

Technische Universität Chemnitz
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Lehrstuhl Leistungselektronik
Prof. Dr.-Ing. habil. M. Kronberg



Diplomarbeit

Thema: Begründung, Entwurf und Realisierung der Informations-
elektronik/Regeleinrichtung für ein leistungselektronisches Sy-
stem

Betreuer: Prof. M. Kronberg <manfred.kronberg@infotech.tu-chemnitz.de>
Dr. K. Seyfarth <klaus.seyfarth@t-online.de>

Wolfram, Heiko <heiko.wolfram@e-technik.tu-chemnitz.de>
(Mat.-Nr.: 15409)

9. August 2000

Erläuterungen zum Thema:

Gegenstand der Diplomarbeit ist die Informationselektronik zur Steuerung und Regelung einer komplexen leistungselektronischen Einrichtung. Der energetische Teil der Einrichtung ist als Prozeß zu betrachten, den die Informationselektronik steuern und regeln soll. Aus der Funktionsweise der energetischen Einrichtung und ihrem Schutz sind die Anforderungen an die Informationselektronik abzuleiten. Wechselwirkungen zwischen Informationselektronik und dem energetischen Teil sind sorgfältig zu erkunden und gegebenenfalls Anlaß zur Modifizierung des energetischen Teils.

Über das leistungselektronische System ist noch nicht endgültig entschieden. Es kann ein einphasiger Wechselrichter sein. Nach gegenwärtigem Erkenntnisstand besteht das leistungselektronische System aus einem Tiefsetzsteller und einem Hochsetzsteller. Der Tiefsetzsteller soll die Eingangsspannung U_1 verringern und die der Spannungsquelle U_1 entnommene Energie in eine Spannungsquelle U_2 einspeisen. Es gilt $U_2 = \ddot{u}U_1$ mit $0 \leq \ddot{u} \leq 1$. Der Hochsetzsteller soll der Spannungsquelle U_2 die Energie so entnehmen, daß sich hier eine wählbare konstante Spannung U_2 ergibt. Diese aus U_2 entnommene Energie wird der Eingangsspannungsquelle U_1 zurückgeführt. Die Kombination aus Tiefsetzsteller und Hochsetzsteller hat zum Ziel, daß in beiden Schaltungen die eingesetzten IGBT und Dioden mit Nennstrom und Nennspannung belastet werden. Durch die Rückführung der Energie soll dabei die Nennschaltleistungen der Ventile erreicht werden, ohne daß ein hoher Energieumsatz eintritt. Im quasistationären Zustand nimmt die leistungselektronische Einrichtung dann lediglich die Verlustarbeit auf. Die Steuer- und Regeleinrichtung soll diese Betriebsart der leistungselektronischen Einrichtung in allen Arbeitspunkten gewährleisten. Dies gilt auch für den Anlauf aus dem energielosen Zustand, bei dem zunächst die Spannung U_2 auf den eingestellten Sollwert aufzubauen ist.

Einstellbar sollen die Spannungen U_1 , U_2 und der vom Tiefsetzsteller in die Spannungsquelle U_2 eingespeiste Strom sein. Durch die selbsttätige Regelung ist der Hochsetzsteller so zu führen, daß die Spannung $U_2 = \text{konstant}$ gilt.

Der Arbeitspunkt des Tiefsetzstellers soll frei einstellbar sein. Die Betriebsweise des Tiefsetzstellers ist alternativ

- eine Spannungssteuerung
- oder eine Zweipunkt-Stromregelung.

Der Steuereinrichtung des Tiefsetzstellers und der Regelung des Hochsetzstellers sind Schutzfunktionen zu überlagern, die eine Überlastung oder Zerstörung der Halbleiterventile und der sonstigen Schaltelemente verhindern.

Alternativ soll der Betrieb umkehrbar sein. Das bedeutet, daß der Arbeitspunkt des Hochsetzstellers frei einstellbar ist und der Tiefsetzsteller die Voraussetzungen für diese Einstellbarkeit schafft.

Gegenstand der Diplomarbeit ist folglich die Informationselektronik, sie umfaßt die Steuer- und Regeleinrichtung zur Gewährleistung der Funktionen von Tiefsetz- und Hochsetzsteller und deren Schutz und schließt die Funktionen zur automatischen Inbetriebsetzung und Außerbetriebsetzung ein.

Es ist nicht Gegenstand der Diplomarbeit, die energetischen Komponenten und Schaltungen zu dimensionieren. Aus dem Verständnis ihrer Wirkungsweise sind jedoch selbständig und umfassend die Anforderungen an die Steuer- und Regeleinrichtung abzuleiten.

Für die Realisierung der Steuer- und Regeleinrichtung sind möglichst (sofern finanziell realisierbar) handelsübliche Baugruppen zu verwenden. Auf eine robuste Ausführung und hohe Zuverlässigkeit sowie EMV-Festigkeit ist besonderer Wert zu legen.

Als Diskussionspartner für die Schnittstellen zwischen Informationselektronik und energetischem Schaltungsteil steht Herr Dr. Schreiter zur Verfügung. Von ihm werden auch der Entwurf und die Dimensionierung des Tiefsetz- und des Hochsetzstellers vorgenommen. Fragen zur Funktion dieser Schaltungsteile sind an ihn zu richten.

Wegen der hohen Spannung (2000 V) und großen Ströme (1000 A) im energetischen Teil ist eine sorgfältige, durch Erfahrung geprägte Konstruktion und Ausführung wichtig. Die Aufgaben Konstruktion, Werkstattaufträge, Beschaffung, Arbeitsschutz, Kühlung usw. werden deshalb von Herrn Kumm in Abstimmung mit Herrn Dr. Schreiter wahrgenommen.

Vor dem Aufbau des energetischen Prozesses und der Realisierung der Informationselektronik sind beide Teilsysteme simultan durch Simulation zu erproben. Diese Aufgabe wird durch Herrn Dr. Jakob ausgeführt.

Die Diplomaufgabe gemäß Thema wird von Herrn Dr. Seyfarth betreut. Angestrebt wird eine moderne Lösung, z. B. durch den Einsatz eines Signalprozessors zur Steuerung und Regelung. Dies soll eine hohe Flexibilität durch nachträgliche Modifikation der Software gestatten. Wenn nötig, sind hierzu die Erfahrungen am Lehrstuhl Antriebstechnik bei Herrn Prof. Hofmann zu nutzen.

An den Halbleiterventilen im energetischen Teil sollen Messungen durchgeführt werden. Diese sind als Prüflinge auswechselbar anzuordnen. Für die Auswahl der Meßtechnik und das Einfügen geeigneter Spannungsteiler und breitbandiger Meßwiderstände zeichnet Herr Dr. Schreiter verantwortlich.

Die Treiberschaltungen für die Prüflinge sind so zu gestalten, daß die Ansteuerparameter in weitem Bereich einstellbar sind. Dies soll die Möglichkeit eröffnen, den Einfluß der Treibersignale auf die Schalteigenschaften und statischen Eigenschaften der Halbleiterventile zu untersuchen.

Da die Halbleiterventile mit einem internen Schutz bei etwa dem zweifachen Nennstrom ausgerüstet sind, sollte die Versuchseinrichtung die Funktion und Wirksamkeit dieser Schutzmaßnahme zu untersuchen gestatten.

Die Regeleinrichtung und die Spannungsquelle U_1 sind so zu konzipieren, daß während des Anlaufs der Schaltung bis zum Erreichen der eingestellten Nennwerte die Leistungsaufnahme aus dem Netz etwa 10 kW nicht übersteigt.

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|------------|---|-----------|
| I | Einführung | 1 |
| 1 | Anliegen der Arbeit | 2 |
| 2 | Allgemeines zum Versuchsaufbau | 4 |
| 2.1 | Einführung | 4 |
| 2.2 | Struktur der Kombination aus TSS und HSS | 4 |
| 2.2.1 | Vollständige Struktur | 4 |
| 2.3 | Reglerkonzepte für den Stromregler | 5 |
| 2.3.1 | Zweipunktregelung | 5 |
| 2.3.2 | Regelung über das Tastverhältnis | 5 |
| II | Methodik der Modellbildung | 6 |
| 3 | Anliegen der Modellbildung | 7 |
| 3.1 | Einführung | 7 |
| 3.2 | Methode der Modellbildung | 7 |
| 4 | Mittelungsmethode | 9 |
| 4.1 | System mit zwei linearen Modellen | 9 |
| 4.1.1 | Methode für zwei Zustände | 9 |
| 4.1.2 | Aufstellen eines Kleinsignalmodells | 10 |
| 4.2 | System mit vier linearen Modellen | 11 |
| 4.2.1 | Aufstellen des gemittelten Systems | 11 |
| 4.2.2 | Aufstellen des Kleinsignalmodells | 11 |
| III | Modellierung | 13 |
| 5 | Modellierung des Tiefsetzstellers | 14 |
| 5.1 | Einführung | 14 |
| 5.2 | Aufstellung der Zustandsraummatrizen | 15 |
| 5.3 | Statisches Verhalten des gemittelten Systems | 16 |
| 5.4 | Dynamisches Verhalten des gemittelten Systems | 16 |
| 5.5 | Kleinsignalmodell des Tiefsetzstellers | 18 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 6 | Modellierung des Hochsetzstellers | 19 |
| 6.1 | Einführung | 19 |
| 6.2 | Aufstellung der Zustandsraummatrizen | 20 |
| 6.3 | Statisches Verhalten des gemittelten Systems | 20 |
| 6.4 | Dynamisches Verhalten des gemittelten Systems | 20 |
| 6.5 | Kleinsignalmodell des Hochsetzstellers | 22 |
| 7 | Modellierung des TSS-HSS-Systems | 23 |
| 7.1 | Einführung | 23 |
| 7.2 | Modellierung des Netzwerkes | 23 |
| 7.2.1 | Aufstellung der Zustandsraummatrizen | 24 |
| 7.2.2 | Statisches Verhalten des gemittelten Systems | 24 |
| 7.2.3 | Dynamik des gemittelten Systems | 25 |
| 7.3 | Vereinfachung des Systems | 25 |
| 7.3.1 | Einführung | 25 |
| 7.3.2 | Aufstellung der Zustandsraummatrizen | 25 |
| 7.4 | Kleinsignalmodell des TSS-HSS-Systems | 28 |
| 7.4.1 | Einführung | 28 |
| 7.4.2 | Aufstellen des Kleinsignalmodells | 28 |
| IV | Reglerentwurf | 30 |
| 8 | Tiefsetzsteller mit 2-Punkt-Stromregelung | 31 |
| 8.1 | Einführung | 31 |
| 8.2 | System in der Zustandsebene | 32 |
| 8.2.1 | Aufstellung der Gleichungen | 32 |
| 8.2.2 | Berechnung der Schaltpunkte aus der Zustandsebene | 32 |
| 8.3 | Berechnung des Mittelwertes | 34 |
| 9 | Stromregelung des Tiefsetzstellers | 35 |
| 9.1 | Einführung | 35 |
| 9.2 | Reglerentwurf | 35 |
| 9.2.1 | Entwurf des Regelkreises | 35 |
| 9.2.2 | Problem der Anfangswerte | 37 |
| 10 | Spannungsregelung des Hochsetzstellers | 38 |
| 10.1 | Einführung | 38 |
| 10.2 | Reglerentwurf | 38 |
| 10.2.1 | Entwurf der inneren Regelschleife | 38 |
| 10.2.2 | Entwurf der äußeren Regelschleife | 40 |
| 10.2.3 | Problem der Anfangswerte | 41 |
| 11 | Strom-/Spannungsregelung des TSS-HSS-Systems | 42 |
| 11.1 | Einführung | 42 |
| 11.2 | Reglerentwurf | 42 |
| 11.2.1 | Current-Mode-Injection Verfahren | 42 |
| 11.2.2 | Entwurf des Regelkreises | 43 |
| 11.2.3 | Nicht-entkoppelter Regelkreis | 43 |
| 11.2.4 | Entkoppelter äußerer Regelkreis | 44 |

| | |
|---|-----------|
| 11.2.5 Problem der Anfangswerte | 44 |
| 11.3 Begrenzung der Eingangsleistung | 45 |
| 11.4 Zusammenfassung | 46 |
| V Die Hard- und Software | 47 |
| 12 Software | 48 |
| 12.1 Einführung | 48 |
| 12.2 Überblick aller Komponenten | 48 |
| 12.3 Realisierung der Regelung im Interruptsystem | 49 |
| 12.3.1 Überblick | 49 |
| 12.3.2 Interrupt des Timers T6 | 50 |
| 12.3.3 Interrupts der Capture-Compare-Einheiten CC14 und CC15 | 52 |
| 12.3.4 Capture-Compare-Timer-Interrupts | 54 |
| 12.4 Schutz und Überwachung des energetischen Systems | 54 |
| 12.4.1 Abschalten des Systems bei einer Fehlermeldung des IGBT's durch CC4 und CC5 | 54 |
| 12.4.2 Abschaltung des Systems bei zu hohem Stromfluß | 54 |
| 12.4.3 Freigabe des Systems durch Software | 55 |
| 12.5 Tastaturabfrage durch die Interrupts der Einheiten CC0 bis CC3 | 55 |
| 12.6 Realisierung des Menüs | 56 |
| 12.6.1 Überblick | 56 |
| 12.6.2 Realisierung der Tastatursteuerung | 56 |
| 12.6.3 Menüführung | 57 |
| 12.7 Sanftes An- und Herunterfahren des Systems | 58 |
| 12.7.1 Anfahren | 58 |
| 12.7.2 Herunterfahren | 58 |
| 13 Hardware | 60 |
| 13.1 Einführung | 60 |
| 13.2 Ansteuerung der IGBT-Treiberstufen | 60 |
| 13.2.1 Ausgangsstufe | 60 |
| 13.2.2 Eingangsstufe | 60 |
| 13.3 Spannungswandler | 61 |
| 13.4 Stromwandlung | 61 |
| 13.5 Referenzspannungsquelle des A/D-Wandlers | 62 |
| 13.6 Tastatur | 62 |
| 13.7 Displayansteuerung | 62 |
| 13.8 Schutz des energetischen Systems durch die Hardware | 62 |
| 14 Elektromagnetische Verträglichkeit | 64 |
| 14.1 Einführung | 64 |
| 14.2 Koppelungsarten | 65 |
| 14.2.1 Galvanische Koppelung | 65 |
| 14.2.2 Kapazitive Koppelung | 65 |
| 14.2.3 Induktive Koppelung | 66 |
| 14.2.4 Strahlungskoppelung | 66 |
| 14.3 Störquellen | 66 |
| 14.4 Störsenken | 66 |

| | | |
|------------|---|------------|
| 14.4.1 | Wirkung auf analoge Signale | 66 |
| 14.4.2 | Wirkung auf digitale Signale | 67 |
| 14.5 | Unterdrückung der Störbeeinflussung und EMV-Schutz | 67 |
| 14.5.1 | Leitungsführung | 67 |
| 14.5.2 | Schirmung | 69 |
| 14.5.3 | Maßnahmen bei analogen Systemen | 69 |
| 14.5.4 | Maßnahmen bei digitalen Systemen | 69 |
| 14.5.5 | Filterung | 70 |
| VI | Simulation und Praxis | 71 |
| 15 | SIMULINK-Modelle | 72 |
| 15.1 | Regelung des Tiefsetzstellers | 72 |
| 15.1.1 | Zweipunktregelung | 72 |
| 15.1.2 | Regelung über das Tastverhältnis | 75 |
| 15.2 | Regelung des Hochsetzstellers | 77 |
| 15.3 | Regelung des TSS-HSS-Systems | 79 |
| 15.3.1 | Nicht-entkoppeltes Regelungssystem | 79 |
| 15.3.2 | Entkoppeltes Regelungssystem | 81 |
| 15.3.3 | Entkoppeltes Regelungssystem ohne innere Verstärkung | 83 |
| 16 | SIMPLORER-Modelle | 85 |
| 16.1 | Gesamtmodell mit Strom-Zweipunkt- und Spannungsregelung | 85 |
| 16.2 | Gesamtmodell mit Strom- und Spannungsregelung | 87 |
| 17 | Praktischer Versuch Tiefsetzsteller mit Mikrocontroller | 89 |
| 17.1 | Überblick | 89 |
| 17.2 | Aufnahmen der Ströme und Spannungen als Funktion der Zeit | 90 |
| 17.3 | Kennlinien | 90 |
| 17.3.1 | Aufnahme der Steuerkennlinie | 91 |
| 17.3.2 | Aufnahme der Belastungskennlinie | 92 |
| 17.4 | Welligkeit der Ausgangsspannung | 93 |
| 17.5 | Ventilbelastung und Durchlaßverlustleistung | 94 |
| 17.6 | Bestimmung des Spektrums und der Leistungen der Ausgangs- spannung des TSS | 96 |
| 17.6.1 | Bestimmung der Leistungen | 96 |
| 17.6.2 | Ermittlung des Spektrums der Ausgangsspannung U_{D1} des TSS | 98 |
| 17.7 | Tiefsetzsteller mit Strom-Zweipunktregelung | 100 |
| 17.7.1 | TSS betrieben ohne Gegenspannung ($U_{C2} = 0$ V) | 101 |
| 17.7.2 | TSS betrieben mit Gegenspannung ($U_{C2} = 20$ V) | 101 |
| 17.8 | Funktionsweise Hochsetzsteller | 102 |
| | Zusammenfassung | 104 |
| VII | Anhang | 105 |
| A | Theorie und Simulation | 106 |
| A.1 | Mathematische Begründung der Mittelungsmethode | 106 |

| | | |
|----------|---|------------|
| A.2 | Stromregelung des Tiefsetzstellers | 108 |
| A.3 | Spannungsregelung des Hochsetzstellers | 108 |
| A.4 | Reglerentwurf des Systems vierter Ordnung | 108 |
| A.4.1 | Include File zur Optimierung I | 110 |
| A.4.2 | Include File zur Optimierung II | 110 |
| A.5 | SIMULINK Modelle | 112 |
| A.6 | SIMPLORER Modelle | 116 |
| B | Allgemeines zum Prozessor 80C166 | 118 |
| B.1 | Einführung | 118 |
| B.2 | Aufbau | 118 |
| B.2.1 | Übersicht | 118 |
| B.2.2 | Interruptsystem des 80C166 und PEC | 119 |
| B.2.3 | Capture-Compare-Einheit | 121 |
| B.2.4 | General-Purpose-Timer-Blöcke | 121 |
| B.2.5 | Analog-/Digitalwandler | 122 |
| B.2.6 | Serielle Schnittstelle des 80C166 | 122 |
| C | Hard- und Software | 123 |
| C.1 | Bedienungsanleitung zur Menüführung | 123 |
| C.2 | Fehlerüberwachung und Schutz | 126 |
| C.3 | LCD-Ansteuerung | 126 |

Abbildungsverzeichnis

| | | |
|------|--|----|
| 2.1 | Struktur des Versuchsaufbaus | 5 |
| 3.1 | Zustandsraummodell eines linearen Systems | 8 |
| 4.1 | Definition der beiden geschalteten Zustände | 9 |
| 5.1 | Netzwerk des Tiefsetzstellers | 14 |
| 5.2 | Statisches Verhalten des TSS mit eingezeichneten Grenzen | 15 |
| 5.3 | Schwankungsbreite des TSS bei einem Tastverhältnis von $\ddot{u} = 0.5$ in Abhängigkeit von der Frequenz | 16 |
| 5.4 | Schwankungsbreite des TSS in Abhängigkeit von Frequenz und Tastverhältnis | 17 |
| 6.1 | Netzwerk des Hochsetzstellers | 19 |
| 6.2 | Schwankungsbreite des HSS bei einem Tastverhältnis von $\ddot{u} = 0.5$ in Abhängigkeit von der Frequenz | 21 |
| 6.3 | Schwankungsbreite des HSS in Abhängigkeit von Frequenz und Tastverhältnis | 21 |
| 7.1 | Netzwerk des TSS-HSS-Systems | 23 |
| 7.2 | I_{L1} , U_{C1} , I_{L2} und U_{C2} in Abhängigkeit von den Tastverhältnissen \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 | 26 |
| 7.3 | I_0 in Abhängigkeit von den Tastverhältnissen \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 | 27 |
| 8.1 | Tiefsetzsteller mit 2-Punkt-Stromregelung | 31 |
| 8.2 | Verhalten des Regelkreises in der Zustandsebene | 33 |
| 8.3 | Verhalten des Regelkreises in der Zustandsebene bei zu großer Hysterese | 33 |
| 9.1 | Wurzelortskurve des geschlossenen TSS-Systems mit I-Regler . . . | 36 |
| 9.2 | Führungsübergangsfunktion des geschlossenen TSS-Systems mit I-Regler | 36 |
| 10.1 | Zustandsraumdarstellung des HSS-Regelkreises | 39 |
| 10.2 | Wurzelortskurve des HSS-Systems mit innerem P-Regler | 41 |
| 10.3 | Wurzelortskurve des geschlossenen HSS-Systems mit I-Regler . . . | 41 |
| 10.4 | Führungsübergangsfunktion des geschlossenen HSS-Systems | 41 |
| 11.1 | Führungsübergangsfunktionen des geschlossenen nicht-entkoppelten TSS-HSS-Systems | 44 |

| | | |
|-------|--|----|
| 11.2 | Führungsübergangsfunktionen des geschlossenen entkoppelten TSS-HSS-Systems | 45 |
| 12.1 | Realisierung der Regelung im Interruptsystem | 49 |
| 13.1 | Instrumentationsverstärker | 61 |
| 14.1 | Begriff Elektromagnetische Verträglichkeit | 65 |
| 15.1 | Verhalten des Modells in der Zustandsebene | 73 |
| 15.2 | Geregelter Strom mit 2-Punkt-Regler | 73 |
| 15.3 | Fehler- und Schaltsignal des 2-Punkt-Reglers | 74 |
| 15.4 | Tastverhältnis \ddot{u}_1 der TSS-Regelung | 75 |
| 15.5 | Der geregelte Strom i_{L1} der TSS-Regelung | 76 |
| 15.6 | Tastverhältnis \ddot{u}_2 der HSS-Regelung | 77 |
| 15.7 | Strom i_{L1} und Spannung u_{C2} der HSS-Regelung | 78 |
| 15.8 | Strom i_{L1} und Spannung u_{C2} der HSS-Regelung ohne Hilfsgrößen-aufschaltung | 78 |
| 15.9 | Tastverhältnisse \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 des nicht-entkoppelten Regelungssystems | 79 |
| 15.10 | Ströme i_0 , i_{L1} , i_{L2} und Spannung u_{C2} des nicht-entkoppelten Regelungssystems | 80 |
| 15.11 | Tastverhältnisse \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 des entkoppelten Regelungssystems | 81 |
| 15.12 | Ströme i_0 , i_{L1} , i_{L2} und Spannung u_{C2} des entkoppelten Regelungssystems | 82 |
| 15.13 | Tastverhältnisse \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 des entkoppelten Regelungssystems ohne innere Verstärkung | 83 |
| 15.14 | Ströme i_0 , i_{L1} , i_{L2} und Spannung u_{C2} des entkoppelten Regelungssystems ohne innere Verstärkung | 84 |
| 16.1 | Ströme i_{L1} , i_{L2} und Spannung u_{C2} der Strom-Zweipunkt- und Spannungsregelung | 86 |
| 16.2 | Tastverhältnis \ddot{u}_2 der Spannungsregelung | 86 |
| 16.3 | Ströme i_{L1} , i_{L2} und die Spannung u_{C2} der Strom- und Spannungsregelung | 87 |
| 16.4 | Tastverhältnisse \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 der Strom- und Spannungsregelung | 88 |
| 17.1 | Ströme und Spannungen des TSS bei $U_{C2} = 0$ V, $\ddot{u} = 0.9$ | 90 |
| 17.2 | Ströme und Spannungen des TSS bei $U_{C2} = 20$ V, $\ddot{u} = 0.9$ | 91 |
| 17.3 | Steuerkennlinie des TSS bei $I_{L1a} \approx 5$ A | 92 |
| 17.4 | Belastungskennlinie des TSS bei $\ddot{u} = 0.9$ | 93 |
| 17.5 | Welligkeit der Ausgangsspannung U_{D1} | 94 |
| 17.6 | Belastung der Ventile des TSS bei $U_{C2} = 0$ V | 95 |
| 17.7 | Durchlaßverlustleistungen der Ventile des TSS bei $U_{C2} = 0$ V | 95 |
| 17.8 | Leistungen P_{ab} , P_{auf} und P_{da} in Abhängigkeit von I_{L1a} | 97 |
| 17.9 | Umrichtgrad und Wirkungsgrad in Abhängigkeit von I_{L1a} | 97 |
| 17.10 | Gemessenes Spektrum der Ausgangsspannung U_{D1} bei $\ddot{u} = 0.1$ | 98 |
| 17.11 | Spektrum der Ausgangsspannung U_{D1} bei den Tastverhältnissen $\ddot{u} = 0.1 \dots 0.4$ | 99 |
| 17.12 | Spektrum der Ausgangsspannung U_{D1} bei den Tastverhältnissen $\ddot{u} = 0.5 \dots 0.9$ | 99 |

| | | |
|-------|---|-----|
| 17.13 | Abhängigkeit der Frequenz der Zweipunktregelung von der Schwan- kungsbreite | 101 |
| 17.14 | Ströme und Spannungen des Hochsetzstellers bei $\ddot{u} = 0.58$ | 102 |
| 17.15 | Steuerkennlinie des HSS bei $I_{L1\text{ soll}} = 5\text{ A}$ | 103 |
| A.1 | SIMULINK-Modell des TSS mit 2-Punkt-Regler | 112 |
| A.2 | SIMULINK-Modell des TSS mit I-Regeler | 113 |
| A.3 | SIMULINK-Modell des HSS mit Regelung | 114 |
| A.4 | SIMULINK-Modell des TSS-HSS-Systems mit Regelung | 115 |
| A.5 | SIMPLORER-Modell bestehend aus Strom-Zweipunktregelung und Spannungsregelung | 116 |
| A.6 | SIMPLORER-Modell bestehend aus kontinuierlicher Strom- und Spannungsregelung | 117 |
| B.1 | Blockdiagramm des 80C166 | 119 |
| B.2 | Überblick über das Interruptsystem des 80C166 | 120 |
| C.1 | Introbildschirm | 123 |
| C.2 | Hauptmenüeintrag | 123 |
| C.3 | Untermenüeintrag | 123 |
| C.4 | Werteeingabe durch das Potentiometer | 123 |
| C.5 | Feineinstellung der Werte | 123 |
| C.6 | Anzeige des Zustandes des Systems | 123 |
| C.7 | Menüaufbau im Überblick | 124 |
| C.8 | Mögliche angezeigte Systemfehler | 125 |
| | Schaltplan der Erweiterungsplatine | 129 |
| | Schaltplan der Displayansteuerung | 130 |

Programmverzeichnis

| | |
|---|-----|
| 12.1 Timer6-Interrupt | 51 |
| 12.2 CC14-, CC15-Interrupt | 52 |
| 12.3 CapCom-Timer-Interrupts | 54 |
| 12.4 Abschaltung des Systems bei zu hohem Stromfluß | 55 |
| 12.5 Tastatur-Interrupts CC0 bis CC3 | 56 |
| 12.6 Realisierung der Tastatursteuerung | 57 |
| 12.7 Realisierung des Menüs | 59 |
| A.2 Stromregelung des Tiefsetzstellers | 108 |
| A.3 Spannungsregelung des Hochsetzstellers | 108 |
| A.4 Reglerentwurf des Systems vierter Ordnung | 108 |
| A.4.1 Include File zur Optimierung I | 110 |
| A.4.2 Include File zur Optimierung II | 110 |
| C.1 Inhalt des GAL16V8 der Fehlerüberwachung | 126 |
| C.2 Inhalt des GAL16V8 der LCD-Ansteuerung | 126 |

Namenskonvention

| | |
|--------------------------|---|
| a, b | kleine Buchstaben bezeichnen Skalare; |
| $a(t), b(t)$ | bezeichnen Elemente, die sich mit der Zeit ändern; |
| \mathbf{a}, \mathbf{b} | kleine fettgedruckte Buchstaben bezeichnen Vektoren; |
| \mathbf{A}, \mathbf{B} | große fettgedruckte Buchstaben bezeichnen Matrizen; |
| a_{11}, b_{11} | entsprechend werden die Elemente der Matrizen durch kursive Kleinbuchstaben mit Indizes symbolisiert; |
| \mathbf{I} | bezeichnet die Einheitsmatrix; |
| $\dot{\mathbf{x}}$ | bezeichnet die Ableitung des Vektors \mathbf{x} ; |
| \mathbf{A}^T | bezeichnet die Transponierte der Matrix \mathbf{A} ; |
| s | komplexe Frequenz $\delta + j\omega$; |
| \ddot{u} | bezeichnet das Tastverhältnis |
| \ddot{u}' | bezeichnet das komplementäre Tastverhältnis $(1 - \ddot{u})$ |

Teil I

Einführung

Kapitel 1

Anliegen der Arbeit

Dieses Kapitel beschäftigt sich kurz mit dem Anliegen der Arbeit und geht auf Veränderungen der Aufgabe ein.

Anliegen

Schwerpunkt der Arbeit ist die Regelung und/oder Steuerung eines energetischen Systems, daß eine Kombination aus Tiefsetzsteller¹ und Hochsetzsteller² darstellt. Der Hochsetzsteller speist dabei seine Energie wieder in die Spannungsquelle des Tiefsetzstellers ein. Durch diesen energetischen „Loopback“ können die Teilsysteme nicht mehr als getrennt betrachtet und müssen als Gesamtsystem gesehen werden. Es kann sich dabei ein instabiles System ergeben, falls der Loopback positiv und die Kreisverstärkung > 1 ist. Dies macht unter anderem eine genaue Modellierung des Systems notwendig. Mit einem Modell kann die Frage geklärt werden, wie sich ein bestimmter Schaltungsparameter auf das Gesamtverhalten auswirkt und inwieweit eine getrennte Betrachtung der Teilsysteme doch möglich ist. Weiterhin können auch physikalische Grenzen gezeigt werden, bei dem ein Teilsystem nicht mehr arbeitet.

Die Regelung/Steuerung umfaßt die Steuerung des Tastverhältnisses des Tiefsetzstellers, die Regelung des Ausgangsstromes des Tiefsetzstellers und die Regelung der Ausgangsspannung U_2 des Tiefsetzstellers durch den Hochsetzsteller. Bei der Stromregelung des Tiefsetzstellers soll außer dem Zweipunktregler ein kontinuierlicher Regler untersucht werden. Die Schaltfrequenz des Zweipunktreglers ist unter anderem durch die eingestellte Hysterese beeinflussbar. Da keine Forderungen für das dynamische Verhalten des Gesamtsystems bestehen ist der Zweipunktregler eine ausreichende Lösung.

Der Schutz des Systems wird softwaremäßig und hardwaremäßig vorgenommen, um auch bei einem Ausfall des Controllers einen gewissen Schutz zu gewährleisten. Es ist klar, daß der hardwaremäßige Schutz sich auf das nötigste konzentriert und kein gezieltes Herunterfahren mehr möglich ist.

¹Abkürzung: TSS

²Abkürzung: HSS

Da eine kostengünstige Lösung gefordert ist, wird ein Evaluation-Board aus der Zeitschrift ELEKTOR verwendet. Es ist klar, daß solche Produkte zu Kompromissen zwingen, da sie für die verschiedensten Anwendungen konzipiert wurden.

Bei der Testanlage bleibt es bei den maximalen Strömen und Spannungen von 100 A und 100 V. Dies sind auch die Maximalwerte, die von der Informationselektronik ausgewertet werden können. Sicherlich wäre ein gewisser Spielraum zwischen den beiden Maximalwerten wünschenswert, aber dies würde zu einer Verminderung der Auflösung führen und höhere Spannungen und Ströme standen nach Absprache nicht mehr zur Forderung.

Entgegen der Themenstellung war der Aufbau einer erweiterten Testanlage, an dem Ströme und Spannungen bis zu 1000 A und 2000 V gemessen werden sollen, nicht mehr Gegenstand der Diplomarbeit.

Herr Dr. Jacob stand bei Fragen zur Simulation mit SIMPLORER³ dankenswerterweise zur Verfügung.

³SIMPLORER ist ein eingetragenes Warenzeichen der Firma SIMEC G.m.b.H.

Kapitel 2

Allgemeines zum Versuchsaufbau

In diesem Kapitel soll die Struktur des Versuchsaufbaus näher erläutert werden. Weiterhin wird ein Überblick der verwendeten Regelkonzepte gegeben.

2.1 Einführung

Der Aufbau besteht aus einem Tiefsetzsteller, der seriell mit einem Hochsetzsteller verkoppelt ist. Um die Energieaufnahme aus dem Netz zu minimieren speist der Ausgang des Hochsetzstellers die Energie zurück in den Tiefsetzsteller ein. Somit sind auch bei höherem Strombedarf Experimente (Kennlinien, Aussteuerbereiche) einfach durchzuführen. Abb. 2.1 zeigt die Struktur des rückspeisenden Systems.

Bei dem Versuch sollen Studenten die Wirkungsweise des Tiefsetzstellers kennenlernen. Der Hochsetzsteller kann dabei als Modell eines Gleichstrommotors, der bei konstanter Drehzahl arbeitet, interpretiert werden.

2.2 Struktur der Kombination aus TSS und HSS

2.2.1 Vollständige Struktur

Beide DC/DC-Wandler, Tiefsetzsteller wie auch Hochsetzsteller, sollen je nach Notwendigkeit im geregelten oder gesteuerten Betrieb gefahren werden. Die Regelung des Ausgangsstromes des Tiefsetzstellers kann durch unterschiedliche Regelungskonzepte realisiert werden. Die Eingangsspannung des Hochsetzstellers ist versuchsabhängig bei unterschiedlicher Belastung konstant zu halten.

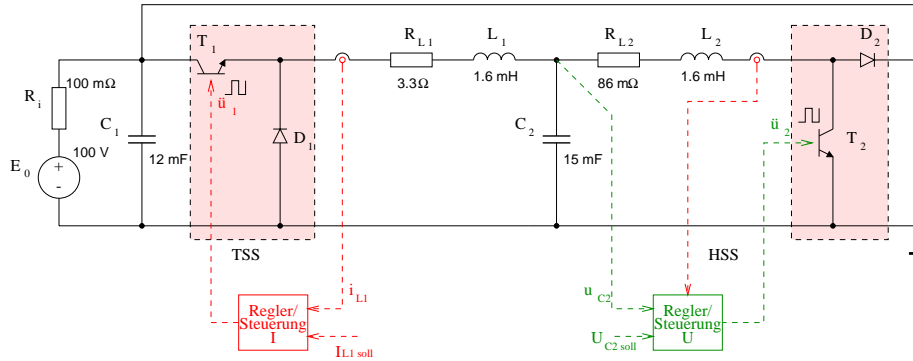


Abb. 2.1: Struktur des Versuchsaufbaus

2.3 Reglerkonzepte für den Stromregler

2.3.1 Zweipunktregelung

Eine Zweipunktregelung zeichnet sich durch einen einfachen Aufbau aus und gilt als zuverlässige Regelung. Sie erzeugt im Regelkreis Dauerschwingungen, wobei i. a. eine möglichst kleine Schwingungsamplitude angestrebt wird. Teilweise von Nachteil dieser Regelung ist eine Frequenzinkonstanz gegenüber der eingestellten Hysterese, Streckenparametern und Belastung. Der Mittelwert der geregelten Größe ist nicht identisch mit dem eingestellten Sollwert (Regelabweichung).

2.3.2 Regelung über das Tastverhältnis

Diese Regelung kann über zwei Steuerungsarten, der Pulsbreitensteuerung (PWM) und der Pulsfolgesteuerung (PFM), erfolgen. Bei der Pulsbreitensteuerung ist die Einschaltdauer variabel und die Schaltfrequenz konstant ($T_{\text{ein}} \neq \text{const}$; $T = 1/f_s = \text{const}$).

Im Gegensatz dazu ist bei der Pulsfolgesteuerung entsprechend die Schaltfrequenz variabel und die Einschalt- oder Ausschaltdauer konstant ($T = \neq \text{const}$; T_{ein} oder $T_{\text{aus}} = \text{const}$).

Die weiteren Ausführungen beziehen sich nur noch auf die Pulsbreitensteuerung mit konstanter Frequenz und variablem Tastverhältnis.

Teil II

Methodik der Modellbildung

Kapitel 3

Anliegen der Modellbildung

Die Modellierung eines Systems dient als Basis für den Reglerentwurf, der Verbesserung oder Optimierung des bestehenden Systems und als Basis für das „Spielen“ in extremen oder gar unbekannten Situationen.

3.1 Einführung

Die Modellierung eines geschalteten Systems ist erschwert, da es sich um ein nichtlineares System handelt und für einen praktikablen Reglerentwurf ein lineares Modell benötigt wird. Das Modell kann jedoch exakt in mehrere lineare Modelle aufgeteilt werden.

Zwar wäre eine Behandlung in der Zustandsebene für ein System mit zwei Schaltzuständen im Zusammenhang mit einem nichtlinearen Regler möglich. Dabei müßten insgesamt vier Systemzustände beachtet werden, die die unterschiedlichen Situationen der Schaltung wiedergeben. Bei einem System mit vier Schaltzuständen würden insgesamt sechzehn Systemzustände auftreten. Zudem ist der Aufwand einer nichtlinearen Regelung sehr hoch und nicht analytisch lösbar.

3.2 Methode der Modellbildung

Es wird daher eine Methode der Modellbildung gesucht, die überschaubar ist und als Ergebnis ein lineares Modell liefert. Die Methodik und das Herangehen an die Modellbildung für geschaltete Systeme wurde in [cuk] beschrieben. Dabei werden lineare Modelle für alle möglichen Schaltzustände aufgestellt. Unberücksichtigt bleiben dabei die Stromflüsse, die durch die Dioden im Kreis blockiert werden. Somit sind die Teilmodelle und auch das Gesamtmodell, das im weiteren abgeleitet wird, nur für den normalen Arbeitsbereich gültig.

Ziel soll sein, die Modelle so miteinander zu verknüpfen, daß ein lineares Modell entsteht, welches das reale Systemverhalten möglichst exakt wiedergibt. Dieses Verfahren wurde als „Mittelungsmethode“ (average model) beschrieben

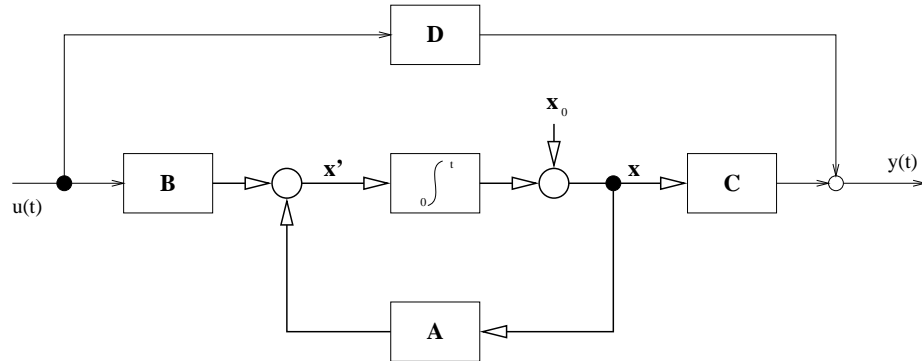


Abb. 3.1: Zustandsraummodell eines linearen Systems

[cuk]. Es handelt sich dabei um ein sehr leistungsfähiges Verfahren, das auch in der Literatur [garabandic][lee1][lee2] erfolgreich angewendet wurde.

Die Zustände können durch ein lineares Modell und die entsprechende Zustandsraumdarstellung (Abb. 3.1) repräsentiert werden. Als Elemente des Zustandsvektors $\mathbf{X}(t)$ könnten abhängige Variablen verwendet werden. Üblicherweise werden dabei der Strom durch eine Spule und die Spannung über dem Kondensator verwendet. Wird ein anderer Zustandsvektor bevorzugt, kann dies durch eine entsprechende Transformation erreicht werden.

Beim Schalten des Systems von einem Zustand in den anderen ergibt sich der Anfangswert des Zustandsvektors des neuen Systems aus dem Endzustand des alten Modells. Je schneller dieses Schalten passiert, desto mehr bewegen sich beide Anfangswerte der Systeme auf den Zustandsvektor des gemittelten Systems zu. Zunächst soll die Methode selbst beschrieben und für das vorliegende Problem erweitert werden.

Kapitel 4

Mittelungsmethode

In diesem Kapitel soll auf eine Modellierungsmethode für geschaltete Systeme eingegangen werden, die in [cuk] beschrieben wurde.

Weiterhin soll die Methode auf ein Modell, bestehend aus vier linearen Modellen, erweitert werden.

4.1 System mit zwei linearen Modellen

4.1.1 Methode für zwei Zustände

Ausgangspunkt der Betrachtung sind zwei unterschiedliche Modelle, die zwei verschiedene Zustände (Abb. 4.1) eines geschalteten Systems repräsentieren:

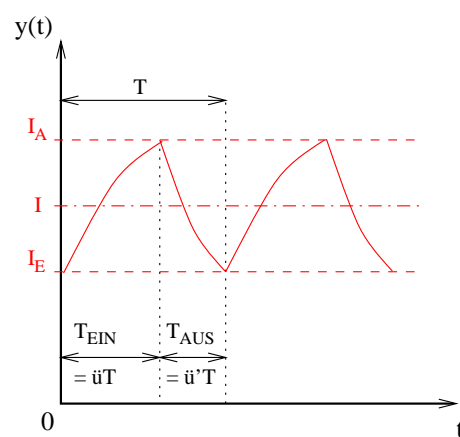


Abb. 4.1: Definition der beiden geschalteten Zustände

Intervall EIN:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 u(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x}\end{aligned}$$

Intervall AUS:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_0 \mathbf{x} + \mathbf{B}_0 u(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}_0 \mathbf{x}\end{aligned}$$

Das Ziel ist nun, eine lineare Beschreibung des Systems über die gesamte Periode T zu finden, wobei die **Stetigkeit des Zustandsvektors** gilt. Dabei wird das Modell für den Zustand EIN mit dem Tastverhältnis \ddot{u} und das Modell für den Zustand AUS mit dem komplementären Tastverhältnis $(1 - \ddot{u})$ multipliziert und beide miteinander addiert („Mittelung“):

$$\dot{\mathbf{x}} = \ddot{u}(\mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 u(t)) + (1 - \ddot{u})(\mathbf{A}_0 \mathbf{x} + \mathbf{B}_0 u(t)) \quad (4.1)$$

$$y(t) = \ddot{u} \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + (1 - \ddot{u}) \mathbf{C}_0 \mathbf{x} \quad (4.2)$$

Wie die Gleichungen (4.1) und (4.2) zeigen, ergibt sich eine unterschiedliche Bewertung der Systeme je nach Stellung des Tastverhältnisses. Es entsteht ein nichtlineares Zustandsraummodell, welches für die weiteren Betrachtungen in ein lineares Kleinsignalmodell und statisches Großsignalmodell aufgespalten wird.

4.1.2 Aufstellen eines Kleinsignalmodells

Bei regelungstechnischen Aufgaben ist meistens nur das Verhalten des Systems in der näheren Umgebung eines Arbeitspunktes interessant. Dabei wird anstelle der Originalgrößen mit den Abweichungen dieser Größen von den vorgegebenen Arbeitspunktwerten gearbeitet (Linearisierung in einem Arbeitspunkt). Eine Taylorreihenentwicklung der Signale ergibt folgendes Zustandsraummodell:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \tilde{u} + \mathbf{B} \ddot{u} + \dots \\ &\quad + \underbrace{\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \ddot{u}} \tilde{\mathbf{x}} \ddot{u} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial \ddot{u}} \tilde{u} \ddot{u}}_{\text{second Order Term}}\end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned}Y + \tilde{y} &= \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{C} \ddot{u} + \underbrace{\frac{\partial \mathbf{C}}{\partial \ddot{u}} \tilde{\mathbf{x}} \ddot{u}}_{\text{second Order Term}}\end{aligned} \quad (4.4)$$

Wird die Taylorentwicklung entsprechend in einen Gleich- und Wechselanteil zerlegt und der „second Order Term“ vernachlässigt, ergibt sich folgendes für beide Teile:

Großsignalverhalten:

$$0 = \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B} U \quad (4.5)$$

$$Y = \mathbf{C} \mathbf{X} \quad (4.6)$$

Kleinsignalverhalten:

$$\tilde{\dot{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \ddot{u} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_0) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_0) U] \ddot{u} \quad (4.7)$$

$$\tilde{y} = \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_0) \mathbf{X} \ddot{u} \quad (4.8)$$

Interessant ist die Tatsache, daß sich das nichtsprungfähige Gesamtmodell in ein sprungfähiges Kleinsignalmodell (Durchgangsmatrix ungleich Null) verändert, falls beide Ausgangsmatrizen ungleich sind.

Mit dem Umstellen von Gleichung (4.5) und (4.6) kann auf das statische Verhalten des Gesamtsystems geschlossen werden.

Bemerkung 4.1 *Im weiteren soll das Verfahren weiter verfeinert und auf ein Modell vierter Ordnung angewendet werden.*

Die mathematische Begründung der Mittelungsmethode ist im Anhang zu finden.

4.2 System mit vier linearen Modellen

4.2.1 Aufstellen des gemittelten Systems

Ausgangspunkt der Betrachtung sind vier Modelle, die die 4 Zustände eines geschalteten Systems repräsentieren. Dabei sollen die Variablen des Zustandsraummodells zwei Indizes besitzen. Der erste Index gibt den Schaltzustand, also 0 oder 1, des Transistors T_2 an. Entsprechend gilt der zweite Index für Transistor T_1 . Die Systemmatrix \mathbf{A}_{10} bezeichnet also aus den Zustand, wo T_2 leitend und T_1 gesperrt ist. Wendet man nun die Mittelungsmethode an, so erhält man folgende Beziehung:

$$\mathbf{A} = \ddot{u}_2'[\ddot{u}_1'\mathbf{A}_{00} + \ddot{u}_1\mathbf{A}_{01}] + \ddot{u}_2[\ddot{u}_1'\mathbf{A}_{10} + \ddot{u}_1\mathbf{A}_{11}] \quad (4.9)$$

$$= \ddot{u}_2'\mathbf{A}_{0-} + \ddot{u}_2\mathbf{A}_{1-} \quad (4.10)$$

oder:

$$\mathbf{A} = \ddot{u}_1'[\ddot{u}_2'\mathbf{A}_{00} + \ddot{u}_2\mathbf{A}_{10}] + \ddot{u}_1[\ddot{u}_2'\mathbf{A}_{01} + \ddot{u}_2\mathbf{A}_{11}] \quad (4.11)$$

$$= \ddot{u}_1'\mathbf{A}_{-0} + \ddot{u}_1\mathbf{A}_{-1} \quad (4.12)$$

\vdots

$$\mathbf{C} = \dots$$

Das gemittelte System ergibt sich nun wie im vorherigen Fall zu:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u(t) \quad (4.13)$$

$$y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (4.14)$$

4.2.2 Aufstellen des Kleinsignalmodells

Wendet man nun wie im vorigen Kapitel die Taylorreihenentwicklung auf alle Signale an, so ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}U + \mathbf{B}\tilde{u} + \dots \\ &\quad + \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \ddot{u}_1} \ddot{u}_1 + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \ddot{u}_2} \ddot{u}_2 \right) \mathbf{X} + \left(\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial \ddot{u}_1} \ddot{u}_1 + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial \ddot{u}_2} \ddot{u}_2 \right) U + \epsilon \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$Y + \tilde{y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \left(\frac{\partial \mathbf{C}}{\partial \ddot{u}_1} \ddot{u}_1 + \frac{\partial \mathbf{C}}{\partial \ddot{u}_2} \ddot{u}_2 \right) \mathbf{X} + \epsilon \quad (4.16)$$

Als ϵ wurden die Anteile zweiter und höherer Ordnung bezeichnet und Null gesetzt.

Das **Großsignalverhalten** ergibt sich wie im vorherigen Kapitel zu:

$$0 = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}U \quad (4.17)$$

$$Y = \mathbf{C}\mathbf{X} \quad (4.18)$$

Für das **Kleinsignalverhalten** ergibt sich bei entsprechender Kürzung der Terme der zweiten Ordnung:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}} = & \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{u} + [(\mathbf{A}_{-1} - \mathbf{A}_{-0})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{-1} - \mathbf{B}_{-0})U]\tilde{u}_1 + \cdots \\ & + [(\mathbf{A}_{1-} - \mathbf{A}_{0-})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{1-} - \mathbf{B}_{0-})U]\tilde{u}_2 \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$\tilde{y} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_{-1} - \mathbf{C}_{-0})\tilde{u}_1 + (\mathbf{C}_{1-} - \mathbf{C}_{0-})\tilde{u}_2]\mathbf{X} \quad (4.20)$$

Für das ermittelte System ergibt sich eine ähnliche Struktur wie das System für zwei Zustände im vorangehenden Kapitel.

Teil III

Modellierung

Kapitel 5

Modellierung des Tiefsetzstellers

In diesem Kapitel soll der Tiefsetzsteller allein betrachtet und die Modellgleichungen aufgestellt werden. Diese werden beim Reglerentwurf weiter betrachtet.

Weiterhin wird die Dynamik des Systems ermittelt, um die Schaltfrequenz des Systems bei einer bestimmten Güteforderung zu ermitteln.

5.1 Einführung

Abb. 5.1 zeigt das Bild des Tiefsetzstellers. Um das Modell möglichst einfach zu halten, wird bei der Betrachtung eine ideale Spannungsquelle am Eingang angenommen.

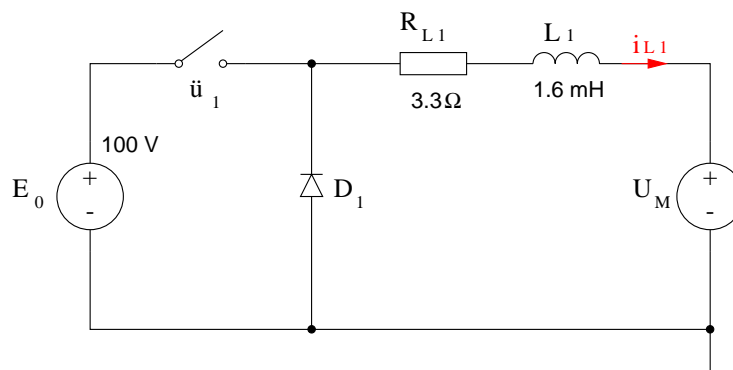


Abb. 5.1: Netzwerk des Tiefsetzstellers

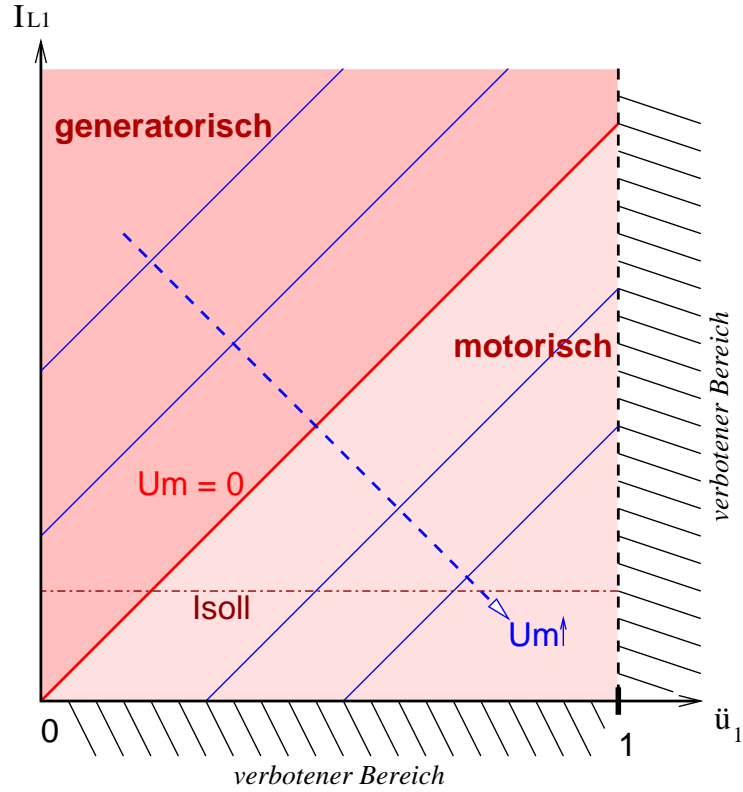


Abb. 5.2: Statisches Verhalten des TSS mit eingezeichneten Grenzen

5.2 Aufstellung der Zustandsraummatrizen

Mit den folgenden Gleichungen ist das Netzwerk, Abb. 5.1, vollständig beschrieben:

$$0 = -E_0 \ddot{u}_1 + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + R_{L1} i_{L1} + U_M \quad (5.1)$$

$$i_0 = \ddot{u}_{L1} \quad (5.2)$$

somit gilt:

$$\mathbf{x}(t) = [i_{L1}(t)] \quad (5.3)$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} E_0 \\ U_M \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\ddot{u}_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

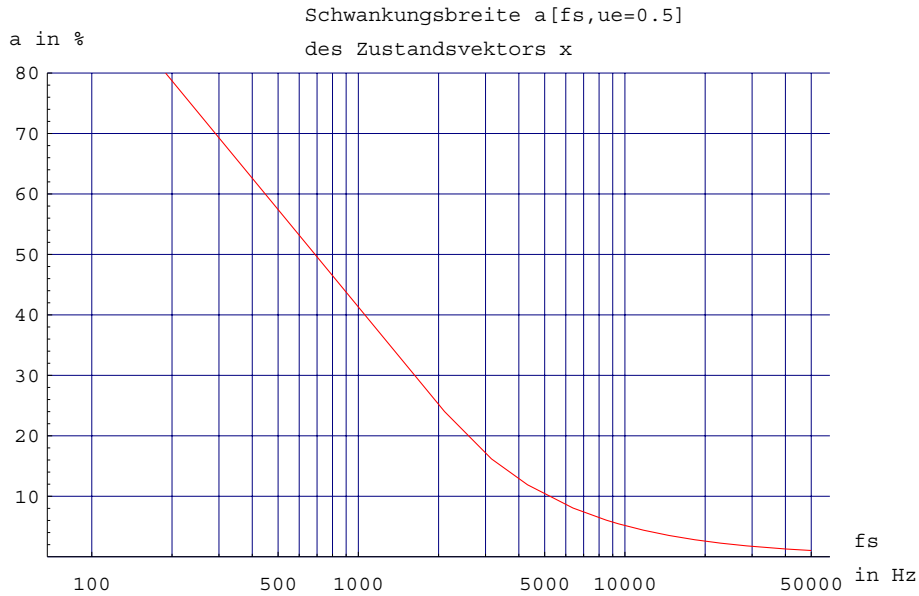


Abb. 5.3: Schwankungsbreite des TSS bei einem Tastverhältnis von $\ddot{u} = 0.5$ in Abhängigkeit von der Frequenz

5.3 Statisches Verhalten des gemittelten Systems

Es ergibt sich folgender Zustandsvektor und Eingangsstrom:

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}U \quad (5.7)$$

$$= \left[\frac{\ddot{u}_1 E_0 - U_M}{R_{L1}} \right] \quad (5.8)$$

$$i_0 = \ddot{u} \frac{\ddot{u}_1 E_0 - U_M}{R_{L1}} \quad (5.9)$$

Voraussetzung für die Richtigkeit des Modells ist der nichtlückende Betrieb und positiver Stromfluß. Somit muß gelten:

$$\ddot{u}_1 E_0 \geq U_M \quad (5.10)$$

Abb. 5.2 zeigt das statische Verhalten des Systems.

5.4 Dynamisches Verhalten des gemittelten Systems

In diesem Kapitel soll die Abhängigkeit der Anfangs- und Endwerte des Stromes von der Periodendauer untersucht werden. Dazu muß die DGL zum Beispiel mit der Bewegungsgleichung (A.1) gelöst werden, was folgende Lösung ergibt:

$$\mathbf{x}(t) = e^{-\frac{t}{\tau}} \mathbf{x}_0 + \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \frac{\ddot{u} E_0 - U_M}{R_{L1}}; \quad \tau = \frac{L_1}{R_{L1}} \quad (5.11)$$

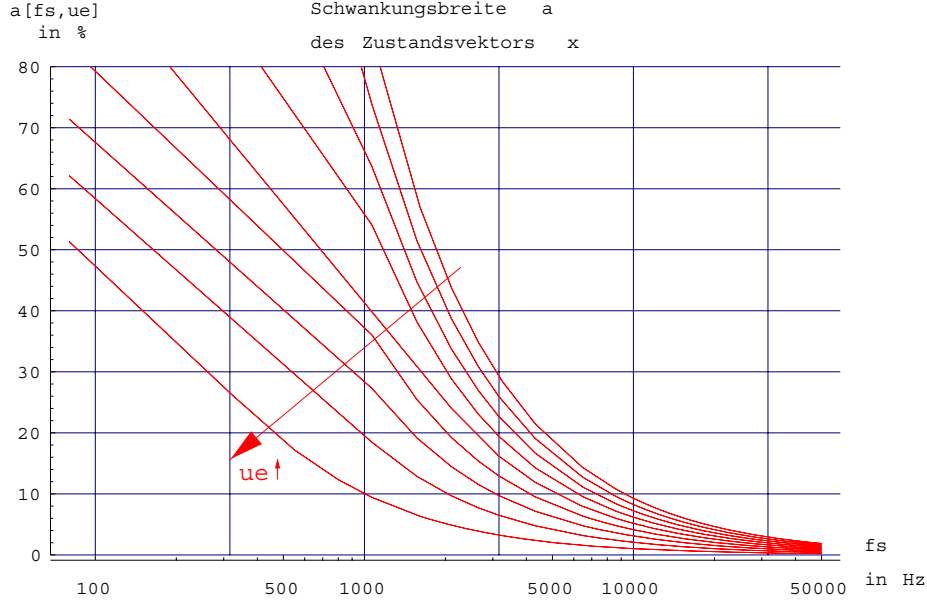


Abb. 5.4: Schwankungsbreite des TSS in Abhängigkeit von Frequenz und Tastverhältnis

Wird jeweils die Zeit T_{ein} und T_{aus} für t in die Gleichung (5.11) eingesetzt und die entsprechenden Anfangswerte (A.6) und (A.7) für x_0 berücksichtigt, erhält man nach entsprechender Umstellung die Anfangs- und Endwerte der Periode im eingeschwungenen Zustand:

$$I_E = \frac{E_0}{R_{L1}} \frac{e^{\frac{T_{\text{ein}}}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} - \frac{U_M}{R_{L1}} \quad (5.12)$$

$$I_A = \frac{E_0}{R_{L1}} \frac{1 - e^{-\frac{T_{\text{ein}}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} - \frac{U_M}{R_{L1}} \quad (5.13)$$

$$\Delta I = \frac{E_0}{R_{L1}} \frac{\left(e^{\frac{\ddot{u}'T}{\tau}} - 1\right) \left(e^{\frac{\ddot{u}T}{\tau}} - 1\right)}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} = I_A - I_E \quad (5.14)$$

Daraus ergibt sich die Größe der Schwankungsbreite des Systems abhängig von der Periodendauer zu:

$$a = \frac{I_A - I_E}{2I_a} 100\% \quad (5.15)$$

$$a = \frac{50\% E_0}{E_0 \ddot{u} - U_M} \frac{\left(e^{\frac{\ddot{u}'T}{\tau}} - 1\right) \left(e^{\frac{\ddot{u}T}{\tau}} - 1\right)}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \quad (5.16)$$

Abb. 5.3 und Abb. 5.4 zeigen die Abhängigkeit des Systems von der Frequenz und vom Tastverhältnis \ddot{u} . Als Eingangsgröße wird $E_0 = 100$ V und $U_M = 0$ V verwendet. Bei Abb. 5.4 wird \ddot{u} von 0.1 bis 0.9 im Abstand von 0.2 verändert.

Die umgekehrte Berechnung der Schwankungsbreite in Abhängigkeit von der Periodendauer ist im Kapitel Zweipunktregelung zu finden.

Bemerkung 5.1 *Wie die Gleichung (5.16) zeigt, hängt die Schwankungsbreite stark von den Schaltungsparametern ab. Da die Zeitkonstante des Systems sehr gering ist, muß die Schaltfrequenz sehr hoch sein um eine akzeptable Schwankungsweite zu erzeugen.*

5.5 Kleinsignalmodell des Tiefsetzstellers

Werden die Matrizen des Modells entsprechend in Gleichung (4.7) eingesetzt, ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = & \left[-\frac{R_{L1}}{L_1} \right] \tilde{\mathbf{x}} + \left[\frac{1}{L_1} : 0 \right] \tilde{u}_1 + \dots \\ & + \left[\frac{\ddot{u}_1}{L_1} : -\frac{1}{L_1} \right] + \begin{bmatrix} e_0 \\ u_m \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.17)$$

Die Systemmatrix ist von den Tastverhältnissen unabhängig und somit die partielle Ableitung Null ($\partial \mathbf{A} / \partial \ddot{u}_1 = 0$). Die Dynamik des Systems hängt somit nicht vom statischen Tastverhältnis ab.

Kapitel 6

Modellierung des Hochsetzstellers

In diesem Kapitel soll der Hochsetzsteller betrachtet und die Modellgleichungen aufgestellt werden. Die Untersuchung erstreckt sich zudem noch, wie im vorigen Kapitel, auf die Dynamik des Systems.

6.1 Einführung

Da der Hochsetzsteller zusammen mit einem idealen Tiefsetzsteller betrachtet werden soll, kann das Gesamtmodell vereinfacht werden. Spannungsquelle E_1 modelliert dabei den Tiefsetzsteller, der einen entsprechenden Teil der Spannung E_0 liefert. Abb. 6.1 zeigt das Bild des Hochsetzstellers.

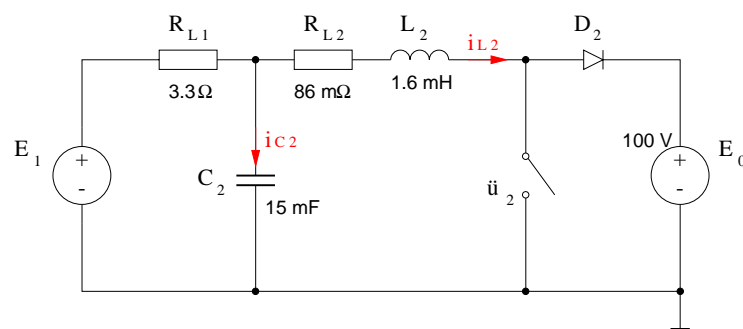


Abb. 6.1: Netzwerk des Hochsetzstellers

6.2 Aufstellung der Zustandsraummatrizen

Folgende Gleichungen beschreiben das Netzwerk vollständig:

$$0 = R_{L2}i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + \ddot{u}_2' E_0 - u_{C2} \quad (6.1)$$

$$0 = \frac{E_1 - u_{C2}}{R_{L1}} - C_2 \frac{du_{C2}}{dt} - i_{L2} \quad (6.2)$$

somit gilt:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L2}(t) & u_{C2}(t) \end{bmatrix}^T \quad (6.3)$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} E_0 & E_1 \end{bmatrix}^T \quad (6.4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L2}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_{L1}C_2} \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{\ddot{u}_2'}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{L1}C_2} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

6.3 Statisches Verhalten des gemittelten Systems

Es ergibt sich folgender statischer Zustandsvektor:

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{E_1 - E_0 \ddot{u}_2'}{R_L} \\ \frac{E_1 R_{L2} + E_0 R_{L1} \ddot{u}_2'}{R_L} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.7)$$

Voraussetzung für die Richtigkeit des Modells ist wie im vorigen Kapitel ein nichtlückender Betrieb und positiver Stromfluß:

$$\ddot{u}_2' E_0 \leq E_1 \quad . \quad (6.8)$$

6.4 Dynamisches Verhalten des gemittelten Systems

In diesem Kapitel wird die Abhängigkeit der Anfangs- und Endwerte des Stromes und der Spannung von der Schaltfrequenz numerisch untersucht. Hierfür werden die Gleichungen (A.8) und (A.9) verwendet. Abb. 6.2 und Abb. 6.3 zeigen die Abhängigkeit des Systems von der Frequenz und vom Tastverhältnis \ddot{u} . Als Eingangsgröße werden $E_0 = 100$ V und $E_1 = 90$ V verwendet. In Abb. 6.3 wird \ddot{u} von 0.1 bis 0.9 im Abstand von 0.2 verändert.

Bemerkung 6.1 *Es handelt sich hierbei um ein lineares System, wo der Stromfluß auch in negativer Richtung zustande kommen kann. Deshalb wird $E_1 = 90$ V als sehr hoch angenommen, um nicht in diesen Bereich zu gelangen.*

Bemerkung 6.2 *Es ist aus den Abbildungen zu erkennen, daß schon bei sehr niedrigen Frequenzen eine geringe Schwankungsbreite der Spannung U_{C2} erzielt wird. Dies ist mit der relativ geringen Zeitkonstante der Spannung aus $\tau_U = R_{L1}C_1$ erklärbar.*

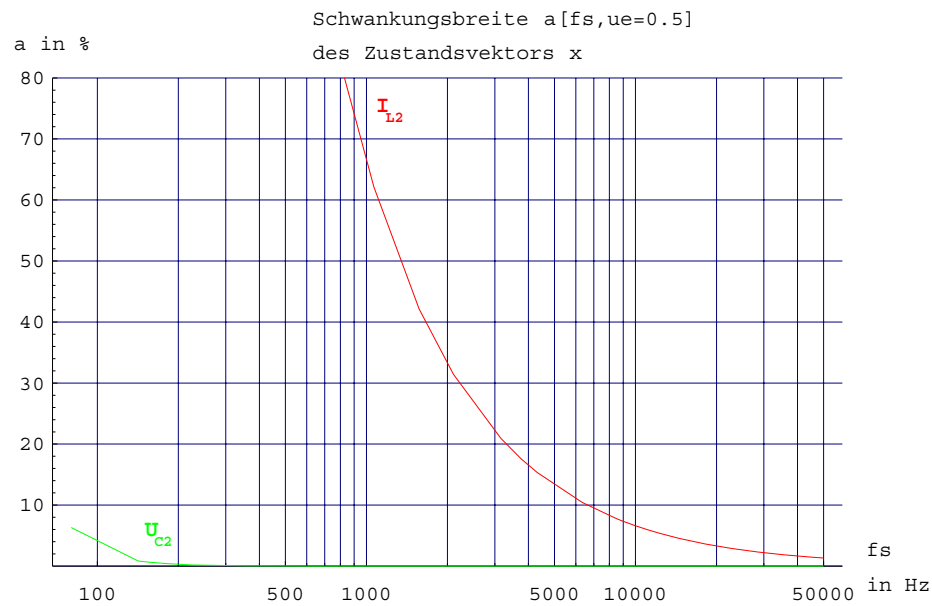


Abb. 6.2: Schwankungsbreite des HSS bei einem Tastverhältnis von $\ddot{u} = 0.5$ in Abhängigkeit von der Frequenz

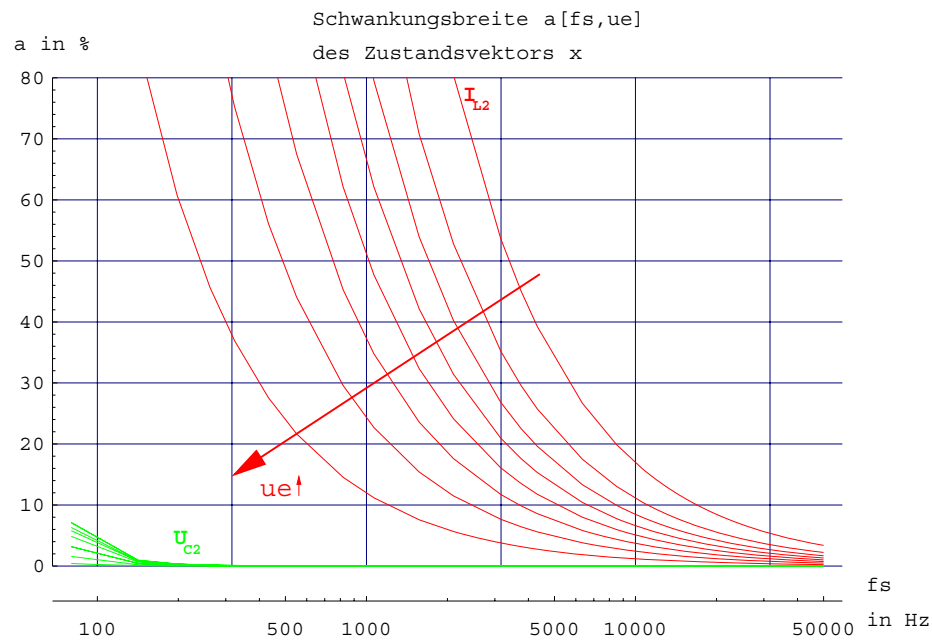


Abb. 6.3: Schwankungsbreite des HSS in Abhängigkeit von Frequenz und Tastverhältnis

6.5 Kleinsignalmodell des Hochsetzstellers

Werden die Matrizen des Modells entsprechend in Gleichung (4.7) eingesetzt, ergibt sich folgender Zusammenhang für das Kleinsignalmodell:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L2}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_{L1}C_2} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} + \begin{bmatrix} \frac{E_0}{L_1} \vdots -\frac{\ddot{u}_2'}{L_2} & 0 \\ 0 \vdots 0 & \frac{1}{R_{L1}C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{u}_2 \\ \vdots \\ \tilde{e}_0 \\ \tilde{e}_1 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Die Systemmatrix ist vom Tastverhältnis unabhängig und somit die partiellen Ableitung Null ($\partial \mathbf{A} / \partial \ddot{u}_2 = 0$). Wie schon im vorherigen Kapitel erkannt, hängt somit die Dynamik des Systems nicht vom statischen Tastverhältnis ab.

Kapitel 7

Modellierung des TSS-HSS-Systems

In diesem Kapitel soll das Gesamtsystem untersucht werden. Es werden die benötigten Matrizen aus den Differentialgleichungen ermittelt. Das Kapitel schließt mit Simulationsergebnissen des statischen Verhaltens des Systems ab.

7.1 Einführung

Bei der Modellierung sollen die Schaltelemente als ideale Schalter ohne Innenwiderstand betrachtet werden. Es werden dabei nur die parasitären Widerstände der Speicherelemente und der Innenwiderstand der Spannungsquelle berücksichtigt. Das Bild des Netzwerks zeigt Abb. 7.1.

7.2 Modellierung des Netzwerkes

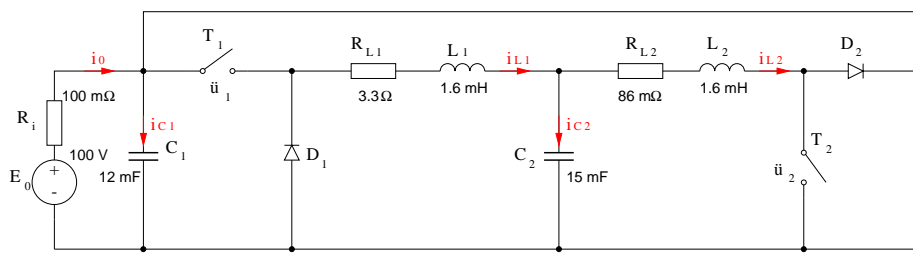


Abb. 7.1: Netzwerk des TSS-HSS-Systems

7.2.1 Aufstellung der Zustandsraummatrizen

Das Netzwerk kann durch folgende Maschen- und Knotenpunktgleichungen vollständig beschrieben werden:

$$0 = -C_1 \frac{du_{C1}}{dt} + \frac{E_0 - u_{C1}}{R_i} + \ddot{u}'_2 i_{L2} - \ddot{u}_1 i_{L1} \quad (7.1)$$

$$0 = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + R_{L1} i_{L1} + u_{C2} - \ddot{u}_1 u_{C1} \quad (7.2)$$

$$0 = -C_2 \frac{du_{C2}}{dt} + i_{L1} - i_{L2} \quad (7.3)$$

$$0 = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + R_{L2} i_{L2} - u_{C2} + \ddot{u}'_2 u_{C1} \quad (7.4)$$

weiterhin gilt:

$$i_0 = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} + \ddot{u}_1 i_{L1} - \ddot{u}'_2 i_{L2} \quad (7.5)$$

Werden die Gleichungen (7.1-7.4) nach der höchsten Ableitung umgestellt und die Zustandsraummatrizen aufgestellt ergeben sich folgende Werte:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) & u_{C1}(t) & i_{L2}(t) & u_{C2}(t) \end{bmatrix}^T \quad (7.6)$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} E_0 \end{bmatrix} \quad (7.7)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} & \frac{\ddot{u}_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{\ddot{u}_1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_i} & \frac{\ddot{u}'_2}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{\ddot{u}_2}{L_2} & -\frac{R_{L2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_1 R_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

7.2.2 Statisches Verhalten des gemittelten Systems

Aufstellen der Gleichungen

Für den statischen Zustandsvektor und Eingangsstrom ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\ddot{u}_1 - \ddot{u}'_2}{R_L + R_i(\ddot{u}_1 - \ddot{u}'_2)^2} \\ \frac{R_L}{R_L + R_i(\ddot{u}_1 - \ddot{u}'_2)^2} \\ \frac{\ddot{u}_1 - \ddot{u}'_2}{R_L + R_i(\ddot{u}_1 - \ddot{u}'_2)^2} \\ \frac{\ddot{u}_1 R_{L2} + \ddot{u}'_2 R_{L1}}{R_L + R_i(\ddot{u}_1 - \ddot{u}'_2)^2} \end{bmatrix} E_0 \end{aligned} \quad (7.10)$$

weiterhin gilt:

$$I_0 = \frac{(\ddot{u}_1 - \ddot{u}'_2)^2}{R_L + R_i(\ddot{u}_1 - \ddot{u}'_2)^2} E_0 \quad (7.11)$$

mit:

$$R_L = R_{L1} + R_{L2}$$

Voraussetzung für die Richtigkeit des Modells ist, wie in den anderen Kapiteln schon erwähnt, ein positiver Stromfluß und der nichtlückende Betrieb:

$$\ddot{u}_1 \geq \ddot{u}_2'$$

Bemerkung 7.1 *Man erkennt, daß die Ströme durch die beiden Spulen im stationären Fall gleich sind, da sich die Spannungen über den Kondensatoren nicht mehr ändern und somit kein Strom in die Kondensatoren eingespeist wird.*

Graphische Darstellung

Die Abbildungen 7.2 und 7.3 zeigen die statischen Endwerte der Speicherelemente und die des Eingangsstromes in Abhängigkeit von den Tastverhältnissen \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 .

7.2.3 Dynamik des gemittelten Systems

Da es sich hierbei um ein schwieriges System vierter Ordnung handelt, wird auf eine explizite Lösung verzichtet. Vielmehr wird angenommen, daß die vorher getrennt ermittelten Lösungen für die Wandler annähernd gültig sind. Somit kann angenommen werden:

- Für ein möglichst gutes Dynamikverhalten sollte der TSS mit einer hohen und der HSS mit einer niedrigen Schaltfrequenz betrieben werden.
- Da die zwei Systeme sehr unterschiedliche Zeitkonstanten haben, ist eine Beeinflussung (Koppelung) der Systeme wie vorausgesetzt untereinander gering.

Somit sollte der Tiefsetzsteller mit einer Frequenz oberhalb von 1000 bis 2000 Hz betrieben werden. Der Hochsetzsteller kann mit einer Frequenz von ca. 500 bis 1000 Hz betrieben werden.

7.3 Vereinfachung des Systems

7.3.1 Einführung

Zur Vereinfachung des Systems darf angenommen werden, daß $C_1 \rightarrow \infty$ und $R_i \rightarrow 0$ gilt. Grund dafür ist die große Kapazität am Eingang, die sich aus C_1 und einem Glättungskondensator in der Spannungsversorgung ergibt, und der niedrige Innenwiderstand der Spannungsquelle.

7.3.2 Aufstellung der Zustandsraummatrizen

Das vereinfachte System kann einfach aus dem System vierter Ordnung abgeleitet werden, da R_i und C_1 nur in Zeile zwei von Matrix **A** und **B** auftaucht.

Die Lösung ergibt sich aus der Streichung der Spalte zwei aus **A** und **B** aus den Gleichungen (7.8) und (7.9). Dabei nimmt nun die Eingangsmatrix **B** die

Der stat. Zustandsvektor in Abhängigkeit von den Tastverhältnissen

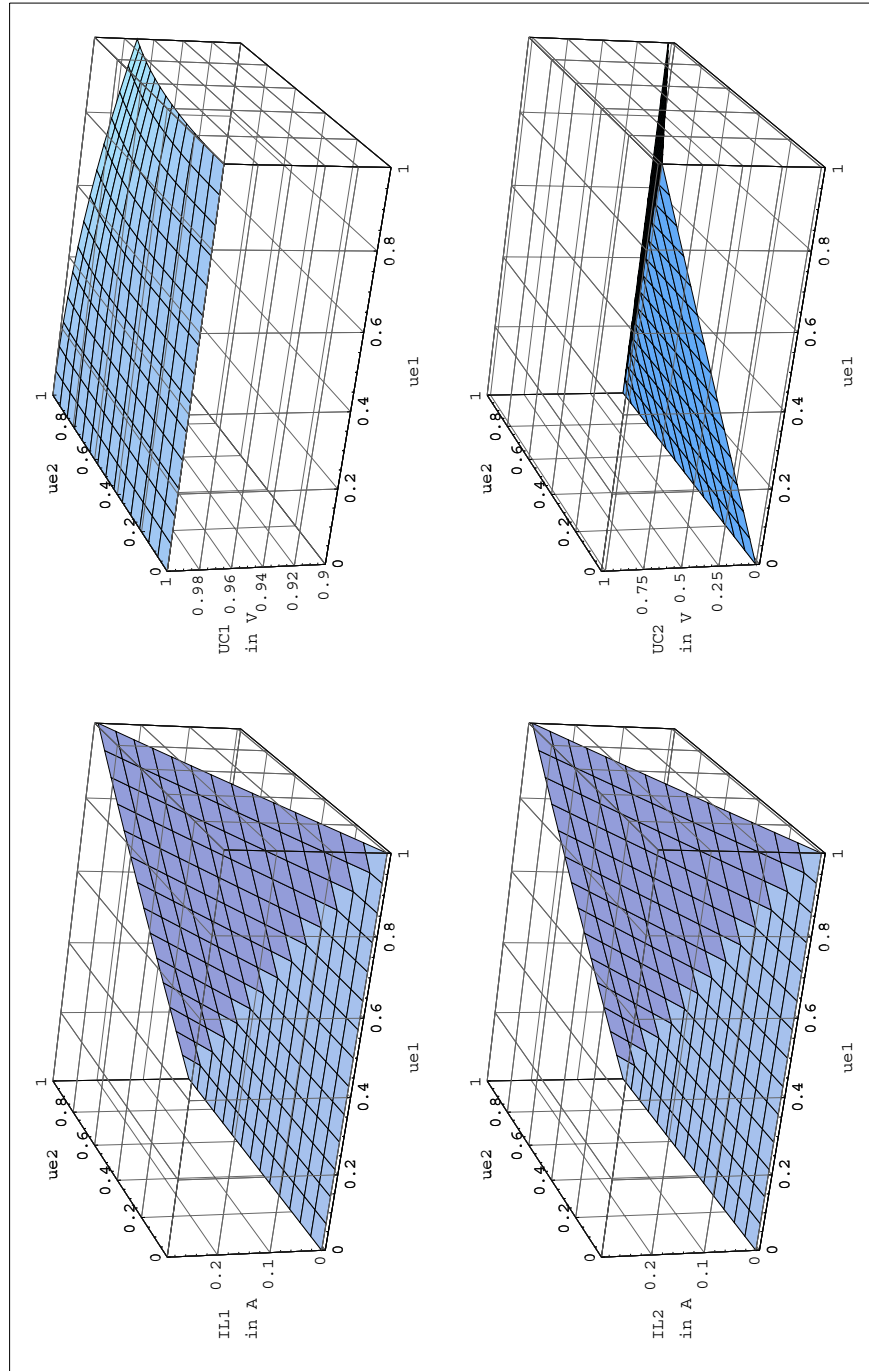
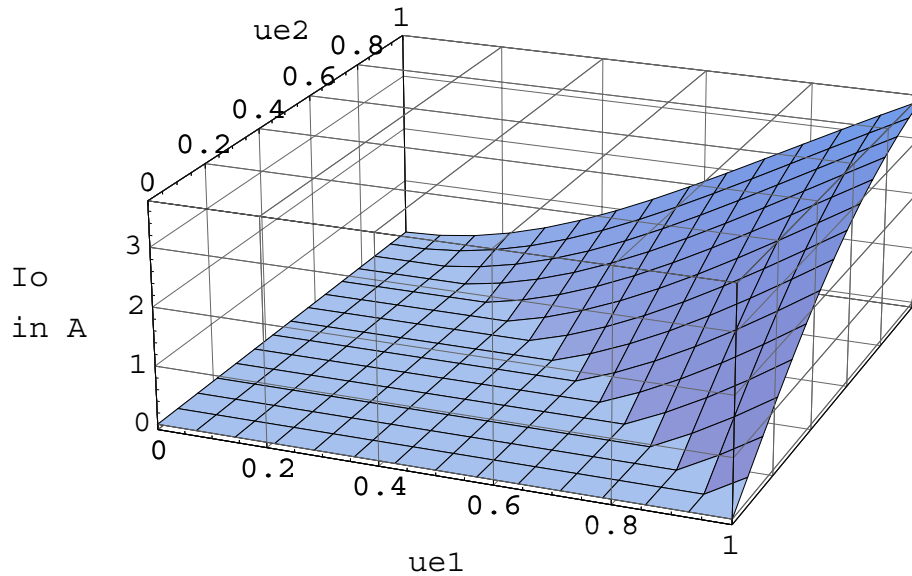


Abb. 7.2: I_{L1} , U_{C1} , I_{L2} und U_{C2} in Abhängigkeit von den Tastverhältnissen \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2

Abb. 7.3: I_0 in Abhängigkeit von den Tastverhältnissen \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2

Spalte zwei der Systemmatrix \mathbf{A} an.

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) & i_{L2}(t) & u_{C2}(t) \end{bmatrix}^T \quad u(t) = E_0 \quad (7.12)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_{L2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\ddot{u}_1}{L_1} \\ -\frac{\ddot{u}_2}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

Für den statischen Zustand kann folgender Zustandsvektor und Eingangsstrom abgelesen werden:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \frac{\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2'}{R_{L1} + R_{L2}} \\ \frac{\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2'}{R_{L1} + R_{L2}} \\ \frac{\ddot{u}_1 R_{L2} + \ddot{u}_2' R_{L1}}{R_{L1} + R_{L2}} \end{bmatrix} E_0 \quad (7.15)$$

weiterhin gilt:

$$I_0 = \frac{(\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2')^2}{R_{L1} + R_{L2}} E_0 \quad (7.16)$$

Bemerkung 7.2 Wie aus Gleichung (7.13) erkennbar ist, ist nicht nur eine Ordnungsvereinfachung entstanden, sondern auch eine Vereinfachung der Systemmatrix. Die Dynamik des Systems hängt nunmehr nicht mehr von den Tastverhältnissen ab und ist daher in jedem Arbeitspunkt gleich.

7.4 Kleinsignalmodell des TSS-HSS-Systems

7.4.1 Einführung

Ziel dieses Abschnittes soll das Aufstellen eines linearen Kleinsignalmodells sein, welches als Eingangssignal das Tastverhältnis besitzt und daher nur in einem bestimmten Arbeitspunkt gültig ist und später für den Reglerentwurf dient.

Im vorigen Kapitel wurde ein nichtlineares Modell für die Rückspiseeinheit aufgestellt. Gleichung (7.17) zeigt noch einmal das Ergebnis der Taylorreihenentwicklung des Modells:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \underbrace{\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}U}_{\text{Gleichanteil}} + \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{u} + \dots \\ &+ \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \ddot{u}_1} \mathbf{X} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial \ddot{u}_1} U \right) \ddot{u}_1 + \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \ddot{u}_2} \mathbf{X} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial \ddot{u}_2} U \right) \ddot{u}_2 \quad . \end{aligned} \quad (7.17)$$

7.4.2 Aufstellen des Kleinsignalmodells

Kleinsignalmodell des Modells vierter Ordnung

Werden die Gleichungen des Modells entsprechend in die Gleichung (7.17) eingesetzt, ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} & \tilde{u}_{C1} & \tilde{i}_{L2} & \tilde{u}_{C2} \end{bmatrix}^T \quad (7.18)$$

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} & \frac{\ddot{u}_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{\ddot{u}_1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_i} & \frac{\ddot{u}_2'}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{\ddot{u}_2'}{L_2} & -\frac{R_{L2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{B}} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \ddot{u}_1} \mathbf{X} : \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \ddot{u}_2} \mathbf{X} : \mathbf{B} \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} \frac{R_L}{L_1(R_L + R_i(\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2')^2)} : 0 : 0 \\ -\frac{\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2'}{C_1(R_L + R_i(\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2')^2)} : -\frac{\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2'}{C_1(R_L + R_i(\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2')^2)} : \frac{1}{C_1 R_i} \\ 0 : \frac{R_L}{L_2(R_L + R_i(\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2')^2)} : 0 \\ 0 : 0 : 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.20)$$

$$\tilde{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \tilde{\ddot{u}}_1 : \tilde{\ddot{u}}_2 : \tilde{\epsilon}_0 \end{bmatrix}^T \quad (7.21)$$

mit:

$$R_L = R_{L1} + R_{L2}$$

Die Eingangsmatrix ist von den Tastverhältnissen unabhängig und somit die partiellen Ableitungen Null ($\partial \mathbf{B} / \partial \ddot{u}_1 = 0$ und $\partial \mathbf{B} / \partial \ddot{u}_2 = 0$).

Kleinsignalmodell des Modells dritter Ordnung

Im Gegensatz zum oberen Kleinsignalmodell sind hier die partiellen Ableitungen der Systemmatrix Null ($\partial \mathbf{A} / \partial \ddot{u}_1 = 0$ und $\partial \mathbf{A} / \partial \ddot{u}_2 = 0$) und somit die Dynamik

unabhängig vom statischen Tastverhältnis:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} & \tilde{i}_{L2} & \tilde{u}_{C2} \end{bmatrix}^T \quad (7.22)$$

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_{L2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.23)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{B}} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial \tilde{u}_1} : \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial \tilde{u}_2} : \mathbf{B} \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} : 0 : \frac{\ddot{u}_1}{L_1} \\ 0 : \frac{1}{L_2} : -\frac{\ddot{u}_2'}{L_2} \\ 0 : 0 : 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.24)$$

$$\tilde{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 : \tilde{u}_2 : \tilde{e}_0 \end{bmatrix}^T \quad (7.25)$$

Bemerkung 7.3 Aus dem Vergleich der Gleichungen (7.18-7.21) und (7.22-7.25) kann man erkennen, daß die Eigenwertänderungen der Matrix \mathbf{A} aus dem Vorhandensein von C_1 herrühren.

Teil IV

Reglerentwurf

Kapitel 8

Tiefsetzsteller mit 2-Punkt-Stromregelung

In diesem Kapitel soll der Tiefsetzsteller mit Zweipunktregler betrachtet werden. Die Berechnung des Systems erfolgt in der Zustandsebene. Ziel der Berechnung soll die Abschätzung der Periodendauer, der Amplitude und der Regelabweichung sein.

8.1 Einführung

Die Zweipunktregelung ist die einfachste, die preisgünstigste und auch zuverlässigste unstetige Regelung. Der Regler erzeugt dabei eine Dauerschwingung, der

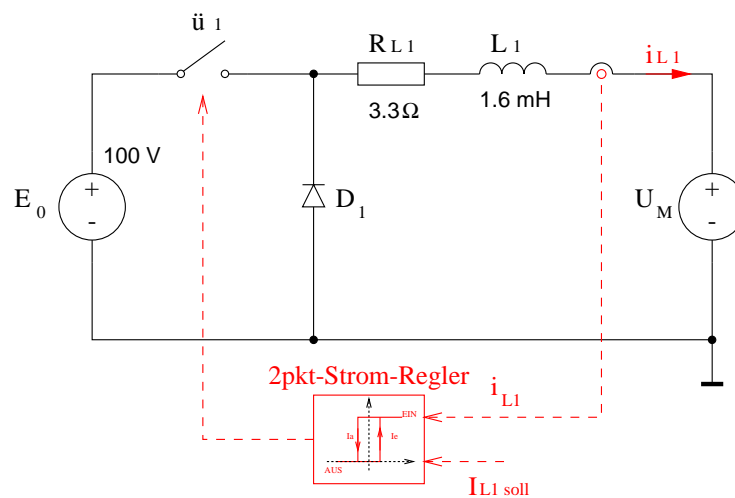


Abb. 8.1: Tiefsetzsteller mit 2-Punkt-Stromregelung

durch das Umschalten des Reglers zwischen den Extremwerten bedingt ist. Die Schaltwerte der Regelung sollten dabei erfahrungsgemäß nicht unter 20% des Minimalwertes und entsprechend nicht über 80% des Maximalwertes liegen. Abb. 8.1 zeigt das Bild der Regelung.

Die Darstellung und Berechnung in der Zustandsebene ist ein gängiges Verfahren für nichtlineare Regelungen bis zu einer DGL zweiter Ordnung. Dabei wird durch geschickte Substitution die DGL in eine zeitunabhängige Beschreibung umgewandelt.

8.2 System in der Zustandsebene

8.2.1 Aufstellung der Gleichungen

Abb. 8.2 zeigt eine Skizze der Schaltgeraden, die sich beim Reglerbetrieb einstellen wird. Der Vollständigkeit sei noch in Abb. 8.3 das Verhalten beschrieben, falls die eingestellte Hysterese größer oder kleiner dem Maximal-/Minimalwert der Stellgröße ist. In dieser Situation stellt sich keine Dauerschwingung ein und der Ruhepunkt ist je nach Anfangsstellung der Aus- oder Einschaltpunkt.

Folgendes kann unmittelbar aus der Zustandsebene abgelesen werden:

- Die Dauerschwingung ist das Parallelogramm $P_1 \rightarrow P_2 \rightarrow P_3 \rightarrow P_4 \rightarrow P_1$.
- Die Amplitude ist a und die Schwankungsbreite $2a$. Der Sollwert ist die Größe w .
- beim Umschalten von EIN nach AUS springt $\dot{x} = v$ vom Punkt P_3 nach P_4 . Die Sprunghöhe ist dabei $\Delta v = E_0/L_1$.

Die Geradengleichung der Regelstrecke ergibt sich wie folgt aus der Differentialgleichung [foellinger1]:

$$\text{DGL: } i_{L1} \dot{\quad} = \frac{R_{L1}}{L_1} i_{L1} + \frac{E_0}{L_1} \ddot{u}_1 - \frac{1}{L_1} U_M \quad (8.1)$$

Annahme:

$$i_{L1} = x \quad (8.2)$$

$$\dot{x} = \dot{i}_{L1} = v \quad (8.3)$$

Es ergeben sich folgende Geraden in der x-v-Ebene:

$$g_1: \quad v_1 = -\frac{1}{L_1}(R_{L1}x + U_M) \quad \ddot{u}_1 = 0; \quad (8.4)$$

$$g_2: \quad v_2 = -\frac{1}{L_1}(R_{L1}x + U_M - E_0) \quad \ddot{u}_1 = 1; \quad (8.5)$$

Im weiteren werden nun aus dieser Darstellung heraus die Schaltzeitpunkte bestimmt.

8.2.2 Berechnung der Schaltpunkte aus der Zustandsebene

Die Ausschaltdauer ergibt sich aus der Integration von $1/v$ nach dx auf g_2 von $P_2 \rightarrow P_3$. Entsprechendes gilt für die Einschaltdauer auf g_1 von $P_4 \rightarrow P_1$

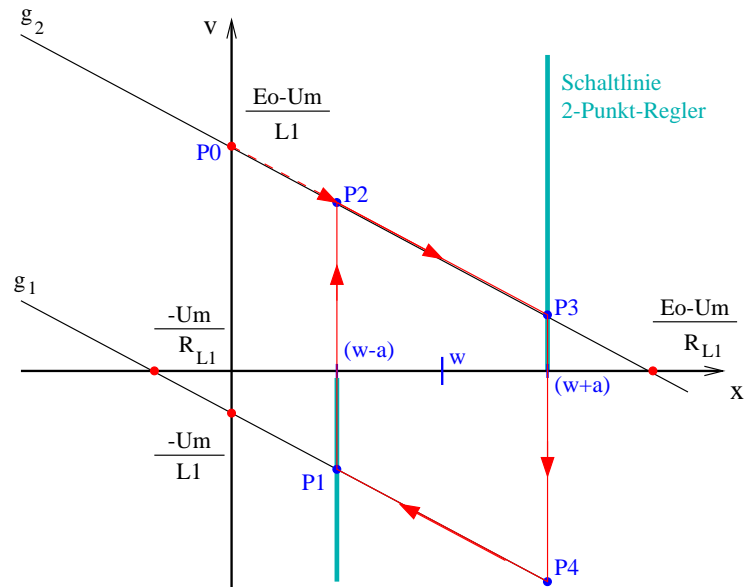


Abb. 8.2: Verhalten des Regelkreises in der Zustandsebene

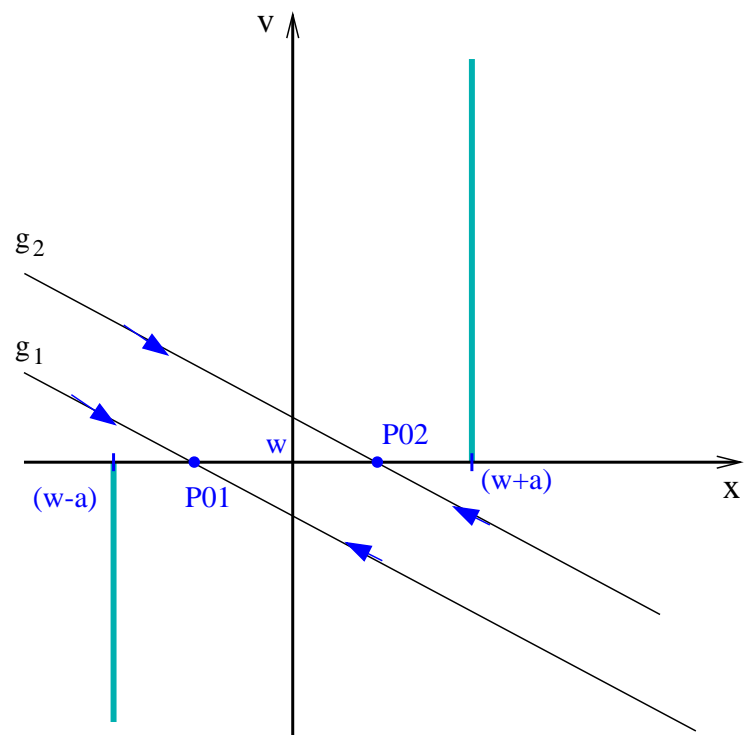


Abb. 8.3: Verhalten des Regelkreises in der Zustandsebene bei zu großer Hysterese

[foellinger1].

$$T_{\text{aus}} = \int_{w-a}^{w+a} -\frac{L_1}{R_{L1}x + U_M - E_0} dx \quad (8.6)$$

$$= \tau \ln \left(\frac{1 + \frac{aR_{L1}}{E_0 - wR_{L1} - U_M}}{1 - \frac{aR_{L1}}{E_0 - wR_{L1} - U_M}} \right); \quad \tau = \frac{L_1}{R_{L1}} \quad (8.7)$$

$$\approx 2\tau \frac{aR_{L1}}{E_0 - wR_{L1} - U_M} \quad \text{für: } \left| \frac{aR_{L1}}{E_0 - wR_{L1} - U_M} \right| < 1; \quad (8.8)$$

$$T_{\text{ein}} = \int_{w+a}^{w-a} -\frac{L_1}{R_{L1}x + U_M} dx \quad (8.9)$$

$$= \tau \ln \left(\frac{1 + \frac{aR_{L1}}{wR_{L1} + U_M}}{1 - \frac{aR_{L1}}{wR_{L1} + U_M}} \right) \quad (8.10)$$

$$\approx 2\tau \frac{aR_{L1}}{wR_{L1} + U_M} \quad \text{für: } \left| \frac{aR_{L1}}{wR_{L1} + U_M} \right| < 1; \quad (8.11)$$

Somit ergibt sich für die Periodendauer T [foellinger1]:

$$\begin{aligned} T &= T_{\text{aus}} + T_{\text{ein}} \\ &\approx 2\tau \frac{aR_{L1}E_0}{(E_0 - wR_{L1} - U_M)(wR_{L1} + U_M)} \end{aligned}$$

8.3 Berechnung des Mittelwertes

Ein wichtiger Punkt der Güte der Regelung ist die Regelabweichung, die sich aus der Differenz des Sollwertes und Istwertes (der Mittelwert der Regelgröße) ergibt. Der Mittelwert der geregelten Größe ist nur identisch dem Sollwert, falls der Sollwert die Hälfte des Maximalwertes ist [foellinger1]:

$$\begin{aligned} I_{L1\ a} &= \frac{1}{T_{\text{aus}} + T_{\text{ein}}} \left(\int_0^{T_{\text{ein}}} I_E e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E_0 - U_M}{R_{L1}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) dt + \dots \right. \\ &\quad \left. + \int_{T_{\text{ein}}}^{T_{\text{ein}} + T_{\text{aus}}} I_A e^{-\frac{T_{\text{ein}} - t}{\tau}} - \frac{U_M}{R_{L1}} \left(1 - e^{-\frac{T_{\text{ein}} - t}{\tau}} \right) dt \right) \quad (8.12) \end{aligned}$$

$$I_{L1\ a} = \frac{(E_0 - U_M) \operatorname{arccoth} \frac{E_0 - wR_{L1} - U_M}{aR_{L1}} - U_M \operatorname{arccoth} \frac{wR_{L1} + U_M}{aR_{L1}}}{R_{L1} \left(\operatorname{arccoth} \frac{E_0 - wR_{L1} - U_M}{aR_{L1}} + \operatorname{arccoth} \frac{wR_{L1} + U_M}{aR_{L1}} \right)} \quad (8.13)$$

$$I_{L1\ a} \approx w \quad (8.14)$$

Bemerkung 8.1 *Alle Simulationsergebnisse sind im Anhang zu finden.*

Kapitel 9

Stromregelung des Tiefsetzstellers

In diesem Kapitel soll der Tiefsetzsteller mit einem kontinuierlichen Regler betrachtet werden. Voraussetzung sind hierfür die Modellgleichungen des Kleinsignalmodells, die im Kapitel 5 für den Tiefsetzsteller ermittelt wurden.

9.1 Einführung

Gesucht ist ein Reglergesetz, daß die vorgegebenen Güteanforderungen des geschlossenen Regelkreises erfüllt:

- Der Regelkreis muß sehr robust und in einem weiten Bereich stabil sein.
- Der Regelkreis sollte möglichst schnell seinen Endwert erreichen.
- Die bleibende Regelabweichung aus der Differenz von Soll- und Istwert soll Null sein.

Da es sich bei dem System um ein Proportionalglied erster Ordnung (PT₁) handelt, ist der optimale Regler des Systems ein I-Regler. Als geschlossenes System ergibt sich dann ein PT₂-Glieder, bei dem sich die gewünschten Güteforderungen einfach realisieren lassen.

9.2 Reglerentwurf

9.2.1 Entwurf des Regelkreises

Aus der Gleichung (5.17) kann folgende Übertragungsfunktion des Kleinsignalmodells abgeleitet werden:

$$G(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (9.1)$$

$$= \frac{E_0}{L_1} \left(s \frac{L_1}{R_{L1}} + 1 \right)^{-1} \quad (9.2)$$

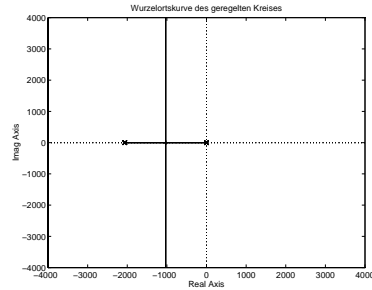


Abb. 9.1: Wurzelortskurve des geschlossenen TSS-Systems mit I-Regler

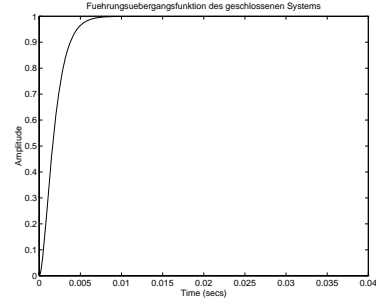


Abb. 9.2: Führungsübergangsfunktion des geschlossenen TSS-Systems mit I-Regler

Somit ergibt sich folgende charakteristische Gleichung und Lösung für das geschlossene System aus der Strecke mit I-Regler [lunzel]:

$$0 = 1 + \frac{k_S k_I}{s(T_1 s + 1)} \quad (9.3)$$

$$\rightarrow s_{1/2} = -\frac{1}{2T_1} \pm \frac{\sqrt{1 - 4k_S k_I T_1}}{2T_1} = -\delta_e \pm j\omega_e \quad (9.4)$$

Als Gütekriterium für die Dynamik soll eine Dämpfung von $d = 1$ angenommen werden, da der Strom der Sicherheit wegen möglichst kein Überspringen zeigen soll. Somit ergibt sich die optimale I-Verstärkung wie folgt:

$$1 = 4k_S k_I T_1 \rightarrow \text{kein Überspringen } (\omega_e = 0) \quad (9.5)$$

$$\boxed{k_I = \frac{1}{4T_1 k_S} = \frac{R_{L1}^2}{4L_1 E_0}} \quad (9.6)$$

Die Beruhigungszeit wird durch den Realteil der Pole s_1 und s_2 bestimmt und kann wie folgt näherungsweise bestimmt werden [lunzel]:

$$T_{2\%} \approx \frac{4.5}{\delta_e} \quad (9.7)$$

$$= 9 \frac{L_1}{R_{L1}} \quad (9.8)$$

Die beiden Abbildungen 9.1 und 9.2 zeigen das Ergebnis des Entwurfs. Als optimale Verstärkung wird:

$$\boxed{k_I = 17}$$

ermittelt. Die Verstärkung des I-Reglers liegt genau im Abhebepunkt der Wurzelortskurve und ist daher nicht zu erkennen.

9.2.2 Problem der Anfangswerte

Falls der Integrator den Anfangswert Null hat und eine Gegenspannung $U_M > 0$ wirkt, muß erst die Gegenspannung überwunden werden, damit ein Stromfluß zustande kommt. Um diese „Startverzögerung“ zu überwinden, muß der Integrator mit einem Tastverhältnis von $\ddot{u}_0 = U_M/E_0$ vorgespannt werden.

Das Problem kann auch unmittelbar aus der DGL oder aus der statischen Verstärkung, Gleichung (5.8), abgeleitet werden:

$$L_1 \dot{i}_{L1} = -R_{L1} i_{L1} + \ddot{u}_1 E_0 - U_M \quad (9.9)$$

$$\dot{i}_{L1} \stackrel{!}{\geq} 0 \quad (9.10)$$

$$\rightarrow \ddot{u}_1 E_0 = U_M \quad \text{mit: } \dot{i}_{L1} = 0; i_{L1} = 0; \quad (9.11)$$

Kapitel 10

Spannungsregelung des Hochsetzstellers

In diesem Kapitel soll der Hochsetzsteller mit einem kontinuierlichen Regler betrachtet werden. Dabei wird ein Verfahren angewendet, daß in der Literatur als „current mode injection“ bezeichnet wird.

10.1 Einführung

Im folgenden soll das „current mode injection“ Verfahren auf den Reglerentwurf angewendet werden. Dabei handelt es sich um eine Aufschaltung des Stromes über einen P-Regler als Hilfsregelgröße. Der Grund für die Aufschaltung ist die schnellere Reaktion des Stromes auf Führungsgrößen- oder Störgrößenänderungen als wie die zu regelnde Spannung.

10.2 Reglerentwurf

10.2.1 Entwurf der inneren Regelschleife

Abb. 10.1 zeigt den so erhaltenen Regelkreis mit „current mode injection“. Folglich ergibt sich das neue System zu:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u - \mathbf{B}k_i\mathbf{C}_i\mathbf{x} \quad (10.1)$$

$$= \left(\mathbf{A} - \begin{bmatrix} b_1k_i & 0 \\ b_2k_i & 0 \end{bmatrix} \right) \mathbf{x} + \mathbf{B}u \quad (10.2)$$

Da für die weiteren Berechnungen die Eigenwerte betrachtet werden, soll erst auf die Berechnung der Eigenwerte eingegangen werden. Diese berechnen sich wie folgt für eine Matrix zweiter Ordnung:

$$\lambda = \text{eig} \left(\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \right) \quad (10.3)$$

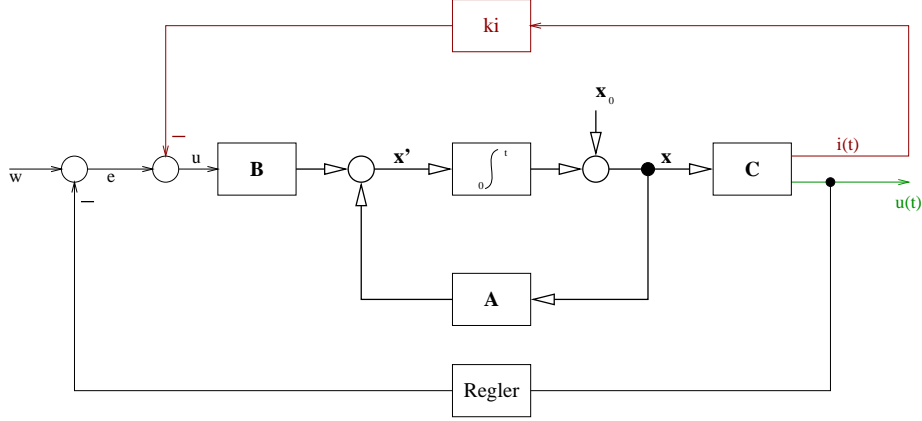


Abb. 10.1: Zustandsraumdarstellung des HSS-Regelkreises

$$\lambda_{1/2} = \frac{a + d \pm \sqrt{(a - d)^2 + 4bc}}{2} = -\delta_e \pm j\omega_e \quad (10.4)$$

Imaginäre Pole, falls $4bc < 0$ und $(a - d)^2 < |4bc|$

bestes Verhalten, falls $4bc < 0$ und $(a - d)^2 = |4bc|$

$$\rightarrow \lambda_{1/2} = \delta_e = \frac{a + d}{2} \quad (10.5)$$

Als optimales Verhalten soll dabei das Verhalten angenommen werden, bei dem beide Pole real sind und aufeinander liegen. Angewendet auf Gleichung (10.4) heißt das:

$$\begin{aligned} 4bc &< 0 \text{ und } (a - d)^2 = |4bc| \\ 0 &= (a - d)^2 + 4bc \end{aligned} \quad (10.6)$$

Mit der Substitution $a := a - \tilde{a}k_i$ und $c := c - \tilde{c}k_i$ aus Gleichung (10.6) ergibt sich:

$$0 = ((a - \tilde{a}k_i) - d)^2 + 4b(c - \tilde{c}k_i) \quad (10.7)$$

$$\rightarrow k_i = \frac{1}{\tilde{a}^2} \left[\tilde{a}(a - d) + 2b\tilde{c} + 2\sqrt{b(\tilde{a}\tilde{c}[a - d] - \tilde{a}^2c + \tilde{c}^2b)} \right] \quad (10.8)$$

$$\rightarrow \delta_e = \frac{a + \tilde{a}k_id}{2} \quad (10.9)$$

Werden die ermittelte Gleichung des Kleinsignalmodells (6.9) in den oben erhaltenen Zusammenhang (10.8) und (10.9) eingesetzt, ergibt sich die folgende Berechnung der optimalen Verstärkung:

$$k_i = \frac{2L_2^2 \sqrt{\frac{1}{C_2 L_2^3}}}{E_0} - \frac{C_2 R_{L1} R_{L2} - L_2}{C_2 E_0 R_{L1}} \quad (10.10)$$

$$\delta_e = \frac{C_2 R_{L1} (E_0 k_i + R_{L2}) + L_2}{2C_2 L_2 R_{L1}} \quad (10.11)$$

Im weiteren wird nun das vereinfachte System ohne einen Imaginäranteil im Zusammenhang mit einem äußeren Regler betrachtet werden.

10.2.2 Entwurf der äußeren Regelschleife

Als äußerer Regler wird ein I-Regler gewählt, da dieser keine zusätzliche Nullstelle im System erzeugt und keine Regelabweichung hat. Durch zusätzliche Nullstellen kann die Robustheit des Systems stark beeinträchtigt werden. Das Gesamtsystem wirkt demnach wie eine PI-Regelung. Der Vorteil dieser Regelung liegt darin, daß hier keine Sollwertsprünge bei Störungen zustande kommen wie es bei der PI-Regelung der Fall ist.

Die charakteristische Gleichung, welche den Nenner der Übertragungsfunktion darstellt und somit die Lage der Polstellen angibt, ergibt sich zu:

$$1 + \frac{k}{s(T_1 s + 1)^2} = 0 \quad (10.12)$$

Somit ergibt sich die Lösung der charakteristischen Gleichung (10.12) wie folgt:

$$s_1 = -\frac{2}{3T_1} + \frac{2 \sin\left(\frac{1}{3} \arcsin\left(\frac{27}{2}kT_1 - 1\right)\right)}{3T_1} \quad (10.13)$$

$$s_2 = -\frac{2}{3T_1} - \frac{2 \sin\left(\frac{1}{3} \arcsin\left(\frac{27}{2}kT_1 - 1\right) + \frac{\pi}{3}\right)}{3T_1} \quad (10.14)$$

$$s_1 = -\frac{2}{3T_1} + \frac{2 \cos\left(\frac{1}{3} \arcsin\left(\frac{27}{2}kT_1 - 1\right) + \frac{\pi}{6}\right)}{3T_1} \quad (10.15)$$

Das Ergebnis der Funktion $y = \arcsin(x)$ liegt im realen Bereich, falls folgendes gilt:

$$y = \arcsin(x) : \quad y \in \mathbb{R} \quad \forall x : -1 \leq x \leq 1$$

Als optimale Position der Pole soll wieder der Abhebepeak der Polstellen dienen. Somit ist das größte k gesucht, daß nicht zu einem Imaginärteil führt:

$$\frac{27}{2}kT_1 - 1 = 1 \quad (10.16)$$

$$k = \frac{4}{27T_1} \quad k = k_I k_S \quad (10.17)$$

$$k_I = \frac{4}{27T_1 k_S} \quad (10.18)$$

Für das Modell des HSS kann die äußere Reglerverstärkung auch wie folgt berechnet werden:

$$\boxed{\begin{aligned} k_I &= \frac{2[C_2 R_{L1}(E_0 k_i + R_{L2}) + L_2](E_0 k_i + R_L)}{27C_2 E_0 L_2 R_{L1}^2} \\ R_L &= R_{L1} + R_{L2} \end{aligned}}$$

Bemerkung 10.1 Zu beachten gilt der „positive Feedback“ der äußeren Regelschleife, der durch die negative statische Verstärkung der Regelstrecke zustande kommt.

Für das System werden dabei folgende Reglerparameter ermittelt:

$$\boxed{\begin{aligned} k_i &= 0.006 \\ k_I &= 0.4014 \end{aligned}} \quad (10.19)$$

Die Abbildungen 10.2 bis 10.4 zeigen das Verhalten des Systems in den verschiedenen Stadien des Reglerentwurfs.

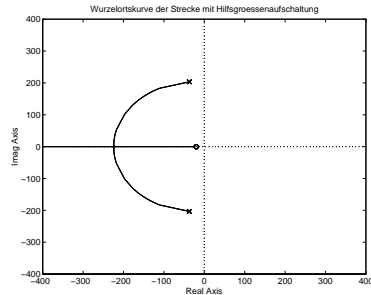


Abb. 10.2: Wurzelortskurve des HSS-Systems mit innerem P-Regler

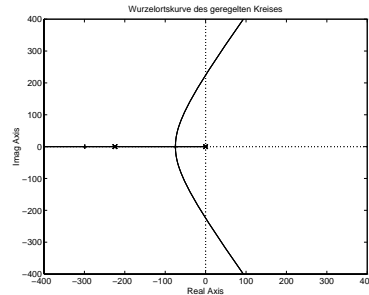


Abb. 10.3: Wurzelortskurve des geschlossenen HSS-Systems mit I-Regler

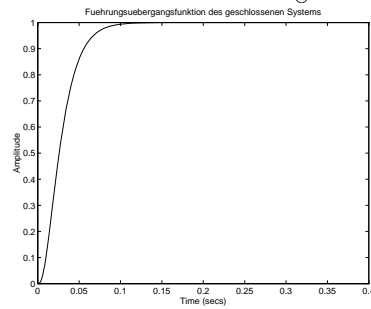


Abb. 10.4: Führungsübergangsfunktion des geschlossenen HSS-Systems

10.2.3 Problem der Anfangswerte

In diesem Modell tritt wieder das selbe Problem auf, wie es schon im vorhergehenden Kapitel besprochen wurde. Aus dem statischen Zustandsvektor, Gleichung (6.7), wird ersichtlich, daß:

$$E_1 > E_0 \ddot{u}_2' \quad (10.20)$$

gelten muß, damit ein positiver Stromfluß zustandekommt. Somit sollte der Integrator mit einem Wert von $1 - E_1/E_0$ vorgespannt werden oder zumindest mit einem Wert von 1 starten.

Kapitel 11

Strom-/Spannungsregelung des TSS-HSS-Systems

In diesem Kapitel werden die vorherigen Entwurfsverfahren erweitert und auf das TSS-HSS System vierter Ordnung angewendet. Zudem soll auch ein reines Mehrgrößenregelverfahren untersucht werden.

11.1 Einführung

Im folgenden werden zwei Entwurfsverfahren, welche nur in Details verschieden sind, angewendet werden. Da das System eine Ordnung von vier hat, soll auf eine analytische Lösung verzichtet werden. Der Entwurf wird vollständig in MATLAB¹ implementiert und ist im Anhang zu finden.

Bemerkung 11.1 Für die Optimierung der Eigenwerte des Systems wurde die Funktion **Median** (Zentralwert) verwendet. Dieses Optimierungskriterium war ausreichend für die hier betrachteten Fälle und lieferte die Verstärkungswerte der Abhebepunkte der Wurzelortskurven.

11.2 Reglerentwurf

11.2.1 Current-Mode-Injection Verfahren

Dieses Verfahren, was im letzten Kapitel vorgestellt wurde, wird hier auf das Modell vierter Ordnung angewendet. Es beeinflusst die dritte Spalte der Systemmatrix **A**. Durch das oben erwähnte Optimierungsverfahren erhält man eine innere Verstärkung von $k_i = 0.0056$ und ist daher sehr nahe am bereits ermittelten Wert aus dem letzten Kapitel. Gewählt zur weiteren Berechnung wird

$$\boxed{k_i = 0.006} \quad .$$

¹MATLAB ist ein eingetragenes Warenzeichen der Firma MATHWORKS Inc.

11.2.2 Entwurf des Regelkreises

Für das Gesamtsystem aus Modell und I-Regler können die folgenden Gleichungen im Zustandsraum aufgestellt werden [lunze2]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (11.1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (11.2)$$

Der I-Regler ergibt sich zu:

$$\dot{\mathbf{x}}_r = \mathbf{w}(t) - \mathbf{y}(t) \quad \text{und} \quad (11.3)$$

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{K}_I \mathbf{x}_r \quad (11.4)$$

Somit ergibt sich für das geschlossene System der folgende Sachverhalt [lunze2]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{x}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B}\mathbf{K}_I \\ \mathbf{C} & -\mathbf{D}\mathbf{K}_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ -\mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{w} \quad (11.5)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & -\mathbf{D}\mathbf{K}_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_r \end{bmatrix} \quad (11.6)$$

Die Reglermatrix soll sich dabei aus einem Skalar und einer Matrix zusammensetzen:

$$\mathbf{K}_I = k_I \tilde{\mathbf{K}}_I \quad (11.7)$$

Um die Gegenkopplungsbedingung und die Steuerbarkeit des Systems zu gewährleisten, muß als notwendige Bedingung für den Regelkreis gelten [lunze2]:

- Die Gegenkopplungsbedingung $\det(\mathbf{K}_S \mathbf{K}_I) > 0$ muß gelten.
- Die Regelstrecke muß mindestens genau so viele Regelgrößen wie Stellgrößen haben.

Eine ausführlichere Beschreibung kann zum Beispiel in [lunze2] nachgelesen werden.

11.2.3 Nicht-entkoppelter Regelkreis

Um den nicht-entkoppelten Regelkreis zu entwerfen, wird durch Nullsetzen der Inhalte des nicht zugehörigen Kreises der Reglermatrix das andere System ausgeblendet und für jeden Reglerkreis getrennt eine Optimierung durchgeführt. Somit ergibt sich das folgende Ergebnis:

$$\mathbf{K}_I = 1 \begin{bmatrix} 10.9 & 0 \\ 0 & -0.3 \end{bmatrix}$$

Die Abbildungen 11.1 zeigen das Führungsverhalten des optimalen nicht-entkoppelten Systems.

Bemerkung 11.2 *Interessant ist die Tatsache, daß es eine gute Übereinstimmung zwischen den getrennt modellierten und getrennt geregelten Systemen gibt. Es existiert somit nur eine schwache Kopplung zwischen den beiden Systemen, die dadurch einen getrennten Entwurf ermöglichen (Vereinfachung).*

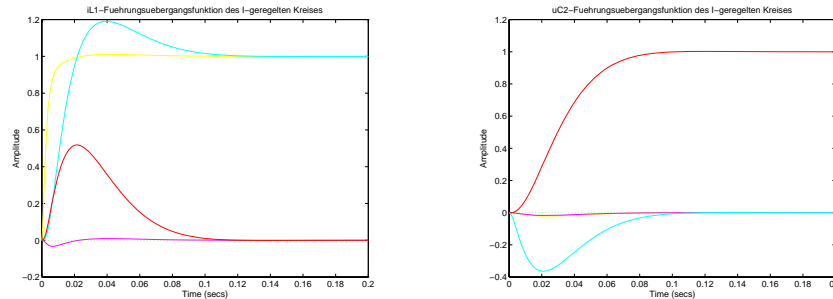


Abb. 11.1: Führungsübergangsfunktionen des geschlossenen nicht-entkoppelten TSS-HSS-Systems

11.2.4 Entkoppelter äußerer Regelkreis

Die Entkopplung des Systems wird berechnet, um das bessere Verhalten des entkoppelten Systems aufzuzeigen. Das Verfahren kann im weiteren nicht weiter verwendet werden, da die beiden Systeme getrennt voneinander geregelt/gesteuert werden sollen.

Die Gegenkopplungsbedingung ist erfüllt, falls die Reglermatrix $\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{I}}$ gleich der Inversen der statischen Verstärkung der Regelstrecke ist [lunze2]:

$$\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{I}} = \mathbf{K}_{\mathbf{S}}^{\dagger} \quad \text{oder:} \quad (11.8)$$

$$\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{I}} = \mathbf{K}_{\mathbf{S}}^{-1} \quad \text{für: } m = r \quad (11.9)$$

Diese Wahl der Reglermatrix ist auch einleuchtend, da es sich hier um eine statische Entkopplung des Systems handelt. Durch den Tuningfaktor k_I können die Eigenwerte nun so verändert werden, damit das System seine schnellstmögliche Einschwingzeit bekommt und trotzdem noch stabil ist. Dabei wandern die Reglerpole in die linke komplexe Halbebene und andererseits die Pole der Strecke aus der linken Halbebene heraus. Somit muß eine optimale Position der Pole durch den Tuningfaktor erreicht werden.

Als Ergebnis des Reglerentwurfs wurde die folgende Verstärkung des I-Reglers errechnet und durch Optimierung ermittelt:

$$\mathbf{K}_{\mathbf{I}} = 31.4 \begin{bmatrix} 0.033 & 0.01 \\ 0.0069 & -0.01 \end{bmatrix}$$

Die Abbildungen 11.2 zeigen das Führungsverhalten des optimalen Systems.

Bemerkung 11.3 *Wie aus dem Vergleich der Abbildungen erkennbar ist, wirkt sich die Entkopplung positiv auf das Einschwingverhalten des Systems aus.*

11.2.5 Problem der Anfangswerte

Aus Gleichung (7.10) ist ersichtlich, daß der Stromfluß negativ wird, falls $\ddot{u}_1 < \ddot{u}_2'$ ist.

Die einfachste Möglichkeit das Problem zu beseitigen, ist die Initialisierung des Integrators 1 mit einem Wert von 0 und des Integrators 2 mit einem Wert von 1.

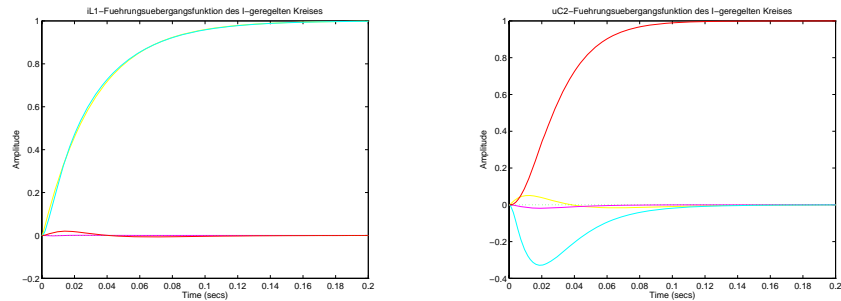


Abb. 11.2: Führungsübergangsfunktionen des geschlossenen entkoppelten TSS-HSS-Systems

11.3 Begrenzung der Eingangsleistung

Diese Schutzfunktion soll eine übermäßige Leistungsaufnahme des leistungselektronischen Systems aus dem Netz vermeiden und in allen Systemstadien eine Begrenzung gewährleisten. Dieser Schutz kann durch Software oder auch durch Hardware realisiert werden.

Die softwaremäßige Begrenzung der Eingangsleistung wird nur simulativ untersucht. Dabei werden verschiedene Strategien angewendet, die entweder das Tastverhältnis nach erreichter Eingangsleistung begrenzen oder die Integratorwerte ändern. Alle diese Strategien, die in den Regelkreis eingreifen, führen zu einem stark instabilen Verhalten oder gar zum Aussetzen der Regelung.

Eine bessere Lösung stellt die Begrenzung der Sollwerte dar, da hier nicht aktiv in die Reglerstruktur eingegriffen wird und das statische Verhalten des Systems ermittelt wurde:

$$\begin{aligned}
 P_{zu} &= U_{C1} I_0 \\
 &= \frac{R_L (\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2')^2}{(R_L + R_i (\ddot{u}_1 - \ddot{u}_2')^2)^2} E_0 \\
 \text{mit:} \\
 R_L &= R_{L1} + R_{L2}
 \end{aligned}$$

Die I-Regelung garantiert, daß auch im Anlauf die Leistung nicht überschritten wird, da diese die Tastverhältnisse allmählich anpaßt. Sollte dennoch ein Überschwingen der Leistung zustandekommen, müssen die Verstärkungswerte verkleinert werden.

Bei der Steuerung sollten die Tastverhältnisse \ddot{u}_1 von 0 und \ddot{u}_2 von 1 ab langsam allmählich verändert werden, um auch im Anlauf die Eingangsleistung nicht zu überschreiten.

Bemerkung 11.4 *Es muß in jedem Fall eine hardwaremäßige Strombegrenzung vorhanden sein, da diese auch im Havariefall die Begrenzung der Eingangsleistung garantiert und sollte als erste Wahl angesehen werden.*

11.4 Zusammenfassung

Es wurde gezeigt, daß eine getrennte Betrachtung/Reglerentwurf der Teilsysteme möglich ist, da diese sehr unterschiedliche Zeitkonstanten besitzen und dadurch eine geringe Koppelung herrscht. Für die weitere Umsetzung werden die folgenden Verstärkungswerte verwendet:

$$\begin{array}{lcl} k_i & = & 0.006 \\ \mathbf{K_I} & = & \begin{bmatrix} 15 & 0 \\ 0 & -0.4 \end{bmatrix} \end{array}$$

Durch das „current mode injection“ Verfahren wird eine günstige Dynamik erreicht. Die Zeitkonstante wird durch dieses Verfahren nicht beeinflusst, solange die imaginären Pole den selben Realteil besitzen.

Als günstigster Regler für das System wurde ein I-Regler ermittelt, da dieser keine zusätzlichen Nullstellen im geschlossenen System hervorruft (D-Anteil) und die Regelabweichung immer zu Null regelt. Er ist außerdem einfach berechenbar und sehr robust.

Teil V

Die Hard- und Software

Kapitel 12

Software

In diesem Kapitel soll kurz auf das Programm und deren Funktion eingegangen werden. Zum Verständnis werden die wichtigsten Programmteile durch Zeichnungen verdeutlicht. Das vollständige Programm ist im Anhang oder auf Diskette zu finden.

12.1 Einführung

Um das Programm allgemein übersichtlich zu halten, wird dieses in der Programmiersprache C geschrieben. Nur wenn der generierte Assembler-Code zu umständlich ist und es auf kurze Laufzeit ankommt, werden die entsprechenden Routinen in Assembler geschrieben. **Da der Assembler-Code fest fixiert ist, muß bei jeder Veränderung der Variablen, Variablenanzahl, der Compilerschalter oder des Compilers selbst dieser überprüft und entsprechend angepaßt werden.**

Als Compiler kam der C-Compiler DOS/WIN3x Version 4.0 R0 der Firma BSO/Tasking zum Einsatz.

12.2 Überblick aller Komponenten

Das gesamte Programm wird in folgende Teile eingeteilt:

1. Das **MAKEFILE**, daß dem Compiler/Assembler/Linker anweist, wie das fertige Programm aus den Einzelteilen zusammengesetzt wird und welche Abhängigkeiten dafür bestehen.
2. Das **Main.c** File, welches alle Teile zusammenbindet. Außerdem können verschiedene Präprozessor-Schalter ein- oder ausgeschaltet werden, die definiert sind.
3. Die **Main.h** Include-Datei, die alle Prototypen der Funktionen enthält.
4. Die Include-Datei **My_Const.h**, die alle Konstantendefinitionen und Compiler-Makros enthält.

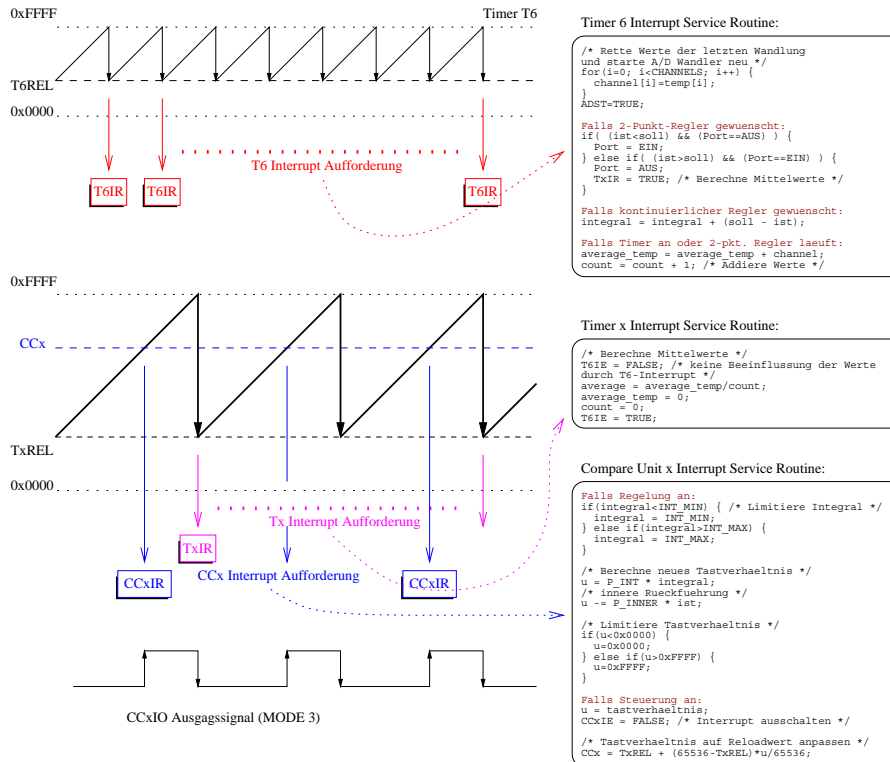


Abb. 12.1: Realisierung der Regelung im Interruptsystem

5. Das **My_GloVa.h** Include-File, das alle Globalen Variablen definiert.
6. Die Files **My_Funct.c** und **My_Funct.asm**, die alle Unterprogramme außer das Menüunterprogramm enthalten.
7. Die Datei **My_IntFu.c**, die alle Interrupt-Funktionen enthält.
8. Die Datei **My_Menu.c**, die das Menüunterprogramm enthält.
9. Verschiedene Textdateien, die zuerst gelesen werden sollten.

Die Files und deren genaue Funktion soll hier nicht näher erläutert und kann nur im C-Code genau nachgelesen werden. Im weiteren werden nur die Kernfunktionen, wie die Realisierung der Regelung, genauer erläutert.

12.3 Realisierung der Regelung im Interruptsystem

12.3.1 Überblick

Den Aufbau des Reglerkerns zeigt Abb. 12.1. Als Beschreibungssprache wird C-Code verwendet. Die Interrupt-Routinen sind wie folgt organisiert:

- Der Timer **T6** zeigt sich für die **Realisierung der Abtastfrequenz** und die darin notwendigen Teile zur Regelung verantwortlich.
- Der Capture-Compare Timer **T0** mit CC-Register **CC14** realisiert das **PWM-Signal für den Tiefsetzsteller**. Der Interrupt des Capture-Compare Registers **berechnet das neue Tastverhältnis** und setzt das eigene Reload-Register entsprechend. Der Timer-Interrupt ist für die **Berechnung der Mittelwerte** verantwortlich.
- Entsprechendes gilt für das **PWM-Signal des Hochsetzstellers** mit **T1** und **CC15**. Siehe dazu den vorhergehenden Punkt.

12.3.2 Interrupt des Timers T6

Der Timer T6 ist auf eine Frequenz von 10 KHz eingestellt. Bei jedem Timerüberlauf von 0xFFFF zurück auf den Wert des Registers **T6REL** wird das Interrupt Request Flag **T6IR** gesetzt. Der Interrupt hat die höchste Priorität (außer PEC Transfers und ERROR-Signal Auswertung der IGBT's) und wird somit als erstes ausgeführt.

Die Handlungen, die in der Interrupt-Routine geschehen, sind noch einmal genauer in Prg. 12.1 auf Seite 51 vereinfacht aufgeführt:

1. Warte solange, bis der A/D-Wandler seine letzte Wandlung beendet hat.
2. Rette die gewandelten Ergebnisse und filtere sie durch einen einfachen Filter.
3. Setze den PEC und die dazugehörigen PEC-Pointer für neuen A/D-Wandler-Transfer.
4. Starte den A/D-Wandler neu.
5. Ist der Zweipunktregler in Betrieb:
 - (a) Schalte den Port ein, falls dieser ausgeschaltet ist und der Istwert kleiner dem Sollwert ist.
 - (b) Oder schalte den Port aus, falls dieser eingeschaltet ist und der Istwert größer dem Sollwert ist. Setze das Timer-Request Flag, um eine Mittelwertbildung auszulösen (1 → 0 Flanke).
6. Ist der kontinuierliche Regler in Betrieb:
 - (a) Summiere die Regelabweichung aus Sollwert minus dem Istwert auf.
7. Falls der entsprechende Timer läuft, addiere die Werte zur Mittelwertbildung auf. Da der Timer bei der Zweipunktregelung ausgeschaltet ist, muß auch hier die Mittelwertbildung erfolgen.
8. weitere Operationen ...

Bemerkung 12.1 *Der Regler des Hochsetzstellers hat ein negatives Vorzeichen und somit sind alle Regleroperationen invertiert.*

Bemerkung 12.2 *Da die A/D-Wandlung eine gewisse Zeit benötigt, wird diese an den Anfang des Interrupts gelegt. Nach dem Start des Wandlers läuft der PEC-Transfer ohne Software-Einfluß auf einer höheren Prioritätsebene ab.*

```

/* ist A/D-Wandler noch in Betrieb? */
2 while (ADBSY == TRUE);

4 /* rette Werte der letzten Wandlung und filtere Werte */
/* durch einfachen Filter */
6 for (i=0; i < CHANNELS; i++)
{
8     channel[i] = (channel[i] + temp[i]) / 2;
}

10
/* setze PEC fuer neuen Transfer des ADC */
12 /* und starte A/D-Wandler neu */
set_PEC();
14 ADST=TRUE;

16 /* Auswahl der Reglertypen und entsprechende Aktion */
/* Ist der 2-Punkt-Regler ausgewaehlt */
18 if (zweipkt == TRUE)
{
20     /* falls der Istwert kleiner als der Sollwert ist und */
/* der Port ausgeschaltet ist, dann schalte ein */
22     if ( (ist < soll) && (Port == AUS) )
        Port = EIN;
24     else if ( (ist > soll) && (Port == EIN) )
        {
26         Port = AUS;
        /* Berechne Mittelwerte bei 1 -> 0 Flanke */
28         TxIR = TRUE;
        }
30 }
/* oder ist der kontinuierliche Regler ausgewaehlt */
32 else if (kontreg == TRUE)
{
34     /* Summiere Integral auf */
    integral = integral + (soll - ist);
36 }

38 /* Falls der Timer laeuft oder 2-pkt. Regler ist gewaehlt: */
if ( (zweipkt == TRUE) || (TxR == TRUE) )
40 {
    /* Summiere Werte fuer Mittelwertbildung auf */
42     average_temp = average_temp + channel;
    count = count + 1;
44 }
/* ... */
46 return;

```

Programm 12.1: Timer6-Interrupt


```

/* Ist Regelung an? */
2 if ( reg == TRUE)
{
4     /* sichere Integral in eigene Variable, */
    /* da Interrupt durch T6 unterbrochen werden kann */
6     int = integral;

8     /* Limitiere Integral */
    if ( integral < INT_MIN)
10    {
        int = INT_MIN;
12        /* sperre Timer 6 */
        T6IE = FALSE;
14        integral = INT_MIN;
        T6IE = TRUE;
16    }
    else if ( int > INT_MAX)
18    {
        int = INT_MAX;
20        /* sperre Timer 6 */
        T6IE = FALSE;
22        integral = INT_MAX;
        T6IE = TRUE;
24    }

26    /* Berechne neues Tastverhaeltnis */
    u = P_INT * int;

28    /* innere Rueckfuehrung (nur CC15INT) */
30    u = u - P_INNER * ist;

32    /* Limitiere Tastverhaeltnis (nur CC15INT) */
    if ( u < 0)
34        u = 0;
    else if ( u > 65535)
36        u = 65535;
}
38 /* Falls Steuerung an: */
else
40 {
    u = tastverhaeltnis;
42    CCxIE = FALSE; /* Interrupt ausschalten */
}
44
/* Tastverhaeltnis auf Reloadwert anpassen */
46 CCx = TxREL + (65536 - TxREL) * u / 65536;
return;

```

Programm 12.2: CC14-, CC15-Interrupt

12.3.3 Interrupts der Capture-Compare-Einheiten CC14 und CC15

Prg. 12.2 auf Seite 52 zeigt einen vereinfachten C-Code, der im Capture-Compare Interrupt CC14 und CC15 implementiert ist. Hier noch einmal eine kleine Zusammenfassung:

1. Ist die Regelung eingeschaltet:

-
- (a) Kopiere die globale Integral-Variable in eine lokale Variable, damit diese nicht mehr durch eine Interrupt Aufforderung verändert werden kann.
 - (b) Prüfe das Integral, ob es im regulären Bereich liegt. Falls nein, limitiere die Werte der lokalen und auch globalen Variable. Bei dem Verändern des globalen Wertes darf nicht von anderen Interrupts auf die Variable zugegriffen werden.
 - (c) Berechne das Tastverhältnis aus Integral und Faktor so, daß dieses im Bereich eines 16-Bit Integers liegt.
 - (d) Bei der Berechnung des Tastverhältnisses des HSS wird zudem noch der Wert der inneren Regelschleife vom Tastverhältnis abgezogen und erneut einer Bereichsprüfung unterzogen.
 2. Ist die Steuerung eingeschaltet:
 - (a) Schalte den eigenen Interrupt aus und kopiere das neu eingestellte Tastverhältnis in eine lokale Variable.
 3. Passe das Tastverhältnis dem Timer-Reload Wert an und schreibe es in das CapCom Register.

```

    /* Berechne Mittelwerte */
2  /* keine Beeinflussung der Werte durch T6-Interrupt */
    T6IE = FALSE;
    4 average = average_temp / count;

    6 /* setze alle Variablen wieder auf Null */
    average_temp = 0;
    8 count = 0;

10 T6IE = TRUE;
    return;

```

Programm 12.3: CapCom-Timer-Interrupts

12.3.4 Capture-Compare-Timer-Interrupts

Prg. 12.3 zeigt die Realisierung der Mittelwertbildung durch die CapCom-Timer-Interrupts.

Bemerkung 12.3 Die Berechnung setzt voraus, daß die Werte oder einer der Werte nicht durch andere Interrupts verändert werden darf und deshalb das Interrupt-Enable-Flag des Timers 6 gelöscht wird.

12.4 Schutz und Überwachung des energetischen Systems

12.4.1 Abschalten des Systems bei einer Fehlermeldung des IGBT's durch CC4 und CC5

Das Fehlersignal des Ansteuerschaltkreises SKHI 21 des Tiefsetzstellers ist auf die **Capture-Compare-Einheit 4** geschaltet. Bei einer Flankenänderung am Porteingang wird der Interrupt ausgelöst, der die CapCom-Interrupts des PWM-Signals löscht und die Ports sperrt. Weiterhin wird ein entsprechendes Fehlerbit gesetzt, um eine entsprechende Displayausgabe in der Main-Funktion realisieren zu können.

Entsprechendes gilt für den **CC5-Interrupt**, zuständig für den Ansteuerschaltkreis des **Hochsetzstellers**.

12.4.2 Abschaltung des Systems bei zu hohem Stromfluß

Die Ströme i_{L1} und/oder i_{L2} werden mit dem Strom-Maximalwert verglichen, falls die entsprechenden PWM-Timer laufen oder der Zweipunktregler läuft. Falls ein Überstrom aufgetreten ist, wird ein entsprechendes Flag gesetzt, das am Ende der T6-Interrupt-Routine abgefragt wird. Prg. 12.4 auf Seite 55 zeigt den entsprechenden Teil aus der Interrupt-Routine.

Durch äußere Einflüsse (Felder, EMV, Einschwingvorgänge oder ein tatsächlicher Überstrom) kommt es öfters zur Abschaltung des Systems, obwohl das System in Normalbetrieb gefahren wird. Um dieses Problem des Abschaltens des Systems bei Normalbelastung zu vermeiden, wird der Strom zweimal hintereinander (also im 10 kHz-Takt) gemessen. Ein Fehler wird dabei nur ausgelöst,

```

/* statische Variable wird nur einmal initialisiert */
2 static unsigned int current_too_high = FALSE;

4 /* Ist der maximale Strom ueberschritten */
/* -> setze static Variable */
6 if (ist > MAX_CURRENT)
    current_too_high |= 0x0001;

8
/* ... */
10
/* Loese Fehler nur aus, falls MAX_CURRENT */
12 /* 2x hintereinander gemessen wurde */
if (current_too_high)
14 {
    switch (current_too_high)
16     {
        case 3:
18         error |= CURRENT_TOO_HIGH;
            current_too_high = FALSE;
20         /* Emergency Interrupt aufrufen */
            CC5IR = TRUE;
22         break;
        case 2:
24         current_too_high = FALSE;
            break;
26         case 1:
            /* rotiere Fehlersignal */
28         current_too_high <= 1;
            break;
30     }
}

```

Programm 12.4: Abschaltung des Systems bei zu hohem Stromfluß

falls zu zwei hintereinanderliegenden Abtastzeitpunkten ein Überstrom, egal von welchem System, gemessen wird. Andernfalls wird der Fehler verworfen.

12.4.3 Freigabe des Systems durch Software

Die Hardware ist so aufgebaut, daß diese erst ein Signal vom Prozessor erhalten muß, damit ein Freigeben des Systems erfolgt. Da alle Pins nach einem System-Reset auf Hi-Pegel liegen, wird ein Lo-Pegel zur Freigabe der Hardware gewählt.

12.5 Tastaturabfrage durch die Interrupts der Einheiten CC0 bis CC3

Bei Tastendruck und entsprechender Flankenänderung an den Eingängen wird der entsprechende Interrupt ausgelöst. Der Interruptlevel hat die niedrigste Priorität nach dem CPU-Level. Durch den Interrupt wird nur eine globale Variable gesetzt, die die entsprechend gedrückte Taste angibt. Prg. 12.5 auf Seite 56 zeigt die Realisierung.

Bemerkung 12.4 *Das Tastaturentprellen muß mit einer entsprechenden Zeitverzögerung im Mainprogramm realisiert werden.*

```
void CC3INT ()
2 {
    button = CORR;
4 }

6 void CC2INT ()
    {
8     button = UP;
    }

10 void CC1INT ()
    {
12     button = OK;
14 }

16 void CC0INT ()
    {
18     button = DOWN;
20 }
```

Programm 12.5: Tastatur-Interrupts CC0 bis CC3

Es wird diese Art der Programmierung gewählt, damit das Mainprogramm nicht zum Stillstand kommt, falls die Tasten kontinuierlich gedrückt werden.

12.6 Realisierung des Menüs

12.6.1 Überblick

Bei dem Design der Menüführung wird nach einer möglichst einfachen und trotzdem sehr flexiblen Lösung gesucht. Als Ergebnis entsteht eine CASE-Anweisung für die Tastatursteuerung und für die Menüeinträge. Die Baumstruktur des Menüs (Abb. C.7 auf Seite 124) ist wie folgt realisiert:

- Die Menüpunkte sind als Oktalziffer realisiert
- Jede Oktalziffer gibt einen Menüeintrag in einer Baum-Hierarchie an. Somit gibt zum Beispiel die Oktalziffer 0o000123 den dritten Menüeintrag des Untermenüs Zwei und des Hauptmenüs Eins an.
- Es können jeweils sieben Untermenüeinträge eines Menüpunktes aufgenommen werden, wobei die Oktalziffer 7 zur internen Steuerung reserviert ist.
- Es sind insgesamt 5 Hierarchieebenen möglich.
- Die Oktalziffer 7 dient zur Steuerung des Überlaufs und das höchste Bit zur Steuerung des Unterlaufs.

12.6.2 Realisierung der Tastatursteuerung

Prg. 12.6 auf Seite 57 zeigt die Implementierung des ersten Teils. Die Steuerung geschieht wie folgt:

```

1  /* Button auf lokale Variable uebergeben */
2  menu_button = button;
3  /* Tatenprellen unterdruecken */
4  if ( menu_button )
5      sleep (100);
6  /* globale Variable zuruecksetzen */
7  button = 0;
8  switch ( menu_button )
9  {
10     case UP:
11         if ( menu_var )
12             /* einen Eintrag weiter */
13             menu_var++;
14         break;
15     case DOWN:
16         /* falls im Hauptmenue */
17         if ( menu_var == FIRST_MAIN_POS )
18             menu_var = LAST_MAIN_POS;
19         /* setze letztes Bit falls erster Eintrag */
20         else if (!( menu_var & 0x0007 ))
21             menu_var = menuvar | 0x8000;
22         else
23             /* sonst einen Eintrag zurueck */
24             menu_var--;
25         break;
26     case OK:
27         if ( menu_var )
28             /* gehe ins Untermenue */
29             menu_var = menuvar << 3;
30         else
31             /* gehe auf Position 1 falls auf Intro-Page */
32             menu_var = 1;
33         break;
34     case CORR:
35         /* kehre vom Untermenue zurueck */
36         menuvar = menuvar >> 3;
37         break;
38 }

```

Programm 12.6: Realisierung der Tastatursteuerung

- UP erhöht die Menüvariable und DOWN erniedrigt sie. Falls die letzte Ziffer Null ist und weiter erniedrigt werden soll, wird das Negativ-Bit gesetzt.
- OK verschiebt die Oktalziffern um eine Stelle nach links und somit wird in die nächste Hierarchieebene gesprungen. CORR schiebt die Oktalziffern wieder zurück.
- Das Hauptmenü wird gesondert betrachtet, weil die Zahl 0o000000 für den Introbildschirm reserviert ist.

12.6.3 Menüführung

Prg. 12.7 auf Seite 59 zeigt den Code im Detail und Abb. C.7 auf Seite 124 den Überblick der Menüführung. Zu beachten ist folgendes:

- Ziffer 00xxxxx7 ist verantwortlich für den Rücksprung auf die Position Eins.
- Falls die Menüpositionen nicht voll besetzt sind, muß der nächste Eintrag noch als CASE-Anweisung ohne Abschluß vorhanden sein.
- Die Zahl 001xxxx0 sorgt für den Rücksprung auf die letzte Position des Menüpunktes
- Falls ein erneuter Durchlauf durch das Menü erreicht werden soll (zum Beispiel Neuzeichnung des Displays), wird die Variable *menu_button* = -1 gesetzt.

12.7 Sanftes An- und Herunterfahren des Systems

12.7.1 Anfahren

Um ein sanftes Anlaufen des Systems zu ermöglichen, wird der Integrator 1 mit Null initialisiert. Dies garantiert ein langsam ansteigendes Tastverhältnis für den Stromregler des TSS.

Der Integrator 2 des Hochsetzstellers wird, anders als der Tiefsetzsteller, mit dem Tastverhältnis:

$$\ddot{u}_{2_0} = 1 - \frac{U_{C2}}{U_{C1}}$$

initialisiert. Ein Tastverhältnis von Eins schließt im ersten Augenblick den Kondensator C_2 immer kurz und dabei wird ein unzulässig hohen Strom erzeugt. Falls $U_{C2} > U_{C1}$ ist, wird das Tastverhältnis mit Eins initialisiert.

Das geregelte Anlaufen kann nur dann zur Anwendung kommen, wenn die Teilsysteme geregelt werden. Andernfalls wird das geforderte Tastverhältnis direkt an die PWM-Einheiten übergeben.

12.7.2 Herunterfahren

Beim Herunterfahren des Systems wird der Kondensator C_2 in den (nahezu) energielosen Zustand gebracht, indem der Sollwert des HSS-Systems auf Null herabgesetzt und solange gewartet wird, bis eine untere Grenze erreicht ist. Dies kommt natürlich nur wieder zum Einsatz, falls das System 2 geregelt wird. Andernfalls werden die PWM-Einheiten einfach abgeschaltet.

```

/* System ausschalten , falls im Hauptmenue */
2 if (!( menu_var & 0xFF8))
    system_aus ();

4
/* durchlaufe Menue solange wie Variable nicht Null ist */
6 while ( menu_button)
{
8     /* Variable loeschen */
    menu_button = 0;

10
    switch ( menu_var)
12     {
        /* Intro-Page */
14         case 0o000000:
            intro_page ();
16         break;
        case 0o000001:
18         menu1 ();
            break;
20 /* ... */
        /* Letzter Hauptmenueeintrag */
22         case LAST_MAIN_POS:
            menuX ();
24         break;
            /* springe auf naechsten Eintrag */
26         case LAST_MAIN_POS + 1:
            case 0o000007:
28             /* springe auf ersten Eintrag */
            menu_var = 0 o000001;
30             menu_button = -1;
            break;
32 /* Untermenue 1: */
            case 0o100010:
34             menu_var = ( menuvar & 0x7FFF) + LAST_POS_MENU1;
            menu_button = -1;
36             break;
            case 0o000010:
38             untermenue1_1 ();
            break;
40 /* ... */
            case LAST_POS_MENU1:
42             untermenue1_X ();
            break;
44             case LAST_POS_MENU1 + 1:
            case 0o000017:
46                 /* springe auf erste Position zurueck */
            menuvar = menuvar & 0xFF8;
48             menu_button = -1;
            break;
50 /* weitere Menues ... */
        }
52 }

```

Programm 12.7: Realisierung des Menüs

Kapitel 13

Hardware

In diesem Kapitel soll auf die Realisierung der Hardware eingegangen werden. Es werden alle Teile, wie zum Beispiel die Ausgangstreiberbeschaltung kurz besprochen. Im Anhang sind die ausführlichen Schaltpläne zu finden.

13.1 Einführung

Als Evaluationboard wird das Elektor 80C166 Board aus der gleichnamigen Zeitschrift 3-4/99 verwendet [domnick]. Es zeichnet sich durch einen geringen Preis und gute Erweiterungsfähigkeit aus. Zudem ist ein eigens dafür angepaßtes Monitorprogramm entwickelt worden.

Der Schaltplan der externen Komponenten gliedert sich in zwei Teile, einmal dem Anschlußschaltplan, der alle Treiber- und Auswertebeschaltungen enthält und dem Schaltplan zur Displayansteuerung.

13.2 Ansteuerung der IGBT-Treiberstufen

13.2.1 Ausgangsstufe

Die Ansteuerungsstufe besteht aus einem N-MOS Transistor 2N7000 der mit einem Pull-Up-Widerstand nach +15 V geschaltet ist. Dieser Widerstand muß so dimensioniert werden, daß in jedem Fall die Signale im zulässigen Bereich liegen. Zu beachten ist, daß der IGBT-Treiber einen internen Pull-Down-Widerstand am Eingang besitzt.

13.2.2 Eingangsstufe

Die Eingangsstufe des IGBT-Treibers dient zur Auswertung des Errorsignals ERROR. Die Beschaltung erfolgt mit einem 2N7000 MOS-Transistor in Sourcefolgerschaltung. Um eine Zerstörung des Mikrocontrollers/Treiberstufen zu vermeiden, ist eine Z-Diode dem Sourcewiderstand parallelgeschaltet und ein Gatewiderstand vorgeschaltet.

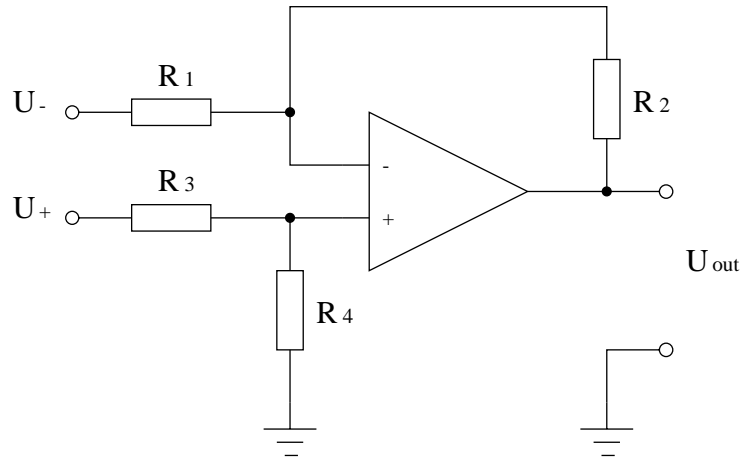


Abb. 13.1: Instrumentationsverstärker

13.3 Spannungswandler

Um eine möglichst kostengünstige Lösung anzustreben, wird als Spannungswandler ein Instrumentationsverstärker verwendet, der mit sehr hochohmigen Widerständen am Eingang beschaltet ist. Bei der Beschaltung mit je drei Widerständen von 330 k Ω entspricht dies der VDE-Norm **DIN VDE 160**, um den geforderten Isolationswiderstand von 1 M Ω zu erreichen. Folgendes ist in dieser VDE-Vorschrift verankert:

Definition 13.1 (Isolationswiderstand) *Innerhalb von Geräten muß der Isolationswiderstand zwischen elektrisch getrennten Stromkreisen sowie Stromkreisen gegen Gehäuse und Körper mindestens 1 M Ω bei Spannungen bis 1000 V betragen. Bei Spannungen darüber muß er 1000 Ω je V übersteigen.*

Für die Berechnung der Ausgangsspannung des Verstärkers gilt folgendes (Abb. 13.1):

$$U_{out} = \frac{R_2 + R_1}{R_3 + R_4} \frac{R_4}{R_2} U_+ - \frac{R_2}{R_1} U_-$$

$$U_{out} = \frac{R_2}{R_1} (U_+ - U_-) \quad \text{bei: } R_2 = R_3; R_4 = R_2$$

Zudem ist jeweils ein Kondensator den Widerständen R_2 und R_4 parallelgeschaltet, um hochfrequente Anteile auszukoppleln. Mit dieser Beschaltung liegt die Knickfrequenz $\omega_e = 1/\tau \approx 30000$ Hz. Dies entspricht einer Frequenz von 5000 Hz, die mit einer Dämpfung von 3 dB durchgelassen wird.

13.4 Stromwandlung

Die Stromwandlung erfolgt mit einem LEM-Wandler, der schon im vorhergehenden Praktikumsversuch verwendet wurde. Störsignale, die dem Meßsignal überlagert sind, werden durch einen Kondensator abgeblockt. Dabei wurde die Größe des Kondensators experimentell ermittelt.

13.5 Referenzspannungsquelle des A/D-Wandlers

Als Referenzspannungsquelle wird der Schaltkreis LM336-5V eingesetzt, der wie eine Z-Diode verschalten ist. Der vorgeschaltete Widerstand begrenzt den Z-Diodenstrom, der im Datenblatt angegeben ist. Der Kondensator dient zudem noch zur Pufferung der Referenzspannung.

13.6 Tastatur

Die Taster sind mit einem Pull-Up-Widerstand nach +5 V gezogen, um einen korrekten Hi-Pegel zu garantieren. Zudem sind den Tastern ein Kondensator parallelgeschaltet, der das Tastenprellen hardwaremäßig unterdrücken soll.

13.7 Displayansteuerung

Die Ansteuerung des Display geschieht mit einem programmierbaren GAL¹, da die Ansteuerlogik mit dem des Controllers inkompatibel ist. Der Controller verwendet beispielsweise 2 Signale für Lesen und Schreiben, aber das Display nur ein Signal. Außerdem sind nicht alle benötigten Signale auf den Erweiterungsbus herausgeführt.

Das GAL-Programm zeigt Abb. C.2 auf Seite 126 [blank]. Das Signal \overline{RS} wird aus **A10** gewonnen und das Read/Write-Signal aus $\overline{CS0}$ und $\overline{CS1}$. Außerdem wird mit ihnen das Enable Signal **EN** in Verbindung mit \overline{LBW} und \overline{RD} erzeugt.

Somit muß wie folgt auf das Display zugegriffen werden:

- Sollen Zeichen in das Display geschrieben werden, muß **CS0** gesetzt werden (Adresse 0x38000).
- Die Abfrage des Busy-Flags des Displays geschieht mit **CS1** und **A10** (Adresse 0x38C00).
- Steuerinstruktionen werden in das Display bei gesetztem **CS0** und **A10** (Adresse 0x38400) geschrieben.

13.8 Schutz des energetischen Systems durch die Hardware

Eine Überwachung des Prozesses durch die Software reicht allein nicht aus, da zum einen der Prozessor abstürzen und dabei einen Kurzschluß auslösen kann und zum anderen hat die softwaremäßige Überwachung eine längere Reaktionszeit als der hardwaremäßige Schutz. Somit sollte die Hardware folgenden Schutz bieten:

- Überwachung des Prozessors,

¹Generic Array Logic

- hardwaremäßige Überwachung des Fehlersignals der IGBT's,
- eine Hardwarefreigabe, die alle Prozesse sperrt,
- abschalten, falls irgend ein Stecker gezogen wird,
- eine Freigabe der Hardware durch die Software.

Dieser Schutz ist durch einen programmierbaren Logikschaltkreis gelöst, dessen Programm in Abb. C.1 auf Seite 126 zu finden ist [blank]. Die PWM-Signale der IGBT's werden erst durchgeschaltet, falls folgendes gilt:

- Die Fehlersignale der IGBT's **ERROR1** und **ERROR2** liegen auf Hi-Signal.
- Die Hardwarefreigabe liegt durch den Freigabe-Schalter auf Hi-Signal.
- Die Softwarefreigabe des Ports P1.8 liegt auf Lo-Signal. Nach dem Hardware-Reset liegen die Ports auf Hi-Signal. Somit ist ein Lo-Freigabesignal berechtigt.
- Der Prozessor muß alle 0.1 msec eine Lo-Hi-Flanke liefern, damit das Monoflop im Hi-Zustand verbleibt. Die Berechnung der Impulsdauer des Monoflops erfolgt durch: $t_w = 0.45R_xC_x$; $R_x = 5 \text{ k}\Omega$. Die Überwachung verwendet ein Signal, daß durch den Timer 6 ein- und ausgeschaltet wird. Dieser Interrupt ist nach der Initialisierung immer vorhanden und hat immer dieselbe Periodendauer.
- Alle wichtigen Signale sind mit Pull-Up/Pull-Down-Widerständen versehen, um ein definiertes Signal bei Nichtvorhandensein zu erreichen.

Weitere Einzelheiten können dem Schaltplan im Anhang entnommen werden.

Kapitel 14

Elektromagnetische Verträglichkeit

In diesem Kapitel soll auf das Problem Elektromagnetische Verträglichkeit(EMV), den verschiedenen Koppelungsarten, den möglichen Störquellen und -senken und deren Minimierung eingegangen werden.

14.1 Einführung

Durch die immer komplexer werdenden Systeme und die Beeinflussung der Systeme untereinander ist die Gewährleistung der Elektromagnetischen Verträglichkeit in den letzten Jahren immer mehr in den Vordergrund gerückt. Der Begriff EMV ist in **DIN VDE 0870** wie folgt definiert:

Definition 14.1 *Elektromagnetische Verträglichkeit(EMV) ist die Fähigkeit einer Einrichtung oder eines Systems, in ihrer/seiner elektromagnetischen Umwelt zufriedenstellend zu funktionieren, ohne in dieser Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, unzulässig elektromagnetische Störgrößen zu verursachen.*

Somit ist der Begriff EMV unterteilt in:

- aktive Störaussendung in die Umgebung.
- Fähigkeit, elektromagnetische Störgrößen zu vertragen.

Der Begriff EMV ist daher nicht der Sicherheit zugeordnet. Es wird hier nicht eine Störgröße bestimmten Wertes, sondern die unzulässige Beeinflußbarkeit eines Systems festgelegt. Die Abb. 14.1 zeigt noch einmal die Wechselwirkung, die in einem System auftreten können.

Im weiteren soll nun auf die Störquellen, die Störsenken und die Koppelungen untereinander näher eingegangen und Wege zur Minimierung der Störungen aufgezeigt werden.

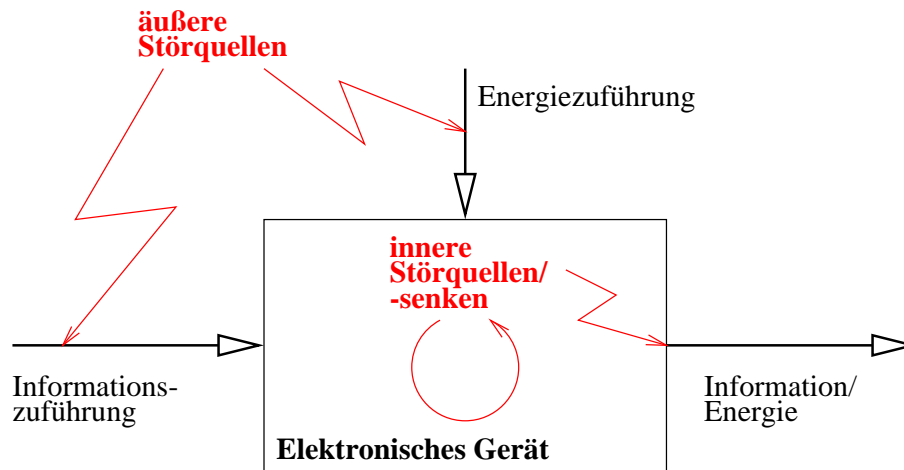


Abb. 14.1: Begriff Elektromagnetische Verträglichkeit

14.2 Koppelungsarten

Je nach Entfernung und des Übertragungsmediums werden die folgenden Koppelungsarten unterschieden:

- Galvanische Koppelung (Koppelung über Leitungen);
- Kapazitive Koppelung (Koppelung über das elektrische Feld);
- Induktive Koppelung (Koppelung über das magnetische Feld);
- Strahlungskoppelung (Koppelung über das elektromagnetische Feld).

Es sollen im weiteren diese Arten näher untersucht werden.

14.2.1 Galvanische Koppelung

Diese Art der Koppelung tritt auf, falls Störquelle und -senke eine gemeinsame Leitung besitzen, in der der Strom der Störquelle einen Spannungsabfall über die Koppelungsimpedanz erzeugt, welcher von der Senke als Störung wahrgenommen wird. Diese Art der Koppelung tritt zum Beispiel bei Masseleitungen oder Bezugspotential oder bei Stromversorgungsleitungen auf.

14.2.2 Kapazitive Koppelung

Die Kapazitive Koppelung tritt bei Leitern zwischen zwei Stromkreisen auf, die sich auf einem unterschiedlichen Potential befinden. Die Koppelungskapazität hängt stark vom Medium zwischen den Leitern ab. Zum Beispiel hat das Leiterplattenmaterial eine fünffach höhere Dielektizitätskonstante als Luft und weiterhin ist die sehr hohe Dielektizitätskonstante von Wasser, welches in Form von Feuchtigkeit auftritt, zu beachten.

Die Spannung der Störquelle ist die primäre Ursache der Störung. Die Störung wird bei dieser Koppelungsart parallel zum Nutzsignal eingespeist.

14.2.3 Induktive Koppelung

Die induktive Koppelung tritt zwischen stromdurchflossenen Leiterschleifen auf. Somit ist nur die Fläche ausschlaggebend, die von der Leiterschleife umschlungen wird.

Die primäre Ursache der Störung ist hier der Strom der Störquelle. Bei dieser Art der Koppelung wird das Störsignal seriell zum Nutzsignal eingespeist.

14.2.4 Strahlungskoppelung

Die Strahlungskoppelung ist maßgeblich beteiligt, falls Quelle und Senke in einem größeren Abstand zueinander liegen ($a > \lambda/10$). In diesem Fall sind die Koppelkapazitäten und -Induktivitäten vernachlässigbar klein und die Koppelung erfolgt als elektromagnetische Wellenübertragung im Raum.

14.3 Störquellen

Nach der Art der Koppelung können Spannungs- oder Stromstörquellen unterschieden werden:

- Spannungsstörquellen
 - Bereiche mit Spannungsänderungen, die über kapazitive Koppelung einwirken.
 - Erzeuger hoher Feldstärken.
- Stromstörquellen
 - Stromänderungen, deren Spannungsabfall galvanisch einkoppelt.
 - Stromänderungen, die ein elektrisches Feld erzeugen und dieses induktiv eingekoppelt wird.

Hohe Spannungen können zum Beispiel beim Abschalten von induktiven Lasten, Blitzeinschlägen oder der statischen Entladung des Menschen erfolgen. Stromänderungen kommen bei jeder Art von Schalten zustande, wie sie zum Beispiel bei Schaltnetzteilen auftreten.

14.4 Störsenken

Die Störungen können sich entweder auf die Bauelemente direkt, was zum Beispiel bei Blitzeinschlägen oder statischer Entladung der Fall ist, oder auf die Signale, die in analoge und digitale Signale unterteilbar sind, auswirken. Im folgenden soll nur der Einfluß auf die Signale beschrieben werden.

14.4.1 Wirkung auf analoge Signale

Das Verhalten der Störungen auf Analogsignale kann sehr unterschiedlich sein. Zum einen gibt es Analogsignale, die von der Elektronik ausgewertet werden und zur Regelung/Steuerung dienen oder Signale, welche vom Menschen aufgenommen werden (Sprache/Musik).

14.4.2 Wirkung auf digitale Signale

Bei den digitalen Signalen wird die Störfestigkeit maßgeblich durch die Logikfamilien und deren Logik-Pegel bestimmt. Dabei liegen die Ausgangspegel der Bausteine nicht an den Grenzen der logischen Schaltpegel, sondern innerhalb. Diese Spannungsdifferenzen stehen als Sicherheit zur Verfügung und werden als **Störspannungsabstände** bezeichnet.

Bemerkung 14.1 *Grundsätzlich gilt für beide Signalarten, je größer der Signal/Störsignalabstand ist, desto weniger macht sich eine Störung auf dem Nutzsignal bemerkbar.*

14.5 Unterdrückung der Störbeeinflussung und EMV-Schutz

Das Gebiet der Störunterdrückung ist sehr komplex und kann, was sich bei der einen Koppelungsart positiv aber bei der anderen Art der Koppelung negativ auswirkt, sehr widersprüchlich sein.

14.5.1 Leitungsführung

Die Leitungsführung ist von der Art der Signale abhängig und soll in:

- Die Leitungen des Bezugspotentials (Masse),
- Die Signalleitungen und
- Die Versorgungsleitungen zur Spannungsversorgung der Bauteile

eingeteilt werden. Grundsätzlich gilt für jede Koppelungsgegenmaßnahme:

Leitungen sind so kurz wie möglich zu halten.

Verlegung des Bezugspotentials

Das Bezugspotential spielt in der Betrachtung eine sehr wichtige Rolle, da sich eine Störung auf alle Signale auswirkt und keine indirekte Entstöurmaßnahme möglich ist. Da es sich bei dem Bezugspotential um die Rückleitung aller Signale handelt, ist hier hauptsächlich die galvanischen Koppelung zu beachten. Durch folgende Maßnahmen wurde die Koppelungsimpedanz erniedrigt:

- **kurze Leitungslängen**, die jede Art der Koppelung vermindert;
- **großer Leitungsquerschnitt**, der den ohmschen Anteil absenkt (Wirkung im niedrigen Frequenzbereich);
- **große Leitungsoberfläche**, die den Skineffekt erniedrigt (Wirkung im oberen Frequenzbereich);
- **kleine Stromschleifenfläche**, die die induktive Koppelung vermindert;
- eine sternförmige Anordnung der Potentiale verschiedener Geräte (Baugruppen), die in einem Bezugspunkt enden. Nachteilig dabei sind die langen Leitungswege und die verstärkt wirkenden anderen Koppelungsarten;

- **flächenhafte Ausführung der Bezugsmasse** auf einer doppelseitigen Leiterplatte (und auch der Betriebsspannung bei Multilayer-Leiterplatten) oder
- **Anordnung der Schaltungsmasse in Form eines Gitters** auf der Leiterplatte; Die Diagonalen der Maschen sollen dabei kleiner als $\lambda/20$ der Wellenlänge der höchsten auftretenden Signalfrequenz sein.
- Es ist bei der Verlegung auf die **Vermeidung von Erdschleifen** zu achten. Diese entstehen, falls das Bezugspotential zu einem Ring geschlossen ist. Durch die Schließung der Kreises kommt es zur Verschleppung der Störung auf die gesamte Schleife.

Verlegung der Signalleitungen

Bei der Verlegung der Signalleitungen wurde auf folgendes geachtet:

- Den Signalen muß ein **möglichst ungestörtes Bezugspotential** geboten werden.
- Zur Minimierung der induktiven Koppelung muß die gesamte **Stromschleife** einschließlich Bezugspotential eine **möglichst geringe Fläche** aufweisen.
- Zur Minimierung des Übersprechens (kapazitive Koppelung) soll eine **Parallelführung** der Signalleitungen **möglichst kurz und im großen Abstand** erfolgen.
- Erniedrigung des Übersprechens durch **Schirmleiterbahnen zwischen den Signalleitungen**, die Bezugspotential aufweisen.
- Zur Verringerung der Signalreflektion ist das **Anpassen des Ausgangswiderstandes an den Wellenwiderstand** vorzunehmen. Dies kann zum einen durch einen Serienwiderstand am Eingang des Senders oder durch Pull-Up/Pull-Down Widerstände an der Empfängerseite erfolgen.
- **Verdrillen des Hin- und Rückleiters** um eine induktive Koppelung durch gegenseitige Kompensation zu vermindern.

Verlegung der Versorgungsspannung

Ein Hauptgrund der Entstehung von Störspannungen auf den Versorgungsleitungen sind die Spannungsabfälle über den Leitungsimpedanzen bei abrupten Stromänderungen. Die Entstehung von Störspannungen wurde vermindert durch:

- **geeignete Leitungsführung** zur Verminderung von Leitungsimpedanzen;
- **Pufferung der Versorgungsspannung am Versorgungseingang** jeder Leiterplatte;
- **Pufferung der Versorgungsspannung am Verbraucherort** durch Abblock-Kondensatoren; Dies sollte so nah wie möglich an den Bauteilen erfolgen.

14.5.2 Schirmung

Die Schirmung ist eine der wichtigsten Maßnahmen zur Unterdrückung von elektrischen, magnetischen oder elektromagnetischen Koppelungen. Folgende Punkte wurden bei dieser Art der Unterdrückung beachtet:

- Der **Schirm** sollte **möglichst durchgängig** sein und keine Löcher für Angriffsflächen der Felder bieten.
- Der Schirm selbst und die Anbindung an Bezugspotential soll **möglichst niederohmig** sein.
- Die **Schirmanbindung gegen elektrische/elektromagnetische Koppelung erfolgt an Erdpotential!**
- Die **Schirmanbindung gegen magnetische Koppelung erfolgt an Bezugspotential!** Es muß eine geschlossene Stromschleife entstehen, um eine Schirmwirkung zu erreichen.
- Bei der Schirmanbindung darf **keine Erdschleife** entstehen.

14.5.3 Maßnahmen bei analogen Systemen

Folgende Gesichtspunkte wurden bei der Realisierung der analogen Systeme beachtet:

- **Signalverstärker** sollen so **nah wie möglich an die Meßwerterfassung** gebracht werden.
- Verarbeitung durch möglichst **hohe Nutzsignalamplituden**.
- **Umwandlung der analogen Signale in digitale Signale**, da diese unempfindlicher gegenüber Störungen sind.

14.5.4 Maßnahmen bei digitalen Systemen

Bei der Realisierung digitaler Schaltungen wurde auf folgendes geachtet:

- **Keine Vermischung von unterschiedlichen Logikfamilien**, was zu Inkompatibilitäten führen kann.
- **Unbenutzte Logikeingänge an Bezugs- oder Versorgungspotential legen**, um Störeinflüsse zu vermeiden.
- Realisierung einer **Fehlererkennung und/oder -korrektur**. Die einfachste Möglichkeit wäre die Paritätsprüfung zum Beispiel bei Speicherschaltkreisen.
- Die **Parallelführung von Signalen** sollte nicht über die **maximal erlaubte Länge der jeweiligen Logikfamilie** liegen.

Weitere Möglichkeiten zur Verminderung von Störbeeinflussung von analogen und digitalen Signalen kann in [durcansky] nachgelesen werden.

14.5.5 Filterung

Die Filterung ist die am häufigsten eingesetzte Maßnahme, um schon vorhandene Störungen auf einer Leitung zu vermindern. Voraussetzung dafür ist, daß Nutzsignal und Störsignalkomponenten nicht zusammenliegen und einen gewissen Abstand zueinander haben, da Filter einen endlichen Abfall aufweisen.

Da es sich hier um ein sehr komplexes Gebiet handelt, soll auf weiterführende Literatur, wie zum Beispiel [durcansky] oder [schwab] verwiesen werden.

Teil VI

Simulation und Praxis

Kapitel 15

SIMULINK-Modelle

Dieses Kapitel zeigt die verwendeten Modelle in Simulink und deren Resultate. Untersucht werden die Modelle des Tiefsetzstellers, des Hochsetzstellers und des Gesamtsystems mit und ohne Koppelung. Außerdem wird ein Vergleich zwischen dem Modell mit innerem Feedback und ohne gemacht.

15.1 Regelung des Tiefsetzstellers

15.1.1 Zweipunktregelung

Bei der Simulation wird ein Sollwert von 15 A und eine Hysterese von ± 8 A angenommen. Als Störgröße wird die Gegenspannung von 0 V auf 20 V nach einer Zeit von 0.05 sec geändert. Abb. 15.1 bis 15.3 zeigt das Verhalten des Systems.

Bemerkung 15.1 *Gut zu erkennen ist die Frequenzänderung der Signale nach dem Aufschalten der Störgröße.*

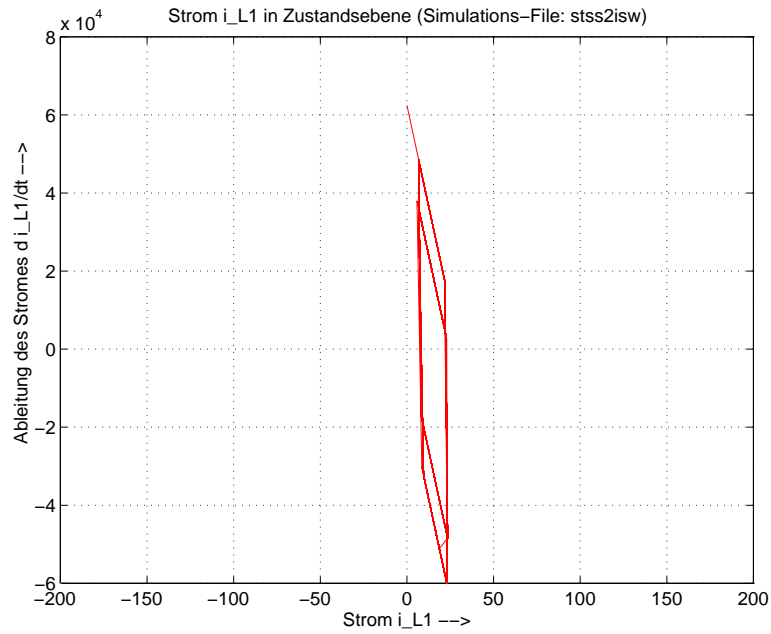


Abb. 15.1: Verhalten des Modells in der Zustandsebene

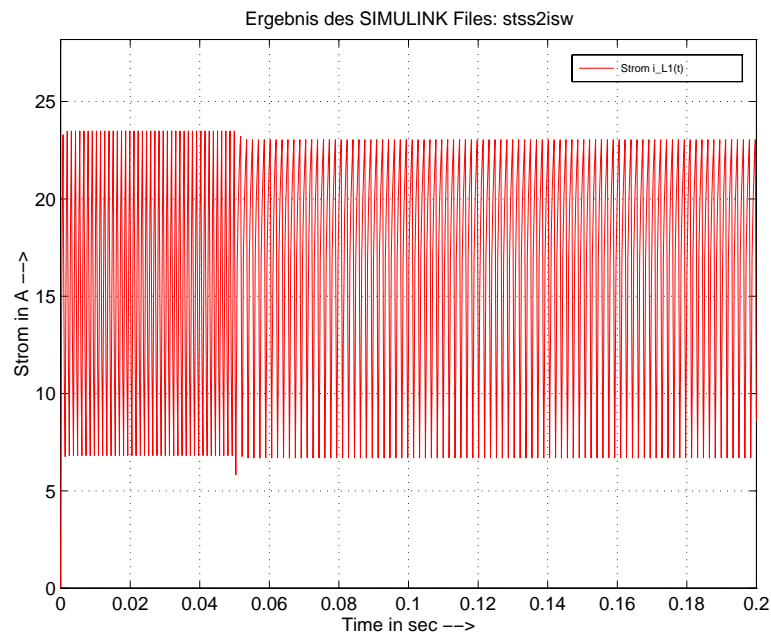


Abb. 15.2: Geregelter Strom mit 2-Punkt-Regler

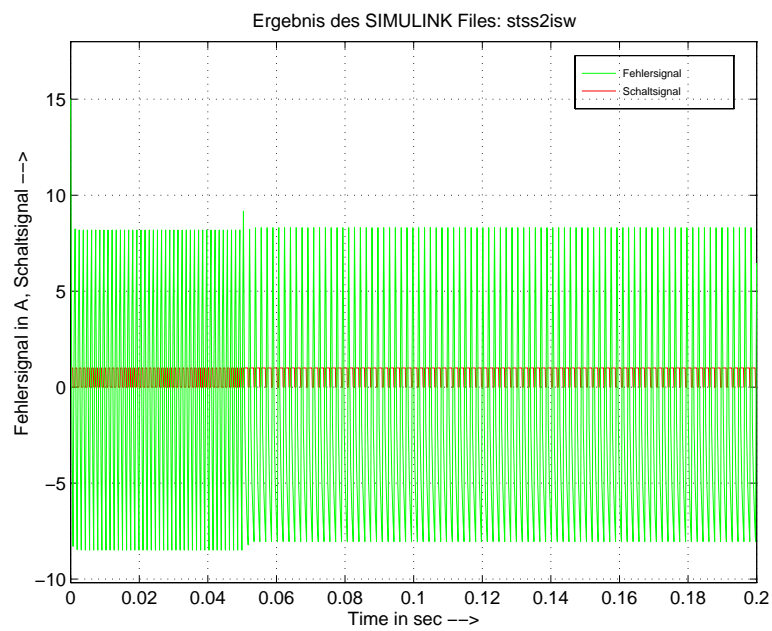
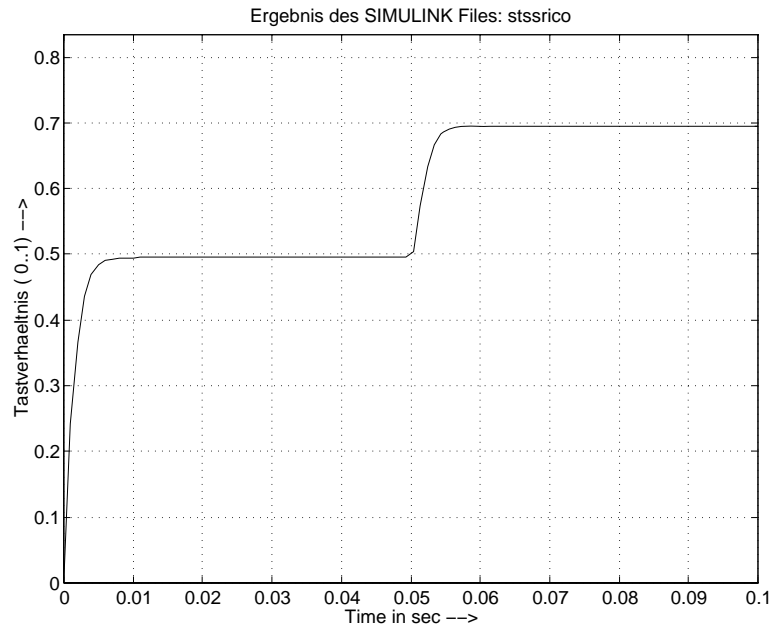


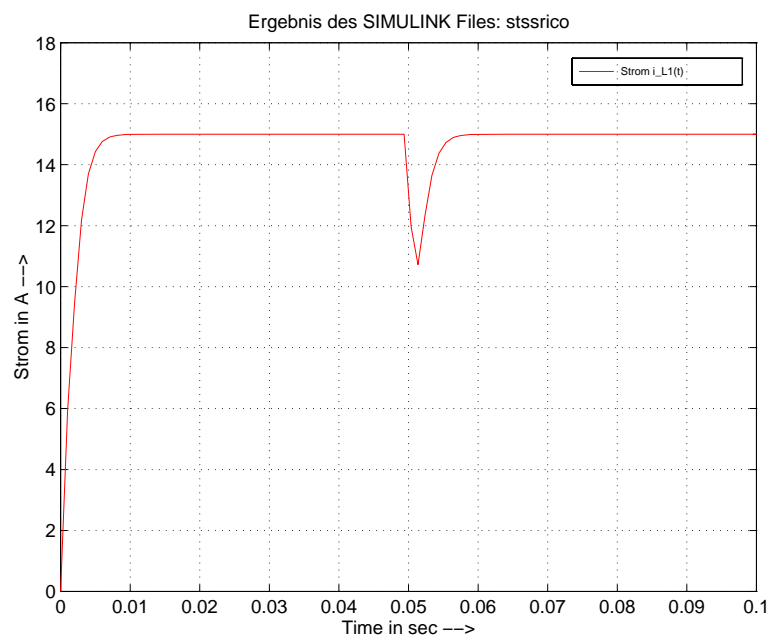
Abb. 15.3: Fehler- und Schaltsignal des 2-Punkt-Reglers

15.1.2 Regelung über das Tastverhältnis

Abb. 15.4: Tastverhältnis \ddot{u}_1 der TSS-Regelung

Es wird ein Sollwert von 15 A angenommen und der Integrator mit einem Wert von U_M/E_0 vorgespannt. Als Störgröße wird die Gegenspannung von 0 V auf 20 V nach einer Zeit von 0.05 sec geändert. Abb. 15.4 bis 15.5 zeigt das Verhalten des Systems.

Bemerkung 15.2 Um ein „Überlaufen“ des Integrators zu vermeiden, wird ein Limit-Integrator verwendet, der in den Grenzen von 0 bis 1 arbeitet.

Abb. 15.5: Der geregelte Strom i_{L1} der TSS-Regelung

15.2 Regelung des Hochsetzstellers

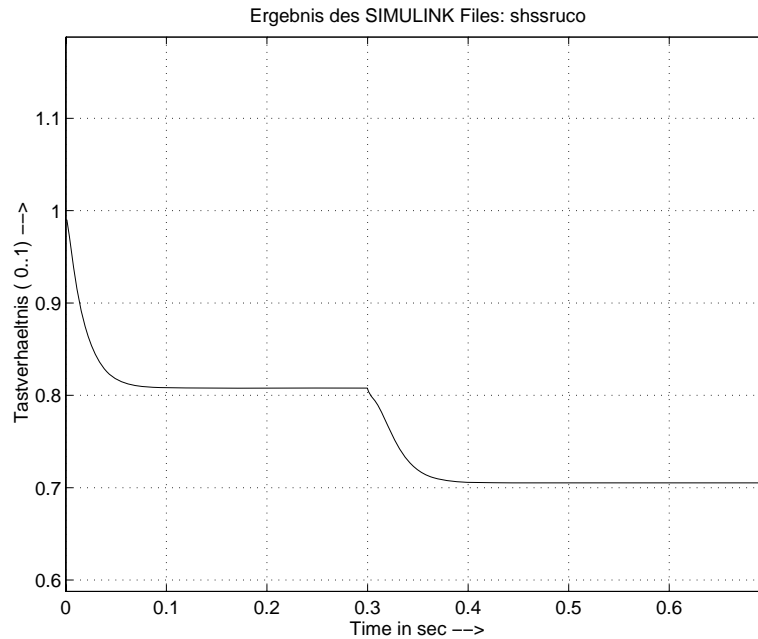


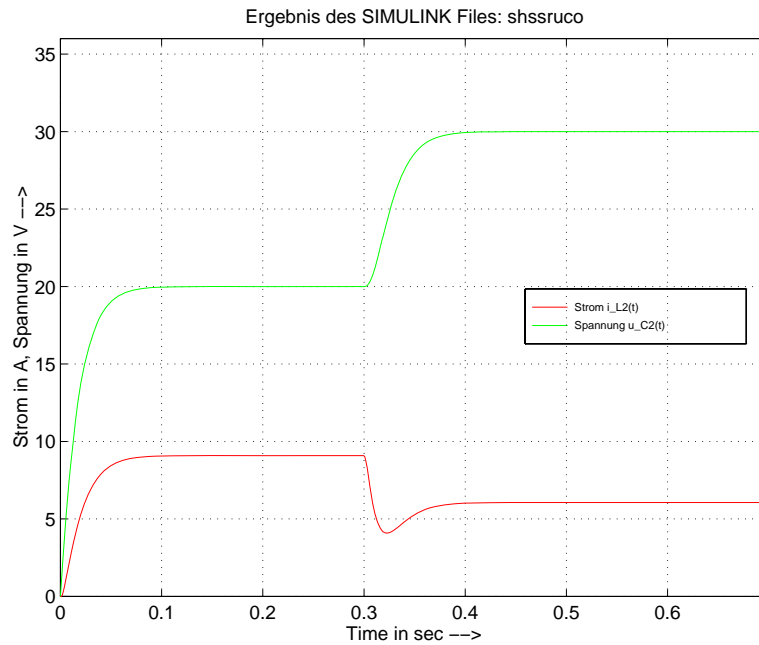
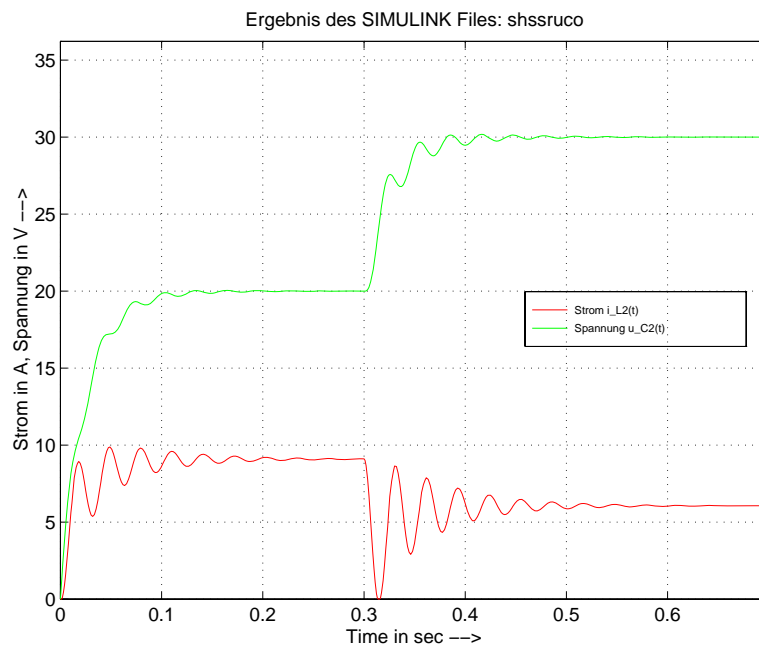
Abb. 15.6: Tastverhältnis \ddot{u}_2 der HSS-Regelung

Es wird ein Sollwert von 20 V angenommen und der Integrator mit einem Wert von 1 vorgespannt. Als Störgröße wird der Sollwert von 20 V auf 30 V nach einer Zeit von 0.3 sec geändert. Abb. 15.6 bis 15.7 zeigt das Verhalten des Systems. Abb. 15.8 zeigt das Verhalten bei abgeschalteter innerer Verstärkung mit einem deutlich schlechteren Verhalten als mit zugeschalteter Verstärkung.

Der angeschaltete Limit-Integrator arbeitet in einem Bereich von 0 bis $1 + I_{L2\max}k_i$, um eine „Totzeit“ bei einem längeren Überspringen zu vermeiden.

Bemerkung 15.3 Aus dem Vergleich der Abbildungen 15.7 und 15.8 wird klar, daß das System durch die Hilfsgrößenaufschaltung **nicht** „schneller gemacht“ wird. Vielmehr wird das ungünstige Schwingverhalten der Strecke vermindert.

Die Abbildungen 15.13 und 15.14 werden diesen Fall noch einmal für das Gesamtsystem behandeln.

Abb. 15.7: Strom i_{L1} und Spannung u_{C2} der HSS-RegelungAbb. 15.8: Strom i_{L1} und Spannung u_{C2} der HSS-Regelung ohne Hilfsgrößen-aufschaltung

15.3 Regelung des TSS-HSS-Systems

Bei diesem Modell wird ein Sollwert von 15 A und 20 V angenommen und der Integrator mit einem Wert von $[0 \ 1]^T$ vorgespannt. Als Störgröße wird der Sollwert $U_{C1 \text{ soll}}$ von 20 V auf 30 V nach einer Zeit von 0.4 sec und $I_{L1 \text{ soll}}$ von 15 A auf 20 A nach einer Zeit von 0.6 sec geändert. Die Koppelmatrix wird mit folgenden Werten initialisiert:

nicht entkoppelt:

$$\begin{aligned} k_i &= -0.006 \\ k_I &= 1 \\ \mathbf{K}_I &= \begin{bmatrix} 15 & 0 \\ 0 & -0.4 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

entkoppelt:

$$\begin{aligned} k_i &= -0.006 \\ k_I &= 33 \\ \mathbf{K}_I &= \begin{bmatrix} 0.033 & 0.01 \\ 0.0009 & -0.01 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

15.3.1 Nicht-entkoppeltes Regelungssystem

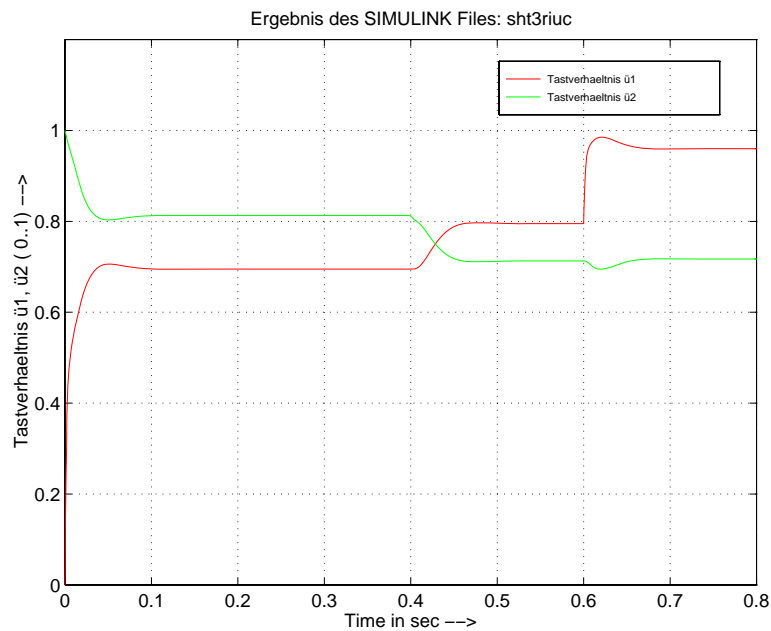


Abb. 15.9: Tastverhältnisse \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 des nicht-entkoppelten Regelungssystems

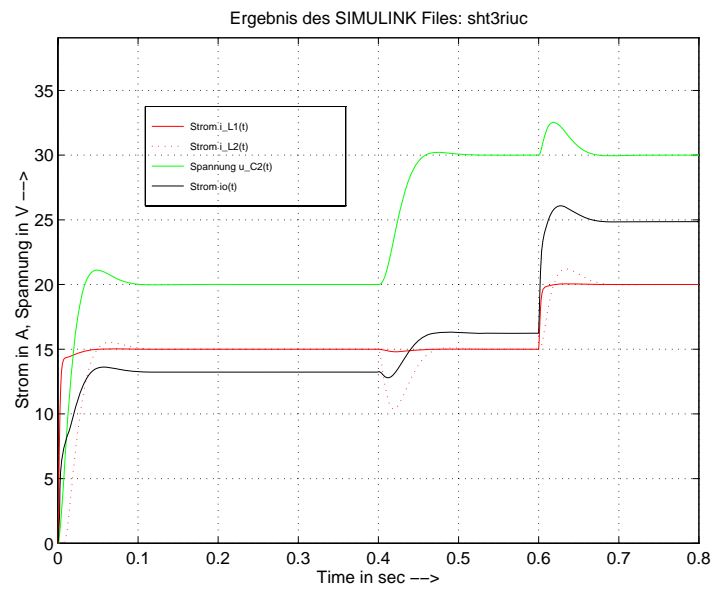
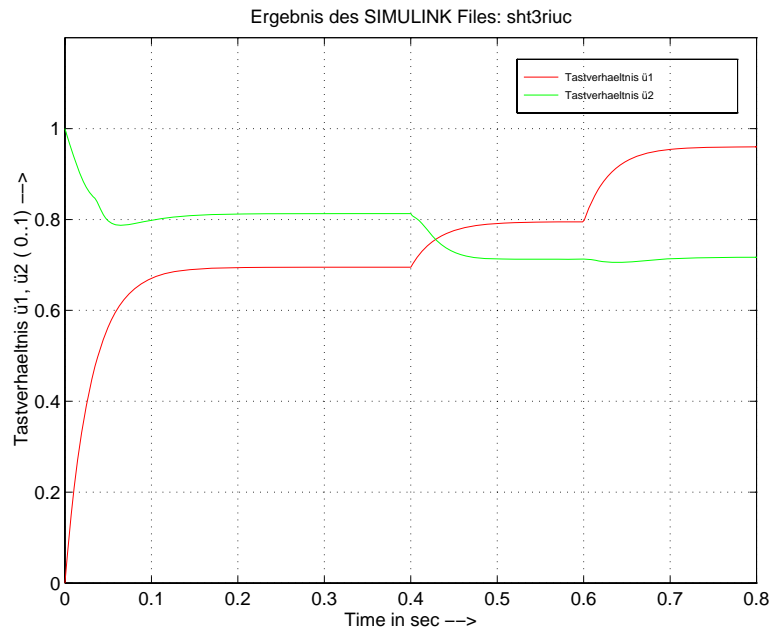


Abb. 15.10: Ströme i_0 , i_{L1} , i_{L2} und Spannung u_{C2} des nicht-entkoppelten Regelungssystems

15.3.2 Entkoppeltes Regelungssystem

Abb. 15.11: Tastverhältnisse \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 des entkoppelten Regelungssystems

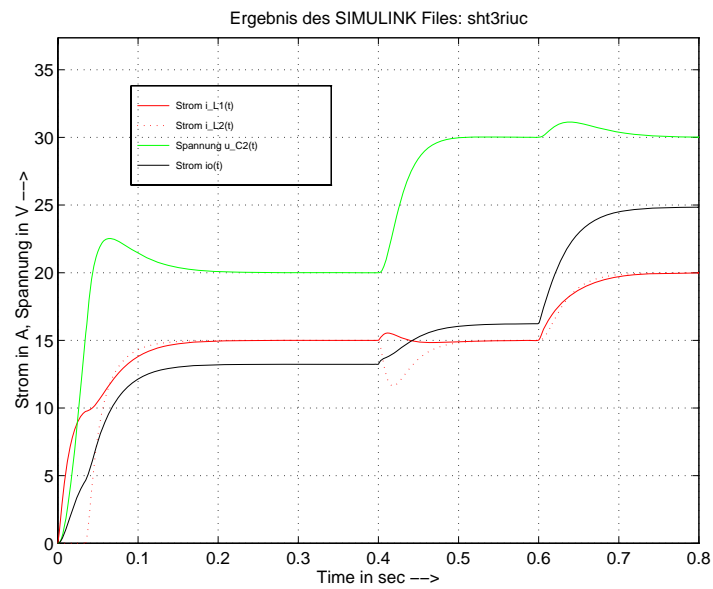


Abb. 15.12: Ströme i_0 , i_{L1} , i_{L2} und Spannung u_{C2} des entkoppelten Regelsystems

15.3.3 Entkoppeltes Regelungssystem ohne innere Verstärkung

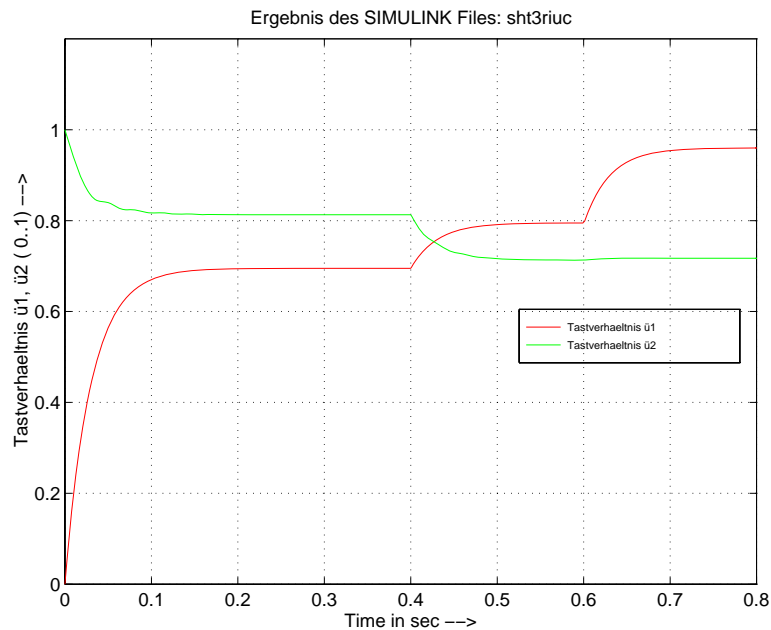


Abb. 15.13: Tastverhältnisse \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 des entkoppelten Regelungssystems ohne innere Verstärkung

Bemerkung 15.4 Wie schon aus den vorigen Kapiteln klar wurde, wird das System durch die Hilfsgrößenaufschaltung **nicht** schneller. Das Schwingverhalten wird nicht durch die I-Regelung unterdrückt, da diese viel zu träge dafür ist.

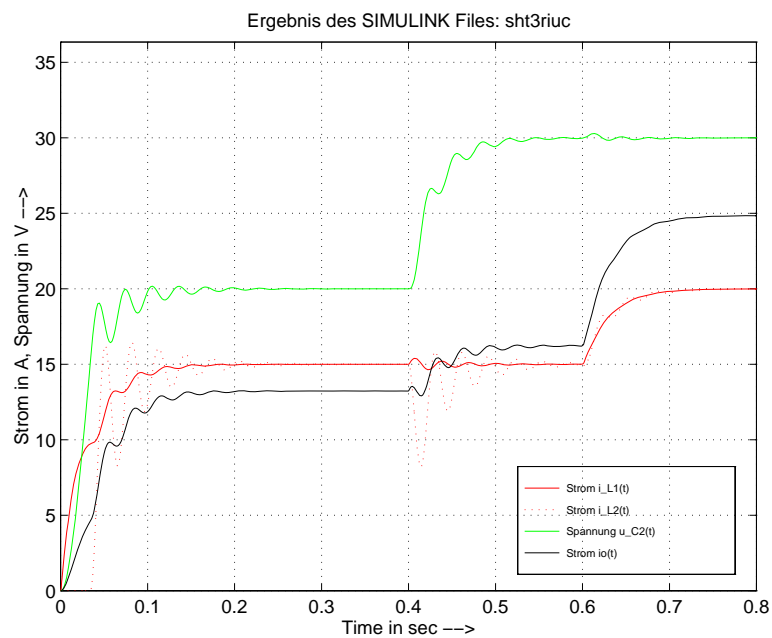


Abb. 15.14: Ströme i_0 , i_{L1} , i_{L2} und Spannung u_{C2} des entkoppelten Regelungssystems ohne innere Verstärkung

Kapitel 16

SIMPLORER-Modelle

Dieses Kapitel zeigt die Modelle in SIMPLORER und deren Resultate. Untersucht werden noch einmal das Gesamtmodell des Systems mit den zwei Regelstrategien des Stromreglers, dem Zweipunktregler und der Regelung über das Tastverhältnis, mit eingeschalteter Spannungsregelung.

16.1 Gesamtmodell mit Strom-Zweipunkt- und Spannungsregelung

Bei der Simulation wird ein Stromsollwert von 15 A und ein Spannungssollwert von 20 V angenommen. Die Hysterese liegt bei ± 5 A. Die Spannungsregelung hat, wie in dem Theorieteil ermittelt, eine innere Verstärkung von $k_i = 0.006$ und eine äußere von $k_I = -0.4$. Nach einer Zeit von 0.2 sec wird der Spannungssollwert auf 30 V erhöht und nach einer Zeit von 0.3 sec Stromsollwert auf 10 A abgesenkt. Die Abbildungen 16.1 und 16.2 zeigen das Verhalten der Regelung.

Bemerkung 16.1 *Die Simulation zeigt, daß eine Strom-Zweipunktregelung möglich ist und sich die Teilsysteme untereinander nur wenig beeinflussen, da die Zeitkonstanten der DC/DC-Wandler weit auseinander liegen und eine schwache Koppelung vorherrscht.*

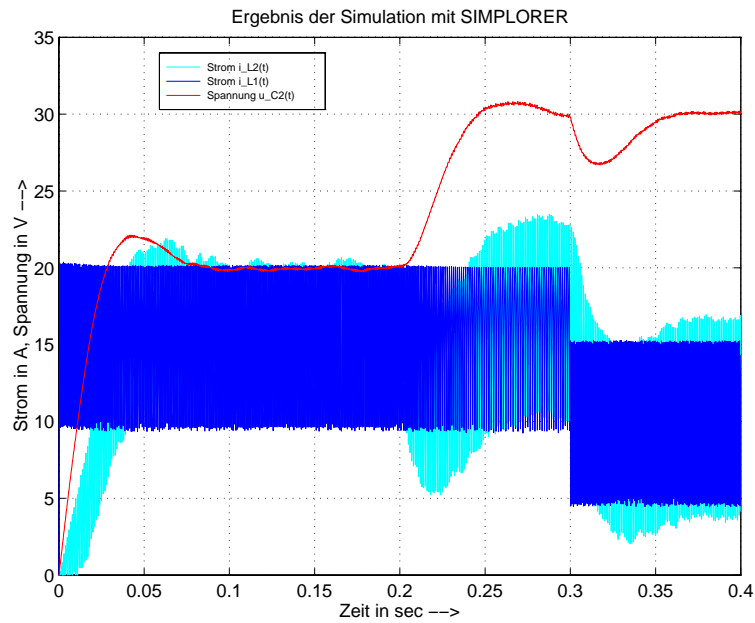


Abb. 16.1: Ströme i_{L1} , i_{L2} und Spannung u_{C2} der Strom-Zweipunkt- und Spannungsregelung

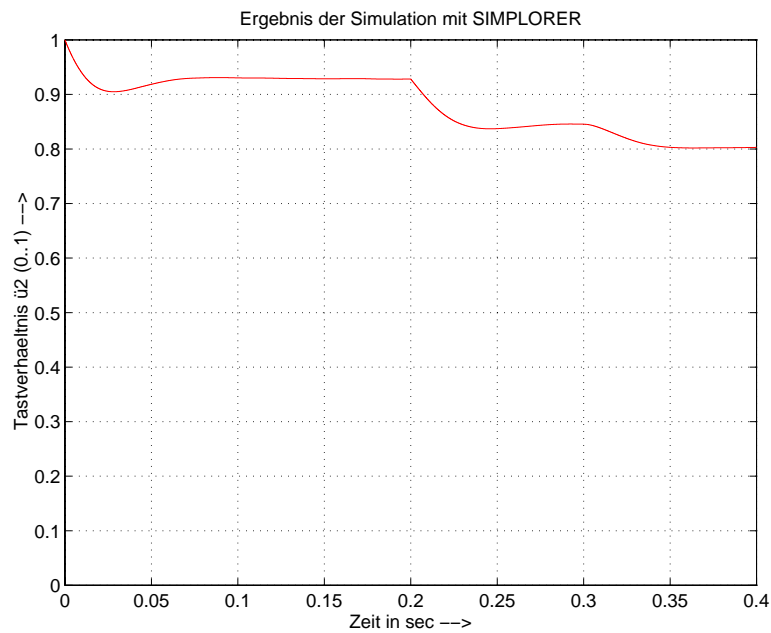


Abb. 16.2: Tastverhältnis \ddot{u}_2 der Spannungsregelung

16.2 Gesamtmodell mit Strom- und Spannungsregelung

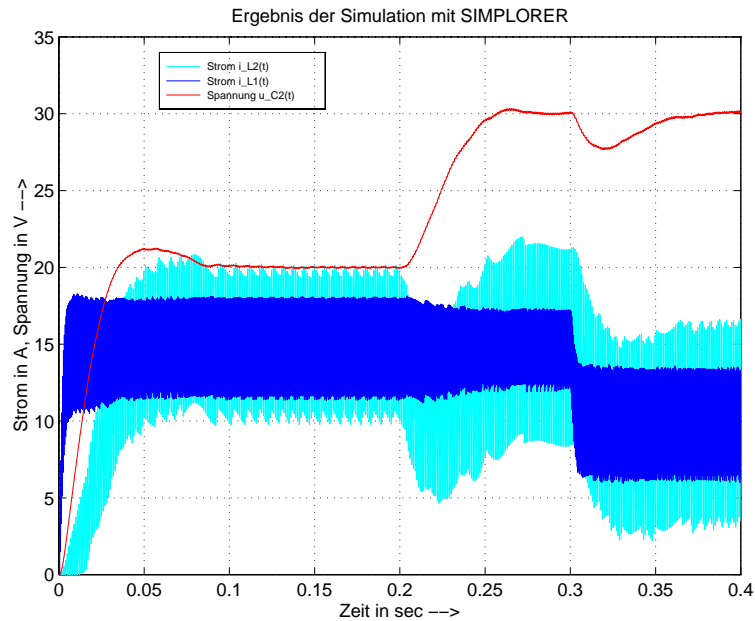
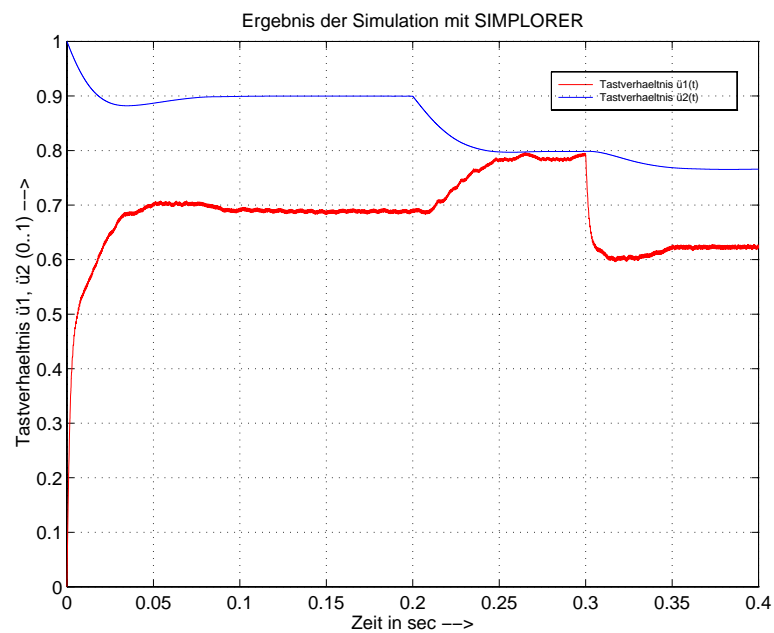


Abb. 16.3: Ströme i_{L1} , i_{L2} und die Spannung u_{C2} der Strom- und Spannungsregelung

Es wird bei diesem Modell die folgende Einstellung verwendet:

$$\begin{aligned} k_i &= -0.006 \\ k_I &= 1 \\ \mathbf{K}_I &= \begin{bmatrix} 15 & 0 \\ 0 & -0.4 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Bei der Simulation wird ein Stromsollwert von 15 A und ein Spannungssollwert von 20 V angenommen. Nach einer Zeit von 0.2 sec wird der Spannungssollwert auf 30 V erhöht und nach einer Zeit von 0.3 sec der Stromsollwert auf 10 A abgesenkt. Die Abbildungen 16.3 und 16.4 zeigen das Verhalten der Regelung.

Abb. 16.4: Tastverhältnisse \ddot{u}_1 und \ddot{u}_2 der Strom- und Spannungsregelung

Kapitel 17

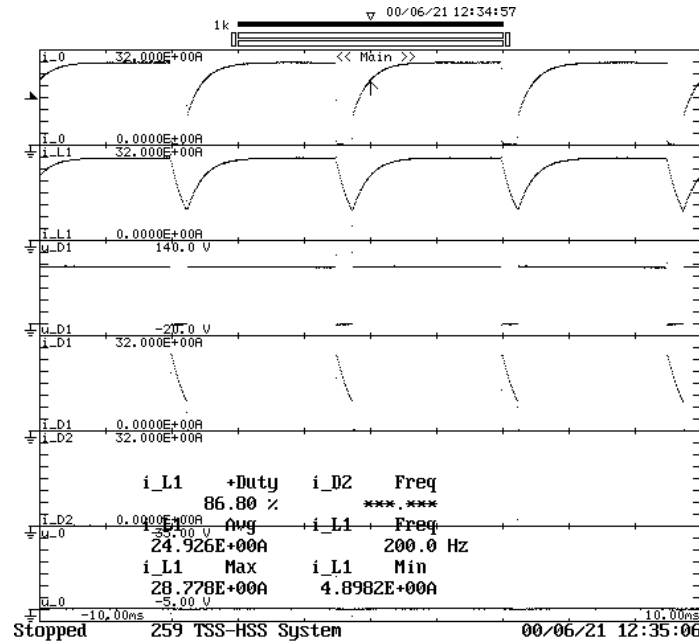
Praktischer Versuch Tiefsetzsteller mit Mikrocontroller

Dieses Kapitel behandelt den praktischen Versuch Tiefsetzsteller/Hochsetzsteller. Es werden einige Resultate gezeigt und auf die Grenzen des Versuchs mit Mikrocontroller hingewiesen.

17.1 Überblick

Folgende Messungen können gemäß Aufgabenstellung an dem System Hochsetzsteller-Tiefsetzsteller durchgeführt werden:

- Die Aufnahme von **Zeitfunktionen** in Abhängigkeit vom Tastverhältnis \ddot{u} und der Gegenspannung U_{C2} .
- Die Ermittlung der **Steuerkennlinie** und **Belastungskennlinie** des Tiefsetzstellers.
- Die Ermittlung der **Welligkeit** der Ausgangsspannung des TSS.
- Die **Belastung** der Ventile des Tiefsetzstellers.
- Die **umgesetzten Leistungen** des TSS und den daraus berechenbaren **Wirkungsgrad** und **Umrichtgrad** des TSS.
- Die Ermittlung des **Spektrums** der Ausgangsspannung des TSS.
- Die **Wirkungsweise** einer *digitalen* Zweipunktregelung und der *digitalen* Regelung über das Tastverhältnis.
- Die Ermittlung der **Steuerkennlinie** des Hochsetzstellers.

Abb. 17.1: Ströme und Spannungen des TSS bei $U_{C2} = 0$ V, $\ddot{u} = 0.9$

17.2 Aufnahmen der Ströme und Spannungen als Funktion der Zeit

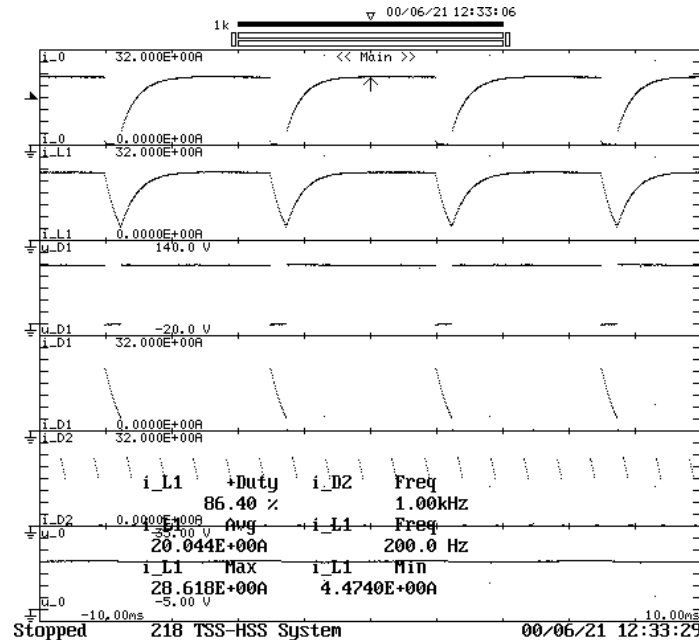
Die Abbildungen 17.1 und 17.2 zeigen die Zeitverläufe der Ströme $i_0(t)$, $i_{L1}(t)$, $i_{D1}(t)$ und Spannungen $u_{D1}(t)$, $u_{C2}(t)$ des Tiefsetzstellers sowie den eingepprägten Strom $i_{D2}(t)$ des Hochsetzstellers in den Tiefsetzsteller. Die Messung wird mit folgenden Werten durchgeführt:

$$\begin{aligned}
 \text{gegeben: } U_{C1} &= 100 \text{ V} \\
 U_{C2 \text{ soll}} &= 0 \text{ V}, 20 \text{ V} \\
 f_{\text{TSS}} &= 200 \text{ Hz} \\
 f_{\text{HSS}} &= 1000 \text{ Hz} \\
 \ddot{u} &= 0.9
 \end{aligned}$$

Bemerkung 17.1 Die Gegenspannung von 0 V wird durch das Kurzschließen des Kondensators C_2 erreicht. Das Kurzschließen im laufenden Betrieb ist möglich, wenn zuvor der Sollwert der Gegenspannung U_{C2} auf den kleinstmöglichen Wert geregelt wird.

17.3 Kennlinien

Die Aufnahme der Steuer- und Belastungskennlinie erfordern die Veränderung der Lastparameter R_{L1} , L_1 oder U_{C2} . Da die beiden ersten Parameter „fest

Abb. 17.2: Ströme und Spannungen des TSS bei $U_{C2} = 20 \text{ V}$, $\ddot{u} = 0.9$

sind“, wird die Gegenspannung U_{C2} verändert, um eine Laständerung zu erreichen. **Voraussetzung hierfür ist das Fahren des Systems im nichtlückenden Betrieb!** Als PWM-Frequenz wurde 2000 Hz gewählt, um die Schwankungsbreite möglichst klein zu halten und somit einen niedrigeren Strom wählen zu können, welcher kein Lücken verursacht.

17.3.1 Aufnahme der Steuerkennlinie

Die Aufnahme der Steuerkennlinie erfolgt bei unterschiedlichen Tastverhältnissen mit einem konstant zu haltendem Ausgangsstrom I_{L1a} . Um die Voraussetzung des Nichtlückens des Stromes zu erfüllen, ist dieser mit 5 A angesetzt. Ein Stromfluß gegen Null ist nicht möglich, da immer ein Stromfluß im Einschaltzustand T_{ein} existiert, solange $U_{C1} > U_{C2}$ ist. Das Ergebnis der Messung zeigt Abb. 17.3.

gegeben:

Voraussetzung: nichtlückender Betrieb!

$$U_{C1} = 100 \text{ V}$$

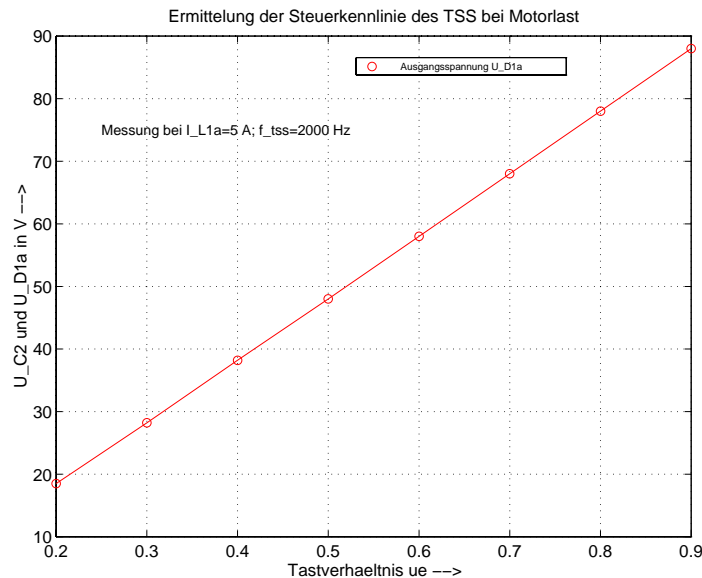
$$f_{\text{TSS}} = 2000 \text{ Hz}$$

$$f_{\text{HSS}} = 1000 \text{ Hz}$$

$$I_{L1a} \approx 5 \text{ A} = \text{const}$$

$$\ddot{u}, U_{C2\text{soll}} \rightarrow \text{Parameter}$$

Gemessene Werte:

Abb. 17.3: Steuerkennlinie des TSS bei $I_{L1a} \approx 5$ A

| \ddot{u} | U_{C_2} | U_{D1a} |
|------------|-----------|-----------|
| 0.1 | — | — |
| 0.2 | 1.5 V | 18.5 V |
| 0.3 | 11.5 V | 28.2 V |
| 0.4 | 21.5 V | 38.2 V |
| 0.5 | 31.0 V | 48.0 V |
| 0.6 | 41.0 V | 58 V |
| 0.7 | 51.0 V | 68 V |
| 0.8 | 61.0 V | 78 V |
| 0.9 | 71.0 V | 88 V |

17.3.2 Aufnahme der Belastungskennlinie

Die Aufnahme der Belastungskennlinie erfolgt bei einem konstanten Tastverhältnis. Es ist das Tastverhältnis $\ddot{u} = 0.9$ gewählt, um das Problem des lückenden Betriebes minimal zu halten und einen möglichst hohen Ausgangsstrom zu erhalten. Als Lastparameter zur Veränderung des Stromes dient die Gegenspannung U_{C2} . Das Ergebnis der Messung zeigt Abb. 17.4.

gegeben:

Voraussetzung: nichtlückender Betrieb!

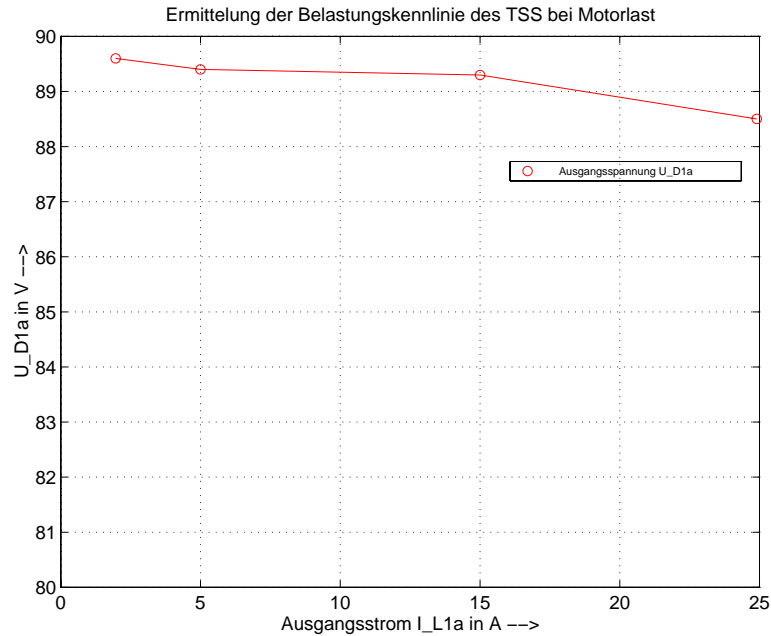
$$U_{C1} = 100 \text{ V}$$

$$f_{\text{TSS}} = 2000 \text{ Hz}$$

$$f_{\text{HSS}} = 1000 \text{ Hz}$$

$$\ddot{u} = 0.9$$

$$U_{C2 \text{ soll}} \rightarrow \text{Parameter}$$

Abb. 17.4: Belastungskennlinie des TSS bei $\ddot{u} = 0.9$

Gemessene Werte:

| I_{L1a} | U_{C2} | U_{D1a} |
|-----------|----------|-----------|
| 1.96 A | 83 V | 89.6 V |
| 5.0 A | 72.0 V | 89.4 V |
| 15.0 A | 36.5 V | 89.3 V |
| 24.9 A | 0 V | 88.5 V |

17.4 Welligkeit der Ausgangsspannung

Die Welligkeit der Spannung ist definiert als Quotient aus dem Effektivwert der Brummspannung und dem arithmetischen Mittelwert der Ausgangsspannung:

$$w_{U_{D1}} = \frac{U_{D1e} - U_{D1a}}{U_{D1a}} = \frac{\tilde{U}_{D1e}}{U_{D1a}}$$

$$w_{U_{D1}} = \frac{\sqrt{\ddot{u}'\ddot{u}} + \sqrt{\ddot{u}\ddot{u}'}}{\ddot{u}}; \quad U_{C2} = 0$$

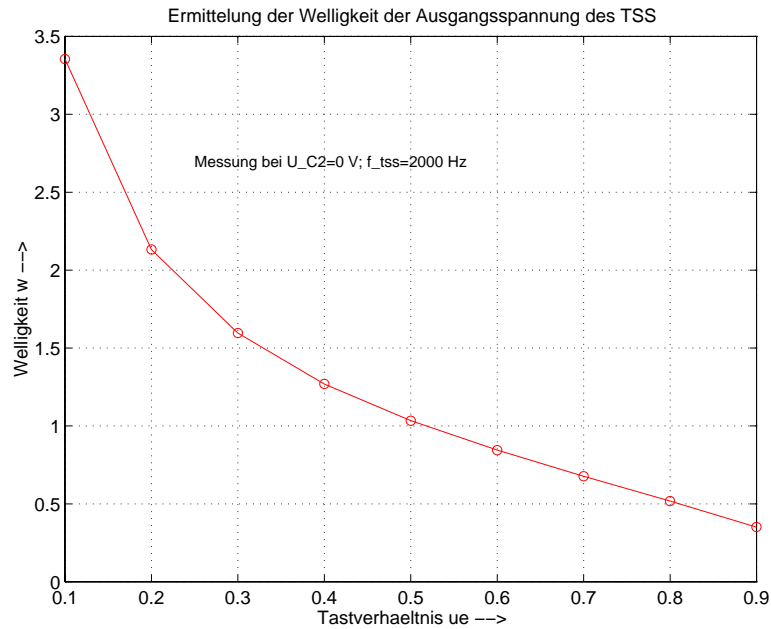
Das Ergebnis der Messung zeigt Abb. 17.5.

gegeben:

Voraussetzung: nichtlückender Betrieb!

$$U_{C1} = 100 \text{ V}$$

$$U_{C2} = 0 \text{ V}$$

Abb. 17.5: Welligkeit der Ausgangsspannung U_{D1}

$$\begin{aligned}
 f_{TSS} &= 2000\text{ Hz} \\
 f_{HSS} &= 1000\text{ Hz} \\
 \ddot{u} &\rightarrow \text{Parameter}
 \end{aligned}$$

Gemessene Werte:

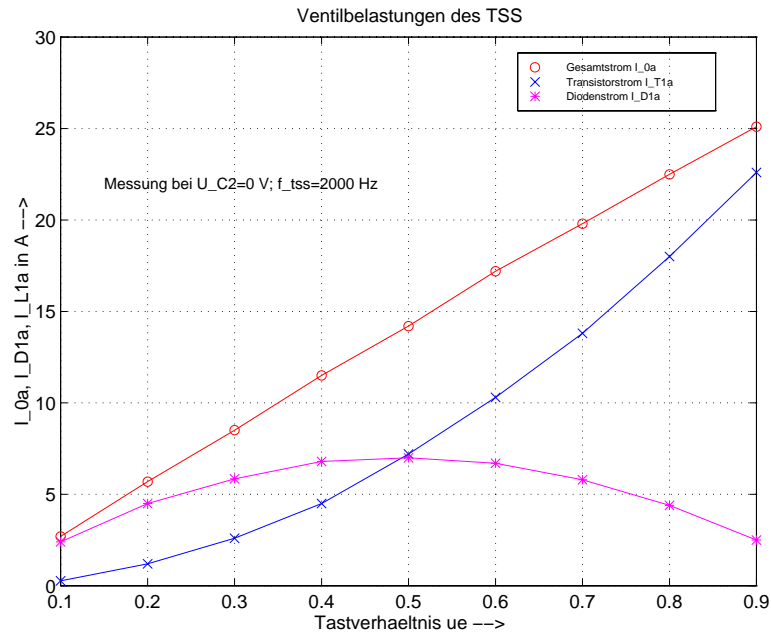
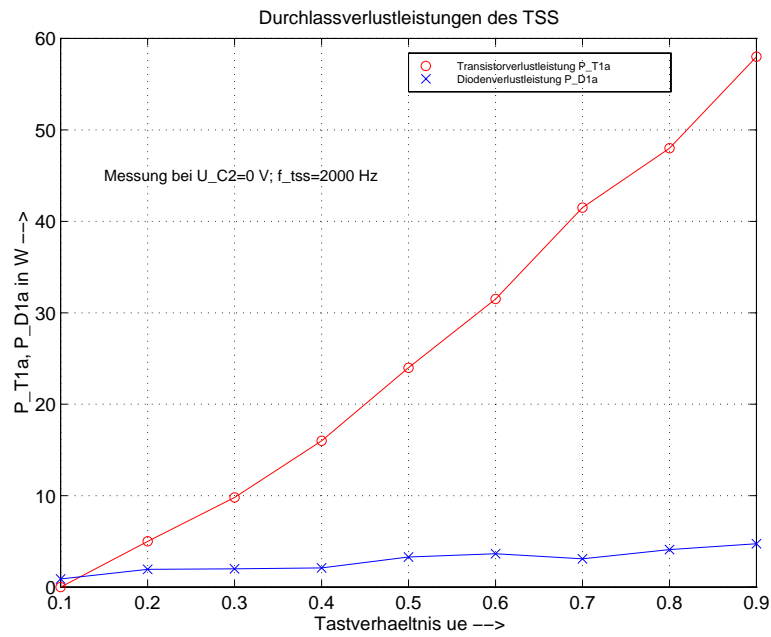
| \ddot{u} | U_{D1a} | \tilde{U}_{D1e} |
|------------|-----------|-------------------|
| 0.1 | 9.0 V | 30.2 V |
| 0.2 | 19.0 V | 40.5 V |
| 0.3 | 29.0 V | 46.3 V |
| 0.4 | 39.0 V | 49.5 V |
| 0.5 | 49.0 V | 50.7 V |
| 0.6 | 58.8 V | 49.7 V |
| 0.7 | 68.8 V | 46.6 V |
| 0.8 | 78.8 V | 40.8 V |
| 0.9 | 88.5 V | 31.0 V |

17.5 Ventilbelastung und Durchlaßverlustleistung

gegeben:

Voraussetzung: nichtlückender Betrieb!

$$\begin{aligned}
 U_{C1} &= 100\text{ V} \\
 U_{C2\text{ soll}} &= 0\text{ V}
 \end{aligned}$$

Abb. 17.6: Belastung der Ventile des TSS bei $U_{C2} = 0$ VAbb. 17.7: Durchlaßverlustleistungen der Ventile des TSS bei $U_{C2} = 0$ V

$$\begin{aligned} f_{\text{TSS}} &= 2000 \text{ Hz} \\ f_{\text{HSS}} &= 1000 \text{ Hz} \\ \ddot{u} &\rightarrow \text{Parameter} \end{aligned}$$

| \ddot{u} | I_{L1a} | I_{0a} | I_{D1a} | $P_{T1a} = (i_0 u_{T1})_a$ | $P_{D1a} = (i_{D1} u_{D1})_a$ |
|------------|-----------|----------|-----------|----------------------------|-------------------------------|
| 0.1 | 2.7 A | 0.270 A | 2.4 A | 0 W | 0.9 W |
| 0.2 | 5.7 A | 1.2 A | 4.5 A | 5 W | 1.95 W |
| 0.3 | 8.5 A | 2.6 A | 5.85 A | 9.8 W | 2.0 W |
| 0.4 | 11.5 A | 4.5 A | 6.8 A | 16 W | 2.1 W |
| 0.5 | 14.2 A | 7.2 A | 7.0 A | 24.0 W | 3.3 W |
| 0.6 | 17.2 A | 10.3 A | 6.7 A | 31.5 W | 3.65 W |
| 0.7 | 19.8 A | 13.8 A | 5.8 A | 41.5 W | 3.1 W |
| 0.8 | 22.5 A | 18 A | 4.4 A | 48 W | 4.1 W |
| 0.9 | 25.1 A | 22.6 A | 2.5 A | 58 W | 4.75 W |

17.6 Bestimmung des Spektrums und der Leistungen der Ausgangsspannung des TSS

Bei diesem Versuch sollen alle Leistungen des Tiefsetzstellers in Abhängigkeit vom Tastverhältnis bestimmt werden. Aus diesen sollen der Wirkungsgrad und der Umrichtgrad berechnet werden. Weiterhin soll das Spektrum der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Tastverhältnis bestimmt werden.

Folgende Einstellungen werden für die Steuerung des TSS vorgenommen:

gegeben:

Voraussetzung: nichtlückender Betrieb!

$$\begin{aligned} U_{C1} &= 100 \text{ V} \\ U_{C2 \text{ soll}} &= 0 \text{ V} \\ f_{\text{TSS}} &= 200 \text{ Hz} \\ f_{\text{HSS}} &= 1000 \text{ Hz} \\ \ddot{u} &\rightarrow \text{Parameter} \end{aligned}$$

17.6.1 Bestimmung der Leistungen

Folgende Leistungswerte des TSS werden bei den verschiedenen Tastverhältnissen gemessen:

| \ddot{u} | I_{L1a} | U_{D1a} | $P_{da} = I_{L1a} U_{D1a}$ | $P_{zu} = (i_0 u_0)_a$ | $P_{ab} = (u_{D1} i_{L1})_a$ |
|------------|-----------|-----------|----------------------------|------------------------|------------------------------|
| 0.1 | 2.84 A | 9.5 V | 26.98 W | 115 W | 106.75 W |
| 0.2 | 5.77 A | 19.45 V | 112.23 W | 346.75 W | 332.5 W |
| 0.3 | 8.65 A | 29.2 V | 252.58 W | 610.75 W | 590.25 W |
| 0.4 | 11.63 A | 39.15 V | 455.31 W | 896 W | 869.5 W |
| 0.5 | 14.55 A | 49.08 V | 714.11 W | 1193.0 W | 1161.0 W |
| 0.6 | 17.34 A | 58.66 V | 1017.16 W | 1470.8 W | 1432.5 W |
| 0.7 | 20.26 A | 68.73 V | 1392.47 W | 1773.5 W | 1729.5 W |
| 0.8 | 23.23 A | 78.53 V | 1824.25 W | 2084.0 W | 2034.3 W |
| 0.9 | 25.87 A | 88.4 V | 2286.91 W | 2421.0 W | 2364.8 W |

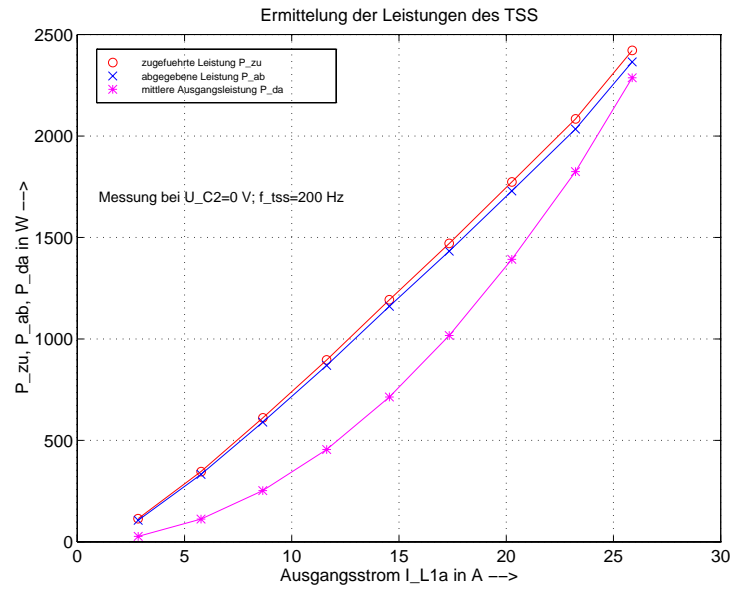


Abb. 17.8: Leistungen P_{ab} , P_{auf} und P_{da} in Abhängigkeit von I_{L1a}

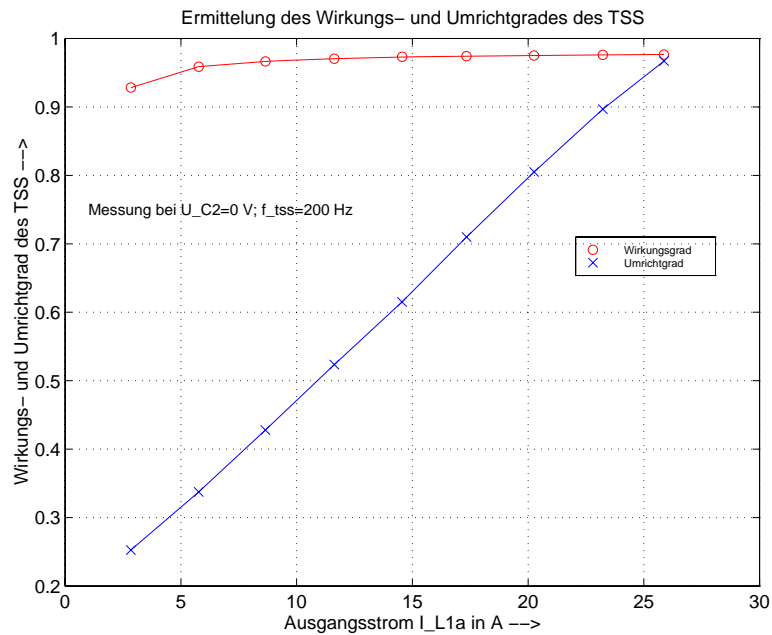


Abb. 17.9: Umrichtgrad und Wirkungsgrad in Abhängigkeit von I_{L1a}

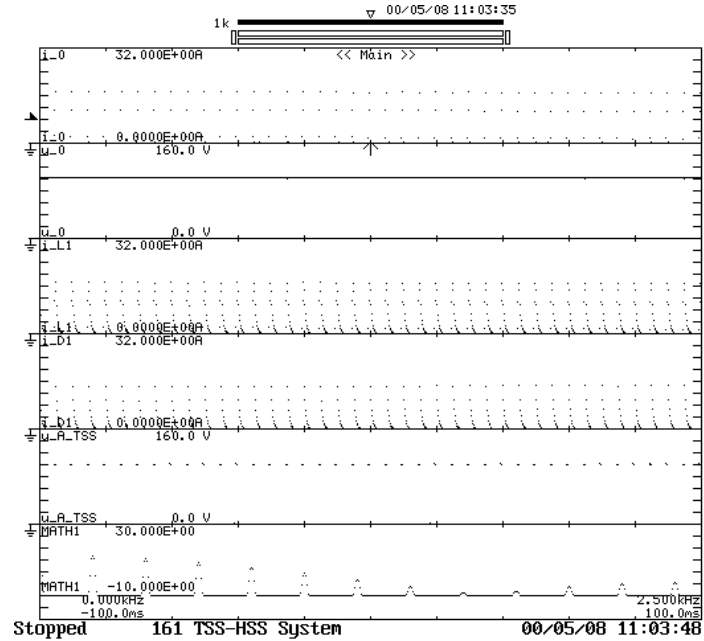


Abb. 17.10: Gemessenes Spektrum der Ausgangsspannung U_{D1} bei $\ddot{u} = 0.1$

Den ermittelten Zusammenhang des Umrichtgrades ($= \frac{P_{La}}{P_{ab}}$) und Wirkungsgrades ($\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}}$) in Abhängigkeit von dem arithmetischem Mittelwert der Ausgangsspannung I_{L1a} zeigt Abb. 17.8.

17.6.2 Ermittlung des Spektrums der Ausgangsspannung U_{D1} des TSS

Es ergeben sich folgende Werte für das Spektrum der Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers:

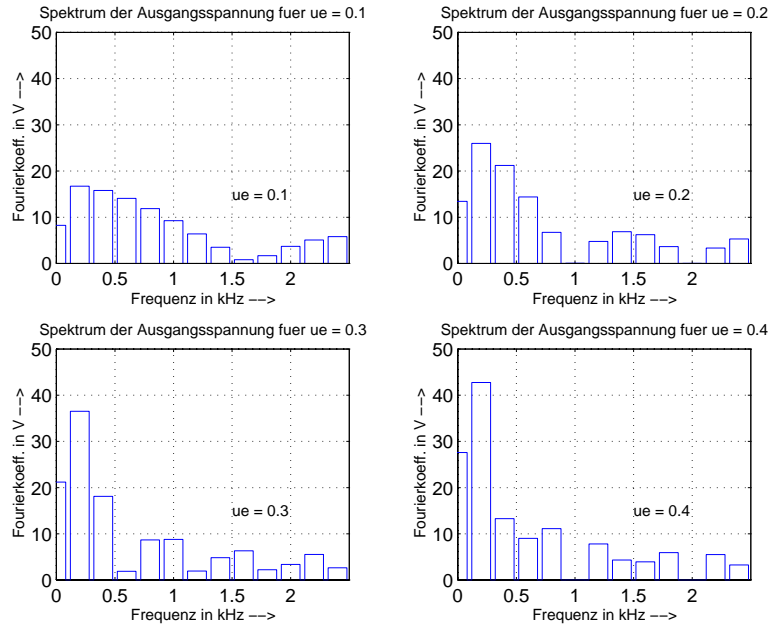


Abb. 17.11: Spektrum der Ausgangsspannung U_{D1} bei den Tastverhältnissen $\ddot{u} = 0.1 \dots 0.4$

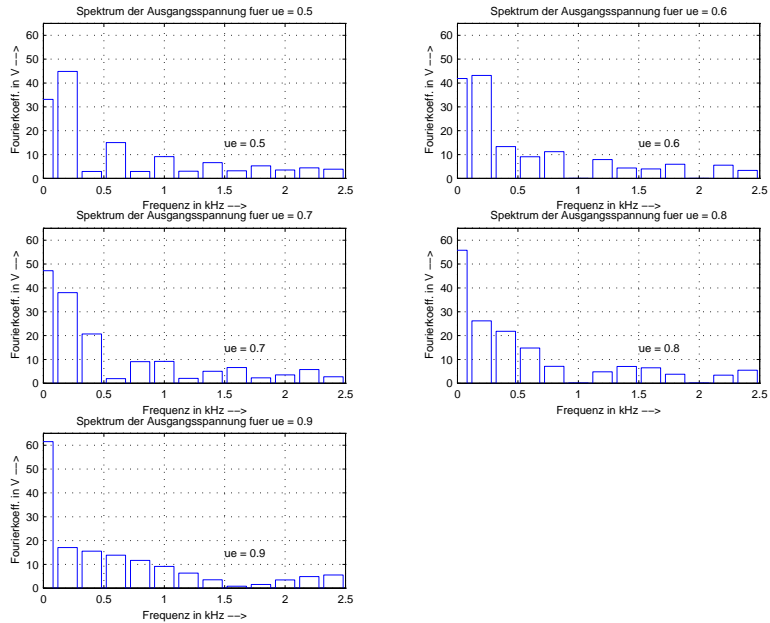


Abb. 17.12: Spektrum der Ausgangsspannung U_{D1} bei den Tastverhältnissen $\ddot{u} = 0.5 \dots 0.9$

| f_{TSS} in kHz | Fourier-Koeffizienten in V | | | | | | | | |
|------------------------|----------------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| | $\ddot{u} =$ 0.1 | $\ddot{u} =$ 0.2 | $\ddot{u} =$ 0.3 | $\ddot{u} =$ 0.4 | $\ddot{u} =$ 0.5 | $\ddot{u} =$ 0.6 | $\ddot{u} =$ 0.7 | $\ddot{u} =$ 0.8 | $\ddot{u} =$ 0.9 |
| 0.0 | 8.25 | 13.45 | 21.20 | 27.61 | 33.12 | 41.88 | 47.24 | 55.78 | 61.50 |
| 0.2 | 16.71 | 25.97 | 36.52 | 42.76 | 44.87 | 43.17 | 38.03 | 26.20 | 17.08 |
| 0.4 | 15.79 | 21.21 | 18.10 | 13.29 | 2.91 | 13.34 | 20.71 | 21.79 | 15.53 |
| 0.6 | 14.08 | 14.40 | 1.88 | 9.01 | 15.04 | 9.06 | 1.94 | 14.83 | 13.88 |
| 0.8 | 11.88 | 6.74 | 8.67 | 11.13 | 2.93 | 11.20 | 9.09 | 7.12 | 11.68 |
| 1.0 | 9.26 | 0.06 | 8.80 | 0.02 | 9.12 | 0.070 | 9.21 | 0.17 | 9.17 |
| 1.2 | 6.41 | 4.77 | 1.93 | 7.81 | 3.04 | 7.91 | 2.06 | 4.84 | 6.37 |
| 1.4 | 3.52 | 6.87 | 4.83 | 4.31 | 6.60 | 4.35 | 5.04 | 7.07 | 3.55 |
| 1.6 | 0.80 | 6.24 | 6.32 | 3.92 | 3.22 | 3.96 | 6.59 | 6.53 | 0.84 |
| 1.8 | 1.69 | 3.65 | 2.22 | 5.93 | 5.27 | 5.95 | 2.31 | 3.79 | 1.58 |
| 2.0 | 3.69 | 0.03 | 3.38 | 0.00 | 3.51 | 0.04 | 3.53 | 0.187 | 3.49 |
| 2.2 | 5.09 | 3.34 | 5.52 | 5.51 | 4.42 | 5.56 | 5.79 | 3.43 | 4.86 |
| 2.4 | 5.81 | 5.29 | 2.63 | 3.26 | 3.88 | 3.37 | 2.74 | 5.49 | 5.55 |

Die Abbildungen 17.11 und 17.12 zeigen das Spektrum der Ausgangsspannung des TSS bei einem Tastverhältnis von 0.1 bis 0.9 und Abb. 17.10 das gemessene Spektrum bei einem Tastverhältnis von $\ddot{u} = 0.1$. Die Fourierreihe eines Rechtecksignals von 0 bis h mit einem bestimmten Tastverhältnis ergibt sich zu:

$$S_f(t) = \ddot{u}h + \frac{h}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n2\pi\ddot{u})}{n} \cos(n2\pi ft)$$

17.7 Tiefsetzsteller mit Strom-Zweipunktregelung

In diesem Versuchspunkt soll die Abhängigkeit der Frequenz von der eingestellten Schwankungsbreite und der Gegenspannung untersucht werden.

$$\begin{aligned} \text{gegeben: } U_{C1} &= 100 \text{ V} \\ U_{C2 \text{ soll}} &= 0 \text{ V}, 20 \text{ V} \\ f_{HSS} &= 1000 \text{ Hz} \\ I_{L1 \text{ soll}} &= 15 \text{ A} \\ w &\rightarrow \text{Parameter} \end{aligned}$$

Bemerkung 17.2 Es handelt sich hierbei um einen **digitalen Zweipunktregler**. Das heißt, der Zweipunktregler arbeitet nicht auf analoger Basis, sondern alle Meßwerte werden mit einer bestimmten Frequenz (hier 10 kHz) abgetastet. Somit kann im „worst case“-Fall eine Totzeit von ca. $2 \cdot 1/f_s = 0.0002 \text{ sec}$ auftreten, falls der Schaltwert gerade nach dem Sample & Hold erreicht wird.

Da das System eine sehr geringe Zeitkonstante $\tau = L_1/R_{L1}$ aufweist, kommt es zu einem starken Über- und Unterschwingen des Stromes.

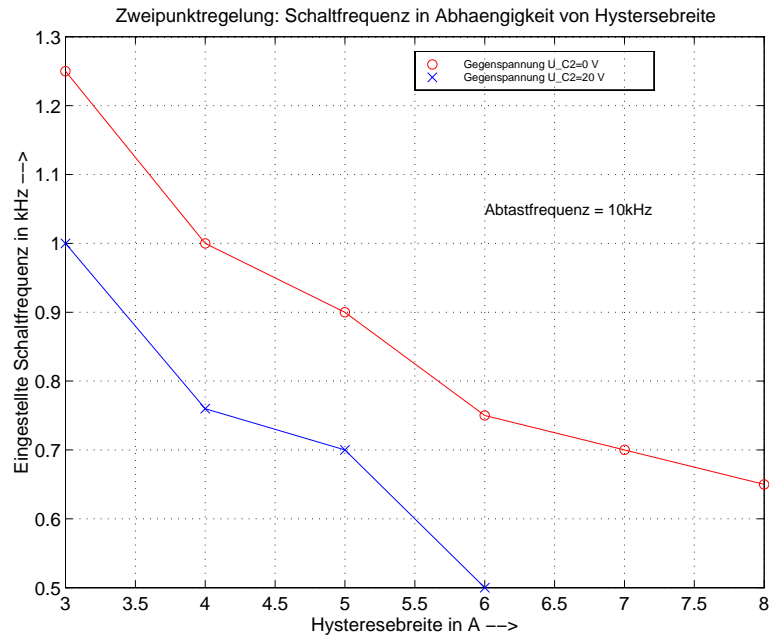


Abb. 17.13: Abhängigkeit der Frequenz der Zweipunktregelung von der Schwankungsbreite

17.7.1 TSS betrieben ohne Gegenspannung ($U_{C2} = 0 \text{ V}$)

Es ergaben sich folgende Werte:

| Schwankungsbreite | $f_{i_{L1}}$ | \ddot{u} | I_{L1a} | $i_{L1\max}$ | $i_{L1\min}$ |
|-------------------|--------------|------------|-----------|--------------|--------------|
| 3.0 A | 1.25 kHz | 0.5 | 14.5 A | 20.5 A | 8.7 A |
| 4.0 A | 1.0 kHz | 0.5 | 14.5 A | 21.5 A | 7.5 A |
| 5.0 A | 0.9 kHz | 0.5 | 15.0 A | 22.5 A | 6.5 A |
| 6.0 A | 0.75 kHz | 0.48 | 15.0 A | 23.5 A | 6.6 A |
| 7.0 A | 0.70 kHz | 0.49 | 15.0 A | 23.5 A | 5.5 A |
| 8.0 A | 0.65 kHz | 0.5 | 14.8 A | 24.5 A | 4.5 A |

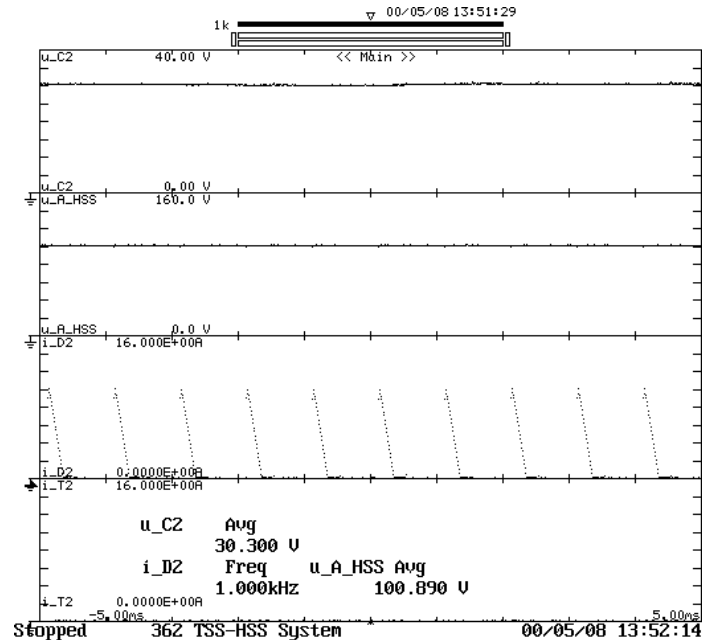
17.7.2 TSS betrieben mit Gegenspannung ($U_{C2} = 20 \text{ V}$)

Folgende Werte wurden gemessen:

| Schwankungsbreite | $f_{i_{L1}}$ | \ddot{u} | I_{L1a} | $i_{L1\max}$ | $i_{L1\min}$ |
|-------------------|--------------|------------|-----------|--------------|--------------|
| 3.0 A | 1.00 kHz | 0.6 | 14.0 A | 20.0 A | 7.5 A |
| 4.0 A | 0.76 kHz | 0.6 | 14.5 A | 20.0 A | 5.5 A |
| 5.0 A | 0.70 kHz | 0.6 | 15.0 A | 20.5 A | 5.5 A |
| 6.0 A | 0.50 kHz | 0.62 | 16.0 A | 21.0 A | 6.0 A |

Abb. 17.13 zeigt das Ergebnis der Abhängigkeiten.

Bemerkung 17.3 Eine Schwankungsbreite größer 6.0 A macht ein Abschalten des Stromes unmöglich, da der Abschaltewert nicht erreicht wird.

Abb. 17.14: Ströme und Spannungen des Hochsetzstellers bei $\ddot{u} = 0.58$

17.8 Funktionsweise Hochsetzsteller

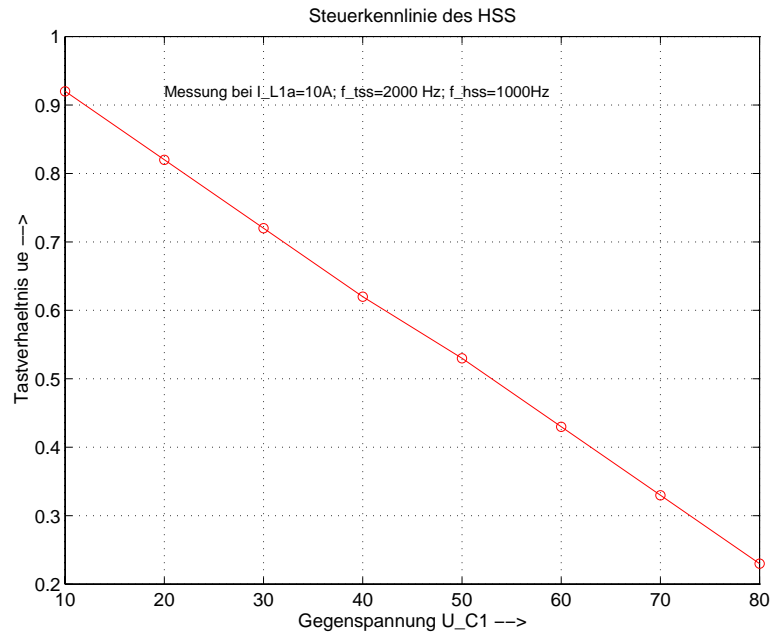
Bei diesem Versuch soll das Tastverhältnis bestimmt werden, welches eine Ausgangsspannung des HSS von 100 V bei einer Eingangsspannung von 30 V liefert. Dazu muß der HSS vom TSS abgetrennt werden. Folgende Vorgaben sind gemacht:

$$\begin{aligned} \text{gegeben: } U_{C1} &= 30 \text{ V} \\ f_{\text{HSS}} &= 1000 \text{ Hz} \\ R_{\text{Last}} &= 60 \Omega \\ \ddot{u} &\rightarrow \text{Parameter} \end{aligned}$$

Abb. 17.14 zeigt den Oszilloskopausdruck bei dem ermittelten Tastverhältnis von 0.58.

Als Variation des Versuches kann auch die Steuerkennlinie des Hochsetzstellers ermittelt werden, indem beide Systeme mit einer Regelung betrieben und das eingeregelte Tastverhältnis gemessen wird. Dazu braucht das System nicht umgebaut werden und das Tastverhältnis würde sich automatisch einstellen. Folgende Parameter werden eingestellt:

$$\begin{aligned} \text{gegeben:} \\ \text{Voraussetzung: nichtlückender Betrieb für } i_{L2}! \\ f_{\text{TSS}} &= 2000 \text{ Hz} \\ f_{\text{HSS}} &= 1000 \text{ Hz} \\ I_{L1 \text{ soll}} &= 10 \text{ A} \end{aligned}$$

Abb. 17.15: Steuerekennlinie des HSS bei $I_{L1\text{ soll}} = 5\text{ A}$

$U_{C1\text{ soll}} \rightarrow$ Parameter

Es ergaben sich folgende Werte:

| U_{C1} | \hat{u}_{HSS} |
|----------|-----------------|
| 10V | 0.92 |
| 20V | 0.82 |
| 30V | 0.72 |
| 40V | 0.62 |
| 50V | 0.53 |
| 60V | 0.43 |
| 70V | 0.33 |
| 80V | 0.23 |
| 90V | – |

Bemerkung 17.4 Eine Gegenspannung größer 80 V bringt das System in den lückenden Zustand und erzeugt ungültige Werte.

Zusammenfassung

Schwerpunkt der Arbeit ist der Entwurf einer Regelung/Steuerung eines komplexen leistungselektronischen Systems. Grundvoraussetzung des Entwurfs ist eine genaue Modellierung des energetischen Teils. Zur Anwendung kommt dabei das Mittelungsverfahren (average model), welches auf das komplexe System erweitert und angepaßt wird. Das Verfahren liefert als Ergebnis ein lineares Modell, welches einen einfachen Reglerentwurf mit den gängigen linearen Entwurfsverfahren ermöglicht. Ein wichtiges Ergebnis der Modellierung ist die Trennbarkeit des energetischen Systems, was eine getrennte Steuerung/Regelung der Teilsysteme überhaupt ermöglicht.

Der Reglerentwurf benutzt das Verfahren der „current mode injection“, welches eine günstige Dynamik erzeugt und den weiteren Entwurf vereinfacht. Eine sehr robuste und leicht umsetzbare Regelung ist Schwerpunkt des weiteren Entwurfs. Das Endergebnis des Entwurfs ist eine analytische Lösung, die eine Anpassung des Reglers bei Parameteränderung des leistungselektronischen Systems leicht ermöglicht. Als Alternative zur Strom-Zweipunktregelung wird eine kontinuierliche Regelung über das Tastverhältnis für den Tiefsetzsteller berechnet und in die Praxis umgesetzt. Das Kapitel schließt mit Simulationsergebnissen aus SIMPLORER und SIMULINK ab.

Ein weiterer Schwerpunkt der Arbeit ist die Umsetzung der Regleralgorithmen in die Praxis. Zum Einsatz kommt dabei ein 16-Bit Mikrocontroller und die Programmiersprache C, was eine hohe Flexibilität garantiert und die nachträgliche Modifikation gestattet. Bei der praktischen Realisierung ist in besonderem Maße auf Schutz, Sicherheit, Zuverlässigkeit und Robustheit Wert gelegt worden. Die Schutzfunktionen sind dabei software- und hardwaremäßig umgesetzt, was einen doppelten Schutz garantiert. Die Menüführung ist einfach orientiert, um Fehlbedienungen zu vermeiden und unzulässige Betriebsarten auszuschließen. Eine hohe Robustheit garantieren die einfachen Regelalgorithmen. Berücksichtigt werden die EMV-Richtlinien, um eine hohe Zuverlässigkeit zu garantieren.

Am Schluß der Arbeit wird eine mögliche Versuchsdurchführung aufgezeigt, deren Ergebnisse ermittelt und auf Voraussetzungen und Grenzen des Versuchs hingewiesen.

Teil VII

Anhang

Anhang A

Theorie und Simulation

A.1 Mathematische Begründung der Mittelungsmethode

Ausgehend von der Bewegungsgleichung eines linearen Systems werden für beide Zustände die Zeitfunktion des Zustandsvektors ermittelt:

$$\text{Bewegungsgleichung:} \quad \mathbf{x}(t) = \Phi(t)\mathbf{x}_0 + \int_0^t \Phi(t-\tau)\mathbf{B}u(\tau) d\tau \quad (\text{A.1})$$

Die darin vorkommende Matrix $\Phi(t)$ wird in der Literatur als *Übergangsmatrix*, *Fundamentalmatrix* oder *Transitionsmatrix* bezeichnet und ist die Matrix-exponentialfunktion der Systemmatrix \mathbf{A} mit der Zeit:

$$\Phi(t) = e^{\mathbf{A}t} \quad (\text{A.2})$$

Falls das Eingangssignal unabhängig von der Zeit und die Determinante der Systemmatrix \mathbf{A} ungleich Null ist, so läßt sich das Integral der Bewegungsgleichung, welches die erzwungene Bewegung durch das Eingangssignal repräsentiert, geschlossen lösen:

$$\mathbf{A}^{-1}e^{\mathbf{A}\tau}\mathbf{B}U \Big|_{\tau=0}^{\tau=t} = \mathbf{A}^{-1} [e^{\mathbf{A}t} - \mathbf{I}] \mathbf{B}U = \Psi(t)\mathbf{B}U \quad (\text{A.3})$$

Für beide Systeme kann somit das Ergebnis der Bewegungsgleichung explizit angegeben werden:

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1U \rightarrow \mathbf{x}_1(t) = \Phi_1(t)\mathbf{x}(0) + \Psi_1(t)\mathbf{B}_1U \quad (\text{A.4})$$

$$\dot{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{A}_0\mathbf{x} + \mathbf{B}_0U \rightarrow \mathbf{x}_0(t) = \Phi_0(t-t_0)\mathbf{x}(t_0) + \Psi_0(t-t_0)\mathbf{B}_0U \quad (\text{A.5})$$

Da die Elemente des Zustandsvektors nicht abrupt springen können, sind weiterhin folgende Bedingungen gültig:

$$\mathbf{x}_1(t=t_0) = \mathbf{x}_0(t=t_0) \quad (\text{A.6})$$

$$\mathbf{x}_1(t=0) = \mathbf{x}_0(t=T) \quad (\text{A.7})$$

Setzt man Gleichung $\mathbf{x}_1(t_0)$ in Gleichung $\mathbf{x}_0(T)$ als Anfangswert ein und berücksichtigt zudem noch die Randbedingung (A.6) erhält man den folgenden Endwert einer Periode:

$$\mathbf{x}_0(T) = (\mathbf{I} - \Phi_0(\ddot{u}'T)\Phi_1(\ddot{u}T))^{-1} (\Phi_0(\ddot{u}'T)\Psi_1(\ddot{u}T)\mathbf{B}_1 + \Psi_0(\ddot{u}'T)\mathbf{B}_0) U \quad (\text{A.8})$$

Analog gilt:

$$\mathbf{x}_1(t_0) = (\mathbf{I} - \Phi_1(\ddot{u}T)\Phi_0(\ddot{u}'T))^{-1} (\Phi_1(\ddot{u}T)\Psi_0(\ddot{u}'T)\mathbf{B}_0 + \Psi_1(\ddot{u}T)\mathbf{B}_1) U \quad (\text{A.9})$$

Der Einfachheit halber wurde das komplementäre Tastverhältnis $(1 - \ddot{u}) = \ddot{u}'$ gesetzt.

Es ergeben sich folgende lineare Näherungen für die Matrixexponentialfunktionen, falls die unendliche Reihe nach $n = 1$ abgebrochen wird:

$$\Phi_1(\ddot{u}T) = e^{\ddot{u}\mathbf{A}_1T} \approx \mathbf{I} + \ddot{u}T\mathbf{A}_1 \quad (\text{A.10})$$

$$\Phi_0(\ddot{u}'T) \approx \mathbf{I} + \ddot{u}'T\mathbf{A}_0 \quad (\text{A.11})$$

$$\Psi_1(\ddot{u}T) = \mathbf{A}_1^{-1}(\Phi_1(\ddot{u}T) - \mathbf{I}) \approx \ddot{u}T\mathbf{I} \quad (\text{A.12})$$

$$\Psi_0(\ddot{u}'T) \approx \ddot{u}'T\mathbf{I} \quad (\text{A.13})$$

Werden die Approximationen in die Gleichungen (A.7) und (A.8) eingesetzt, ergibt sich folgende genäherte Lösung:

$$\mathbf{x}_0(T) \approx -(\ddot{u}\mathbf{A}_1 + \ddot{u}'\mathbf{A}_0 + \ddot{u}\ddot{u}'T\mathbf{A}_0\mathbf{A}_1)^{-1} (\ddot{u}\mathbf{B}_1 + \ddot{u}'\mathbf{B}_0 + \ddot{u}\ddot{u}'T\mathbf{A}_0\mathbf{B}_1) U \quad (\text{A.14})$$

Analog gilt:

$$\mathbf{x}_1(\ddot{u}T) \approx -(\ddot{u}\mathbf{A}_1 + \ddot{u}'\mathbf{A}_0 + \ddot{u}\ddot{u}'T\mathbf{A}_1\mathbf{A}_0)^{-1} (\ddot{u}\mathbf{B}_1 + \ddot{u}'\mathbf{B}_0 + \ddot{u}\ddot{u}'T\mathbf{A}_1\mathbf{B}_0) U \quad (\text{A.15})$$

Für die Approximation erster Ordnung wird (A.13) und (A.14) unabhängig von T und ist identisch dem statischen Endwert des Zustandsvektors des gemittelten Systems:

$$\mathbf{X} = -(\ddot{u}\mathbf{A}_1 + \ddot{u}'\mathbf{A}_0)^{-1} (\ddot{u}\mathbf{B}_1 + \ddot{u}'\mathbf{B}_0) U \quad (\text{A.16})$$

Wie aus den oberen Gleichungen gut zu erkennen ist, wird der Fehler zwischen dem gemittelten Zustandsvektor und den realen Größen um so kleiner, je kleiner die Periodendauer $T = 1/f$ oder entsprechend je größer die Frequenz ist.

A.2 Stromregelung des Tiefsetzstellers

Folgendes Programm wird zum Reglerentwurf verwendet:

```
% Kleinsignalmodell TSS:
2 As = [- rl1 / l1 ];
  Bs = [ eo / l1 ];

4
% Berechne I-Regler:
6 kI = rl1 ^ 2 / (4 * eo * l1)

8 % Offenes System
  [Ao, Bo, Co, Do] = series(0, kI, 1, 0, - As, Bs, [1], 0);
10
% Geschlossenes System Go/(1+Go)
12 [Af, Bf, Cf, Df] = feedback(Ao, Bo, Co, Do, 0, 0, 0, 1, -1);
```

Dabei werden einfach die erhaltenen Gleichungen implementiert und zur späteren Visualisierung das offene und geschlossene System mit Regler gebildet.

A.3 Spannungsregelung des Hochsetzstellers

Folgendes MATLAB-Programm dient zum Reglerentwurf:

```
% Kleinsignalmodell HSS:
2 As = [- rl2 / l2, 1 / l2; -1 / c2, -1 / (c2 * rl1)];
  Bs = [eo / l2; 0];

4
% Eigenwerte von Matrix As:
6 a=As(1,1); b=As(1,2); c=As(2,1); d=As(2,2);
  lambda1 = (a+d) + sqrt((a-d)^2 + 4*b*c) / 2;
  lambda2 = (a+d) - sqrt((a-d)^2 + 4*b*c) / 2;

10 % Berechnung der inneren Verstaerkung:
  an=Bs(1,1); cn=Bs(2,1);
12 ki=(an*(a-d)+2*b*cn)/an^2 + ...
      (2*sqrt(b*(an*cn*(a-d)-an^2*c+cn^2*b)))/an^2

14
% Berechne neue Systemmatrix:
16 Asn=As-ki*Bs*[1,0];

18 % Berechne neue Zeitkonstante Tl:
  delta_e = -((a-an*ki)+d)/2;
20 Tl = 1/delta_e

22 % Berechnung der statischen Verstaerkung:
  a=Asn(1,1); b=Asn(1,2); c=Asn(2,1); d=Asn(2,2);
24 Xsn = 1/(a*d-c*b) * [d*an - b*cn; -c*an+a*cn]
% Berechnung der Verstaerkung des I-Reglers:
26 kI = 4/(27*Tl*Xsn(2,1))

28 % offenes System
  [Ao, Bo, Co, Do] = series(0, -kI, 1, 0, Asn, Bs, [0, 1], 0);
30
% geschlossenes System Go/(1+Go)
32 [Af, Bf, Cf, Df] = feedback(Ao, Bo, Co, Do, 0, 0, 0, 1, -1);
```

A.4 Reglerentwurf des Systems vierter Ordnung

```
% Reglerberechnung TSS-HSS-System
2 % (c) 2000 Heiko Wolfram

4 clc; close all;
```

```

6 % Definiere Vorsatze
p=10^(-12); n=10^(-9); u=10^(-6); m=10^(-3); k=10^3; Meg=10^6;

8
% Definiere Elemente
10 c1=12*m; c2=15*m;
l1=1.6*m; r11=3.3;
12 l2=1.6*m; r12=86*m;
eo=100; ri=100*m;

14
disp('Bitte statische Tastverhaeltnisse eingeben:');
16 ue1 = input('Tastverhaeltnis ue1:');
ue2 = input('Tastverhaeltnis ue2:');

18
% Berechnung Matrizen
20 disp('Folgende Zustandsraum-Matrizen wurden berechnet:');
A = [-(r11/l1), ue1/l1, 0, -l1^(-1);...
22      -(ue1/c1), -(1/(c1*ri)), (1-ue2)/c1, 0;...
      0, -(1-ue2)/l2, -(r12/l2), 1/l2;...
24      c2^(-1), 0, -c2^(-1), 0];
B = [0; 1/(c1*ri); 0; 0];
26 C = eye(4);
D = zeros(4,1);

28
disp(' '); disp('---PAUSE: Taste Space um fortzufahren!'); pause;

30
% statische Verstaerkung
32 disp('normierte statische Verstaerkung (-A^(-1)*B):');
X = -A^(-1) * B * eo;
34 disp(' '); disp('---PAUSE: Taste Space um fortzufahren!'); pause;

36 % Die Ableitungen der Matrix A
disp('Ableitungen der Matrix A:');
38 diffA_ue1 = [0, 1/l1, 0, 0; -(1/c1), 0, 0, 0;...
      0, 0, 0, 0; 0, 0, 0, 0];
40 diffA_ue2 = [0, 0, 0, 0; 0, 0, -1/c1, 0;...
      0, 1/l2, 0, 0; 0, 0, 0, 0];
42 disp(' '); disp('---PAUSE: Taste Space um fortzufahren!'); pause;

44 % Berechnung des Kleinsignalmodells
disp('Berechnung des Kleinsignalmodells:');
46 As = A;
Bs1 = diffA_ue1 * X;
48 Bs2 = diffA_ue2 * X;
Cs = C; Ds1 = D; Ds2 = D;
50 disp(' '); disp('---PAUSE: Taste Space um fortzufahren!'); pause;

52 % Optimierung interner Hilfsregler
disp('Berechne guenstigste innere Verstaerkung:');
54 ki=fmin('opteig1',0, 0.01,[1], As,Bs2*[0,0,1,0])
disp(' '); disp('---PAUSE: Taste Space um fortzufahren!'); pause;

56
disp('Bitte innere Verstaerkung angeben oder uebernehmen:');
58 ki = input('innere Verstaerkung:');

60 % Berechne neue Systemmatrix
Asn = (As-ki*Bs2*[0,0,1,0]);

62
% Auswahl, ob verkoppelt oder nicht
64 disp('Sollen zwei unabhaengige I-Regler entworfen werden:');
disp('1: Entwurf zweier unabhaengiger I-Regler');
66 disp('2: Entwurf eines verkoppelten I-Mehrgroessenreglers');
auswahl = input('Eingabe:');

68
if (auswahl == 1)
70 % das ungekoppelte System:

72 % suche optimale Reglervestaerkung
kI1=1;
74 disp('suche besten Controller mit Verstrkung kI1:');
kI1_gain=fmin('opteig2',0, 50,[1], kI1, Asn, Bs1,...
76      [Cs(1,:)], [Ds1(1,:)])
disp(' '); disp('---PAUSE: Taste Space um fortzufahren!'); pause;
78 kI2=1;
disp('suche besten Controller mit Verstrkung kI2:');

```

```

80  kI2_gain=fmin('opteig2',0, 50,[1], kI2, Asn, Bs2,...
    [Cs(4,:), [Ds2(4,:)])
82  kI = diag([kI1*kI1_gain, -kI2*kI2_gain]);
    kI_gain = eye(size(kI));
84  else;
    % das gekoppelte System
86
    disp('DC-Verstaerkung des Kleinsignalmodells:');
88  Kps = dcgain(Asn,[Bs1,Bs2],Cs,[Ds1,Ds2]);
90  disp('inverse DC-Verstaerkung zwischen [ue1,ue2] und [iL1,uC1]:');
    kI = pinv([Kps(1,:); Kps(4,:)]);
92  disp(' '); disp('---PAUSE: Taste Space um fortzufahren!---'); pause

94  disp('suche besten Controller mit Verstrkung kI:');
    kI_gain=fmin('opteig2',0, 50,[1], kI, Asn, [Bs1, Bs2],...
    [Cs(1,:), Cs(4,:)], [Ds1(1,:), Ds2(1,:), Ds1(4,:), Ds2(4,:)])
96  end;
98  disp(' '); disp('---PAUSE: Taste Space um fortzufahren!---'); pause;

100 % Berechnung des geschlossenen Systems
    [Ao,Bo,Co,Do] = series(zeros(2),kI*kI_gain, eye(size(kI)),zeros(2),...
102     Asn,[Bs1,Bs2],Cs,[Ds1,Ds2]);
    [Ac,Bc,Cc,Dc] = feedback(Ao,Bo,Co,Do, zeros(1),zeros(1,4),...
104     zeros(2,1),[1 0 0 0; 0 0 0 1], -1);

106 disp('Eingabe des Simulationsendes Tend?');
    Tend = input('Tend:');
108
    figure(1); step(Ac,Bc,Cc,Dc,1,0:(Tend/1000):Tend);
110 title('iL1-Fuehrungsuebergangsfunktion des I-geregelten Kreises');
    figure(2); step(Ac,Bc,Cc,Dc,2,0:(Tend/1000):Tend);
112 title('uC2-Fuehrungsuebergangsfunktion des I-geregelten Kreises');

```

A.4.1 Include File zur Optimierung I

```

% Funktion fuer Suche nach optimalem internen P-Regler
2 % Falls keine Zuweisung erfolgt, werden die Pole grafisch angezeigt
% (c) 2000 Heiko Wolfram

4 function [y] = opteig1(ki, matA, matB)
6
    A = matA - ki*matB;
8
    eigen = eig(A);
10 m = median(eigen);
    y = abs(real(m))+abs(imag(m))*1000;
12
    if(nargout==0),
14 plot(real(eigen), imag(eigen), 'x');
    end;

```

A.4.2 Include File zur Optimierung II

```

% Funktion zur Suche nach optimalem I-Mehrgroessenregler
2 % Fuer den geschlossenen Kreis gilt:
% d [x] = [A -B*Ki] [x] [0]
4 % --- [ ] = [C -D*Ki] [xr] + [ ] w ;
% dt [xr] [C -D*Ki] [xr] [-I]
6 %
% Falls keine Zuweisung erfolgt, werden die Pole grafisch angezeigt
8 % (c) 2000 Heiko Wolfram

10 function [y] = opteig2(a, Ki, matA, matB, matC, matD)
12 A = [matA, -a*matB*Ki; matC, -a*matD*Ki];

```

```
14 eigen = eig(A);  
    m = median(eigen);  
16 y = abs(real(m))+abs(imag(m))*1000;  
  
18 if (nargout==0),  
    plot(real(eigen), imag(eigen), 'x');  
20 end;
```

A.5 SIMULINK Modelle

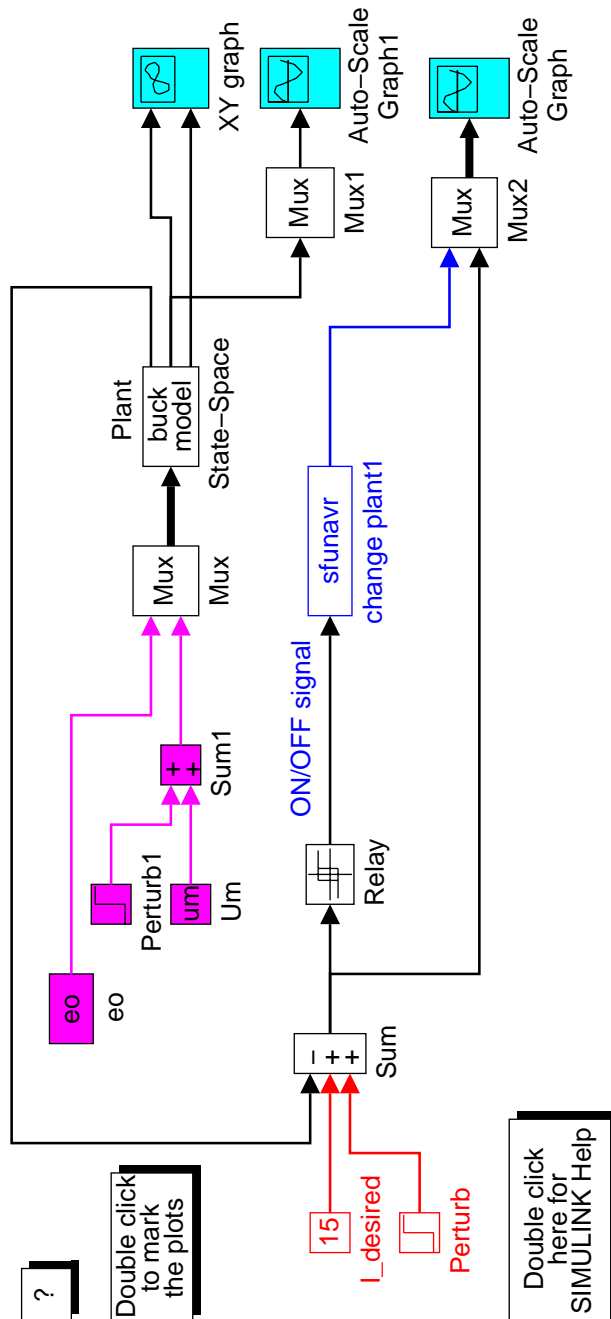


Abb. A.1: SIMULINK-Modell des TSS mit 2-Punkt-Regler

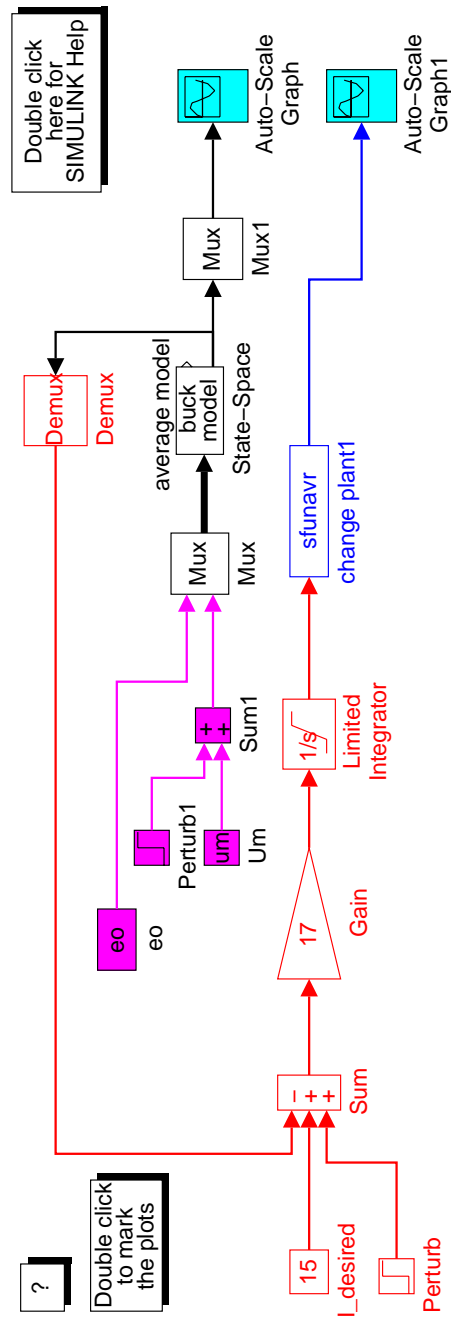


Abb. A.2: SIMULINK-Modell des TSS mit I-Regeler

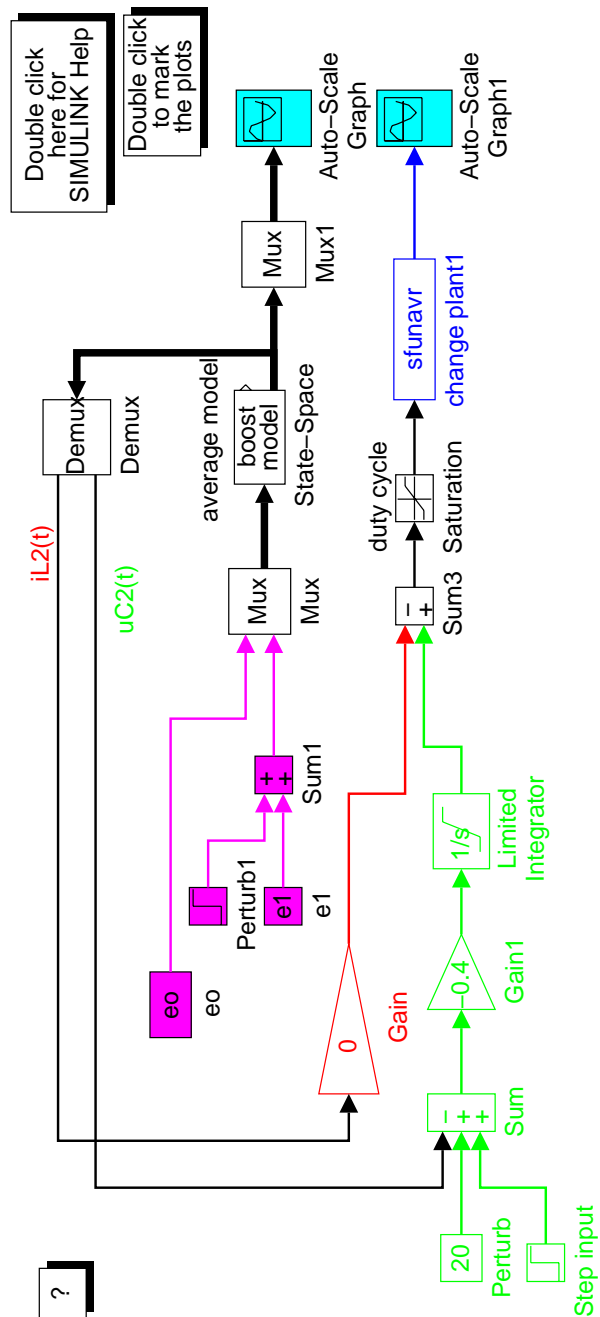


Abb. A.3: SIMULINK-Modell des HSS mit Regelung

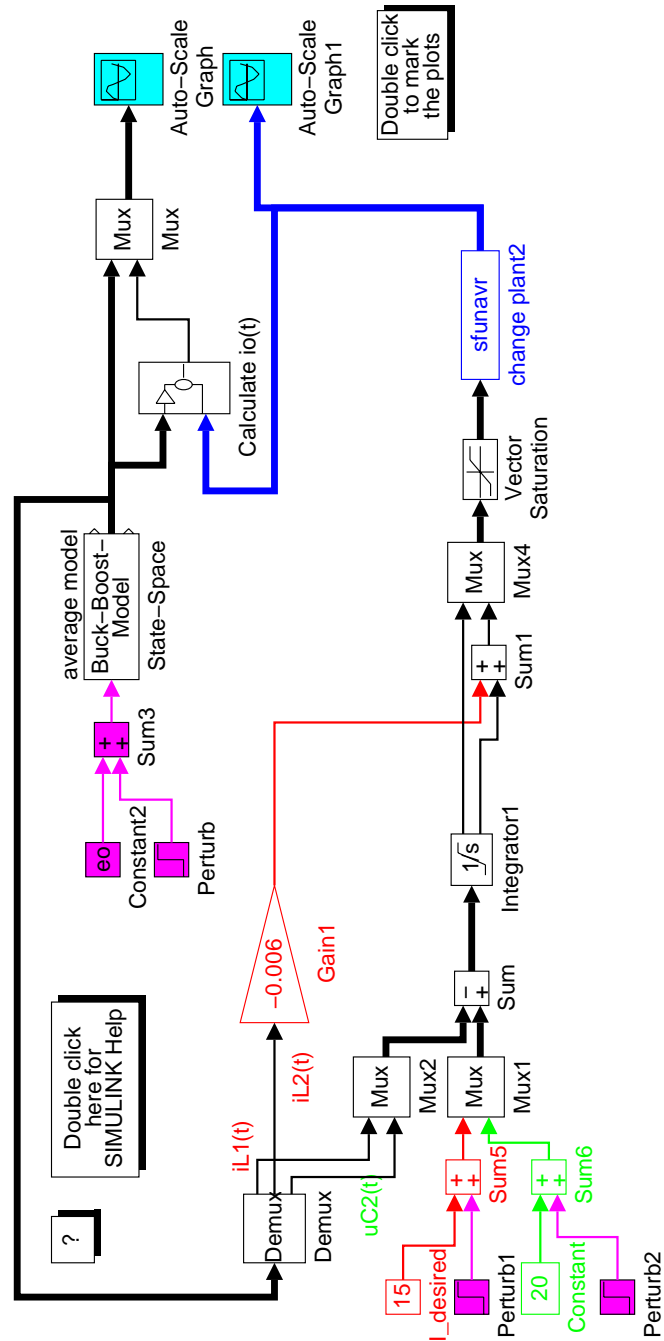


Abb. A.4: SIMULINK-Modell des TSS-HSS-Systems mit Regelung

A.6 SIMPLORER Modelle

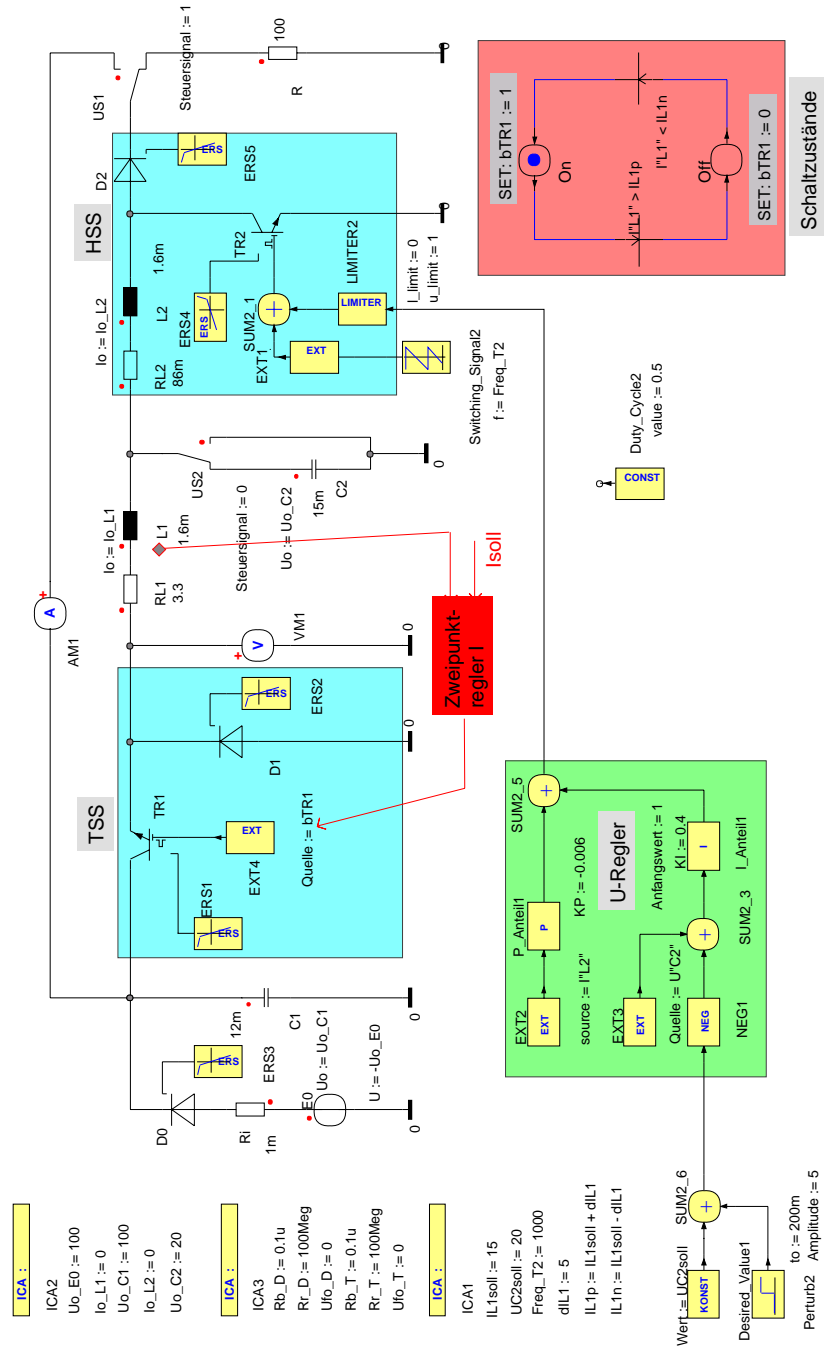


Abb. A.5: SIMPLORER-Modell bestehend aus Strom-Zweipunktregelung und Spannungsregelung

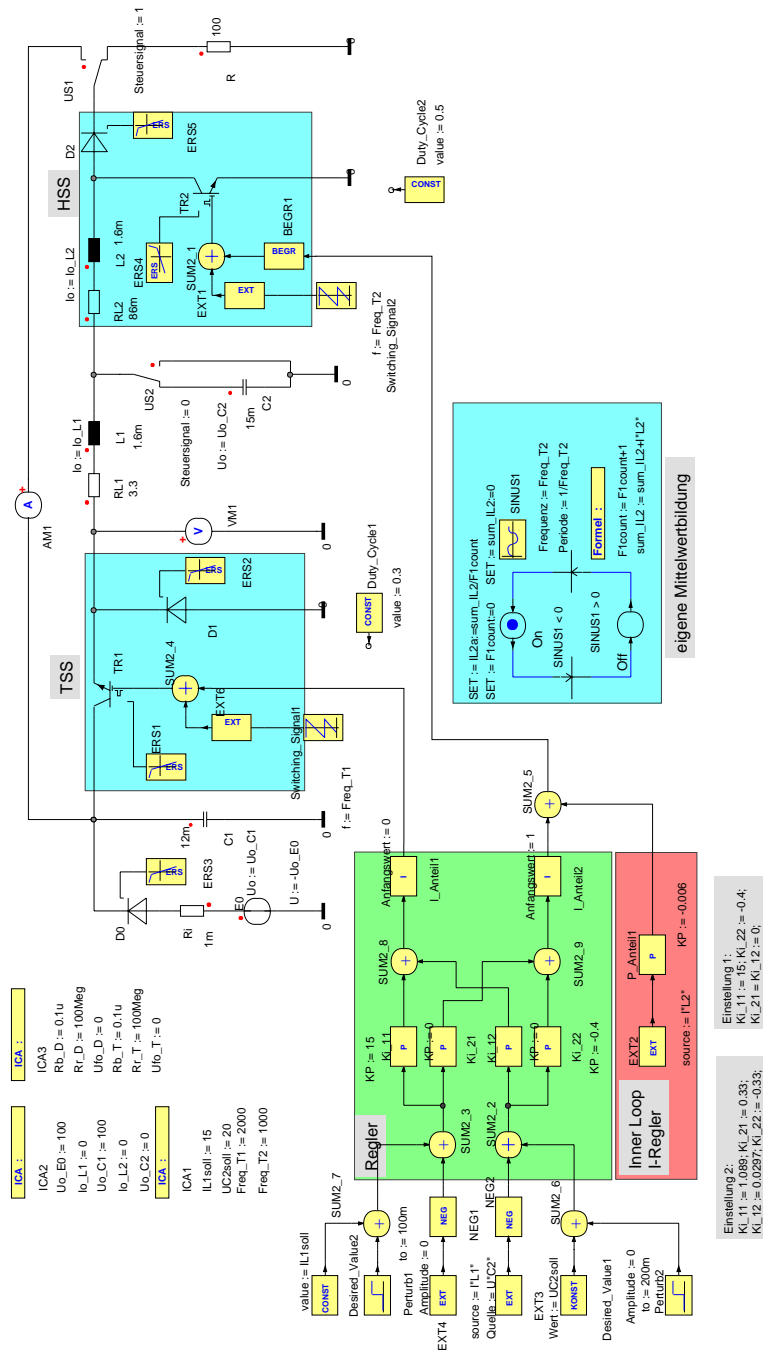


Abb. A.6: SIMPLORER-Modell bestehend aus kontinuierlicher Strom- und Spannungsregelung

Anhang B

Allgemeines zum Prozessor 80C166

In diesem Kapitel soll kurz eine Übersicht über den Prozessor 80C166 gegeben und auf die verwendeten Hardwarekomponenten eingegangen werden. Für eine weitergehende Beschreibung sei auf die Vielzahl der Literaturquellen verwiesen.

B.1 Einführung

Die Siemens Controllenfamilie C16x zeichnet sich durch einen kleinen Befehlssatz (RISC), sehr kurzen Reaktionszeiten auf externe Ereignisse, eine schnelle CPU mit einer CPU-Frequenz von $f_{\text{CPU}} = 20 \text{ MHz}$ und einer Unmenge von integrierter on-chip Peripherie, wie zum Beispiel A/D-Wandler, Capture-Compare-Einheiten¹, serielle Schnittstellen, Timern aus. Somit ist er speziell auf Echtzeit-Regelungsapplikationen zum Beispiel im Fahrzeugbereich oder im Industriebereich für komplexe Steuerungsaufgaben ausgelegt.

B.2 Aufbau

B.2.1 Übersicht

Der 80C166 ist mit folgender interner Peripherie ausgestattet (Abb. B.1):

- 5 Ports mit insgesamt $4 \times 16 + 2$ bidirektionalen Pins, die für den Bus und/oder Ein-/Ausgänge genutzt werden können.
- 10 Analogeingänge, die gemultiplext auf einen 10 Bit A/D-Wandler geschaltet werden können, der etwa eine Wandlungszeit von $10 \mu\text{sec}$ pro Kanal aufweist.

¹ Abkürzung: CC-Einheiten; CapCom-Einheiten

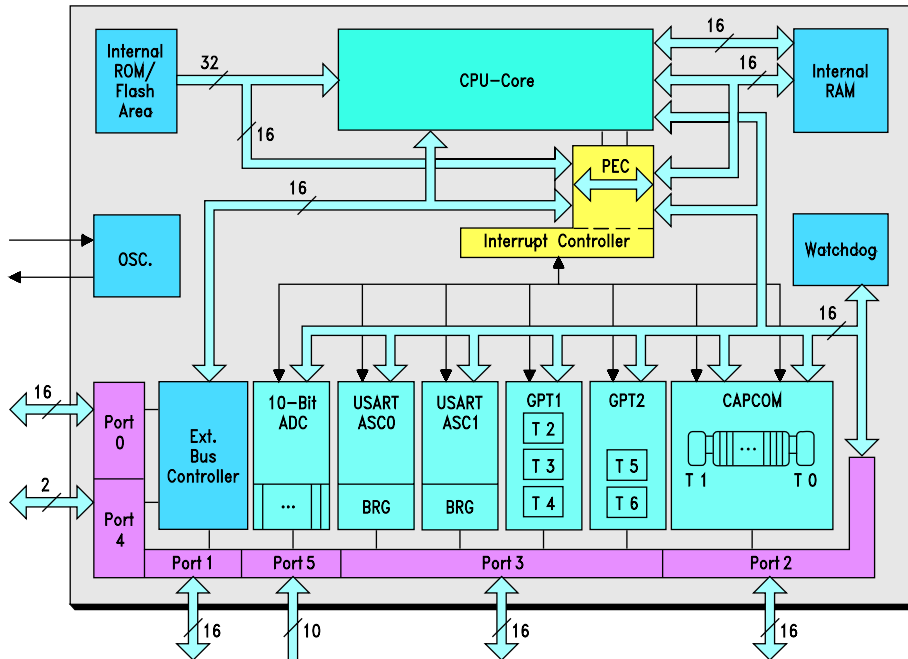


Abb. B.1: Blockdiagramm des 80C166

- Eine Capture-Compare-Einheit mit 16 Kanälen und 2 unabhängigen Timern, mit der PWM-Signale generiert und/oder externe Ereignisse flankengesteuert überwacht werden können.
- 2 Timer-Blöcke, die intern verschieden verschaltet werden können und damit einer Vielzahl von Anwendungen dienen kann.
- 2 seriellen Schnittstellen, die entweder im asynchronen oder synchronem Modus betrieben werden können.
- Einen Interruptcontroller mit 15 verschiedenen Interrupt-Levels (der CPU-Level sei ausgeschlossen), der einen PEC-Controller² mit 8 Kanälen beinhaltet und zum Verschieben von Speicherbereichen dient.
- Weiterhin ist der Prozessor mit einem internen RAM und ROM für Special-Function-Register, der CPU-Core-Einheit und einem Watchdog-Timer ausgestattet.

Für Blockdiagramme der Elemente des Prozessors einschließlich Beschreibung und Befehlssatz sei auf die Literatur verwiesen [80c166].

B.2.2 Interruptsystem des 80C166 und PEC

Der 80C166 stellt eine Vielzahl von Interruptquellen zur Verfügung. Um diese Vielzahl verwalten zu können, stellt der Prozessor eine Interruptsteuerung

²Peripheral Event Controller

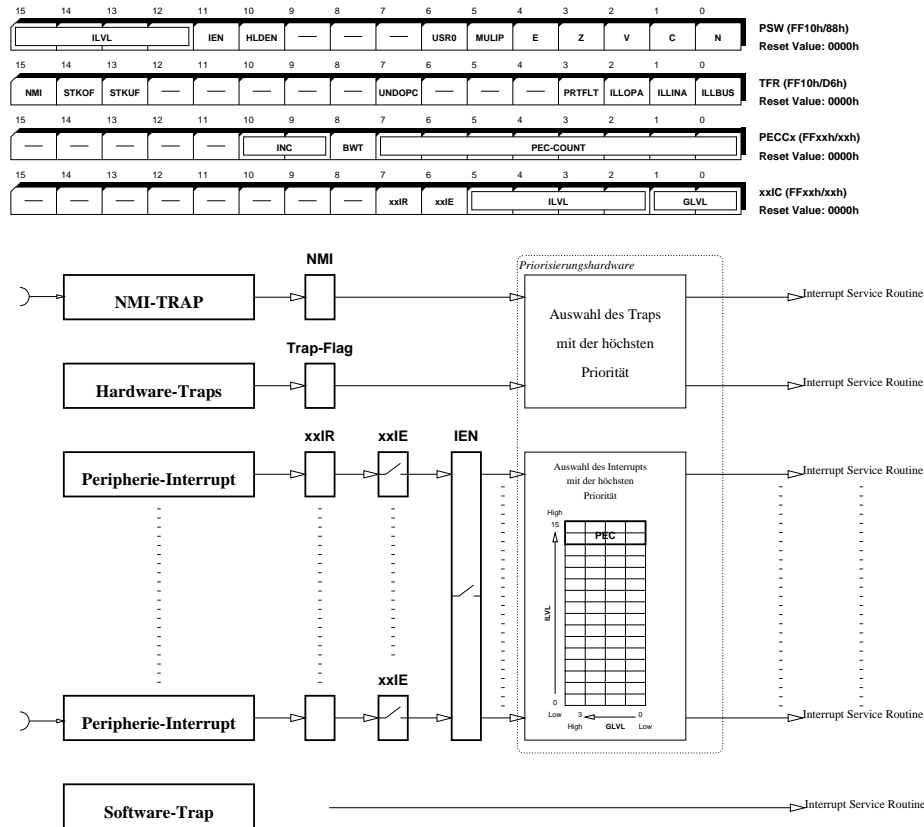


Abb. B.2: Überblick über das Interruptsystem des 80C166

mit 16 verschiedenen Interruptebenen und jeweils 4 Gruppen-Prioritäten zur Verfügung (Abb. B.2). Außerdem können über 8 PEC-Kanäle sehr schnelle 8- oder 16-Bit interruptgesteuerte Datentransfers erfolgen, die keine eigene Interrupt-Service-Routine benötigen.

Die höchste Priorität haben der NMI-Interrupt³ und die Hardware-Traps. Beide können nicht gesperrt werden und die Bits müssen zudem noch durch Software einzeln gelöscht werden. **Es muß also für diese Traps eine Service-Routine vorgesehen werden, um das System im Fehlerfalle gezielt abfangen zu können.** Danach folgen die Peripherie-Interrupts, deren Priorität durch den Interrupt- und Gruppenprioritätslevel vorgegeben werden kann. Jeder einzelne Interrupt der Peripherie hat ein eigenes Interrupt-Control-Register, wo die Prioritäten eingestellt werden können. Weiterhin ist ein Enable-Flag, womit die einzelnen Interrupts eingeschaltet werden können, und ein Request-Flag, welches anzeigt, ob ein Interrupt ausgelöst werden soll, vorhanden. Die niedrigste Priorität hat der Software-TRAP-Befehl.

Die CPU kann nur durch eine Interrupt-Priorität unterbrochen werden, die höher ist als die der CPU. Wird eine Interrupt-Routine abgearbeitet, so nimmt die CPU den Interrupt-Level des auslösenden Interrupts an. **Somit kann die**

³Non Maskable Interrupt

CPU nur durch einen höheren Interrupt-Level unterbrochen werden, aber nicht durch einen höheren Gruppen-Level. Sollen zwei Interrupts sich einander nicht unterbrechen, so müssen sie einen gleichen Interrupt-Level haben, aber unterschiedliche Gruppenprioritäten aufweisen.

Die Interrupt-Levels 14 und 15 beinhalten acht verschiedenen PEC-Kanäle, die durch das dafür zuständige PEC-Control-Register eingestellt werden kann. Beinhaltet der PEC-Counter einen Wert ungleich Null, so ist der PEC-Service eingeschaltet. Jeder Transfer erniedrigt den Counter um Eins und die Pointer des PEC werden entsprechend dem eingestellten Mode verändert. Der Counter Wert 0xFF ist für einen unendlichen PEC-Transfer reserviert. Ist der PEC abgelaufen, so wird in die Interrupt-Routine verzweigt und der PEC kann neu gesetzt und gestartet werden.

B.2.3 Capture-Compare-Einheit

Die Capture-Compare-Einheit ist die Kerneinheit für die PWM Erzeugung und wurde weiterhin für das Erkennen von Signalen von der Tastatur und vom IGBT-Ansteuerschaltkreis⁴ verwendet.

Jedes der 16 Kanäle kann in 7 verschiedenen Modi betrieben werden, wobei es 4 Compare- und 3 Capture-Modi gibt. Mit den verschiedenen Modi der Capture-Funktion kann die Flanke eingestellt werden. Bei den Compare-Modi können zum einen nur Interrupts ausgelöst werden oder auch das zugehörige Portpin gesetzt werden. In Compare-Modus 0 und 1 können mehrere Interrupts pro Periode ausgelöst werden und der zugehörige Port wird bei jedem Interrupt invertiert. In Modus 3 und 4 kann nur ein Interrupt pro Periode ausgelöst werden und das zugehörige Port wird bei Timerüberlauf wieder gelöscht. Außerdem ist ein Double-Compare-Modus möglich, wo 2 CC-Register an einem Portpin gemeinsam arbeiten. Für die Einstellung der Modi stehen die 3 Register **CCMOD0..3** zur Verfügung.

Jedes der 16 Kanäle kann einem der 2 Timer zugewiesen werden. Beide Timer besitzen jeweils ein eigenes Reload-Register, das bei einem Timerüberlauf an den Timer übergeben wird. Gesteuert werden beide Timer durch das Register **TxCON**, in dem die Zählquelle, das Running-Bit und der Teiler der CPU-Frequenz einstellbar ist. Die Zählfrequenz der CapCom-Timer bestimmt sich wie folgt [80c166]:

$$f_{Tx} = \frac{f_{CPU}}{8 \cdot 2^{TxI}}$$

Der Reload-Wert für eine gewünschte Timer-Frequenz ergibt sich wie folgt [mattheis]:

$$TxREL = 65536 - \frac{f_{CPU}}{8 \cdot 2^{TxI} f_{des}}$$

B.2.4 General-Purpose-Timer-Blöcke

Die GPT-Blöcke können sehr unterschiedlich intern oder auch extern verschaltet werden und stehen somit den unterschiedlichsten Aufgaben zur Verfügung. Für die Regelungsaufgabe wurde nur der GPT2-Block mit seinem Kerntimer T6, der

⁴Isolated Gate Bipolar Transistor

auf Reload-Mode mit **CAPREL** eingestellt wurde, verwendet um ein konstantes Abtastsignal zu erzeugen.

Zudem wurde der Zusatztimer T5 zum Erzeugen einer Wartezeit genutzt, die unter anderem zum Tastenentprellen oder zur Menüführung verwendet wird. Eine einfache Warteschleife hatte sich als ungünstig erwiesen, da die Zeit durch unterschiedliche CPU-Auslastung stark verändert wurde. Die Zählfrequenz der Timer 5 und 6 kann durch folgende Formel bestimmt werden [80c166]:

$$f_{Tx} = \frac{f_{CPU}}{4 \cdot 2^{TxI}}$$

Der Reload-Wert für eine gewünschte Timer-Frequenz bestimmt sich wie folgt [mattheis]:

$$TxREL = 65536 - \frac{f_{CPU}}{4 \cdot 2^{TxI} f_{des}}$$

B.2.5 Analog-/Digitalwandler

Der A/D-Wandler besitzt 4 verschiedene Modi zur Wandlung. Es kann zum einen eine kontinuierliche oder eine Einzelwandlung von einem oder mehreren Kanälen erfolgen. Ein Betrieb im kontinuierlichen Modus ist nur sehr schwierig möglich, da nach jedem Ablauf des PEC dieser neu gesetzt werden muß und es dabei zu einem Überlauf des Wandlungsergebnisses im Register **ADDAT** kommen kann. Zwar wird ein Überlauf als Interruptrequest **ADEIR** angezeigt, aber eine Reaktion darauf ist im kontinuierlichen Modus nur schwer möglich.

B.2.6 Serielle Schnittstelle des 80C166

Für die Kommunikation mit externer Peripherie besitzt der 80C166 zwei serielle Schnittstellen. Das Senden geschieht durch Schreiben eines Wertes in das Register **SxTBUF** bei eingeschaltetem Timer. Sind alle Bits übertragen wird das Interrupt-Flag **SxTIR** gesetzt. Das gleiche geschieht beim Empfang, falls alle Bits empfangen sind durch das Flag **SxRIR**.

Die Einstellung der möglichen Betriebsarten, wie z.b. Einstellung der Parität und der Stopbits und das Einschalten der Prüfung verschiedener Zustände, geschieht durch das Register **SxCON**. Die Baudrate ergibt sich aus der Einstellung im Reload-Register der seriellen Schnittstelle **SxBG** [80c166]:

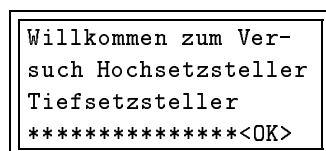
$$\text{Baudrate asynchron} = \frac{2}{3} \frac{f_{CPU}}{32(SxBG + 1)}$$

Anhang C

Hard- und Software

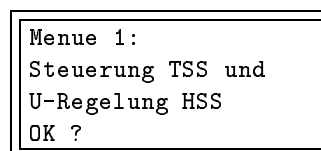
C.1 Bedienungsanleitung zur Menüführung

Nach dem Einschalten der Informationselektronik oder nach Betätigung des **RESET**-Tasters meldet sich das System mit dem Introbildschirm (Abb. C.1). Durch einmaliges Drücken der Taster **OK**, **UP** oder **DOWN** wird in die Menüführung, wie sie Abb. C.7 zeigt, gewechselt. Man befindet sich jetzt im Hauptmenü und kann mit dem Betätigen der Tasten **UP** oder **DOWN** die gewünschte Steuerungs-/Regelungseinstellung auswählen (Abb. C.2). Mit dem einmaligen Betätigen der **OK**-Taste bestätigt man die gewünschte Steuerungs-/Regelungseinstellung und



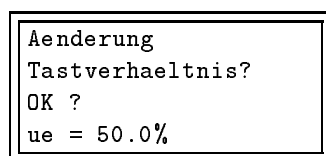
```
Willkommen zum Ver-
such Hochsetzsteller
Tiefsetzsteller
*****<OK>
```

Abb. C.1: Introbildschirm



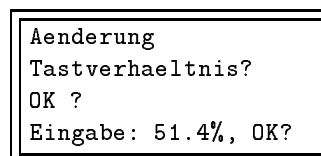
```
Menue 1:
Steuerung TSS und
U-Regelung HSS
OK ?
```

Abb. C.2: Hauptmenüeintrag



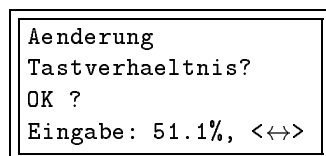
```
Aenderung
Tastverhaeltnis?
OK ?
ue = 50.0%
```

Abb. C.3: Untermenüeintrag



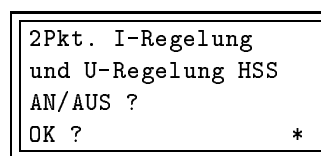
```
Aenderung
Tastverhaeltnis?
OK ?
Eingabe: 51.4%, OK?
```

Abb. C.4: Werteeingabe durch das Potentiometer



```
Aenderung
Tastverhaeltnis?
OK ?
Eingabe: 51.1%, <↔>
```

Abb. C.5: Feineinstellung der Werte



```
2Pkt. I-Regelung
und U-Regelung HSS
AN/AUS ?
OK ? *
```

Abb. C.6: Anzeige des Zustandes des Systems

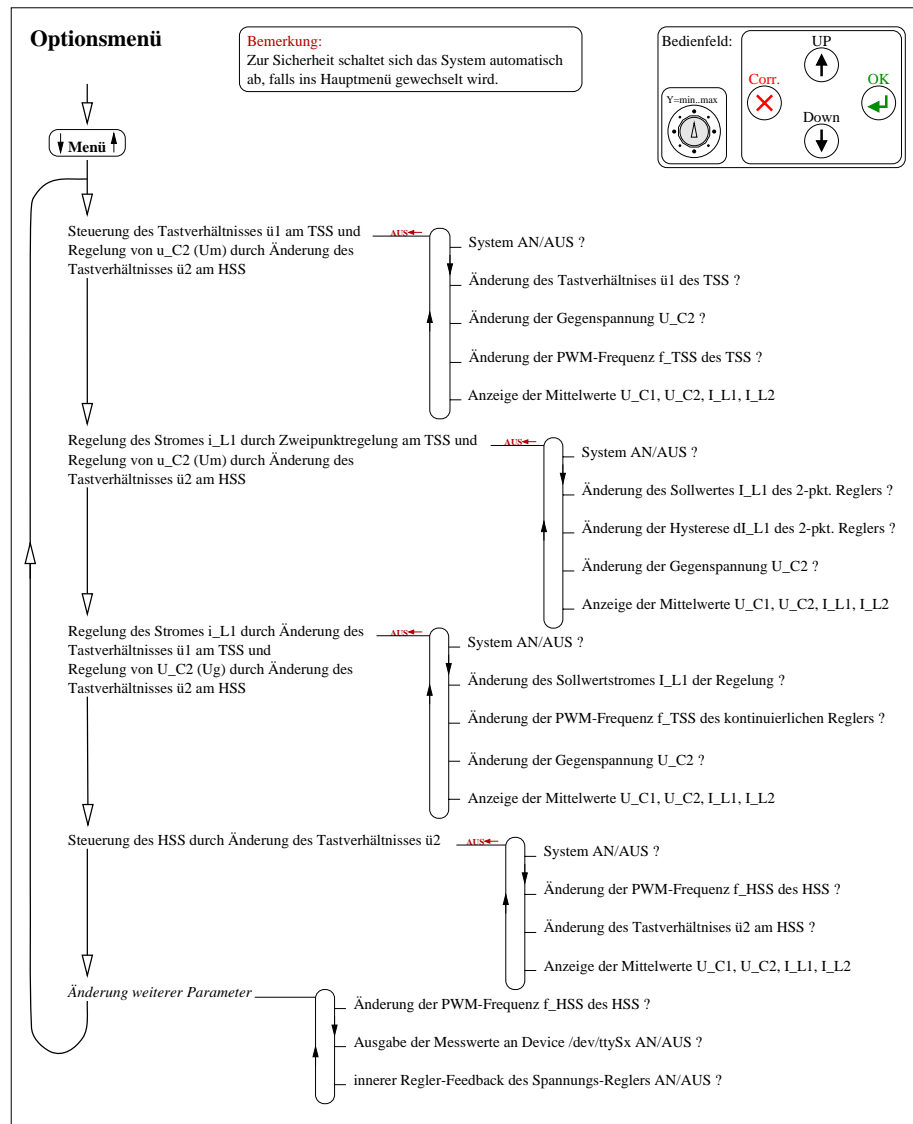


Abb. C.7: Menüaufbau im Überblick

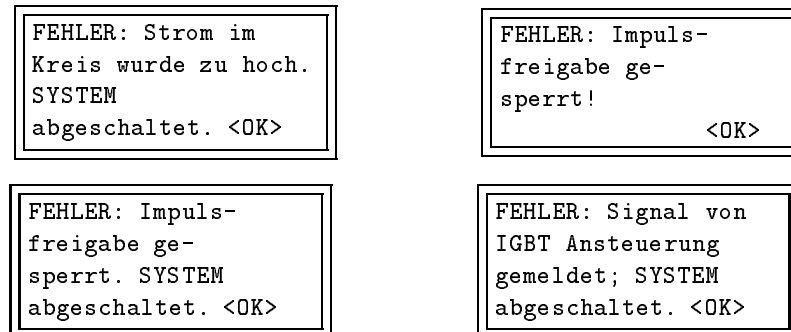


Abb. C.8: Mögliche angezeigte Systemfehler

wechselt in das Untermenü dieser Einstellung. Mit der Taste **CORR** kann das Untermenü wieder verlassen werden.

Im Untermenü können nun die jeweils für diese Einstellung geltenden Steuerungs-/Regelungsparameter geändert werden. Dies geschieht genau wieder mit den **UP** und **DOWN**-Tasten und der Bestätigung mit der **OK**-Taste. Die jeweils aktuelle Einstellung ist auf der untersten Zeile des Displays zu sehen (Abb. C.3). Soll ein Parameter geändert werden, wechselt man durch Betätigung des **OK**-Tasters in den Eingabebildschirm (Abb. C.4). Man kann nun mit Hilfe des Potentiometers eine Grobeinstellung des Wertes vornehmen und durch **OK** bestätigen. Nach der Bestätigung befindet man sich in dem Finetune-Mode und kann den Parameter durch **UP** und **DOWN** feineinstellen. Durch Betätigung der Taste **CORR** kann jederzeit in den vorhergehenden Zustand zurückgewechselt werden. Mit nochmaligem Drücken der **OK**-Taste wird der Wert an die Regelung/Steuerung übergeben. Eine Parameteränderung ist auch während des Betriebes möglich.

Eingeschaltet wird das System durch das Betätigen des **OK**-Tasters im Untermenüpunkt **SYSTEM AN/AUS**. Eine kurz erscheinende Schrift **SYSTEM EIN!** oder **SYSTEM AUS!** auf der untersten Zeile zeigt den Systemwechsel an. Ein aktives System ist an der eingeschalteten grünen LED erkennbar. Zusätzlich erscheint im Display ein Stern in der rechten untersten Ecke (Abb. C.6). Das Herunterfahren des Systems in den (nahezu) spannungslosen Zustand wird durch die gelbe LED und der Aufschrift **Warten fuer SYSTEM SHUT-DOWN!** angezeigt. Dieser Zustand liegt im Millisekundenbereich und ist kaum sichtbar. Um Bedienfehler zu vermeiden, schaltet das System automatisch während des Wechsels in das Hauptmenü ab.

Bei einem Eintritt eines Fehlers wird die rote LED eingeschaltet und eine Aufschrift, die auf die Herkunft des Fehlers eindeutig hinweist, ausgegeben. Mit dem einmaligen Drücken der **OK**-Taste wird der Normalzustand wieder erreicht. Die möglichen Systemfehler zeigt Abb. C.8.

Das leistungselektronische System sollte der Sicherheit wegen erst nach der Inbetriebnahme der Informationselektronik eingeschaltet und als erstes bei der Außerbetriebsetzung ausgeschaltet werden.

C.2 Fehlerüberwachung und Schutz

```

Fehler - Ueberwachung fuer 80 C166-EVB.
2
Alle Angaben in Logikgleichungen.
4
%ID
6 Fehler

8 %TYP
gal16v8a
10
%PINS
12 Q00 Q01 FG ERR1 ERR2 SFG CC14 CC15 nc GND
OE E_FR nc nc nc nc CC14O CC15O VCC
14
%LOGIK
16 CC14O = /CC14 * ERR1 * ERR2 * FG * /SFG * Q00 * Q01;
CC15O = /CC15 * ERR1 * ERR2 * FG * /SFG * Q00 * Q01;
18 E_FR = ERR1 * ERR2 * FG * /SFG * Q00 * Q01;
20 %END

```

Programm C.1: Inhalt des GAL16V8 der Fehlerüberwachung

C.3 LCD-Ansteuerung

```

LCD Ansteuerung fuer 80 C166-EVB.
2
Alle Angaben in Logikgleichungen.
4
%ID
6 lcd

8 %TYP
gal16v8a
10
%PINS
12 RSTIN A10 CS0 CS1 CS2 CS3 LBW RD nc GND
OE nc nc nc nc nc EN R_W RS VCC
14
%LOGIK
16 /RS = A10 * RSTIN;

18 /RW = /CS0 * RSTIN;

20 EN = /LBW * RSTIN * /CS0
+ /RD * RSTIN * /CS1;
22
%END

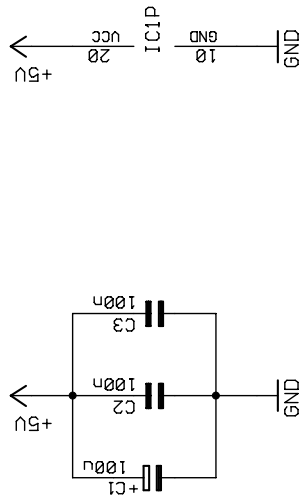
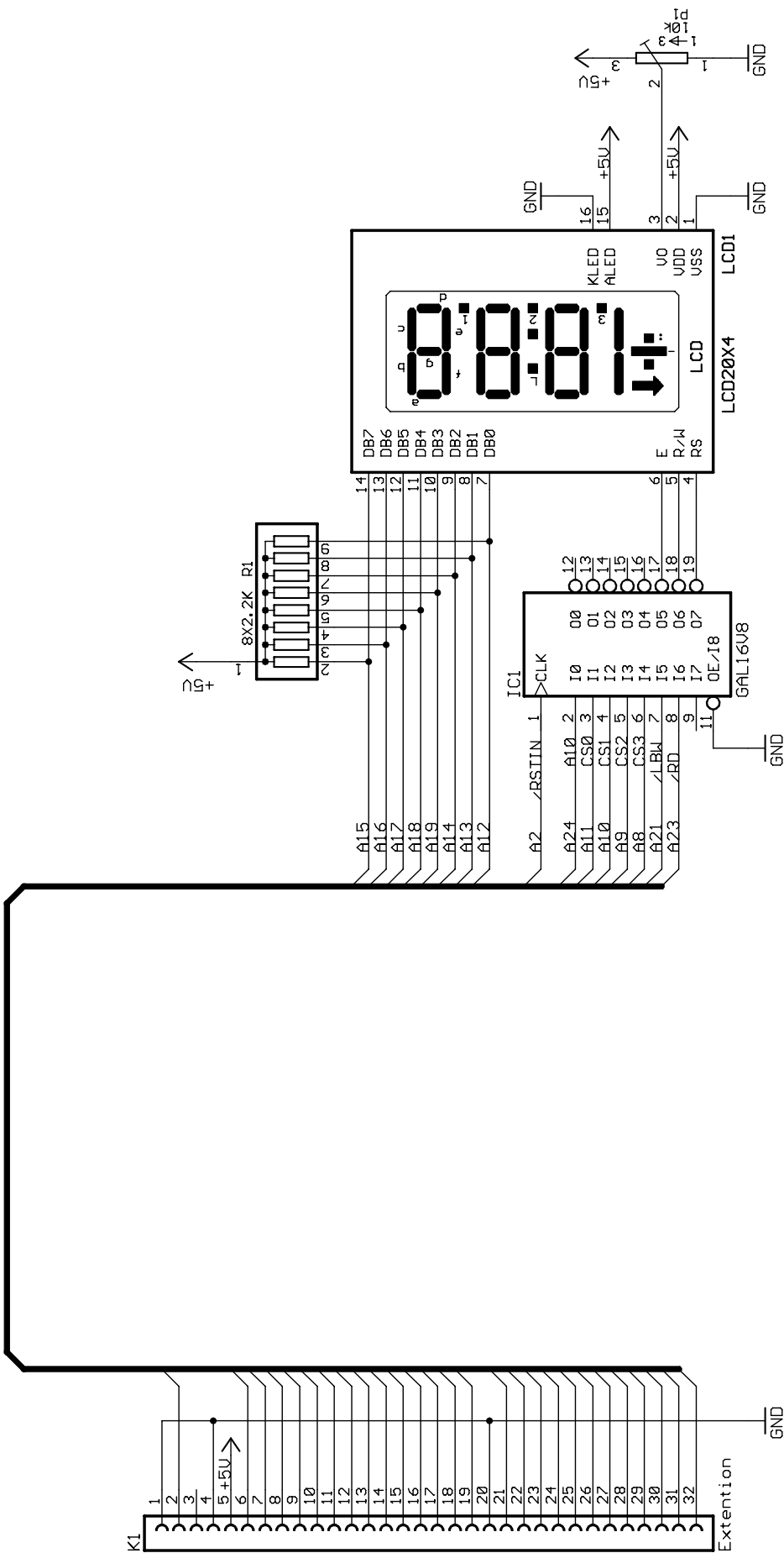
```

Programm C.2: Inhalt des GAL16V8 der LCD-Ansteuerung

Literaturverzeichnis

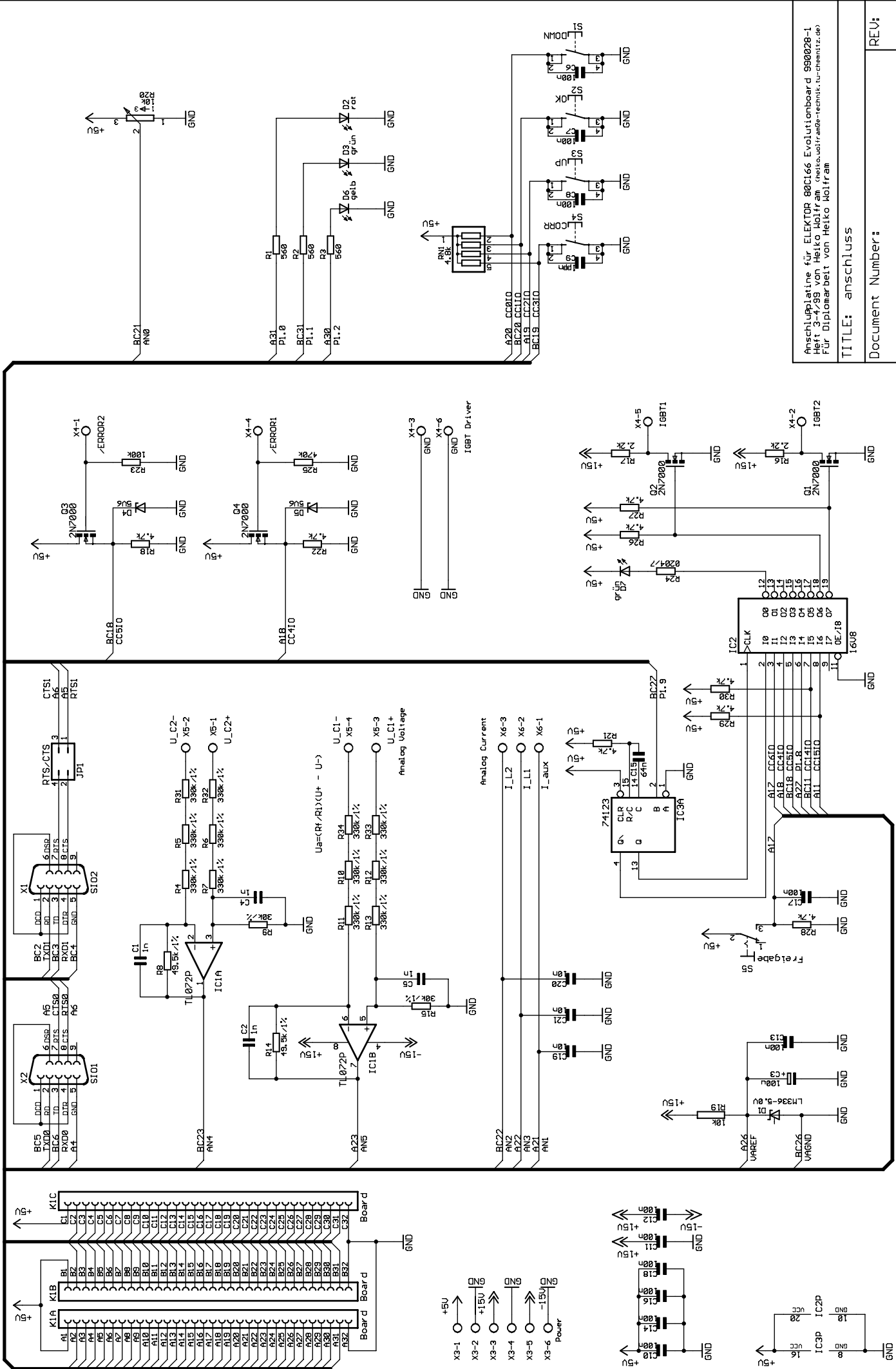
- [lappe] Rudolf Lappe, Harry Conrad, Manfred Kronberg. *Leistungselektronik*. VEB Verlag Technik Berlin 1987.
- [kronberg] Manfred Kronberg, Wilfried Schreiter. *Mikroelektronik Information/Applikation - Heft 46: Leistungselektronik 7 - Bipolarer Leistungsschalttransistor Teil 2*. VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder 1987.
- [cuk] R. D. Middlebrook, Slobodan Ćuk. *Advances in Switched-Mode Power Conversion*. Power Electronics Series Vol. 1. TESLaco Optimum Power Conversations 1981 pp.73 - 89
- [garabandic] D. Garabandić, T. Petrović. *Robust Controllers for pulse-width-modulated d.c./d.c. converters using internal-model-control design*. Journal of Systems and Control Engineering, Part I 1993 Vol. 207
- [lee1] F. C. Lee, R. A. Carter, Z. D. Fang. *Investigations of Stbility & Dynamic Performance of a Current-Injected Regulator*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-19, No. 2; March 1983.
- [lee2] F. C. Lee, Z. D. Fang, T. H. Lee. *Optimal Design Strategy of Switching Converters Employing Current Injected Control*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-21, No. 7; January 1983.
- [lunze1] Jan Lunze. *Regelungstechnik I - Systemtheoretische Grundlage, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. Springer Verlag 1996
- [lunze2] Jan Lunze. *Regelungstechnik II - Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Springer Verlag 1997
- [foellinger1] Otto Föllinger. *Nichtlineare Regelungen I - Grundbegriffe, Anwendung der Zustandsebene, Direkte Methode*. R. Oldenbourg Verlag 1993.
- [foellinger2] Otto Föllinger. *Nichtlineare Regelungen II - Harmonische Balance, Popow- und Kreiskriterium, Hyperstabilität, Synthese im Zustandsraum*. R. Oldenbourg Verlag 1993.
- [domnick] Karl-Heinz Domnick. *Evaluationboard für 80C166 - Entwicklungskit für 16-bit-Controller*. Elektor Heft 3,4/99.
- [80c166] *Users Manual - Microcontroller 80C166, Edition 06.90/08.97*. Siemens AG 1997.

- [tasking] *Online Users Manual - BSO/Tasking-Compiler V 4.0 R0.* BSO/Tasking 1994.
- [errata] *Errata Sheet, Release 1.1.* Siemens AG 1998.
- [mattheis] Karl-Heinz Mattheis, Steffen Storandt. *MC-Tools 17 Arbeiten mit C166 Controllern.* Otmar Feger Fardware + Software Verlag 1995.
- [schultes] Renate Schultes, Ingo Pohle. *80C166 Mikrocontroller.* Franzis Verlag 1994.
- [seifart] Manfred Seifart. *Analoge Schaltungen.* VEB Verlag Technik Berlin 1989.
- [lcd] *Bedienungsanleitung - Datenblatt für LCD-Module.* Conrad Electronic G.m.b.H. 1998.
- [blank] Hans-Joachim Blank. *Logikbausteine - Grundlagen, Programmierung und Anwendung.* Markt&Technik Verlag 1992.
- [ti] *Linear Circuits Data Book Vol. 1-3.* Texas Instruments 1992.
- [eca] *TTL 7400 - integrierte Schaltungen.* ECA 1993.
- [durcansky] Georg Durcansky. *EMV-gerechtes Gerätedesign, Grundlagen der Gestaltung störungsarmer Elektronik.* Franzis Verlag 1991.
- [schwab] Adolf J. Schwab. *Elektromagnetische Verträglichkeit.* Springer Verlag 1996.
- [bluecher] Andreas Blücher. *Wer mißt, mißt Mist - Meßwerterfassung mit Linux.* Linux-Magazin 8/99.
- [lawyer] David Lawyer. *The Linux Serial HOWTO.* Linux-Dokumentation-Project 1998.
- [baumann] Peter H. Baumann. *The Serial Programming HOWTO.* Linux-Dokumentation-Project 1998.
- [sweet] Michael Sweet. *The Serial Programming Guide for POSIX Operating Systems.*
- [illik] J. Anton Illik. *Programmieren in C unter UNIX.* SYBEX-Verlag 1990.
- [clauss] Matthias Clauß, Günther Fischer. *Programmieren in C.* VEB Verlag Technik Berlin 1990.



Erweiterungsplatine für ELEKTOR 80C166 Evolutionboard 99028-1
 Heft 3-4/99 by Heiko Wolfram (heiko.wolfram@technik.tu-chemnitz.de)
 Für Diplomarbeit von Heiko Wolfram

| | |
|--------------------------|------------|
| TITLE: erweiterung | |
| Document Number: | REV: |
| Date: 4/23/2000 16:51:12 | Sheet: 1/1 |



Selbständigkeitserklärung:

Ich erkläre, daß ich die vorliegende Arbeit selbständig und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe.

Chemnitz, den 9. August 2000

Heiko Wolfram