

Neue Methodik zur Optimierung der Energieeffizienz des Künstlichen Akkommodationssystems

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften

von der Fakultät für Maschinenbau des
Karlsruher Instituts für Technologie

genehmigte

DISSERTATION

von

M.Eng. Markus Krug

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. habil. Georg Bretthauer

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Christoph Stiller

Tag der mündlichen Prüfung: 12. Oktober 2016

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen des Forschungsprojekts Künstliches Akkommodationssystem am Institut für Angewandte Informatik (IAI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). An dieser Stelle möchte ich nun die Gelegenheit nutzen und mich für die großartig Unterstützung bedanken, die ich während meiner Zeit am IAI erfahren habe.

Meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. habil. Georg Bretthauer danke ich herzlich, mir die Anfertigung dieser Arbeit ermöglicht und sie mit großem Interesse verfolgt zu haben. Herrn Dr.-Ing. Ulrich Gengenbach danke ich für den großen Freiraum, den er mir bei der Bearbeitung des Themas gewährt hat sowie für seine vielen wertvollen Anregungen, die zum Gelingen meiner Arbeit beigetragen haben. Bei Herrn Dr.-Ing. Jörg Nagel möchte ich mich herzlich für den intensiven fachlichen Austausch, die tolle Unterstützung während meiner gesamten Zeit am IAI und die kritische Durchsicht des Manuskripts bedanken. Außerdem drücke ich meinen herzlichen Dank Herrn Dr.-Ing. habil. Lutz Gröll für die vielen bereichernden Diskussionen und für sein großes Engagement aus. Des Weiteren danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Christoph Stiller für die Übernahme des Korreferats.

Ich danke den Kolleginnen und Kollegen sowie den wissenschaftlichen Hilfskräften und Studenten, die zum Erfolg der Arbeit beigetragen haben, insbesondere Amna Barouni, Dr.-Ing. Christoph Beck, Dr. rer. nat. Helmuth Guth, Johannes Hartmann, Andreas Hellmann, Andreas Hofmann, Dr.-Ing. Bernd Köhler, Dr.-Ing. Liane Koker, Thomas Martin, Fabian Nuber, Muris Pahl, Klaus-Martin Reichert, Jan Rothmund, Rudolf Scharnowell, Dr.-Ing. Klaus-Peter Scherer, Georg Schwartz, Dr.-Ing. Ingo Sieber, Waldemar Spomer, Peter Stiller, Martin Ungerer und Stefan Vollmannshäuser.

Herzlich danke ich meinen Eltern, die mich jederzeit unterstützt und gefördert haben. Mein besonderer Dank gilt meiner Freundin, die mir sowohl beim Korrekturlesen als auch moralisch eine große Hilfe und Stütze war.

Karlsruhe, im September 2016

Markus Krug

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	vii
Tabellenverzeichnis	xiii
Abkürzungsverzeichnis	xv
Symbolverzeichnis	xvii
1. Einleitung	1
1.1. Bedeutung der Akkommodation	1
1.2. Darstellung des Entwicklungsstands	3
1.2.1. Künstliches Akkommodationssystem	3
1.2.2. Wiederaufladbare Energiespeicher	11
1.2.3. Energiemanagement in Implantaten und Low-Power Systemen	15
1.3. Ziele und Aufgaben	19
2. Neue Methodik zur Optimierung der Effizienz des Künstlichen Akkommodationssystems	23
2.1. Anforderungen an eine Effizienzoptimierung	23
2.2. Systematische Vorgehensweise zur Effizienzoptimierung des Implantats	24
2.2.1. Definition der Zeitdomänen	25
2.2.2. Vorgehensweise zur Analyse des Energiebedarfs und der autonomen Betriebsdauer	25
2.2.3. Vorgehensweise zur Konzeption eines Energiemanagements	27
2.2.4. Vorgehensweise zur Validierung der Konzepte	29
3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs	31
3.1. Detaillierte Analyse des Energiebedarfs	31
3.1.1. Bestimmung der Energieaufnahme des Systems	33
3.1.2. Entladedauer des Energiespeichers	38
3.2. Systematische Ermittlung von Optimierungspotential	43
3.2.1. Optimierung eines Systemzyklus	44
3.2.2. Optimierung eines Entladezyklus	48

3.3.	Konzepte zur Optimierung der Effizienz der Spannungswandlung und der Teilsysteme	50
3.3.1.	Herleitung von Topologien zur Spannungsversorgung	50
3.3.2.	Vorauswahl von Topologien zur Spannungsversorgung	52
3.3.3.	Neue Konzepte zur intelligenten Spannungsversorgung mittels einer dynamischen Versorgungstopologie	54
3.3.4.	Neue Konzepte zur effizienten Aktoransteuerung	56
3.4.	Konzepte zur Optimierung der autonomen Betriebsdauer	60
3.4.1.	Neue Konzepte zur situativen Energieeinsparung von Teilsystemen	60
3.4.2.	Konzepte zur situativen Abschaltung des Gesamtsystems	63
3.4.3.	Neue Konzepte zu ladezustandsabhängigen Energiesparmechanismen	64
3.4.4.	Neues Konzept zur optimalen Nutzung der Energiespeicherkapazität	65
3.4.5.	Konzepte zur Verlängerung der Betriebsdauer durch Energy Harvesting	66
3.5.	Ableitung eines neuen Gesamtkonzepts	66
3.6.	Konzept eines Schaltreglers mit dynamisch skalierbarer Ausgangsspannung	72
3.6.1.	Anforderungen an einen Schaltregler für ein Implantat	72
3.6.2.	Methodik zur Auslegung eines optimierten Schaltwandlers	74
3.6.3.	Neues Konzept der digitalen Reglerarchitektur	77
3.6.4.	Modellbildung und Herleitung des neuen Schaltreglers	83
3.6.5.	Neuer Stabilitätsbeweis für den totzeitbehafteten Schaltregler	94
3.6.6.	Neue Architektur einer digitalen Pulsweitenmodulation	108
3.7.	Zusammenfassung	112
4.	Realisierung der Konzepte	115
4.1.	Anwendung der Effizienzoptimierung der Spannungswandlung und der Teilsysteme	115
4.1.1.	Intelligente Spannungsversorgung	115
4.1.2.	Effiziente Aktoransteuerung	117
4.2.	Anwendung der Konzepte zur Optimierung der autonomen Betriebsdauer	120
4.2.1.	Situative Energieeinsparung bei den Teilsystemen	121
4.2.2.	Situative Abschaltung des Gesamtsystems	123
4.2.3.	Ladezustandsabhängige Energiesparmechanismen	128
4.2.4.	Bewertung der Konzepte zur Optimierung der autonomen Betriebsdauer	132
4.3.	Realisierung eines neuen effizienten Schaltreglers	133
4.3.1.	Auslegung des Schaltwandlers	133
4.3.2.	Parameterbestimmung der Reglerarchitektur	137

4.3.3.	Umsetzung der digitalen Pulsweitenmodulation	143
4.4.	Implementierung und Testaufbau des Schaltreglers	145
4.4.1.	Implementierung des digitalen Reglers und der digitalen Pulsweitenmodulation	146
4.4.2.	Versuchsergebnisse	149
4.5.	Abschätzungen der Leistungsaufnahme und des Platzbedarfs der Energiemanagementeinheit	156
4.5.1.	Integrierte Schaltkreise	156
4.5.2.	Vergleich zwischen FPGA und ASIC	161
4.5.3.	Energiemanagement als integrierter Schaltkreis	163
4.6.	Zusammenfassung	169
5.	Zusammenfassung	173
6.	Literaturverzeichnis	177
A.	Anhang	203
A.1.	Grundlagen eines Hidden-Markov-Modells	203
A.2.	Auslegung eines Schaltwandlers im Lückbetrieb	204
A.2.1.	Restwelligkeit der Ausgangsspannung	205
A.2.2.	Verlustleistung eines Schaltwandlers im Lückbetrieb . . .	206
A.3.	Modell reduzierter und voller Ordnung	207
A.3.1.	Modell reduzierter Ordnung	207
A.3.2.	Modell voller Ordnung	208
A.4.	Klassischer Reglerentwurf für einen Schaltregler	209
A.5.	Ablaufsteuerung des Systemmodells mit intelligenter Spannungs- versorgung	211

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Akkommodationsmechanismus des menschlichen Auges [MFM15] (Nachdruck mit freundlicher Genehmigung von Springer)	2
1.2.	Demonstrator 4: Funktionsmuster im Maßstab 2:1	12
1.3.	Energie- und Leistungsdichte verschiedener Energiespeicher, nach [MKLK12, PGZC ⁺ 13, Las13]	13
2.1.	Systematische Untersuchung der Leistungsaufnahme des Systems und Bestimmung der autonomen Betriebsdauer	26
2.2.	Strategie zur Entwicklung neuer Konzepte und Integration in ein Gesamtkonzept zur Optimierung der Energieeffizienz des Implantats	28
3.1.	Systemverhalten anhand eines Zustandsautomaten	32
3.2.	Zyklischer Ablauf des Künstlichen Akkommodationssystems im Normalbetrieb	33
3.3.	Simulierte Stromaufnahme des Systems bei einer Versorgungsspannung von 2,5V	35
3.4.	Stromaufnahme des Testsystems bei einer Versorgungsspannung von 2,5V	36
3.5.	Energieaufnahme des Künstlichen Akkommodationssystems	38
3.6.	Energieaufnahme des Aktortreibers bei einer Brechkraftänderung aus der Ruhelage (0 dpt)	39
3.7.	Variation der Energieaufnahme des betreffenden Teilsystems pro Systemzyklus unter Betrachtung verschiedener Einflussgrößen	39
3.8.	Blockschaltbild des Batteriemodells zur Abschätzung der Betriebsdauer und der Entladecharakteristik. Die speziell für Mikrozellen entwickelte virtuelle Klemmenspannung ist in rot dargestellt.	41
3.9.	Vergleich zwischen Modell und realer 700 µAh-Mikrozelle MEC201-7P	42
3.10.	Entladekurve einer 3 mAh-Sekundärzelle mit dem Lastprofil des Künstlichen Akkommodationssystems	43
3.11.	Schematische Darstellung eines typischen Linearreglers (Längsregler) z.B. [Lino4] und dessen ideale Effizienz	46
3.12.	Schematische Darstellung eines induktiven Schaltwandlers (Abwärtswandler) und dessen Effizienz nach [Tex10]	47
3.13.	Schematische Darstellung eines kapazitiven Schaltwandlers nach [Liu06] und dessen Effizienz	48

3.14. Topologien zur Spannungsversorgung der Teilsysteme (LR: Linearregler, SR: Schaltregler)	51
3.15. Schematische Darstellung Schaltwandlertopologien mit mehreren Ausgängen, (a) nach [KL12], (b) nach [SH14]	52
3.16. Wandler in Leiterstruktur mit Verbrauchern in Reihenschaltung, nach [KSS13]	53
3.17. Konzepte einer intelligenten Spannungsversorgung der Teilsysteme	57
3.18. Aufwärtswandler mit Spannungsverdopplung (blau) und Entladeschaltung (rot) zur Einstellung der Spannung des Piezoaktors, momentan im Demonstrator eingesetzte Lösung	58
3.19. Aufwärtswandler mit Spannungsverdopplung (blau) und Energierückgewinnung bei Entladung (grün) zur Einstellung der Spannung des Piezoaktors	58
3.20. Neuer Schaltwandler zur Ansteuerung eines bimorphen Biegeaktors mit Energierückgewinnung	58
3.21. Gesamtkonzept des Energiemanagements: Die Eventdetektion wurde in [Nag12] vorgestellt, alle anderen Teile des Energiemanagements wurden oder werden in der vorliegenden Arbeit erstmals als Ganzes präsentiert.	69
3.22. Entwicklung der Versorgungsspannung von digitalen Halbleiter. HP: High Power, LOP: Low Operating Power, LSTP: Low Standby Power, III-V/Ge: III-V-Verbindungshalbleiter/Germanium für High Performance Logic, nach [Int11].	71
3.23. Vereinfachtes Übersichtsbild von Funktionsblöcken für ein System-on-Chip oder System-in-Package	72
3.24. Minimale Schaltfrequenz für eine Restwelligkeit der Ausgangsspannung von 5 mV, 10 mV und 20 mV	75
3.25. Schaltbild und idealisierter Signalverlauf eines synchronen Abwärtswandlers	76
3.26. Konzept der neuen Reglerarchitektur mit Schaltwandler	80
3.27. Vergleich zwischen dem Modell reduzierter und voller Ordnung bei verschiedenen Schaltfrequenzen	85
3.28. Digitaler Regelkreis ⁶ mit totzeitbehaftetem A/D-Wandler	88
3.29. Regelverhalten mit einfachem PI-Regler	88
3.30. Lastkorrektur zur Entlastung des Reglers	89
3.31. Steuerung zum Anfahren neuer Referenzwerte unter Berücksichtigung der Stellenergie	90
3.32. Vollständige Reglerarchitektur mit neuer Regelungsstruktur (rot) basierend auf zwei unterschiedlichen Abtastfrequenzbereichen	91
3.33. Exakte Eingang/Ausgang-Linearisierung: Verlagerung der Berechnung des Modells vom Beobachter in die linearisierende Rückführung. In den Blöcken ist die Gleichungsnummer angegeben.	94

3.34. Stabilitätsgebiet des Beobachters in Abhängigkeit der Ausgangsspannung v_{out} und dem Lastwiderstand R_{load}	99
3.35. Stabilitätsgebiet des Beobachters in Abhängigkeit der maximal zulässigen Totzeit. Über die Farbskala werden die Gebiete der zulässigen Totzeit zugeordnet.	100
3.36. Wirkungsgrad des Schaltwandlers ohne Leistungsaufnahme des Reglers für zwei feste und die variable Schaltfrequenz unter Einhaltung einer Spannungsrestwelligkeit von 10 mV	109
3.37. Schaltbild und Signalverlauf einer digitalen Zähler-Pulsweitenmodulation, nach [SAMA04]	110
3.38. Zwei-taktflankengesteuertes Flipflop, nach [Hil09], mit negativer Rückführung	110
3.39. Pulsweitenmodulation über eine Verzögerungsstrecke, nach [SAMA04]	111
3.40. Schematische Darstellung der digitalen Pulsweitenmodulation mit variabler Schaltfrequenz	111
4.1. Vergleich der Energieaufnahme ohne Optimierung und mit intelligenter Spannungsversorgung	116
4.2. Vergleich der Laufzeit des Energiespeichers ohne Optimierung und mit intelligenter Spannungsversorgung (Konzept III)	117
4.3. Verlauf der Spannung und Leistungsaufnahme des Piezotreibers während einer vollständigen Auslenkung und anschließender Entspannung in die Ausgangsposition	118
4.4. Vergleich der zwei Methoden zur maximal positiven und maximal negativen Auslenkung eines dreipoligen Piezoaktors	120
4.5. Vergleich der autonomen Laufzeit: Erweiterung des Systems mit der intelligenten Spannungsversorgung um die Konzepte zur situativen Energieeinsparung von Teilsystemen	123
4.6. Schematische Darstellung der digitalen Auswertelektronik zur Schlafdetektion und Ein-/Abschaltung des Systems	124
4.7. Schaltplan des Fotosensors zur leistungsarmen Erfassung und Digitalisierung der Umgebungsleuchtdichte	126
4.8. Vergleich der autonomen Laufzeit der Verfahren Sakkadenerfassung und Aussetzten der Sensorfusion mit dem System ohne Energieoptimierung	127
4.9. Autonome Betriebsdauer mit der Schlaferkennung bei einer Schlafphase von 7 h	128
4.10. Implementierung einer Ladezustandsschätzung mit Lookup-Tabellen	130
4.11. Schrittweise Reduktion der Leistungsfähigkeit zur Verlängerung der autonomen Laufzeit	132
4.12. Tiefpassverhalten der Zellspannung bei kurzer und langer Übertragungsdauer	133
4.13. Einfluss der Kanalbreite auf die Parameter des Transistors	135

4.14.	Verlustleistung der Leistungstransistoren bei variierender Kanalbreite und bei verschiedenen Schaltfrequenzen	136
4.15.	Schematische Darstellung eines Lastsprungs	141
4.16.	Matrizelement α_1 in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Laststroms vor dem Lastsprung	142
4.17.	Reduktion des Wirkungsgrads des Schaltwandlers gegenüber einer stufenlosen Einstellung der Schaltfrequenz bei einer Nutzung von 4, 6 und 11 Schaltfrequenzen	144
4.18.	Verkleinerung von kombinatorischen Logiknetzen durch Einfügen von Registern	146
4.19.	Vermeidung von unnötigen Schaltvorgängen durch Pipelining	147
4.20.	Vermeidung von unnötigen Schaltvorgängen durch Deaktivierung von Schaltungsteilen über Enable-Signale	148
4.21.	Prozedur der seriellen Multiplikation eines Tastverhältnisses von $d_1 \approx 0,713$ und einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 372$ kHz (ohne führende Nullen, Wertigkeit: Tastverhältnis LSB 2^{-12} , Zählerendwert LSB 2^0)	149
4.22.	Einschaltvorgang des Schaltreglers: Ausgangsspannung gemessen und simuliert sowie Entladestrom des Energiespeichers simuliert	151
4.23.	Simulation und Messung der Sprungantwort auf einen Störstrom von 40 mA	151
4.24.	Simulation des Entladestrom des Energiespeichers und des geschätzten Laststroms durch den Beobachter bei einem Störsprung von 40 mA	152
4.25.	Test der dynamischen Anpassung der Ausgangsspannung unter unterschiedlichen Lastbedingungen	152
4.26.	Test des Schaltreglers am Testboard des Demonstrators: Ausgangsspannungsverlauf mit Schaltfrequenzen (oben), Lastprofil mit Komponentenummer nach Tabelle 4.9 (unten)	154
4.27.	Testschaltung zur Ermittlung der Leistungsaufnahme verschiedener Prozesstechnologien	156
4.28.	Leistungsaufnahme verschiedener Prozesstechnologien	157
4.29.	Konventionelle Enable-Architektur (links) und Latch-basierte Clock-Gating-Architektur (rechts), nach [LCN11]	161
4.30.	Gesamtwirkungsgrad des neuen Schaltreglers	167
A.1.	Einfaches Beispiel eines Hidden Markov Modells für das Künstliche Akkommodationssystem	205
A.2.	Skizze eines Einschaltvorgangs eines MOSFETs nach [Kleo6]	206
A.3.	Vergleich von Amplitude und Phase der linearisierten Streckenübertragungsfunktion ohne/mit Totzeit und diskretisiert	210
A.4.	Reglerentwurf durch Polkompensation	211

A.5. Leistungs- und Energiesimulation des Implantats mit intelligenter
Spannungsversorgung 212

Tabellenverzeichnis

3.1.	Konfiguration bei der Messung der Stromaufnahme des Systems	38
3.2.	Optimierungsmöglichkeiten zur Laufzeitverlängerung des Künstlichen Akkommodationssystems	49
3.3.	Bewertung möglicher Topologien zur Spannungswandlung . . .	55
3.4.	Betriebsmodi der Treiberschaltung zur Ansteuerung eines dreipoligen Biegeaktors	59
3.5.	Übersicht der vorgestellten Konzepte (Bewertung: 0 = ungenügend bis 6 = sehr gut)	68
3.6.	Vergleich verschiedener Verfahren zur Analog/Digital-Wandlung	84
4.1.	Energieaufnahme, Energiereduktion und Steuerungsaufwand der drei Konzepte im Vergleich	116
4.2.	Energieeinsparung durch Energierückgewinnung bei unterschiedlicher Auslenkung des Aktors	119
4.3.	Energieeinsparungen durch Optimierung und Energierückgewinnung im Falle einer temporären, vollständigen Auslenkung des Aktors	119
4.4.	Durchschnittliche Leistungsaufnahme der analogen Signalaufbereitung und des 4-bit A/D-Wandlers des Fotosensors mit einer Abtastfrequenz von 5 Hz	125
4.5.	Laufzeit der verschiedenen Strategien beim Einsatz einer 3 mAh-Mikrozelle und die zur Umsetzung benötigten Ressourcen	134
4.6.	Parameter und Verlustleistung der optimierten Schalttransistoren des Schaltwandlers	136
4.7.	Parameter der Testumgebung	150
4.8.	Parameter des Testverlaufs für dynamische Spannungsskalierung mit unterschiedlichen Lastwiderständen	153
4.9.	Programmierung der Arbeitspunkte für die Lastkorrektur und der dynamischen Spannungsskalierung	153
4.10.	Vergleich zwischen Simulation und Messung der Leistungsaufnahme des Reglers und der digitalen Pulsweitenmodulation . . .	155
4.11.	Methoden zur Reduktion der statischen Leistungsaufnahme (normiert, ohne Optimierung entspricht „1“)	161
4.12.	Methoden zur Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme (normiert, ohne Optimierung entspricht „1“)	162

4.13. Verhältnis der Leistungsaufnahme, Verzögerung und Chipfläche zwischen ASIC und FPGA	163
4.14. Abschätzung der Leistungsaufnahme des Reglers und der digita- len Pulsweitenmodulation des Schaltreglers	166
4.15. Abschätzung der Leistungsaufnahme und des Platzbedarfs der Energiemanagementeinheit im lastfreien Betrieb	169

Abkürzungsverzeichnis

A/D-Wandler	Analog/Digital-Wandler
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
CORDIC	Coordinate Rotation Digital Computer
DCM	Discontinuous Current Mode
DPWM	Digitale Pulsweitenmodulation
DVS	Dynamic Voltage Scaling
ESR	Equivalent Series Resistance
FPGA	Field Programmable Gate Array
HDL	Hardware Description Language
HMM	Hidden Markov Model
IC	Integrated Circuit
IOL	Intraokularlinse
IoT	Internet-of-Things
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LCD	Liquid Crystal Display
LDI	Linear Differential Inclusion
LDO	Low-Drop-Out
LiPON	Lithium Phosphorus Oxynitride
LMI	Linear Matrix Inequality
LSB	Least Significant Bit
LUT	Lookup-Tabelle
MSB	Most Significant Bit
MTSE	Maximale Theoretische Spezifische Energie
NMOS	N-type Metal-Oxide-Semiconductor

PFM	Pulsfrequenzmodulation
PID	Proportional-Integral-Differential
PMOS	P-type Metal-Oxide-Semiconductor
PT ₁	Übertragungsglied mit proportionalem Übertragungsverhalten mit Verzögerung 1. Ordnung
PTL	Pass Transistor Logik
PWM	Pulsweitenmodulation
SAR	Successive Approximation Register
SAR	Spezifische Absorbtionsrate
SDF	Standard Delay Format
SIMO	Single Inductor Multiple Output
SiP	System-in-Package
SOC	State of Charge
SoC	System-on-(a-)Chip
SRAM	Static Random-Access Memory
USB	Universal Serial Bus
VCD	Value Change Dump
WHO	World Health Organisation

Symbolverzeichnis

Im Allgemeinen werden Maximalwerte durch den Index „max“ (z.B.: $v_{out,max}$), Minimalwerte durch den Index „min“ (z.B.: $v_{out,min}$) und Größen im Arbeitspunkt durch den Index „0“ (z.B.: $v_{out,0}$) erweitert. Formelzeichen mit Dach (z.B.: \hat{v}_{out}) bezeichnen Modellgrößen.

Lateinische Formelzeichen

a	Koeffizient der Klemmenspannungsfunktion	V
a_0	Koeffizient des Quasipolynoms p	
a_1	Koeffizient des Quasipolynoms p	
A	Menge von Übergangswahrscheinlichkeiten eines HMMs	
A_0	Systemmatrix der von t abhängigen Zustände	
$\overline{A_0}$	Obere Abschätzung der zeitvarianten Matrix A_0	
$\underline{A_0}$	Untere Abschätzung der zeitvarianten Matrix A_0	
A_1	Systemmatrix der von $t - \tau$ abhängigen Zustände	
A_{d0}	Gleichspannungsverstärkungsfaktor der Übertragungsfunktion G_S	
A_{iz0}	Gleichspannungsverstärkungsfaktor der Übertragungsfunktion G_{iz}	
A_{vbat0}	Gleichspannungsverstärkungsfaktor der Übertragungsfunktion G_{vbat}	
b	Koeffizient der Klemmenspannungsfunktion	V
b_0	Koeffizient des Quasipolynoms p	
b_1	Koeffizient des Quasipolynoms p	
b_2	Koeffizient des Quasipolynoms p	
B	Menge von Emissionswahrscheinlichkeiten eines HMMs	
c	Koeffizient der Klemmenspannungsfunktion	V
c_1	Konstante	
C	Kapazität	F
C_{annual}	Kapazitätsverlust pro Jahr	As
C_{cycle}	Kapazitätsverlust pro Entladezyklus	As
CF_{loss}	Korrekturfaktor der Kapazität einer Zelle durch Alterung	

C_L	Lastkapazität eines ICs	F
C_{nom}	Nominale Kapazität des Energiespeichers	As
$C_{useable}$	Nutzbare Kapazität des Energiespeichers	As
$C_{use,ag}$	Nutzbare Kapazität der gealterten Zelle	As
d	Koeffizient der Klemmenspannungsfunktion	V
d_1	Tastverhältnis des Schaltwandlers	
$d_{1,fb}$	Tastverhältnis des Schaltreglers im Regelungsbetrieb	
$d_{1,ff}$	Tastverhältnis des Schaltreglers im Steuerungsbetrieb	
$d_{1,krit}$	Kritisches Tastverhältnis des Schaltwandlers an der Lückengrenze	
$d_{1,lk}$	Anteil des Tastverhältnisses des Schaltreglers durch die Lastkorrektur	
d_2	Verhältnis von Stromflussdauer durch Transistor T_2 zu Schaltperiode des Schaltwandlers	
D	Bitbreite	bit
e	Resultierender Regelfehler	V
e_i	Abweichung des Fehlerstroms zwischen Modell und Strecke	A
e_r	Abweichung zwischen Ausgangsspannung des Modells und Referenzspannung	V
e_v	Abweichung der Ausgangsspannung zwischen Modell und Strecke	V
E	Energie	J, Ws
E_{toff}	Energie während des Ausschaltvorgangs eines Transistors	J, Ws
E_{ton}	Energie während des Einschaltvorgangs eines Transistors	J, Ws
f	Koeffizient der Klemmenspannungsfunktion	V
f_{AD}	Abtastrate des A/D-Wandlers	SPS
f_{clk}	Taktfrequenz	Hz
f_S	Aktualisierungsfrequenz des Reglers	Hz
f_{SW}	Schaltfrequenz des Schaltwandlers	Hz
g	Koeffizient der Klemmenspannungsfunktion	$\frac{1}{A}$
G_{iz}	Störübertragungsfunktion bei einem Störstrom	
G_S	Streckenübertragungsfunktion	
G_{vbat}	Störübertragungsfunktion bei Änderung der Eingangsspannung	
h	Koeffizient der Klemmenspannungsfunktion	

i_{bat}	Entladestrom eines Energiespeichers	A
$i_{bat,max,c}$	Maximaler Entladestrom bei kontinuierlicher Belastung	A
$i_{bat,max,p}$	Maximaler Entladestrom bei Pulsbelastung	A
i_c	Strom durch Kondensator	A
Δi_L	Amplitude der Stromänderung an der Induktivität	A
i_{load}	Laststrom des Schaltwandlers	A
i_q	Ruhestrom eines Linearreglers	A
i_z	Fehlerstrom	A
$i_{z,\nu}$	Fehlerstrom im Betriebspunkt ν	A
i_D	Drainstrom eines Transistors	A
I_{in}	Eingangsstrom eines Spannungswandlers	A
$I_{L,max}$	Maximaler Induktivitätsstrom	A
I_{nom}	Nominaler Entladestrom eines Energiespeichers	A
I_{out}	Konstanter Ausgangsstrom eines Spannungswandlers	A
$I_{RMS,T1}$	Effektivwert des Stroms durch Transistor T1	A
k	Diskrete Zeit	
k_1	Positive Konstante für den Stabilitätsbeweis	
k_2	Positive Konstante für den Stabilitätsbeweis	
k_3	Positive Konstante für den Stabilitätsbeweis	
k_D	Verstärkung des Differentialanteils eines PID-Reglers	
k_I	Verstärkung des Integralanteils des PI-Reglers	$\frac{1}{s^2}$
k_P	Verstärkung des Proportionalanteils des PI-Reglers	$\frac{1}{s}$
k_p	Peukert-Zahl	
K	Anzahl der Treiberstufen	
K_A	Korrekturmatrix der Zustandsmatrix nach der Zustandsraummittelung	
K_{AD}	Anzahl der Wandlerstufen eines A/D-Wandlers	
l_1	Beobachterkoeffizient	$\frac{A}{\sqrt{s}}$
l_2	Beobachterkoeffizient	$\frac{1}{s}$
L	Induktivität	H
m	Breitenverhältnis zweier aufeinanderfolgender Treiberstufen	
m_{annual}	Anzahl an Jahren	Jahre
M	Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung im stationären Zustand	
n	Quasikontinuierliche Zeit	s
n_{AD}	Quantisierungsschritt eines A/D-Wandlers	V
n_{cycle}	Anzahl an Entladezyklen	

Lateinische Formelzeichen

N	Bitbreite	bit
N_{AD}	Auflösung eines A/D-Wandlers	bit
N_{DPWM}	Auflösung der digitalen Pulsmodulation	bit
N_{Gw}	Nenner des geschlossenen Regelkreises	
O	Beobachtungssequenz eines HMMs	
p	Quasipolynom	
\mathbf{P}	Matrix	
P	Wahrscheinlichkeit	
$P_{Cond,Tx}$	Durchlassverluste am Transistor T_x	W
P_{Driver}	Treiberverluste eines Schaltwandlers	W
P_{dyn}	Dynamische Leistungsaufnahme eines ICs	W
P_{Gate}	Gateladungsverluste am Transistor	W
P_{ges}	Gesamtverlustleistung des Abwärtswandlers im lückenden Betrieb	W
P_{IC}	Elektrische Leistungsaufnahme	W
$P_{SW,T1}$	Schaltverluste des Transistors T_1	W
P_v	Gesamtverlustleistung bei der Spannungswandlung	W
\mathbf{Q}	Matrix	
Q_{gate}	Gateladung eines Transistors	C
\mathbf{R}	Matrix	
R_{cycle}	Entladezyklenabhängiger Innenwiderstandsanstieg	Ω
$R_{DS,on}$	Drain zu Source Widerstand beim durchgeschalteten Transistor (Durchlasswiderstand)	Ω
R_{int}	Innenwiderstand	Ω
$R_{int,nom}$	Nominaler Innenwiderstand	Ω
R_{load}	Lastwiderstand	Ω
s	Komplexe Zahl	
S	Zustandsmenge eines HMMs	
SOC	Ladezustand	
SOC_0	Startwert des Ladezustands	
ΔSOC	Abstand zum Startwert des Ladezustands	
t_0	Zeitpunkt, an dem $i_L = i_{load}$ und $\dot{i}_L > 0$	s
t_1	Zeitpunkt, an dem $i_L = i_{load}$ und $\dot{i}_L < 0$	s
t_{off}	Ausschaltdauer eines Transistors	s
T_{AD}	Abtastperiodendauer eines A/D-Wandlers	s
T_d	Verzögerungszeit eines A/D-Wandlers	s

T_{SW}	Schaltperiodendauer des Schaltwandlers	s
T_x	Transistor x	
u	Neuer Eingang für die linearisierende Rückführung	
u_1	Funktion für den Stabilitätsbeweis	
u_2	Funktion für den Stabilitätsbeweis	
u_3	Funktion für den Stabilitätsbeweis	
v_{bat}	Ausgangsspannung eines Energiespeichers	V
v_{out}	Ausgangsspannung eines Spannungswandlers	V
$v_{out,ref}$	Referenzspannung des Schaltreglers, Führungsgröße	V
V	Lyapunov-Krasovskii-Funktional	
V	Menge von möglichen Beobachtungen eines HMMs	
V_{dd}	Versorgungsspannung	V
V_{DS}	Drain-Source-Spannung am Transistor	V
V_{GS}	Gate-Source-Spannung am Transistor	V
V_{in}	Eingangsspannung eines Spannungswandlers	V
V_{out}	Konstante Ausgangsspannung eines Spannungswandlers	V
ΔV_{out}	Restwelligkeit der Ausgangsspannung	V
V_{th}	Schwellenspannung eines Transistor	V
V_{VC}	Virtuelle Klemmenspannung des Energiespeichermodells	V
w_{NMOS}	Breite eines NMOS-Transistors	mm
x	Zustandsvektor	
x_t	Systemzustandsvektor	
y	Vektor	

Griechische Formelzeichen

α	Mittlere Schalthäufigkeit von Transistoren eines ICs	
α_1	Zeitvarianter Parameter des Fehlergleichungssystems	$\frac{1}{s}$
α_i	Äquivalente Transistorbreite der i -ten Treiberstufe	
β	Obere Integrationsgrenze	
γ	Minimierungsvariable für das lineare Matrix-Ungleichung-Problem	
δ_b	Dämpfungskonstante des Beobachters	
δ_r	Dämpfungskonstante des Reglers	

ε	Integral des Regelfehlers	Vs
η_{Lin}	Wirkungsgrad eines Linearreglers	
η_{Schalt}	Wirkungsgrad eines Schaltreglers	
θ	Integrationsvariable	
ϑ	Vorwärts-Variable für den Vorwärts-Algorithmus	
κ	Diskrete Totzeit	
λ	Hidden-Markov Modell	
λ_1	Variable der Funktion $f_{SW,min}$	Vs
λ_2	Variable der Funktion $f_{SW,min}$	V
λ_3	Variable der Funktion $f_{SW,min}$	Vs
λ_{max}	Konstante zur oberen Abschätzung des Funktionals	
λ_{min}	Konstante zur unteren Abschätzung des Funktionals	
λ_P	Eigenwerte der Matrix P	
λ_Q	Eigenwerte der Matrix Q	
λ_R	Eigenwerte der Matrix R	
ν	Betriebspunkt des Schaltreglers	
ξ	Funktionselement	
π	Anfangswertverteilung eines HMMs	
ω	Untere Integrationsgrenze	
τ	Totzeit	s
τ_b	Zeitkonstante des Beobachters	s
τ_r	Zeitkonstante des Reglers	s
τ_x	Verzögerungszeit der Delay-Zelle x	s
ϕ	Stetige und begrenzte Anfangswertfunktion	
φ	Obere Integrationsgrenze eines Parameterintegrals	
ψ	Untere Integrationsgrenze eines Parameterintegrals	
ω_1	Streckenpol des Schaltwandlers	$\frac{1}{s}$

1. Einleitung

1.1. Bedeutung der Akkommodation

Unser Sehsinn ist einer der bedeutendsten Sinne. Er vermittelt uns detaillierte Informationen über unsere Umgebung. Die Augen haben die Funktion Umwelteindrücke einzufangen, die mithilfe des Gehirns ausgewertet werden. Eine Störung des komplexen Systems Auge hat daher weitreichende Auswirkungen auf unser tägliches Leben. Eine scharfe Abbildung eines anvisierten Objekts muss in einem Linsenauge, wie es das menschliche ist, über eine Brechkrafeinstellung vorgenommen werden. Die Adaption der Brechkraft wird Akkommodation genannt [MFM15]. Die Fähigkeit zu Akkommodieren lässt mit dem Alter immer weiter nach. Die meisten Menschen können ab dem 50. Lebensjahr in der Nähe nicht mehr scharf sehen [Atc95] und benötigen eine Lesebrille. Allein in Deutschland, einer immer weiter alternder Gesellschaft [Sta14], wird die Altersweitsichtigkeit (Presbyopie) in den nächsten Jahren über 50% der Bevölkerung betreffen.

Weitaus folgenreicher als die Presbyopie ist die Katarakt, im Volksmund auch Grauer Star genannt, die in der Regel ebenfalls ältere Menschen betrifft. Bei der Augenkrankheit Katarakt trübt die natürliche Linse des menschlichen Auges immer weiter ein und führt letztendlich zur Erblindung des Betroffenen. Die Sehkraft kann wiederhergestellt werden, indem in einer Operation die natürliche Linse entfernt und durch eine künstliche Intraokularlinse (IOL) ersetzt wird. Die Kataraktoperation ist die weltweit am häufigsten durchgeführte Operation [KBK⁺09]. Die implantierten IOLs sind zumeist nicht verformbar und bieten dem Träger lediglich eine scharfe Fernsicht.

Die Wiederherstellung der Akkommodation ist eine der großen Herausforderung der modernen Behandlung von Presbyopie und Katarakt, um auf die Notwendigkeit von Sehhilfen zur Nahsicht verzichten zu können. Vor diesem Hintergrund wird am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) in Kooperation mit der Augenklinik Rostock seit 2005 an einem mikro-mechatronischen System, dem Künstlichen Akkommodationssystem, zur Wiederherstellung der Akkommodation geforscht [GBG05, BGG10, BGN⁺14b]. Das neue Linsenimplantat soll mittels modernster Mikroelektronik und Mikromechanik eine stufenlose Einstellung der Brechkraft zwischen Fernsicht und Leseabstand ermöglichen. Für einen hohen Nutzungskomfort ist eine lange autarke Laufzeit des Künstlichen Akkommodationssystems von großer Wichtigkeit. Die vorliegende Arbeit befasst sich

mit der effizienten Nutzung der vorhandenen Energie und der Reduktion der Leistungsaufnahme des hochintegrierten Systems. Dabei liefert die Arbeit einen wesentlichen Beitrag zur Umsetzung eines autonomen Betriebs des Künstlichen Akkommodationssystems.

Das Sehen von Mustern und Formen ist nur dann möglich, wenn Lichtstrahlen aus verschiedenen Richtungen einer Gesetzmäßigkeit folgend, auf räumlich getrennte Photorezeptoren fallen. Dabei wird von einer sogenannten Abbildung gesprochen. Die Auflösung wird umso besser, je kleiner die Rezeptoren sind und je enger sie zusammen liegen. Beim Menschen beträgt der Abstand zweier Rezeptoren auf der Netzhaut ca. $2\ \mu\text{m}$ bis $3\ \mu\text{m}$ [Ben93]. Die einfallenden Lichtstrahlen werden über eine Linse auf die Netzhaut (Retina) projiziert, welche die innere Schicht des Augapfels bildet. Ein Linsensystem kann nahe und ferne Objekte nicht gleichermaßen scharf auf der Retina abbilden. Um eine Fokussierung auf ein bestimmtes Objekt dennoch ausführen zu können, ändert sich beim Menschen mit gesundem Auge die Form der Linse und passt dadurch deren Brechkraft an. Die Linse ist über die Zonulafasern in einer ringförmigen Gewebestruktur, dem Ziliarkörper, aufgehängt. Der Ziliarkörper ist elastisch und von einem Ringmuskel, dem Ziliarmuskel umschlossen [MFM15]. Bei Nahsicht kontrahiert der Ziliarmuskel, die Aufhängepunkte der Zonulafasern verlagern sich nach vorne, wodurch die Zonulafasern erschlaffen. Die Linse wird aufgrund ihrer Elastizität kugelförmiger [Ben93]. Beim Blick in die Ferne entspannt sich dagegen der Ziliarmuskel und der Ziliarkörper weitet sich durch den hydrostatischen Binnendruck im Augapfel [MFM15]. Dadurch sind die Zonulafasern gespannt, die Linse wird radial gedehnt und abgeflacht (Abbildung 1.1). Die Fernsicht beschreibt die Ruhestellung beim Sehen, da der Ziliarmuskel in dem Zustand erschlafft ist [Ben93]. Das optische System bildet den interessierenden Bildteil auf eine kleine Fläche der Retina, Fovea centralis genannt, ab. Beim gesunden Auge ist hier eine scharfe Abbildung gewährleistet [MFM15].

Neben einer Formänderung der Linse, finden Augenbewegungen zur Zentrierung von Objekten in der Fovea centralis und zur Erhöhung der Sehschärfe

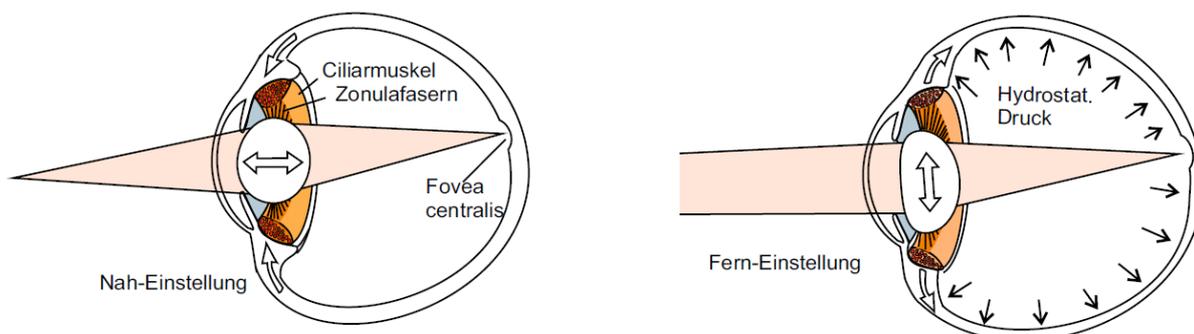


Abbildung 1.1.: Akkommodationsmechanismus des menschlichen Auges [MFM15]
(Nachdruck mit freundlicher Genehmigung von Springer)

statt [MFM15]. Taucht eine mögliche Gefahr im Blickfeld auf, werden reflexartig der Kopf und die Augäpfel bewegt, um das interessierende Objekt in der Fovea auswerten zu können. Die sprunghaften Augenbewegungen werden Sakkaden genannt und treten z.B. auch beim Lesen, um von einem Wort zum anderen zu springen, auf. Es wird dabei eine ruhende Abbildung des Objekts auf der Netzhaut zur Wahrnehmung von Details erzeugt [MFM15].

Des Weiteren finden permanent kleine Zitterbewegungen des Auges, sogenannte Mikrosakkaden, statt, wodurch das retinale Abbild um einige Photorezeptoren verschoben wird. Durch das ständige Stimulieren der Rezeptoren entsteht ein gleichbleibend scharfer Seheindruck. Das Gehirn setzt die Muster und Konturen mehrerer Bilder zu einem statischen Bild zusammen, wodurch feine Details besser erfasst werden können [MFM15].

Bei der Nahakkommodation findet zusätzlich eine Verengung der Pupille statt, um die Tiefenschärfe zu erhöhen [Ben93].

Die Elastizität der natürlichen Linse nimmt im Alter immer weiter ab und führt zu einer Abnahme der Akkommodationsamplitude. Während sie im Kindesalter im Bereich von 12 dpt bis 16 dpt liegt, sinkt die Akkommodationsbreite bei einem 50-Jährigen meist unter 3 dpt [Dua12]. Damit ist eine Nahakkommodation auf Leseabstand ist nicht mehr möglich.

1.2. Darstellung des Entwicklungsstands

Nachfolgend wird der Entwicklungsstand bisheriger Möglichkeiten zur Wiederherstellung der Akkommodation und der des Künstlichen Akkommodationsystems dargestellt [BGN⁺14b]. Des Weiteren wird der Stand der Technik des Energiemanagements in anderen Implantaten und Mikrosystemen vorgestellt.

1.2.1. Künstliches Akkommodationssystem

Das Künstliche Akkommodationssystem ist ein neuer Ansatz zur Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit des menschlichen Auges. Das hochintegrierte, gekapselte Mikrosystem soll autonom die Funktion der natürlichen Linse übernehmen und dabei analog wie bei einer konventionellen Kataraktoperation implantierbar sein.

Im Folgenden werden zunächst bisherige Versuche zur Wiederherstellung der Akkommodation vorgestellt. Anschließend werden die Anforderungen eines mechatronischen Implantats dargestellt und der Entwicklungsstand des Künstlichen Akkommodationssystems und seiner Teilfunktionen beschrieben.

Bisherige Ansätze zur Wiederherstellung der Akkommodation

Die Anzahl an Kataraktoperationen wird allein in Deutschland auf ca. 700.000 jährlich geschätzt [Ger12]. Das große Marktpotential veranlasst die Hersteller IOLs zu entwickeln, die eine zusätzliche Sehhilfe, wie eine Brille, überflüssig machen. Am weitesten verbreitet sind sogenannte Multifokallinsen. Die IOLs besitzen Zonen mit unterschiedlichen Brennweiten und erzeugen somit gleichzeitig mehrere Bilder auf der Netzhaut. Häufig werden Bifokallinsen eingesetzt, die sowohl nahe als auch ferne Objekte scharf abbilden. Nach einer Eingewöhnungszeit ist das Gehirn oftmals in der Lage das jeweils unerwünschte Bild zu unterdrücken. Dennoch kann es dazu führen, dass die Bildschärfe abnimmt oder Geisterbilder entstehen [KL11]. Besonders nachts können starke Lichtquellen zu Blendeffekten führen [ALL⁺93].

Akkommodierende Linsen, die ein scharfes Bild auf die Netzhaut projizieren, sollen die Nachteile einer Multifokallinse beheben. Viele Ansätze setzen einen immer noch funktionsfähigen Ziliarmuskel voraus, der die Verformung der natürlichen Linse ausführt. Sogenannte Shift-IOL sind mit speziellen Haptiken ausgestattet, die bei einer Ziliarmuskelkontraktion die Linse lateral nach vorne schiebt [KFM⁺05]. Um tatsächlich den gesamten Bereich von Fern- zu Nahsicht abzudecken, ist eine Verschiebung von ca. 2,2 mm nötig, die nach heutigem Stand bei weitem nicht erreicht wird [Gla08]. Ein weiteres Problem entsteht durch die postoperative Vernarbung und Verhärtung des Kapselsacks, die sogenannte Kapselsackfibrose, wodurch nach einem Monat nach der Operation nur noch marginale Verschiebungen erreicht werden [FKM⁺04, KFM⁺05]. Somit führt auch das Prinzip einer gegenläufigen Verschiebung zweier Linsen [MVPT07], wodurch ein geringerer Verschiebeweg für einen ausreichenden Akkommodationshub notwendig ist, zu keiner dauerhaften, objektiv messbaren Akkommodationsanpassung [APPMO12, Hai10].

Fluidlinsen sollen ihre Krümmung in Abhängigkeit der Ziliarmuskelaktivität ändern [BNo6, AT11]. Das Fluid besteht in der Regel aus Silikongel, das in eine dünne Siliziumtasche gefüllt ist und sich durch An- und Entspannung des Ziliarmuskels verformt. Erste klinische Tests zeigen vielversprechende Ergebnisse [BNAo8].

Ein weiterer Ansatz wird mit dem sogenannten Lens Refilling verfolgt. Hierbei soll der Kapselsack mit einem Polymer gefüllt werden und die Flexibilität einer jungen, natürlichen Linse wiederhergestellt werden. [NNNC08] gelang es zwar, ein Auslaufen des flüssigen Polymers und eine Nachstarbildung dauerhaft zu verhindern, jedoch in der Kombination mit einem starren Implantat, wodurch die Akkommodationsfähigkeit wiederum negativ beeinflusst wird. Weitere Untersuchungen zur Vermeidung von einer Nachstarbildung werden in [KTH⁺14] und [NSKK15] durchgeführt. Zusätzlich muss die Refraktion in Echtzeit messbar und kontrollierbar sein [SSTGo3], da der Grad der Verformung der Linse auf die Ziliarmuskelaktivität abgestimmt werden muss. Bisher ist

kein Lens Refilling-Verfahren bekannt, das die Akkommodation zuverlässig wiederherstellt.

Zur Behandlung von Presbyopie wird mittels Femtosekundenlaser nichtinvasiv versucht, die Flexibilität der natürlichen Linse durch zerschneiden oder perforieren wiederherzustellen. Erste Ergebnisse sind vielversprechend [GCNU₁₄]. Es sind jedoch Langzeitstudien notwendig, um mögliche Komplikationen, wie eine Narbenbildung oder eine Linsentrübung, ausschließen zu können [AKK⁺₁₁].

In [Hay₁₂] wird eine elektronische IOL vorgestellt, die auf der Erfassung des Pupillennahreflex basiert und somit keinen funktionsfähigen Ziliarmuskel voraussetzt. Zur Anpassung der Brechkraft kommt eine Flüssigkristalllinse zum Einsatz, die elektrisch ansteuerbar ist. Das Linsenimplantat wird mit zwei Lithium-Ionen-Zellen mit Energie versorgt und kann induktiv aufgeladen werden. Die autonome Laufzeit soll eine Woche betragen. Der Algorithmus zur Berechnung des Akkommodationsbedarfs passt sich an die nutzerspezifische Pupillendynamik an. Bisher liegen keine wissenschaftlichen Veröffentlichungen vor, die die in [Hay₁₂] vorgestellte Funktionalität belegen. Insbesondere ist die Funktionsfähigkeit eines schlanken, auf einem Mikroprozessor implementierbaren Algorithmus zur Ableitung des Akkommodationsbedarfs aus dem Pupillennahreflex nicht nachgewiesen. Erste Exemplare sollen in Europa schon Ende 2015 auf den Markt kommen [Zeh₁₃].

Bis zum Zeitpunkt der Erstellung der vorliegenden Arbeit, ist keine Technologie bekannt, die nachhaltig und dauerhaft die Akkommodation des menschlichen Auges wiederherstellen kann. Deshalb wird am KIT an einem mechanischen Implantat geforscht, das eine stufenlose Anpassung der Brechkraft zwischen Fern- und Nahsicht ermöglicht und postoperative Probleme, ähnlich wie bei den vorgestellten Lösungen, systembedingt im Vorhinein vermeidet [GBG₀₅, BGG₁₀, BGN⁺_{14b}].

Anforderungen an das Implantat

Die Anforderungen an das Künstliche Akkommodationssystem werden in [Bero₇, Klio₈, Rüc₀₉, Nag₁₂, Rhe₁₂] definiert und richten sich sowohl nach verschiedenen Bestimmungen und Richtlinien für Medizinprodukte und Implantate als auch nach Anforderungen, welche die Funktionalität, den Nutzungskomfort und die Implantierbarkeit betreffen.

Medizinische Anforderungen

Die Lebensdauer des Künstlichen Akkommodationssystems soll mindestens 30 Jahre betragen, da eine Explantation des Implantats sich sehr schwierig gestaltet. Dabei muss es den Richtlinien für aktive implantierbare medizinische Geräte nach DIN ISO 14971 und den Richtlinien für biokompatible und biostabile Kapselungswerkstoffe nach DIN EN ISO 10993 und 11979 entsprechen. Es muss

sichergestellt sein, dass weder toxische Stoffe aus dem System austreten, noch Körperflüssigkeiten ins Implantat gelangen und es beschädigen.

Neben der Dichtigkeit muss sichergestellt werden, dass im System auftretende Spannungen, Ströme und elektromagnetische Felder den Bestimmungen entsprechen. Die Isolation des Gehäuses soll einen elektrischen Stromfluss durch das Körpergewebe vermeiden oder zumindest sehr stark begrenzen ($<1 \mu\text{A}$ laut DIN EN 45502-1). Die nach DIN EN 60601 als sicher geltenden Spannungen liegen unter 60 V Gleichspannung und unter einem Effektivwert von 42,4 V bei Wechselspannung. Weiterhin darf die elektromagnetische Strahlung, die vom System selbst oder durch externe Geräte abgestrahlt und im Körpergewebe absorbiert wird, den zulässigen Grenzwert nicht überschreiten. Der von der World Health Organisation (WHO) empfohlene Grenzwert der sogenannten Spezifische Absorptionsrate (SAR) liegt bei 2 W/kg.

Anforderung an den Nutzungskomfort

Zur Wahrung des Nutzungskomforts soll außerdem eine autonome Betriebsdauer von mindestens 24 h gewährleistet sein. Während der Zeit sollen keine externen Geräte zur Energieversorgung benötigt werden. Ist keine autonome Betriebsdauer über die Lebensdauer von 30 Jahren möglich, soll die Möglichkeit bestehen, das System drahtlos und diskontinuierlich wieder aufzuladen.

Anforderungen an die optischen Eigenschaften

Der optische Bereich des Systems muss eine Transparenz von mindestens 70 % im sichtbaren Spektrum erreichen und die erforderliche Abbildungsqualität für IOLs nach DIN EN ISO 11979 erfüllen. Zusätzlich soll eine Nachstarbehandlung mittels Laserbearbeitung ohne Beschädigung oder Zerstörung des Implantats möglich sein.

Die Optik soll die Brechkraft zwischen 0 dpt und 3 dpt adaptieren können, um im gesamten Bereich von Fernsicht bis zum Leseabstand fokussieren zu können. Der Defokus, also die Abweichung der gewünschten zur eingestellten Brechkraft, muss kleiner als 0,25 dpt sein, um ein für den Träger scharf wirkendes Bild zu erzeugen. Wünschenswert ist außerdem eine vergleichbar schnelle Adaption der Brechkraft entsprechend der natürlichen Akkommodation von ca. 700 ms. Falls es zum Ausfall des Systems kommt, muss sichergestellt sein, dass eine hohe Transmission bestehen bleibt und der Fokus auf Fernsicht gestellt wird, um zumindest die Eigenschaften einer konventionelle IOL zu erzielen.

Geometrische Randbedingungen

Die Implantation des Systems soll bezüglich der Operationsdauer und dem Operationsaufwand der einer Standard-IOL nicht wesentlich überschreiten. Deshalb soll das Implantat, genau wie anderen IOLs, vollständig im Kapselsack des Auges untergebracht werden.

Zunächst wurde von einem zylindrischen System mit einem Durchmesser von 10 mm und einer Höhe von 4 mm ausgegangen. Das Implantat besitzt somit ein Gesamtvolumen von 314 mm^3 . Dabei befindet sich in der Mitte des Systems der ebenfalls zylindrische optische Bereich mit einem Durchmesser von 5 mm, welches einem Volumen von 79 mm^3 entspricht. Somit steht für andere Systemkomponenten inklusive des Gehäuses ein äußerer Ring mit einem Volumen von 235 mm^3 zur Verfügung.

Der Implantationsaufwand wird weiter reduziert, wenn ein linsenförmiges System mit kleinerem Durchmesser realisiert werden kann. Es kann einfacher im Kapselsack ausgerichtet und fixiert werden. Das verfügbare Volumen für Systemkomponenten reduziert sich, bei gleichbleibendem Volumen des optischen Bereichs und einem Linsendurchmesser von 9 mm auf 90 mm^3 .

Beide Varianten dürfen jedoch das Gewicht der natürlichen Linse von ca. 300 mg nicht wesentlich übersteigen.

Entwicklungsstand des Implantats

Das Künstliche Akkommodationssystem besteht aus den Teilsystemen optisches System, Aktorik, Sensorik, Kommunikation, Steuer-/Recheneinheit, Energieversorgung und Komponenten zur Systemintegration [BGN⁺14b, BGN⁺14a]. Der Entwicklungsstand der Teilsysteme wird im Folgenden näher erläutert. Des Weiteren wird ein Testsystem vorgestellt, das alle Teilsysteme beinhaltet und die wesentlichen Funktionen des Künstlichen Akkommodationssystems beherrscht.

Optik mit veränderlicher Brechkraft

Das System muss eine Linse oder ein Linsensystem enthalten, das in der Lage ist, die Brechkraft zu variieren. Eine Untersuchung verschiedener Möglichkeiten wurde in [Bero7] durchgeführt. Dabei stellten sich sowohl zwei Linsensysteme, die Tripel-Optik und die Alvarez-Humphrey-Linse, als auch verschiedene Fluidlinsen und eine Elektrobenetzungslinse als geeignet heraus.

Die Tripel-Optik besteht aus drei Linsen in axialer Anordnung, wobei die mittlere entlang der optischen Achse verschiebbar ist. Durch die spezielle Form der Linsen – die äußeren sind konkav und die innere ist bikonvex – ändert sich bei Verschiebung die Brechkraft des Linsensystems.

Im Gegensatz zur Tripel-Optik findet bei der Alvarez-Humphrey-Linse eine laterale Verschiebung zweier zueinander konjugierten, polynomiellen Linsenflächen statt, wodurch sich die Brechkraft adaptieren lässt.

Fluidlinsen bestehen aus zwei Flüssigkeiten mit unterschiedlichem Brechungsindex, die entweder nicht mischbar oder durch eine Membran getrennt sind. An deren Grenzfläche bildet sich ein sphärischer Meniskus aus, der durch eine Fluidverdrängung seinen Krümmungsradius ändern kann und somit die Brechkraft der Linse verändert wird.

Elektrobenetzung beschreibt das veränderte Benetzungsverhalten mit einer Flüssigkeit eines leitfähigen Substrats unter Anlegen eines elektrischen Feldes. Der Effekt lässt sich auf eine Veränderung der Oberflächenkrümmung der Flüssigkeit zurückführen. Zum Einsatz als Linse, werden zwei nicht mischbare Flüssigkeiten mit unterschiedlichem Brechungsindex und unterschiedlicher Leitfähigkeit in ein Gehäuse eingebracht. Über das Anlegen einer elektrischen Spannung zwischen einer Elektrode im Gehäuse und einer transparenten Elektrode außerhalb des Gehäuses bildet sich ein elektrisches Feld aus, wodurch sich der Kontaktwinkel und somit die Brechkraft verändert.

In Funktionsmustern des Künstlichen Akkommodationssystems wurden bisher Tripel-Optik- und Alvarez-Humphrey-Linsensysteme eingesetzt.

Aktorik

Für die Elektrobenetzungslinse wird direkt eine Steuerspannung zur Änderung der Brechkraft angelegt. Zur Ansteuerung der anderen optischen Systemen findet zunächst eine elektromechanische Wandlung statt. Hierfür stellt sich ein piezoelektrischer Wandler als geeignet heraus, dessen Auslenkung über ein Siliziumgetriebe verstärkt wird [MGG⁺12]. Bisher wurden Lösungen für das Tripel-Optik-Linsensystem und für die Alvarez-Humphrey-Linse entwickelt und aufgebaut [MGR⁺10, MSGB12].

Sensorik

Zur Erfassung der Distanz des durch den Implantatträger betrachteten Objekts, auf welche die Brechkraft angepasst wird, stehen unterschiedliche Signalquellen und zahlreiche Verfahren zur Auswahl. In [Klio8] wurden diese untersucht und bewertet. Dabei eignen sich körpereigene Signalquellen, wie die Aktivität der Ziliarmuskeln, die Iriskontraktion und die Augenbewegung der Augen besser als körperunabhängige Signale, wie die Bildschärfe und direkte Distanzmessung. Weiterverfolgt wurden die Prinzipien zur Messung der Augenbewegung und zur Messung der Iriskontraktion.

Bei der Fixierung eines Objekt zeigen die Fixierlinien beider Augen auf das betrachtete Objekt und bilden den sogenannten Vergenzwinkel, woraus der Objektabstand bestimmt werden kann. Die Bestimmung des Winkels erfolgt über eine Messung des Richtungsvektors der Augen gegenüber einem Referenzfeld. Mit dieser Information aus beiden Augen wird anschließend der Vergenzwinkel und die Blickdistanz bestimmt. In [KGB07] wurde ein Konzept vorgestellt, das mittels Magnetfeldsensoren die Ausrichtung der Augen gegenüber dem Erdmagnetfeld misst. Um die Störanfälligkeit des Messprinzips durch elektromagnetische Strahlung zu reduzieren, werden zusätzlich Beschleunigungssensoren eingesetzt, die den Winkel gegenüber dem Gravitationsfeld messen [RRN⁺11]. Zur möglichst sicheren und robusten Auswertung werden Algorithmen zur

Kombination der Signale eingesetzt (Sensorfusion), die Vertrauenswürdigkeit der gemessenen Signale verifiziert und gegebenenfalls verworfen.

Weiterhin wurde eine Lösung zur Messung der Iriskontraktion bzw. des Pupillendurchmessers entwickelt [KSG⁺07]. Das Prinzip nutzt den sogenannten Pupillennahreflex aus, der den Einfluss eines veränderten Objektstands auf den Pupillendurchmesser beschreibt. Die Herausforderung liegt in einem nicht-deterministischen Zusammenhang, da die Pupillenweite permanent oszilliert und unter Müdigkeit, Einfluss von Medikamenten, Rausch- und Genussmittel stark variieren kann. In [FHBW12] wird ein Aufbau zur Steuerung der Brechkraft durch den Pupillennahreflex vorgestellt. Momentan ist zur Auswertung des Pupillennahreflex eine aufwendige Signalverarbeitung notwendig, um eine Filterung der Störungen und eine Schätzung des Akkommodationsbedarfs durchführen zu können.

Eine Messung der Pupillenweite erfolgt über eine kreuzförmige Anordnung von transparenten Photodioden [KBG⁺13]. Die Umgebungsleuchtdichte wird mit der zentral platzierten Photodiode bestimmt. Der Photodiodenstrom verhält sich proportional zur Pupillenweite und zur Umgebungsleuchtdichte. Über eine Auswerteschaltung mit Transimpedanzverstärkern wird der Photodiodenstrom in eine Spannung gewandelt.

Informationsaustausch

Ein Informationsaustausch findet sowohl mit einem externen Gerät als auch zwischen den Implantaten statt. Eine externe Kommunikationsschnittstelle ermöglicht eine Kalibrierung oder Wartung nach der Implantation durch den behandelten Arzt. Ein Informationsaustausch zwischen den Implantaten ist zur Bestimmung des Vergenzwinkels nach dem oben beschriebenen Prinzip mittels Magnetfeld- und Beschleunigungssensoren notwendig. Auch bei der Nutzung des Pupillennahreflex muss ein Abgleich der aus der Pupillenweite abgeleiteten Brechkraft zwischen den beiden Implantaten durchgeführt werden. Da das Künstliche Akkommodationssystem ein gekapseltes System ist, kann eine Kommunikation ausschließlich drahtlos erfolgen [Bec15]. Die Entwicklung einer effizienten Übertragung erfolgt durch die Optimierung der Synchronisation der Implantate [BNHB12]. Durch Untersuchungen der Wellenausbreitung im Körpergewebe kann die Übertragungsleistung optimiert werden [BNRB13]. Weitere wichtige Aspekte sind die Sicherstellung der Datenintegrität und -authentizität zum Schutz vor zufälligen Störeinflüssen und bewusster Manipulation der Kommunikation [BMGB11].

Steuer- und Recheneinheit

Die Koordination des Systemablaufs, die Signalverarbeitung der Sensordaten und die Berechnung des Akkommodationsbedarfs wird von der Steuer- und Recheneinheit ausgeführt. Neben der Steuerung des Ablaufs übernimmt sie

einfache Energiemanagementaufgaben, wie die Überführung von inaktiven Teilsystemen in energiearme Betriebszustände. Notwendige Berechnungen werden möglichst energieeffizient implementiert. In [Nag12] wird ein effizienter Algorithmus zur Berechnung der Objektdistanz aus den Winkelinformationen des Vergenzwinkelprinzips mit Hilfe des Coordinate Rotation Digital Computer (CORDIC)-Algorithmus vorgestellt.

Energieversorgung

Eine geeignete Energieversorgung ist entscheidend für den praktischen Einsatz des Künstlichen Akkommodationssystems. In [Nag12] werden verschiedene Möglichkeiten untersucht:

Primärzellen Untersuchungen zeigen, dass chemische Primärzellen eine zu geringe Energiedichte aufweisen, um das Implantat 30 Jahre versorgen zu können. Radioisotopbatterien werden aufgrund von Sicherheitsbedenken ausgeschlossen.

Energy Harvesting Es wurden die mechanische Wandlung mittels kapazitiver und piezoelektrischer Wandler, die chemische Wandlung durch die Verwendung von Brennstoffzellen, die thermische Wandlung mit Thermogeneratoren sowie die photovoltaische Wandlung über Solarzellen untersucht. Die Leistung, die mit den Strategien gewonnen werden kann, liegt unter $10 \mu\text{W}$. Der Energiebedarf des Systems muss um zwei Größenordnungen reduziert werden, damit ein Einsatz möglich ist. Kurz- und mittelfristig ist eine derart starke Reduktion der Energieaufnahme nicht realisierbar.

Diskontinuierliche, drahtlose Einkopplung von Energie Untersucht wurden zum einen die Einkopplung von Licht über einen Laser und zum anderen eine induktive Einkopplung über das elektromagnetische Nahfeld [NKB11, NKG⁺ 3]. Bei beiden Lösungen muss ein wiederaufladbarer Energiespeicher integriert werden, um das Implantat autonom und ohne permanente Einkopplung von Energie betreiben zu können. Mit einer induktiven Übertragung kann eine weitaus größere Leistung eingebracht werden, wodurch die Ladezeit des Energiespeichers verringert und somit der Nutzungskomfort erhöht wird.

Für einen sicheren und komfortablen Betrieb des Implantats spielt die Wahl des Energiespeichers eine entscheidende Rolle. Sollte der Einsatz von Energie-Harvesting-Methoden zukünftig möglich sein, muss zusätzlich ein Energiespeicher verbaut werden, um Leistungsspitzen des Systems oder Phasen, in denen keine Energie gewonnen werden kann, auszugleichen.

Systemintegration

Im Fokus der Systemintegration steht die Kapselung des Systems, die Auswahl geeigneter Schaltungsträger, die Ausrichtung und Fixierung des Systems im

Kapselsack des Auges und der Komponenten im Gehäuse. Die verschiedenen Aspekte wurden in [Rhe12] untersucht. Dabei zeichnet sich ein Glasgehäuse zur Kapselung durch eine hohe Dichtigkeit aus. Aufgrund der Flexibilität, der einfachen Bestückung der Komponenten und der geringen Dicke sind flexible Leiterkarten als Schaltungsträger besonders geeignet.

Demonstratoraufbau

Im Rahmen der Entwicklung des Künstlichen Akkommodationssystems entstanden zahlreiche Aufbauten zur Demonstration und Erprobung von Teilfunktion bis hin zur vollständigen Integration der Systemfunktionen. Der aktuelle Demonstrator 4 ist im Maßstab 2:1 auf drei vierlagigen Standardleiterkarten aufgebaut, die in einem Glasgehäuse eingeklebt sind (Abbildung 1.2(a)). Die Implantate sind – ähnlich wie die Augen im Kopf – drehbar gelagert. Über zwei Kameras wird die Abbildung an einen Rechner übertragen (Abbildung 1.2(b)).

Der Demonstrator enthält das Triple-Optik-Linsensystem mit einer beweglichen, mittleren Linse und zwei festen Linsen, sowie einer im Gehäuse integrierten Vorsatzlinse. Der benötigte Verstellweg der beweglichen Linse wird über ein Silizium-Getriebe und einen Piezobiegeaktor erreicht. Zur Ansteuerung des Aktors wird eine Treiberschaltung aus zwei LT8410 Aufwärtswandler von Linear Technology [Lino8] und einer Spannungsverdoppungsschaltung zur Bereitstellung einer Spannung zwischen -40 V und 60 V eingesetzt.

Der Demonstrator arbeitet nach dem Vergenzwinkelprinzip auf Basis von Magnetfeld- und Beschleunigungsdaten. Im System ist das Sensormodul LSM303D von ST Microelectronics verbaut, indem sowohl ein 3-achsiger Magnetfeldsensor als auch ein 3-achsiger Beschleunigungssensor integriert sind [ST 12].

Der Datenaustausch zwischen den zwei Implantaten übernimmt der Transceiver CC1101 von Texas Instruments [Tex11a].

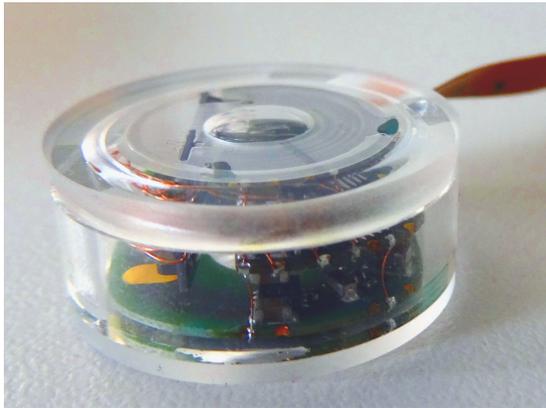
Zur Steuerung des Systemablaufs und Berechnung des Akkommodationsbedarfs kommt ein MSP430F5528 Mikrocontroller von Texas Instruments zum Einsatz [Tex12].

Das System beinhaltet – abgesehen von Puffer- und Entstörkondensatoren – zunächst keinen Energiespeicher. Der Demonstrator kann an eine externe Spannungsquelle angeschlossen oder über eine induktive Energieübertragungstrecke permanent mit Energie versorgt werden.

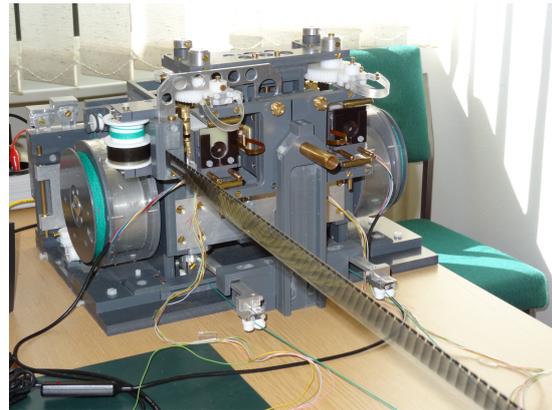
Die Messungen der Energieaufnahme des Demonstrators dienen als Grundlage und als Maßstab für die in der vorliegenden Arbeit konzipierten und umgesetzten Methoden zur Reduktion des Energiebedarfs und Verlängerung der autonomen Betriebszeit.

1.2.2. Wiederaufladbare Energiespeicher

Die autonome Betriebsdauer des Implantats hängt von der Energieaufnahme des



(a) Funktionsmuster des Implantats



(b) Aufbau: Kopf-ähnlicher Einbau der Implantate und Auswertung über Kameras

Abbildung 1.2.: Demonstrator 4: Funktionsmuster im Maßstab 2:1

Systems und der Energiedichte des verbauten Energiespeichers ab. Im Folgenden wird der aktuelle Entwicklungsstand von Energiespeichern betrachtet und die Eignung neuartige Technologien für den Einsatz im Künstlichen Akkommodationssystem geprüft. Im sogenannten Ragone-Diagramm in Abbildung 1.3 können verschiedene Energiespeicher hinsichtlich der spezifischen Energie und Leistung verglichen werden. Dabei wird deutlich, dass Akkumulatoren, auch Sekundärzellen genannt, nach dem Lithiumionenprinzip die höchste Energiedichte erreichen und im Vergleich zu anderen Akkumulatortechnologien vergleichbare Leistungsdichten bieten. Lediglich Elektrolyt- und Super-Kondensatoren haben eine höhere Leistungsdichte, jedoch liegt die Energiedichte zwei Größenordnungen unter der von Lithiumionenzellen. Um eine möglichst lange autonome Betriebsdauer zu erzielen, kommen demzufolge nur Lithiumionenakkumulatoren in Frage. Im Folgenden wird deren Funktionsweise kurz erläutert und auf neue, vielversprechende Technologien eingegangen. Ziel ist eine realistische Abschätzung, welche Energiedichten im Bereich von kleinen Mikrozellen in naher Zukunft zu erwarten sind.

Alle aktiven Komponenten von Lithiumionenakkumulatoren, die beiden Elektroden und der Elektrolyt, enthalten Lithiumionen. Sie beinhalten jedoch zu meist kein metallisches Lithium wie etwa lithiumbasierte Primärzellen. Herkömmliche Lithiumionenzellen besitzen eine Kathode aus Lithium-Metalloxid wie LiCoO_2 , LiNiO_2 , LiFeO_2 , LiMn_2O_2 oder ähnlichem. Als Anodenmaterial kommt oftmals Graphit oder verwandte Kohlenstoffe zum Einsatz. Der Ionen-transport zwischen den beiden Elektroden erfolgt durch ein Elektrolyt, das zu meist aus in aprotischen Lösungsmitteln¹ gelösten Lithiumsalzen zusammengesetzt ist. Im Betrieb findet nun ein Lithiumionenfluss von einer Elektrode zur anderen statt. Im entladenen Zustand befindet sich das Lithium an der positiven

¹Bezeichnet Lösungsmittel, in denen Wasserstoffatome nicht als Protonen abgespalten werden können.

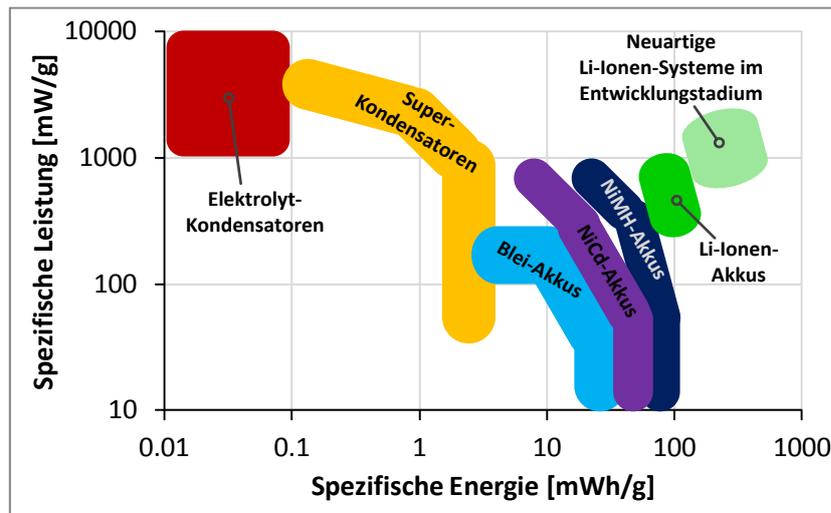
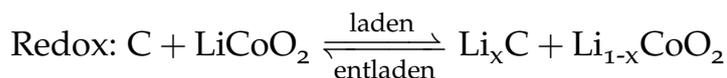
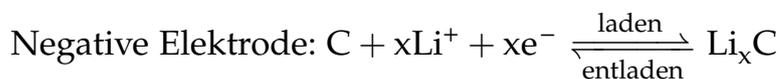
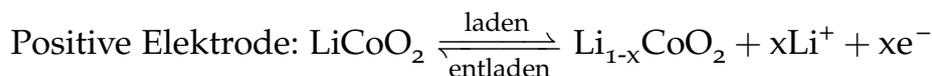


Abbildung 1.3.: Energie- und Leistungsdichte verschiedener Energiespeicher, nach [MKLK12, PGZC⁺13, Las13]

Elektrode. Beim Laden wandern die Ionen zur negativen Elektrode und lagern sich zwischen den Kohlenstoffebenen ein, die sogenannte Interkalation. Beim Entladen findet der umgekehrte Prozess statt. Die Reaktionsgleichungen einer C/LiCoO₂-Zelle werden nach [LR01] wie folgt angegeben:



C/LiCoO₂-Zellen besitzen eine maximale theoretische spezifische Energie (MTSE) von 387 mWh/g und eine maximale Energiedichte von 1015 mWh/cm³ [Bru12]. Kommerziell verfügbare Zellen erreichen allerdings nur ein Drittel dieser Werte. Das liegt zum einen an weiteren nichtaktiven Komponenten wie den Stromsammlern an den Elektroden und dem Substrat zur mechanischen Stabilität bzw. den Verpackungsschichten zur Abdichtung der Zelle. Zum anderen bildet sich eine Lithiumionen-permeable Schutzschicht zwischen der LiC-Elektrode und dem Elektrolyt erst während den ersten Ladevorgängen aus. Bei der Reaktion wird irreversibel Lithium aus dem positiven Elektrodenmaterial verbraucht. Dabei geht bis zu einem Drittel der ursprünglichen Kapazität verloren [MW05].

Im Bereich von Mikrozellen, die sich zum Einsatz im Künstlichen Akkommodationssystem eignen, wurden Zellen in Dünnschichttechnologie vorgestellt [Inf12, Cym10, ST 14]. In den Zellen kommt ein Feststoffelektrolyt aus Lithium Phosphorus Oxynitride (LiPON) zum Einsatz. Da der Elektrolyt eine hohe che-

mische Stabilität aufweist, können auch negative Elektroden aus metallischem Lithium eingesetzt werden, ohne dass sich Dendrite oder Filamente ausbilden, die zur Zerstörung der Zelle führen. Denn es bildet sich sofort eine Deckschicht aus. Die Elektrode muss allerdings stark überdimensioniert sein, um eine hohe Zyklenzahl zu erreichen, da die maximale Ladungseffizienz² nur bei ca. 99 % liegt [MW05]. Außerdem liegen anstatt der deutlich kleineren Lithiumionen Lithiumatome in Einlagerungsverbindungen vor. Die praktische Energiedichte ist deshalb deutlich geringer. Die verfügbaren Dünnschichtzellen haben zusätzlich ein schlechtes Verhältnis von Substrat- zu Aktivmaterialvolumen, was zu Energiedichten zwischen 19 mWh/cm^3 und 35 mWh/cm^3 führt. Im Vergleich dazu erreichen kommerzielle makroskopische Zellen Energiedichten bis zu 490 mWh/cm^3 [Bos13].

In [MHLRo6] wird eine Li-Polymer-Mikrozelle mit einer Energiedichte von 100 mWh/cm^3 beschrieben. Jedoch nimmt die Entladekapazität schon nach wenigen Zyklen stark ab.

Um zukünftig höhere Energiedichten zu erzielen, wurden und werden fortwährend neuartige Technologien entwickelt. Eine Möglichkeit stellt die Erhöhung der Oberfläche des aktiven Materials mittels dreidimensionalen Strukturen dar. Hierzu zählen Semi-3D-Zellen mit 3D-Kathoden [SPD⁺10, TTE⁺08, XWA⁺14] oder 3D-Anoden [FLB09, PTM⁺10, KSK⁺14] und konventionellem Elektrolyt. Vollständige 3D-Zellen bestehen aus ineinandergreifenden oder verschachtelten Topologien [SMK⁺09, DSN⁺07, NRNB07, NGY⁺05]. Mit den 3D-Verfahren wird eine bessere Ausnutzung der gespeicherten Kapazität bei höheren Entladeraten aufgrund der kurzen Diffusionspfade erzielt [DSN⁺07]. Teilweise konnte auch eine erheblich höhere Kapazität von 3D-Strukturen gegenüber 2D-Strukturen erreicht werden [NGY⁺05]. Jedoch lassen aufwendige Prozesse, Probleme mit Kurzschlüssen oder geringe Zyklenstabilität derzeit noch keine Serienfertigung von dreidimensionalen Batteriesystemen zu.

Eine weitere Möglichkeit die Energiedichte zu erhöhen, liegt in der Verwendung neuer Elektrodenmaterialien, die eine wesentlich höhere maximale theoretische Energiedichte haben als herkömmliche Elektroden. Vielversprechende Vertreter sind Elektroden aus Zink-Luft (Zn-Luft), Lithium-Schwefel (Li-S) und Lithium-Luft (Li-O₂), die eine theoretische Energiedichte von 6091 mWh/cm^3 , 2199 mWh/cm^3 bzw. 3436 mWh/cm^3 besitzen [Bru12]. Praktische Energiedichten von Li-S-Zellen liegen derzeit mit 320 mWh/cm^3 noch unter denen von herkömmlichen Zellen [Sio10].

Die Entwicklung von Lithium-Luft-Zellen gestaltet sich schwieriger. Da O₂ das aktive Material der Kathode ist, muss es sich, anders als bei herkömmlichen Lithiumionenzellen, um ein offenes System handeln, um O₂ aus der Luft zu erhalten. Andere Bestandteile der Luft wie CO₂ oder H₂O dürfen nach

²Die Ladungseffizienz bezeichnet den Anteil an Lithium, der für eine Wiederauflösung zur Verfügung steht.

Möglichkeit nicht ins System gelangen. Die poröse Lufterlektrode benötigt noch zusätzlich Platz, um unlösliche Entladeprodukte, wie z.B. Lithiumoxid, zu speichern [LLP⁺14]. Als Lithiumquelle kommt nur eine Anode aus metallischem Lithium in Betracht. Um eine hohe Zyklenstabilität zu erzielen, muss auch hier ein großer Überschuss an Li vorhanden sein. Die maximale theoretische Energiedichte sinkt dadurch auf 1290 mWh/cm³ [Bru12]. Bei wässrigem Elektrolyt ist zusätzlich eine Schutzschicht zum metallischen Lithium notwendig, um gefährliche Reaktionen mit Wasser zu verhindern. Weitere Optimierungen bezüglich der Stabilität des Elektrolyts, Einsatz von Katalysatoren oder Beherrschung von O₂-Übersprechen auf die Li-Anode sind notwendig. Eine der wenigen, bisher publizierten Li-O₂-Zellen erreicht eine Kapazität von 220 mAh/g [WGU⁺13], was einer Energiedichte von ca. 616 mWh/g entspricht. Eine kommerzielle Anwendung der Technologie in Mikrozellen ist momentan nicht absehbar. Außerdem steht im gekapselten Künstlichen Akkommodationssystem nur ein bestimmter Vorrat an Sauerstoff zur Verfügung. Ob damit ein 30-jähriger, stabiler Betrieb möglich ist, muss zunächst untersucht werden.

Die Analyse der Akkumulatoren zeigt, dass vielversprechende Ansätze von neuen Zellen für den Einsatz im Künstlichen Akkommodationssystem in der Dünnschichttechnologie liegen. Bei Zelltypen mit neuartigen Elektrodenmaterialien wird nicht vor 2020 (Li-S) bzw. 2030 (Li-O₂) mit einer Serienfertigung gerechnet [TIW12, Las13]. Zudem liegt der Fokus auf der Herstellung makroskopischer Zellen für die Elektromobilität. Im Bereich der Dünnschicht-Mikrozellen ist eine Verdopplung der heutigen Energiedichte und eine höhere Leistungsdichte mithilfe der 3D-Technologien bereits in den nächsten Jahren möglich. Hinzu kommt, dass die Zellen mit Feststoffelektrolyt nicht brennbar sind und für eine hohe Lebensdauer ausgelegt werden können.

1.2.3. Energiemanagement in Implantaten und Low-Power Systemen

Das Energiemanagement eines System ist stark mit der Energieversorgung und den Rahmenbedingungen Bauraum, Leistungsaufnahme und dem Verhältnis zwischen Aktiv-/Passivphasen verknüpft. Das Künstliche Akkommodationssystem ist nach bisherigem Entwicklungsstand ein System, dem sehr wenig Volumen zur Verfügungen steht, das eine hohe Leistungsaufnahme während der aktiven Phase besitzt und das auf ein Verhältnis von Einschaltdauer zu Zyklusdauer, je nach Brechkraftänderung, von 25 % bis 35 % kommt. Im Vergleich zu anderen Implantaten und tragbaren, batteriebetriebenen Geräten weist das Künstliche Akkommodationssystem eine sehr hohe Energiedichte auf. Im Folgenden werden die Gemeinsamkeiten und Unterschiede zu anderen autarken Niedrigenergiesystemen dargestellt.

Energiemanagement in Implantaten

Die Energieversorgung und das Energiemanagement ist stark vom Implantat-typ abhängig. Die Kriterien sind hierbei die mittlere Leistungsaufnahme, der zur Verfügung stehenden Bauraum und der Implantationsort.

Herzschrittmacher Eines der ältesten aktiven Implantate überhaupt ist der Herzschrittmacher. Der Energiebedarf ist sehr gering und das zur Verfügung stehende Volumen ist deutlich größer als bei einem ophthalmologischen Implantat. Seit den 1970er Jahren werden Herzschrittmacher mit Lithium-Primärzellen betrieben [GLM⁺71], die eine Laufzeit von durchschnittlich 8 Jahren haben. Die integrierten Schaltkreise (engl. Integrated Circuits, ICs) mit allen Funktionen besitzen eine Leistungsaufnahme von weniger als $10 \mu\text{W}$ [WHT⁺04]. Dabei wird beim Design der Systemkomponenten wie Verstärker, Filter, Analog/Digital-Wandler (A/D-Wandler), Pulsgenerator, Batteriemanagement und Telemetrie auf eine extrem niedrige Leistungsaufnahme geachtet. Ein spezielles, weitergehendes Energiemanagement ist nicht notwendig.

Implantierbare Defibrillatoren Bei ähnlichem Bauraum wie Herzschrittmacher haben implantierbare Defibrillatoren einen zeitweise höheren Energiebedarf (bis zu 35 J) [GBSS09]. Zum Zwischenspeichern der Energie werden Hochspannungskondensatoren eingesetzt. Zum schnelleren Laden der Kondensatoren kommen zum Teil Lithium-Primärzellen mit einer größeren Leistungsdichte als bei Herzschrittmacher zum Einsatz [CMH⁺06]. Über ein Energiemanagement werden Teilsysteme wie der Hochspannungsgenerator in einen Energiesparmodus versetzt und nur aktiviert, wenn sie gebraucht werden [HLN⁺11].

Sensorische Neuroprothesen In die Gruppe sensorischer Neuroprothesen fallen insbesondere Implantate, die Sinnesfunktionen wie das Hören und das Sehen wiederherstellen.

Ein Cochlearimplantat ermöglicht ein Hören bei schwerer Schädigung der Hörschnecke durch eine Elektrostimulation des Hörnervs. Das System besteht aus einer externen und einer implantierten Komponente [ZRH⁺08, YJN⁺15]. Der externe Teil enthält ein Mikrophon und einen Signalprozessor. Die Signalinformationen werden induktiv an den implantierten Teil übertragen und vom Empfänger an die Stimulationselektroden weitergeleitet. Der externe Teil wird über eine Batterie versorgt und der interne bezieht die Energie über die induktive Übertragungsstrecke. Da die Batterie zugänglich ist und schnell getauscht werden kann, ist – bis auf eine Wandlung einer hochfrequenten Spannung der induktiven Energieeinkopplung in eine Gleichspannung mit anschließender Spannungsregelung – kein Energiemanagement notwendig. Um eine hohe Effizienz der Energieübertragung zu erzielen, werden Klasse-E Verstärker eingesetzt [KP87] und die Sende- und Empfängerelektronik mit Impedanzanpassung und Resonanzschaltungen optimiert [HG01, Shao1]. Das Cochlearimplantat unter-

scheidet sich grundlegend vom Künstlichen Akkommodationssystem, da es permanent von außen mit Energie versorgt wird.

Die Entwicklung von Retinaimplantaten hat in den letzten Jahren erhebliche Fortschritte gemacht [LALR15]. Dabei liegt der Fokus auf der Entwicklung der Sensorik und der Signalverarbeitung und weniger auf der Energieversorgung und dem Energiemanagement. Die meisten Ansätze verfolgen eine induktive Energieübertragung [TR09]. Teilweise werden die Implantate aufgrund des Implantationsorts entweder über ein Kabel [DOBoo] oder durch optische Einkopplung [GBK⁺99] mit Energie versorgt. Nach jetzigem Entwicklungsstand, kann bisher kein energieautarker Betrieb der Implantate stattfinden. Durch passive Mikrophotodioden-Arrays konnte keine ausreichende Stimulation des Sehnervs nachgewiesen werden [SG04].

Motorische Neuroprothesen Unter den Begriff motorischer Neuroprothesen fällt eine große Anzahl an Implantaten zur Wiederherstellung motorischer Körperfunktionen [Stio5, WSY⁺08]. Mit Systemen zur Tiefenhirnstimulation werden Krankheiten wie Morbus Parkinson behandelt [LCH⁺13]. Rückenmarksstimulatoren werden zur Linderung von chronischen Schmerzen eingesetzt [Cam04]. Weitere Stimulatoren werden zur Behandlung von Inkontinenz, Epilepsie oder Depression [CSR⁺10, ZRC⁺08] eingesetzt.

Die motorischen Neuroprothesen beinhalten eine induktive Schnittstelle, über die sowohl Daten als auch Energie zur Versorgung des Implantats übertragen wird [LCH⁺13, CSR⁺10, SHC05]. Derzeit ist kein autonomer Betrieb vorgesehen. Somit findet auch keine Verwaltung und kein Management der eingekoppelten Leistung statt.

Implantate zur Datenaufnahme Des Weiteren werden Implantate ohne Stimulationsfunktion zur Erfassung des Blutdrucks, des Blutzuckers, des Augeninnendrucks oder von Nervensignalen entwickelt [ZNo1, AJ09, GCH⁺13, SPB⁺07]. Der Bauraum der Implantate ist sehr eingeschränkt. Jedoch handelt es sich in der Regel um passive Systeme, die durch Anlegen eines externen Felds Daten über eine induktive Übertragung austauschen. Eine der wenigen Ausnahmen ist der Augeninnendrucksensor in [GCH⁺13], der eine Lithium-Mikrozelle und Solarzellen enthält. Damit ist ein autarker Betrieb zum kontinuierlichen Erfassen des Drucks möglich. Die Energiemanagementeinheit enthält einen Spannungsregler, der sowohl zum Laden des Energiespeichers als auch zur Versorgung der Elektronik eingesetzt wird. Die Leistungsaufnahme des Systems beträgt im aktiven Modus nur 7 μ W. Das Übertragen der gesammelten Daten erfolgt über eine Kommunikationseinheit.

Energiemanagement von Mikrosystemen

Die Idee des Internet-of-Things (IoT) immer mehr Geräte mit dem Internet und untereinander zu verbinden, ist ein großer Entwicklungstreiber neuer

Technologien für intelligente Sensoren und Mikrosysteme sowie für neuartige tragbare Geräte [Wei14]. Die erzielten Fortschritte in der Entwicklung von kompakten Sensoren [Bos14], effizienter, drahtloser Kommunikation [Tex11b] und energieeffizienter Mikrocontrollern [Tex14] können auch in Mikrosystemen wie dem Künstlichen Akkommodationssystem eingesetzt werden. Des Weiteren spielt die autonome Laufzeit dieser Geräte eine wichtige Rolle. Deshalb wird im Folgenden der Entwicklungsstand dieser Systeme hinsichtlich verschiedener Maßnahmen zur Energie- und Laufzeitoptimierung dargestellt.

Tragbare Geräte für das Internet of Things Im Bereich der Unterhaltungselektronik kommen vermehrt kleinere Geräte wie intelligente Uhren (Smartwatches) [App15, Sam14], Geräte zur Überwachung des Fitness- und Gesundheitszustands (Fitness-/Healthtracker) [ZZS⁺13, PW10, PPB⁺12] oder intelligente Kleidung und Brillen [SBX⁺13, Jaa12] auf den Markt. Der Bauraum ist im Vergleich zu den Implantaten nicht so stark begrenzt, jedoch haben die Geräte durch einen hohen Funktionsumfang auch einen deutlich höheren Energiebedarf. Die batteriebetriebenen Systeme erreichen eine autonome Laufzeit von wenigen Stunden [9to15] bis zu einem Monat [Vec15]. Ein Aufladen des Geräts erfolgt über eine Kabelverbindung oder drahtlos. Im Gegensatz zu Implantaten enthalten die Produkte ausschließlich Standardkomponenten. Ein individuelles Energiemanagement durch gezielt entwickelte Hardware ist somit nicht möglich. Auf der Hardwareebene können lediglich die in den Komponenten implementierten Managementfunktionen genutzt werden, wie beispielsweise ein dynamisches Anpassen der Versorgungsspannung und der Taktfrequenz des Prozessors [MFMB02, BSRP14]. Auf Systemebene besteht die Möglichkeit eines softwarebasierten Energiemanagements. Das beschränkt sich bei den kommerziellen Systemen auf das Versetzen ungenutzter Peripherie in einem energiearmen Modus [WLL⁺15]. Darüber hinaus sind keine Energiemanagementfunktionen implementiert. Neue Konzepte für Geräte, die nur in Kombination mit einem größeren, leistungsfähigerem Gerät wie einem Smartphone funktionieren, werden in [WLL⁺15] vorgestellt. Sobald eine Verbindung zum Smartphone besteht, werden die Sensordaten übertragen. Rechenintensiven Operation zur Rohdatenaufbereitung oder zur Datenanalyse finden auf dem Smartphone statt.

Ein Ansatz einer energieautarken Smartwatch wird in [MPBB14] verfolgt. Neben extrem energiesparenden Komponenten beinhaltet das Energiemanagement ein bewegungsgesteuertes Aufwachen des Mikrocontrollers und eine vollständige Trennung nicht genutzter Peripherie von der Versorgung. Die Firmware ist hinsichtlich minimaler aktiver Zeit bei der Sensordatengewinnung, der Kommunikation und der Displayaktualisierung optimiert. Die Leistungsfähigkeit der Uhr ist allerdings nicht mit der von kommerziellen intelligenten Uhren vergleichbar.

Autonome Sensoren und drahtlose Sensornetzwerke Autonome Sensoren und

drahtlose Sensornetzwerke werden schon seit vielen Jahren entwickelt und eingesetzt. Sie kommen zur Prozessüberwachung, in der Gebäudeautomation oder zur Umweltüberwachung zum Einsatz [PKK₁₂, CMP⁺₀₉, LFW₀₅]. Je nach Anwendungszweck unterscheiden sich die einzelnen Sensoren – auch Sensorknoten als Teil eines Sensornetzwerks genannt – hinsichtlich ihrer Größe, ihres Funktionsumfangs und ihrer Kosten stark. Schon in 2002 wurde ein Sensorknoten entwickelt der gerade mal 16 mm³ misst und vollständig per Photovoltaik betrieben werden kann [WSL⁺₀₂].

In [KKWK₁₀] wird ein intelligenter Infrarot-Sensor vorgestellt, der über ein Energiemanagement mit unterschiedlichen Energiesparmodi verfügt und in Abhängigkeit des Ladezustands die Leistungsfähigkeit des Systems reduziert.

Darüber hinaus werden in [SSR₀₈, LP₁₀, HGSW₁₁, KDF⁺₁₁, LCP⁺₀₈, WCB₀₉, BSHC₀₄] verschiedene Energiemanagementeinheiten vorgestellt, die aus eingekoppelter Energie einen Energiespeicher laden und verschiedene Spannungskonvertierungen durchführen. Eine weitere wichtige Rolle für ein drahtloses Sensornetzwerk spielen energiesparende Kommunikationsstrategien wie Low Power Listening oder Multihop-Routing [MKC₀₇, CKLR₁₀].

Das Energiemanagement der vorgestellten Mikrosysteme und Implantate beschränkt sich zumeist auf die Energieversorgung. In Systemen mit einem Energy-Harvesting besteht das Energiemanagement aus einem Laderegler für einen Energiespeicher und einem Spannungsregler zur Versorgung der Komponenten. Diese Systeme haben oftmals einen geringen Funktionsumfang der mit speziellen leistungsarmen Schaltkreisen umgesetzt wird. Komplexe Aufgaben, wie die des Künstlichen Akkommodationssystems, sind damit nicht möglich. Zudem besteht keine Echtzeitanforderungen an den Sensordatentransfer und an die Signalverarbeitung. Mit dem Künstlichen Akkommodationssystem vergleichbar komplexe Implantate werden permanent, zumeist über eine drahtlose, induktive Schnittstelle mit Energie versorgt. Somit erfolgt kein autarker oder teilautarker Betrieb. Das Energiemanagement besteht dabei aus einer Gleichrichterschaltung zur Wandlung der hochfrequenten Spannung in eine Gleichspannung und einem Spannungsregler zur Bereitstellung einer adäquaten Versorgungsspannung.

Erste Konzepte zur bedarfsgerechten Energieversorgung des Künstliche Akkommodationssystem wurde in [Nag₁₂] vorgestellt. In der vorliegenden Arbeit werden neue Methoden und Konzepte entwickelt, die über den derzeitigen Entwicklungsstand hinausgehen, mit dem Ziel die autonome Laufzeit des System signifikant zu verlängern.

1.3. Ziele und Aufgaben

Das Ziel der vorliegenden Dissertation besteht darin, eine neue Methodik zur

Optimierung der Energieeffizienz des Künstlichen Akkommodationssystems zu entwickeln. Hierfür sind die folgenden wissenschaftlichen Teilziele zu lösen:

- Vorstellung einer Methodik zur systematischen Energie- und Laufzeitanalyse sowie zur Entwicklung und Validierung von Konzepten zur Effizienzoptimierung der Energieversorgung des Künstlichen Akkommodationssystems.
- Analyse von Optimierungsmöglichkeiten innerhalb eines Systemzyklus und der autonomen Betriebsdauer des Künstlichen Akkommodationssystems.
- Entwicklung von Topologien und Konzepten zur Optimierung der Effizienz der Spannungswandlung und gleichzeitig der Leistungsaufnahme der Teilsysteme.
- Entwicklung von Konzepten zur situationsbedingten Reduktion der Leistungsaufnahme zur Verlängerung der autonomen Betriebsdauer des Implantats.
- Ableitung eines Gesamtkonzepts einer Energiemanagementeinheit für das Künstliche Akkommodationssystem.
- Konzeption eines effizienten und flexiblen Schaltreglers für Anwendungen mit geringer Leistungsaufnahme.
- Validierung der Konzepte durch eine präzise Modellbildung und Simulation sowie einen prototypischen Aufbau von Teillösungen.

Kapitel 2 setzt sich zunächst mit den Anforderungen an eine Energieoptimierung auseinander. Anschließend wird eine systematische Vorgehensweise präsentiert, die zu einem energieoptimierten System führt. Das Kapitel zeigt die Vorgehensweise zur exakten Analyse des Energiebedarfs des Systems, zur Konzeption eines Energiemanagements und zur Validierung der Konzepte auf.

In Kapitel 3 erfolgt die Analyse der Leistungsaufnahme und der autonomen Betriebsdauer des Künstlichen Akkommodationssystems sowohl messtechnisch als auch simulativ über eine detaillierte Modellbildung der Teilsysteme, um die Auswirkungen verschiedener Einflussgrößen auf den Energiebedarf genau zu bestimmen. Daraufhin werden grundlegende Ansätze zur Reduktion der Leistungsaufnahme, Topologien zur Spannungswandlung und eine Analyse von Akkommodationsprofilen des Implantatträgers hinsichtlich der Auftrittsfrequenz und den Akkommodationsamplituden dargestellt. Auf Basis der Analysen und den grundsätzlichen Optimierungsoptionen werden anschließend Konzepte vorgestellt, welche gleichzeitig die Spannungswandlungseffizienz erhöhen und die Leistungsaufnahme der Teilsysteme reduzieren, ohne dabei den begrenzten Bauraum des Implantats zu überschreiten. Zur weiteren Verlängerung der

autonomen Betriebsdauer werden Konzepte untersucht, die situationsabhängig die Leistungsaufnahme einzelner oder mehrerer Teilsysteme senken. Zur Erstellung eines Gesamtkonzepts findet ebenfalls eine Gegenüberstellung und eine Bewertung der Konzepte in Kapitel 3 statt. Das Gesamtkonzept einer Energiemanagementeinheit für das Künstliche Akkommodationssystem stellt eine Integration der wesentlichen Funktionen und Komponenten, nach dem heutigen Stand der Technik, in einen integrierten Chip dar. Zusätzlich wird in Kapitel 3 ein digitaler Schaltregler vorgestellt, der aufgrund einer innovativen Reglerarchitektur und einer variablen Schaltfrequenz bis hin in den Kleinstleistungsbereich einen hohen Wirkungsgrad und eine niedrige Rauschleistung aufweist. Der Schaltregler nutzt die Vorteile einer digitalen Regelung optimal und erreicht durch die Rekonfigurierbarkeit eine hohe Flexibilität, die eine Nutzung der neuen Energiemanagementkonzepte möglich macht.

In Kapitel 4 werden zunächst die Auswirkungen der entwickelten Konzepte auf die Energieaufnahme und auf die autonome Betriebsdauer untersucht. Des Weiteren erfolgt die Entwicklung von Algorithmen und zusätzlichen elektronischen Schaltungen, die zur Umsetzung der Konzepte notwendig sind. Außerdem wird die Auslegung des Schaltreglers durchgeführt und die Funktionsfähigkeit in einem Testaufbau nachgewiesen. Der Abschluss von Kapitel 4 bildet die Abschätzung der Leistungsaufnahme und des Platzbedarfs der Energiemanagementeinheit als integrierter Chip.

Kapitel 5 fasst die Ergebnisse der vorliegende Arbeit zusammen und nennt weitere Herausforderungen auf dem Weg hin zu einem marktreifen Künstlichen Akkommodationssystem.

2. Neue Methodik zur Optimierung der Effizienz des Künstlichen Akkommodationssystems

Die Methodik zur Optimierung der Energieeffizienz des Künstlichen Akkommodationssystems definiert die Anforderungen an eine Energieoptimierung und beinhaltet alle notwendigen Schritte von der Analyse der Energieaufnahme bis hin zur Bewertung und Validierung der Konzepte.

2.1. Anforderungen an eine Effizienzoptimierung

Über die allgemeinen Anforderungen an das Künstliche Akkommodationssystem hinausgehend, werden nun sowohl die grundsätzlichen Anforderungen an eine Optimierung der Energieeffizienz eines mikroelektronischen Systems als auch die speziellen Anforderungen an eine Optimierung der Energieeffizienz des Künstlichen Akkommodationssystems vorgestellt. Das sind:

1. Generelle Anforderungen an eine Energieoptimierung von Mikrosystemen:
 - Der Eigenenergiebedarf aller zusätzlich ins System eingebrachten Komponenten muss geringer sein als die Reduktion des Energiebedarfs der funktionalen Systemkomponenten.
 - Die Betriebsdauer bei einem teil-autonomen Betrieb muss verlängert werden. Durch zusätzliche Komponenten verringert sich das Volumen, das für den Energiespeicher zur Verfügung steht. Deshalb muss der Verlust an Zellkapazität geringer sein als die Energieeinsparung durch weitere Komponenten.
 - Die Funktion des Mikrosystems darf durch ein Energiemanagement nicht oder nur in einem vertretbaren Maße beeinträchtigt werden.
 - Sicherheitsrelevante Funktionen des Systems dürfen nicht beeinträchtigt werden.
2. Spezielle Anforderungen an eine Energieoptimierung des Künstlichen Akkommodationssystems:

- Die Echtzeitfähigkeit des Künstlichen Akkommodationssystems muss im Rahmen der Definition jederzeit gegeben sein, d.h. eine Brechkraftänderung muss ähnlich schnell erfolgen wie bei der natürlichen Akkommodation.
- Da das System vollständig in den Kapselsack implantiert wird und hermetisch abgedichtet wird, können keine Komponenten außerhalb des Implantats angebracht werden. Die Vorgaben des Bauraumvolumens sind somit einzuhalten.
- Der optische Teil muss transparent bleiben. Eine Transmission von mindestens 70 % im sichtbaren Spektrum ist erforderlich.
- Alle im System implementierten Komponenten müssen im Körpergewebe ohne Einschränkungen funktionsfähig bleiben.
- Die Ladedauer eines Energiespeichers über ein externes Gerät darf eine Höchstdauer von einer Stunde nicht überschreiten, um den Nutzungskomfort zu verbessern und die Akzeptanz des Künstlichen Akkommodationssystems zu erhöhen.

2.2. Systematische Vorgehensweise zur Effizienzoptimierung des Implantats

Zur Optimierung des Energiebedarfs des Künstlichen Akkommodationssystems wird eine systematische Vorgehensweise vorgestellt. Ein einheitliches Verfahren stellt sicher, dass bei der Vielzahl an Systemkomponenten und Optionen, das bestmögliche Resultat erzielt wird. Die grobe Struktur zur Energie- und Effizienzoptimierung wird in drei Schritte gegliedert.

Der erste Schritt ist die Analyse des Energiebedarfs des bestehenden Systems und möglicher Energiespeicher. Betrachtet werden dabei verschiedene Systemzustände und äußere Einflüsse. Anschließend erfolgt eine Auswertung des Leistungsprofils des Systems und eine Abschätzung der autonomen Betriebsdauer. Daraus werden anschließend Optimierungsmöglichkeiten zur Energieeinsparung und zur Laufzeitverlängerung untersucht.

Im zweiten Schritt werden ausgehend von der Betrachtung in Schritt eins Konzepte zur Optimierung der Energieaufnahme des Systems erarbeitet und qualitativ evaluiert. Aus positiv bewerteten Konzepten wird ein Gesamtkonzept abgeleitet.

Im letzten Schritt erfolgt die Validierung der Konzepte. Hierbei werden sowohl die quantitative Auswirkung auf die autonome Betriebsdauer als auch die Umsetzbarkeit der Lösungen evaluiert.

2.2.1. Definition der Zeitdomänen

Zunächst wird der Entladezyklus des Energiespeichers eingeführt. Ein Entladezyklus entspricht dem Zeitraum, in dem der Energiespeicher aus einem vollständig geladenen Zustand bis zur Entladeschlussspannung entladen wird.

Erfolgt die Entladung des Energiespeichers durch das Implantat, entspricht das der autonomen Betriebsdauer des Künstlichen Akkommodationssystems. Dabei wird das System vollständig autark, unabhängig von externen Geräten, betrieben.

Während des Entladevorgangs wiederholt sich der Systemablauf – von der Erfassung der Objektdistanz bis hin zur Einstellung der Brechkraft – ständig. Ein Durchlauf wird als Systemzyklus definiert.

Eine Maximierung der autonomen Betriebsdauer kann durch eine Energieoptimierung des Systemzyklus oder durch eine ereignisabhängige, funktionale Beschränkung des Systems erreicht werden. Bei Letzterem entstehen unterschiedliche Systemzyklen während eines Entladezyklus, was dazu führt, dass die Verlängerung der autonomen Betriebsdauer nun über die Auftrittshäufigkeit der Ereignisse bestimmt werden kann.

Deshalb wird im Folgenden zwischen dem Zeitbereich eines Systemzyklus und eines Entladezyklus unterschieden.

2.2.2. Vorgehensweise zur Analyse des Energiebedarfs und der autonomen Betriebsdauer

Die Analyse untersucht den Energiebedarf und die autonome Betriebsdauer des Künstliche Akkommodationssystem der vor der Erstellung der vorliegenden Arbeit erzielt wurde.

Eine Analyse des Energiebedarfs kann entweder durch Simulation oder durch Messungen erfolgen. Die Simulation bietet gegenüber reinen Messungen zahlreiche Vorteile:

- Verschiedene Arbeitspunkte und Systemzustände sind durch eine Parametrierung einstellbar.
- Eine Simulation kann mit unterschiedlichen Systemkomponenten durchgeführt werden.
- Eine Simulation von zukünftig einsetzbarer Technologie ist möglich.
- Eine Simulation des Gesamtsystems oder von Teilsystemen ist schon vor Fertigstellung eines Prototyps möglich.

Jedoch ist eine Verifikation der Simulationsergebnisse durch einen Vergleich mit Messdaten eines Testsystems des Implantats notwendig.

Die systematische Vorgehensweise zur möglichst präzisen Abschätzung der autonomen Betriebsdauer ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Zunächst werden Systemzyklus und Entladezyklus getrennt betrachtet.

2. Neue Methodik zur Optimierung der Effizienz des Künstlichen Akkommodationssystems

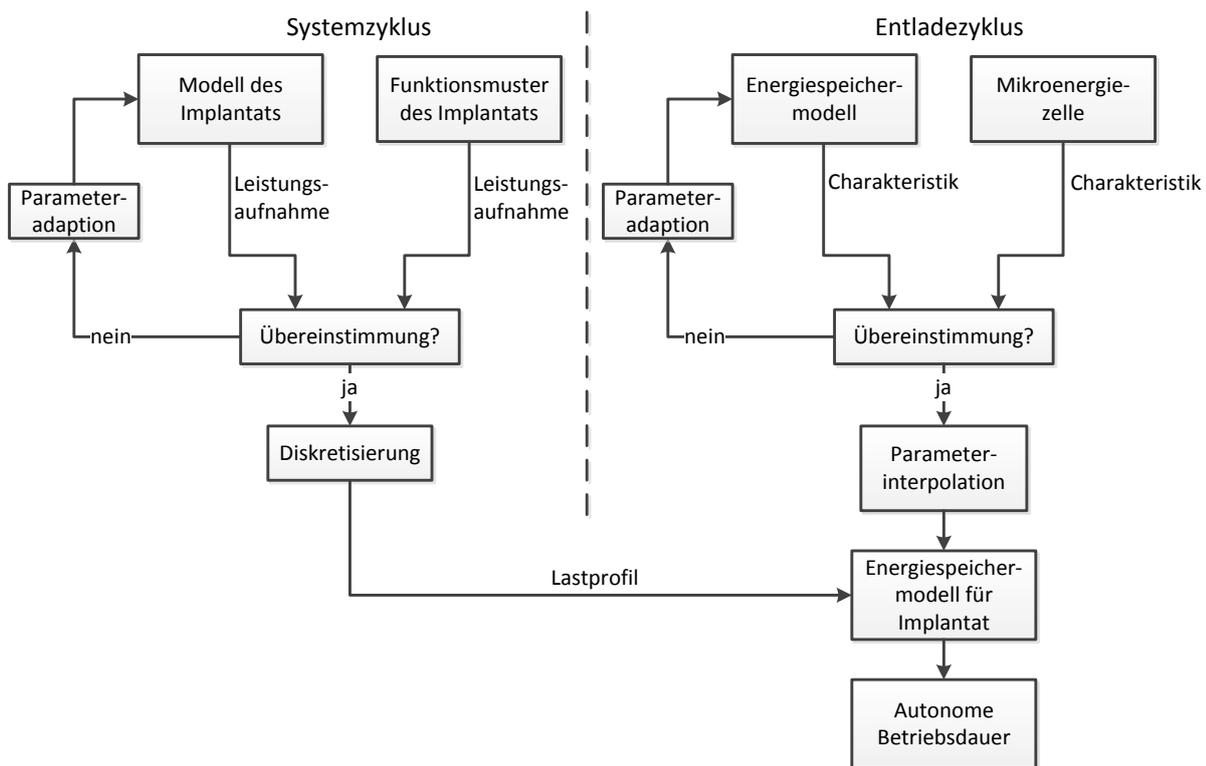


Abbildung 2.1.: Systematische Untersuchung der Leistungsaufnahme des Systems und Bestimmung der autonomen Betriebsdauer

Die Analyse eines Systemzyklus (Abbildung 2.1 links) wird über eine parametrische Modellbildung der Leistungsaufnahme aller Teilsystems durchgeführt. Für jeden Betriebszustand eines Teilsystems wird die Leistungsaufnahme modelliert. Dadurch entsteht eine über den Systemzustand gemittelte Leistungsaufnahme. Des Weiteren wird die Verlustleistung der Energieversorgung, die durch Wandlungsverluste entsteht, in Abhängigkeit des Arbeitspunkts abgebildet. Anschließend werden Ablaufprofile erstellt, die das funktionale Verhalten des Systems abbilden. Dadurch entsteht ein Lastprofil, welches die Leistungsaufnahme des Systemzyklus beschreibt. Anhand von Messungen am Funktionsmuster des Implantats werden Modellparameter wie die Auslastung der Steuerungs- und Berechnungseinheit, Übertragungszeiten der Kommunikationseinheit und Übergangszeiten von Zuständen an das reale System angepasst. Die Adaption des Modells erfolgt solange, bis das zeitliche Verhalten und die Leistungsaufnahme exakt übereinstimmen.

Die Simulation des Systemzyklus erfolgt mit einer hohen zeitlichen Auflösung ($1 \mu\text{s}$). Zur Ableitung der autonomen Betriebsdauer muss die zeitliche Auflösung innerhalb eines Entladezyklus reduziert werden, damit eine Simulation über einen vollständigen Entladezyklus von mehreren Stunden des Energiespeichers mit heutigen Computern durchgeführt werden kann. Die Diskretisierung mit einem Zeitschritt von $100 \mu\text{s}$ garantiert, dass das Zeitverhalten und der Energiebe-

darf nur marginal verändert und der Berechnungsaufwand und Speicherbedarf dabei um den Faktor 100 reduziert wird.

Bevor die autonome Betriebsdauer bestimmt werden kann, muss ein möglichst genaues Modell des Energiespeichers entwickelt werden (Abbildung 2.1 rechts). Die Parameteradaption erfolgt anhand der Entladecharakteristik realer Mikroenergiezellen. Auf Basis der Bauraumvorgaben des Implantats und dem für den Energiespeicher vorgesehenen Volumens, werden die Zellparameter wie Kapazität und Innenwiderstand aus den Messergebnissen der Entladecharakteristiken extrahiert und anschließend interpoliert, um ein für das Implantat angepasstes Energiespeichermodell zu erhalten.

Abschließend erfolgt die Simulation der autonomen Betriebsdauer durch die Entladung des Energiespeichermodells mit dem Lastprofil des Systemzyklus. Das hier beschriebene Vorgehen erlaubt erstmals eine exakte Abschätzung der autonomen Laufzeit des Künstlichen Akkommodationssystems.

Die Analyse des Systems eignet sich, um Ansatzpunkte für eine Optimierung der Energieeffizienz zu finden. Dabei wird zunächst der Systemzyklus optimiert. Die wesentlichen drei Fragestellungen sind:

- Wie kann die Effizienz der Wandlung von Spannung und Strom erhöht werden?
- Wie kann die Leistungsaufnahme der einzelnen Teilsysteme reduziert werden?
- Wie kann der funktionale Ablauf modifiziert bzw. optimiert werden, um den Energiebedarf zu senken?

Weiterhin werden das Nutzerverhalten und die daraus abgeleitete Systemauslastung untersucht. Über den Zeitraum eines Entladezyklus können Phasen identifiziert werden, in denen die Funktionalität des Systems nicht oder nicht vollständig benötigt wird. Dazu wird untersucht, wie viele Akkommodationsvorgänge täglich ausgeführt werden und welche Akkommodationsamplitude der Implantatträger statistisch abrufft.

2.2.3. Vorgehensweise zur Konzeption eines Energiemanagements

Auf Basis der gefundenen Möglichkeiten können nun zielgerichtet Konzepte und Strategien zur Reduktion der Energieaufnahme und zur Verlängerung der autonomen Betriebsdauer entwickelt werden. Abbildung 2.2 zeigt das Vorgehen zur Konzeption eines Energiemanagements für das Künstliche Akkommodationssystem. Die Einordnung der Konzepte erfolgt wie bei der Analyse anhand

2. Neue Methodik zur Optimierung der Effizienz des Künstlichen Akkommodationssystems

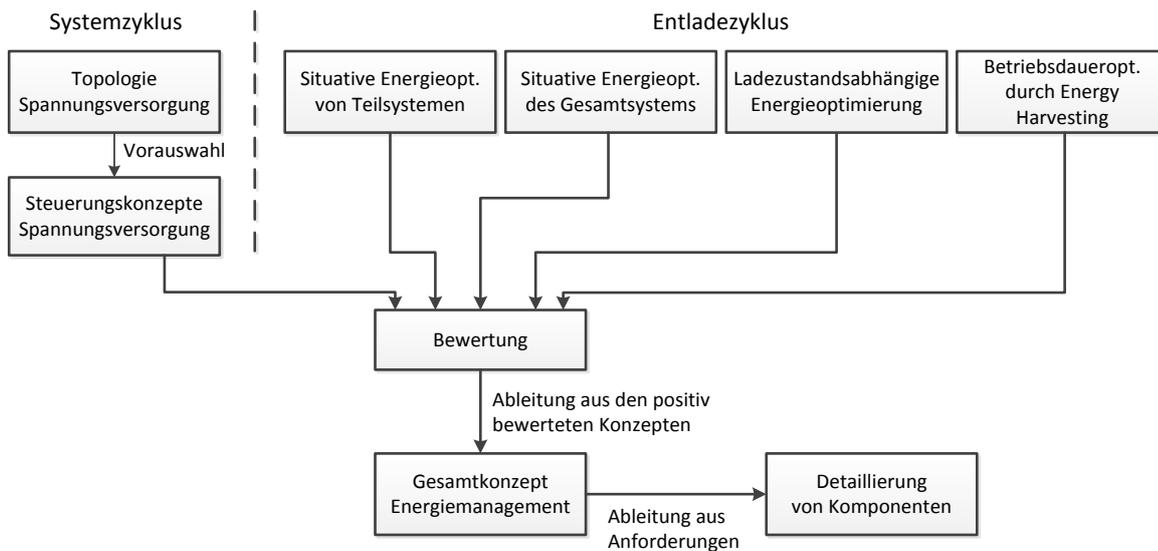


Abbildung 2.2.: Strategie zur Entwicklung neuer Konzepte und Integration in ein Gesamtkonzept zur Optimierung der Energieeffizienz des Implantats

des zu betrachtenden Zeitraums. Der Systemzyklus, in Abbildung 2.2 links dargestellt, wird optimiert, indem eine neue Topologie zur Spannungsversorgung konzipiert wird. Auf Basis der gewählten Topologie erfolgt die Entwicklung von Konzepten zur intelligenten Steuerung und Verteilung der Energie an die Teilsysteme.

Wird das Nutzerverhalten über einen Entladezyklus des Energiespeichers betrachtet (Abbildung 2.2 rechts), können Konzepte entwickelt werden, die es erlauben, in bestimmten Situationen entweder die Leistungsaufnahme von einzelnen Teilsystemen oder sogar des gesamten Systems zu reduzieren. Des Weiteren werden Strategien konzipiert, die bei niedrigem Ladezustand die Energieaufnahme senken und somit die Laufzeit verlängern. Zudem werden Konzepte erstellt, die durch eine Energiegewinnung aus der Umwelt dem System zusätzlich Energie zur Verfügung stellen können.

Die Konzepte werden anschließend mit einheitlichen Bewertungskriterien qualitativ bewertet. Die Konzepte müssen die in Abschnitt 2.1 definierten Anforderungen erfüllen. Folgende Kriterien werden untersucht:

Energieeinsparung/Laufzeitverlängerung Zur Kosten-Nutzen Analyse werden die Energieeinsparung eines Konzepts und die Eigenenergieaufnahme eventuell zusätzlicher Komponenten betrachtet. Eine erhöhte Auslastung der bestehenden Teilsysteme durch höhere Anforderungen eines Konzepts an ein Teilsystem kann ebenso zu einer negativen Energiebilanz führen. Konzepte, die keinen effektiven Nutzen haben, d.h. die Laufzeit nicht verlängern, werden ausgeschlossen.

Platzbedarf Inwieweit verringert die Umsetzung eines Konzepts den für den

Energiespeicher und Teilsysteme zur Verfügung stehenden Bauraum durch Einbringen zusätzlicher Komponenten. Bei Überschreitung des Volumens des äußeren Rings des Implantats, erfolgt der Ausschluss des Konzepts.

Komplexität Die Komplexität beschreibt den Realisierungsaufwand eines Konzepts. Bei geringer Energieeinsparung kann eine hohe Komplexität zum Ausschluss eines Konzepts führen.

Sicherheit Die Gefährdung des Nutzers durch ein Konzept ist ein Ausschlusskriterium.

Beeinträchtigung der Leistungsfähigkeit Eine Bewertung erfolgt abhängig davon, in welchem Maß und zu welchen Zeitpunkten das Konzept die Leistungsfähigkeit des Systems beeinträchtigt. Eine Reduktion der Leistungsfähigkeit des Implantats kann erwünscht sein, wenn dadurch die Laufzeit signifikant verlängert wird.

Die Konzepte, die der objektiven Bewertung standgehalten haben, werden weiterverfolgt. Der nächste Schritt umfasst die Gesamtkonzeption eines Energiemanagements, das die Funktionalität der einzelnen Konzepte integriert. Anschließend erfolgt eine detaillierte Betrachtung der Komponenten des Energiemanagements. Können die neuen Anforderungen an eine Komponente nicht mit dem Stand der Technik gelöst werden, müssen wiederum neue Konzepte entwickelt werden.

Die beschriebene methodische Vorgehensweise führt zu einem energieoptimierten und leistungsfähigen Implantat.

2.2.4. Vorgehensweise zur Validierung der Konzepte

Die Validierung der Konzepte wird in drei Teile gegliedert. Der erste Teil umfasst die Integration der Konzepte in die Simulationsumgebung zur quantitativen Bewertung der Energieeffizienz und der autonomen Betriebsdauer. Die in Abschnitt 2.2.2 vorgestellte Vorgehensweise garantiert eine optimale Übereinstimmung der Leistungsaufnahme und des Lastprofils zwischen dem simulierten und dem gemessenen System vor der Optimierung. Die Erweiterung des Modells durch die neuen Konzepte basiert damit auf dem validierten Systemmodell, wodurch eine möglichst große Präzision der Abschätzung der autonomen Betriebsdauer erzielt wird.

Der zweite Teil umfasst die Realisierung von Teillösungen zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise. Neben der Erhöhung der Energieeffizienz des Systems, müssen die erarbeiteten Konzepte auch technisch umsetzbar und integrierbar sein. Dazu gehört

- die Auslegung von Komponenten,

2. Neue Methodik zur Optimierung der Effizienz des Künstlichen Akkommodationssystems

- die Implementierung von Algorithmen,
- der Aufbau von Testumgebungen.

Der dritte Teil beinhaltet die quantitative Abschätzung der Eigenenergieaufnahme und des Bauraums des Energiemanagements. Dabei werden zur Erstellung eines energieoptimierten, integrierten Schaltkreises sowohl verschiedene Prozesstechnologien als auch Verfahren zur Optimierung der Architektur und des Designs untersucht. Geeignete Lösungen reduzieren die Energieaufnahme und die Chipfläche ohne dabei die Anforderungen an das Zeitverhalten zu verletzen.

In Kapitel 2 wurde eine neue Methodik zur Optimierung der Effizienz des Künstlichen Akkommodationssystem vorgestellt. Entscheidend dabei ist die Unterscheidung zwischen zwei Zeitdomänen, dem Systemzyklus und dem Entladezyklus des Energiespeichers. Die Analyse und Optimierungsstrategien für die beiden Zyklen können zunächst getrennt von einander betrachtet werden. Erst zur Entwicklung eines Gesamtkonzepts und zur Bestimmung der autonomen Betriebsdauer ist es notwendig, beide Domänen zusammenzuführen. Im nächsten Kapitel erfolgt sowohl die Analyse des Systems und des Energiespeichers als auch die Entwicklung neuer Konzepte nach der vorgestellten Methodik.

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

Das Künstliche Akkommodationssystem weist im Gegensatz zu anderen Implantaten oder batteriebetriebenen Kleingeräten einen hohen Energiebedarf und einen extrem beschränkten Bauraum auf. Die Struktur des Kapitels richtet sich nach der in Kapitel 2 beschriebenen strukturierten Vorgehensweise zur Optimierung der Energieeffizienz und der Betriebsdauer des Implantats. Zunächst erfolgt eine genaue Analyse der Leistungsaufnahme, die auf einer detaillierten Modellbildung und Parametrisierung des Systems beruht und durch Messung der Leistungsaufnahme an einem Testaufbau validiert wird. Die Laufzeit des Systems vor der Optimierung wird durch Erstellung eines präzisen Energiespeichermodells erstmals abgeschätzt.

Anschließend werden durch die Auswertung der Mess- und Simulationsergebnisse grundlegende Ansatzpunkte zur Effizienzoptimierung dargestellt.

Die Konzeption besteht aus zwei Teilen, aus denen ein Gesamtkonzept abgeleitet wird. Der erste Teil befasst sich mit der Optimierung der Leistungsaufnahme der Teilsysteme und der Effizienz der Spannungswandlung. Weiterhin wird ein neues Konzept eines Schaltreglers, der die Anforderungen erfüllt, vorgestellt. Im zweiten Teil werden Konzepte präsentiert, die ein situationsbedingtes Abschalten von Teilsystemen oder sogar des Gesamtsystems ermöglichen, um den Energiebedarf des Systems zu senken.

Das Gesamtkonzept integriert die erstellten Konzepte in eine Energiemanagementeinheit und zeigt neue Methoden auf, mit denen eine höhere Integrationsdichte und eine niedrigere Leistungsaufnahme zu erzielt werden.

Zur weiteren Detaillierung der Energiemanagementeinheit wird ein flexibler und effizienter Schaltregler vorgestellt.

3.1. Detaillierte Analyse des Energiebedarfs

Der Energiebedarf und die autonome Laufzeit des Künstlichen Akkommodationssystems werden über eine Analyse der Leistungsaufnahme erfasst, die als Grundlage zur Identifizierung von Optimierungsmöglichkeiten dient. Entscheidend dabei ist die Untersuchung der Leistungsaufnahme der Teilsysteme im zeitlichen Ablauf des Systemverhaltens. Eine erste Untersuchung hinsichtlich der Energie- und Leistungsaufnahme des Systems und seiner Teilsysteme wurde

in [Nag12] simulativ durchgeführt. Zur weiteren Optimierung des Energiebedarfs ist eine weiterführende, detailliertere Modellbildung des Implantats und ein Abgleich zwischen Simulation und Messung notwendig. In Abbildung 3.1 ist ein Zustandsautomat dargestellt, der das elementare Systemverhalten beschreibt. Sobald die Spannung des Energiespeichers über der Entladeschlussspannung liegt, geht das System in die Initialisierungsphase über. Anschließend erfolgt die Suche des anderen Implantats über die drahtlose Kommunikation. Sobald eine Verbindung besteht, wechseln die Implantate in den Normalbetrieb, indem die Akkommodation automatisch angepasst wird. Ist der Ladezustand kritisch geht das System in einen energiesparenden Tiefschlaf über. Der Fokus liegt dabei auf dem Modus „Normalbetrieb“, da andere Zustände, wie die Initialisierungsphase oder die Verbindungsherstellung mit dem zweiten Implantat in der Regel sehr geringe Auftretswahrscheinlichkeiten besitzen. Der zyklische Ablauf des Systems im Normalbetrieb ist in Abbildung 3.2 für beide Sensorprinzipien dargestellt. Im Vergleich zu dem in [Nag12] dargestellten Ablauf des Vergenzwinkelprinzips, wird sowohl die Aufbereitung der Sensorrohdaten berücksichtigt als auch die Berechnung des Akkommodationsbedarfs erst nach dem Datenaustausch durchgeführt (Abbildung 3.2(a)). Des Weiteren wird das neue Prinzip des Pupillennahreflexes in Abbildung 3.2(b) dargestellt. Beim Vergenzwinkelprinzip erfolgt zunächst die Messung der Feldstärke in alle drei Richtungen. Nach der Rohdatenaufbereitung werden die resultierenden Richtungsvektoren zwischen beiden Implantaten ausgetauscht. Anschließend wird der Akkommodationsbedarf berechnet und bei Änderung der Aktor neu positioniert. Danach wartet das System bis zum Ende des Systemzyklus, bis der neue Zyklus beginnt.

Beim Pupillenweitenprinzip wird der Akkommodationsbedarf direkt aus der Pupillenweite bestimmt. Jedoch muss sichergestellt sein, dass beide Implantate die selbe Entfernungseinstellung vornehmen. Deshalb erfolgt ebenso ein Datenaustausch. Nach der Verifikation des Blickdistanz wird der Aktor bei Bedarf neu eingestellt.

Die Vorgehensweise zur Analyse des Energiebedarfs und der autonomen Betriebsdauer entspricht dabei der in Abbildung 2.1 des Abschnitts 2.2.2 dar-

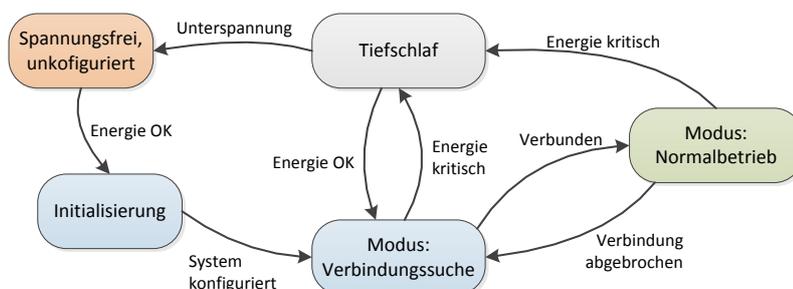


Abbildung 3.1.: Systemverhalten anhand eines Zustandsautomaten

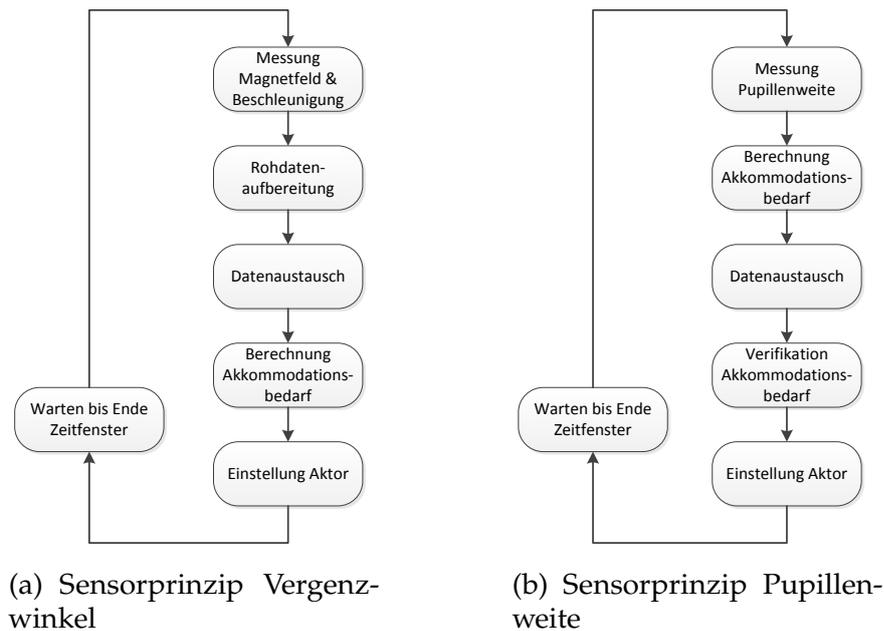


Abbildung 3.2.: Zyklischer Ablauf des Künstlichen Akkommodationssystems im Normalbetrieb

gestellten Strategie. Zunächst wird ein Systemzyklus betrachtet. Anschließend wird die Entladecharakteristik von einer Mikroenergie-Lithium-Ionen-Zelle analysiert, um die autonome Betriebsdauer abschätzen zu können.

3.1.1. Bestimmung der Energieaufnahme des Systems

In diesem Abschnitt wird der Energiebedarf eines Systemzyklus bestimmt. Zunächst werden die entscheidenden Einflussgrößen auf den Energiebedarf betrachtet. Wie auf der linken Seite in Abbildung 2.1 des Abschnitts 2.2.2 dargestellt ist, wird sowohl ein Modell zur simulativen Bestimmung der Leistungsaufnahme erstellt als auch die Messung der Leistungsaufnahme am Funktionsmuster durchgeführt. Durch Variation der Einflussfaktoren wird der Energiebedarf in der Simulation für verschiedene Arbeitspunkte untersucht. Durch die Angleichung der Parameter und Einflussgrößen der Simulation an die der Messung, wird die angestrebte Übereinstimmung der Energieaufnahme erzielt.

Einflussgrößen auf die Energieaufnahme des Systems

Zahlreiche Faktoren nehmen Einfluss auf die Energieaufnahme der Teilsysteme. Im Folgenden werden die wichtigsten Einflussgrößen genannt:

Spannung des Energiespeichers Je nach Ladezustand und Lastfall ändert sich die Ausgangsspannung des Energiespeichers und beeinflusst vor allem die Verlustleistung der Spannungswandlung.

Taktfrequenz der Steuer- und Recheneinheit Die Taktfrequenz beeinflusst zum einen die Berechnungszeit und zum anderen die Stromaufnahme.

Sendeleistung der Kommunikation Die Stromaufnahme ändert sich mit der Ausgangsleistung des Transceivers.

Modulationsart der Kommunikation Je nach Modulationsart variiert die Anzahl an Bits pro übertragenem Symbol. Damit wirkt sich die Modulationsart direkt auf die Übertragungsdauer aus.

Baudrate der Kommunikation Die Baudrate gibt an, wie viele Symbole pro Sekunde übertragen werden, was ebenso Einfluss auf die Übertragungszeit hat.

Anzahl zu übertragender Bits Die Anzahl der Bits, die übertragen werden, hat maßgeblich Einfluss auf die aktive Dauer der Kommunikationseinheit, aber auch auf die Dauer der Datenübertragung über den Datenbus.

Übertragungsrate des Datenbus Die Übertragungsrate der Daten über den Bus beeinflusst die Dauer der Datenübertragung.

Angestrebte Brechkraftänderung Zur Variation der Brechkraft muss der Zustand des Piezoaktors und somit die anliegende Spannung mithilfe eines Aktortreibers geändert werden. Zur Anhebung der Piezospannung muss eine Leistung aufgebracht werden.

Die Einflussfaktoren können in der Simulation parametrisiert und deren Auswirkungen untersucht werden. Die Einflüsse von Temperaturänderungen auf die Leistungsaufnahme bleiben hier unberücksichtigt, da am Einsatzort des Implantats von sehr geringen Schwankungen ausgegangen werden kann.

Simulative Bestimmung der Energieaufnahme

Die Bestimmung der Energieaufnahme durch Simulation bietet den Vorteil, verschiedene Modifikationen an den Teilsystemen oder am Systemablauf durchzuführen und die Auswirkungen auf die Energieaufnahme direkt beobachten zu können. Dazu ist eine detaillierte Modellbildung des Energiebedarfs der Teilsysteme erforderlich. Hier wird die Leistungsaufnahme aller möglichen Zustände des jeweiligen Teilsystems zu jedem Zeitpunkt des Zyklus abgebildet. Ein Übergang von einem Zustand in einen anderen kann nicht beliebig schnell erfolgen. Die Transitionszeiten werden in den Modellen berücksichtigt und beeinflussen somit das zeitliche Verhalten der Simulation. Zum Schutz der Subsysteme vor Überspannung wird zusätzlich ein Gleichspannungswandler modelliert. Die Effizienz der Wandlung und somit auch die entstehende Verlustleistung ist abhängig vom Arbeitspunkt.

Beim Ablauf eines Systemzyklus nach Abbildung 3.2 erfolgt im wesentlichen eine sequenzielle Abfolge der Teilsysteme mit Eingriffen der Steuerungseinheit zur zentralen Verwaltung der Daten und zur Aktivierung der Teilsysteme. Die Ablaufsteuerung der Simulation liefert zu jedem Zeitpunkt die aktuelle Stromaufnahme sowie die aktuelle Versorgungsspannung jeder Teilkomponente zurück. Aufgrund des modularen Aufbaus kann ein Modell eines Teilsystems ausgetauscht werden und der zeitliche Ablauf sowie die Leistungsaufnahme des Gesamtsystems werden entsprechend angepasst. Abbildung 3.3 zeigt den detaillierten, zeitlichen Ablauf eines Zyklus und die Stromaufnahme der Teilsysteme des Vergenzwinkelprinzips. Zur besseren Übersicht zeigt die Abbildung nicht die vollständige Periodendauer des Zyklus von 100 ms, da sich der Zustand der Teilsysteme im Ruhezustand nicht mehr ändert. Eine vergleichbare Simulation auf Basis des Pupillenweitensensors ist nicht möglich, da die Algorithmen zur Bestimmung des Akkommodationsbedarfs aufgrund seiner hohen Komplexität derzeit nur auf leistungsstarken Rechnern implementiert werden können. Die exakte Laufzeit der Berechnung und die daraus resultierende Energieaufnahme des Mikrocontrollers sind derzeit nicht bekannt.

Energieaufnahme eines makroskopischen Testsystems

Im Rahmen der vorangegangenen Entwicklung eines Demonstrators, der den Funktionsnachweis des Künstlichen Akkommodationssystems erbrachte, wurden Testleiterkarten entworfen, produziert und bestückt. Anhand des Testsystems wird die Leistungsaufnahme messtechnisch bestimmt. Abbildung 3.4 zeigt die Stromaufnahme eines Testsystems während einer Periode im Normalbe-

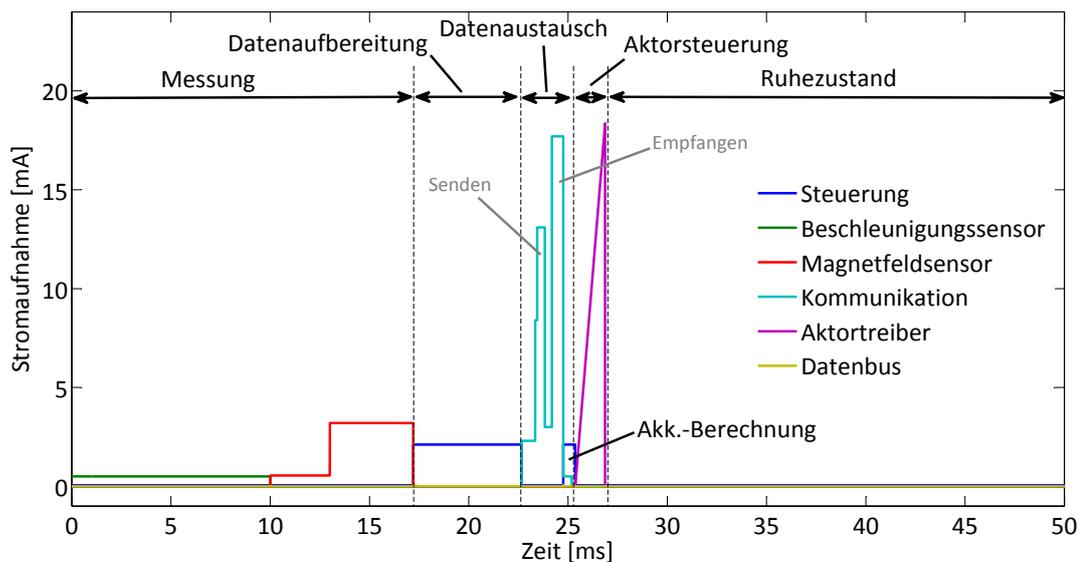


Abbildung 3.3.: Simulierte Stromaufnahme des Systems bei einer Versorgungsspannung von 2,5V

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

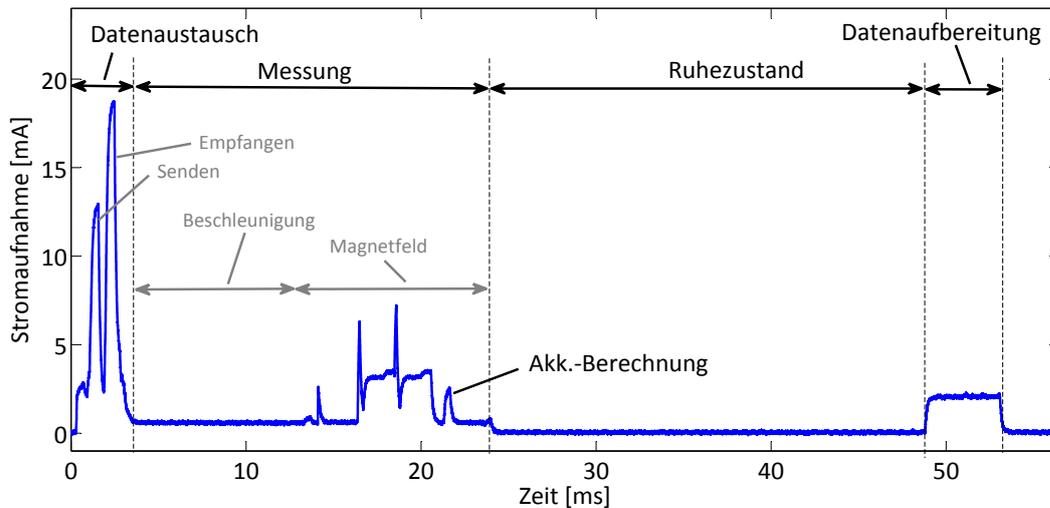


Abbildung 3.4.: Stromaufnahme des Testsystems bei einer Versorgungsspannung von 2,5V

trieb. Auch hier wird zur Fokussierung auf die aktiven Teilsysteme auf die Darstellung des gesamten Ruhezustands verzichtet. Es erfolgt keine Ansteuerung der Aktorik, was einer Änderung der Blickdistanz von 0 dpt entspricht. In den Zeitbereichen, in denen sich das System im Ruhezustand befindet, kann eine Steuerung der Aktorik stattfinden. Dieser Ablauf weicht vom Zyklus aus Abbildung 3.2 ab. Die Synchronisierung der zwei Implantate erfolgt über die drahtlose Schnittstelle. Zur Verbesserung der Synchronizität, wird die Kommunikation am Anfang des Systemzyklus ausgeführt. Dabei werden die aus den Sensordaten berechneten Richtungsvektoren des vorherigen Zyklus versendet und empfangen. Die Steuereinheit startet die Kommunikationseinheit und legt die Daten nach dem Transfer im Speicher ab. Unmittelbar anschließend erfolgt die Erfassung neuer Beschleunigungs- und Magnetfelddaten durch die Sensorik. Danach erfolgt die Berechnung des Akkommodationsbedarfs aus den übertragenen Daten des zweiten Implantats und aus dem im vorherigen Zyklus erfassten Daten. Nach einer weiteren Ruhephase werden die aktuellen Rohdaten der Sensorik von der Steuereinheit verarbeitet und die Winkelinformationen berechnet. Nachteilig dabei ist, dass der Akkommodationsbedarf aus den Sensordaten des vorherigen Systemzyklus berechnet wird und dadurch eine Totzeit von einer Zyklendauer entsteht.

Im Vergleich zu Abbildung 3.3 ist die Stromaufnahme der Messung in Abbildung 3.4 durch Pufferkondensatoren tiefpassgefiltert, wodurch die Flankenteilheit abnimmt. Außerdem treten Stromspitzen bei der Magnetfeldmessung auf, die durch jeweils einen Rücksetzimpuls der magnetoresistiven Elemente der drei Richtungsachsen entstehen.

Ergebnisse der Analyse

Der Vergleich zwischen der Energieaufnahme der Messung und der Simulation zeigt eine sehr gute Übereinstimmung. Mit den Parametern aus Tabelle 3.1 beträgt die Energie des Testsystems $130,00 \mu\text{Ws}$. Wird eine identische Konfiguration in der Simulation eingestellt, beträgt die Energieaufnahme $130,04 \mu\text{Ws}$. Da das Testsystem direkt mit $2,5 \text{ V}$ gespeist wurde, werden beim Simulationsergebnis die Verluste der Spannungswandlung zunächst nicht berücksichtigt.

Abbildung 3.5 bietet einen Überblick über den Energiebedarf der Teilsysteme. Dabei wird der Fall ohne eine Akkommodationsänderung als auch der Fall mit einer Änderung von 3 dpt betrachtet.

Auffällig in Abbildung 3.5(a) sind die hohen Verluste der Spannungswandlung, die den Energiebedarf der einzelnen Teilsysteme übersteigen. Der starke Einfluss einer Anpassung der Brechkraft wird in Abbildung 3.5(b) deutlich. Die Leistungsaufnahme des Aktortreibers dominiert den Gesamtenergiebedarf des Systems. Die Energiemenge zum Auslenken des Aktor aus der Ruhelage steht in einem quadratischen Zusammenhang mit der Brechkraftänderung, da die Spannung am Piezoaktor proportional zur Auslenkung ist und sich der Piezoaktor in erster Näherung wie eine Kapazität verhält (Abbildung 3.6).

Zur Abschätzung der weiteren Einflussfaktoren dient Abbildung 3.7. Es ist jeweils die Energieaufnahme des betreffenden Teilsystems dargestellt. Alle Einflüsse, welche die Kommunikationszeit verlängern, sind zusammengefasst und werden anhand der Kommunikationsdauer bewertet. Erwartungsgemäß steigt der Energiebedarf, wenn die Sendeleistung oder die Dauer der Kommunikation erhöht werden. Die Taktfrequenz des Prozessors hat kaum Auswirkung auf die Energieaufnahme, da sich die Rechenzeit bei hohem Takt reduziert. Beim Linearwandler entstehen Verluste, die proportional zur Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung sind und steigen deshalb mit der Batteriespannung. Die Kurve der Batteriespannung besitzt auch die größte Steigung und hat somit den stärksten Einfluss der betrachteten Parameter auf die Energieaufnahme.

Der Gesamtenergiebedarf des Künstliche Akkommodationssystems ergibt sich somit durch die Summierung des Energiebedarfs der Teilsysteme aus Abbildung 3.5. Das System mit der verbauten Hardware inklusive Berücksichtigung der Spannungswandlungsverluste und der implementierten Software benötigt bestenfalls, solange keine Änderung der Brechkraft stattfindet, eine Energie von $190,4 \mu\text{Ws}$ und hat schlechtestenfalls einen Energiebedarf von $428,7 \mu\text{Ws}$ während einer Brechkraftänderung von 3 dpt . Hochgerechnet auf einen Tag, entspricht das einem Energieverbrauch zwischen $45,7 \text{ mWh}$ und $102,9 \text{ mWh}$.

Anhand des Energiebedarfs eines Zyklus, wird im folgenden Abschnitt die autonome Laufzeit über einen Entladezyklus einer Mikroenergiezelle abgeschätzt.

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

Parameter	Wert
Zellspannung	3,6 V
Takt Steuerung	8 MHz
Sendeleistung	-6 dBm
Modulation	GFSK (1 Bit/Symbol)
Baudrate	250 kBaud
Anzahl Bits	96 Bit
Takt Datenbus	1 MHz
Brechkraftänderung ¹	0 dpt

Tabelle 3.1.: Konfiguration bei der Messung der Stromaufnahme des Systems

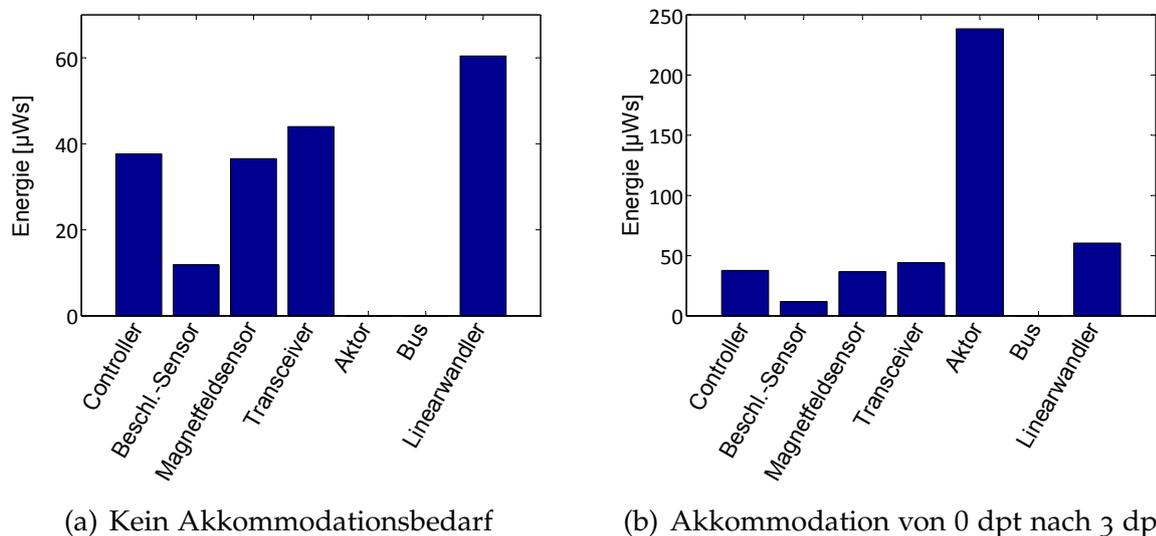


Abbildung 3.5.: Energieaufnahme des Künstlichen Akkommodationssystems

3.1.2. Entladedauer des Energiespeichers

Der Methodik aus Abschnitt 2.2.2 folgend, wird nun der Entladezyklus des Energiespeichers betrachtet. Nach Abbildung 2.1 wird die Entladedauer eines Energiespeichermodells an die Entladezeit einer Mikrozele angepasst. Anschließend wird erstmals die autonome Betriebsdauer des Künstlichen Akkommodationssystem simuliert, welches mit einem an den Bauraum angepassten Modells einer Mikrozele mit Energie versorgt wird.

Eine lange autonome Laufzeit ist eine der wichtigsten Anforderungen des Systems, um einen hohen Nutzungskomfort zu gewährleisten. Zur exakten Abschätzung und Optimierung der autarken Betriebsdauer des Implantats anhand der Entladecharakteristik des Energiespeichers wird ein Modell einer Mikroenergie-

¹Das Testsystem wird ohne Aktor betrieben.

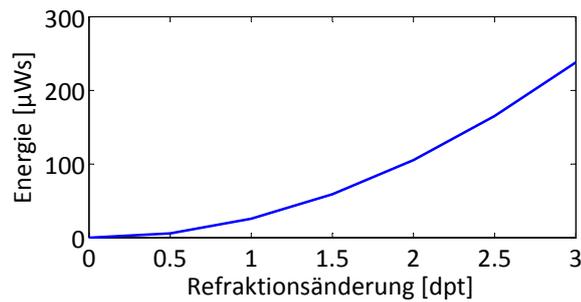


Abbildung 3.6.: Energieaufnahme des Aktortreibers bei einer Brechkraftänderung aus der Ruhelage (0 dpt)

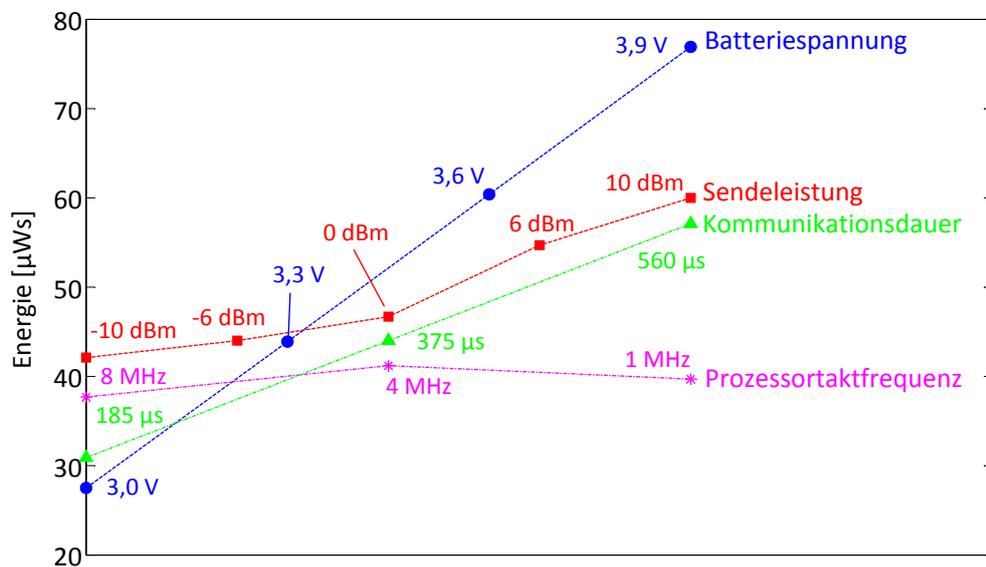


Abbildung 3.7.: Variation der Energieaufnahme des betreffenden Teilsystems pro Systemzyklus unter Betrachtung verschiedener Einflussgrößen

Lithium-Ionen-Zelle erstellt [KPG14]. Das Modell basiert auf dem elektrischen Modell von [CRM06] und beschreibt die Zelle anhand einer Kombination aus Spannungsquellen, Kapazitäten und Widerständen. Das Besondere an dem Ansatz ist die Kombination einer Modellierung der Energiespeicherlaufzeit und der Strom-Spannungscharakteristik. Das hier vorgestellte Modell wählt eine mathematische Beschreibungsform der Modellblöcke. Des Weiteren wird es um spezielle Eigenschaften von Mikrozellen erweitert. Dazu werden die folgenden Effekte modelliert:

Innenwiderstand Der Innenwiderstand besteht aus drei Teilen und beschreibt den Spannungsabfall der Zelle unter Last sowie das transiente Verhalten bei einem Lastsprung. Der Ohmsche Anteil entsteht durch den Widerstand des Aktivmaterials, des Elektrolyts und der metallischen Ableiter. Der reaktive

Anteil entsteht durch die Bildung einer Doppelschichtkapazität im Grenzbereich zwischen Elektrode und Elektrolyt, wo sich Ladungsträger mit unterschiedlicher Polarität gegenüber stehen. Der konzentrative Anteil, auch Diffusionsanteil genannt, entsteht durch die Bildung eines Konzentrationsgefälles zwischen dem Ort des Ladungsdurchtritts und des Elektrolyts, da der Bedarf an Ionen an der Elektrode höher ist, als durch die Diffusion durch das Elektrolyt bereitgestellt werden kann.

Spannungscharakteristik Die Leerlaufspannung einer Zelle ändert sich in Abhängigkeit vom Ladezustand und durch Abbilden der Charakteristik der Entladekurve kann somit das grundlegende Spannungsniveau bei jedem Ladezustand bestimmt werden. Speziell bei Mikrozellen ändert sich unter großer Last die Charakteristik der Entladekurve im Vergleich zur Leerlaufspannungscharakteristik. Der Effekt zeigt sich besonders bei Zellen mit geringer Kapazität.

Rate-Capacity Effekt Der Rate-Capacity Effekt beschreibt die Abnahme der nutzbaren Kapazität bei Entladung mit einem hohen Strom. Die Rate ist hierbei ein Maß für das Verhältnis von Entladestrom zu Nominalkapazität.

Alterung Alterungseffekte treten sowohl bei der nutzbaren Kapazität als auch beim Innenwiderstand auf. Des Weiteren wird zwischen kalendarischer Alterung und Alterung durch wiederholtes Laden bzw. Entladen unterschieden.

Abbildung 3.8 stellt das Blockschaltbild des Zellmodells dar. Der Laststrom, welcher der Batterie entnommen wird, beschreibt die Eingangsgröße des Modells, während die Zellspannung die Ausgangsgröße darstellt. Alle Effekte, die den Ladezustand der Zelle betreffen, werden im Block „Betriebsdauer der Zelle“ zusammengefasst. Als Zwischengröße wird daraus der Ladezustand (engl.: State of Charge, SOC) erzeugt. Der zweite große Block beschreibt die Spannung-Strom-Charakteristik der Zelle. Die Zellspannung hängt nicht nur vom Lastzustand ab, sondern auch vom Ladezustand. Auf die mathematische Beschreibung der einzelnen Effekte (kleine Blöcke) wird nun im Folgenden eingegangen.

Der Spannungsabfall des Ohmsche Anteils des Innenwiderstands verhält sich proportional zum Entladestrom. Die beiden anderen Anteile zeigen hingegen ein proportionales Verhalten mit Verzögerung 1. Ordnung (PT_1). Der Diffusionsanteil weist eine deutlich größere Zeitkonstante als der reaktive Anteil auf.

Die Spannungscharakteristik wird bei Sekundärzellen mit hoher Kapazität über die Leerlaufspannung beschrieben [EVU09]. Mikrozellen zeigen jedoch eine Spannungsabweichung unter Last, die unabhängig vom Innenwiderstand ist. Der Effekt wird erstmals in einem Modell berücksichtigt und wird über die

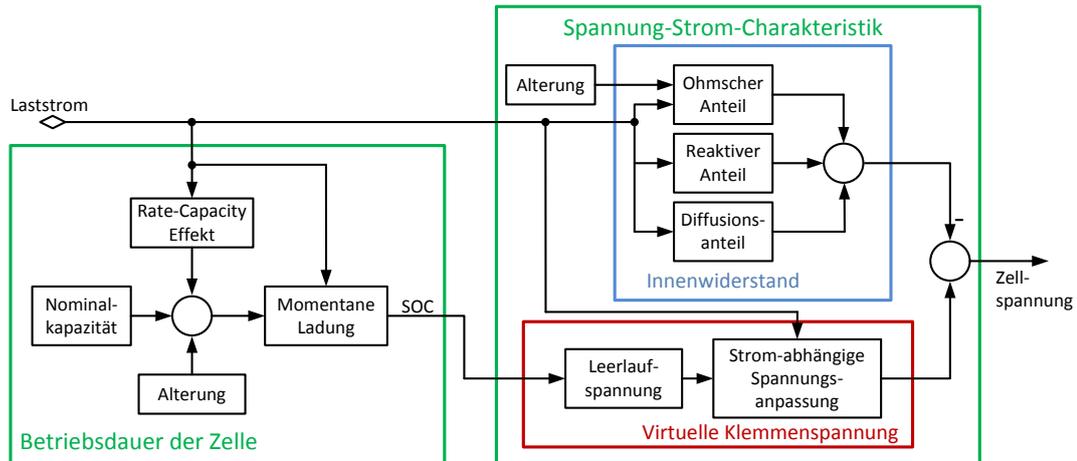


Abbildung 3.8.: Blockschaltbild des Batteriemodells zur Abschätzung der Betriebsdauer und der Entladecharakteristik. Die speziell für Mikrozellen entwickelte virtuelle Klemmenspannung ist in rot dargestellt.

virtuelle Klemmenspannung V_{vc} beschrieben, die zusätzlich zum Ladezustand (engl.: State of Charge, SOC) vom Laststrom abhängig ist:

$$V_{vc} = a \cdot e^{(-g \cdot i_{bat} + h)SOC} + b \cdot SOC^3 + c \cdot SOC^2 + d \cdot SOC + f \quad (3.1)$$

mit den Koeffizienten a, b, c, d, f, g, h und dem Entladestrom i_{bat} . Die Koeffizienten haben keine direkte physikalische Bedeutung, sondern werden derart angepasst, dass das Verhalten einer realen Zelle bestmöglich erreicht wird.

Der Rate-Capacity Effekt beschreibt die nutzbare Kapazität der Zelle² hinsichtlich des Entladestroms und wird mit der Peukert-Gleichung [LR01] modelliert:

$$C_{useable} = C_{nom} \cdot \left(\frac{I_{nom}}{i_{bat}} \right)^{k_p - 1} \quad (3.2)$$

mit der nutzbaren Kapazität $C_{useable}$, der Nominalkapazität C_{nom} , dem Nominalstrom I_{nom} und der Peukert-Zahl k_p .

Der steigende Innenwiderstand aufgrund von Alterung wird mit einer entladezyklenabhängigen Wurzelfunktion beschrieben [RHWP03]:

$$R_{int} = R_{int,nom} + \sqrt{n_{cycle}} \cdot R_{cycle} \quad (3.3)$$

mit dem resultierenden Ohmschen Anteil des Innenwiderstand R_{int} , dem nominellen Ohmschen Innenwiderstand $R_{int,nom}$, der Zyklenzahl n_{cycle} und dem Widerstandsanstieg R_{cycle} .

²Die Kapazität beschreibt hier eine elektrische Ladung und keine elektrische Kapazität. In der Literatur wird die Ladung im Zusammenhang mit galvanischen Zellen Kapazität genannt und wird auch in der vorliegenden Arbeit als solche bezeichnet.

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

Der Kapazitätsverlust durch kalendarische Alterung und Alterung durch wiederholtes Entladen wird über einen Korrekturfaktor CF_{loss} modelliert [EVU09]:

$$CF_{loss} = 1 - (n_{cycle} \cdot C_{cycle} + m_{annual} \cdot C_{annual}) \quad (3.4)$$

mit dem prozentualen Kapazitätsverlust pro Zyklus C_{cycle} , der Anzahl an Jahren m_{annual} und dem prozentualen Kapazitätsverlust pro Jahr C_{annual} . Die nutzbare Kapazität der gealterten Zelle $C_{use,ag}$ berechnet sich zu $C_{use,ag} = C_{useable} \cdot CF_{loss}$.

Der Vergleich des parametrisierten Modells mit einer Mikrozelle ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Bei der getesteten Mikrozelle handelt es sich um eine Dünnschicht-LiPON-Zelle mit der Nominalkapazität von $700 \mu\text{Ah}$ [Inf12]. In Abbildung 3.9(a) ist die Entladecharakteristik bei unterschiedlichen Entladestromraten von $0,5 \text{ C}$ und 10 C zu sehen. Sowohl die Spannungscharakteristik als auch die nutzbare Kapazität bzw. Laufzeit stimmen nahezu überein. Außerdem ist zu erkennen, dass die Zellspannung und die nutzbare Kapazität bei einer Stromrate von 10 C stark sinken. Für die entnehmbare Energie, welche der Fläche unter den Kurven entspricht, multiplizieren sich die negativen Auswirkungen des hohen Stroms. Der Vergleich der Sprungantwort auf einen Lastsprung ist in Abbildung 3.9(b) dargestellt. Durch den Innenwiderstand sinkt die Zellspannung an der Sprungstelle. Aufgrund der kleinen aktiven Flächen der Mikrozelle fallen der reaktive und der konzentrierte Anteil des Innenwiderstand kaum ins Gewicht. Dementsprechend gering ist die Filterwirkung.

Unter Einbeziehung des Fortschritts in der Energiespeichertechnologie, wird, von einer Energiedichte von 70 mWh/cm^3 ausgegangen (Vgl. Abschnitt 1.2). Stehen 50% des zylindrischen Bauraums für den Energiespeicher zur Verfügung, kann eine Mikrozelle mit ca. 3 mAh verbaut werden. Auf Basis der Stromaufnahme des Systemzyklus wird eine Simulation mit einer 3 mAh Mikroenergiezelle durchgeführt.

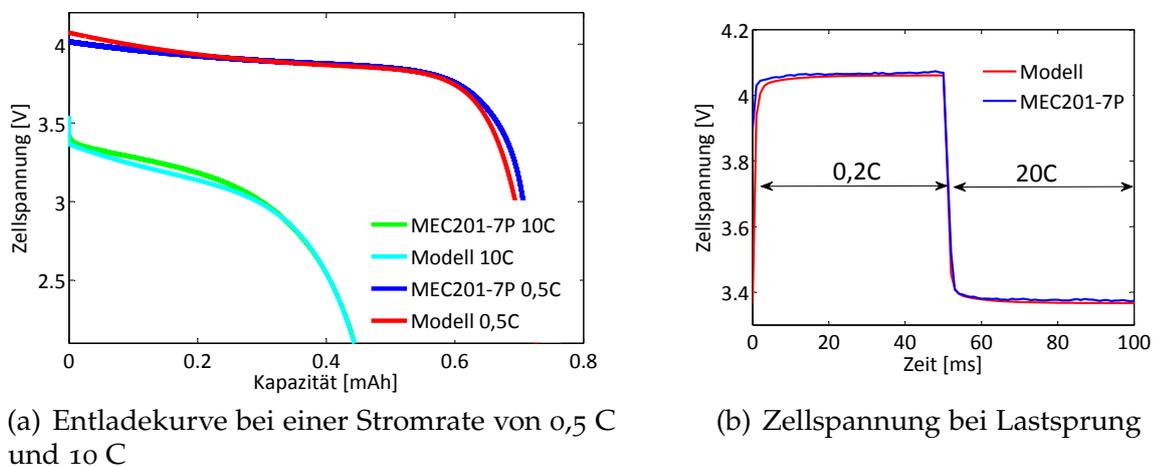


Abbildung 3.9.: Vergleich zwischen Modell und realer $700 \mu\text{Ah}$ -Mikrozelle MEC201-7P

Die Entladekurve ist in Abbildung 3.10 dargestellt. Die Betriebsdauer des System beträgt unter den beschriebenen Voraussetzungen, vor der Optimierung, etwas mehr als 5 h und liegt damit fast Faktor fünf unter dem Ziel von mindestens 24 h. Die Stromaufnahme des Künstlichen Akkommodationssystems gleicht einer Pulsbelastung, die zu Schwankungen der Zellspannung führt. Bis zu einer Entladedauer von 3 h bleibt die Streubreite, bestimmt durch den Innenwiderstand, nahezu konstant. Ab dem Zeitpunkt wird die Schwankung aufgrund der flacheren Entladekurve bei höheren Strömen größer. Kurz vor der Ladeschlussspannung bestimmt wieder allein der Innenwiderstand die Breite der Schwankung.

In die detaillierte Modellierung des Systems mit einem Energiespeicher können alle folgenden Optimierungskonzepte zur Simulation der Laufzeit integriert und somit auf ihre Wirksamkeit überprüft werden. Im nächsten Abschnitt werden zunächst mögliche Ansatzpunkte zur Optimierung dargestellt.

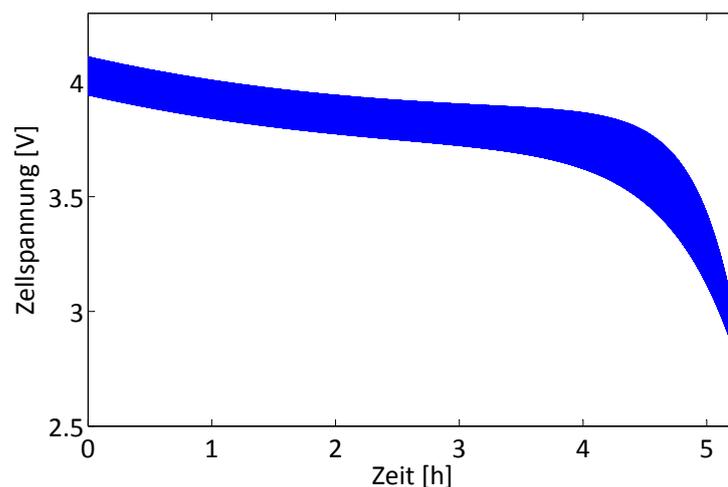


Abbildung 3.10.: Entladekurve einer 3 mAh-Sekundärzelle mit dem Lastprofil des Künstlichen Akkommodationssystems

3.2. Systematische Ermittlung von Optimierungspotential

Ausgehend von den Betrachtungen aus Abschnitt 3.1 sollen nun Optimierungsmöglichkeiten identifiziert werden, die Einfluss auf den Energiebedarf des Systems und auf die autonome Laufzeit haben. Dabei wird zwischen der Betrachtung eines Zyklus und einer Energiespeicherentladeperiode unterschieden.

3.2.1. Optimierung eines Systemzyklus

Bevor eine Optimierung der Energieeffizienz durchgeführt werden kann, wird zunächst die Entstehung der Verlustleistung in Halbleiterschaltkreisen untersucht. Die Leistungsaufnahme der elektronischen integrierten Schaltungen kann in zwei Teile zerlegt werden, die statische und die dynamische Leistungsaufnahme. Die statische Leistung beschreibt die Leistungsaufnahme während die Komponente inaktiv ist, d.h. es werden keine Schaltvorgänge von Transistoren durchgeführt. Es liegt jedoch eine Versorgungsspannung an. Dabei treten sogenannte Leckströme auf.

Die dynamische Leistung beschreibt dagegen die Schaltverluste der Transistoren, wenn das Bauteil aktiv ist. Grund dafür ist das Umladen der jeweiligen Lastkapazität am Transistorausgang. Bei Schaltkreisen in CMOS-Technologie (Complementary-Metal-Oxide-Semiconductor) treten zudem noch Kurzschlussverluste auf. Die Kurzschlussverluste entstehen aufgrund von endlichen Schaltzeiten der Transistoren, sind jedoch zumeist vernachlässigbar klein. Im Folgenden werden Möglichkeiten diskutiert, wie die dynamische und die statische Leistungsaufnahme reduziert werden kann. Außerdem werden verschiedene Topologien zur Spannungswandlung untersucht und ihre Vor- und Nachteile diskutiert.

Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme der Teilsysteme

Das Verhältnis zwischen aktiver Zeit zu Ruhephase ist mit 25 % bis 35 % vergleichsweise groß. Deshalb nimmt das System den Großteil der Energie auf, während es aktiv ist. Der Anteil der dynamischen Leistungsaufnahme der Komponenten überwiegt dabei stark. Eine Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme bietet daher großes Energieeinsparungspotential.

Die dynamische Leistungsaufnahme P_{Dyn} eines digitalen ICs ergibt sich zu [CKo8]

$$P_{Dyn} = \alpha \cdot C_L \cdot f_{clk} \cdot V_{dd}^2, \quad (3.5)$$

wobei α die mittlere Schalzhäufigkeit der Transistoren ($0 < \alpha \leq 1$), C_L die Lastkapazität, die sich im Wesentlichen aus der Leitungskapazität und den Eingangskapazitäten der nachfolgenden Elementen zusammensetzt, f_{clk} die Taktfrequenz des ICs und V_{dd} die Versorgungsspannung darstellt.

Bei kommerziell verfügbaren Komponenten kann der Parameter α nicht direkt beeinflusst werden, sondern ist durch die Schaltung bzw. Funktionsweise des ICs vorgegeben. Ähnliches gilt für die Lastkapazität, die von dem Schaltungsdesign und der Prozesstechnologie abhängt. Die Taktfrequenz kann bei ICs, wie beispielsweise beim Mikrocontroller, verändert werden. Eine geringere Taktfrequenz führt nicht zwangsläufig zu einem geringeren Energieverbrauch. Da

$$E = P_{IC} \cdot t \quad (3.6)$$

mit der Leistungsaufnahme P_{IC} gilt, bleibt die aufgenommene Energie E konstant. Denn zur Ausführung einer selben Anzahl an Rechenzyklen verlängert sich die Rechenzeit t genau in dem Maße, wie die Taktfrequenz verringert wird. Eine Reduzierung der Taktfrequenz hat nur dann positive Auswirkungen auf den Energieverbrauch, wenn weniger Rechenleistung benötigt wird als durch die hohe Taktrate zur Verfügung steht.

Die Versorgungsspannung geht quadratisch in die Gleichung 3.5 ein, d.h. eine Reduktion der Versorgungsspannung führt zu einer quadratischen Abnahme der dynamischen Leistung. Daraus folgt, dass ein Konzept zur Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme das primäre Ziel haben muss, die Versorgungsspannung der elektronischen Teilsysteme auf die niedrigste erlaubte zu reduzieren, ohne die Funktionalität negativ zu beeinflussen. Einige Komponenten beinhalten analoge Schaltkreise. Für analogen Teile kann keine allgemeingültige Gleichung zur dynamischen Leistungsaufnahme angegeben werden. Im Allgemeinen sinkt bei analogen Schaltungen die Leistungsaufnahme bei reduzierter Spannung, jedoch zwangsläufig auch die Leistungsfähigkeit [ANLT05].

Reduktion der statischen Leistungsaufnahme der Teilsysteme

Die statische Leistungsaufnahme ist hauptsächlich abhängig von der Prozesstechnologie des ICs. Darüber hinaus können im Chipdesign verschiedene Methoden zur Reduktion der statischen Leistungsaufnahme integriert werden. Häufig eingesetzte Methoden werden in Abschnitt 4.5 näher erläutert. Die einzige Option, die statische Leistungsaufnahme, neben den integrierten Methoden, zu senken, ist die Trennung von inaktiven Teilsystemen von der Spannungsversorgung.

Effizienz der Spannungswandlung

Ein Teil der Verlustleistung entsteht durch die Bereitstellung einer stabilisierten Ausgangsspannung. Im Folgenden werden Möglichkeiten zur Gleichspannungswandlung vorgestellt und die Vor- und Nachteile diskutiert. Grundsätzlich wird zwischen zwei Klassen, den Linearreglern und den Schaltwandlern, unterschieden. Der Fokus liegt auf der Erzeugung von Spannungen die kleiner als die Spannung des Energiespeichers sind. Zur Steuerung einer piezobasierten Aktorik werden zum Teil hohe Spannungen bis zu 60 V benötigt. Dazu sind Wandler notwendig, die aus der Zellspannung derartige Spannungen effizient erzeugen können.

Linearregler Mit Linearreglern können Ausgangsspannungen erzeugt werden, die kleiner als die Eingangsspannung sind. Bei Linearreglern wird zwischen Längs- und Querregler unterschieden [Mey90]. Heutzutage kommen Querregler, die parallel zur Last eingesetzt werden, nur noch vereinzelt als Spannungsreferenz zum Einsatz. Häufig hingegen kommt der in Abbildung 3.11(a) dargestellte Längsregler zum Einsatz. Im Längsregler wird ein Transistor im Leistungspfad

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

eingesetzt, der sich wie ein veränderlicher Widerstand verhält. Eine Abweichung des Ausgangs vom Sollwert führt über eine verstärkende Rückführung zu einer Änderung des Transistorwiderstands. Typischerweise erfolgt die Regelung über eine Operationsverstärkerschaltung. Linearregler werden hauptsächlich zur Stabilisierung von Spannungen eingesetzt. Der Wirkungsgrad eines Linearreglers η_{Lin} ergibt sich zu

$$\eta_{Lin} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot (I_{out} + I_q)} \quad (3.7)$$

mit der Ausgangsspannung V_{out} , der Eingangsspannung V_{in} , dem Ausgangsstrom I_{out} und dem Ruhestrom I_q . Wird der Ruhestrom, der zu meist sehr gering ist, vernachlässigt, ergibt sich der Wirkungsgrad aus dem Verhältnis zwischen Aus- und Eingangsspannung. In Abbildung 3.11(b) ist der Wirkungsgrad über der Eingangsspannung dargestellt und zeigt, dass einer großen Differenz zwischen Aus- und Eingangsspannung zu einem geringen Wirkungsgrad bzw. zu einer hohen Verlustleistung führt.

Jedoch generiert der Linearregler eine rauscharme, stabile Ausgangsspannung bei geringem Bauraum.

Schaltwandler Schaltwandler bestehen aus mindestens einem schaltenden Element und mindestens zwei Energiespeichern [Ber11]. Durch eine Vielzahl an Wandlertopologien – mit oder ohne galvanische Trennung – können Ausgangsspannungen, die größer oder kleiner als die Eingangsspannung sind, erzielt werden. Schaltwandler können in kapazitive und induktive Schaltwandler gegliedert werden.

Der Wirkungsgrad eines idealen, induktiven Schaltwandlers beträgt 100 %. In realen, induktiven Schaltwandlern treten Schalt-, Leitungs-, Gateladungs- und Treiberverluste auf. Zusätzlich wird zur Stabilisierung der Ausgangsspannung ein Regler eingesetzt, der Eigenverluste aufweist. Die Kombination aus Schalt-

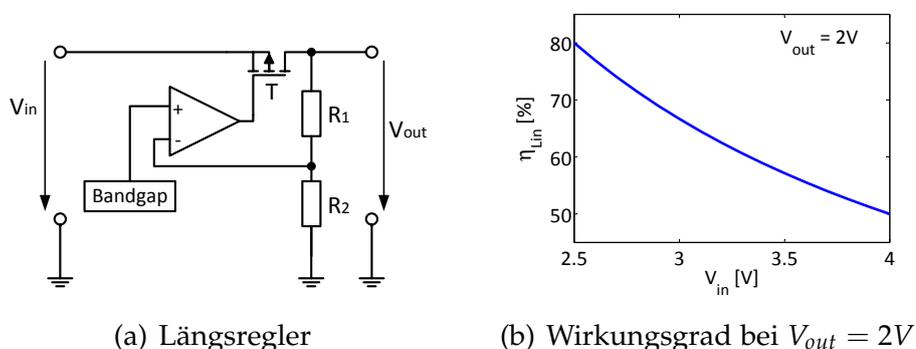


Abbildung 3.11.: Schematische Darstellung eines typischen Linearreglers (Längsregler) z.B. [Lino4] und dessen ideale Effizienz

wandler und Regler wird als Schaltregler bezeichnet. Der Wirkungsgrad eines Schaltreglers η_{Schalt} ergibt sich zu

$$\eta_{Schalt} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}} = \frac{V_{in} \cdot I_{in} - P_v}{V_{in} \cdot I_{in}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{out} \cdot I_{out} + P_v} \quad (3.8)$$

mit dem Eingangsstrom I_{in} und der Gesamtverlustleistung P_v . In Abbildung 3.12(b) ist der Wirkungsgrad über dem Ausgangsstrom dargestellt. Es zeigt sich, dass beim Betrieb im kleinen Leistungsbereich das Verhältnis von Verlustleistung zur Ausgangsleistung steigt, was den Wirkungsgrad reduziert. Die schematische Darstellung eines Abwärtswandlers mit Regelung ist in Abbildung 3.12(a) zu sehen. Die Topologie erzeugt eine Ausgangsspannung die kleiner als die Eingangsspannung ist. Der Regler steuert dabei die Transistoren derart an, dass die über die Induktivität und Kapazität gefilterte Ausgangsspannung konstant bleibt. Dem hohen Wirkungsgrad ab einem Laststrom von ca. 1 mA des induktiven Schaltwandlers, stehen eine verbleibende Restwelligkeit der Ausgangsspannung und ein zusätzlicher Platzbedarf durch eine Spule nachteilig gegenüber.

Kapazitive Schaltwandler arbeiten nach dem Ladungspumpenprinzip und werden zur Spannungsvervielfachung oder zur Spannungsteilung eingesetzt. Es können sowohl Spannungen mit gleicher als auch mit umgekehrter Polarität der Eingangsspannung erzeugt werden. Die Spannungskonvertierung wird durch alternierendes Schalten von Kapazitäten und damit ein Transport der gespeicherten Energie auf ein höheres bzw. niedrigeres Spannungslevel erreicht. Kapazitive Schaltwandler benötigen keine Induktivität und sind im Gegensatz zu induktiven Schaltwandlern platzsparend. Allerdings ist die Effizienz stark vom Arbeitspunkt abhängig. Außerdem ist eine Regulierung der Ausgangsspannung nur bedingt möglich. In Abbildung 3.13(a) ist ein kapazitiver Schaltwandler dargestellt. Ein Spannungsteilungsverhältnis von 2:1 wird durch eine phasenversetzte Ansteuerung der Transistoren mit den Signalen ϕ_1 und ϕ_2 erreicht. In Abbildung 3.13(b) ist der Wirkungsgrad über der Eingangsspannung

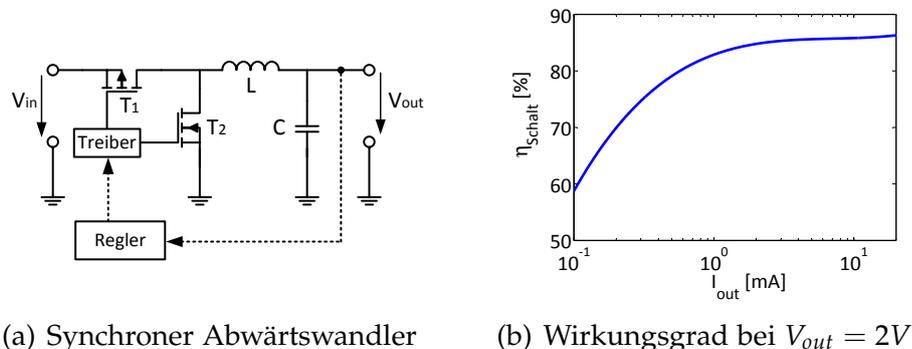


Abbildung 3.12.: Schematische Darstellung eines induktiven Schaltwandlers (Abwärts-wandler) und dessen Effizienz nach [Tex10]

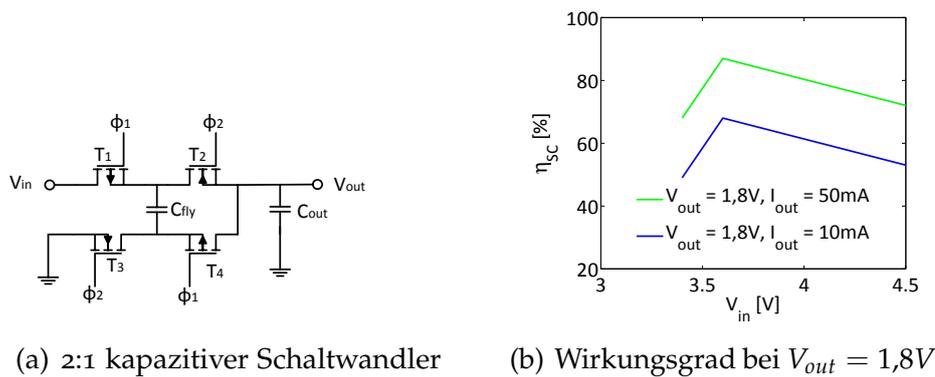


Abbildung 3.13.: Schematische Darstellung eines kapazitiven Schaltwandlers nach [Liu06] und dessen Effizienz

aufgetragen. Bei einer Änderung der Eingangsspannung muss sich auch die Phasensteuerung ändern, wodurch kein optimaler Ladungstransfer mehr stattfinden kann und die Effizienz sinkt.

3.2.2. Optimierung eines Entladezyklus

Wird die gesamte autarke Betriebsdauer betrachtet, können Phasen beobachtet werden, in denen nicht die vollständige Leistungsfähigkeit des Systems benötigt wird. In [Nag12] wurden aus unterschiedlichen Tätigkeiten wie Schlafen, Essen oder Kochen repräsentative Tagesabläufe von verschiedenen Personengruppen simuliert. Dabei zeigt sich, dass die Anzahl an Akkommodationsänderungen pro Tag im Wesentlichen von der Dauer des täglichen Schlafs abhängt. Bei einer durchschnittlichen Schlafdauer zwischen 6 h und 8 h Schlaf ergeben sich ca. 9800 bis 11000 Akkommodationsänderungen am Tag. Für die verbleibende Wachperiode bedeutet das, dass im Durchschnitt alle 5 s bis 7 s eine Akkommodationsänderung auftritt. Es wird deutlich, dass eine genaue Erfassung mit einer Frequenz von 10 Hz zwar die Anforderung an die Echtzeitfähigkeit erfüllt, jedoch in ca. 99,9 % der Messungen keine Änderung der Brechkraft notwendig ist. Deshalb sollen Konzepte entwickelt werden, welche die Teilsysteme situativ abschalten oder in einen energieeffizienten Betriebszustand überführen.

Teilweise ist sogar ein vollständiges Abschalten des Systems möglich. Hauptsächlich während den Schlafphasen des Implantatträgers ist keine Anpassung der Brechkraft nötig.

Ist es dem Träger nicht möglich das System bei kritischem Ladezustand aufzuladen, kann die autonome Betriebsdauer verlängert werden, indem die Anforderungen an die Reaktionszeit der Brechkraftanpassung, an die stufenlose Einstellung der Brechkraft oder an die Präzision der Distanzerfassung gelockert werden. In dem energieeffizienten Zustand muss das Implantat weiterhin einen Mehrwert für den Nutzer bieten sowie alle Sicherheitsaspekte erfüllen.

Durch eingehende Untersuchungen von wiederaufladbaren Mikrozellen und Auswirkungen der Systemlast auf die nutzbare Energie aus Abschnitt 3.1.2, wird zusätzlich ein Konzept zur optimalen Nutzung der Zellenergie entwickelt.

Aufgrund des nichtlinearen Zusammenhangs zwischen Energiebedarf und Brechkraftänderung, ist zur Bestimmung des Energiebedarfs der Aktorik die Betrachtung über eine Energiespeicherentladezeit notwendig. Da die Brechkraft zwischen Nah- und Fernsicht beschränkt ist, muss eine Brechkraftänderung zwangsläufig irgendwann die Richtung ändern. Über einen langen Zeitraum gesehen, finden also zyklische Änderungen der Brechkraft statt. Um davon profitieren zu können, ist ein Aktortreiber zu konzipieren, der Energie aus dem Piezoelement zurück gewinnen kann.

In der nachfolgenden Tabelle 3.2 sind die Optimierungspotentiale nochmals zusammengefasst.

Wirkungsbereich	Potential	Detaillierung
Systemzyklus	Dynamische Leistung	Reduktion der Versorgungsspannung Reduktion Taktfrequenz
	Statische Leistung	Trennung von Versorgungsspannung
	Effizienz Spannungswandlung	Linearregler Schaltregler
Entladezyklus	Situative Abschaltung	Teilsysteme Gesamtsystem
	Reduktion der Leistungsfähigkeit	Lockerung der Echtzeitfähigkeit
	Optimale Ausnutzung des Energiespeichers	Anpassung des Laststroms
	Rückgewinnung von Aktorenergie	Optimierung des Aktortreibers

Tabelle 3.2.: Optimierungsmöglichkeiten zur Laufzeitverlängerung des Künstlichen Akkommodationssystems

3.3. Konzepte zur Optimierung der Effizienz der Spannungswandlung und der Teilsysteme

Im Folgenden wird eine möglichst effiziente und platzsparende Spannungsversorgung für die Teilsysteme konzipiert. Sie folgt dem Teil „Systemzyklus“ der systematischen Vorgehensweise aus Abbildung 2.2. Zunächst werden verschiedene Versorgungstopologien betrachtet und anschließend Konzepte zur Optimierung der Leistungsaufnahme der Teilsysteme vorgestellt. Die Anforderungen an die Energieversorgung des Aktortreibers unterscheiden sich grundsätzlich von den Anforderungen an die Energieversorgung der anderen Teilsysteme. Deshalb werden separat neue Konzepte zur effizienten Ansteuerung eines Stapel- und Biegepiezoaktors vorgestellt.

3.3.1. Herleitung von Topologien zur Spannungsversorgung

Zur Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme ergibt sich aus Abschnitt 3.2.1 die Forderung, die Versorgungsspannung soweit wie möglich zu verringern. Aus der Betrachtung der Spannungswandler geht hervor, dass der Wirkungsgrad stark vom Wandlertyp und Arbeitspunkt abhängt. Des Weiteren haben Schaltregler einen erhöhten Platzbedarf gegenüber Linearreglern. Zur Optimierung der Leistungsaufnahme wird jedem Teilsystem idealerweise die minimale Versorgungsspannung zur Verfügung gestellt. In Abbildung 3.14 sind mögliche Topologien zur Versorgung der Teilsysteme Steuerungseinheit, Kommunikationseinheit, Sensoreinheit und aktiv-optisches Element (Aktoreinheit) dargestellt. Die zentrale Topologie in (a) entspricht dem Einsatz eines Spannungsreglers, der alle Teilsysteme versorgt. Erfolgt die Spannungswandlung mit jeweils einem Spannungswandler pro Teilsystem, führt das zur dezentralen Topologie in (b). Auch in der dezentralen Topologie können alle Wandlertypen eingesetzt werden. Eine Erweiterung zu (b) stellt die Topologie in (c) dar. Dabei kommt ein Spannungswandler zum Einsatz, der mehrere geregelte Ausgangsspannungen bereitstellen kann. Einen Vorteil gegenüber (b) bieten der Wandlertyp, wenn Teile des Wandlers mehrfach verwendet oder geteilt werden können und dadurch Bauraum eingespart wird. Topologie (d) besteht aus zwei Stufen. Die erste Stufe stellt eine zentrale Zwischenspannung zur Verfügung. Die Spannungswandlung der ersten Stufe muss sehr effizient sein, da über die erste Stufe der Leistungsfluss aller Komponenten führt. Deshalb wird bevorzugt ein Schaltwandler eingesetzt. Über die dezentrale, zweite Stufe werden die einzelnen Komponenten versorgt. In Stufe zwei kann wiederum ein Spannungswandler, der mehrere Ausgangsspannungen generiert, eingesetzt werden (Topologie (e)). Die Topologie (f) benötigt eine geringere Anzahl an Spannungswandlern als die dezentralen und zweistufigen Topologien und kann die Versorgung der Teilsysteme dynamisch auf- und verteilen. Auch bei der dynamischen Variante

3.3. Konzepte zur Optimierung der Effizienz der Spannungswandlung und der Teilsysteme

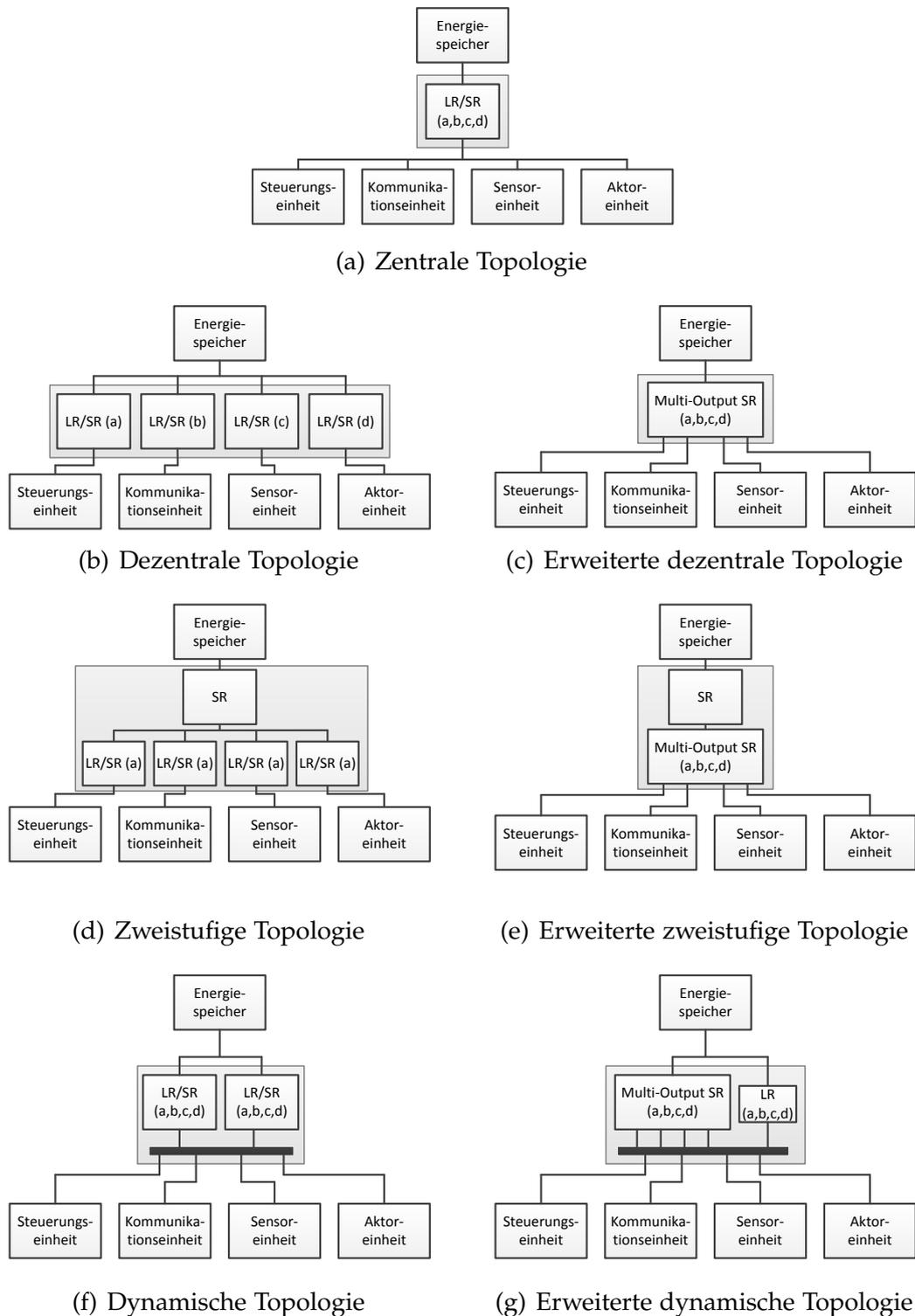


Abbildung 3.14.: Topologien zur Spannungsversorgung der Teilsysteme (LR: Linearregler, SR: Schaltregler)

ist eine Erweiterung um einen Schaltwandler mit mehreren Ausgängen, der in Kombination mit einem Linearregler eingesetzt wird, denkbar (Topologie (g)).

3.3.2. Vorauswahl von Topologien zur Spannungsversorgung

Zur Entwicklung von Konzepten zur Spannungsversorgung wird eine Vorauswahl der in Frage kommenden Topologien getroffen. Der Entwurf einer geeigneten Spannungswandlungstopologie darf nicht isoliert von den Randbedingungen Bauraum, Leistungsaufnahme der elektronischen Komponenten und Effizienz der Spannungswandlung betrachtet werden. Die grundlegenden Gleichspannungswandler sind die Linearwandler sowie die induktiven und kapazitiven Schaltwandler, die in Abschnitt 3.2.1 vorgestellt wurden. Die kleinsten Abmessungen besitzt der Linearwandler mit einem kapazitiven Energiespeicher, vor dem kapazitiven Schaltwandler mit mindestens zwei Kondensatoren und dem induktiven Schaltwandler mit einer Spule und einem Kondensator. Der Einfluss der Eingangsspannung auf den Wirkungsgrad ist beim Linearregler und kapazitivem Wandler stärker ausgeprägt als beim induktiven Wandler. Bei den Schaltwandlern sinkt dagegen der Wirkungsgrad bei kleiner Last stärker als bei den anderen Wandlertypen. Im Vergleich der Topologien schneidet der zentrale Ansatz bezüglich des Bauraums gut ab, stellt jedoch nur eine Ausgangsspannung für alle Teilsysteme zur Verfügung. Die dezentrale Topologie optimiert durch den Einsatz mehrerer Wandler die Leistungsaufnahme der Teilsysteme auf Kosten des Bauraums. Zu den Wandlern mit mehreren Ausgängen gehören der Single Inductor Multiple Output (SIMO) Schaltwandler und der Capacitance-Sharing Multiple-Output Wandler. Beide sind in Abbildung 3.15 dargestellt. Der SIMO-Wandler benötigt lediglich eine Induktivität, jedoch für

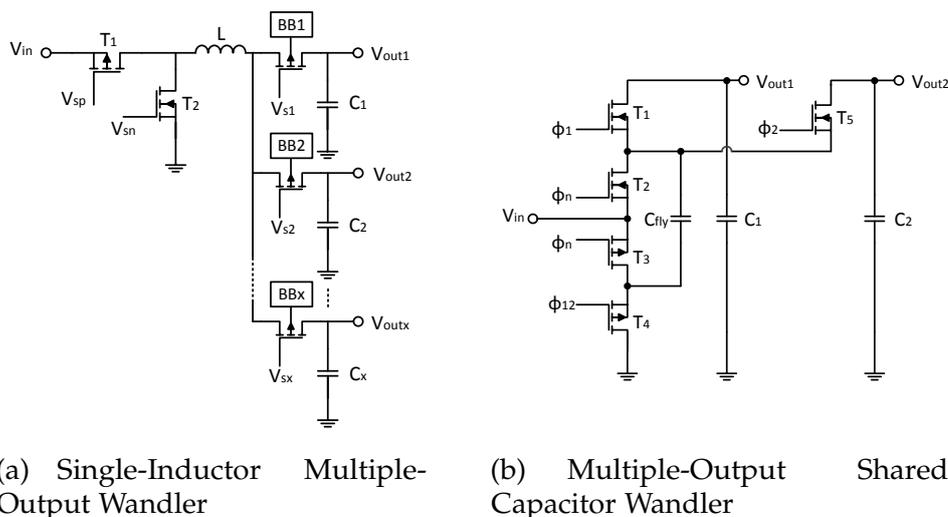


Abbildung 3.15.: Schematische Darstellung Schaltwandlertopologien mit mehreren Ausgängen, (a) nach [KL12], (b) nach [SH14]

jeden Ausgang eine Kapazität. Aufgrund erhöhter Verluste durch den Einsatz weiterer Schalttransistoren, der Erfassung mehrerer Strom- und Spannungssignale und einer aufwendigen Regelung kann ein Wirkungsgrad über 80 % erst bei Lastströmen >20 mA pro Ausgang erzielt werden [KL12, SRM13, BBM⁺07]. Bei Lastströmen <10 mA fällt der Wirkungsgrad unter 60 % [KJHL12, HC09]. Die kapazitiven Wandler mit mehreren Ausgängen teilen sich den Pumpkondensator [SH14] und sogar teilweise die Schalttransistoren [SJ11]. Hocheffiziente, integrierte Wandler wurden für eine sehr kleine Leistung unter $80 \mu\text{W}$ erzielt [SH14]. Wandler, die über einen größeren Leistungsbereich verfügen, erreichen einen Wirkungsgrad um die 60 % [SJ11].

Eine zweistufige Topologie verbessert zusätzlich die Effizienz der Wandlung. Da jedoch ein weiterer Spannungswandler zum Einsatz kommt, steigt der Bauumbedarf weiter an. Durch den vorgeschalteten Schaltregler entsteht eine geregelte Zwischenspannung, wodurch eine effiziente Anpassung an die Teilsysteme der zweiten Wandlerstufe – insbesondere des kapazitiven Schaltwandlers – ermöglicht wird.

Ein neuer Ansatz einer zweistufigen Topologie mit mehreren Ausgängen stellt die sogenannte Leiter-Architektur dar [KSS13]. Dabei sind die Verbraucher in Reihe anstatt parallel angeordnet. Der Vorteil ist, dass für N Verbraucher nur $N-1$ Wandler in der zweiten Stufe benötigt werden (Abbildung 3.16). Von Nachteil sind der erhöhte Sensorik- und Regelungsaufwand, ähnlich wie bei der SIMO-Architektur, sowie zusätzliche Spannungsumrichter für einen Datenaustausch zwischen den Teilsystemen.

Die dynamische Topologie bietet die höchste Variabilität und somit das größte Potential, durch eine geschickte Verteilung der Teilsysteme sowohl einen guten Wirkungsgrad als auch eine reduzierte Leistungsaufnahme des Systems zu erzielen. Nach der zentralen Topologie benötigt die dynamische mit nur zwei Spannungswandlern den kleinsten Bauraum.

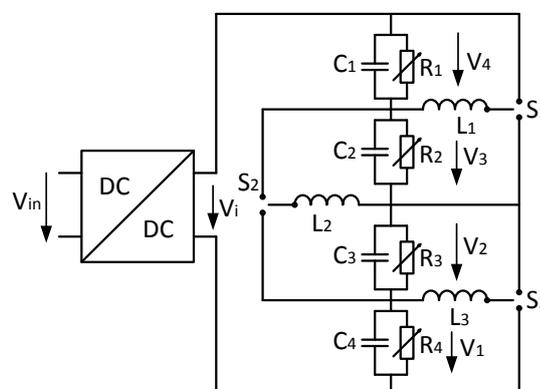


Abbildung 3.16.: Wandler in Leiterstruktur mit Verbrauchern in Reihenschaltung, nach [KSS13]

Eine Bewertung der Topologien (a)-(f) erfolgt anhand der Tabelle 3.3 mit folgenden Richtlinien:

- 6: Bestmögliche Erfüllung des Kriteriums
- 5: Sehr gute Erfüllung des Kriteriums
- 4: Gute Erfüllung des Kriteriums
- 3: Befriedigende Erfüllung des Kriteriums
- 2: Ausreichende Erfüllung des Kriteriums
- 1: Mangelhafte Erfüllung des Kriteriums
- 0: Ungenügende Erfüllung des Kriteriums

Zudem gelten folgende Abkürzungen:

- LR: Linearregler
- SR: Schaltregler
- SIMO SR: Single Inductor Multiple Output Schaltregler
- Ladder-SR: Schaltregler in Leiter-Architektur
- MOSC SR: Multiple Output Shared Capacitor Schaltregler

Die Bewertung erfolgt anhand der dargestellten Vor- und Nachteilen mit direktem Bezug auf die Randbedingungen des Künstlichen Akkommodationssystems. Tabelle 3.3 zeigt, dass keine Topologie alle drei Kriterien bestmöglich erfüllt. Eine Bewertung mit 0 oder 1 in einer Kategorie gilt als Ausschlusskriterium. Es zeigt sich, dass nur wenige Varianten für den Einsatz im Künstlichen Akkommodationssystem in Frage kommen. Ein guter Kompromiss bietet eine dynamische Topologie. Insbesondere ergänzen sich der induktive Schaltwandler und der Linearwandler hinsichtlich der Verlustleistung der Wandlung optimal. Darüber hinaus können verschiedene Spannungsebenen zur Reduktion der Leistungsaufnahme der Teilsysteme zur Verfügung gestellt werden. Der Platzbedarf ist mit ca. 3 mm^3 noch mit „befriedigend“ zu bewerten und liegt somit im tolerierbaren Bereich. Aufgrund der besten Gesamtbewertung werden für die dynamische Topologie weiterführende Konzepte zur Zuweisung von Spannungsebenen an die elektronischen Komponenten der Teilsysteme entwickelt.

3.3.3. Neue Konzepte zur intelligenten Spannungsversorgung mittels einer dynamischen Versorgungstopologie

Die dynamische Topologie schafft zunächst lediglich die Voraussetzung zur Reduktion der Leistungsaufnahme. Durch eine intelligente Steuerung der Spannungswandler und der Spannungsebenen wird der Energiebedarf der Komponenten und der Wirkungsgrad der Wandler optimiert [KNG⁺12, KNG⁺13]. Hierfür werden nun folgende drei Konzepte betrachtet:

Konzept I

Zur Erzielung einer hohen Effizienz der Spannungswandlung ist eine Auf-

3.3. Konzepte zur Optimierung der Effizienz der Spannungswandlung und der Teilsysteme

Topologie		Bauraum	Effizienz Wandlung	Leistungs- aufnahme Teilsysteme	Gesamt
Zentral	LR	6	0	1	-
	Ind. SR	4	4	1	-
	Kap. SR	5	2	1	-
Dezentral	LR	3	0	6	-
	Ind. SR	0	4	6	-
	Kap. SR	1	2	6	-
	SIMO SR	2	1	6	-
	MOSC SR	3	1	6	-
Zweistufig	Ind. SR, LR	1	4	6	-
	Ind. SR, ind. SR	0	4	6	-
	Ind. SR, kap. SR	0	5	6	-
	Ind. SR, Ladder-SR	1	5	6	-
	Ind. SR, MOSC SR	1	4	6	-
Dynamisch	LR, LR	5	0	4	-
	Ind. SR, ind. SR	2	3	4	9
	Ind. SR, LR	3	5	4	12
	Kap. SR, LR	4	2	4	10
	SIMO SR, LR	1	2	6	-
	MOSC SR, LR	2	2	6	10

Tabelle 3.3.: Bewertung möglicher Topologien zur Spannungswandlung

teilung der Spannungswandler in Abhängigkeit der Lastbedingung notwendig. Während der aktiven Phase versorgt ein Schaltregler und in der inaktiven Phase ein Linearregler das System. Der Steuerungsaufwand der Konzeption ist gering, da lediglich einmal pro Schaltzyklus zwischen den Wandlern umgeschaltet werden muss. Da der zuverlässige Betrieb aller Teilsysteme gewährleistet sein muss, steht allerdings nur eine Spannungsebene zur Verfügung. Infolgedessen wird nicht jede Komponente mit der maximalen Energieeffizienz betrieben.

Konzept II

Um eine verbesserte Energieeffizienz der Teilsysteme zu erreichen, besteht die Möglichkeit zwei Spannungsebenen bereitzustellen. Dabei sollen nur die Komponenten mit einer hohen Leistungsaufnahme mit ihrer Minimalspannung betrieben werden. Im Gegensatz zu Konzept I erfolgt eine spannungsebenenengebundene Verteilung der Komponenten. Dabei wird die Spannungsebene mit der höheren Leistungsaufnahme vom Schaltregler und die mit der niedrigeren vom Linearregler bedient, um die Verlustleistung der Wandler zu reduzieren. Es entsteht kein Steuerungsaufwand, da die Komponenten statisch einem Wandler zugewiesen sind.

Konzept III

In der Analyse des Systemzyklus wird deutlich, dass die Teilsysteme selten zeitgleich aktiv sind. Der Aspekt kann ausgenutzt werden, um zeitabhängig verschiedene Spannungsebenen mit einem Spannungswandler zu generieren. Da die Teilsysteme während ihrer aktiven Phase einen Großteil der Energie aufnehmen, übernimmt der Schaltregler die aktive Komponente. Zur Einstellung der Minimalspannung des Teilsystems ist ein Schaltregler mit einer dynamisch veränderbaren Ausgangsspannung notwendig. Der Linearregler stellt eine Spannungsebene zur Verfügung, die alle Teilsysteme versorgen kann und übernimmt die inaktiven Komponenten mit einer geringen Leistungsaufnahme. Die intelligente Spannungsversorgung steuert das System in einer Weise, die sowohl die Energieaufnahme der Teilsysteme als auch den Wirkungsgrad der Wandler optimiert.

In Abbildung 3.17 sind die unterschiedlichen Konzepte dargestellt. Oben ist der Status der Subsysteme über der Zeit aufgetragen. Die unteren Diagramme zeigen die Ausgangsspannung des Schalt- und Linearreglers über der Zeit.

3.3.4. Neue Konzepte zur effizienten Aktoransteuerung

Die Energie, die dem Piezoaktor zur Auslenkung der variablen Linse zugeführt wird, hängt stark von der Auslenkungsänderung und somit von der Spannungsänderung des Treibers ab. Häufig wird zur Spannungsänderung ein linearer Verstärker zum Treiben eines Piezoaktors eingesetzt. Dabei beruht

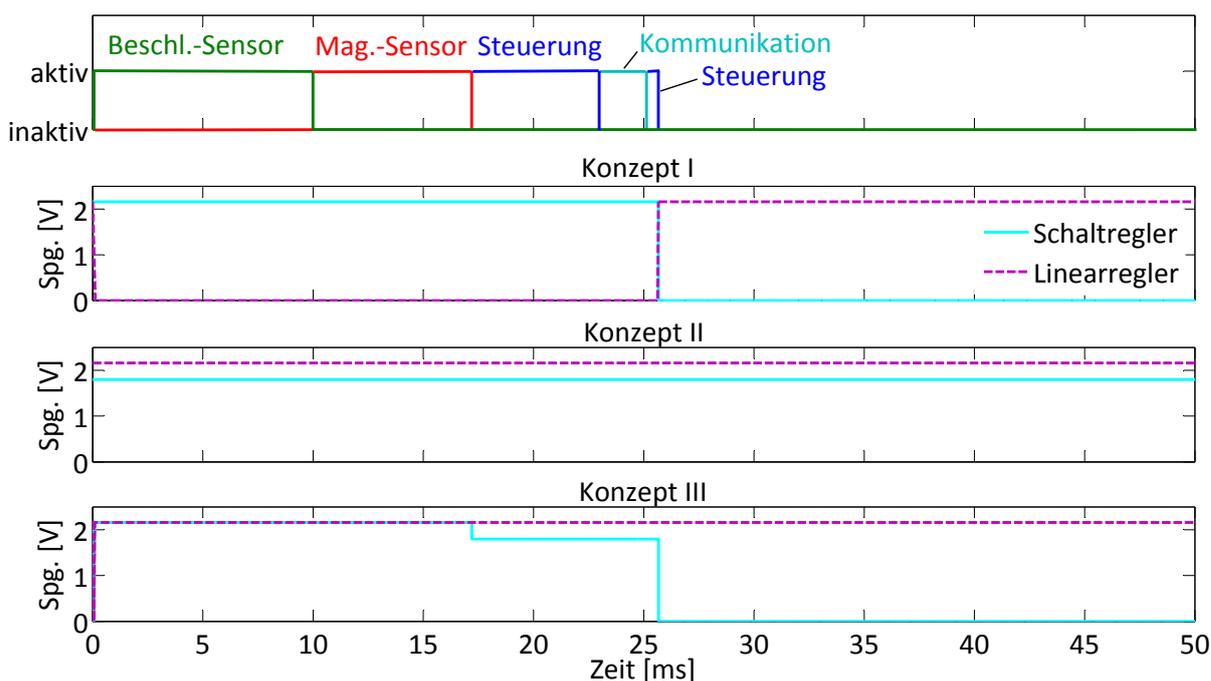


Abbildung 3.17.: Konzepte einer intelligenten Spannungsversorgung der Teilsysteme

die Spannungsregelung auf einer Operationsverstärkerschaltung mit Transistoren die im linearen bzw. verstärkenden Bereich betrieben werden. Die dabei entstehende Leistungsaufnahme wird nur zum Bruchteil zur Änderung der Spannung am Piezo genutzt [MNMG96]. Zusätzlich müssen die Minimal- und Maximalspannung zur Versorgung des Verstärkers bereitgestellt werden.

Eine deutlich effizientere Methode stellt eine direkte Spannungseinstellung über einen Schaltwandler dar. Dabei ist ein großes Spannungsverhältnis notwendig, um aus der Batteriespannung hohe Spannungen bis zu 60 V zu erzeugen. Rein kapazitive Lösungen benötigen viele Stufen und lassen sich schwer in der Ausgangsspannung regulieren. Induktive Aufwärtswandler erreichen hingegen die geforderte Spannungsverstärkung. Der Wirkungsgrad der Wandlung sinkt jedoch mit steigender Verstärkung. Eine hybride Lösung aus Aufwärtswandler mit nachgeschalteter Spannungsverdopplung nach dem Ladungspumpenprinzip (Villard-Schaltung [Haro8]) erreicht für den Fall eines Stapelaktors die beste Effizienz. Abbildung 3.18 stellt den Schaltplan des Treibers dar. Der Piezo kann dabei als elektrische Kapazität modelliert werden. Zur Reduktion der Piezospaltung wird die Ladung über einen Widerstand und einen Transistor abgeführt. Aufgrund der sich ändernden Akkommodationsanforderungen wird der Piezo häufig geladen und entladen. Der Nachteil des Treibers ist, dass die im Piezo gespeicherte Energie beim Entladevorgang im Widerstand in Wärme umgesetzt wird. In Abbildung 3.19 wird eine neue, modifizierte Schaltung mit einer Rückgewinnung der im Piezo gespeicherten Energie dargestellt. Durch die Parallelschaltung eines Schalttransistors zum Ausgangskreis, ist eine bidi-

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

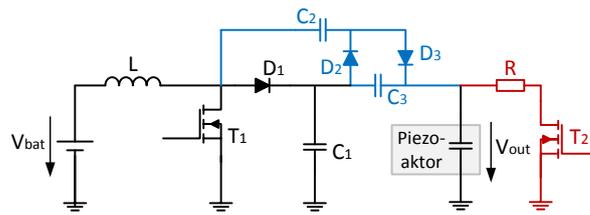


Abbildung 3.18.: Aufwärtswandler mit Spannungsverdopplung (blau) und Entladeschaltung (rot) zur Einstellung der Spannung des Piezoaktors, momentan im Demonstrator eingesetzte Lösung

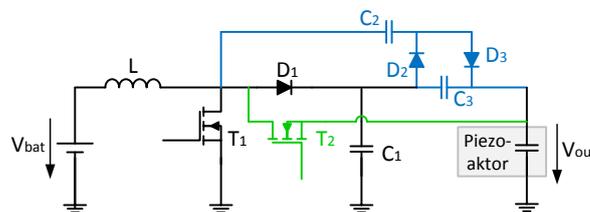


Abbildung 3.19.: Aufwärtswandler mit Spannungsverdopplung (blau) und Energierückgewinnung bei Entladung (grün) zur Einstellung der Spannung des Piezoaktors

reaktionale Energieübertragung möglich. Beim Ladevorgang ist der Transistor abgeschaltet. Der Energiefluss verläuft vom Energiespeicher zum Piezo. Wird der Transistor durch ein pulswidenmoduliertes Signal angesteuert, wechselt der Wandler in den Tiefsetzstellerbetrieb und die Energie fließt vom Piezo zurück zum Energiespeicher.

In Abhängigkeit des Aktorprinzips kommt entweder ein Stapelpiezoaktor oder ein bimorpher Biegepiezoaktor zum Einsatz. Der bimorphe Biegeaktor besitzt im Gegensatz zum Stapelaktor drei Pole. Um Auslenkungen in beide Richtungen ausführen zu können, müssen zwei unabhängige Spannungen von den zwei Außenelektroden zur mittleren Elektrode zur Verfügung stehen. Abbildung 3.20 zeigt ein neues Konzept eines kombinierten Spannungswandlers

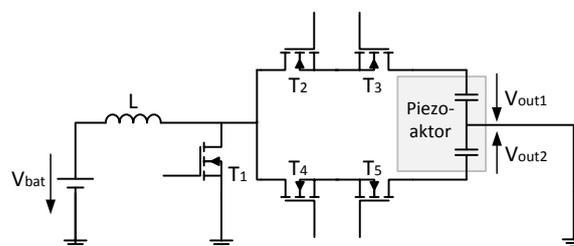


Abbildung 3.20.: Neuer Schaltwandler zur Ansteuerung eines bimorphen Biegeaktors mit Energierückgewinnung

Modus	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5
Aufwärtswandlung V_1	PWM	zu	$\overline{\text{PWM}}$	offen	offen
Aufwärtswandlung V_2	PWM	offen	offen	zu	$\overline{\text{PWM}}$
Abwärtswandlung V_1	$\overline{\text{PWM}}$	zu	PWM	offen	offen
Abwärtswandlung V_2	$\overline{\text{PWM}}$	offen	offen	zu	PWM
Umladung Schicht 1 \rightarrow Schicht 2	$\overline{\text{PWM}}$	zu	PWM	zu	$\overline{\text{PWM}}$
Umladung Schicht 2 \rightarrow Schicht 1	$\overline{\text{PWM}}$	zu	$\overline{\text{PWM}}$	zu	PWM

Tabelle 3.4.: Betriebsmodi der Treiberschaltung zur Ansteuerung eines dreipoligen Biegeaktors

zum Ansteuern eines bimorphen Biegeaktors mit Energierückgewinnung. Die Schaltung zeichnet sich durch einen geringen Platzbedarf aus, da lediglich eine Induktivität benötigt wird. Die Architektur beherrscht einen bidirektionalen Energiefluss und einen Umladevorgang zwischen den Piezoschichten. Tabelle 3.4 beinhaltet die Schaltinformationen der Transistoren zur Ausführung verschiedener Betriebsmodi. Dabei entspricht

zu: einem durchgeschalteten, leitenden Transistor

offen: einem offenen, nicht leitenden Transistor

PWM: einer Ansteuerung des Transistors mittels eines pulsweitenmodulierten Signals

$\overline{\text{PWM}}$: einer Ansteuerung des Transistors mittels Gegentaktsignal der PWM

Zur Auf- und Abwärtswandlung wird jeweils ein Zweig (T_2/T_3 oder T_4/T_5) geöffnet, sodass ein Energiefluss jeweils nur zu einer Schicht des Piezoelements stattfindet. Es kann kein Strompfad durch die Bodydiode der Transistoren führen, da durch die Zusammenschaltung des Source-Anschlusses von T_2 und T_3 bzw. T_4 und T_5 immer eine Bodydiode, unabhängig von der Stromrichtung, sperrt. Die Ansteuerung von T_1 und T_3 bzw. T_5 erfolgt nach dem Prinzip typischer Auf- und Abwärtswandler [Haro8]. Die Umladung erfolgt ähnlich dem Abwärtswandlermodus mit dem Unterschied, dass nun auch ein Strompfad zur anderen Piezoaktorseite durch schließen von T_2 und T_4 ermöglicht wird.

Im Vergleich verschiedener Spannungsversorgungstopologien stellte sich die dynamische Topologie hinsichtlich Bauraum, Effizienz der Wandlung und der Teilsysteme als die besten Lösung für einen Einsatz im Künstlichen Akkommodationssystem. Darauf aufbauend wurden drei Konzepte zur intelligenten Steuerung der Topologie vorgestellt. Des Weiteren wurde die Ansteuerung des Piezoaktors durch eine Energierückgewinnung effizienter gestaltet. Der folgende Abschnitt betrachtet nun den gesamten Entladezyklus und stellt Konzepte vor, welche die Laufzeit des Künstlichen Akkommodationssystem weiter verlängern.

3.4. Konzepte zur Optimierung der autonomen Betriebsdauer

Zur Optimierung der autonomen Betriebsdauer des Implantat werden die unterschiedliche Ansätze aus dem Teil „Entladezyklus“ der Abbildung 2.2 zur Konzeption einer Energieoptimierung verfolgt. Dazu gehören Konzepte, in denen Teilsysteme ihren Energiebedarf situationsbedingt reduzieren oder sogar eine nahezu vollständige Abschaltung des Systems möglich ist. Des Weiteren werden Konzepte vorgestellt, welche die Leistungsfähigkeit des Systems bei kritischem Ladezustand reduzieren, um eine Verlängerung der Betriebszeit zu erreichen. Darüber hinaus wird ein Konzept zur optimalen Nutzung des Energiespeichers und zur Speisung des Energiespeichers durch Energie-Harvesting vorgestellt.

3.4.1. Neue Konzepte zur situativen Energieeinsparung von Teilsystemen

Es werden neue Konzepte vorgestellt, die eine situationsbedingte Reduktion der Leistungsfähigkeit eines oder mehrerer Teilsysteme erlauben.

Situative Reduktion der Messgenauigkeit

Die Sensoreinheit, bestehend aus einem Beschleunigungs- und Magnetfeldsensor, besitzt eine Messgenauigkeit, mit der sich die Distanz zum Objekt mit einer Genauigkeit von 0,25 dpt bestimmen lässt. Die hohe Präzision ist jedoch nicht in allen Situationen erforderlich, nämlich dann wenn sich die Distanz während eines bestimmten Zeitraums nicht ändert. In dem Zeitraum ist es ausreichend eine weniger genauere Messung vorzunehmen. Erfolgt eine Abweichung zur vorherigen Erfassung wird im nächsten Zyklus der genaue Messmodus aktiviert, um eine exakte Scharfstellung auf die neue Objektdistanz zu erzielen. Durch die Reduktion der Messgenauigkeit verringert sich die Messdauer und die Sensorik wird schneller nach der aktiven Phase wieder in den energiesparenden Modus überführt.

Situatives Aussetzen der Sensorfusion

Zur genauen Bestimmung der Blickdistanz werden die erfassten Daten des Beschleunigungs- und Magnetfeldsensors kombiniert, um ein möglichst genaues Ergebnis zu erzielen. Dabei liegt die Leistungsaufnahme des Magnetfeldsensors weit über der des Beschleunigungssensors. Die Leistungsaufnahme der Sensoreinheit lässt sich stark reduzieren, wenn eine Bestimmung des Vergenzwinkels möglichst allein über den Beschleunigungssensor erfolgt. Die Blickrichtung des Menschen ist zumeist horizontal oder leicht nach unten gerichtet. In der horizontalen Ebene kann der Vergenzwinkel auf Basis des Beschleunigungssensors

aufgrund des vertikal gerichteten Gravitationsfelds nicht bestimmt werden. Bei kleinem Winkel zwischen der Blickrichtung und der Horizontalen kann die geforderte Genauigkeit der Fokusbildung von 0,25 dpt aufgrund der endlichen Auflösung der Sensoren nicht erreicht werden. Somit ist momentan nahezu in jedem Systemzyklus zusätzlich die Messung des Magnetfelds notwendig.

Jedoch ist, wie oben beschrieben, eine hohe Präzision nur zur Einstellung auf eine neue Distanz notwendig. Das kann ausgenutzt werden, indem, ausgehend von einer genauen Bestimmung des Vergenzwinkels über beide Sensoren, anschließend so lange ausschließlich mit dem Beschleunigungssensor gemessen wird, bis sich über eine signifikante Änderung der Messwerte auf eine veränderte Blickdistanz schließen lässt. Mit dem beschriebenen Vorgehen kann die Anforderung an die Genauigkeit und somit der minimale Winkel der Blickrichtung gegenüber der Horizontalen, ohne den eine Messung mit dem Magnetfeldsensor notwendig wird, situationsbedingt erheblich reduziert werden.

Erkennung von Szenarien

Die Kommunikationseinheit gehört zu den Teilsystemen mit einer vergleichsweise großen Leistungsaufnahme (siehe Transceiver in Abb. 3.5). Eine Erkennung einer Blickdistanz ausschließlich über eine Auswertung der Sensoreinheit, d.h. ohne permanenten Datentransfer zwischen den Implantaten, senkt die Leistungsaufnahme stark. Mögliche Szenarien, bei denen sich die Blickdistanz ohne Datenaustausch abschätzen lässt, sind eine unveränderte Blickrichtung, bei der sich die Winkelinformation nicht ändert oder das Erkennen einer charakteristischen Augenbewegung, wie es beispielsweise beim Lesen der Fall ist. Mittels einer effizienten Mustererkennung kann unnötiger Datentransfer über die drahtlose Schnittstelle vermieden werden. Aufwendige Verfahren zur Mustererkennung sind jedoch nicht umsetzbar, da die Rechenkapazität und der Speicherplatz im System sehr gering sind. Außerdem muss eine Erkennung zur Laufzeit stattfinden. Von Vorteil ist, dass wenn eine Kommunikation stattfindet, das Wissen über den exakten Akkommodationsbedarfs in die zukünftige Erkennung einfließen kann oder die aktuelle verifiziert.

Die Erkennung kann in folgende Phasen eingeteilt werden:

1. **Erfassung und Vorverarbeitung:** Der erste Schritt wird beim Künstlichen Akkommodationssystem bereits im normalen Systemablauf durchgeführt. Das Auslesen von Magnet- und Beschleunigungsinformationen mit anschließender Berechnung des daraus resultierenden Richtungsvektors erfolgt in jedem Systemzyklus.
2. **Merkmalsgewinnung und -reduktion:** Für die Erkennung eines Szenarios spielt der absolute Richtungsvektor keine Rolle. Entscheidend ist die Richtungs- bzw. Winkeländerung gegenüber dem vorangegangenen Wert. Je nach Verfahren kann es sinnvoll sein, Merkmale, beispielsweise durch

eine Transformation, eine Mittlung oder eine Rundung der Informationen, zu reduzieren.

3. **Klassifizierung:** Der wichtigste Schritt der Mustererkennung ist letztendlich die Klassifikation. Ziel ist nun, anhand der Merkmalsfolge eine Aussage über den aktuellen Akkommodationsbedarf zu treffen. Außerdem muss die Sicherheit der Aussage überprüft werden. Ist die Wahrscheinlichkeit zu gering, muss ein Datenaustausch zwischen den beiden Implantaten stattfinden. Dazu muss ein geeignetes Klassifikationsverfahren ausgewählt werden.

Es gibt zahlreiche Klassifikationsmethoden [DHS01, SK06, Miko8]. Bekannte Verfahren sind der Bayes-Klassifikator [Kro04], die Künstlichen Neuronen Netze [Kru12], die Support-Vector-Machines [Sto14] und die Bayesschen Netze [Kru12].

Zur Erkennung von Szenarien muss der Klassifikator zunächst trainiert werden. Bei einem betreuten Lernen steht ein Satz von Trainingsdaten zur Verfügung, bei dem für jedes Trainingsbeispiel die Kategorisierung bekannt ist. Zur Anwendung im Künstlichen Akkommodationssystem können die entsprechenden Trainingsdaten durch einen sogenannten Eye-Tracker gewonnen und anschließend der trainierte Klassifikator auf das Implantat übertragen werden. Aus der Verfolgung der Augenbewegung mittels eines Eye-Trackers kann auf die Blickdistanz und die Änderung der Augenrotation geschlossen werden.

Eine Verbesserung des Klassifikators kann auch durch ein halb-betreutes oder aktives Lernen zur Laufzeit erzielt werden [Fla12]. Bei den genannten Lernmethoden ist jeweils nur teilweise die Kategorie bekannt. Damit der Berechnungsaufwand möglichst gering bleibt, wird auf ein Lernen zur Laufzeit verzichtet.

Ein Spezialfall eines Bayesschen Netzes ist das Hidden Markov Model (HMM). Es wird häufig zur Sprach- oder Gestenerkennung eingesetzt [Rab89, GYo8]. Zu den Vorteilen zählt, dass die Länge der Merkmalsvektoren variieren darf. Außerdem findet bei der Dekodierung neben der Klassifizierung eine Segmentierung statt.

Ein HMM ist ein endlicher Automat mit statistischem Verhalten, der beobachtbare Ausgaben, die sogenannten Emissionen, generiert. Die Zustände hingegen sind versteckt bzw. unbekannt. Über den Forward-Algorithmus wird die Fragestellung beantwortet, wie gut das Modell die beobachteten Daten beschreibt. Die Dekodierung deckt den wahrscheinlichsten Zustand auf, in dem sich das Modell befindet. Dadurch wird die Klassifizierung vorgenommen. Die Definition und die Modellierung eines HMMs ist im Anhang A.1 angegeben. Der Einsatz im Künstlichen Akkommodationssystem ist attraktiv, da die Wahrscheinlichkeit, dass das HMM die gemessene Beobachtungssequenz emittiert hat, direkt angegeben werden kann, solange ein Datenaustausch stattfindet. Sobald die

Fehlerwahrscheinlichkeit klein genug ist, kann die Informationsübertragung über die drahtlose Schnittstelle ausgesetzt werden.

Vollständige Spannungsfreiheit von Teilsystemen

Inaktive Teilsysteme verbleiben in einem energiearmen Ruhezustand, bis sie von der Steuerung aufgeweckt und aktiviert werden. Jedoch fließt im Ruhezustand immer noch ein geringer Leckstrom. Gerade in Zeitspannen, in denen Teilsysteme lange inaktiv sind, kann eine vollständige Trennung der Komponenten von der Spannungsversorgung sinnvoll sein. Durch die Spannungsfreiheit verliert das Teilsystem die Konfiguration und muss beim Reaktivieren neu initialisiert werden. Somit ist eine vollständige Trennung nur dann vorteilhaft, wenn die im Ruhezustand eingesparte Energiemenge größer ist, als die Energiemenge, die in der Initialisierungsphase benötigt wird.

3.4.2. Konzepte zur situativen Abschaltung des Gesamtsystems

Situationen, die eine Abschaltung des Gesamtsystems erlauben, treten entweder während Schlafphasen des Implantatträgers oder bei einem ereignisgesteuerten Messzyklus auf. In jedem Fall muss ein kleiner Systemteil zur Detektion eines Ereignisses aktiv bleiben, um das Implantat wieder aufzuwecken. Deshalb ist die Leistungsaufnahme nie Null.

Schlafdetektion

Der Mensch schläft ca. 6-9 Stunden täglich. In dieser Phase ist keine Akkommodation notwendig. Gelingt es, einen Großteil des Systems in diesem Zeitraum abzuschalten, kann bestenfalls über ein Drittel der Energie pro Tag eingespart werden. Die Detektion des Schlafzustands kann über eine Messung der Umgebungsleuchtdichte erfolgen. Der Ansatz wurde in [Nag12] verfolgt. In Abschnitt 4.2.2 wird hierzu eine neue Auswertemethode vorgestellt, die eine diskrete Erfassung des Signals erlaubt und ein systematisches Herunterfahren des Systems ermöglicht.

Alternativ ist die Erfassung eines geschlossenen Augenlids über eine kapazitive Sensorik denkbar. Grundsätzlich ist hierbei das selbe Verfahren zur Auswertung des Zustands und zur Abschaltung des Systems aus Abschnitt 4.2.2 anwendbar wie bei der Messung der Umgebungsleuchtdichte.

Asynchrone Systemperiode

Um die Anforderung an die Echtzeitfähigkeit des Systems zu gewährleisten, beträgt der Systemzyklus im Normalbetrieb 100 ms. Kann eine Akkommodationsänderung energiearm detektiert werden, verbleiben die anderen Teilsysteme solange im Ruhezustand. Dadurch entsteht eine ereignisgesteuerte Erfassung des Akkommodationsbedarfs und ein Systemzyklus mit variabler Zykluslänge.

Nachteilig bei dem präsentierten Konzept ist, dass die Sensorik zur Erfassung des Ereignisses dauerhaft aktiviert sein muss und es sich um ein repräsentatives Ereignis einer Änderung des Akkommodationsbedarfs handelt. Ist dies nicht der Fall, sinkt die Leistungsfähigkeit des Implantats. Zusätzlich wird die Synchronisation beim Austausch der Sensordaten erschwert. Das kann zu einem signifikanten Anstieg des Energiebedarfs der Kommunikationseinheit führen. In [Nag12] wird ein Konzept basierend auf der Erfassung von Sakkaden vorgestellt.

3.4.3. Neue Konzepte zu ladezustandsabhängigen Energiesparmechanismen

Alle bisherigen Konzepte zur Reduktion der Leistungsaufnahme hatten das Ziel, die Leistungsfähigkeit des Systems nicht negativ zu beeinflussen. Wird jedoch zugelassen, dass bei Energieknappheit die Leistungsfähigkeit reduziert wird, können verschiedene Maßnahmen zu einer erheblichen Verlängerung der autonomen Betriebsdauer führen.

Verlängerung des Abtastintervalls

Mit einem Systemzyklus von 100 ms ist die Echtzeitfähigkeit des Systems gewährleistet. Wird die Abtastrate erhöht, kann das System länger im energiesparenden Ruhemodus bleiben. Dabei sinkt die Energieaufnahme nahezu proportional zur Vergrößerung des Abtastintervalls des Implantats, da im Ruhemodus die Leistungsaufnahme nahe Null ist. Eine Verletzung der Echtzeitfähigkeit kann toleriert werden, solange keine sicherheitsrelevanten Beeinträchtigungen entstehen. Ein ausreichend schnelles Erreichen der Fernsicht ist mit einer Zykluszeit von 500 ms möglich. Aufgrund der geringen Energieaufnahme des Systems im Ruhemodus wird dadurch eine Verlängerung der Restlaufzeit nahezu um den Faktor fünf erreicht.

Reduktion der Aktivität der Aktorik

Das stufenlose Einstellen der Brechkraftänderung über einen Piezoaktor benötigt aufgrund der teilweise hohen Spannungen große Energiemengen. Eine Maßnahme, die Energieaufnahme zu reduzieren, ist die Einführung von diskreten Stufen, deren Abstand in Abhängigkeit des Ladezustands zunimmt. Der Extremfall sieht zwei Stufen – Fern- und Nahsicht – vor. Die Häufigkeit an Brechkrafteinstellung nimmt drastisch ab und dadurch auch die benötigte Energiemenge. Damit sind sicherheitskritische Tätigkeiten wie Autofahren immer noch möglich und das Arbeiten am PC oder Lesen ist weithin ohne Hilfsmittel möglich.

Reduktion der Messgenauigkeit

Zur Reduktion der Messgenauigkeit kann, wie in Abschnitt 3.4.1 beschrieben, die Messdauer reduziert oder gänzlich auf den Einsatz des Magnetfeldsensors verzichtet werden. Werden die beschriebenen Prinzipien bei niedrigem Ladezustand dauerhaft angewendet, können größere Energiemengen eingespart werden. Allerdings wird die Objektdistanz ungenau erfasst, was zu einer unscharfen Abbildung führen kann. Das Konzept kann mit der Reduktion der Aktoraktivität kombiniert werden, da bei stufenweiser Einstellung des Aktors keine hochpräzise Messung notwendig ist.

3.4.4. Neues Konzept zur optimalen Nutzung der Energiespeicherkapazität

Energiespeicher aus Primär- oder Sekundärzellen unterliegen dem sogenannten Rate-Capacity-Effekt (siehe Abschnitt 3.1.2). Das bedeutet, dass die nutzbare Kapazität abhängig von der Entladerate, also dem Laststrom, ist. Zusätzlich sinkt die Zellspannung, wenn der Entladestrom steigt, was die entnehmbare Energiemenge reduziert. Das Künstliche Akkommodationssystem besitzt ein sehr inhomogenes Lastprofil (siehe Abschnitt 3.1) mit einer moderaten Stromaufnahme der Sensorik und Steuer- bzw. Recheneinheit von 1 mA bis 4 mA, mit hohen Strompulsen bis zu 30 mA zur Kommunikation und teilweise zur Aktoransteuerung sowie mit einem sehr geringen Laststrom im Ruhezustand unter 10 μ A.

Die hohen Ströme sorgen für ein Erreichen der Entladeschlussspannung, bevor der Energiespeicher vollständig entladen ist. Wünschenswert ist ein Stromprofil, das möglichst homogen ist oder wenigstens keine extremen Spitzenlasten besitzt. Eine einfache Lösung ist die Verwendung von Pufferkondensatoren. Um jedoch eine ausreichende Glättung des Entladestroms zu erreichen, werden hohe Kapazitäten benötigt. Kondensatoren mit großer Kapazität belegen jedoch sehr viel Bauraum, der im Implantat nicht zur Verfügung steht. Das Ziel ist es deshalb, lediglich kleine Kondensatoren zum Entstören der Spannungsversorgung einzusetzen und gänzlich auf große Pufferkondensatoren zu verzichten.

Eine andere Option, die Sende- und Empfangsspitzenströme der Kommunikationseinheit zu verringern, ist die Reduktion der Sendeleistung und der Empfangsensitivität. Damit dennoch eine stabile drahtlose Verbindung besteht, muss im Gegenzug die Datenrate reduziert werden. Dadurch wird die aktive Phase der Kommunikation verlängert, was zwar zu einem höheren Energiebedarf der Kommunikationseinheit, aber gleichzeitig zu geringeren Spitzenströmen führt. Somit wird es möglich, der Zelle mehr Energie zu entnehmen.

Um hohe Ströme des Treibers zur Ansteuerung des Piezoaktors zu vermeiden, kann ein strombegrenzender Schaltkreis eingesetzt werden. Somit erfolgt die Auslenkung des Aktors langsamer. Der Vorgang kann jedoch über mehrere

Systemzyklen andauern, da ein Erreichen der gewünschten Brechkraft erst nach 700 ms sichergestellt sein muss. Mit einer konfigurierbaren Strombegrenzung kann je nach Ladezustand der Laststrom angepasst werden.

3.4.5. Konzepte zur Verlängerung der Betriebsdauer durch Energy Harvesting

Die Energieversorgung des Künstlichen Akkommodationssystems allein durch Energiegewinnung aus der Umgebung ist derzeit nicht realisierbar. Lösungen, die im geringen Bauraum des Implantats untergebracht werden können und eine Lebensdauer von mindestens 30 Jahre besitzen, erreichen eine integrale Leistung von unter $5 \mu\text{W}$ [Nag12]. Somit muss die Leistungsaufnahme des Systems um Faktor 100 bis 1000 reduziert werden.

Dennoch sollen Möglichkeiten untersucht werden, wie eine Modifikation der im System verbauten Komponenten zur Energiegewinnung genutzt werden und somit zur Verlängerung der autonomen Laufzeit beitragen können.

Das Konzept zur Abschaltung des Systems während der Schlafphasen des Trägers aus Abschnitt 3.4.2, beinhaltet eine Detektion der Umgebungsleuchtdichte. Werden hierfür transparente Photodioden benutzt, kann die Lichteinstrahlung zusätzlich zum Laden des Energiespeichers genutzt werden. In [NSF15] wird eine Möglichkeit vorgestellt, Photodioden sowohl als Sensor als auch zur Energiegewinnung einzusetzen. Transparente Solarzellen besitzen jedoch einen sehr geringen Wirkungsgrad von 6 % bis 7 % bei einer Transmission von 30 % bis 51 % [CDG⁺13]. Zum Einsatz des Konzepts im Künstlichen Akkommodationssystem müssen transparente Zellen mit einer Transmission von mindestens 90 % des einfallenden Lichts entwickelt werden.

In diesem Abschnitt wurden verschiedene Konzepte vorgestellt, die es situationsabhängig erlauben, Systemteile oder gar das gesamte System zeitweise abzuschalten. Außerdem wurden Konzepte präsentiert, die auf Kosten der Leistungsfähigkeit bei niedrigem Ladezustand die Betriebsdauer signifikant verlängern können. Durch das Konzept zur Homogenisierung des Lastprofils kann die entnehmbare Energie einer Zelle erhöht werden. Wenig vielversprechend ist dagegen der Einsatz von transparenten Solarzellen, da die Lichttransmission der Zellen zurzeit nicht ausreichend ist. Aus den einzelnen Konzepten der Abschnitte 3.3 und 3.4 wird im Folgenden ein Gesamtkonzept eines Energiemanagements entwickelt.

3.5. Ableitung eines neuen Gesamtkonzepts

Nach der methodischen Vorgehensweise nach Abbildung 2.2 werden die bisher vorgestellten Konzepte einer objektiven Bewertung unterzogen. Anschließend

folgt die Erstellung eines Gesamtkonzepts eines Energiemanagements für das Künstliche Akkommodationssystem aus den positiv evaluierten Konzepten und die Integration in das Gesamtsystem. Dazu werden in Tabelle 3.5 die Teilkonzepte unter Betrachtung verschiedener Kriterien gegenüber gestellt. Die Vor- und Nachteile der Konzepte wurde in den vorangegangenen Abschnitten bereits erläutert. In Tabelle 3.5 werden die Stärken und Schwächen der Konzepte beziffert. Die Bewertung eines Kriteriums erfolgt von 0 = ungenügend bis 6 = sehr gut. Es zeigt sich, dass alle Konzepte die Energieaufnahme senken oder die Laufzeit verlängern können. Der Nutzen für das System ist jedoch zusätzlich vom Realisierungsaufwand und vom benötigten Bauraum abhängig. Das Konzept eines zusätzlichen Energy Harvestings wird somit unattraktiv, da zunächst transparente Solarzellen entwickelt werden müssen bzw. momentane Lösungen keine ausreichende Transmission bieten. Die ladezustandsabhängigen Konzepte, welche die Leistungsfähigkeit auch signifikant beeinträchtigen, weisen hingegen gute Bewertungen in den anderen Kategorien auf. Sie sind einfach zu integrieren, benötigen keinen zusätzlich Bauraum und sind sicher. Die intelligente Spannungsversorgung, die Schlafdetektion und der asynchrone Systemzyklus versprechen mit Energieeinsparungen von jeweils um die 30 % die größte Laufzeitverlängerung der vorgestellten Konzepte. Jedoch ist der asynchrone Systemzyklus hinsichtlich der Sicherheit aufgrund möglicher Synchronisierungsprobleme und Erkennungsprobleme von Sakkaden kritisch. Ein effizienter Aktortreiber oder eine Reduktion der Aktoraktivität führt nur zu einer geringen Verlängerung der Laufzeit, da eine Brechkraftänderung zwar zu einer hohen Energieaufnahme des Systemzyklus führt, aber eine Brechkraftänderung nur in ca. 0,1 % der Systemzyklen stattfindet.

Zur Umsetzung der intelligenten Spannungsversorgung muss zusätzlich ein Schaltregler konzipiert werden, der die Ausgangsspannung dynamisch anpassen kann, eine hohe Effizienz bis in den μW -Bereich besitzt, einen geringen Platzbedarf aufweist und über den gesamten Arbeitsbereich eine geringe Restwelligkeit der Ausgangsspannung besitzt. Ein Schaltregler mit den genannten Eigenschaften ist nicht verfügbar. Deshalb wird in Abschnitt 3.6 ein neues Konzept eines Abwärtswandlers mit einer digitalen Regelung und einer digitalen Schnittstelle zur Konfiguration vorgestellt.

Zur Umsetzung der ladezustandsabhängigen Konzepte ist eine Schätzung des Ladezustands erforderlich. In Abschnitt 4.2.3 wird eine Realisierung basierend auf der Modellierung der Energiespeichercharakteristik vorgestellt.

Aus den verschiedenen Konzepten aus Abschnitt 3.3 und 3.4 wird nun ein Gesamtkonzept, das in funktionale Blöcke zusammengefasst ist, erstellt. Abbildung 3.21 beschreibt die Ein- und Ausgangsinformationen sowie die Integration der einzelnen Konzepte zu einem neuen Gesamtkonzept. Es wird deutlich, dass zur Lenkung und Kontrolle der Funktionen eine Instanz notwendig ist, die unabhängig von den anderen Teilsystemen agiert. Manche Funktionen können nicht oder ineffizient von der Steuerungseinheit übernommen werden. Befindet

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

Konzept		Energieeinsparung/ Laufzeitverlängerung	Bauraum	Realisierungs- aufwand	Sicherheit	Beeinträchtigung der Leistungsfähigkeit
Optimierung Versorgung	Intelligente Spannungsversorgung	6	3	2	6	6
	Effizienter Aktortreiber	1	6	5	6	6
Optimierung Systemzyklus	Situative Reduktion der Messgenauigkeit	3	6	5	5	5
	Situatives Aussetzen der Sensorfusion	4	6	5	5	5
	Erkennen von Szenarien	2	6	2	3	5
	Spannungsfreiheit von Teilsystemen	1	6	5	6	6
Optimierung Laufzeit	Schlafdetektion	6	4	4	6	6
	Asynchroner Systemzyklus	6	6	5	2-5 ³	5
Ladezustands- abhängig	Verlängerung des Systemzyklus	5	6	5	5	1-4 ⁴
	Reduktion der Aktoraktivität	1	6	5	6	1-4 ⁵
	Reduktion der Messgenauigkeit	4	6	5	5	4
Ausnutzung Energiespeicher	Homogenes Lastprofil	2	6	5	6	6
	Energy Harvesting	1	6	0	6	1

Tabelle 3.5.: Übersicht der vorgestellten Konzepte (Bewertung: 0 = ungenügend bis 6 = sehr gut)

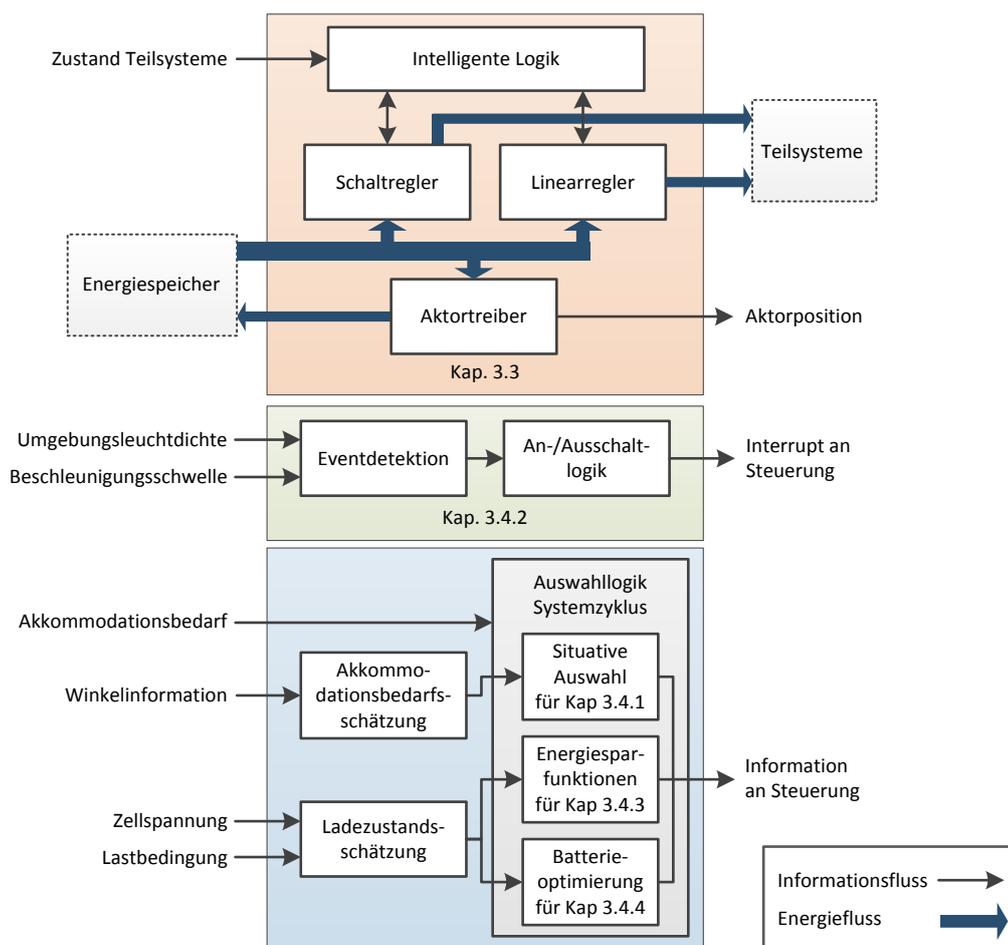


Abbildung 3.21.: Gesamtkonzept des Energiemanagements: Die Eventdetektion wurde in [Nag12] vorgestellt, alle anderen Teile des Energiemanagements wurden oder werden in der vorliegenden Arbeit erstmals als Ganzes präsentiert.

sich das System beispielsweise im Ruhezustand, kann es nur zu einem zuvor definierten Zeitpunkt erwachen, da keines der Teilsysteme ein Signal zum Aufwachen generieren kann. Außerdem ist eine Zuweisung der Spannungswandler, während die Steuereinheit ruht, nicht möglich.

In der Gesamtkonzeption entsteht somit ein neues Teilsystem – die Energiemanagementeinheit – welche die physikalischen Komponenten zur Spannungswandlung und die Logikfunktionen zur erweiterten Steuerung und Regelung des Implantats umfasst.

Wie der Informationsfluss zeigt, übernimmt das Energiemanagement nicht

³Die Erkennungsrate einer Sakkade durch einen Beschleunigungssensor muss gesondert untersucht werden.

⁴Die Beeinträchtigung ist abhängig vom Faktor der Verlängerung des Systemzyklus.

⁵Die Beeinträchtigung hängt von der Anzahl an Einstellungsstufen ab.

nur die Verwaltung der Spannungsversorgung, sondern befindet sich auch im Austausch mit der Steuerungseinheit. Aus den Informationen der Steuerung (Zustand der Teilsysteme, Akkommodationsbedarf, Winkelinformation) und der Sensorik (Helligkeitsinformation, Parameter des Energiespeichers) gibt das Energiemanagement die passenden Energieeinsparungsmaßnahmen an die ausführende Steuerung zurück. Durch den Einsatz der Energiemanagementeinheit erfolgt situativ eine vollständige Abschaltung der anderen Teilsysteme. Lediglich das Energiemanagement bleibt aktiv. Daraus folgt, dass die Eigenleistungsaufnahme der Energiemanagementeinheit sehr gering sein muss. Der Einfluss der verschiedenen Konzepte auf die Energieaufnahme, Bauraum und andere Aspekte wird in Kapitel 4 detailliert betrachtet.

Ein weiterer Schritt zu einer höheren Integrationsdichte und zur Reduktion des Overheads des Systems kann durch eine vollständige oder teilweise Umsetzung der integrierten Schaltkreise in ein System-on-(a-)Chip (SoC) oder in ein System-in-Package (SiP) erzielt werden. Sogenannte Mixed-Signal SoCs vereinen unter anderem einen Mikrocontroller inklusive eines Speichers und analogen Schnittstellen zur Sensorik [YJN⁺15, KKVH⁺14, NB13] oder sogar integrierte Sensoren [HTL⁺14, NSM⁺14]. Weiterhin sind Anwendungen mit einem Kommunikationsteil und Mikrocontroller als Verarbeitungs- und Auswertungseinheit auf einem Chip möglich [KKWK10, Tex11b]. SoCs und SiPs können vollständige Mikrosysteme inklusive eines Energiespeichers oder eines Energie-Harvesting beinhalten [GCH⁺13, ZZS⁺13, HTL⁺14]. Ein Vorteil von mehreren Chips in einem SiP gegenüber einem SoC ist eine bessere Entkopplung von Störungen durch Übersprechen und damit kann eine höhere Leistungsfähigkeit der Teilsysteme erzielt werden [SZTo2]. Neben einem stark verringerten Platzbedarfs, hat ein integriertes System weitere Vorteile hinsichtlich des Energiebedarfs und des Energiemanagements:

Mikroprozessoren, die auf eine geringe Leistungsaufnahme optimiert sind, beinhalten ein integriertes Energiemanagement. Die angelegte Spannung wird intern über einen oder mehrere Linearregler auf eine niedrigere Spannung zum Betrieb des Rechenkerns gewandelt. Der aktuelle Trend bei digitalen Schaltkreisen geht, zur Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme, in Richtung geringere Versorgungsspannung, wie Abbildung 3.22 zeigt. Es ist die Prognose der Versorgungsspannung von wichtigen Halbleiterprozessstechnologien für die kommenden Jahre dargestellt. Extrem energiesparende Schaltkreise setzen sogar auf Versorgungsspannungen nahe bei oder unterhalb der Schwellenspannung der Transistoren [Amb14, WC05, CVPS11]. Energiemanagementkonzepte wie die intelligente Spannungsversorgung können durch eine dynamische Anpassung der Spannung (engl. Dynamic Voltage Scaling, DVS) bei direkter Versorgung der Schaltkreise die Leistungsaufnahme weiter senken, insbesondere wenn die Differenz zwischen den Spannungsebenen steigt. Des Weiteren reduziert sich die Chipfläche durch den Wegfall des zusätzlichen Energiemanagements.

Weitere redundante oder unbenutzte Peripherie kann eingespart werden.

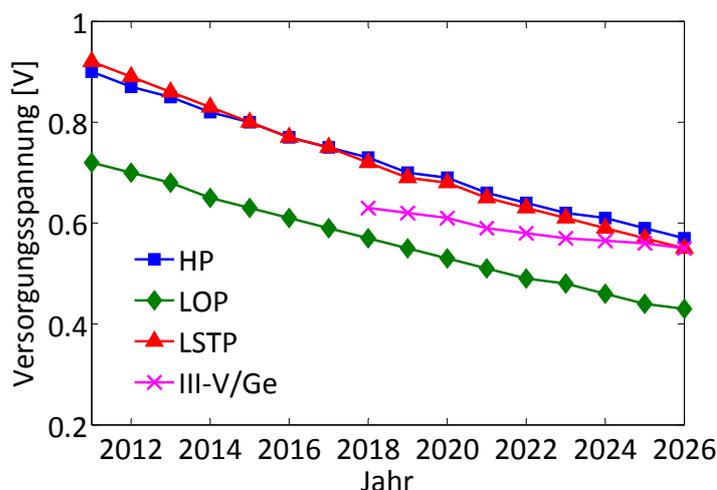


Abbildung 3.22.: Entwicklung der Versorgungsspannung von digitalen Halbleiter. HP: High Power, LOP: Low Operating Power, LSTP: Low Standby Power, III-V/Ge: III-V-Verbindungshalbleiter/Germanium für High Performance Logic, nach [Int11].

Jede Komponente, die einen digitalen Teil enthält, erzeugt eine eigene Taktfrequenz. Bei einem SoC kann ein globaler Systemtakt erzeugt werden, auf dem alle Komponenten synchronisiert sind. Ähnlich verhält es sich mit den Spannungsreferenzen für die analogen Teile.

Mikrocontroller beinhalten vermehrt A/D-, D/A-Wandler, Komparatoren, Operationsverstärker, USB-Schnittstellen, LCD- und Touch-Treiber, die nur teilweise oder gar nicht genutzt werden.

Die meisten Sensoren haben einen oder mehrere A/D-Wandler und eine digitale Schnittstelle integriert. Durch einen Multiplexbetrieb können die A/D-Wandler im SoC zusätzlich zur Digitalisierung von anderen Sensoren, wie dem Temperatursensor oder der Energiespeicherspannung, genutzt werden.

In Abbildung 3.23 ist ein vereinfachtes Blockschaltbild eines SoC oder SiP für das Künstliche Akkommodationssystem abgebildet. Es enthält alle Elemente der Teilsysteme. Die analogen Sensoren (Magnetfeld-, Beschleunigung-, Fotodioden- und Temperatursensor) und der A/D-Wandler ergeben das Sensorsystem. Die Steuer- und Recheneinheit beinhaltet den Mikroprozessor mit Speicher und Speicherdirektzugriff (engl. Direct Memory Access, DMA), Timer zur zeitgesteuerten Ausführung und eine Programmierschnittstelle (JTAG). Über DMA kann der Transceiver, ohne Belastung des Prozessors, Daten in den Speicher schreiben. Einen Takt und eine Referenzspannung benötigen alle Teilsysteme.

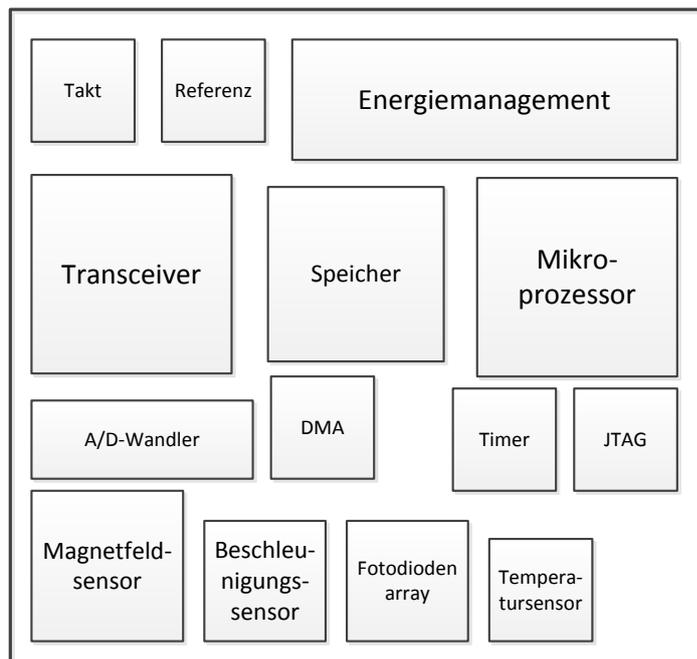


Abbildung 3.23.: Vereinfachtes Übersichtsbild von Funktionsblöcken für ein System-on-Chip oder System-in-Package

3.6. Konzept eines Schaltreglers mit dynamisch skalierbarer Ausgangsspannung

Nach der Erstellung des Gesamtkonzepts folgt aus Abbildung 2.2 der Methodik eine weitere Detaillierung von Komponenten, die zur erfolgreichen Anwendung der Konzepte notwendig sind. Das im Rahmen der vorliegenden Dissertationsschrift untersuchte Konzept zur intelligenten Spannungsversorgung der Teilsysteme setzt einen Schaltregler voraus, an den deutlich höhere Anforderungen gestellt werden als kommerziell verfügbare Spannungsregler enthalten. Deshalb wird im Folgenden ein neues Konzept eines Schaltregler vorgestellt. Der Abschnitt umfasst eine Methodik zur Auslegung des Schaltwandlers, ein neues digitales Regelungskonzept und eine neues Konzept einer digitalen Pulsweitenmodulation.

3.6.1. Anforderungen an einen Schaltregler für ein Implantat

Die Anforderungen an einen Schaltregler für ein Implantat wie das Künstliche Akkommodationssystem sind hoch und können von den derzeit verfügbaren Schaltreglern nicht vollständig erfüllt werden. Sowohl der Wirkungsgrad im niedrigen Leistungsbereich als auch die Flexibilität und die Rekonfigurierbarkeit spielen eine entscheidende Rolle. Auch der Bauraum und die Performance des

Wandler müssen berücksichtigt werden. Die Anforderungen werden nachfolgend zusammengestellt.

Typ Für den Einsatz im Künstlichen Akkommodationssystem wird, wie in Abschnitt 3.3.3 erläutert, ein Gleichspannungswandler benötigt, der eine Batteriespannung in eine niedrigere Ausgangsspannung zur Versorgung der Subsysteme transformiert. Dazu wird ein Abwärtswandler eingesetzt.

Variable Ausgangsspannung Das Konzept zur optimalen Spannungsversorgung in Abschnitt 3.3 sieht eine dynamisch skalierbare Ausgangsspannung des Wandlers vor, um die Leistungsaufnahme der Subsysteme zu reduzieren. Um diese Funktionalität in einem Schaltregler umzusetzen, muss es möglich sein, die Führungsgröße zur Laufzeit anzupassen.

Leistungsbereich Der Leistungsbereich, den der Schaltregler abdecken muss, orientiert sich an der Leistungsaufnahme des Systems. Die Leistungsaufnahme wurde ausführlich in Abschnitt 3.1 und 3.3 diskutiert. Dabei liegt die maximale Leistungsaufnahme bei 50 mW. Mit einem Sicherheitsfaktor von zwei, soll der Wandler einen Bereich bis 100 mW abdecken.

Wirkungsgrad Der Wirkungsgrad des Schaltregler soll über einen möglichst weiten Leistungsbereich größer als der eines Linearreglers sein. Die Anforderung stellt eine Herausforderung besonders bei kleiner Leistungsaufnahme, um 1 mW, dar. Die höchste absolute Verlustleistung entsteht allerdings bei großer Ausgangsleistung. Ein hoher Wirkungsgrad kann nur erzielt werden, wenn

- sowohl die Schalttransistoren als auch die Treiber hinsichtlich der Verlustleistung optimal ausgelegt werden,
- die Schaltfrequenz möglichst gering ist,
- die Leistungsaufnahme des Reglers und der Pulsweitenmodulation (PWM) möglichst gering sind.

Betrieb mit Mikrozelle Im autonomen Betrieb findet eine Energieversorgung über einen Energiespeicher statt. Die entnehmbare Leistung eines Zelltyps skaliert mit dem Volumen. Aufgrund des geringen Volumens der Batterie ist die entnehmbare Leistung stark begrenzt. Folglich muss bei der Auslegung der Regelung sichergestellt werden, dass die Stellenergie auf die maximal zulässige Leistungsentnahme des Energiespeichers beschränkt wird.

Bauraum Der erhöhte Platzbedarf des Schaltreglers, hauptsächlich aufgrund seines Ausgangsfilters, gegenüber dem Linearregler wird in Abschnitt 3.3.2 erörtert. Deshalb gilt es, den Platzbedarf des Ausgangsfilters, bestehend aus einem Kondensator und einer Spule, soweit wie möglich zu reduzieren.

Restwelligkeit der Ausgangsspannung Aufgrund des Schaltverhaltens eines Abwärtswandlers, bleibt eine Restwelligkeit der Ausgangsspannung bestehen. Die Restwelligkeit lässt sich zum einen durch die Schaltfrequenz und zum anderen durch das Ausgangsfilter beeinflussen. Wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, werden die verschiedenen Teilsysteme direkt von dem Schaltregler versorgt. Darunter auch die rauschsensitiven Subsysteme mit analogen Anteilen, wie z.B. die Kommunikationseinheit oder die Sensoreinheit. Mit einer Restwelligkeit von 10 mV über den gesamten Arbeitsbereich ist ein stabiler Betrieb sichergestellt.

Regelung der Ausgangsspannung Eine stabile Ausgangsspannung ist die Grundvoraussetzung für eine sichere Spannungsversorgung des Systems. Es wird ein gutes Führungsverhalten vorausgesetzt. Das Führungsverhalten zeichnet sich sowohl durch eine hohe Genauigkeit im eingeschwungenen Zustand sowie durch ein schnelles Folgen der Führungsgröße beim Arbeitspunktwechsel aus. Dabei darf ein Oszillieren der Ausgangsspannung um die Führungsgröße im stationären Fall, die sogenannten Grenzyklen, nicht auftreten. Weiterhin soll der Regler möglichst schnell auf Störungen reagieren und ausregeln. Störungen bezeichnen dabei eine Änderung der Batteriespannung oder eine Änderung des Laststroms. Insbesondere der Laststrom führt zu einer Störung der Ausgangsspannung, da die Stromaufnahme des Systems stark variiert und sich sprunghaft ändert, wie bei der Analyse des Systems in Abschnitt 3.1 gezeigt wurde.

3.6.2. Methodik zur Auslegung eines optimierten Schaltwandlers

Der Schaltwandler soll einen möglichst hohen Wirkungsgrad im geforderten Arbeitsbereich erzielen. Dabei dürfen weitere Anforderungen nicht verletzt werden. Der Platzbedarf eines induktiven Schaltwandlers ist aufgrund der benötigten Spule größer als bei anderen Spannungswandlern. Um den Nachteil zu mildern, müssen eine kleine Spule und ein kleiner Kondensator verbaut werden, die folglich aber auch eine geringe Induktivität und Kapazität besitzen. Um die Anforderung an eine geringe Restwelligkeit der Ausgangsspannung zu erfüllen, kann lediglich die Schaltfrequenz als einziger freier Parameter variiert werden.

Basierend auf der Schaltfrequenz findet anschließend die Auslegung der Schalttransistoren statt, die in einer Weise gewählt werden, welche die Summe aller auftretenden Verluste minimiert.

Durch die geringe Ausgangsleistung des Wandlers erfolgt ein Betrieb ausschließlich im Lückbetrieb. Das bedeutet, der Induktivitätsstrom wird zu Null, bevor die Schaltperiode beendet ist. In dem Betriebszustand hat der Laststrom nicht nur Einfluss auf das Tastverhältnis, sondern auch auf die Restwelligkeit

der Ausgangsspannung. Die Restwelligkeit ΔV_{out} lässt sich für den lückenden Betrieb wie folgt berechnen (abgeleitet aus [BMSM11]):

$$\Delta V_{out} = \underbrace{\frac{i_{load}}{C}}_{\lambda_1} \frac{1}{f_{SW}} + \underbrace{\frac{L}{2C} \cdot \frac{v_{bat} i_{load}^2}{v_{out}(v_{bat} - v_{out})}}_{\lambda_2} - \underbrace{\frac{i_{load}}{C} \cdot \sqrt{2L \cdot \frac{v_{bat} i_{load}}{v_{out}(v_{bat} - v_{out})}}}_{\lambda_3} \frac{1}{\sqrt{f_{SW}}} \quad (3.9)$$

mit der Induktivität L , der Kapazität C , der Batteriespannung v_{bat} , der Ausgangsspannung v_{out} , dem Laststrom i_{load} und der Schaltfrequenz f_{SW} . Die minimal zulässige Schaltfrequenz $f_{SW,min}$ ergibt sich durch das Umstellen von Gleichung 3.9 und durch das Einsetzen der maximal tolerierbaren Restwelligkeit $\Delta V_{out} = \Delta V_{out,max}$ zu

$$f_{SW,min} = \frac{2}{2 \cdot \frac{\Delta V_{out,max} - \lambda_2}{\lambda_1} + \lambda_3^2 + \sqrt{\left(2 \cdot \frac{\Delta V_{out,max} - \lambda_2}{\lambda_1} + \lambda_3^2\right)^2 - 4 \cdot \left(\frac{\Delta V_{out,max} - \lambda_2}{\lambda_1}\right)^2}} \quad (3.10)$$

Abbildung 3.24 stellt die Schaltfrequenz $f_{SW,min}$ über dem Laststrom dar, die notwendig ist, um eine gewünschte Restwelligkeit nicht zu übersteigen. Generell wird zum Erreichen einer kleineren Restwelligkeit eine höhere Schaltfrequenz benötigt. Aber es zeigt sich auch, dass bei geringem Laststrom eine weitaus niedrigere Schaltfrequenz ausreicht, um die gewünschte Restwelligkeit einzuhalten als bei großem Laststrom.

Bei einem Schaltwandler treten zahlreiche Verluste auf, die abhängig von der Schaltfrequenz sind. Dazu gehören die Treiberverluste, die Schaltverluste und die Gateladungsverluste der Transistoren. Von der Schaltfrequenz unabhängig sind hingegen die Durchlassverluste der Transistoren im leitenden Zustand. Abbildung 3.25(a) zeigt das Schaltbild eines synchronen Abwärtswandlers mit

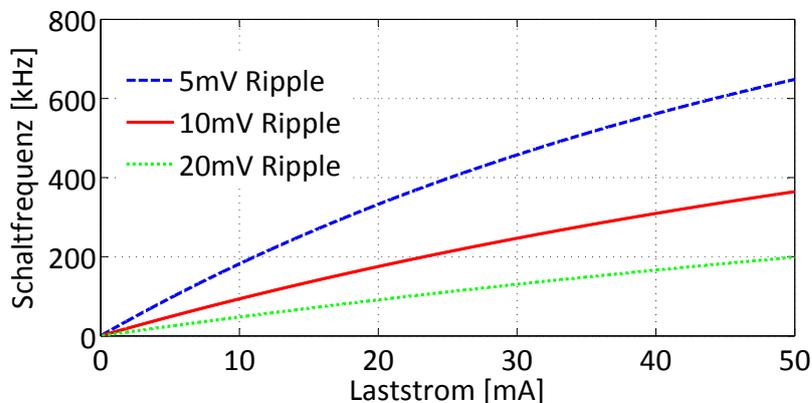
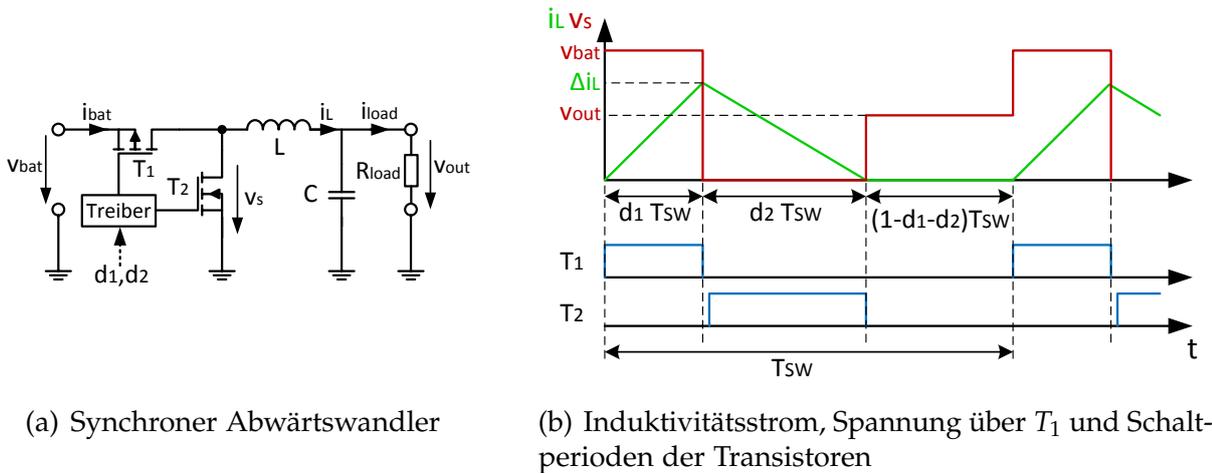


Abbildung 3.24.: Minimale Schaltfrequenz für eine Restwelligkeit der Ausgangsspannung von 5 mV, 10 mV und 20 mV

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs



(a) Synchroner Abwärtswandler

(b) Induktivitätsstrom, Spannung über T_1 und Schaltperioden der Transistoren

Abbildung 3.25.: Schaltbild und idealisierter Signalverlauf eines synchronen Abwärtswandlers

den Transistoren T_1 und T_2 . Zusätzlich sind alle relevanten Spannungen und Ströme eingezeichnet. In Abbildung 3.25(b) sind sowohl die Schaltperioden der Transistoren (unten) als auch die Spannung über T_2 v_S und der Induktivitätsstrom i_L (oben) über der Zeit dargestellt. Wird der Signalverlauf eines idealen Abwärtswandlers in Abbildung 3.25 betrachtet, wird deutlich, dass im Lückbetrieb ein Großteil der Schaltvorgänge mit geringer Verlustleistung stattfindet. Beim Einschaltvorgang von Transistor T_1 fließt kein Strom durch die Induktivität. Anschließend steigt der Strom langsam an, da er an der Induktivität nicht springen kann. Ähnliches ist der Fall beim Ausschalten des Transistors T_2 , der in den Sperrzustand schaltet, sobald der Induktivitätsstrom Null ist. Zwischen dem Ausschaltvorgang von T_1 und Einschaltvorgang von T_2 erfolgt eine kurze Totzeit, um ein gleichzeitiges Leiten der Transistoren zu vermeiden. Die Spannung v_S beträgt dadurch beim Einschalten von T_2 im Optimalfall 0 V. Das bedeutet, signifikante Schaltverluste entstehen lediglich beim Ausschaltvorgang von T_1 . Die Schaltverluste $P_{SW,T1}$ ergeben sich somit vereinfacht nach [Kle06] zu

$$P_{SW,T1} = \frac{1}{2} \cdot v_{bat} \cdot I_{L,max} \cdot f_{SW} \cdot t_{off} \quad (3.11)$$

mit der Zeit t_{off} , die der Transistor zum Ausschalten benötigt und dem maximalen Induktivitätsstrom $I_{L,max}$, der im Lückbetrieb genau Δi_L entspricht. Die Gateladungsverluste P_{Gate} ergeben sich nach [Kle06] unter Berücksichtigung beider Schaltflanken für beide Transistoren zu

$$P_{Gate} = 2 \cdot Q_{Gate} \cdot v_{bat} \cdot f_{SW} \quad (3.12)$$

mit der Gateladung Q_{Gate} . Die Verluste durch die Treiberschaltung P_{Driver} wird bei Verwendung von kaskadierenden Invertern nach [MC05] mit

$$P_{Driver} = \frac{3}{2} \cdot Q_{Gate} \cdot v_{bat} \cdot f_{SW} \quad (3.13)$$

abgeschätzt.

Die Durchlassverluste P_{Cond} ergeben sich in der leitenden Phase der Transistoren durch den Leitungswiderstand zwischen Drain und Source $R_{DS,on}$. Für den Transistor T_1 erfolgen die Verluste aus dem Effektivwert des Stroms

$I_{RMS,T1} = \Delta i_L \cdot \sqrt{\frac{d_1}{3}}$ in der Phase d_1 [CRS10]:

$$P_{Cond,T1} = I_{RMS,T1}^2 \cdot R_{DS,on} = \frac{d_1^3}{3} \cdot \left(\frac{v_{bat} - v_{out}}{L \cdot f_{SW}} \right)^2 \cdot R_{DS,on} \quad (3.14)$$

Das Verhältnis zwischen der Einschaltdauer von T_1 und der Schaltperiode T_{SW} wird als Tastverhältnis d_1 bezeichnet. Entsprechend ergeben sich die Durchlassverluste für T_2 :

$$P_{Cond,T2} = I_{RMS,T2}^2 \cdot R_{DS,on} = \frac{d_2^3}{3} \cdot \left(\frac{v_{bat} - v_{out}}{L \cdot f_{SW}} \right)^2 \cdot R_{DS,on} \quad (3.15)$$

mit dem Verhältnis d_2 der Einschaltdauer von T_2 und der Schaltperiode T_{SW} . Die Herleitungen der Gleichungen sind im Anhang A.2 zu finden.

Die Gesamtverluste P_{Ges} im lückenden Betrieb eines Abwärtswandlers lassen sich zusammenfassen zu

$$P_{Ges} = P_{Cond,T1} + P_{Cond,T2} + P_{SW,T1} + P_{Gate} + P_{Driver}. \quad (3.16)$$

Die Transistoren T_1 und T_2 werden hinsichtlich einer minimalen Verlustleistung optimiert. Die meisten der Parameter sind vom Fertigungsprozess abhängig. Eine Anpassung erfolgt im Wesentlichen über die Kanalbreite und -länge der Transistoren. Mit der Kanalbreite steigt die Gateladung und die Schaltzeit des Transistors. Dagegen fällt der Durchlasswiderstand. Bei größerer Kanallänge steigen die Spannungsfestigkeit und der Sperrwiderstand des Transistors, jedoch mit negativen Auswirkungen auf die Gateladung und die Schaltzeit. Aus Abbildung 3.24 ist ersichtlich, dass unter großer Last eine hohe Schaltfrequenz zur Einhaltung der maximal zulässigen Restwelligkeit notwendig ist. Zusätzlich steigen bei großem Laststrom die Durchlass- und Schaltverluste weiter an, sodass eine Optimierung der Transistoren unter der Voraussetzung des maximalen Laststroms durchgeführt wird. In Abschnitt 4.3.1 werden die optimalen Transistoren basierend auf einem 180 nm-Prozess nach der beschriebenen Methodik bestimmt.

3.6.3. Neues Konzept der digitalen Reglerarchitektur

Zur Erfüllung der Anforderungen an einen Schaltregler für das Implantat, soll ein neues Konzept für einen geeigneten Regler konzipiert werden. Nach einem Vergleich zwischen Analog- und Digitalregler, wird ein im Rahmen der vorliegenden Dissertationsschrift entwickelter modellbasierter, digitaler Regelalgorithmus vorgestellt [KHG⁺14].

Vergleich zwischen analog und digital geregeltem Schaltwandler

Ein geeignetes Regelungskonzept für einen Schaltwandler des Künstlichen Akkommodationssystems hängt unter anderem davon ab, ob ein analoger oder ein digitaler Ansatz verfolgt wird. Deshalb werden in dem Abschnitt Vor- und Nachteile der beiden Varianten diskutiert und am Ende die Entscheidung für einen digitalen Entwurf getroffen.

Variable Ausgangsspannung Die Realisierung einer dynamisch skalierbaren Ausgangsspannung lässt sich im Digitalen wesentlich komfortabler gestalten. Der aktuelle Arbeitspunkt kann in digitaler Form direkt an den Schaltregler übergeben werden. Die Vorgabe kann somit von der ebenfalls digitalen Steuerungseinheit ohne jegliche Konvertierung umgesetzt werden. Beim analogen Regler ist die Führungsgröße über eine Referenzspannung realisiert. Zur Anpassung der Ausgangsspannung müssen entweder zur Laufzeit die Referenzspannung variiert oder das Spannungsteilerverhältnis der Rückführung verändert werden. Zusätzlich wird eine Schnittstelle benötigt, womit ein Arbeitspunktwechsel durch digitale Signale von der Steuerungseinheit eingeleitet werden kann.

Störanfälligkeit Analoge Komponenten ändern ihre Eigenschaften aufgrund von Alterung und Umgebungseinflüssen. Zusätzlich sind sie rauschempfindlich. Gerade angesichts der langen Betriebsdauer des Implantats kann das zu Funktionsfehlern oder gar zum Ausfall des Systems führen. Digitale Komponenten sind gegenüber den genannten Störeinflüssen wesentlich robuster.

Regelverhalten Analog geregelte Schaltwandler zeigen ein hervorragendes Regelverhalten. Selbst bei vergleichsweise großen Lastsprüngen ändert sich die Spannung kaum und erreicht wieder schnell den Referenzwert. Um ähnlich gutes Regelverhalten mit einem digitalen Regler erzielen zu können, müssen extrem schnelle A/D-Wandler zur Digitalisierung der Ausgangsspannung eingesetzt werden. Das ist im kleinen Leistungsbereich jedoch nicht möglich, da die Leistungsaufnahme des Reglers durch eine schnelle Abtastung steigt und somit den Wirkungsgrad des Wandlers reduziert. Eine niedrige Abtastfrequenz erschwert den Reglerentwurf und beeinträchtigt die Leistungsfähigkeit der Regelung. Im Gegensatz zu analogen Reglern, in denen simple Regelungsverfahren wie die Zwei-Punkt-Reglung, die Proportional-Integral-Differential-Spannungsreglung (PID) oder die PID-Spannungsreglung mit unterlagertem Stromregelkreis eingesetzt werden, können in digitalen Reglern auch moderne Regelungsverfahren [Ise81, UR93] Anwendung finden.

(Re-)Konfigurierbarkeit Die Konfigurierbarkeit analoger Reglern ist zu meist nur in sehr geringem Umfang möglich, da die Komplexität der Schaltkreise sehr schnell ansteigt und die Verarbeitung von analogen Signalen nur begrenzt

möglich ist. Dagegen können digitale Regler so ausgeführt werden, dass Reglerparameter geändert oder Arbeitspunkte neu definiert werden können. Mit der Flexibilität kann sogar noch während des Betriebs das Verhalten bei Bedarf angepasst werden.

Effizienz Wie unter dem Punkt Regelverhalten erwähnt, kommt bei einem digitalen Regler noch mindestens ein A/D-Wandler zum Einsatz. Die Leistungsaufnahme des A/D-Wandlers addiert sich somit zu der des Reglers hinzu. Jedoch kann bei niedriger Abtastrate eine Leistungsaufnahme ähnlich der eines analogen Reglers erzielt werden. Ein digitales Design ermöglicht zudem eine optimale Einstellung des Betriebsverhaltens des Schaltwandlers hinsichtlich des Wirkungsgrads.

Synergieeffekte Digitalisierte Signale können direkt für weitere Funktionen des Energiemanagements verwendet werden. Ein Beispiel stellt die Digitalwandlung der Batteriespannung dar. Der Digitalwert kann sowohl in einem digitalen Regler als auch zur Schätzung des Ladezustands des Energiespeichers verwendet werden.

Die Diskussion zeigt, dass der Digitalregler in wesentlichen Punkten besser abschneidet. Entscheidende Anforderungen wie die Betriebssicherheit und die Skalierung der Ausgangsspannung sprechen für den Einsatz eines digitalen Schaltreglers. Das erwartungsgemäß schlechtere Regelverhalten bei unbekanntem Laständerungen kann durch ein genaues Systemkenntnis kompensiert werden. Das Lastprofil des Künstlichen Akkommodationssystems wurde in Abschnitt 3.1.1 analysiert.

Architektur der digitalen Regelung

Mit der neuen Reglerarchitektur können langsame, sparsame A/D-Wandler eingesetzt werden. Somit ist es möglich, einen hohen Wirkungsgrad bei geringer Last und gleichzeitig guter Regelgüte zu erzielen. Die neue Reglerarchitektur ist in Abbildung 3.26 dargestellt. Zunächst wird auf die grundlegende Funktionsweise der Architektur eingegangen. Anschließend erfolgt die detaillierte Beschreibung der Zeitbereiche, des Regelungs- und Steuerungsmodus. Am Ende des Abschnitts werden die Vorteile der neuen Architektur präsentiert. Modellgrößen werden mit „ $\hat{}$ “ gekennzeichnet.

Die Architektur beinhaltet zwei Betriebsmodi, einen Steuerungs- und einen Regelungsmodus. Die Referenzspannung $v_{out,ref}(n)$ ist die Führungsgröße. Sie kann zur Laufzeit verändert werden, um eine dynamische Skalierung der Ausgangsspannung durchzuführen. Des Weiteren ist es möglich, einen bekannten Lastwiderstand $\hat{R}_{load}(n)$ vorzugeben, der eine Annahme des Lastwiderstands im aktuellen Arbeitspunkt darstellt. Im Regelungsmodus werden Laständerungen und Störungen ausgeglichen. Der Steuerungsmodus wird eingesetzt, um

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

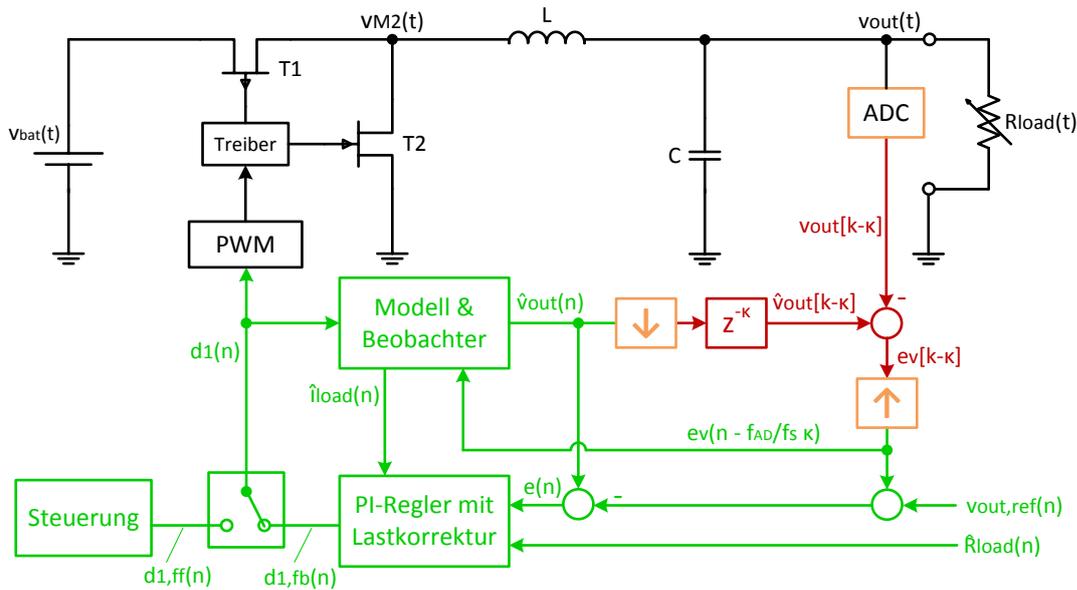


Abbildung 3.26.: Konzept der neuen Reglerarchitektur mit Schaltwandler

eine neue Referenzspannung schnellstmöglich zu erreichen. In Abhängigkeit des Regelfehlers $e(n)$ wird zwischen den zwei Modi umgeschaltet. Die vom Regler erzeugte Stellgröße $d_1(n)$ wird mittels digitaler Pulsweitenmodulation in Ansteuersignale für die Schalttransistoren T_1 und T_2 gewandelt.

Zeitbereiche Die Übersicht der Reglerstruktur in Abbildung 3.26 zeigt drei verschiedene Zeitbereiche. Der analoge Abwärtswandler wird zeitkontinuierlich (gekennzeichnet mit (t)) beschrieben. Ein Teil des Reglers arbeitet auf einer hohen Frequenz f_s (gekennzeichnet mit (n) , grün). Aufgrund der hohen Frequenz, wird der Zeitbereich im für den Reglerentwurf wichtigen Frequenzbereich als quasi-kontinuierlich betrachtet. Langsame und sparsame A/D-Wandler werden zur Digitalisierung der Batterie- und der Ausgangsspannung eingesetzt. Somit entstehen aus den zeitkontinuierlichen diskrete Signale ($(t) \rightarrow [k]$, rot). Zusätzlich entsteht eine Verzögerung (diskrete Totzeit κ), die aufgrund der Wandlungsdauer und der seriellen Datenübertragung auftritt. Für die Abtastrate der A/D-Wandler f_{AD} gilt $f_s \gg f_{AD}$. Zur Verbindung des quasi-kontinuierlichen und des diskreten Bereichs wird eine Raten-Konvertierung durchgeführt, die in Abbildung 3.26 als orangefarbener Block dargestellt ist. Die Pfeilrichtung gibt an, ob es sich um ein Down- oder Upsampling handelt.

Regelungsmodus Langsame A/D-Wandler mit nicht vernachlässigbarer Totzeit einzusetzen, hat den Nachteil, dass der Regler aufgrund der zusätzlichen Phasendrehung sehr vorsichtig ausgelegt werden muss. Außerdem wird die Stellgröße nicht zu jeder Schaltperiode aktualisiert, was sich darüber hinaus

negativ auf die Leistungsfähigkeit der Regelung auswirkt. Um den Nachteil zu umgehen, wird in der vorliegenden Dissertationsschrift eine Erweiterung einer Smith-Prädiktor-Struktur für nichtlineare Strecken konzipiert. Die neue Struktur besteht aus einem Modell des Schaltwandlers, einem PI-Regler und einem Totzeit-Element, welches möglichst genau die Totzeit κ des A/D-Wandlers besitzt. Die Stellgröße im Regelungsmodus $d_{1,fb}(n)$ wird sowohl an den Abwärtswandler als auch an das Modell übergeben. Der Ausgang des Modells $\hat{v}_{out}(n)$ wird mindestens einmal pro Schaltperiode T_{SW} aktualisiert ($f_S \geq f_{SW}$) und ist totzeitfrei. Aufgrund des inneren modellbasierten Regelkreises ist es nun möglich, den PI-Regler unabhängig von der Abtaststrategie sowie der Totzeit der A/D-Wandler auszulegen, was höheren Verstärkungsfaktoren des Reglers ermöglicht und somit zu einem besseren Regelverhalten führt.

Störungen, insbesondere durch Lastwechsel und Modellierungsfehler, führen zu einer geringen Abweichung der Ausgangsspannungen zwischen Modell und Abwärtswandler. Deshalb wird die Abweichung $e_v[k - \kappa] = \hat{v}_{out}[k - \kappa] - v_{out}[k - \kappa]$ gebildet. Der Modellausgang wird durch ein Downsampling und eine Verzögerung um κ an den langsamen, diskreten Zeitbereich angepasst. Die Abweichung e_v wird anschließend auf die hohe Frequenz zu $e_v(n - f_S/f_{AD} \cdot \kappa)$ getaktet und in einem zweiten, äußeren Regelkreis auf die Referenzspannung addiert. Daraus folgt der Regelfehler zu $e(n) = \hat{v}_{out}(n) - v_{out,ref}(n) - e_v(n - f_S/f_{AD} \cdot \kappa)$. Damit kompensiert der Regler Abweichungen zwischen Abwärtswandler- und Modellausgang.

Aufgrund des nichtlinearen Verhaltens des Abwärtswandlers im Lückbetrieb muss gewährleistet sein, dass der Abwärtswandler und das Modell sich im selben Arbeitspunkt befinden, um die Stabilität des Reglers zu garantieren. Das wird erreicht, indem das Modell um einen nichtlinearen Störgrößenbeobachter erweitert wird. Der Beobachter schätzt mit Hilfe von e_v den unbekanntem Störstrom, der durch die Lastwiderstandsmodellannahme nicht berücksichtigt wird. Somit wird der momentane Laststrom $\hat{i}_{load}(n)$ bestimmt, ohne den Strom direkt zu messen.

Die Parameter des PI-Reglers werden auf eine Weise gewählt, dass der maximal zulässige Batteriestrom unter Pulsbelastung nicht überschritten wird.

Aufgrund der Nichtlinearität des Schaltwandlers im lückenden Betrieb, ist die Stromaufnahme stark vom Arbeitspunkt abhängig. Um optimale Regeleigenschaften in jedem Arbeitspunkt sicherzustellen, kann durch den modellbasierten Ansatz eine exakte Eingangs/Ausgangs-Linearisierung [Ada09] durchgeführt werden. Aus Sicht des Reglers zeigt die Strecke ein lineares Verhalten, welches vom Arbeitspunkt unabhängig ist.

Des Weiteren wird eine Lastkorrektur auf Basis der Annahme des Lastwiderstands \hat{R}_{load} eingesetzt, um die Regelung zu entlasten. Folglich muss der PI-Regler nun wesentlich kleinere Störungen ausregeln.

Steuerungsmodus Soll eine neue Referenzspannung erreicht werden, erfolgt

ein Wechsel in den Steuerungsmodus. Der Steuerungsmodus kommt sowohl bei einem Startvorgang als auch bei einer dynamischen Anpassung der Ausgangsspannung zum Einsatz. Dazu wird die Stellgröße $d_{1,ff}(n)$ entweder zu Null oder auf den größtmöglichen Wert gesetzt, ohne den Maximalwert des Stroms des Energiespeichers zu übersteigen. Das garantiert ein Erreichen der Zielgröße innerhalb einer minimalen Zeitdauer. Bei einer geringen Abweichung zur Referenzspannung wird automatisch in den Regelungsmodus umgeschaltet.

Vorteile gegenüber bestehenden Regelungsarchitekturen für Schaltwandler

Das neue Konzept der digitalen Reglerarchitektur bietet verschiedene Vorteile gegenüber bestehenden Lösungen:

Berücksichtigung der Leistungsdichte von Mikrozellen Sowohl im Regelungs- als auch im Steuerungsmodus wird der maximal zulässige Entladestrom der eingesetzten Batterie berücksichtigt. Beim Arbeitspunktwechsel im Steuerungsmodus wird der Strom eingehalten, der kontinuierlich im Dauerbetrieb entnommen werden darf. Zum Ausregeln von Störungen im Regelungsmodus wird eine besondere Eigenschaft von galvanischen Zellen ausgenutzt. Aufgrund des sich langsam ausbildenden Diffusionsgefälles kann bei einer Pulsentladung ein deutlich höherer Strom entnommen werden als bei Dauerbelastung. Somit steht kurzfristig eine höhere Stellenergie zur Verfügung, was wiederum zu einer leistungsfähigeren Regelung bei Störungen führt. In bisherigen Lösungen [TYSY14, LY09] wird zur Begrenzung des Stroms lediglich eine Beschränkung für den maximal zulässigen Induktivitätsstrom eingesetzt. Die Strombegrenzung kann weder an den eingesetzten Zelltyp angepasst werden noch den Diffusionsprozess ausnutzen.

Keine Messung des Stroms erforderlich Das Modell mit Störgrößenbeobachter schätzt den aktuell anliegenden Laststrom. Die Schätzung wird genutzt, um zu jedem Zeitpunkt den Zellstrom einzuhalten. Da der Last- und damit auch der mittlere Induktivitätsstrom des Schaltwandlers bekannt ist, kann auf eine messtechnische Erfassung des Stroms verzichtet werden. Ergebnis ist ein geringerer Platzbedarf und ein effizienterer Schaltreglers.

Reduktion der A/D-Wandler Abtastrate Bestehende Konzepte von digitalen Reglern sind gezwungen, sehr schnelle A/D-Wandler einzusetzen, um eine gute Leistungsfähigkeit der Regelung zu erzielen. Dabei werden mindestens einmal, teilweise sogar mehrmals, pro Schaltperiode des Schaltwandlers die Ein- und Ausgangsspannung abgetastet [BSB10, GGX⁺09, GPMo8]. Eine hohe Abtastrate wirkt sich negativ auf den Wirkungsgrad des Schaltwandlers aus. Andere Konzepte setzen A/D-Wandler mit einer geringen Auflösung ein, was wiederum den Ausgangsspannungsbereich stark einschränkt [BRC11, LY09, FZTT12, LRP07]. Dadurch kann eine dynamische Anpassung der Ausgangsspannung nur sehr

aufwendig, durch analoge Schaltungen, umgesetzt werden [BSB10, CWCCo8] und ein entscheidender Vorteil der digitalen Regelung geht verloren. Bei der hier vorgestellten Reglerstruktur wird eine Verringerung der Leistungsaufnahme durch eine Reduktion der Abtastrate der A/D-Wandler erreicht. Durch den modellbasierten Ansatz wird hingegen eine Entkopplung der Abtastrate des A/D-Wandlers und der Schaltfrequenz des Schaltwandlers erzielt, wodurch eine reduzierte Abtastrate keine direkte Auswirkung auf den Reglerentwurf hat.

Vermeidung von Grenzyklen Oftmals werden nicht nur A/D-Wandler mit einer hohen Abtastrate eingesetzt, sondern auch mit einer niedrigen Auflösung. Zur Vermeidung von Oszillationen zwischen zwei A/D-Wandlerstufen im eingeschwungenen Zustand wird daher eine höhere Auflösung der Pulsweitenmodulation als die des A/D-Wandlers gefordert [PS03]. Das neue Konzept setzt ein hochauflösendes Modell ein. Dadurch werden kleinste Spannungsänderungen sofort erkannt und ausgeregelt. Das hier vorgestellte Regelprinzip generiert einen randomisierten Anteil des Stellsignals, der in bestehenden Lösungen häufig über eine Sigma-Delta-Modulation oder sogenanntes Dithering im Pulsweitenmodulator zusätzlich erzeugt wird [NPAMo8, GGX⁺09, PS03].

3.6.4. Modellbildung und Herleitung des neuen Schaltreglers

Die neue Reglerarchitektur verbessert die Stabilität der Ausgangsspannung und limitiert zugleich die Stellenergie, um den Energiespeicher vor Überlastung zu schützen. Mit der neuen modellbasierten Architektur werden der Einfluss der langsamen Abtastung und der Totzeit reduziert. Eine Steuerung zum Anfahren von Sollwerten minimiert die Einschwingungsdauer, ohne den maximalen Batteriestrom zu übersteigen. Durch den Einsatz einer Lastkorrektur wird der Regler entlastet und das Störverhalten weiter verbessert. Basierend auf dem Konzept aus Abschnitt 3.6.3 werden nun eine Modellbildung der Regelstrecke und eine Herleitung der Systemgleichungen durchgeführt.

Messeinrichtung

Die A/D-Wandler bilden die Schnittstelle zwischen analogem Schaltwandler und digitalem Regler. Um eine Effizienz vergleichbar der eines analog geregelten Schaltwandlers zu erzielen, muss die Leistungsaufnahme der eingesetzten A/D-Wandler sehr gering ausfallen. Weitere Anforderungen an den A/D-Wandler lassen sich aus den Anforderungen des Schaltreglers aus Abschnitt 3.6.1 ableiten. Um eine rein digitale Einstellung der Ausgangsspannung vornehmen zu können, muss der A/D-Wandler den gesamten Betriebsbereich von 0 V bis zur maximalen Batteriespannung von 4.2 V abdecken. Es wird eine Auflösung von 12 bit angestrebt, um unerwünschte Effekte wie das Auftreten von Grenzyklen mit großer Amplitude zu vermeiden. Der A/D-Wandler ist ein weiterer

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

Verfahren	Wandlungs- schritte	Referenz- spannungen	Samplerate	Auflösung	Leistungs- aufnahme
Parallel	1	$2^{N_{AD}}$	sehr hoch	gering	sehr hoch
Pipeline	K_{AD}	$2^{N_{AD}/K_{AD}}$	hoch	mittel	hoch
Verzögerung	1	1	hoch	sehr gering	gering
SAR	N_{AD}	N_{AD}	mittel	mittel	gering
Zähl	$2^{N_{AD}}$	1	gering	hoch	gering
Delta-Sigma	Filterlänge	1	gering	hoch	gering

Tabelle 3.6.: Vergleich verschiedener Verfahren zur Analog/Digital-Wandlung

Verbraucher, der den Wirkungsgrad gerade bei geringem Laststrom negativ beeinflusst. Deshalb werden in bestehenden Konzepten oftmals sparsame A/D-Wandler mit einer niedrigen Auflösung eingesetzt [BRC11, FZTT12, LRP07], die lediglich einen kleinen Bereich um die gewünschte Ausgangsspannung erfassen. Dementsprechend eingeschränkt ist der Ausgangsspannungsbereich. Eine Adaption der Ausgangsspannung zur Laufzeit ist somit nicht möglich. In Tabelle 3.6 sind verschiedene A/D-Wandler-Architekturen dargestellt. Dabei beträgt die Auflösung N_{AD} bit und die Anzahl an Wandlungsstufen ist K_{AD} . Ein guter Kompromiss bietet der Successive-Approximation-Register-Wandler (SAR-Wandler) [Ten12]. Der SAR-Wandler zeichnen sich sowohl durch eine geringe Leistungsaufnahme als auch eine ausreichende Auflösung aus und die Abtastfrequenzen liegen im angestrebten Bereich. Zudem skaliert die Leistungsaufnahme nahezu linear mit der Abtastfrequenz [Ana13]. Kommerziell verfügbare Niedrigenergie-SAR-Wandler besitzen eine Stromaufnahme von $367 \mu\text{A}$ bei 1 MSPS und $45 \mu\text{A}$ bei 100 kSPS [Ana13]. Publierte Lösungen aus dem wissenschaftlichen Bereich erreichen mit $1,9 \mu\text{W}$ bei 1 MSPS [ETG⁺10] oder $1,3 \mu\text{W}$ bei 100 kSPS [LPS⁺09] eine deutlich geringere Leistungsaufnahme. Dafür zeigen die Wandler andere Nachteile. Dazu gehört eine geringe Auflösung [LPS⁺09, ZZS⁺11, HLO7], eine hohe Nichtlinearität [ETG⁺10] oder eine niedrige Abtastrate [HHW⁺13, DVSCP10]. Die SAR-Wandler basieren auf einem Schaltkreis mit Kondensatoren, deren Kapazität pro Bit jeweils verdoppelt wird. Somit steigen die Umschaltverluste mit dem Erhöhen der Auflösung überproportional an. Eine niedrige Energieaufnahme wird demzufolge durch eine geringe Auflösung erreicht. Eine Leistungsaufnahme von $10 \mu\text{W}$ bei 100 kSPS und $100 \mu\text{W}$ bei 1 MSPS eines integrierten 12-bit SAR-Wandlers ist jedoch realisierbar. Der Einfluss des A/D-Wandlers auf den Wirkungsgrad des Schaltwandlers bei einer Last von 1 mA soll nicht größer als 1% sein. Damit ergibt sich eine maximal erreichbare Abtastrate von 100 kSPS . Eine Abtastrate der Ausgangsspannung

von 1 MSPS reduziert den Wirkungsgrad des Schaltwandlers bei einer Last von 1 mA bereits um 10 %.

Aufgrund der $N_{AD} + 1$ Wandlungsschritte steht der digitale Wert allerdings erst am Ende einer Wandlungsperiode zur Verfügung. Je nach Architektur kommt aufgrund einer seriellen Datenübertragung per SPI oder I²C eine Verzögerung hinzu. Dies führt zu einer nicht vernachlässigbaren Totzeit der gewandelten Größe. Somit wird der A/D-Wandler mit einem Abtasten zum Zeitpunkt $t = kT_{AD}$, $k \in \mathbb{Z}$ mit der Abtastperiode T_{AD} , einer Quantisierung n_{AD} und einer Totzeit κ modelliert.

Modellierung der Strecke

Um eine geeignete Regelung zu entwickeln, muss zunächst die Strecke modelliert werden. Da ein Schaltwandler ein schaltendes System ist, wird zur Beschreibung der Strecke eine Mittlung der verschiedenen Zustände über eine Schaltperiode durchgeführt. Dabei gehen die Auswirkungen des Schaltverhaltens auf den Induktivitätsstrom und die Ausgangsspannung verloren. Zusätzlich wird zwischen Modellen mit reduzierter [CM77, SMG⁺01] (engl. Reduced Order Model) und Modellen mit voller Ordnung [MC91, Vor90] (engl. Full Order Model) unterschieden. Im Model reduzierter Ordnung wird der Induktivitätsstrom als abhängige Variable behandelt und im Modell mit voller Ordnung als Zustandsgröße. Abbildung 3.27 zeigt die Übertragungsfunktion des Reduced- und Full-Order Modells des Abwärtswandlers im Lückbetrieb bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen. Der Amplitudengang ist im Frequenzbereich unterhalb der

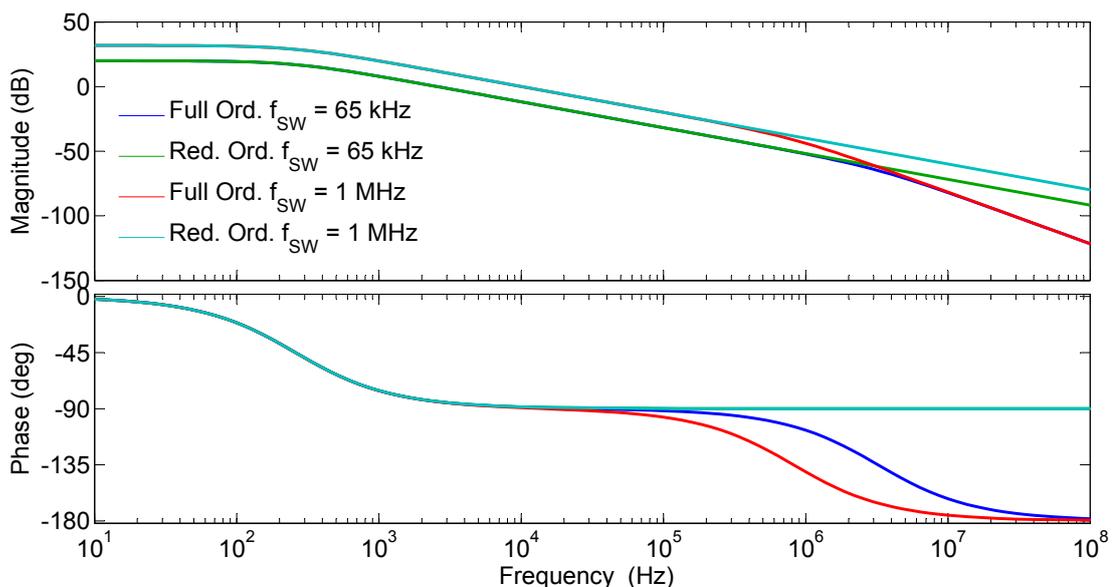


Abbildung 3.27.: Vergleich zwischen dem Modell reduzierter und voller Ordnung bei verschiedenen Schaltfrequenzen

Schaltfrequenz nahezu identisch. Durch den zusätzlichen hochfrequenten Pol ergibt sich beim Full-Order Modell eine Drehung im Phasengang auch unterhalb der Schaltfrequenz. Die Abweichung beträgt maximal 17° . Jedoch ist die Dämpfung an der Polstelle über 70 dB, sodass der Pol keinen entscheidenden Einfluss auf das Streckenverhalten mehr hat. Folglich beschreibt das Modell reduzierter Ordnung das Streckenverhalten ausreichend gut. Die Herleitungen der Modelle sind im Anhang A.3 zu finden. Der Leistungsbereich des Schaltwandlers fällt anwendungsbedingt sehr gering aus. Deshalb wird der Wandler ausschließlich im Lückbetrieb betrieben.

Im lückenden Betrieb verliert der Abwärtswandler den linearen Zusammenhang zwischen Tastverhältnis und dem Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung. Das Modell reduzierter Ordnung für den Abwärtswandler im Lückbetrieb lässt sich folgendermaßen beschreiben [SMG⁺01]:

$$\dot{\bar{v}}_{out} = \frac{(v_{bat} - \bar{v}_{out})v_{bat}}{\bar{v}_{out}} \frac{T_{SW}d_1^2}{2LC} - \frac{\bar{i}_{load}}{C} \quad (3.17)$$

mit dem über eine Schaltperiode gemittelten Laststrom \bar{i}_{load} und der über eine Schaltperiode gemittelten Ausgangsspannung \bar{v}_{out} . Im Folgenden werden ausschließlich die gemittelten Größen betrachtet. Zur besseren Kenntlichkeit wird deshalb von Mittelungsstrichen abgesehen.

Gültigkeit des Modells Das Modell besitzt nur Gültigkeit, wenn sich der Schaltwandler im lückenden Betrieb (engl. Discontinuous Current Mode, DCM) befindet. Dabei gilt an der Lückgrenze für das kritische Tastverhältnis $d_{1,krit}$ [CRS10]

$$d_{1,krit} = 1 - \frac{2L}{R_{load}T_{SW}} \quad (3.18)$$

mit dem Lastwiderstand R_{load} . Der Wandler befindet sich im Lückbetrieb, solange $d_1 < d_{1,krit}$ gilt.

Modellierung der Strecke mit Vorwissen

Beim Künstlichen Akkommodationssystem müssen verschiedene Subsysteme, die zum Teil erhebliche Unterschiede in der Stromaufnahme aufweisen, versorgt werden. Nicht alle Verbraucher beziehen zeitgleich vom Schaltwandler Energie, wodurch sprunghafte Änderungen des Laststroms entstehen. Eine detaillierte Analyse der Leistungsaufnahme der Teilsysteme in verschiedenen Modi wurde in Abschnitt 3.1 durchgeführt. Das Vorwissen über den Laststrom der Subsystem soll in die Entwicklung eines Reglers einfließen. Die Stromaufnahme wird ähnlich wie bei der Simulation der Energieaufnahme über die Nominalwerte innerhalb eines Betriebsmodus approximiert. Damit folgt $\hat{R}_{load,\nu} \in \{\hat{R}_{load,1}, \dots, \hat{R}_{load,N}\}$ für die Betriebspunkte des Systems. Die Annahme

des Lastwiderstand \hat{R}_{load} unterscheidet sich allerdings immer noch vom wahren Lastwiderstand R_{load} . Der Fehlerstrom $i_{z,v}$ zwischen dem angenommenen und dem wahren Lastwiderstand ergibt sich damit zu

$$i_{z,v} = \frac{v_{out}}{\hat{R}_{load,v}} - \frac{v_{out}}{R_{load,v}} = \frac{v_{out}}{\hat{R}_{load,v}} - i_{load}. \quad (3.19)$$

Dieser Fehlerstrom wird als unbekannte Störung aufgefasst. Somit lässt sich das Streckenmodell von Gleichung (3.17) um einen angenommenen Lastwiderstand erweitern:

$$\dot{v}_{out} = \frac{(v_{bat} - v_{out})v_{bat}}{v_{out}} \frac{T_{SW}d_1^2}{2LC} - \frac{v_{out}}{\hat{R}_{load,v}C} + \frac{i_{z,v}}{C} \quad (3.20)$$

Bewusst wird hier ein Fehlerstrom definiert, der – im Gegensatz zu einem Fehlerwiderstand – linear in die Gleichung eingeht.

Klassische Regelung

Zur Regelung eines Schaltwandlers wird oftmals ein einfacher PID-Regler eingesetzt [EM01, GGX⁺09, BSB10]. Ein PID-Regler kann ressourcenschonend implementiert werden und ist in der Lage den Regelfehler bei einer sprungförmigen Störung und einer Strecke erster Ordnung Null werden zu lassen. Jedoch handelt es sich bei dem Schaltwandler im Lückbetrieb um eine nichtlineare Strecke, die zusätzlich diskret und totzeitbehaftet abgetastet wird. Daraus folgt, dass Reglerparameter gefunden werden müssen, für die der Regelkreis in jedem Arbeitspunkt stabil ist. In Abbildung 3.28 ist der digitale Regelkreis dargestellt. Eine Abtastung der Ausgangsspannung erfolgt zu äquidistanten Zeitpunkten kT_{AD} . Die Abtastwerte stehen dem Regler totzeitbehaftet zur Verfügung. Der Regler berechnet aus dem Regelfehler e die Stellgröße d_1 . Die PWM erzeugt aus dem digitalen Wert das analoge Ansteuersignal für die Strecke. Auf die Strecke wirken Störungen durch die Änderung der Batteriespannung und den veränderlichen Lastwiderstand.

Die einfache PID-Reglerstruktur weist einige Nachteile auf: Aufgrund des großen Regelfehlers beim Startvorgang entsteht eine sehr große Stellgröße. Die Folge ist ein starkes Überschwingen, welches durch die totzeitbehaftete Abtastung begünstigt wird. Zusätzlich entsteht ein extrem hoher Batteriestrom, den kleine Energiespeicher wie sie im Künstlichen Akkommodationssystem eingesetzt werden, nicht liefern können. In Abbildung 3.29(a) sind der Entladestrom und die Ausgangsspannung beim Startvorgang dargestellt. Des Weiteren kommt es im Fall eines Störstroms zu einem starken Einbruch bzw. zu einer Überhöhung der Spannung. In Abbildung 3.29(b) ist ein Lastsprung von 1 mA auf 40 mA dargestellt. Mit einer Regelabweichung von 170 mV (simuliert) bzw. von über 350 mV (gemessen) stellt sich der PI-Regler als ungeeignet zur Regelung des Schaltwandlers heraus. Darüber hinaus kann ein linearer Regler kein

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

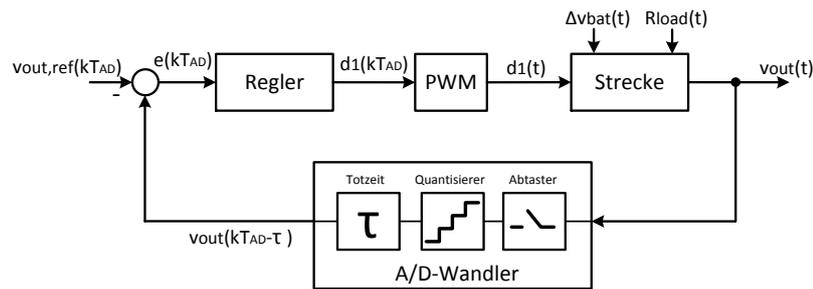
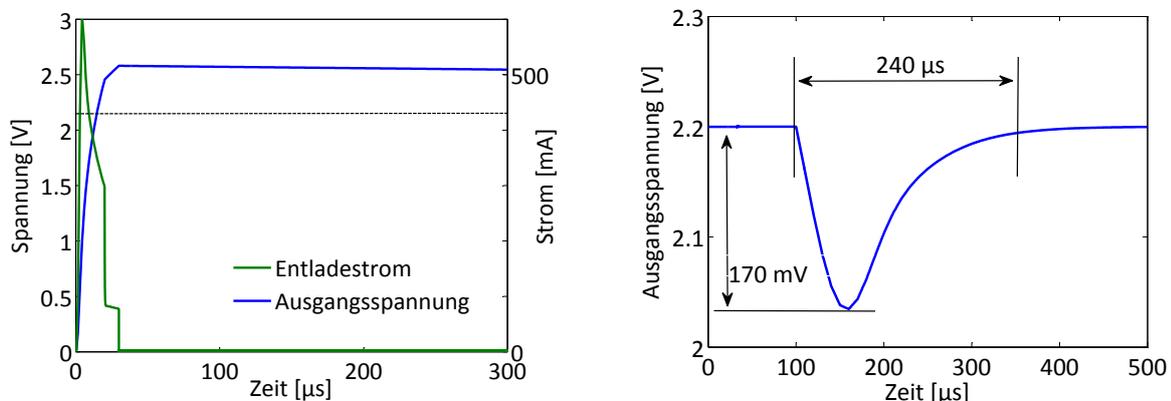


Abbildung 3.28.: Digitaler Regelkreis⁶ mit totzeitbehaftetem A/D-Wandler



(a) Einschaltvorgang bei einer Referenzspannung von 2,2 V

(b) Ausgangsspannung bei einem Störsprung von 40 mA

Abbildung 3.29.: Regelverhalten mit einfachem PI-Regler

optimales Regelverhalten über den gesamten Arbeitsbereich einer nichtlinearen Strecke erzielen. Der Entwurf des Reglers mit klassischen Methoden ist im Anhang A.4 zu finden.

Im Folgenden soll eine neue Reglerstruktur entwickelt werden, die zu besseren Regeleigenschaften führt.

Lastkorrektur

Aus dem Vorwissen über die Lastwiderstände der Komponenten lässt sich eine Lastkorrektur entwickeln, die den Regler entlasten soll. Die Lastkorrektur bestimmt das Tastverhältnis, das notwendig ist, um im eingeschwungenen Zustand und bei einem Lastwiderstand $R_{load} = \hat{R}_{load}$ die gewünschte Ausgangsspannung $v_{out,ref}$ zu erreichen. Die Messung der Batteriespannung wird in die Berechnung mit einbezogen. Da sich die Batteriespannung nur sehr langsam ändert, ist

⁶Die Regelabweichung e weicht an dieser Stelle und im Folgenden von der üblichen Definition (Regelabweichung = Führungsgröße - Regelgröße) ab, um Konsistenz mit der neuen Reglerarchitektur herzustellen. Folglich müssen die Verstärkungsfaktoren des Reglers negative Vorzeichen besitzen.

der Messfehler vernachlässigbar. Damit ist die Änderung der Batteriespannung keine Störgröße der Strecke.

Die Funktionsweise der Lastkorrektur gleicht der einer Störgrößenaufschaltung. Anstatt einer Messung oder einer Beobachterschätzung der Störgröße, wird jedoch der im Voraus bestimmte Lastwiderstand der Verbraucher verwendet. Das Blockschaltbild eines einfachen Regelkreises mit Lastkorrektur ist in Abbildung 3.30 dargestellt. Die abgetasteten Signale der Form $x(kT_{AD})$ werden zur übersichtlicheren Darstellung als Folge $x[k]$ geschrieben. Die Totzeit wird als Vielfaches von T_{AD} zu $\kappa = \frac{\tau}{T_{AD}}$ umgeschrieben. Der in blau dargestellte Pfad stellt die Auswirkung der Lastkorrektur auf die Störgröße dar.

Für Gleichung (3.17) gilt im eingeschwungenen Zustand $\dot{v}_{out} = 0$ und $v_{out} = v_{out,ref}$. Zur Bestimmung der Korrektur steht die Abschätzung des Lastwiderstands \hat{R}_{load} zur Verfügung. Der Anteil der Lastkorrektur an der Stellgröße $d_{1,lk}$ folgt zu

$$d_{1,lk} = \sqrt{\frac{2Lv_{out,ref}^2}{T_{SW}\hat{R}_{load}v_{bat}(v_{bat} - v_{out,ref})}}. \quad (3.21)$$

Kurzzeitige Änderungen im Lastprofil, wie z.B. kurze Strompulse zum Ausrichten der magnetoresistiven Elemente des Magnetfeldsensors, können hingegen nicht erfasst werden. Damit eine zuverlässige Spannungsversorgung des Implantats gewährleistet ist, muss sichergestellt sein, dass der Regler auch im Falle einer schlecht ausgelegten Lastkorrektur die Strecke stabilisiert.

Steuerung bei Führungsgrößenwechsel

Ein Regler ist zum Anfahren einer neuen Führungsgröße oder beim Startvorgang ungeeignet. Deshalb wird für die Aufgabe eine Steuerung eingesetzt. Das Tastverhältnis wird entweder zur Reduktion der Spannung zu Null oder

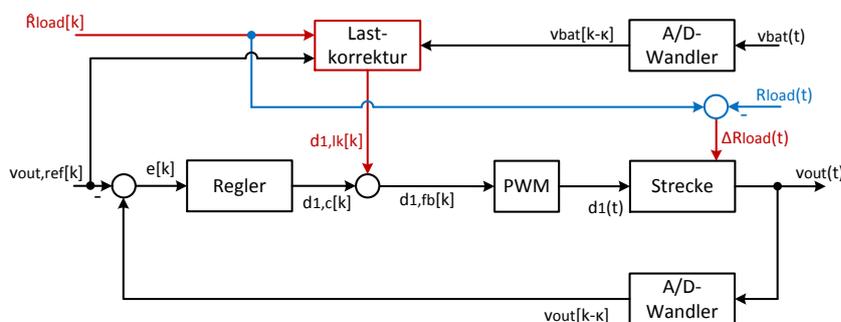


Abbildung 3.30.: Lastkorrektur zur Entlastung des Reglers

zum Anheben der Spannung auf den maximalen Wert gesetzt. Der gemittelte Batteriestrom im Lückbetrieb ist [Scho7]

$$\bar{i}_{bat} = \frac{v_{bat} - v_{out}}{2L} T_{SW} d_1^2. \quad (3.22)$$

Unter Einhaltung des Dauerstromlimits der Batterie $i_{bat,max,c}$ folgt durch Umstellen das maximal zulässige Tastverhältnis zum Erhöhen der Ausgangsspannung im Steuerungsmodus:

$$d_{1,ff} = \begin{cases} 1, & \text{falls } \sqrt{\frac{2L\bar{i}_{bat,max,c}}{T_{SW}(v_{bat}-v_{out})}} > 1 \\ \sqrt{\frac{2L\bar{i}_{bat,max,c}}{T_{SW}(v_{bat}-v_{out})}}, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.23)$$

Die Einschränkung von $d_{1,ff}$ ergibt sich aus der Tatsache, dass das Tastverhältnis nicht größer Eins sein kann. Die Steuerung wird, wie in Abbildung 3.31 dargestellt, in den Regelkreis integriert. Eine Umschaltung zwischen Regelungs- und Steuerungsbetrieb erfolgt anhand der Regelabweichung.

Neue modellbasierte Reglerstruktur

Die neue modellbasierte Reglerstruktur verbessert das Regelverhalten bei Laständerungen. Im folgenden wird die neue Reglerstruktur hergeleitet. Eine Methode, um die Regelung von linearen Strecken mit Totzeit zu verbessern, ist der Einsatz eines Smith-Prädiktors [MZ89]. Dieser bildet die Strecke in einem Modell ohne Totzeit ab und führt seinen Ausgang zum Regler zurück. Zur Korrektur von Modellfehlern oder Störungen an der realen Strecke findet ein totzeitbehafteter Abgleich des Modell- und Streckenausgangs statt und bildet eine weitere Rückführung. Mit der Struktur kann der Regler entworfen werden, als sei keine Totzeit vorhanden [RB04]. Beim digitalen Schaltregler entsteht die Verzögerung im Messglied anstatt in der Strecke. Der Einfluss auf die Regelung ist jedoch der selbe, da die Totzeit im Nenner der Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises auftaucht.

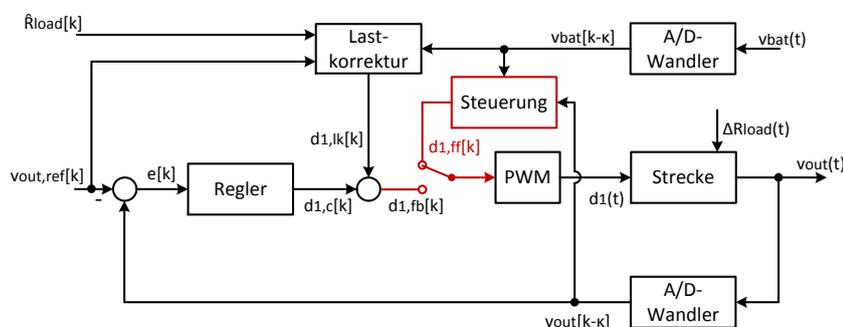


Abbildung 3.31.: Steuerung zum Anfahren neuer Referenzwerte unter Berücksichtigung der Stellenergie

Der Schaltwandler im Lückbetrieb zeigt ein nichtlineares Verhalten. Deshalb wird eine Erweiterung der Smith-Prädiktor-Struktur für nichtlineare Strecken vorgestellt. Dazu wird das Modell um einen Beobachter erweitert. Unter der Voraussetzung, dass das Modell mit Beobachter mit der Strecke übereinstimmt, verbessert sich das Regelverhalten zusätzlich, da die Aktualisierungsfrequenz des modellbasierten Reglers höher ist als die Abtastrate des A/D-Wandlers. Damit sind auf Basis der Modellinformation mehr Stelleingriffe auf die reale Strecke möglich. Aufgrund der im Vergleich zur Dynamik des Schaltreglers hohen Aktualisierungsrate, wird der Zeitbereich als quasi-kontinuierlich betrachtet. Die Reglerauslegung kann somit im zeitkontinuierlichen Bereich durchgeführt werden. Es gilt $(n) \rightarrow (t)$ und $(n - f_S/f_{AD}\kappa) \rightarrow (t - \tau)$. Aufgrund der langsamen Veränderung der Batteriespannung wird $v_{bat}(k - \kappa) \approx v_{bat,0} = konst.$ angenommen. Abbildung 3.32 zeigt die modellbasierte Regelung zusammen mit der Steuerung und der Lastkorrektur. Die verschiedenen Zeitbereiche sind farblich markiert.

Streckenmodell mit Beobachter Auf Basis der Strecke mit Vorwissen aus Gleichung (3.20) wird das Modell für die modellbasierte Reglerstruktur abgeleitet:

$$\dot{\hat{v}}_{out} = \frac{(v_{bat,0} - \hat{v}_{out})v_{bat,0}}{\hat{v}_{out}} \frac{T_{SW}d_1^2}{2LC} - \frac{\hat{v}_{out}}{\hat{R}_{load}C} \quad (3.24)$$

Da der Fehlerstrom i_z unbekannt ist, kann er im Modell nicht berücksichtigt werden.

Die Nichtlinearität des Schaltwandlers im Lückbetrieb kann aufgrund von Modellungenauigkeiten oder Störungen zu einem Drift der Zustands- und Ausgangsgrößen führen. Dadurch wird das Regelverhalten deutlich verschlechtert und kann sogar zur Instabilität des Regelkreises führen. Zur Gewährleistung der

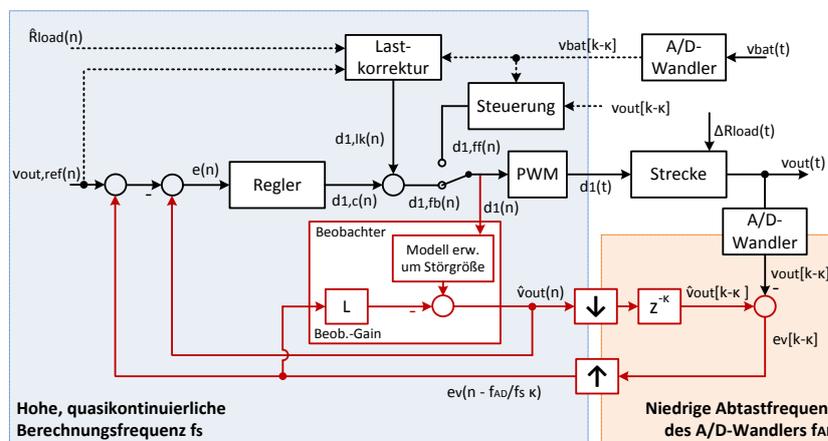


Abbildung 3.32.: Vollständige Reglerarchitektur mit neuer Regelungsstruktur (rot) basierend auf zwei unterschiedlichen Abtastfrequenzbereichen

Stabilität kommt ein Störgrößenbeobachter zum Einsatz, der den unbekanntem Fehlerstrom i_z rekonstruiert. Dazu wird das bestehende Modell aus Gleichung (3.24) um den zu bestimmenden Fehlerstrom \hat{i}_z erweitert. Der Fehlerstrom \hat{i}_z kann aufgrund der langsamen Schaltfolge ν der Subsysteme gegenüber dem Einschwingvorgang als stückweise konstant angenommen werden, sodass folgende nichtlineare Differentialgleichungen gelten:

$$\hat{i}_z(t) = 0, \quad \hat{i}_z(0) = i_{z,\nu} \quad (3.25a)$$

$$\dot{\hat{v}}_{out}(t) = \frac{(v_{bat,0} - \hat{v}_{out}(t))v_{bat,0}}{\hat{v}_{out}(t)} \frac{T_{SW}d_1^2}{2LC} - \frac{\hat{v}_{out}(t)}{\hat{R}_{load}C} + \frac{\hat{i}_z(t)}{C}, \quad \hat{v}_{out}(0) = v_{out,0} \quad (3.25b)$$

Durch Erweiterung des Modells aus Gleichung 3.25 durch einen Störgrößenbeobachter wird der Fehlerstrom rekonstruiert und die Abweichung zur wahren Ausgangsspannung korrigiert. Für das erweiterte Modell gilt

$$\dot{\hat{i}}_z(t) = -l_1 \cdot e_v(t - \tau) \quad (3.26a)$$

$$\dot{\hat{v}}_{out}(t) = \frac{(v_{bat,0} - \hat{v}_{out}(t))v_{bat,0}}{\hat{v}_{out}(t)} \frac{T_{SW}d_1^2}{2LC} - \frac{\hat{v}_{out}(t)}{\hat{R}_{load}C} + \frac{\hat{i}_z(t)}{C} - l_2 \cdot e_v(t - \tau) \quad (3.26b)$$

mit dem Modellfehler $e_v(t - \tau) = \hat{v}_{out}(t - \tau) - v_{out}(t - \tau)$ und den Beobachterkoeffizienten l_1 und l_2 . Zur Korrektur des Modells steht lediglich die totzeitbehaftete Abweichung zwischen Ausgangsspannung und Modellausgang zur Verfügung. Deshalb wird die Stabilität des Beobachters in Abschnitt 3.6.5 gesondert untersucht.

PI-Regler PI-Regler sind der bevorzugte Reglertyp für Systeme niedriger Ordnung. Außerdem sind sie robust gegenüber Modellungenauigkeiten. Auf einen differenzierenden Anteil kann in dem Fall verzichtet werden, da nicht die Dynamik des Reglers das limitierende Element ist, sondern die begrenzte Stellenergie aufgrund der geringen Leistungsdichte der Batterie.

Eine Regelung mit festen Parametern führt wegen der nichtlinearen Strecke nicht in jedem Arbeitspunkt zu einem optimalen Regelergebnis. Deshalb wird eine exakte Linearisierung durchgeführt. Dazu wird eine linearisierende Rückführung eingesetzt, sodass die Wirkung des Reglers auf die Strecke linear ist. Da ein modellbasierter Ansatz gewählt wird, kann die Linearisierung ohne zusätzlichen Rechenaufwand durchgeführt werden.

Zunächst soll die linearisierende Rückführung berechnet werden. Dazu wird ein neuer Eingang $u(t)$ eingeführt, um die Nichtlinearität gegenüber der Stellgröße d_1 zu eliminieren. Es gilt

$$u(t) = d_1^2(t) \quad u \in [0,1]. \quad (3.27)$$

Für die Rücksubstitution gilt aufgrund der Beschränktheit von u

$$d_1(t) = +\sqrt{u(t)}. \quad (3.28)$$

Der resultierende Regelfehler ergibt sich einerseits aus der Abweichung von Modell und Führungsgröße $e_r(t) = \hat{v}_{out}(t) - v_{out,ref}(t)$ und andererseits aus der Abweichung zwischen Modell und Strecke $e_v(t - \tau) = \hat{v}_{out}(t - \tau) - v_{out}(t - \tau)$ zu $e(t) = e_r(t) - e_v(t - \tau)$. Nun wird ein weiterer neuer Eingang $w(t)$ eingeführt. Über den Eingang $w(t)$ wird die Regelabweichung mit einem Regler kompensiert werden. Da lediglich die Modellgrößen ohne Totzeit zur Verfügung stehen, kann ein Eingriff nur über das Modell erfolgen. Um nun über $w(t)$ die Spannung des Streckenmodells $\hat{v}_{out}(t)$ aus Gleichung (3.25b) beeinflussen zu können, muss die Spannungsänderung des Streckenmodells $\dot{\hat{v}}_{out}(t)$ also gerade $w(t)$ entsprechen:

$$\dot{\hat{v}}_{out}(t) \stackrel{!}{=} w(t) \quad (3.29)$$

Daraus folgt

$$w(t) = \frac{(v_{bat,0} - \hat{v}_{out}(t))v_{bat,0}}{\hat{v}_{out}(t)} \frac{T_{SW}u(t)}{2LC} - \frac{\hat{v}_{out}(t)}{\hat{R}_{load}C} + \frac{\hat{i}_z(t)}{C}. \quad (3.30)$$

Umgestellt nach dem Eingang $u(t)$ ergibt sich eine linearisierende Rückführung, für die $u(t)$ der Ausgang darstellt:

$$u(t) = \frac{2LC}{T_{SW}} \frac{\hat{v}_{out}(t)}{(v_{bat,0} - \hat{v}_{out}(t))v_{bat,0}} \left(w(t) + \frac{\hat{v}_{out}(t)}{\hat{R}_{load}C} - \frac{\hat{i}_z(t)}{C} \right) \quad (3.31)$$

Die Wirkung des Eingangs w auf das System ist somit linear. Ein Regler kann über den Eingang w eine lineare Strecke mit integralem Verhalten regeln. Mit dem Reglergesetz des PI-Reglers folgt

$$w(t) = -k_P e(t) - k_I \int_0^t e(\zeta) d\zeta. \quad (3.32)$$

mit der Proportionalverstärkung k_P und der Integralverstärkung k_I . Eine arbeitspunktunabhängige Auslegung des Reglers ist nun möglich.

Wird Gleichung (3.30) in Gleichung (3.26b) eingesetzt, vereinfachen sich die Differentialgleichungen des Beobachters zu

$$\dot{\hat{i}}_z(t) = -l_1 \cdot e_v(t - \tau) \quad (3.33a)$$

$$\dot{\hat{v}}_{out}(t) = w(t) - l_2 \cdot e_v(t - \tau) \quad (3.33b)$$

Es zeigt sich, dass durch die exakte Linearisierung kein rechentechnischer Mehraufwand entsteht, da eine Verlagerung der Berechnungen stattfindet. Rechenschritte, die vorher im Beobachter durchzuführen waren, werden nun im Regler ausgeführt. Insbesondere die Anzahl an rechenintensiven Operationen, wie Divisionen, bleiben identisch. Die exakt linearisierte Regelungsstruktur ist in Abbildung 3.33 dargestellt. Der Regler besteht nun nicht nur aus dem PI-Regler, sondern auch noch aus den linearisierenden Glieder aus Gleichung (3.31) und (3.28). Die Modellgleichung muss nicht mehr über d_1 berechnet werden, da der Ausgang des PI-Reglers gerade \hat{v}_{out} entspricht. Nur die Korrektur über den Störgrößenbeobachter bleibt erhalten.

Auf eine Vorsteuerung kann verzichtet werden, da die Ausgangsspannung stückweise konstant ist und die Unstetigkeitsstellen durch die Steuerung überbrückt werden. Es handelt sich also um ein Festwertregelproblem. Der Integralanteil im Regler wird zur Kompensation von parametrischen Unbestimmtheiten und Fehlern durch die Modellapproximation verwendet.

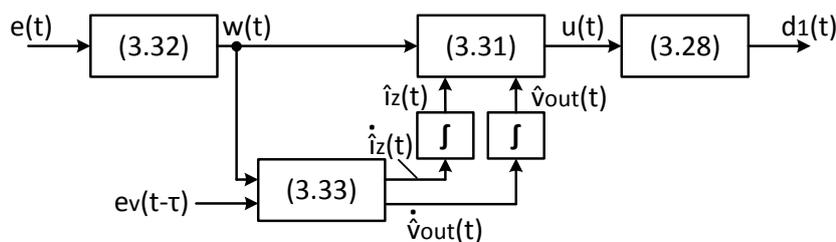


Abbildung 3.33.: Exakte Eingang/Ausgang-Linearisierung: Verlagerung der Berechnung des Modells vom Beobachter in die linearisierende Rückführung. In den Blöcken ist die Gleichungsnummer angegeben.

3.6.5. Neuer Stabilitätsbeweis für den totzeitbehafteten Schaltregler

Betrachtung des gesamten Reglersystems

In den vorherigen Abschnitten wurde der digitale Schaltregler mit der Strecke aus Gleichung (3.20), mit dem Störgrößenbeobachter aus Gleichung (3.33) und mit dem Reglergesetz aus Gleichung (3.31) betrachtet. Aus diesen Teilaspekten ergeben sich sechs Zustandsgrößen:

1. Fehlerstrom der Strecke $i_z(t)$
2. Ausgangsspannung der Strecke $v_{out}(t)$
3. Abweichung der Ausgangsspannung zwischen Modell und Strecke

$$e_v(t) = \hat{v}_{out}(t) - v_{out}(t)$$

4. Abweichung des Fehlerstroms zwischen Modell und Strecke

$$e_i(t) = \hat{i}_z(t) - i_z(t)$$

5. Integral des Regelfehlers $\varepsilon(t) = \int_0^t e(\zeta) d\zeta = \int_0^t (e_r(\zeta) - e_v(\zeta - \tau)) d\zeta$

6. Abweichung zwischen Modellspannung und Referenzspannung

$$e_r(t) = \hat{v}_{out}(t) - v_{out,ref}(t)$$

Die Ausgangsspannung und der Fehlerstrom des Modells sind in den Abweichungen e_v und e_i impliziert und werden somit nicht als zusätzliche Zustandsgrößen aufgeführt. Mit den sechs Zuständen lassen sich folgende Differentialgleichungen formulieren:

$$\dot{i}_z(t) = 0 \quad (3.34a)$$

$$\dot{v}_{out}(t) = \frac{(v_{bat,0} - v_{out}(t))v_{bat,0} T_{SW}}{v_{out}(t) 2LC} u(t) - \frac{v_{out}(t)}{\hat{R}_{load}C} + \frac{i_z(t)}{C} \quad (3.34b)$$

$$\dot{e}_i(t) = -l_1 e_v(t - \tau) \quad (3.34c)$$

$$\dot{e}_v(t) = \left(\frac{1}{v_{out}(t) + e_v(t)} - \frac{1}{v_{out}(t)} \right) \frac{v_{bat,0}^2 T_{SW}}{2LC} u(t) - \frac{e_v(t)}{\hat{R}_{load}C} + \frac{e_i(t)}{C} - l_2 e_v(t - \tau) \quad (3.34d)$$

$$\dot{e}(t) = e_r(t) - e_v(t - \tau) \quad (3.34e)$$

$$\dot{e}_r(t) = -k_P(e_r(t) - e_v(t - \tau)) - k_I \varepsilon(t) \quad (3.34f)$$

Herleitung der Differentialgleichungen (3.34):

Da $i_z(t)$ stückweise konstant ist, folgt $\dot{i}_z(t) = 0$, Gleichung (3.34a). Die Gleichung (3.34b) ergibt sich direkt aus dem erweiterten Streckenmodell (3.20). Die Abweichung des Fehlerstroms zwischen Modell und Strecke $e_i(t)$ ist gerade $\hat{i}_z(t) - i_z(t)$. Daraus folgt

$$\begin{aligned} \dot{e}_i(t) &= \dot{\hat{i}}_z(t) - \dot{i}_z(t) \\ &= \dot{\hat{i}}_z(t) - 0 && \text{da } i_z(t) \text{ stückweise konstant} \\ &= -l_1 e_v(t - \tau) && \text{aus Gl. (3.26).} \end{aligned}$$

Die Gleichung (3.34e) folgt aus der Definition $\dot{e}(t) = e(t)$.

Für $\dot{e}_v(t) = \dot{\hat{v}}_{out} - \dot{v}_{out}$ ergibt sich mit den Gleichungen (3.34b), (3.26) und $\hat{v}_{out} = v_{out} + e_v$ die Gleichung (3.34d).

Für die Modellabweichung von der Referenzspannung gilt $e_r(t) = v_{out,ref}(t) - \hat{v}_{out}(t)$. Daraus folgt

$$\dot{e}_r(t) = \dot{\hat{v}}_{out}(t) - \dot{v}_{out,ref}(t)$$

$$\begin{aligned}
 &= \dot{v}_{out}(t) && \text{da } v_{out,ref}(t) \\
 &= w(t) - l_2 e_v(t - \tau) && \text{stückweise konstant} \\
 &= -k_P e(t) - k_I \int_0^t e(\zeta) d\zeta - l_2 e_v(t - \tau) && \text{aus Gl. (3.33)} \\
 &= -k_P (e_r(t) - e_v(t - \tau)) - k_I \varepsilon(t) - l_2 e_v(t - \tau). && \text{aus Gl. (3.32)}
 \end{aligned}$$

■

Mit den Differentialgleichungen (3.34a-3.34e) lässt sich das totzeitbehaftete Regelungssystem vollständig beschreiben. Jedoch beinhaltet es nichtlineare Differentialgleichungen, die einen Stabilitätsbeweis wesentlich erschweren. Gleichung (3.34d) kann folgendermaßen umgeformt werden:

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_v(t) &= \left(\frac{1}{v_{out}(t) + e_v(t)} - \frac{1}{v_{out}(t)} \right) \frac{v_{bat,0}^2 T_{SW}}{2LC} u(t) - \frac{e_v(t)}{\hat{R}_{load}C} + \frac{e_i(t)}{C} - l_2 e_v(t - \tau) \\
 &= \left(\frac{1}{\hat{v}_{out}(t)} - \frac{1}{v_{out}(t)} \right) \frac{v_{bat,0}^2 T_{SW}}{2LC} u(t) - \frac{1}{\hat{R}_{load}C} e_v(t) + \frac{1}{C} e_i(t) - l_2 e_v(t - \tau) \\
 &= \frac{v_{out}(t) - \hat{v}_{out}(t)}{\hat{v}_{out}(t)v_{out}(t)} \frac{v_{bat,0}^2 T_{SW}}{2LC} u(t) - \frac{1}{\hat{R}_{load}C} e_v(t) + \frac{1}{C} e_i(t) - l_2 e_v(t - \tau) \\
 &= - \underbrace{\left(\frac{v_{bat,0}^2 T_{SW}}{\hat{v}_{out}(t)v_{out}(t)} \frac{1}{2LC} u(t) + \frac{1}{\hat{R}_{load}C} \right)}_{\alpha_1(t)} e_v(t) + \frac{1}{C} e_i(t) - l_2 e_v(t - \tau).
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

Folglich ist die Differentialgleichung linear bezüglich den Zuständen $e_v(t)$ und $e_i(t)$. Wird $\alpha_1(t)$ als zeitvarianter Parameter betrachtet, kann das Fehlersystem vollständig ohne die Zustandsgrößen $v_{out}(t)$ und $i_z(t)$ beschrieben werden. Das entspricht einer Transformation eines nichtlinearen, zeitinvarianten Systems mit sechs Zustandsgrößen in ein lineares, zeitvariantes System mit vier Zustandsgrößen. Das lineare System wird durch folgende Zustandsraumdarstellung beschrieben:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i(t) \\ \dot{e}_v(t) \\ \dot{\varepsilon}(t) \\ \dot{e}_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\alpha_1(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -k_I & -k_P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i(t) \\ e_v(t) \\ \varepsilon(t) \\ e_r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -l_1 & 0 & 0 \\ 0 & -l_2 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & k_P - l_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i(t - \tau) \\ e_v(t - \tau) \\ \varepsilon(t - \tau) \\ e_r(t - \tau) \end{bmatrix}. \tag{3.36}$$

Im zeitvarianten Parameter sind sowohl die Kopplung zwischen Regler und Beobachter als auch die Nichtlinearitäten enthalten. Die Anwendung von Verfahren zur robusten Stabilität, welche die Varianz von Parametern mitberücksichtigen, ist nun möglich.

Strebt der Beobachterfehler gegen Null und ist der PI-Regler stabil ausgelegt, geht der gesamte Regelfehler gegen Null. Die Stabilität des Beobachters ist also Voraussetzung für ein stabiles Gesamtsystem. Deshalb wird der Beobachter zunächst separat betrachtet.

Stabilitätsgebiet für die LTI-Approximation des Beobachters

Nachdem die nichtlineare Kopplung zwischen Regler und Beobachter durch Verwendung einer zeitvarianten, linearen Beschreibung beseitigt wurde, wird zur Ermittlung des Stabilitätsgebiets der Beobachterparameter l_1 und l_2 zunächst eine zeitinvariante Approximation gewählt. Im Arbeitspunkt $v_{out} = \hat{v}_{out} = v_{out,0}$ und $u = u_0$ schreibt sich die Beobachtergleichung als

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i(t) \\ \dot{e}_v(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\left(\frac{v_{bat,0}^2 T_{SW}}{v_{out,0}^2 2LC} u_0 + \frac{1}{\hat{R}_{load} C}\right) \end{bmatrix}}_{A_0} \begin{bmatrix} e_i(t) \\ e_v(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -l_1 \\ 0 & -l_2 \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} e_i(t - \tau) \\ e_v(t - \tau) \end{bmatrix}. \quad (3.37)$$

Die Stabilität der retardierten Differenzialgleichung kann über die Nullstellen der charakteristischen Gleichung

$$p(s, e^{-s\tau}) = \det(sI - A_0 - A_1 e^{-s\tau}) = 0 \quad (3.38)$$

untersucht werden. Das betreffende System ist genau dann stabil, wenn das sogenannte Quasipolynom $p(s, e^{-s\tau})$ keine Nullstellen auf der rechten abgeschlossenen komplexen Halbebene \bar{C}_+ hat [GCC03]. Mit den Abkürzungen

$$a_0 = 0, \quad (3.39a)$$

$$a_1 = \frac{v_{bat,0}^2 T_{SW}}{v_{out,0}^2 2LC} u_0 + \frac{1}{\hat{R}_{load} C}, \quad (3.39b)$$

$$b_0 = \frac{l_1}{C}, \quad (3.39c)$$

$$b_1 = l_2, \quad (3.39d)$$

$$b_2 = 0, \quad (3.39e)$$

lautet das Quasipolynom in Standardform

$$p(s, e^{-s\tau}) = s^2 + a_1 s + a_0 + (b_1 s + b_0) e^{-s\tau}. \quad (3.40)$$

Untersuchung des Grenzfalls Das hier vorliegende Quasipolynom ist wegen $b_2 = 0$ und $a_1 + b_1 \neq 0$ ein Spezialfall, der in [CG82] behandelt wird. [CG82] zeigt in einer Diskussion über die Ableitung der Nullstellen hinsichtlich der Totzeit, dass im Fall $a_0^2 < b_0^2$ nur ein einmaliges Kreuzen der imaginären Achse von links nach rechts bei einer Erhöhung der Totzeit möglich ist. Aus dem Grund braucht nur ein einziges konjugiertes Nullstellenpaar auf der imaginären Achse $s = \pm j\omega$, dem eine kritische Totzeit zugeordnet ist, untersucht werden. Daraus resultiert weiterhin, dass für $\tau = 0$ das Quasipolynom ein Hurwitz-Polynom sein muss. Denn ist es kein Hurwitz-Polynom, liegen Nullstellen auf der rechten Seite, die nie wieder auf die linke Seite kommen können. Daraus folgt unmittelbar, dass $b_0 > 0$ und $a_1 + b_1 > 0$ (klassische Hurwitz-Bedingung), damit $l_1 > 0$ und $l_2 > -\left(\frac{v_{bat,0}^2}{v_{out,0}^2} \frac{T_{SW}}{2LC} u_0 + \frac{1}{R_{load}C}\right)$ zwingend ist.

Der Spezialfall ermöglicht es, die Stabilitätsgrenze durch Variation von ω zu ermitteln. An der Stabilitätsgrenze gilt $s = j\omega$. Eingesetzt in p ergibt

$$p(j\omega, e^{-j\omega\tau}) = -\omega^2 + j\omega a_1 + (j\omega b_1 + b_0)e^{-j\omega\tau} = 0. \quad (3.41)$$

Mit $e^{j\omega} = \cos(\omega\tau) - j\sin(\omega\tau)$ folgt

$$\begin{aligned} p(j\omega) &= -\omega^2 + j\omega(a_1 + b_1(\cos(\omega\tau) - j\sin(\omega\tau))) + b_0(\cos(\omega\tau) - j\sin(\omega\tau)) \\ &= 0. \end{aligned} \quad (3.42)$$

Es muss $\text{Re } p(j\omega) = 0$ und $\text{Im } p(j\omega) = 0$ gelten. Ein Einsetzen von l_1 und l_2 und ein Separieren von Real- und Imaginärteil führt zu folgendem Gleichungssystem:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{C}\cos(\omega\tau) & \omega\sin(\omega\tau) \\ -\frac{1}{C}\sin(\omega\tau) & \omega\cos(\omega\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega^2 \\ -a_1\omega \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Durch Variation von ω kann das Stabilitätsgebiet in Abhängigkeit der Beobachterkoeffizienten l_1 und l_2 bestimmt werden. Abbildung 3.34 zeigt das Stabilitätsgebiet für verschiedene Ausgangsspannungen $v_{out,0}$ und Lastwiderstände R_{load} . Für den Fall $R_{load} \rightarrow \infty$ geht $u_0 \rightarrow 0$. Unabhängig davon, welchen Wert die Ausgangsspannung hat, ergibt sich damit das kleinste stabile Gebiet, welches in Abbildung 3.34 mit grün gekennzeichnet ist.

Totzeitreserve Mit einem anderen Verfahren aus [GCCo3] – dem sogenannten 2-D Stabilitätstest – kann nicht nur das Stabilitätsgebiet bestimmt werden, sondern zusätzlich die maximal zulässige Totzeit abhängig von l_1 und l_2 bestimmt werden. Daraus lässt sich die Reserve zur Totzeit ableiten, die im Stabilitätsgebiet zur Verfügung steht und liefert damit einen Hinweis auf die Robustheit des Beobachters. Zunächst wird

$$z = e^{-s\tau} \quad (3.44)$$

substituiert. Das charakteristische Polynom lautet damit

$$p(s, z) = s^2 + a_1s + (b_1s + b_0)z. \quad (3.45)$$

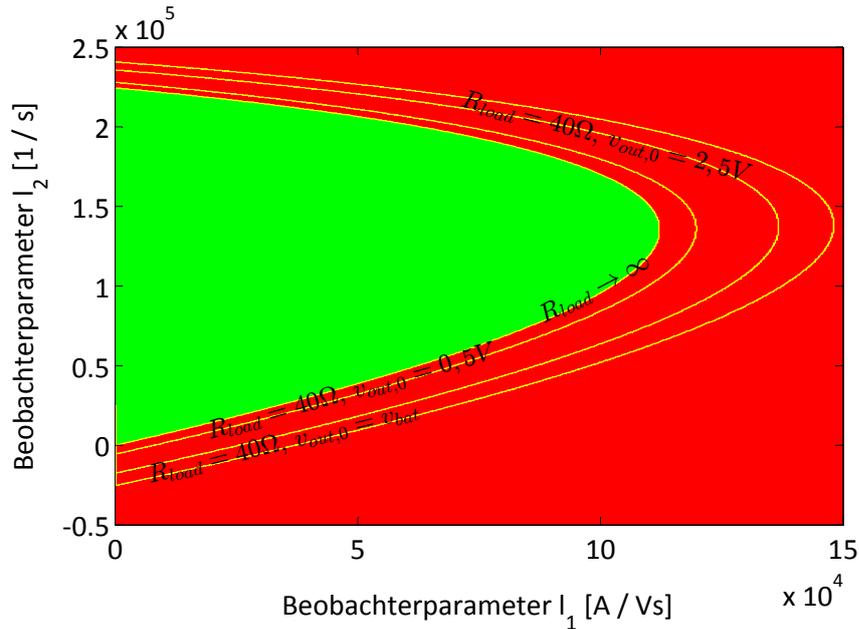


Abbildung 3.34.: Stabilitätsgebiet des Beobachters in Abhängigkeit der Ausgangsspannung v_{out} und dem Lastwiderstand R_{load} .

Mit

$$\tilde{p}(s,z) = z^q p(-s, z^{-1}) = z(s^2 - a_1 s) - b_1 s + b_0 = 0 \quad (3.46)$$

wird das konjugierte Polynom $\tilde{p}(s,z)$ zu $p(s,z)$ mit der Anzahl an Verzögerungen $q = 1$ gebildet [GCCo3]. Ein Umstellen der Gleichung 3.46 nach z

$$z = \frac{b_1 s - b_0}{s^2 - a_1 s} \quad (3.47)$$

und ein Einsetzen in Gleichung 3.45 ergibt

$$s^4 - (a_1 + b_1^2)s^2 - b_0^2 = 0. \quad (3.48)$$

Daraus werden die Eigenwerte bestimmt:

$$s_{1,2}^2 = \frac{a_1^2 - b_1^2}{2} \pm \sqrt{\frac{(a_1^2 - b_1^2)^2}{4} + b_0^2} \quad (3.49)$$

Gültige Eigenwerte hinsichtlich einer Aussage über die zulässige Totzeit sind rein imaginär, da die Eigenwerte genau die Grenze der maximalen Totzeit beschreiben. Die Eigenwerte sind dann rein imaginär, wenn $s_{1,2}^2$ negativ ist. Hierzu muss folgende Fallunterscheidung betrachtet werden:

3. Konzepte zur Optimierung des Energiebedarfs

1. Fall $b_1 > a_1$: $s_1^2 > 0$
 $s_2^2 < 0$
2. Fall $b_1 < a_1$: $s_1^2 > 0$
 $s_2^2 < 0$

Aus der Fallunterscheidung geht hervor, dass es ausreicht, s_2 zu untersuchen. Der Eigenwert s_2 wird in Gleichung (3.47) eingesetzt und damit die kritische Totzeit über die Rücksubstitution von z bestimmt. Abbildung 3.35 zeigt die Beobachterparameter in Abhängigkeit der maximal zulässigen Totzeit. Die Bereiche von $1 \mu\text{s}$ bis $20 \mu\text{s}$ von τ_{krit} sind farblich markiert. Es zeigt sich, dass kleine Parameter für l_1 und l_2 eine große Reserve gegenüber der Totzeit besitzen.

Totzeitabhängige, robuste Stabilität des totzeitbehafteten Beobachters

Bei den bisher angewandten Methoden handelt es sich um die Lösung des zeitinvarianten Problems, welche die notwendige Bedingung für einen stabilen Regler beschreiben. Obwohl der ungünstigste Fall betrachtet wird, muss die Stabilität für eine über der Zeit veränderliche Systemmatrix mit den gewählten Beobachterparameter gesondert überprüft werden, um hinreichende Stabilität nachweisen zu können.

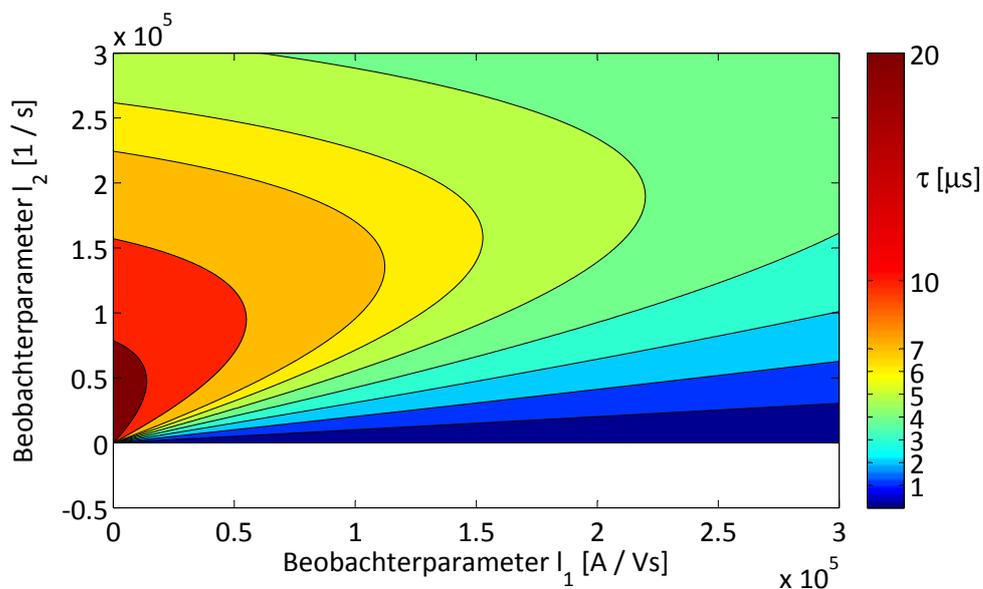


Abbildung 3.35: Stabilitätsgebiet des Beobachters in Abhängigkeit der maximal zulässigen Totzeit. Über die Farbskala werden die Gebiete der zulässigen Totzeit zugeordnet.

System (3.37) fällt in die Klasse der Systeme

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_0(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{A}_1(t)\mathbf{x}(t - \tau) & \forall t \geq 0 \\ \mathbf{x}(t) = \phi(t) & \forall t \in [-\tau, 0], \end{cases} \quad (3.50)$$

wobei $\mathbf{A}_0(t), \mathbf{A}_1(t) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ zeitvariante Matrizen sind. $\phi(t)$ bezeichnet die Anfangswertfunktion, die als stetig und beschränkt angenommen werden, so dass deren Maximumnorm

$$\|\phi\|_c = \max_{-\tau \leq t \leq 0} \|\phi(t)\| < \infty \quad \forall \phi \in C^0([-\tau, 0], \mathbb{R}^n) \quad (3.51)$$

immer endlich ist. \mathbf{x}_t beschreibt den Systemzustand

$$\mathbf{x}_t(\cdot) : \begin{cases} [-\tau, 0] & \rightarrow \mathbb{R}^n \\ \theta & \mapsto \mathbf{x}_t(\theta) = \mathbf{x}(t + \theta). \end{cases} \quad (3.52)$$

Für zeitvariante, retardierte Systeme aus der Klasse (3.50) wird ein Lyapunov-Zugang zur Stabilitätsuntersuchung benötigt, da die Zeitvarianz Frequenz- und Eigenwertkriterien nicht zulässt. Dazu wurde im Rahmen der vorliegenden Dissertationsschrift folgende Sätze aufgestellt.

Satz 1: Angenommen für das System (3.50) sind die Anfangswertfunktionen beschränkt, stetig und stückweise stetig differenzierbar. Existiert dann ein stetig differenzierbares Funktional $V : \mathbb{R} \times C^0 \rightarrow \mathbb{R}$, sodass

$$k_1 \|\phi(0)\|^2 \leq V(t, \phi(t)) \leq k_2 \|\phi\|_c^2, \quad \forall t \geq 0, \forall \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n, \quad (3.53a)$$

$$\dot{V}(t, \phi) \leq -k_3 \|\phi(0)\|^2 \quad (3.53b)$$

gilt, dann ist die Lösung $\mathbf{x}(t) \equiv 0$ mit den positiven Konstanten k_1, k_2, k_3 global gleichmäßig exponentiell stabil.

Beweis: In [GCC03] findet sich für das Problem zeitvarianter, retardierender Systeme ein Theorem, das auf den sogenannten Lypunov-Krasovskii-Funktionalen beruht und mit dem auf globale asymptotische Stabilität der Ruhelage geschlossen werden kann.

Das Theorem aus [GCC03] besagt:

Erfüllt das System (3.50) für ein stetig differenzierbares Funktional $V(t, \mathbf{x})$ die Bedingungen

$$u_1(\|\phi(0)\|) \leq V(t, \mathbf{x}) \leq u_2(\|\phi\|_c), \quad \forall t \geq 0, \forall \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n, \quad (3.54a)$$

$$\dot{V}(t, \phi) \leq -u_3(\|\phi(0)\|). \quad (3.54b)$$

für $u_1(s), u_2(s)$ positiv definit, $u_3(s) > 0$ für $s > 0$, $u_1(0) = u_2(0) = 0$ und $\lim_{s \rightarrow \infty} u_1(s) = \infty$ für $s > 0$, dann ist die triviale Lösung global gleichmäßig asymptotisch stabil.

Aus Sicht der Anwendung ist aber asymptotische Stabilität eine zu schwache Forderung, da mit ihr eine zu langsame Konvergenz verbunden sein kann und da asymptotische Stabilität nicht robust gegenüber Störungen ist. Für die schärfere Forderung nach exponentieller Stabilität findet sich in [Kha02] ein weiterer Satz, der sich allerdings auf gewöhnliche Differentialgleichungen bezieht.

Angenommen $\mathbf{x} = 0_n$ ist ein Ruhezustand von $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, t)$ und $V : [0, \infty) \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ eine stetig differenzierbare Funktion, sodass gilt:

$$k_1 \|\mathbf{x}\|^p \leq V(t, \mathbf{x}) \leq k_2 \|\mathbf{x}\|^p, \quad \forall t \geq 0, \forall \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n, \quad (3.55a)$$

$$\frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}} f(t, \mathbf{x}) \leq -k_3 \|\mathbf{x}\|^p \quad (3.55b)$$

wobei k_1, k_2, k_3, p positive Konstanten sind. Dann ist $\mathbf{x}(t) \equiv 0_n$ global gleichmäßig exponentiell stabil. Die Kombination aus den beiden Sätzen ergibt den für die weiterführende Untersuchung heranzuziehenden Satz 1. ■

Satz 1 liefert das Rüstzeug für die Erstellung eines spezialisierten Satzes, mit dessen Hilfe exponentielle Stabilität des Systems (3.50) bewiesen werden kann. Zum Beweis des Satzes, werden einige Vorüberlegungen benötigt, die teils in Hilfssätzen zusammengefasst sind. Zunächst wird in einem ersten Schritt als Kandidat $V(t, \phi)$ das zeitinvariante Funktional (abgeleitet aus [GP06])

$$V(\phi) = \phi^T(0) \mathbf{P} \phi(0) + \int_{-\tau}^0 \phi^T(\theta) \mathbf{Q} \phi(\theta) d\theta + \int_{-\tau}^0 \int_s^0 \dot{\phi}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\phi}(\theta) d\theta ds \quad (3.56)$$

mit den positiv definiten Matrizen $\mathbf{P}, \mathbf{Q}, \mathbf{R}$ gewählt, wobei der nachstehende Hilfssatz die Gültigkeit der Bedingung (3.53a) rechtfertigt.

Hilfssatz 1: Unter den Voraussetzungen, dass die Anfangswertfunktionen ϕ stetig, beschränkt und stückweise stetig differenzierbar sind, erfüllt das Funktional (3.56) die Ungleichung in (3.53a).

Beweis: Da die Terme zwei und drei von $V(\phi)$ in Gleichung (3.56) nicht negativ sind, gilt

$$\underbrace{\lambda_{\min}(\mathbf{P})}_{=k_1} \|\phi(0)\|^2 \leq \phi^T(0) \mathbf{P} \phi(0) \leq V(\phi), \quad (3.57)$$

wobei die Rayleigh-Ritz-Ungleichung [HJ10] ausgenutzt wurde.

Bei der Abschätzung des Funktionals $V(t, \phi)$ nach oben, muss jeder Term von Gleichung (3.56) gesondert betrachtet werden. Wird die Rayleigh-Ritz-Ungleichung erneut angewandt, folgt

$$\phi^T(0) \mathbf{P} \phi(0) \leq \lambda_{\max}(\mathbf{P}) \|\phi(0)\|^2 \leq \underbrace{\lambda_{\max}(\mathbf{P}) c_1^2}_{=k_{2,1}} \|\phi\|_c^2. \quad (3.58)$$

Da ϕ beschränkt ist, ist auch $\phi(0)$ beschränkt und damit lässt sich immer ein c_1^2 finden, sodass $\|\phi(0)\|^2 \leq c_1^2 \|\phi\|_c^2$ gilt. Für den zweiten Term gilt ähnlich zur Ungleichung (3.58):

$$\int_{-\tau}^0 \phi^T(\theta) \mathbf{Q} \phi(\theta) d\theta \leq \lambda_{\max}(\mathbf{Q}) \int_{-\tau}^0 \|\phi(\theta)\|^2 d\theta \quad (3.59)$$

$$\leq \lambda_{\max}(\mathbf{Q}) \int_{-\tau}^0 \|\phi\|_c^2 d\theta = \underbrace{\lambda_{\max}(\mathbf{Q})\tau}_{=k_{2,2}} \|\phi\|_c^2 \quad (3.60)$$

Der letzte Term kann mit Hilfe des Mittelwertsatzes der Integralrechnung folgendermaßen vereinfacht werden:

$$\int_{-\tau}^0 \int_s^0 \dot{\phi}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\phi}(\theta) d\theta ds = \int_{-\tau}^0 -s \dot{\phi}^T(\xi) \mathbf{R} \dot{\phi}(\xi) ds = \frac{\tau^2}{2} \dot{\phi}^T(\xi) \mathbf{R} \dot{\phi}(\xi) \quad s \leq \xi \leq 0. \quad (3.61)$$

Da laut Voraussetzung ϕ stückweise stetig differenzierbar ist, sind die Ableitungen $\dot{\phi}(\xi)$ beschränkt. Damit gilt $\|\dot{\phi}(\xi)\|_c \leq \gamma \|\phi\|_c$. Kombiniert mit der Rayleigh-Ritz-Ungleichung folgt

$$\frac{\tau^2}{2} \dot{\phi}^T(\xi) \mathbf{R} \dot{\phi}(\xi) \leq k_{2,3} \|\phi\|_c^2 \quad (3.62)$$

für ein $k_{2,3} > 0$.

Da für jeden Term des Funktionals eine Abschätzung nach oben gefunden wurde, gilt

$$V(t, \phi) \leq (k_{2,1} + k_{2,2} + k_{2,3}) \|\phi\|_c^2 = k_2 \|\phi\|_c^2. \quad (3.63)$$

In der Abschätzung wurde von der Beschränktheit von ϕ und über die Norm auch von der Stetigkeit von ϕ Gebrauch gemacht. Gemeinsam mit der stückweise stetigen Differenzierbarkeit, sichern diese beiden Bedingungen auch die Stetigkeit und Beschränktheit von V , die im Satz 1 gefordert wird. ■

Zur Überprüfung der Bedingung (3.53b) wird die Ableitung $\dot{V}(\phi)$ benötigt, welche der folgende Hilfssatz bereitstellt.

Hilfssatz 2

$$\begin{aligned} \dot{V}(\phi) = & 2\phi^T(0) \mathbf{P} \dot{\phi}(0) + \phi^T(0) \mathbf{Q} \phi(0) - \phi^T(-\tau) \mathbf{Q} \phi(-\tau) + \tau \dot{\phi}^T(0) \mathbf{R} \dot{\phi}(0) \\ & - \int_{-\tau}^0 \dot{\phi}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\phi}(\theta) d\theta \end{aligned} \quad (3.64)$$

Beweis: $\dot{V}(\phi)$ ist gleichbedeutend mit

$$\dot{V}(\phi) = \dot{V}(\mathbf{x}_t)|_{t=0} \quad (3.65)$$

für

$$V(\mathbf{x}_t) = \mathbf{x}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{x}(t) + \int_{t-\tau}^t \mathbf{x}^T(\theta)\mathbf{Q}\mathbf{x}(\theta) d\theta + \int_{t-\tau}^t \int_s^t \dot{\mathbf{x}}^T(\theta)\mathbf{R}\dot{\mathbf{x}}(\theta) d\theta ds. \quad (3.66)$$

Die Ableitung des ersten Terms $V_1(\mathbf{x}_t) = \mathbf{x}^T\mathbf{P}\mathbf{x}$ führt zu

$$\dot{V}_1(\mathbf{x}_t) = 2\mathbf{x}^T(t)\mathbf{P}\dot{\mathbf{x}}(t). \quad (3.67)$$

Für die Ableitung der Integralterme wird die Leibniz-Regel für Parameterintegrale [Scho5] benötigt:

$$\frac{d}{dt} \int_{\psi(t)}^{\varphi(t)} f(u,t) du = f(\varphi(t),t) \frac{d\varphi(t)}{dt} - f(\psi(t),t) \frac{d\psi(t)}{dt} + \int_{\psi(t)}^{\varphi(t)} \frac{\partial}{\partial t} f(u,t) du \quad (3.68)$$

Entsprechend der Leibniz-Regel ist für den zweiten Term

$$f(\theta,t) = \mathbf{x}^T(\theta)\mathbf{Q}\mathbf{x}(\theta), \quad \varphi(t) = t, \quad \psi(t) = t - \tau \quad (3.69)$$

zu wählen, so dass

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(\mathbf{x}_t) &= \frac{d}{dt} \int_{t-\tau}^t \mathbf{x}^T(\theta)\mathbf{Q}\mathbf{x}(\theta) d\theta \\ &= \mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t) \cdot 1 - \mathbf{x}^T(t-\tau)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t-\tau) \cdot 1 + \int_{t-\tau}^t \underbrace{\frac{\partial}{\partial t} (\mathbf{x}^T(\theta)\mathbf{Q}\mathbf{x}(\theta))}_{=0} d\theta \\ &= \mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^T(t-\tau)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t-\tau) \end{aligned} \quad (3.70)$$

gilt.

Das Ableiten des Doppelintegrals $V_3(\mathbf{x}_t)$ ist folgendermaßen möglich:
Zunächst ist

$$f(s,t) = \int_s^t \dot{\mathbf{x}}^T(\theta)\mathbf{R}\dot{\mathbf{x}}(\theta) d\theta, \quad \varphi(t) = t, \quad \psi(t) = t - \tau \quad (3.71)$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_3(\mathbf{x}_t) &= \frac{d}{dt} \int_{t-\tau}^t \int_s^t \dot{\mathbf{x}}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(\theta) d\theta ds \\
 &= \underbrace{\int_t^t \dot{\mathbf{x}}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(\theta) d\theta \cdot 1 - \int_{t-\tau}^t \dot{\mathbf{x}}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(\theta) d\theta \cdot 1}_{=0} \\
 &\quad + \int_{t-\tau}^t \left(\frac{\partial}{\partial t} \int_s^t \dot{\mathbf{x}}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(\theta) d\theta \right) ds \tag{3.72}
 \end{aligned}$$

Anschließend wird der letzte Term von Gleichung (3.72) nochmals nach der Leibniz-Regel aufgelöst:

$$f(\theta, t) = \dot{\mathbf{x}}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(\theta), \quad \varphi(t) = t, \quad \psi(t) = s \tag{3.73}$$

$$\begin{aligned}
 \int_{t-\tau}^t \left(\frac{\partial}{\partial t} \int_s^t \dot{\mathbf{x}}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(\theta) d\theta \right) ds &= \int_{t-\tau}^t \left(\dot{\mathbf{x}}^T(t) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(t) \cdot 1 - \dot{\mathbf{x}}^T(s) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(s) \cdot 0 \right. \\
 &\quad \left. + \int_s^t \frac{\partial}{\partial t} \underbrace{\left(\dot{\mathbf{x}}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(\theta) \right)}_{=0} d\theta \right) ds \\
 &= \tau \dot{\mathbf{x}}^T(t) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(t) \tag{3.74}
 \end{aligned}$$

Mit den Gleichungen (3.67), (3.70), (3.72) und (3.74) ergibt sich

$$\begin{aligned}
 \dot{V}(\mathbf{x}_t) &= 2\mathbf{x}^T(t) \mathbf{P} \dot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{x}^T(t) \mathbf{Q} \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^T(t-\tau) \mathbf{Q} \mathbf{x}(t-\tau) + \tau \dot{\mathbf{x}}^T(t) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(t) \\
 &\quad - \int_{t-\tau}^t \dot{\mathbf{x}}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(\theta) d\theta \tag{3.75}
 \end{aligned}$$

und für $t = 0$ entsprechend Gleichung (3.65) folgt die Beweisaussage. ■

Die Linearität von System (3.50) sowie die Struktur der Formel (3.64) aus dem Hilfssatz 2 legen nahe, die Bedingung (3.53b) in Form einer linearen Matrix-Ungleichung zu formulieren, über die eine Bestimmung der bisher noch freien Matrizen \mathbf{P} , \mathbf{Q} , \mathbf{R} ermöglicht wird. Einzig störend dabei ist der letzte Term in Gleichung (3.64).

Eine Abschätzung modifiziert $\dot{V}(\phi)$ zu $\dot{\bar{V}}(\phi)$ mit $\dot{V}(\phi) \leq \dot{\bar{V}}(\phi)$. Erfüllt $\dot{\bar{V}}(\phi)$ die Bedingung (3.53b), erfüllt sie $\dot{V}(\phi)$ ebenfalls. Die Abschätzung des Integralterms in Gleichung (3.64) liefert der folgende Hilfssatz.

Hilfssatz 3:

$$-\int_{\tau}^0 \dot{\phi}(\theta) \mathbf{R} \dot{\phi}(\theta) \, d\theta \leq -\frac{1}{\tau} - (\phi^T(0) - \phi^T(-\tau)) \mathbf{R} (\phi(0) - \phi(-\tau)) \quad (3.76)$$

Beweis: Eine Variante der Jensenschen-Ungleichung für eine im Bild von $y : [\omega, \beta] \rightarrow \mathbb{R}$ konvexe Funktion f lautet [Kuc09]

$$f\left(\frac{1}{\omega - \beta} \int_{\omega}^{\beta} y(\theta) \, d\theta\right) \leq \frac{1}{\omega - \beta} \int_{\omega}^{\beta} f(y(\theta)) \, d\theta. \quad (3.77)$$

Mit

$$y(\theta) = \dot{\phi}(\theta), \quad f(y) = y^T \mathbf{R} y, \quad \beta = 0, \quad \omega = -\tau \quad (3.78)$$

folgt

$$\left(\frac{1}{\tau} \int_{-\tau}^0 \dot{\phi}^T(\theta) \, d\theta\right) \mathbf{R} \left(\frac{1}{\tau} \int_{-\tau}^0 \dot{\phi}(\theta) \, d\theta\right) \leq \frac{1}{\tau} \int_{-\tau}^0 \dot{\phi}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\phi}(\theta) \, d\theta. \quad (3.79)$$

Eine Multiplikation mit $-\tau$ ergibt

$$\begin{aligned} -\int_{\tau}^0 \dot{\phi}^T(\theta) \mathbf{R} \dot{\phi}(\theta) \, d\theta &\leq -\int_{-\tau}^0 \dot{\phi}^T(\theta) \, d\theta \frac{1}{\tau} \mathbf{R} \int_{-\tau}^0 \dot{\phi}(\theta) \, d\theta \\ &= -(\phi^T(0) - \phi^T(-\tau)) \frac{1}{\tau} \mathbf{R} (\phi(0) - \phi(-\tau)), \end{aligned} \quad (3.80)$$

womit der Term Ungleichung (3.76) entspricht. ■

Basierend auf

$$\begin{aligned} \dot{V}(\phi) &= 2\phi^T(0) \mathbf{P} \dot{\phi}(0) + \phi^T(0) \mathbf{Q} \phi(0) - \phi^T(-\tau) \mathbf{Q} \phi(-\tau) \\ &\quad + \tau \dot{\phi}^T(0) \mathbf{R} \dot{\phi}(0) - (\phi^T(0) - \phi^T(-\tau)) \mathbf{R} (\phi(0) - \phi(-\tau)) \end{aligned} \quad (3.81)$$

formuliert der folgende Satz die Bedingung (3.53b) in Form einer linearen Matrix-Ungleichung (engl. Linear Matrix Inequality, LMI).

Satz 2: Existiert für das Problem ein $k_3 > 0$

$$\mathbf{P} \succ 0, \quad \mathbf{Q} \succ 0, \quad \mathbf{R} \succ 0 \quad (3.82a)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_0^T(t) \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_0(t) + \mathbf{Q} & \mathbf{P} \mathbf{A}_1(t) \\ \mathbf{A}_1^T(t) \mathbf{P} & -\mathbf{Q} \end{bmatrix} + \tau \begin{bmatrix} \mathbf{A}_0^T(t) \mathbf{R} \mathbf{A}_0(t) & \mathbf{A}_0^T(t) \mathbf{R} \mathbf{A}_1(t) \\ \mathbf{A}_1^T(t) \mathbf{R} \mathbf{A}_0(t) & \mathbf{A}_1^T(t) \mathbf{R} \mathbf{A}_1(t) \end{bmatrix} \\ - \frac{1}{\tau} \begin{bmatrix} \mathbf{R} & -\mathbf{R} \\ -\mathbf{R} & \mathbf{R} \end{bmatrix} \prec -k_3 \mathbf{I} \quad \forall t \geq 0, \end{aligned} \quad (3.82b)$$

dann ist das System (3.50) global gleichmäßig exponentiell stabil.

Beweis: Die Bedingungen in (3.82a) sichern die Erfüllbarkeit der Bedingung (3.53a) des Lyapunov-Krasovskii-Funktional-Kandidaten (3.81). Wird nun das System (3.50) mit $x(t) = \phi(0)$ und $x(t - \tau) = \phi(-\tau)$ in die ersten drei Terme von $\dot{\bar{V}}(\phi)$ eingesetzt, ergibt sich der erste Term von (3.82b) zusammengefasst in der Matrixschreibweise

$$\begin{bmatrix} \phi(0) \\ \phi(-\tau) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_0^T(t)P + PA_0(t) + Q & PA_1(t) \\ A_1^T(t)P & -Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi(0) \\ \phi(-\tau) \end{bmatrix}. \quad (3.83)$$

Mit dem vierten und fünften Term wird gleichermaßen verfahren. Daraus folgt

$$\begin{aligned} \dot{\bar{V}}(\phi) = & \begin{bmatrix} \phi(0) \\ \phi(-\tau) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_0^T(t)P + PA_0(t) + Q & PA_1(t) \\ A_1^T(t)P & -Q \end{bmatrix} \\ & + \tau \begin{bmatrix} A_0^T(t)RA_0(t) & A_0^T(t)RA_1(t) \\ A_1^T(t)RA_0(t) & A_1^T(t)RA_1(t) \end{bmatrix} - \frac{1}{\tau} \begin{bmatrix} R & -R \\ -R & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi(0) \\ \phi(-\tau) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.84)$$

$\dot{\bar{V}}(\phi)$ ist nun für alle Nicht-Nullvektoren $\begin{bmatrix} \phi(0) \\ \phi(-\tau) \end{bmatrix}$ genau dann negativ, wenn Bedingung (3.82b) erfüllt ist. Das impliziert

$$\begin{aligned} \dot{V}(\phi) \leq \dot{\bar{V}}(\phi) & \leq -k_3 \left\| \begin{bmatrix} \phi(0) \\ \phi(-\tau) \end{bmatrix} \right\|^2 \\ & = -k_3 \|\phi(0)\|^2 - k_3 \|\phi(-\tau)\|^2 \leq -k_3 \|\phi(0)\|^2, \quad \forall \phi \end{aligned} \quad (3.85)$$

und sichert die Bedingung (3.53b) in Satz 1. ■

Im Satz 2 ist der Nachweis für alle t zu erbringen. Das bedeutet, dass die Matrizen P , Q , R bestimmt werden müssen, die für eine ganze Familie von Systemen simultan gelten. Im Speziellen ist dabei $A_0(t) \in Co\{\underline{A}_0, \bar{A}_0\}$ mit $\underline{A}_0 = \min_t A_0(t)$ und $\bar{A}_0 = \max_t A_0(t)$ zu betrachten. A_1 ist durchweg konstant. Die konvexe Hülle $Co\{\underline{A}_0, \bar{A}_0\}$ reduziert sich im Anwendungsfall auf ein Intervall, da nur ein Parameter in $A_0(t)$ von der Zeit abhängt. Die im nachfolgenden Satz angeführte Aussage zeigt, dass für die Bestimmung der Matrizen das Heranziehen der Intervallgrenzen von A_0 ausreichend ist. Sie folgt unmittelbar aus einer allgemeineren Formulierung in [BLEGB94]. Polytopische lineare Differentialeinschlüsse (engl.: Linear Differential Inclusion, LDI) der Form $\dot{x} = A(t)x$ mit der konvexen Hülle $A(t) \in Co\{A_1, \dots, A_L\}$ sind für alle $A(t)$ stabil, wenn das System mit A_i für $i = 1, \dots, L$ stabil ist. Der Beweis wird in [VBoo] Gleichung (19) bis (26) angegeben.

Satz 3: Wenn das Problem „Minimiere γ “ unter den Nebenbedingungen

$$P \succ 0, \quad Q \succ 0, \quad R \succ 0 \tag{3.86a}$$

$$\begin{bmatrix} \underline{A}_0^T P + P \underline{A}_0 + Q & P \underline{A}_1 \\ A_1^T P & -Q \end{bmatrix} + \tau \begin{bmatrix} \underline{A}_0^T R \underline{A}_0 & \underline{A}_0^T R \underline{A}_1 \\ A_1^T R \underline{A}_0 & A_1^T R \underline{A}_1 \end{bmatrix} - \frac{1}{\tau} \begin{bmatrix} R & -R \\ -R & R \end{bmatrix} \prec \gamma I, \tag{3.86b}$$

$$\begin{bmatrix} \overline{A}_0^T P + P \overline{A}_0 + Q & P \overline{A}_1 \\ A_1^T P & -Q \end{bmatrix} + \tau \begin{bmatrix} \overline{A}_0^T R \overline{A}_0 & \overline{A}_0^T R \overline{A}_1 \\ A_1^T R \overline{A}_0 & A_1^T R \overline{A}_1 \end{bmatrix} - \frac{1}{\tau} \begin{bmatrix} R & -R \\ -R & R \end{bmatrix} \prec \gamma I, \tag{3.86c}$$

ein Minimum $\gamma_{min} < 0$ hat, dann ist das System global gleichmäßig exponentiell stabil.

In Abschnitt 4.3 erfolgt im Rahmen der Umsetzung der vorgestellten Konzepte die Auslegung des Schaltwandlers, die Parameterbestimmung des Reglers und die Validierung der Stabilität nach den hier vorgestellten Verfahren.

3.6.6. Neue Architektur einer digitalen Pulsweitenmodulation

Die digitale Pulsweitenmodulation (DPWM) stellt das Bindeglied zwischen dem digitalen Bereich des Reglers und dem analogen Bereich des Schaltwandlers dar. Das Tastverhältnis definiert, wie lange der Transistor M₁ durchschaltet und legt damit auch den Energietransfer vom Eingang zum Ausgang des Wandlers fest. Das Tastverhältnis wird vom Regler vorgegeben und von der DPWM in ein pulswertenmoduliertes Signal umgesetzt. Die entstehende Restwelligkeit der Ausgangsspannung (engl. ripple) kann über die Schaltfrequenz und über die Grenzfrequenz des Ausgangsfilters beeinflusst werden. Im kleinen Leistungsbereich, in dem der Schaltregler operiert, ist die Restwelligkeit stark vom Laststrom abhängig (siehe Abbildung 3.24). Bei gleichem Ausgangsfilter und bei identischer Schaltfrequenz nimmt die Restwelligkeit mit sinkendem Laststrom ab. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde eine DPWM mit variabler Schaltfrequenz entwickelt, um Schaltverluste zu minimieren und damit den Wirkungsgrad zu erhöhen [KNB15]. Die Schaltfrequenz wird derart an den Laststrom angepasst, dass die Restwelligkeit der Ausgangsspannung konstant bleibt. In Abbildung 3.36 wird die Auswirkung einer variablen Schaltfrequenz auf die Effizienz des Schaltwandlers deutlich. Im Vergleich zu Schaltwandlern mit fester Schaltfrequenz erzielt der Wandler mit variabler Schaltfrequenz einen signifikant höheren Wirkungsgrad insbesondere bei geringer Last.

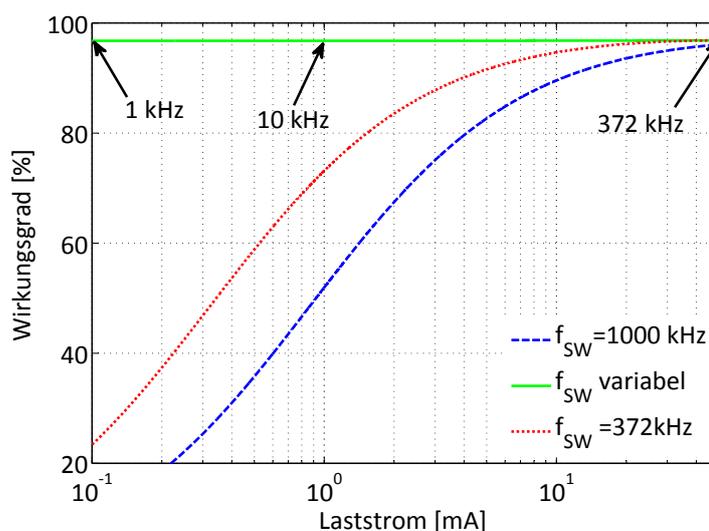


Abbildung 3.36.: Wirkungsgrad des Schaltwandlers ohne Leistungsaufnahme des Reglers für zwei feste und die variable Schaltfrequenz unter Einhaltung einer Spannungsrestwelligkeit von 10 mV

Basis DPWM

Mit der neuen Architektur der DPWM ist es möglich, die Schaltfrequenz dynamisch anzupassen. Die Architektur basiert auf einer hybriden DPWM bestehend aus einer Zähler-PWM, einem zwei-taktflankengesteuerten Flipflop (engl. dual-edge flipflop) und einer Verzögerungsstrecke (engl. delay line). Dadurch lässt sich ein optimales Verhältnis zwischen Ressourcenverbrauch und Leistungsaufnahme erzielen. Die Zähler-PWM besteht aus einem freilaufenden Zähler und einem Komparator. In Abbildung 3.37 sind das Blockschaltbild und der Signalverlauf einer Zähler-PWM dargestellt. Der Komparator vergleicht aktuellen Zählerwert mit dem digitalen Wert des Tastverhältnisses d_1 . In Abhängigkeit des Vergleichsergebnisses, wird der Ausgang auf logisch Eins oder Null gesetzt. Da ein N -bit-Zähler mit einem Takt des 2^N -fachen der Schaltfrequenz f_{SW} betrieben werden muss, steigen die Anforderungen an die Prozesstechnologie und die Leistungsaufnahme mit der Auflösung N stark an. Energieeffizient kann nur eine geringe Auflösung bereitgestellt werden. Damit wird die Zähler-PWM zur Auflösung der höchstwertigen Bits (engl. Most Significant Bits, MSBs) der hybriden DPWM verwendet. Die Auflösung wird durch den Einsatz eines zwei-taktflankengesteuerten Flipflops um ein Bit erhöht. Abbildung 3.38 zeigt eine Realisierungsmöglichkeit des Dual-Edge Flipflops mit einer invertierten Rückführung. Von außen wird das Flipflop wie ein gewöhnliches D-Flipflop benutzt. Es besitzt einen Dateneingang D_{DE} , einen Takteingang clk , einen Reset-Eingang rst und einen Ausgang Q_{DE} . Der Ausgang übernimmt den Zustand des Dateneingangs sowohl an der steigenden als auch an der fallenden Taktflanke. Der Zähler erhöht sich somit zweimal pro Taktperiode.

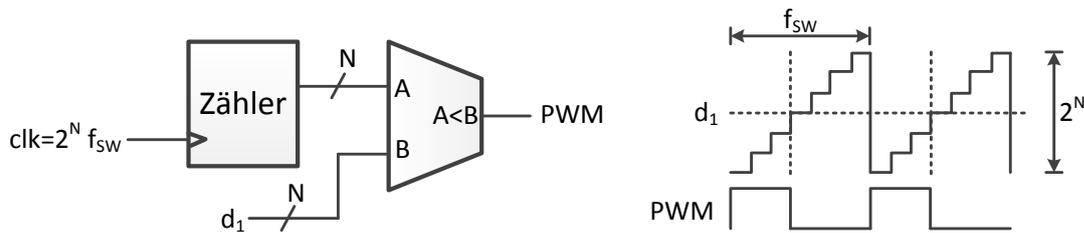


Abbildung 3.37.: Schaltbild und Signalverlauf einer digitalen Zähler-Pulsweitenmodulation, nach [SAMA04]

Die niederwertigen Bits (engl. Least Significant Bits, LSBs) werden über eine Verzögerungsstrecke generiert. In Abbildung 3.39 ist das Schema einer Delay-Line-PWM dargestellt. Die Verzögerung einer Delay-Zelle stellt das LSB dar. Über den Multiplexer (MUX) wird eingestellt, über wie viele Delay-Zellen das Eingangssignal läuft. Durch die Oder-Verknüpfung des Eingangssignals mit dem verzögerten Signal schaltet der Ausgang die PWM erst auf Null, wenn auch das verzögerte Signal Null wird. Da für eine Auflösung von N Bit 2^N Verzögerungsstufen benötigt werden, verdoppelt sich der Ressourcenbedarf pro Bit.

DPWM mit variabler Schaltfrequenz

Wie in Abbildung 3.37 zu sehen ist, bestimmen die Bitbreite des Zählers und die Taktfrequenz clk die Schaltfrequenz f_{sw} des Wandlers. Die Schaltfrequenz kann angepasst werden, wenn der freilaufende Zähler dahingehend modifiziert wird, dass er, anstatt bis 2^N , bei einem beliebigen Wert zurückgesetzt wird. Die Schaltperiode kann dabei in Schrittweiten von $(2^N \cdot clk)^{-1}$ variiert werden. Allerdings muss zur korrekten Funktionsweise eine Anpassung des Tastverhältnisses an den aktuellen Zählerendwert N_{lim} durchgeführt werden. Die Berechnung erfolgt über eine Multiplikation von Tastverhältnis und Zählerendwert. In Abbildung 3.40 ist die neue Architektur der hybriden DPWM

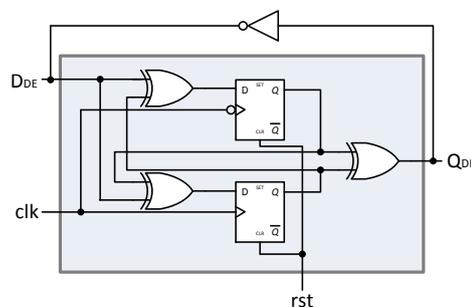


Abbildung 3.38.: Zwei-taktflankengesteuertes Flipflop, nach [Hilo9], mit negativer Rückführung

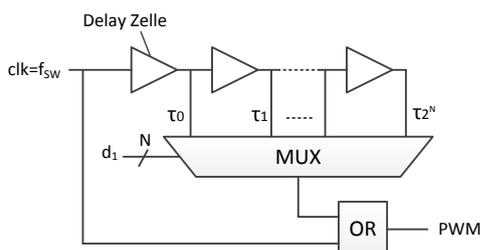


Abbildung 3.39.: Pulsweitenmodulation über eine Verzögerungsstrecke, nach [SAMA04]

mit variabler Schaltfrequenz vollständig dargestellt, wobei $N + 1$ der Bitbreite des Zählerendwerts und $D + 1$ der Bitbreite des Tastverhältnisses entspricht. Die Schaltfrequenz wird auf Basis des vom Regler rekonstruierten Laststroms eingestellt.

Vorteile gegenüber bestehenden Pulsweiten-/ Pulsfrequenzmodulationsverfahren

In bestehenden analogen und digitalen Verfahren zur Pulsmodulation für Schaltwandler im niedrigen Leistungsbereich wird eine Kombination aus Pulsweitenmodulation und Pulsfrequenzmodulation (PFM) eingesetzt [WRLP06, BRC11, Tex10]. Die neue DPWM mit variabler Schaltfrequenz bietet gegenüber dem Verfahren folgende Vorteile:

Restwelligkeit der Ausgangsspannung Bisherige Verfahren schalten bei unterschreiten eines Laststroms vom PWM- in den PFM-Betrieb. Im PFM-Modus bleibt die Einschaltdauer des Transistors M_1 konstant und die Ausschaltdauer variiert. Nachteilig dabei ist, dass keine Kontrolle über die Restwelligkeit der Spannung besteht. Gerade bei sehr kleiner Last steigt die Restwelligkeit stark an, was wiederum den fehlerfreien Betrieb von Komponenten gefährdet,

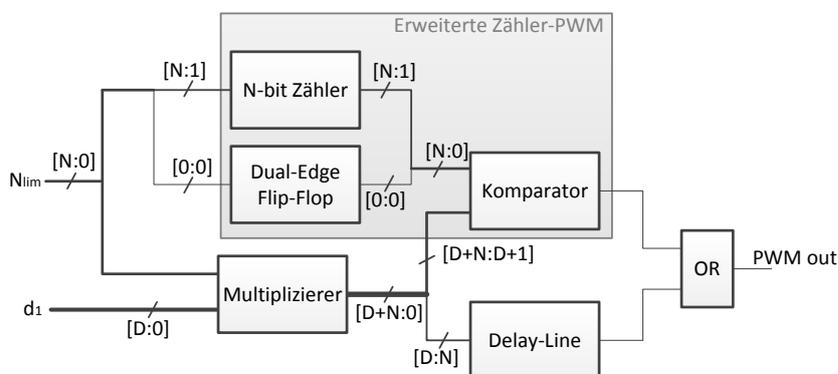


Abbildung 3.40.: Schematische Darstellung der digitalen Pulsweitenmodulation mit variabler Schaltfrequenz

die sensibel auf das Rauschen der Versorgungsspannung reagieren. Der stabile Betrieb der Sensoren und der drahtlosen Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem muss jederzeit gesichert sein. Mit der neuen DPWM-Architektur kann die Restwelligkeit über den gesamten Lastbereich konstant gehalten werden.

Wirkungsgrad Durch das Anpassen der Schaltfrequenz können die Schaltverluste stark reduziert werden. Wird der Wirkungsgrad des Schaltwandlers (ohne die Leistungsaufnahme der Regelung) betrachtet, bleibt der Wirkungsgrad über den gesamten Arbeitsbereich nahezu konstant hoch (siehe Abbildung 3.36). Bei bisherigen Verfahren sinkt der Wirkungsgrad bei abnehmender Last im PWM-Betrieb und steigt ab dem Umschaltzeitpunkt in den PFM-Betrieb wieder an. Wie oben erwähnt, kann der hohe Wirkungsgrad im PFM-Modus jedoch zu einer Überschreitung der zulässigen Restwelligkeit führen.

Dynamische Auflösung Aufgrund des nichtlinearen Verhaltens des Schaltwandlers im lückenden Betrieb besteht kein linearer Zusammenhang zwischen der Stellgröße und der Ausgangsspannung. Eine Änderung der Stellgröße führt bei kleinen Lastströmen zu einer größeren Spannungsveränderung als bei großen Lastströmen. Durch das Anpassen des Zählerendwerts der Zähler-PWM an die aktuelle Lastbedingung steigt die Auflösung der DPWM bei niedrigen Strömen an. Die höhere Auflösung wirkt sich positiv auf die Spannungsstabilität des Schaltwandlers aus, da feinere Änderungen des Tastverhältnisses möglich sind.

Hörbarer Bereich Zur Vermeidung von akustischen Emissionen kann bei der neuen DPWM-Architektur eine minimale Schaltfrequenz definiert werden. Somit ist ausgeschlossen, dass die Schaltfrequenz bei kleiner Last in den hörbaren Bereich driftet. Bei einem PFM-Verfahren kann hingegen die Schaltfrequenz nicht aktiv beeinflusst werden. Sie hängt ausschließlich von der Einschaltzeitdauer und dem Laststrom ab.

3.7. Zusammenfassung

In dem Kapitel wurden verschiedene neue Ergebnisse präsentiert. Erstmals wurde die autonome Betriebsdauer des Künstlichen Akkommodationssystems durch eine genaue Modellierung des Systems und des Energiespeichers bestimmt. Aus dem Resultat ließen sich Rückschlüsse auf Optimierungsmöglichkeiten ziehen. Den Systemzyklus betreffend, bieten eine Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme und eine Effizienzsteigerung der Spannungswandlung das größte Einsparungspotential. Über den gesamten Entladezyklus betrachtet, zeigen eine situationsbedingte Abschaltung des Systems oder von Systemteilen und eine Reduktion der Leistungsfähigkeit die besten Optimierungsmöglichkeiten.

Durch die Untersuchung unterschiedlicher Spannungsversorgungstopologien und verschiedener Spannungswandlertypen wurde die bestmögliche Spannungsversorgung hinsichtlich Bauraum, Effizienz der Spannungswandlung und Leistungsaufnahme der Teilsysteme entwickelt. Die dynamische Topologie mit einem Linearregler und einem Schaltregler zeichnet sich durch eine flexible Zuweisung der Teilsysteme und zwei Spannungsniveaus aus. Mit den intelligenten Steuerungskonzepten der Spannungswandlung werden die Vorteile der Topologie optimal ausgenutzt. Außerdem wurde ein neues Treiberkonzept für das aktiv-optische Element vorgestellt. Es erlaubt die Rückgewinnung von Energie beim Rückstellen des Piezoelements.

Konzepte, welche situationsbedingt Energieeinsparungen erzielen, basieren auf der Tatsache, dass nicht zu jedem Zeitpunkt die volle Leistungsfähigkeit des Systems benötigt wird. Neue Konzepte reduzieren die Messgenauigkeit oder verzichten auf eine Sensorfusion, wenn keine Akkommodationsänderung stattfindet, um die Leistungsaufnahme der Sensoreinheit zu verringern. Der neue Ansatz zur Erkennung von Szenarien, ohne dass dabei ein Datenaustausch zwischen den Implantaten notwendig ist, reduziert den Energiebedarf der Kommunikationseinheit deutlich. Eine Abschaltung bestimmter Teile des Systems ist während den Schlafphasen des Nutzers möglich. Des Weiteren wurden Konzepte vorgestellt, die bei geringem Ladezustand die Betriebsdauer verlängern.

Aus den verschiedenen Konzepten wurde ein neues Gesamtkonzept für eine Energiemanagementeinheit für das Künstliche Akkommodationssystem entwickelt und vorgestellt. Darüber hinaus wurde gezeigt, dass eine Integration der Teilsysteme in ein SoC oder SiP ein besseres Energiemanagement ermöglicht und somit zu einem effizienteren Gesamtsystem führt.

Um die hohen Anforderungen an die intelligente Spannungsversorgung erfüllen zu können, wurde ein digitaler Schaltregler mit neuem Regelungskonzept entwickelt. Der Regelalgorithmus ist energieeffizient umsetzbar, die Ausgangsspannung kann zur Laufzeit verändert werden und durch den Einsatz eines Beobachters ist keine Messung des Laststroms notwendig. Zusätzlich wird das Systemwissen genutzt, um die Regelung zu verbessern, ohne dabei die Mikroenergiezelle zu überlasten. Außerdem wurde ein neuer Stabilitätsnachweis der Reglerstruktur mit exponentieller Stabilität vorgestellt. Zur Verbesserung des Wirkungsgrads des Schaltreglers bei kleiner Last wurde eine neue digitale PWM entwickelt, die in Abhängigkeit des Laststroms ihre Schaltfrequenz anpasst.

Im folgenden Kapitel werden die präsentierten Konzepte in die Betriebsdauersimulation integriert, um ihren Nutzen quantitativ bewerten zu können. Weitere, zur Umsetzung der Konzepte notwendigen Ressourcen, werden vorgestellt. Darüber hinaus erfolgt die Auslegung des Schaltwandlers, die Bestimmung der Parameter des Reglers und der Beweis der Stabilität. Mit Hilfe eines Testaufbaus des Schaltreglers mit einer effizienten Umsetzung des Algorithmus in einem FPGA wird seine Leistungsfähigkeit unter realen Bedingungen nachgewiesen.

4. Realisierung der Konzepte

In dem Kapitel werden die Auswirkungen der unterschiedlichen Konzepte zur Reduktion des Energiebedarfs auf die autonome Laufzeit des Gesamtsystems untersucht. Zudem wird sowohl die Auslegung und die Implementierung des neuen Schaltwandlers vorgenommen als auch die Leistungsfähigkeit des neuen Reglerkonzepts in einem Testaufbau validiert. Zuletzt findet eine Abschätzung der Leistungsaufnahme und des Platzbedarfs eines integrierten Energiemanagement-ICs statt.

4.1. Anwendung der Effizienzoptimierung der Spannungswandlung und der Teilsysteme

Die Effizienzoptimierung der Spannungswandlung und der Teilsysteme wirkt sich unabhängig von weiteren Energiesparmaßnahmen positiv auf die autonome Laufzeit aus. Durch die Integration in die Simulationsumgebung findet eine Bewertung der Konzepte zur intelligenten Spannungsversorgung statt. Ebenso werden die neuen Topologien zur Ansteuerung des Piezoaktors evaluiert.

4.1.1. Intelligente Spannungsversorgung

Die entwickelten Strategien zur effizienten Spannungswandlung und Energieoptimierung der Teilsysteme werden im Folgenden hinsichtlich ihrer Wirksamkeit untersucht. Dazu wird die Energiesimulation der Teilsysteme aus Abschnitt 3.1 um die dynamische Topologie und um die intelligente Spannungsversorgung erweitert. Da der Aktortreiber separat optimiert und direkt aus dem Energiespeicher versorgt wird, hat die intelligente Spannungsversorgung keinen Einfluss auf dessen Energieaufnahme. Aus dem Grund werden die nachfolgenden Simulationen ohne Brechkraftänderungen durchgeführt. Die dynamische Topologie besteht gemäß Abschnitt 3.3 aus einem Linearregler und einem Schaltregler, die je nach Konzept der intelligente Spannungsversorgung unterschiedliche Spannungslevel bereitstellen und verschiedene Teilsysteme versorgen. In Konzept I erfolgt die Zuweisung der Teilsysteme an die Spannungswandler dynamisch in Abhängigkeit ihrer aktuellen Stromaufnahme. Konzept II stellt zwei Spannungsebenen zur Verfügung, denen, je nach zulässigem Betriebsspannungsbereich, die Teilsysteme zugeordnet werden. In Konzept III werden durch den Einsatz eines adaptiven Schaltreglers mehrere Spannungsebenen bereitgestellt. Zusätzlich

4. Realisierung der Konzepte

findet eine dynamische Verteilung der Teilsysteme in Abhängigkeit der momentanen Leistungsaufnahme statt. Abbildung 4.1 stellt die Wandlungsverluste der in Abschnitt 3.3.3 konzipierten intelligenten Spannungsversorgung und die Energieaufnahme der Teilsysteme im Vergleich zur aufgenommenen Energie ohne optimierte Spannungsversorgung dar. Alle drei Konzepte reduzieren die Energiemenge pro Systemzyklus deutlich. Im Vergleich schneidet das dritte Konzept am besten ab, da es sowohl die Leistungsaufnahme der Teilsysteme reduziert, als auch die Verluste der Spannungswandlung minimiert. In Tabelle 4.1 sind die Ergebnisse zusammengefasst.

Werden die Verluste des Linear- und Schaltreglers aus Abbildung 4.1 zusammengefasst, zeigt sich, dass durch die dynamische Topologie und die intelligente Spannungsversorgung die Verluste der Spannungswandlung von 31,7% auf 21,0% der Gesamtenergieaufnahme reduziert werden. Zusätzlich wird der Energiebedarf der Teilsysteme um 27,7% gesenkt. Die Ablaufsteuerung der Simulation ist im Anhang A.5 dargestellt.

Die Auswirkung auf einen Entladezyklus des in Abschnitt 3.1.2 eingeführten

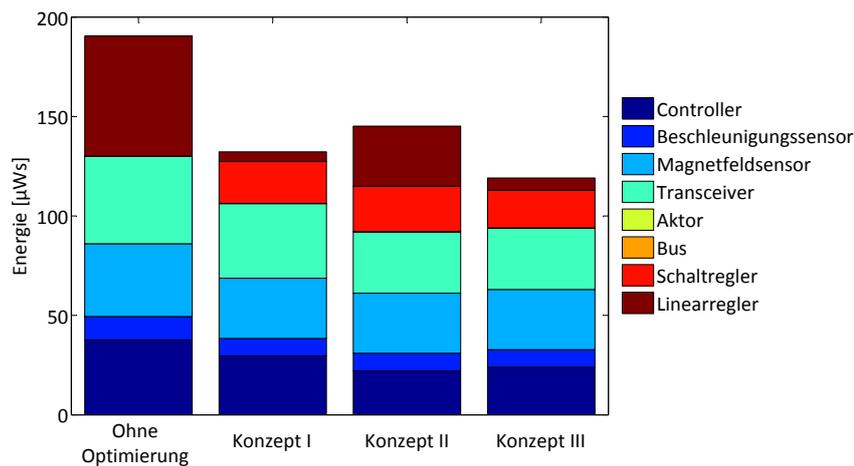


Abbildung 4.1.: Vergleich der Energieaufnahme ohne Optimierung und mit intelligenter Spannungsversorgung

Konzeptnummer	Energieaufnahme	Energie-reduktion	Steuerungs-aufwand
Ohne Optimierung	190,4 µWs	-	keiner
Konzept I	132,3 µWs	30,5 %	mittel
Konzept II	145,1 µWs	23,8 %	gering
Konzept III	119,1 µWs	37,4 %	hoch

Tabelle 4.1.: Energieaufnahme, Energiereduktion und Steuerungsaufwand der drei Konzepte im Vergleich

3 mAh-Energiespeichers sind in Abbildung 4.2 dargestellt. Es ist die Zellspannung des Systems ohne Optimierung und des System mit intelligenter Versorgung über der Zeit dargestellt. Durch die effiziente Spannungswandlung sinkt der maximale Entladestrom, was zu einer geringeren Schwankung der Zellspannung führt. Die autonome Laufzeit konnte durch den insgesamt reduzierten Energiebedarf von ca. 5 h auf nahezu 9 h verlängert werden. Das entspricht einer Erhöhung der Betriebsdauer um 78,3 %.

4.1.2. Effiziente Aktoransteuerung

Der im neusten Demonstrator des Künstlichen Akkommodationssystem eingesetzte Aktortreiber entspricht größtenteils der Schaltung aus Abbildung 3.18. Als Aufwärtswandler kommt ein kommerziell verfügbarer, integrierter Schaltkreis zum Einsatz [Lino8]. Die Spannungsverdopplung und der Entladezweig sind mit diskreten Komponenten realisiert. Interessant für die Betrachtung der Energieaufnahme ist der schlechteste anzunehmende Fall, nämlich eine Änderung der Akkommodation von 0 dpt auf 3 dpt. Das entspricht einer Spannungsänderung des Treibers von 0 V auf 60 V.

Eine Optimierung hinsichtlich der passiven Komponenten kann den Energiebedarf senken. Die Kondensatoren sollten ca. ein Zehntel der Kapazität des Piezoaktors besitzen, um den Energiebedarf zur Ladung der kumulierten Kapazität zu reduzieren. Die Simulation zeigt, dass dadurch die Energieaufnahme um 45,8 % gesenkt werden kann, ohne die Funktionalität oder die Leistungsfähigkeit zu beeinträchtigen.

Des Weiteren wird die Auswirkung der Energierückgewinnung der Schaltung aus Abbildung 3.19 auf den Energiebedarf untersucht. Dazu werden drei verschiedene Testszenarien betrachtet. Dabei wird der Piezotreiber auf 20 V, 40 V

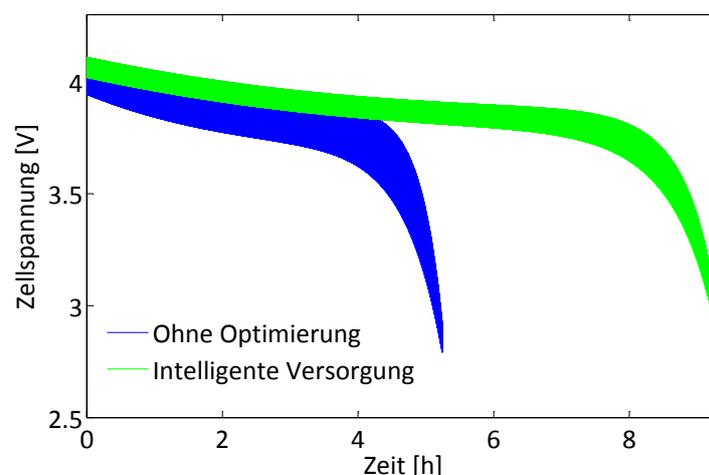


Abbildung 4.2.: Vergleich der Laufzeit des Energiespeichers ohne Optimierung und mit intelligenter Spannungsversorgung (Konzept III)

und 60 V gesteuert und anschließend in die Ausgangsposition zurückgefahren. Über die Energierückgewinnung fließt die im Piezoaktor gespeicherte Energie in den Energiespeicher zurück. Abbildung 4.3 zeigt exemplarisch den simulierten Verlauf der Ausgangsspannung und der Leistungsaufnahme des Piezotreibers mit Energierückgewinnung über der Zeit. Der Ladevorgang des Piezoelements dauert deutlich länger als die Entladephase. Entsprechend ist die Leistungsaufnahme während des Spannungsanstiegs um die 20 mW nahezu konstant und beim Rückstellen entsteht ein kurzer, aber mit über 60 mW deutlich höherer Leistungsfluss zurück zum Energiespeicher. Die Rückgewinnung der gespeicherten Energie ist stark von der vorausgegangenen Auslenkung abhängig. Tabelle 4.2 fasst die Ergebnisse der Simulation zusammen. Bei hohen Spannungen (60 V) entstehen größere Schalt- und Durchlassverluste, sodass die zur Auslenkung eingebrachte Energie im Verhältnis einen kleineren Teil der Gesamtenergie ausmacht. Bei kleinen Auslenkungen um die 20 V hat der Spannungsabfall der Dioden in Vorwärtsrichtung prozentual einen großen Einfluss und wirkt sich negativ auf die Rückgewinnung aus. Im mittleren Arbeitsbereich um die 40 V dagegen lässt sich über 30 % der Energie zurückgewinnen.

Wird der Fall einer maximalen Auslenkung betrachtet, ergibt sich mit den optimierten passiven Komponenten und der Energierückführung eine Reduktion der Energieaufnahme des Aktortreibers um 57,1 %. Die Ergebnisse der Simulation sind in Tabelle 4.3 enthalten.

Die Treiberschaltung zur Ansteuerung eines bimorphen Biegeaktors aus Abbildung 3.20 enthält sowohl die Möglichkeit Energie in den Energiespeicher zurückzuspeisen als auch eine direkte Umladung zur anderen Piezoseite durchzuführen. Die Energiebilanz eines Lade-/Entladevorgangs einer Seite des Piezot-

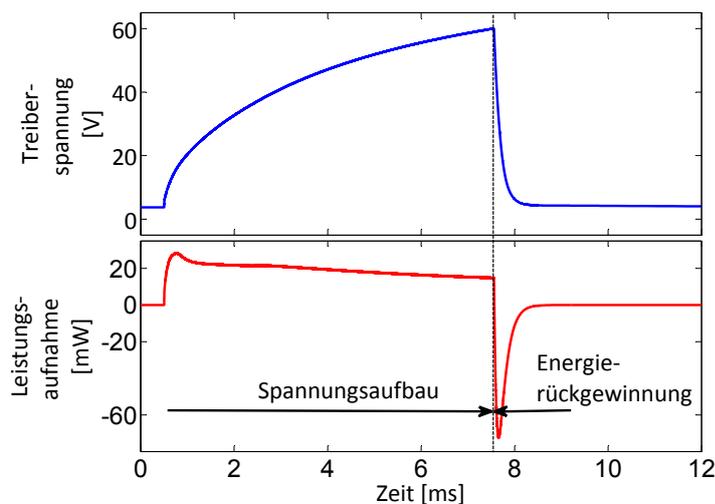


Abbildung 4.3.: Verlauf der Spannung und Leistungsaufnahme des Piezotreibers während einer vollständigen Auslenkung und anschließender Entspannung in die Ausgangsposition

Treiberspannung	Energiebilanz	Rückgespeiste Energie	Anteil Rückgewinnung
$V_{bat} \rightarrow 20\text{ V} \rightarrow V_{bat}$	8,7 μWs	3,0 μWs	25,6 %
$V_{bat} \rightarrow 40\text{ V} \rightarrow V_{bat}$	37,0 μWs	16,4 μWs	30,7 %
$V_{bat} \rightarrow 60\text{ V} \rightarrow V_{bat}$	102,0 μWs	33,8 μWs	24,9 %

Tabelle 4.2.: Energieeinsparung durch Energierückgewinnung bei unterschiedlicher Auslenkung des Aktors

Optimierungsgrad	Energieaufnahme	Energiereduktion
Ohne Optimierung	238 μWs	-
Mit Opt. passiver Komp.	129 μWs	45,8 %
Mit Rückgewinnung	102 μWs	57,1 %

Tabelle 4.3.: Energieeinsparungen durch Optimierung und Energierückgewinnung im Falle einer temporären, vollständigen Auslenkung des Aktors

reibers auf 40 V beträgt 26,9 μWs . Der Anteil der rückgespeisten Energie liegt bei 51,9 %. Es kann ein höherer Anteil der Energie als bei der zweipoligen Variante zurück gewonnen werden, da die Maximalspannung geringer ist und auf die verlustbehaftete Spannungsverdopplung verzichtet werden kann.

Beim direkten Umladevorgang von einer Piezoseite zur anderen, geht – selbst unter der Annahme eines verlustlosen Transfers – 50 % der Energie verloren [CSFo3]. Deshalb wird im Folgenden die Effizienz eines direkten und eines indirekten Umladevorgangs untersucht. Zur Überprüfung wird ein Szenario herangezogen, das zunächst die erste und anschließend die zweite Seite des Biegeaktors maximal auslenkt.

Abbildung 4.4(a) zeigt das direkte Umladen, gefolgt von der vollständigen Entladung der ersten Seite (blau) und der maximalen Ladung der zweiten Seite (grün) des Biegeaktors. Die Ansteuerung erfolgt gemäß der Tabelle 3.4 in der Abfolge Aufwärtswandlung V_1 , Umladung Schicht 1 zu Schicht 2, Abwärtswandlung V_1 und Aufwärtswandlung V_2 . Im Gegensatz dazu, wird bei der indirekten Methode (Abbildung 4.4(b)) zunächst die Energie der ersten Seite zur Quelle zurückgespeist, bevor die zweite Seite geladen wird. Die Ansteuerungsfolge nach Tabelle 3.4 ist hierbei Aufwärtswandlung V_1 , Abwärtswandlung V_1 , Aufwärtswandlung V_2 . Bei der direkten Methode fließt ein Teil der Energie direkt auf die zweite Seite des Biegeaktors. Erst nachdem die erste und zweite Seite das selbe Potential besitzen, wird Schicht 1 vollständig entladen. Deshalb ist der Anteil der zum Energiespeicher zurückfließenden Energie und auch der Leistungspeak im Vergleich zur indirekten Methode geringer. Die Methode des

4. Realisierung der Konzepte

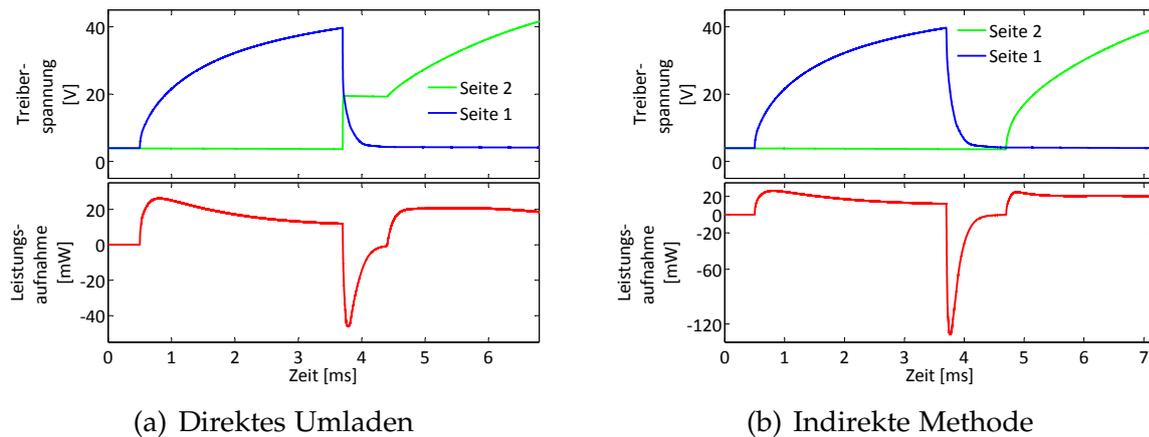


Abbildung 4.4.: Vergleich der zwei Methoden zur maximal positiven und maximal negativen Auslenkung eines dreipoligen Piezoaktors

direkten Umladevorgangs schneidet im Testszenario mit einer Energiemenge von $86,2 \mu\text{Ws}$ etwas schlechter als das indirekte Vorgehen ($80,2 \mu\text{Ws}$) ab.

Durch die Optimierung des bestehenden Aktortreibers kann die Energieaufnahme um bis zu $57,1 \%$ reduziert werden. Eine Lösung mit einem Biegeaktor ist der eines Stapelaktors vorzuziehen, da geringe absolute Spannungen (Biege: 40 V , Stapel: 60 V) auch zu einer Reduktion des Energiebedarfs führen.

4.2. Anwendung der Konzepte zur Optimierung der autonomen Betriebsdauer

Aus der Anwendung der Konzepte zur Optimierung der autonomen Betriebsdauer entstehen Systemzyklen, die von dem bisher beschriebenen Standardfall abweichen. Um den Energiebedarf im Mittel bestimmen zu können, muss ein vollständiger Zellentladezyklus betrachtet und die Häufigkeit des Auftretens abweichender Systemzyklen abgeschätzt werden. Das hängt ganz entscheidend davon ab, wie oft sich die Blickdistanz durchschnittlich ändert. Eine Untersuchung des Verhaltens bei verschiedenen Tätigkeiten wurde ausführlich in [Nag12] durchgeführt und bereits in Abschnitt 3.2.2 diskutiert. Des Weiteren muss die Unsicherheit, dass die Energiemanagementeinheit eine Situation falsch einschätzt, in die Betrachtung mit einbezogen werden. Um eine Gefährdung des Implantatträgers auszuschließen, kann eine Fehlinterpretation durch Folgemaßnahmen wie eine höhere Berechnungszeit, das Auslesen weiterer Sensoren oder eine Kommunikation über die drahtlose Schnittstelle zu einer erhöhten Energieaufnahme führen. Da die Konzepte unterschiedlich robust sind, findet eine Diskussion im jeweiligen Teilabschnitt statt.

4.2.1. Situative Energieeinsparung bei den Teilsystemen

Die in Abschnitt 3.4.1 vorgestellten Konzepte zur situationsabhängigen Änderung des Systemzyklus werden in die Energiesimulation integriert und deren Auswirkungen auf die autonome Laufzeit untersucht. Dabei handelt es sich um die Reduktion der Messgenauigkeit, das Aussetzen der Sensorfusion und die Szenarienerkennung.

Reduktion der Messgenauigkeit

Zunächst wird die situative Reduktion der Messgenauigkeit untersucht. Während die Blickdistanz unverändert bleibt, werden die Messungen mit einer geringeren Präzision durchgeführt, um die Leistungsaufnahme zu senken. Wie die Simulation des veränderten Systemzyklus zeigt, verringert sich die Dauer der Messung, was die Energieaufnahme der Sensorik um 49,5 % reduziert. Das entspricht einem Anteil von 19,7 % der Gesamtenergie eines Zyklus. Durch den größeren Rauschanteil der Messung wird bei der Berechnung der Vergenzwinkelinformation teilweise eine Änderung der Objektdistanz festgestellt, obwohl sie unverändert geblieben ist. Die erhöhte Messunsicherheit führt dazu, dass häufiger als notwendig eine präzise Messung durchgeführt wird.

Eine genaue Einstellung einer neuen Blickdistanz mittels der Durchführung einer präzisen Messung benötigt drei Systemzyklen (300 ms). Das erhöhte Rauschen wirkt sich abhängig von der Kopfposition und der Augenrotation unterschiedlich stark auf die zu berechnende Fokusdistanz aus. Im Durchschnitt wird eine Fehlerrate durch Rauscheffekte von 5 % angenommen, welche eine präzise Messung im Anschluss notwendig macht. Bei einer Änderungsrate der Akkommodation von durchschnittlich 5 s, wird in 89 % der Systemzyklen mit reduzierter Präzision gemessen. Von 100 Systemzyklen ergeben sich 2x3 Zyklen mit einer präzisen Messung aufgrund einer Akkommodationsänderung und 5 Zyklen mit einer präzisen Messung aufgrund von Rauscheffekten.

Aussetzen der Sensorfusion

Solange keine Akkommodationsänderung erforderlich ist, kann die Sensorfusion ausgesetzt werden und eine Änderung des Vergenzwinkels ausschließlich auf Basis der Beschleunigungsinformation erfasst werden. Beim Fall ohne Akkommodationsänderung benötigt der Magnetfeldsensor keine Energie. Laut Simulation des Systemzyklus führt das zu einer Reduktion der Sensorikenergie um 77,4 %. Bezogen auf die gesamte Systemenergie eines Standardzyklus entspricht das einem Anteil von 25,4 %.

In Situationen, in denen die Rotationsachse des Systems nahezu in Feldlinienrichtung zeigt, kann keine den Anforderungen entsprechende Genauigkeit bei der Vergenzwinkelberechnung erzielt werden. Ebenso nimmt die Präzision der Bestimmung der Fokusdistanz in Fällen, in denen der Implantatträger dynamischen Bewegungen ausgesetzt ist, ab. Beide Implantate erfahren die sel-

ben Körperbeschleunigungen, die bei der Vergenzwinkelberechnung bereinigt werden. Jedoch steigt durch die größeren Amplituden bei gleichbleibender prozentualer Toleranz der Absolutfehler, was sich negativ auf die Genauigkeit der Winkelberechnung auswirkt. Aus den genannten Gründen wird angenommen, dass zusätzlich in 10 % der Systemzyklen mit der kombinierten Sensoreinheit gemessen werden muss.

Unter der Annahme einer Akkommodationsänderung durchschnittlich alle 5 s und drei Systemzyklen zur genauen Einstellung einer neuen Brennweite, kann in 84,0 % der Systemzyklen eine Messung ohne Magnetfeldsensor durchgeführt werden. Von 100 Systemzyklen ergeben sich 2x3 Zyklen mit einer präzisen Messung aufgrund einer Akkommodationsänderung und 10 Zyklen mit einer präziser Messung aufgrund von Rauscheffekten.

Szenarienerkennung

Durch die Erkennung von Szenarien kann die drahtlose Kommunikation ausgesetzt werden, wodurch sich der Energiebedarf reduziert. Jedoch steigt die Energieaufnahme der Steuer- und Recheneinheit, da eine Klassifizierung anhand der Sensordaten zur Feststellung eines Szenarios erfolgen muss. Die Simulation zeigt immer noch eine Reduktion Energiebedarf eines Systemzyklus um 21,2 % gegenüber dem Normalbetrieb.

Im Rahmen der Arbeit war es nicht möglich eine Studie durchzuführen, die sowohl die Fokusdistanz im Alltag sowie die dazugehörige Augenbeschleunigung misst und aufzeichnet, um die Robustheit von Klassifikationsverfahren, wie z.B. Hidden Markov Modellen, zu prüfen. Aufgrund der Beschränkung auf wenige Szenarien und Nachteile bezüglich der robusten Erkennung von Szenarien, wird davon ausgegangen, dass nur in 20 % der Systemzyklen von einem Datenaustausch abgesehen werden kann.

Bei einer durchschnittlichen Akkommodationsänderung alle 5 s und drei Systemzyklen zur genauen Brechkrafteinstellung mit einem Datenaustausch zwischen den Implantaten, kann lediglich in 14,0 % der Fälle auf eine Kommunikation verzichtet werden. Von 100 Systemzyklen ergeben sich 2x3 Zyklen mit einer präzisen Messung aufgrund einer Akkommodationsänderung und 80 Zyklen mit einer präziser Messung aufgrund von unsicherer Erkennung.

Autonome Systemlaufzeit

Die Auswirkung der drei Konzepte auf die autonome Laufzeit des Implantats wird anhand der Simulation des Systems bei der Entladung des 3 mAh-Energiespeichers evaluiert. Abbildung 4.5 zeigt die Verfahren im Vergleich zu einem System ohne Optimierung und einem System mit intelligenter Spannungsversorgung. Die Simulation der Konzepte zur situativen Energieeinsparung der Teilsysteme basiert auf dem durch die intelligente Spannungsversorgung optimierten System. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Szenarienerkennung

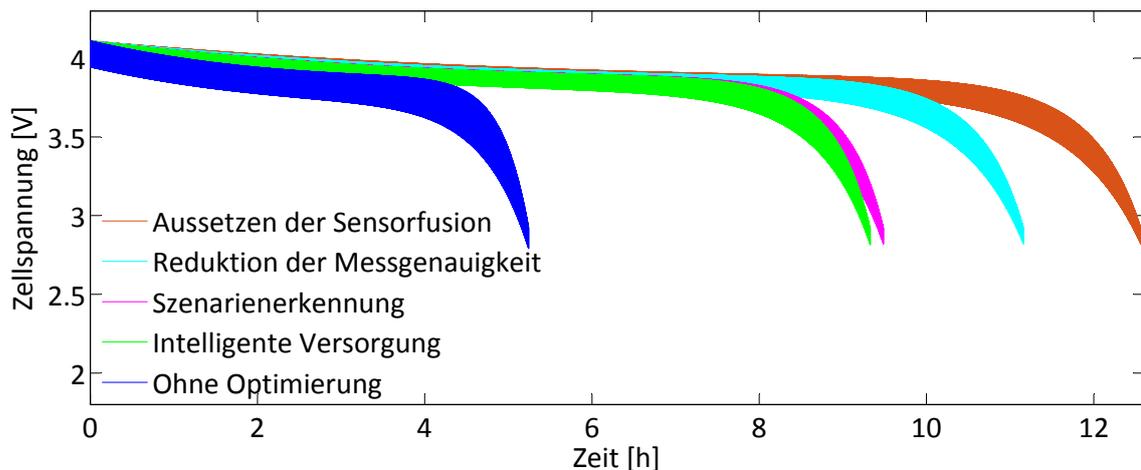


Abbildung 4.5.: Vergleich der autonomen Laufzeit: Erweiterung des Systems mit der intelligenten Spannungsversorgung um die Konzepte zur situativen Energieeinsparung von Teilsystemen

die Laufzeit lediglich um 1,7 % verlängert. Durch eine situative Reduktion der Messgenauigkeit erhöht sich die autonome Betriebsdauer um 19,6 %. Die längste Laufzeit lässt sich durch ein situatives Aussetzen der Sensorfusion erzielen. Die Laufzeitverlängerung beträgt 34,8 % gegenüber dem System ohne situative Optimierungskonzepte. Dadurch liegt die autonome Betriebsdauer des Implantats nun schon bei über 12 h, was einer Verlängerung im Vergleich zum Ausgangssystem um den Faktor 2,5 entspricht.

4.2.2. Situative Abschaltung des Gesamtsystems

Eine temporäre Abschaltung aller Hauptkomponenten des Systems spart Energie für Phasen, in denen das System tatsächlich benötigt wird. Im Folgenden wird die Verlängerung der autonomen Betriebsdauer während Schlafperioden und durch einen Sakkaden-gesteuerten Systemzyklus betrachtet.

Schlafdetektion

In [Nag12] wurde eine Schlaferkennung mit der Erfassung eines Photodiodensignals und einer Auswertung mittels Operationsverstärkerschaltung entwickelt. Um eine höhere Flexibilität zu erreichen, wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit eine neue digitale Auswertung entworfen [KNG⁺13]. Durch den digitalen Ansatz sind sowohl der Schwellwert der Abschaltung als auch die Auslöseverzögerung individuell programmierbar. So kann die Schwelle der Umgebungsleuchtdichte zur skotopischen Wahrnehmung, in der keine Akkommodation mehr stattfindet [Ben93], an den Träger angepasst werden. Die Auswerteschaltung ist in Abbildung 4.6 dargestellt. Das Fotodiodensignal wird über einen

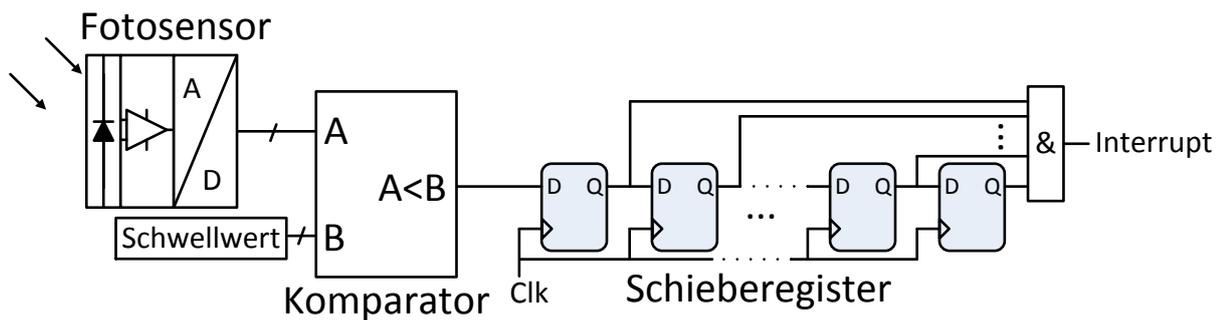


Abbildung 4.6.: Schematische Darstellung der digitalen Auswerteelektronik zur Schlafdetektion und Ein-/Abschaltung des Systems

Transimpedanzverstärker analog aufbereitet und anschließend digitalisiert. Da die Reaktionsgeschwindigkeit auf eine Änderung der Umgebungsleuchtdichte nicht besonders schnell sein muss, werden Komponenten mit geringer Eigenenergieaufnahme und eine geringe Abtastrate eingesetzt. Im aktiven Betrieb des Systems beträgt die Abtastrate 10 Hz (einmal pro Systemzyklus) und kann im Ruhebetrieb weiter auf 1 Hz reduziert werden. Über einen digitalen Komparator erfolgt der Vergleich des Signals mit einem Schwellwert. Liegt das Signal der Fotodiode unter dem Schwellwert erzeugt der Komparator eine logische Eins und speichert das Ergebnis im Schieberegister ab. Die Taktfrequenz des Schieberegisters entspricht der Abtastrate des Fotosensorsignals. Über die Länge N des Schieberegisters wird die Auslöseverzögerung programmiert. Sind N Werte in Folge logisch Eins wird ein Signal zum Herunterfahren des Systems zur Steuerungseinheit gesendet. Durch die Auslöseverzögerung wird verhindert, dass in Folge eines Messfehlers oder einem Blinzeln das System herunterfährt. Ein kurzzeitiges Abschalten muss verhindert werden, da das System nach dem Start initialisiert und die Kommunikation wiederhergestellt werden muss, was mit einem erhöhten Energiebedarf einher geht. Ein sicheres und energiesparendes Herunterfahren des Systems beinhaltet folgende Schritte:

1. Einstellung der Fernsicht: Ein wichtiger Sicherheitsaspekt stellt die Einstellung der Fernsicht dar, da bei einer Fehlauflösung oder während Aktivitäten bei sehr geringer Umgebungsleuchtdichte die Fernsicht gewährleistet sein muss.
2. Versetzen der Teilsysteme in den Ruhezustand: Die Teilsysteme Kommunikation, Sensorik und Aktorik werden anschließend in einen energiesparenden Modus gefahren.
3. Rekonfiguration der Ein- und Ausgänge der Steuerungseinheit: Über Anschlüsse, die als Eingänge und Interrupts konfiguriert sind, fließt ein nicht zu vernachlässigender Leckstrom (im zwei- bis dreistelligen nA-Bereich

pro Eingang). Deshalb werden alle Eingänge, außer dem Interrupt-Eingang der Schlafdetektion, zu Ausgängen umkonfiguriert.

4. Reduktion des Messzyklus des Fotosensors: Verringert die Leistungsaufnahme der Schlafdetektion während des Dunkelzustands.
5. Versetzen der Steuerungseinheit in den Ruhezustand: Danach sind alle Teilsysteme, außer Teile der Energiemanagementeinheit, im Ruhezustand. Lediglich die Schlafdetektion und die Spannungsversorgung über den Linearregler bleiben aktiv.

Liegt ein Wert des Fotosensor oberhalb der Schwelle, wird das System über den Interrupt an der Steuerungseinheit sofort wieder gestartet. Entsprechend der Abbildung 3.1 aus Abschnitt 3.1 erfolgt die Initialisierung der Teilsysteme und anschließend die Verbindungssuche. Nach erfolgreichem Verbindungsaufbau geht das System in den Normalbetrieb über.

Die Leistungsaufnahme der digitalen Auswertung hängt von der Fertigungstechnologie ab und wird in Abschnitt 4.5 detailliert betrachtet. Aufgrund der geringen Gatteranzahl und der niedrigen Taktfrequenz ist der Anteil gegenüber der Leistungsaufnahme des Fotosensors zu vernachlässigen.

Bei einem System mit Pupillennahreflexsensorik sind mindestens eine Fotodiodezeile und die Auswerteelektronik prinzipbedingt im System enthalten. Bei einer Sensorik mittels Vergenzwinkelberechnung kann zusätzlich ein leistungsarmer Fotosensor eingebracht werden. Ein Fotosensor wurde mit der Schaltung aus Abbildung 4.7 simuliert. Der Fotodiodenstrom wird über die Operationsverstärkerschaltung in eine proportionale Spannung gewandelt. Um die durchschnittliche Leistungsaufnahme zu senken, wird der Operationsverstärker zwischen zwei Abtastungen des A/D-Wandlers über einen MOSFET von der Versorgungsspannung getrennt. Die Leistungsaufnahme bei einer Abtastfrequenz von 5 Hz und einem Puls-Pausenverhältnis von 2 % ist in Tabelle 4.4 angegeben.

Komponente	Bedingung	durchschnittliche Leistungsaufnahme
Signalaufbereitung	dunkel	168,6 nW
Signalaufbereitung	hell	102,8 nW
Analog-Digital Wandler	-	5 nW

Tabelle 4.4.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme der analogen Signalaufbereitung und des 4-bit A/D-Wandlers des Fotosensors mit einer Abtastfrequenz von 5 Hz

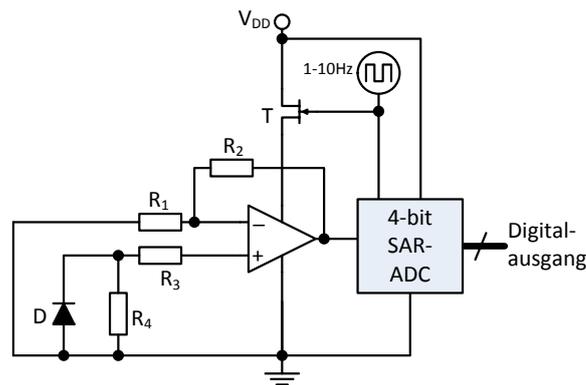


Abbildung 4.7.: Schaltplan des Fotosensors zur leistungsarmen Erfassung und Digitalisierung der Umgebungsleuchtdichte

Der Nachweis der Funktionsfähigkeit der vorgestellten Lösung wurde erbracht, indem die Auswerteschaltung nach Abbildung 4.6 in einem Field-Programmable-Gate-Array (FPGA) implementiert wurde. Als Fotosensor wird ein Fototransistor eingesetzt, der über einen Vorwiderstand eine zum Fotostrom proportionale Spannung generiert, die über einen 8-bit SAR-A/D-Wandler digitalisiert wird.

Die Leistungsaufnahme des Systems im Ruhezustand beträgt mit Schlafabschaltung $4,49 \mu\text{W}$. Aufgrund der Schlafdetektion erhöht sich die Leistungsaufnahme im Normalbetrieb um $107,8 \text{ nW}$.

Sakkadendetektion

Das in [Nag12] vorgestellte Konzept zur Detektion von Sakkaden, die unter anderem bei Akkommodationsänderungen auftreten, erfordern, dass der zyklische im beiden Implantaten synchrone Systemablauf in einem asynchronen Betrieb überführt wird. Die Sakkaden weisen Beschleunigungen von bis zu $20000 \frac{\text{deg}}{\text{s}^2}$ auf [CES88], die durch den vorhandenen Beschleunigungssensor erfasst werden können. Die Dauer einer Sakkade von unter 25 ms bis zu 300 ms [SLH11, CES88] erfordert eine Messfrequenz von mindestens 50 Hz. Verfügbare Sensoren enthalten teilweise eine interne Auswertung über eine programmierbare Schwelle [mCu14], welche eine Auswertung per Mikrocontroller überflüssig macht. Folglich kann das System bis auf den Beschleunigungssensor in den Ruhezustand versetzt werden. Zur besseren Vergleichbarkeit mit anderen Konzepten wird die Energieaufnahme des Systemzustands über eine Dauer von 100 ms dem Normalbetrieb gegenüber gestellt. Bei einer Messrate von 50 Hz wird die Energieaufnahme um 62,6 % reduziert. Bei entsprechend hoher Beschleunigung wird das System über einen Interrupt an der Steuerungseinheit wieder aufgeweckt und führt drei Standard-Systemzyklen zur Einstellung der Brechkraft durch.

Es wird angenommen, dass die Schwelle auch durch andere Beschleunigungen, etwa Kopfbewegungen oder ähnliches, überschritten wird. Deshalb wird ein Fehlerkennung von 5 % der Messungen angenommen. Zusätzlich treten, selbst wenn keine Änderung des fixierten Objekts stattfindet, sogenannte Mikrosakkaden auf. Je nach Tätigkeit liegt die Auftrettsfrequenz von Sakkaden zwischen 2,7 Hz und 3,5 Hz [VK09, OMTM⁺08, DMGB10]. Wird der Interrupt ausgelöst, ohne dass eine Akkommodationsänderung stattgefunden hat, wird das beim ersten Standard-Systemzyklus erkannt und das System geht anschließend direkt in den Ruhemodus.

Autonome Systemlaufzeit

Die Sakkadendetektion erhöht im Wesentlichen die mittlere Systemperiodendauer. Grundsätzlich kann die Sakkadenerfassung mit den Methoden zur Energieeinsparung der Teilsysteme kombiniert werden. Jedoch steigt die Fehlerauftrettswahrscheinlichkeit, da aufgrund der geringeren Messfrequenz weniger Informationen zur Verfügung stehen. Deshalb wird die autonome Laufzeit nicht in Kombination mit den Verfahren aus Abschnitt 4.2.1 bestimmt. In Abbildung 4.8 ist die Betriebsdauer im Vergleich zu dem Verfahren mit der längsten Laufzeit aus Abschnitt 4.2.1, dem situativen Aussetzen der Sensorfusion, und dem System ohne Energieoptimierung dargestellt. Unter den beschriebenen Voraussetzungen kann mit dem asynchronen, Sakkaden-gesteuerten Systemzyklus eine Verlängerung der autonomen Betriebszeit gegenüber dem situativen Aussetzen der Sensorfusion um 64,0 % erreicht werden. Eine Verifikation des Prinzips kann jedoch erst nach einer klinischen Studie mit dem implantierten System oder mittels aufwendigem Testsystem (z.B. erweiterter Eye-Tracker) erfolgen.

Die Schlafdetektion kann zusätzlich zu den bisher vorgestellten Optimie-

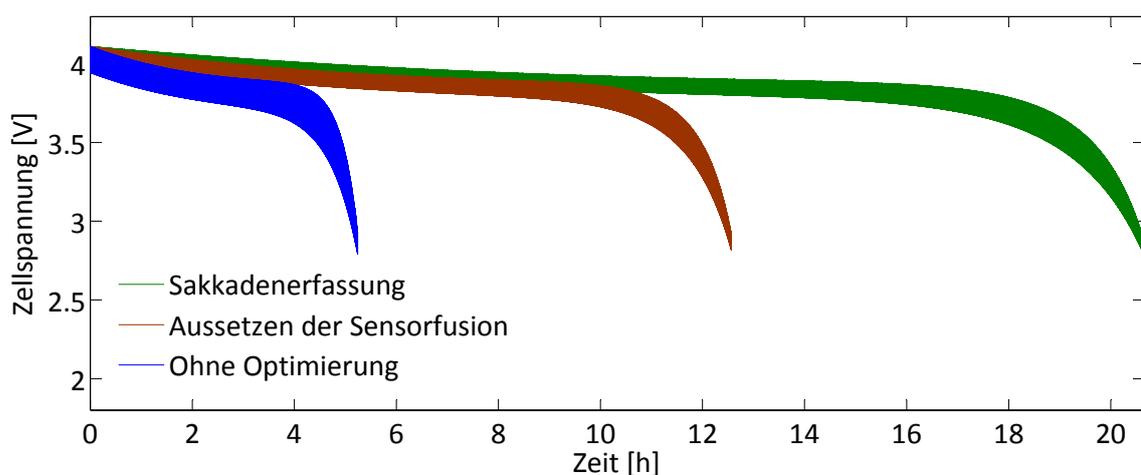


Abbildung 4.8.: Vergleich der autonomen Laufzeit der Verfahren Sakkadenerfassung und Aussetzen der Sensorfusion mit dem System ohne Energieoptimierung

rungsverfahren eingesetzt werden. Da die Leistungsaufnahme der Sensorik zur Schlafdetektion gering ist und sich das System über einen langen Zeitraum in einem extrem energiearmen Zustand befindet, verlängert sich die autonome Laufzeit nahezu um die Länge der Schlafdauer. Abbildung 4.9 zeigt Zellspannung des Systems mit der Schlafabschaltung und dem Sakkaden-gesteuertem Normalbetrieb über der Zeit. In der Schlafphase entlädt sich der Energiespeicher aufgrund der geringen Leistungsaufnahme nur sehr wenig. Bei einer Schlafdauer von 7 h verlängert sich hierdurch die Betriebszeit um 6,51 h (vgl. Laufzeit ohne Schlafabschaltung 20,61 h und mit Schlafabschaltung 27,12 h).

4.2.3. Ladezustandsabhängige Energiesparmechanismen

Um bei niedrigem Ladezustand einen vollständigen Ausfall des Systems zu vermeiden, soll die Laufzeit durch eine verringerte Leistungsfähigkeit substantziell verlängert werden.

Ladezustandserfassung

Zur Umsetzung von ladezustandsabhängigen Konzepten ist es notwendig, den Ladezustand des Energiespeichers exakt zu schätzen. Ausgehend vom Mikroenergiezellmodell aus Abschnitt 3.1.2 wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit eine Ladezustandserfassung entwickelt und realisiert [KNG⁺13]. Eine Abschätzung des Ladezustands kann entweder über Schätzung der Betriebsdauer der Zelle oder über die Schätzung der Spannung-Strom-Charakteristik erfolgen (vgl. Abbildung 3.8). Die Schätzung über das Laufzeitmodell weist zahlreiche Nachteile auf:

- Die einzige Eingangsgröße ist der Entladestrom. Also muss der Entladestrom zu jedem Zeitpunkt bekannt sein.

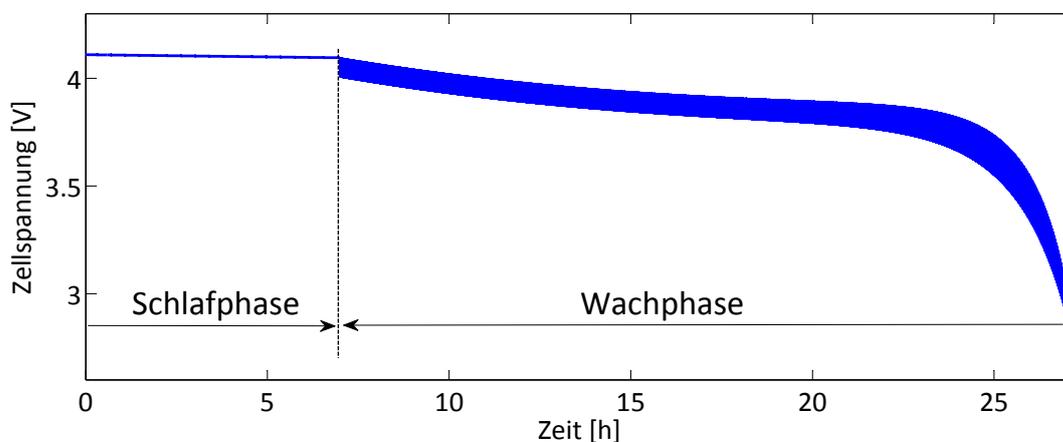


Abbildung 4.9.: Autonome Betriebsdauer mit der Schlaferkennung bei einer Schlafphase von 7 h

- Es erfolgt keine Verifikation über eine andere Größe, wie die Zellspannung, die den besten Indikator des Ladezustand darstellt.
- Der Initiaalladezustand muss genau bestimmt werden, sonst kann keine Aussage über den Ladezustand getroffen werden.
- Alterungseffekte müssen exakt modelliert oder adaptiv nachgeführt werden, da sonst über die Gesamtnutzungsdauer erhebliche Fehler in der Ladezustandsschätzung entstehen.
- Bei Messungen der Kapazität von Mikroenergiezellen des Typs Thinerger MEC2 [Inf12] wurden Schwankungen der Kapazität bis zu 30 % festgestellt. Die Kapazität jeder verbauten Zelle muss vor der Implantation exakt bestimmt werden, da sonst die Schätzung von Beginn an fehlerbehaftet ist.

Deshalb soll eine Schätzung des Ladezustands über die Spannung-Strom-Charakteristik erfolgen. Dazu muss das Modell dahingehend modifiziert werden, dass der Entladestrom sowie die Zellspannung die Eingangsgrößen und der Ladezustand die Ausgangsgröße darstellt. Eine derartige Ladezustandsschätzung ist robust gegenüber Modellfehlern und garantiert bei Erreichen der Entladeschlussspannung einen Ladezustand von 0 %. Sind die Zellspannung und der Entladestrom zu einem beliebigen Zeitpunkt bekannt, kann der Ladezustand – ohne Kenntnis des Initiaalladezustands – direkt angegeben werden.

Zur Modifikation der Spannung-Strom-Charakteristik müssen die Modellgleichungen invertiert werden. Die Gleichung 3.1 der virtuellen Klemmenspannung enthält sowohl eine Exponentialfunktion als auch ein Polynom 3. Grades und kann deshalb ausschließlich mit numerischen Methoden invertiert werden. Laut dem Modell aus Abschnitt 3.1.2 ergibt sich die Zellspannung aus der virtuellen Klemmenspannung und dem Spannungsabfall am Innenwiderstand zu

$$v_{bat}(SOC, i_{bat}) = V_{vc}(SOC, i_{bat}) - R_{int} \cdot i_{bat}. \quad (4.1)$$

Das Modell wird mit dem Newton-Raphson-Verfahren invertiert. Das Verfahren konvergiert bei einer günstigen Wahl des Startwerts asymptotisch mit quadratischer Konvergenz [Zei13]. Da der Ladezustand zwischen 0 % und 100 % liegen muss, wird ein Startwert $SOC_0 = 50\%$ gewählt. Hierzu wird zunächst eine Taylor-Approximation der Funktion um einen Startwert SOC_0 mit Abbruch nach dem linearen Glied aufgestellt:

$$v_{bat,approx}(\Delta SOC, SOC_0) = v_{bat}(SOC_0) + v'_{bat}(SOC_0) \cdot \Delta SOC \quad (4.2)$$

wobei ΔSOC den Abstand von SOC_0 beschreibt. Nach ΔSOC umgestellt, ergibt sich

$$\Delta SOC(SOC_0) = \frac{v_{bat,approx} - v_{bat}(SOC_0)}{v'_{bat}(SOC_0)} \quad (4.3)$$

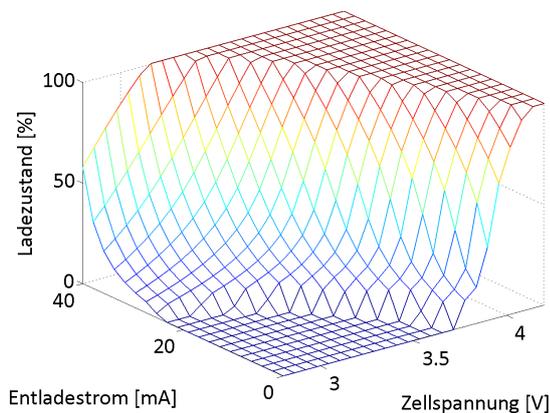
4. Realisierung der Konzepte

mit $v'_{bat} = a \cdot k \cdot e^{k \cdot SOC} + 3b \cdot SOC^2 + 2c \cdot SOC + d$. Die approximierte Batteriespannung $v_{bat,approx}$ entspricht genau dem neuen Eingang des Modells und somit dem Messwert der Zellspannung $v_{bat,mess}$. Zur Verbesserung der Modellapproximation wird nun folgende Iteration wiederholt, bis eine hinreichende Genauigkeit erzielt wird:

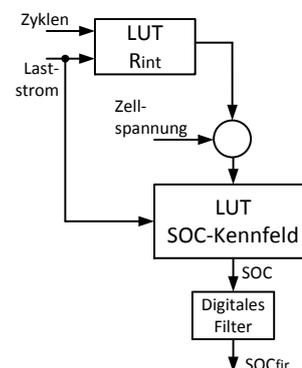
$$SOC_{n+1} = SOC_n + \Delta SOC(SOC_n), \quad n = (0,1,\dots,N) \quad (4.4)$$

Eine Implementierung des Algorithmus auf dem Mikrocontroller oder in digitaler Hardware wirkt sich nachteilig auf die Leistungsaufnahme aus, da das iterative Lösungsverfahren in Echtzeit angewendet werden muss. Deshalb wird die Berechnung für alle möglichen Werte von v_{bat} , i_{bat} und R_{int} offline durchgeführt und in eine Lookup-Tabelle (LUT) abgelegt. Zur Vermeidung von Schwankungen des Ladezustands aufgrund des inhomogenen Lastprofils des Systems wird ein digitales Filter zur Glättung des geschätzten Ladezustands verwendet. In Abbildung 4.10 sind das Kennfeld zur Schätzung des Ladezustands und das Blockdiagramm zur Implementierung dargestellt. In Abbildung 4.10(a) ist der Ladezustand über dem Entladestrom und der Zellspannung aufgetragen. Bei einem hohen Entladestrom kann der Ladezustand noch über 50% liegen, obwohl die Zellspannung schon nahe der Entladeschlussspannung ist. Wird dagegen der Ladezustand bei einem Entladestrom von Null betrachtet, ergibt sich gerade die Inverse der Leerlaufspannungskennlinie.

Wird die Messung der Zellspannung immer zum selben Zeitpunkt eines Systemzyklus und beim nahezu selben Entladestrom, durchgeführt, kann auf eine Variation des Entladestroms verzichtet werden. Eine Glättung des Signals ist dann ebenfalls nicht mehr notwendig. Mit einer Auflösung der Zellspannung von 0,06 V bei einem Wertebereich von 2,8 V bis 4,2 V und einen von n -Entladezyklen abhängigen Innenwiderstand mit $\sqrt{n} = 0 \dots 100$ (siehe Gl. (3.3))



(a) Schätzung des Ladezustand in Abhängigkeit von der Zellspannung und des Entladestroms



(b) Implementierung des Ladezustandschätzers

Abbildung 4.10.: Implementierung einer Ladezustandsschätzung mit Lookup-Tabellen

wird eine ausreichende Genauigkeit bei einem Speicherbedarf von 24×100 Werten erzielt.

Verlängerung der Systemlaufzeit

Zur Umsetzung der Konzepte der ladezustandsabhängigen Mechanismen, wird zunächst eine Vorgehensweise zur schrittweisen Reduktion der Leistungsfähigkeit des Systems erstellt. Zur Festlegung, bei welchen Ladezuständen die Leistungsfähigkeit reduziert wird, muss ein Kompromiss zwischen der Maximierung der autonomen Laufzeit und der maximalen Leistungsfähigkeit eingegangen werden. Basierend auf den Konzepten aus Abschnitt 3.4.3 werden folgende drei Schritte vorgeschlagen:

1. **Moderate Verlängerung des Systemzyklus:** Eine Verdopplung der Zykluszeit auf 200 ms führt nahezu zu einer Halbierung der mittleren Leistungsaufnahme eines Zyklus im Normalbetrieb. Die Anforderung, die Brechkraft innerhalb von 700 ms anzupassen, kann mit dem in Abschnitt 4.1.2 vorgestellten Aktortreiber immer noch erfüllt werden. Aufgrund der verringerten Messfrequenz ist mit einer etwas erhöhten Trägheit bei der Einstellung der Aktorik zu rechnen.
2. **Dreistufiger Aktor:** Anstatt einer stufenlosen Adaption des Aktors werden nur noch drei Einstellungen zugelassen. Aufgrund der erhöhten Energieaufnahme bei steigender Piezospaltung, wird die Nahsicht auf 2,5 dpt begrenzt. Das entspricht etwa dem Leseabstand. Die mittlere Stufe bei 1,5 dpt entspricht dem Abstand der Augen zum Bildschirm beim Arbeiten am Computer. Die Fernsicht bei 0 dpt stellt die dritte Stufe dar. Das dreistufige Aktorprinzip benötigt keine Erfassung des Objektabstands auf 0,25 dpt. Dadurch kann zusätzlich die Messgenauigkeit der Sensorik reduziert werden. Die Zykluszeit bleibt wie in Schritt 1 bei 200 ms.
3. **Zweistufiger Aktor und weitere Verlängerung des Systemzyklus:** Der letzte Schritt sieht nur noch eine zweistufige Anpassung der Aktorik vor. Um die Energie bei der Auslenkung des Piezoaktors weiter zu reduzieren, beträgt die Nahsichteinstellung 2 dpt. Computer-Arbeiten und Lesen ist mit leichten Einschränkungen möglich. Da nur noch zwischen Nah- und Fernsicht umgestellt wird, sinkt die Anpassungsfrequenz. Deshalb wird die Zykluszeit zusätzlich auf 500 ms erhöht. Die Dynamik der natürlichen Akkommodation wird bei der Brechkraftänderung immer noch erreicht.

Abbildung 4.11 stellt die autonome Laufzeit bei einer schrittweisen Reduktion der Leistungsfähigkeit dar. Die erste Reduzierung findet bei einem Ladezustand von 30 %, die zweite bei 20 % und die dritte bei 10 % statt. Mit dem präsentierten Verfahren wird die autarke Betriebsdauer um 49,0% verlängert. Während das System ohne Einschränkung der Leistungsfähigkeit nach ca. 12,5 h schon die

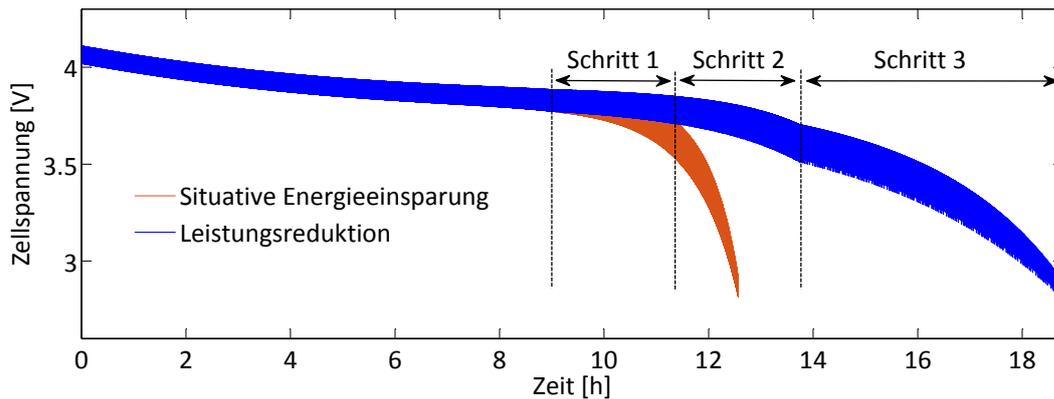


Abbildung 4.11.: Schrittweise Reduktion der Leistungsfähigkeit zur Verlängerung der autonomen Laufzeit

Entladeschlussspannung erreicht hat, liegt die Zellspannung im zweiten Schritt noch über 3,5 V. Mit Schritt 3 wird mit einem Ladezustand von 10 % noch eine Laufzeit von 5 h erzielt.

Optimale Nutzung der Batterieenergie

Die Zellenergie kann lediglich durch einen konstanten Entladestrom bestmöglich ausgenutzt werden. Deshalb sieht das Verfahren eine Reduktion der Spitzenströme vor. Hauptsächlich können die hohen Ströme der Kommunikationseinheit beim Senden und Empfangen von Daten durch eine Reduktion der Datenrate verringert werden. Bei dieser Variante erhöht sich allerdings die Übertragungsdauer. Der Energiebedarf des Systemzyklus verdoppelt sich nahezu auf 206,4 μ Ws, wobei sich der Spitzenstrom lediglich um 1,0 mA reduziert. In Abbildung 4.12 ist die Zellspannung eines Systemzyklus bei möglichst kurzer und langer Kommunikationsdauer dargestellt. Es zeigt sich, dass der Spannungsabfall der Mikrozelle trotz geringerem Spitzenstrom weiter zunimmt, da durch die lange Kommunikationsdauer die parasitären Kapazitäten des reaktiven und konzentrativen Innenwiderstands vollständig entladen werden. Somit ist eine Verlängerung der Laufzeit nicht möglich.

4.2.4. Bewertung der Konzepte zur Optimierung der autonomen Betriebsdauer

Die vorgestellten Strategien zur Reduktion des Energiebedarfs und zur Verlängerung der autonomen Laufzeit sind in Tabelle 4.5 nochmals zusammengefasst. Bei den oberen vier Strategien ist die Laufzeitverlängerung gegenüber dem mit der intelligenten Spannungsversorgung optimierten System angegeben. Mit den unteren drei Strategien lässt sich die Betriebsdauer, in Kombination mit anderen Optimierungen, zusätzlich verlängern.

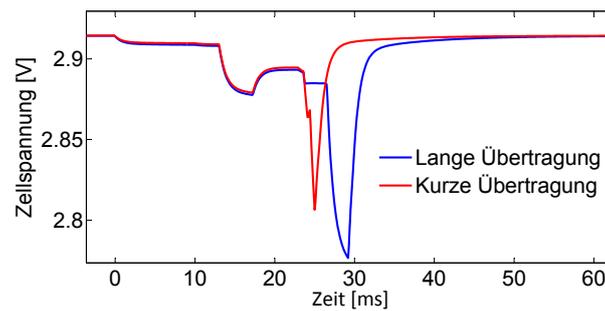


Abbildung 4.12.: Tiefpassverhalten der Zellspannung bei kurzer und langer Übertragungsdauer

Die längste autonome Laufzeit kann erzielt werden, indem die Strategien der intelligenten Spannungsversorgung, des asynchronen Systemzyklus und der Schlafdetektion kombiniert werden. Bestenfalls kann 33,6 h auf ein Nachladen verzichtet werden. Der Energiebedarf pro Tag beträgt ca. 10,8 mWh.

Die robustere Strategie mit dem situativen Aussetzen der Sensorfusion kann hingegen sowohl mit der intelligenten Spannungsversorgung, mit der Schlafdetektion als auch mit der Reduktion der Leistungsfähigkeit kombiniert werden. Die Laufzeit beträgt maximal 31,8 h. Der Energiebedarf pro Tag liegt bei dieser Lösung zwischen 10,9 mWh und 16,2 mWh.

4.3. Realisierung eines neuen effizienten Schaltreglers

Die Umsetzung eines komplexen digitalen Schaltreglers beinhaltet die Bestimmung der Reglerparameter, die Auslegung des Schaltwandlers und der DPWM sowie die Berechnung der Stabilität der Regelarchitektur.

4.3.1. Auslegung des Schaltwandlers

Nach der Methodik in Abschnitt 3.6.2 wird zunächst die Größe des Ausgangsfilters des Schaltwandlers betrachtet. Insbesondere die Spule erhöht den Bauraum eines induktiven Schaltwandlers gegenüber anderen Spannungswandlern. Da der maximale Induktivitätsstrom deutlich über dem Laststrom liegt, wird – neben geringen Abmessungen – eine Stromfestigkeit gefordert, die über dem zehnfachen Wert des maximalen Laststroms liegt. Zusätzlich ist ein geringer Ohmscher Widerstand der Spule von Vorteil, um die Verluste zu minimieren. Multilayer-Spulen mit einer Abmessung von 1,6 mm x 0,8 mm x 0,8 mm belegen ca. 1 % des für alle Bauteile zur Verfügung stehenden Bauraums. Ausführungen mit einer Induktivität von 2,2 μH , einem Ohmschen Widerstand bei Gleichspan-

4. Realisierung der Konzepte

Strategie	Laufzeit [h]	Laufzeitverlängerung [h]	Energie pro Tag [mWh]	Zusätzliche Ressourcen
Situative Reduktion der Messgenauigkeit	11,16	1,83	24,5	-
Situatives Aussetzen der Sensorfusion	12,57	3,24	22,2	-
Erkennen von Szenarien	9,49	0,16	27,5	Speicherbedarf
Asynchroner Systemzyklus	20,61	11,28	14,8	Ereignisdetektion
+ Schlafdetektion (7h Schlaf/Tag)	-	6,51	-	Auswertung
+ Reduktion der Leistungsfähigk.	-	6,16	-	SOC-Schätzer
+ Ausnutzung Energiespeicher	-	0	-	-

Tabelle 4.5.: Laufzeit der verschiedenen Strategien beim Einsatz einer 3 mAh-Mikrozelle und die zur Umsetzung benötigten Ressourcen

nung von $300\text{ m}\Omega$ und einer Stromfestigkeit von über 500 mA [Wü14] erfüllen die Anforderungen.

Der Ausgangskondensator soll eine möglichst große Kapazität und einen möglichst geringen äquivalenten Serienwiderstand (engl. Equivalent Series Resistance, ESR) aufweisen, um die Restwelligkeit der Ausgangsspannung zu reduzieren. Außerdem verringert ein hoher ESR die Effizienz. Bei Bauformen von $1,0\text{ mm} \times 0,5\text{ mm} \times 0,5\text{ mm}$ ist eine Kapazität von $10\text{ }\mu\text{F}$ und einem ESR von $8\text{ m}\Omega$ erhältlich. Die Kondensatoren erfüllen die Anforderungen an den Bauraum und an die geforderte Leistungsfähigkeit [Mur13].

Die maximale Stromaufnahme des Systems liegt derzeit bei ca. 20 mA . Die Auslegung des Schaltwandlers erfolgt mit einem Sicherheitsfaktor von $2,5$, sodass jederzeit ein sicherer Betrieb gewährleistet ist. Um Teilsysteme, wie die Kommunikations- und Sensoreinheit, die sensibel auf ein Rauschen der Versorgungsspannung reagieren, direkt mit dem Schaltwandler versorgen zu können, darf die Restwelligkeit der Ausgangsspannung 10 mV nicht übersteigen. Im Arbeitspunkt $v_{bat} = 4,2\text{ V}$, $v_{out} = 2,1\text{ V}$ und $i_{load} = 50\text{ mA}$ ist die Restwelligkeit im Rahmen des Arbeitsbereichs maximal. Nach Gleichung 3.10 folgt daraus die minimale Schaltfrequenz für den Schaltwandler von $f_{SW,min} = 370,4\text{ kHz}$.

Zur Minimierung der Verluste wird per Simulation des Schaltwandlers mit Transistormodellen eines 180 nm -Prozesses [MOS15b] der Leitungswiderstand

$R_{DS,on}$, die Gateladung Q_{gate} und die Ausschaltzeit¹ t_{off} in Abhängigkeit der geometrischen Abmessungen des Transistors bestimmt. Für den High-Side-Transistor wird ein P-Kanal Metalloxidhalbleiter-Transistor (PMOS) und für den Low-Side-Transistor wird ein N-Kanal MOS-Transistor (NMOS) eingesetzt. Somit muss keine Steuerspannung generiert werden, die höher als die Spannung des Energiespeichers ist. Da keine hohe Spannungsfestigkeit gefordert ist, wird die Länge der Transistoren minimal gewählt. Aus den Leitungsverlusten wird der Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ bestimmt und aus einem Schaltvorgang wird die Ausschaltzeit t_{off} ermittelt. Die Gateladung wird über den Gatestrom und die Ein- bzw. Ausschaltdauer des Transistors nach $Q_{gate} = i_{gate} \cdot t_{off}$ berechnet. Abbildung 4.13 zeigt die erhaltenen Ergebnisse unter Variation der Kanalbreite. Der Durchlasswiderstand aus Abbildung 4.13(a) fällt mit zunehmender Kanalbreite. Dabei weisen PMOS-Transistoren grundsätzlich einen größeren Widerstand als NMOS-Transistoren auf. Die Gateladung (Abbildung 4.13(b)) und die Ausschaltzeit (Abbildung 4.13(c)) steigen nahezu linear mit der Kanalbreite an. Der Unterschied in der Gateladung zwischen NMOS und PMOS fällt geringer aus als beim Durchlasswiderstand.

Die Schalttransistoren des Schaltwandlers sollen so dimensioniert werden, dass die Gesamtverluste minimiert werden. Es treten Durchlassverluste, Schaltverluste, Gateladungsverluste und Verluste verursacht durch die Treiber auf. Mit den Gleichungen (3.11), (3.12), (3.13), (3.14) und (3.15) ergibt sich die Gesamtverlustleistung nach Gleichung (3.16). Die Gesamtverluste des PMOS- und des NMOS-Transistors sind in Abbildung 4.14 in Abhängigkeit von der Schalt-

¹Die Ausschaltzeit des NMOS-Transistors ist für die Berechnung der Verluste irrelevant, da die Schaltverluste näherungsweise Null sind.

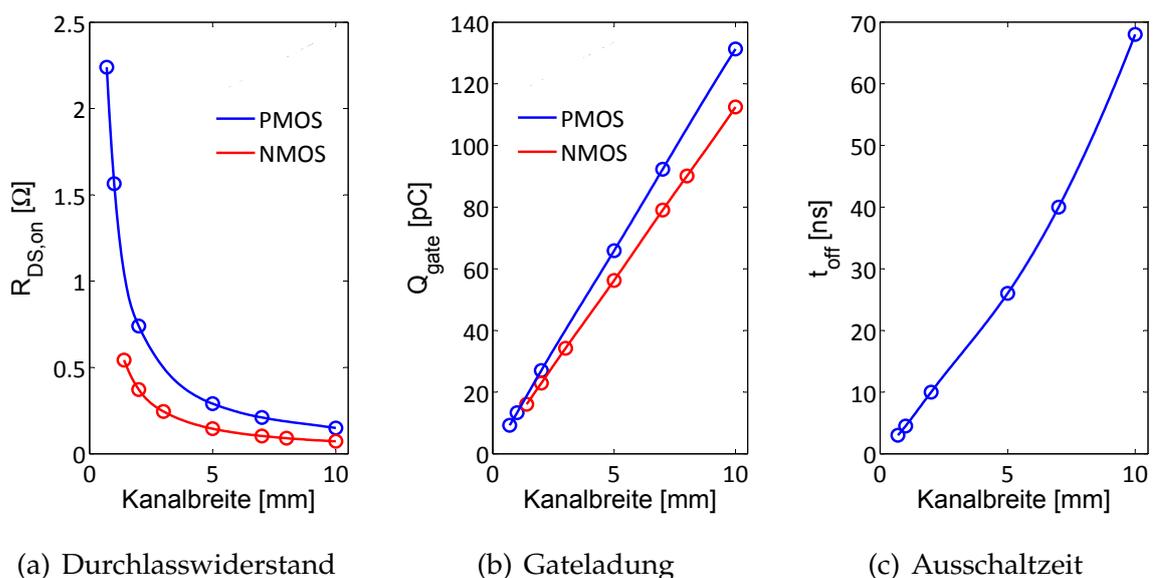


Abbildung 4.13.: Einfluss der Kanalbreite auf die Parameter des Transistors

4. Realisierung der Konzepte

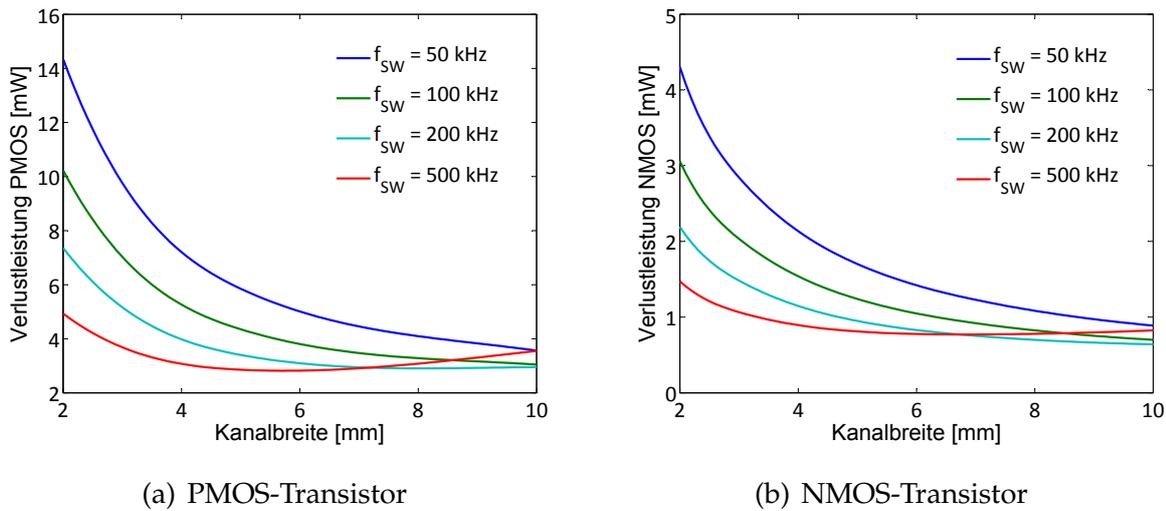


Abbildung 4.14.: Verlustleistung der Leistungstransistoren bei variierender Kanalbreite und bei verschiedenen Schaltfrequenzen

frequenz und der Kanalbreite dargestellt. Generell dominieren bei einer kleinen Kanalbreite die Leitungsverluste und bei einer großen Kanalbreite die Schalt-, Gateladungs- und Treiberverluste. Werden die Schaltfrequenzen höher, verschiebt sich die minimale Verlustleistung in Richtung einer schmaleren Kanalbreite. Die optimale Kanalbreite für einen Maximalstrom von 50 mA liegt bei einer Schaltfrequenz von 370,4 kHz. Die daraus resultierenden Parameter der Transistoren sind in Tabelle 4.6 dargestellt. Die Kurve der Verlustleistung des NMOS-Transistors verläuft sehr flach. Damit führt ein schmalerer Transistor zu einem nur marginal geringeren Wirkungsgrad und zu einer deutlichen Reduktion der Chipfläche.

Auf Basis der Auslegung des Ausgangsfilters und der Transistoren, wird anschließend die Bestimmung der Reglerparameter durchgeführt.

Transistor	Kanalbreite [mm]	$R_{DS,on}$ [mΩ]	Q_{gate} [pC]	t_{off} [ns]	Schaltverluste @ 50 mA [mW]	Leitungsverluste @ 50 mA [mW]
PMOS	6,4	228,13	84,33	3,54	0,89	1,61
NMOS	8,7	82,67	97,81	-	-	0,35

Tabelle 4.6.: Parameter und Verlustleistung der optimierten Schalttransistoren des Schaltwandlers

4.3.2. Parameterbestimmung der Reglerarchitektur

Für den in Abschnitt 3.6 vorgestellten Schaltregler werden im Folgenden die Parameter der Reglerarchitektur bestimmt und für die gewählten Werte die Stabilität verifiziert.

Bestimmung der Beobachterparameter

In Abschnitt 3.6.5 wurde das Stabilitätsgebiet der zeitinvarianten Approximation des Beobachters ermittelt. Die Wahl der Beobachterparameter aus dem stabilen Gebiet stellt eine notwendige Bedingung zum Stabilitätsbeweis des Beobachters dar. Zur Bestimmung der Parameter wird zunächst der Einfluss der Totzeit vernachlässigt. Anschließend wird überprüft, ob die Parameter im stabilen Gebiet liegen (vgl. Abschnitt 3.6.5). Zunächst wird die Gleichung (3.26) im Arbeitspunkt $\hat{v}_{out} = v_{out,0}$ und $d_1 = d_{1,0}$ linearisiert. Unter Vernachlässigung der Totzeit folgt daraus das Beobachtermodell

$$\begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_z \\ \Delta \hat{v}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -l_1 \\ \frac{1}{C} & -\left(\frac{v_{bat,0}^2 T_{SW} d_{1,0}^2}{\hat{v}_{out,0}^2 2LC} + \frac{1}{\hat{R}_{load} C} \right) - l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_z \\ \Delta \hat{v}_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} v_{out}, \quad (4.5)$$

welches für kleine Änderungen Δ um den Arbeitspunkt gültig ist. Das Tastverhältnis im Arbeitspunkt folgt aus Gleichung (3.17) mit $\dot{v}_{out,0} = 0$ und $i_{load,0} = v_{out,0}/R_{load}$

$$d_{1,0} = \sqrt{\frac{2L}{T_{SW} R_{load}} \frac{v_{out,0}^2}{v_{bat,0}(v_{bat,0} - v_{out,0})}}. \quad (4.6)$$

Damit kann das Gleichungssystem (4.5) zu

$$\begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_z \\ \Delta \hat{v}_{out} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -l_1 \\ \frac{1}{C} & -\left(\frac{1}{R_{load} C} \frac{2v_{bat,0} - v_{out,0}}{v_{bat,0} - v_{out,0}} \right) - l_2 \end{bmatrix}}_{A_2} \begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_z \\ \Delta \hat{v}_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} v_{out}. \quad (4.7)$$

umgeschrieben werden. Die Beobachterparameter lassen sich über die Vorgabe der Eigenwerte λ mittels gewünschter Dämpfung δ_b und Zeitkonstante τ_b bestimmen:

$$\det(sI - A_2) = \lambda^2 + \underbrace{\left(\frac{1}{R_{load} C} \frac{2v_{bat,0} - v_{out,0}}{v_{bat,0} - v_{out,0}} + l_2 \right)}_{\omega_1} \lambda + \frac{l_1}{C} = \lambda^2 + \frac{2\delta_b}{\tau_b} \lambda + \frac{1}{\tau_b^2} \quad (4.8)$$

Über einen Koeffizientenvergleich ergeben sich die Beobachterparameter zu

$$l_1 = \frac{C}{\tau_b^2}, \quad (4.9a)$$

$$l_2 = \frac{2\delta_b}{\tau_b} - \omega_1. \quad (4.9b)$$

Da ein linearisiertes Modell vorliegt, muss zur Bestimmung der Parameter der ungünstigste Arbeitspunkt angenommen werden. Das ist der Fall, wenn der Arbeitspunkt mit der größten Streckenzeitkonstante bzw. mit dem kleinsten Streckenpol ω_1 gewählt wird. In allen anderen Arbeitspunkten erhöht sich die Dämpfung des Beobachters. Dadurch ist die Stabilität gewährleistet. Die Anforderungen an die Dynamik des Beobachters sind gering. Denn plötzlich auftretende Störungen werden vom Regler ausgeglichen und $v_{out} = \hat{v}_{out}$ muss lediglich im eingeschwungenen Zustand gelten. Um den Einfluss der Totzeit τ auf die Stabilität möglichst gering zu halten, wird eine Zeitkonstante $\tau_b \gg \tau$ gewählt. Dennoch darf die Zeitkonstante nicht zu groß gewählt werden, da sonst $v_{out} = \hat{v}_{out}$ bei einem Lastwechsel nicht gewährleistet werden kann. Zudem soll ein Überschwingen möglichst vermieden werden. Eine Zeitkonstante von $\tau_b = 100 \mu\text{s}$ und eine Dämpfungskonstante von $\delta_b = 1$ erfüllen die Anforderungen. Durch Vernachlässigung der Totzeit kann es selbst mit einer Dämpfung von $\delta_b = 1$ zu einem leichten Überschwingen kommen. Der kleinste Streckenpol ergibt sich bei offenen Klemmen, d.h. wenn $R_{load} \rightarrow \infty$ und $\omega_1 = 0$. Mit der Kapazität $C = 10 \mu\text{F}$ ergeben sich die Beobachterparameter aus den Gleichungen (4.9) zu

$$l_1 = 1000 \frac{\text{A}}{\text{Vs}},$$

$$l_2 = 20000 \frac{1}{\text{s}}.$$

Die ermittelten Parameter liegen im geforderten Stabilitätsgebiet aus Abbildung 3.34. Allerdings besteht – hauptsächlich wegen des Parameters l_2 – keine große Reserve bezüglich der Totzeit (vgl. Abbildung 3.34). Die notwendige Bedingung des Stabilitätsbeweises ist erfüllt. Allerdings muss noch gezeigt werden, dass auch der zeitvariante Beobachter stabil ist.

Bestimmung der Reglerparameter

Aufgrund der neuen Reglerarchitektur des Schaltreglers kann der PI-Regler ausgelegt werden, als sei keine Totzeit im System vorhanden. Die Reglerparameter werden so gewählt, dass der maximal zulässige Pulsstrom der Batterie im schlechtesten Fall nicht überschritten wird. Der Fall tritt ein, wenn ein Lastsprung um den maximal zulässigen Strom $i_{z,max}$ stattfindet. Neben der

Abhängigkeit vom Laststrom ist der Batteriestrom dann am höchsten, wenn das Verhältnis zwischen Batteriespannung und Ausgangsspannung am kleinsten ist. Trotz der modellbasierten Struktur ist es nicht möglich, einen Lastsprung vor Ablauf der Totzeit zu erkennen. Je nach Zeitpunkt des Lastwechsels kann eine signifikante Spannungsabweichung erst nach einer Verzögerung von $T_d = \tau + T_{AD}$ festgestellt werden. Nach Verzögerung T_d tritt ein maximaler Regelfehler e_{max} von

$$e_{max} = -\frac{i_{z,max}T_d}{C} \quad (4.11)$$

auf. Wird der Lastsprung zum Zeitpunkt $t = 0$ erkannt und war das System zuvor im eingeschwungenen Zustand, so gilt

$$\hat{v}_{out}(0) = v_{out,ref}, \quad (4.12)$$

$$v_{out}(0) = v_{out,ref} + e_{max}, \quad (4.13)$$

$$\hat{i}_{load}(0) = i_{load}(0) = 0. \quad (4.14)$$

Damit folgt die Verstärkung des P-Anteils aus Gleichung 3.32 zu

$$k_P = -\frac{w(0)}{e_{max}(0)} \quad (4.15)$$

$$= -\frac{(v_{bat,0} - \hat{v}_{out}(0))v_{bat,0}}{(v_{bat,0} - v_{out}(0))\hat{v}_{out}(0)} \frac{i_{bat,max}}{e_{max}C} + \frac{\hat{i}_{load}(0)}{e_{max}C} \quad (4.16)$$

$$= -\frac{(v_{bat,0} - v_{out,ref})v_{bat,0}}{(v_{bat,0} - v_{out,ref} - e_{max})v_{out,ref}} \frac{i_{bat,max}}{e_{max}C}. \quad (4.17)$$

Das Beobachtermodell entspricht einer Näherung des realen Schaltwandlers, da auf die Modellierung von parasitären Effekten zu Gunsten des Implementierungsaufwands verzichtet wurde. Zusätzlich entstehen Modellunsicherheiten durch eine nicht exakte Parameterwahl. Um nach Laststörungen trotzdem den stationären Endwert zu erreichen, wird ein I-Anteil im Regler verwendet. Zur Bestimmung des Parameters k_I ist es ausreichend, die Eingang/Ausgang-linearisierte Strecke näherungsweise als Integrator aufzufassen. Der Nenner des geschlossenen Kreises $N_{Gw}(s)$ folgt dann zu

$$N_{Gw}(s) = \frac{1}{k_I}s^2 + \frac{k_P}{k_I}s + 1. \quad (4.18)$$

Die Dynamik des geschlossenen Kreises wird über einen Koeffizientenvergleich mit

$$N_{Gw}(s) = \tau_r^2 s^2 + 2\delta_r \tau_r s + 1 \quad (4.19)$$

festgelegt, wobei τ_r der Zeitkonstante und δ_r der Dämpfung des Kreises entspricht. Daraus folgt

$$\tau_r^2 = \frac{1}{k_I}, \quad (4.20a)$$

$$2\delta_r\tau_r = \frac{k_P}{k_I}. \quad (4.20b)$$

Durch Umformen von Gleichung (4.20b) nach τ_r und Einsetzen in Gleichung (4.20a) wird τ_r eliminiert. Somit kann k_I in Abhängigkeit der Dämpfung δ_r ausgedrückt werden:

$$k_I = \frac{k_P^2}{4\delta_r^2} \quad (4.21)$$

Beim Einsatz einer Mikrozelle wie beim Künstlichen Akkommodationssystem ist der Maximalstrom bei Pulsbelastung limitiert. Für die folgende Berechnung wird ein maximaler Pulsentladestrom von $i_{bat,max} = 60 \text{ mA}$ und eine Dämpfung von $\delta_r = 2$ angenommen. Daraus ergeben sich die Reglerparameter zu

$$k_P = 122 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

$$k_I = 930 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}^2}.$$

Berechnung der hinreichenden Stabilitätsbedingung

Zum endgültigen Beweis der Stabilität des Beobachters ist es weiterhin erforderlich, die Bedingungen aus Satz 3 aus Abschnitt 3.6.5 zu erfüllen. Um Satz 3 zu überprüfen, werden mehrere lineare Matrix-Ungleichungen (engl. Linear Matrix Inequality, LMI) aufgestellt. Die LMIs können ausschließlich numerisch gelöst werden. Die Berechnung wird mit Matlab durchgeführt und basiert auf der projektiven Methode von Nesterov und Nemirovski [NN94]. Zur Lösung der LMIs müssen die Intervallgrenzen betrachtet werden. Der Schaltregler hat einen weiten Ausgangsspannungsbereich von 0,3 V bis 2,5 V, um auch zukünftig Systemkomponenten mit geringeren Versorgungsspannungen versorgen zu können.

Für die Matrix A_0 mit dem zeitvarianten Matrixelement α_1 der Gleichung (3.37) wird eine obere und eine untere Schranke bestimmt. Das Element $\alpha_1(t)$ ist Null, wenn $d_1 = 0$ bzw. $u = 0$ und $\hat{R}_{load} \rightarrow \infty$ gelten. Daraus folgt mit $C = 10^{-6}$ die obere Schranke zu

$$\bar{A}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 10^5 \frac{\text{V}}{\text{As}} & 0 \end{bmatrix}.$$

Für die Bestimmung der unteren Schranke von A_0 muss das Maximum von α_1 bestimmt werden. Die Parameter \hat{v}_{out} , v_{out} , \hat{R}_{load} und u aus α_1 sind nicht unabhängig von einander. Im eingeschwungenen Zustand erfolgt das Maximum wenn $v_{out} = \hat{v}_{out} = v_{out,0,min}$ und $i_{load,max} = \hat{v}_{out} / \hat{R}_{load,min} = i_{load,0,max}$ gilt. Nach Gleichung (3.24) und $d_1^2 = u$ beträgt die Stellgröße in dem Arbeitspunkt:

$$u_0 = \frac{v_{out,0,min}}{v_{bat,0}(v_{bat,0} - v_{out,0,min})} \frac{2L}{T_{SW}} i_{load,0,max} \quad (4.23)$$

Im dynamischen, zeitvarianten Fall kann nach einem Lastsprung unter Umständen eine größere Stellgröße als u_0 auftreten. Der kritische Zeitpunkt ist zum besseren Verständnis in Abbildung 4.15 dargestellt. Tritt der maximale Lastsprung des Stroms (grün) im eingeschwungenen System auf, sinkt die Ausgangsspannung (blau) bis zum Zeitpunkt t_{krit} um e_{max} . Zum Zeitpunkt t_{krit} bemerkt der Regler den Spannungsabfall und die Stellgröße (orange) wird erhöht. Nach dem kritischen Punkt t_{krit} sinkt die Stellgröße bis zum neuen stationären Zustand wieder ab. Zusätzlich steigt der Modellausgang (rot), da der Beobachter eine große Zeitkonstante besitzt. Beides führt zu einem geringeren α_1 . Die Stellgröße hängt dann vom Regelfehler und der Verstärkung des Reglers ab. Zur konservativen Abschätzung von u_{max} werden die maximale Regelabweichung e_{max} aus Gleichung (4.11) und der Reglerparameter k_p nach Gleichung (4.17) verwendet. Mit Gleichung (3.31) folgt die maximale Stellgröße u_{max} bei einer maximalen Regelabweichung e_{max} und einem Sprung auf den maximalen Laststrom $i_{load,max}$ zu

$$u_{max}(v_{out}) = \frac{v_{out}}{v_{bat,0}(v_{bat,0} - v_{out})} \frac{2LC}{T_{SW}} \left(w(e_{max}) + \frac{i_{load,max}}{C} \right).$$

Die maximale Stellgröße hängt nur noch von der Ausgangsspannung ab. Zum Zeitpunkt, an dem der Lastsprung erfasst wird, gilt:

$$v_{out} = v_{out,0} - e_{max},$$

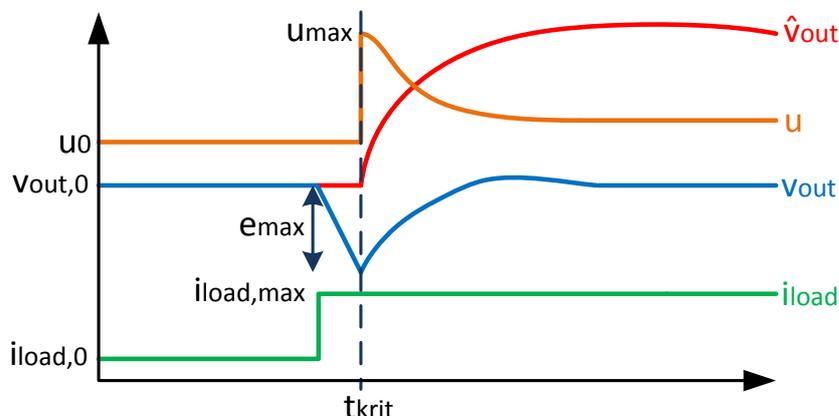


Abbildung 4.15.: Schematische Darstellung eines Lastsprungs

$$\hat{v}_{out} = v_{out,0}$$

Eine Maximierung des Matrixelements α_1 erfolgt für

$$\alpha_{1,max} = \max \left(\frac{v_{bat,0}^2}{\hat{v}_{out,0}(v_{out,0} - e_{max})} \frac{T_{SW}}{2LC} u_{max} \left(v_{out} + \frac{1}{\hat{R}_{out,0}C} \right) \right). \quad (4.24)$$

Es entsteht ein mehrdimensionales Optimierungsproblem, welches abhängig von der Ausgangsspannung $v_{out,0}$, der Zellspannung $v_{bat,0}$, dem Laststrom $i_{load,0}$ und der Schaltfrequenz f_{SW} numerisch gelöst wird. Abbildung 4.16 zeigt den Parameter $\alpha_1(t)$ in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Laststroms. Somit folgt für die untere Schranke der Matrix A_0 mit den Beobachter- und Reglerparametern aus Abschnitt 4.3.2

$$\underline{A}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\alpha_{1,max} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 10^5 \frac{V}{As} & -6,02 \cdot 10^4 \frac{1}{s} \end{bmatrix}.$$

Die Matrix A_1 ergibt sich mit den gewählten Beobachterparametern zu

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -l_1 \\ 0 & -l_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -10^3 \frac{A}{Vs} \\ 0 & -2 \cdot 10^5 \frac{1}{s} \end{bmatrix}.$$

Aus der numerischen Lösung der LMIs folgen die Eigenwerte der Matrizen P , Q und R :

$$\begin{aligned} \lambda_{P1} &= 95,8; & \lambda_{P2} &= 9,16 \cdot 10^3; \\ \lambda_{Q1} &= 4,52 \cdot 10^5; & \lambda_{Q2} &= 9,62 \cdot 10^6; \\ \lambda_{R1} &= 15,05; & \lambda_{R2} &= 61,91. \end{aligned}$$

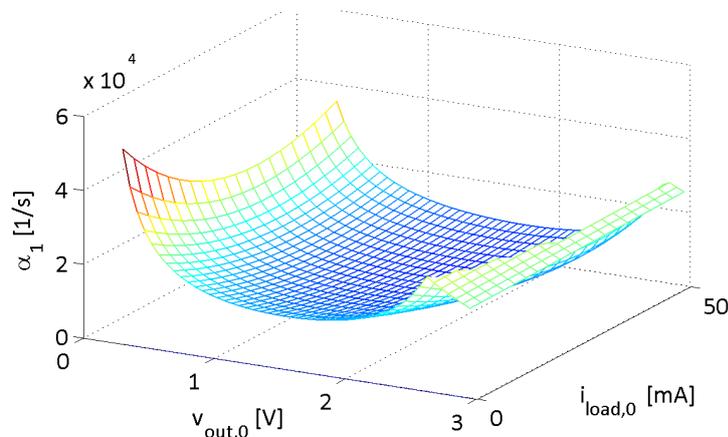


Abbildung 4.16.: Matrixelement α_1 in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Laststroms vor dem Lastsprung

Da alle Eigenwerte positiv sind, ist die Bedingung (3.86a) erfüllt. Die Berechnung von γ_{min} wird nach 15 Iterationen mit der Lösung

$$\gamma_{min} = -2,57$$

abgebrochen. Damit wird ein $\gamma < 0$ gefunden, womit die Bedingungen (3.86b) und (3.86c) erfüllt sind. Der Beobachter ist somit nach Satz 3 global gleichmäßig exponentiell stabil. Da der Beobachter stabil ist und für den Beobachterfehler $e_v(t) \rightarrow 0$ gilt, ist garantiert, dass mit dem stabilen PI-Regler die neue Regelungsstruktur stabil ist.

4.3.3. Umsetzung der digitalen Pulsweitenmodulation

Nach dem Konzept in Abschnitt 3.6.6 werden im Folgenden die Auflösung und die Schaltfrequenzen der neuen Pulsweitenmodulation bestimmt. Außerdem werden die notwendigen Modifikationen an der Regelstruktur beschrieben.

Auflösung der DPWM

Um Grenzyklen, d.h. ein Oszillieren der Ausgangsspannung mit konstanter Amplitude im stationären Zustand zu vermeiden, soll die Auflösung der DPWM größer als die Auflösung des A/D-Wandlers sein [PS03]. Die Regel gilt allerdings nur für digitale Schaltregler mit geringer Auflösung des A/D-Wandlers. Aufgrund der neuen Reglerarchitektur mit einem hochauflösenden Modellausgang entstehen keine wahrnehmbaren Grenzyklen, da geringe Abweichungen von der Referenzspannung sofort zu einer Änderung der Stellgröße führen. Die minimalen Abweichungen erzeugen einen kleinen Anteil an der Stellgröße, der als zufällig angenommen werden kann. Deshalb kann das dadurch entstehende Rauschen als weiß angesehen werden und erzeugt somit keine Störspitze im Frequenzspektrum. Außerdem sind die Amplituden weitaus geringer als die Restwelligkeit durch die Schaltvorgänge. Eine niedrige Auflösung der DPWM erfordert eine kleine Chipfläche und führt zu einer geringeren Leistungsaufnahme. Ein Kompromiss zwischen ausreichendem Rauschverhalten und geringem Energiebedarf stellt eine Auflösung von 10 Bit dar. Die Auflösung muss die DPWM bei der maximalen Schaltfrequenz von 370,4 kHz erreichen. Mit einer Taktfrequenz von 8 MHz kann somit eine Auflösung der Zähler-PWM von $\log_2(8 \text{ MHz}/370,4 \text{ kHz}) = 4,43$ Bit erreicht werden. Durch den Dual-Edge-Mechanismus erhöht sich die Auflösung um 1 Bit auf 5,43 Bit. Die Delay-Line muss somit über eine Auflösung von mindestens 4,57 Bit verfügen. Es wird eine Delay-Line mit 32 Stufen eingesetzt, was einer Auflösung von 5 Bit und einer Verzögerungszeit von ca. 1,953 ns pro Stufe entspricht.

Definition der Schaltfrequenzen

Der Platzbedarf der DPWM mit einer variablen Schaltfrequenz ist aufgrund der zusätzlich benötigten Multiplikation zur Umrechnung des Tastverhältnisses auf den aktuellen Zählerendwert im Vergleich zu einer DPWM mit einer festen Schaltfrequenz aufwändiger. Um den Ressourcenaufwand zu verringern, wird die Anzahl an zulässigen Schaltfrequenzen stark reduziert. Vorteilhaft sind Frequenzen, die sich durch einfache Bitschiebe-Operationen erzeugen lassen. Für die Anpassung des Tastverhältnisses kann bei den dadurch entstehenden Schaltfrequenzen auf eine Multiplikation verzichtet werden. Gewählt werden deshalb die Schaltfrequenzen 62,5 kHz mit einem Zählerendwert von 255 (8-bit-Zähler), 125 kHz mit einem Zählerendwert von 127 (7-bit-Zähler) und 250 kHz mit einem Zählerendwert von 63 (6-bit-Zähler). Die Schaltfrequenz von 370,4 kHz kann mit einer 10-bit-DPWM nicht exakt eingestellt werden. Die nächsthöhere Frequenz beträgt 372 kHz und entspricht einem Zählerendwert von 42. In Abbildung 4.17 ist die Reduktion des Wirkungsgrads bei einer fixen Anzahl an Schaltfrequenzen gegenüber einer stufenlosen Anpassung der Schaltfrequenz über dem Laststrom dargestellt. Der Vergleich des Abfalls des Wirkungsgrads bei lediglich 4 Schaltfrequenzen gegenüber der stufenlosen Anpassung ist derart gering (max. 0,6 %), dass keine weiteren Schaltfrequenzen eingesetzt werden.

Die einzige der vier Schaltfrequenzen, bei der die Stellgröße nicht mit dem Schiebeoperator eingestellt werden kann, ist die Maximalfrequenz von 372 kHz. Zur Berechnung wird, anstatt eines großen parallelen 20-bit-Multiplizierer, ein energie- und platzeffizienter serieller Multiplizierer entworfen. Die Methode basiert auf addieren und links-schieben des Ergebnisses. Aufgrund des gleichbleibenden Zählerendwerts von 42 wird die serielle Multiplikation stets in drei

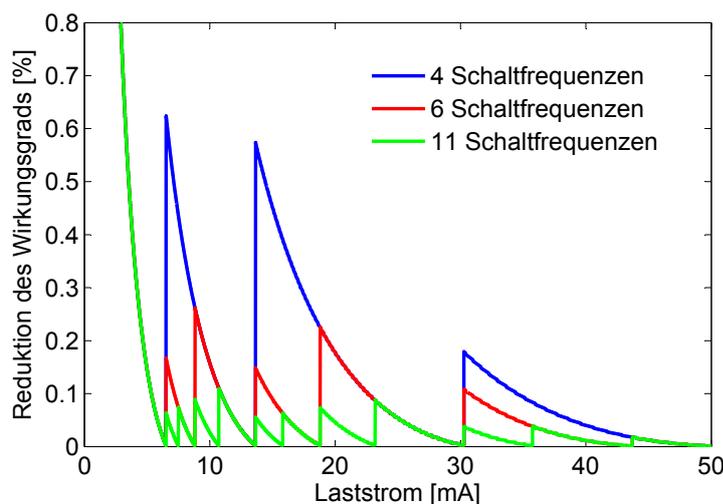


Abbildung 4.17.: Reduktion des Wirkungsgrads des Schaltwandlers gegenüber einer stufenlosen Einstellung der Schaltfrequenz bei einer Nutzung von 4, 6 und 11 Schaltfrequenzen

Schritten durchgeführt. Das entspricht einer Berechnungszeit von nur 375 ns oder 13,95 % einer Schaltperiode. Im Abschnitt 4.4.1 wird der Mechanismus der seriellen Multiplikation detailliert vorgestellt.

Mit der Begrenzung der Schaltfrequenzen und der effizienten seriellen Multiplikation gelingt es den Mehraufwand der DPWM mit variabler Schaltfrequenz gegenüber einer modernen PWM/PFM so weit wie möglich zu reduzieren.

Modifikation des Regelungsalgorithmus

Die DPWM variiert ihre Schaltfrequenz in Abhängigkeit des vom Regler ermittelten Laststroms, da der reale Laststrom nicht gemessen wird. Sowohl die Lastkorrektur als auch das Streckenmodell ist von der Schaltfrequenz abhängig. Deshalb wird die tatsächliche Schaltfrequenz der DPWM zum Regler zurückgeführt. Um ein ähnlich gutes Regelverhalten wie bei einer DPWM mit einer festen Frequenz zu erzielen, werden folgende Regeln für die Reglerarchitektur definiert:

1. Im Steuerungsmodus wird unabhängig vom Laststrom immer die höchste Schaltfrequenz gewählt. Das garantiert eine optimale Leistungsfähigkeit beim Startvorgang oder beim Arbeitspunktwechsel. Der Effekt auf die Leistungsaufnahme ist vernachlässigbar, da der Regler sich nur für eine kurze Zeit im Steuerungsmodus befindet.
2. Bei einer auftretenden Regelabweichung wechselt die DPWM sofort zur höchsten Schaltfrequenz. Bei einer hohen Schaltfrequenz kann die Stellgröße in kürzeren Abständen geändert werden, was zu einer schnellen Korrektur und einer geringen Ausregelzeit der Abweichung führt.
3. Ein Wechsel zwischen zwei Schaltfrequenzen ist nur im eingeschwungenen Zustand erlaubt. Die Regel verhindert ein unkontrolliertes Oszillieren der Ausgangsspannung oder einen permanenten Wechsel zwischen zwei Frequenzen. Zur Beurteilung wird die Änderung des geschätzten Laststroms betrachtet.

Die Aktualisierungsfrequenz der Reglerarchitektur ist immer größer als die Schaltfrequenz des Schaltwandlers. Deshalb wird das Tastverhältnis mittels eines Sample-and-Hold-Elements bis zur nächsten Schaltperiode konstant gehalten.

4.4. Implementierung und Testaufbau des Schaltreglers

In diesem Abschnitt werden Methoden zur effizienten Implementierung der Reglerarchitektur vorgestellt und angewandt. In einem Testaufbau, bestehend

aus einem diskret aufgebauten Schaltwandler, einem FPGA und A/D-Wandler, wird die Leistungsfähigkeit der Regelung evaluiert.

4.4.1. Implementierung des digitalen Reglers und der digitalen Pulsweitenmodulation

Eine durchdachte Implementierung des Reglers und der DPWM kann sowohl die Leistungsaufnahme reduzieren als auch die Leistungsfähigkeit erhöhen.

Pipelining

Bei komplexen Schaltkreisen kann ein sogenanntes Pipelining helfen, sowohl die Taktfrequenzvorgabe zu treffen als auch den Leistungsbedarf zu senken. In Abbildung 4.18 ist links ein großes kombinatorisches Logiknetz dargestellt. Durch das Pipelining wird das kombinatorische Logiknetz durch das Einfügen von Registern zum Speichern von Zwischenergebnisse in mehrere Stufen aufgeteilt (Abbildung 4.18 rechts).

Um allerdings die selbe Latenz zu erzielen, muss die Taktfrequenz um einen Faktor, der gleich der Anzahl an Pipelining-Stufen ist, erhöht werden. Durch eine Verringerung der Leistungsaufnahme der kombinatorischen Logik kann trotz einer höheren Taktfrequenz und einer größeren Anzahl an Registern die Leistungsaufnahme insgesamt erheblich reduziert werden. Unnötige Schaltverluste, sogenannte Glitches, entstehen durch fehlende Abstimmung der verschiedenen Pfade. Dabei ist die Schaltfrequenz der Gatter ein Vielfaches höher als die Taktfrequenz des Systems. Abbildung 4.19 verdeutlicht das Verhalten anhand eines Beispiels. In der oberen Darstellung ändert sich der Ausgang E, obwohl das Ergebnis D noch nicht vollständig berechnet ist. Im Addierer entstehen dadurch vermeidbare Verluste durch Schaltvorgänge. In der unteren Darstellung werden unnötige Schaltvorgänge durch das Einfügen von Registern unterdrückt. Ein Ausgleichen der Pfade durch ein weiteres Register im unteren Pfad verhindert eine Berechnung mit falschen Eingangswerten. Durch die Erhöhung der Taktfrequenz steigt der Datendurchsatz.

Die Reglerstruktur beinhaltet viele aufeinander folgende Rechenoperationen zur Berechnung des Beobachters und des PI-Reglers. Zur Reduktion der kombinatorischen Leistungsaufnahme werden acht Pipelining-Stufen eingesetzt.

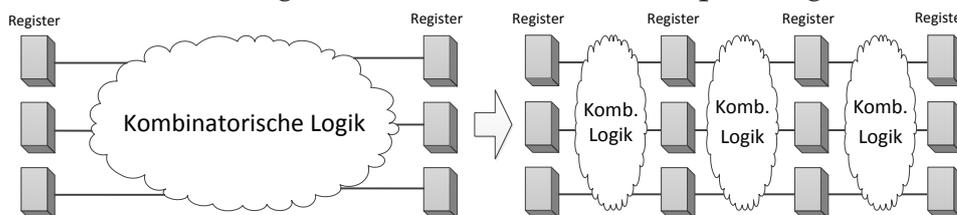


Abbildung 4.18.: Verkleinerung von kombinatorischen Logiknetzen durch Einfügen von Registern

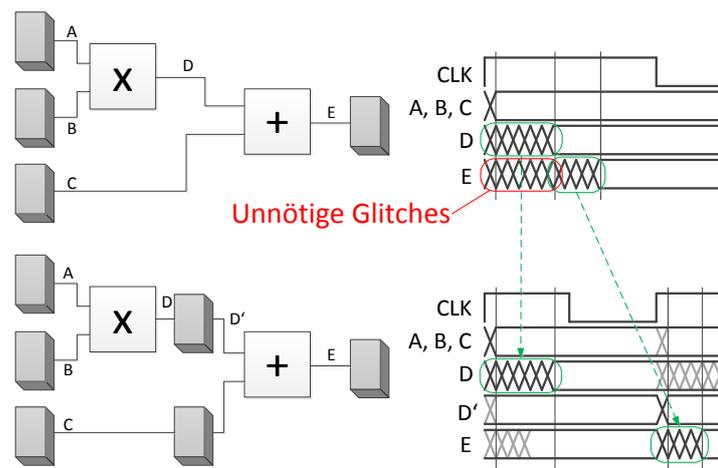


Abbildung 4.19.: Vermeidung von unnötigen Schaltvorgängen durch Pipelining

Aufgrund von internen Rückführungen ist ein automatisches Einfügen von Pipelining-Registern nicht möglich. Damit die korrekte Ausführung des Regelalgorithmus gewährleistet ist, ist ein sorgfältiges, manuelles Platzieren der Register auf Systemebene notwendig.

Unterbinden von unnötigen Schaltverlusten

Durch das Erhöhen der Taktfrequenz wurde die zusätzliche Latenz des Pipelining-Ansatzes kompensiert. In gleichem Maße erhöht sich dadurch der Datendurchsatz. Da der erhöhte Durchsatz nicht benötigt wird, kann die Leistungsaufnahme weiter reduziert werden, indem pro Taktperiode lediglich eine Stufe aktiviert wird. Zur Unterdrückung der Berechnungen, werden die restlichen Stufen über das Enable-Signal der Pipelining-Register deaktiviert. Die Register halten den Wert, der vor der Deaktivierung anlag. Somit bleiben die Eingangswerte der inaktiven Stufen konstant und die Gatter ändern ihren Zustand nicht. Für jede Stufe wird ein Enable-Signal generiert, das genau eine Taktperiode lang aktiv ist. Die Enable-Signale sind versetzt aktiv, sodass die Berechnungen ähnlich wie beim Dominoeffekt die Stufen durchlaufen. Bei acht Pipelining-Stufen erzeugt jede Stufe damit nur ein Achtel der Zeit Schaltverluste. Ein weiterer positiver Effekt ist, dass Register, die zum Synchronisieren der Pfade eingefügt wurden, entfernt werden können, da nun eine gezielte Aktivierung eines Bereichs möglich ist. In Abbildung 4.20 ist beispielhaft das Zeitverhalten der Enable-Signale zusammen mit den Auswirkungen auf den Schaltkreis dargestellt. Oben ist das klassische Pipelining und unten das Enable-gesteuerte zu sehen. In der ersten Taktperiode sind die Register mit dem Enable-Signal „En 1“ aktiv, in der zweiten die mit dem Enable-Signal „En 2“. Im Vergleich der Signale A bis E treten im Enable-gesteuerten Verfahren (unten) weit weniger Schaltvorgänge als beim klassischen (oben) auf.

4. Realisierung der Konzepte

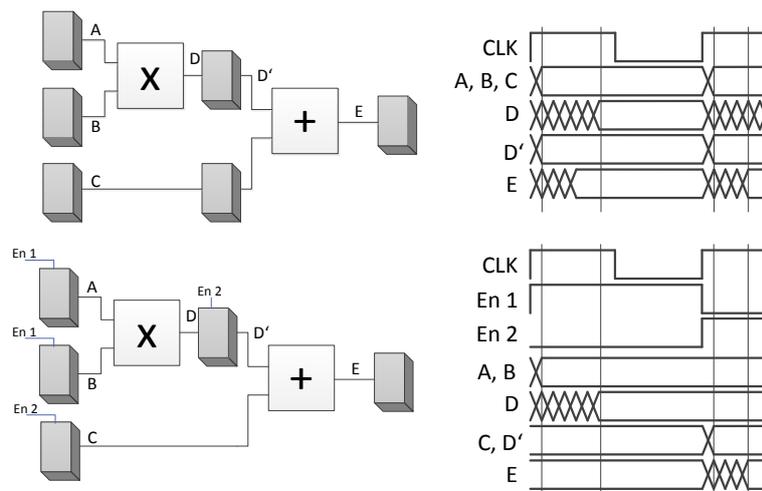


Abbildung 4.20.: Vermeidung von unnötigen Schaltvorgängen durch Deaktivierung von Schaltungsteilen über Enable-Signale

Effiziente Berechnungen

Komplexe mathematische Operationen müssen in einer Niedrigenergie-Anwendung möglichst vermieden oder sehr effizient implementiert werden. Die erste Maßnahme ist eine Optimierung der Bitbreiten jedes Signals. Je geringer die Bitbreite der Signale, umso kleiner und energiesparender werden mathematische Operationen implementierbar. Verdoppelt sich beispielsweise die Bitbreite zweier Signale, benötigt eine Multiplikation der Signale nahezu vier mal so viele Gatter. Deshalb müssen für jedes Signal der Wertebereich und die benötigte Auflösung bestimmt werden, sodass sich der Signalfehler am Ausgang im Toleranzbereich bewegt.

Basierend auf den Signalbreiten ergibt sich für jede Operation eine optimale Implementierung. Multiplizierer und Dividierer können bei Signalen mit kleiner Bitbreite durch Lookup-Tabellen ersetzt werden. In den Lookup-Tabellen werden die Ergebnisse der Berechnung für alle Eingangswerte hinterlegt. Allerdings werden LUTs bei größeren Bitbreiten ineffizient. Wird die Bitbreite einer Berechnung mit zwei Eingangssignalen um 1 bit erhöht, vergrößert sich die LUT um Faktor vier. LUTs werden sowohl im Regler zur Division von der Ausgangsspannung und zur Berechnung des Tastverhältnis im Steuerungsbetrieb als auch in der DPWM zur Auswahl der Schaltfrequenz eingesetzt. Ebenso bieten sich LUTs bei einer Operation mit einem konstanten Operanden an. Operationen, die durch Zweierpotenzen multipliziert oder dividiert werden, können über einfache Schiebeoperationen implementiert werden. Das Verfahren kommt bei der DPWM zur Berechnung des schaltfrequenzskalierten Tastverhältnisses zum Einsatz. Allerdings versagt die Methode, sobald die Schaltperiode nicht als Zweier-Potenz der Taktperiode dargestellt werden kann. Jedoch stehen – aufgrund des Verhältnisses von Durchsatz des Regelalgorithmus zur Schaltfrequenz

des Schaltwandlers von minimal 2,69 – mehrere Taktzyklen zur Ausführung der Multiplikation zur Verfügung. Damit ist eine serielle Implementierung möglich, die den Ressourcenbedarf und somit auch die Leistungsaufnahme reduziert. Im konkreten Fall ist eine Berechnung unter Verwendung eines Addierers und eines Schiebeoperators nach drei Taktzyklen abgeschlossen. In Abbildung 4.21 ist ein Beispiel der seriellen Multiplikation mit einem Tastverhältnis von $d_1 \approx 0,713$ dargestellt. Begonnen wird mit dem MSB des rechten Multiplikanden. Bei einer ‚1‘ wird der linke Multiplikand mit Null addiert. Da das Ergebnis gerade der linke Multiplikand ist, muss keine Addition durchgeführt werden. Anschließend folgt ein links-schieben des Ergebnisses. Ist das nächste niederwertige Bit eine ‚0‘, wird nochmal die Schiebeoperation durchgeführt. Ist das nächste niederwertige Bit eine ‚1‘, erfolgt zunächst eine Addition des linken Multiplikanden mit dem Ergebnis, bevor die Schiebeoperation ausgeführt wird. Nach den obigen Regeln wird die serielle Multiplikation fortgeführt, bis das LSB erreicht ist.

4.4.2. Versuchsergebnisse

Im Folgenden wird der Versuchsaufbau vorgestellt, die Messergebnisse mit den Simulationsergebnissen verglichen und sowohl die Leistungsaufnahme der Reglerarchitektur als auch die Leistungsfähigkeit des Schaltreglers evaluiert.

Versuchsaufbau

Zum Funktionstest der neuen Reglerarchitektur wurde ein Schaltregler mit diskreten Komponenten aufgebaut. Neben dem FPGA, auf dem der digitale Regler implementiert wurde, kommen zwei 12-bit SAR-A/D-Wandler mit einer Abtastrate von 100 kSPS zur Spannungskonvertierung zum Einsatz. Eine Halbbrücke mit integrierten Treibern bildet zusammen mit einer Spule und einem Kondensator einen Synchronwandler. Alle Parameter des Systems sind in Tabelle 4.7 zusammengefasst.

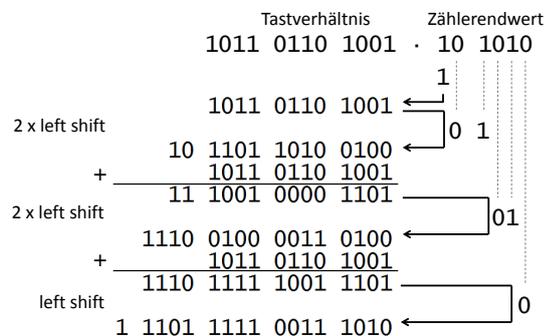


Abbildung 4.21.: Prozedur der seriellen Multiplikation eines Tastverhältnisses von $d_1 \approx 0,713$ und einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 372$ kHz (ohne führende Nullen, Wertigkeit: Tastverhältnis LSB 2^{-12} , Zählerendwert LSB 2^0)

4. Realisierung der Konzepte

Parameter	Beschreibung	Werte(-bereich)
v_{bat}	Batteriespannungsbereich	3,0 V-4,2 V
v_{out}	Ausgangsspannungsbereich	0,3 V-2,5 V
$i_{bat,max,c}$	Max. kontinuierlicher Entladestrom	40 mA
$i_{bat,max,p}$	Max. Pulsentladestrom	60 mA
L	Induktivität der Spule	2.2 μ H
R_L	Ohmscher Widerstand der Spule	500 m Ω
C	Kapazität des Kondensators	10 μ F
ESR	Äquiv. Serienwiderstand des Kondensators	8 m Ω
f_{SW}	Schaltfrequenz des Wandlers	62,5 kHz-372 kHz
N_{AD}	Auflösung der A/D-Wandler	12 bit
n_{AD}	Quantisierungsschritt der Spannung	976.6 μ V
f_{AD}	Abtastrate des A/D-Wandlers	100 kHz
τ	Verzögerung des A/D-Wandlers	7 μ s
N_{DPWM}	Auflösung der DPWM	10 bit-12 bit

Tabelle 4.7.: Parameter der Testumgebung

Simulations- und Messergebnisse

Zunächst wird das Startverhalten des Schaltreglers untersucht. Abbildung 4.22 zeigt den Spannungsverlauf der Messung und der Simulation. Der etwas längere Startvorgang des realen Schaltreglers ist auf Modellungenauigkeiten in der Simulation und auf Nichtlinearitäten sowie Toleranzen von Bauelementen zurückzuführen. Wie gefordert, wird der maximale Zellstrom im kontinuierlichen Betrieb nicht überschritten. Nach Erreichen der Referenzspannung wechselt der Schaltregler vom Steuerungsbetrieb in den Regelungsmodus.

In Abbildung 4.23 wird das Störverhalten des Schaltreglers untersucht. Dabei wird der schlechteste anzunehmende Fall, ein unbekannter Störstrom von 40 mA, betrachtet. Der Vergleich zwischen Messung und Simulation zeigt, dass das Überschwingen im realen Aufbau geringfügig höher ist. Nach Feststellung der Störung wechselt der Schaltregler sofort die Schaltfrequenz und regelt die Störung innerhalb von 70 μ s aus. Der Spannungsabfall beträgt maximal 90 mV. Abbildung 4.24 stellt den Verlauf der Ströme bei der identischen Störung dar. Der Entladestrom des Energiespeichers bleibt dabei unter dem Maximum des Zellstroms bei einer Pulsbelastung. Des Weiteren ist der vom Beobachter ermittelte Laststrom, der sich nach ca. 1 ms dem realen Strom anpasst, abgebildet.

Die adaptierbare Ausgangsspannung ist eine notwendige Eigenschaft des Schaltreglers zur Realisierung der neuen Energiemanagementkonzepten im Künstlichen Akkommodationssystem. Abbildung 4.25 zeigt die Flexibilität des Spannungswandlers bei der Einstellung unterschiedlicher Spannungsebenen

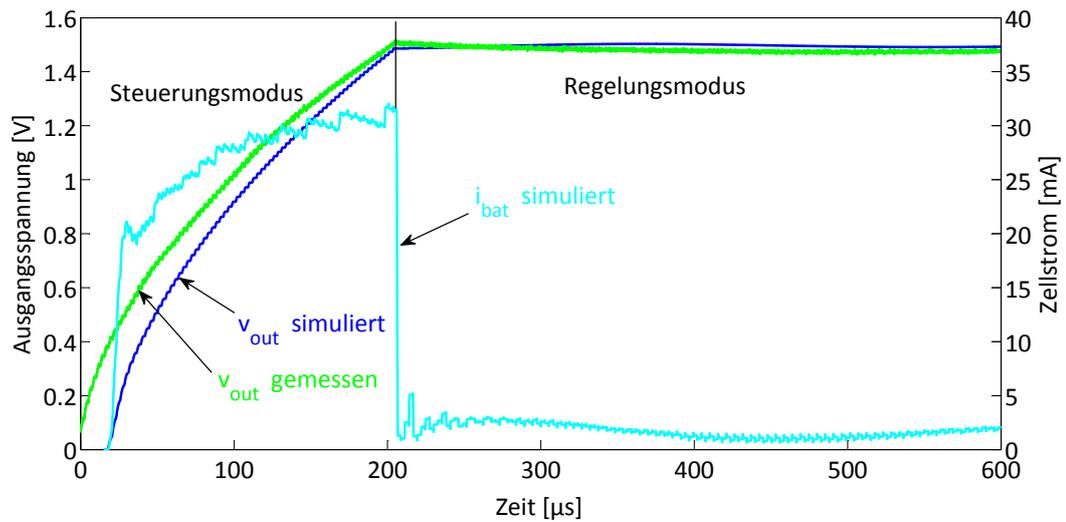


Abbildung 4.22.: Einschaltvorgang des Schaltreglers: Ausgangsspannung gemessen und simuliert sowie Entladestrom des Energiespeichers simuliert

unter verschiedenen Lastbedingungen. Das neue Spannungsniveau wird schnell und mit geringem Über- bzw. Unterschwingen erreicht. Beim Absenken der Spannung wird die Geschwindigkeit durch das Entladen der Ausgangskapazität durch den Laststrom vorgegeben. In Tabelle 4.8 sind die Referenzspannung und die Schaltfrequenzen in den jeweiligen Arbeitspunkten aufgelistet.

Abschließend wird der Schaltregler dazu verwendet das Testboard des Demonstrators zu versorgen. Ein Aktor war zum Zeitpunkt der Messungen noch nicht verfügbar. Aufgrund der bekannten Betriebspunkte des Systems kann die Lastkorrektur zur Stabilisierung der Spannung beitragen. Die Programmierung der Arbeitspunkte v ist in Tabelle 4.9 dargestellt. Abbildung 4.26

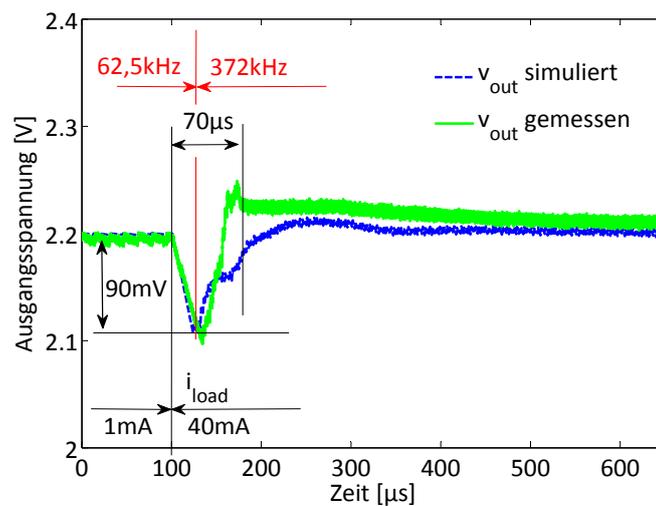


Abbildung 4.23.: Simulation und Messung der Sprungantwort auf einen Störstrom von 40 mA

4. Realisierung der Konzepte

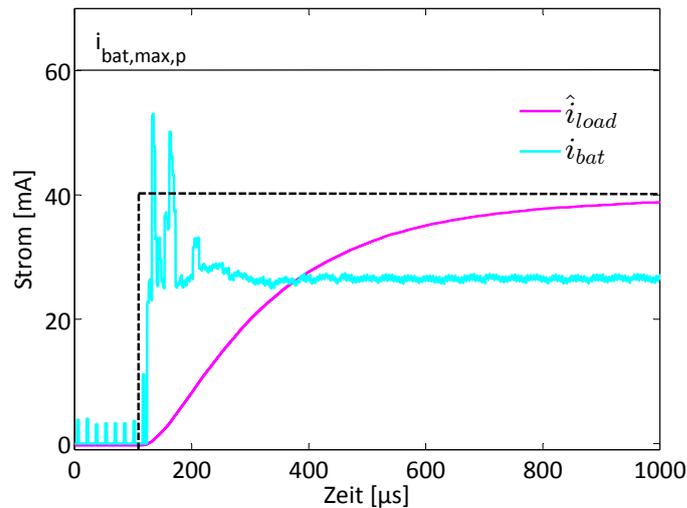


Abbildung 4.24.: Simulation des Entladestrom des Energiespeichers und des geschätzten Laststroms durch den Beobachter bei einem Störsprung von 40 mA

zeigt die dazugehörigen Messungen. Im oberen Bild ist die Ausgangsspannung (blau) und in den rot-markierten Bereichen die jeweilige Schaltfrequenz des Schaltreglers dargestellt. Das untere Bild zeigt das Lastprofil des Demonstrators (grün). Zusätzlich die Nummer des Arbeitspunkts aus Tabelle 4.9 angegeben. Durch die Lastkorrektur ist kein Einbruch der Spannung – trotz teils großer Laständerungen beim Senden und Empfangen über die drahtlose Schnittstelle (Abb. 4.26 unten) – erkennbar. Lediglich der starke Abfall des Laststroms in der Sende-Empfangs-Pause kann nicht vollständig kompensiert werden und führt

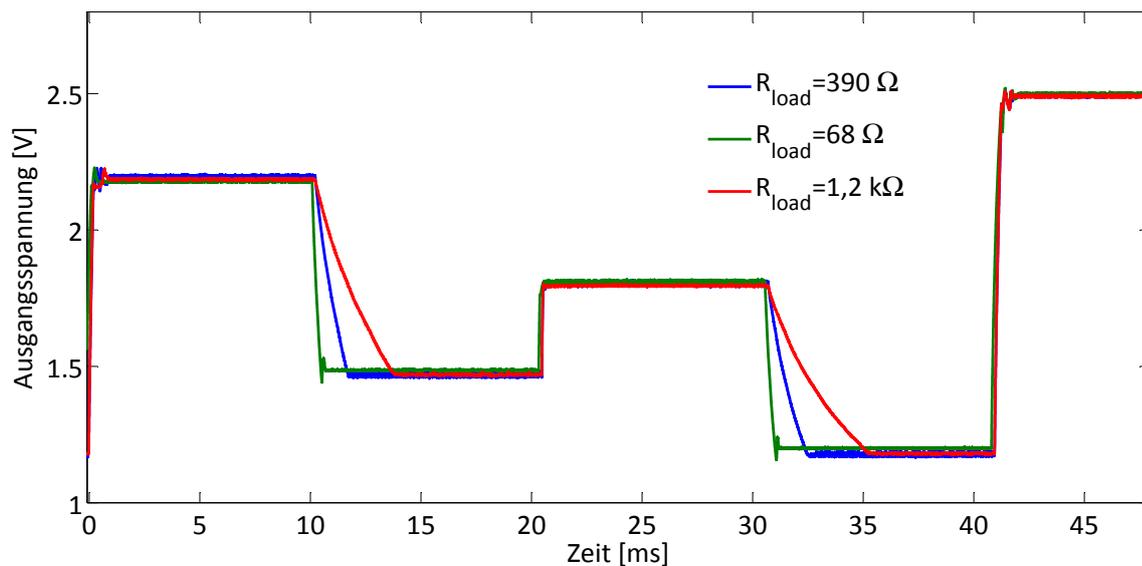


Abbildung 4.25.: Test der dynamischen Anpassung der Ausgangsspannung unter unterschiedlichen Lastbedingungen

Abschnitt	$v_{out,ref}$ [V]	f_{SW} [kHz]		
		$R_{load} = 68\Omega$ (grün)	$R_{load} = 390\Omega$ (blau)	$R_{load} = 1,2k\Omega$ (rot)
1	2,2	250	62,5	62,5
2	1,5	125	62,5	62,5
3	1,8	250	62,5	62,5
4	1,2	125	62,5	62,5
5	2,5	250	125	62,5

Tabelle 4.8.: Parameter des Testverlaufs für dynamische Spannungsskalierung mit unterschiedlichen Lastwiderständen

ν	$v_{out,ref}$ [V]	$R_{load,\nu}$ [Ω]	Beschreibung
0	1,8	∞	Energiesparmodus
1	1,8	857	Steuereinheit aktiv
2	1,8	138	Senden aktiv
3	1,8	96	Empfangen aktiv
4	2,2	3667	Beschleunigungssensor aktiv
5	2,2	687	Magnetfeldsensor aktiv

Tabelle 4.9.: Programmierung der Arbeitspunkte für die Lastkorrektur und der dynamischen Spannungsskalierung

zu einem Anstieg der Spannung um 20 mV. Im Übergang der Spannungsebenen wechselt der Schaltregler in den Steuerungsmodus und damit zur höchsten Schaltfrequenz.

Nach der funktionellen Analyse erfolgt die Evaluierung der Leistungsaufnahme des Reglers und der DPWM über eine sogenannte Post-Layout-Simulation und über eine Messung der Leistungsaufnahme des FPGA-Kerns im Betrieb. Bevor die Leistungsaufnahme abgeschätzt werden kann, muss der vollständige Design-Ablauf durchgeführt und eine Datei erstellt werden, in der die Verzögerungen durch die Logikelemente und die Leitungslängen enthalten sind (Standard Delay Format, SDF). Anschließend erfolgt die Simulation des Designs durch eine Ansteuerung der Eingänge, welche die realen Betriebszustände möglichst genau abbildet (Testbench). Auf Basis der SDF-Datei wird das Zeitverhalten berechnet. Aus den Simulationsergebnissen wird eine Datei abgeleitet, in der von allen Signalen der Simulation jede Werteänderung inklusive eines

4. Realisierung der Konzepte

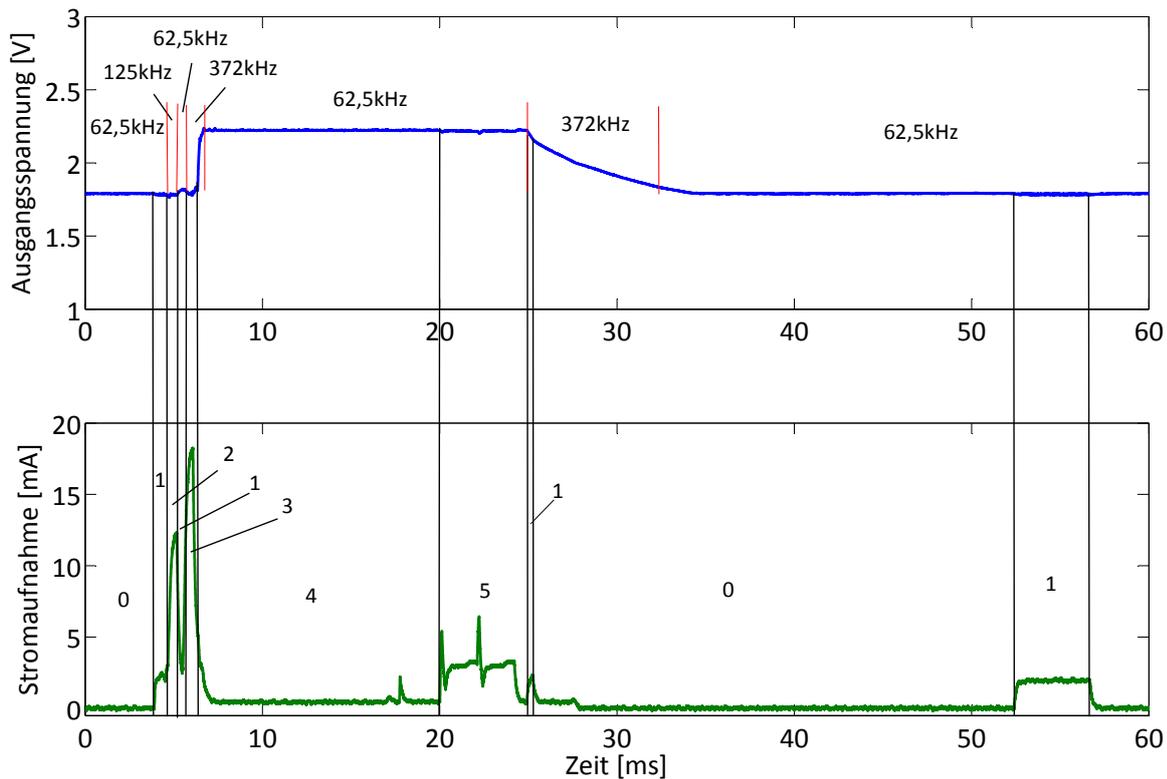


Abbildung 4.26.: Test des Schaltreglers am Testboard des Demonstrators: Ausgangsspannungsverlauf mit Schaltfrequenzen (oben), Lastprofil mit Komponentennummer nach Tabelle 4.9 (unten)

Zeitstempels festgehalten wird (Value Change Dump, VCD). Basierend auf den Schaltvorgängen der Logik kann nun die Leistungsaufnahme abgeschätzt werden.

Zur Strommessung wird zunächst der FPGA mit dem erstellten Design programmiert. Die Entwicklerplatine erlaubt eine Messung der Stromaufnahme des FPGA-Kerns ohne die zusätzliche enthaltene Peripherie. Tabelle 4.10 fasst die Ergebnisse zusammen.

Aufgrund des aufwendigen Testcode und der auf Gatterebene vergleichsweise langen Simulationsdauer von 20 ms stimmen die Leistungsaufnahme der Simulation und der Messung sehr gut überein. Unter verschiedenen Lastbedingungen wurde eine leicht abweichende Leistungsaufnahme des Reglers beobachtet. Die statische Leistungsaufnahme kann prozessbedingt schwanken. Erwartungsgemäß bezieht die 8 MHz-Domäne den Großteil der Leistung, wobei der Taktbaum sogar eine höhere Leistungsaufnahme als die kombinatorische Logik aufweist.

Der neue Schaltregler wurde in verschiedenen Szenarien getestet, um seine Leistungsfähigkeit zu beurteilen. Folgende Ergebnisse wurden erzielt:

- Spannungsversorgung des Demonstrators: Die Abweichung der Spannung

Leistungsaufnahme	Simulation	Messung
Statisch	42 μ W	220 μ W
Dynamisch	2966 μ W	2804 μ W - 2972 μ W
- Taktbaum 8 MHz	1420 μ W	k.A.
- Komb. Logik der 8 MHz-Domäne	1123 μ W	k.A.
- Andere Domänen	423 μ W	k.A.
Gesamt	3008 μ W	3024 μ W - 3240 μ W

Tabelle 4.10.: Vergleich zwischen Simulation und Messung der Leistungsaufnahme des Reglers und der digitalen Pulsweitenmodulation

liegt bei maximal 20 mV und die Schaltfrequenz wird automatisch an die Last angepasst.

- Verschiedene Spannungsebenen werden schnell und mit geringem Überschwingen eingestellt.
- Der maximal zulässige Batterieentladestrom wird zu keinem Zeitpunkt überschritten.
- Ein unerwarteter Lastsprung, also ohne Ausnutzung der Systemkenntnis, wird nach 70 μ s ausgeregelt. Die Spannungsabweichung beträgt maximal 90 mV.

4.5. Abschätzungen der Leistungsaufnahme und des Platzbedarfs der Energiemanagementeinheit

Um die angestrebte Baugröße des Systems zu erreichen, muss die Energiemanagementeinheit in einem ASIC umgesetzt werden. Nun soll die Abschätzung der Leistungsaufnahme und des Platzbedarfs auf Basis einer geeigneten Prozesstechnologie und weiterer Optimierungsschritte erfolgen.

4.5.1. Integrierte Schaltkreise

Als Hauptbestandteil der Energiemanagementeinheit für das Künstliche Akkommodationssystem ist eine Abschätzung hinsichtlich der Effizienz und des Bauraums notwendig. Die Ausführung des Schaltwandlers als integrierter Schaltkreis bietet die Möglichkeit sowohl die Eigenleistungsaufnahme als auch den Platzbedarf zu optimieren. Dabei sollen ein optimaler Fertigungsprozess gewählt sowie energiesparende Implementierungsmöglichkeiten untersucht werden.

CMOS Prozesse und Bibliotheken

Heutzutage gibt es eine große Anzahl an verschiedenen Prozesstechnologien und Optionen. Die Prozessknoten reichen von 500 nm bis zu 14 nm [Int14]. Generell steigt die Leistungsfähigkeit bei sinkenden Abmessungen der Prozessknoten. Allerdings nimmt auch der Leckstrom und somit die statische Leistungsaufnahme drastisch zu. Deshalb sind für Niedrigenergieanwendungen mit einem geringen Takt eher größere Prozesstechnologien geeignet. Eine Analyse verschiedener Technologien wurde mithilfe von Spice-Simulationen durchgeführt. Die Modelle der Transistoren basieren auf durchschnittlichen Resultaten von Messungen einer Charge [MOS15a, MOS15c]. Abbildung 4.27 zeigt die Testschaltung, bestehend aus vier Invertern und einem weiteren Inverter als Last. Die Simulation wurde mit Prozesstechnologien zwischen 350 nm und 90 nm

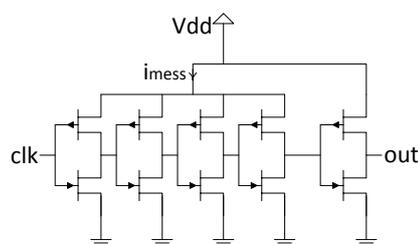


Abbildung 4.27.: Testschaltung zur Ermittlung der Leistungsaufnahme verschiedener Prozesstechnologien

zweier Herstellern, TSMC und IBM, durchgeführt. Abbildung 4.28 stellt die Stromaufnahme der Inverterkette über der Schaltfrequenz dar. Es zeigt sich, dass die Stromaufnahme selbst bei gleicher Prozessgröße je nach Hersteller variiert. Deutlich erkennbar ist die hohe Stromaufnahme des 90 nm-Prozess im statischen Fall. Durch die kleineren Transistoren und die niedrigeren Nominalspannungen sinkt bei kleineren Prozesstechnologien jedoch die dynamische Leistungsaufnahme.

Eine Reduktion der Versorgungsspannung ist bis in die Nähe der Schwellenspannung oder sogar unter die Schwellenspannung der Transistoren möglich [ASKH08, BZ06, CVPS11]. Die besonders energiearmen Schaltkreise erreichen jedoch nur sehr geringe Schaltfrequenzen im kHz-Bereich [WC05]. Für viele Prozesstechnologien sind zusätzlich verschiedene Ausführungen erhältlich, die eine energieeffiziente Realisierung ermöglichen:

- High- V_t : Eine Erhöhung der Schwellenspannung der Transistoren führt zu einer Abnahme der Leckströme. Allerdings erhöht sich die Schaltzeit der Transistoren, was eine größere Verzögerungszeit zur Folge hat. In der 65 nm-Technologie erfolgt mit High- V_t -Transistoren gegenüber Transistoren mit regulärer Schwellenspannung eine Reduktion der Leckströme um Faktor 2,4, bei einer Zunahme der Verzögerung um Faktor 1,2 [LNP08].
- High-k: Durch den Einsatz von Materialien mit einer größeren relativen Permittivität als Siliziumdioxid kann die Dicke der Gate-Isolatorschicht der Transistoren bei gleichbleibender Stromverstärkung erhöht werden. Der dickere Isolator sorgt für deutlich geringere Leckströme. Eine Reduktion der Leckströme um Faktor 1000 (PMOS) und Faktor 25 (NMOS) kann damit erreicht werden [MAA⁺07].
- Low-k: Zur Reduktion von parasitären Kapazitäten zwischen Metallisierungsebenen werden Materialien mit einer kleineren Dielektrizitätszahl als Siliziumdioxid als Isolator eingesetzt. Durch die geringeren Leitungskapazitäten kann die Größe der Transistoren ohne Zunahme der Schaltzeiten

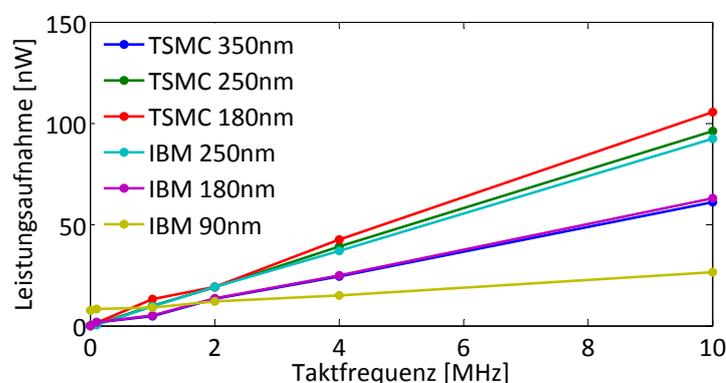


Abbildung 4.28.: Leistungsaufnahme verschiedener Prozesstechnologien

verringert werden. Die Leitungskapazität reduziert sich um bis zu 25 %, was zu einer Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme von ca. 12 % führt [CKo8].

Weiterhin können, neben der Prozesstechnologie, spezielle Bibliotheken mit effizientem Zelldesign helfen, die Leistungsaufnahme des ICs zu senken. Der Prozess muss allerdings die im Folgenden aufgezählten Varianten unterstützen:

- Tap Cells: Bei Standardzellen ist der Substratanschluss mit Masse und das Well mit der Versorgungsspannung verbunden. Bei sogenannten Tap Cells sind die Substrat- und Well-Anschlüsse nicht verbunden, was ein Anlegen einer anderen Spannung erlaubt. Durch das sogenannte Reverse Body Biasing kann der Leckstrom reduziert werden, indem eine negative Body-Spannung angelegt wird. Bei einem Anstieg der Verzögerungszeit um 18 % verringert sich der Leckstrom um mehr als 70 % [MCR⁺13]. Eine anpassbare Body-Bias-Technik eignet sich hervorragend dazu, Prozessschwankungen auszugleichen [CFHMo9].
- Logik Stil: Neben der statischen CMOS-Logik gibt es weitere Logikarten, die zwar weniger robust sind und einen höheren Leckstrom erzeugen, dafür deutlich höheren Durchsatz erreichen. Die wichtigsten beiden Vertreter sind Pass Transistor Logik (PTL) und Domino Logic. Die Folge ist, dass eine statische, kombinatorische CMOS-Logik eine bis zu zwei mal höhere Energieaufnahme pro Operation aufweist [CKo8] als andere Logik Stile.
- Transistor Stacking: Liegen mehrere Transistoren in Serie und sind in einem nicht-leitenden Zustand, ist der Leckstrom gegenüber eines abgeschalteten Transistors deutlich geringer. Bei zwei ausgeschalteten, gestapelten Transistoren, entsteht durch den sehr kleinen aber vorhandenen Drain-Strom eine positive Spannung zwischen den Transistoren. Damit liegt eine positive Source-Spannung und eine negative Gate-Source-Spannung am oberen Transistor an und die Schwellenspannung steigt, was wiederum zur Abnahme der Leckströme führt. Der Effekt kann genutzt werden, indem zusätzliche Transistoren platziert werden oder indem vorhandene Stapel genutzt werden (siehe „Minimum Leakage Vector“ im Teilabschnitt Architektur und Design Implementierung). Der Leckstrom kann bei einem Stapel aus vier Transistoren um einen Faktor 31,5 verringert werden [CFBo1]. Die Verzögerungszeit erhöht sich allerdings um Faktor 5 (NMOS) und Faktor 12 (PMOS) [LGo2].
- Power Gating: Unter Power Gating wird das Abschalten von inaktiven Bereichen des Chips verstanden. Dadurch können unnötige Verluste durch Leckströme vermieden werden. Realisiert wird das Power Gating über Transistoren die zwischen Logik und Masse oder zwischen Versorgungsspannung und Logik eingesetzt und bei inaktivem Logikteil abgeschaltet

werden. In strukturierten anwendungsspezifischen ICs (ASICs) kann der Leckstrom um bis zu 52 % reduziert werden. Die Chipfläche nimmt dabei um lediglich 8 % und die Verzögerung um 17 % zu [CLTL10]. Mit etwas mehr Aufwand lässt sich sogar eine Reduktion des Leckstroms um 87,14 % erzielen und zusätzlich das Rauschen der Masse, welches durch das An- und Abschalten von Schaltungsteilen entsteht, um 76,28 % verringern [SPT12].

- Variation der Gatelänge: Wird anstatt der minimal möglichen Gatelänge eine längere gewählt, reduziert sich der Leckstrom. Der Effekt wurde anhand eines 180 nm-Prozess mittels Spice-Simulation untersucht. Bei einer Veränderung der Gatelänge von 180 nm auf 300 nm wird der statische Strom auf die Hälfte reduziert. Jedoch verdoppelt sich die Verzögerungszeit gleichzeitig.
- Dimensionierung der Zelle: Durch eine Verringerung der Transistorbreite kann die dynamische Leistungsaufnahme reduziert werden. Kleinere Zellen weisen eine niedrigere Eingangskapazität auf. Davor liegende Stufen benötigen ihrerseits eine geringere Ausgangsleistung zum Schalten der Zelle und können dementsprechend auch kleiner dimensioniert werden. Die Anpassung des gesamten Designs wirkt sich positiv auf die Leistungsaufnahme und Chipfläche aus, allerdings negativ auf die Leistungsfähigkeit. Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit durchgeführten Spice-Simulation eines 180 nm-Prozess zeigt bei einer Änderung der Transistorbreite von 20 μm auf 240 nm, dass die dynamische Stromaufnahme um den Faktor 67 reduziert und die Verzögerungszeit verdoppelt wird.

Architektur und Design Implementierung

Abschnitt 4.4.1 behandelte die Optimierung der Architektur und der Algorithmen. Hinsichtlich der Umsetzung auf einem FPGA oder einem ASIC unterscheiden sie sich nicht. Verfahren wie Pipelining oder der Einsatz effizienter Multiplikatoren werden mittels einer Hardwarebeschreibungssprache (engl. Hardware Description Language, HDL) definiert.

Weitere Methoden, die sich nicht oder nur ineffizient im FPGA umsetzen lassen, sind im Folgenden aufgeführt:

- Clock-Gating: Eine Methode, um die Leistungsaufnahme des Taktbaums zu reduzieren, ist das sogenannte Clock-Gating. Das Abschalten von Teilen des Taktpfads kann die Energieaufnahme verringern. Wie groß der Effekt ist, hängt stark von der Struktur und der Granularität des Clock-Gatings ab. Der Taktbaum eines ICs kann bis zu 40 % der Gesamtleistungsaufnahme ausmachen [CKo8]. Können große Teile des Taktbaums über einen langen Zeitraum abgeschaltet werden, ergibt sich ein hohes Energiesparpotential.

Abbildung 4.29 zeigt links eine konventionelle Enable-Schaltung und rechts eine Latch-basierte Variante des Clock-Gatings zur Vermeidung von sogenannten Glitches. Ein Glitch tritt durch ungleiche Signallaufzeiten auf, wobei kurzzeitig ein falsches Ergebnis in der logischen Schaltung vorliegt, bis der stationäre Zustand erreicht wird. Die Clock-Gating-Schaltung verhindert einen Glitch, da das Latch eine Änderung des Enable-Signals zur positiven Taktflanke verhindert. Das Und-Gatter lässt das Taktsignal nur passieren, wenn der Ausgang des Latch Eins ist. Ist das nicht der Fall, entsteht keine Taktflanke am Register. Messungen einer großen Anzahl verschiedener Schaltkreise in [ZTL⁺12] ergaben eine durchschnittliche Reduktion der Leistungsaufnahme um 26,95 % bei gleichzeitiger Zunahme der Verzögerungszeit um 5,77 % und der Chipfläche um 14,44 %.

- **Minimum-Leakage-Vector:** Wie schon beim Stack-Effekt beschrieben, hängt der Leckstrom eines Logikgatters von der Anzahl ausgeschalteter Transistoren ab. Die Idee der Minimum-Leakage-Vector-Methode besteht darin, bei inaktiver Logik genau den Eingangsvektor anzulegen, der am wenigsten Leckströme produziert. Bis zu 55 % des Leckstroms kann, ohne eine Änderung am Design vorzunehmen, eingespart werden [AFP04].
- **Platzierung und Verbindungen:** Eine geringe Leistungsaufnahme kann durch ein intelligentes Platzieren und Verbinden der Gatter mit möglichst kurzen Leitungen erreicht werden. Zum einen besitzen lange Leiter einen hohen Ohmschen Widerstand, zum anderen erhöht sich durch einen größeren Überlappungsbereich mit anderen Leitern die Leitungskapazität. Somit entstehen größere Ausgangskapazitäten, womit wiederum leistungsstärkere Transistoren eingesetzt werden, die eine größere dynamische Leistungsaufnahme erzeugen. Bei hohen Frequenzen muss zusätzlich die Leitungsinduktivität mitberücksichtigt werden, die zu Verzögerungen führen kann. Ein vollständig manuell durchgeführtes Platzieren und Verbinden eines Datenpfads eines Mikrocontrollers in [CKo2] ist um Faktor 14,5 kleiner, weist eine um Faktor 3,72 kleinere Verzögerungen auf und besitzt eine um Faktor 2,29 geringere Gatterlast. Abschätzungen in [CKo8] gehen daher von einer Reduktion der Gesamtleistung von bis zu 33 % aus.

Übersicht

In den Tabellen 4.11 und 4.12 sind die Verfahren zur Reduktion der statischen und dynamischen Leistungsaufnahme zusammen mit den Auswirkungen auf die Verzögerungszeit und die Chipfläche dargestellt. Bei den meisten Methoden geht die Reduktion der Leistungsaufnahme mit einer Verlängerung der Verzögerungszeit und einer Vergrößerung der Chipfläche einher. Damit wird deutlich, dass die Leistungsaufnahme nur in dem Maße reduziert werden kann,

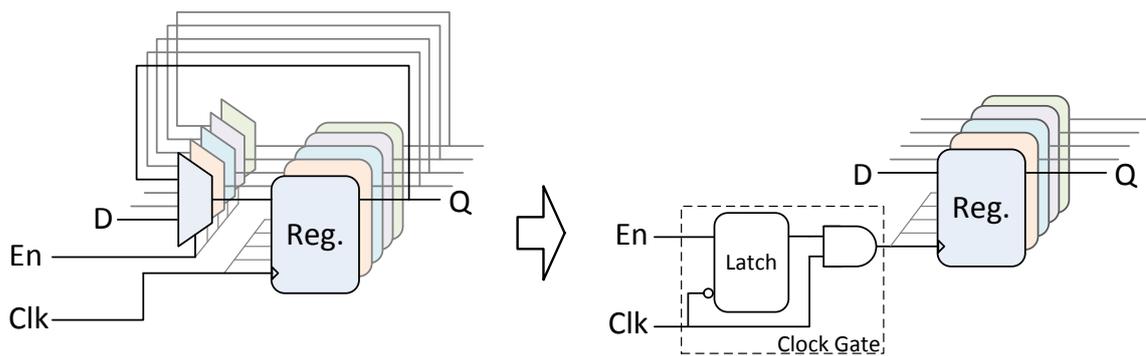


Abbildung 4.29.: Konventionelle Enable-Architektur (links) und Latch-basierte Clock-Gating-Architektur (rechts), nach [LCN11]

Methode	Leistungsaufnahme	Verzögerung	Chipfläche
High-Vt	$\geq 0,42$	$\leq 1,2$	1
High-k	$\geq 0,001$	1	1
Reverse Body Bias	$\geq 0,28$	$\leq 1,2$	1
Transistor Stacking	$\geq 0,03$	≤ 12	≤ 2
Power Gating	$\geq 0,1$	$\leq 1,2$	$\leq 1,1$
Gate-Länge	$\geq 0,5$	$\leq 1,9$	$\leq 1,7$
Minimum Leakage Vector	$\geq 0,45$	1	1

Tabelle 4.11.: Methoden zur Reduktion der statischen Leistungsaufnahme (normiert, ohne Optimierung entspricht „1“)

soweit die angestrebte Leistungsfähigkeit immer noch erreicht wird und die korrekte Funktionsweise des Schaltkreises garantiert ist. Die Energieeinsparungen hängen zudem stark von der Anwendung ab.

4.5.2. Vergleich zwischen FPGA und ASIC

Die Funktionsfähigkeit der Teilkomponenten der Energiemanagementeinheit wurden im Testaufbau mit integriertem FPGA nachgewiesen. Im Allgemeinen bietet das FPGA durch seine Rekonfigurierbarkeit Vorteile in der Entwicklung von neuen Designs und ermöglicht gegenüber einem ASIC-Entwurf ein kostengünstiges Prototyping. Allerdings entstehen aufgrund der vorgefertigten Logikelemente, in den Bereichen Leistungsaufnahme, Chipfläche und Leistungsfähigkeit große Nachteile.

In Abhängigkeit der Qualität der Bibliotheken können durch eine feinere Abstimmung der Logikzellen bereits bei der ASIC-Synthese bessere Leistungsdaten erzielt werden als bei der FPGA-Synthese mit unflexiblen Logikeinheiten.

4. Realisierung der Konzepte

Methode	Leistungsaufnahme	Verzögerung	Chipfläche
Minimale Versorgungsspannung	$\geq 0,1$	≤ 100	1
Low-k	$\geq 0,88$	1	1
Logik Stil	1	$\geq 0,5$	$\geq 0,1$
Zellen Dimensionierung	$\geq 0,015$	≤ 2	$\geq 0,012$
Clock Gating	$\geq 0,5$	$\leq 1,1$	$\leq 1,2$
Place & Route	$\geq 0,67$	$\geq 0,27$	$\geq 0,07$

Tabelle 4.12.: Methoden zur Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme (normiert, ohne Optimierung entspricht „1“)

Das Placement und das Routing unterscheiden sich in erster Linie durch die fest vorgegebene Struktur des FPGAs und die damit verbundenen geringeren Freiheitsgrade gegenüber einem ASIC-Design. Das Taktnetzwerk eines FPGAs ist zumeist überdimensioniert und sehr leistungsstark ausgeführt, da alle Ressourcen erreicht und mitunter viele Logikeinheiten zeitgleich geschaltet werden müssen. Zudem besteht eine Logikeinheit eines FPGAs aus einer programmierbaren Logikfunktion und einem Flipflop, wodurch bei kombinatorischer Logik viele Flipflop unbenutzt bleiben. Die Folge ist, dass ein ASIC-Design deutlich weniger Chipfläche beansprucht, wesentlich leistungsfähiger und bei der selben Prozesstechnologie energieeffizienter ist.

In [KR07] wird versucht, die Unterschiede zwischen einem FPGA und einem ASIC zu beziffern. Dabei wurden zahlreiche Anwendungen sowohl auf einem Altera Stratix II-FPGA in 90nm Technologie als auch auf einem ST Microelectronic 90nm-ASIC mit der Standardbibliothek implementiert. Zusätzlich wurde darauf geachtet, dass die Registeranzahl nach der Synthese nicht mehr als 5 % voneinander abweichen. Beim ASIC-Design wurde auf spezielle Methoden zur Reduzierung der Leistungsaufnahme, wie in Abschnitt 4.5.1 beschrieben, verzichtet. Die Betrachtung der statischen Leistungsaufnahme von dem ASIC im Vergleich zum FPGA ergab eine große Differenz zwischen dem typischen (Faktor 87) und dem schlechtesten Fall (Faktor 5,4). Für eine seriöse Abschätzung wird der schlechteste Fall angenommen. Auf Basis der Ergebnisse aus [KR07] und einem Vergleich zwischen dem Stratix II und des im Rahmen der vorliegenden Arbeit verwendeten IGLOO Low-Power FPGAs wird eine Abschätzung hinsichtlich des Leistungsbedarfs, der Chipfläche und der Leistungsfähigkeit bzw. der Verzögerungszeit vorgenommen. In Tabelle 4.13 sind die Ergebnisse zusammengefasst.

Die Resultate zeigen, dass sich unter Anwendung des automatisierten Standard-ASIC-Designflows die dynamische Leistungsaufnahme um ca. 80 % gegenüber dem FPGA-Design reduziert. Deutlich größer fallen die Unterschiede bei der Betrachtung der Chipfläche und der Verzögerungszeit aus. Die Chipfläche

Device	Dynamische Leistung	Statische Leistung	Verzögerung	Chipfläche
Stratix II / IGLOO	3	1136	0,11	0,5
ASIC / Stratix II	0,0714	0,1852	0,2941	0,0286
ASIC / IGLOO	0,2143	210,43	0,0327	0,0143

Tabelle 4.13.: Verhältnis der Leistungsaufnahme, Verzögerung und Chipfläche zwischen ASIC und FPGA

schrumpft um den Faktor 70 und die Verzögerungszeit um den Faktor 30,6. Die enorme Steigerung der Leistungsfähigkeit des ASICs muss allerdings mit einem starken Anstieg der Leckströme bezahlt werden, die um Faktor 210,43 steigen. Der Unterschied in der statischen Leistungsaufnahme zwischen den beiden FPGAs erklärt sich bei Betrachtung der unterschiedlichen Konzepte. Beim Stratix II erfolgt die Konfiguration über SRAM-Speicherzellen. SRAM muss permanent bestromt werden, damit der Zustand erhalten bleibt. Beim IGLOO hingegen werden Flash-Zellen zur Speicherung der Konfiguration und als Register eingesetzt. Flash-Speicher gehören zu den nichtflüchtigen Speichern und behalten ihren Zustand ohne Energiezuführung. Deshalb sind die Leckströme wesentlich geringer. Zusätzlich erhöht sich die statische Leistungsaufnahme beim Stratix II durch eine kleinere Prozesstechnologie (siehe Abschnitt 4.5.1).

4.5.3. Energiemanagement als integrierter Schaltkreis

Mit den folgenden Abschätzungen soll eine Größenordnung des Leistungsbedarfs und des Bauraums eines ASICs der Energiemanagementeinheit mit vollen Funktionsumfang bestimmt werden. Die Energieeinsparungen hängen stark vom jeweiligen Design ab. Im Folgenden soll auf Basis der vorgestellten Erkenntnissen abgeschätzt werden, inwieweit die Methoden zur Reduktion der Leistungsaufnahme von integrierten Chips sinnvoll auf das Gesamtkonzept der Energiemanagementeinheit angewendet werden können.

Schaltregler

Der digitale Schaltregler ist aufgrund seiner Komplexität die Komponente mit der höchsten Gatteranzahl und hat damit entscheidenden Einfluss auf die Eigenleistungsaufnahme des Energiemanagements.

Eine bedeutende Kennzahl für Schaltwandler ist der Wirkungsgrad. Bisher wurde lediglich die Effizienz ohne die Leistungsaufnahme des Reglers und der DPWM betrachtet. Aus dem Grund wird der Wirkungsgrad des Schaltreglers als integrierter Schaltkreis gesondert von den anderen Funktionen abgeschätzt. Zunächst werden die Methoden zur Reduktion der Leistungsaufnahme hinsichtlich ihres Einflusses auf den Regler und auf die DPWM untersucht.

Die Struktur des Reglers eignet sich gut für ein Power Gating, da aufgrund der acht Pipelining-Stufen jeweils sieben Stufen abgeschaltet werden können. Zudem kann mit einem sehr groben Ansatz mit insgesamt acht Trenntransistoren, einen für jede Stufe, der statische Leistungsbedarf um den Faktor acht reduziert werden. Der Einfluss auf die Chipfläche und die dynamische Leistungsaufnahme ist aufgrund der wenigen zusätzlichen Transistoren vernachlässigbar. Die maximale Schaltfrequenz verringert sich dabei um maximal 16,67%. Da bei der DPWM und wenigen Teilen des Reglers keine Pipeline-Struktur umgesetzt werden kann, ist eine Abschaltung der Bereiche nicht möglich. Insgesamt kann die statische Leistungsaufnahme um den Faktor 5 verringert werden.

Durch das Power Gating verlieren die Methoden Transistor Stacking und Minimum Leakage Vector stark an Bedeutung. Da alle inaktiven Gebiete von der Spannungsversorgung getrennt sind, kann ein Minimum Leakage Vector-Ansatz keine Wirkung erzielen. Transistor Stacking vergrößert die Chipfläche und verringert die maximale Schaltfrequenz stark. Die Methode wird deshalb nicht auf den Regler angewandt.

Die Verwendung von Transistoren mit einer hohen Schwellenspannung ist hingegen sinnvoll, da die statische Leistungsaufnahme, ohne eine wesentliche Verringerung der Leistungsfähigkeit, halbiert werden kann. Zusätzlich reduziert sich der Einfluss von Prozessschwankungen auf die statische Leistungsaufnahme. Eine Methode, um Variationen im Prozess auszugleichen, ist das Reverse Body Biasing. Mit der angelegten Body-Spannung lässt sich die Schwellenspannung der Transistoren verändern und somit die Leckströme kontrollieren. Um die Möglichkeit zum Ausgleichen von Worst Case Bedingung zu bewahren, wird die Reverse Body Biasing-Methode nicht in die Berechnung zur Reduktion der Leistungsaufnahme miteinbezogen.

Eine Vergrößerung der Gate-Länge reduziert zwar die Leckströme, erhöht jedoch die dynamische Leistungsaufnahme. Deshalb ist die Methode für Prozesstechnologien mit hohen Leckströmen sinnvoll und geht zunächst nicht in die Berechnung mit ein. Im Gegensatz dazu, hat ein High-k Gate-Isolator keine negativen Effekte. Jedoch ist die Technologie erst ab einer Prozessgröße ≤ 65 nm verfügbar.

Die Pipelining-Architektur des Reglers ist sehr gut für einen Clock Gating-Ansatz geeignet, da die einzelnen Bereiche jeweils nur für ein Achtel der Zeit aktiv sein müssen und somit ein Großteil des Chips inaktiv ist. Untersuchungen in [ZRM06] ergaben, dass durch ein Clock Gating im FPGA gegenüber eines ASIC-Designs lediglich eine Energieeinsparung zwischen 6% und 30% möglich

ist. Deshalb wurde im FPGA-Design ein Abschalten der Register über ein Enable-Signal durchgeführt, was jedoch zu keiner Energieeinsparung des Taktbaums und der getakteten Register führt. Ähnlich wie beim Power Gating werden nur sehr wenige zusätzliche Gatter benötigt, um ein effizientes Abschalten von Taktästen durchzuführen. Die Verringerung der Taktbaumleistung führt zu schwächeren sowie zu einer reduzierten Anzahl an Takttreibern, was eine Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme um mindestens 20 % bewirkt.

Durch eine Reduktion der Transistorbreite kann der dynamische Strom enorm reduziert werden. Die Verzögerung beim simulierten Testschaltkreis steigt maximal um den Faktor 2 an. Bei einer großen Anzahl an Gattern, was gleichbedeutend mit einer hohen Lastkapazität ist, steigt die Verzögerungszeit stark an. Deshalb wird davon ausgegangen, dass nicht alle Transistoren gleichermaßen skaliert werden können. Im Mittel ist eine Reduktion um den Faktor 10 bei einem Achtel der maximalen Frequenz möglich.

Das Beispiel aus Abschnitt 4.5.1 zeigt, dass durch manuelles Platzieren und Verbinden der Gatter und Register sowohl die Leistungsfähigkeit gesteigert als auch die Leistungsaufnahme reduziert werden kann. Da der Aufwand und die Komplexität eines vollständig manuell durchgeführten Designs sehr hoch ist, wird eine eher konservative Abschätzung vorgenommen. Dabei wird von einer Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme um 30 % und einer Verdopplung der maximalen Schaltfrequenz ausgegangen.

In Abschnitt 4.4.2 wird die Leistungsaufnahme des Reglers und der DPWM sowohl simulativ als auch messtechnisch bestimmt. Die mittlere Aktivität des Reglers beträgt 0,00875. Ausgehend davon und auf Basis von Tabelle 4.13 werden die Leistungsaufnahme, die maximal erzielbare Frequenz und die Chipfläche eines Standard-ASICs bei automatisiertem Designablauf bestimmt. Da der 90 nm-Prozess große Verluste durch Leckströme produziert, erscheinen andere Prozesstechnologien geeigneter. Der Vergleich in Abschnitt 4.5.1 zeigt, dass beim IBM 250 nm-Prozess weniger als ein Tausendstel der Leckströme des IBM 90 nm-Prozess auftreten. Zudem wurde eine Versorgungsspannung von 1 V angenommen, die gegenüber dem 90 nm-Prozess zu einer Reduktion der maximalen Frequenz um den Faktor 4,25 führt. Deshalb geht die Minimierung der Versorgungsspannung nicht zusätzlich in die Berechnung ein. Eine vollständige Abschätzung der Leistungsaufnahme des Reglers und der DPWM als integrierter Chip in 250 nm Technologie wird in Tabelle 4.14 durchgeführt.

Die Ergebnisse zeigen, dass es mit einem energieoptimierten, integrierten Chips möglich ist, die Leistungsaufnahme des FPGAs um nahezu zwei Zehnerpotenzen zu reduzieren. Die Abschätzungen zu den einzelnen Methoden erfolgen konservativ, sodass der berechnete Wert von ca. 35 μW im realen ASIC eventuell geringer ist.

Zur Leistungsaufnahme der Regelung und der DPWM addiert sich der Leistungsbedarf der A/D-Wandler. Die Abtastrate des A/D-Wandlers zur Erfassung der Batteriespannung kann stark reduziert werden, da sich die Batteriespannung

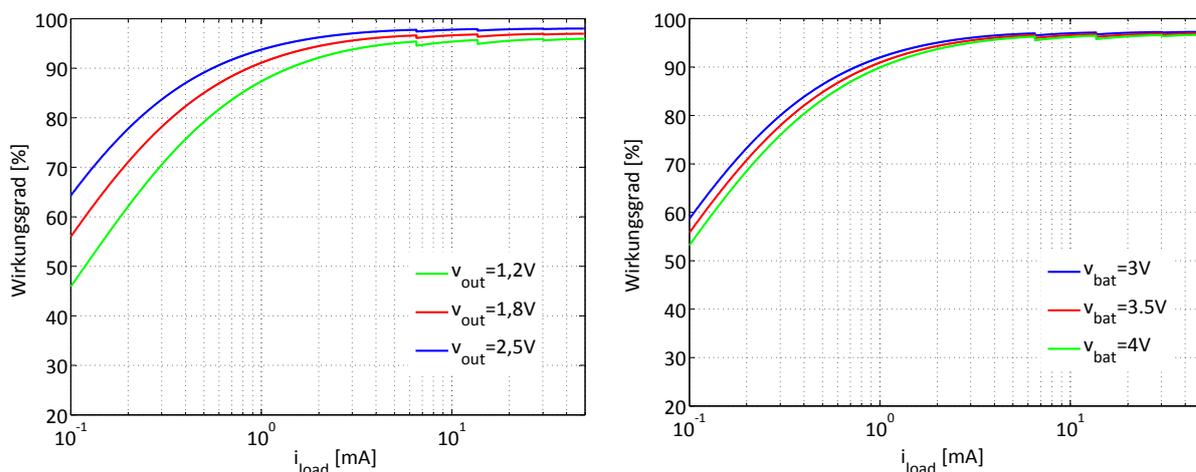
4. Realisierung der Konzepte

Methoden / Tech.	Dynamische Leistung	Statische Leistung	Maximale Frequenz	Chipfläche
IGLOO FPGA	2972 μ W	220 μ W	8 MHz	(7000 x 7000) μ m ²
ASIC 90nm (nom.)	$\times 0,2143$	$\times 210,43$	$\times 30,6$	$\times 0,0143$
ASIC 90nm	625,76 μ W	46294 μ W	244,8 MHz	(837 x 837) μ m ²
ASIC 250nm (nom.)	$\times 0,72$	$\times 0,00065$	$\times 0,235$	$\times 2,5$
ASIC 250nm	450,54 μ W	30,09 μ W	57,53 MHz	(1323 x 1323) μ m ²
High Vt (nom.)	$\times 1$	$\times 0,5$	$\times 0,833$	$\times 1$
Power Gating (nom.)	$\times 1,1$	$\times 0,2$	$\times 0,833$	$\times 1,1$
Zellen Dim. (nom.)	$\times 0,1$	$\times 0,9$	$\times 0,125$	$\times 0,3$
Clock Gating (nom.)	$\times 0,8$	$\times 1,1$	$\times 0,911$	$\times 1,1$
Place & Route (nom.)	$\times 0,8$	$\times 0,9$	$\times 2$	$\times 0,5$
Optimiertes ASIC	31,72 μ W	2,68 μ W	9,09 MHz	(564 x 564) μ m ²

Tabelle 4.14.: Abschätzung der Leistungsaufnahme des Reglers und der digitalen Pulsweitenmodulation des Schaltreglers

nur sehr langsam ändert. Somit kann die Energieaufnahme des Wandlers vernachlässigt werden. Die Leistungsaufnahme des A/D-Wandlers zur Erfassung der Ausgangsspannung beträgt nach der Betrachtung in Abschnitt 3.6.4 10 μ W. Die Chipfläche von SAR-Wandler ist vergleichsweise groß, da das Kondensator-Array auf dem Chip integriert werden muss.

Der Gesamtwirkungsgrad des Schaltreglers ergibt sich aus dem idealen Wirkungsgrads des Schaltwandlers aus Abschnitt 3.6.6 und der Leistungsaufnahme des Reglers, der DPWM und des A/D-Wandlers. Abbildung 4.30 stellt den Wirkungsgrad über dem Laststrom dar. Die linke Abbildung zeigt die Effizienz für verschiedene Ausgangsspannungen und die rechte bei unterschiedlichen Zellspannungen. In den meisten Arbeitspunkten erzielt der Schaltwandler bei einem Laststrom von 1 mA einen Wirkungsgrad von über 90 %, womit die Effizienz eines modernen Schaltwandlers erreicht wird. Bei einer niedrigen Ausgangsspannung von 1,2 V beträgt der Wirkungsgrad immer noch 87 %. Bei hohen Lastströmen über 5 mA liegt die Effizienz sogar über 95 %. In dem oberen Leistungsbereich ist eine hohe Effizienz besonders wichtig, um die Verlustleistung zu minimieren. Die kleinen Sprungstellen entstehen durch die Anpassung der Schaltfrequenz. Im niedrigen Leistungsbereich, unterhalb 1 mA, dominieren die Verluste des Reglers und der DPWM und führen zu einer Abnahme der Effizienz. Im Gegensatz zu verfügbaren Schaltreglern wird durch die Konfigurations- und



(a) Für verschiedene Ausgangsspannungen bei $v_{bat} = 3V$

(b) Für verschiedene Zellspannungen bei $v_{out} = 2V$

Abbildung 4.30.: Gesamtwirkungsgrad des neuen Schaltreglers

Anpassungsmöglichkeiten zusätzlich die Leistungsaufnahme der Anwendung optimiert.

Fertigungstechnisch können die Transistoren lediglich eine Breite von mehreren μm betragen. Um eine äquivalente Breite der Schalttransistoren von 6,4 mm bzw. 8,7 mm zu erzielen, werden mehrere ineinandergreifende Transistoren parallel geschaltet (engl. Fingering). Durch das Fingering reduzieren sich außerdem die parasitären Kapazitäten und der Widerstand des Gates entlang des Transistors [Cle99].

Linearregler

Der Linearregler kann auf den IC integriert werden oder als externer IC verbaut werden. Moderne Low-Drop-Out-Spannungsregler (LDOs) sind im Gehäuse ab einer Größe von $(650 \times 650)\mu m^2$ erhältlich [Fai14]. Die aktive Fläche liegt zwischen $(240 \times 400)\mu m^2$ [HLHC08] und $(480 \times 550)\mu m^2$ [ASLP07]. Der Ruhestrom liegt bestenfalls bei 110 nA [BB06, HLHC08].

Weitere Komponenten

Neben den Spannungsreglern werden weitere Komponenten, die für die Umsetzung der Konzepte notwendig sind, in den Energiemanagement-IC integriert.

Zusätzlich zu den optimierten Schalttransistoren des Schaltreglers werden weitere Transistoren eingesetzt, um eine flexible Verschaltung der Spannungsregler und der Teilsysteme zu erreichen. Die Schaltverluste sind vernachlässigbar, da ein Subsystem maximal einmal pro Systemzyklus umgeschaltet wird. Somit muss ein Kompromiss zwischen dem Durchlasswiderstand und der Größe ein-

gegangen werden. Bei einer Breite von 10 mm liegt der Durchlasswiderstand ca. bei $150\text{ m}\Omega$, welcher die Systemeffizienz kaum reduziert.

Die Leistungsaufnahme der Schlafdetektion wird größtenteils durch die analoge Signalverarbeitung bestimmt. Aufgrund der niedrigen Abtastrate und des kleinen digitalen Logikanteils ist die dynamische Leistungsaufnahme vernachlässigbar gering. Durch ein Power-Gating kann zusätzlich die statische Leistung optimiert werden. Der Platzbedarf wird maßgeblich durch die Integration der Widerstände der Verstärkerschaltung und der Kondensatoren des A/D-Wandlers bestimmt.

Die Ladezustandsdetektion besteht aus einer LUT mit 3200 Werten, die im Speicher abgelegt sind und aus einer digitalen Logik zur Kontrolle und Steuerung der LUT.

Die Auswahllogik entscheidet anhand der gewonnenen Daten der Sensoren, des Mikrocontrollers und des Energiemanagements, welche Konfiguration die Teilsysteme im nächsten Systemzyklus einnehmen. Dazu reichen wenige logische Verknüpfungen aus.

Mit einer Aktualisierungsrate von 10 Hz ist die Leistungsaufnahme der Ladezustandsdetektion und der Auswahllogik sehr gering.

Als Schnittstelle zu den anderen Teilsystemen werden ca. 20 Ein- und Ausgänge benötigt. Während die Pins zur Energieversorgung große Anschluss pads zur Führung des Stroms benötigen, wird für die digitalen Ein- und Ausgänge eine Schutzschaltung gegen elektrostatische Entladung und Treiber zur Wahrung der Schaltzeiten eingesetzt. Ein Ein- oder Ausgang hat eine ungefähre Größe von $300\text{ }\mu\text{m} \times 90\text{ }\mu\text{m}$ [WHB05].

Energiemanagement

Die Abschätzung der Leistungsaufnahme und der Chipfläche der Energiemanagementeinheit und ihrer Teilfunktionen ist in Tabelle 4.15 zusammengefasst. Dabei wird die Eigenleistungsaufnahme abgeschätzt, die im Betrieb entsteht und nicht durch andere Teilsysteme verursacht wird. Deshalb wird hier der Fall angenommen, dass alle Teile der Energiemanagementeinheit aktiv sind, jedoch keines der angeschlossenen Teilsysteme Leistung benötigt.

Die Eigenleistungsaufnahme wird in den Simulationen der autonomen Betriebsdauer berücksichtigt. Weiterhin soll nun noch der Einfluss des Energiemanagement-ICs auf den Bauraum des Implantats untersucht werden. Die Abschätzung der Chipfläche führt zu einem ungehäuteten IC mit einer Kantenlänge von ca. 1,23 mm. Mit einer Chip-Dicke von ca. $300\text{ }\mu\text{m}$ nimmt der IC ein Volumen von $0,456\text{ mm}^3$ ein. Die Reduktion des für den Energiespeicher reservierten Bauraums durch den Energiemanagement-IC entspricht damit weniger als 0,5 %. Daraus folgt, dass der Einfluss auf die Kapazität des Energiespeichers sehr gering ist und im Bereich des Abschätzungsfehlers des verfügbaren

Komponente	Leistungsaufnahme im Betrieb	Chipfläche
Regler und DPWM	35 μW	0,318 mm^2
A/D-Wandler	10 μW	0,25 mm^2
Schalttransistoren	-	0,023 mm^2
Verteilermatrix	-	0,09 mm^2
Linearregler	<5 μW	0,264 mm^2
Schlafdetektion ²	108-175 nW	0,023 mm^2
Ladezustandsdetektion	10 nW	0,008 mm^2
Auswahllogik	10 nW	0,005 mm^2
20 I/O Pins	-	0,54 mm^2
Gesamt	<50,2 μW	1,521 mm^2

Tabelle 4.15.: Abschätzung der Leistungsaufnahme und des Platzbedarfs der Energiemanagementeinheit im lastfreien Betrieb

Bauraums und der Energiedichte liegt. Damit ist die Simulation der autonomen Betriebsdauer des Implantats weiterhin gültig.

4.6. Zusammenfassung

In Kapitel 4 wurden für die in Kapitel 3 vorgestellten Konzepte Realisierungen vorgestellt und der quantitative Nutzen anhand von Simulationen und Testaufbauten evaluiert.

Dabei wurde gezeigt, dass durch

- die intelligente Spannungsversorgung der Teilsysteme,
- das situative Aussetzen der Sensorfusion,
- die Schlafdetektion und
- die Reduktion der Leistungsfähigkeit bei geringem Ladezustand

die autonome Betriebsdauer des Künstlichen Akkommodationssystems von 5 h auf deutlich über 30 h erhöht wird. Somit wird auch die Anforderung an den Nutzungskomfort, welche eine autonome Mindestbetriebsdauer von 24 h gewährleisten soll, erfüllt.

²Die Chipfläche ist ohne Photosensor angegeben, da der Sensor im optischen Bereich angebracht wird.

Im Folgenden wurden die notwendigen Komponenten für die Energiemanagementeinheit evaluiert. Das zur Umsetzung der intelligenten Spannungsversorgung zentrale Element ist der im Rahmen der vorliegenden Dissertationsschrift konzeptionierte Schaltregler. Für ihn gelten die folgende Aussagen:

- Die Stabilität der neuen Reglerstruktur wurde nachgewiesen.
- In einem Testaufbau wurde die Leistungsfähigkeit, unter anderem zur Spannungsversorgung des Demonstrators, bewiesen. Dabei betrug die maximale Abweichung der Spannung lediglich 20 mV. Die maximale Restwelligkeit der Spannung lag in allen Arbeitspunkten unter den geforderten 10 mV. Zusätzlich wurde die Ausgangsspannung dynamisch an den Arbeitspunkt angepasst. Des Weiteren ist der Betrieb mit einer Mikrozelle möglich, da nachgewiesen wurde, dass der maximal zulässige Batteriestrom nicht überschritten wird.
- Die Umsetzung des Schaltreglers in einen energieoptimierten ASIC erfüllt mit einem Platzbedarf von ca. $564 \mu\text{m} \times 564 \mu\text{m}$ und einer Leistungsaufnahme von ca. $35 \mu\text{W}$ sowohl die Anforderung an den Bauraum als auch an den Energiebedarf.
- Die Effizienz des Schaltreglers liegt bei einem Laststrom größer als 5 mA über 95 %, bei einem Laststrom von 1 mA immer noch bei ca. 90 %.

Der neue Schaltregler erfüllt somit alle Anforderungen zur Versorgung des Implantats.

Ein Energiemanagement-IC mit den Komponenten

- Schaltregler,
- Linearregler,
- Verteilermatrix,
- A/D-Wandler,
- Schlafdetektion,
- Ladezustandsschätzung,
- Logik zur Auswahl von Energiesparmethoden und
- Ein- und Ausgangspads

besitzt ein Volumen von ca. $0,46 \text{ mm}^3$. Das entspricht weniger als 0,5 % des Bauraums des Künstlichen Akkommodationssystems und erfüllt somit die Anforderungen hinsichtlich des Platzbedarfs.

Durch den Einsatz der im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelten Energiemanagementeinheit ist erstmals ein autonomer Betrieb des Künstlichen Akkommodationssystems von mehr als einem Tag möglich.

5. Zusammenfassung

Das Ziel der vorliegenden Dissertationsschrift bestand darin, eine neue Methodik zur Optimierung der Energieeffizienz des Künstlichen Akkommodationssystems zu entwickeln, die dafür notwendigen Teilkonzepte und ihre entsprechenden steuerungstechnischen Algorithmen abzuleiten, diese anhand von experimentellen und simulativen Versuchsumgebungen zu erproben und davon ausgehend die Leistungsfähigkeit der neuen Methodik zur Optimierung des Energiebedarfs und zur Verlängerung der autonomen Betriebsdauer zu ermitteln.

Nach der Vorstellung des Akkommodationsmechanismus beim Menschen und der Darstellung des Entwicklungsstands des Künstlichen Akkommodationssystems zeigte die Analyse des Stands der Technik von Energiespeichertechnologien und von Energiemanagementverfahren in Implantaten sowie in anderen Niedrigenergieanwendungen in Kapitel 1, dass ein Großteil der Systeme entweder permanent mit Energie versorgt wird oder eine deutlich geringere Leistungsdichte als das Künstliche Akkommodationssystem aufweist. Ein kleiner Teil der Systeme setzt anwendungsbezogene Speziallösungen ein, die für das Künstliche Akkommodationssystem ungeeignet sind.

Aus diesem Grund wurde in Kapitel 2 eine Methodik zur systematischen Optimierung des Energiebedarfs und der autonomen Betriebsdauer des Implantats vorgestellt, die sich gleichermaßen auf andere Mikrosysteme mit einem beschränkten Bauraum anwenden lässt. Die Methodik beruht neben der Definition der Anforderungen auf drei wesentlichen Aspekten, die am Ende zu einem energieeffizienten System führen: Erstens die Analyse der Leistungsaufnahme des Systems und die Ermittlung von Einflussfaktoren auf den Energiebedarf, zweitens die Strategie zur Entwicklung neuer Konzepte sowie die Beurteilung der erarbeiteten Teillösungen nach einheitlichen Kriterien und drittens die Validierung der Konzepte hinsichtlich ihrer Energieersparnis, ihrer technischen Realisierbarkeit sowie ihrer Integrierbarkeit.

Gemäß der methodischen Vorgehensweise wurde in Kapitel 3 zunächst mögliches Optimierungspotential anhand von Messungen am Testsystem sowie durch detaillierte Simulationen der Leistungsaufnahme und der autarken Laufzeit identifiziert. Dabei wurde erstmals die autonome Betriebsdauer beim Einsatz eines für das Künstliche Akkommodationssystem optimierten Energiespeichers bestimmt. Darauf aufbauend wurden Konzepte zur Verbesserung der Spannungswandlungseffizienz und der Reduktion der Leistungsaufnahme der Teilsysteme unter Betrachtung eines Systemzyklus erstellt. Unabhängig davon wurden zudem Lösungen präsentiert, welche die Leistungsaufnahme

einzelner oder mehrerer Teilsysteme in bestimmten Situationen stark reduziert. Die Auswirkungen auf die autonome Laufzeit können in Abhängigkeit der Auftrittswahrscheinlichkeit innerhalb eines vollständigen Entladezyklus des Energiespeichers abgeschätzt werden. Der Vergleich der Konzepte zeigt, dass eine intelligente Spannungsversorgung, eine Detektion von Schlafphasen des Trägers, ein asynchroner Systemzyklus und eine Vergrößerung des Abtastintervalls bei einem niedrigen Ladezustand das größte Potential zur Verlängerung der autonomen Betriebsdauer aufweisen. Aus den geeigneten Lösungsansätzen wurde ein Gesamtkonzept einer Energiemanagementeinheit entwickelt. Durch eine Integration der Komponenten und Teilsysteme in einen SoC oder einem SiP können alle redundanten Funktionsblöcke eliminiert werden, wodurch der Energiebedarf weiter sinkt und die Integrationsdichte steigt.

Das Energiemanagement erfordert einen Spannungsregler mit einer zur Laufzeit adaptierbaren Ausgangsspannung und mit einer Effizienz über 90 % bei Strömen von 1 mA bis 50 mA. Dafür wurde eine Methodik zur Auslegung des Schaltwandlers, eine Herleitung eines neuen Regelungskonzepts und eine neue Pulsweitenmodulation mit variabler Schaltfrequenz vorgestellt. Des Weiteren wurde ein Verfahren zum Nachweis der globalen gleichmäßigen exponentiellen Stabilität des Schaltreglers hergeleitet. Durch die generische Auslegung und die hohe Flexibilität des Schaltreglers eignet sich das Konzept auch für andere mikroelektronische oder mikro-mechatronische Systeme.

Kapitel 4 befasst sich mit der Realisierung der zuvor entwickelten Konzepte. Über eine Integration der Teilkonzepte in die Energiesimulation wurde die exakte autonome Betriebsdauer bestimmt. Weiterhin wurde ein intelligenter Sensor zur Erfassung von Schlafphasen des Trägers und ein Algorithmus zur Schätzung des Ladezustands zur Anwendung ladezustandsabhängiger Konzepte entwickelt. Durch eine Kombination von verschiedenen Optimierungskonzepten gelingt es, die autonome Betriebsdauer von etwas mehr als 5 h auf über 33 h zu verlängern.

Die Realisierung des Schaltreglers beginnt mit der Auslegung des Schaltwandlers nach der vorgestellten Methodik und der Bestimmung der Reglerparameter. Anschließend wurde der Regelalgorithmus und die Pulsweitenmodulation in eine Hardwarebeschreibung umgesetzt. Durch effiziente Berechnungsmethoden und weitere Optimierungsstrategien wurde die Leistungsaufnahme reduziert. Zur Verifikation der korrekten Funktionsweise des Schaltreglers wurde eine Testumgebung bestehend aus einem FPGA, zwei A/D-Wandlern und einem synchronen Schaltwandler aufgebaut.

Das Kapitel schließt mit der Abschätzung der Leistungsaufnahme und des Bauraums der Energiemanagementeinheit als integrierter Chip ab. Mit einer Eigenleistungsaufnahme von ca. 50 μ W und einem Volumen von ca. 0,46 mm³ werden die Anforderungen an die Energiemanagementeinheit im Künstlichen Akkommodationssystem vollständig erfüllt.

Die wesentlichen Ergebnisse der Arbeit sind:

1. Entwicklung einer neuen Methodik für die Optimierung der Energieeffizienz und der autonomen Betriebsdauer des Künstlichen Akkommodations-systems.
2. Konzeption einer generischen, intelligenten Spannungsversorgung zur Erzielung eines optimalen Verhältnisses zwischen Bauraum, Wirkungsgrad der Spannungswandlung und Effizienz der versorgten Teilsysteme.
3. Entwicklung von Konzepten zur situativen Abschaltung von Teilsystemen oder des Gesamtsystems zur Verlängerung des autonomen Betriebs.
4. Entwurf einer neuen, energieoptimierten, anwendungsspezifisch adaptierbaren, digitalen Regelung für einen Schaltwandler mit dynamisch veränderlicher Ausgangsspannung für Anwendungen mit geringer Leistungsaufnahme.
5. Neuartige, multimodale, modellbasierte Reglerarchitektur für einen Schaltwandler mit verschiedenen Zeitdomänen zur Reduktion der Eigenleistungsaufnahme des Reglers.
6. Entwicklung einer neuen, digitalen, hybriden Modulation für einen Schaltwandler mit variabler Pulsweite und Schaltfrequenz.
7. Detaillierte Analyse der Leistungsaufnahme und der autonomen Betriebsdauer der Teilsysteme und des gesamten Künstlichen Akkommodations-systems durch Modellbildung und numerische Simulation sowie deren Verifikation durch Messungen.
8. Entwurf von Verfahren und Algorithmen zur energieoptimierten Implementierung der Regelung und der Pulsweitenmodulation für einen Schaltwandler.
9. Funktionsnachweis des Schaltreglers durch theoretischen Stabilitätsbeweis sowie Aufbau einer Testumgebung.
10. Entwicklung eines Algorithmus zur Schätzung des aktuellen Ladezustands und zur Vermeidung erhöhter Leistungsentnahme zur Steigerung der Betriebssicherheit und der Lebensdauer der Mikrozelle ohne eine zusätzliche Messeinrichtung.
11. Entwurf einer neuen, generischen Energiemanagementeinheit unter Berücksichtigung spezieller Anforderungen des Energiespeichers mit systemspezifischen Erweiterungen zur Reduktion des Energieverbrauchs im Künstlichen Akkommodationssystem.

12. Abschätzung der Eigenleistungsaufnahme und des Platzbedarfs einer integrierten Energiemanagementeinheit.
13. Ableitung von Aussagen zur Leistungsfähigkeit aller entwickelten Algorithmen und Hardwarekomponenten.
14. Nachweis der Funktionsfähigkeit der neuen Methodik.

Basierend auf der vorliegenden Arbeit sind weiterführende Maßnahmen zur Verlängerung der autonomen Betriebsdauer notwendig. Ein erster Schritt zur Optimierung des bestehenden Systems erfolgt mit der Umsetzung eines integrierten Schaltkreises der Energiemanagementeinheit und mit einer Anpassung der Steuerungssoftware verschiedener flexibler Systemzyklen. Ein weiterer wichtiger Aspekt stellt die Entwicklung eines für das Künstliche Akkommodationssystem optimierten Energiespeichers dar. Dabei sind sowohl eine hohe Energiedichte als auch ein serien-produzierbares Zelldesign erforderlich. Derzeit sind Lithium-basierte Energiespeicher mit Festkörperelektrolyt und einer 3D-Struktur vielversprechende Kandidaten für sichere Zellen mit hoher Energiedichte.

Ein weiterer Schritt zur vollständigen Integration des Systems umfasst die Entwicklung eines System-on-Chip oder eines System-in-Package. Dadurch lassen sich sowohl der Bauraum als auch die Leistungsaufnahme weiter reduzieren. Der Wegfall von redundanten Komponenten ermöglicht Synergieeffekte bei der Nutzung von Taktoszillatoren, Speicher oder A/D-Wandlern. Sogar eine effizientere Nutzung des vorgestellten Energiemanagements ist möglich, da zusätzliche integrierte Spannungswandler überflüssig werden. Dadurch werden die Wandlungsverluste weiter gesenkt.

Des Weiteren sind klinische Studien mit implantierten Systemen zur Untersuchung der Fehlerrate der dargestellten Konzepte zur Verlängerung der autonomen Betriebsdauer durchzuführen.

Die in dieser Arbeit vorgestellten Konzepte und Methoden ebnen den Weg für eine serienreife, mikro-mechatronischen Intraokularlinse zur Wiederherstellung der Akkommodation. Darüber hinaus können sie auf ähnliche Problemstellung angewandt werden. Insbesondere der digitale Schaltregler kann nach der beschriebenen Methodik für andere Leistungsbereiche optimiert werden und aufgrund der Konfigurationsmöglichkeiten optimal an verschiedene Anwendungen angepasst werden. Anwendungsfelder sind alle bauraumbeschränkten, energiekritischen Sensorsysteme, die eine kontinuierliche Kommunikation erfordern. Dazu zählen beispielsweise Geräte aus dem Bereich der Gesundheitsversorgung und -vorsorge, aktive Implantate oder neuartige Geräte für das Internet-of-Things.

6. Literaturverzeichnis

- [9to15] 9TO5MAC: *Apple targets for Apple Watch battery life revealed, A5-caliber CPU inside*. Version: 2015. <http://9to5mac.com/2015/01/22/apple-targets-for-apple-watch-battery-life-revealed-a5-caliber-cpu-inside/>. Zugriff: 09.06.2015
- [Ada09] ADAMY, J.: *Nichtlineare Regelungen*. Springer-Verlag, 2009
- [AFP04] ABDOLLAHI, A.; FALLAH, F.; PEDRAM, M.: Leakage current reduction in CMOS VLSI circuits by input vector control. In: *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on* 12 (2004), Feb, Nr. 2, S. 140–154
- [AJ09] AHMADI, M.; JULLIEN, G.: A Wireless-Implantable Microsystem for Continuous Blood Glucose Monitoring. In: *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on* 3 (2009), June, Nr. 3, S. 169–180
- [AKK⁺11] ACKERMANN, R.; KUNERT, K.; KAMMEL, R.; BISCHOFF, S.; BÜHREN, S.; SCHUBERT, H.; BLUM, M.; NOLTE, S.: Femtosecond laser treatment of the crystalline lens: a 1-year study of possible cataractogenesis in minipigs. In: *Graefe's Archive for Clinical and Experimental Ophthalmology* 249 (2011), Nr. 10, 1567-1573
- [ALL⁺93] AKUTSU, H.; LEGGE, G. E.; LUEBEKER, A.; LINDSTROM, R. L.; ZABEL, R. W.; KIRBY, V. M.: Multifocal Intraocular Lenses and Glare. In: *Optometry & Vision Science* 70 (1993)
- [Amb14] AMBIQ MICRO: *Data Brief: Apollo Ultra-Low Power MCU*. 2014
- [Ana13] ANALOG DEVICES: *Datasheet AD7091: 1MSPS, Ultralow Power 12-Bit ADC*. 2013
- [ANLT05] ANNEMA, A.-J.; NAUTA, B.; LANGEVELDE, R. van; TUINHOUT, H.: Analog circuits in ultra-deep-submicron CMOS. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 40 (2005), Jan, Nr. 1, S. 132–143
- [App15] APPLE: *Apple Watch*. Version: 2015. Zugriff: 09.06.2015

- [APPMO12] ALIÓ, J. L.; PLAZA-PUCHE, A. B.; MONTALBAN, R.; ORTEGA, P.: Near visual outcomes with single-optic and dual-optic accommodating intraocular lenses. In: *Journal of Cataract & Refractive Surgery* 38 (2012), Nr. 9, 1568 - 1575
- [ASKHo8] AGARWAL, T.; SAWHNEY, A.; KURESHI, A.; HASAN, M.: Performance comparison of static CMOS and MCML gates in sub-threshold region of operation for 32nm CMOS technology. In: *Computer and Communication Engineering, 2008. ICCCE 2008. International Conference on*, 2008, S. 284–287
- [ASLPo7] AL-SHYOUKH, M.; LEE, H.; PEREZ, R.: A Transient-Enhanced Low-Quiescent Current Low-Dropout Regulator With Buffer Impedance Attenuation. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 42 (2007), aug., Nr. 8, S. 1732 –1742
- [AT11] AUFFARTH, G.; THOMAS, B.: Akkommodative IOLs: Was gibt es Neues? In: *DGII Jahresband 2011* (2011), S. 179–184
- [Atc95] ATCHISON, D. A.: Accommodation and presbyopia. In: *Ophthalmic and Physiological Optics* 15 (1995), Nr. 4, 255–272
- [BB06] BALACHANDRAN, G.; BARNETT, R.: A 110 nA Voltage Regulator System With Dynamic Bandwidth Boosting for RFID Systems. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 41 (2006), sept., Nr. 9, S. 2019 –2028
- [BBM⁺07] BONIZZONI, E.; BORGHETTI, F.; MALCOVATI, P.; MALOBERTI, F.; NIESSEN, B.: A 200mA 93Converter. In: *Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International*, 2007, S. 526–619
- [Bec15] BECK, C.: *Neues Konzept zur bedarfsgerechten Kommunikation in einem künstlichen Akkommodationssystem*, Diss., 2015. Karlsruhe, KIT, Diss., 2015
- [Ben93] BENNINGHOFF, A.; ZENKER, A. D. . W. (Hrsg.): *Anatomie*. Bd. 2. Urban und Schwarzenberg, 1993
- [Ber07] BERGEMANN, M.: *Neues mechatronisches System für die Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit des menschlichen Auges*. Univ.-Verlag Karlsruhe, 2007
- [Ber11] BERNSTEIN, H.: *Stromversorgungen in der Praxis: unregelte und längsregelte Netzgeräte, IC-Linear-und Schaltregler, Flusswandler, DC/DC-und DC/AC-Wandler*. Elektor-Verlag, 2011

- [BGG10] BRETTHAUER, G.; GENGENBACH, U.; GUTHOFF, R. F.: Mechatronic System to Restore Accommodation. In: *Nova Acta Leopoldina* 111 (2010), S. 167–175
- [BGN⁺14a] BRETTHAUER, G.; GENGENBACH, U.; NAGEL, J.; STACHS, O.; GUTHOFF, R.: Neues künstliches Akkomodationssystem entwickelt. 60(2014) (2014), S. 30–36
- [BGN⁺14b] BRETTHAUER, G.; GENGENBACH, U.; NAGEL, J. A.; BECK, C.; FLIEDNER, J.; KOKER, L.; KRUG, M.; MARTIN, T.; STACHS, O.; GUTHOFF, R. F.: Fortschritte des Künstlichen Akkommodationssystems. In: *Klinische Monatsblätter der Augenheilkunde* 231(12) (2014), S. 1174–1182
- [BLEGB94] BOYD, S. P.; LAURENT EL GHAOU, E. F.; BALAKRISHNAN, V.; BOYD, S. P. (Hrsg.): *Linear matrix inequalities in system and control theory*. Philadelphia, Pa.: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1994 (SIAM studies in applied mathematics ; 15)
- [BMGB11] BECK, C.; MASNY, D.; GEISELMANN, W.; BRETTHAUER, G.: Block cipher based security for severely resource-constrained implantable medical devices. In: *Proceedings of the 4th International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies* ACM, 2011, S. 62
- [BMSM11] BABEI, E.; MAHMOODIEH, M. E. S.; SABAHI; MEHRAN: Investigating Buck DC-DC Converter Operation in Different Operational Modes and Obtaining the Minimum Output Voltage Ripple Considering Filter Size. In: *Journal of Power Electronics* 11 (2011), Nr. 6, S. 793–800
- [BN06] BEN-NUN, J.: The NuLens Accommodating Intraocular Lens. In: *Ophthalmology Clinics* 19 (2006), S. 129–134
- [BNA08] BEN-NUN, J.; ALIO, J. L.: Overview of the NuLens accommodating IOL. In: *Cataract & Refractive Surgery Today Europe* Jan/Feb (2008), S. 20–21
- [BNHB12] BECK, C.; NAGEL, J.; HEVESI, P.; BRETTHAUER, G.: RTS-MAC: a relative time synchronization MAC protocol for low duty cycle body sensor networks. In: *International Journal of Wireless Information Networks* 19 (2012), Nr. 3, S. 163–172

- [BNRB13] BECK, C.; NAGEL, J.; RUSCH, C.; BRETTHAUER, G.: Miniature antenna enabling near-field eye-to-eye communication in the MICS band. In: *Proceedings of the 8th International Conference on Body Area Networks ICST* (Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering), 2013, S. 284–287
- [Bos13] BOSTON POWER: *Datasheet Swing 5300: Rechargeable Lithium-ion Cell*. 2013
- [Bos14] BOSCH SENSORTEC: *Datasheet BMC150: 6-Axis eCompass*. 2014
- [BRC11] BANDYOPADHYAY, S.; RAMADASS, Y.; CHANDRAKASAN, A.: 20 μ A to 100mA DC-DC converter with 2.8 to 4.2V battery supply for portable applications in 45nm CMOS. In: *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2011 IEEE International*, 2011, S. 386–388
- [Bru12] BRUCE, S. A. . H. L. J. . T. J.-M. Peter G. & F. Peter G. & Freunberger: Li-O₂ and Li-S batteries with high energy storage. In: *Nature Materials* 11 (2012), S. 19–29
- [BSB10] BARAI, M.; SENGUPTA, S.; BISWAS, J.: Digital Controller for DVS-Enabled DC-DC Converter. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 25 (2010), Nr. 3, S. 557–573
- [BSHC04] BENNETT, D.; SELFRIDGE, R. H.; HARB, J.; COMER, D.: A control circuit for a microsensor hybrid power supply. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 51 (2004), Feb, Nr. 1, S. 74–80
- [BSRP14] BHAT, M.; SRIGOWRI; RAO, V.; PAI, B.: Implementation of dynamic voltage and frequency scaling for system level power reduction. In: *Circuits, Communication, Control and Computing (I4C), 2014 International Conference on*, 2014, S. 425–430
- [BZo6] BLAAUW, D.; ZHAI, B.: Energy efficient design for subthreshold supply voltage operation. In: *Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on*, 2006, S. 4 pp.–32
- [Cam04] CAMERON, T.: Safety and efficacy of spinal cord stimulation for the treatment of chronic pain: a 20-year literature review. In: *Journal of Neurosurgery: Spine* 100 (2004), Nr. 3, 254–267. PMID: 15029914
- [CDG⁺13] CHEN, C.-C.; DOU, L.; GAO, J.; CHANG, W.-H.; LI, G.; YANG, Y.: High-performance semi-transparent polymer solar cells possessing tandem structures. In: *Energy Environ. Sci.* 6 (2013), 2714–2720

- [CES88] COLLEWIJN, H.; ERKELENS, C. J.; STEINMAN, R. M.: Binocular co-ordination of human horizontal saccadic eye movements. In: *The Journal of Physiology* 404 (1988), Oktober, 157–182
- [CFB01] CHANDRAKASAN, A.; FOX, F.; BOWHILL, W.: *Design of High-Performance Microprocessor Circuits*. Wiley, 2001 (Electrical engineering)
- [CFHM09] CHEN, P.-Y.; FANG, C.-C.; HWANG, T.; MA, H.-P.: Leakage reduction, variation compensation using partition-based tunable body-biasing techniques. In: *VLSI Design, Automation and Test, 2009. VLSI-DAT '09. International Symposium on*, 2009, S. 170–173
- [CG82] COOKE, K. L.; GROSSMAN, Z.: Discrete delay, distributed delay and stability switches. In: *Journal of Mathematical Analysis and Applications* 86 (1982), Nr. 2, 592 - 627
- [CK02] CHINNERY, D.; KEUTZER, K.: *Closing the Gap Between ASIC & Custom: Tools and Techniques for High-Performance ASIC Design*. Springer, 2002
- [CK08] CHINNERY, D.; KEUTZER, K.: *Closing the Power Gap between ASIC & Custom: Tools and Techniques for Low Power Design*. Springer London, Limited, 2008
- [CKLR10] CHOI, S.-Y.; KIM, J.-S.; LEE, J.-H.; RIM, K.-W.: REDM: Robust and Energy Efficient Dynamic Routing for a Mobile Sink in a Multi Hop Sensor Network. In: *Communication Software and Networks, 2010. ICCSN '10. Second International Conference on*, 2010, S. 178–182
- [Cle99] CLEIN, D.: *CMOS IC layout: concepts, methodologies, and tools*. Newnes, 1999
- [CLTL10] CHEN, S.-Y.; LIN, R.-B.; TUNG, H.-H.; LIN, K.-W.: Power gating design for standard-cell-like structured ASICs. In: *Design, Automation Test in Europe Conference Exhibition (DATE), 2010*, 2010, S. 514–519
- [CM77] CUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D.: A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode. In: *Power Electronics Specialists Conference*, 1977, S. 36–57

- [CMH⁺06] CHEN, K.; MERRITT, D. R.; HOWARD, W. G.; SCHMIDT, C. L.; SKARSTAD, P. M.: Hybrid cathode lithium batteries for implantable medical applications. In: *Journal of Power Sources* 162 (2006), Nr. 2, 837 - 840. Special issue including selected papers from the International Power Sources Symposium 2005 together with regular papers
- [CMP⁺09] CERIOTTI, M.; MOTTOLA, L.; PICCO, G. P.; MURPHY, A. L.; GUNA, S.; CORRA, M.; POZZI, M.; ZONTA, D.; ZANON, P.: Monitoring heritage buildings with wireless sensor networks: The Torre Aquila deployment. In: *Proceedings of the 2009 International Conference on Information Processing in Sensor Networks* IEEE Computer Society, 2009, S. 277–288
- [CRM06] CHEN, M.; RINCON-MORA, G.: Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance. In: *Energy Conversion, IEEE Transactions on* 21 (2006), June, Nr. 2, S. 504–511
- [CRS10] CHATURBHUIJ, A.; REINER, E.; SHAH, S.: Efficiency of the Buck Regulator in Discontinuous Conduction Mode / Selected Topics in Systems and Control. 2010. Forschungsbericht
- [CSF03] CAMPOLO, D.; SITTI, M.; FEARING, R.: Efficient charge recovery method for driving piezoelectric actuators with quasi-square waves. In: *Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, IEEE Transactions on* 50 (2003), March, Nr. 3, S. 237–244
- [CSR⁺10] CARMO, J.; SILVA, M.; RIBEIRO, J.; MENDES, P.; CORREIA, J.: A new implantable wireless microsystem to induce micritition in spinal injury patients. In: *MELECON 2010 - 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 2010, S. 389–392
- [CVPS11] CHEN, J.; VASUDEVAN, D.; POPOVICI, E.; SCHELLEKENS, M.: Design of a Low Power, Sub-Threshold, Asynchronous Arithmetic Logic Unit Using a Bidirectional Adder. In: *Digital System Design (DSD), 2011 14th Euromicro Conference on*, 2011, S. 301–308
- [CWCC08] CHU, Y.-C.; WU, C.-H.; CHANG-CHIEN, L.-R.: Implementation of the programmable low power DC-DC voltage converter by FPGA. In: *Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference on*, 2008, S. 405–410
- [Cym10] CYMBET: *Datasheet EnerChip CBC050: Rechargeable Solid State Energy Storage*. 2010
- [DHS01] DUDA, R. O.; HART, P. E.; STORK, D. G.: *Pattern classification*. 2. ed. New York: Wiley, 2001

- [DMGB10] DORR, M.; MARTINETZ, T.; GEGENFURTNER, K. R.; BARTH, E.: Variability of eye movements when viewing dynamic natural scenes. In: *Journal of Vision* 10 (2010), Nr. 10
- [DOBoo] DOBELLE, W. H.: Artificial Vision for the Blind by Connecting a Television Camera to the Visual Cortex. In: *American Society of Artificial Internal Organs* 46 (2000), S. 3–9
- [DSN⁺07] DOKKO, K.; SUGAYA, J. ichi; NAKANO, H.; YASUKAWA, T.; MATSUE, T.; KANAMURA, K.: Sol-gel fabrication of lithium-ion microarray battery. In: *Electrochemistry Communications* 9 (2007), Nr. 5, 857 - 862
- [Dua12] DUANE, A.: Normal values of the accommodation at all ages. In: *Journal of the American Medical Association* LIX (1912), Nr. 12, 1010-1013
- [DVSCP10] DE VENUTO, D.; STIKVOORT, E.; CASTRO, D.; PONOMAREV, Y.: Ultra low-power 12-bit SAR ADC for RFID applications. In: *Design, Automation Test in Europe Conference Exhibition (DATE), 2010, 2010*, S. 1071–1075
- [EMo1] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D.: *Fundamentals of power electronics*. 2. ed. Norwell, Mass. [u.a.]: Kluwer, 2001
- [ETG⁺10] ELZAKKER, M. van; TUIJL, E. van; GERAEDTS, P.; SCHINKEL, D.; KLUMPERINK, E.; NAUTA, B.: A 10-bit Charge-Redistribution ADC Consuming 1.9 μ W at 1 MS/s. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 45 (2010), may, Nr. 5, S. 1007 –1015
- [EVU09] ERDINC, O.; VURAL, B.; UZUNOGLU, M.: A dynamic lithium-ion battery model considering the effects of temperature and capacity fading. In: *Clean Electrical Power, 2009 International Conference on*, 2009, S. 383–386
- [Fai14] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR: *Datasheet FAN25800: 500mA, Low-I_q, Low Noise, LDO Regulator*. 2014
- [FHBW12] FLIEDNER, J.; HEINE, C.; BRETTHAUER, G.; WILHELM, H.: Experimental setup investigating the ability of the pupil to control an artificial lens implant. In: *Biomedical Engineering/Biomedizinische Technik* 57 (2012), Nr. SI-1 Track-S, S. 179–179
- [FKM⁺04] FINDL, O.; KRIECHBAUM, K.; MENAPACE, R.; KOEPPL, C.; SACU, S.; WIRTITSCH, M.; BUEHL, W.; DREXLER, W.: Laserinterferometric assessment of pilocarpine-induced movement of an accommodating intraocular lens: A randomized trial. In: *Ophthalmology* 111 (2004), Nr. 8, 1515 - 1521

- [Fla12] FLACH, P.: *Machine learning : the art and science of algorithms that make sense of data*. 1. publ. Cambridge [u.a.]: Cambridge Univ. Press, 2012
- [FLB09] FLEISCHAUER, M. D.; LI, J.; BRETT, M. J.: Columnar Thin Films for Three-Dimensional Microbatteries. In: *Journal of The Electrochemical Society* 156 (1) (2009), S. A33–A36
- [FZTT12] FOONG, H. C.; ZHENG, Y.; TAN, Y. K.; TAN, M. T.: Fast-Transient Integrated Digital DC-DC Converter With Predictive and Feed-forward Control. In: *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on* 59 (2012), Nr. 7, S. 1567–1576
- [GBG05] GENGENBACH, U.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: Künstliches Akkommodationssystem auf der Basis von Mikro und Nanotechnologie. In: *Mikrosystemtechnik Kongress 2005*, 2005
- [GBK⁺99] GROSS, M.; BUSS, R.; KOHLER, K.; SCHAUB, J.; JÄGER, D.: Optical signal and energy transmission for a retina implant. In: *[Engineering in Medicine and Biology, 1999. 21st Annual Conference and the 1999 Annual Fall Meeting of the Biomedical Engineering Society] BMES/EMBS Conference, 1999. Proceedings of the First Joint Bd. 1, 1999*, S. 476 vol.1–
- [GBSS09] GOMADAM, P.; BROWN, J.; SCOTT, E.; SCHMIDT, C.: Predicting charge-times of implantable cardioverter defibrillators. In: *Engineering in Medicine and Biology Society, 2009. EMBC 2009. Annual International Conference of the IEEE, 2009*, S. 3020–3023
- [GCC03] GU, K.; CHARITONOV, V. L.; CHEN, J.: *Stability of time delay systems*. Boston, Mass.: Birkhäuser, 2003 (Control engineering)
- [GCH⁺13] GHAED, M.; CHEN, G.; HAQUE, R.-U.; WIECKOWSKI, M.; KIM, Y.; KIM, G.; LEE, Y.; LEE, I.; FICK, D.; KIM, D.; SEOK, M.; WISE, K.; BLAAUW, D.; SYLVESTER, D.: Circuits for a Cubic-Millimeter Energy-Autonomous Wireless Intraocular Pressure Monitor. In: *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on* 60 (2013), Dec, Nr. 12, S. 3152–3162
- [GCNU14] GIL-CAZORLA, R.; NADROO, S.; UY, H.: Lens Softening With a Femtosecond Laser. In: *Cataract & Refractive Surgery Today Europe* Jul/Aug (2014), S. 61–62
- [Ger12] GERSTE, R. D.: Komplikation der Kataraktoperation: Konstanter Rückgang der Netzhautablösung. In: *Dtsch Arztebl International* 109 (2012), Nr. 49, A-2468-A-2468

- [GGX⁺09] GUO, S.; GAO, Y.; XU, Y.; LIN-SHI, X.; ALLARD, B.: Digital PWM controller for high-frequency low-power DC-DC switching mode power supply. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009, S. 1340–1346
- [Gla08] GLASSER, A.: Restoration of accommodation: surgical options for correction of presbyopia. In: *Clinical and Experimental Optometry* 91 (2008), Nr. 3, 279–295
- [GLM⁺71] GREATBATCH, W.; LEE, J. H.; MATHIAS, W.; ELDRIDGE, M.; MOSER, J. R.; SCHNEIDER, A. A.: The Solid-State Lithium Battery: A New Improved Chemical Power Source for Implantable Cardiac Pacemakers. In: *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on BME-18* (1971), Sept, Nr. 5, S. 317–324
- [GP06] GOUAISBAUT, F.; PEAUCELLE, D.: Delay-dependent robust stability of time delay systems. In: *Robust Control Design, IFAC 5th Symposium on Bd. 5*, 2006, S. 453–458
- [GPM08] GEYER, T.; PAPAFOTIU, G.; MORARI, M.: Hybrid Model Predictive Control of the Step-Down DC x2013;DC Converter. In: *Control Systems Technology, IEEE Transactions on* 16 (2008), Nr. 6, S. 1112–1124
- [GY08] GALES, M.; YOUNG, S.: *The application of hidden Markov Models in speech recognition*. Boston [u.a.]: now Publishers, 2008 (Foundations and trends in signal processing ; 1,3)
- [Hai10] HAIGIS, W.: High Precision Measurements of IOL Position. In: *Nova Acta Leopoldina NF 111* (2010), Nr. 379, S. 115–126
- [Haro8] HARTL, H.: *Elektronische Schaltungstechnik: mit Beispielen in PSpice*. Bd. 7321. Pearson Deutschland GmbH, 2008
- [Hay12] HAYDEN, F. A.: Electronic IOLs: The future of cataract surgery. In: *Eye World* Feb (2012), S. 58–60
- [HC09] HUANG, M.-H.; CHEN, K.-H.: Single-Inductor Multi-Output (SIMO) DC-DC Converters With High Light-Load Efficiency and Minimized Cross-Regulation for Portable Devices. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 44 (2009), April, Nr. 4, S. 1099–1111
- [HGo1] HAHN, T.; GRIFFITH, G.: *Power transfer circuit for implanted devices*. Version: April 3 2001. US Patent 6,212,431

- [HGSW₁₁] HORMANN, L.; GLATZ, P.; STEGER, C.; WEISS, R.: Evaluation of component-aware dynamic voltage scaling for mobile devices and wireless sensor networks. In: *World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM), 2011 IEEE International Symposium on a*, 2011, S. 1–9
- [HHW⁺₁₃] HUANG, T.-C.; HUANG, P.-T.; WU, S.-L.; CHEN, K.-N.; CHIOU, J.-C.; CHEN, K.-H.; CHIU, C.-T.; TONG, H.-M.; CHUANG, C.-T.; HWANG, W.: Area-power-efficient 11-bit SAR ADC with delay-line enhanced tuning for neural sensing applications. In: *Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2013 IEEE*, 2013, S. 238–241
- [Hil09] HILDEBRANDT, R.: The Pseudo Dual-Edge D-Flipflop. (2009)
- [HJ10] HORN, R. A.; JOHNSON, C. R.: *Matrix analysis*. 23. print. Cambridge [u.a.]: Cambridge Univ. Press, 2010
- [HL07] HONG, H.-C.; LEE, G.-M.: A 65-fJ/Conversion-Step 0.9-V 200-kS/s Rail-to-Rail 8-bit Successive Approximation ADC. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 42 (2007), oct., Nr. 10, S. 2161–2168
- [HLHC08] HWANG, Y.-S.; LIN, M.-S.; HWANG, B.-H.; CHEN, J.-J.: A 0.35 μm CMOS sub-1V low-quiescent-current low-dropout regulator. In: *Solid-State Circuits Conference, 2008. A-SSCC '08. IEEE Asian*, 2008, S. 153–156
- [HLN⁺₁₁] HU, W.; LIU, Y.-T.; NGUYEN, T.; DSOUZA, B.; LIE, D.: Ultralow-power analog front-end IC design for an implantable cardioverter defibrillator (ICD). In: *ASIC (ASICON), 2011 IEEE 9th International Conference on*, 2011, S. 1018–1021
- [HTL⁺₁₄] HUANG, Y.-J.; TZENG, T.-H.; LIN, T.-W.; HUANG, C.-W.; YEN, P.-W.; KUO, P.-H.; LIN, C.-T.; LU, S.-S.: A Self-Powered CMOS Reconfigurable Multi-Sensor SoC for Biomedical Applications. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 49 (2014), April, Nr. 4, S. 851–866
- [Inf12] INFINITE POWER SOLUTIONS: *Datasheet Thinergy MEC201: Solid-State, Flexible, Rechargeable Thin-Film Micro-Energy Cell*. Juni 2012
- [Int11] INTERNATIONAL TECHNOLOGY ROADMAP FOR SEMICONDUCTORS: Process Integration, Devices, and Structures. 2011 EDITION (2011)

- [Int14] INTEL: *White Paper: 5th Generation Intel Core U Processors: At the Heart of Next-Generation Retail Experiences*. 2014
- [Ise81] ISERMANN, R.: *Digital control systems*. Berlin: Springer, 1981
- [Jaa12] JAAP, M.: Googles Project Glass: Augmented-Reality-Brille. In: *MacLife* (2012)
- [KBG⁺13] KLINK, S.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R.; GENGENBACH, U.; BERGEMANN, M.; KOKER, T.; RÜCKERT, W.: *Implantable system for determining the accommodation requirement by optical measurement of the pupil diameter and the surrounding luminance*. Version: März 26 2013. US Patent 8,403,483
- [KBK⁺09] KOHNEN, T.; BAUMEISTER, M.; KOOK, D.; KLAPROTH, O. K.; OHRLOFF, C.: Kataraktchirurgie mit Implantation einer Kunstlinse. In: *Deutsches Ärzteblatt* 106(43) (2009), S. 695–702
- [KDF⁺11] KOWALCZYK, G.; DIELACHER, M.; FLATSCHER, M.; PRAIN-SACK, J.; UNTERASSINGER, H.; SCHWEIGHOFER, J.; GRUBER, S.: Asynchronous logic application in a power management unit for ultra low power wireless sensor nodes. In: *AFRICON, 2011*, 2011, S. 1–6
- [KFM⁺05] KOEPPL, C.; FINDL, O.; MENAPACE, R.; KRIECHBAUM, K.; WIRTITSCH, M.; BUEHL, W.; SACU, S.; DREXLER, W.: Pilocarpine-induced shift of an accommodating intraocular lens: AT-45 Crystalens. In: *Journal of Cataract & Refractive Surgery* 31 (2005), Nr. 7, 1290 - 1297
- [KGB07] KLINK, S.; GENGENBACH, U.; BRETTHAUER, G.: Approximation of the accommodation demand for an artificial accommodation system by means of the terrestrial magnetic field and eyeball movements. In: *Bangkok: World Congress on Bioengineering, 2007*
- [Khao2] KHALIL, H. K.: *Nonlinear systems*. Bd. [Hauptbd.]:. 3. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002
- [KHG⁺14] KRUG, M.; HARTMANN, J.; GROLL, L.; GENGENBACH, U.; NAGEL, J.; BRETTHAUER, G.: Model-based dual-mode controller for low-power buck converters. In: *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2014 International Conference on*, 2014, S. 489–497
- [KJHL12] KO, Y.; JANG, Y.; HAN, S.; LEE, S.: Non-load-balance-dependent high efficiency single-inductor multiple-output (SIMO) DC-DC converters. In: *Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2012 IEEE*, 2012, S. 1–4

- [KKVH⁺14] KIM, H.; KIM, S.; VAN HELLEPUTTE, N.; ARTES, A.; KONIJNENBURG, M.; HUISKEN, J.; VAN HOOFF, C.; YAZICIOGLU, R.: A Configurable and Low-Power Mixed Signal SoC for Portable ECG Monitoring Applications. In: *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on* 8 (2014), April, Nr. 2, S. 257–267
- [KKWK10] KIM, D.-S.; KIM, B.-S.; WON, K.-H.; KANG, M.-S.: A wireless sensor node SoC with a profiled power management unit for IR controllable digital consumer devices. In: *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* 56 (2010), November, Nr. 4, S. 2282–2287
- [KL11] KIRSCHFELD, K.; LAND, M.: Sehen mit bi- und multifokalen Intraokularlinsen. In: *Der Ophthalmologe* 12 (2011), S. 1139–1144
- [KL12] KUAN, C.-W.; LIN, H.-C.: Near-independently regulated 5-output single-inductor DC-DC buck converter delivering 1.2W/mm² in 65nm CMOS. In: *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2012 IEEE International*, 2012, S. 274–276
- [Kle06] KLEIN, J.: *Synchronous buck MOSFET loss calculations with Excel model*. Fairchild Semiconductor, 2006
- [Klio8] KLINK, S.: *Neues System zur Erfassung des Akkomodationsbedarfs im menschlichen Auge*. Univ.-Verlag Karlsruhe, 2008
- [KNB15] KRUG, M.; NUBER, F.; BRETTHAUER, G.: Variable frequency digital PWM controller for low-power buck converters. In: *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*, 2015, S. 1226–1231
- [KNG⁺12] KRUG, M.; NAGEL, J.; GENGENBACH, U.; GUTH, H.; BRETTHAUER, G.: Comparison of different power supply topologies to improve power efficiency of the Artificial Accommodation System. In: *46th annual conference of the German Society for Biomedical Engineering (BMT 2012)*. Jena, Germany, September 2012
- [KNG⁺13] KRUG, M.; NAGEL, J.; GENGENBACH, U.; GUTH, H.; BRETTHAUER, G.: Enhanced power management unit for the Artificial Accommodation System. In: *Biomedical Engineering / Biomedizinische Technik* Bd. 58 (Suppl. 1), 2013
- [KP87] KAZIMIERCZUK, M.; PUCZKO, K.: Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle. In: *Circuits and Systems, IEEE Transactions on* 34 (1987), Feb, Nr. 2, S. 149–159

- [KPGB14] KRUG, M.; PAHL, M.; GENGENBACH, U.; BRETTHAUER, G.: Micro-Energy Battery Model for Runtime Optimization of Active Implants. In: *Biomedical Engineering / Biomedizinische Technik* Bd. 59 (Suppl. 1), 2014, S. 1064–1067
- [KR07] KUON, I.; ROSE, J.: Measuring the Gap Between FPGAs and ASICs. In: *Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions on* 26 (2007), Feb, Nr. 2, S. 203–215
- [Kro04] KROSCHER, K.: *Statistische Informationstechnik : Signal- und Mustererkennung, Parameter- und Signalschätzung*. 4., neubearb. Aufl., Studienausg. Berlin: Springer, 2004
- [Kru12] KRUSE, R.; BORGELT, C. (Hrsg.); KLAWONN, F. (Hrsg.); MÖWES, C. (Hrsg.); RUSS, G. (Hrsg.); STEINBRECHER, M. (Hrsg.): *Computational Intelligence : Eine methodische Einführung in Künstliche Neuronale Netze, Evolutionäre Algorithmen, Fuzzy-Systeme und Bayes-Netze*. Wiesbaden, 2012 (SpringerLink : Bücher)
- [KSG⁺07] KLINK, S.; SIEBER, I.; GENGENBACH, U. u. a.: Kontaktlose Erfassung des Akkommodationsbedarfes durch Nutzung des Pupillennahreflexes. 41. In: *Jahrestagung der DGBMT* (2007)
- [KSK⁺14] KIM, D. Y.; SUK, J.; KIM, D. W.; KANG, Y.; IM, S. H.; YANG, Y.; PARK, O. O.: An electrochemically grown three-dimensional porous Si@Ni inverse opal structure for high-performance Li ion battery anodes. In: *J. Mater. Chem. A* 2 (2014), 6396-6401
- [KSSS13] KESARWANI, K.; SCHAEF, C.; SULLIVAN, C.; STAUTH, J.: A multi-level ladder converter supporting vertically-stacked digital voltage domains. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE, 2013*, S. 429–434
- [KTH⁺14] KOOPMANS, S. A.; TERWEE, T.; HANSSSEN, A.; MARTIN, H.; LANGNER, S.; STACHS, O.; KOOTEN, T. G.: Prevention of capsule opacification after accommodating lens refilling: Pilot study of strategies evaluated in a monkey model. In: *Journal of Cataract & Refractive Surgery* 40 (2014), Nr. 9, 1521 - 1535
- [Kuc09] KUCZMA, M.: *An introduction to the theory of functional equations and inequalities: Cauchy's equation and Jensen's inequality*. Springer Science & Business Media, 2009
- [LALR15] LEWIS, P. M.; ACKLAND, H. M.; LOWERY, A. J.; ROSENFELD, J. V.: Restoration of vision in blind individuals using bionic devices: A review with a focus on cortical visual prostheses. In: *Brain Research* 1595 (2015), Nr. 0, 51 - 73

- [Las13] LASLAU, C.: Beyond Lithium-Ion: A Roadmap for Next-Generation Batteries. (2013)
- [LCH⁺13] LIN, Y.-P.; CHIU, H.-C.; HUANG, P.-Y.; WANG, Z.-Y.; CHENG, H.-H.; HUANG, P.-C.; TANG, K.-T.; MA, H.-P.; CHEN, H.: An implantable microsystem for long-term study on the mechanism of deep brain stimulation. In: *Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2013 IEEE*, 2013, S. 274–277
- [LCN11] LI, L.; CHOI, K.; NAN, H.: Effective algorithm for integrating clock gating and power gating to reduce dynamic and active leakage power simultaneously. In: *Quality Electronic Design (ISQED), 2011 12th International Symposium on*, 2011, S. 1–6
- [LCP⁺08] LHERMET, H.; CONDEMINE, C.; PLISSONNIER, M.; SALOT, R.; AUDEBERT, P.; ROSSET, M.: Efficient Power Management Circuit: From Thermal Energy Harvesting to Above-IC Microbattery Energy Storage. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 43 (2008), Jan, Nr. 1, S. 246–255
- [LFW05] LEMMERHIRT, D.; FICK, D.; WISE, K.: An autonomous microsystem for environmental and biological data gathering. In: *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 2005. Digest of Technical Papers. TRANSDUCERS '05. The 13th International Conference on* Bd. 1, 2005, S. 233–238 Vol. 1
- [LGo2] LIU, Y.; GAO, Z.: Timing analysis of transistor stack for leakage power saving. In: *Electronics, Circuits and Systems, 2002. 9th International Conference on* Bd. 1, 2002, S. 41–44 vol.1
- [Lino4] LINEAR TECHNOLOGY: *Datasheet LT3020:Low Voltage, Very Low Dropout Linear Regulator*. 2004
- [Lino8] LINEAR TECHNOLOGY: *Datasheet LT8410: Ultralow Power Boost Converter with Output Disconnect*. 2008
- [Liu06] LIU, M. M.: *Demystifying switched capacitor circuits*. Newnes, 2006
- [LLP⁺14] LU, J.; LI, L.; PARK, J.-B.; SUN, Y.-K.; WU, F.; AMINE, K.: Aprotic and Aqueous Li–O₂ Batteries. In: *Chemical Reviews* 114 (2014), Nr. 11, 5611–5640. PMID: 24725101
- [LNPO8] LUO, T.; NEWMARK, D.; PAN, D.: Total power optimization combining placement, sizing and multi-V_t through slack distribution management. In: *Design Automation Conference, 2008. ASPDAC 2008. Asia and South Pacific*, 2008, S. 352–357

- [LP10] LAM, J.; PLETT, C.: A low power DC-DC converter for scavenged power wireless sensor networks. In: *Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on*, 2010, S. 4081–4084
- [LPS⁺09] LEE, S.-K.; PARK, S.-J.; SUH, Y.; PARK, H.-J.; SIM, J.-Y.: A 1.3 μ W 0.6V 8.7-ENOB successive approximation ADC in a 0.18 μ m CMOS. In: *VLSI Circuits, 2009 Symposium on*, 2009, S. 242–243
- [LR01] LINDEN, D.; REDDY, T.: *Handbook of Batteries*. McGraw-Hill Education, 2001 (McGraw-Hill handbooks)
- [LRP07] LUKIC, Z.; RAHMAN, N.; PRODIC, A.: Multibit $\Sigma - \Delta$ PWM Digital Controller IC for DC – DC Converters Operating at Switching Frequencies Beyond 10 MHz. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 22 (2007), Sept, Nr. 5, S. 1693–1707
- [LY09] LAI, Y.-S.; YEH, C.-A.: Predictive Digital-Controlled Converter With Peak Current-Mode Control and Leading-Edge Modulation. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 56 (2009), Nr. 6, S. 1854–1863
- [MAA⁺07] MISTRY, K.; ALLEN, C.; AUTH, C.; BEATTIE, B.; BERGSTROM, D.; BOST, M.; BRAZIER, M.; BUEHLER, M.; CAPPELLANI, A.; CHAU, R.; CHOI, C.-H.; DING, G.; FISCHER, K.; GHANI, T.; GROVER, R.; HAN, W.; HANKEN, D.; HATTENDORF, M.; HE, J.; HICKS, J.; HUESSNER, R.; INGERLY, D.; JAIN, P.; JAMES, R.; JONG, L.; JOSHI, S.; KENYON, C.; KUHN, K.; LEE, K.; LIU, H.; MAIZ, J.; MCINTYRE, B.; MOON, P.; NEIRYNCK, J.; PAE, S.; PARKER, C.; PARSONS, D.; PRASAD, C.; PIPES, L.; PRINCE, M.; RANADE, P.; REYNOLDS, T.; SANDFORD, J.; SHIFREN, L.; SEBASTIAN, J.; SEIPLE, J.; SIMON, D.; SIVAKUMAR, S.; SMITH, P.; THOMAS, C.; TROEGER, T.; VANDERVOORN, P.; WILLIAMS, S.; ZAWADZKI, K.: A 45nm Logic Technology with High-k+Metal Gate Transistors, Strained Silicon, 9 Cu Interconnect Layers, 193nm Dry Patterning, and 100Packaging. In: *Electron Devices Meeting, 2007. IEDM 2007. IEEE International*, 2007, S. 247–250
- [MC91] MAKSIMOVIC, D.; CUK, S.: A unified analysis of PWM converters in discontinuous modes. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 6 (1991), Nr. 3, S. 476–490
- [MC05] MUSUNURI, S.; CHAPMAN, P.: Optimization of CMOS Transistors for Low Power DC-DC Converters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, S. 2151–2157

- [MCR⁺13] MANUZZATO, A.; CAMPI, F.; ROSSI, D.; LIBERALI, V.; PANDINI, D.: Exploiting body biasing for leakage reduction: A case study. In: *VLSI (ISVLSI), 2013 IEEE Computer Society Annual Symposium on*, 2013, S. 133–138
- [mCu14] mCUBE: *Preliminary Datasheet MC6450: 6-Axis eCompass*. 2014
- [Mey90] MEYER, H.: *Lineare Spannungsregler und ihre Anwendung*. Pflaum, 1990
- [MFM15] MÜLLER, W.; FRINGS, S.; MÖHRLER, F.: Der Sehsinn. In: *Tier- und Humanphysiologie*. Springer Berlin Heidelberg, 2015, 563–620
- [MFMB02] MARTIN, S.; FLAUTNER, K.; MUDGE, T.; BLAAUW, D.: Combined dynamic voltage scaling and adaptive body biasing for lower power microprocessors under dynamic workloads. In: *Computer Aided Design, 2002. ICCAD 2002. IEEE/ACM International Conference on*, 2002, S. 721 – 725
- [MGG⁺12] MARTIN, T.; GENGENBACH, U.; GUTH, H.; RUTHER, P.; PAUL, O.; BRETTHAUER, G.: Silicon linkage with novel compliant mechanism for piezoelectric actuation of an intraocular implant. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 188 (2012), S. 335–341
- [MGR⁺10] MARTIN, T.; GENGENBACH, U.; RUTHER, P.; PAUL, O.; BRETTHAUER, G.: Actuation of a triple-optics for an intraocular implant based on a piezoelectric bender and a compliant silicon mechanism. In: *ACTUATOR*, 2010, S. 81–84
- [MHLR06] MARQUARDT, K.; HAHN, R.; LUGER, T.; REICHL, H.: Assembly and Hermetic Encapsulation of Wafer Level Secondary Batteries. In: *Micro Electro Mechanical Systems, 2006. MEMS 2006 Istanbul. 19th IEEE International Conference on*, 2006, S. 954–957
- [Miko8] MIKUT, R.: *Data Mining in der Medizin und Medizintechnik*. Bd. 22. KIT Scientific Publishing, 2008
- [MKC07] MOON, S.; KIM, T.; CHA, H.: Enabling Low Power Listening on IEEE 802.15.4-Based Sensor Nodes. In: *Wireless Communications and Networking Conference, 2007. WCNC 2007. IEEE, 2007*, S. 2305–2310
- [MKLK12] MUKHERJEE, R.; KRISHNAN, R.; LU, T.-M.; KORATKAR, N.: Nanostructured electrodes for high-power lithium ion batteries. In: *Nano Energy* 1 (2012), Nr. 4, 518 - 533
- [MNMG96] MAIN, J. A.; NEWTON, D. V.; MASSENGILL, L.; GARCIA, E.: Efficient power amplifiers for piezoelectric applications. In: *Smart Materials and Structures* 5 (1996), Nr. 6, 766

- [MOS15a] MOSIS: *IBM Fabrication*. Version: 2015. <https://www.mosis.com/vendors/view/ibm>. Zugriff: 09.06.2015
- [MOS15b] MOSIS: *MOSIS Spice Model Parameters: TSMC CL018/CR018/CM018 (0.18 micron)*. Version: 2015. https://www.mosis.com/cgi-bin/cgiwrap/umosis/swp/params/tsmc-018/t92y_mm_non_epi_thk_mtl-params.txt. Zugriff: 09.06.2015
- [MOS15c] MOSIS: *TSMC Fabrication*. Version: 2015. <https://www.mosis.com/vendors/view/tsmc>. Zugriff: 09.06.2015
- [MPBB14] MAGNO, M.; PORCARELLI, D.; BRUNELLI, D.; BENINI, L.: InfiniTime: A multi-sensor energy neutral wearable bracelet. In: *Green Computing Conference (IGCC), 2014 International*, 2014, S. 1–8
- [MSGB12] MARTIN, T.; SCHRANK, P.; GENGENBACH, U.; BRETTHAUER, G.: Design of an actuator for the lateral-shift optics of an intraocular implant. In: *Proc. Actuator*, 2012, S. 152–155
- [Mu77] MIDDLEBROOK, R. D.; ČUK, S.: A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: *International Journal of Electronics* 42 (1977), Nr. 6, 521–550
- [Mur13] MURATA: *Chip Monolithic Ceramic Capacitor (Datenblatt)*. 2013
- [MVPT07] MCLEOD, S. D.; VARGAS, L. G.; PORTNEY, V.; TING, A.: Synchrony dual-optic accommodating intraocular lens: Part 1: Optical and biomechanical principles and design considerations. In: *Journal of Cataract & Refractive Surgery* 33 (2007), Nr. 1, 37 - 46
- [MW05] MÖLLER, K.-C.; WINTER, M.: Primäre und wiederaufladbare Lithium-Batterien. In: *TU Graz: Script zum Praktikum Anorganisch-Chemische Technologie* (2005)
- [MZ89] MORARI, M.; ZAFIRIOU, E.: *Robust process control*. Bd. 488. Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1989
- [Nag12] NAGEL, J.: *Neues Konzept für die bedarfsgerechte Energieversorgung des Künstlichen Akkommodationssystems*. Bd. 42. KIT Scientific Publishing, 2012
- [NB13] NGUYEN, T.; BASA, A.-D.: Verification methodology of sophisticated automotive sensor interfaces integrated in modern system-on-chip airbag system. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, 2013, S. 2335–2340

- [NGY⁺05] NATHAN, M.; GOLODNITSKY, D.; YUFIT, V.; STRAUSS, E.; RIPENBEIN, T.; SHECHTMAN, I.; MENKIN, S.; PELED, E.: Three-dimensional thin-film Li-ion microbatteries for autonomous MEMS. In: *Microelectromechanical Systems, Journal of* 14 (2005), Oct, Nr. 5, S. 879–885
- [NKB11] NAGEL, J.; KRUG, M.; BRETTHAUER, G.: Design of the inductive power supply system for the artificial accommodation system. In: *Proceedings of the 4th International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies ACM*, 2011, S. 121
- [NKG⁺ 3] NAGEL, J. A.; KRUG, M.; GENGENBACH, U.; GUTH, H.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: Optimal secondary coil design for inductive powering of the Artificial Accommodation System. In: *Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, 2011 Annual International Conference of the IEEE*, 30 2011-Sept. 3, S. 2905–2908
- [NN94] NESTEROV, Y.; NEMIROVSKII, A.: *Interior-Point Polynomial Algorithms in Convex Programming*. Society for Industrial and Applied Mathematics, 1994
- [NNNC08] NISHI, O.; NISHI, K.; NISHI, Y.; CHANG, S.: Capsular bag refilling using a new accommodating intraocular lens. In: *Journal of Cataract & Refractive Surgery* 34 (2008), Nr. 2, 302 - 309
- [NPAM08] NORRIS, M.; PLATON, L.; ALARCON, E.; MAKSIMOVIC, D.: Quantization noise shaping in digital PWM converters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, S. 127 –133
- [NRNB07] NOTTEN, P.; ROOZEBOOM, F.; NIESSEN, R.; BAGGETTO, L.: 3-D Integrated All-Solid-State Rechargeable Batteries. In: *Advanced Materials* 19 (2007), Nr. 24, 4564–4567
- [NSF15] NAYAR, S. K.; SIMS, D. C.; FRIDBERG, M.: Towards Self-Powered Cameras. In: *International Conference on Computational Photography*, 2015
- [NSKK15] NIBOURG, L. M.; SHARMA, P. K.; KOOTEN, T. G.; KOOPMANS, S. A.: Changes in lens stiffness due to capsular opacification in accommodative lens refilling. In: *Experimental Eye Research* 134 (2015), Nr. 0, 148 - 154
- [NSM⁺14] NICLASS, C.; SOGA, M.; MATSUBARA, H.; OGAWA, M.; KAGAMI, M.: A 0.18- μm CMOS SoC for a 100-m-Range 10-Frame/s 200×96 -Pixel Time-of-Flight Depth Sensor. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 49 (2014), Jan, Nr. 1, S. 315–330

- [OMTM⁺08] OTERO-MILLAN, J.; TRONCOSO, X. G.; MACKNIK, S. L.; SERRANO-PEDRAZA, I.; MARTINEZ-CONDE, S.: Saccades and microsaccades during visual fixation, exploration, and search: Foundations for a common saccadic generator. In: *Journal of Vision* 8 (2008), Nr. 14
- [PGZC⁺13] PIKUL, J. H.; GANG ZHANG, H.; CHO, J.; BRAUN, P. V.; KING, W. P.: High-power lithium ion microbatteries from interdigitated three-dimensional bicontinuous nanoporous electrodes. In: *Nature Communications* 4 (2013), Nr. 1732, S. 1–5
- [PKK12] POUR, N.; KRUMMENACHER, F.; KAYAL, M.: A miniaturized autonomous microsystem for hydrogen gas sensing applications. In: *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2012 IEEE 10th International*, 2012, S. 201–204
- [PPB⁺12] PATEL, S.; PARK, H.; BONATO, P.; CHAN, L.; RODGERS, M.: A review of wearable sensors and systems with application in rehabilitation. In: *Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation* 9 (2012), Nr. 1, 21
- [PS03] PETERCHEV, A.; SANDERS, S.: Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 18 (2003), jan, Nr. 1, S. 301 – 308
- [PTM⁺10] PERRE, E.; TABERNA, P. L.; MAZOUZI, D.; POIZOT, P.; GUSTAFSSON, T.; EDSTRÖM, K.; SIMON, P.: Electrodeposited Cu₂Sb as anode material for 3-dimensional Li-ion microbatteries. In: *Journal of Materials Research* 25 (2010), 1485–1491
- [PW10] PATEL, M.; WANG, J.: Applications, challenges, and prospective in emerging body area networking technologies. In: *Wireless Communications, IEEE* 17 (2010), February, Nr. 1, S. 80–88
- [Rab89] RABINER, L.: A tutorial on hidden Markov models and selected applications in speech recognition. In: *Proceedings of the IEEE* 77 (1989), Feb, Nr. 2, S. 257–286
- [RB04] ROFFEL, B.; BETLEM, B. H.: *Advanced practical process control*. Heidelberg [u.a.]: Springer, 2004
- [Rhe12] RHEINSCHMITT, L.: *Erstmaliger Gesamtentwurf und Realisierung der Systemintegration für das Künstliche Akkommodationssystem*. Karlsruhe, Diss., 2012

- [RHWP03] RAMADASS, P.; HARAN, B.; WHITE, R.; POPOV, B. N.: Mathematical modeling of the capacity fade of Li-ion cells. In: *Power Source, Journal of* 123 (2003), S. 230–240
- [RRN⁺11] RHEINSCHMITT, L.; RITTER, F.; NAGEL, J. A.; GENGENBACH, U.; GUTH, H.; BRETTHAUER, G.: Robust intraocular acquisition of the accommodation demand using eyeball movements. In: *Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, 2011 Annual International Conference of the IEEE IEEE*, 2011, S. 2288–2291
- [Rüco9] RÜCKERT, W.: *Beitrag zur Entwicklung einer elastischen Linse variabler Brennweite für den Einsatz in einem künstlichen Akkommodations-system*. KIT Scientific Publishing, 2009
- [Sam14] SAMSUNG: *Gear 2 Benutzerhandbuch*, 2014
- [SAMA04] SYED, A.; AHMED, E.; MAKSIMOVIC, D.; ALARCON, E.: Digital pulse width modulator architectures. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual Bd. 6*, 2004, S. 4689–4695 Vol.6
- [SBX⁺13] SOH, P.; BERGH, B. Van d.; XU, H.; ALIAKBARIAN, H.; FARSI, S.; SAMAL, P.; VANDENBOSCH, G.; SCHREURS, D.; NAUWELAERS, B.: A smart wearable textile array system for biomedical telemetry applications. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 61 (2013), May, Nr. 5, S. 2253–2261
- [Scho5] SCHILLING, R. L.: *Measures, integrals and martingales*. Bd. 13. Cambridge University Press, 2005
- [Scho7] SCHLIENZ, U.: *Schaltnetzteile und ihre Peripherie*. Springer, 2007
- [SG04] SACHS, H.; GABEL, V.-P.: Retinal replacement—the development of microelectronic retinal prostheses—experience with subretinal implants and new aspects. In: *Graefe's Archive for Clinical and Experimental Ophthalmology* 242 (2004), Nr. 8, 717–723
- [SH14] SAFARIAN, Z.; HASHEMI, H.: Capacitance-sharing, dual-output, compact, switched-capacitor DC 8211;DC converter for low-power biomedical implants. In: *Electronics Letters* 50 (2014), Nr. 23, S. 1673–1675
- [Shao1] SHAQUER, C.: *Transcutaneous power optimization circuit for cochlear implant*. Version: November 1 2001. WO Patent App. PCT/AU2000/000,371

- [SHCo5] SAWAN, M.; HU, Y.; COULOMBE, J.: Wireless smart implants dedicated to multichannel monitoring and microstimulation. In: *Circuits and Systems Magazine, IEEE* 5 (2005), Nr. 1, S. 21–39
- [Sio10] SION POWER: *Datasheet: Lithium Sulfur Rechargeable Battery*. 2010
- [SJ11] SINGH, R.; JE, M.: Multiple output switched capacitor DC-DC converter for low power applications. In: *Integrated Circuits (ISIC), 2011 13th International Symposium on*, 2011, S. 148–151
- [SKo6] SCHULTZ, T.; KIRCHHOFF, K.: *Multilingual speech processing*. Academic Press, 2006
- [SLH11] SCHMIDT, R. F.; LANG, F.; HECKMANN, M.: *Physiologie des Menschen: mit Pathophysiologie*. Springer-Verlag, 2011
- [SMG⁺01] SUN, J.; MITCHELL, D.; GREUEL, M.; KREIN, P.; BASS, R. M.: Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 16 (2001), Nr. 4, S. 482–492
- [SMK⁺09] SUZUKI, Y.; MUNAKATA, H.; KAJIHARA, K.; KANAMURA, K.; SATO, Y.; YAMAMOTO, K.; YOSHIDA, T.: Fabrication of Three-Dimensional Battery Using Ceramic Electrolyte with Honeycomb Structure by Sol-gel Process. In: *ECS Transactions* 16 (2009), Nr. 26, 37-43
- [SPB⁺07] SONG, Y.-K.; PATTERSON, W.; BULL, C.; BORTON, D.; LI, Y.; NURMIKKO, A.; SIMERAL, J.: A Brain Implantable Microsystem with Hybrid RF/IR Telemetry for Advanced Neuroengineering Applications. In: *Engineering in Medicine and Biology Society, 2007. EMBS 2007. 29th Annual International Conference of the IEEE*, 2007, S. 445–448
- [SPD⁺10] SHAIJUMON, M. M.; PERRE, E.; DAFFOS, B.; TABERNA, P.-L.; TARASCON, J.-M.; SIMON, P.: Nanoarchitected 3D Cathodes for Li-Ion Microbatteries. In: *Advanced Materials* 22 (2010), Nr. 44, 4978–4981
- [SPT12] SAXENA, C.; PATTANAİK, M.; TIWARI, R.: Enhanced power gating schemes for low leakage low ground bounce noise in deep submicron circuits. In: *Devices, Circuits and Systems (ICDCS), 2012 International Conference on*, 2012, S. 239–243
- [SRM13] SOLIS, C.; RINCON-MORA, G.: Nested hysteretic current-mode single-inductor multiple-output (SIMO) boosting buck converter. In: *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2013 IEEE 11th International*, 2013, S. 1–4

- [SSRo8] SEEMAN, M.; SANDERS, S.; RABAEY, J.: An ultra-low-power power management IC for energy-scavenged Wireless Sensor Nodes. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, S. 925–931
- [SSTGo3] SCHNEIDER, H.; STAVE, J.; TERWEE, T.; GUTHOFF, R.: Intraoperative refraction control of injectable lenses. In: *Current aspects of human accommodation II. Kaden, Heidelberg (2003)*, S. 155–162
- [ST 12] ST MICROELECTRONICS: *Datasheet LSM303D: Ultra compact high performance e-Compass 3D accelerometer and 3D magnetometer module*. 2012
- [ST 14] ST MICROELECTRONICS: *Datasheet EnFilm EFL700A39: rechargeable solid state lithium thin film battery*. June 2014
- [Sta14] STATISTISCHES BUNDESAMT: *Durchschnittsalter in den Bundesländern 2013*. Version: 2014. <https://www.destatis.de/DE/ZahlenFakten/GesellschaftStaat/Bevoelkerung/Bevoelkerungsstand/Bevoelkerungsstand.html>. Zugriff: 09.06.2015
- [Stio5] STIEGLITZ, T.: Biomedizinische Mikrosysteme in Neuroprothesen und Human-Computer-Interfaces. In: *Mikrosystemtechnik Kongress 2005*, 2005
- [Sto14] STOEAN, C.; STOEAN, R. (Hrsg.): *Support Vector Machines and Evolutionary Algorithms for Classification : Single or Together?* Cham, 2014 (Intelligent Systems Reference Library ; 69SpringerLink : Bücher)
- [SZTo2] SHEN, M.; ZHENG, L.-R.; TENHUNEN, H.: Cost and performance analysis for mixed-signal system implementation: system-on-chip or system-on-package? In: *Electronics Packaging Manufacturing, IEEE Transactions on* 25 (2002), Oct, Nr. 4, S. 262–272
- [Ten12] TENTEN, W.: *Analoge Schaltungstechniken der Elektronik*. München: Oldenbourg, 2012
- [Tex10] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet TSP6223x: 2MHz/3MHz Ultra Small Step Down Converter*. 2010
- [Tex11a] TEXAS INSTRUMENTS : *Datasheet CC1101: Low-Power Sub-1 GHz RF Transceiver*. 2011
- [Tex11b] TEXAS INSTRUMENTS : *Datasheet CC1310 Simplelink: Ultra-Low Power Sub-1 GHz Wireless MCU*. 2011

- [Tex12] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet MSP430F55xx: Mixed Signal Microcontroller*. 2012
- [Tex14] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet MSP430FR572x: Mixed Signal Microcontrollers*. 2014
- [TIW12] THIELMANN, A.; ISENMANN, R.; WIETSCHEL, M.: Technologie-Roadmap Energiespeicher für die Elektromobilität 2030 / Technologie-Roadmapping am Fraunhofer ISI: Konzept-Methoden-Praxisbeispiele. 2012. Forschungsbericht
- [TR09] TROYK, P.; RUSH, A.: Inductive link design for miniature implants. In: *Engineering in Medicine and Biology Society, 2009. EMBC 2009. Annual International Conference of the IEEE, 2009*, S. 204–209
- [TTE⁺08] TONTI, D.; TORRALVO, M. J.; ENCISO, E.; SOBRADOS, I.; SANZ, J.: Three-Dimensionally Ordered Macroporous Lithium Manganese Oxide for Rechargeable Lithium Batteries. In: *Chemistry of Materials* 20 (2008), Nr. 14, 4783–4790
- [TYSY14] TSAI, C.-H.; YANG, C.-H.; SHIAU, J.-H.; YEH, B.-T.: Digitally Controlled Switching Converter With Automatic Multimode Switching. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 29 (2014), Nr. 4, S. 1830–1839
- [UR93] UNBEHAUEN, H.; REGELUNGSTECHNIK, I.: *Zustandsregelungen, digitale und nichtlineare Regelsysteme*, 6. durchgesehene Auflage. 1993
- [VBoo] VANANTWERP, J. G.; BRAATZ, R. D.: A tutorial on linear and bilinear matrix inequalities. In: *Journal of Process Control* 10 (2000), Nr. 4, S. 363–385
- [Vec15] VECTOR: *30 Day Battery Life*. Version: 2015. <https://www.vectorwatch.com/#Battery>. Zugriff: 09.06.2015
- [Vit67] VITERBI, A.: Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. In: *Information Theory, IEEE Transactions on* 13 (1967), April, Nr. 2, S. 260–269
- [VK09] VERNET, M.; KAPOULA, Z.: Binocular motor coordination during saccades and fixations while reading: A magnitude and time analysis. In: *Journal of Vision* 9 (2009), Nr. 7
- [Vor90] VORPERIAN, V.: Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. II. Discontinuous conduction mode. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* 26 (1990), May, Nr. 3, S. 497–505

- [Wü14] WÜRTH ELEKTRONIK: *Datasheet: WE-PMI Power-Multilayer-Induktivität*. 2014
- [WC05] WANG, A.; CHANDRAKASAN, A.: A 180-mV subthreshold FFT processor using a minimum energy design methodology. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 40 (2005), Jan, Nr. 1, S. 310–319
- [WCB09] WALTISPERGER, G.; CONDEMINÉ, C.; BASROUR, S.: Power path optimization for autonomous microsystems. In: *Circuits and Systems and TAISA Conference, 2009. NEWCAS-TAISA '09. Joint IEEE North-East Workshop on*, 2009, S. 1–4
- [Wei14] WEI, J.: How Wearables Intersect with the Cloud and the Internet of Things : Considerations for the developers of wearables. In: *Consumer Electronics Magazine, IEEE* 3 (2014), July, Nr. 3, S. 53–56
- [WGU⁺13] WALKER, W.; GIORDANI, V.; UDDIN, J.; BRYANTSEV, V. S.; CHASE, G. V.; ADDISON, D.: A Rechargeable Li–O₂ Battery Using a Lithium Nitrate/N,N-Dimethylacetamide Electrolyte. In: *Journal of the American Chemical Society* 135 (2013), Nr. 6, 2076–2079. PMID: 23360567
- [WHB05] WESTE, N.; HARRIS, D.; BANERJEE, A.: Cmos vlsi design. In: *A circuits and systems perspective* 11 (2005), S. 739
- [WHT⁺04] WONG, L.; HOSSAIN, S.; TA, A.; EDVINSSON, J.; RIVAS, D.; NAAS, H.: A very low-power CMOS mixed-signal IC for implantable pacemaker applications. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 39 (2004), Dec, Nr. 12, S. 2446–2456
- [WLL⁺15] WILLIAMSON, J.; LIU, Q.; LU, F.; MOHRMAN, W.; LI, K.; DICK, R.; SHANG, L.: Data sensing and analysis: Challenges for wearables. In: *Design Automation Conference (ASP-DAC), 2015 20th Asia and South Pacific*, 2015, S. 136–141
- [WRLP06] WANG, K.; RAHMAN, N.; LUKIC, Z.; PRODIC, A.: All-digital DPWM/DPFM controller for low-power DC-DC converters. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006, S. 719–723
- [WSL⁺02] WARNEKE, B.; SCOTT, M.; LEIBOWITZ, B.; ZHOU, L.; BELLEW, C.; CHEDIAK, J.; KAHN, J.; BOSER, B.; PISTER, K.: An autonomous 16 mm³ solar-powered node for distributed wireless sensor networks. In: *Sensors, 2002. Proceedings of IEEE* Bd. 2, 2002, S. 1510–1515 vol.2

- [WSY⁺08] WISE, K.; SODAGAR, A.; YAO, Y.; GULARI, M.; PERLIN, G.; NAJAFI, K.: Microelectrodes, Microelectronics, and Implantable Neural Microsystems. In: *Proceedings of the IEEE* 96 (2008), July, Nr. 7, S. 1184–1202
- [XWA⁺14] XIA, H.; WAN, Y.; ASSENMACHER, W.; MADER, W.; YUAN, G.; LU, L.: Facile synthesis of chain-like LiCoO₂ nanowire arrays as three-dimensional cathode for microbatteries. In: *NPG Asia Materials* 6 (2014), S. e126
- [YJN⁺15] YIP, M.; JIN, R.; NAKAJIMA, H.; STANKOVIC, K.; CHANDRAKASAN, A.: A Fully-Implantable Cochlear Implant SoC With Piezoelectric Middle-Ear Sensor and Arbitrary Waveform Neural Stimulation. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 50 (2015), Jan, Nr. 1, S. 214–229
- [Zeh13] ZEHR, L.: *In conversation with Rudy Mazzocchi*. Version: Aug 2013. <http://biotuesdays.com/2013/08/27/in-conversation-with-rudy-mazzocchi/>. BioTuesdays
- [Zei13] ZEIDLER, E.: *Springer-Taschenbuch der Mathematik : Begründet von I.N. Bronstein und K.A. Semendjaew Weitergeführt von G. Grosche, V. Ziegler und D. Ziegler Herausgegeben von E. Zeidler*. Version: 3., neu bearb. und erw. Aufl. 2013, 2013 (SpringerLink : Bücher)
- [ZNo1] ZIAIE, B.; NAJAFI, K.: An Implantable Microsystem for Tonometric Blood Pressure Measurement. In: *Biomedical Microdevices* 3 (2001), Nr. 4, 285-292
- [ZRC⁺08] ZAMPONI, N.; RYCHLICKI, F.; CORPACI, L.; CESARONI, E.; TRIGNANI, R.: Vagus nerve stimulation (VNS) is effective in treating catastrophic 1 epilepsy in very young children. In: *Neurosurgical Review* 31 (2008), Nr. 3, 291-297
- [ZRH⁺08] ZENG, F.-G.; REBSCHER, S.; HARRISON, W.; SUN, X.; FENG, H.: Cochlear Implants: System Design, Integration, and Evaluation. In: *Biomedical Engineering, IEEE Reviews in* 1 (2008), S. 115–142
- [ZRM06] ZHANG, Y.; ROIVAINEN, J.; MAMMELA, A.: Clock-Gating in FPGAs: A Novel and Comparative Evaluation. In: *Digital System Design: Architectures, Methods and Tools, 2006. DSD 2006. 9th EUROMICRO Conference on, 2006*, S. '584–590
- [ZTL⁺12] ZHANG, Y.; TONG, Q.; LI, L.; WANG, W.; CHOI, K.; JANG, J.; JUNG, H.; AHN, S.-Y.: Automatic Register Transfer level CAD tool design for advanced clock gating and low power schemes. In: *SoC Design Conference (ISOCC), 2012 International, 2012*, S. 21–24

- [ZZS⁺₁₁] ZHONG, J.; ZHU, Y.; SIN, S.-W.; U, S.-P.; MARTINS, R.: Multi-merged-switched redundant capacitive DACs for 2b/cycle SAR ADC. In: *Circuits and Systems (MWSCAS), 2011 IEEE 54th International Midwest Symposium on*, 2011, S. 1–4
- [ZZS⁺₁₃] ZHANG, Y.; ZHANG, F.; SHAKHSHEER, Y.; SILVER, J.; KLINEFELTER, A.; NAGARAJU, M.; BOLEY, J.; PANDEY, J.; SHRIVASTAVA, A.; CARLSON, E.; WOOD, A.; CALHOUN, B.; OTIS, B.: A Batteryless 19 μ W MICS/ISM-Band Energy Harvesting Body Sensor Node SoC for ExG Applications. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 48 (2013), Jan, Nr. 1, S. 199–213

A. Anhang

A.1. Grundlagen eines Hidden-Markov-Modells

Das Hidden-Markov-Modell ist ein wahrscheinlichkeitstheoretisches Verfahren, mit dem die Wahrscheinlichkeit von versteckten, inneren Zuständen, basierend auf äußeren Beobachtungen (Emissionen genannt), bestimmt werden kann. Im Bezug auf das Künstliche Akkommodationssystem sind die versteckten Zustände signifikante Tätigkeiten wie das Lesen oder eine anhaltende Fokussierung eines Objekts und die beobachtbaren Emissionen sind die Winkelinformationen der Sensordaten bzw. die Winkeländerungen zweier aufeinanderfolgenden Sensordaten.

Im Folgenden werden die grundlegenden Elemente eines HMMs beschrieben [Rab89]:

1. Eine Zustandsmenge $S = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}$ mit N versteckten, nicht beobachtbaren Zuständen. Der Zustand, in dem sich der Prozess zum Zeitpunkt t befindet, wird mit q_t angegeben.
2. Eine Menge von möglichen Beobachtungen $V = \{v_1, v_2, \dots, v_m\}$ mit der Anzahl M an Beobachtungssymbolen pro Zustand.
3. Eine Menge von Übergangswahrscheinlichkeiten $A = a_{ij}$ vom Zustand s_i in den Zustand s_j . Dabei gilt $a_{ij} = P[q_{t+1} = s_j | q_t = s_i]$, $1 \leq i, j \leq N$.
4. Eine Menge von Emissionswahrscheinlichkeitsverteilungen im Zustand j , $B = b_j(k)$, die angeben, wie wahrscheinlich das Beobachten des Symbols v_k im Zustand s_j ist. Dabei gilt $b_j(k) = P[v_k \text{ zum Zeitpunkt } t | q_t = s_j]$, $1 \leq j \leq N, 1 \leq k \leq M$.
5. Die Anfangswertverteilung der Zustände $\pi = \pi_i$, wobei $\pi_i = P[q_1 = s_i]$, $1 \leq i \leq N$ gilt.

Das HMM $\lambda = \{S, V, A, B, \pi\}$ kann benutzt werden, um eine Beobachtungssequenz $O = \{O_1 O_2 \dots O_T\}$ zu erzeugen, wobei jede Beobachtung O_t ein Symbol von V mit der Länge der Sequenz T ist.

Mit dem Vorwärts-Algorithmus kann die Wahrscheinlichkeit $P[O|\lambda]$ ermittelt werden, mit der die Beobachtungen $O = \{O_1 O_2 \cdots O_T\}$ von einem bestimmten HMM λ emittiert wurde. Dazu wird eine sogenannte Vorwärts-Variable $\vartheta_t = P(O_1 O_2 \cdots O_t, q_t = S_i | \lambda)$ definiert. Initialisiert wird der Vorwärts-Algorithmus mit

$$\vartheta_1(i) = \pi_i b_i(O_1). \quad (\text{A.1})$$

Von den N möglichen Zuständen erfolgt anschließend der Induktionsschritt für den nächsten Zeitpunkt $\vartheta_t + 1$

$$\vartheta_{t+1}(j) = \left(\sum_{i=1}^N \vartheta_t(i) a_{ij} \right) b_j(O_{t+1}). \quad (\text{A.2})$$

Wird die Induktion über die gesamte Länge der Emissionen durchgeführt, kann die Gesamtwahrscheinlichkeit mit

$$P(O|\lambda) = \sum_{i=1}^N \vartheta_T(i) \quad (\text{A.3})$$

berechnet werden.

Die Bestimmung der optimalen Zustandssequenz, welche die Anzahl an korrekten individuellen Zustände maximiert, erfolgt über den Viterbi-Algorithmus [Vit67]. Die Berechnung kann in der sogenannten Trellis-Struktur effizient implementiert werden.

Zur Bestimmung der Übergangs- und Emissionswahrscheinlichkeiten werden Trainingsdaten von verschiedenen Tätigkeiten benötigt.

Ein einfaches Beispiel eines HMMs mit zwei Zuständen für das Künstliche Akkommodationssystem ist exemplarisch in Abbildung A.1 dargestellt. Die inneren, nicht beobachtbaren Zustände „Lesen“ und „Andere Tätigkeit“ besitzen die Übergangswahrscheinlichkeiten a_{12} bzw. a_{21} . Die Winkeländerung ist beobachtbar und jeweils mit einer Emissionswahrscheinlichkeit der inneren Zustände verknüpft. Sobald der Implantatträger etwas liest, kann bestenfalls die Kommunikation ausgesetzt werden, bis der Zustand im HMM verlassen wird.

A.2. Auslegung eines Schaltwandlers im Lückbetrieb

Der Abschnitt beinhaltet die Herleitungen für die Gleichungen des Schaltwandlers aus Abschnitt 3.6.2.

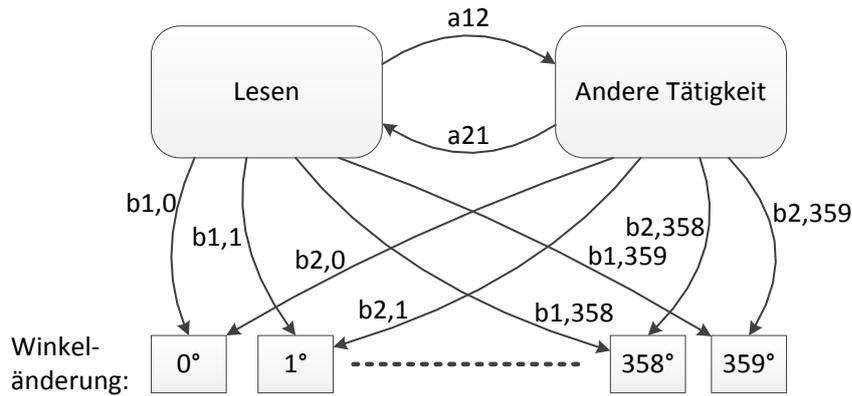


Abbildung A.1.: Einfaches Beispiel eines Hidden Markov Modells für das Künstliche Akkommodationssystem

A.2.1. Restwelligkeit der Ausgangsspannung

Die Restwelligkeit der Ausgangsspannung ergibt sich aus der Betrachtung eines Ladevorgang der Ausgangskapazität:

$$\Delta V_{out} = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} i_c(t) dt, \quad (\text{A.4})$$

wobei t_0 und t_1 die Zeitpunkte einer Schaltperiode beschreiben, an denen $i_L = i_{load}$ gilt und zum Zeitpunkt t_0 der Strom durch die Induktivität i_L ansteigt und zum Zeitpunkt t_1 der Induktivitätsstrom i_L sinkt bzw. der Strom durch den Kondensator $i_c = 0$ ist.

Der Kapazitätsstrom während der Periode $d_1 \cdot T_{SW}$ i_{c1} lässt sich im DCM folgendermaßen beschreiben:

$$i_{c1}(t) = \frac{v_{bat} - v_{out}}{L} t - i_{load} \quad (\text{A.5})$$

Während der Periode $d_2 \cdot T_{SW}$ gilt für den Kapazitätsstrom i_{c2} :

$$i_{c2}(t) = -\frac{v_{out}}{L} t + \Delta i_L - i_{load} \quad (\text{A.6})$$

Zu den Zeitpunkten t_0, t_1 ist der Kapazitätsstrom Null, da $i_L = i_{load}$. Somit ergibt sich t_0 zu

$$t_0 = \frac{i_{load}}{v_{bat} - v_{out}} L \quad (\text{A.7})$$

und t_1 zu

$$t_1 = \frac{\Delta i_L - i_{load}}{v_{out}} L. \quad (\text{A.8})$$

Der maximale Induktivitätsstrom wird wie folgt berechnet:

$$\Delta i_L = \frac{v_{bat} - v_{out}}{L} d_1 T_{SW} = \frac{v_{bat} - v_{out}}{L} \frac{d_1}{f_{SW}} \quad (\text{A.9})$$

Für das Tastverhältnis im DCM gilt nach Gleichung (4.6)

$$d_1 = \sqrt{\frac{2L f_{SW} v_{out}^2}{R_{load} v_{bat} (v_{bat} - v_{out})}}. \quad (\text{A.10})$$

Werden nun die Gleichungen (A.7), (A.8), (A.9) und (A.10) in Gleichung (A.4) nach Lösen des Integrals eingesetzt, resultiert daraus die Restwelligkeit der Ausgangsspannung nach Gleichung (3.9).

A.2.2. Verlustleistung eines Schaltwandlers im Lückbetrieb

In dem Abschnitt werden die Verluste eines Abwärtswandlers im Lückbetrieb hergeleitet.

Schaltverluste

Die Schaltverluste des Schaltwandlers entstehen durch Laden bzw. Entladen der parasitären Kapazitäten. Wird von einem linearen Anstieg bzw. Abfall des Drainstroms I_D und der Drain-Source-Spannung V_{DS} ausgegangen (Abbildung A.2), folgt daraus mit $I_D = i_L$ und mit $V_{DS} = v_{bat}$

$$E_{ton} = t_{on} \frac{v_{bat}}{2} i_L|_{t_{on}}, \quad (\text{A.11})$$

$$E_{toff} = t_{off} \frac{v_{bat}}{2} i_L|_{t_{off}}, \quad (\text{A.12})$$

mit der Energie während des Einschaltens E_{ton} und während des Ausschaltens E_{toff} eines Transistors. Da $i_L|_{t_{on}} = 0$ ist, ergibt sich $E_{ton} = 0$. Die Schaltverluste ergeben sich dann in Abhängigkeit der Schaltfrequenz zu Gleichung (3.11).

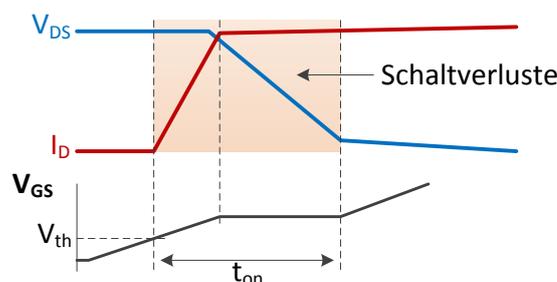


Abbildung A.2.: Skizze eines Einschaltvorgangs eines MOSFETs nach [Kle06]

Leitungsverluste

Zur Bestimmung der Leitungsverluste des Transistors T_1 wird der Effektivwert des Induktivitätsstroms über $I_{RMS,T1} = \Delta i_L \cdot \sqrt{\frac{d_1}{3}}$ berechnet. Somit folgt für die Verlustleistung von T_1 durch das Einsetzen der Gleichung (A.9) in $P_{cond,T1} = I_{RMS,T1}^2 \cdot R_{DS,on}$ die Gleichung (3.14). Entsprechendes gilt für den Transistor T_2 während der leitenden Periode d_2 .

Treiberverluste

Als Treiber der Schalttransistoren werden kaskadierende Inverter eingesetzt, um die Schaltgeschwindigkeit zu optimieren. Dabei beschreibt α_i die äquivalente Transistorbreite der i -ten Inverterstufe. Die Anzahl an Stufen K wird mit folgender Gleichung bestimmt [MC05]:

$$K = \log_m \left(\frac{w_{NMOS}}{\alpha_0} \right), \quad (\text{A.13})$$

mit der Transistorbreite des NMOS w_{NMOS} und dem Breitenverhältnis zweier aufeinanderfolgender Stufen $m = \frac{\alpha_i}{\alpha_{i+1}}$.

Daraus ergeben sich die Treiberverluste zu [MC05]

$$\begin{aligned} P_{Driver} &= Q_{Gate} v_{bat} f_{SW} \sum_{i=1}^K \alpha_i = Q_{Gate} v_{bat} f_{SW} \alpha_1 \left(\frac{m^K - 1}{m - 1} \right) \\ &\approx Q_{Gate} v_{bat} f_{SW} \frac{m}{m - 1}. \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Oftmals wird $m = 3$ gewählt. Daraus folgt schließlich die Abschätzung aus Gleichung (3.13).

A.3. Modell reduzierter und voller Ordnung

A.3.1. Modell reduzierter Ordnung

Zur Herleitung des Reduced-Order Modells wird zunächst eine Mittlung über eine Schaltperiode im Zustandsraum durchgeführt (State-Space-Averaging). Im Lückbetrieb lassen sich drei Phasen beobachten und die jeweiligen Zustandsräume über den Maschen- und Kontensatz herleiten [Mu77]:

$d_1 \cdot T_{SW}$:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (\text{A.15})$$

$d_2 \cdot T_{SW}$:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (\text{A.16})$$

$(1 - d_1 - d_2) \cdot T_{SW}$:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (\text{A.17})$$

Zur Mittlung wird jeder Zustandsraum mit dem jeweils gültigen Intervall multipliziert und anschließend miteinander addiert. Daraus folgt

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_L \\ \dot{\bar{v}}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d_1+d_2}{L} \\ \frac{d_1+d_2}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat}. \quad (\text{A.18})$$

Mit dem Verfahren werden die Koeffizienten der Zustandsmatrix gemittelt, jedoch nicht zwangsläufig die Zustandsvariablen selbst. Deshalb muss zur Korrektur von \bar{i}_L die Zustandsmatrix mit folgendem Korrekturfaktor multipliziert werden [SMG⁺⁰¹]:

$$K_A = \begin{bmatrix} \frac{1}{d_1+d_2} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

Des Weiteren kann d_2 durch den Term

$$d_2 = \frac{v_{bat} - v_{out}}{v_{out}} d_1 \quad (\text{A.20})$$

ausgedrückt werden. Das resultierende Zustandsraumsystem des Reduced-Order Modells erfolgt durch ein Einsetzen der Gleichungen (A.19) und (A.20) in die Gleichung (A.18) zu

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_L \\ \dot{\bar{v}}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_{out} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.21})$$

Die Dynamik des Induktivitätsstroms geht beim Reduced-Order Modell im Lückbetrieb verloren, da der Induktivitätsstrom nur noch von den anderen Systemparameter abhängt. Aus der Zustandsraumdarstellung kann schlussendlich die Gleichung (3.17) abgeleitet werden.

A.3.2. Modell voller Ordnung

Im Modell reduzierter Ordnung werden die Restwelligkeit der Ausgangsspannung und die Welligkeit des Induktivitätsstroms vernachlässigt. Im Full-Order Modell werden die Effekte hingegen berücksichtigt. Dadurch ist die Spannung über dem Transistor T_2 nicht stückweise konstant, sondern enthält zusätzlich einen Rauschanteil. Damit ist die Berechnung von d_2 über den Maschenumlauf nicht mehr zulässig. Alternativ kann d_2 über den gemittelten Induktivitätsstrom berechnet werden:

$$\bar{i}_L = \frac{\Delta i_L}{2} (d_1 + d_2) = \frac{v_{bat} - \bar{v}_{out}}{2L} (d_1 + d_2) d_1 T_{SW} \quad (\text{A.22})$$

Durch Umstellen nach d_2 ergibt sich

$$d_2 = \frac{2L\bar{i}_L}{(v_{bat} - \bar{v}_{out})d_1 T_{SW}} - d_1. \quad (\text{A.23})$$

Wird anstelle von Gleichung (A.20) die Gleichung (A.23) in Gleichung (A.18) und Gleichung (A.19), folgt daraus das Full-Order Modell:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{\bar{v}}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2\bar{i}_L \bar{v}_{out}}{d_1 T_{SW} (v_{bat} - \bar{v}_{out})} + \frac{d_1}{L} v_{bat} \\ \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{R_{load} C} \bar{v}_{out} \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

A.4. Klassischer Reglerentwurf für einen Schaltregler

Für einen klassischen Regelkreises nach Abbildung (3.28) kommt zumeist ein PID-Regler zum Einsatz. Zum Entwurf des Reglers wird die nichtlineare Strecke aus Gleichung (3.20) bezüglich der Ausgangsspannung und der Stellgröße linearisiert. Die Linearisierung ist gültig für kleine Änderungen um den Arbeitspunkt.

$$\Delta \dot{v}_{out} = \left. \frac{\partial \dot{v}_{out}}{\partial v_{out}} \right|_{AP} \Delta v_{out} + \left. \frac{\partial \dot{v}_{out}}{\partial d_1} \right|_{AP} \Delta d_1 \quad (\text{A.25})$$

$$= - \left(\frac{d_{1,0}^2 T_{sw} v_{bat,0}^2}{2LC v_{out,0}^2} + \frac{1}{R_{load} C} \right) \Delta v_{out} + \frac{2v_{out,0}}{d_{1,0} R_{load} C} \Delta d_1, \quad (\text{A.26})$$

wobei die mit dem Index 0 gekennzeichneten Größen, die Variablen im stationären Arbeitspunkt AP beschreiben. Ebenso wird der Einfluss von Störungen auf die Ausgangsgröße untersucht. Die Linearisierung nach der Ausgangsspannung, der Batteriespannung und des Fehlerstroms der Last führt zu

$$\Delta \dot{v}_{out} = \left. \frac{\partial \dot{v}_{out}}{\partial v_{out}} \right|_{AP} \Delta v_{out} + \left. \frac{\partial \dot{v}_{out}}{\partial v_{bat}} \right|_{AP} \Delta v_{bat} + \left. \frac{\partial \dot{v}_{out}}{\partial i_z} \right|_{AP} \Delta i_z \quad (\text{A.27})$$

$$= - \left(\frac{d_{1,0}^2 T_{sw} v_{bat,0}^2}{2LC v_{bat,0}^2} + \frac{1}{R_{load} C} \right) \Delta v_{out} + \frac{d_{1,0}^2 T_{sw}}{2LC} \left(\frac{2v_{bat,0}}{V_{out}} - 1 \right) \Delta v_{bat} + \frac{1}{C} \Delta i_z. \quad (\text{A.28})$$

Zur Untersuchung des Führungs- und Störverhaltens werden die Übertragungsfunktionen aus den linearisierten Gleichungen gebildet. G_S stellt die Streckenübertragungsfunktion dar, während G_{i_z} und $G_{v_{bat}}$ die Störübertragungsfunktionen bei Störströmen i_z bzw. bei Änderungen der Batteriespannung v_{bat} beschreiben:

$$G_S(s) = \frac{\Delta V_{out}(s)}{\Delta D_1(s)} = \frac{\frac{2v_{out,0}(1-M)}{d_{1,0}(2-M)}}{\frac{1}{(1-M)R_{load}C} s + 1} = \frac{A_{d0}}{\frac{1}{\omega_p} s + 1}, \quad (\text{A.29a})$$

$$G_{iz}(s) = \frac{\Delta V_{out}(s)}{\Delta I_z(s)} = \frac{\frac{R_{load}(1-M)}{2-M}}{\frac{1}{(1-M)R_{load}C}s + 1} = \frac{A_{iz0}}{\frac{1}{\omega_p}s + 1}, \quad (\text{A.29b})$$

$$G_{vbat}(s) = \frac{\Delta V_{out}(s)}{\Delta V_{bat}(s)} = \frac{M}{\frac{1}{(1-M)R_{load}C}s + 1} = \frac{A_{vbat0}}{\frac{1}{\omega_p}s + 1}, \quad (\text{A.29c})$$

mit $M = \frac{v_{out,0}}{v_{bat,0}}$ und den Gleichspannungsverstärkungsfaktoren A_{d0} , A_{iz0} und A_{vbat0} . Auffällig dabei ist, dass alle Übertragungsfunktionen den selben Pol ω_p besitzen. Das Bodediagramm der Streckenübertragungsfunktion in Abbildung A.3 zeigt den Einfluss der Totzeit und der Abtastung des Ausgangssignals auf die Streckenübertragungsfunktion. Während der Amplitudengang der Übertragungsfunktion ohne Totzeit $G_S(s)$, der Übertragungsfunktion mit Totzeit $G_{ST}(s)$ und der diskreten Übertragungsfunktion mit Totzeit $G_{ST}(z)$ bis zu einer Frequenz von 20 kHz identisch sind, findet beim Phasengang sowohl durch die Totzeit als auch durch die Diskretisierung eine Phasendrehung bei Frequenzen ab 1 kHz statt. Die Phasendrehung wirkt sich negativ auf die Stabilität aus.

Die Übertragungsfunktion des diskreten PID-Reglers in Produktdarstellung lautet

$$G_R(z) = -k_P - k_I \frac{z}{z-1} - k_D \frac{z-1}{z}, \quad (\text{A.30})$$

mit der Verstärkung des Proportionalanteil k_P , des Integralanteils k_I und des Differentialanteil k_D . Beim klassischen Entwurf einer Regelung eines Schaltwandlers werden die Streckenpole und Nullstellen mit Hilfe des Reglers kompensiert

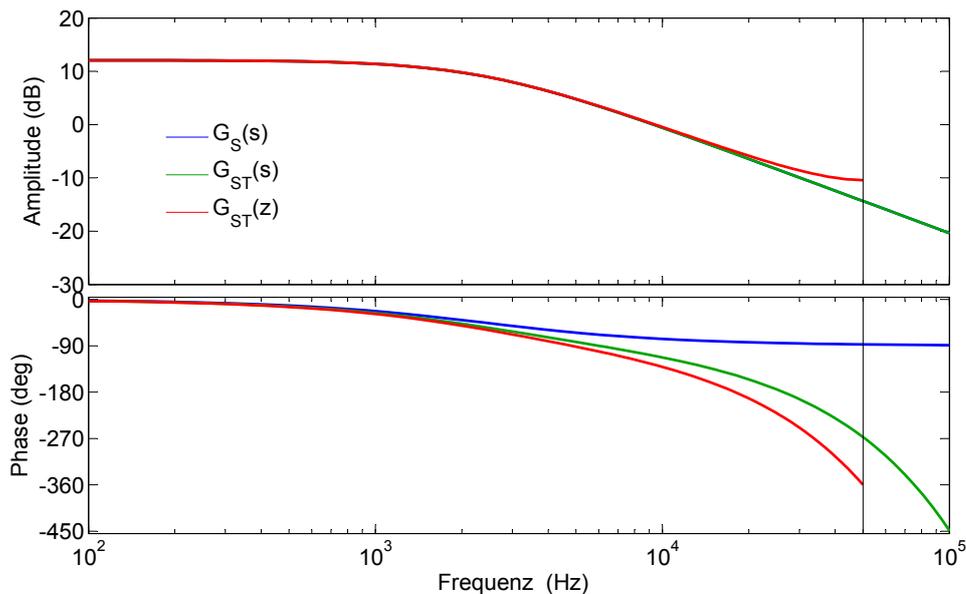


Abbildung A.3.: Vergleich von Amplitude und Phase der linearisierten Streckenübertragungsfunktion ohne/mit Totzeit und diskretisiert

[EM01, TYSY14, BSB10, CWCCo8]. In Abbildung A.4 ist das Bodediagramm des diskreten, totzeitbehafteten offenen Kreises bei zwei unterschiedlichen Ausgangsspannungen dargestellt. Es wird deutlich, dass es trotz Kompensation des Pols aufgrund der Totzeit und der Diskretisierung zur Phasenverschiebung kommt (unten). Zusätzlich ist ersichtlich, dass der Versuch, die Bandbreite durch den D-Anteil zu erhöhen (rot und türkis), scheitert, da die Phase bei hohen Frequenzen nicht signifikant angehoben werden kann und somit das System instabil wird. Bei $k_P = 1$, $k_I = k_P \omega_p$ und $k_D = 0$ ergibt sich eine minimale Phasenreserve von 30° . Mit dem Regler ist der Regelkreis stabil und robust gegenüber Modellierungsungenauigkeiten, jedoch sind der Spannungsabfall und die Ausregelzeit bei Lastsprüngen ungenügend.

A.5. Ablaufsteuerung des Systemmodells mit intelligenter Spannungsversorgung

In Abbildung A.5 ist die Ablaufsteuerung zur Simulation der Leistungsaufnahme des System mit intelligenter Spannungsversorgung dargestellt. Dabei wird zunächst der Versorgungsspannungsbereich der Komponenten überprüft und daraufhin die Spannungsebenen in Abhängigkeit der Konzepte I bis III festgelegt. Die Ablaufsteuerung der Simulation bildet den Normalbetrieb des Künstlichen Akkommodationssystem ab, greift auf die Modelle der Komponenten zu und setzt die aktuellen Betriebsmodi der Komponenten. Zu jedem Zeitpunkt wird die benötigte Spannung durch die dynamische Topologie der Spannungswandler bereitgestellt. Aus den Spannungen und Strömen der Komponenten und der

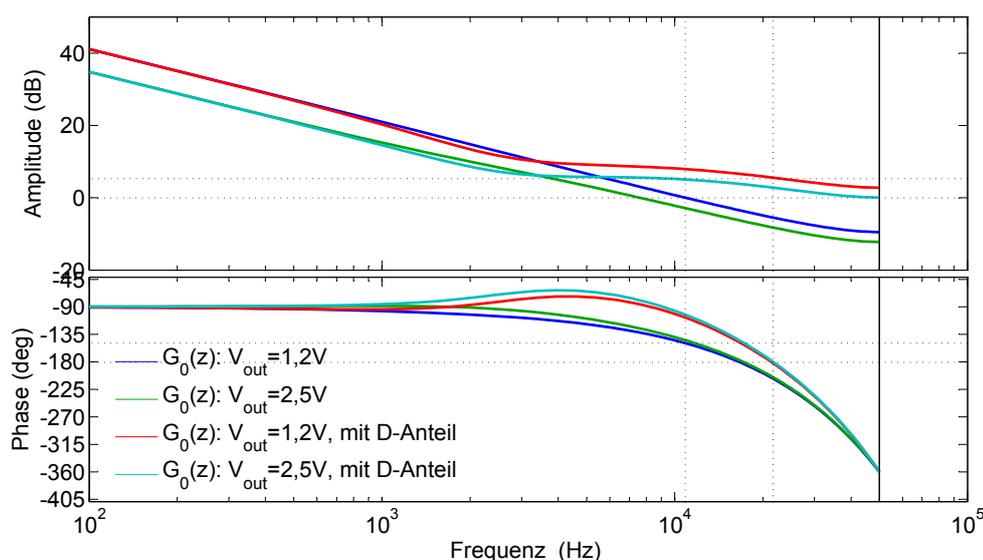


Abbildung A.4.: Reglerentwurf durch Polkompensation

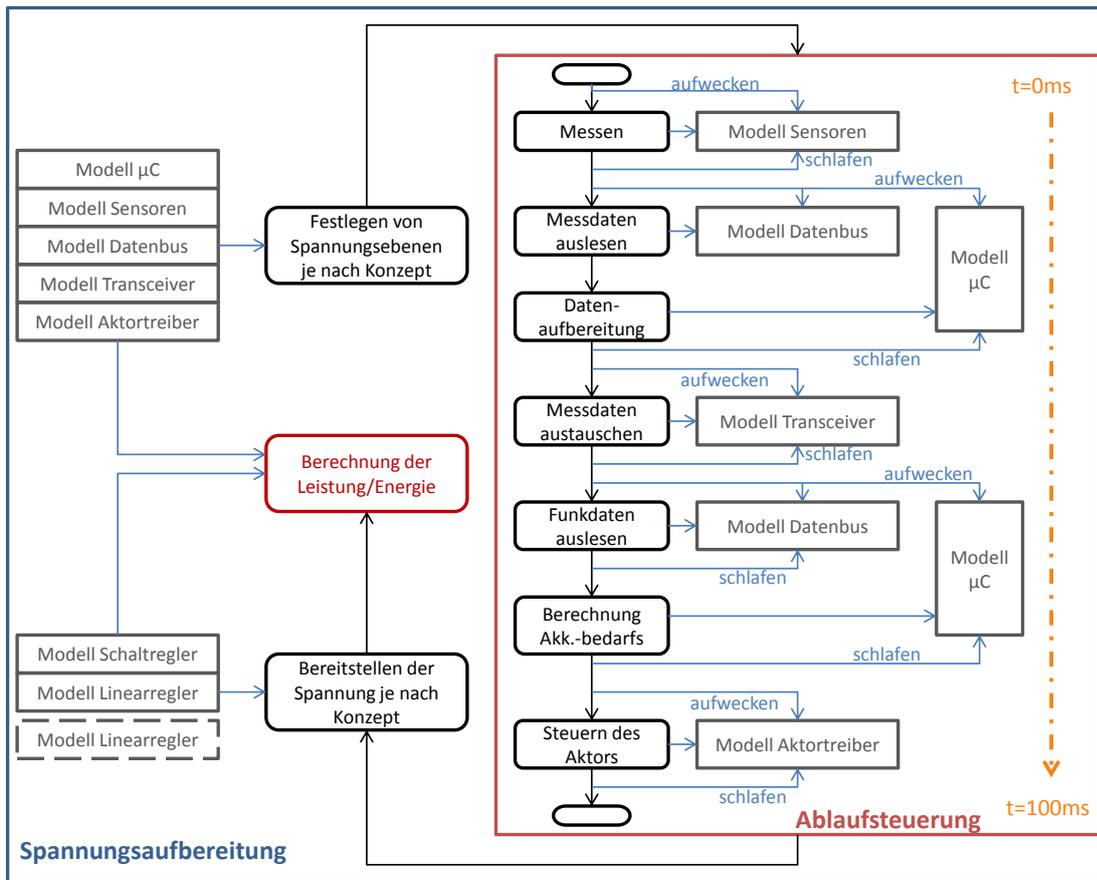


Abbildung A.5.: Leistungs- und Energiesimulation des Implantats mit intelligenter Spannungsversorgung

Effizienz der Spannungswandlung kann nun die Leistungsaufnahme bzw. der Energiebedarf berechnet werden.