriebszustand unter der Verwendung der in Abbildung 2.3 angegebenen Zählrichtung und der Annahme  $R_S = 0\Omega$ .

## 5. Fragen zum Versuch SE

1. Warum werden bei Turbogeneratoren nur etwa  $2/3$  des Läuferumfangs bewickelt?
2. Warum sind die magnetischen Widerstände in der Längs- und Querachse verschieden groß?
3. Was versteht man unter Ankerrückwirkung?
4. Bei welcher Belastung wird das Luftspaltfeld infolge der Ankerrückwirkung verstärkt?
5. Warum sind die Kurzschlussströme vom Leerlauf aus und vom Nennbetrieb heraus verschieden groß?
6. Erläutern Sie die Dunkel- und die Rotationsschaltung!
7. Von welchen Parametern hängt das Drehmoment ab?
8. Wie kann die relative Ankerreaktanz bestimmt werden?
9. Warum ist  $X_{S\sigma}$  vom Sättigungsgrad der Maschine nahezu unabhängig?
10. Wie wird im Versuch die zu- oder abgeführte Wirkleistung verstellt?

## A. Matlabskript

```
% PlotVars: Created by Dennis Braeckle , 26.03.2015
% How to extract and display data from NI TDMS files
clear all;
[ConvertedData, ConvertVer, ChanNames]=convertTDMS(false);

%% extract Names
for i=1:length(ConvertedData.Data.MeasuredData);
Names{i} = ConvertedData.Data.MeasuredData(i).Name;
end

%% define plotsettings
SE_Demo.Pufferlaenge = 1000;

%% define variable names
% timing info
SE_Demo.VarName.Zeit = 'SE_Demo/Zeit';

% variables
SE_Demo.VarName.u{1} = 'SE_Demo/Phase_U';
SE_Demo.VarName.u{2} = 'SE_Demo/Phase_V';
SE_Demo.VarName.u{3} = 'SE_Demo/Phase_W';
SE_Demo.VarName.phi = 'SE_Demo/Winkel';

%% extract data
SE_Demo.Data.time = ConvertedData.Data.MeasuredData...
    (ismember(Names, SE_Demo.VarName.Zeit)).Data;

SE_Demo.Data.u(:,1) = ConvertedData.Data.MeasuredData...
    (ismember(Names, SE_Demo.VarName.u(1))).Data;
SE_Demo.Data.u(:,2) = ConvertedData.Data.MeasuredData...
    (ismember(Names, SE_Demo.VarName.u(2))).Data;
SE_Demo.Data.u(:,3) = ConvertedData.Data.MeasuredData...
    (ismember(Names, SE_Demo.VarName.u(3))).Data;
```

```

SE_Demo.Data.phi(:,1) = ConvertedData.Data.MeasuredData ...
    (ismember(Names, SE_Demo.VarName.phi)).Data;

%% modify data
% ab transform
SE_Demo.Data.u_ab(:,1) = 2/3 * (SE_Demo.Data.u(:,1) - ...
    0.5 * SE_Demo.Data.u(:,2) - 0.5 * SE_Demo.Data.u(:,3));
SE_Demo.Data.u_ab(:,2) = 1/sqrt(3) * ...
    (SE_Demo.Data.u(:,2) - SE_Demo.Data.u(:,3));

% dq transform
SE_Demo.Data.u_dq(:,1) = cos(SE_Demo.Data.phi) .* ...
    SE_Demo.Data.u_ab(:,1) + sin(SE_Demo.Data.phi) .* ...
    SE_Demo.Data.u_ab(:,2);
SE_Demo.Data.u_dq(:,2) = -sin(SE_Demo.Data.phi) .* ...
    SE_Demo.Data.u_ab(:,1) + cos(SE_Demo.Data.phi) .* ...
    SE_Demo.Data.u_ab(:,2);

%% display plot
figure();
subplot(2,1,1);
plot(SE_Demo.Data.time, SE_Demo.Data.u(:,1), 'r', ...
    SE_Demo.Data.time, SE_Demo.Data.u(:,2), 'g', ...
    SE_Demo.Data.time, SE_Demo.Data.u(:,3), 'b', ...
    'linewidth',2);
ylim([-8 8]);
ylabel('Spannung in V');
xlabel('Zeit in s');
grid on;
title('Phasengroessen U, V, W');

subplot(2,1,2);
plot(SE_Demo.Data.time, SE_Demo.Data.u_dq(:,1), 'r', ...
    SE_Demo.Data.time, SE_Demo.Data.u_dq(:,2), 'g', ...
    'linewidth',2);
ylim([-8 8]);
ylabel('Spannung in V');
xlabel('Zeit in s');
grid on;
title('d/q-Transformation der Phasengroessen U, V, W');

```

Listing A.1: Codebeispiel PlotVar.m um Daten zu plotten

# B. Abbildungsverzeichnis

1.1.	Versuchsstand zur Untersuchung eines fremderregten Turbogenerators . . .	1
2.1.	Läufer eines Schenkelpolgenerators (abgewickelt) . . . . .	2
2.2.	Läufer eines Vollpolgenerators . . . . .	3
2.3.	Ersatzschaltbild für einen Turbogenerator . . . . .	5
2.4.	Zeigerdiagramm des ohmisch-induktiv belasteten Synchrongenerators . . .	6
2.5.	Vereinfachte Zeigerdiagramme für ohmsche, induktive und kapazitive Belastung . . . . .	8
2.6.	Dunkelschaltung . . . . .	11
2.7.	Rotationsschaltung . . . . .	12
2.8.	Zeigerdiagramm der Synchronmaschine bei Übererregung . . . . .	13
2.9.	Zeigerdiagramm der Synchronmaschine bei Untererregung . . . . .	14
2.10.	Zeigerdiagramm der Synchronmaschine in Generatorbetrieb . . . . .	14
2.11.	Zeigerdiagramm der Synchronmaschine in Motorbetrieb . . . . .	15
2.12.	Das Drehmoment der Synchronmaschine über dem Polradwinkel $\vartheta$ . . . . .	16
3.1.	Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus . . . . .	18
3.2.	Frontansicht des Versuchsaufbaus . . . . .	21
3.3.	Hauptprogrammfenster des MCT . . . . .	25
3.4.	Erstellen einer neuen Erfassung . . . . .	26
3.5.	Konfigurationsfenster für eine neue Erfassung . . . . .	26
3.6.	Vergleich der selben Kurven mit Samplefaktor $k = 10$ (links) und $k = 1$ (rechts) . . . . .	28
3.7.	Samplefenster einer Erfassung . . . . .	29
3.8.	gesamtes Projekt SE_Demo mit Waveform Graph und Sample Window . .	30
3.9.	Steuerfenster des MCT zur Einstellung des Triggers und zum Datenexport	31
3.10.	Beispielgraph, die das Matlabskript aus Kapitel A erzeugt . . . . .	33

## 14 Synchronmaschine

Die Synchronmaschine (SM) wird vor allem als Generator bei der Energieumwandlung in Kraftwerken zur Erzeugung der Drehspannung eingesetzt. Als Motor verwendet man die Synchronmaschine bei großen Leistungen, z.B. als Antrieb von Drehrohröfen. Wegen dem gegenüber Asynchronmaschinen kleineren Bauvolumen werden Synchronmaschinen kleinerer Leistung ( $P < 50 \text{ kW}$ ) auch für Werkzeugmaschinen eingesetzt. Auch bei Antrieben in Spinnereien, wo mehrere mechanische unabhängige Einheiten exakt synchron laufen müssen, verwendet man die SM.

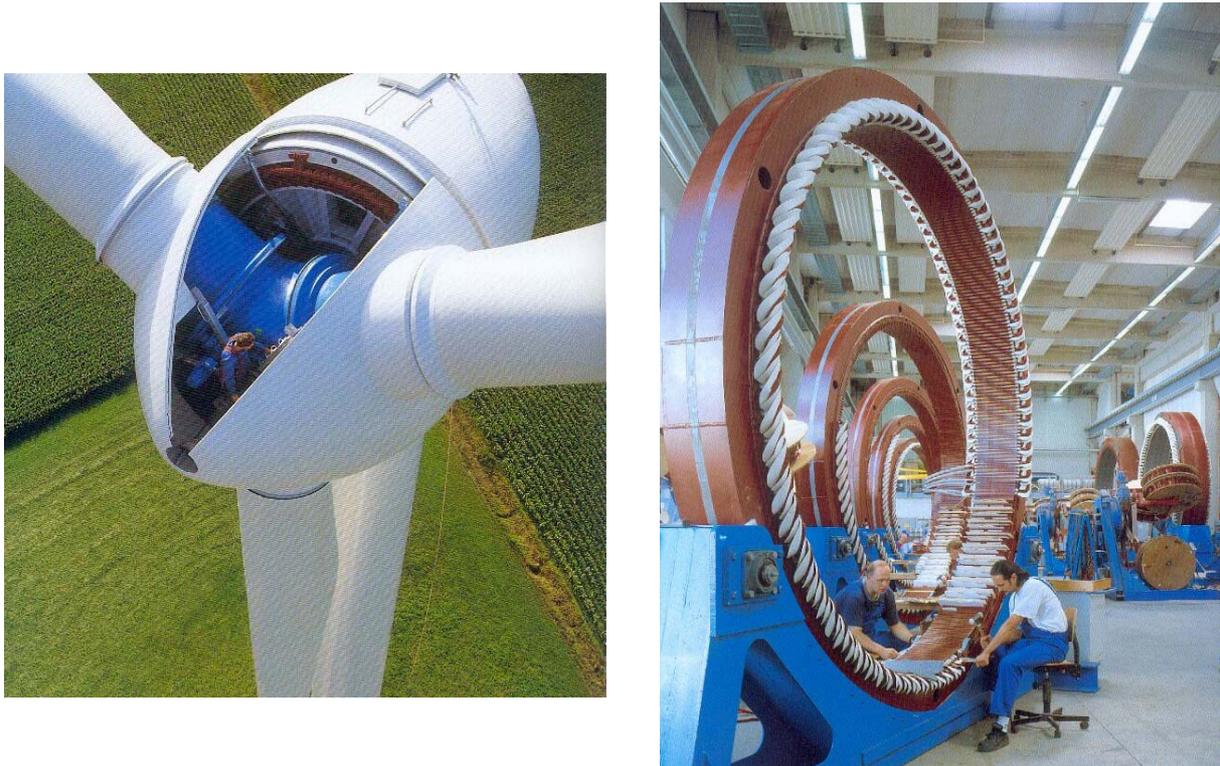


Bild 14.1: Synchronmaschine im Einsatz bei einem Windkraftwerk (Enercon)



*New 100-MW (135,000-HP) synchronous motor used to operate the NTF wind tunnel*



*Rotor of the new, 100-MW (135,000-HP) synchronous motor*

Bild 14.2: Synchronmotor mit Schenkelpolläufer (6 Polpaare)

Die Drehzahl der Synchronmaschine ist unabhängig von der Belastung und wird nur durch die Frequenz der Speisespannung an den Maschinenklemmen bestimmt. Die Maschine hat keinen Schlupf wie eine Asynchronmaschine. Deshalb muß zur Drehzahlverstellung die Frequenz der Speisespannung mit Hilfe eines Umrichters (vergl. Bild 14.14) eingestellt werden.

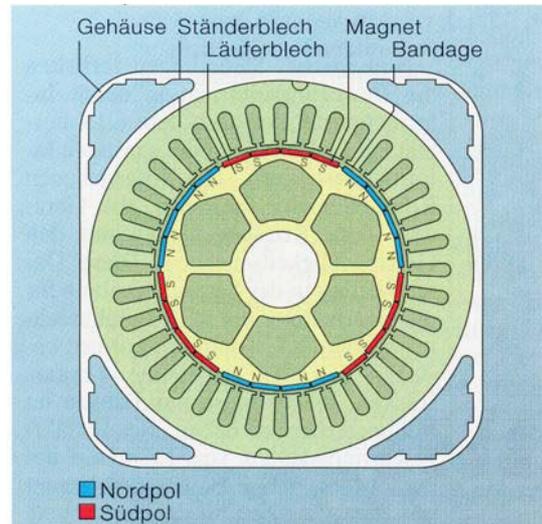
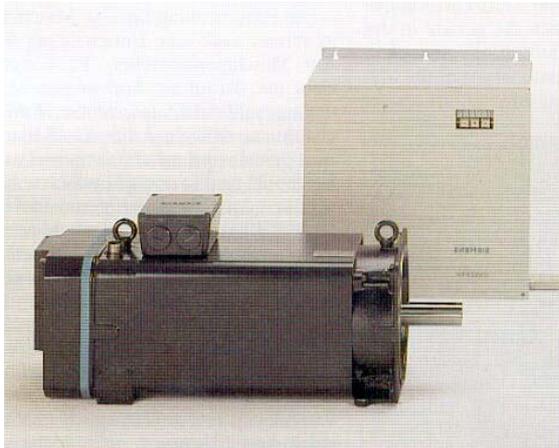


Bild 14.3: Werkzeugmaschine mit Umrichter und Schnittbild der permanentenerregten Synchronmaschine (3 Polpaare)

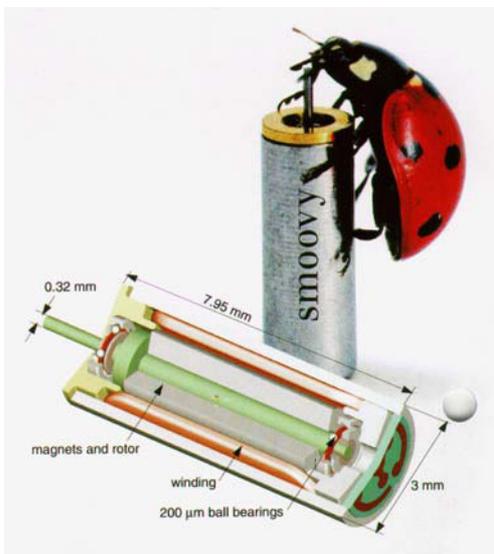


Bild 14.4: Mikromotoren links 3 mm (RMB), rechts 1,9 mm (Faulhaber)

Größere Synchronmaschinen haben einen elektrisch erregten Rotor, der von einer Gleichspannungsquelle über Schleifringe oder zusätzliche rotierende Transformatoren und Gleichrichter gespeist wird. Bei kleinen Maschinen ist der Elektromagnet durch einen Permanentmagnet ersetzt (Bild 14.3, Bild 14.4). Dadurch entfallen die Schleifringe und die Verluste im Rotor werden kleiner. Nachteilig ist jedoch, daß man die Erregung nicht verstellen kann.

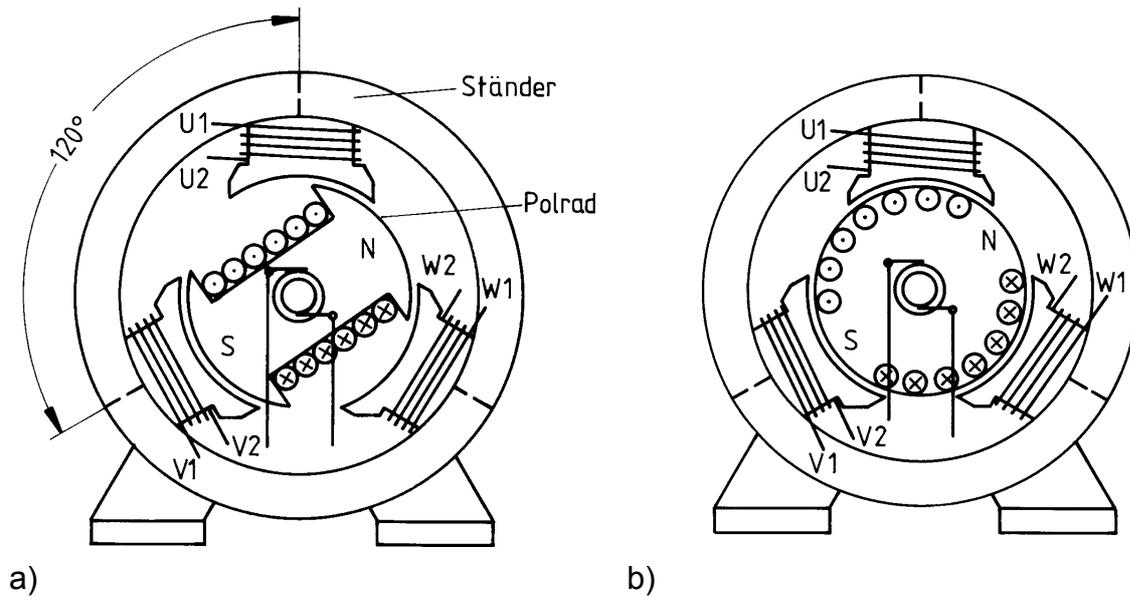


Bild 14.5: Schnittbild einer Schenkelpol- und Vollpolmaschine

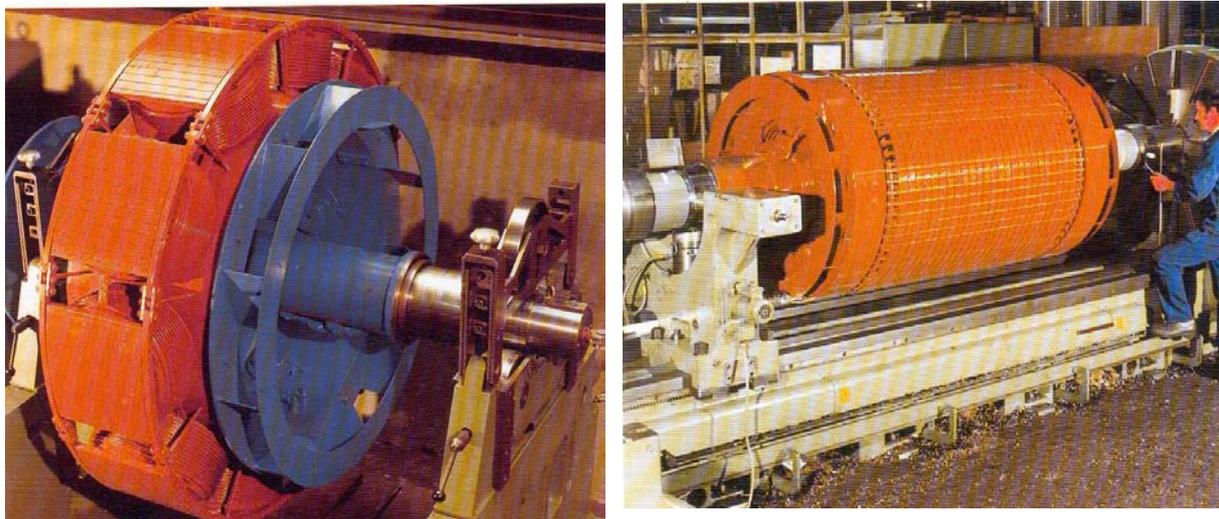


Bild 14.6: Schenkelpol- und Vollpolläufer

Der Ständer einer Synchronmaschine ist genau so aufgebaut wie der Ständer einer Asynchronmaschine. Man unterscheidet nach der Konstruktion des Rotors zwischen der Schenkelpol- und der Vollpolmaschine (Bild 14.5a, Bild 14.6a bzw. Bild 14.5a, Bild 14.6b). Abwandlungen der Synchronmaschine sind der Schrittmotor und die Reluktanzmaschine. Reluktanzmaschinen sind Schenkelpolmaschinen ohne Erregerwicklung oder Permanentmagnete. Ihre Wirkungsweise resultiert auf der magnetischen Unsymmetrie des Rotors.

## 14.1 Prinzip der Synchronmaschine

Die Wirkungsweise der Synchronmaschine beruht darauf, daß das im Ständer umlaufende Drehfeld versucht, den magnetisierten Rotor mitzunehmen. Das umlaufende Drehfeld wird wie bei der Asynchronmaschine durch die dreiphasige Wicklung

erzeugt. Es bilden sich zwei Pole ( $p=1$  Polpaar) aus, wenn im Ständer 3 Wicklungen vorhanden sind. Bringt man im Ständer der Maschine  $p \cdot 3$  Wicklungen gleichverteilt am Umfang an, dann ist auch entsprechend der Rotor mit  $2 \cdot p$  Pole auszustatten. Der Rotor bewegt sich um  $1/p$  des gesamten mechanischen Umfangs weiter, wenn der elektrische Winkel sich um  $2\pi$  ändert. Die mechanische synchrone Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_s$  ist daher wie bei der Asynchronmaschine

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad (14.1)$$

Die synchrone Drehzahl  $n_s$  erhält man daraus zu

$$n_s = \frac{\Omega_s}{2\pi} = \frac{\omega}{p \cdot 2\pi} = \frac{f}{p} \quad (14.2)$$

Bei verschiedenen Polpaarzahlen  $p$  ergeben sich die folgenden synchronen Drehzahlen:

$p$	1	2	3	4	5	6	7	8
$n_s / \text{min}^{-1}$	3000	1500	1000	750	600	500	428	375

Zur Umkehr der Drehrichtung sind zwei beliebige Leiteranschlüsse des Drehstromnetzes an den Maschinenklemmen zu vertauschen.

In Kap. 7 haben wir gesehen, daß in den drei Durchmesserspulen  $R$ ,  $S$  und  $T$ , die um jeweils  $120^\circ$  räumlich gegeneinander versetzt sind, bei Drehung des Rotors sinusförmige Spannungen erzeugt werden. Da die Maschine symmetrisch angenommen wird, kann man beispielsweise für die Spannung am Strang 1 den komplexen Effektivwert einführen. Weil diese Spannung proportional zur magnetischen Erregung ist, bezeichnet man diese Spannung als Polradspannung  $U_p$  bzw. komplex  $\underline{U}_p$ . Im Leerlauf der erregten Maschine kann man diese Spannung an den Klemmen der Maschine messen. Der Betrag der Polradspannung ist unter der Voraussetzung eines linearen Eisenkreises proportional zum Erregerstrom  $I_f$  und zur Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_s$  des Rotors, sodaß mit der Konstanten  $k$  für diese Spannung gilt:

$$\boxed{U_p = k \cdot I_f \cdot \Omega_s} \quad (14.3)$$

Ist die Polradspannung  $U_p$  größer als die Klemmenspannung  $U_s$ , so spricht man von einer übererregten Maschine; ist sie kleiner, von einer untererregten (siehe Kreisbogen in Bild 14.7). Falls die Maschine einen Rotor mit Permanentmagneten besitzt, kann man  $I_f$  als konstant annehmen. Die Zustände über- bzw. untererregt lassen sich in diesem Fall nur durch eine Drehzahländerung bzw. durch Anheben oder Absenken der Ständerspannung  $U_s$  erreichen. Die Ständerwicklungen lassen sich durch einen ohmschen Widerstand  $R_s$  und eine Induktivität  $L$  beschreiben. Da bei großen Generatoren der ohmsche Widerstand gegenüber dem Blindwiderstand  $\omega \cdot L$  klein ist, wird der ohmsche Widerstand  $R_s$  bei der weiteren Betrachtung vernachlässigt.

Damit in den Ständerwicklungen ein Strom  $I_S$  fließen kann, muß an der nunmehr verbleibenden Induktivität  $L$  eine Spannung auftreten. Dies ist dann der Fall, wenn sich die außen angelegte Spannung  $U_S$  von der inneren Polradspannung  $U_P$  unterscheidet. Als einphasige Ersatzschaltung der Vollpol-Synchronmaschine kann man daher das in Bild 14.7 dargestellte Ersatzschaltbild angeben.

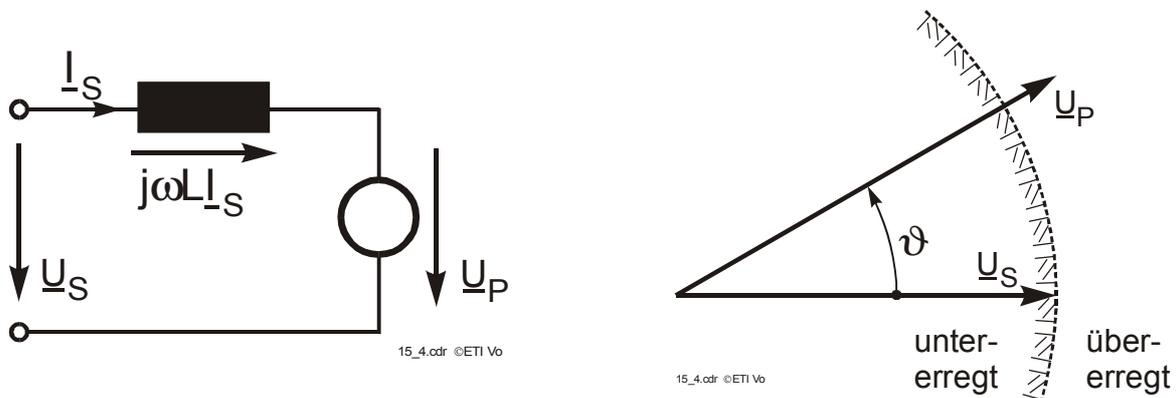


Bild 14.7: Ersatzschaltbild der Vollpol-Synchronmaschine

#### 14.1.1 Leistung und Drehmoment der Synchronmaschine

Im Folgenden sollen nun die wichtigsten Größen, nämlich das Drehmoment, sowie die Wirk- und Blindleistung, hergeleitet werden. Zur Vereinfachung der Rechnung wird ohne Einschränkung der Allgemeinheit der Zeiger für  $U_S$  auf die reelle Achse gelegt  $\underline{U}_S = U_S$ . Die der Maschine zugeführte komplexe Scheinleistung ist mit den komplexen Effektivwerten der Ständerspannung und des Ständerstromes:

$$\underline{S} = 3 \cdot \underline{U}_S \cdot \underline{I}_S^* \quad (14.4)$$

Aus dem Ersatzschaltbild kann man die Spannungsgleichung

$$\underline{U}_S = j\omega \cdot L \cdot \underline{I}_S + \underline{U}_P \quad (14.5)$$

ablesen.

Der Ständerstrom  $I_S$  stellt sich aufgrund der Spannungsdifferenz zwischen Polradspannung  $U_P$  und Ständerspannung  $U_S$  nach folgender Beziehung ein:

$$\underline{I}_S = \frac{U_S - \underline{U}_P}{j\omega L} \quad \text{konjugiert komplex} \rightarrow \quad \underline{I}_S^* = \frac{U_S - \underline{U}_P^*}{-j\omega L} \quad (14.6)$$

Für den Spannungszeiger der Polradspannung gilt mit der Vereinbarung daß  $\underline{U}_S$  auf der reellen Achse liegt (Bild 14.7):

$$\underline{U}_P = U_P \cdot e^{j\vartheta} \quad \text{bzw. konjugiert komplex} \rightarrow \quad \underline{U}_P^* = U_P \cdot e^{-j\vartheta} \quad (14.7)$$

Setzt man die komplexen Effektivwerte für den Strom und die Polradspannung in die Gl.(14.4) ein, wird daraus:

$$\underline{S} = \frac{3 \cdot U_S \cdot [U_S - U_p \cdot e^{-j\vartheta}]}{-j\omega L} = \frac{3 \cdot U_S^2}{-j\omega L} + \frac{3 \cdot U_S \cdot U_p}{j\omega L} \cdot (\cos \vartheta - j \cdot \sin \vartheta)$$

$$\underline{S} = -\frac{3 \cdot U_S \cdot U_p}{\omega L} \cdot \sin \vartheta + \frac{3 \cdot U_S \cdot U_p}{\omega L} \cdot \left[ \frac{U_S}{U_p} - \cos \vartheta \right] = P + j \cdot Q \quad .$$

Daraus folgt die von der Maschine aufgenommene Wirk- und Blindleistung:

$$P = -\frac{3 \cdot U_S \cdot U_p}{\omega L} \cdot \sin \vartheta \quad (14.8)$$

$$Q = \frac{3 \cdot U_S \cdot U_p}{\omega L} \cdot \left[ \frac{U_S}{U_p} - \cos \vartheta \right] \quad (14.9)$$

Das von der Maschine entwickelte Drehmoment kann über die Leistungsbilanz bzw. mit  $P_{mech} = M \cdot \Omega_s$  leicht ermittelt werden. Mit der Annahme einer im Ständer verlustlosen Maschine ( $R_s = 0$ ) muß die der Maschine zugeführte Leistung an der Welle als mechanische Leistung zur Verfügung stehen. Die von der Maschine benötigte Blindleistung  $Q$  pendelt nur zwischen Netz und Maschine ohne mechanische Auswirkungen hin und her. Aus der Gleichheit von  $P = P_{mech}$  folgt:

$$M = \frac{P_{mech}}{\Omega_s} = \frac{P}{\Omega_s} = -\frac{3 \cdot U_S \cdot U_p}{\Omega_s \cdot \omega L} \cdot \sin \vartheta \quad , \quad (14.10)$$

$$M = -\frac{3 \cdot U_S \cdot U_p}{\Omega_s \cdot \omega L} \cdot \sin \vartheta \quad . \quad (14.11)$$

Das negative Vorzeichen bei der Wirkleistung  $P$  und beim Drehmoment  $M$  resultiert aus der oben gewählten Definition des Stroms. Da die Synchronmaschine vorwiegend als Generator eingesetzt wird, ist in vielen Literaturstellen der Strom  $I_s$  nach dem Erzeugerzählpeilsystem gewählt, sodaß sich dort ein positives Vorzeichen ergibt. Da wir aber bei der Gleichstrom- und Asynchronmaschine auch das Verbraucherzählpeilsystem verwendet haben, wollen wir das auch hier tun.

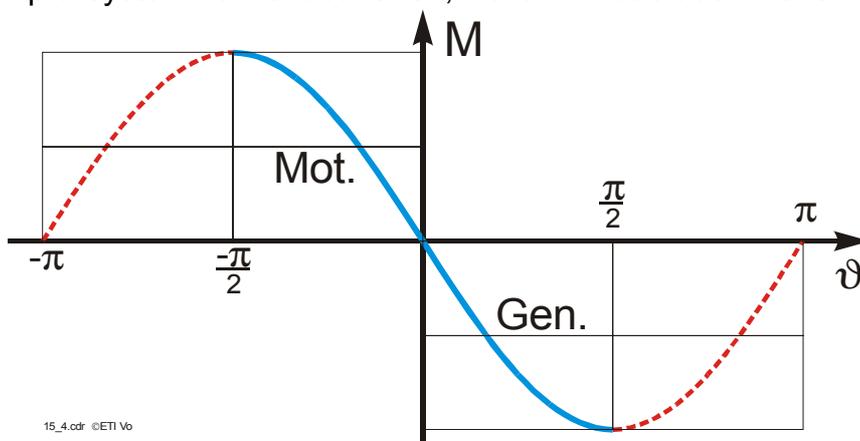


Bild 14.8: Drehmoment als Funktion des Polradwinkels  $\vartheta$

Bild 14.8 zeigt die Abhängigkeit des inneren Drehmoments vom Polradwinkel  $\vartheta$ . Befindet sich die Maschine im Leerlauf, so ist der Polradwinkel  $\vartheta = 0$ . Mit wachsender

Belastung im Motorbetrieb ( $M > 0$ ) verkleinert sich der Polradwinkel  $\vartheta$  bis bei  $\vartheta = -90^\circ$  das maximale Drehmoment erreicht ist. Wird das außen an der Maschine angreifende Drehmoment weiter gesteigert, fällt die Maschine außer Tritt, was bedeutet, daß sie kein Drehmoment mehr liefert. Ähnlich verhält es sich im Generatorbereich, wo das Drehmoment negativ wird und der Polradwinkel bis maximal  $\vartheta = 90^\circ$  ansteigen kann. Der stabile Betrieb ist daher nur für Polradwinkel  $-90^\circ < \vartheta < 90^\circ$  möglich. Bei Schenkelpolmaschinen ist dieser Bereich noch weiter eingeschränkt.

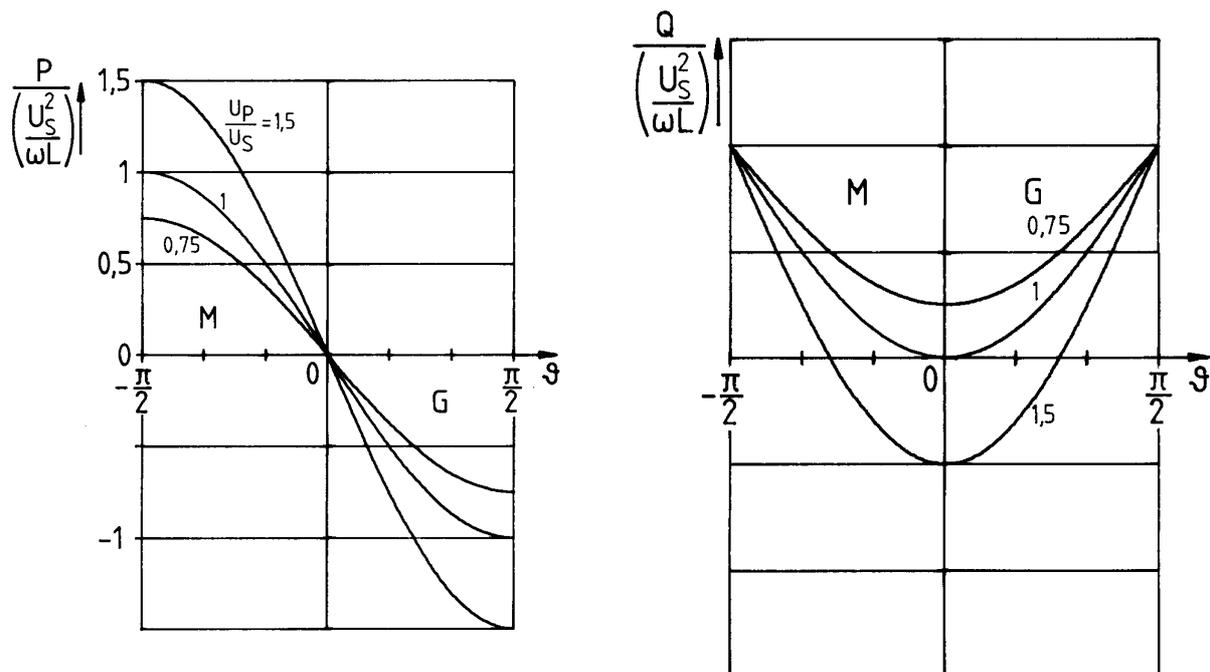


Bild 14.9: Wirk- und Blindleistung als Funktion des Polradwinkels bei  $U_p/U_S = 1,5; 1; 0,75$

### 14.1.2 Stationäres Betriebsverhalten der Synchronmaschine

Die Betriebszustände, wie Motor- und Generatorbetrieb, lassen sich durch die Erregung, die Ständerspannung und die Drehzahl beeinflussen. Im Folgenden soll dabei nur der stationäre Betrieb betrachtet werden.

### 14.1.3 Motorbetrieb

Bei Motorbetrieb ist die abgegebene Leistung  $P_{mech}$  und die elektrisch zugeführte Leistung positiv, er ist dadurch gekennzeichnet, daß sich der Polradwinkel im Bereich  $-90^\circ \leq \vartheta \leq 0^\circ$  befindet. Bei Belastung steigt der Polradwinkel  $\vartheta$  dem Betrag nach an. Der Betrag der Polradspannung kann nach Gl.(14.3) durch die Erregung oder die Drehzahl verändert werden. Deshalb ist es bei konstanter Drehzahl möglich, die von der Synchronmaschine aufgenommene Blindleistung einzustellen. Ist  $U_p > U_S$ , hat man den übererregten Betrieb, bei dem der Stromzeiger  $\underline{I}_S$  dem Spannungszeiger  $\underline{U}_S$  voreilt. Da der Phasenwinkel  $\varphi < 0$  ist, wirkt die Maschine ohmsch-kapazitiv am Netz. Es kann natürlich auch ein Arbeitspunkt eingestellt werden, bei dem die Maschine

keine Blindleistung benötigt. Bei Maschinen mit elektrischer Erregung kann dies in Abhängigkeit des Lastmoments so geschehen, daß die Blindleistung minimal wird.

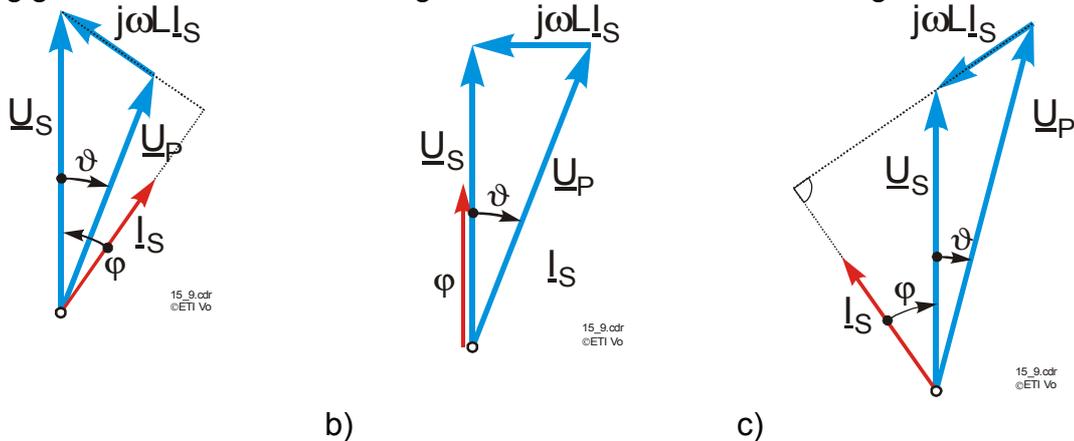


Bild 14.10: Zeigerdiagramme bei Motorbetrieb ( $\vartheta < 0$ )

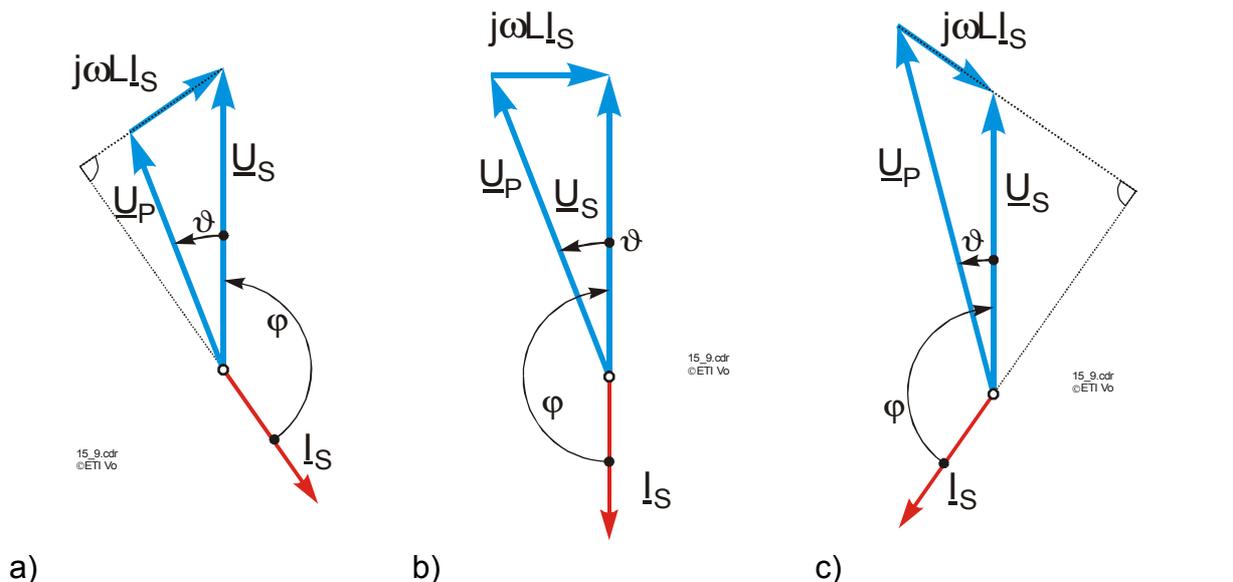
a) untererregt ( $\varphi > 0$ ); b) übererregt, maximaler Wirkleistung b) übererregt ( $\varphi < 0$ )

Wird die Polradspannung kleiner als die Klemmenspannung  $U_S$ , hat man den untererregten Betrieb. Dadurch wird der Phasenverschiebungswinkel  $\varphi > 0$  und die Maschine wirkt ohmsch-induktiv. Maximale mechanische Leistung gibt die Maschine dann ab, wenn der Phasenwinkel  $\varphi = 0$  wird (Bild 14.10b). Bei Generatorbetrieb steht der Stromzeiger in Opposition zur Ständerspannung (Bild 14.11b).

Der Anlauf einer Synchronmaschine vom Stillstand  $n = 0$  auf Nenndrehzahl kann am Netz konstanter Spannung nur mit Hilfseinrichtungen, die den Rotor auf die synchrone Drehzahl beschleunigen, geschehen. Schaltet man eine erregte Synchronmaschine direkt ans Netz, entwickelt diese ein reines Wechselmoment mit dem Mittelwert Null, so daß die Maschine nicht beschleunigt wird.

#### 14.1.4 Generatorbetrieb

Bei dem häufig angewendeten Generatorbetrieb wird die Maschine mechanisch angetrieben. Die Phasenverschiebung zwischen Strom  $I_S$  und Klemmenspannung  $U_S$  ist je nach Erregungszustand im Bereich  $90^\circ < \varphi < 270^\circ$ . Entsprechend zum Motorbetrieb nennt man den Betrieb übererregt, wenn die Polradspannung größer als die Klemmenspannung ist.

Bild 14.11: Generatorbetrieb der Synchronmaschine ( $\vartheta > 0$ )

a) untererregt ( $-180^\circ < \varphi < -90^\circ$ ) ; b) übererregt max. Wirkleistung c) übererregt ( $180^\circ < \varphi < 90^\circ$ )

#### 14.1.5 Phasenschieberbetrieb

Wenn die Synchronmaschine keine Wirkleistung aufnimmt oder abgibt, aber trotzdem ein Ständerstrom  $I_S$  fließt, bezeichnet man diesen Zustand als Phasenschieberbetrieb. Den Phasenschieberbetrieb kann man dadurch erzwingen, daß man das Drehmoment zu Null macht. Wegen  $P=0$  wird dann auch  $\vartheta=0$ . Man schließt dazu eine leerlaufende Synchronmaschine ans Netz an. Durch alleiniges Verstellen der Erregung läßt sich die Amplitude und die Phasenlage des Stroms  $I_S$  bezüglich der Netzspannung  $U_S$  einstellen.

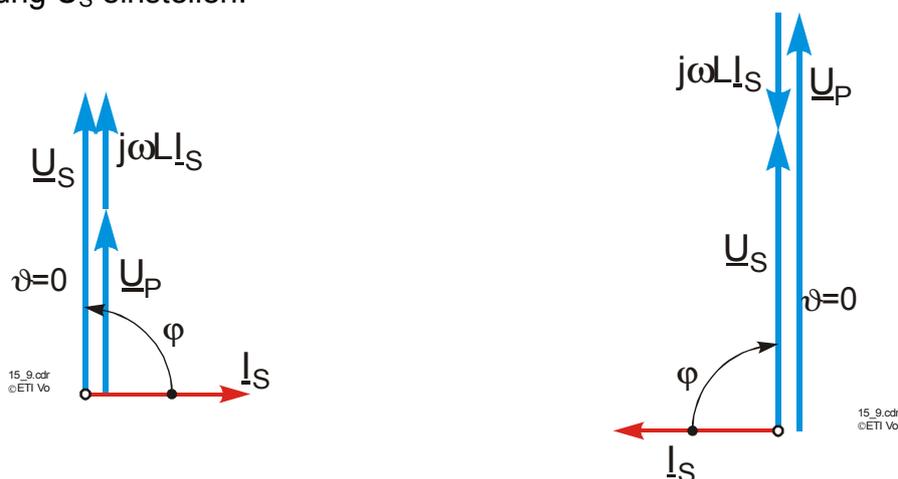


Bild 14.12: Zeigerdiagramm für Phasenschieberbetrieb ( $P_{mech} = 0$ ) der Synchronmaschine a) untererregt, induktiv; b) übererregt, kapazitiv

Der Phasenwinkel  $\varphi$  ist je nach Erregung entweder  $90^\circ$  oder  $-90^\circ$ . Ist die Polradspannung kleiner als die Ständerspannung, so ergibt sich ein Phasenwinkel  $\varphi = 90^\circ$  und die Maschine wirkt wie eine an das Netz angeschlossene reine Induktivität, welche nur induktive Blindleistung benötigt. Ist  $U_p > 0$ , wird  $\varphi = -90^\circ$  und die Maschine

wirkt an den Klemmen wie eine reine Kapazität. Angewendet wird der Phasenschieberbetrieb zur Kompensation von Blindleistungen im Netz anstatt Kondensatoren. Faßt man die Zeigerdiagramme für alle Betriebszustände bei konstantem Strombetrag  $I_S$  sowie konstanter Spannung  $U_S$  zusammen und betrachtet alle möglichen Phasenverschiebungswinkel  $-180^\circ < \varphi < 180^\circ$ , so ergibt sich als Ortskurve für den Strom  $\underline{I}_S$  ein Kreis. Entsprechend bewegt sich die Spitze des Polrad-Spannungszeigers (Punkt  $P$  in Bild 14.13) auch auf einem Kreis. Vier ausgezeichnete Betriebszustände sind mit  $a$  bis  $c$  bezeichnet. Die Grenze zwischen unter- und übererregt bildet der große strichpunktierte Kreisbogen.

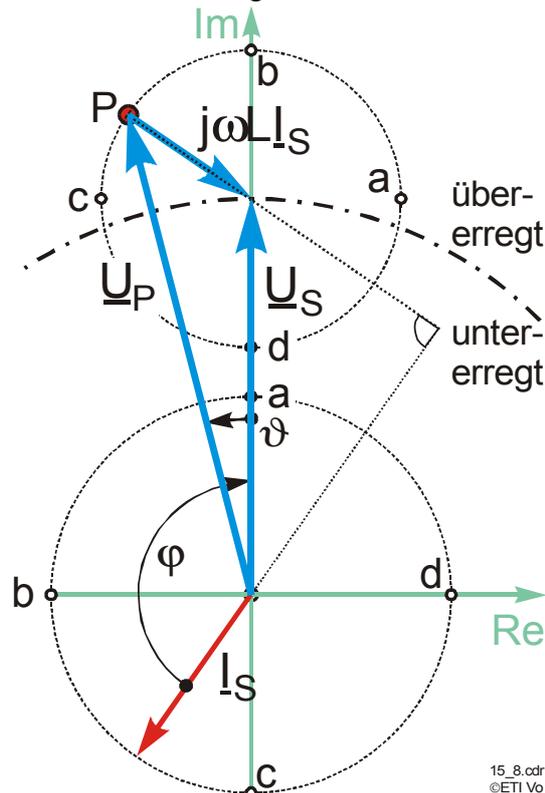


Bild 14.13: Zeigerdiagramm bei verschiedenen Betriebszuständen

- a) Motor, übererregt;    b) Phasenschieberbetrieb, übererregt;  
 c) Generator, übererregt;    d) Phasenschieberbetrieb, untererregt.

## 14.2 Drehzahlsteuerung

Um die Drehzahl der Synchronmaschine zu verstellen muß die Ständerfrequenz verändert werden. Diese Aufgabe übernimmt ein Umrichter, der aus einer Gleichspannung ein dreiphasiges Drehstromsystem variabler Spannung und Frequenz bildet. Die übliche Struktur ist analog zur Steuerung der Asynchronmaschine.

Zur optimalen Steuerung des Drehmoments ist der Stromzeiger bezüglich des Polrades maßgeblich. Deshalb ist es in der Regel notwendig die Stellung des Polrades (Rotor) mit Hilfe eines Lagegebers dauernd zu messen. Die Steuerung stellt dann das Spannungssystem bezüglich dieses Polradwinkels ein (Bild 14.14).

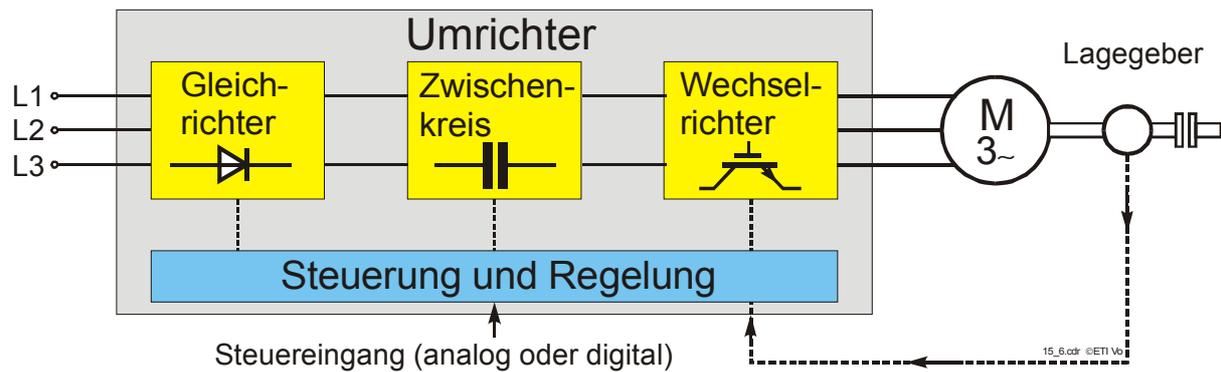


Bild 14.14: Prinzipielle Steuerung einer (polradorientierten) Synchronmaschine

### 14.3 Schrittmotoren

Schrittmotoren haben in den letzten Jahren im Bereich von Positioniersteuerungen und Koordinatenantrieben immer mehr an Bedeutung gewonnen. Dabei ist der Schrittantrieb dadurch gekennzeichnet, daß sich die Welle des Schrittmotors bei jedem Steuerimpuls um den von der Motorkonstruktion definierten Winkelschritt weiterdreht. Diese Eigenschaften erhalten die Schrittmotoren durch Ihre spezielle Konstruktion:

Der Stator mit 2- bis 4-Phasenwicklungen besteht aus laminiertem Dynamoblech. Auch der Rotor ist aus diesem Material und Permanentmagnet-Scheiben aufgebaut. Statorpole und Rotor sind nach einer bestimmten geometrischen Ordnung verzahnt. Die Geometrie der Verzahnung bestimmt den Schrittwinkel des Motors. Bei  $1,8^\circ$  Schrittwinkel hat der Rotor 50 Polpaare, bei  $0,72^\circ$  Schrittwinkel entsprechend 125 Polpaare. Somit werden durch diese Verzahnung die Motormagnetfelder eindeutig gerichtet und geprägt. Werden nun die Statorwicklungen in einer bestimmten Reihenfolge zyklisch wiederholend erregt und dadurch umgepolt, so wird das Statormagnetfeld schrittweise gedreht. Der Rotor wird mit der Drehung des Statormagnetfeldes Schritt um Schritt nachgezogen. Der Schrittwinkel kann elektronisch unterteilt werden (Halbschritt, Feinschritt).

Aber auch ein Problem, das anderen Antriebssystemen erhebliche Schwierigkeiten bereitet, lösen Schrittmotoren sehr elegant: Die exakte Drehzahlsteuerung. Hierfür braucht man einem Schrittmotor nur die exakte Taktfrequenz vorzugeben, die sich heute ohne Schwierigkeiten quartzgenau erzeugen läßt. Mehrere Antriebe können so im exakten Gleichlauf betrieben werden. Diese elektronische Kupplung ist meist genauer und oft auch preiswerter als mechanische Getriebe.

Die Besonderheit eines Schrittmotors liegt darin, daß eine mechanische Umdrehung in gleiche, definierte Winkelschritte aufgelöst wird und jeder Schritt – bzw. eine vorgewählte Anzahl Schritte – genau gesteuert verfahren werden kann. Das Positionieren mit einem Schrittmotorantrieb ist denkbar einfach: Man muß nur so viele Impulse eingeben, wie Schritte bis zum Ziel erforderlich sind.

Der Nachteil ist, daß der Schrittmotor bei Überlast Schritte verliert. Kritisch sind also Laststöße, und auch das rasche Hochfahren des Schrittmotors kann problematisch

sein, besonders wenn man das Lastmoment nicht genau kennt. Man muß dann mit der Beschleunigung „auf der sicheren Seite“ bleiben und kann folglich das maximale Drehmoment nicht ausnutzen.

Die zweite Einschränkung, des Schrittmotors unterliegen, ist die Leistungsbegrenzung nach oben. Allerdings ist zu beobachten, daß sich diese Grenze zunehmend nach oben verschiebt. Das Problem der Schrittverluste wurde vollständig gelöst.

Die Ansterelektronik ist im Vergleich zur Ansteuerung anderer Motoren recht einfach und mit modernen Elektronikbauteilen auch relativ preiswert. Da Verlustwärme nur im Stator entsteht, lassen sie sich besonders einfach kühlen. Ihre einzigen Verschleißteile sind die Lager. Sie sind daher auch sehr robust.

Das Drehmoment eines Schrittmotors bleibt konstant vom Stillstand bis zu hohen Drehzahlen. Auch stromlos erzeugt er ein recht großes Haltemoment. Dies erspart in vielen Anwendungen eine zusätzliche Motorbremse

Schrittmotoren werden heute hauptsächlich in drei verschiedenen Ausführungen gefertigt:

- Permanentmagnet-Schrittmotor
- Schrittmotor mit weichmagnetischem Anker (Reluktanzprinzip)
- Hybrid-Schrittmotor

Für die Ansteuerung von Schrittmotoren gibt es integrierte Schaltungen (z.B. TCA 1540 von Siemens), die teilweise auch einen Datenbus zum Direktanschluß an einen Mikrorechner besitzen.

### **14.3.1 Permanentmagnet Schrittmotor**

Im Wesentlichen besteht der permanenterregte Schrittmotor aus mehreren unabhängigen Feldspulen, mit denen sich innerhalb des Stators ein in Richtung und Amplitude veränderbares Magnetfeld erzeugen läßt (Bild 14.15). Die Feldspulen A und B werden nacheinander derart bestromt, daß sich der resultierende magnetische Fluß schrittweise am Umfang weiterbewegt. Zum Betrieb ist deshalb ein Umrichter notwendig, der im einfachsten Fall aus zwei Halbleiterschaltern bestehen kann. Man unterscheidet den unipolaren und den bipolaren Betrieb. Beim unipolaren Betrieb fließt der Strom nur in einer Richtung durch die Feldspulen, beim bipolaren Betrieb (Bild 14.15) sind in einer Feldspule beide Stromrichtungen erforderlich.

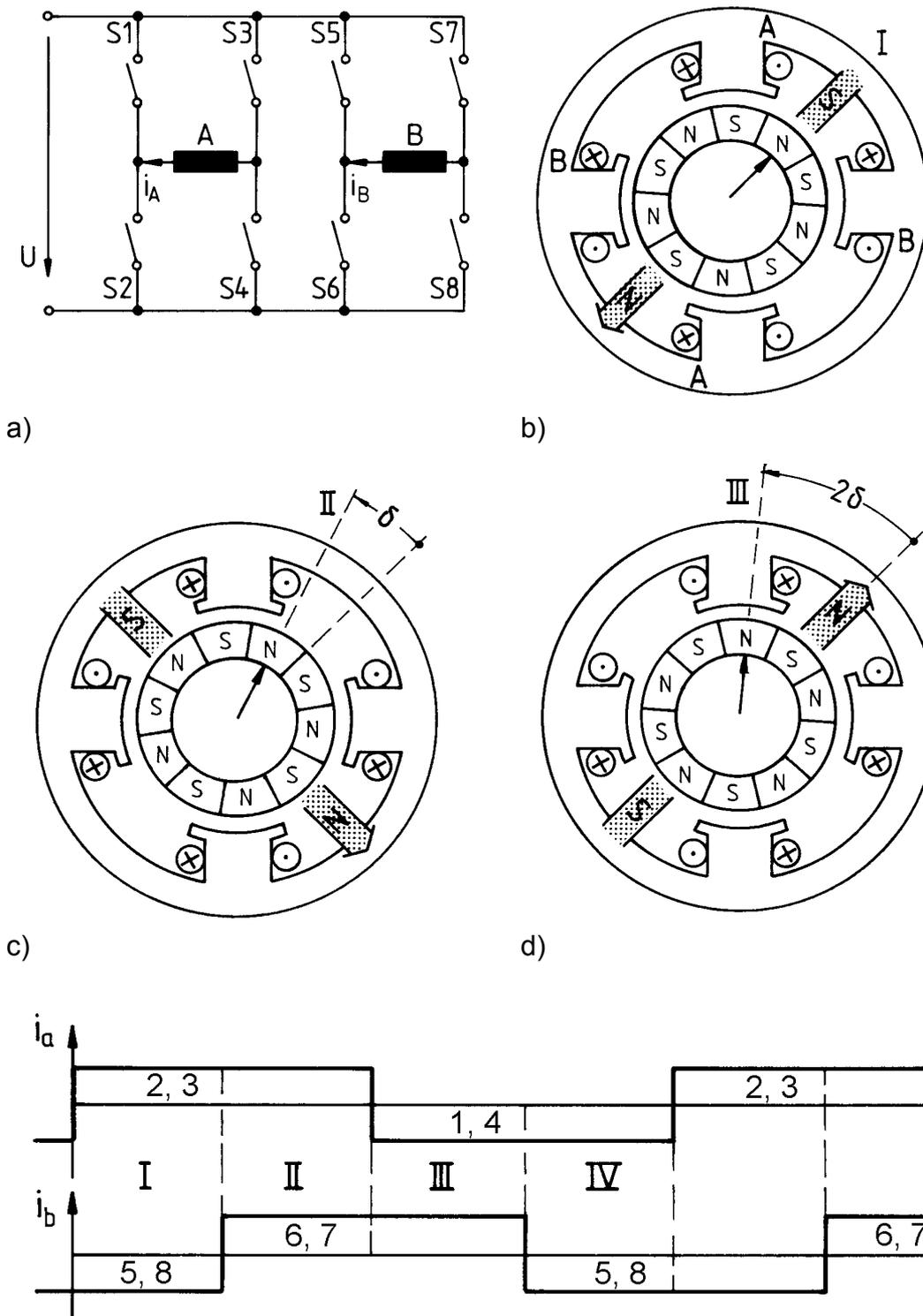


Bild 14.15: a) Elektronische Schalter zur Ansteuerung eines zweiphasigen Schrittmotors. b), c), d). Drei aufeinanderfolgende Läuferpositionen bei einer Drehrichtung. Ströme in den Rotorwicklungen.

Die Läufer von Schrittmotoren sind entlang des Umfangs abwechselnd mit Nord- und Südpol magnetisiert. Dies kann dadurch realisiert sein, daß das Rotormaterial bereichsweise unterschiedlich magnetisiert ist oder daß weichmagnetische Eisenteile mit Zähnen eingebaut sind. Die Polpaarzahl  $p$  des Rotors ist in der Regel größer als die Anzahl der Feldspulen.

Der magnetisierte Läufer stellt sich so ein, daß der magnetische Widerstand möglichst klein ist. Dadurch tritt schon im Ruhezustand des Motors ein Haltemoment auf, das durchaus größer sein kann als das Drehmoment im Schrittbetrieb.

Die prinzipielle Funktionsweise soll anhand des Modells von Bild 14.15 mit 4 Feldspulen, die diagonal jeweils zu 2 Strängen verschaltet sind ( $m=2$ ) und 5 Polpaaren ( $p=5$ ) auf dem Läufer für den bipolaren Betrieb erläutert werden.

Hervorgerufen durch die positiv bestromte Feldwicklung A und die negativ bestromte Feldwicklung B (S2, S3, S5 und S8 sind eingeschaltet), nimmt das resultierende magnetische Feld im Ständer die durch den großen Pfeil NS eingezeichnete Stellung 1 zwischen den Polen ein. Der magnetisierte Läufer stellt sich auf diese Richtung so ein, daß dem Südpol des Ständers ein Nordpol des Läufers gegenübersteht (Läuferposition I). Der Läufer ist durch den kleinen Pfeil im Rotor gekennzeichnet. Wird nun der Strom in Feldwicklung B umgeschaltet (S5 und S8 aus, S7 und S6 ein), so dreht sich der resultierende Fluß um  $90^\circ$  in mathematisch positiver Richtung in Stellung 2. Der Läufer bewegt sich dadurch um  $18^\circ$  weiter und nimmt die neue Position II ein. Auch in dieser Stellung steht einem Nordpol des Ständers ein Südpol des Läufers gegenüber. Für den nächsten Schritt schaltet man bei weiterhin positiver Stromrichtung in Feldwicklung B den Strom in der Feldwicklung A auf negativ um. Der resultierende Fluß nimmt die dargestellte Richtung 3 ein. Der Rotor dreht sich dadurch um einen weiteren Schritt. In gleicher Weise wird die Position 4 angesteuert. Nach dem vierten Schritt hat sich der Läufer um eine Polteilung (in diesem Beispiel um  $360^\circ/5=72^\circ$ ) weiterbewegt. Da immer beide Wicklungen bestromt sind, und der Motor einen vollständigen Schritt ausführt, nennt man dies den Vollschrittbetrieb. Um die Schrittweite zu reduzieren, kann man beim Halbschrittverfahren bei jedem zweiten Schritt eine Wicklung unbestromt lassen. Zur Drehrichtungsumkehr kehrt man die Schaltfolge um.

Je mehr Zähne und Pole vorhanden sind, desto kleiner ist der Schrittwinkel. Meist sind 48 bis 200 Schritte pro Umdrehung erforderlich. Für den Schrittwinkel  $\delta$  gilt allgemein:

$$\delta = \frac{360^\circ}{2 \cdot m \cdot p}, \quad (14.12)$$

wobei  $m$  die Strangzahl im Ständer und  
 $p$  die Polpaarzahl des Rotors ist.

Das in Bild 14.15 dargestellte Beispiel hat 2 Stränge  $m=2$  und 10 Pole, d.h. 5 Polpaare  $p=5$ . Der Schrittwinkel  $\delta$  ist deshalb  $\delta=18^\circ$ .

Wenn  $f$  die Schrittfrequenz (Zahl der möglichen Schritte pro Sekunde) des Motors ist, gilt für die Drehzahl:

$$n = \frac{\delta}{360^\circ} \cdot f = \frac{f}{2 \cdot m \cdot p} \quad (14.13)$$

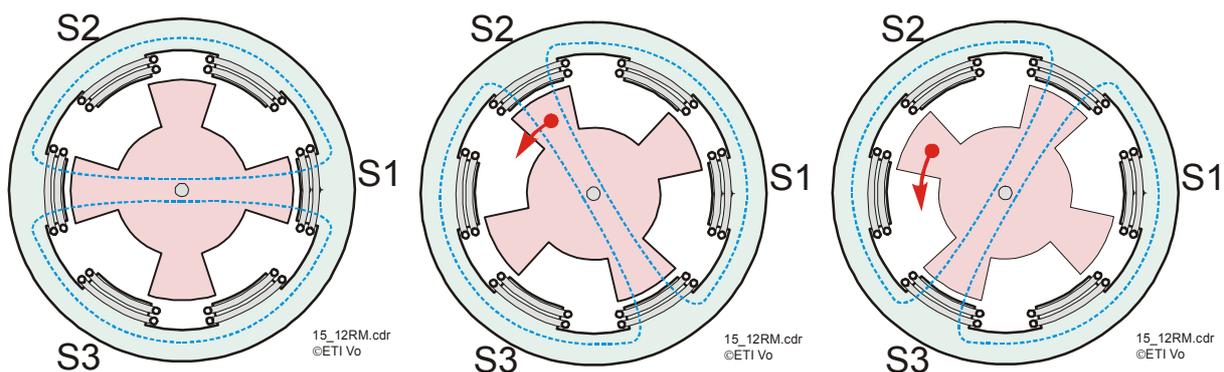
Da die Wicklungen eine nicht zu vernachlässigende Induktivität  $L$  haben, müssen zum Einprägen der Ströme besondere Maßnahmen, z.B. mit einem Tiefsetzsteller, angewandt werden. Bedingt durch den Aufbau und die Wirkungsweise besitzen Schrittmotoren Arbeitsbereiche, in denen kein einwandfreier Lauf möglich oder das verfügbare Drehmoment sehr gering ist. Diese Bereiche entstehen durch elektrische und mechanische Eigenschwingungen. Deshalb nimmt das Drehmoment mit wachsender Schrittzahl ab. Bei zu großem Lastmoment kann es vorkommen, daß der Läufer sich nicht auf die vorgegebenen Flußrichtung des Ständers einstellen kann. In diesem Fall können Schrittfehler auftreten bzw. der Rotor vollständig wie bei einer Synchronmaschine außer Tritt fallen.

### 14.3.2 Reluktanz-Schrittmotor

Der Reluktanz-Schrittmotor besteht aus einem weichmagnetischen Eisenrotor, bei dem sich Pole und Luftspalte abwechseln. Ansonsten ist der Rotor nicht magnetisiert. Ohne Ansteuerung entstehen daher auch keine Kräfte und der Rotor ist frei drehbar. Im Ständer sind wie bei einer Drehstrommaschine am Umfang Wicklungen angebracht, mit denen man den Fluß weiterschalten kann. Bei den meisten Anwendungen sind die Wicklungen in zwei gleiche Teile aufgeteilt, wobei der zweite Teil dem ersten gegenüberliegt. Weil die Stromrichtung keine Rolle spielt ergibt sich eine einfache Ansteuerschaltung (Bild 14.17).

Wird eine Wicklung bestromt (in Bild 14.16 Wicklung S1), so stellt sich der Rotor so ein, daß der mag. Widerstand minimal wird. Dies ist die in Bild 14.16a eingezeichnete Stellung. Weil der Rotor nicht magnetisiert ist, könnten auch Stellungen, die um  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  oder  $270^\circ$  verdreht sind als Ausgangsstellung gelten.

Im nächsten Schritt wird nun S1 abgeschaltet und die um  $120^\circ$  gedrehte Wicklung S2 bestromt. Dadurch wird sich der Rotor um den Schrittwinkel - hier  $\delta=30^\circ$  - weiterbewegen. Als nächstes wird S3 bestromt wodurch sich der Rotor um einen weiteren Schritt  $\delta=30^\circ$  weiterbewegt. Bei diesem Beispiel bilden 12 Schritte eine mechanische Umdrehung. Die Bedeutung der Reluktanz-Schrittmotoren nimmt ab, weil man mit dem hybriden Schrittmotor größere Leistung bei gleicher Baugröße erreichen kann.



a) Ausgangsstellung

b) S2 bestromt

c) S3 bestromt

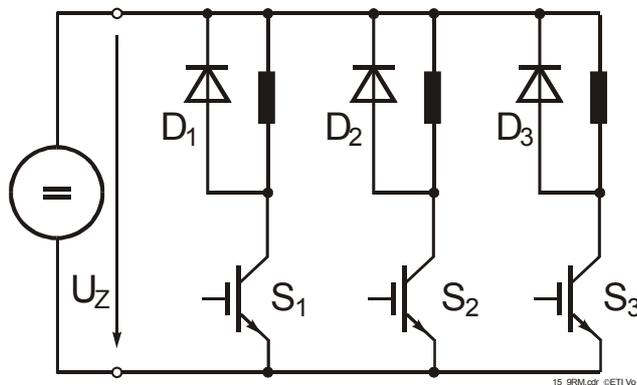
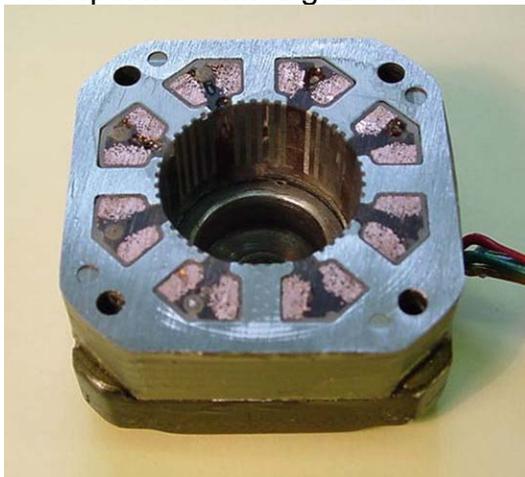
Bild 14.16: Prinzip des Schrittmotors nach dem Reluktanzprinzip ( $m=3$ ;  $p=2$ ;  $\delta=30^\circ$ )

Bild 14.17: Beispiel einer Ansteuerschaltung für den Reluktanzmotor nach Bild 14.16. Die Zwischenkreisspannung  $U_Z$  liegt zwischen 5 und 24 V. Als Schalttransistoren sind auch oft Feldeffekttransistoren eingesetzt.

### 14.3.3 Hybride Schrittmotoren

Aus der Kombination (deshalb Hybrid) des Permanentmagneten und des Reluktanzprinzips entstand der Hybrid-Schrittmotor. Im Rotor sind ein oder mehrere Permanentmagnete axial zwischen weichmagnetischen Polschuhen angeordnet (Bild 14.19b). Die Polschuhe sind gezahnt und jeweils  $\frac{1}{2}$  Zahnbreite gegeneinander versetzt. Der Stator ist ebenfalls gezahnt und nimmt wie bei den anderen Typen die Ansteuerspulen auf. In der Skizze nach Bild 14.19 ist der Übersichtlichkeit wegen ein Statorpol nur einmal gezahnt.



a)



b)

Bild 14.18: a) Querschnitt durch einen Hybrid-Schrittmotor. Sichtbar sind die Wicklungen und die Zahnung der Pole b) gezahnter Rotor mit Permanentmagnet

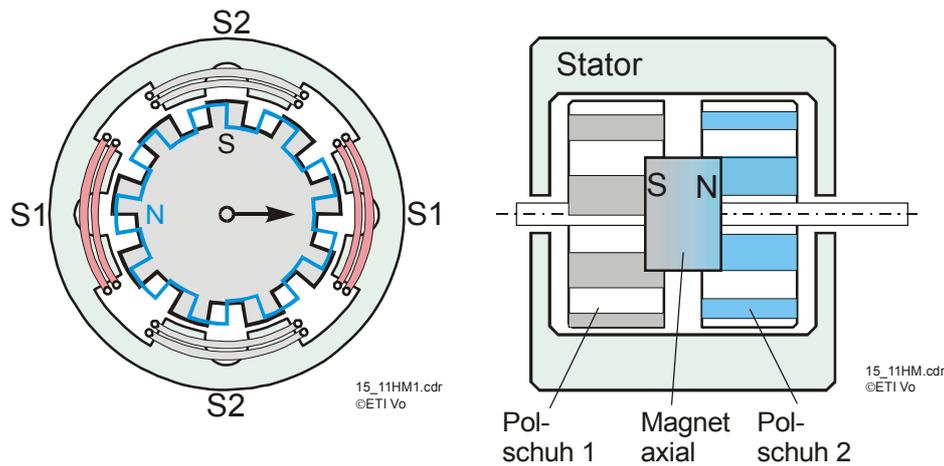


Bild 14.19: Quer- und Längsschnitt durch einen Hybrid-Schrittmotor ( $m=2$ ;  $p=9$ ;  $\delta=10^\circ$ )

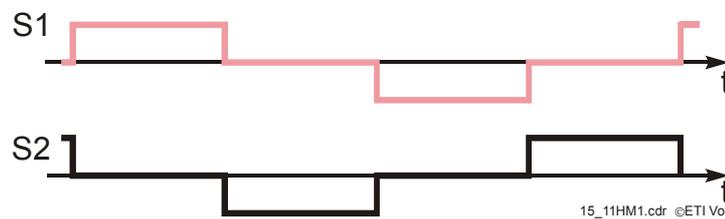


Bild 14.20: Stromverlauf in den Wicklungen für eine el. Periode

Diese Bauart besitzt meistens nur zwei Wicklungssysteme S1 und S2, die aus mehreren Teilwicklungen bestehen können und bipolar bestromt werden.

Wird in Bild 14.19 das aus 2 Wicklungen bestehende Teilsystem S1 positiv bestromt, so stellt sich die dargestellte Läuferposition ein. Der nächste Schritt ergibt sich, wenn die Wicklungen S2 negativ bestromt wird (Bild 14.21).

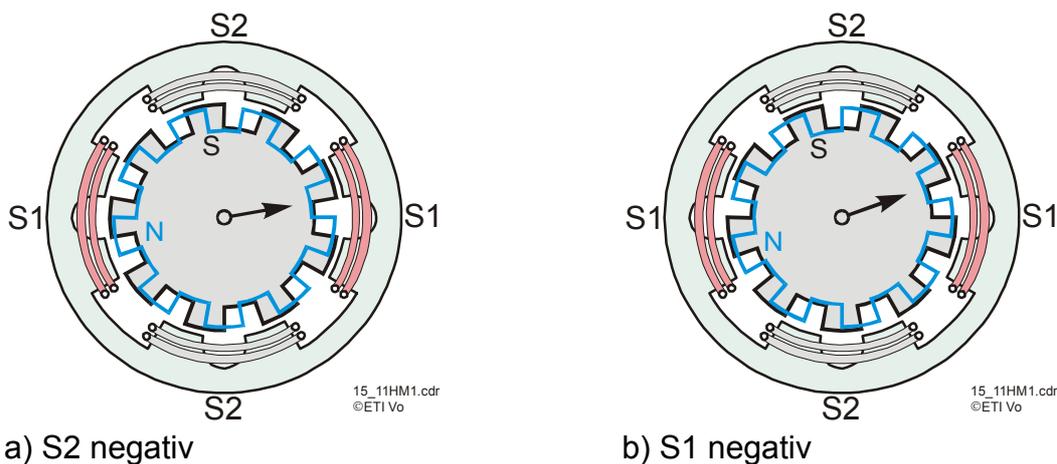


Bild 14.21: Schrittfolge beim Hybrid-Schrittmotor

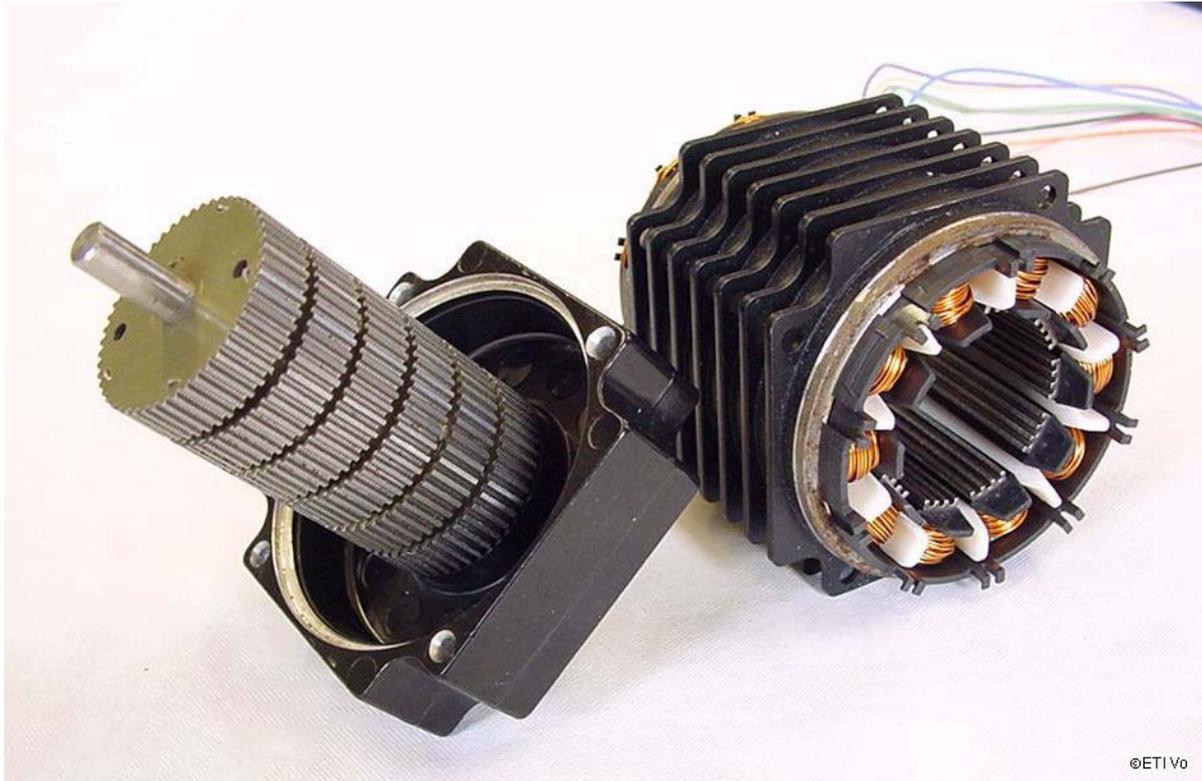


Bild 14.22: Hybrider Schrittmotor mit 3 axialen Permanentmagneten und 10 Wicklungen im Ständer (Berger Lahr)

#### 14.4 Lineare Schrittmotoren

Das Prinzip des rotatorischen Motors lässt sich auch in die Ebene übertragen wenn anstatt des gezahnten Rotors eine Zahnstange eingesetzt wird. Bild 14.23 und Bild 14.25). Auch hier wird immer nur eine Spule bestromt.

- 1) Wird die Wicklung S1 mit positiven Strom gespeist, so bildet sich links ein Nordpol. Das elektrisch erregte Feld liegt mit dem permanent vorhandene Feld des Magneten in reihe wodurch sich links ein starker Nordpol ausbildet. Damit wirken hier Anziehungskräfte und es ergibt sich eine stabile Position der verschiebbaren Zahnstange.
- 2) Im nächsten Schritt wird S1 ab und S2 positiv eingeschaltet. Dadurch entsteht rechts außen ein starker Südpol und die Zahnstange wird in diese Position gezogen.
- 3) Danach wird S2 ab- und S1 mit negativer Polarität eingeschaltet. Der Fluß des Permanentmagneten (Nordpol) und der von der Wicklung addieren sich im 3. Und 4. Zahn von links. Die Zahnstange wird in diese Position gezogen.
- 4) Im nächsten Schritt ist S1 ab- und S2 negativ eingeschaltet. Fluß des Permanentmagneten und der Wicklung S2 addieren sich im 5. Und 6. Zahn des Ständers. Die Zahnstange wird nunmehr in diese Position gebracht. Dadurch ist ein vollständiger Zyklus durchlaufen.

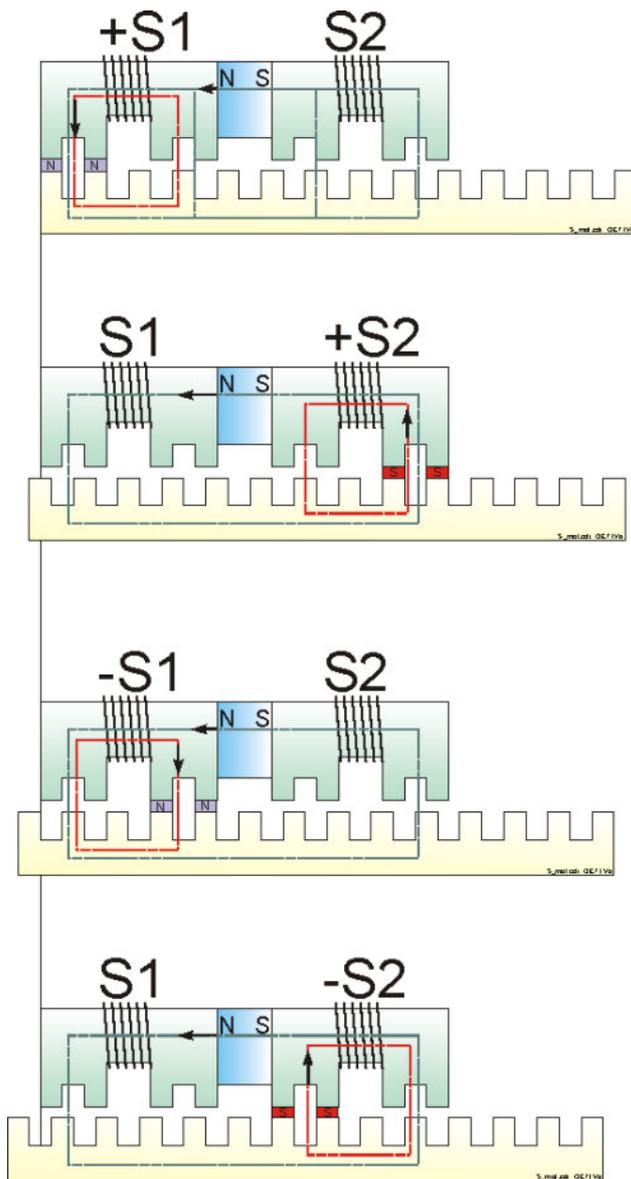


Bild 14.23: Prinzip linearer Hybrid-Schrittmotor ( $m=2$ ;  $p=11$ ;  $\delta=L\ddot{a}nge/44$ )

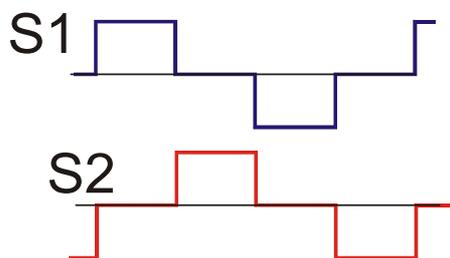
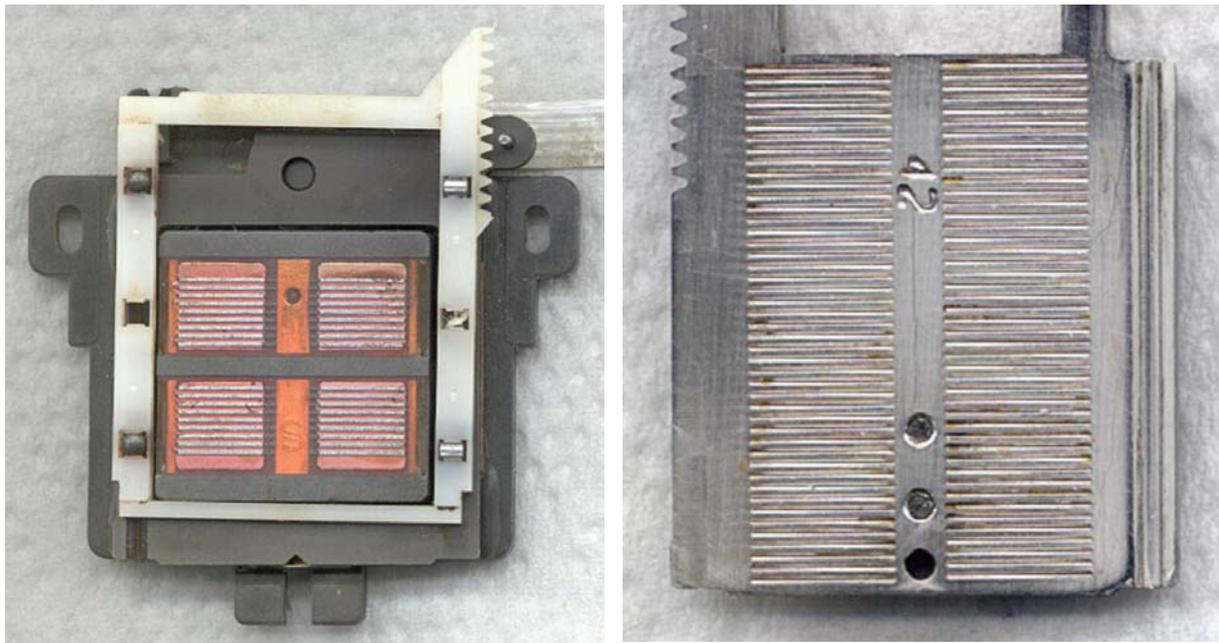


Bild 14.24: Stromverlauf linearer Hybrid-Schrittmotor



a) Stator

b) Rotor

Bild 14.25: Ausführung eines Hybrid-Schrittmotor als Linearantrieb. Beachten Sie die (schwer erkennbare) Verschiebung der Rotorzähne im rechten Bild um eine  $\frac{1}{2}$  Polteilung

Eine weitere Bauart ist wie eine dreiphasige Synchronmaschine aufgebaut und wird im - hier innenliegenden - Ständer mit einem Drehstromsystem gespeist. Die Ansteuerschaltung kommt mit 3 Zweigpaaren bzw. 6 Transistoren aus (Bild 14.27). Der Rotor besteht aus einem abwechselnd mit Nord- und Südpolen magnetisierten Ring, der von einer Blechscheibe gehalten wird. Sämtliche zur Steuerung des Motors notwendigen Komponenten sind innerhalb des Motors angebracht.

- Drehzahlerfassung. In die zwei mäanderförmigen Leitungen am äußeren Umfang der Motorplatine wird bei Drehung des Rotors eine Spannung mit der Drehfrequenz induziert.
- Hallsensoren zur Erfassung der Polradlage. Die drei Sensoren sind in Bild 14.26 rechts unten zu erkennen.
- Steuerbaustein enthält alle zur Steuerung notwendigen Komponenten und die Verarbeitung der Drehzahl und der Rotorlage. Das IC ist zur Kühlung unter einem Aluminiumstreifen angebracht.

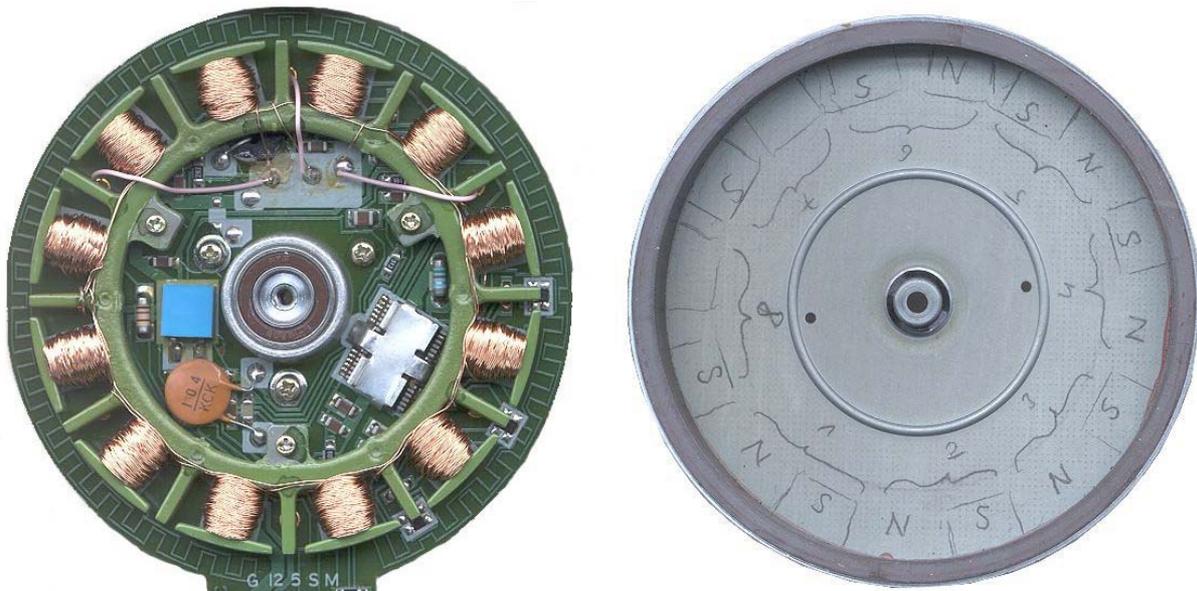


Bild 14.26: Dreiphasiger Schrittmotor mit 4 Polpaaren im Ständer (links) und 8 Polpaaren im Rotor (rechts) Anwendung: Diskettenlaufwerk

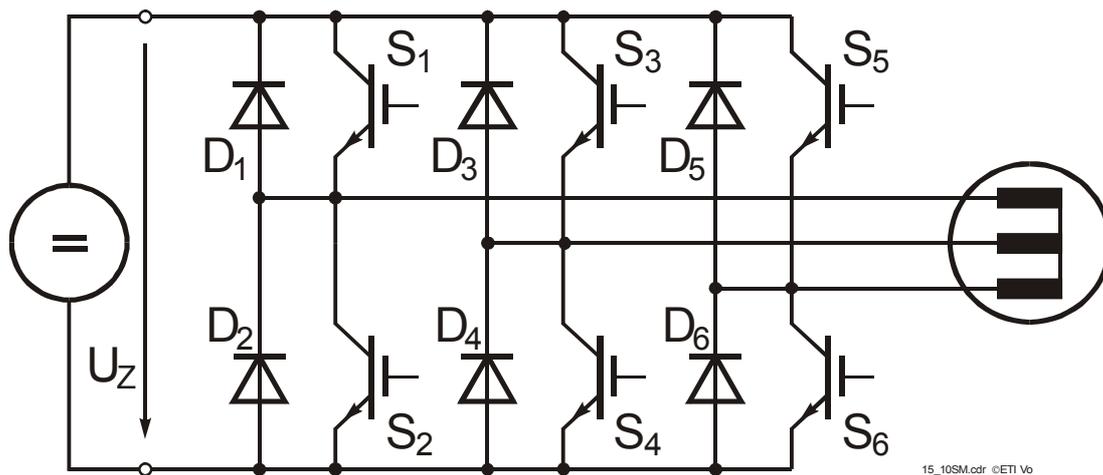


Bild 14.27: Stromrichterschaltung zur Speisung eines dreiphasigen Schrittmotors oder einer dreiphasigen Synchronmaschine



Karlsruhe, 16.11.2012

## LABORPRAKTIKUM

Elektrische Antriebe und Leistungselektronik:

# Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine FAM

Dozent: Dr.-Ing. Klaus-Peter Becker

# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Versuchsanleitung</b>	<b>1</b>
1.1. Der Versuchsstand . . . . .	1
1.1.1. Maschinensatz . . . . .	1
1.1.2. Umrichterschrank . . . . .	3
1.2. Matlab/Simulink Umgebung . . . . .	6
1.2.1. Simulationsmodell . . . . .	6
1.2.2. Codemodell . . . . .	6
1.2.3. Regelung . . . . .	6
1.3. Hinweise zur Bedienung . . . . .	10
1.4. Theoretische Grundlagen . . . . .	12
1.4.1. Spannungs-Frequenz Steuerung . . . . .	14
1.4.2. Feldorientierung . . . . .	15
1.5. Aufgabenstellung . . . . .	21
1.5.1. Spannungs-Frequenz-Kennlinien Steuerung . . . . .	21
1.5.2. Strommodell . . . . .	27
1.5.3. Feldschwächung . . . . .	30
<b>A. Abbildungsverzeichnis</b>	<b>33</b>
<b>B. Tabellenverzeichnis</b>	<b>35</b>
<b>C. Literaturverzeichnis</b>	<b>36</b>

# Formelverzeichnis

$\omega_S$	Elektrische Winkelgeschwindigkeit
$\Psi_h$	Betrag des Hauptflusses
$\sigma$	totale Streuziffer
$\sigma_R$	Rotorstreuziffer
$\tau_S$	Stator Zeitkonstante
$\tau_R$	Rotorzeitkonstante
$\underline{\Psi}'_{R1}$	Rotorflussraumzeiger
$\underline{\Psi}_h$	Raumzeiger des Hauptflusses
$\underline{\Psi}_S$	Statorflussraumzeiger
$\underline{i}'_{\mu}$	Auf den Rotorfluss bezogener Magnetisierungsstrom
$\underline{i}_{\mu}$	Auf den Hauptfluss bezogener Magnetisierungsstrom
$\underline{i}_S$	Statorstromraumzeiger
$\underline{u}_i$	Raumzeiger der Spannung an der Hauptinduktivität
$f_{\text{Netz}}$	Netzfrequenz
$i_{Sp}$	Statorstromanteil in Richtung des Rotorflussraumzeigers
$i_{Sq}$	Statorstromanteil senkrecht zum Rotorflussraumzeiger
$L_{Sh}$	Hauptinduktivität
$L_{S\sigma}$	Statorstreuinduktivität
$M_{il}$	Inneres Drehmoment (Grundschrinungsanteil)
$p$	Polpaarzahl
$R_S$	Statorwiderstand
$U_N$	Effektivwert der Nennspannung
$U_S$	Statorspannungseffektivwert

# 1. Versuchsanleitung

Dieser Versuch soll einige grundlegende Kenntnisse über die Steuer- und Regelverfahren der Asynchronmaschine vermitteln. Um die Asynchronmaschine auf einfache Weise in Betrieb zu nehmen, wird zunächst eine Spannungs-Frequenz Kennlinien Steuerung programmiert. Weiter werden Sie sich mit einem essentiellen Teil der feldorientierten Regelung auseinandersetzen: Der Berechnung der Orientierungsgröße - dem Rotorfluss. Die feldorientierte Regelung bietet dann die Möglichkeit, Magnetisierung und Drehmoment getrennt zu regeln. Abschließend wird die Asynchronmaschine im Feldschwächbereich betrieben, um die Maschine mit höheren Drehzahlen fahren zu können.

Bitte machen Sie sich vorher mit dem Versuchsstand und vor allem den theoretischen Grundlagen vertraut. Die einleitenden Abschnitte zum Versuchsstand helfen beim Umgang mit der Technik. Die theoretischen Grundlagen sind von großer Wichtigkeit für das Verständnis bei der Lösung der Aufgaben.

## 1.1. Der Versuchsstand

Dieses Kapitel vermittelt grundlegendes Wissen zum Aufbau des Versuchsstands und zur Matlab-Umgebung.

### 1.1.1. Maschinensatz

Die Asynchronmaschine, in roter Farbe gestrichen, ist vom Typ DRE112M4/FE/ES/R/V/KY der Firma SEW Eurodrive. Sie ist über eine Drehmomentmesswelle (Typ T22/50NM von HBM) und eine Magnet-Rutschkupplung mit einer Gleichstrommaschine, in weisser Farbe gestrichen, vom Typ MQFQKTA100-32 der Firma Lenze verbunden.

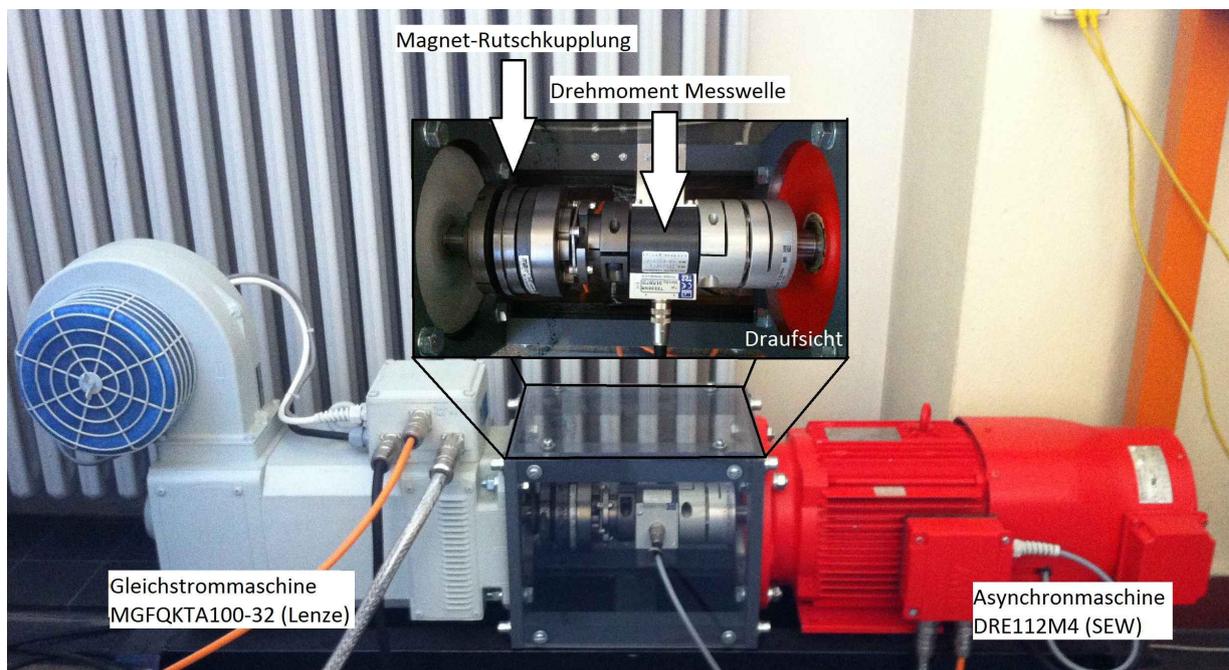


Abbildung 1.1.: Links die fremdbelüftete Gleichstrommaschine mit eingebautem Tachogenerator, rechts die Asynchronmaschine mit eingebautem Inkrementalgeber. Mittig: Draufsicht auf die Welle mit Magnet-Rutschkupplung und Drehmomentmesswelle



Abbildung 1.2.: Kopf des Umrichterschrankes mit Signalleuchte und Analoganzeigen für die Eingangsströme und Spannungen mit Wahlschalter, Feldstrom, Ankerstrom, Drehzahl und Zwischenkreisspannung sowie Temperaturerfassung für den Bremschopper, Einspeisung, Umrichter 1 und 2 sowie Motor 1 und 2

### 1.1.2. Umrichterschrank

Der Umrichterschrank lässt sich in vier Funktionsbereiche untergliedern. Das „Einspeisemodul“ sorgt für die Anbindung ans öffentliche Drehstromnetz, das ETI DSP-System übernimmt die Steuerung, Überwachung und Regelung des gesamten Systems, der Leistungsteil ist für die Speisung der beiden Maschinen zuständig. Zusätzlich findet man im oberen Teil des Schrankes eine Anzeigeeinheit, die relevante Systemgrößen darstellt. Auf dem Umrichterschrank befindet sich eine Signalleuchte, die bei angeschlossener Drehspannung orange und im eingeschalteten Zustand zusätzlich rot leuchtet.

Das Einspeisemodul besteht aus einem Diodengleichrichter und einer Glättungsdrossel zur Speisung des Zwischenkreises. Über einen Vorladewiderstand wird der Zwischenkreis vorgeladen, bevor das Hauptschütz geschlossen werden kann und der Zwischenkreis über

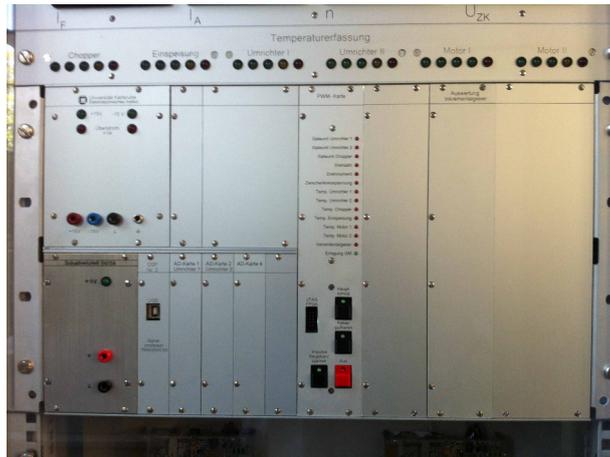


Abbildung 1.3.: Elektronikteil des Umrichtersystems. Zu sehen sind zwei Netzteile zur Spannungsversorgung mit 5 Volt, +15 Volt und -15 Volt, DSP, A/D-Karten 1,2 und 4, PWM-Karte und Inkrementalgeber Auswertungskarte (von Links nach Rechts)

den Gleichrichter direkt mit dem Netz verbunden ist. Zusätzlich bieten die Zeigerinstrumente am „Einspeisekopf“ des Schrankes einen Überblick über die drei Leiterströme sowie - über einen Schalter wählbar - die Stern- und Außenleiterspannungen des Netzes. Weitere Analoganzeigen geben die Zwischenkreisspannung sowie Feld- und Ankerstrom der Gleichstrommaschine wieder.

Zur Steuerung der Anlage wird ein ETI DSP-System verwendet, welches in einem 19-Zoll-Rahmen verbaut ist. Das ETI DSP-System besteht aus dem ETI-Bus und folgenden Einschubkarten, die über den ETI-Bus kommunizieren: Eine DSP-Karte, drei A/D Karten, eine PWM Karte und eine Inkrementalgeber-Auswertungskarte. Die DSP-Karte agiert als Busmaster. Die A/D-Karten stellen wichtige Größen für die Steuerung bzw. Regelung des Schrankes zur Verfügung. Die PWM-Karte dient zur Ansteuerung der beiden Kompaktumrichter, zur Hardwareüberwachung und sie beinhaltet eine Frontplatte mit Bedienelementen.

Der Leistungsteil besteht aus zwei Kompaktumrichtern zur Speisung der Maschinen, einer Diodenbrücke plus Netzdrossel sowie Hauptschütz und Vorladeplatine. Da die Diodenbrücke nicht rückspeisefähig ist, befindet sich hier außerdem ein Bremschopper der den Zwischenkreis vor Überspannung schützt.

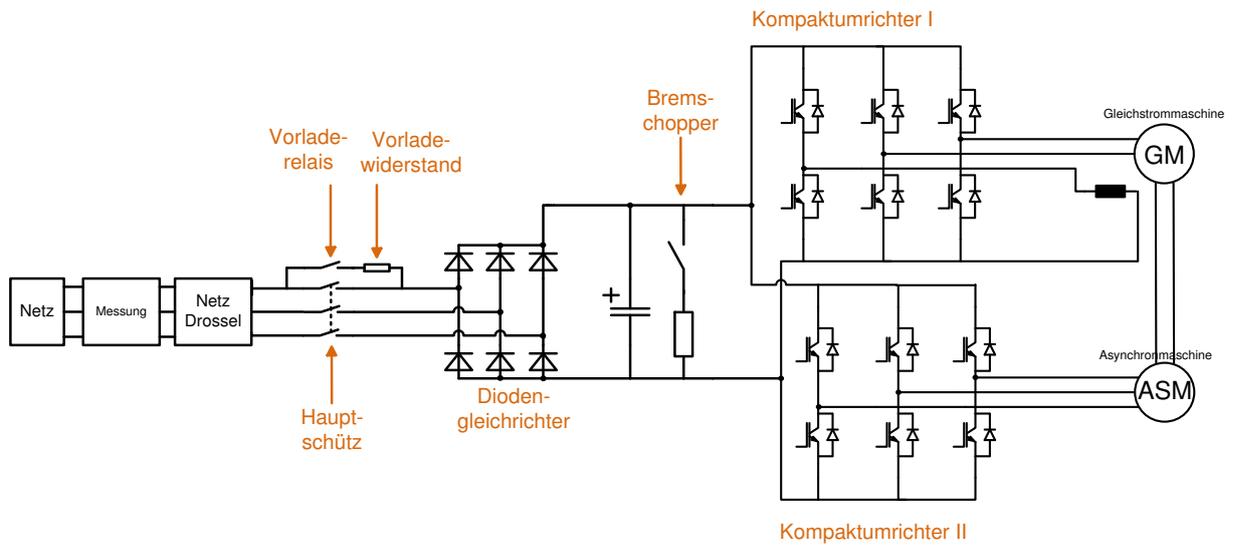


Abbildung 1.4.: Blockschaltbild der Leistungselektronik



Abbildung 1.5.: Der Leistungsteil mit den beiden Kompaktumrichtern, Diodenbrücke und Netzdrossel, Hauptschütz, Vorladeplatine und Bremschopper, Einspeiseklemmen und Sicherungen (von oben nach unten)

## 1.2. Matlab/Simulink Umgebung

Die Matlab/Simulink Umgebung dient zur Simulation der gesamten Anlage und C-Codegenerierung, um die Software zur Regelung der Anlage auf das ETI DSP-System zu übertragen. In dieser Matlab/Simulink Umgebung sind zwei Matlab-Modelle vorhanden. Eines ist das Modell zur Simulation des Versuchsstands, ein anderes stellt das Softwaregerüst zur Codegenerierung bereit. Beide Modelle enthalten die Regelung der Gleichstrom- und Asynchronmaschine sowie Fehlerüberwachung und Ablaufsteuerung. Das Simulationsmodell beinhaltet außerdem Modelle zur Simulation des Leistungsteils und des Maschinenverhaltens, das Codemodell beinhaltet zusätzlich Funktionen zur Buskommunikation.

### 1.2.1. Simulationsmodell

Das Simulationsmodell bildet das Gesamtsystem des Versuchsstands nach. Abbildung 1.6 zeigt das Simulationsmodell. Um die Arbeit an Simulations- und Codemodell möglichst gleichartig zu gestalten, beinhaltet auch das Simulationsmodell Funktionsblöcke zum Lesen der A/D-Karten, der Modulatorkarte und der Drehzahlerfassungskarte. Es wird jedoch keine Buskommunikation simuliert. Die Ausgabewerte dieser Funktionsblöcke stammen aus den Maschinenmodellen oder - im Fall der Modulatorkarte - werden auf einen konstanten Wert gesetzt.

### 1.2.2. Codemodell

Das Codemodell dient als Softwaregerüst zur C-Codegenerierung. Abbildung 1.7 zeigt das Codemodell. Hier geschieht in den Funktionsblöcken zum Lesen der A/D-Karten, der Modulatorkarte und der Drehzahlerfassungskarte die Buskommunikation mit den entsprechenden Einschubkarten und Nachverarbeitung der empfangenen Daten. Hinzu kommt ein Funktionsblock zum Beschreiben der Modulatorkarte. Ihr werden Aussteuergrade, Chopperschaltzustand und weitere Steuervariablen übergeben.

### 1.2.3. Regelung

#### Gleichstrommaschine

Da es sich bei der Gleichstrommaschine um eine fremderregte Gleichstrommaschine handelt, können Feld- und Ankerstrom und damit die Magnetisierung sowie das Drehmoment der Maschine getrennt eingestellt werden. Um die Gleichstrommaschine mit Nennerregung

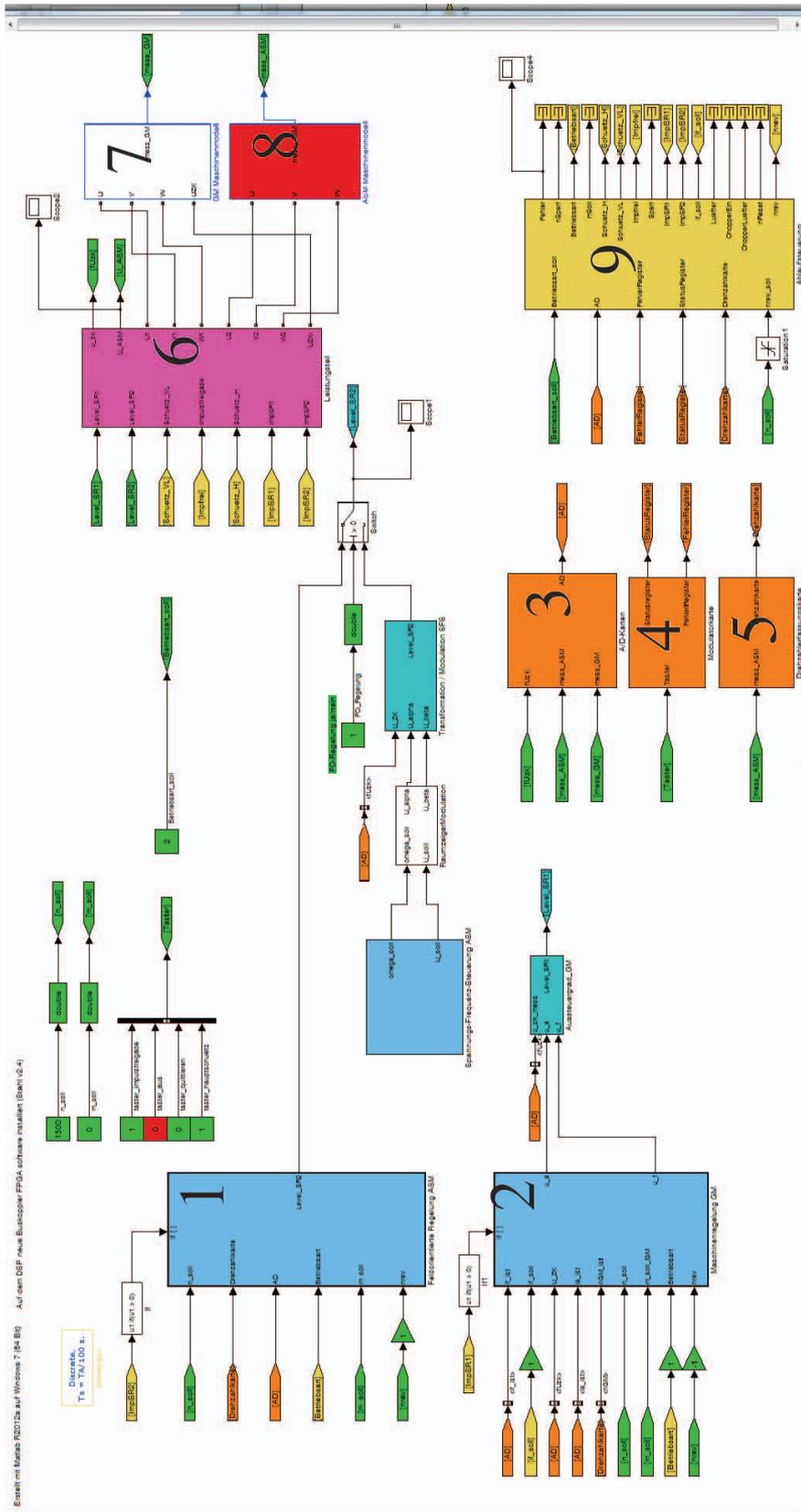


Abbildung 1.6.: Simulinkmodell zur Simulation des Simulationsstands. 1: Regelung der Asynchronmaschine, 2: Regelung der Gleichstrommaschine, 3: A/D Karten lesen, 4: Modulatorkarte lesen, 5: Drehzahlerkfassungskarte lesen, 6: Leistungsteil, 7: Gleichstrommaschinenmodell, 8: Asynchronmaschinenmodell, 9: Ablaufsteuerung



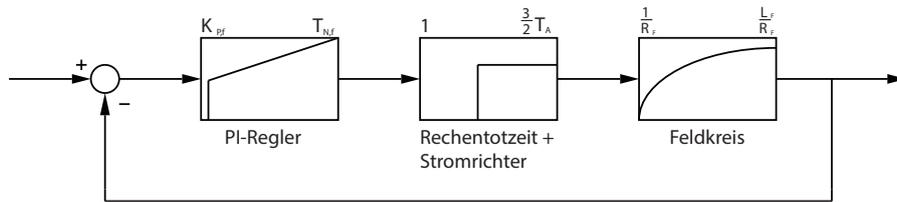


Abbildung 1.8.: Regelungstechnisches Strukturbild des geschlossenen Feldstromregelkreises

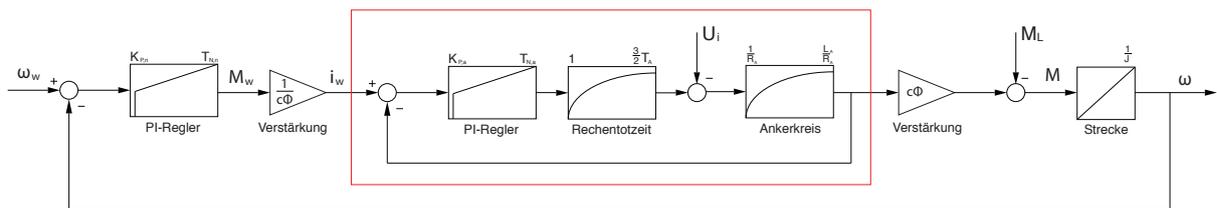


Abbildung 1.9.: Regelungstechnisches Strukturbild des geschlossenen Drehzahl Regelkreises. Der Ankerstrom Regelkreis ist in Rot markiert und stellt das Stellglied des überlagerten Drehzahlregelkreises dar

zu betreiben, muss in der Feldwicklung ein Gleichstrom von 1,6 A eingepreßt werden. Durch die Impedanz des Feldkreises kann die Regelung wie beim Tiefsetzsteller realisiert werden. Der Feldkreis bildet bei regelungstechnischer Betrachtung die Regelstrecke, der Kompaktumrichter ist das Stellglied und als Regler kommt ein PI-Regler zum Einsatz. Daraus ergibt sich das Strukturbild des geschlossenen Regelkreises wie es in Abbildung 1.8 zu sehen ist. Die Reglerparameter sind nach dem Betragsoptimum ausgelegt.

Die Stromregelung des Ankerkreises ist analog zur Feldstromregelung ausgeführt. Für den Drehzahlregler kommt ebenfalls ein PI-Regler zum Einsatz, wobei die Parameter nach den Einstellregeln des symmetrischen Optimums gewählt sind. Das regelungstechnische Strukturbild des Ankerkreises ist in Abbildung 1.9 zu sehen.

## Asynchronmaschine

Die Asynchronmaschine wird mit der rotorflussorientierten Regelung betrieben. Der Statorstromraumzeiger wird dabei in eine Komponente senkrecht zum Rotorfluss und eine Komponente in Richtung des Rotorflusses aufgespalten. Die Lage des Rotorflusses wird dabei vom zeitdiskreten Strommodell ermittelt (Abbildung 1.17). Wie in den theoretischen Grundlagen in (1.30) und (1.33) gezeigt wird, lassen sich Magnetisierung und Drehmoment

auf diese Weise getrennt regeln. Abbildung 1.10 zeigt den Signalflussplan der feldorientierten Regelung, wie sie in der Matlab Umgebung realisiert wurde. Die Reglerparameter der Stromregler wurden nach dem Betragsoptimum, die Reglerparameter des überlagerten Fluss- und des Drehzahlreglers nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt. Da die Auslegung und Programmierung der hier verwendeten Stromregelung analog zur Stromregelung des Versuchs "Stromregelung in rotierenden Koordinaten" ist, wird in diesem Laborversuch vor allem die Ermittlung des Rotorflusswinkels im Vordergrund stehen.

### 1.3. Hinweise zur Bedienung

Das Umrichtersystem beinhaltet eine Ablaufsteuerung, um das System im Betrieb sicher zu führen. Abbildung 1.11 zeigt das Ablaufschema.

#### Betriebsarten

Für den Betrieb des Versuchsstands gibt es verschiedene Betriebsarten. Im Versuch werden nur Betriebsart 0 und 1 benutzt. Tabelle 1.1 gibt eine Übersicht der verschiedenen Betriebsarten. In die Betriebsarten 1-5 kann nur aus Betriebsart 0 gewechselt werden.

Betriebsart	Asynchronmaschine	Gleichstrommaschine
0	Aus	Aus
1	Drehzahl geregelt	Momentengeregelt
2	Drehzahl geregelt	Aus
3	Aus	Drehzahl geregelt
4	Drehzahl geregelt (Reversierbetrieb)	Momentengeregelt (Reversierbetrieb)
5	Momentengeregelt	Drehzahl geregelt

Tabelle 1.1.: Übersicht der Betriebsarten

#### Bedienelemente

An der Frontplatine der PWM-Karte finden Sie die Taster „Aus“, „Quittieren“, „Hauptschütz“ und „Impulsfreigabe“. Diese haben jeweils Leuchtdioden integriert, die über den Zustand des Schrankes Aufschluss geben. Tabelle 1.2 gibt eine Übersicht der möglichen Zustände.

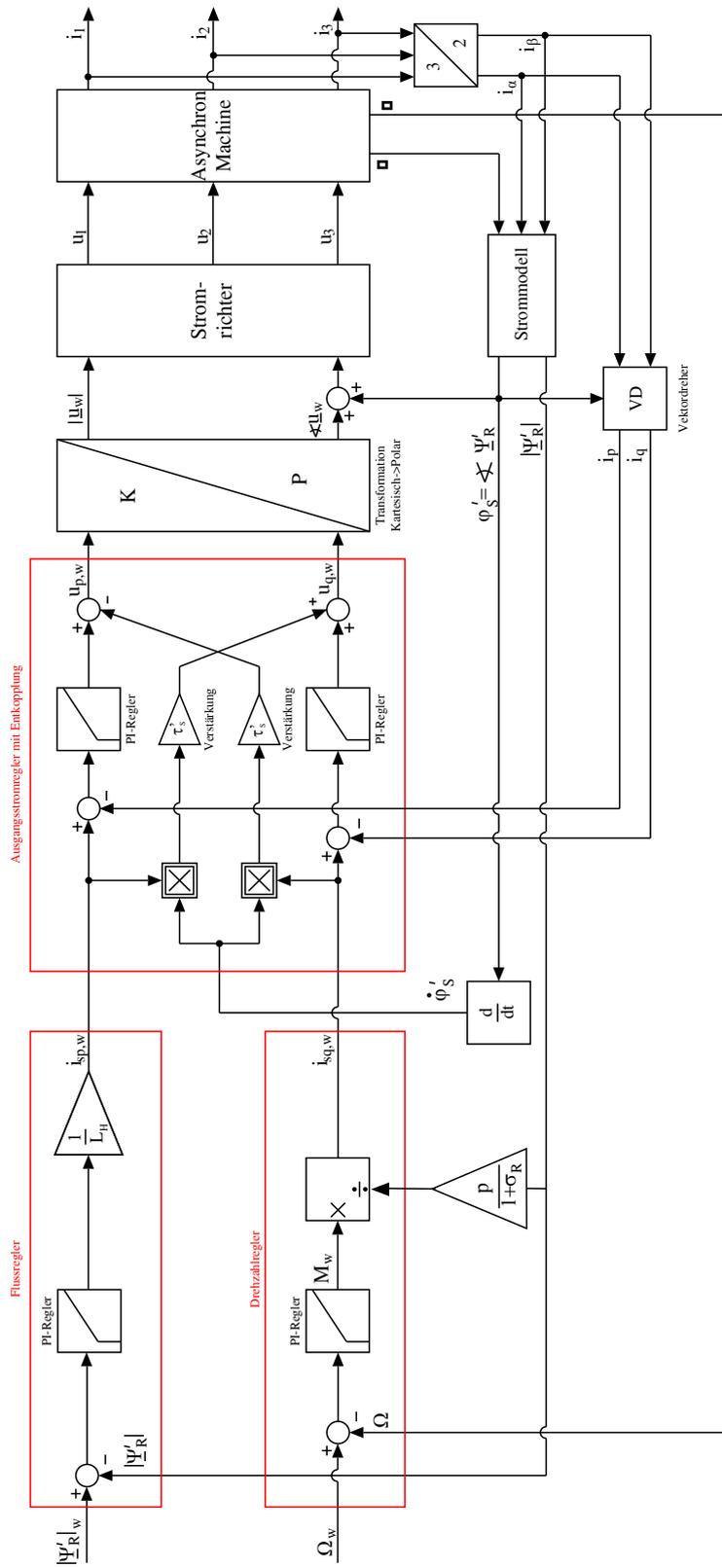


Abbildung 1.10.: Signalfussplan der Feldorientierten Regelung

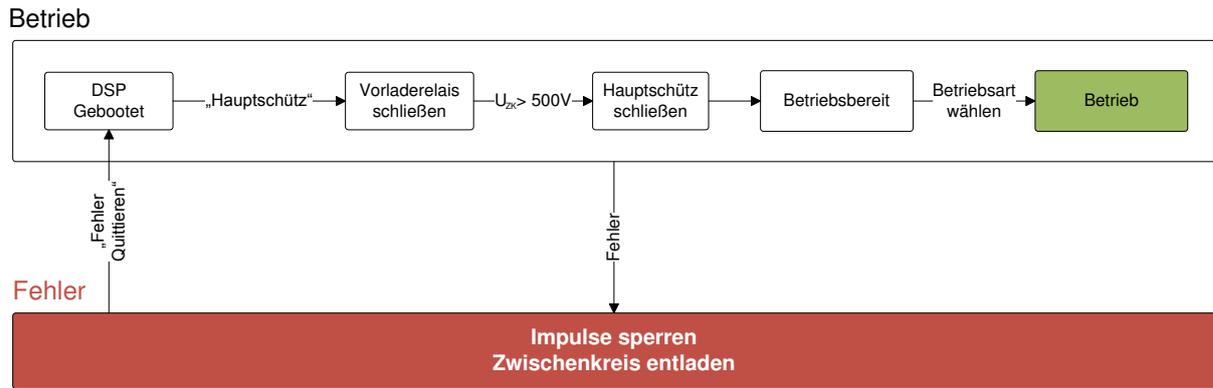


Abbildung 1.11.: Grundlegende Funktion der Ablaufsteuerung

Quittieren	Hauptschütz	Impulsfreigabe	Zustand
Blinkt	Aus	Aus	Fehler
Leuchtet	Aus	Aus	Zwischenkreis nicht geladen
Leuchtet	Blinkt	Aus	Zwischenkreis Vorladung
Leuchtet	Ein	Aus	Zwischenkreis geladen
Leuchtet	Leuchtet	Blinkt	Impulsfreigabe gegeben, Betriebsart 0
Leuchtet	Leuchtet	Leuchtet	Betrieb

Tabelle 1.2.: Betriebszustände

### Fehler

Falls während des Betriebs ein Fehler ausgelöst wird, können Sie im Monitorprogramm anhand der Variable „Fehler“ Rückschlüsse auf die Ursache des Fehlers ziehen. Tabelle 1.3 stellt die Fehlercodes dar. Der Zwischenkreis wird bei Auftreten eines Fehlers automatisch über den Bremschopper entladen. Nach Auftreten eines Fehlers müssen Sie den Fehler quittieren. Dies geschieht mit dem Taster „Quittieren“ an der Frontplatine der PWM-Karte.

## 1.4. Theoretische Grundlagen

Die folgenden Herleitungen basieren auf den Arbeiten von Herrn Braun [1] und Herrn Späth [2].

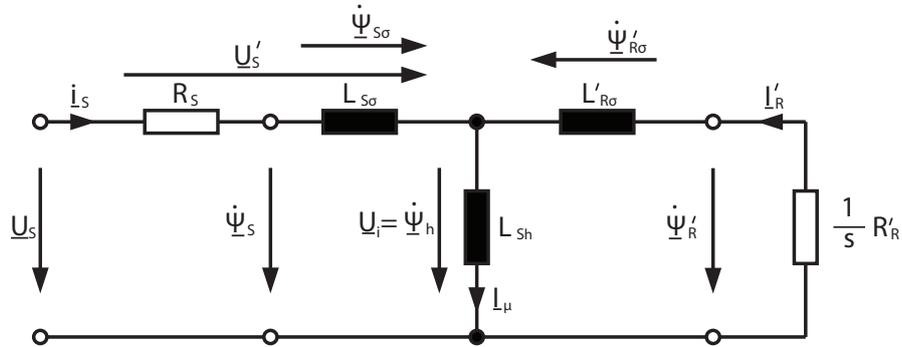


Abbildung 1.12.: Einphasiges Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine

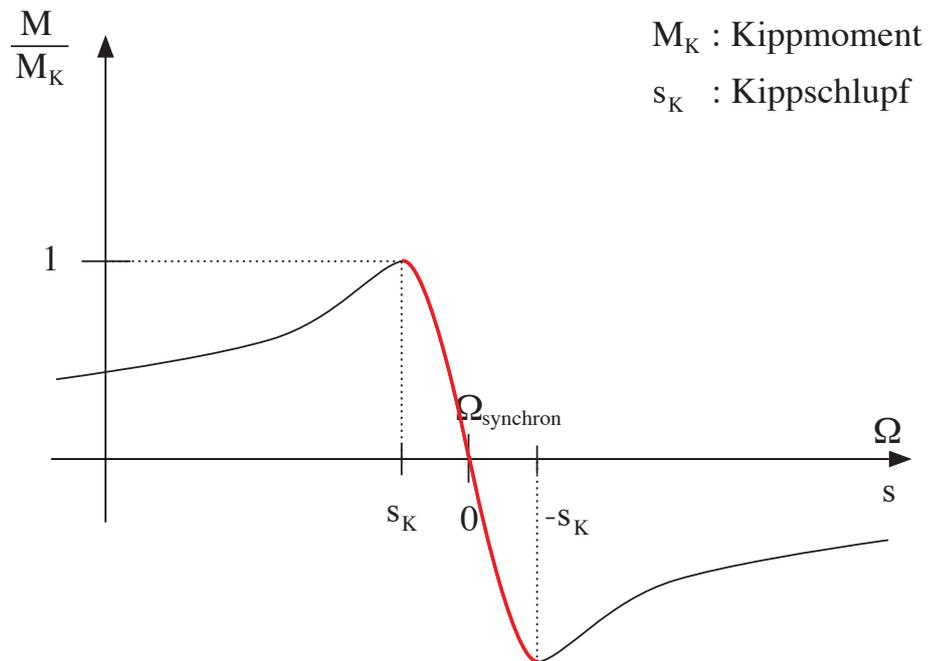


Abbildung 1.13.: Drehmoment-Schlupf bzw. Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie der Asynchronmaschine

Code	Ursache	Code	Ursache
1	Überstrom Phase 1 Stromrichter 1	11	Gateunit Stromrichter 2
2	Überstrom Phase 2 Stromrichter 1	12	Gateunit Bremschopper
3	Überstrom Phase 3 Stromrichter 1	13	Taster „Aus“ gedrückt
4	Überstrom Phase 1 Stromrichter 2	14	Überdrehzahl
5	Überstrom Phase 2 Stromrichter 2	15	Temperatur Gleichstrommaschine
6	Überstrom Phase 3 Stromrichter 2	16	Temperatur Asynchronmaschine
7	Zwischenkreisspannung zu hoch	17	Temperatur Stromrichter 1
8	Zwischenkreisspannung zu niedrig	18	Temperatur Stromrichter 2
9	Überschreitung der Vorladezeit	19	Temperatur Einspeisung
10	Gateunit Stromrichter 1	20	Temperatur Bremschopper
		21	Drehmoment zu hoch

Tabelle 1.3.: Fehlercodes und deren Ursache

### 1.4.1. Spannungs-Frequenz Steuerung

Eine besonders simple Methode der Drehzahlsteuerung der Asynchronmaschine (im Folgenden mit „ASM“ abgekürzt) ist die Steuerung über eine Spannungs-Frequenz Kennlinie (im Folgenden mit „U-f-Kennlinie“ abgekürzt). Dabei wird die ASM mit einem in der Amplitude und Frequenz variablen Drehspannungssystem betrieben. Dadurch lässt sich die synchrone Drehzahl ( $f_{syn} = \frac{f_{Speise}}{p}$ ) variabel einstellen (Abbildung 1.13). Wie der Name schon sagt handelt es sich hierbei nicht um eine Regelung, sondern um eine Steuerung. Dies bedeutet, dass (im einfachsten Fall) keine Rückführung irgendeiner Größe geschieht. Zum Betrieb der ASM mit U-f-Kennlinie ist es also nicht notwendig, Phasenströme, Spannungen oder Drehzahl bzw. Winkellage zu erfassen. Zunächst wird in MATLAB Simulink eine U-f-Kennlinie programmiert, um dann ihre Stärken und Schwächen aufzuzeigen. Da bei der U-f-Kennlinie zwei Steuergrößen vorgegeben werden müssen, nämlich Statorspannung  $u_S$  und Statorfrequenz  $\omega_S$ , stellt sich die Frage, wie diese Größen im Betrieb geführt werden müssen. Aus dem einsträngigen Ersatzschaltbild (Abbildung 1.12), das für stationären Betrieb gilt, lässt sich folgendes entnehmen:

$$\underline{U}_i = j\omega_S \underline{\Psi}_h \quad \text{bzw.} \quad \underline{U}_i = \omega_S \underline{\Psi}_h \quad (1.1)$$

Um die Magnetisierung der Maschine konstant zu halten, muss gelten:

$$U_i \sim \omega_S \quad (1.2)$$

Im ersten Schritt vernachlässigt man den Statorspannungsabfall

$$\underline{U}'_S = \underline{I}_S \cdot (R_S + j\omega_S L_{S\sigma}) \quad (1.3)$$

und nimmt an, dass gilt:

$$U_S \approx U_i = \omega_S \Psi_h \quad \text{und} \quad \Psi_h = \text{const.} = \frac{U_S}{\omega_S} \quad (1.4)$$

Laut Typenschild wird die ASM im Nennbetrieb mit  $f_{\text{Netz}} = 50\text{Hz}$  und  $U_N = 400\text{V}$  bei  $1455\text{min}^{-1}$  betrieben. Die Polpaarzahl der ASM ist  $p = 2$ .

### 1.4.2. Feldorientierung

Die folgenden Ausführungen zur feldorientierten Betrachtung der Asynchronmaschine basieren auf [2]. Weiterführende Informationen finden Sie ebenfalls dort. Für die feldorientierte Regelung beschreibt man das mathematische Asynchronmaschinenmodell mithilfe von Raumzeigern. Da jedes nullsystemfreie Dreiphasensystem durch einen komplexen Raumzeiger beschrieben werden kann, lassen sich auch die Größen in diesem System durch Raumzeiger ausdrücken:

Für ein dreiphasiges Drehstromsystem

$$i_1 = I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.5)$$

$$i_2 = I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \quad (1.6)$$

$$i_3 = I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t + \varphi - \frac{4\pi}{3}) \quad (1.7)$$

definiert man für leistungsinvarianz den Stromraumzeiger

$$\underline{i} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_1 + \underline{a}i_2 + \underline{a}^2i_3) \quad (1.8)$$

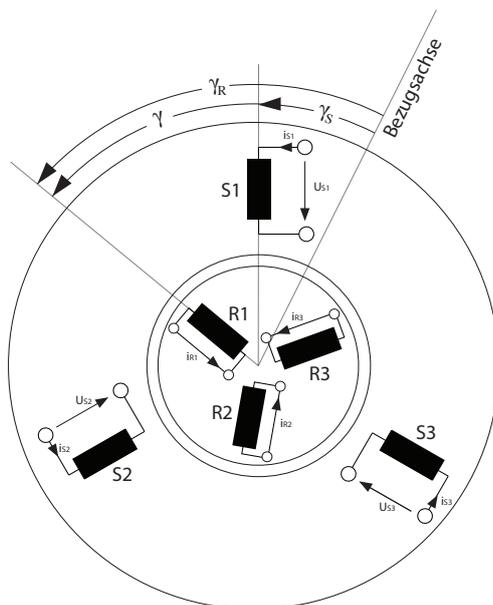


Abbildung 1.14.: Asynchronmaschinenmodell mit beliebiger Bezugsachse

mit

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (1.9)$$

Die Ausdrücke (1.5), (1.6), (1.7) und (1.9) in (1.8) eingesetzt ergibt,

$$\underline{i}_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}. \quad (1.10)$$

Für die Beschreibung der Asynchronmaschine in Raumzeigergrößen gelten folgende Gleichungen:

Statorspannungsgleichung:

$$\underline{u}_{S1} = R_S \cdot \underline{i}_{S1} - j \cdot \dot{\gamma}_S \cdot \underline{\Psi}_{S1} + \dot{\underline{\Psi}}_{S1} \quad (1.11)$$

und Rotorspannungsgleichung (für kurzgeschlossenen Rotor):

$$0 = R'_R \cdot \underline{i}'_{R1} - j \cdot \dot{\gamma}_R \cdot \underline{\Psi}'_{R1} + \dot{\underline{\Psi}}'_{R1} \quad (1.12)$$

mit den Flussbeziehungen:

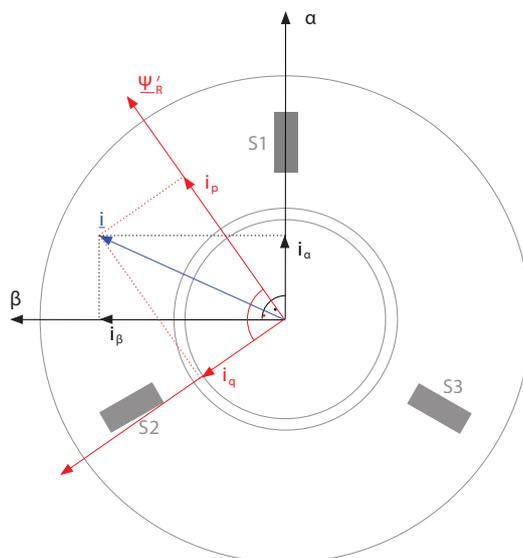


Abbildung 1.15.: Lage der Bezugssysteme: Ein beliebiger komplexer Stromraumzeiger  $i$  (blau) kann in statorfesten Koordinaten (schwarz) oder in rotorflussfesten Koordinaten (rot) ausgedrückt werden.

Statorflussraumzeiger:

$$\underline{\Psi}_{S1} = (L_{Sh} + L_{S\sigma}) \cdot \underline{i}_{S1} + L_{Sh} \cdot \underline{i}'_{R1}, \quad (1.13)$$

Rotorflussraumzeiger:

$$\underline{\Psi}'_{R1} = (L_{Sh} + L'_{R\sigma}) \cdot \underline{i}'_{R1} + L_{Sh} \cdot \underline{i}_{S1} \quad (1.14)$$

und dem inneren Drehmoment

$$M_{il} = 2 \cdot p \cdot L_{Sh} \cdot \text{Im}\{\underline{i}_{S1} \cdot \underline{i}'_{R1}^*\} \quad (1.15)$$

Bei der feldorientierten Regelung ist es vorteilhaft, die Raumzeiger in verschiedenen Bezugssystemen zu betrachten. Dafür werden das statorfeste Bezugssystem (typ. Komponentenindizierung mit  $\alpha$  und  $\beta$ ) und das rotorflussfeste Koordinatensystem (typ. Komponentenindizierung mit  $p$  und  $q$ ) eingeführt. Abbildung 1.15 stellt die Lage der beiden Bezugssysteme dar.

Um nun die für die rotorflussorientierte Regelung nötigen Beziehungen herzuleiten, geht

man wie folgt vor:

Aus dem einsträngigen Ersatzschaltbild folgt für den Magnetisierungsstromraumzeiger:

$$\underline{i}_{\mu 1} = \underline{i}_{S1} + \underline{i}_{R1} \quad (1.16)$$

zusätzlich definiert man die Rotorstreuzyiffer zu:

$$\sigma_R = \frac{L'_{S\sigma}}{L_{Sh}}. \quad (1.17)$$

Mit (1.16) und (1.17) ergibt sich der Rotorflussraumzeiger aus (1.14) zu

$$\underline{\Psi}'_{R1} = L_{Sh} \cdot ((1 + \sigma_R) \cdot \underline{i}_{\mu 1} - \sigma_R \cdot \underline{i}_{S1}). \quad (1.18)$$

Weiter definiert man einen Rotormagnetisierungsstrom der, bei vernachlässigter Eisensättigung, dem Rotorfluss proportional ist:

$$\underline{i}'_{\mu 1} = \frac{\underline{\Psi}'_{R1}}{L_{Sh}} \quad (1.19)$$

Aus (1.18) und (1.19) folgt dann:

$$\underline{i}'_{\mu 1} = (1 + \sigma_R) \cdot \underline{i}_{\mu 1} - \sigma_R \cdot \underline{i}_{S1}. \quad (1.20)$$

Nun betrachtet man die Rotorspannungsgleichung (1.12), die mit (1.19) übergeht in

$$0 = R'_R \cdot \underline{i}_{R1} - j \cdot \dot{\gamma}_R \cdot L_{Sh} \cdot \underline{i}'_{\mu 1} + L_{Sh} \cdot \dot{\underline{i}}'_{\mu 1} \quad (1.21)$$

und mit (1.16) zu

$$\underline{i}'_{\mu 1} \cdot (1 - j \cdot \tau_R \cdot \dot{\gamma}_R) + \tau_R \cdot \dot{\underline{i}}'_{\mu 1} = \underline{i}_{S1} \quad (1.22)$$

wird, wobei die Rotorzeitkonstanten  $\tau_R$  wie folgt definiert ist:

$$\tau_R = \frac{(1 + \sigma_R) \cdot L_{Sh}}{R'_R} = \frac{L_{Sh} + L'_{R\sigma}}{R'_R} = \frac{L'_R}{R'_R} \quad (1.23)$$

Man hat nun also einen Zusammenhang zwischen dem Statorstrom  $\underline{i}_{S1}$  und dem Magne-

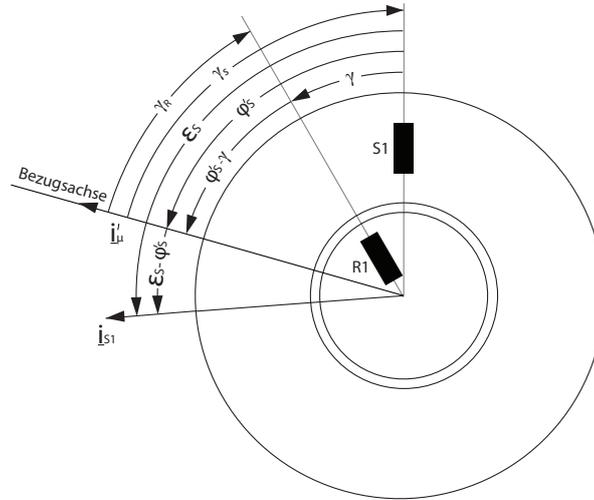


Abbildung 1.16.: Maschinenmodell mit rotorflussorientierter Bezugsachse

tisierungsstromraumzeiger  $i'_{\mu 1}$  gefunden. Dies erlangt jedoch erst besondere Bedeutung, betrachtet man (1.22) in rotorflussorientierten Koordinaten. Dabei gilt mit den Winkeln aus Abbildung 1.16

$$\gamma_S = -\varphi'_S \quad , \quad \gamma_R = -\varphi'_S + \gamma \quad (1.24)$$

Gleichung (1.24) in (1.22) eingesetzt liefert

$$i'_\mu \cdot (1 + j \cdot \tau_R \cdot (\dot{\varphi}'_S - \dot{\gamma})) + \tau_R \cdot \dot{i}'_\mu = \dot{i}_S \quad (1.25)$$

Schreibt man den allgemeinen Raumzeiger  $\underline{x}$  in kartesischen Koordinaten, so gilt (bei Leistungsinvarianz)

$$\underline{x} = \frac{1}{\sqrt{2}} (x_p + j \cdot x_q) \quad (1.26)$$

Angewendet auf (1.25) folgt (nach Multiplikation mit  $\sqrt{2}$ ):

$$(i'_{\mu p} + j i'_{\mu q}) (1 + j \tau_R (\dot{\varphi}'_S - \dot{\gamma})) + \tau_R (i'_{\mu p} + j i'_{\mu q}) = i_{sp} + j \cdot i_{sq} \quad (1.27)$$

Da die Flussachse in die Richtung von  $i'_{\mu p}$  zeigt, gilt  $i'_{\mu q} = 0$  worauf folgt,

$$i'_{\mu 1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot i'_{\mu p} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot i'_\mu \quad (1.28)$$

Damit gilt für (1.27):

$$i'_\mu(1 + j \cdot \tau_R \cdot (\dot{\varphi}'_S - \dot{\gamma})) + \tau_R \cdot \dot{i}'_\mu = i_{Sp} + j \cdot i_{Sq} \quad (1.29)$$

Aufgelöst nach Real- und Imaginärteil folgt:

$$i_{Sp} = i'_\mu + \tau_R \cdot \dot{i}'_\mu \quad , \quad i_{Sq} = i'_\mu \tau_R \cdot (\dot{\varphi}'_S - \dot{\gamma}) \quad (1.30)$$

Dieser wichtige Zusammenhang besagt, dass der rotorflussbezogene Magnetisierungsstromraumzeiger  $i'_{\mu 1}$  mit einer Verzögerung 1. Ordnung dem Statorstromanteil, der in Richtung des Rotorflusses zeigt, folgt. Der Statorstromanteil, der senkrecht zur Richtung des Rotorflusses steht, ist proportional zu  $i'_{\mu 1}$  und der Winkelgeschwindigkeit  $(\dot{\varphi}'_S - \dot{\gamma})$ . Diese Winkelgeschwindigkeit beschreibt den Winkel zwischen Rotorachse und Rotorflussraumzeiger. Bei der Betrachtung des inneren Drehmoments in rotorflussfesten Koordinaten wird sich ein weiterer wichtiger Zusammenhang auf tun:

Stellt man (1.20) nach  $\dot{i}_{\mu 1}$  um und setzt es in (1.16) ein, folgt:

$$\dot{i}_{R1} = \frac{\dot{i}'_{\mu 1} - \dot{i}_{S1}}{1 + \sigma_R} \quad (1.31)$$

Eingesetzt in Gleichung (1.15) ergibt sich:

$$M_{il} = 2 \cdot p \cdot L_{Sh} \cdot \text{Im} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (i_{Sp} + j \cdot i_{Sq}) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{1 + \sigma_R} \cdot (i'_\mu - (i_{Sp} + j \cdot i_{Sq})) \right\} \quad (1.32)$$

$$M_{il} = \frac{p \cdot L_{Sh}}{1 + \sigma_R} \cdot i'_\mu \cdot i_{Sq} = \frac{p}{1 + \sigma_R} \cdot \Psi'_R \cdot i_{Sq} \quad (1.33)$$

Dies ist der 2. wichtige Zusammenhang. Er besagt, dass das innere Drehmoment proportional ist zum Produkt aus Rotorfluss und darauf senkrecht stehender Statorstromkomponente. Man kann die Asynchronmaschine in rotorflussorientierter Betrachtung also mit einer fremderregten Gleichstrommaschine vergleichen, wobei  $i'_\mu$  dem Erregerstrom und  $i_{Sq}$  dem Ankerstrom entspricht.

Für die Aufspaltung des Statorstromraumzeigers in eine senkrecht zum Rotorfluss stehende und eine parallel zum Rotorfluss stehende Komponente benötigt man die Winkellage  $\varphi'_S$  des Rotorflusses. Da in diesem Versuchsaufbau lediglich die Istwerte der Statorströme und der Rotorwinkel zur Verfügung stehen, muss man die Winkellage des Rotorflusses aus

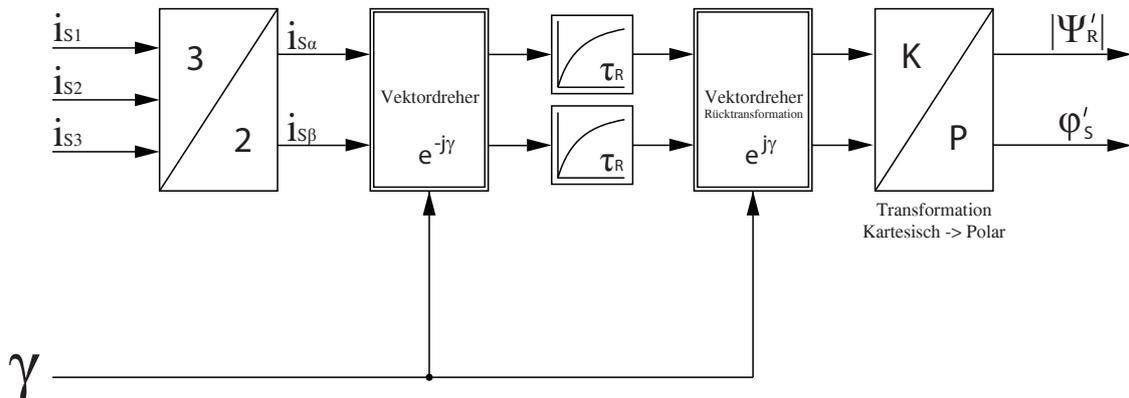


Abbildung 1.17.: Strukturbild des Strommodells

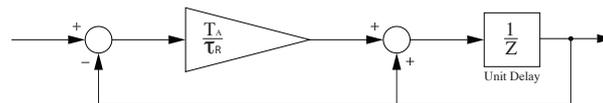


Abbildung 1.18.: Strukturbild des Zeitdiskreten PT1-Glieds aus Abbildung 1.17

diesen Größen berechnen:

Dafür betrachtet man wieder (1.22), diesmal jedoch nicht in rotorflussorientierten Koordinaten, sondern in rotorfesten Koordinaten ( $\gamma_S = -\gamma$ ,  $\gamma_R = 0$  da Kurzschlussläufer). Damit wird (1.22) zu:

$$\dot{i}'_{\mu 1} + \tau_R \cdot \ddot{i}'_{\mu 1} = \dot{i}_{S1} \quad (1.34)$$

Daraus lässt sich das Strukturbild zur Gewinnung der Größen  $\varphi'_S$  und  $\Psi'_R$  ableiten, wie in Abbildung 1.17 dargestellt.

Die Form des zeitdiskreten PT1-Glieds ist in Abbildung 1.18 dargestellt.

## 1.5. Aufgabenstellung

### 1.5.1. Spannungs-Frequenz-Kennlinien Steuerung

Zeichnen Sie die Spannungs-Frequenzkennlinie für den Fall, dass Sie die ASM mit der Nennmagnetisierung betreiben, in Abbildung 1.19 ein und vernachlässigen Sie dabei wei-

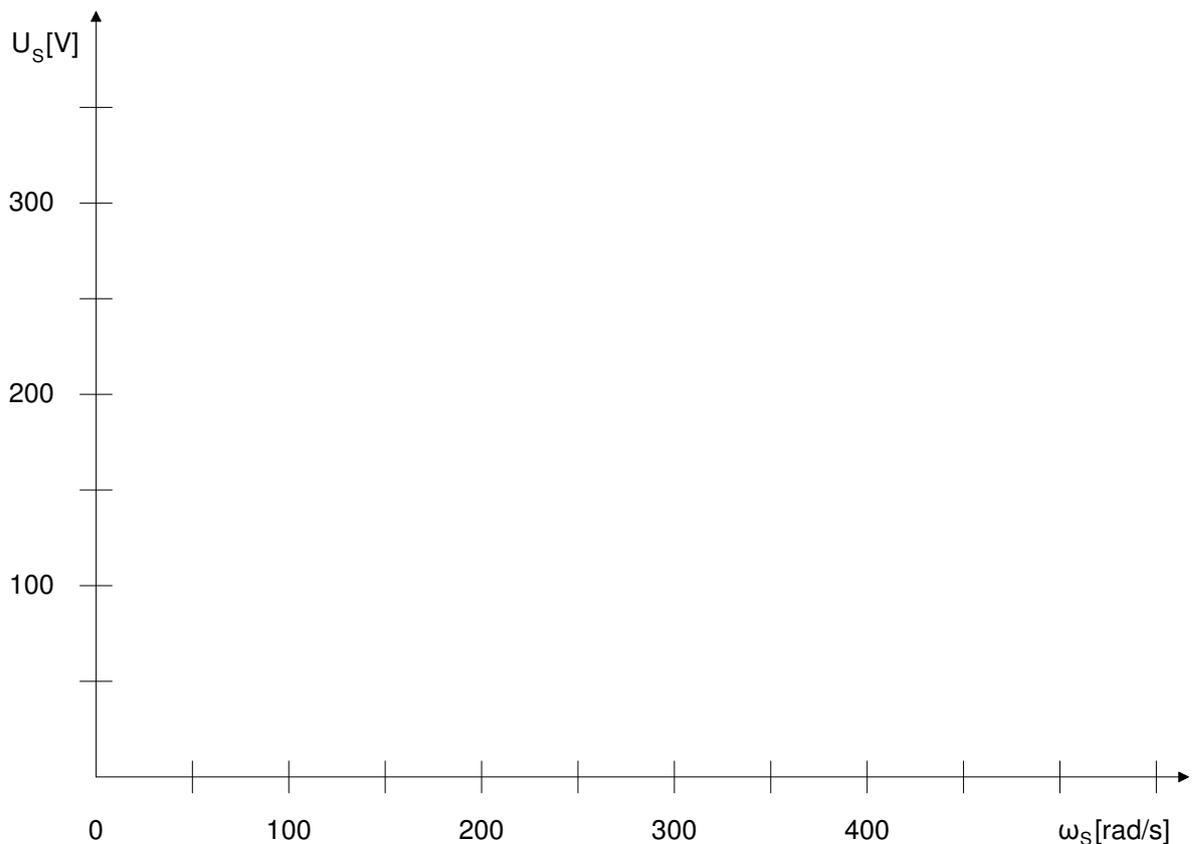
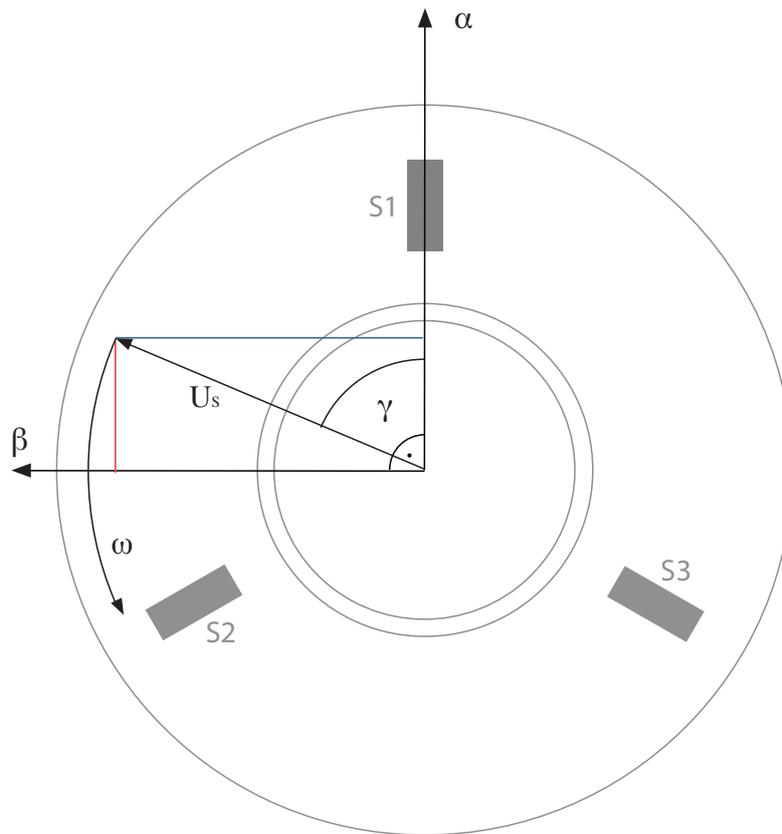


Abbildung 1.19.: U-f-Kennlinie

terhin den Statorspannungsabfall wie in (1.4)! Zeichnen Sie qualitativ auch den Verlauf der Spannungs-Frequenz-Kennlinie unter Berücksichtigung des Statorspannungsabfalls (1.3) ein!

Gehen Sie nun wie folgt vor:

- Öffnen Sie Matlab!
- Öffnen Sie im Browser im linken Drittel des Matlab Fensters den Ordner `D:\FO_Versuch!`
- Öffnen Sie mit Doppelklick das Simulationsmodell „Simulation\_ASM\_GM.mdl“!
- Im Subsystem „Spannungs-Frequenz-Steuerung ASM“ des Simulationsmodells finden Sie einen fertigen Block „Sollwert Rampe“, der eine Drehzahlrampe mit einstellbarer Steigung (Eingang „Rampe“) in  $\text{min}^{-1}\text{s}^{-1}$  ausgeben kann.
- Programmieren Sie nun die von Ihnen berechnete Kennlinie und verbinden Sie so

Abbildung 1.20.: Lage des  $\alpha\beta$ -Koordinatensystems

den Drehzahlausgang des Blocks „Sollwert Rampe“ mit den beiden Ausgängen „omega\_soll“ und „U\_soll“.

- Hinweis: Vernachlässigen Sie hierbei den Schlupf und nehmen an, dass gilt:

$$\omega_S = 2 \cdot \pi \cdot f_S = p \cdot \Omega_S = 2 \cdot \pi \cdot p \cdot \frac{n_S}{60 \frac{s}{min}} \quad (1.35)$$

Zur Berechnung der Aussteuergrade wird nun eine Rechenschaltung benötigt, die Amplitude und Frequenz des gewünschten Drehspannungsnetzes auf den Spannungsraumzeiger in  $\alpha\beta$ -Koordinaten abbildet. Abbildung 1.20 veranschaulicht die Lage des  $\alpha\beta$ -Koordinatensystems.

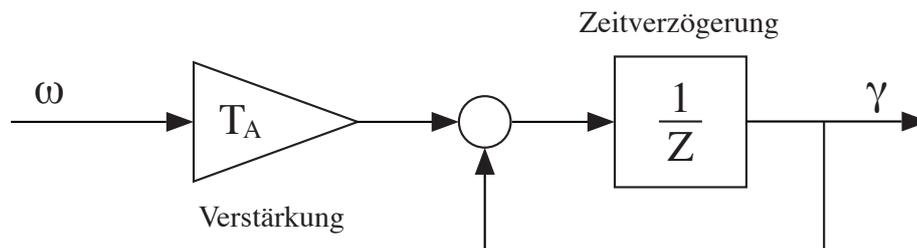


Abbildung 1.21.: Strukturbild der zeitdiskreten Integration

- Öffnen Sie das Subsystem „Raumzeigermodulation“ im Simulationsmodell und erstellen Sie das nötige Rechenetzwerk. Die dafür benötigten Funktionsblöcke finden Sie im Library Browser in der Bibliothek „VersuchFO“.
- Hinweis: Den Winkel  $\gamma$  erhalten Sie durch die zeitdiskrete Integration der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  (siehe Abbildung 1.21). Um den Winkel auf den Bereich  $0 < \varphi < 2 \cdot \pi$  zu begrenzen, verwenden sie den „Modulo“ Funktionsblock! Überlegen Sie, an welcher Stelle der zeitdiskreten Integration Sie den „Modulo“ Funktionsblock einsetzen!

Wenn Sie die Kennlinie und Umrechnung auf die  $\alpha\beta$ -Komponenten programmiert haben, gehen Sie wie folgt vor:

- Im oberen Teil des Simulationsmodells finden Sie einige „Constant“ Blöcke (Abbildung 1.22). Stellen Sie sicher, dass alle grünen „Constant“ Blöcke den Wert 0 enthalten. Mit Doppelklick auf den jeweiligen Block können Sie den Wert ändern. Sorgen Sie auch dafür, dass im Subsystem „Spannungs-Frequenz Steuerung ASM“ die Rampensteigung und Drehzahl auf 0 gesetzt sind!
- Starten Sie die Simulation, indem Sie im Menüpunkt „Simulation“ auf Start klicken oder den Play-Button anklicken.
- Wenn die Simulation gestartet ist (dies erkennen Sie daran, dass in der unteren rechten Ecke des Simulink-Fensters die Simulationszeit läuft), setzen Sie „taster\_hauptschuetz“ auf 1. Sie können die Werte der „Constant“ Blöcke während der Simulation ändern.
- Setzen Sie nun „taster\_impulsfreigabe“ ebenfalls auf 1.
- Setzen Sie „Betriebsart\_soll“ auf 2.
- Öffnen Sie das Subsystem „Spannungs-Frequenz-Steuerung ASM“ und setzen Sie zunächst den Wert „Rampe“ auf 1000, dann den Wert „n\_soll“ auf 300!

- Beobachten Sie im Scope, welches sich im Subsystem „Drehzählerfassungskarte“ befindet, die Drehzahl.
- Beobachten Sie auch die Aussteuergrade im Scope „Aussteuergrade ASM“. Dieses finden Sie im Simulationsmodell (Farbe: Rot).
- Hinweis: Auch bei korrekter Funktion ihrer Programmierung haben die Aussteuergrade keinen rein sinusförmigen Verlauf. Dies liegt daran, dass bei der Berechnung der Aussteuergrade noch eine Nullkomponente hinzukommt. Die Nullkomponente sorgt dafür, dass man die Zwischenkreisspannung voll ausnutzen kann.
- Wenn Ihre Simulation erfolgreich war und die Asynchronmaschine eine Drehzahl von  $1500 \text{ min}^{-1}$  erreicht, stoppen Sie die Simulation!
- Speichern Sie Ihr Simulationsmodell (Strg+S)!
- Öffnen Sie nun das Modell „Code\_ASM\_GM.mdl“!
- Vervollständigen Sie auch hier die Subsysteme „Spannungs-Frequenz-Steuerung ASM“ und „Transformation / Modulation SFS“. Sie können Ihre erstellte Software aus dem Simulationsmodell per „Copy and Paste“ in das Codemodell übertragen.
- Speichern Sie Ihre Änderungen (Strg+S) und starten Sie die automatische Codegenerierung (Strg+B)!
- Es wird nun eine .hex Datei erzeugt, die Sie im nächsten Schritt auf das ETI DSP-System des Umrichterschanks spielen können.
- Warten Sie, bis sich der Codegeneration Report öffnet und klicken Sie dann „Ok“.

Öffnen Sie nun wie gewohnt das Monitorprogramm „D:/DSP/Monitor2/Monitor.exe“ und öffnen Sie die Vorlage „D:DSP/Monitor2/Versuch\_FO.mi2“! (Sollte während des Betriebs ein Fehler auftreten, können Sie diesen mit dem entsprechenden Taster am Umrichterschrank quittieren. Danach müssen Sie den Zwischenkreis erneut laden und können Ihre Versuche fortführen.)

- Schließen Sie die dreiphasige Sicherung an der Schalttafel (siehe Abbildung 1.23)! Die orangefarbige Leuchte am Kopf des Umrichterschanks sollte nun leuchten.



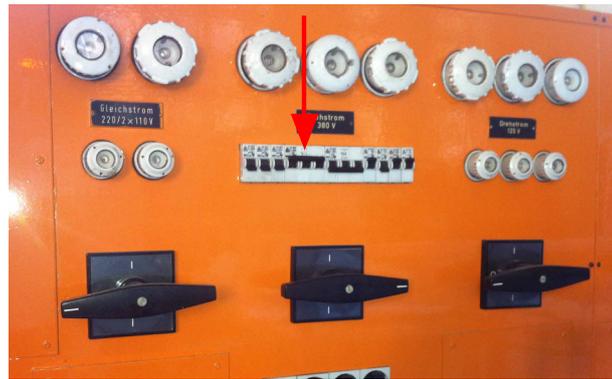


Abbildung 1.23.: Dreiphasige Sicherung für das Umrichtersystem am Labornetz

Nachdem Sie ihre Spannungs-Frequenz-Kennlinien Steuerung im Betrieb genommen haben, bearbeiten Sie folgende Fragestellungen:

- Welche Auswirkungen hat eine zu große Steigung der Sollwert-Rampe? Ändern Sie die Steigung der Sollwertrampe nur bei Stillstand der Maschinen! Veranschaulichen Sie dies anhand der Drehmoment-Schlupf-Kennlinie der ASM (Abbildung 1.13)!
- Wie verhält sich die Drehzahl bei Aufschaltung eines Lastmoments? Stellen Sie während des Betriebs der Asynchronmaschine mit der Monitorvariable „m\_soll“ ein positives Lastmoment in Nm ein. Hinweis: Sie können Drehzahländerungen nicht nur im Monitorprogramm sehen, sondern auch erhören!
- Anhand Ihrer Ergebnisse: Für welche Anwendungen ist es sinnvoll, eine U-f-Kennlinie einzusetzen, wann nicht? Welche Vor- und Nachteile hat die U-f-Kennlinie?

### 1.5.2. Strommodell

Im Theorieteil haben Sie gesehen, wie man aus der Winkellage des Rotors und den Statorströmen die zur Feldorientierung nötigen Bezugsgrößen  $\Psi'_R$  und  $\varphi'_S$  gewinnt. In diesem Aufgabenteil sollen Sie das Strommodell in der Matlab Umgebung aufbauen, um nachfolgend die Asynchronmaschine mit der feldorientierten Regelung betreiben zu können. Mit Ausnahme des Strommodell, welches Sie programmieren werden, ist die feldorientierte Regelung bereits fertig aufgebaut. Bearbeiten Sie nun die folgenden Punkte:

- Öffnen Sie das Codemodell „Code\_ASM\_GM.mdl“!

- Im Subsystem „Feldorientierte Regelung ASM“ finden Sie ein weiteres Subsystem „zeitdiskretes Strommodell“. Öffnen Sie dieses!
- Programmieren Sie nun mit Hilfe der Funktionsblöcke aus der Bibliothek „Versuch FO“ des Library Browsers das zeitdiskrete Strommodell. (siehe Abbildung 1.17)
- Um die Ausgabewerte des Strommodells im Monitorprogramm betrachten zu können, benötigen Sie den Monitor-Block, den Sie in der Bibliothek „ETI Schnittstellen“ im Library Browser finden. In dessen Optionsmenü müssen Sie den Namen für die Darstellung im Monitorprogramm eingeben. Maximal- und Minimalwert sowie Schrittweite können Sie ignorieren. Dem Monitor-Block können nur Signale vom Typ Single oder Integer32 übergeben werden. Im Library-Browser finden Sie hierfür den Block „Datatype conversion“. In dessen Optionsmenü können Sie den Ausgabedatentyp festlegen. Verwenden Sie diese beiden Funktionsblöcke, um die Ausgabewerte Ihres Strommodells im Monitorprogramm verfügbar zu machen!
- Speichern Sie und starten Sie die automatische Codegenerierung (Strg+B), booten Sie dann den Versuchsstand wie vorher.
- Wenn Sie die ASM mit U-f-Kennlinie betreiben, welche Werte bzw. welchen Werteverlauf erwarten Sie in etwa für die Größen  $\Psi'_R$  und  $\varphi'_S$ ?
- Betrachten Sie nun während des Betriebs mit U-f-Kennlinie die Ausgabewerte des Strommodells im Monitorprogramm!
- Entsprechen die Werte Ihren Erwartungen?

Das von Ihnen programmierte Strommodell befindet sich bereits innerhalb der Reglerstruktur der Feldorientierten Regelung. Die feldorientierte Regelung soll jedoch zunächst in der Simulation getestet werden.

- Öffnen Sie das Simulationsmodell und dort das Subsystem für das zeitdiskrete Strommodell! Es befindet sich an gleicher Stelle wie im Codemodell.
- Übertragen Sie das von Ihnen programmierte Strommodell aus dem Codemodell in das Simulationsmodell. Sie können sich erneut des „Copy and Paste“ bedienen. Das Simulationsmodell sollte jedoch keine Monitor-Blöcke enthalten.
- Stellen Sie erneut sicher, dass alle grünen „Constant“ Blöcke sowie die Rampensteigung und Solldrehzahl der SFS den Wert 0 enthalten.

- Speichern Sie und starten Sie die Simulation!
- Setzen Sie zunächst „taster\_hauptschuetz“, dann „taster\_impulsfreigabe“ auf 1.
- Wählen Sie Betriebsart 2.
- Schalten Sie von der SFS zur feldorientierten Regelung, indem Sie den „Constant“ Block „FO\_Regelung“ auf 1 setzen.
- Geben Sie im „Constant“ Block „n\_soll“ eine Solldrehzahl vor und beobachten Sie den Verlauf der Drehzahl im Scope!

Wenn die feldorientierte Regelung mit dem von Ihnen programmierten Strommodell korrekt arbeitet, fahren Sie fort:

- Kehren Sie zurück ins Codemodell!
- Speichern Sie, starten Sie die Codegenerierung und booten Sie den Versuchsstand! Laden Sie den Zwischenkreis und erteilen Sie Impulsfreigabe! Wählen Sie Betriebsart 1!
- Setzen Sie nun die Monitorvariable „FO\_Regelung“ auf 1. Die feldorientierte Regelung ist nun in Betrieb.
- Mit der Monitorvariable „n\_soll“ können Sie eine Solldrehzahl, mit der Monitorvariable „m\_soll“ ein Lastmoment vorgeben.
- Zeichnen Sie während des Betriebs auf der Anlage einen Reversiervorgang von 1000 nach -1000 U/min auf. (Puffereinstellungen: Pufferlänge = 800, Abtastfaktor = 20, Pre-Trigger = 400. Triggerparameter: nASM, Pegel = 0, Richtung = Ab). Beobachten Sie dabei auch den d- und q-Anteil des Statorstromes! (Id und Iq im Monitorprogramm)
- Wie verhält sich die feldorientierte Regelung im Vergleich zur U-f-Kennlinie bei Aufschaltung eines Lastmoments?
- Bis zu welcher Drehzahl können Sie die Maschine mit der feldorientierten Regelung betreiben? Warum?

### 1.5.3. Feldschwächung

#### Spannungs-Frequenz Steuerung

Die Drehzahl der Asynchronmaschine ist bisher auf maximal  $1500 \text{ min}^{-1}$  beschränkt. Wegen der linearen Kennlinie der U-f-Kennlinie stößt man bei  $1500 \text{ min}^{-1}$  an die Spannungsgrenze des Zwischenkreises.

- Wie muss die Spannungs-Frequenz Kennlinie oberhalb von  $1500 \text{ min}^{-1}$  verlaufen, sodass auch höhere Drehzahlen erreicht werden können?
- Wie Verläuft dann der Hauptfluss  $\Psi_h$ ?
- Zeichnen Sie den Verlauf qualitativ in Abbildung 1.19 ein!
- Programmieren Sie die Änderung der Kennlinie im Codemodell im Subsystem „Spannungs-Frequenz-Steuerung ASM“.
- Erweitern Sie auch die Begrenzung der Solldrehzahl „n\_soll\_uf“ von  $\pm 1500$  auf  $\pm 3000$ ! Öffnen Sie dazu das Dialogfenster des Monitorblocks!
- Speichern Sie und generieren Sie den Code!
- Betreiben Sie nun die Asynchronmaschine mit U-f-Kennlinie im Bereich von 0 bis  $3000 \text{ min}^{-1}$ ! Zeichnen Sie dabei eine Kurve des vom Strommodell ermittelten Rotorflusses oberhalb von  $1500 \text{ min}^{-1}$  auf!
- Was erkennen Sie? Lässt sich der vom Strommodell ermittelte Rotorfluss mit der von Ihnen gezeichneten Kurve in Abbildung 1.19 vereinbaren?
- Wie groß ist in Ihrem Fall die Eckdrehzahl? Warum weicht die tatsächliche Eckdrehzahl vom erwarteten Wert ab?

#### Feldorientierte Regelung

Oben haben Sie gesehen, wie der magnetische Fluss bei konstanter innerer Spannung  $U_i$ , im Feldschwächbereich, geführt werden muss. Dies kann man auch in (1.1) erkennen. Bei der feldorientierte Regelung wird eine Stellgrößenbegrenzung des Drehmoments ( $M_{i,\max}$ ) eingesetzt. Bei veränderter Magnetisierung der ASM muss auch die Stellgrößenbegrenzung des Drehmoments nachgeführt werden. Mit (1.33) wird deutlich, wie das maximale innere Drehmoment im Feldschwächbereich geführt werden muss.

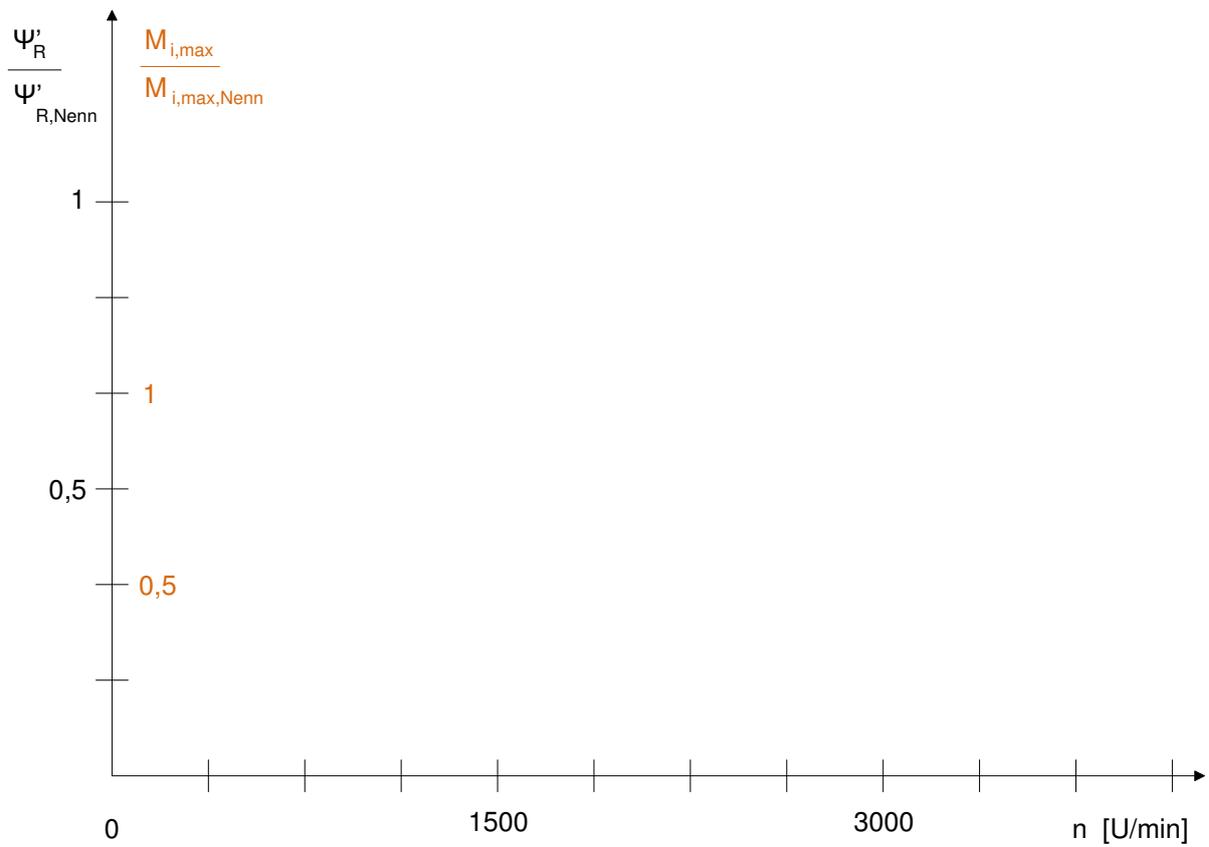


Abbildung 1.24.: Rotorfluss und maximales inneres Moment in Abhängigkeit der Drehzahl

- Zeichnen Sie in Abbildung 1.24 den Verlauf von  $\Psi'_R$  und  $M_{i,\max}$  ein!
- Programmieren Sie im Simulationsmodell im Subsystem „Feldschwächung“ des Blocks „Feldorientierte Regelung ASM“ Ihre eben eingezeichneten Verläufe von  $\Psi'_R$  und  $M_{i,\max}$ ! Als Eingangsgrößen stehen Ihnen folgende Variablen zur Verfügung: Die Drehzahl, die Eckdrehzahl, das Maximale Drehmoment im Nennbetrieb, der Sollwert des Rotorflusses im Nennbetrieb. Da es verschiedene Lösungswege gibt, sind die nötigen Funktionsblöcke nicht gesondert in der Bibliothek „VersuchFO“ abgelegt. Suchen Sie sich die nötigen Blöcke aus der normalen Funktionsbibliothek aus! Hinweis: Die Drehzahl wird geglättet, damit auch der Verlauf des Sollflusses möglichst glatt verläuft.
- Testen Sie Ihre Feldschwächung in der Simulation und übertragen Sie diese bei korrekter Funktion ins Codemodell!
- Mit der Steuervariable „Lüftersimulation“ im Monitorprogramm können Sie im Betriebsmodus 1 die Lastkennlinie eines Lüfters simulieren (0 = Aus, 1 = Ein). Dabei wird das Lastmoment von der Gleichstrommaschine erzeugt und ist proportional zum Quadrat der momentanen Drehzahl. Vergleichen Sie die SFS und die feldorientierte Regelung, indem Sie mit beiden Verfahren eine Solldrehzahl von  $3000 \text{ min}^{-1}$  vorgeben. Was geschieht in beiden Fällen? Wie lässt sich das Verhalten der SFS erklären? Erklären Sie anhand der Drehzahl-Drehmoment Kennlinie der ASM!

# A. Abbildungsverzeichnis

1.1. Links die fremdbelüftete Gleichstrommaschine mit eingebautem Tachogenerator, rechts die Asynchronmaschine mit eingebautem Inkrementalgeber. Mittig: Draufsicht auf die Welle mit Magnet-Rutschkupplung und Drehmomentmesswelle . . . . .	2
1.2. Kopf des Umrichterschrankes mit Signalleuchte und Analoganzeigen für die Eingangsströme und Spannungen mit Wahlschalter, Feldstrom, Ankerstrom, Drehzahl und Zwischenkreisspannung sowie Temperaturerfassung für den Bremschopper, Einspeisung, Umrichter 1 und 2 sowie Motor 1 und 2 . . . . .	3
1.3. Elektronikteil des Umrichtersystems. Zu sehen sind zwei Netzteile zur Spannungsversorgung mit 5 Volt, +15 Volt und -15 Volt, DSP, A/D-Karten 1,2 und 4, PWM-Karte und Inkrementalgeber Auswertungskarte (von Links nach Rechts) . . . . .	4
1.4. Blockschaltbild der Leistungselektronik . . . . .	5
1.5. Der Leistungsteil mit den beiden Kompaktumrichtern, Diodenbrücke und Netzdrossel, Hauptschütz, Vorladeplatine und Bremschopper, Einspeiseklemmen und Sicherungen (von oben nach unten) . . . . .	5
1.6. Simulinkmodell zur Simulation des Versuchsstands. 1: Regelung der Asynchronmaschine, 2: Regelung der Gleichstrommaschine, 3: A/D Karten lesen, 4: Modulatorkarte lesen, 5: Drehzahlerfassungskarte lesen, 6: Leistungsteil, 7: Gleichstrommaschinenmodell, 8: Asynchronmaschinenmodell, 9: Ablaufsteuerung . . . . .	7
1.7. Simulinkmodell zur C-Codegenerierung. 1: Regelung der Asynchronmaschine, 2:Regelung der Gleichstrommaschine, 3:A/D-Karten lesen, 4: Modulatorkarte lesen, 5: Drehzahlerfassungskarte lesen, 6: Ablaufsteuerung, 7: Modulatorkarte schreiben . . . . .	8
1.8. Regelungstechnisches Strukturbild des geschlossenen Feldstromregelkreises	9
1.9. Regelungstechnisches Strukturbild des geschlossenen Drehzahl Regelkreises. Der Ankerstrom Regelkreis ist in Rot markiert und stellt das Stellglied des überlagerten Drehzahlregelkreises dar . . . . .	9
1.10. Signalflussplan der Feldorientierten Regelung . . . . .	11
1.11. Grundlegende Funktion der Ablaufsteuerung . . . . .	12
1.12. Einphasiges Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine . . . . .	13
1.13. Drehmoment-Schlupf bzw. Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie der Asynchronmaschine . . . . .	13
1.14. Asynchronmaschinenmodell mit beliebiger Bezugsachse . . . . .	16

---

1.15. Lage der Bezugssysteme: Ein beliebiger komplexer Stromraumzeiger $i$ (blau) kann in statorfesten Koordinaten (schwarz) oder in rotorflussfesten Koordinaten (rot) ausgedrückt werden. . . . .	17
1.16. Maschinenmodell mit rotorflussorientierter Bezugsachse . . . . .	19
1.17. Strukturbild des Strommodells . . . . .	21
1.18. Strukturbild des Zeitdiskreten PT1-Glieds aus Abbildung 1.17 . . . . .	21
1.19. U-f-Kennlinie . . . . .	22
1.20. Lage des $\alpha\beta$ -Koordinatensystems . . . . .	23
1.21. Strukturbild der zeitdiskreten Integration . . . . .	24
1.22. Bedienelemente des Simulationsmodells . . . . .	26
1.23. Dreiphasige Sicherung für das Umrichtersystem am Labornetz . . . . .	27
1.24. Rotorfluss und maximales inneres Moment in Abhängigkeit der Drehzahl . . . . .	31

## B. Tabellenverzeichnis

1.1. Übersicht der Betriebsarten . . . . .	10
1.2. Betriebszustände . . . . .	12
1.3. Fehlercodes und deren Ursache . . . . .	14

## C. Literaturverzeichnis

- [1] PROF. DR.-ING. BRAUN, Michael: *Regelung elektrischer Antriebe*. KIT. Elektrotechnisches Institut, 2009
- [2] PROF. DR.-ING. SPÄTH, Helmut: *Steuerverfahren für Drehstrommaschinen*. 1. Auflage. Springer Verlag, 1983

**Versuch PSM:**

**Rotororientierte Regelung der  
permanentmagneterregten  
Synchronmaschine**

Elektrotechnisches Institut (ETI)

8. Dezember 2010

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Digitales-Signalprozessor-System</b>	<b>3</b>
1.1	DSP-Karte . . . . .	3
1.2	ETI-Bus . . . . .	4
1.3	AD-Wandler-Karte . . . . .	4
1.4	DA-Wandler-Karte . . . . .	5
1.5	Digitale-I-O-Karte . . . . .	5
1.6	PWM-Karte . . . . .	5
1.7	Drehgeberauswertungs-Karte . . . . .	6
1.8	Monitorprogramm . . . . .	6
1.8.1	Überblick . . . . .	6
1.8.2	Betrieb . . . . .	6
1.9	DSP-Programm . . . . .	9
<b>2</b>	<b>Rotororientierte Regelung</b>	<b>11</b>
2.1	Grundlagen . . . . .	12
2.2	Regelung . . . . .	14
2.3	Prüfstand . . . . .	17
<b>3</b>	<b>Aufgaben</b>	<b>21</b>
3.1	Bedienoberfläche Monitorprogramm . . . . .	21
3.2	Leerlaufversuch . . . . .	22
3.2.1	Permanentmagnetfluss PSM1 . . . . .	22
3.2.2	Permanentmagnetfluss PSM2 . . . . .	22
3.3	Auslegung Drehzahlregler . . . . .	23
3.4	Lastmomentaufschaltung . . . . .	23
3.5	Entkopplung . . . . .	24
3.6	Feldschwächbetrieb . . . . .	24
3.7	Hochdynamisches Reversieren . . . . .	25
3.8	Ausarbeitung . . . . .	25
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>26</b>
<b>A</b>	<b>Anlagen</b>	<b>27</b>

# 1 Digitales-Signalprozessor-System

Am ETI ist ein universelles System zur Steuerung und Regelung elektrischer Anlagen vorhanden, das modular aus verschiedenen zur Verfügung stehenden Karten in einem Schrofrahmen aufgebaut wird. Alle Karten sind über den auf der Rückseite befindlichen sogenannten ETI-Bus miteinander verbunden.

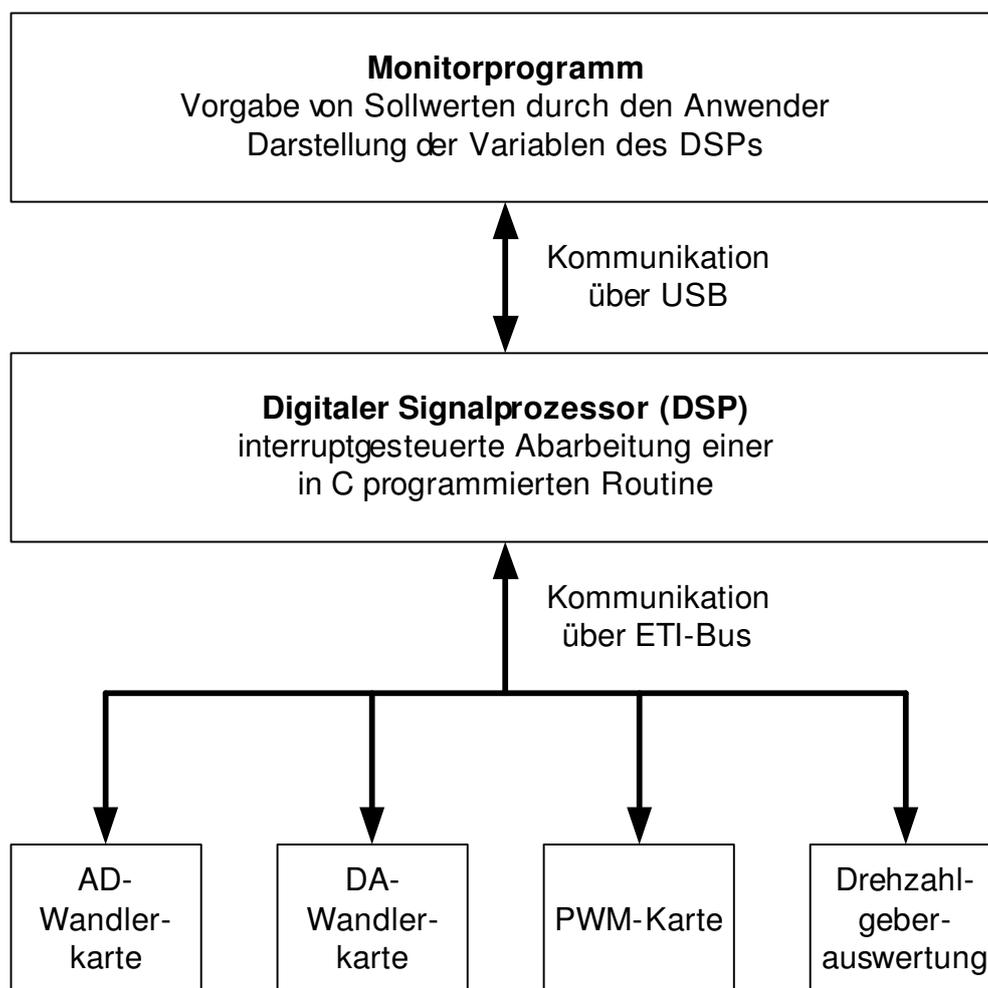


Abbildung 1: Übersicht über das ETI-DSP-System

## 1.1 DSP-Karte

Auf dieser Karte ist der Digitale Signal-Prozessor (DSP) (derzeit TMS320VC33 von Texas Instruments) platziert, der die Rechenarbeit zur Ausführung der Steuerungsalgorithmen übernimmt. Ein Field Programmable Gata Array (FPGA) der Firma Altera vom Typ CycloneII übernimmt die Funktion eines Buskopplers und regelt die Kommunikation zwischen dem DSP und den weiteren Einschubkarten des Systems (z.B. AD-Wandler-Karten, etc.), die über den parallelen ETI-Bus angebunden sind. Ein weiterer FPGA vom Typ CycloneI steuert die über magnetische Koppler potentialgetrennt ausgeführte Kommunikation per USB zum Monitorprogramm auf dem PC.

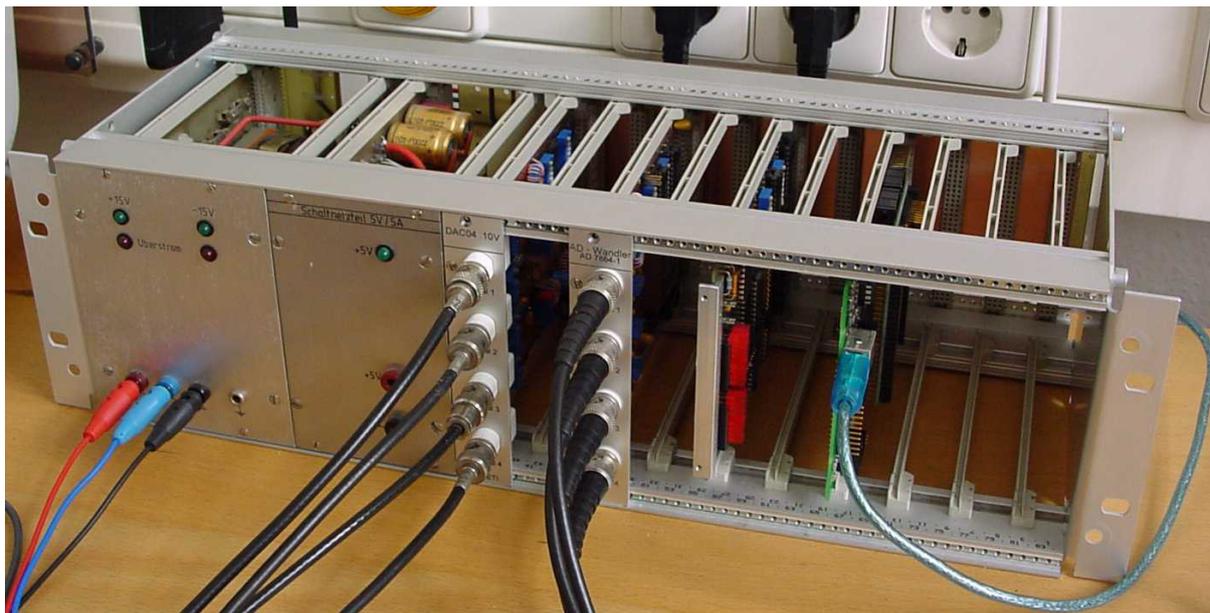


Abbildung 2: Einschubrahmen mit ETI-DSP-System

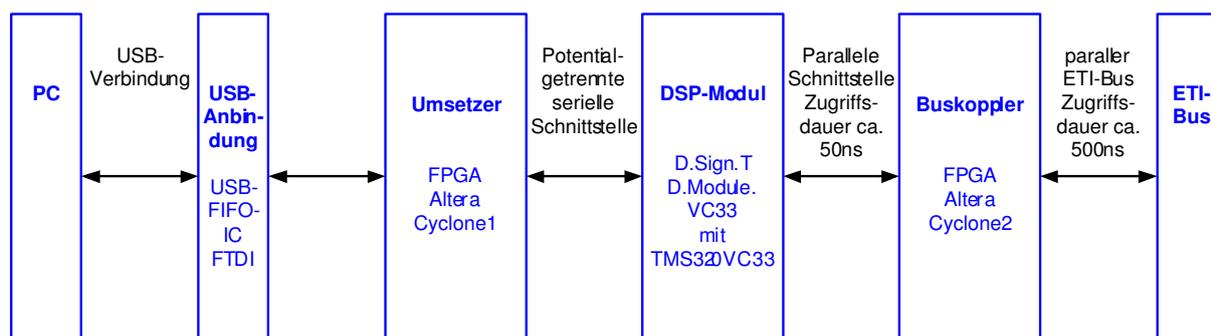


Abbildung 3: Funktionsdiagramm und Schnittstellen der DSP-Karte

## 1.2 ETI-Bus

Der ETI-Bus dient der Übertragung von Daten zwischen dem DSP und den anderen Einschubkarten. Der DSP ist dabei der Busmaster und steuert über eine nRead- und eine nWrite-Leitung und 8 Addressleitungen, welche Karte angesprochen werden soll und ob ein Schreib- oder Lesezugriff ausgeführt werden soll. Bei einem Buszugriff werden parallel 16 Datenbits übertragen. Der DSP kann über ein nReset-Signal alle angeschlossenen Karten in einen Grundzustand zurückversetzen. Zusätzlich sind auf dem Bus zwei Interrupt-Leitungen (nInt0, nInt1) vorhanden, mit denen eine Pulsweitenmodulationskarte jeweils zu Beginn der Modulationsperiode einen Interrupt erzeugen kann.

## 1.3 AD-Wandler-Karte

Die Analog-Digital-Wandler-Karte dient zur Erfassung von bis zu vier analogen Signalen, wie z.B. Strangströmen oder der Zwischenkreisspannung. Nähere Informationen zu dieser Karte stehen in der als Anlage beigefügten „Beschreibung zur AD-Wandlerkarte“.

ADCON3“.

## 1.4 DA-Wandler-Karte

Der D/A-Wandler wandelt digitale Werte in analoge Spannungspegel um. Auf der D/A-Wandlerkarte befindet sich ein 12bit Wandler mit 4 Kanälen. Angesprochen wird der Wandler über 2 Adressen, eine zum Beschreiben der Kanäle (DA\_LOAD) und eine zum Starten der Wandlung (DA\_START). Optional kann die Wandlung auch sofort nach dem Übertragen eines neuen Wertes gestartet werden. Die Struktur zum Ansprechen der DA-Wandler-Karte ist im beigefügten DSP-Beispielprogramm enthalten.

## 1.5 Digitale-I-O-Karte

Die digitale I/O-Karte dient, wie der Name schon sagt, der Ein- und Ausgabe digitaler Signale. Die Ausgabe-signale werden zusätzlich zu dem elektrischen Anschluss per LED an der Vorderseite als Leuchtsignal dargestellt. Diese Karten werden häufig zur Ansteuerung von Schützen oder zur Auswertung einfacher Schaltsignale verwendet. Man kann sie aber auch einfach als Anzeige- und Bedienelement (Taster) verwenden. Die Karte besitzt 16 Ein- und Ausgänge, die nach TTL-Spezifikation ( $0V - 0.5V = LOW$ ,  $4.5V - 5.5V = HIGH$ ) arbeiten. Die Eingänge können auf einer Adresse am ETI-Bus vom DSP eingelesen und die Ausgänge auf einer Adresse gesetzt werden. Dabei entsprechen die Datenbits (0/1) den aktuellen Zuständen (LOW/HIGH) der Leitungen.

## 1.6 PWM-Karte

Die Ansteuerung eines Wechselrichters benötigt eine sehr präzise und sichere Signalverarbeitung. Um dieses Problem zu lösen, bietet es sich an, die Ansteuerung der Leistungshalbleiter mit diskreten Schaltungen statt Software zu realisieren. Die Pulsweitenmodulations-Karte (kurz: PWM-Karte) enthält eine derartige Schaltung integriert in einem FPGA. Das Konzept sieht vor, dass die PWM-Karte per Interrupt die Aussteuerungswerte für die nächste Pulsperiode kurz vor Beginn dieser vom DSP-System anfordert. Das DSP-System schreibt dann zunächst die bereits berechneten Werte über den ETI-Bus auf die PWM-Karte und berechnet dann anschließend die neuen Werte. Sollte das DSP-System aus irgend einem Grund keine Werte liefern, schaltet die PWM-Karte automatisch ab. Diese Funktion ist auch unter dem Begriff Watchdog bekannt. Die PWM-Karte besitzt 4 aufeinander folgende Adressen auf dem ETI-Bus. Auf die erste Adresse wird die Anzahl Taktzyklen des internen Taktgebers der PWM-Karte (24MHz) pro halber Pulsperiode geschrieben und damit die Länge der Pulsperiode eingestellt. Die darauf folgenden Adressen sind jeweils die Einschaltzeiten des oberen Brückenweiges ebenfalls umgerechnet in die Anzahl Taktzyklen und pro halber Pulsperiode. Die Werte selbst sind 13bit breit.

Um die Programmierung zu erleichtern steht eine Bibliothek PWM.h zur Verfügung, die fertige Funktionen zur Ansteuerung der PWM-Karte enthält. Zusätzlich sind noch Funktionen zur Berechnung der Aussteuerungsgrade der einzelnen Phasen aus einem komplexen Raumzeiger nach der Sinus-Sägezahnmodulation und nach der Flattopmodulation vorhanden.

## 1.7 Drehgeberauswertungs-Karte

Die Auswertung von Inkrementalgebern ist ebenso wie die Pulsweitenmodulation nur schwer als reine Softwarelösung realisierbar. Daher gibt es auch für diese Aufgabe eine Karte mit diskreter Elektronik in Form eines FPGA. Der FPGA misst dabei kontinuierlich die Anzahl der Pulse des Inkrementalgebers (IMPULSABSTAND) und die Zeit seit dem letzten Impuls (PULSABSTAND). Aus diesen Informationen kann dann die Software Rotorlage und Rotorgeschwindigkeit berechnen oder bei sehr kleinen Geschwindigkeiten die Rotordrehzahl abschätzen.

## 1.8 Monitorprogramm

### 1.8.1 Überblick

Das Monitorprogramm dient als Werkzeug zur Kommunikation mit dem DSP-System. Die Messwerte können auf verschiedene Arten dargestellt oder auch zur weiteren Verarbeitung exportiert werden. Die Bedienung ist an der eines Oszilloskops orientiert. Man kann wahlweise kontinuierlich die Messwerte einlesen, sie ereignisgesteuert einlesen (Trigger) oder nur ein einzelnes Triggerereignis einlesen. Dabei kann man den Abtastfaktor und die Größe des Datenpuffers einstellen. Durch den Abtastfaktor lässt sich einstellen, in jedem wievielten Abtastintervall ein Messwert erzeugt wird. Dadurch lässt sich grob die Zeitachse anpassen. Darstellbar sind die Messwerte wahlweise als X/t-Diagramm, als X/Y-Diagramm oder nur als Zahlenwert. Das Monitorprogramm arbeitet fest mit einem Teil des DSP-Programms (Inspector/Operator) zusammen. Die Messwerte werden im DSP-Hauptprogramm definiert. In der Darstellung als Zahlenwert kann man Werte auch während des Betriebes im DSP-System verändern, sofern sie im DSP-Programm als beschreibbar definiert wurden. Auf diese Weise kann man Sollwerte oder Parameter im laufenden Betrieb einstellen.

### 1.8.2 Betrieb

Das Monitorprogramm arbeitet auf Basis von Projekten. Jede Projektdatei enthält alle Einstellungen für ein DSP-Projekt und das Fensterlayout. Als ersten Schritt legt man daher mit Datei—neu ein neues Projekt an. Im darauf folgenden Dialog ist *Monitor2Inst* zu wählen.

Anschließend können dem Dokument unter *Fenster—Neues Zeitfenster*, *Fenster—Neues XY-Fenster* oder *Fenster—Neues Steuerfenster* Fenster hinzugefügt werden. Ein Zeitfenster wird bei einem neuen Dokument bereits automatisch erstellt. Es ist auch später noch möglich, weitere Fenster hinzuzufügen. Das Dokument kann jederzeit mit der Funktion *Datei—Speichern* abgespeichert werden und kann bei Bedarf mit *Datei—Öffnen* wieder geladen werden. Alternativ kann man ein Projekt auch laden, indem man die Projektdatei (\*.mi2) per Drag and drop auf das Monitorprogrammfenster zieht.

Als zweiter Schritt kann nun der DSP mit *DSP—DSP booten* gebootet werden. Es wird dabei die Datei start.hex auf den DSP geladen. Nach dem Booten wird automatisch eine Verbindung mit dem DSP-Programm hergestellt. Sollte der DSP bereits gebootet sein, kann man die Verbindung auch mit *DSP—Verbindung wiederherstellen* aufbauen. Jetzt kann das Monitorprogramm eingerichtet werden. Es empfiehlt sich, zunächst über die

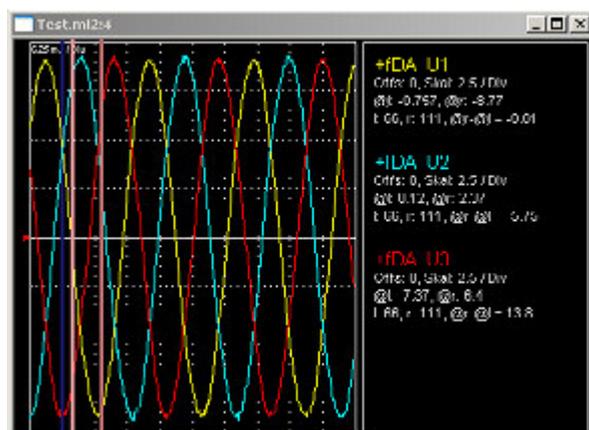


Abbildung 4: Monitorprogramm Zeitfenster

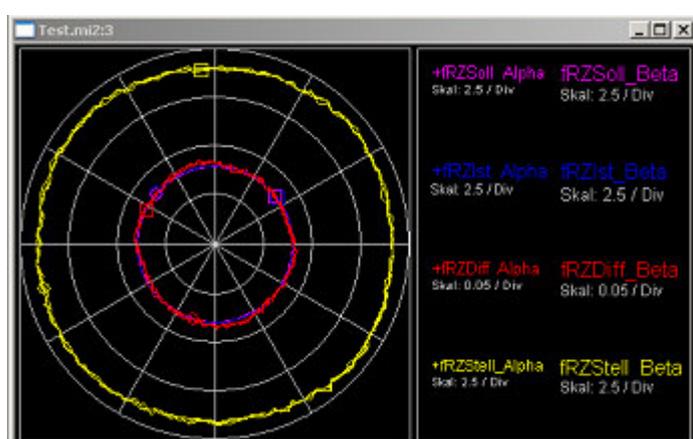


Abbildung 5: Monitorprogramm X-Y-Fenster

Funktion *DSP—VarInfo einlesen* die Liste der Variablen des DSP-Programms ins Monitorprogramm zu importieren. Dieser Schritt sollte jedes Mal wiederholt werden, wenn sich das DSP-Programm ändert. Nun kann man über *DSP—Puffereinstellungen* auswählen, welche Variablen beobachtet und wie die Variablen erfasst werden sollen.

Man kann bei der Erfassung unter *Pufferlänge* einstellen wie viele Werte bei einem Triggerereignis aufgezeichnet werden sollen. Der Parameter *PreTigger* gibt an, wie viele Werte vor dem Zeitpunkt des Triggerereignisses die Aufzeichnung starten soll. Über den Abtastfaktor hat man die Möglichkeit festzulegen, bei jedem wievielten Durchlauf der Echtzeitroutine die Variablen erfasst werden. Angezeigt werden bei einem Triggerereignis immer alle aufgenommenen Werte. Da das Übertragen der Daten natürlich eine gewisse Zeit in Anspruch nimmt ist es empfehlenswert, nur möglichst wenige Variablen zu beobachten. Alle Variablen, die in diesem Dialog einen Haken bei *Beobachten* gesetzt haben, werden unabhängig davon, ob sie in einem Fenster angezeigt werden, erfasst.

Die Triggerparameter sind unter *Trigger—Triggerparameter* einstellbar. Die Adresse selbst sollte man ebenso wie den Typ nicht direkt vorgeben, dies wird durch die Auswahl eines Variablennames selbständig eingetragen. Über die Vorgabewerte Pegel und Richtung (Steigung) wird der Trigger dann mit einem Klick auf *Übernehmen* aktiviert.

Das Monitorprogramm kennt die drei Betriebsarten *Einmalig (1ST)*, *Fortlaufend bei*

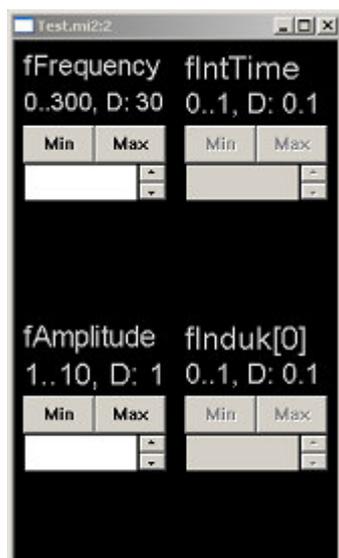


Abbildung 6: Monitorprogramm Steuerfenster

jedem Triggerereignis (A) und Fortlaufend ohne Beachtung des Triggerereignis (C). Mit der Betriebsart *Einmalig* lassen sich besonders gut Messwerte zur späteren Weiterverarbeitung sammeln, da man hier nach jedem Erfassen die Möglichkeit hat, die Werte zu exportieren. *Fortlaufend ohne Beachtung des Triggerereignis* eignet sich für die Beobachtung bei wechselnden Betriebszuständen. *Fortlaufend bei jedem Triggerereignis* ist besonders gut für die Betrachtung periodischer Signale geeignet. Mit *Datei—Exportieren* lassen sich die gesammelten Messwerte in eine Textdatei schreiben. Die Textdatei liegt anschließend im Format CSV (Comma Separated Values) vor. Dieses Format sollten alle gängige Officeprogramme verarbeiten können.

Für die Anzeigefenster lässt sich jeweils allgemein durch *Ansicht—Variable auswählen* (Funktionstaste F4) festlegen, welche Variablen sie anzeigen sollen. Im Einstellungsfenster markiert man dazu die Variablen im Bereich *Verfügbare Variablen* und klickt dann auf *-j*. Ausgewählte Variablen lassen sich wieder löschen, indem man sie im Bereich *Auswahl* markiert und *Löschen* anklickt. Steuerfenster besitzen zusätzlich die Einstellmöglichkeit *Ansicht—Auffrischrate*, durch welche sich die Häufigkeit einstellen lässt, mit der die angezeigten Werte aufgefrischt werden sollen.

Weitere Einstellmöglichkeiten sind durch einen Rechtsklick auf das Anzeigefenster bei der jeweiligen Variable erreichbar. Dadurch lassen sich in den Anzeigefenstern Farbe und Skalierung ändern und beim Steuerfenster die Schrittweite bei der Änderung der Werte. Zusätzlich gibt es noch zwei globale Cursor, die im Zeitfenster als senkrechte rote Linien angezeigt werden und sich verschieben lassen. Da es sich um globale Cursor handelt, wirken sich Änderungen auf jedes Anzeigefenster aus. In den Zeitfenstern wird bei jeder Variable zusätzlich angezeigt, welchen exakten Wert sie an den Cursorstellen haben (*@l* und *@r*) und wie groß die Differenz zwischen den beiden Werten ist (*@r - @l*). Angezeigt wird auch, an welcher Stelle die Cursor stehen (*l* und *r*). In den X/Y-Fenstern werden die Cursor als Quadrat (l) und Kreis (r) dargestellt. Damit kann man sich grob einen Überblick verschaffen, wie die Werte im Zeitfenster und dem X/Y-Fenster zusammenhängen.

DSP-Programm Wie eingangs bereits erwähnt, müssen für den Betrieb des Monitor-

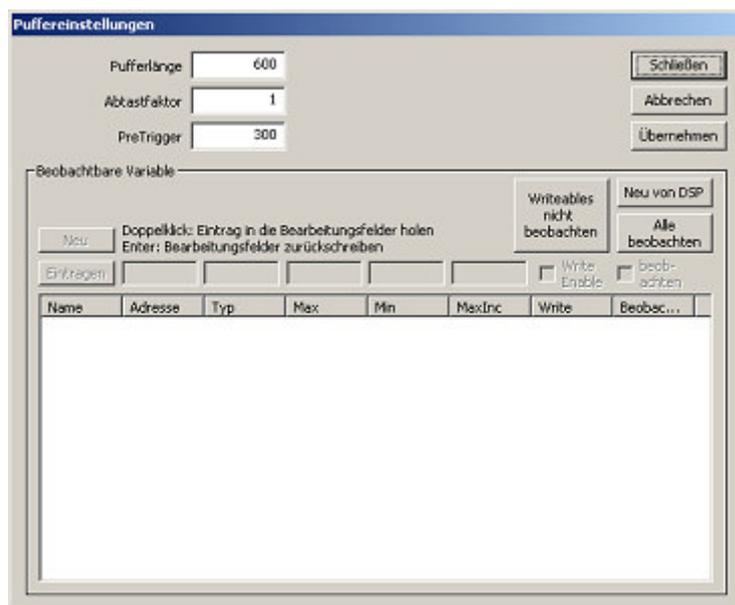


Abbildung 7: Monitorprogramm Puffereinstellungen



Abbildung 8: Monitorprogramm Triggerparameter

programms zusammen mit dem DSP-System einige Teile in das DSP-Programm integriert werden. Im Einzelnen sind das ein Deklarationsteil, der während der Initialisierung die Variablen zur Beobachtung oder Manipulation frei gibt, ein Echtzeitteil, der die Daten bei jedem Durchlauf der Echtzeitroutine speichert und ein Kommunikationsteil, der mit dem Monitorprogramm in Verbindung steht. Der Deklarationsteil steht am Anfang des Hauptprogramms. Zunächst wird durch einen Aufruf der Funktion *INSP\_SetSampleTime()* die Abtastzeit bekannt gemacht. Im Anschluss daran wird durch Aufrufe der Funktionen *OP\_FloatVarInfo()* und *OP\_IntVarInfo()* jede Variable dem Monitorprogramm bekannt gemacht. Danach wird *OP\_DoCommunication()*, der Kommunikationsteil, in einer Endlosschleife ausgeführt. Der Echtzeitteil *INSP\_Trigger()* wird am Ende der Echtzeitroutine aufgerufen.

## 1.9 DSP-Programm

Das DSP-Programm gliedert sich im Wesentlichen in zwei Teile.

Das Hauptprogramm dient der Initialisierung der Hardware und übernimmt anschließend die Kommunikation mit dem Monitorprogramm auf dem PC. Es überträgt die Messwerte zum PC und nimmt Änderungen an den Sollwerten vom PC entgegen.

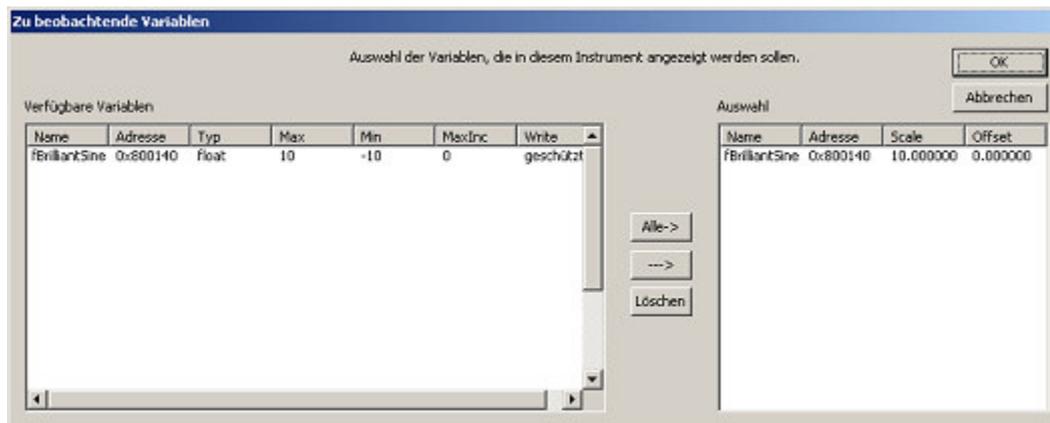


Abbildung 9: Monitorprogramm Einstellmöglichkeiten zur Beobachtung von Variablen

Die Echtzeitroutine wird als ISR (Interrupt Service Routine) implementiert. Sie kann entweder von einem prozessorinternen Timer periodisch aufgerufen werden oder durch einen externen Interrupt gestartet werden. Das Hauptprogramm wird dann sofort unterbrochen und nach Bearbeitung der ISR fortgesetzt. Da auf dem DSP-System nur dieses Programm ausgeführt wird und es auch kein Dateisystem gibt, wird kein Betriebssystem benötigt. Der Prozessor kann daher sehr schnell auf den Interrupt reagieren und führt die ISR exklusiv aus. Durch diese Struktur ist es möglich, die erforderlichen harten Echtzeitanforderungen zu erfüllen.

## 2 Rotororientierte Regelung

Synchronmaschinen besitzen eine mit dem Läufer fest verbundene Feldwicklung, oder der Läufer erzeugt wie in den hier eingesetzten Maschinen ein magnetisches Feld durch Permanentmagnete.

Üblicherweise werden aber bei der Drehung des Polrads nicht mehrere, um kleine Winkelschritte versetzte Wicklungen nacheinander bestromt. Vielmehr werden drei um 120 Grad versetzte Wicklungen so bestromt, dass durch räumliche Überlagerung der Ströme der 3 Wicklungen die Wirkung eines einzigen Wicklungsstroms geeigneter Winkellage erzeugt wird. Auf diese Weise kann auch bei der Drehung des Polrads durch Veränderung der Ströme in den ortsfesten Wicklungen der gewünschte Winkel zwischen Polrad und wirksamem Ständerstrom beibehalten werden. Ständerstromanteile, die ein Magnetfeld in Richtung oder Gegenrichtung des vom Läufer erregten Feldes bewirken, stärken oder schwächen das Gesamtfeld. Sie wirken wie ein zusätzlicher Erregerstrom, der vom Ständer aufgebracht wird. Im Falle der Feldschwächung wird bei der Drehung eine geringere Spannung in den Ständerwicklungen induziert und bei begrenzter Speisespannung kann wie bei der Feldschwächung der Gleichstrommaschine eine höhere Maximaldrehzahl erreicht werden.

## 2.1 Grundlagen

Bei einer im Stern geschalteten symmetrischen permanentmagneterregten Synchronmaschine gilt das aus der Vorlesung Systemanalyse und Betriebsverhalten der Drehstrommaschinen [SBD] bekannte folgende Gleichungssystem im rotororientierten Bezugssystem (Bild 10:

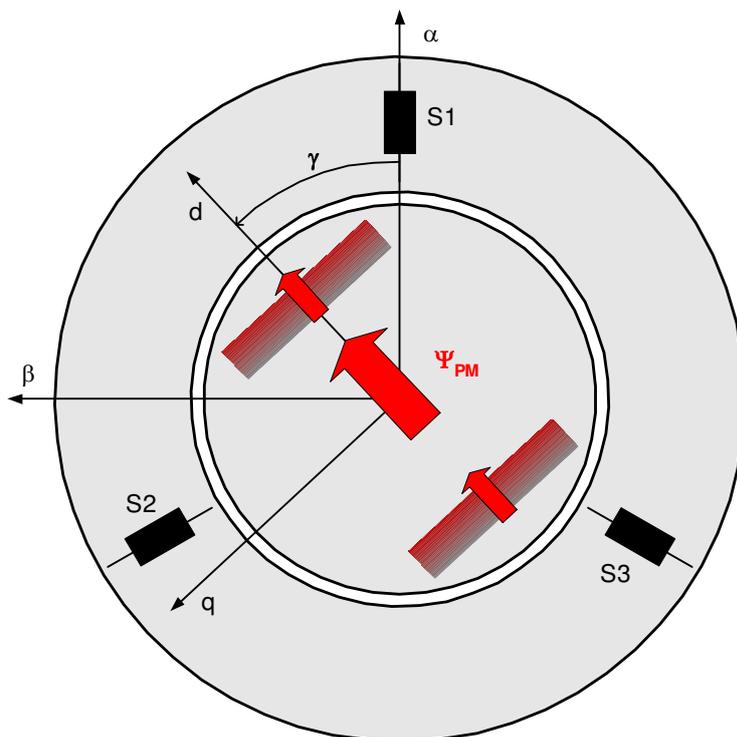


Abbildung 10: Rotororientiertes Bezugssystem zur Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine

Statorspannungsgleichungen:

$$u_d = R_S i_d - \dot{\gamma} \psi_q + \dot{\psi}_d \quad (2.1)$$

$$u_q = R_S i_q + \dot{\gamma} \psi_d + \dot{\psi}_q \quad (2.2)$$

Für die Flüsse gelten die folgenden Gleichungen:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_{PM} \quad (2.3)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.4)$$

$\psi_{PM}$  ist dabei der von den Permanentmagneten erzeugte Fluss.

Das Moment einer permanentmagneterregten Synchronmaschine ergibt sich folgendermaßen:

$$M_i = \frac{3}{2}p(\psi_{PM}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \tag{2.5}$$

Für Maschinen mit Oberflächenmagneten, wie sie in diesem Versuch verwendet werden gilt:  $L_d = L_q$ . Damit vereinfacht sich die Momentenformel zu:

$$M_i = \frac{3}{2}p\psi_{PM}i_q \tag{2.6}$$

Das von der Synchronmaschine erzeugte Moment ist somit nur noch von der Höhe des Permanentmagnetflusses und dem dazu senkrechten Anteils des Stromes  $i_q$  abhängig.

Bei Annahme einer starren Kupplung mit der Lastmaschine gilt die Bewegungsgleichung:

$$M_i - M_L = \frac{J}{p}\dot{\gamma} \tag{2.7}$$

Bild 11 zeigt das vollständige Strukturschaltbild, das sich aus den vorhergehenden Gleichungen ergibt.

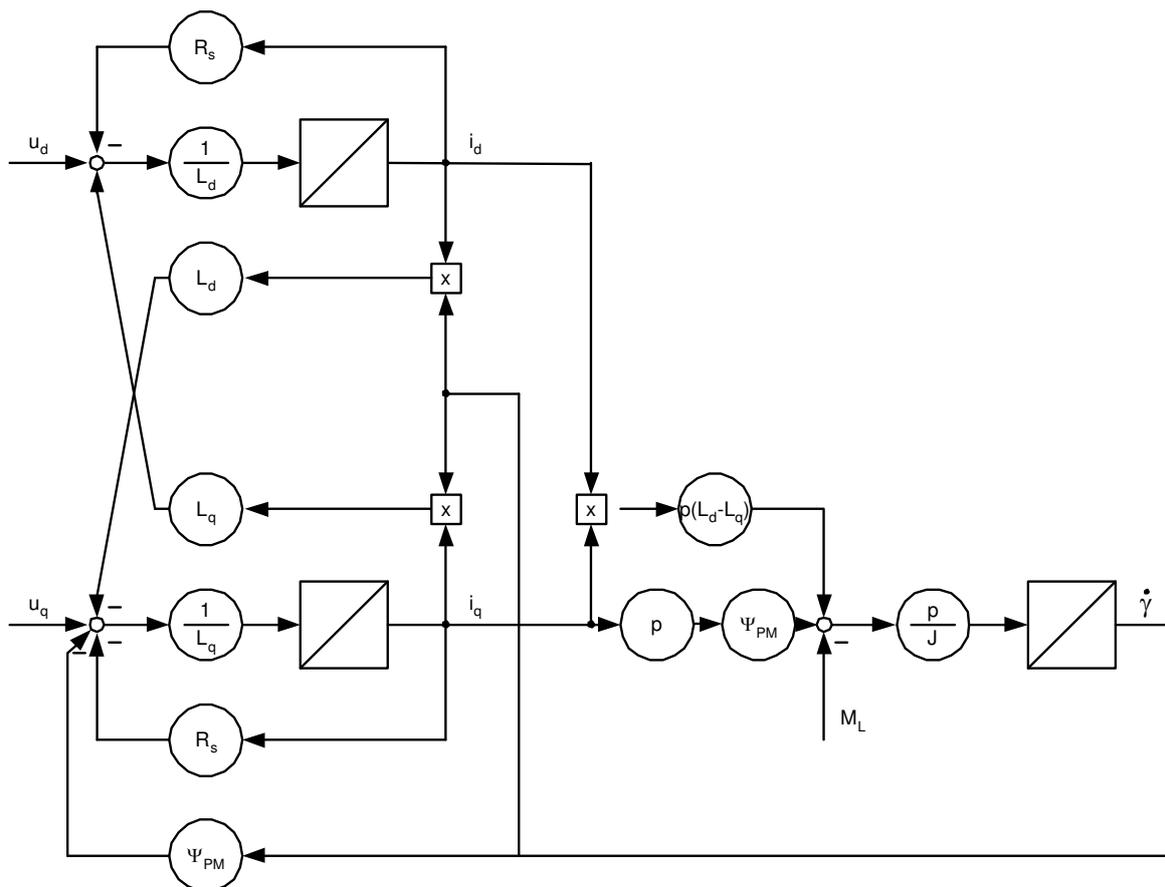


Abbildung 11: Strukturschaltbild einer permanentmagneterregten Synchronmaschine im rotororientierten Bezugssystem

## 2.2 Regelung

Die Regelung der permanenterregten Synchronmaschine erfolgt im rotororientierten Koordinatensystem, da nur in diesem Bezugssystem die Transformation eine winkelunabhängige Induktivitätsmatrix hervorbringt. Abbildung 12 zeigt das Regelschema für eine permanenterregte Synchronmaschine.

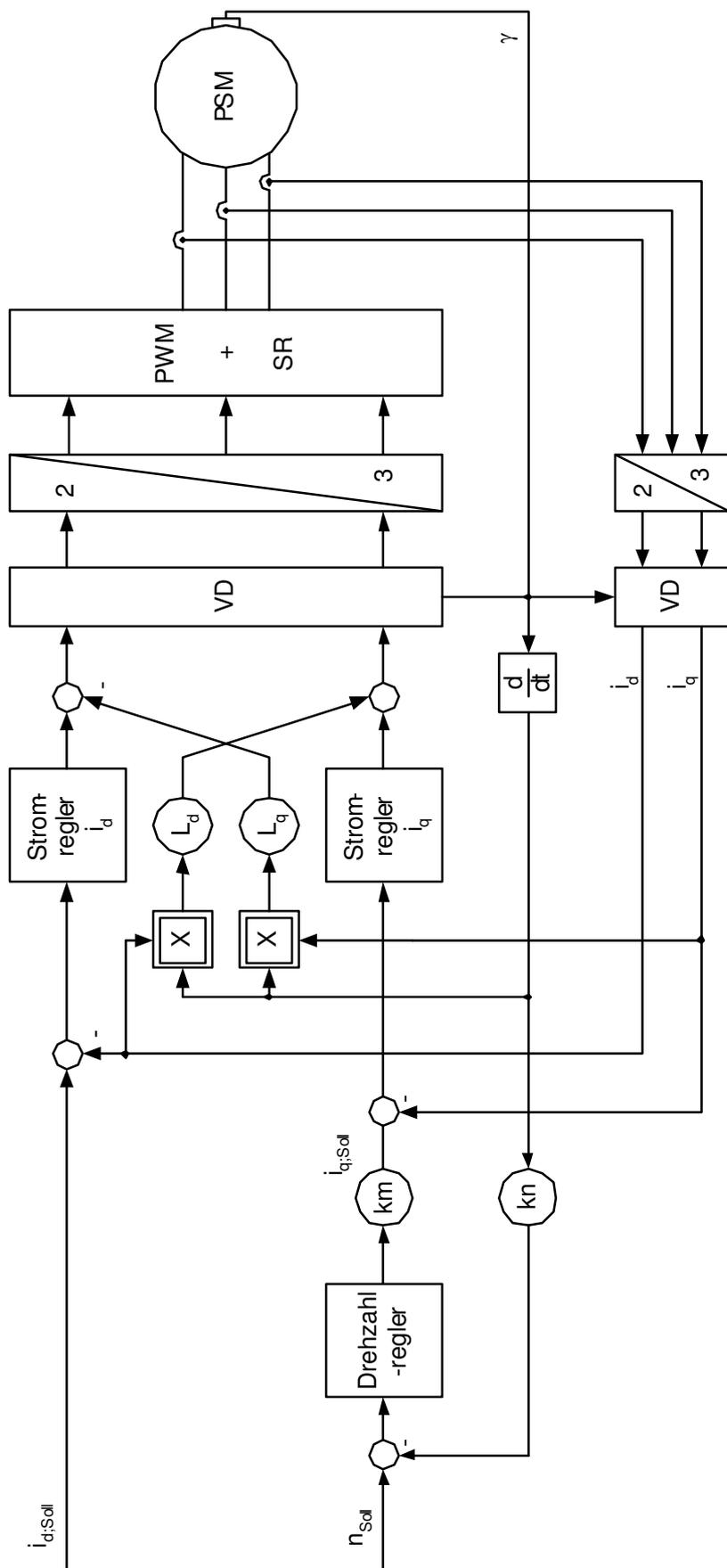


Abbildung 12: Rotororientierte Regelung mit den Parametern  $kn = \frac{1}{2\pi p}$  und  $km = \frac{2}{3pp_{PM}}$

Die Regelung ist als Kaskadenstruktur mit unterlagerten Stromreglern und einem überlagerten Drehzahlregler ausgeführt. Durch die Entkopplung der Regelstrecken der d- und q-Achse können die beiden unterlagerten Stromregelstrecken unabhängig voneinander ausgelegt werden und sehen einer Regelstrecke mit den Parametern  $R_S$  und  $L_d$  bzw.  $L_q$  und können bspw. nach dem Betragsoptimum ausgelegt werden. Überlagert ist ein nach dem symmetrischen Optimum ausgelegter Drehzahlregler (Abbildung 13).

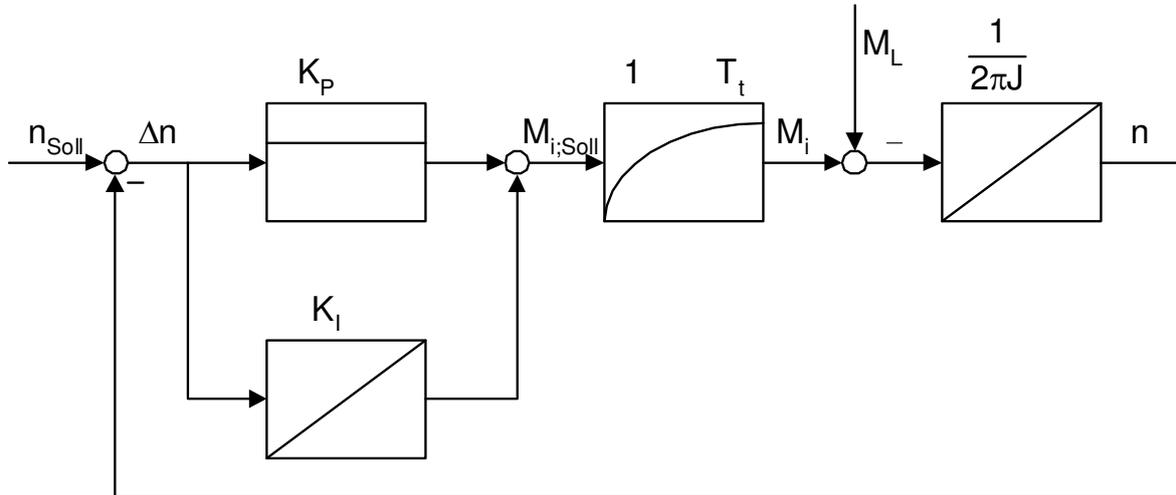


Abbildung 13: Drehzahlregelkreis

## 2.3 Prüfstand

Zur Durchführung des Versuches existiert ein Prüfstand mit zwei mechanisch über eine Drehmomentmesswelle gekoppelten permanentmagneterregten Synchronmaschinen.

Nenn Daten der verwendeten Maschinen:

### LTI Drives LST-190-1-30-560 (PSM1):

- Nennleistung  $P_N = 6,6kW$
- Nennmoment  $M_N = 21Nm$
- Nennstrom  $I_N = 13,5A$
- Nenndrehzahl  $n_N = 3000min^{-1}$  (bei 150Hz)
- konventionelle verteilte Statorwicklung
- Neodym-Eisen-Bor-Magnete (Oberflächenmagnete)
- Gebertyp: Resolver
- Trägheitsmoment:  $0,0036kgm^2$



Abbildung 14: LTI Drives LST-190-1-30-560 (PSM1)

### Lenze MCS 14P32 (PSM2)

- Nennleistung  $P_N = 7,1kW$
- Nennmoment  $M_N = 21Nm$
- Nennstrom  $I_N = 15,6A$

- Nenndrehzahl  $n_N = 3225 \text{min}^{-1}$  (bei 215Hz)
- Sinus-Einzelpol-Wicklung
- voll vergossener Stator
- Neodym-Eisen-Bor-Magnete (Oberflächenmagnete)
- Gebertyp: Resolver
- Trägheitsmoment:  $0,00347 \text{kgm}^2$



Abbildung 15: Lenze MCS 14P32 (PSM2)

### Drehmomentmesswelle Hottinger Baldwin Messtechnik HBM T22

- Nennmoment 50 Nm
- Trägheitsmoment:  $0,0000398 \text{kgm}^2$

### Kupplung mit Überlastkupplung

- Überlastmoment 55 Nm
- Trägheitsmoment Kupplungen:  $0,0060 \text{kgm}^2$

**Leistungselektronik** Den leistungselektronischen Aufbau zeigt Abbildung 16: Zur Einspeisung aus dem 400V Drehspannungsnetz kommt ein Diodengleichrichter zum Einsatz. Zwei selbstgeführte IGBT-Pulswechselrichter speisen jeweils eine der beiden Maschinen. Alle Umrichter sind modular aufgebaut und besitzen jeweils eigene Zwischenkreiskondensatoren, die zu einem gemeinsamen Zwischenkreis verbunden sind. Über einen Bremschopper kann die bei rein generatorischem Betrieb rückgespeiste Energie in Wärme gewandelt werden, um die Zwischenkreisspannung nicht über die erlaubten Werte ansteigen zu lassen.

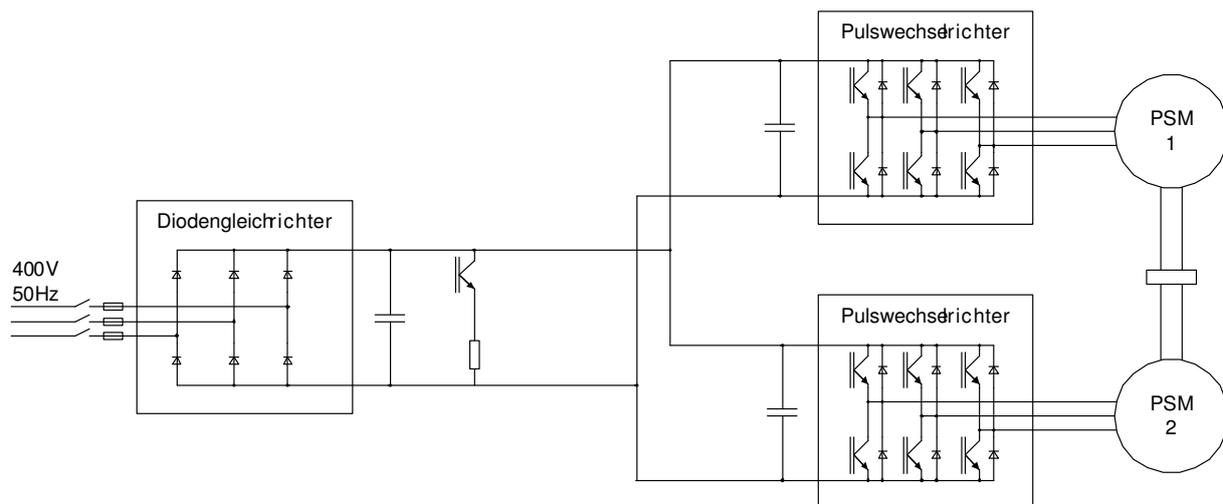


Abbildung 16: Leistungselektronischer Aufbau des Prüfstandes

**Signalverarbeitung** Abbildung 17 zeigt die Signalverarbeitung des Prüfstandes: Die Anlage wird mit einem digitalen Signalprozessor gesteuert, der über den ETIBus mit verschiedenen Einschubkarten kommuniziert. In diesem Versuchsaufbau sind folgende Karten relevant:

- 1 Pulsweitenmodulationskarte: erhält die Sollwerte vom DSP und gibt die logischen Ansteuersignale für alle Halbleiterschalter aus (Ansteuerung der beiden Pulswechsrichter und des Bremschoppers)
- 4 Analog-Digital-Wandler-Karten für folgende Messgrößen:
  - Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$
  - 3 Strangströme der PSM1
  - 3 Aussenleiterspannungen (verkettete Spannungen) der PSM1
  - 3 Strangströme der PSM2
  - 3 Aussenleiterspannungen (verkettete Spannungen) der PSM2
  - Drehmoment der Messwelle (analoges Signal)
- 2 Resolverauswertekarten zur Ermittlung der Rotorpositionswinkel von PSM1 / PSM2

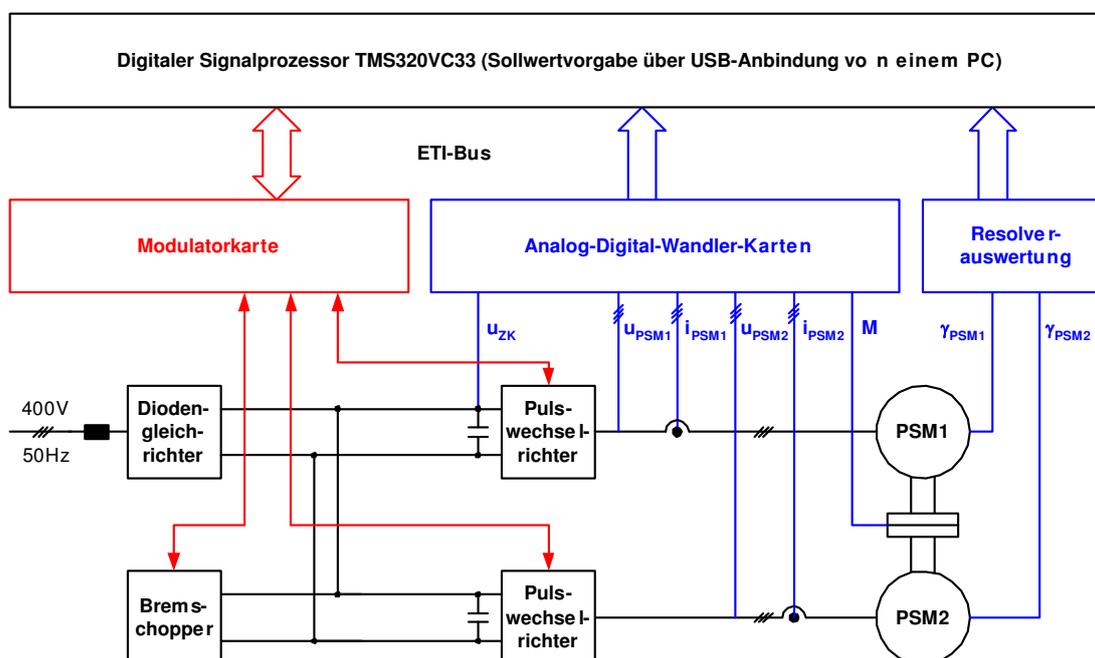


Abbildung 17: Diagramm der Messwerterfassung und Signalverarbeitung

## 3 Aufgaben

Im diesem Praktikumsversuch geht es um die Betriebseigenschaften und die Regelung permanentmagneterregter Synchronmaschinen.

Der Versuchsprüfstand wird mit dem ETI-DSP-System gesteuert bzw. geregelt. Das Programm zum Betrieb der Anlage und zur Regelung der Maschinen wird zur Verfügung gestellt und in diesem Praktikumsversuch von den Praktikumssteilnehmer nicht geändert.

### 3.1 Bedienoberfläche Monitorprogramm

Für das Praktikum existiert eine Bedienoberfläche für das Monitorprogramm mit verschiedenen Einstellmöglichkeiten. Im folgenden eine kurze Erklärung der Funktionen:

- Impfrei\_SR1: Pulsfreigabe Stromrichter PWR1 für PSM1 (0: Pulse gesperrt; 1:Pulse freigegeben)
- Impfrei\_SR2: Pulsfreigabe Stromrichter PWR2 für PSM2 (0: Pulse gesperrt; 1:Pulse freigegeben)
- n1\_soll\_man: Drehzahlsollwertvorgabe für PSM1 in  $min^{-1}$ (wenn PSM1 drehzahlge-regelt)
- n2\_soll\_man: Drehzahlsollwertvorgabe für PSM2 in  $min^{-1}$ (wenn PSM2 drehzahlge-regelt)
- M1i: Momentensollwert für PSM1 in Nm(wenn PSM1 momentengeregelt)
- M2i: Momentensollwert für PSM2 in Nm(wenn PSM2 momentengeregelt)
- nRegler: Einstellung der Regelungsart beider Maschinen (1: PSM1 drehzahl-, PSM2 momentengeregelt; 2: PSM1 momenten-, PSM2 drehzahlgeregelt)
- Entkopplung: Aktivierung der Entkopplungsterme der Stromregelung (0: keine Ent-kopplung; 1:Entkopplung aktiv)
- feldschw: Aktivierung des Feldschwächbetriebs (0: kein Feldschwächbetrieb; 1: Feld-schwächbetrieb, nur zuschaltbar, wenn die Pulsfreigabe für beide Wechselrichter aktiviert ist)
- schnell: 0: Lastmoment nach Vorgabe; 1: Das Vorzeichen des Moments der drehmo-mentgeregelten Maschine wird je nach Drehzahlvorgabe immer so gesteuert, dass die momentengeregelte Maschine einen Reversiervorgang unterstützt.
- automatik: Möglichkeit eines automatischen Dauer-Reversierbetriebs; nach dieser hier einzustellenden Zeit (in Sekunden) wird das Vorzeichen des Drehzahlsollwerts der drehzahlgeregelten Maschine periodisch geändert. Ist der Wert 0 eingestellt, so findet kein Reversierbetrieb statt

## 3.2 Leerlaufversuch

Betreiben sie eine Maschine drehzahl geregelt bei 1000, 1500, 2000 und 2500  $\text{min}^{-1}$ . Beobachten sie den Spannungsverlauf der 3 Aussenleiterspannungen und bestimmen sie daraus den Permanentmagnetfluss  $\psi_{PM}$  bei den gegebenen Drehzahlen.

Überlegen sie zuerst, wie sie aus den gemessenen Verläufen der Aussenleiterspannungen den Permanentmagnetfluss bestimmen können. Führen sie dann die beiden folgenden Versuche durch.

### 3.2.1 Permanentmagnetfluss PSM1

Stellen sie ein (bei Pulswechselrichtersperre  $\text{Impfrei\_SR1}=0$ ,  $\text{Impfrei\_SR2}=0$ ):

- $\text{nRegler}=2$  : PSM2 drehzahl geregelt, PSM1 momentengeregelt
- $\text{n2\_soll\_man} = 1000$
- $\text{M1i} = 0$
- Entkopplung = 1 (Entkopplung aktiv)
- $\text{feldschw} = 0$  (kein Feldschwächbetrieb)
- $\text{schnell} = 0$  (Lastmoment nach Vorgabe)
- $\text{automatik} = 0$  (kein Dauer-Reversierbetrieb)

Geben sie nur den Umrichter PWR2 frei ( $\text{Impfrei\_SR1}=0$ ,  $\text{Impfrei\_SR2}=1$ ). Betreiben Sie PSM2 drehzahl geregelt und verändern sie nur die Solldrehzahl  $\text{n2\_soll\_man}$  auf die erforderlichen Werte. Bestimmen sie aus den gemessenen verketteten Spannungen den Permanentmagnetfluss  $\psi_{PM1}$  von PSM1.

### 3.2.2 Permanentmagnetfluss PSM2

Stellen Sie ein (bei Pulswechselrichtersperre):

- $\text{nRegler}=1$  : PSM1 drehzahl geregelt, PSM2 momentengeregelt
- $\text{n1\_soll\_man} = 1000$
- $\text{M2i} = 0$
- Entkopplung = 1 (Entkopplung aktiv)
- $\text{feldschw} = 0$  (kein Feldschwächbetrieb)
- $\text{schnell} = 0$  (Lastmoment nach Vorgabe)
- $\text{automatik} = 0$  (kein Reversierbetrieb)

Geben sie nur den Umrichter PWR1 frei ( $\text{Impfrei\_SR1}=1$ ,  $\text{Impfrei\_SR2}=0$ ). Betreiben Sie PSM2 drehzahl geregelt und verändern sie nur die Solldrehzahl  $\text{n1\_soll\_man}$  auf die erforderlichen Werte. Bestimmen sie aus den gemessenen verketteten Spannungen den Permanentmagnetfluss  $\psi_{PM2}$  von PSM2.

### 3.3 Auslegung Drehzahlregler

Legen sie den Drehzahlregler nach dem symmetrischen Optimum aus (siehe Anlage zur Reglerauslegung aus dem Skript zur Vorlesung Regelung elektrischer Antriebe) und testen sie ihre Einstellungen bei verschiedenen Reversiervorgängen. Die Reglerparameter können über die Variablen  $Kp\_n$  und  $Ki\_n$  eingegeben werden. Berücksichtigen sie, dass der Regler hier in der Form:  $F_R(s) = Kp\_n + \frac{Ki\_n}{s}$  vorzugeben ist.

Stellen sie ein (bei Pulswechselrichtersperre):

- nRegler=1 : PSM1 drehzahl geregelt, PSM2 momentengeregelt
- n1\_soll\_man = 2000
- M2i = 0
- Entkopplung = 1 (Entkopplung aktiv)
- feldschw = 0 (kein Feldschwächbetrieb)
- schnell = 0 (Lastmoment nach Vorgabe)
- automatik = 0 (kein Reversierbetrieb)

Geben sie nur den Umrichter PWR1 frei (Impfrei\_SR1=1, Impfrei\_SR2=0). Zeichnen sie einen Reversiervorgang mit dem Monitorprogramm auf und stellen sie den zeitlichen Verlauf der Istwerte der Drehzahl und des Drehmoments an der Welle sowie die Soll- und Istwerte des d- und q-Stroms der PSM1 in Diagrammen dar.

### 3.4 Lastmomentaufschaltung

Untersuchen sie das Störverhalten des Drehzahlreglers durch Aufschaltung eines Lastmomentensprunges.

Stellen sie ein (bei Pulswechselrichtersperre):

- nRegler=1 : PSM1 drehzahl geregelt, PSM2 momentengeregelt
- n1\_soll\_man = 1000
- M2i = 0
- Entkopplung = 1 (Entkopplung aktiv)
- feldschw = 0 (kein Feldschwächbetrieb)
- schnell = 0 (Lastmoment nach Vorgabe)
- automatik = 0 (kein Reversierbetrieb)

Geben sie nun erst PWR1 frei (Impfrei\_SR1=1) und danach PWR2 (Impfrei\_SR2=1). Triggern sie im Monitorprogramm auf eine Änderung des Momentensollwerts M2i. Erhöhen sie nun das Sollmoment M2i von 0 auf 10 (und in einem zweiten Versuch von 0 auf 20 Nm). Zeichnen sie den Ausregelvorgang mit dem Monitorprogramm auf und stellen sie den Verlauf der Istwerte der Drehzahl und des Drehmoments an der Welle sowie die Soll- und Istwerte des d- und q-Stroms der PSM1 in einem Diagramm dar.

### 3.5 Entkopplung

Untersuchen sie den Einfluss der Entkopplungsterme auf das Regelverhalten der Ströme bei einem Reversiervorgang.

Stellen sie ein (bei Pulswechselrichtersperre):

- nRegler=1 : PSM1 drehzahl geregelt, PSM2 momentengeregelt
- n1\_soll\_man = 2000
- M2i = 0
- Entkopplung = 0 (keine Entkopplung)
- feldschw = 0 (kein Feldschwächbetrieb)
- schnell = 0 (Lastmoment nach Vorgabe)
- automatik = 0 (kein Reversierbetrieb)

Geben sie nur PWR1 frei (Impfrei\_SR1=1, Impfrei\_SR2=0). Zeichnen sie einen Reversiervorgang mit dem Monitorprogramm auf und stellen sie den Verlauf der Istwerte der Drehzahl und des Drehmoments an der Welle sowie die Soll- und Istwerte des d- und q-Stroms der PSM1 in einem Diagramm dar.

### 3.6 Feldschwächbetrieb

Bei höheren Drehzahlen ist es zur Begrenzung der Spannung notwendig, einen negativen d-Strom  $i_d < 0$  einzuprägen. Der d-Strom wird hierbei so vorgesteuert, dass die vom Fluss  $\psi_d = \psi_{PM} + L_d i_d$  hervorgerufene induzierte Spannung  $e_q = \dot{\gamma} \psi_d$  ab der Eckdrehzahl konstant gehalten wird. Hierbei werden die Sollwert des d- und q-Stroms derart geregelt, dass sie zusammen den Nennstrom nicht übersteigen  $i_d^2 + i_q^2 = 2I_N^2$ .

Stellen sie ein (bei Pulswechselrichtersperre):

- nRegler=1 : PSM1 drehzahl geregelt, PSM2 momentengeregelt
- n1\_soll\_man = 2500
- M2i = 0
- Entkopplung = 1 (Entkopplung aktiv)
- feldschw = 0 (kein Feldschwächbetrieb)
- schnell = 0 (Lastmoment nach Vorgabe)
- automatik = 0 (kein Reversierbetrieb)

Geben sie nun PWR1 und danach PWR2 frei (Impfrei\_SR1=1, Impfrei\_SR2=1) und aktivieren sie den Feldschwächbetrieb (feldschw=1). Erhöhen sie die Drehzahl auf  $3000 \text{min}^{-1}$ . Zeichnen sie einen Reversiervorgang mit dem Monitorprogramm auf und stellen sie den Verlauf der Istwerte der Drehzahl und des Drehmoments an der Welle sowie die Soll- und Istwerte des d- und q-Stroms der PSM1 in einem Diagramm dar. Erklären sie den Verlauf des d-Stromes.

### 3.7 Hochdynamisches Reversieren

Dieser Aufgabenteil soll die maximal mögliche Dynamik des Antriebes bei Betrieb beider Antriebe mit Nennstrom aufzeigen. Stellen sie ein (bei Pulswechselrichtersperre Impfrei\_SR1=0, Impfrei\_SR2=0):

- nRegler=1 : PSM1 drehzahl geregelt, PSM2 momentengeregelt
- n1\_soll\_man = 2000
- M2i = 0
- Entkopplung = 1 (Entkopplung aktiv)
- feldschw = 0 (kein Feldschächbetrieb)
- schnell = 1 (automatische Drehmomentenumkehr)
- automatik = 1 (Einstellung der Reversierzeit auf 1s)

Geben sie PWR1 frei (Impfrei\_SR1=1) und beobachten sie die von der PSM1 erreichbare Dynamik. Verringern sie die Reversierzeit, so dass die gewünschte Solldrehzahl gerade noch erreicht wird.

Zeichnen sie einen Reversiervorgang mit dem Monitorprogramm auf und stellen sie den Verlauf der Istwerte der Drehzahl und des Drehmoments an der Welle sowie die Soll- und Istwerte des d- und q-Stroms der PSM1 in einem Diagramm dar.

Geben sie nun den PWR2 ebenfalls frei und steigern sie das Moment  $M2i$  von 0 bis 20Nm. Das Drehmoment der PSM2 wird durch die Option schnell=1 derart vorgesteuert, dass das Drehmoment der PSM2 jeweils den Reversiervorgang in beiden Richtungen unterstützt. Verringern sie ebenfalls die Reversierzeit, so dass die gewünschte Solldrehzahl gerade noch erreicht wird.

Zeichnen sie einen Reversiervorgang mit dem Monitorprogramm auf und stellen sie den Verlauf der Istwerte der Drehzahl und des Drehmoments an der Welle sowie die Soll- und Istwerte des d- und q-Stroms der PSM1 und der PSM2 dar.

Hinweis: Bei dauerhaften Reversieren muss bei jedem Reversiervorgang die generatorisch rückgespeiste Energie im Bremschopper vernichtet werden. Der Bremschopper ist jedoch nicht auf die hier auftretende dauerhafte Belastung ausgelegt. Führen sie daher diesen Versuch zügig durch.

### 3.8 Ausarbeitung

Die Ausarbeitung zu diesem Versuch sollte enthalten:

- aus Aufgabe 3.2: Messreihen zur Bestimmung der Permanentmagnetflüsse  $\psi_{PM1}$  und  $\psi_{PM2}$
- aus Aufgabe 3.3: Werte der Reglerparameter und Diagramme nach Aufgabenstellung
- Diagramme aus den weiteren Aufgaben je nach Aufgabenstellung

## Literaturverzeichnis

[SBD] K.-P. BECKER UND H. VOGELMANN: Skript zur Vorlesung Systemanalyse und Betriebsverhalten der Drehstrommaschinen

[SPA83] H. SPÄTH: Steuerverfahren für Drehstrommaschinen - Theoretische Grundlagen, Springer-Verlag, 1983, ISBN 3-540-12353-9

[REA] M. BRAUN: Skript zur Vorlesung Regelung elektrischer Antriebe

## A Anlagen

- Reglerauslegung für Strom- und Drehzahlregelung (Auszug aus dem Skript zur Vorlesung Regelung elektrischer Antriebe Seite 1- 18)