

Neues Konzept zur bedarfsgerechten Kommunikation in einem künstlichen Akkommodationssystem

Zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

von der Fakultät für Maschinenbau
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Christoph Beck

aus Crailsheim

Tag der mündlichen Prüfung:	23. Juli 2015
Hauptreferent:	Prof. Dr.-Ing. habil. Georg Bretthauer
Korreferenten:	Prof. Dr.-Ing. Andreas E. Guber Prof. Dr. med. habil. Rudolf F. Guthoff

DOI 10.5445/IR/1000048833

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit am Institut für Angewandte Informatik/Automatisierungstechnik des Karlsruher Instituts für Technologie und wäre ohne die Unterstützung zahlreicher Personen nicht denkbar gewesen. Ich möchte an dieser Stelle all denjenigen meinen tiefen Dank aussprechen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Meinem Doktorvater Herrn Prof. Georg Bretthauer danke ich sehr herzlich für das mir entgegengebrachte Vertrauen, die Förderung meines Promotionsvorhabens und sein großes Interesse an meiner Arbeit. Herrn Dr. Ulrich Gengenbach und Herrn Dr. Helmut Guth gilt mein Dank für die wertvolle Unterstützung in organisatorischen und inhaltlichen Angelegenheiten sowie die kritische Durchsicht meines Manuskripts. Bei Herrn Prof. Andreas Guber und Herrn Prof. Rudolf Guthoff bedanke ich mich recht herzlich für die Übernahme des Korreferats.

Weiterhin danke ich unseren Kooperationspartnern von der Universität Rostock für die fachkundige Unterstützung in allen medizinischen Angelegenheiten, insbesondere Herrn Prof. Rudolf Guthoff, Herrn Prof. Oliver Stachs und Herrn PD Dr. Heiner Martin.

Durch fachliche Diskussionen und tatkräftige Unterstützung verschiedenster Art haben zahlreiche (ehemalige) Studenten, Kolleginnen und Kollegen zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Mein Dank gilt insbesondere Stephan Allgeier, Christoph Burger, David Fetzner, Jan Fliedner, Lutz Gröll, Andreas Hellmann, Peter Hevesi, Fabian Hof, Liane Koker, Markus Krug, Christoph Kutschker, Susanne Maier, Thomas Martin, Daniel Masny, Sebastian Nägele, Pit Polley, Christian Pylatiuk, Klaus-Martin Reichert, Rudolf Scharnowell, Klaus-Peter Scherer, Bernhard Schulz, Ingo Sieber, Waldemar Spomer, Peter Stiller, Martin Ungerer und Stefan Vollmannshäuser. Ganz besonderer Dank gilt meinem Kollegen Jörg Nagel für zahlreiche intensive Diskussionen, vielerlei praktische Hilfe und das intensive Korrekturlesen meiner Arbeit. Außerdem möchte ich mich herzlich bei meinem badischen Zimmergenossen Georg Schwartz für das angenehme und freundschaftliche Betriebsklima während meiner Zeit am Institut bedanken.

Des Weiteren bedanke ich mich über die Institutsgrenzen hinweg bei Herrn Dr. Andreas Bieberstein, Herrn Dr. Willi Geiselman, Frau Malyhe Jalilvand, Frau Anne Ruckpaul sowie den Herren Dr. Christian Rusch, Dr. Martin Sack und Dr. Klaus Seemann. Die Qualität der erzielten Ergebnisse ist maßgeblich durch deren hervorragende Kooperationsbereitschaft, die von ihnen bereitgestellte Messtechnik und die sehr gute inhaltliche Zusammenarbeit geprägt.

Abschließend möchte ich mich bei meinem Familien- und Freundeskreis bedanken, durch den ich auch in turbulenten Phasen geistige und moralische Unterstützung erfahren durfte. Herzlichen Dank an meine Eltern, die mich zeitlebens unterstützt haben und somit meine Ausbildung und meinen beruflichen Werdegang erst möglich

gemacht haben. Mein größter Dank gilt meiner Frau für ihre treue und liebevolle Begleitung, ihre tatkräftige Unterstützung und ihre Geduld.

Karlsruhe, im Mai 2015

Christoph Bech

**„Schön ist, was wir sehen –
schöner, was wir erkennen –
weitaus am schönsten aber,
was wir nicht fassen können. “**

Niels Stensen (1638–1686)

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
Abbildungsverzeichnis	xi
Tabellenverzeichnis	xv
Symbole und Abkürzungen	xvii
1. Einleitung	1
1.1. Bedeutung der Akkommodation für das menschliche Sehen	1
1.2. Medizinische Grundlagen	2
1.2.1. Aufbau und Funktion des Auges	2
1.2.2. Augenbewegungen	4
1.2.3. Kombinierte Augen- und Lidschlagbewegungen	6
1.2.4. Kataraktchirurgie	7
1.3. Stand der Technik	9
1.3.1. Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit	9
1.3.2. Künstliches Akkommodationssystem	10
1.3.3. Drahtlose Informationsübertragung in medizinischen Implantaten	18
1.4. Ziele und Aufgaben	24
2. Entwicklung einer methodischen Vorgehensweise	27
2.1. Anforderungen an die Kommunikation	27
2.1.1. Allgemeine Anforderungen an die Kommunikation	27
2.1.2. Anforderungen an die interokulare Kommunikation	28
2.1.3. Anforderungen an die externe Kommunikation	29
2.2. Herleitung eines Referenzmodells	30
2.3. Problemstellung	32
2.4. Methodische Vorgehensweise	33
2.4.1. Physikalische Übertragungsstrecke	33
2.4.2. Maximierung der Energieeffizienz	34
2.4.3. Wahrung der Datensicherheit	34
3. Neue Konzepte zur bedarfsgerechten Kommunikation	37
3.1. Konzeption der physikalischen Übertragungsstrecke	37
3.1.1. Grundlagen zur Wechselwirkung zwischen elektromagnetischen Feldern und Körpergewebe	37
3.1.2. Auswahl eines physikalischen Übertragungsverfahrens	39
3.1.3. Gestaltung der interokularen Übertragungsstrecke	51
3.1.4. Gestaltung der externen Übertragungsstrecke	61

3.2.	Konzepte zur Maximierung der Energieeffizienz	63
3.2.1.	Grundlagen der Medienzugriffssteuerung und Zeitmodellierung	64
3.2.2.	Herleitung eines Modells zur Ermittlung der mittleren Leistungsaufnahme	69
3.2.3.	Minimierung der Kommunikationshäufigkeit	70
3.2.4.	Minimierung des Datenvolumens	78
3.2.5.	Optimierung des Medienzugriffs	79
3.3.	Konzepte zur Wahrung der Datensicherheit	97
3.3.1.	Kryptografische Grundlagen	97
3.3.2.	Analyse des Gefährdungspotentials	102
3.3.3.	Sicherung der externen Kommunikation	104
3.3.4.	Sicherung der interokularen Kommunikation	108
3.4.	Zusammenfassung	112
4.	Realisierung und Erprobung von Teillösungen	115
4.1.	Realisierung der physikalischen Übertragungsstrecke	115
4.1.1.	Auslegung und Optimierung der Implantatantenne	116
4.1.2.	Entwicklung eines Kopfphantoms	117
4.1.3.	Charakterisierung der Übertragungsstrecke	119
4.1.4.	Analyse der Gewebeverträglichkeit und Ermittlung von elektromagnetischen Emissionen	121
4.1.5.	Integration einer vollständigen Kommunikationseinheit in einen Demonstratoraufbau	123
4.2.	Realisierung einer energieoptimalen Medienzugriffssteuerung zur Maximierung der Energieeffizienz	124
4.2.1.	Untersuchungen zur Kurzzeitstabilität von Taktgeneratoren . . .	125
4.2.2.	Realisierung des zeitsynchronisierten Medienzugriffs	127
4.2.3.	Laufzeitoptimierte Auswahl eines Taktgenerators	132
4.3.	Realisierung eines authentischen Kommunikationsprotokolls zur Wahrung der Datensicherheit	135
4.3.1.	Entwicklung einer minimalistischen Hashfunktion	135
4.3.2.	Integration einer fehlerkorrigierenden Kanalcodierung	137
4.3.3.	Paketaufbau und Programmablaufsteuerung	138
4.3.4.	Ergebnisse der Implementierung	138
4.4.	Lösungsbewertung	141
4.4.1.	Analyse des Ressourcenbedarfs	142
4.4.2.	Erörterung des weiterführenden Optimierungspotentials	144
5.	Zusammenfassung	147
A.	Anhang	151
A.1.	Modellierung und Charakterisierung der physikalischen Übertragungsstrecke	151
A.1.1.	Abschätzung des interimplantären Kopplungsfaktors	151
A.1.2.	Antennenanpassung	152
A.1.3.	Messtechnische Ermittlung der differentiellen S-Parameter	154

A.2. Aufbau von Funktionsmustern	156
A.3. Ressourcenbedarfsanalyse der Kommunikation	158
A.3.1. Ressourcenbedarf der realisierten Lösung	158
A.3.2. Ressourcenbedarf unter Ausschöpfung des Optimierungspotentials	160
Literaturverzeichnis	165

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Anatomie des menschlichen Auges	2
1.2.	Akkommodierter und desakkommodierter Zustand des Auges.	3
1.3.	Klassifizierung konjugierter Augenbewegungen	5
1.4.	Beispielhafte Ausführungen monofokaler Intraokularlinsen	8
1.5.	Multifokale und akkommodative Intraokularlinsen	9
1.6.	Schematische Darstellung des Künstlichen Akkommodationssystems. . .	11
1.7.	Informations- und Energiefluss im Künstlichen Akkommodationssystem. .	12
1.8.	Veranschaulichung der Vergenzwinkelsensorik.	14
1.9.	Alternative Ansätze zur Realisierung der adaptiven Implantatoptik. . .	15
1.10.	Induktive Energieversorgung des Künstlichen Akkommodationssystems	17
1.11.	Herzschrittmacher und Cochleaimplantat	20
1.12.	Retinaimplantat und Glaukom-Sensor	21
2.1.	Referenzmodell der Kommunikation	31
2.2.	Visualisierung der methodischen Vorgehensweise	35
3.1.	Effektive Leitfähigkeit und Permittivität verschiedener Gewebearten. . .	40
3.2.	Klassifizierung physikalischer Übertragungsverfahren.	41
3.3.	Einfluss der Trägerfrequenz	49
3.4.	Topologie der interokularen Übertragungsstrecke.	52
3.5.	Ersatzschaltbild der Antenne	53
3.6.	Ersatzschaltbild der interokularen Kommunikationsstrecke	54
3.7.	Anwendung des Biot-Savart-Gesetzes	55
3.8.	Veranschaulichung der Augenkinematik	57
3.9.	Verlauf der magnetischen Flussdichte	58
3.10.	Relativer Verlustfaktor V_{rel} als Funktion des Versionswinkels.	59
3.11.	Anpassschaltung	61
3.12.	Alternative Topologien der externen Kommunikation	62
3.13.	System-Topologie des externen Basisgeräts	63
3.14.	Idle Listening	64
3.15.	Synchrones Rendezvous	65
3.16.	Asynchrones Rendezvous	65
3.17.	Pseudo-asynchrones Rendezvous	65
3.18.	Blockdiagramm einer Timer-Schaltung.	66
3.19.	Beziehung zwischen den lokalen Systemzeiten	68
3.20.	Ablaufsteuerung des Künstlichen Akkommodationssystems	70
3.21.	Prozesskette der lidschlaggesteuerten Sensordatenerfassung.	73
3.22.	Zeitlicher Verlauf einer Lidschlagbewegung	74
3.23.	Ableitung eines synchronisierten Messzeitpunkts	75

3.24. Symmetrische Programmablaufsteuerung	78
3.25. Asymmetrische Programmablaufsteuerung	79
3.26. Zustandsgraph der interokularen Kommunikation.	80
3.27. Verbindungsaufbau mit pseudo-asynchronem Rendezvous	82
3.28. Lidschlaggesteuerter Verbindungsaufbau	83
3.29. Prinzip der relativen Zeitsynchronisation	84
3.30. Prozesskette einer vollständigen Nachrichtenübermittlung.	85
3.31. Paketempfang mit Detektion eines Synchronisationsworts	86
3.32. Timing des Antwort-Pakets im Slave	88
3.33. Entwicklung des erforderlichen Schutzintervalls.	89
3.34. Kontinuierliche Mittelung des Taktverhältnisses	90
3.35. Beispielhaftes Histogramm der relativen Frequenzabweichung	92
3.36. Kompensation des Gleichlauffehlers im allgemeinen Fall	93
3.37. Zustandsdiagramm einer ereignisbasierten externen Kommunikation.	95
3.38. Beispielhafte Darstellung einer externen Kommunikation	96
3.39. Funktionsweisen der Betriebsmodi A–B	99
3.40. Funktionsweisen der Betriebsmodi C–E	101
3.41. Authentifizierte und verschlüsselte externe Kommunikation	106
3.42. Verschlüsselte Kommunikation innerhalb einer Sitzung	107
3.43. Verfahren zur kontinuierlichen Wahrung der Datenauthentizität	110
3.44. Einseitige Authentifizierung des Kommunikationspartners	111
4.1. Körper- und Antennenmodell	116
4.2. Simulierte Antennenimpedanz und Eingangsreflexion	117
4.3. Realitätsnahes Kopfphantom	118
4.4. Versuchsaufbau zur Antennencharakterisierung	120
4.5. Gemessene und simulierte S-Parameter	121
4.6. Abschätzung der spezifischen Absorptionsrate	122
4.7. Demonstrator-Aufbau mit integrierter Kommunikationseinheit.	124
4.8. Makroskopische Sende- und Empfangseinheit	125
4.9. Gemessene Taktraten und Allan-Varianzen	126
4.10. Relative Frequenzabweichung des RC- und Quarzoszillators	127
4.11. Aufbau der Nachrichtenpakete	128
4.12. Ergebnisse der Parameteroptimierung des Verbindungsaufbaus	129
4.13. Histogramme des Fehlers im Slave	130
4.14. Transceiver-Stromaufnahmen während einer Nachrichtenübertragung.	131
4.15. Resultierende Paketfehlerraten und Duty Cycle	132
4.16. Optimierung der autonomen Betriebszeit	134
4.17. Konstruktion der minimalistischen Hashfunktion.	136
4.18. Charakterisierung der Hashfunktion	137
4.19. Programmablaufsteuerung im Master und Slave	139
4.20. Aufbau verschiedener Pakettypen	140
A.1. Abschätzung des Kopplungsfaktors	152
A.2. Ersatzschaltbilder der Antennen-Anpassschaltung	153
A.3. Funktionsmuster des Künstlichen Akkommodationssystems	157
A.4. Detailansichten des Demonstrators	157

A.5. Vereinfachtes Zustandsdiagramm des Transceivers 159

Tabellenverzeichnis

1.1.	Klassifizierung existierender medizinischer Implantate	24
3.1.	Gegenüberstellung alternativer physikalischer Übertragungsverfahren .	48
3.2.	Potenzial zur Einsparung von Kommunikationszyklen	77
3.3.	Nutzergruppen Zugriffsrechte innerhalb der externen Kommunikation	104
4.1.	Geometrische und elektrische Eigenschaften der optimierten Antenne .	118
4.2.	Zusammensetzung und dielektrische Eigenschaften des Kopfphantoms	119
4.3.	Ermittelte und maximal erlaubte Absorptionswerte	123
4.4.	Standardabweichung des Synchronisationsfehlers.	130
4.5.	Rechen- und Speicherbedarf des Kommunikationsprotokolls	141
4.6.	Durchschnittliche Leistungsaufnahme bei quasi-kontinuierlicher Kom- munikation	142
4.7.	Auswirkung von Kommunikationsstörungen auf die Leistungsaufnahme	143
4.8.	Analyse des Bauraumbedarfs	145
4.9.	Abschätzung des weiteren Optimierungspotentials	146
A.1.	Kennwerte des verwendeten Transceivers	158
A.2.	Kennwerte des verwendeten Mikrocontrollers	158
A.3.	Aufschlüsselung des erforderlichen Bauraums	159
A.4.	Leistungsaufnahme ohne strukturelle Optimierung in Zeithorizont A .	161
A.5.	Leistungsaufnahme ohne strukturelle Optimierung in Zeithorizont B . .	161
A.6.	Leistungsaufnahme bei Optimierungsstufe A und aktueller Hardware .	161
A.7.	Leistungsaufnahme bei Optimierungsstufe A in Zeithorizont A	162
A.8.	Leistungsaufnahme bei Optimierungsstufe A in Zeithorizont B	162
A.9.	Leistungsaufnahme bei Optimierungsstufe B und aktueller Hardware .	162
A.10.	Leistungsaufnahme bei Optimierungsstufe B in Zeithorizont A	163
A.11.	Leistungsaufnahme bei Optimierungsstufe B in Zeithorizont B	163

Symbole und Abkürzungen

Generell werden Matrizen durch fette Schreibweise (\mathbf{X}), Vektoren durch einen Vektorpfeil (\vec{X}) von skalaren Größen (X) unterschieden.

Lateinische Symbole

A_A	Antennenfläche	m^2
A_q	Querschnittsfläche einer Leiterbahn	m^2
B	Systembandbreite	Hz
\vec{B}	Magnetische Flussdichte	T
c	Geheimtext	
c_0, c_m	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum, Medium	m/s
C_K	Kanalkapazität	bit/s
C^M, C^S	Lokale Systemzeit im Master, Slave	
\hat{C}^M, \hat{C}^S	Vorhersagesagte Systemzeit im Master, Slave	
C_P	Parallelkapazität der Anpassschaltung	F
C_S	Serienkapazität der Anpassschaltung	F
d_A	Augenabstand	m
d_{ax}	Abstand zwischen Implantat und Augendrehpunkt entlang der optischen Achse	m
d_{nah}	Nahfeldausdehnung	m
d_x	Abstand zwischen Implantat und externer Antenne	m
D	Antennendirektivität	dB
D_E	Eingangsdatenvektor	
DC	Duty Cycle	
DC_{max}	Maximaler Duty Cycle	
DC^M, DC^S	Duty Cycle im Master, Slave	
ds	Infinitesimales Leiterstück	m
\vec{e}	Einheitsvektor	
\hat{E}	Scheitelwert der elektrischen Feldstärke	V/m
E_{eff}	Effektive elektrische Feldstärke	V/m
E_{IL}	Energiebedarf für Idle Listening	J
$E_{Speicher}$	Kapazität des Energiespeichers	J

Lateinische Symbole

f	Frequenz	Hz
f_0	Nominalfrequenz	Hz
f_{Komm}	Interimplantäre Kommunikationsrate	Hz
f_{nah}	Grenzfrequenz für Kommunikation im Nahfeld	Hz
f_{R}	Resonanzfrequenz	Hz
f_{Ref}	Frequenz der Referenzzeitbasis	Hz
f_{stat}	Statische Sensorabtastrate	Hz
F	Fehler-Zählvariable	
F_{max}	Maximale Fehleranzahl	
g_{C}	Granularität der Zeitreferenz	s
G	Antennengewinn	dB
\vec{I}	Stromstärke	A
I_{TX}	Zeitveränderliche Stromstärke der Sendeantenne	A
$I_{\text{TX,eff}}$	Effektive Stromstärke der Sendeantenne	A
k	Kopplungsfaktor	
k_{EK}	Kopplungsfaktor der externen Kommunikation	
k_{IK}	Kopplungsfaktor der interokularen Kommunikation	
K	Privater Schlüssel	
K_{S}	Sitzungsschlüssel	
l_{B}	Blocklänge	bit
L	Pfadverlust	dB
L_{A}	Antenneninduktivität	H
m	Nachricht, Klartext	
m_i	i -ter Klartextblock	
n	Zählvariable	
\vec{n}_{RX}	Normalenvektor der Empfangsantenne	
N_{A}	Anzahl der Antennenwindungen	
N_{H}	Hashwertlänge	bit
N_{RX}	Länge des eingehenden Nachrichtenpakets	bit
N_{Seq}	Länge der Prüfbitsequenz	bit
N_{TX}	Länge des ausgehenden Nachrichtenpakets	bit
\vec{p}	Ortsvektor	m
P_{abs}	Absorbierte Leistung	W
P_{auth}	Wahrscheinlichkeit eines Identitätsbetrugs	
P_{ges}	Gesamte Leistungsaufnahme	W
P_{off}	Leistungsaufnahme im Schlafmodus	W
$P_{\text{RX,sens}}$	Empfängersensitivität	W
$P_{\text{TX}}, P_{\text{RX}}$	Sende-, Empfangsleistung	W
$P_{\text{TX,erf}}$	Mindestens erforderliche Sendeleistung	W

P_{TXon}, P_{RXon}	Leistungsaufnahme im Sende-, Empfangsbetrieb	W
q	Zählvariable	
Q	Güte	
r_A	Mittlerer Antennenradius	m
\mathbf{R}	Rotationsmatrix	
R_A	Wirkwiderstand der Antenne	Ω
R_D	Datenrate	bit/s
R_{TX}	Wirkwiderstand des Transceivers	Ω
R_{Rad}	Strahlungswiderstand	Ω
R_V	Verlustwiderstand	Ω
s	Leiterbahnabstand	m
s_j	Startbit des Einmalschlüssels	
S_i	i -ter Schlüsselblock	
\mathbf{S}_{MM}	(Mixed-Mode) S-Matrix	
\mathbf{S}_{Std}	(Standard) S-Matrix	
S_{VA}	Schlüsselblock im Verbindungsaufbau	
SAR	Spezifische Absorptionsrate	W/kg
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis	dB
t	Zeit, Zeitpunkt	s
t_{aut}	Autonome Betriebszeit	s
T^M, T^S	Zeitspanne/Intervall im Master, Slave	s
$T_{Antwort}$	Verzögerungszeit des Antwortpakets	s
T_G	Schutzintervall	s
T_{IL}	Zeit zulasten von Idle Listing	s
T_{off}	Verweildauer im Schlafmodus	s
T_{RX}	Empfangsdauer	s
T_{Signal}	Signallaufzeit	s
T_{SRX}	Empfangsverzögerung	s
T_{STX}	Sendeverzögerung	s
T_{Tot}	Totzeit	s
T_{TX}	Sendedauer	s
\bar{T}_{Zyk}	Mittlere Zyklusdauer	s
$T_{VA,max}$	Maximale Dauer des Verbindungsaufbaus	s
T_{Ver}	Verarbeitungszeit	s
u	Antennenumfang	m
U_{Ind}	Induzierte Spannung	V
V	Volumen	m^3
V_A, V_B	Volumen Taktgenerator A , Taktgenerator B	m^3
V_{Quarz}	Volumen eines Quarzresonators	m^3
V_{rel}	Relativer Verlustfaktor	dB

$\langle x, y, z \rangle$	Kartesische Koordinaten kopffestes Referenzsystem	
$\langle x', y', z' \rangle$	Kartesische Koordinaten Referenzsystem rechtes Auge	
$\langle x'', y'', z'' \rangle$	Kartesische Koordinaten Referenzsystem linkes Auge	
X_A	Antennenreaktanzen	Ω
X_{TX}	Transceiverreaktanzen	Ω
Z	Zufallszahl	
Z_A	Antennenimpedanzen	Ω
Z_{TX}	Transceiverimpedanz im Sendebetrieb	Ω
Z_{RX}	Transceiverimpedanz im Empfangsbetrieb	Ω

Griechische Symbole

α	Relatives Taktverhältnis	
$\bar{\alpha}$	Mittleres Taktverhältnis	
$\hat{\alpha}$	Angenommenes mittleres Taktverhältnis	
ϵ	Permittivität	F/m
ϵ_0	Elektrische Feldkonstante ($\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$)	As/Vm
ϵ_{eff}	Effektive Permittivität	As/Vm
ϵ_r	Relative Permittivität	
ϵ^S	Synchronisationsfehler im Slave	
η	Leistungsübertragungseffizienz	dB
η_{prim}	Leistungsübertragungseffizienz in der Primärstellung	dB
η_A	Antennenwirkungsgrad	
Γ_{TX}, Γ_{RX}	Eingangs-Reflexionsfaktor der Sende-, Empfangsantenne	
λ	Wellenlänge	m
λ_0, λ_m	Wellenlänge im Vakuum, Medium	m
μ	Permeabilität	H/m
μ_r	Relative Permeabilität	
ν	Vergenzwinkel	°
ω	Kreisfrequenz	rad
φ	Winkel	°
φ_L, φ_R	Nickwinkel linkes, rechtes Auge	°
Φ_{TX}, Φ_{RX}	Magnetischer Fluss durch die Sende-, Empfangsantenne	T m ²

ψ_L, ψ_R	Rollwinkel linkes, rechtes Auge	°
Ψ	Relative Frequenzabweichung	ppm
Ψ^M, Ψ^S	Relative Frequenzabweichung Master, Slave	ppm
ρ	Massendichte	kg/m ³
ρ_E	Energiedichte des Energiespeichers	J/m ³
ρ	Frequenzfehler	ppm
ρ_{\max}	Maximaler Frequenzfehler	ppm
ρ^M, ρ^S	Frequenzfehler Master, Slave	ppm
σ	Elektrische Leitfähigkeit	$\Omega^{-1} \text{ m}^{-1}$
σ_{eff}	Effektive elektrische Leitfähigkeit	$\Omega^{-1} \text{ m}^{-1}$
σ_{Ψ}^2	Allan-Varianz	
$\tan \delta$	Verlustwinkel	
τ	Mittelungsintervall	s
τ_{MS}	Deterministische Zeitspanne zwischen Master und Slave	s
τ_{SW}	Totzeit zwischen Paketankunfts- und Detektionszeitpunkt	s
θ	Versionswinkel	°
θ_L, θ_R	Versions-/Gierwinkel linkes, rechtes Auge	°
Θ	Zeitversatz der Uhren	s
ζ	Differenz der Taktverhältnisse	

Operatoren

$\lfloor x \rfloor$	Abrunden von x auf die nächstkleinere ganze Zahl
$\ $	Konkatenation zweier Zeichenketten
\oplus	Exklusiv-Oder-Verknüpfung
\times	Kreuzprodukt
\mathbf{X}^T	Transponierung einer Matrix bzw. eines Vektors \mathbf{X}
x^*	Komplexe Konjugation einer komplexen Zahl x
ϕ	Kompressionsfunktion
$h()$	Hashfunktion
$\max(x_1, x_2, \dots, x_n)$	Maximum einer Menge $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$
mod	Modulo-Operation
$\text{Pad}()$	Pad-Funktion
$\text{Dec}()$	Entschlüsselungsfunktion
$\text{Enc}()$	Verschlüsselungsfunktion

Allgemeine Abkürzungen

AES	Advanced Encryption Standard
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
BER	Bitfehlerrate (engl. <i>Bit Error Rate</i>)
BLE	Bluetooth Low Energy
BMBF	Bundesministerium für Bildung und Forschung
CBC	Cipher Block Chaining
CFB	Cipher Feedback
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
CST MWS	<i>CST Microwave Studio</i> ®
CTR	Counter Modus
DoS	Denial of Service
E-Feld	Elektrisches Feld
ECB	Electronic Code Book
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ERP	Effective Radiated Power
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
GDO	General Device Output
H-Feld	Magnetisches Feld
HBC	Human Body Communication
HF	Hochfrequenz
IOL	Intraokularlinse
ISM	Industrial Scientific Medical
IV	Initialisierungsvektor
LBT	Listen-Before-Talk
MAC	Media Access Control
MAC	Message Authentication Code
MEMS	Microelectromechanical System
MICS	Medical Implant Communication Service
NaCl	Natriumchlorid (Kochsalz)
OFB	Output Feedback

OKN	Optokinetischer Nystagmus
PMMA	Polymethylmethacrylat
RFID	Radio-Frequency Identification
RSSI	Received Signal Strength Indicator
SAR	Spezifische Absorptionsrate
SFD	Start Frame Delimiter
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (engl. <i>Singal-to-Noise Ratio</i>)
SPI	Serial Peripheral Interface
SRD	Short Range Device
SW	Synchronisationswort
TDMA	Time Division Multiple Access
TI	Texas Instruments
ToA	Time of Arrival
UWB	Ultrabreitband (engl. <i>Ultra Wide Band</i>)
VOR	Vestibulookulärer Reflex
WBAN	Wireless Body Area Network

1. Einleitung

1.1. Bedeutung der Akkommodation für das menschliche Sehen

Das Auge gilt als das wichtigste Sinnesorgan des Menschen. Ungefähr 75-80 % aller Umgebungsinformationen werden auf visuellem Wege aufgenommen [Auf10]. Mit Hilfe der natürlichen Akkommodation ist das Auge in der Lage, seine optische Brechkraft dynamisch an unterschiedliche Gegenstandsweiten anzupassen und somit ein scharfes Sehen zu ermöglichen. Als Ergebnis eines lebenslangen Alterungsprozesses geht die Akkommodationsfähigkeit des menschlichen Auges jedoch verloren (Presbyopie, auch Altersweitsichtigkeit genannt). Derzeit sind weltweit rund eine Milliarde Menschen von Presbyopie betroffen [HFH⁺08]. Zur Korrektur der Fehlsichtigkeit werden in der Regel Lese- oder Gleitsichtbrillen sowie multifokale Kontaktlinsen eingesetzt.

Neben der Altersweitsichtigkeit tritt mit zunehmenden Alter häufig eine Eintrübung der Augenlinse auf, die als Katarakt (*grauer Star*) bezeichnet wird. Um die Transparenz des Auges wiederherzustellen, wird die eingetrübte Linse entfernt und durch eine künstliche Intraokularlinse (IOL) ersetzt. Alleine in Deutschland wird dieser operative Eingriff häufiger als 600.000 Mal pro Jahr vorgenommen [KBK⁺09]. Mit der Implantation einer gewöhnlichen starren IOL geht, wie auch im Falle der Presbyopie, die Akkommodationsfähigkeit des Auges verloren.

Die Hauptherausforderung der modernen Kataraktchirurgie liegt daher in der Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit, um die Notwendigkeit von Brillen und anderen extrakorporalen Sehhilfen überflüssig zu machen. In der Bestrebung, den Sehkomfort eines jungen Menschen wiederherzustellen, wird in einem gemeinschaftlichen Projekt zwischen der Universitätsaugenklinik Rostock und dem Karlsruher Institut für Technologie (KIT) das *Künstliche Akkommodationssystem* entwickelt [GBG05, BGG10b, BGN⁺14b]. Dabei handelt es sich um ein hochintegriertes, mechanisches Implantat, welches die natürliche Augenlinse ersetzen soll. Neben einem Sensorsystem zur Ermittlung des Akkommodationsbedarfs und einer aktiven Optik zur Brechkraftanpassung erfordert das Künstliche Akkommodationssystem eine drahtlose Kommunikationsschnittstelle: Einerseits bedingt das Messprinzip zur Akkommodationsbedarfserfassung eine quasi-kontinuierliche Informationsübertragung zwischen beiden Augen; andererseits ermöglicht die Kommunikation eine postoperative Parametrisierung des Implantats durch den behandelnden Ophthalmologen. Diese Arbeit befasst sich mit der Entwicklung eines Konzepts zur bedarfsgerechten Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem und liefert somit einen essentiellen Beitrag zur Realisierung des Gesamtsystems.

1.2. Medizinische Grundlagen

1.2.1. Aufbau und Funktion des Auges

Der Augapfel (Bulbus oculi) hat einen Durchmesser von ca. 24 mm und ist durch Fettgewebe gepolstert in die Augenhöhle (Orbita) des Schädels eingebettet [Lan98]. Nach vorne ist er durch die beiden Augenlider geschützt. Am Augapfel greifen insgesamt sechs Augenmuskeln an, die horizontale und vertikale Drehbewegungen sowie eine Torsion des Auges ermöglichen [Goe00]. Die Bewegungen der Augen ähneln damit denen eines Kugelgelenks.

Die Ummantelung des Augapfels umfasst insgesamt drei Schichten (Abb. 1.1). Die aus straffen Bindegewebsfasern bestehende Lederhaut (Sclera) bildet die äußerste Schicht. Sie geht im vorderen Augenabschnitt in die transparente Hornhaut (Cornea) über. Die mittlere Schicht besteht aus der gut durchbluteten Aderhaut (Choroidea), die gemeinsam mit der Regenbogenhaut (Iris) und dem Ziliarkörper die Gefäßhaut (Uvea) bildet [Gre08]. Die Netzhaut (Retina) bildet die innere Schicht des Augapfels. Sie ist mit den lichtempfindlichen Photorezeptorzellen (Stäbchen und Zapfen) bedeckt, die im Wellenlängenbereich von 380–760 nm sensibel sind [Lan98]. Im Zentrum des sogenannten gelben Flecks liegt der Bereich des schärfsten Sehens (Fovea centralis). Die in der Netzhaut generierten Nervenimpulse werden über den Sehnerv an das Gehirn weitergeleitet.

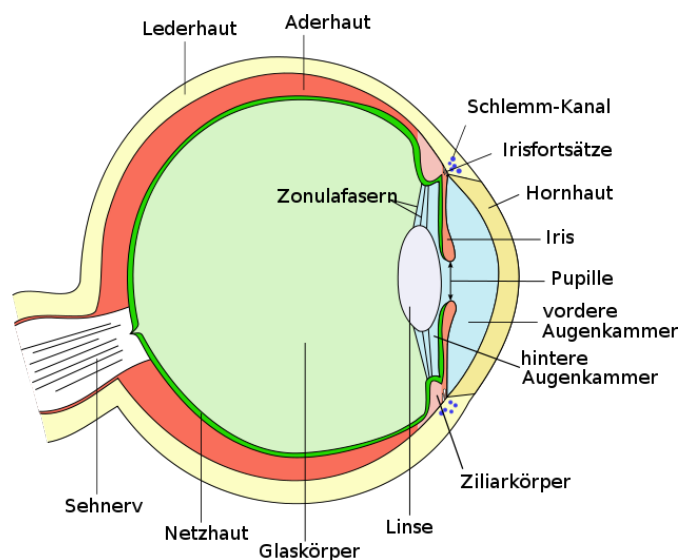


Abbildung 1.1.: Anatomie des menschlichen Auges [TJo8].

Alle Strukturen, die zur optischen Abbildung eines Objekts auf der Netzhaut beitragen, werden als *dioptrischer Apparat* bezeichnet [SW98]. Die Lichtstrahlen dringen zunächst durch die Hornhaut in das Auge ein. Aufgrund des großen Unterschieds der Brechzahlen von Luft und Gewebe macht die Hornhaut mit einer Brechkraft von ungefähr 43 dpt den größten Anteil an der Gesamtbrechkraft des Auges aus. Anschließend durchlaufen die Strahlen die mit Kammerwasser gefüllte vordere Augenkammer, bevor sie die Pupille passieren. Die Pupille fungiert hierbei als Blende und reguliert den Lichteinfall in das Augeninnere. Hinter der Pupille folgt die Augenlinse, die von einer

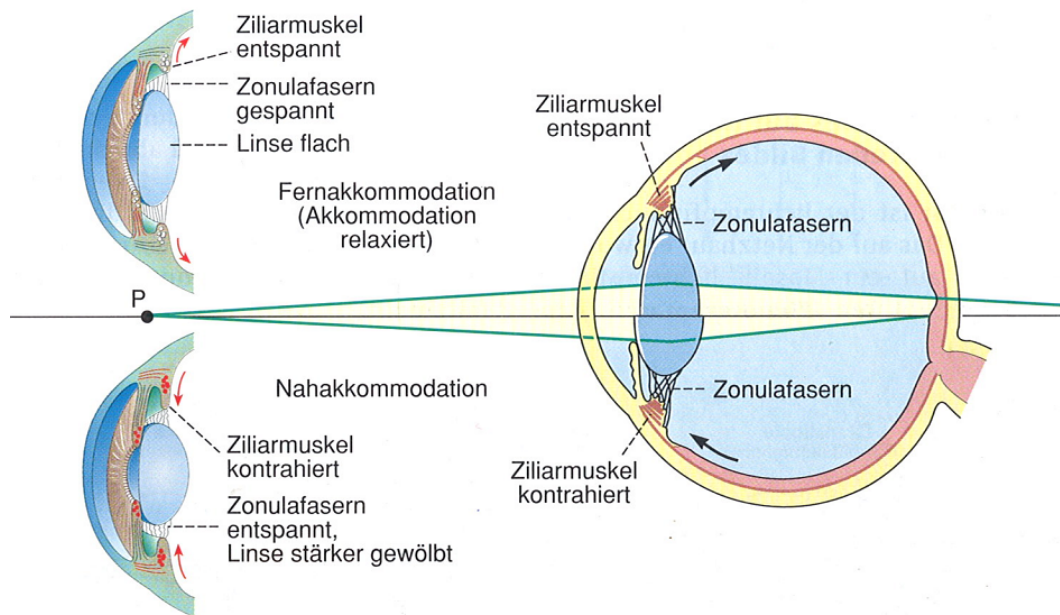


Abbildung 1.2.: Darstellung des Auges im akkommodierten und desakkommodierten Zustand aus: Speckmann, Wittkowski, *Bau und Funktionen des menschlichen Körpers*, 19. Auflage 1998 ©Urban & Fischer, München [SW98] (Nachdruck mit freundlicher Genehmigung von ELSEVIER). Im akkommodierten Zustand (unten) werden die von P ausgehenden Strahlen scharf auf der Netzhaut abgebildet. Im desakkommodierten Zustand (oben) ist die Brechkraft nicht ausreichend und das Bild entsteht hinter der Netzhaut.

elastischen Membran, dem Kapselsack, umhüllt wird. Sie besitzt eine bikonvexe Form, hat einen Durchmesser von 8–10 mm, eine Dicke von ca. 4 mm und steuert einen variablen Anteil von 10–20 dpt zur Gesamtbrechkraft des Auges bei [Lan98, Greo8]. Abschließend durchdringen die Lichtstrahlen den zähflüssigen, transparenten Glaskörper, bevor sie auf der Netzhaut auftreffen.

Die Anpassung der Brechkraft an unterschiedliche Objektentfernungen (Akkommodation) basiert nach der heute allgemein anerkannten Theorie von Helmholtz [Hel55] auf einer Formänderung der Augenlinse: Die Linse ist über die Zonulafasern am ringförmig um die Linse angeordneten Ziliarmuskel aufgehängt. Im entspannten Zustand nimmt dieser einen großen Durchmesser an, wodurch hohe Zugspannungen in den Zonulafasern entstehen und infolgedessen die Linse flach gezogen wird (desakkommodierter Zustand). Durch eine Kontraktion des Ziliarmuskels nimmt die Spannung in den Zonulafasern ab. Aufgrund ihrer Eigenelastizität wölbt sich die Linse – die Brechkraft steigt (akkommodierter Zustand). Abbildung 1.2 verdeutlicht die Zusammenhänge.

Neben der Formänderung der Linse wird die Nahakkommodation von einer Verengung der Pupillen begleitet [MBKS90]. Zusätzlich richten sich die beiden Augäpfel in einer sogenannten Konvergenzbewegung auf das fokussierte Objekt aus [Goe00]. Der Winkel, unter dem sich die Fixierlinien beider Augen beim Betrachten eines Objekts schneiden, wird Vergenzwinkel genannt. Dieser hängt neben der Objektentfernung

auch vom Augenabstand ab. Das gleichzeitige Auftreten von Konvergenzbewegung, Pupillenverengung und Akkommodation wird auch als die Nahtrias oder Nahreaktion des Auges bezeichnet [Klio8].

Durch den Elastizitätsverlust der natürlichen Linse nimmt die Akkommodationsfähigkeit des Auges mit zunehmendem Alter ab. Der Nahpunkt, d. h. die Objektentfernung, die bei maximaler Naheinstellung noch scharf abgebildet werden kann, rückt in die Ferne. Es heißt, „die Arme werden immer länger“. Während im Kindesalter Akkommodationsbreiten von mehr als 15 dpt ($\hat{=}$ 7 cm Nahpunkt) üblich sind, werden ab einem Alter von ca. 45 Jahren noch ungefähr 3 dpt ($\hat{=}$ 33 cm) erreicht [Greo8]. Beim Unterschreiten von 3 dpt ist das Stadium der Presbyopie erreicht. Infolgedessen ist der Mensch nicht mehr in der Lage, auf einen bequemen Leseabstand zu fokussieren.

1.2.2. Augenbewegungen

Das Auge ist ein hochdynamisches Organ, welches Spitzenbeschleunigung von über $20.000^\circ/s^2$ erreicht [RDW⁺98]. Selbst während es vermeintlich ruhig auf ein unbewegtes Objekt ausgerichtet ist, treten Fixationsbewegungen auf, die dafür sorgen, dass das Auge – und damit auch ein im Auge implantiertes System – quasi nie still steht. Binokulare Nick- und Gierbewegungen sorgen dafür, dass das betrachtete Objekt in beiden Augen im Bereich des schärfsten Sehens auf der Netzhaut abgebildet wird. Innerhalb der Gierbewegungen lassen sich Vergenz- und Versionsbewegungen unterscheiden [Eys07]. Vergenzbewegungen beschreiben gegenläufige, von der Objektentfernung abhängige Augenbewegungen, die mit einer Akkommodationsänderung einhergehen. Wenn der Blick von einem Objekt in der Ferne zu einem Objekt in der Nähe verlagert wird, führen beide Augen eine Konvergenzbewegung aus. Analog dazu resultiert aus dem umgekehrten Fall eine Divergenzbewegung. Im Gegensatz zu Vergenzbewegungen handelt es sich bei Versionsbewegungen um gleichsinnige (konjugierte) Bewegungsabläufe. Konjugierte Augenbewegungen können nach [JRV02] in drei verschiedene Bewegungsprogramme untergliedert werden (Abb. 1.3):

1. Zielsuchende Augenbewegungen (Sakkaden) dienen der Neuausrichtung der Augen zur Abbildung eines Objekts im Bereich des schärfsten Sehens.
2. Fixationsbewegungen beschreiben Augenbewegungen mit sehr kleinen Amplituden, die während der Betrachtung eines ortsfesten Objekts auftreten.
3. Stabilisierende Augenbewegungen werden als Reaktion auf Objekt- oder Körperbewegungen ausgeführt und verhindern ein Verschieben von Bildinformationen auf der Netzhaut.

Sakkaden

Sakkaden sind sprunghafte Augenbewegungen, die der Neuausrichtung eines Objekts in der Fovea centralis dienen. Sie treten z. B. beim freien Umherblicken, beim Lesen oder als Reaktion auf einen visuellen Reiz im peripheren Gesichtsfeld auf. Mit Amplituden von bis zu 90° , Geschwindigkeiten von über $500^\circ/s$ und Beschleunigungen von bis zu $20.000^\circ/s^2$ stellen sie die dynamischste aller Bewegungsarten dar [Eys07, CES88].

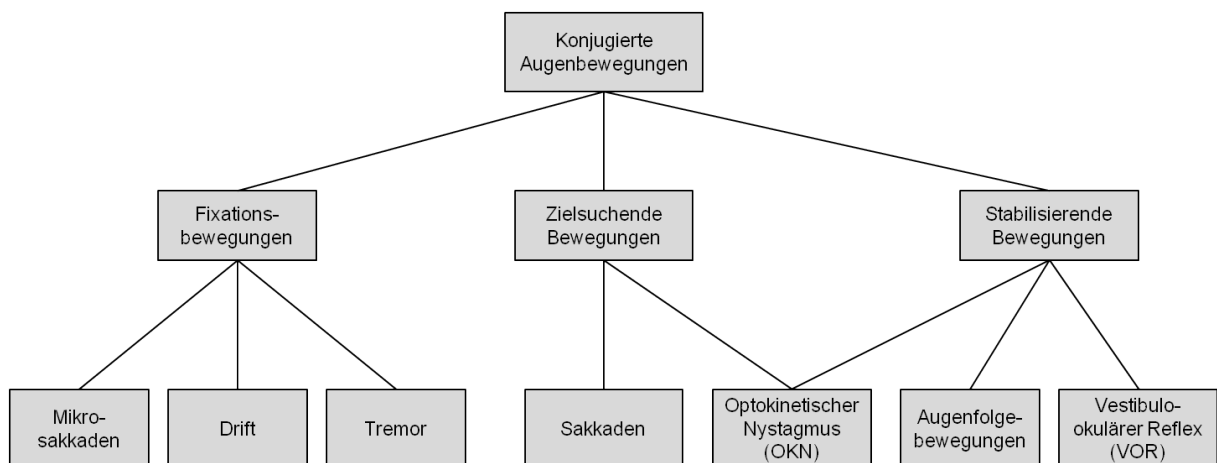


Abbildung 1.3.: Klassifizierung konjugierter Augenbewegungen nach [JRV02].

Obwohl Sakkaden zu den konjugierten Augenbewegungen zählen, bewegen sich beide Augen nicht exakt synchron. Zu Beginn der Sakkade weist das abduzierende Auge (von der Nase weg bewegend) eine höhere Geschwindigkeit als das adduzierende Auge (zur Nase hin bewegend) auf. Im Augenblick der höchsten Augengeschwindigkeit lässt sich dadurch eine Divergenzbewegung von mehreren Grad beobachten [CES88].

In der Praxis treten Sakkaden mit Amplituden von $2-50^\circ$ und Dauern von 10–80 ms auf [Une95]. Bereits 75 ms vor Sakkadenbeginn setzt eine Unterdrückung der visuellen Wahrnehmung ein, die bis ungefähr 50 ms nach Beendigung der Sakkade andauert [DRMoo]. Durch diese sogenannte sakkadische Suppression wird ein Verwischen der visuellen Umwelt verhindert. Zwischen aufeinanderfolgenden Sakkaden liegt eine Fixationsperiode von typischerweise 200–600 ms [Pan03], welche mit der Verarbeitungstiefe der aufgenommenen Informationen zunimmt [VSP97].

Fixationsbewegungen

Während einer Fixation führen die Augen Mikrobewegungen mit Amplituden $< 1^\circ$ aus [Ilg97]. Innerhalb der Fixationsbewegungen lassen sich Mikrosakkaden, Drift und Tremor voneinander unterscheiden. Bei Mikrosakkaden handelt es sich um sprunghafte Augenbewegungen, die im Gegensatz zu makroskopischen Sakkaden wesentlich kleinere Amplituden von durchschnittlich nur $12'$ aufweisen [MCMTH09]¹. Mikrosakkaden verschieben das retinale Abbild um mehrere Dutzend bis hin zu hunderten Photorezeptorzellen und tragen somit dazu bei, dass durch ein ständiges Stimulieren der Sinneszellen der Seheindruck erhalten bleibt. Da Sakkaden und Mikrosakkaden ein einheitliches Amplituden-Geschwindigkeit-Verhältnis aufweisen, wird davon ausgegangen, dass sie einem gemeinsamen physiologischen Zentrum entspringen [OMTM⁺08, Rolo9].

Drift bezeichnet eine langsame, gleitende Bewegung zwischen zwei aufeinanderfolgenden Mikrosakkaden, die Geschwindigkeiten von ungefähr $6'/s$ erreicht [MCMH04]. Wie auch Mikrosakkaden tragen sie zu einer kontinuierlichen Stimulation der Nervenzellen bei, wodurch einem Verblässen des Seheindrucks entgegengewirkt wird. Bis heute ist jedoch nicht abschließend geklärt, ob die Augen gezielt zu diesem Zweck drif-

¹ 1° entspricht $60'$ (60 Winkelminuten).

ten oder vielmehr motorische Ungenauigkeiten in der Muskelansteuerung ursächlich für die Driftbewegung sind [MCM07].

Schließlich stellt der Tremor nicht periodische, wellenartige Augenbewegungen mit sehr kleinen Amplituden von ungefähr $8,5''$ dar, die insbesondere im Frequenzbereich um 90 Hz stark ausgeprägt sind und die Driftbewegungen des Auges überlagern [MCo6]. Es ist bis heute umstritten, ob der Tremor eine aktive Rolle bei der visuellen Wahrnehmung einnimmt oder lediglich ein hochfrequentes Zittern der am Auge angreifenden Muskeln darstellt [JRV02].

Stabilisierende Augenbewegungen

Zu den stabilisierenden Augenbewegungen zählen Augenfolgebewegungen, vestibulookulärer Reflex (VOR) und optokinetischer Nystagmus (OKN) [JRV02]. Alle drei Bewegungsarten verhindern ein Verschieben von relevanten Bildinformationen auf der Retina.

Augenfolgebewegungen (engl. Smooth Pursuit Eye Movements, SPEM) bezwecken die Stabilisierung eines bewegten Objekts in der Fovea centralis. Dabei verfolgen die Augen das Ziel mit einer kontinuierlichen Winkelgeschwindigkeit von bis $100^\circ/s$ [BK07]. Objektgeschwindigkeiten darüber hinaus führen zu sogenannten Korrektursakkaden, mit denen das Objekt wieder eingefangen wird [Eys07]. Neben einer visuellen Stimulation können Augenfolgebewegungen auch durch auditorische sowie taktile Reize generiert werden [Eys07].

Der vestibulookuläre Reflex dient der Kompensation von Kopf- und Körperbewegungen und erreicht Geschwindigkeiten von bis zu $500^\circ/s$ [JRV02]. Bewegungen des Kopfs werden zunächst in den Bogengängen des Innenohrs registriert und über den vestibulookulären Reflexbogen zum okulomotorischen Zentrum weitergeleitet, wo schließlich die Kompensationsbewegung ausgelöst wird [JRV02]. Dieser Umstand hat zur Folge, dass Menschen mit Gleichgewichtsstörungen oft nicht in der Lage sind, unter Bewegung ein stabiles Bild auf der Netzhaut zu generieren [Feto7].

Mit Hilfe des optokinetischen Nystagmus werden kohärente Bildverschiebungen kompensiert, wie sie bspw. beim Blick aus dem Fenster eines fahrenden Zugs hervorgehoben werden (*Zugnystagmus*) [ITo6]. Der OKN besteht aus einer langsamen und einer schnellen Phase. Die langsame Phase gleicht einer normalen Augenfolgebewegung und erreicht Maximalgeschwindigkeiten von $120^\circ/s$ [BK07]. Die schnelle Phase besitzt ein sakkadenähnliches Geschwindigkeitsprofil und führt eine ruckartige Rückstellbewegung des Auges aus [KKBo9]. Der OKN kann somit als eine Kombination aus zielsuchender und stabilisierender Augenbewegung betrachtet werden (Abb. 1.3).

1.2.3. Kombinierte Augen- und Lidschlagbewegungen

Das Schließen und Öffnen der Augenlider wird Lidschlag bzw. Blinzeln genannt. Während der Lidschluss vom Augenringmuskel (*Musculus orbicularis oculi*) ausgeht, ist der Lidheber (*Musculus levator palpebrae superioris*) für das anschließende Öffnen der Lidspalte verantwortlich [SW98]. Es kann zwischen willkürlichen, unwillkürlichen und reflexiven Lidschlägen unterschieden werden [VBR⁺03]. Die allermeisten Lidschläge erfolgen unwillkürlich mit einer Wiederholrate von ungefähr $10-23 \text{ min}^{-1}$ und dienen der Flüssigkeitsbenetzung der Cornea [SHB⁺94, SRG⁺08]. Die durchschnittliche

Dauer eines Lidschlags beträgt rund 300 ms, wobei die Schließphase deutlich schneller (≈ 90 ms) als die Öffnungsphase erfolgt [VBR⁺03]. Es ist erwiesen, dass bereits 55 ms vor Beginn eines Lidschlags eine visuelle Suppression einsetzt, die insgesamt rund 300–400 ms lang anhält [Haro1]. Ähnlich wie im Falle von Sakkaden werden auf diesem Wege störende Begleiterscheinung des Blinzeln unterdrückt [Man86].

Unwillkürliche Lidschläge treten zeitlich gesehen nicht streng äquidistant, sondern bevorzugt gemeinsam mit Sakkaden auf. Die Wahrscheinlichkeit eines sakkadenbegleitenden Lidschlags steigt dabei mit der Sakkadenamplitude an [WZBo5]. Aus der neurologischen Verkopplung von Sakkaden und Lidschlägen resultieren zwei positive Effekte: *a*) Die Flüssigkeitsbenetzung der Cornea findet in dem Moment statt, in dem ohnehin eine sakkadische Suppression vorherrscht und *b*) das Lid stellt einen mechanischen Schutz für die Cornea dar, während die höchsten Winkelgeschwindigkeiten des Auges vorherrschen [EMP⁺94]. Ein gemeinsames Auftreten von Lidschlag und Sakkade schlägt sich im Geschwindigkeitsprofil der Sakkade nieder. Sowohl Spitzengeschwindigkeit als auch Spitzenbeschleunigung verringern sich gegenüber einer gewöhnlichen Sakkade und die Gesamtdauer der Augenbewegung verlängert sich dementsprechend [RDW⁺98]. Amplitude und Zielgenauigkeit erweisen sich jedoch als unverändert. Auch diskongjugierte Sakkaden (Kombination aus Sakkade und Vergenzbewegung) werden durch begleitende Lidschläge verlangsamt [HRo7], wodurch sich die Gesamtdauer bis zum Abschluss eines Akkommodationsvorgangs erhöht [RSHo2].

Lidschläge beeinflussen nicht nur Sakkaden, sondern wirken sich auch auf alle anderen Klassen von Augenbewegungen, inklusive Fixationsbewegungen, aus. Während einer Fixation rotieren beide Augen in eine charakteristischen Orientierung, die sich gegenüber der Primärstellung der Augen (Blick geradeaus in die Ferne) um ca. $10-20^\circ$ nach unten und zur Nase hin geneigt befindet [GK11]. Ausgehend von der Primärstellung induziert der Lidschlag somit eine Konvergenz-Divergenz-Bewegung mit einer Amplitude von ungefähr $2,7^\circ$ [RDW⁺98], wobei die Augenbewegung innerhalb von 100–200 ms abgeschlossen ist und vom Lidschlag überdauert wird [BAODVoo]. In [REBH05] wurde gezeigt, dass auch Augenfolgebewegungen von dieser charakteristischen Konvergenz-Divergenz-Bewegung überlagert werden. Untersuchungen über die Wechselwirkung zwischen Lidschlag und vestibulookulärem Reflex bzw. optokinetischem Nystagmus sind aktuell nicht bekannt.

1.2.4. Kataraktchirurgie

Die krankhafte Eintrübung der Augenlinse (Katarakt) tritt am häufigsten als altersbedingte Katarakt ab einem Alter von ungefähr 60 Jahren auf [KBK⁺09]. In weniger als 10 % aller Fälle sind Allgemeinerkrankungen wie Diabetes oder Niereninsuffizienz, erhöhte UV-Strahlenbelastungen oder Medikamentenunverträglichkeiten ursächlich für eine Kataraktbildung. Unter 1 % aller Katarakte sind angeboren [Lan98]. Die allgemeine Symptomatik einer Katarakt umfasst eine Reduktion der Sehschärfe, des Kontrastempfindens und der Farbwahrnehmung. Daneben treten weitere Sehstörungen wie Doppelbilder und Blendungserscheinungen auf. Im weit fortgeschrittenen Stadium besteht die Gefahr einer völligen Erblindung. Bis heute ist keine wirksame, medikamentöse Therapieform zur Kataraktbekämpfung bekannt [Greo8]. Die Katarakt muss deshalb operativ behandelt werden, indem die natürliche Augenlinse durch



Abbildung 1.4.: Beispielhafte Ausführungen monofokaler Intraokularlinsen aus Acryl: Sphärische Optik (rechts) und asphärische Optik (links).

eine künstliche IOL ersetzt wird. In den Industrienationen fallen auf eine Million Einwohner jährlich ca. 4.000–5.000 Staroperationen. Alleine in Deutschland schätzt man die jährliche Anzahl der Katarakteingriffe auf über 600.000 [KBK⁺09].

Bei der Kataraktoperation handelt es sich um ein minimalinvasives Verfahren, das heute meist ambulant unter Lokalanästhesie durchgeführt wird. Um einen Zugang zur Vorderkammer zu eröffnen, wird zunächst am Übergang zwischen Cornea und Sclera ein kleiner Schnitt von weniger als 3 mm Länge vorgenommen, der in der Regel nahtlos wieder verschlossen werden kann. Danach wird die vordere Linsenkapsel durch eine sogenannte Kapsulorhexis geöffnet. Durch Ultraschallbehandlung wird die Linse verflüssigt und herausgesaugt (Phakoemulsifikation) [Gre08]. Die IOL wird im gerollten Zustand in das Auge injiziert, wo sie sich im Kapselsack entfaltet. Feine Haptiken ermöglichen die Zentrierung der IOL in ihrer Zielposition.

In rund einem Drittel aller Fälle tritt nach der Operation ein sogenannter Nachstar auf [Lan98]. Dabei kommt es durch zurückgelassene Linsenepithelzellen im hinteren Kapselabschnitt zu einer erneuten, lokalen Trübung. Als Therapie des Nachstars wird der zentrale Teil der Hinterkapsel mit einem Nd:YAG-Laser durchtrennt [Gre08].

Dank des großen Marktpotentials sind heute verschiedene IOL-Varianten von zahlreichen Herstellern verfügbar. Meist handelt es sich um sphärische Linsen aus Silikon oder Polymethylmethacrylat (PMMA) [KBK⁺09]. Abbildung 1.4 stellt Beispiele rollbarer IOLs dar. Neben den klassischen, sphärischen IOLs existieren torische Linsen zur Korrektur von Astigmatismen sowie asphärische Linsen zur Korrektur von Abberationen höherer Ordnung [Ber07]. Zur Ermittlung der benötigten Linsenbrechkraft werden preoperativ die Krümmungsradien der vorderen und hinteren Hornhautflächen, die Lage der natürlichen Linse und die Augapfellänge vermessen [Pre07]. Typischerweise wird die Linsenbrechkraft für eine Zielrefraktion von 0,25 dpt ausgelegt. In diesem Zusammenhang wird gleichzeitig eine potentielle Myopie (Kurzichtigkeit) oder Hyperopie (Weitsichtigkeit) des Patienten korrigiert. Aufgrund von Messungenauigkeiten und Positionierungstoleranzen der Kunstlinse im Auge wird nur selten die exakte Zielrefraktion erreicht. In ungefähr 75 % aller Implantationen beträgt die Soll-Ist-Differenz 1 dpt oder weniger [SGW11]. Mit dem Ziel, einen postoperativen Refraktionsausgleich zu ermöglichen, werden sogenannte Light-adjustable Lenses (LALs) entwickelt [Scho3]. Das Prinzip der LAL beruht auf einer postoperativen UV-Belichtung der Kunstlinse,



Abbildung 1.5.: Beispiele multifokaler und akkommodativer Intraokularlinsen: Multifokallinse (links), Dual-Optik Shift-IOL (mitte), Fluidlinse (rechts).

wodurch eine Modifikationen der Polymervernetzung und damit eine Änderung der Linsengeometrie erzielt wird.

Mit der Implantation einer starren Kunstlinse wird zwar die Transparenz des dioptrischen Apparats wieder hergestellt, allerdings geht damit auch der unweigerliche Verlust der Akkommodationsfähigkeit einher.

1.3. Stand der Technik

1.3.1. Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit

Die Rekonstruktion der natürlichen Akkommodationsfähigkeit stellt eine der größten Herausforderungen der modernen Kataraktchirurgie dar. Obwohl heute verschiedene Ansätze verfolgt werden, existiert aktuell noch keine zufriedenstellende Lösung zur Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit. Im Folgenden wird ein Überblick über den derzeitigen Entwicklungsstand gegeben.

Multifokale Intraokularlinsen (Abb. 1.5, links) bestehen aus zwei oder mehreren Brechkraftbereichen, wodurch verschiedene Abbilder auf der Netzhaut entstehen [JKHo7]. In einer meist kurzen Eingewöhnungsphase erlernt das Gehirn, das gewünschte Bild zu selektieren und die übrigen auszublenden. Der Patient kann somit zumindest in der Nähe und in der Ferne scharf sehen. In über 80 % aller Fällen kann vollständig auf eine Brille verzichtet werden [Lie11]. Immer häufiger werden multifokale IOLs auch außerhalb von Katarakterkrankungen zur Presbyopiekorrektur eingesetzt. Zu den Nachteilen multifokaler Linsen zählen jedoch ein vermindertes Kontrastempfinden sowie eine erhöhte Blendempfindlichkeit, insbesondere bei Nacht [JKHo7].

Neben den starren, multifokalen Linsen existieren sogenannte akkommodative Intraokularlinsen, die eine kontinuierliche Brechkraftanpassung im Auge bewirken sollen [Auf10, Hel11]. Eine Gruppe der akkommodativen IOLs stellen die Shift-IOLs dar. Shift-IOLs nutzen spezielle Haptiken, die auf Basis einer Ziliarmuskelkontraktion eine laterale Vorwärtsbewegung der Linse generieren. Um einen Brechkrafthub von 3 dpt zu bewirken, ist ein Verschiebeweg von 2,3 mm erforderlich [Auf10]. Entsprechende Auslenkungen von implantierten Linsen konnten bislang nicht nachgewiesen werden [FL07]. Als Hauptgrund hierfür gilt die nach der Operation einsetzende Kapselsackversteifung. Um den erforderlichen Verschiebeweg zu verringern, werden Kunstlinsen

erprobt, denen das Prinzip einer gegenläufigen Verschiebung zweier Optikelemente zugrunde liegt (Abb. 1.5, mitte) [OGV⁺07]. Auch für diese Linsenklasse konnten bislang nur sehr kleine Verschiebewege von maximal 300 μm nachgewiesen werden, woraus kein objektiv messbarer Akkommodationserfolg resultiert [Hai10].

Einen alternativen Ansatz verfolgen akkommodative Linsen, die ihre Position im Auge beibehalten, dafür aber ihren Krümmungsradius ändern. Die in Abb. 1.5 rechts dargestellte IOL besitzt hierfür ein Fluid-Reservoir als Haptik [Hel11]. Infolge einer Kontraktion des Ziliarmuskels wird die Flüssigkeit ins Linseninnere gepumpt und erhöht dort den Krümmungsradius der Optik. Ersten Studien zufolge können Akkommodationsamplituden > 5 dpt erzielt werden [Auf10].

Als vielversprechende Möglichkeit zur Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit gilt das sogenannte *Lens Refilling*. Dabei wird die natürliche Augenlinse durch eine elastische, transparente Polymermasse ersetzt [Ter10]. Um eine korrekte Brechkraft einzustellen, muss das Volumen der Augenlinse preoperativ genau bestimmt werden [Mar07]. Ein bislang ungelöstes Problem stellt die in den verbliebenen Linsenepithelzellen einsetzende Wundheilung dar, welche eine Kapselsackversteifung nach sich zieht und somit die Elastizität der Linse einschränkt. Daneben ist eine Nachstarbehandlung durch laserbasiertes Abtragen der Hinterkapsel aufgrund der Leck-Gefahr nicht durchführbar [KLR⁺12].

Seit 2011 ist die Entwicklung einer elektroaktiven Intraokularlinse durch das Unternehmen ELENZATM bekannt [Hol11, Pep11]. Die Linse basiert auf einer faltbaren, monofokalen IOL, die ein Sehen in der Ferne und im mittleren Entfernungsbereich ermöglicht. In die Linse eingearbeitet ist eine elektrisch ansteuerbare Flüssigkristalllinse [VLN03], welche je nach Akkommodationsbedarf eine zusätzliche Brechkraft von 2,5 dpt bereitstellen kann (Nahsicht) [Hay12]. Der Akkommodationsbedarf wird von der Pupillennahreaktion des Auges abgeleitet, wozu ein integrierter Pupillensensor zum Einsatz kommt. Zwei kleine Lithium-Ionen-Akkus versorgen das Implantat mit Energie und werden ungefähr einmal wöchentlich mit Hilfe einer induktiven Energieeinkopplung aufgeladen. Die Implantatelektronik ist durch eine dünne Glasschicht vor Körperflüssigkeiten geschützt, womit eine Lebensdauer von 50 Jahren erzielt werden soll. ELENZATM plant die Markteinführung des Implantats für das Jahr 2018 [Hay12].

Bereits im Jahr 2004 wurde mit der Entwicklung eines neuartigen, mechatronischen Linsenimplantats zur Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit – dem *Künstlichen Akkommodationssystem* – begonnen [GBG05]. Im nachfolgenden Abschnitt werden das Konzept sowie die einzelnen Subsysteme des Implantats vorgestellt.

1.3.2. Künstliches Akkommodationssystem

Das Künstliche Akkommodationssystem ist ein hochintegriertes, mechatronisches Implantat, welches die natürliche Augenlinse ersetzen und die natürliche Akkommodation des menschlichen Auges möglichst wirklichkeitsgetreu nachahmen soll [BGG10b, RBF⁺12, BGN⁺14b]. Abbildung 1.6 zeigt eine schematische Darstellung des implantierten Systems. Es soll im Rahmen einer gewöhnlichen Kataraktoperation implantierbar sein und seine Funktion autonom im Kapselsack erfüllen, d. h. eine Verbindung zum Nervensystem ist nicht vorgesehen (Abb. 1.6).

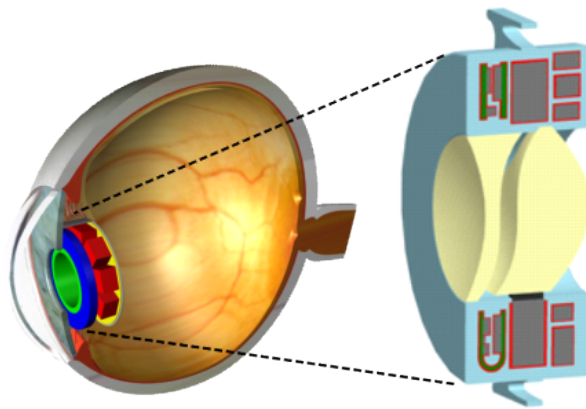


Abbildung 1.6.: Schematische Darstellung des Künstlichen Akkommodationssystems. Die Detailansicht illustriert exemplarisch eine Ausführung des Implantats mit Alvarez-Humphrey Optik und Polymerverguss [Rhe11].

Zur zuverlässigen Rekonstruktion der natürlichen Akkommodationsfähigkeit sind folgende, in Abb. 1.7 dargestellte Subsysteme erforderlich [BGN⁺14b]:

- Ein Sensorsystem zur Ermittlung des Akkommodationsbedarfs,
- ein aktiv-optisches Element zur Anpassung der Brechkraft,
- eine Steuereinheit sowie
- eine Energieversorgung zur Speisung der einzelnen Subsysteme.

Weiterhin erfordert das Künstliche Akkommodationssystem eine Kommunikationseinheit zur drahtlosen Informationsübertragung, dessen Konzeption Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit ist. Sie dient

- a) einem quasikontinuierlichen Austausch von Sensor- und Steuerinformationen zwischen beiden Augen – im weiteren Verlauf *interokulare Kommunikation* genannt – sowie
- b) der sporadischen Kommunikation mit einem externen Basisgerät – *externe Kommunikation* genannt.

Im Folgenden werden zunächst allgemeine Anforderungen an das Künstliche Akkommodationssystem diskutiert. Anschließend werden existierende Lösungsvarianten für die einzelnen Subsysteme vorgestellt.

1.3.2.1. Allgemeine Anforderungen

Die nachfolgend aufgeführten Anforderungen leiten sich aus bereits abgeschlossenen Promotionsarbeiten zur Entwicklung des Künstlichen Akkommodationssystems [Ber07, Klio8, Nag11, Rhe11], dem Medizinproduktegesetz und anderen allgemeingültigen Gesetzen und Richtlinien ab. Diese sind in [BGG10b, BGN⁺14b] zusammenfassend dargestellt.

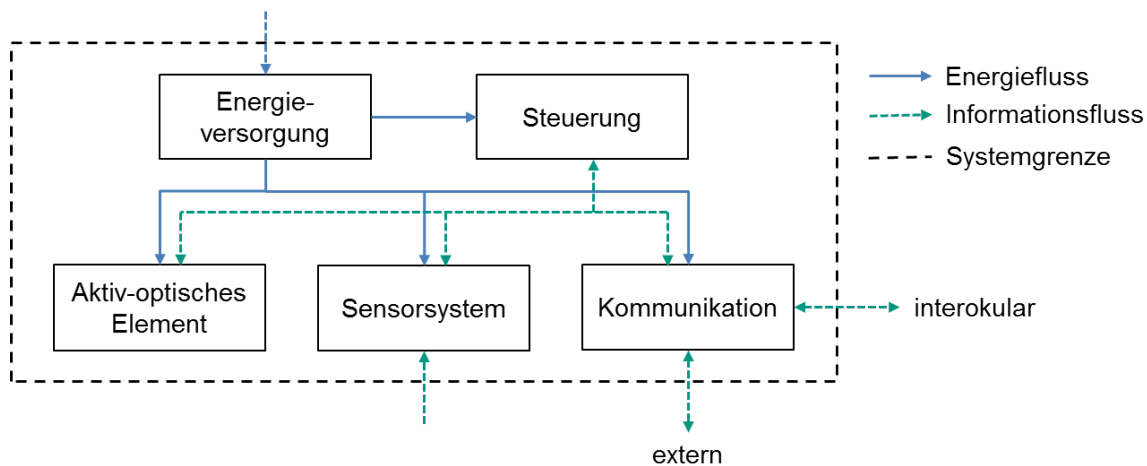


Abbildung 1.7.: Informations- und Energiefluss zwischen den einzelnen Komponenten im Künstlichen Akkommodationssystem.

Akkommodationsfähigkeit und Transmissions Eigenschaften

Ausgehend vom emmetropen Zustand beträgt die geforderte Akkommodationsbreite 3 dpt, sodass alle Gegenstandsweiten ab ungefähr 30 cm (Leseentfernung) scharf abgebildet werden können. Im stationären Zustand, d. h. bei unveränderter Objektentfernung, darf die Abweichung zwischen Soll- und Ist-Brechkraft die subjektiv wahrnehmbare Toleranzschwelle von $\pm 0,25$ dpt nicht überschreiten. Das dynamische Systemverhalten soll dem des natürlichen Akkommodationsregelkreises entsprechen, d. h. einer Änderung der Objektentfernung muss mit einer Brechkraftanpassung in weniger als 700 ms begegnet werden. Weiterhin muss die für Intraokularlinsen geltende optische Abbildungsqualität nach DIN EN ISO 11979 gewährleistet sein [DIN00]. Der optisch transparente Bereich des Implantats muss eine Transmissionsfähigkeit von 80 % oder mehr für Wellenlängen im sichtbaren Frequenzbereich aufweisen. Zur erfolgreichen Behandlung des Nachstars ist zusätzlich eine Durchlässigkeit von Nd:YAG-Laserlicht erforderlich.

Geometrie und Implantierbarkeit

Form und Elastizität des Kapselsacks bestimmen den maximal zur Verfügung stehenden Bauraum des Implantats. Obwohl theoretisch ein Zylinder mit einem Durchmesser von 10 mm und einer Dicke von 4 mm im Kapselsack Platz finden könnte [Bero7], wird derzeit aus Gründen der Implantierbarkeit ein linsenförmiges Implantat mit einem Außendurchmesser von 9 mm und einer Dicke von 3,7 mm angestrebt [Rhe11]. Abzüglich des Gehäuses und des optisch transparenten Bereichs, steht zur Integration aller Subsysteme ein Bauraum von maximal 70 mm^3 zur Verfügung [BGN⁺14b]. Um eine minimalinvasive Operationstechnik nach dem heutigen Stand der Technik zu ermöglichen, ist langfristig eine roll- bzw. faltbare Ausführung des Implantats angestrebt [BGN⁺14b].

Biokompatibilität

Das umliegende Körpergewebe darf durch das Implantat nicht geschädigt werden. Alle mit dem Körper in Berührung stehenden Materialien müssen deshalb biokompati-

bel aufgebaut sein. Toxische Stoffe dürfen nicht aus dem Inneren des Implantats in den Körper gelangen [DIN97]. Weiterhin dürfen die maximal zulässigen Grenzwerte für elektromagnetische Felder, Ströme und Spannungen im Körpergewebe nicht überschritten werden [Inso6].

Energieautonomie

Das Implantat soll autonom, ohne Eingriff des Implantatträgers funktionieren. Ist eine dauerhafte Energieautonomie nicht realisierbar, muss zumindest eine 24 stündige Betriebszeit ohne externen Eingriff erreicht werden. Erst nach Ablauf dieser Zeitspanne darf ein Nachladen des integrierten Energiespeichers durch aktives Zutun des Implantatträgers erforderlich sein. Das ständige Mitführen einer extrakorporalen Energieversorgungseinheit muss vermieden werden.

Lebensdauer, Zuverlässigkeit und Sicherheit

Das Künstliche Akkommodationssystem soll eine Lebensdauer von mindestens 30 Jahren aufweisen und während dieser Zeit ohne erneute chirurgische Eingriffe zuverlässig seine Funktion erfüllen. Das System muss störfest gegenüber alltäglich auftretenden elektromagnetischen Feldern sein [Int09]. Im Falle von kurzzeitigen Funktionstörungen durch Ausfall der Energieversorgung, des Sensorsystems o. Ä. muss das Implantat selbstständig in einen sicheren *Fail-Safe-Zustand* wechseln. Die Refraktion im Fail-Safe-Zustand muss der des emmetropen Auges im desakkommodierten Zustand entsprechen. Hierfür muss die Möglichkeit für einen postoperativen Refraktionsausgleich gegeben sein.

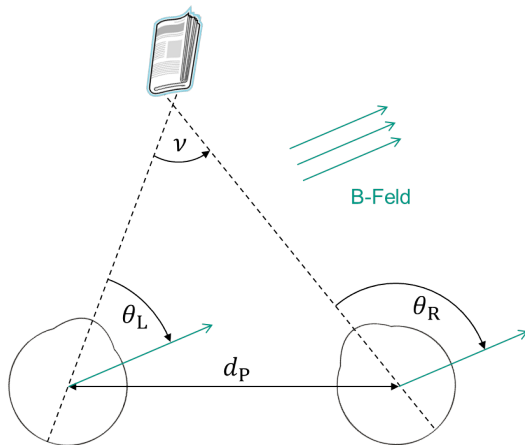
1.3.2.2. Beschreibung der Subsysteme

Nachfolgend wird der aktuelle Entwicklungsstand der einzelnen Subsysteme des Künstlichen Akkommodationssystems vorgestellt.

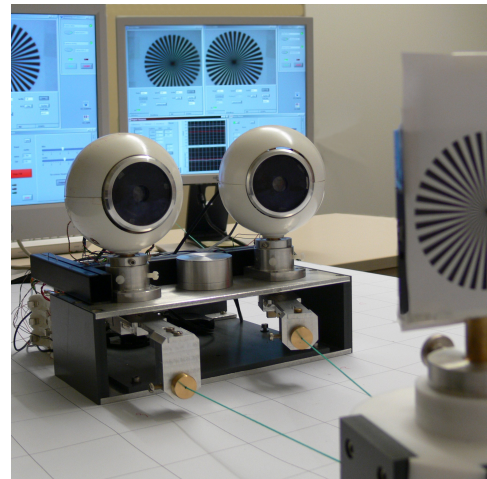
Sensorsystem

Das Sensorsystem dient der fortlaufenden Bestimmung des Akkommodationsbedarfs, d. h. desjenigen Akkommodationszustands, mit dem ein vom Implantatträger betrachtetes Objekt scharf auf der Netzhaut abgebildet wird. In [Klio8] wurden hierfür körpereigene Informationsquellen (Ziliarmuskelaktivität, Vergenzbewegung, Pupillennahreflex) als auch körperunabhängige Informationsquellen (Bildschärfe, aktive Entfernungsmessung) untersucht. Sowohl ein Sensorsystem auf Basis der Pupillenweite als auch ein Sensorsystem auf Basis des Vergenzwinkels wurden als besonders erfolgversprechend identifiziert.

Eine Pupillenweitensensorik nutzt die mit der Nahreaktion einhergehende Pupillenkontraktion aus (vgl. Abschnitt 1.2.1). Hierzu wurde ein Photodioden-Zeilensensor konzipiert und zum Patent angemeldet, der neben der Pupillenweite auch die vorherrschende Umgebungsleuchtdichte misst [KSG⁺07, KBG⁺08]. Auf Basis eines invertierten Pupillenmodells lässt sich mit beiden Messgrößen auf die Gegenstandsweite zurückrechnen. In der Praxis wird eine analytische Berechnung des Akkommodationsbedarfs jedoch durch verschiedene Störfaktoren wie z. B. Müdigkeit, eine übermäßige Hormonausschüttung oder die Einnahme von Medikamenten erschwert. Aktuelle Ar-



(a) Prinzip der Vergenzwinkelmessung



(b) Demonstrator-Aufbau [BGG10a]

Abbildung 1.8.: Veranschaulichung der Vergenzwinkelsensorik: (a) Bestimmung des Vergenzwinkels ν durch Messung der Orientierung des linken und rechten Auges (θ_L bzw. θ_R) relativ zum Erdmagnetfeld (B-Feld); (b) Makroskopischer Demonstrator-Testaufbau.

beiten untersuchen, ob trotz dieser Erschwernisse eine zuverlässige Implantatsteuerung auf Basis der Pupillenweite realisierbar ist [FHBW14].

Im Gegensatz zur Pupillenweite spiegelt der Vergenzwinkel – vorausgesetzt der Abstand zwischen beiden Augen ist bekannt und der Implantatträger schielt nicht – eindeutig die Gegenstandsweite wider. Zur Ermittlung des Vergenzwinkels können Magnetfeldsensoren genutzt werden, die die Orientierungen beider Implantate relativ zum Erdmagnetfeld messen (Abb. 1.8) [KGB07]. Nachdem die Messwerte mittels einer interokularen Datenverbindung zwischen beiden Implantaten ausgetauscht wurden, kann der Vergenzwinkel durch einfache Differenzbildung der beiden Winkelwerte berechnet werden [BNBG10]. Zur anschließenden Ableitung des Akkommodationsbedarfs kommen *Coordinate Rotation Digital Computer (CORDIC)*-Algorithmen zum Einsatz, die besonders ressourcenschonend implementierbar sind [NHS⁺10, NBH⁺10]. Eine in [RRN⁺10] vorgestellte Erweiterung der Vergenzwinkelsensorik sieht zusätzlich den Einsatz von 3-achsigen Beschleunigungssensoren in jedem Implantat vor. Durch eine Sensordatenfusion von Magnetfeld- und Gravitationsmessungen kann der Akkommodationsbedarf selbst bei einer parallelen Ausrichtung der Augenrotationsvektoren mit dem Erdmagnetfeld noch bestimmt werden. Zusätzlich ist durch die Nutzung der Beschleunigungssensoren eine erhöhte Störfestigkeit des Sensorsystems zu erwarten [RRN⁺11].

Aktiv-optisches Element

In [Bero7] wurden verschiedene Konzepte zur Realisierung der adaptiven Implantatoptik entworfen und bewertet. Die für das Künstliche Akkommodationssystem am besten geeigneten Lösungsvarianten sind *a)* eine Triple-Optik, *b)* eine Alvarez-Humphrey-Linse, *c)* eine Fluidlinse sowie *d)* eine Elektrowettinglinse. Die Brechkraft einer Elektrowettinglinse kann direkt durch das Anlegen einer elektrischen Spannung

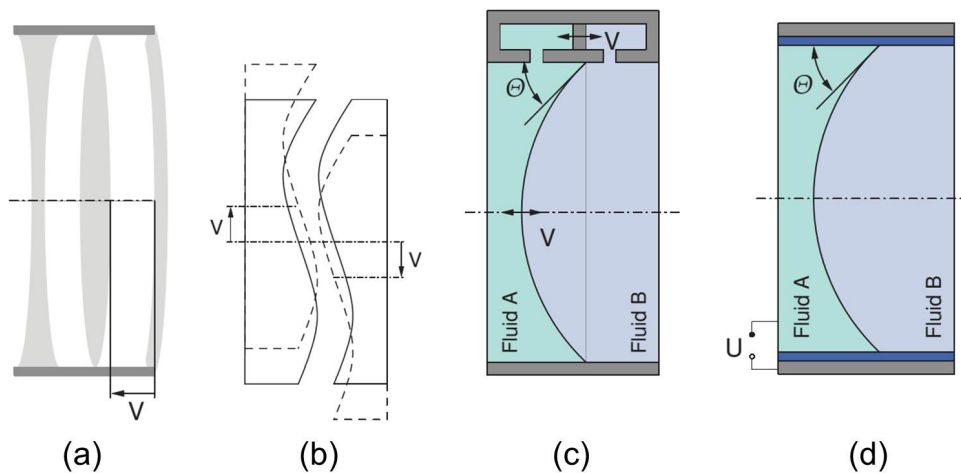


Abbildung 1.9.: Alternative Ansätze zur Realisierung der adaptiven Implantatoptik aus [Nag11]: (a) Triple-Optik, (b) Alvarez-Humphrey-Linse, (c) Fluidlinse, (d) Elektrowettinglinse.

variiert werden. Alle anderen Optiken erfordern einen separaten Aktor zur Änderung der Brechkraft [MGR⁺10].

Bei der Triple-Optik wird eine Linse konstanter Brechkraft entlang der optischen Achse zwischen zwei Vorsatzlinsen verschoben (Abb. 1.9 (a)) [BSBG07]. Die hierfür erforderliche Stellbewegung von rund 300 μm kann von einem Piezo-Biegeaktor mit nachgeschaltetem Getriebe aufgebracht werden [MGG⁺12]. Als Alternative zur Axialbewegung erfolgt die Brechkraftänderung bei der Alvarez-Humphrey-Linse durch eine Lateralbewegung zweier komplementärer Linsenoberflächen normal zur optischen Achse (Abb. 1.9 (b)). Für eine Brechkraftänderung von 3 dpt ist lediglich ein Verschiebeweg von 63 μm erforderlich [BGG10b]. Die Stellbewegung der Alvarez-Humphrey-Linse erfolgt idealerweise durch einen Piezo-Stapelaktor [MSG12]. Sowohl Triple-Optik als auch Alvarez-Humphrey-Linse sind mit heute verfügbaren Technologien realisierbar, behindern jedoch eine faltbare oder rollbare Gestaltung des Implantats.

Das Prinzip der Fluidlinse basiert auf einer Kombination von zwei Flüssigkeiten unterschiedlicher Brechungsindizes (Abb. 1.9 (c)). Eine dünne, transparente Membran trennt beide Flüssigkeiten voneinander, wodurch sich je nach hydrostatischem Druckverhältnis ein konvexer oder konkaver Meniskus zwischen den Kammern einstellt [Ber07]. Für den Sonderfall, dass beide Flüssigkeiten nicht miteinander mischbar sind, kann die Membran auch entfallen. Die Entwicklung eines adäquaten Aktors für das Künstliche Akkommodationssystem ist aktuell noch nicht erfolgt.

Die Elektrowettinglinse (Abb. 1.9 (d)) basiert ebenfalls auf einer Kombination von zwei Flüssigkeiten unterschiedlicher Brechungsindizes, wobei eine der beiden Substanzen elektrisch leitend und die andere Substanz elektrisch isolierend beschaffen ist [BP00]. Die Brechkraft der Linse wird direkt durch das Anlegen einer elektrischen Spannung zwischen der leitfähigen Flüssigkeit und einer umliegenden Bezugselektrode eingestellt, wodurch kein zusätzlicher Aktor erforderlich ist [BB06]. Als nachteilig erweist sich, dass im spannungslosen Zustand kein Fail-Safe-Verhalten garantiert werden kann. Hierfür muss zusätzlich eine postoperativ adjustierbare, optische Schicht, wie

sie bspw. von Light-adjustable Lenses bekannt ist [Scho3], im oder um das Implantat herum aufgebracht werden [RMN⁺12, Rhe11].

Der Einsatz von adaptiven Flüssigkristalllinsen wurde bislang aufgrund von unzureichenden Transmissionsseigenschaften von Elektrodenmaterialien ausgeschlossen [Ber07]. Neuere Forschungsarbeiten deuten jedoch darauf hin, dass die Realisierung von hochtransparenten und flexiblen Elektroden auf Basis von Kohlenstoffnanoröhren möglich ist [NSF⁺12]. In Anbetracht dieser Entwicklungen kann ein potentieller, zukünftiger Einsatz von Flüssigkristalllinsen im Künstlichen Akkommodationssystem in Erwägung gezogen werden.

Drahtlose Kommunikation

Die drahtlose Informationsübertragung im Künstlichen Akkommodationssystem kann in die zwei Teilbereiche interokulare Kommunikation und externe Kommunikation untergliedert werden. Die interokulare Kommunikation dient dem Austausch von Sensor- und Steuerinformationen zwischen zwei Implantaten und ist zur Verwirklichung der Vergenzwinkelsensorik obligatorisch. Nach [Klio8] ist zur Wahrung der Echtzeitbedingungen eine Kommunikationsrate von 10 Hz erforderlich. Die Pupillenweitensensorik, andererseits, kann prinzipiell rein monokular realisiert werden und erfordert nicht zwingenderweise eine Kommunikationsverbindung zwischen beiden Augen. Da auf die Pupille die oben genannten Störeinflüsse einwirken, ist dennoch eine interokulare Kommunikationsverbindung vorzusehen, damit eine in beiden Augen konsistente Brechkrafteinstellung garantiert werden kann. Die hierfür erforderliche Kommunikationsrate muss in klinischen Studien bestimmt werden, beträgt voraussichtlich jedoch weniger als 10 Hz.

Die externe Kommunikation dient der drahtlosen Informationsübertragung zwischen den Implantaten und einem externen Basisgerät. Sie ermöglicht eine postoperative Parameteranpassung durch den behandelnden Arzt, Sensorkalibrierungen, Fehleranalysen u. Ä. [BRG⁺12]. Im Gegensatz zur interokularen Kommunikation muss die externe Kommunikation jedoch nur sporadisch verfügbar sein. Die Entwicklung eines Konzepts zur bedarfsgerechten Kommunikation, welches sowohl die interokulare als auch die externe Informationsübertragung einschließt, steht im Mittelpunkt der vorliegenden Arbeit.

Energieversorgung

Sämtliche Subsysteme des Künstlichen Akkommodationssystems müssen mit elektrischer Energie versorgt werden. Die durchschnittliche Leistungsaufnahme aller Komponenten sollte 1 mW nicht überschreiten. In [Nag11] wurden verschiedene Konzepte für eine bedarfsgerechte Energieversorgung entwickelt und bewertet. Prinzipiell können drei alternative Lösungsansätze unterschieden werden: *a)* Gewinnung von Energie aus der Implantatumgebung (Energy Harvesting), *b)* Energieversorgung durch eine bei Herstellung eingebrachte Primärenergiequelle und *c)* zeitweise Einkopplung und Zwischenspeicherung von Energie.

Energy Harvesting bezeichnet das Prinzip einer Energiegewinnung aus der unmittelbaren Implantatumgebung. Potentiell verfügbare Energieformen im und um das Künstliche Akkommodationssystem sind Bewegungsenergie durch Augenrotation, thermische Energie, im Kammerwasser gelöste Glukose sowie Licht. Trotz sehr hoher

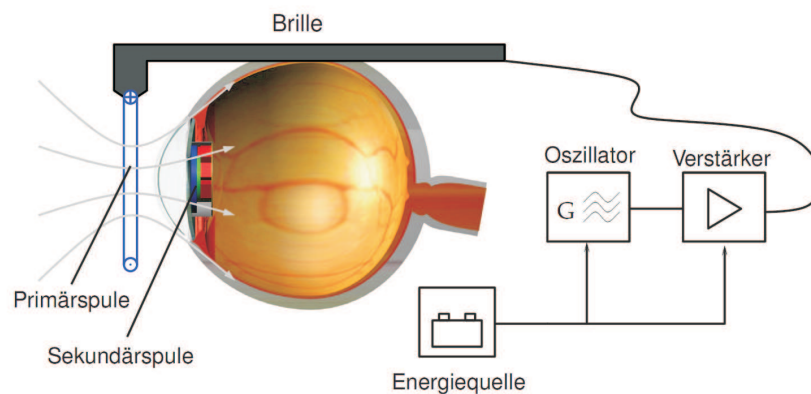


Abbildung 1.10.: Schematische Darstellung der induktiven Energieversorgung des Künstlichen Akkommodationsystems aus [Nag11]. Der durch den Wechselstrom in der Primärschleife der Brille erzeugte magnetische Fluss induziert in der Sekundärschleife des Implantats eine Wechselspannung, die zunächst gleichgerichtet und anschließend dem internen Energiespeicher zugeführt wird.

Winkelbeschleunigungen des Auges von bis zu $20.000 \text{ }^\circ/\text{s}^2$ (vgl. Abschnitt 1.2.2) ist die erzielbare Leistungsdichte von mechanischen Schwingungswandlern nicht ausreichend [God10]. Der Einsatz von Bio-Brennstoffzellen muss aufgrund von niedrigen Lebensdauern zum jetzigen Zeitpunkt ebenfalls ausgeschlossen werden. Theoretisch möglich ist eine Energiegewinnung auf Basis von Photovoltaikzellen und Thermogeneratoren [NSG⁺10]. Voraussetzung hierfür ist jedoch eine signifikante Reduktion der Gesamtleistungsaufnahme auf maximal $5 \text{ } \mu\text{W}$ [Nag11].

Zu den potentiellen Primärenergiequellen, die bereits während der Produktion in das Implantat eingebracht werden können, zählen gewöhnliche chemische Batterien sowie Radioisotopbatterien. Chemische Primärzellen besitzen eine zu geringe Energiedichte, um das Implantat über seine gesamte Lebensdauer mit Energie zu versorgen. Der Einsatz von Radioisotopbatterien hingegen ist zwar aus energetischer Sicht unproblematisch, birgt jedoch im Versagensfall ein nicht vertretbares Gesundheitsrisiko für den Implantatträger [Nag11].

Aufgrund der Unzulänglichkeiten von Energy Harvesting und Primärenergiequellen wird derzeit das Konzept einer zeitweisen induktiven Energieeinkopplung bei $13,56 \text{ MHz}$ favorisiert [NKG⁺11]. Die hierfür erforderliche extrakorporale Spule ist idealerweise in eine spezielle Ladebrille integriert (Abb. 1.10), die für eine überschaubare Zeitspanne von maximal einer Stunde täglich getragen werden muss. Die eingekoppelte Energie wird in einem Akkumulator zwischengespeichert, womit eine energieautonome Betriebsphase von mindestens 24 h ermöglicht wird. Als Energiespeicher eignen sich LiPON-Zellen². Diese weisen eine Energiedichte von 660 mWh/cm^3 [Dud05] bei bis zu 20.000 Lade- und Entladezyklen auf [WWLo4]. In [Nag11] wird davon ausgegangen, dass bei kommerzieller Herstellung des Künstlichen Akkommodationsystems Speicherzellen mit einer Energiedichte von 250 mWh/cm^3 verfügbar sein werden.

²Lithium Phosphorus Oxynitride (LiPON)

Steuereinheit

Die Steuereinheit koordiniert den Programmablauf im Künstlichen Akkommodationssystem und ermöglicht einen Informationsaustausch zwischen den einzelnen Teilsystemen. Sie bestimmt unter anderem den Zeitpunkt der Messwerterfassung, initiiert den drahtlosen Informationsaustausch zwischen den Implantaten, berechnet den Akkommodationsbedarf und steuert das aktiv-optische Element an.

Des Weiteren ist die Steuereinheit für ein intelligentes Energiemanagement im Implantat verantwortlich, die auf eine möglichst lange autonome Betriebszeit abzielt. Hierfür sollen Schlafphasen des Implantatträgers detektiert werden, in denen ein Großteil der elektronischen Subsysteme abgeschaltet werden kann [Klio8]. Eine hierfür optimierte Photodiodenschaltung wurde in [Nag11] entwickelt. Zudem wurde in [Nag11] ein Konzept zur sakkadengetriggerten Sensordatenerfassung vorgestellt, mit dessen Hilfe die Mess- und Kommunikationsrate reduziert werden kann.

Systemintegration

Die präferierte Ausführung des Künstlichen Akkommodationssystems als linsenförmiges Implantat mit einem Durchmesser von 9 mm und einer Dicke von 3,7 mm weist exklusive des optisch transparenten Bereichs ein Volumen von ca. 90 mm^3 auf. Abzüglich Gehäuse steht ein Bauraum von $60 - 70 \text{ mm}^3$ zur Integration aller Subsysteme zur Verfügung [Rhe11]. Die Aufgabe der Systemintegration ist es, alle Teilsysteme innerhalb dieses stark beschränkten Volumens mechanisch zu fixieren sowie elektrische Verbindungen zwischen den Subsystemen herzustellen. In [Rhe11] wurden verschiedene Schaltungsträger-Technologien hinsichtlich ihrer Eignung für das Künstliche Akkommodationssystem untersucht. Der Einsatz von flexiblen Leiterkarten wird derzeit aufgrund eines geringen Bauraumbedarfs favorisiert. Um eine bestmögliche Integrationsdichte zu erzielen, ist die Entwicklung einer anwendungsspezifischen integrierten Schaltung (engl. Application-Specific Integrated Circuit (ASIC)) angestrebt, welche alle Subsysteme des Künstlichen Akkommodationssystems in einem oder mehreren Bausteinen zusammenfasst.

Weitere Aufgabe der Systemintegration ist die transparente und biokompatible Abdichtung des Implantats, womit das Eintreten von Kammerwasser in das Systeminnere sowie das Austreten von toxischen Stoffen in den biologischen Kreislauf verhindert wird. In [Rhe11] wurden hierfür verschiedene Kapselungskonzepte auf Basis von Metall-, Polymer-, Keramik- und Glasgehäusen untersucht. Insbesondere der Einsatz von Glasgehäusen in Kombination mit einem Klebeverfahren und einem abschließenden Beschichten des Gehäuses ist erfolgsversprechend und wird derzeit favorisiert.

1.3.3. Drahtlose Informationsübertragung in medizinischen Implantaten

Die ersten Bestrebungen, eine drahtlose Informationsübertragung mit einem technischen System im Menschen aufzubauen, reichen bis in die Mitte des 20. Jahrhunderts zurück. Mit Hilfe ihrer *Endoradiosonde* gelang es Mackay und Jacobson im Jahr 1957, Temperatur- und Druckdaten aus dem Gastrointestinaltrakt an ein extrakorporales

Empfängersystem zu übermitteln [MJ57]. Temperaturänderungen resultierten dabei in einer Resonanzverschiebung des inkorporalen Sende-Schwingkreises, während die Information über den vorherrschenden Druck in Form des zeitlichen Abstands zwischen zwei Sendeimpulsen kodiert wurde. Seit diesen frühen Anfängen haben neue Behandlungsverfahren in der Medizin, gepaart mit immensen Entwicklungssprüngen in der Mikrosystemtechnik, zahlreiche neue Einsatzgebiete für eine drahtlose Informationsübertragung im medizinischen Kontext erschlossen [Zia07]. Gleichzeitig erlaubt die moderne Halbleiter- und Digitaltechnik eine zunehmende Miniaturisierung und Effizienzsteigerung von (drahtlosen) Kommunikationsverfahren. Heute ist die drahtlose Telemetrie sowohl fester Bestandteil von vielen etablierten Implantaten (z. B. Herzschrittmacher [BU02], Cochleaimplantate [Dilo1]) als auch von neuartigen Systemen wie bspw. Retinaimplantaten [MGK⁺08] oder neuronalen Mensch-Maschinen-Schnittstellen [Hof11].

1.3.3.1. Anwendungsbeispiele

Im Folgenden werden Anwendungsbeispiele von aktuellen und in Entwicklung befindlichen Implantaten mit drahtlosen Kommunikationsschnittstellen aufgezeigt.

Herzschrittmacher und implantierbare Defibrillatoren

Herzschrittmacher werden seit über 50 Jahren erfolgreich zur Behandlung von Herzrhythmusstörungen eingesetzt und bilden die bekannteste Klasse der aktiven medizinischen Implantate. Sie werden in der Regel mit Einweg-Batterien betrieben, womit Betriebszeiten von 10 Jahren und mehr erzielbar sind [BBP⁺10]. Bereits sehr früh wurden Herzschrittmacher mit einer induktiven Kommunikationsschnittstelle im Frequenzbereich um 100 kHz ausgestattet, um eine postoperative Parametrisierung des Implantats durch den behandelnden Arzt zu ermöglichen [BU02]. Moderne Herzschrittmacher sind zudem in der Lage, Informationen wie Batteriezustand, Elektrodenimpedanz und Herzfrequenz bzw. ganze Abschnitte des intrakardialen Elektrogramms an eine externe Basisstation zu übermitteln [KS11]. Häufig können die Vitalparameter des Patienten direkt per Telefon- oder Internetverbindung von der Basisstation aus an den behandelnden Arzt gesendet werden, womit die Möglichkeit zur Ferndiagnose besteht [BS09]. Da induktive Schnittstellen nur geringe Distanzen überbrücken können, kommen seit dem Jahr 2000 zunehmend fernfeldbasierte Übertragungsverfahren zum Einsatz, die neben einer Reichweite von zwei bis drei Metern auch höhere Datenraten zulassen [BS09]. Alle namhaften Hersteller nutzen hierfür inzwischen das Medical Implant Communication Service (MICS)-Band bei 402 – 405 MHz, welches international harmonisiert ist und einen weitestgehend vor Interferenzen geschützten Frequenzbereich zur Verfügung stellt [Medo7, Ambo8, MHW⁺11]. Um eine möglichst geringe Signaldämpfung zu erzielen, befindet sich die Schrittmacherantenne in der Regel außerhalb des Titangehäuses in einem aus Polymer gegossenen Anschlussblock für die Elektroden (Abb. 1.11a). Neben Herzschrittmachern kommen dieselben Übertragungsverfahren auch in implantierbaren Defibrillatoren sowie herzschrittmacherähnlichen Implantaten zur kardialen Resynchronisationstherapie zum Einsatz [MHW⁺11].



(a) Herzschrittmacher
(Quelle: www.biotronik.de)

(b) Cochleaimplantat
(Quelle: www.cochlear.de)

Abbildung 1.11.: (a) Herzschrittmacher mit Datenübertragung im MICS-Band. (b) Cochleaimplantat mit induktiver Energie- und Datenübertragung.

Cochleaimplantate

Beim Cochleaimplantat handelt es sich um eine Hörprothese zur künstlichen Stimulation des Hörnervs für gehörlose Personen. Wie Abb. 1.11b zeigt, besteht das System aus einem hinter dem Ohr getragenen Sprachprozessor, einer externen Sendespule sowie dem eigentlichen Implantat mit Empfangsspule, dessen Reizelektrode während der Implantation im Innenohr platziert wird [Dilo¹]. Sowohl Energie als auch die prozessierten akustischen Signale werden induktiv mit Trägerfrequenzen zwischen 5 und 50 MHz übertragen, wobei Leistungen von 30 mW und Datenraten von bis zu 1 Mbit/s erzielt werden [ZRH⁺⁰⁸, Hof¹¹]. Moderne Cochleaimplantate verfügen darüber hinaus über einen Rückkanal, womit die im Implantat gemessenen Elektrodenimpedanzwerte zur Optimierung des Hörergebnisses nach außen transferiert werden. Der Rückkanal basiert entweder auf einer Lastmodulation des Trägers oder aber auf einer zweiten physikalischen Übertragungsstrecke [ZRH⁺⁰⁸]. Noch nicht in die Praxis umgesetzt sind Bestrebungen, die induktive Übertragungsstrecke zugunsten einer Ultrabreitband (UWB)-Verbindung zu ersetzen und somit eine Verkleinerung der heute existierenden Cochleaimplantate zu erwirken [BOR⁺⁰⁵].

Retinaimplantate

Eine noch relativ junge Gruppe der neuroprothetischen Implantate bilden die Retinaimplantate, die eine künstliche Stimulation des Sehnervs bewirken und somit in der Lage sind, blinden Menschen wieder einen visuellen Eindruck ihrer Umgebung zu vermitteln. Retinaimplantate lassen sich in die zwei Teilgruppen subretinale und epiretinale Implantate untergliedern. Das von Zrenner vorangetriebene subretinale Implantat wird zwischen Netzhaut und Aderhaut implantiert und wandelt das auf einem Photodioden-Array auftreffende Licht direkt in elektrische Stimulationssignale um [ZBSB⁺¹¹, Moko⁷]. Im Rahmen bisheriger Testphasen erfolgte die Übertragung von Energie und Steuerdaten über eine transkutane Kabelverbindung [BSS⁺⁰⁸]. Für die zukünftige Generation ist eine drahtlose Telemetrieschnittstelle zu einer extraokular gelegenen Empfangseinheit vorgesehen [GSB⁺¹⁰, Ret¹³].

Das epiretinale Implantat ist heute bereits in einer Version mit 60 Pixeln Bildauflö-

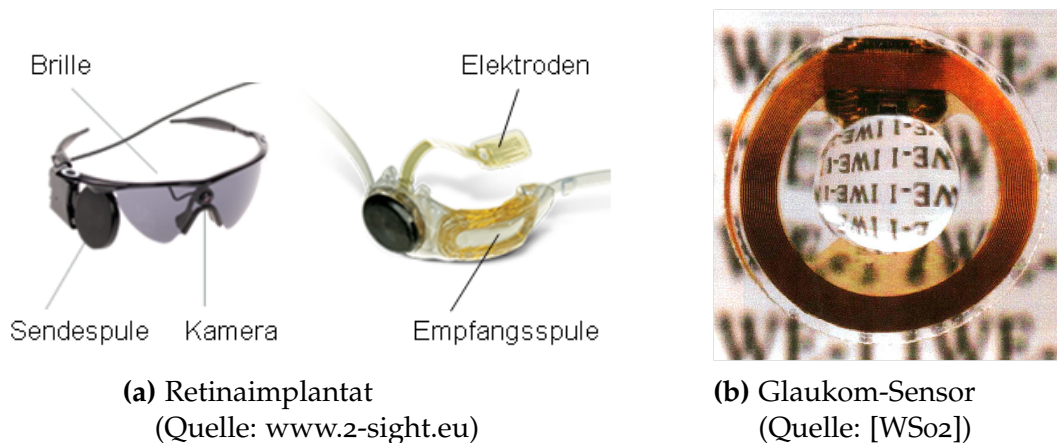


Abbildung 1.12.: (a) Retinaimplantat mit induktiver Energie- und Datenübertragung. (b) Glaukom-Sensor der Firma Acri.Tec GmbH.

sung in den USA und in einigen Teilen Europas kommerziell verfügbar (Abb. 1.12a) [Sec14]. Im Gegensatz zum subretinalen Implantat erfolgt nur die Nervenstimulation selbst im Auge. Sensorik und Signalaufbereitung sind in einer externen, brillenintegrierten Einheit untergebracht [MGK⁺08]. Die Daten- und Energieübertragung wird je nach Hersteller über eine induktive Schnittstelle bei 10 MHz oder 13,56 MHz realisiert, wobei Datenraten von 200 kbit/s erreicht werden [SQR⁺09, MGK⁺08]. Für zukünftige Generationen von Retinaimplantaten sind höhere Auflösungen vorgesehen, wodurch breitbandigere Kommunikationskanäle erforderlich werden. In diesem Zusammenhang existieren Bestrebungen, die Datenübertragung separat von der induktiven Energieversorgung im Frequenzbereich von 1–3 GHz zu realisieren [SGHL08]. Alternativ dazu ist die Realisierung einer optischen Datenübertragung im Infrarotbereich möglich [BGP⁺00, BGP⁺99].

Neurostimulatoren

Neben Herzschrittmachern, Cochlea- und Retinaimplantaten existieren weitere drahtlose Neuroprothesen zur Erfüllung von sensorischen und motorischen Körperfunktionen. Hierzu zählen Tiefe-Hirnstimulatoren zur Bekämpfung chronischer Krankheiten wie bspw. Parkinson, Tremor oder chronischen Schmerzen [Hof11], funktionelle Neurostimulatoren zur Reaktivierung gelähmter oder funktionseingeschränkter Muskelgruppen [ZNCN97, Zia07], rezeptive Implantate zur Vermittlung taktiler und propriozeptiver Sinneseindrücke [TLW⁺08], sowie Sakralwurzelstimulatoren zur Behandlung von Inkontinenzkrankungen [Hof11]. Neurostimulatoren mit einer großen Anzahl an Elektroden weisen hohe Leistungsaufnahmen auf und verfügen deshalb über eine dauerhafte Energieversorgung auf induktiver Basis [KS11]. Es kommen Trägerfrequenzen um 2 MHz zum Einsatz. Die Signalübertragung erfolgt mittels Amplitudenmodulation des Trägers [ZNCN97, TLW⁺08].

Neurosensorische Prothesen

Neurosensorische Prothesen sind ähnlich wie Neurostimulatoren aufgebaut, nutzen ihre Elektroden jedoch nicht zur Stimulation, sondern zur Erfassung von Nervensignalen des zentralen oder peripheren Nervensystems. Ziel etwaiger Implantate ist eine

bewusste oder unbewusste Steuerung von technischen Systemen – die Realisierung von Mensch-Maschinen-Schnittstellen [Hof11]. In Kombination mit Neurostimulatoren ist z. B. die Überbrückung von defekten Nervenfasern eines gelähmten Menschen möglich [HKC⁺09]. Ebenso erschließen sich neue Diagnosemöglichkeiten wie die Detektion oder Vorhersage von epileptischen Anfällen [BMM⁺11]. Aufgrund von hohen erforderlichen Datenraten erfolgen Energie- und Informationsübertragung über separate Kanäle. In [HKK⁺08] erfolgt die induktive Energieeinkopplung bei 2,765 MHz und die Datenübertragung bei 902–928 MHz. In einem vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) geförderten Projekt zur Ansteuerung einer Handprothese wird das MICS-Band mit einer Mittenfrequenz von 403,5 MHz genutzt [AMS⁺11, LRD⁺11]. Zur drahtlosen Realisierung einer Gehirn-Maschinen-Schnittstelle setzen die Autoren in [FHP⁺11, BMM⁺11] eine optische Datenübertragung mit Wellenlängen im Infrarotbereich ein, wodurch Datenraten von bis zu 2 Mbit/s erzielt werden.

Orthopädische Implantate

In modernen orthopädischen Implantaten werden vermehrt kleine Sensorsysteme zur Beurteilung des Einwachsverhaltens und des allgemeinen Implantatzustands, sowie zur physiologischen Bewegungsanalyse verbaut [Bun09]. Da die Sensoren in der Regel sporadisch abgefragt werden und nur kleine Datenmengen anfallen, erfolgen Informations- und Energieübertragung über induktive Schnittstellen im niedrigen Frequenzbereich. In [SMGF12] wird zur Früherkennung von Lockerungszuständen einer Hüftprothese der harmonisierte Übertragungsstandard ISO 18000-2 (125 kHz) eingesetzt. Der von Wittenstein hergestellte Distraktionsmarknagel beherbergt zudem ein Aktorsystem zur Extremitätenverlängerung, wobei die Datenübertragung mit einer Trägerfrequenz von 400 kHz erfolgt [Gla10].

Implantierbare Sensor-/Aktorsysteme

Zusätzlich zu den bisher vorgestellten Anwendungsbeispielen existieren zahlreiche implantierbare Sensorsysteme zur Erfassung von Vitalparametern wie Herzfrequenz, Blutdruck, Körpertemperatur oder Atemfrequenz [Bud03, CM01, CCC⁺10, TGGO08] sowie anderer kritischer Parameter wie Augeninnendruck, Sauerstoffsättigung und Blutzucker [WS02, Bec12, BB13]. In Kombination mit implantierbaren Aktorsystemen eröffnet sich ferner die Möglichkeit, geschlossene Regelungssysteme zur Diabetesbehandlung [Med09] oder Tumorbekämpfung [BEH⁺11] zu realisieren. Die in dieser Kategorie beschriebenen Implantate lassen sich bzgl. ihrer Energieversorgung in induktiv- und batteriebetriebene Systeme untergliedern.

Zu den induktiv versorgten Systemen zählen bspw. passive Blutzuckersensoren, die subkutan implantiert werden und über eine nach ISO 15963 genormte Telemetrieschnittstelle bei 13,56 MHz verfügen [AJ09, Gün13]. Aus [CP05] ist ein Blasendrucksensor zur Behandlung von Inkontinenz bekannt, der den Frequenzbereich um 132 kHz nutzt und mit mehreren im Hüftbereich platzierten Lesespulen betrieben wird. Ferner existieren miniaturisierte Sensorimplantate zur Blutdruckmessung in der Herzkammer [Fre11], in der Pulmonalarterie [Mok07, Bun09], in der Oberschenkelarterie [SHR⁺07, TGGO08], sowie intrakranielle Implantate zur Druckmessung im Schädelbereich [HBP⁺08]. Alle Implantate nutzen zur Daten- und Energieübertragung eine gemeinsame Trägerfrequenz zwischen 133 kHz und 13,56 MHz. Eine weitere, bereits

etablierte Gruppe induktiv gekoppelter Implantate bilden Augeninnendrucksensoren, die im Rahmen einer Glaukom-Behandlung in Form einer IOL ins Auge eingesetzt werden (Abb. 1.12b). Zum Auslesen der Sensordaten werden Trägerfrequenzen von 125–133 kHz genutzt [HDES₀₁, EDH⁺₀₀, WSVB⁺₀₀, WSo₂].

Da der Augeninnendruck im Tagesverlauf erheblichen Schwankungen unterliegt, werden derzeit äußerst energieeffiziente, batterie- bzw. speicherbetriebene Glaukom-Sensoren für Langzeitmessungen entwickelt. Das von Chow et al. entwickelte Sensorsystem sieht ein Messintervall von 5 Minuten vor [CCI₁₀]. Die gespeicherten Messwerte sollen im 2,4 GHz-Band an ein externes Basisgerät gesendet werden. Als Energiespeicher fungiert ein Kondensator-Array, welches einmal täglich mit Hilfe einer externen Hochfrequenz (HF)-Quelle aufgeladen wird [CYO⁺₁₁]. Ein hingegen vollkommen energieautonomes Implantat wurde erstmals in [CGH⁺₁₁] vorgestellt. Als Energiespeicher dient eine Dünnschicht-Batterie, die durch photovoltaisches Energy-Harvesting wiederaufgeladen wird. Die Messwernerfassung erfolgt im Rhythmus von 15 Minuten. Einmal täglich werden die im internen Speicher gepufferten Daten an ein externes Basisgerät gesendet. Dabei werden die binären Zeichen mit Hilfe einfacher Pulsmuster in zwei diskreten Frequenzbändern (433 MHz und 915 MHz) codiert [GCH⁺₁₃]. Neben Augeninnendrucksensoren werden aktuell weitere batteriebetriebene Sensorimplantate entwickelt. Hierzu zählen ein autonom arbeitender Blutzuckersensor [BB₁₃] sowie ein Implantat zur Bestimmung des Sauerstoff-Partialdrucks in tumorbefallenen Körperregionen [BEH⁺₁₁, Bec₁₂]. Beide Systeme nutzen das MICS-Band zur drahtlosen Datenübertragung. Um Batterielebensdauern von mehreren Monaten zu erzielen, werden die Systeme für einen Großteil der Zeit in einen energiesparenden Standby-Modus versetzt und nur punktuell für sehr kurze Mess- und Kommunikationszyklen aus diesen *Tiefschlafphasen* geweckt [BGFB₁₂].

Zukünftige Technologien

Neben den bis heute etablierten elektromagnetischen Kommunikationsverfahren existiert die Möglichkeit, den menschlichen Körper als Übertragungsmedium zu nutzen. Es lassen sich drei alternative Ansätze unterscheiden: *a*) Ultraschallbasierte Kommunikation [DY₁₀], *b*) galvanische bzw. kapazitive Signalleitung [WHF⁺₀₉], *c*) Nutzung molekularer Verbindungskanäle [AJP₁₁]. Deren zugrunde liegende physikalische Wirkprinzipien werden in Abschnitt 3.1.2.2 näher erläutert. Alle drei Ansätze finden bis heute jedoch keine Anwendung zur drahtlosen Kommunikation in medizinischen Implantaten.

1.3.3.2. Klassifizierung

Die zum heutigen Zeitpunkt existierenden Implantate lassen sich in Bezug auf Kommunikationshäufigkeit und Energieversorgung in drei der in Tabelle 1.1 dargestellten vier Kategorien einordnen. Kategorie A repräsentiert Implantate, die lediglich sporadisch, d. h. mit einer durchschnittlichen Frequenz $< 1/\text{min}$ kommunizieren und von einer extrakorporalen Energiequelle gespeist werden. Hierzu zählen bspw. orthopädische Implantate oder passiv operierende Blasendruck- und Blutzuckersensoren. Die Realisierung der drahtlosen Informationsübertragung gestaltet sich aufgrund der von extern ausreichend bereitgestellten Energiemenge unproblematisch.

	Extrakorporale Energieversorgung	Implantierter Energiespeicher
Sporadische Datenkommunikation ($< 1/\text{min}$)	Kategorie A z. B. orthopädische Implantate	Kategorie C z. B. Herzschrittmacher
Quasi- kontinuierliche Datenkommunikati- on ($\geq 1/\text{min}$)	Kategorie B z. B. Cochleaimplantate	Kategorie D –

Tabelle 1.1.: Klassifizierung existierender medizinischer Implantate nach Art der Energieversorgung und Häufigkeit der drahtlosen Kommunikation.

Kategorie B gehören alle Implantate an, die ebenfalls über eine extrakorporale Energieversorgung verfügen, jedoch quasi-kontinuierlich, d. h. mit einer durchschnittlichen Kommunikationsrate $\geq 1/\text{min}$ Daten senden oder empfangen. Zu den Vertretern von Kategorie B zählen sämtliche Neurostimulatoren wie Cochleaimplantate und Retinaimplantate sowie Sensorsysteme zum hochfrequenten Monitoring von Vitalparametern. In den meisten Fällen erfolgen drahtlose Energieversorgung und Datenübertragung über eine gemeinsame induktive Strecke. Sind sehr hohe Datenraten oder große Reichweiten erforderlich, kommen Fernfeldverbindungen mit Frequenzen zwischen 400 MHz und 2,4 GHz, UWB- oder optische Kommunikationsverbindungen zum Einsatz.

Zu den Vertretern von Implantaten mit integriertem Energiespeicher und sporadischem Kommunikationsbedarf zählen Herzschrittmacher, implantierbare Defibrillatoren und batteriebetriebene Sensorimplantate für Langzeitmessungen von Blutzucker, Blut- oder Augeninnendruck. Um trotz eines sehr stark limitierten Energievorrats eine möglichst lange Betriebszeit zu ermöglichen, erfolgt in den Implantaten der Kategorie C eine drahtlose Informationsübertragung nur wenige Male pro Stunde oder Tag.

Implantate, die durch einen integrierten Energiespeicher betrieben werden und quasi-kontinuierlich kommunizieren, wurden bislang noch nicht realisiert. Das Künstliche Akkommodationssystem ist innerhalb einer angestrebten autonomen Betriebszeit von mindestens 24 h auf eine interokulare Kommunikation mit einer Wiederholrate von 10 Hz angewiesen [Klio8]. Es stellt nach Tabelle 1.1 somit das erste Implantat der Kategorie D dar.

1.4. Ziele und Aufgaben

In Anbetracht einer stetig zunehmenden Lebenserwartung stellt das Künstliche Akkommodationssystem eine Möglichkeit zur nachhaltigen Steigerung der Lebensqualität dar. In bereits abgeschlossenen Arbeiten wurden Konzepte zur Realisierung eines aktiv-optischen Elements, eines Sensorsystems, einer Energieversorgung sowie ein Konzept zur Systemintegration für das Künstliche Akkommodationssystem erarbeitet. Eine bislang ungelöste Herausforderung auf dem Weg zu einem autonom arbeitenden

Implantat stellt die Realisierung eines zuverlässigen und energieeffizienten Kommunikationssystems dar.

Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines Konzepts zur bedarfsgerechten Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem, welches sowohl eine interokulare Informationsübertragung zwischen zwei Implantaten als auch eine externe Informationsübertragung zwischen Implantat und externem Basisgerät beinhaltet. Die wesentlichen Teilziele der Arbeit lassen sich untergliedern in:

- Herleitung einer methodischen Vorgehensweise zur strukturierten Entwicklung der bedarfsgerechten Kommunikation,
- Konzeption der physikalischen Übertragungsstrecke als Basis für eine zuverlässige, energieeffiziente und gewebeverträgliche Informationsübertragung,
- Entwicklung von Konzepten zur Maximierung der Energieeffizienz,
- Entwicklung eines Sicherheitskonzepts zur Wahrung der Datenauthentizität und Datenintegrität sowie zum Schutz von vertraulichen Informationen,
- Umsetzung und experimentelle Erprobung von ausgewählten Lösungsvarianten,
- Ableitung von Aussagen zur Leistungsfähigkeit der entwickelten Konzepte.

In Kapitel 2 werden zunächst die Anforderungen an die interokulare und externe Kommunikation erörtert und ein Referenzmodell zur Abstraktion der Informationsübertragung im Künstlichen Akkommodationssystem abgeleitet. Darauf aufbauend wird eine Methodik für eine zielgerichtete und strukturierte Erarbeitung von neuen Lösungskonzepten erstellt.

Kapitel 3 befasst sich mit der Konzeption der physikalischen Übertragungsstrecke, dem Entwurf von Strategien zur Maximierung der Energieeffizienz und der Entwicklung von Sicherheitskonzepten. Hierzu werden zunächst potentielle physikalische Übertragungsverfahren gegenübergestellt und bewertet. Aufbauend auf dem ausgewählten Verfahren werden die im Implantat und externen Basisgerät erforderlichen Komponenten konzipiert und optimiert. Im Bemühen um eine bestmögliche Nutzung der zur Verfügung stehenden Energie werden alternative Ansätze zur Reduktion der Kommunikationshäufigkeit, zur Reduktion der Nutzdatenmenge sowie zur energieoptimalen Steuerung von Sende- und Empfangsphasen entworfen. Des Weiteren wird in Kapitel 3 eine systematische Analyse des Gefahrenpotentials infolge einer gestörten oder mutwillig manipulierten Kommunikationsverbindung durchgeführt. Auf Basis der Gefährdungsanalyse werden Konzepte zur Sicherung der interokularen und externen Kommunikation entwickelt.

Eine Ausarbeitung, experimentelle Erprobung und Bewertung von ausgewählten Lösungsvarianten erfolgt in Kapitel 4. Aufgrund ihrer besonderen technologischen Herausforderungen liegt der Fokus dabei auf einer Realisierung der interokularen Kommunikation. Kapitel 5 fasst die wesentlichen Ergebnisse der Arbeit zusammen, deutet die Relevanz der erarbeiteten Lösungen im Kontext anderer Anwendungen und gibt einen Ausblick über weiterführende Forschungsthemen.

2. Entwicklung einer methodischen Vorgehensweise

Als Voraussetzung für die Erstellung eines Konzepts zur bedarfsgerechten Kommunikation dient die im Folgenden durchgeführte Analyse der Anforderungen an die interokulare und externe Informationsübertragung im Künstlichen Akkommodations-system. In einem zweiten Schritt wird ein Referenzmodell hergeleitet, welches sowohl die physikalischen Komponenten als auch die logischen Verarbeitungsschritte der Kommunikation abstrahiert. Darauf aufbauend wird die Problemstellung formuliert, aus der sich die weiteren Schritte des Entwicklungsprozesses ableiten.

2.1. Anforderungen an die Kommunikation

Alle Anforderungen ergeben sich direkt oder indirekt aus den bereits in Abschnitt 1.3.2.1 diskutierten allgemeinen Anforderungen an das Künstliche Akkommodations-system. Da die interokulare und externe Kommunikation grundlegend unterschiedliche Funktionen erfüllen, werden im Folgenden zunächst die allgemeingültigen, gefolgt von den für die Teilbereiche spezifischen Anforderungen erörtert.

2.1.1. Allgemeine Anforderungen an die Kommunikation

In Bezug auf das Gesamtsystem gelten folgende Anforderungen:

- Alle Komponenten müssen platzsparend im nichttransparenten Bereich um die Optik des Implantats herum mit einem Mindestdurchmesser von 5 mm integriert werden. Zur Ermöglichung eines linsenförmigen Gehäuses sollte ein maximaler Durchmesser von 7 mm nicht überschritten werden. Lang ausgedehnte Strukturen sollten idealerweise flexibel beschaffen sein, sodass das Implantat gerollt oder gefaltet werden kann.
- Die Funktion anderer Subsysteme darf durch die Kommunikation nicht negativ beeinträchtigt werden.
- Die für das Kommunikationssystem erforderlichen Komponenten und Prozesse sollen mit dem Stand der Technik realisierbar sein.
- Die angestrebte Lebensdauer des Implantats, und damit auch des Kommunikationssystems, beträgt 30 Jahre.
- Aus Gründen einer angestrebten minimalinvasiven Operationstechnik, des potentiellen Infektionsrisikos sowie der Patientenakzeptanz muss ein drahtloses Übertragungsverfahren eingesetzt werden.

- Das Gesamtsystem erfordert einen bidirektionalen Informationsfluss zwischen den einzelnen Kommunikationsteilnehmern. Dabei können die Daten im Halbduplexbetrieb, d. h. wechselseitig in beide Richtungen, übertragen werden.
- Um die Systemkomplexität geringstmöglich zu halten, sollten interokulare und externe Kommunikation dasselbe Übertragungsverfahren und dieselben, im Implantat verbauten Komponenten nutzen.

Aus medizinischer und gesetzlicher Sicht müssen folgende Anforderungen erfüllt werden:

- Das Übertragungsverfahren darf den biologischen Organismus nicht schädigen. Die in das Körpergewebe eingebrachte Energiedosis sollte dabei kleinstmöglich sein. Wird ein elektromagnetisches Übertragungsverfahren genutzt, darf eine maximal erlaubte spezifische Absorptionsrate (SAR) von 2 W kg^{-1} nicht überschritten werden [Int98, Inso6].
- Das Kommunikationssystem muss die Gesetze und Richtlinien für elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) erfüllen [Buno8]. Es darf weder die eigene Funktion durch alltägliche Störeinflüsse gestört werden, noch eine Gefahr für andere technische Geräte vom Künstlichen Akkommodationssystem ausgehen.
- Beim Einsatz eines elektromagnetischen Übertragungsverfahrens muss die Koexistenz mit anderen Telekommunikationsgeräten gewährleistet sein [Eur99].

Schließlich müssen aus datensicherheitstechnischen Gesichtspunkten nachfolgende Anforderungen erfüllt werden:

- Die Integrität und Authentizität der übertragenen Daten muss gewährleistet sein. Eine schwerwiegende Fehlfunktion des Implantats aufgrund von zufälligen Übertragungsstörungen oder mutwilligen Angriffen muss unterbunden werden.
- Die Privatsphäre des Implantatträgers ist zu wahren. Personenspezifische Daten dürfen nicht im Klartext übertragen werden oder mit einem geringen technischen Aufwand ermittelbar sein (Vertraulichkeit).
- Des Weiteren muss eine Benutzerautorisierung vorgesehen werden, die eine Überprüfung von rollenspezifischen Lese- und Schreibrechten für verschiedene Nutzergruppen (z. B. behandelnder Arzt, Techniker, Implantatträger) ermöglicht.

2.1.2. Anforderungen an die interokulare Kommunikation

Zusätzlich zu den allgemeingültigen Anforderungen müssen bei der interokularen Informationsübertragung die nachfolgenden Pflichtbedingungen erfüllt sein:

- Die interokulare Informationsübertragung ist während des energieautonomen Betriebs erforderlich und muss deshalb äußerst energieeffizient gestaltet werden. Damit eine autonome Betriebszeit von mindestens 24 h erzielt werden kann, darf die erforderliche Leistungsaufnahme im Mittel $0,5 \text{ mW}$ nicht überschreiten.

- Um eine Brechkraftanpassung innerhalb der in [Klio8] geforderten Reaktionszeit von 700 ms zu erzielen, ist ein quasi-kontinuierlicher Sensordatenaustausch mit 10 Hz notwendig. Eine Reduktion der Kommunikationsfrequenz ist nur dann gestattet, wenn die geforderte Reaktionszeit mit anderen Mitteln garantiert werden kann. Im Anschluss an eine nächtliche Schlafabschaltung oder eine Kommunikationsstörung darf die Verzögerungszeit bis zum Aufbau einer neuen Kommunikationsverbindung maximal 3 s betragen, damit es zu keiner als störend wahrzunehmenden Unterbrechung der visuellen Informationsaufnahme kommt.
- Die erforderliche Reichweite ergibt sich aus dem Augenabstand eines Erwachsenen, der durchschnittlich 65 mm und im Extremfall bis zu 80 mm beträgt [Dodo4]. Zusätzlich müssen alltäglich auftretende Augenbewegungen mit Versionswinkel von bis zu $\pm 27^\circ$ und Vergenzwinkel von bis zu 36° toleriert werden [Klio5].
- Die Messwerte der Magnetfeldsensoren müssen mit einer Genauigkeit von 10 bit übermittelt werden [Klio8]. Wird der in [RRN⁺11] vorgeschlagene Ansatz einer Sensordatenfusion umgesetzt, muss ein zusätzlicher Referenzwinkel von 10 bit pro Nachrichtenpaket übertragen werden. Im Halbduplexbetrieb resultiert daraus eine erforderliche Netto-Datenrate von 400 bit/s. Unter der Annahme eines Datenoverheads¹ von 6 Byte je Paket kann die mindestens erforderliche Brutto-Datenrate zu 1,44 kbit/s abgeschätzt werden.
- Schnelle Augenbewegungen in Kombination mit uneinheitlichen Messzeitpunkten in beiden Augen können zu einer fehlerhaften Akkommodationsbedarfsberechnung führen. Die interokulare Kommunikation muss deshalb ein in beiden Implantaten verfügbares Triggersignal mit einem maximalen Synchronisationsfehler von 1 ms bereitstellen [BGG⁺11].

2.1.3. Anforderungen an die externe Kommunikation

Im Rahmen der externen Kommunikation gelten folgende Anforderungen:

- Die Sende- und Empfangseinheit des externen Basisgeräts kann zweckmäßigerweise in die in [Nag11] konzipierte Ladebrille zur zeitweisen induktiven Energieeinkopplung integriert werden. Der Abstand zwischen Brille und Hornhautscheitel beträgt rund 15 mm. Die externe Kommunikation muss somit einen Abstand von mindestens 20 mm überbrücken und die oben erwähnten alltäglichen Versions- und Vergenzbewegungen tolerieren.
- Eine externe Informationsübertragung ist nur sporadisch in der Gegenwart des externen Basisgeräts erforderlich. Somit ist eine gegenüber der interokularen Kommunikation höhere Leistungsaufnahme tolerierbar. Um ein zügiges Aufladen des Energiespeichers nicht zu behindern, sollte diese im Mittel jedoch 5 mW nicht überschreiten.

¹Datenoverhead bezeichnet zusätzlich zu den eigentlichen Nutzdaten zu übermittelnde Informationen wie bspw. Checksummen oder Präambeln zur Bit- und Byte-Synchronisation.

- Das innerhalb einer externen Datenverbindung anfallende Brutto-Datenvolumen hängt stark von der Art und Anzahl der zu übertragenden Parametersätze ab und kann auf Basis des im weiteren Verlauf dieser Arbeit ausgewählten Übertragungsverfahrens auf maximal 1 kByte abgeschätzt werden. Da die externe Kommunikation nicht zeitkritisch ist, ist die für die interokulare Kommunikation erforderliche Datenrate ausreichend.

2.2. Herleitung eines Referenzmodells

Die drahtlose Informationsübertragung im Künstlichen Akkommodationssystem umfasst mit zwei Implantaten und einem Basisgerät insgesamt drei Kommunikationsteilnehmer. In Anlehnung an Shannons wegweisendes Kommunikationsmodell [Sha48] lässt sich die Informationsübertragung zwischen jeweils zwei der drei Parteien mit dem in Abb. 2.1 oben dargestellten Blockschaltbild beschreiben. Zur Veranschaulichung in Abb. 2.1 dient die interokulare Kommunikationsstrecke aufgrund ihrer besonderen technologischen Herausforderungen. Im Folgenden seien die einzelnen Elemente der Übertragungsstrecke erläutert.

- Die Steuereinheit des sendenden Implantats fungiert als *Informationsquelle* und stellt die an das andere Implantat zu übermittelnden Nutzdaten bereit.
- Im *Sender* wird die Folge von digitalen Symbolen in ein zeitkontinuierliches Nachrichtensignal umgewandelt (Modulation) und verstärkt. Optional können vor der Modulation verschiedene Codierungsschritte zur Komprimierung, Verschlüsselung und Sicherung der Nachricht erfolgen [Hub12].
- Der in beiden Kommunikationsteilnehmern erforderliche *Wandler* (Antenne, Leuchtdiode, Ultraschall-Transducer o. Ä.) setzt das leitungsgebundene Nachrichtensignal in ein sich drahtlos ausbreitendes Signal um und bildet somit die Schnittstelle zwischen technischem System und Übertragungskanal.
- Der *Kanal* repräsentiert den Übertragungsweg des Nachrichtensignals zwischen den Kommunikationspartnern. Das zum Einsatz kommende physikalische Übertragungsverfahren besitzt dabei einen großen Einfluss auf die Signalausbreitungseigenschaften (z. B. Signallaufzeit, Verzerrung, Dämpfung) und die zur Verfügung stehende Kanalkapazität. Auf den Kanal können Störungen aus der Umgebung sowie mutwillige Angreifer einwirken.
- Im *Empfänger* wird das ankommende Signal gefiltert und verstärkt. Anschließend wird die ursprüngliche Nachricht durch Invertierung der sendeseitig vorgenommenen Prozessschritte rekonstruiert.
- Die Steuereinheit des Empfängerimplantats verarbeitet den demodulierten Datenstrom und bildet somit die *Informationssenke*.

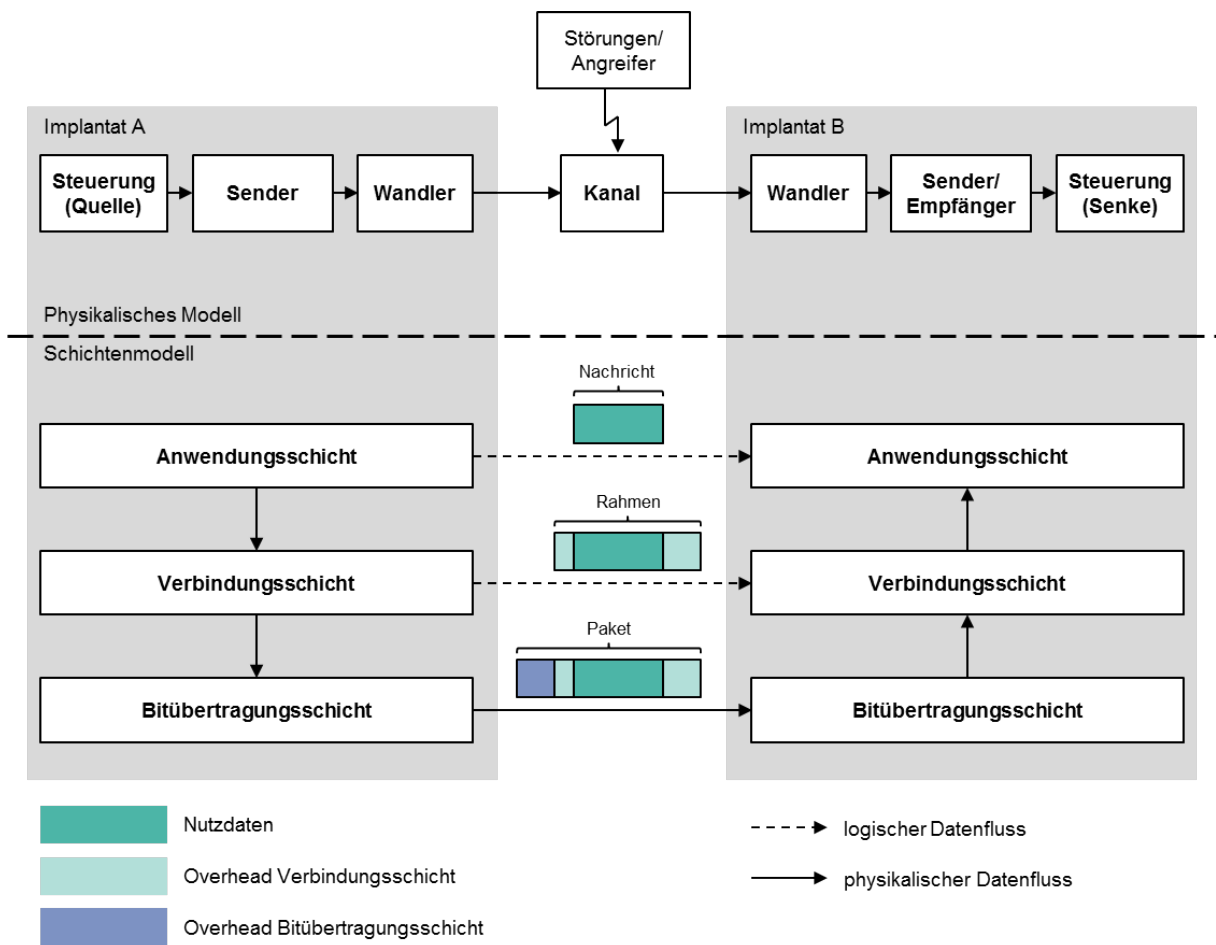


Abbildung 2.1.: Referenzmodell zur Abstraktion der physikalischen und logischen Kommunikationsstruktur im Künstlichen Akkommodationssystem, veranschaulicht am Beispiel der interokularen Kommunikation, modifiziert nach [Int94].

Das hardwarenahe Modell nach Shannon abstrahiert zwar den physikalischen Übertragungsweg der Nachricht, lässt jedoch keine Rückschlüsse über die logische Interpretation der übertragenen Informationen sowie die zeitliche Ablaufsteuerung zu. Die Vereinbarungen, nach welchen Regeln der Datenaustausch zwischen den Parteien abzulaufen hat, wird in sogenannten Kommunikationsprotokollen festgelegt [FH08]. Mit dem Ziel, offene und herstellerunabhängige Kommunikationsschnittstellen zu etablieren, wurde das ISO/OSI-Referenzmodell eingeführt [Int94]. Es sieht sieben Schichten vor, durch welche die gesamte Kommunikation in einzelne Schritte zerlegt werden kann. Das Künstliche Akkommodationssystem muss nicht in Hinblick auf Interoperabilität entwickelt werden. Zur systematischen Entwicklung der Kommunikation soll dennoch ein vereinfachtes Schichtenmodell entworfen werden, welches die Informationsübertragung hierarchisch in logische Teilaufgaben untergliedert.

Abbildung 2.1 unten stellt die drei Schichten dar, die im Künstlichen Akkommodationssystem implementiert werden müssen. Ihnen fallen die nachfolgend beschriebenen Aufgaben zu.

- Die *Anwendungsschicht* stellt die zur Integration der Kommunikation in den Gesamtablauf der Implantatsteuerung erforderlichen Dienste bereit. Auf Anwen-

dungsebene werden die eigentlichen Nutzdaten (Nachrichten) wie z. B. Sensordaten, Steuerbefehle und Statusinformationen zwischen den Systemen übertragen. Ferner stellt die Anwendungsschicht Techniken zur Authentifizierung und Autorisierung der Kommunikationspartner bereit.

- Die *Verbindungsschicht* reguliert den Zugriff auf die physikalische Übertragungsstrecke (Medienzugriffssteuerung), d. h. sie bestimmt die Zeitfenster, in denen Daten aktiv gesendet oder empfangen werden. Die Verbindungsschicht hat somit erheblichen Einfluss auf das Echtzeitverhalten und die integrale Leistungsaufnahme des Kommunikationssystems. Ferner obliegt ihr, sofern erforderlich, eine Erkennung und Behandlung von Übertragungsfehlern, die Wahrung der Dateneuthentizität sowie eine Verschlüsselung und Entschlüsselung der zu übertragenden Daten. Möglicher Overhead auf Verbindungsebene entsteht durch das Übertragen von Checksummen, Adress- und Absenderinformationen, Sequenznummern o. Ä. Die auf Verbindungsebene zwischen den Systemen ausgetauschten Informationen werden zu Rahmen (engl. *Frames*) zusammengefasst.
- Die *Bitübertragungsschicht* stellt die technischen Hilfsmittel für eine erfolgreiche physikalische Informationsübertragung bereit. Sie definiert, je nach Wahl des physikalischen Übertragungsverfahrens, Parameter wie Trägerfrequenz, Modulationsart und Datenrate der Informationsübertragung. Potentieller Overhead auf Bitübertragungsebene resultiert aus dem Hinzufügen von Präambeln zur empfängerseitigen Bit- und Bytesynchronisation. Der Verbund der auf Bitübertragungsebene übermittelten Informationen wird als (Nachrichten-)Paket bezeichnet.

Erst durch die Kombination beider Teilmodelle ist sowohl eine physikalische als auch eine hierarchisch logische Abstraktion der Nachrichtenübertragung möglich. Beide Betrachtungsweisen bilden dahingehend eine Einheit, dass die einzelnen Instanzen des Schichtenmodells schlussendlich hardware- oder softwaremäßig in den physikalischen Komponenten implementiert werden müssen.

2.3. Problemstellung

Es können drei Schlüsselbereiche der Kommunikation identifiziert werden, die für eine erfolgreiche Realisierung des Künstlichen Akkommodationssystems von besonderer Bedeutung sind und für die der derzeitige Entwicklungsstand keine Lösungsansätze bereitstellt:

1. Physikalische Übertragungsstrecke: Existierende ophthalmologische Implantate kommunizieren ausschließlich mit extrakorporalen Einheiten (vgl. Abschnitt 1.3.3). Dabei müssen in der Regel nur äußerst geringe Distanzen überbrückt werden. Zudem steht extrakorporal quasi ein beliebig großer Bauraum und Energievorrat zur Realisierung hocheffizienter Kommunikationslösungen zur Verfügung. Das Künstliche Akkommodationssystem ist das erste System, das eine Kommunikationsstrecke zwischen beiden Augen erfordert. Alle hierfür erforderlichen Komponenten müssen äußerst platzsparend innerhalb des Implantats untergebracht werden.

2. Energieeffizienz: Die Erfahrung zeigt, dass drahtlose Kommunikationsverfahren mit einer hohen Leistungsaufnahme verbunden sind und die autonome Betriebszeit eines implantierbaren Systems deshalb maßgeblich mit dessen Kommunikationsbedarf korreliert. Das Künstliche Akkommodationssystem stellt nach der in Abschnitt 1.3.3.2 getroffenen Klassifizierung das erste Implantat mit einer quasi-kontinuierlichen Datenkommunikation im energieautonomen Betrieb dar. Um eine autonome Betriebszeit von 24 h oder mehr zu erzielen, sind speziell auf das Künstliche Akkommodationssystem zugeschnittene Verfahren zur Maximierung der Energieeffizienz erforderlich.
3. Datensicherheit: Studien über die Verwundbarkeit von modernen Herzschrittmachern belegen, dass das Thema Datensicherheit in medizinischen Implantaten bislang grob vernachlässigt wurde [HHBR⁺08]. Im Künstlichen Akkommodationssystem muss dafür Sorge getragen werden, dass während der gesamten Lebensdauer des Implantats keine Fehlfunktionen aufgrund von Kommunikationsstörungen oder mutwillig herbeigeführten Angriffen entstehen. Zudem müssen Maßnahmen ergriffen werden, um die Vertraulichkeit von sensiblen, personenbezogenen Informationen zu gewährleisten.

2.4. Methodische Vorgehensweise

Den in der Problemstellung genannten Herausforderungen muss mit einem systematischen Entwicklungsprozess begegnet werden. Hierfür wird im Folgenden eine auf die Bedürfnisse des Künstlichen Akkommodationssystems zugeschnittene Methodik vorgestellt, an der sich der weitere Aufbau der Arbeit orientiert.

2.4.1. Physikalische Übertragungsstrecke

Die physikalische Übertragungsstrecke zwischen jeweils zwei der insgesamt drei Kommunikationspartnern setzt sich aus den in Abb. 2.1 dargestellten Komponenten Sender, Empfänger, Wandler und Kanal zusammen. Wie im linken Zweig von Abb. 2.2 visualisiert, wird in einem ersten Schritt unter Berücksichtigung der in Abschnitt 2.1 diskutierten Anforderungen ein geeignetes physikalisches Übertragungsverfahren zur Informationsübertragung ausgewählt. Dieses soll vorrangig eine optimale Signalübertragung zwischen beiden Augen ermöglichen, muss daneben aber auch die Realisierung einer externen Kommunikationsstrecke unterstützen. Darauf aufbauend werden die in den Implantaten erforderlichen Komponenten Sender, Empfänger und Wandler konzipiert. Sofern es die Anforderungen bezüglich Bauraum und Energie erlauben, soll als Sende- bzw. Empfangsmodul ein kommerziell erhältlicher Sendeempfänger (engl. *Transceiver*) eingesetzt werden. Anschließend wird die Übertragungsstrecke modelliert und optimiert, sowie die erforderliche Sendeleistung abgeleitet. Auf Basis der für das Implantat vorgesehenen Komponenten werden zuletzt die Komponenten des externen Basisgeräts konzipiert.

Neue Konzepte zur Gestaltung der interokularen und externen Übertragungsstrecke werden in Abschnitt 3.1 vorgestellt. Darauf aufbauend befasst sich Abschnitt 4.1 mit der Realisierung, Charakterisierung und Erprobung der physikalischen Übertragungsstrecke zwischen zwei Implantaten.

2.4.2. Maximierung der Energieeffizienz

Neben einer möglichst geringen Sendeleistung hängt die in den Implantaten durchschnittlich zur Kommunikation erforderliche Leistung maßgeblich von den Verweildauern in den aktiven Betriebszuständen Senden (TX) und Empfangen (RX) ab. Dieser Sachverhalt hängt damit zusammen, dass moderne Transceiver in energiesparenden Schlaf- oder Standby-Modi eine um den Faktor 10^5 bis 10^7 geringere Stromaufnahme als in TX oder RX aufweisen [Tex10a, Zar10]. Zur Minimierung aktiver Betriebsphasen können drei Ansätze unterschieden werden, für die in dieser Arbeit Konzepte entworfen werden (mittlerer Zweig in Abb. 2.2):

1. Minimierung der Kommunikationshäufigkeit: Die ursprüngliche Vermeidung einer Nachrichtenübertragung auf Anwendungsschicht stellt die wirksamste Maßnahme zur Reduktion von aktiven Betriebsphasen dar. Es werden Konzepte zur Reduktion der Kommunikationshäufigkeit erarbeitet, die die in Abschnitt 2.1 diskutierten Echtzeitanforderungen nicht verletzen.
2. Minimierung des Datenvolumens: Ist eine Informationsübertragung zwingend erforderlich, so besteht die zweite offensichtliche Maßnahme zur Reduktion von aktiven Betriebsphasen darin, die Nutzdatenmenge auf Anwendungsebene zu minimieren.
3. Optimierung der Medienzugriffssteuerung: Auf Verbindungsebene muss dafür Sorge getragen werden, dass die aktiven Betriebsphasen der Kommunikationspartner bestmöglich aufeinander abgestimmt sind. Empfangszeitfenster müssen so kurz wie möglich gestaltet werden, ohne dass dabei Nachrichten verpasst und infolgedessen wiederholt gesendet werden müssen. Ebenso müssen potentielle Kollisionen von Nachrichtenpaketen verhindert werden. Bei allen Maßnahmen muss berücksichtigt werden, dass der Rechenaufwand und die zusätzlich erforderliche Datenmenge kleinstmöglich ausfallen.

In Abschnitt 3.2 werden neue Konzepte zur Maximierung der Energieeffizienz vorgestellt. Die praktische Umsetzung einer auf das Künstliche Akkommodationssystem zugeschnittenen Medienzugriffssteuerung wird in Abschnitt 4.2 behandelt.

2.4.3. Wahrung der Datensicherheit

Als erster Schritt zur Sicherung der Informationsübertragung wird eine Gefährdungsanalyse durchgeführt, aus der hervorgeht, welche Risiken aus einer potentiellen Fehlfunktion der Kommunikation für *a*) die Sicherheit bzw. Gesundheit des Implantatträgers und *b*) die Funktionssicherheit des technischen Systems resultieren können. Dabei müssen sowohl zufällige Funktionsstörungen der Informationsübertragung als auch mutwillige Angriffe gegen das Implantat bzw. den Implantatträger berücksichtigt

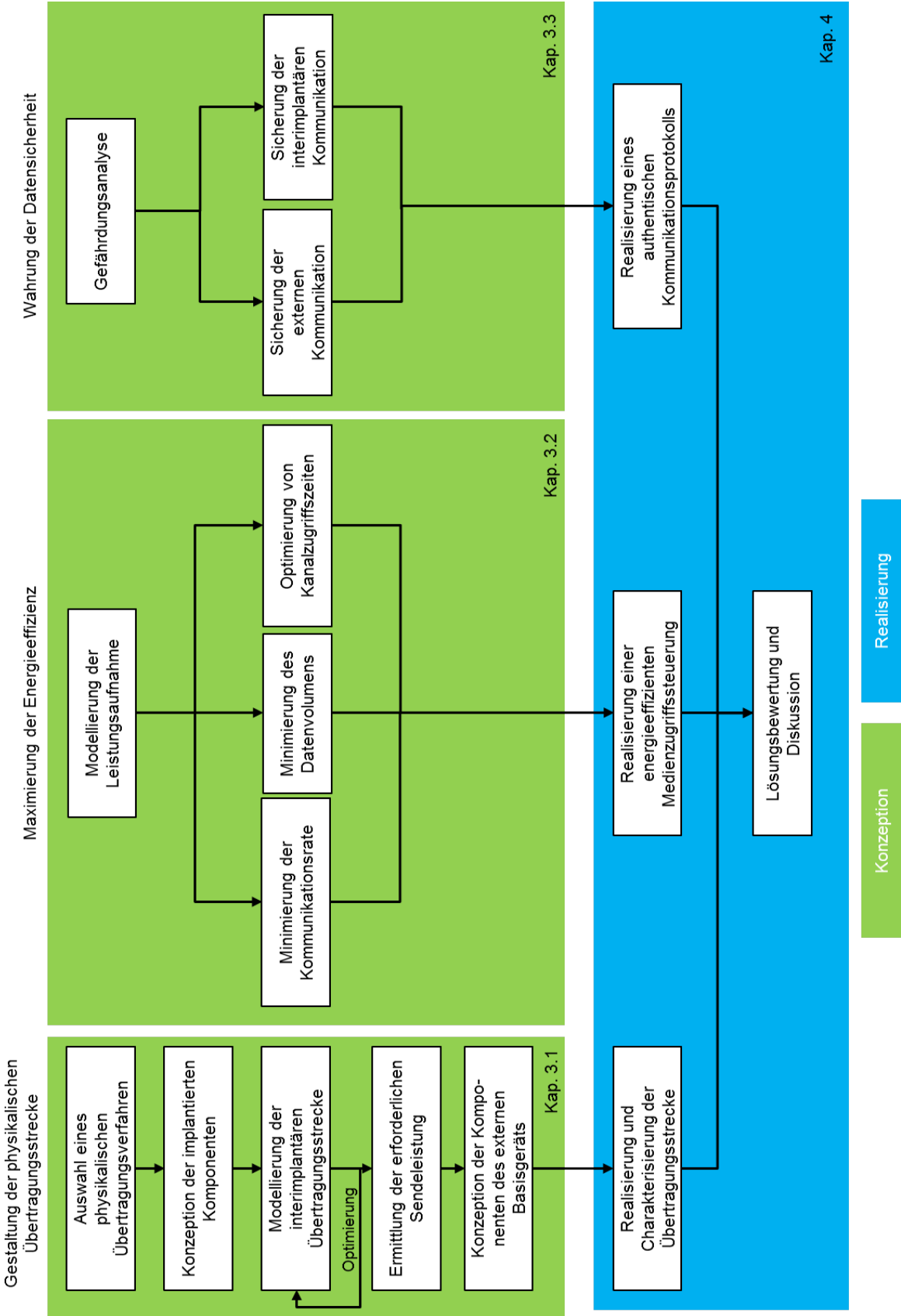


Abbildung 2.2.: Schematische Darstellung der methodischen Vorgehensweise zur ganzheitlichen Konzeption einer bedarfsgerechten Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem.

werden. Basierend auf den Ergebnissen der Gefährdungsanalyse wird ein Sicherheitskonzept für die externe Kommunikation erarbeitet. Dieses muss ein hohes Maß an Sicherheit garantieren, da im Rahmen der externen Kommunikation mitunter vertrauliche, personenbezogene, als auch funktionskritische Informationen übertragen werden. Fehler bei der interokularen Kommunikation können in temporären Störungen der Brechkraftanpassung resultieren, weshalb auch im energieautonomen Kommunikationsbetrieb Maßnahmen zur Sicherung der Datenintegrität und -authentizität ergriffen werden müssen. In Anbetracht des stark limitierten Energievorrats während des energieautonomen Betriebs müssen die Sicherungsmechanismen äußerst energieeffizient gestaltet werden.

In Abschnitt 4.3 werden neue Konzepte zur Wahrung der Datensicherheit für die interokulare und externe Kommunikation vorgestellt. Die praktische Realisierung eines authentischen Kommunikationsprotokolls erfolgt in Abschnitt 4.3. Abschließend werden in Abschnitt 4.4 die Ergebnisse aller erarbeiteten Lösungen unter den Gesichtspunkten des erforderlichen Ressourcenbedarfs und der praktischen Realisierbarkeit analysiert.

3. Neue Konzepte zur bedarfsgerechten Kommunikation

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass der stark eingeschränkte Bauraum und die limitierten Energieressourcen im Künstlichen Akkommodationssystem hohe Anforderungen an die Entwicklung einer drahtlosen Informationsübertragung stellen. Etablierte Kommunikationslösungen aus dem Stand der Technik können deshalb nicht ohne Weiteres für eine Nutzung im Künstlichen Akkommodationssystem übernommen oder angepasst werden. Aufbauend auf der in Abschnitt 2.4 vorgestellten Methodik werden in diesem Kapitel neue Konzepte zur Gestaltung der physikalischen Übertragungstrecke (Abschnitt 3.1), zur Maximierung der Energieeffizienz (Abschnitt 3.2) und zur Wahrung der Datensicherheit (Abschnitt 3.3) vorgestellt. Zu Beginn eines jeweiligen Abschnitts werden die für das Verständnis erforderlichen Grundlagen erläutert.

3.1. Konzeption der physikalischen Übertragungstrecke

Zur Konzeption der physikalischen Übertragungstrecke werden zunächst allgemeine Grundlagen zur Wechselwirkung von elektromagnetischen Feldern mit Körpergewebe diskutiert. Anschließend werden erstmalig verschiedene physikalische Übertragungsverfahren hinsichtlich ihrer Eignung zur drahtlosen Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem gegenübergestellt und bewertet. Aufbauend auf dem ausgewählten Übertragungsverfahren wird die interokulare Übertragungstrecke konzipiert und modelliert. Abschließend wird ein Konzept zur Gestaltung der externen Übertragungstrecke vorgestellt.

3.1.1. Grundlagen zur Wechselwirkung zwischen elektromagnetischen Feldern und Körpergewebe

Körpergewebe kann als ein stark frequenzabhängiges, leitendes Dielektrikum betrachtet werden, dessen elektrische Eigenschaften durch die komplexe Permittivität

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (3.1)$$

und die komplexe Leitfähigkeit

$$\sigma = \sigma' - j\sigma'' \quad (3.2)$$

beschrieben sind [DCoo]. ϵ' ist ein Maß für die Polarisierbarkeit der Materie beim Anlegen eines elektrischen Felds, während ϵ'' die durch (Um-)Polarisieren entstehenden dielektrischen Verluste repräsentiert. Für Frequenzen bis zu wenigen GHz dominiert die Orientierungspolarisation, d. h. Polarisierungseffekte, die aufgrund von Molekülgruppen mit einer unsymmetrischen Ladungsträgerverteilung, wie z. B. H_2O , entstehen. Der Imaginäranteil σ'' der elektrischen Leitfähigkeit σ resultiert aus der zeitverzögerten Leitung von großen Ionen [Joho4].

Von außen betrachtet lassen sich die durch Ionenleitung generierten ohmschen Verluste σ' nicht von den dielektrischen Gewebeverlusten $\omega\epsilon''$ unterscheiden, weshalb beide Verlustarten üblicherweise in einer effektiven Leitfähigkeit

$$\sigma_{\text{eff}} = \sigma' + \omega\epsilon'' \quad (3.3)$$

zusammengefasst werden [DCoo]. $\omega = 2\pi f$ stellt hierbei die Kreisfrequenz dar. Gleichermaßen findet σ'' Einzug in die effektive Permittivität

$$\epsilon_{\text{eff}} = \epsilon' - \frac{\sigma''}{\omega}, \quad (3.4)$$

die bevorzugt relativ zur elektrischen Feldkonstante $\epsilon_0 \approx 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$ als

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_{\text{eff}}}{\epsilon_0} \quad (3.5)$$

angegeben wird. Leitfähigkeits- und Permittivitätswerte aus der Literatur beziehen sich in der Regel immer auf die effektive Leitfähigkeit σ_{eff} und die effektive relative Permittivität ϵ_r , da eine weiterführende Differenzierung nur mit einem sehr hohen messtechnischen Aufwand möglich ist. Neben Leitfähigkeit und Permittivität wird oft der Verlustfaktor

$$\tan \delta = \frac{\sigma_{\text{eff}}}{\omega \cdot \epsilon_{\text{eff}}} \quad (3.6)$$

angegeben, der das Verhältnis zwischen der im Gewebe dissipierten Energie und der im Gewebe gespeicherten Energie repräsentiert.

Wird Körpergewebe mit einem sinusförmigen elektrischen oder elektromagnetischen Feld beaufschlagt, wird pro infinitesimaler Volumeneinheit dV eine Leistung

$$\frac{P_{\text{abs}}}{dV} = \sigma_{\text{eff}} \cdot E_{\text{eff}}^2 \quad \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^3} \right] \quad (3.7)$$

absorbiert und in Wärme umgesetzt [Kra84]. Dabei ist $E_{\text{eff}} = \hat{E}/\sqrt{2}$ der Effektivwert des elektrischen Felds mit der Amplitude \hat{E} . Mit der Dichte ρ ergibt sich die spezifische Absorptionsrate (SAR) innerhalb von dV zu

$$\text{SAR} = \frac{\sigma_{\text{eff}} \cdot E_{\text{eff}}^2}{\rho} \quad \left[\frac{\text{W}}{\text{kg}} \right]. \quad (3.8)$$

Da der menschliche Körper aus überwiegend nichtmagnetischen Stoffen besteht, durchdringen statische Magnetfelder das Gewebe quasi ungestört. Magnetfeldänderungen hingegen induzieren elektrische Wechselfelder, die gemäß (3.7) wiederum einen Energieeintrag ins Körpergewebe leisten (Wirbelstromverluste).

Eine von ε_0 verschiedene Permittivität sorgt zusätzlich für eine Verlangsamung der Phasengeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle gegenüber Freiraumbedingungen ($c_0 \approx 300 \cdot 10^6$ m/s). Die Phasengeschwindigkeit in einem Medium mit relativer Permittivität ε_r und einer relativen Permeabilität $\mu_r = 1$ beträgt

$$c_m = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad [\text{DCoo}]. \quad (3.9)$$

Im selben Zuge verkürzt sich die Wellenlänge im Medium zu $\lambda_M = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}$, wobei λ_0 die Wellenlänge im Vakuum ist. Antennen, die im direkten Kontakt mit Körpergewebe stehen bzw. nur durch eine geringe Isolationschicht vom Körper getrennt sind, können somit zum Teil deutlich kleiner als unter Freiraumbedingungen realisiert werden, da schon bei kleineren Abmessungen Eigenresonanz auftritt. Dies gilt insbesondere für elektrisch wirkende Antennen wie z. B. $\lambda/2$ -Dipole oder Monopolantennen.

Da verschiedene Gewebearten unterschiedliche elektrische Materialeigenschaften aufweisen, variieren auch die Wellenlängen und die Absorptionsverluste im Körpergewebe. Im Wesentlichen kann zwischen wasserreichen Gewebearten wie z. B. Muskel- und Gehirngewebe und wasserarmen Gewebearten wie z. B. Fett- und Knochengewebe unterschieden werden. Zu den wasserreichen Gewebearten zählen insbesondere auch der Glaskörper und das Kammerwasser, die die unmittelbare Umgebung des Künstlichen Akkommodationssystems im Auge bilden. Erwartungsgemäß weist wasserreiches Gewebe eine höhere Leitfähigkeit als wasserarmes Gewebe auf. Abbildung 3.1 stellt den Verlauf der effektiven Leitfähigkeit und relativen Permittivität von verschiedenen Gewebetypen über einen Frequenzbereich von 1 MHz bis 10 GHz dar. Es ist ersichtlich, dass die effektive Leitfähigkeit – und damit die Absorptionsverluste im Körpergewebe – für Frequenzen ab ca. 1 GHz signifikant zunehmen. Mit kleiner werdenden Wellenlängen treten zudem starke Reflexionserscheinungen auf, die eine effektive Signalleitung hemmen. Für Frequenzen jenseits von einigen GHz erreichen die Verluste Größenordnungen, die eine Kommunikation durch dickere Gewebeschichten hindurch unmöglich machen.

3.1.2. Auswahl eines physikalischen Übertragungsverfahrens

3.1.2.1. Anforderungen und Auswahlkriterien

Die Basis einer jeglichen Informationsübertragung bildet das zugrunde liegende physikalische Übertragungsverfahren. Die Mindestanforderungen an das physikalische Übertragungsverfahren ergeben sich aus den in Abschnitt 2.1 spezifizierten Anforderungen an die Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem. Im Wesentlichen muss das Übertragungsverfahren eine Brutto-Datenrate von mindestens $1,44$ kbit/s und eine Reichweite von 80 mm durch das menschliche Körpergewebe hindurch unterstützen, sowie elektromagnetische und biologische Verträglichkeit aufweisen. Das Übertragungsverfahren muss zudem eine hochminiaturisierte und energieeffiziente Realisierung des Kommunikationssystems ermöglichen. Grundvoraussetzung für eine hohe Energieeffizienz sind gute Signalausbreitungseigenschaften im Körpergewebe, wodurch geringe Sendeleistungen erzielt werden können. Des Weiteren erweisen sich hohe Datenraten als vorteilhaft. Hierdurch können *Burst*-artige Datentransfers und damit lange, energiesparende Schlafphasen der Elektronik erzielt

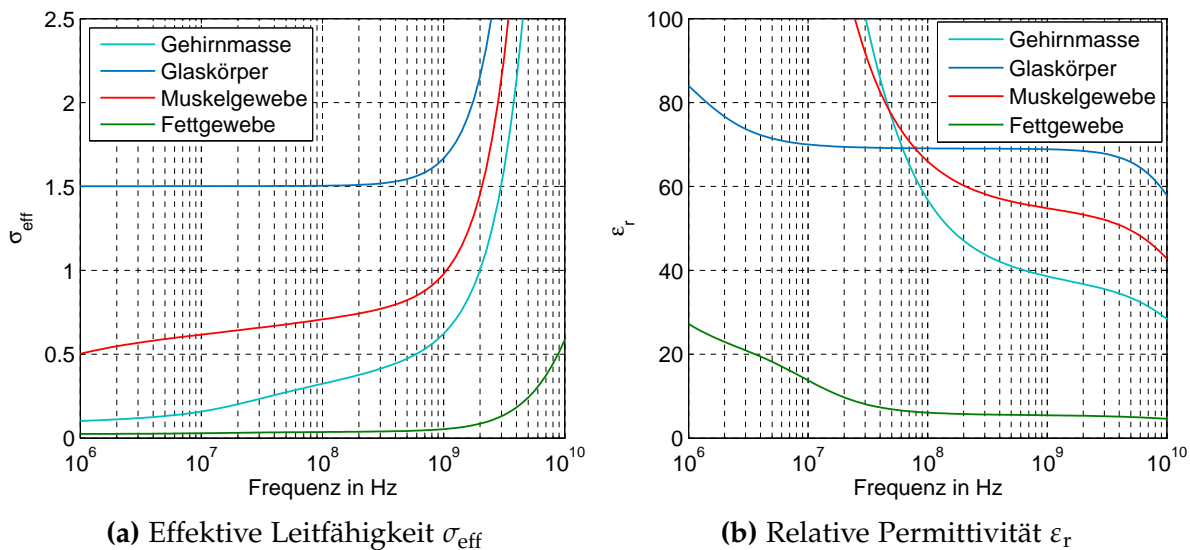


Abbildung 3.1.: Effektive Leitfähigkeit σ_{eff} und relative Permittivität ϵ_r verschiedener Gewebearten im Frequenzbereich von 1 MHz bis 10 GHz nach Werten von Gabriel et al. [GLG96].

werden [YHE02, MSP09]. Nicht zuletzt sollte das Übertragungsverfahren eine geringe Störanfälligkeit aufweisen, mit dem heutigen Entwicklungsstand zu realisieren und gleichermaßen zur interokularen als auch externen Kommunikation einsetzbar sein. Zusammenfassend muss das physikalische Übertragungsverfahren also folgende Eigenschaften aufweisen:

- hohes Miniaturisierungspotential,
- günstige Signalausbreitungseigenschaften im Körpergewebe,
- hohe erzielbare Datenrate,
- biologische und elektromagnetische Verträglichkeit,
- geringe Störanfälligkeit,
- Realisierbarkeit mit dem Stand der Technik,
- Vereinbarkeit von interokularer und externer Kommunikation.

3.1.2.2. Untersuchung und Bewertung von Übertragungsverfahren

Alle potentiellen Übertragungsverfahren lassen sich grundsätzlich in die Kategorien mediengebundene und nicht-mediengebundene Verfahren untergliedern (Abb. 3.2). Während mediengebundene Übertragungsverfahren den menschlichen Körper als Übertragungsmedium zur Signalweiterleitung voraussetzen, können nicht-mediengebundene Verfahren auch in der Abwesenheit eines physikalischen Übertragungsmediums genutzt werden.

Mediengebundene Übertragungsverfahren

Die aus der Literatur bekannten mediengebundenen Übertragungsverfahren basieren auf einer ultraschallbasierten, kapazitiven, galvanischen oder molekularen Signalleitung. Zusätzlich soll in diesem Abschnitt die Möglichkeit einer Nachrichtenübertragung auf Basis des Pupillenlichtreflexes diskutiert werden.

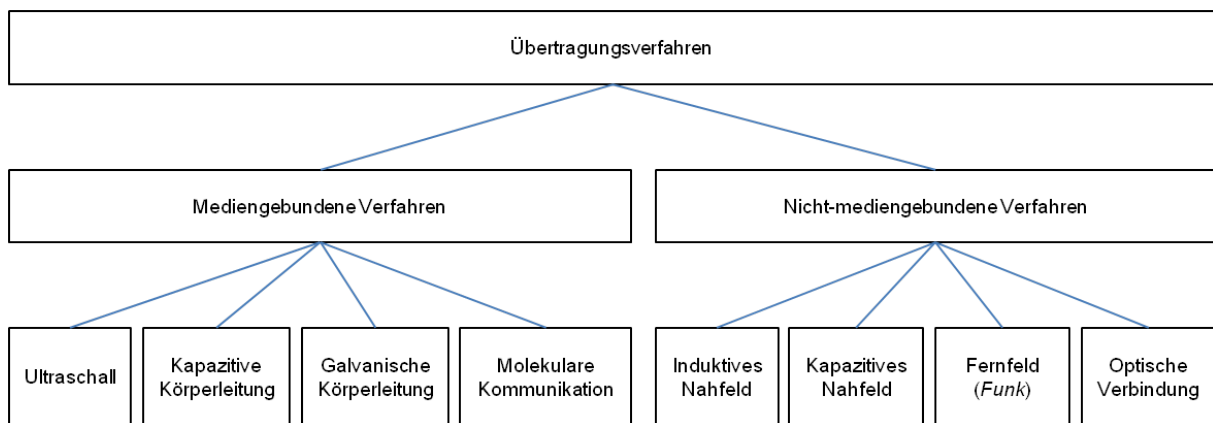


Abbildung 3.2.: Klassifizierung physikalischer Übertragungsverfahren in mediengebundene und nicht-mediengebundene Verfahren.

Ultraschallbasierte Nachrichtenübertragung Zur akustische Kommunikation werden Ultraschallwellen, d. h. Schallfrequenzen oberhalb der menschlichen Hörgrenze, als Trägersignale eingesetzt. Klassischerweise werden ultraschallbasierte Übertragungsverfahren zur Unterwasserkommunikation [Bag84] bzw. zur Überbrückung von elektromagnetisch undurchlässigen Systemgrenzen eingesetzt [vSSo8]. Erst seit wenigen Jahren existieren Bestrebungen, Ultraschallwellen auch zur Kommunikation und Energieversorgung von medizinischen Implantaten zu etablieren [DPo9, Deh13]. In der Vergangenheit wurden Ultraschallverfahren in der Medizintechnik vor allem zu Bildgebungszwecken eingesetzt [Dös99]. Dabei wird ausgenutzt, dass Schallwellen an der Grenzfläche zweier Gewebearten unterschiedlicher Dichte reflektiert werden. An Übergängen zwischen Gewebe und Luft tritt aufgrund des signifikanten Dichteunterschieds nahezu Totalreflexion auf. Da die menschliche Augenlinse von mehreren Gewebeschichten umschlossen ist und insbesondere im Nasen- und Nasennebenhöhlenbereich große Lufteinschlüsse existieren, ist aufgrund von Reflexionsverlusten und Mehrwegausbreitungen [SKK⁺02] mit einer äußerst ineffizienten interokularen Signalübertragung und infolgedessen mit hohen Sendeleistungen und geringen Datenraten zu rechnen. Erschwerend kommt hinzu, dass die externe Kommunikation nur mit einem Koppelmedium zwischen Basisgerät und Körper bewerkstelligt werden kann, was eine Einschränkung des Nutzerkomforts nach sich zieht.

Kapazitive Körperleitung Von Zimmermann stammen erste Konzepte, den menschlichen Körper als kapazitiven Signalleiter zur Informationsübertragung zu nutzen. Bei der kapazitiven Körperleitung wird über eine Sendelektrode ein elektrisches Potential in den Körper eingekoppelt [Zim96]. Das Signal breitet sich bevorzugt entlang von Gewebeschichten aus und kann mittels einer zweiten Elektrode im Empfänger detektiert werden [Mazo8]. Idealerweise teilen sich Sender und Empfänger dabei ein gemeinsames Bezugspotential [HSTI13]. Obwohl noch widersprüchliche Modelle über die Mechanismen von Signaleinkopplung und Weiterleitung im Körper existieren [ITH12, HSTI13], wurde die kapazitive Körperleitung bei einer Mittenfrequenz von 21 MHz unter dem Begriff *Human Body Communication (HBC)* als eines von drei physikalischen Übertragungsverfahren in den 2012 veröffentlichten IEEE-Standard

802.15.6 aufgenommen [IEE12]. Seit Frühjahr 2013 sind erste HBC-Transceiver am Markt erhältlich [Mic13].

Aktuell existierende Koppel­elektroden weisen Dimensionen von mindestens $12 \times 12 \text{ mm}^2$ auf [SMTR08, ITH12] und sind somit deutlich größer, als es die im Künstlichen Akkommodationssystem verfügbare Fläche erlaubt. Weiterhin wird heute davon ausgegangen, dass die kapazitive Signalweiterleitung bevorzugt entlang der Hautoberfläche stattfindet [ITH12, Mic13]. Da das Künstliche Akkommodationssystem von mehreren Gewebeschichten umschlossen in den Kapselsack im Auge eingebettet ist, muss angenommen werden, dass insbesondere unter der Nutzung von miniaturisierten Koppel­elektroden eine ungenügende Signalleitung zwischen beiden Augen resultiert.

Galvanische Körperleitung Im Gegensatz zur kapazitiven Körperleitung erfordert eine galvanisch basierte Nachrichtenübertragung einen elektrisch leitenden Kontakt zwischen Sender bzw. Empfänger und dem Körper [WHF⁺09]. Sende- und empfangsseitig werden hierzu differentielle Elektrodenpaare eingesetzt, zwischen denen ein Ladungsträgerfluss entsteht. Die im Körper gelösten Ionen fungieren als Informationsträger [Mazo8]. Aufgrund des mehrschichtigen Gewebeaufbaus und einer zu überbrückenden Entfernung von bis zu 80 mm ist eine galvanische Nachrichtenübertragung zwischen beiden Augen nur unter Zuhilfenahme von sehr hohen Strömen denkbar, was aus Gründen der Gewebeverträglichkeit und des erforderlichen Energiebedarfs ausgeschlossen werden muss.

Molekulare Nachrichtenübertragung Als molekulare Kommunikation wird eine neue Klasse von Übertragungsverfahren bezeichnet, die den biologischen Organismus als Übertragungsmedium nutzen [AJP11]. Die zu übertragenden Informationen werden mit Hilfe sogenannter *Bio-Nanomaschinen* kodiert und dekodiert. Hierzu können entweder der Aufbau oder die Konzentration von natürlichen Molekülen variiert oder aber synthetische Moleküle produziert und in den Organismus eingebracht werden [NMW⁺12]. Die Informationsträger werden wie natürliche Hormone in den Blutkreislauf abgegeben und bahnen sich darin ihren Weg zum Empfänger. Als Vorteile von molekularen Kommunikationsverfahren gelten ein exzellentes Miniaturisierungspotential und eine geringe Leistungsaufnahme [FGE13]. Nach heutigem Kenntnisstand ist eine molekulare Nachrichtenübertragung jedoch stark latenzbehaftet. Aufgrund der diffusen Signalausbreitung im Körper können nur sehr geringe Datenraten erzielt werden [AJP11]. Zudem befinden sich molekulare Übertragungsverfahren in einem noch frühen Forschungsstadium. Insbesondere die Arbeiten zur Entwicklung von Bio-Nanomaschinen als Schnittstelle zwischen technischem System und Organismus befinden sich noch in ihren Anfängen. Eine zeitnahe Nutzbarkeit von molekularen Übertragungsverfahren für das Künstliche Akkommodationssystem muss als unwahrscheinlich betrachtet werden.

Nutzung natürlicher Nervenbahnen (Pupillenlichtreflex) Neben den allgemeinen molekularen Verbindungskanälen steht im menschlichen Körper in Form des Pupillenlichtreflexes prinzipiell ein weiterer natürlicher Kommunikationskanal zwischen beiden Augen zur Verfügung. Über eine Kontraktion der Iris regelt der Pupillenlichtreflex den Lichteinfall ins Auge. Vereinfacht ausgedrückt gelangen die auf der Retina erfassten

Lichtsignale über afferente Nervenbahnen zum Gehirn, werden dort verarbeitet und anschließend über efferente Nervenbahnen zu den Muskelzellen der Iris weitergeleitet. Aufgrund der konsensuellen Ansteuerung der Iris reagieren beide Augen gleichermaßen auf eine Änderung des Lichteinfalls – selbst dann, wenn nur eine einseitige Stimulation der Photorezeptorzellen erfolgt [KF97]. Der Reflexbogen ließe sich somit mit einer im Implantat integrierten Lichtquelle als Sender und einer Pupillenweitensensorik als Empfänger zur interokularen Informationsübertragung nutzen. Analog dazu kann auch eine optische externe Kommunikation realisiert werden. Da die spektrale Empfindlichkeit des Pupillenlichtreflexes jedoch nahezu identisch mit der des sensorischen Sehens verläuft [AK69], können nur Wellenlängen im Bereich des sichtbaren Frequenzspektrums genutzt werden. Folglich muss davon ausgegangen werden, dass die Kommunikation störend auf den Implantatträger einwirkt. Erschwerend kommt hinzu, dass die Latenz des Pupillenlichtreflexes rund 0,2–0,5 s beträgt und somit nur äußerst geringe Datenraten erzielbar sind.

Nicht-mediengebundene Übertragungsverfahren

Sämtliche nicht-mediengebundene Übertragungsverfahren nutzen die Ausbreitung von elektromagnetischen Feldern im Raum. Mit Ausnahme der optischen Übertragungsverfahren werden die hierfür erforderlichen Wandler als Antenne bezeichnet. In Abhängigkeit des Abstands zwischen Sende- und Empfangsantenne sowie der Wellenlänge des Trägers lässt sich grundsätzlich zwischen einer Nahfeld- und einer Fernfeld-Kommunikation unterscheiden. Für kleine Antennen erstreckt sich das Nahfeld bis zu einer Distanz von

$$d_{\text{nah}} = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (3.10)$$

um die Sendeantenne [Bal05]. λ bezeichnet hierbei die Wellenlänge des Trägers. Innerhalb des Nahfelds können die elektrischen und magnetischen Feldanteile als quasistatisch und in ihrer Phase unabhängig voneinander betrachtet werden. Erst ab einem Abstand von $d > \lambda/2\pi$ lösen sich die Felder von der Antenne ab und es wird Energie in Form einer elektromagnetischen Welle vom Sender abgestrahlt. Im Fernfeld breiten sich das elektrische Feld (E-Feld) und das magnetische Feld (H-Feld) phasengleich aus, wobei die Feldkomponenten in einem definierten, vom Feldwellenwiderstand des Mediums abhängigen Verhältnis zueinander stehen. Für einen Augenabstand von 65 mm ergibt sich aus (3.10) eine Grenzfrequenz f_{nah} von ungefähr 730 MHz, bis zu der die interokulare Kommunikation im Nahfeld stattfindet. Im Falle der externen Kommunikation liegt die Grenzfrequenz noch höher, sofern die Distanz zwischen Implantat und Antenne des Basisgeräts konstruktiv kleiner als 65 mm gewählt wird.

Im Folgenden werden verschiedene elektromagnetische Übertragungsverfahren hinsichtlich ihrer Eignung für das Künstliche Akkommodationssystem untersucht. Innerhalb der Nahfeld-Übertragungsverfahren kann je nach Funktionsprinzip der Antenne zwischen einer induktiven und einer kapazitiven Nachrichtenübertragung unterschieden werden. Im Fernfeld soll aufgrund der charakteristischen Signalausbreitung zwischen einer Nachrichtenübertragung mit Radiowellen, auch als *Funk* bezeichnet, und einer optischen Nachrichtenübertragung unterschieden werden.

Induktive Nahfeldverbindung Induktive Kommunikationssysteme nutzen spulenartige Leiterschleifenantennen als Wandler und finden heute vor allem in Radio-Frequency Identification (RFID)-Systemen Anwendung. Dabei kommen überwiegend Frequenzen von 125 kHz bis 13,56 MHz zum Einsatz [Fino8]. Aufgrund der geringen Wechselwirkung zwischen Magnetfeldern und Körpergewebe und des guten Miniaturisierungspotentials von Leiterschleifenantennen, finden induktive Übertragungsverfahren auch in den meisten medizinischen Implantaten Anwendung. Beispiele hierfür sind implantierbare Sensorsysteme zur Überwachung von Vitalparametern [Budo3], Cochleaimplantate [Dilo1] oder Herzschrittmacher [BU02] (vgl. Abschnitt 1.3.3).

Eine bidirektionale Informationsübertragung im induktiven Nahfeld kann grundlegend mit aktiven oder semi-aktiven Übertragungstechniken realisiert werden. Bei einer (beidseitig) aktiven Informationsübertragung geht die Generierung des Trägers immer vom Absender der Nachricht aus. Die zu übertragenden Informationen werden durch Variation von Amplitude, Frequenz oder Phase auf den Träger aufmoduliert [HL04]. Beide Kommunikationspartner müssen somit über die technischen Mittel zur Trägergenerierung verfügen. Eine semi-aktive Datenübertragung hingegen erfordert nur ein *aktives*, trägergenerierendes System. Das *passive* System übermittelt seine Nachricht durch eine gezielte Modulation des vom Empfänger bereitgestellten Trägers. Am häufigsten kommt dabei eine sogenannte Lastmodulation zum Einsatz, bei der dem bereitgestellten Feld gezielt Energie entzogen wird [SP09]. Aufgrund der transformatorischen Kopplung beider Systeme kann die Information im Empfänger rückgewonnen werden. Das Prinzip einer semi-aktiven Nachrichtenübertragung mittels Lastmodulation findet z. B. bei batterielosen Augeninnendrucksensoren Anwendung [EDH⁺00] und kann auch als potentiell Übertragungsverfahren zur externen Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem eingesetzt werden.

Ob auch eine semi-aktive interokulare Kommunikation realisiert werden kann, wird im Folgenden durch Ermittlung des zwischen beiden Augen erzielbaren Kopplungsfaktors k abgeschätzt, der Werte von $0 \leq k \leq 1$ annehmen kann [Fino8]. $k = 0$ ist gleichbedeutend mit einer völligen Entkopplung der Systeme, wohingegen für den Extremfall $k = 1$ Sende- und Empfangsantenne denselben magnetischen Durchfluss erfahren. Für praktische Anwendungen sind Kopplungsfaktoren von mindestens 0,005 notwendig [Kolo1, Fino8]. In Anhang A.1.1 wurde der interokulare Kopplungsfaktor auf Basis des Gesetzes von Biot-Savart [EF12] hergeleitet. Unter der Annahme einer koplanaren Antennenanordnung (Primärstellung der Augen), einem Augenabstand von 65 mm sowie einem größtmöglichen Antennendurchmesser von 9 mm resultiert ein interokularer Kopplungsfaktor $k_{IK} = 0,0003$, der damit um mehr als eine Zehnerpotenz geringer ausfällt als in der Praxis erforderlich.

Im Gegensatz dazu ergibt sich mit einer koaxialen Antennenanordnung und der aus [Fino8] stammenden Näherungsformel

$$k_{EK} = \frac{r_E^2 \cdot r_I^2}{\sqrt{r_E \cdot r_I} (d_x^2 + r_E^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (3.11)$$

für die externe Übertragungsstrecke ein Kopplungsfaktor $k_{EK} = 0,024$. Hierbei wurde angenommen, dass die externe Antenne einen Radius $r_E = 35$ mm aufweist und in einem Abstand $d_x = 30$ mm vom Implantat entfernt in die in [Nag11] konzipierte

Ladebrille integriert ist. Der mittlere Radius r_1 der Implantatantenne wurde wiederum größtmöglich mit 4,5 mm angenommen.

Wie aus der obigen Abschätzung hervorgeht, kann eine nahfeldbasierte, interokulare Kommunikation nur mit einem beidseitig aktiven Übertragungsverfahren umgesetzt werden. Hierfür kommen prinzipiell sämtliche für RFID- oder Industrial Scientific Medical (ISM)-Anwendungen verfügbaren Frequenzbänder unterhalb der Grenzfrequenz $f_{\text{nah}} = 730$ MHz, z. B. bei 125 kHz, 13,56 MHz oder 433 MHz [Kolo1, Kot10], in Betracht. Eine weitere Option stellt die Nutzung des international harmonisierten MICS-Bands bei 403,5 MHz dar [Han09], das bislang fast ausschließlich zur Fernfeld-Datenübertragung zwischen Herzschrittmachern und ihren Basisstationen genutzt wird.

Aufgrund der Vereinbarkeit von interokularer und externer Kommunikation, guten Signalausbreitungseigenschaften im Körpergewebe, hohen erzielbaren Datenraten und der kommerziellen Verfügbarkeit von zahlreichen Sendempfänger-Lösungen, stellt die induktive Nahfeldverbindung ein potentiell geeignetes Übertragungsverfahren zur Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem dar. Welche Frequenzbänder dabei besonders geeignet sind, wird separat in Abschnitt 3.1.2.3 diskutiert.

Kapazitive Nahfeldverbindung Kapazitive Kommunikationssysteme nutzen Elektroden als Antennen, wodurch sich im Nahfeld um die Antenne ein primär elektrisches Feld einstellt. Wie auch induktive Übertragungsverfahren, finden kapazitive Übertragungsverfahren vor allem im RFID-Umfeld Anwendung und werden z. B. zur Kommunikation mit kontaktlosen Chipkarten eingesetzt [Intoo]. Im Gegensatz zu Magnetfeldern verursachen elektrische Wechselfelder jedoch starke Absorptionsverluste, weshalb im Körperumfeld allenfalls kurze Kommunikationsdistanzen realisierbar sind. Nach Schuylenbergh und Puers [SP09] sollte der Abstand zwischen zwei kapazitiv verkoppelten Systemen zu Kommunikationszwecken ein Zehntel der Elektrodenausdehnung nicht überschreiten. Offensichtlich kann diese Bedingung für die interokulare Kommunikation bei Weitem nicht erfüllt werden. Eine kapazitive externe Kommunikationsverbindung hingegen ist denkbar, sofern die Elektroden sehr nahe oder direkt auf das Auge platziert werden.

Fernfeldverbindung (*Funk*) Für alle Frequenzen oberhalb von $f_{\text{nah}} = 730$ MHz kann die interokulare Kommunikationsverbindung als Fernfeldverbindung betrachtet werden, d. h. der für eine Nachrichtenübermittlung maßgebliche Informationsträger ist nicht länger das im Nahfeld der Sendeanenne gespeicherte E- oder H-Feld sondern die sich ablösende elektromagnetische Welle. Die eingesetzten Antennen müssen folglich nicht primär hinsichtlich ihrer Nahfeldcharakteristik optimiert werden, sondern sollen die ihr zugeführte Energie möglichst ideal in Richtung des Empfängers abstrahlen. Eine wichtige Kenngröße in diesem Zusammenhang ist der Antennengewinn $G = D \cdot \eta_A$, der die Richtwirkung D und den Wirkungsgrad η_A einer Antenne zusammenfasst. Hohe Antennengewinne können nur mit Antennenausdehnungen in der Größenordnung von einem Viertel der Wellenlänge oder größer erzielt werden (z. B. $\lambda/2$ -Dipol, $\lambda/4$ -Monopol [Bal05]). Daraus folgt, dass sowohl aus Sicht der erzielbaren Strahlungseffizienz als auch aus Sicht der resultierenden Antennengröße möglichst hohe Trägerfrequenzen zum Einsatz kommen sollten. Wie in Abschnitt 3.1.1 dargestellt,

verschlechtert sich mit zunehmender Frequenz jedoch auch die Signalausbreitung im Körpergewebe zulasten der erforderlichen Sendeleistung, weshalb ein Kompromiss zwischen Antenneneffizienz und Baugröße einerseits und Signalausbreitungseigenschaften andererseits gefunden werden muss.

Als mögliche Frequenzbereiche für eine Fernfeldkommunikation stehen die harmonisierten ISM- und Short Range Device (SRD)-Bänder bei 868/915 MHz, 2,4 GHz und 5,8 GHz zur Verfügung [Mac02, Kot10]. Insbesondere im 2,4 GHz-Band ($\lambda_0 = 12,5$ cm), das relativ kleine Antennenausdehnungen bei noch tolerierbaren Absorptionsverlusten zulässt, haben sich neben IEEE 802.11 (WLAN) auch zahlreiche auf Energieeffizienz optimierte Kommunikationsstandards wie Bluetooth Low Energy (BLE), IEEE 802.15.4 (Zigbee) und ANT+ etabliert [SHNN12, Fis10, Wit11, ANT14].

Im Folgenden soll abgeschätzt werden, ob eine interokulare Kommunikation im 2,4 GHz-Band mit akzeptablen Sendeleistungen realisierbar ist. Mit einem im Sender und Empfänger einheitlichen Antennengewinn $G = G_{TX} = G_{RX}$, einem Pfadverlust L , einer mindestens erforderlichen Empfänger-Eingangsleistung $P_{RX,sens}$ sowie einem erforderlichen Signal-Rausch-Abstand SNR_{erf} lässt sich die benötigte Sendeleistung $P_{TX,erf}$ zu

$$P_{TX,erf} = P_{RX,sens} + SNR_{erf} + L - 2G \quad (3.12)$$

ermitteln. Bisher bekannte Implantatantennen mit Abmaßen im Größenbereich des Künstlichen Akkommodationssystems weisen Antennengewinne von typischerweise -8 dBi bis -32 dBi auf [Mer11]. In [ZTAK09] wurden die bei 2,4 GHz auftretenden Dämpfungsverluste im Körpergewebe bestimmt. Demnach ist bei einer Übertragungsdistanz von 65 mm mit einem Pfadverlust von rund 45 dB zu rechnen. Moderne Transceiver weisen Empfangsempfindlichkeiten von ungefähr -95 dBm auf. Unter der Annahme, dass im Künstlichen Akkommodationssystem Antennen mit einem Gewinn von -20 dBi realisiert werden können und ein $SNR_{erf} = 10$ dB erforderlich ist, ergibt sich nach (3.12) eine erforderliche Sendeleistung von 0 dBm ($\hat{=} 1$ mW), die akzeptabel ist, sofern die Nachrichtenübertragung unter Ausnutzung hoher Datenraten in kurzen Zeitschlitzen erfolgt.

Die Abschätzung zeigt, dass eine interokulare Fernfeldverbindung trotz hoher Absorptionsverluste im Körpergewebe möglich ist. Aufgrund von wesentlich geringeren Verlusten im Freiraum lässt sich das Übertragungsverfahren auch zur externen Kommunikation nutzen. Zudem ist positiv zu bewerten, dass bereits verschiedene Kommunikationsstandards existieren und damit Hardwarekomponenten für die besagten Frequenzbänder zur Verfügung stehen. Jedoch ist aus demselben Grund auch mit einer erhöhten Störanfälligkeit durch andere Nutzer des Frequenzspektrums zu rechnen.

Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass als Alternative zu schmalbandigen Fernfeldverbindungen seit mehreren Jahren vermehrt auch Ultrabreitband (UWB)-Verfahren entwickelt und eingesetzt werden [YDK09, NWC09]. Dabei erfolgt die Nachrichtenübertragung durch die Aussendung äußerst kurzer Impulse in der Größenordnung von etwa einer Nanosekunde, deren Spektren sich über 500 MHz physikalische Bandbreite und mehr erstrecken [Scho8]. Als Wandler sind breitbandige, z. B. scheibenförmige oder konisch zulaufende Antennen erforderlich [AAH⁺12], die nur zu einem bestimmten Grad miniaturisiert werden können. Bislang sind keine UWB-Antennen mit Ausdehnungen im Größenbereich des Künstlichen Akkommodationssystems be-

kannt. Daneben ist in dem für UWB-Anwendungen freigegebenen Frequenzbereich zwischen 3,1 GHz – 10.6 GHz [HHo6] mit sehr hohen Absorptionsverlusten im Körper zu rechnen.

Optische Verbindung Optische Übertragungsverfahren basieren in der Regel auf Infrarotlicht mit Wellenlängen $> 780\text{ nm}$ [Wit11]. Als Wandler kommen Photo- bzw. Leuchtdioden zum Einsatz, die sich sehr platzsparend gestalten lassen. Analog zu UWB-Verfahren erfolgt die Informationsübertragung durch eine Modulation von Lichtpulsen. Eine optische Datenübertragung wurde in der Vergangenheit bereits zur Datenkommunikation von Retinaimplantaten ausgelegt, wonach bei moderaten Sendeleistungen die biologische Verträglichkeit gewährleistet ist [BGP⁺00]. Da eine optische Informationsübertragung die Vorteile einer hohen erzielbaren Datenrate, einer guten Miniaturisierbarkeit und einer geringen Störanfälligkeit vereint und zudem seit vielen Jahren in unterschiedlichen Anwendungsgebieten etabliert ist, eignet sich eine optische Übertragungsstrecke für die externe Kommunikation des Künstlichen Akkommodationssystems. Eine interokulare Kommunikation ließe sich jedoch nur realisieren, wenn das Licht mit Hilfe einer extrakorporalen Reflektors umgelenkt wird.

Gegenüberstellung der Verfahren

Tabelle 3.1 bewertet die alternativen Übertragungsverfahren hinsichtlich der einzelnen Auswahlkriterien. Es ist ersichtlich, dass eine galvanische Verbindung sowie eine Kommunikation auf Basis des Pupillenlichtreflexes aufgrund der nicht gegebenen biologischen Verträglichkeit ausgeschlossen werden müssen. Eine molekulare Kommunikationsverbindung wird ebenfalls ausgeschlossen, da sie die geforderte Datenrate bzw. Reaktionszeit nicht bereitstellen kann und noch kein ausreichender Entwicklungsstand existiert.

Eine Ultraschallverbindung sowie eine Informationsübertragung auf Basis der kapazitiven Körperleitung ist rein technisch gesehen denkbar. Jedoch ist durch keines der beiden Verfahren eine hohe Datenrate oder eine energie- und bauraumeffiziente Realisierung erzielbar. Erschwerend kommt hinzu, dass zur externen Kommunikation kontaktbehafte Koppelmedien erforderlich sind. Beide Übertragungsverfahren werden im Rahmen der vorliegenden Arbeit deshalb nicht weiter betrachtet.

Auf Seiten der nicht-mediengebundenen Verfahren muss eine optische Nachrichtenübertragung aufgrund der Unvereinbarkeit von interokularer und externer Kommunikation ausgeschlossen werden. Eine kapazitive Nahfeldverbindung ist nur mit verhältnismäßig großen Antennenausdehnungen und unter Tolerierung hoher Absorptionsverluste im Körpergewebe denkbar und wird deshalb ebenfalls ausgeschlossen.

Aus Tabelle 3.1 wird ersichtlich, dass sowohl eine induktive Nahfeldverbindung als auch eine schmalbandige Fernfeldverbindung mit Frequenzen bis zu wenigen GHz alle notwendigen Anforderungen erfüllen und somit geeignete Übertragungsverfahren zur interokularen und externen Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem darstellen. Eine induktive Nahfeldverbindung verspricht insbesondere eine sehr gute Gewebeverträglichkeit und ein geringes Störpotential. In ihren extremen Ausprägungen, d. h. für eine Nahfeldverbindung mit sehr niedriger Frequenz ($f \ll f_{\text{nah}}$) und eine Fernfeldverbindung mit sehr hoher Frequenz ($f \gg f_{\text{nah}}$), weisen beide Verfahren signifikant unterschiedliche Signalausbreitungseigenschaften im Körpergewebe auf.

	Signalausbreitung interokular	Signalausbreitung extern	Miniaturisierung- potential	Datenrate	Biologische Verträglichkeit	Störanfälligkeit	Realisierung
Ultraschallverbindung	-	--	0	-	+	++	-
Kapazitive Körperleitung	--	-	-	0	-	0	0
Galvanische Körperleitung	--	--	++	-	--	++	0
Molekulare Kommunikation	-	--	++	--	+	0	--
Pupillennahreflex	-	0	+	--	--	-	0
Induktives Nahfeld	+	++	+	+	+	0	+
Kapazitives Nahfeld	--	-	--	0	-	0	+
Fernfeld (<i>Funk</i>)	+	++	+	++	0	-	+
Optische Verbindung	--	+	++	++	0	+	+

Tabelle 3.1.: Gegenüberstellung und Bewertung der alternativen Übertragungsverfahren. Die Bewertung erfolgt auf einer Skala mit ++ (sehr gut), + (gut), 0 (befriedigend), - (schlecht), -- (sehr schlecht).

Die Wellen im Fernfeld besitzen dann annähernd optische Eigenschaften mit starken Absorptions- und Reflexionserscheinungen, während das niederfrequente Magnetfeld quasi ungehindert den menschlichen Körper durchdringt. Für Frequenzen in der Nähe der Grenzfrequenz ($f \approx f_{\text{nah}}$) ist der Übergang zwischen Nah- und Fernfeld jedoch fließend, weshalb – zumindest in diesem Grenzbereich – keine kategorische Unterscheidung beider Verfahren getroffen werden kann.

Im folgenden Abschnitt werden deshalb die ganzheitlichen Zusammenhänge zwischen Trägerfrequenz, Signalausbreitungseigenschaften, erzielbarer Datenrate und Miniaturisierungspotential näher beleuchtet. Neben den rein technischen Aspekten werden dabei auch die international geltenden Rahmenbedingungen zur Nutzung des Frequenzspektrums diskutiert. Auf dieser Basis kann schlussendlich ein geeignetes Frequenzband ausgewählt werden, welches die Zugehörigkeit des Übertragungsverfahrens zu einer der beiden Kategorien bestimmt.

3.1.2.3. Auswahl eines Frequenzbands

Abbildung 3.3 veranschaulicht qualitativ die Auswirkung der Trägerfrequenz auf die Signalausbreitung im Körpergewebe, die erzielbare Kanalkapazität und die erforderlichen Antennenausdehnungen. Wie bereits im Grundlagenabschnitt 3.1.1 dargestellt, nehmen Absorptionsverluste und Signalreflexionen mit steigender Frequenz zu. Bei ansonsten unveränderten Parametern erhöht sich somit die erforderliche Sendeleis-

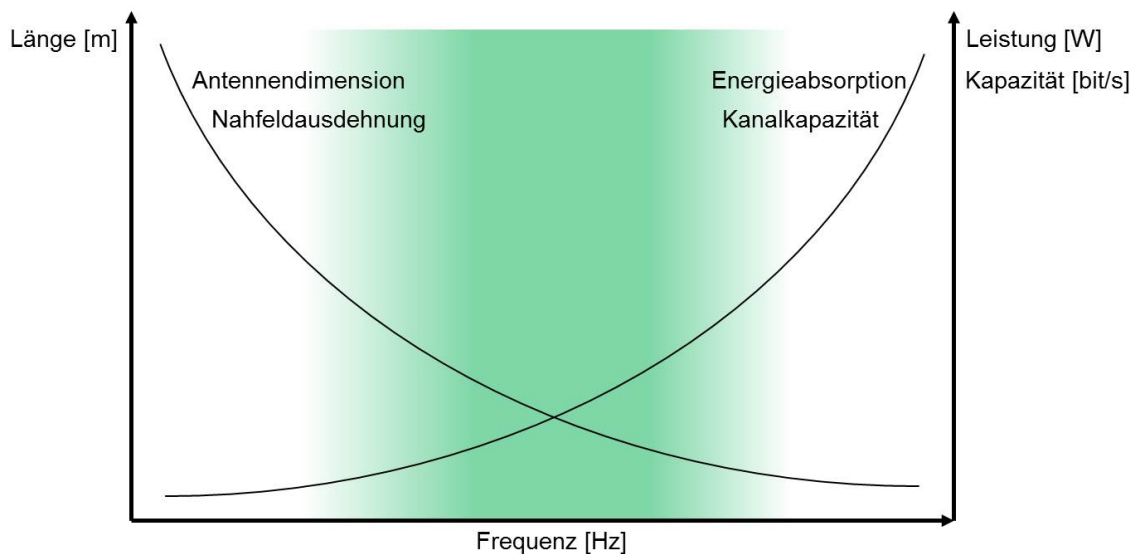


Abbildung 3.3.: Einfluss der Trägerfrequenz auf die Signalausbreitungseigenschaften im Körpergewebe, das Miniaturisierungspotential sowie die erzielbare Kanalkapazität modifiziert nach [Web11]. Der aus technischen Gesichtspunkten sinnvolle Frequenzbereich ist grün hervorgehoben (qualitative Darstellung).

zung, weshalb aus Sicht einer optimalen Signalausbreitung eine möglichst niedrige Trägerfrequenz gewählt werden sollte.

Mit abnehmender Frequenz sinkt jedoch auch das Miniaturisierungspotential der Antennen und ggf. erforderlichen Anpassglieder. Dies spiegelt sich beispielhaft in der Ausdehnung eines $\lambda/2$ -Dipols wider, dessen Länge umgekehrt proportional mit der Trägerfrequenz skaliert. Ähnlich verhält es sich mit magnetischen Antennen, z. B. Leiterschleifenantennen, deren optimale Windungszahl mit der Frequenz sinkt. Aus Sicht der Miniaturisierbarkeit sollte folglich eine möglichst hohe Übertragungsfrequenz angestrebt werden.

Wie die nachfolgende Ausführung zeigt, sinkt mit der Frequenz außerdem die maximal erzielbare Datenrate. Nach Shannon verhält sich die Kanalkapazität C_K eines mit weißem Rauschen gestörten Kanals linear zur Systembandbreite B [Jono8]:

$$C_K = B \log_2(1 + \text{SNR}). \quad (3.13)$$

Die Systembandbreite wiederum kann mit $B = f_R/Q$ als proportional zur Resonanzfrequenz f_R angesehen werden [TS10]. Hierbei ist Q der als frequenzunabhängig angenommene Gütefaktor des Antennenschwingkreises. Aus Sicht der erzielbaren Datenrate sollte also ebenfalls eine möglichst hohe Übertragungsfrequenz angestrebt werden.

Ein guter Kompromiss zwischen den verschiedenen Zielgrößen ist im MICS-Band mit einer Freiraum-Wellenlänge von rund 74 cm erzielbar. Es ermöglicht den Einsatz von gut miniaturisierbaren Leiterschleifenantennen, um eine primär induktiv wirkende Nahfeldverbindung zwischen beiden Augen aufzubauen. Damit sind günstige Signalausbreitungseigenschaften bei einem geringen Energieeintrag ins Körpergewebe zu erwarten. Zudem lassen sich schon heute mit kommerziell verfügbaren MICS-

Band-Transceivern Brutto-Datenraten von bis zu 800 kbit/s erzielen [Zar10], die einen Kommunikationsbetrieb in kurzen Zeitschlitzten zulassen.

Das im Frequenzspektrum zwischen 402–405 MHz gelegene MICS-Band ist auf Basis der durch das European Telecommunications Standards Institute (ETSI) [Euro9a] und die Federal Communications Commission (FCC) [Fed09] herausgegebenen Normen international harmonisiert und kann in den meisten Ländern im Rahmen einer *License-by-Rule*-Regelung lizenzfrei genutzt werden. Herstellerseitig müssen Vorkehrungen getroffen werden, damit andere Nutzer des Frequenzspektrums – hierzu zählen diverse meteorologische Dienste [Eleo6] – nicht gestört werden. Diese Maßnahmen beinhalten eine maximale Sendeleistung von 25 μ W ERP¹ sowie einen Medienzugriff auf Basis von Listen-Before-Talk (LBT) [Euro9b]. Neben dem MICS-Kernband, das in zehn Kanäle à 300 kHz unterteilt ist, wurden nachträglich auch die sogenannten *Wing-Bands* bei 401–402 MHz und 405–406 MHz in den Standard aufgenommen [Euro4]. Diese dürfen neben implantierbaren Systemen auch durch körpergetragene Systeme wie z. B. Glukosemessgeräte genutzt werden [Fis10]. Der 2012 verabschiedete Wireless Body Area Network (WBAN)-Standard IEEE 802.15.6 sieht das MICS-Band als eines von sieben Bändern zur Schmalbandkommunikation vor [IEE12]. Aufgrund der internationalen Vereinheitlichung und der sehr stringenten Nutzungsbedingungen ist im Gegensatz zu den frei verfügbaren ISM- und SRD-Bändern mit einem sehr geringen Störpotential durch andere Nutzer des Frequenzspektrums zu rechnen.

Eine zum jetzigen Zeitpunkt noch offene Frage ist, unter welchen Bedingungen das MICS-Bands vom Künstlichen Akkommodationssystem genutzt werden kann. Laut der in Europa maßgeblichen Normen darf der Medienzugriff nur auf Basis von LBT erfolgen [Euro7, Euro9a], d. h. ein Implantat oder ein externes Basisgerät mit Sendewunsch muss ein mindestens 10 ms lang anhaltendes Kanal-Monitoring durchführen, bevor es – vorausgesetzt der Kanal ist frei – mit dem Senden beginnen darf. Aus energetischer Sicht ist ein etwaiges Kanal-Monitoring im Künstlichen Akkommodationssystem nicht praktikabel. Bei einer interokularen Kommunikationsfrequenz von 10 Hz und einer Empfänger-Leistungsaufnahme von 10,5 mW [Zar10] muss hierfür eine integrale Leistung von 1.05 mW bereitgestellt werden. Ein Kanalzugriff ohne LBT ist nach [Euro7] zwar auch spezifiziert, jedoch an einen maximalen Duty Cycle von 0,1 % und maximal 100 Transmissionen pro Stunde geknüpft. Speziell letztere Forderung ist im Zusammenhang mit einer Vergenzwinkelsensorik nicht erfüllbar. Das bedeutet, dass eine Nutzung des MICS-Bands nur außerhalb der heute gültigen Normen möglich ist. Es muss entweder eine Sondergenehmigung der nationalen Zulassungsbehörden oder aber eine Anpassung der harmonisierten Normen zugunsten einer neuen Generation von intelligenten Implantaten mit sehr geringen Kommunikationsdistanzen erwirkt werden. In jedem Fall muss als Grundvoraussetzung sichergestellt werden, dass die Betriebskompatibilität mit anderen Nutzern des Frequenzbands gewährleistet ist und somit die für die Normen ursächliche EU-Richtlinie 1999/5/EG [Eur99] erfüllt wird. Das potentiell vom Künstlichen Akkommodationssystem ausgehende Störpotential wird hierfür in Abschnitt 4.1.4.3 näher betrachtet.

¹Effective Radiated Power (ERP)

3.1.3. Gestaltung der interokularen Übertragungsstrecke

Im vorherigen Abschnitt wurde eine induktive Nahfeldverbindung im MICS-Band als physikalische Basis für die interokulare und externe Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem ausgewählt. Im Folgenden wird eine theoretische Basis erarbeitet, die als Grundlage für eine spätere Realisierung der interokularen Übertragungsstrecke dient. Zunächst wird ein Konzept vorgestellt, das die einzelnen Komponenten der physikalischen Übertragungsstrecke miteinander verknüpft und grundlegende Designkriterien erörtert. Anschließend erfolgt eine Modellierung der Übertragungsstrecke, die auch den Einfluss von Augenbewegungen auf die Effizienz der Kommunikationsverbindung berücksichtigt. Darauf aufbauend werden Schritte zur Optimierung der Übertragungsstrecke vorgestellt. Abschließend wird die für einen zuverlässigen Betrieb der interokularen Kommunikation erforderliche Sendeleistung abgeleitet.

3.1.3.1. Konzept

Abbildung 3.4 zeigt das Blockschaltbild der interokularen Übertragungsstrecke, bestehend aus dem induktiven Übertragungskanal und je einer Antenne, einer Anpassschaltung und einem Transceiver pro Implantat. Die Antenne stellt die Schnittstelle zwischen Implantat und Übertragungskanal dar. Ihre Ausprägung hat maßgeblichen Einfluss auf die erzielbare Effizienz der Übertragungsstrecke. Wie bereits in Abschnitt 3.1.2.2 erläutert, empfehlen sich spulenartige Leiterschleifenantennen. Um eine bestmögliche Kopplung zwischen den Implantaten zu erzielen, sollte die von einer Leiterschleife umschlossene Fläche größtmöglich sein. Die Nahfeldcharakteristik einer Leiterschleifenantenne erlaubt sowohl eine koplanare als auch eine koaxiale Anordnung von Sende- und Empfangsantenne. Da um das optische Element der größtmögliche Durchmesser zur Verfügung steht, wird die Antenne ringförmig um die Optik des Implantats eingebettet. Beim Geradeausblick in die Ferne sind die Antennen im rechten und linken Auge somit koplanar ausgerichtet. Aufgrund von Augenbewegungen verändert sich die Kopplung zwischen den Implantaten. Der Übertragungskanal muss somit als nicht statisch angesehen werden.

Durch den Einsatz mehrerer Windungen können das durch die Sendeantenne generierte Magnetfeld bzw. die in der Empfangsantenne induzierte Spannung vergrößert werden. Mehrere Windungen können entweder zylindrisch entlang der optischen Achse oder spiralförmig in einer Ebene um das optische Element herum realisiert werden. Da als Schaltungsträger flexible, übereinander gestapelte Leiterkarten vorgesehen sind [Rhe11], wird eine planare Leiterschleifenantenne gewählt. Weiterhin muss zwischen der Realisierung einer symmetrischen und einer asymmetrischen Antennenspeisung entschieden werden. Im symmetrischen Fall wird beiden Anschlüssen der Antenne ein um 180° phasenverschobenes Signal zugeführt. Im asymmetrischen Fall bleibt ein Antennenanschluss offen bzw. wird auf Masse gelegt. Da eine asymmetrische Antennenspeisung eine verhältnismäßig große Massebezugsfläche erfordert und die meisten Transceiver ohnehin über symmetrische Ein- und Ausgänge verfügen, wird eine symmetrische Antennenspeisung gewählt.

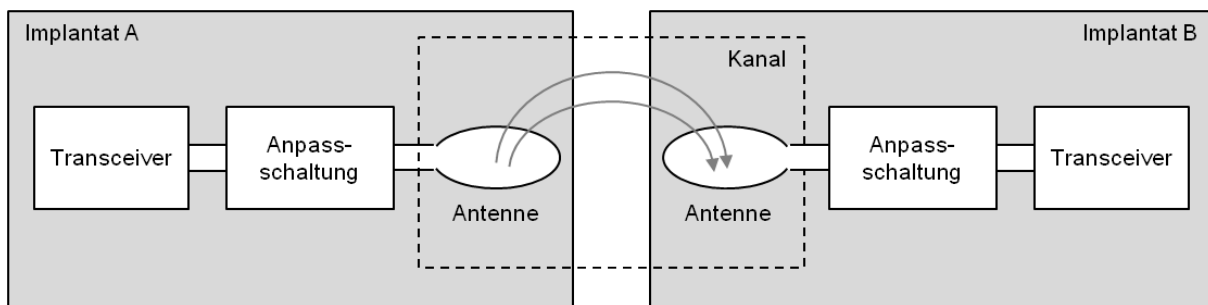


Abbildung 3.4.: Topologie der interokularen Übertragungsstrecke.

Der Transceiver stellt die in einem integrierten Schaltkreis kombinierte Sende-Empfänger-Schaltung dar. Im Sendebetrieb generiert der Transceiver das HF-Trägersignal, moduliert die zu versendenden Informationen auf den Träger auf und verstärkt diesen, sodass empfängerseitig ein ausreichender Signalpegel zur Verfügung steht. Im Empfangsbetrieb wird das an der Antenne anliegende Signal zunächst verstärkt und anschließend demoduliert. Aus Platzgründen wird zum Senden und Empfangen dieselbe HF-Peripherie genutzt, d. h. jedes Implantat verfügt über nur eine Antenne mit Anpassschaltung. Sende- und Empfangsbetrieb erfolgen wechselseitig im Halbduplex-Betrieb. Die Entwicklung eines entsprechenden Transceivers ist aus Komplexitätsgründen im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht durchführbar. Es existieren jedoch bereits verschiedene Transceiver am Markt, die den Frequenzbereich um 400 MHz abdecken und verhältnismäßig geringe Leistungsaufnahmen aufweisen [Zar10, STM12, Tex10a, Sem13]. Zur Realisierung von Funktionsmustern wird im weiteren Verlauf der vorliegenden Arbeit aus der Liste der verfügbaren Transceiver ein geeignetes Modell ausgewählt. Im Hinblick auf eine Serienfertigung des Künstlichen Akkommodationssystems ist allerdings die Entwicklung eines anwendungsspezifischen Transceivers erforderlich, der den stringenten Bauraumanforderungen nachkommt. Alle derzeit existierenden Modelle weisen selbst ungehäust noch Grundflächen von mindestens $3 \times 3 \text{ mm}^2$ auf und können somit nicht unmittelbar auf der Ringfläche des Implantats platziert werden.

Die Anpassschaltung fungiert als Bindeglied zwischen Antenne und Transceiver und zielt auf eine optimale Leistungsübertragung zwischen beiden Elementen ab. Sie ist erforderlich, da eine elektrisch kleine Leiterschleifenantenne einen äußerst geringen Wirkwiderstand besitzt, während energieeffiziente Transceiver zur Verringerung von ohmschen Verlusten meist Innenwiderstände von mindestens 50Ω aufweisen [Buro5]. Eine optimale Leistungsübertragung tritt bei einer komplex konjugierten Antennenanpassung auf. Dies ist der Fall, wenn sich die Wirkwiderstände von Quelle und Last entsprechen und sich die Reaktanzen gegenseitig kompensieren. Gemessen an der geometrischen Ausdehnung des Implantats ist die Wellenlänge bei 400 MHz groß, weshalb eine Impedanzanpassung auf Basis von Mikrostreifenleitern bzw. Transformatoren aus platztechnischen Gründen nicht umgesetzt werden kann [Pol11]. Es wird deshalb eine Anpassschaltung durch diskrete Bauteile realisiert, wobei wegen ihres geringeren Volumenbedarfs Kapazitäten gegenüber Induktivitäten zu bevorzugen sind.

Im Folgenden wird ein analytisches Modell für die interokulare Übertragungsstrecke hergeleitet, welches die Auswirkung von Augenbewegungen mit einschließt. Ziel ist die Bestimmung der Leistungsübertragungseffizienz zwischen den beiden Implan-

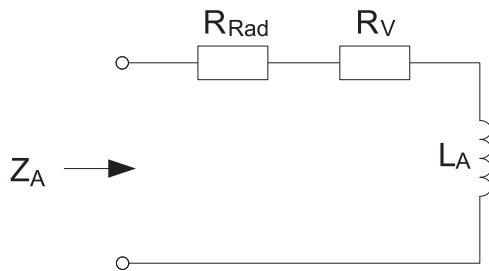


Abbildung 3.5: Ersatzschaltbild der Antenne nach [FF11].

taten. Darauf aufbauend werden Schritte zur Optimierung der Übertragungsstrecke vorgestellt. Diese beinhalten eine Optimierung der Antennenparameter sowie die Impedanzanpassung zwischen Antenne und Transceiver. Abschließend wird die mindestens erforderliche Sendeleistung hergeleitet.

3.1.3.2. Modellbildung

Übertragungsfunktion

Eine Leiterschleifenantenne kann als elektrisch kurz angesehen werden, wenn deren Umfang kleiner als ein Drittel der Wellenlänge ist [Hano7]. In diesem Fall kann von einer gleichförmigen Stromverteilung entlang des Leiters ausgegangen werden und die Leiterschleifenantenne lässt sich entsprechend Abb. 3.5 mittels diskreter Elemente modellieren [FF11]. Dabei ist L_A die Induktivität, R_{Rad} der Strahlungswiderstand und R_V der Verlustwiderstand der Antenne. Letzterer umfasst sowohl die ohmschen Verluste im Leiter als auch die dielektrischen Verluste im Nahfeld der Antenne, welche sich wiederum in dielektrische Verluste innerhalb des Implantats und dielektrische Verluste im umliegenden Körpergewebe untergliedern.

Da in beiden Implantaten dieselben Antennen zum Einsatz kommen, müssen die oben genannten Antennenparameter sende- und empfangsseitig nicht unterschieden werden. Die Güte Q der Antenne ist definiert als [SP09]

$$Q = \frac{\text{Im}(Z_A)}{\text{Re}(Z_A)} = \frac{\omega \cdot L_A}{R_V + R_{\text{Rad}}} \quad (3.14)$$

Hier ist $Z_A = R_A + jX_A = (R_V + R_{\text{Rad}}) + j\omega L_A$ die komplexe Impedanz der Antenne. Q stellt somit ein Maß für die im Nahfeld der Antenne gespeicherte Energie bezogen auf die insgesamt dissipierte Energie dar.

Wie bereits in Abschnitt 3.1.2.2 gezeigt wurde, ist der Kopplungsfaktor zwischen beiden Implantaten äußerst gering, weshalb der Einfluss der Gegeninduktion zwischen den Systemen vernachlässigt werden kann. Die interokulare Übertragungsstrecke lässt sich somit mit dem in Abb. 3.6 dargestellten Ersatzschaltbild modellieren [YHBo4]. Hierbei repräsentiert Z_{TX} die Impedanz des Transceivers im Sendebetrieb und Z_{RX} dessen Impedanz im Empfangsbetrieb. Beide Systeme sind über die induzierte Spannung U_{Ind} miteinander gekoppelt.

Zunächst sei angenommen, dass die Antennen ideal an den Transceiver angepasst seien, dass also

$$Z_{\text{TX}} = Z_{\text{RX}} = Z_A^* = R_A - jX_A \quad (3.15)$$

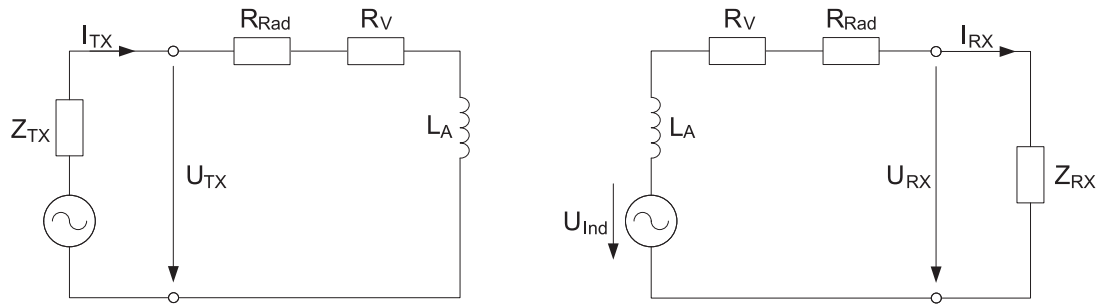


Abbildung 3.6.: Ersatzschaltbild der interokularen Kommunikationsstrecke nach [YHB04].

gilt². Die Sendeleistung P_{TX} ergibt sich in Abhängigkeit der effektiven Stromstärke $I_{TX,eff}$ in der Sendeantenne zu

$$P_{TX} = R_A \cdot I_{TX,eff}^2, \quad (3.16)$$

wobei

$$I_{TX} = I_{TX,eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) \quad (3.17)$$

den Zusammenhang zwischen der zeitveränderlichen Größe I_{TX} und dessen Effektivwert im Falle einer sinusförmigen Antennenspeisung beschreibt. Die über die induktive Strecke zur Last transferierte Leistung beträgt

$$P_{RX} = \frac{U_{Ind,eff}^2}{4 R_A}. \quad (3.18)$$

Hier ist $U_{Ind,eff}$ der Effektivwert der in der Empfangsantenne induzierten Spannung. Als Kenngröße für die Effizienz der Kommunikationsstrecke dient die Leistungsübertragungseffizienz η , welche die Empfangsleistung in Bezug zur Sendeleistung setzt:

$$\eta = \frac{P_{RX}}{P_{TX}}. \quad (3.19)$$

Das durch die Sendeantenne generierte Feld lässt sich mit Hilfe des Biot-Savart-Gesetzes berechnen. In differentieller Form beschreibt dieses die magnetische Flussdichte an einem Beobachtungspunkt \vec{p} , hervorgerufen durch den Strom \vec{I} in einem infinitesimalen Leiterstück ds mit dem Ortsvektor \vec{p}_s [Sch13b]:

$$d\vec{B}(\vec{p}) = \frac{\mu}{4\pi} \frac{\vec{I} \times (\vec{p} - \vec{p}_s)}{|\vec{p} - \vec{p}_s|^3} ds. \quad (3.20)$$

Zur Vereinfachung seien die einzelnen Leiterschleifen der Antenne deckungsgleich, sodass jede Windung dieselbe Antennenfläche

$$A_A = \pi r_A^2 \quad (3.21)$$

umschließt. Mit dem Koordinatenursprung im Mittelpunkt der Sendeantenne lässt sich

$$\vec{I} = I_{TX} \begin{pmatrix} 0 \\ -\sin \varphi \\ \cos \varphi \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

²Hierbei ist Z_A^* die komplex konjugierte Zahl zu Z_A .

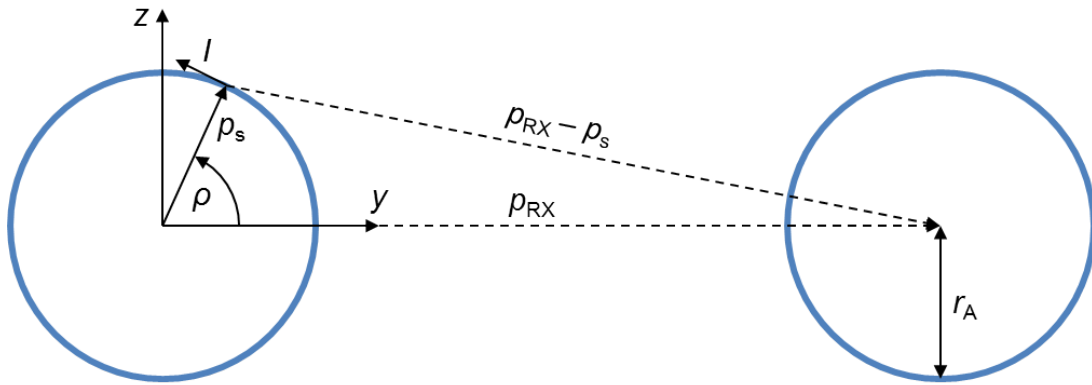


Abbildung 3.7.: Anwendung des Biot-Savart-Gesetzes zur Berechnung der magnetischen Flussdichte im Mittelpunkt der Empfangsantenne, gekennzeichnet durch den Ortsvektor \vec{p}_{RX} .

substituieren (Abb. 3.7). Ferner gilt $ds = r_A d\varphi$, womit sich durch Einsetzen von (3.22) in (3.20) und anschließendes Integrieren von (3.20) die durch eine Antennenwindung generierte Flussdichte $\vec{B}(\vec{p})$ ableiten lässt. Da das durch eine elektrisch kurze Leiterschleifenantenne generierte Magnetfeld zudem linear mit der Windungszahl N_A skaliert [FF11], resultiert die im Mittelpunkt der Empfangsantenne generierte Flussdichte zu

$$\vec{B}(\vec{p}_{RX}) = \frac{\mu}{4\pi} I_{TX} N_A \int_0^{2\pi} \frac{(0 - \sin \varphi \cos \varphi)^T \times (\vec{p}_{RX} - \vec{p}_s)}{|\vec{p}_{RX} - \vec{p}_s|^3} r_A d\varphi. \quad (3.23)$$

Zur weiteren Vereinfachung kann das Magnetfeld innerhalb der Empfangsantenne als homogen betrachtet werden. Diese Annahme ist gültig, da die Entfernung zwischen Sender und Empfänger den mittleren Antennendurchmesser deutlich übersteigt [YHB04]. Unter Anwendung des Faraday'schen Induktionsgesetzes [EF12] ergibt sich die Induktionsspannung U_{Ind} damit als zeitliche Ableitung des magnetischen Flusses Φ_{RX} in der Empfangsantenne zu

$$U_{Ind} = -\frac{\partial}{\partial t} \Phi_{RX} = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{B}(\vec{p}_{RX}) \cdot \vec{n}_{RX} \cdot N_A \cdot A_A, \quad (3.24)$$

wobei \vec{n}_{RX} der Normalenvektor der Empfangsantenne ist. Es trägt also nur die Komponente von \vec{B} senkrecht zu der von der Empfangsantenne aufgespannten Fläche A_A zur Spannungsinduktion bei. Durch Substitution der Antennenfläche nach (3.21), Einsetzen von (3.17) in (3.23) und anschließendes Ableiten von (3.24) folgt

$$U_{Ind} = -\cos(\omega t) \cdot \underbrace{I_{TX,eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \omega \cdot \frac{\mu}{4} \cdot N_A^2 \cdot r_A^3 \int_0^{2\pi} \frac{(0 - \sin \varphi \cos \varphi)^T \times (\vec{p}_{RX} - \vec{p}_s)}{|\vec{p}_{RX} - \vec{p}_s|^3} d\varphi \cdot \vec{n}_{RX}}_{U_{Ind,max}}. \quad (3.25)$$

$U_{\text{Ind,max}}$ bezeichnet hierbei den Scheitelwert der in der Empfangsantenne induzierten Wechselfspannung U_{Ind} . Mit $U_{\text{Ind,max}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{Ind,eff}}$ und Einsetzen von (3.16) und (3.18) in (3.19) ergibt sich schlussendlich die gesuchte Leistungsübertragungseffizienz unabhängig von der Stromstärke I_{TX} zu

$$\eta = \underbrace{\frac{\mu^2 \omega^2 r_A^6 N_A^4}{64 R_A^2}}_{\mathcal{A}} \cdot \underbrace{\left(\int_0^{2\pi} \frac{(0 - \sin \varphi \cos \varphi)^T \times (\vec{p}_{\text{RX}} - \vec{p}_s)}{|\vec{p}_{\text{RX}} - \vec{p}_s|^3} d\varphi \cdot \vec{n}_{\text{RX}} \right)^2}_{\mathcal{B}}. \quad (3.26)$$

Während Term \mathcal{A} vor allem durch die Anzahl der Windungen beeinflusst werden kann, ist Term \mathcal{B} rein geometrieabhängig und resultiert bei gegebenem r_A direkt aus dem Augenabstand sowie der Blickrichtung des Implantatträgers.

Einfluss von Augenbewegungen auf die Übertragungsfunktion

Als Basis für die kinematische Modellierung der Augenbewegungen sei das kopffeste Bezugssystem mit den kartesischen Koordinaten $(x \ y \ z)^T$ definiert, dessen Ursprung mittig zwischen den Augendrehpunkten beider Augen liegt (Abb. 3.8). Die Augendrehpunkte vom linken und rechten Auge sind durch die Vektoren $(0 \ 0,5d_A \ 0)^T$ bzw. $(0 \ 0,5d_A \ 0)^T$ gegeben, wobei d_A der Augenabstand ist. Der durchschnittliche Augenabstand eines erwachsenen Menschen beträgt 65 mm [Dodo4]. Ausgehend von der Primärstellung, d. h. dem Blick geradeaus in die Ferne, kann die Blickrichtung der Augen durch die drei Euler-Winkel φ_L/φ_R (Nicken), θ_L/θ_R (Gieren) und ψ_L/ψ_R (Rollen) beschrieben werden [Has95]. Die Indizes L und R kennzeichnen hierbei das linke bzw. rechte Auge. Die Differenz der Gierwinkel entspricht dem aus Abschnitt 1.2 bekannten Vergenzwinkel $\nu = \theta_R - \theta_L$, während der Versionswinkel $\theta = \frac{1}{2}(\theta_R + \theta_L)$ als arithmetischer Mittelwert der Gierwinkel definiert ist. Da die Differenz der Nickwinkel beider Augen weniger als 1° beträgt [Klio8], kann davon ausgegangen werden, dass die Fixierlinien beider Augen eine Ebene aufspannen und sich im fixierten Objektpunkt $\vec{p}_F = (x_F \ y_F \ z_F)^T$ schneiden. Folgerichtig ist die Ausrichtung von Sende- und Empfangsantenne relativ zueinander unabhängig von der horizontalen Blickrichtung und es genügt eine zweidimensionale Betrachtung der Augenbewegungen in der x - y -Ebene.

In der Blickebene ist jeder Fixationspunkt eindeutig durch die Kombination aus zugehörigem Vergenz- und Versionswinkel definiert [Klio5]:

$$\begin{pmatrix} x_F \\ y_F \end{pmatrix} = \frac{d_A}{2 \sin \nu} \begin{pmatrix} \cos(2\theta) + \cos \nu \\ \sin(2\theta) \end{pmatrix}. \quad (3.27)$$

Die Versionswinkel von linkem und rechtem Auge ergeben sich zu

$$\theta_L = \theta - \frac{1}{2}\nu \quad \text{und} \quad \theta_R = \nu + \theta_L. \quad (3.28)$$

Zur Herleitung von \vec{p}_{RX} und \vec{n}_{RX} in (3.26) seien weiterhin die implantatfesten Bezugssysteme mit den kartesischen Koordinaten $(x' \ y' \ z')^T$ und $(x'' \ y'' \ z'')^T$ definiert, deren Ursprünge im Zentrum des rechten bzw. linken Implantats liegen (Abb. 3.8). Die Koordinaten eines beliebigen Punktes \vec{p} , gekennzeichnet durch den Ortsvektor

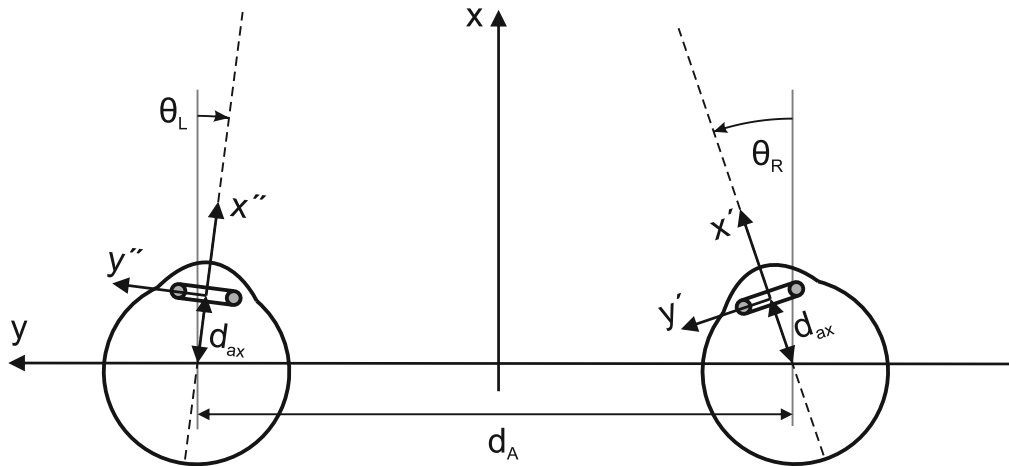


Abbildung 3.8.: Veranschaulichung des kopffesten Koordinatensystems sowie der implantatfesten Koordinatensysteme zur kinematischen Modellierung der Augenbewegungen.

$(x'_P \ y'_P)^T$ im Referenzsystem des rechten Implantats, in die Koordinaten $(x_P \ y_P)^T$ des kopffesten Referenzsystems transformiert, ergibt sich zu [BMM99]

$$\begin{pmatrix} x_P \\ y_P \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \cos \theta_R & -\sin \theta_R \\ \sin \theta_R & \cos \theta_R \end{pmatrix}}_{R_{R \rightarrow K}} \begin{pmatrix} x'_P + d_{ax} \\ y'_P \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ 0,5d_A \end{pmatrix}. \quad (3.29)$$

Hier ist $R_{R \rightarrow K}$ die zweidimensionale Rotationsmatrix, welche eine Drehung um den Gierwinkel θ_R beschreibt. d_{ax} bezeichnet die Distanz zwischen mechanischem Augendrehpunkt und Implantatmittelpunkt entlang der optischen Achse, welche beim erwachsenen Menschen 9 mm beträgt [Nag11]. Analog gilt für die Transformation zwischen linkem Bezugssystem und Kopfkoordinaten die Vorschrift

$$\begin{pmatrix} x_P \\ y_P \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \cos \theta_L & -\sin \theta_L \\ \sin \theta_L & \cos \theta_L \end{pmatrix}}_{R_{L \rightarrow K}} \begin{pmatrix} x''_P + d_{ax} \\ y''_P \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0,5d_A \end{pmatrix}. \quad (3.30)$$

Beispielhaft sei das rechte Implantat das sendende und das linke Implantat das empfangende System. Durch Einsetzen von (3.30) in (3.29) und Umformen lässt sich der Mittelpunkt der Empfangsantenne \vec{p}_{RX} nun in den Koordinaten des Sendesystems ausdrücken:

$$\vec{p}_{RX} = \begin{pmatrix} x'_{RX} \\ y'_{RX} \end{pmatrix} = (R_{R \rightarrow K})^{-1} \left(R_{L \rightarrow K} \begin{pmatrix} d_{ax} \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ d_A \end{pmatrix} \right) - \begin{pmatrix} d_{ax} \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (3.31)$$

Der Normalenvektor \vec{n}_{RX} der Empfangsantenne ergibt sich direkt aus dem Vergenzwinkel ν :

$$\vec{n}_{RX} = \begin{pmatrix} \cos \nu \\ -\sin \nu \end{pmatrix}. \quad (3.32)$$

Damit ist für jede Kombination aus Vergenzwinkel ν und Versionswinkel θ eine Berechnung der Leistungsübertragungseffizienz nach (3.26) möglich. Es sei angemerkt, dass für die Kopplung zwischen zwei Systemen in einem richtungsunabhängigen Medium das Reziprozitätstheorem gilt [KR13]. Somit ist (3.26) für beide Kommunikationsrichtungen gültig, d. h. für eine gegebene Blickrichtung ist es unerheblich, welches der beiden Implantate als Sender und welches als Empfänger fungiert. Abbildung 3.9 veranschaulicht den Verlauf des Magnetfelds beispielhaft für einen Vergenzwinkel von 10° und einem Versionswinkel von Null.

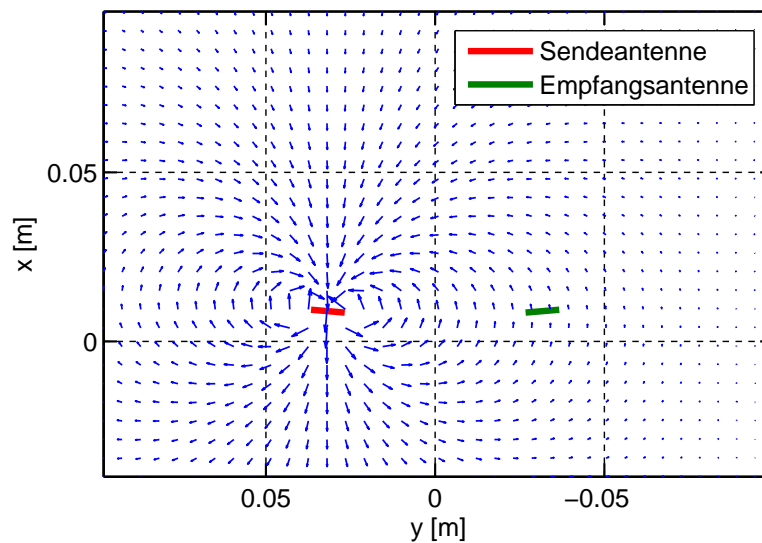


Abbildung 3.9.: Zweidimensionale Visualisierung des Feldverlaufs nach (3.23), ausgehend von der Sendeanenne im linken Auge für $\nu = 10^\circ$ und $\theta = 0^\circ$.

Um zu analysieren, inwiefern sich bestimmte Blickrichtungen kritisch auf die Übertragungseffizienz auswirken, sei der relative Verlustfaktor

$$V_{\text{rel}}(\nu, \theta) = 10 \lg \left(\frac{\eta_{\text{prim}}}{\eta(\nu, \theta)} \right) \text{ dB} \quad (3.33)$$

als logarithmische Größe mit der Einheit dB definiert. Hier ist $\eta_{\text{prim}} = \eta(\nu = 0, \theta = 0)$ die Leistungsübertragungseffizienz in der Primärstellung der Augen. V_{rel} stellt somit ein Maß für die durch Augenbewegungen hervorgerufene Dämpfung, relativ zur Primärstellung der Augen, dar. Nach Einsetzen von (3.26) in (3.33) kürzt sich Term \mathcal{A} , womit der relative Verlustfaktor in Abhängigkeit von Term \mathcal{B} ausgedrückt werden kann. Abbildung 3.10 veranschaulicht den Verlustfaktor V_{rel} als Funktion des Versionswinkels für einen Augenabstand d_A von 65 mm und einen durchschnittlichen Antennenradius r_A von 4 mm. Quasi unabhängig vom Vergenzwinkel steigt der relative Verlustfaktor bei $\pm 35,2^\circ$ asymptotisch gegen unendlich, d. h. Magnetfeld und Normalenvektor der Empfangsantenne stehen für diese Blickrichtung senkrecht zueinander, sodass die Übertragungseffizienz gegen null geht. Da Versionswinkel $> 30^\circ$ im Alltag äußerst selten auftreten [Klio5], kann ein temporärer Verlust der interokularen Kommunikationsverbindung für entsprechend große Vergenzwinkel toleriert werden. Versionswinkel von bis zu 30° dürfen jedoch keine Fehlfunktion hervorrufen.

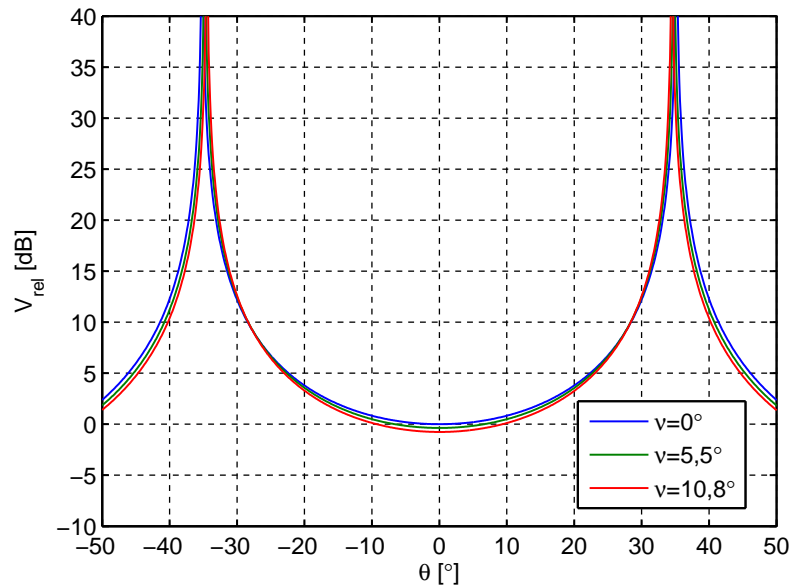


Abbildung 3.10.: Darstellung des relativen Verlustfaktors V_{rel} als Funktion des Versionswinkels für die Vergenzwinkel $\nu = 0^\circ$ (Fernsicht), $\nu = 5,5^\circ$ (1,5 dpt) sowie $\nu = 10,8^\circ$ (3 dpt). Es ist ersichtlich, dass der Einfluss der Version auf die Übertragungseffizienz vernachlässigbar ist.

3.1.3.3. Optimierung

Antennenparameter

Die Optimierung der Leistungsübertragungseffizienz erfolgt durch eine Maximierung von Term \mathcal{A} in (3.26). Bei gegebener Übertragungsfrequenz ω ist eine Optimierung von \mathcal{A} gleichbedeutend mit einer Maximierung von $\frac{r_A^6 N_A^4}{R_A^2}$. Mit den Zusammenhängen $Q = \frac{\omega \cdot L_A}{R_A}$ und $L_A \sim N_A^2$ [Nik10, Ter43] folgt das Optimierungsziel

$$\frac{r_A^6 \cdot Q^2}{\omega^2} \stackrel{!}{=} \max. \quad (3.34)$$

In anderen Worten: eine Optimierung der Übertragungseffizienz ist gleichbedeutend mit einer Maximierung des Verhältnisses zwischen der im Nahfeld gespeicherten Energie zur insgesamt dissipierten Energie bei einem größtmöglichen Antennenradius. Eine Maximierung der Güte ist lediglich dann kontraproduktiv, wenn hieraus eine unzureichende Systembandbreite resultiert, was in Anbetracht der verlustbehafteten Antennenumgebung nicht zu erwarten ist.

Um Q zu optimieren, können neben der Anzahl N_A der Antennenwindungen die Querschnittsfläche A_q der Leiterbahn sowie der Abstand s zwischen den Leiterbahnen variiert werden. Aus der Literatur sind Näherungsformeln zur analytischen Modellierung von Spulen unter homogenen Umgebungsbedingungen bekannt [STMo6, EJo6, JGo9, Fino8]. Aufgrund der hohen Integrationsdichte im Künstlichen Akkommodationssystem sowie dessen Einbettung ins Körpergewebe können diese jedoch nicht auf das Optimierungsproblem angewandt werden. Im Rahmen der praktischen Realisierungen in Abschnitt 4.1 wird stattdessen eine Optimierung der Antennengeometrie mit Hilfe elektromagnetischer Feldsimulationen durchgeführt.

Antennenanpassung

Bisher wurde davon ausgegangen, dass der Transceiver im Sende- und Empfangsbetrieb ideal an die Antenne angepasst sei, d. h., dass $Z_{TX} = Z_{RX} = Z_A^*$ gilt. Nur für diesen Fall wird die maximale Leistung zwischen Transceiver und Antenne und umgekehrt übertragen. Fehlanpassungen hingegen führen zu Reflexionsverlusten und damit zu einer Abschwächung der Übertragungseffizienz. Wie bereits in Abschnitt 3.1.3.1 erwähnt wurde, soll deshalb eine Anpassschaltung mit diskreten Komponenten entwickelt werden.

Da die Leiterschleifenantenne unterhalb ihrer Resonanzfrequenz einen positiven Imaginärteil aufweist, kann die Impedanztransformation im einfachsten Fall durch den Einsatz von einer Serien- und einer Parallelkapazität – auch *L-Netzwerk* genannt [Buro5, BAo8] – realisiert werden. Die Parallelkapazität sorgt für eine Transformation des Wirkwiderstands, während die Serienkapazität den Blindanteil der Antennenimpedanz kompensiert. Damit die Symmetrieeigenschaft der Antenne gewahrt bleibt, wird die Serienreaktanz der Anpassschaltung gemäß Abb. 3.11 durch zwei diskrete Elemente bereitgestellt. Für eine komplex konjugierte Anpassung zwischen Sender und Antenne berechnen sich die Serienkapazitäten C_S zu

$$C_S = -\frac{2}{\omega \left(\sqrt{\frac{R_{TX}^2 + X_{TX}^2}{2R_{TX}R_A}} - 1 \cdot R_A - \omega L_A \right)} \quad (3.35)$$

und die Parallelkapazität C_P zu

$$C_P = \frac{1}{2\omega} \left(\frac{2X_{TX}}{R_{TX}^2 + X_{TX}^2} + \frac{\omega L_A - \frac{1}{\omega C_S}}{\frac{1}{4}R_A^2 + \left(\frac{1}{\omega C_S}\right)^2} \right). \quad (3.36)$$

Hierbei sind $R_{TX} = \text{Re}(Z_{TX})$ und $X_{TX} = \text{Im}(Z_{TX})$ der Real- und Imaginärteil des Senders (siehe Anhang A.1.2 für eine Herleitung von (3.35) und (3.36)). Sofern ein Transceiver zum Einsatz kommt, dessen Eingangs- und Ausgangsimpedanz identisch sind, d. h. $Z_{TX} = Z_{RX}$, sind (3.35) und (3.36) auch im Empfangsfall optimal. Es kann auf eine adaptive Ausführung der Anpassschaltung verzichtet und es können einfache Kondensatoren als Reaktanzelemente genutzt werden. Sollte eine adaptive Anpassung erforderlich werden, können stattdessen Abstimmdioden (Varaktoren) oder schaltbare Kondensatorarrays eingesetzt werden [Pol11].

Wie gut die Anpassschaltung ihren Zweck erfüllt, kann mit Hilfe des Reflexionsfaktors Γ_{TX} ausgedrückt werden, welcher als das Verhältnis zwischen reflektierter und hinlaufender Welle definiert ist und sich bei gegebenen C_P und C_S zu

$$\Gamma_{TX} = \frac{Z'_A - Z'_{TX}}{Z'_A + Z'_{TX}} \quad (3.37)$$

berechnet. Hierbei ist $Z'_A = R_A + j(\omega L_A - \frac{2}{\omega C_S})$ die Impedanz der Reihenschaltung aus Antenne und C_S und $Z'_{TX} = (Z_{TX} \parallel -\frac{1}{\omega C_P})$ die Impedanz der Parallelschaltung aus Transceiver und C_P . Der empfangsseitige Reflexionsfaktor Γ_{RX} zwischen Antenne und Transceiver lässt sich analog zu Γ_{TX} durch Substitution von Z'_{TX} durch Z'_{RX} berechnen.

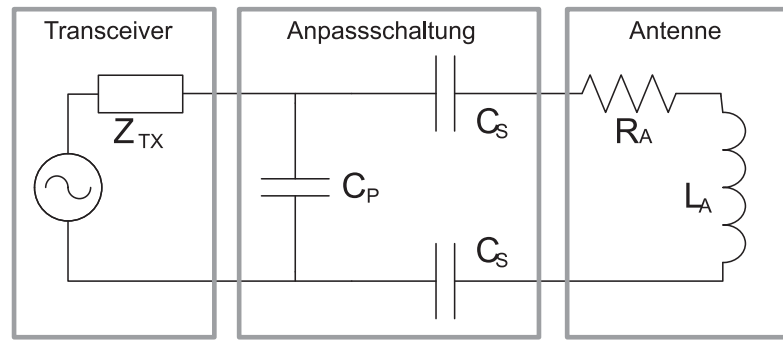


Abbildung 3.11.: Anpassschaltung bestehend aus zwei Serienkapazitäten C_S sowie einer Parallelkapazität C_P .

3.1.3.4. Ableitung der erforderlichen Sendeleistung

Unter Berücksichtigung der gesamten Übertragungsstrecke ergibt sich die im Empfänger zur Verfügung stehende Empfangsleistung P_{RX} aus der Sendeleistung P_{TX} , der Übertragungseffizienz η sowie den Anpassverlusten Γ_{TX} und Γ_{RX} zu [PNGR11]

$$P_{RX} = P_{TX} + 10 \lg(\eta) \text{dB} + 10 \lg(1 - \Gamma_{TX}^2) \text{dB} + 10 \lg(1 - \Gamma_{RX}^2) \text{dB}. \quad (3.38)$$

Um den Empfang von Nachrichten mit einer maximal zulässigen Bitfehlerrate BER_{\max} zu garantieren, muss

$$P_{RX} \stackrel{!}{\geq} P_{RX,\text{sens}} + \text{SNR}_{\text{erf}} \quad (3.39)$$

gelten, wobei SNR_{erf} das erforderliche Signal-Rausch-Verhältnis des Empfängers darstellt. Aus (3.38) und (3.39) mit (3.33) folgt

$$P_{TX,\text{erf}} = P_{RX,\text{sens}} - 10 \lg(\eta_{\text{prim}}) \text{dB} + V_{\text{rel,max}} - 10 \lg(1 - \Gamma_{TX}^2) \text{dB} - 10 \lg(1 - \Gamma_{RX}^2) \text{dB} + \text{SNR}_{\text{erf}}, \quad (3.40)$$

wobei $V_{\text{rel,max}}$ der maximal zu tolerierende relative Verlustfaktor infolge von Augenbewegungen ist. Damit ist mit (3.40) die mindestens erforderliche Sendeleistung $P_{TX,\text{erf}}$ festgelegt.

3.1.4. Gestaltung der externen Übertragungsstrecke

Die externe Kommunikationsstrecke ist so zu gestalten, dass die im vorherigen Abschnitt entwickelten Sende- und Empfangsschaltkreise der Implantate ebenfalls zum Datenaustausch mit einem extrakorporalen Basisgerät genutzt werden können. Hierzu wird zunächst das grundlegende Konstruktionsprinzip und eine zweckmäßige Positionierung der externen Antenne diskutiert. Anschließend wird die optimale Topologie für einen zuverlässigen und flexiblen Datenaustausch zwischen den einzelnen Kommunikationsteilnehmern erörtert.

3.1.4.1. Antennendesign und -positionierung

Die Antenne des externen Basisgeräts muss so beschaffen und positioniert sein, dass eine möglichst gute Kopplung mit der Implantatantenne erreicht wird, ohne dass die Bewegungsfreiheit des Implantatträgers eingeschränkt wird. Der naheliegendste Ansatz hierfür ist die Integration einer Leiterschleifenantenne in die nach [Nag11] vorgesehene Ladebrille zur Energieversorgung des Künstlichen Akkommodationssystems. Wie bereits in Abschnitt 3.1.2.2 erläutert, kann mit einer derartigen Antennenanordnung ein für Kommunikationszwecke ausreichender Kopplungsfaktor $> 1\%$ erzielt werden.

Je nach Anzahl der Windungen kann die Antenne nicht mehr als elektrisch kurz betrachtet werden und es besteht die Gefahr eines Antennenbetriebs im Bereich der Antiresonanz. Antiresonanz liegt dann vor, wenn eine Phasendifferenz von 180° zwischen den Antennenanschlüssen auftritt und die Impedanz infolgedessen gegen unendlich strebt. Bei einer einschleifigen Antenne tritt die erste Antiresonanz bei einem Verhältnis zwischen Antennenumfang und Wellenlänge von ungefähr 0,4 auf [Bal05]. Die Anzahl der Windungen muss also so gewählt werden, dass $\frac{N_A \cdot u}{\lambda} \ll 0,4$ gilt, wobei N_A die Anzahl der Windungen und u der mittlere Umfang einer Antennenwindung ist. Wird ein Antennendurchmesser von 35 mm in der Ladebrille vorgesehen, so resultiert im MICS-Band bereits für $N_A = 1$ ein Verhältnis von ca. 0,15 zwischen Antennenumfang und Wellenlänge. Folglich ist von der Nutzung mehrerer Windungen abzusehen und es wird eine einschleifige Antenne für das Basisgerät vorgesehen.

Die Leistungsanpassung zwischen Antenne und Transceiver erfolgt im einfachsten Fall identisch zur in Abschnitt 3.1.3.3 dargestellten Vorgehensweise. Aufgrund des günstigeren Kopplungsfaktors zwischen externer Antenne und Implantat ist die für die interokulare Kommunikation erforderliche Sendeleistung auch zur externen Datenkommunikation ausreichend. Auf eine detaillierte Modellierung der externen Übertragungsstrecke kann deshalb verzichtet werden.

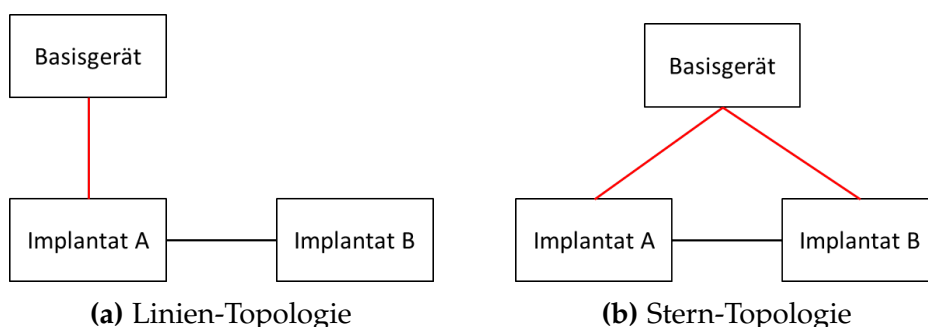


Abbildung 3.12.: Mögliche Topologien zur Kommunikation zwischen den einzelnen Teilsystemen.

3.1.4.2. Topologie der Kommunikationsteilnehmer

In Form von zwei Implantaten und einem externen Basisgerät sind insgesamt drei

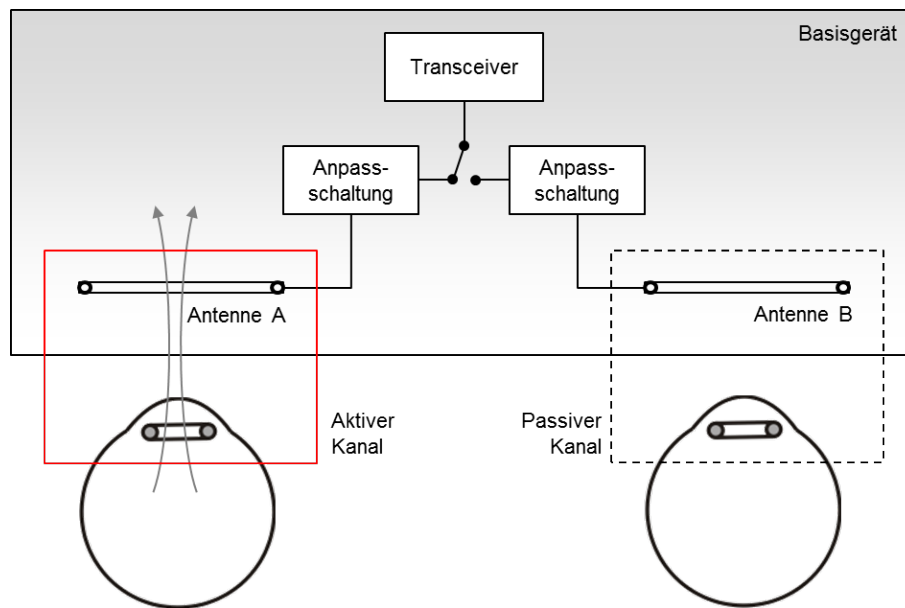


Abbildung 3.13.: System-Topologie des externen Basisgeräts zur sequentiellen Kommunikation mit den Implantaten.

Kommunikationsteilnehmer an der drahtlosen Informationsübertragung im Künstlichen Akkommodationssystem beteiligt. Prinzipiell kann die Kommunikation zwischen den einzelnen Teilnehmern entlang einer Linien- oder einer Stern-Topologie erfolgen (Abb. 3.12). In ersterem Fall nimmt Implantat A eine Repeater-Rolle ein, um einen Datenaustausch zwischen dem Basisgerät und Implantat B zu ermöglichen. Somit kann die ohnehin vorgesehene interokulare Übertragungstrecke genutzt werden, um eine physikalische Schnittstelle einzusparen. Im Falle einer Stern-Topologie kommunizieren beide Implantate direkt mit dem Basisgerät, wodurch sich zwei ausschlaggebende Vorteile ergeben: *a)* Der Ausfall eines Implantats kann toleriert werden, ohne dass die Verbindung zum zweiten Implantat gefährdet ist und *b)* der interokulare Datenstrom kann in Ausnahmefällen über das Basisgerät geroutet werden, was sich z. B. im Zuge einer Systemkalibrierung als Vorteil erweist. Aufgrund der genannten Vorteile und eines ausreichenden Energie- und Platzangebots im externen Basisgerät wird eine Stern-Topologie gewählt. Das Basisgerät verfügt somit, wie schematisch in Abb. 3.13 dargestellt, über je eine Leiterschleifenantenne pro Kanal.

Weiterhin erfolgt die externe Kommunikation im Zeitmultiplexbetrieb, d. h. das Basisgerät kommuniziert sequentiell nacheinander mit den einzelnen Implantaten, um ein Übersprechen zwischen den Kanälen zu verhindern. Der Zeitmultiplexbetrieb lässt die Nutzung von nur einem Transceiver zu und ermöglicht somit ein einfaches Schaltungsdesign im Basisgerät. Abbildung 3.13 zeigt beispielhaft die Möglichkeit zur (De-)Aktivierung eines Kanals mittels eines Schalters im HF-Signalfad.

3.2. Konzepte zur Maximierung der Energieeffizienz

Aufgrund des stark limitierten Bauraums und der begrenzten Energiedichte von heute verfügbaren Speichertechnologien muss die drahtlose Informationsübertragung

im Künstlichen Akkommodationssystem äußerst energieeffizient gestaltet werden. Basierend auf der in Abb. 2.2 dargestellten Methodik werden in diesem Abschnitt neue Konzepte zur Maximierung der Energieeffizienz vorgestellt. Zunächst werden Grundlagen der Medienzugriffssteuerung und der Zeitmodellierung erläutert. Anschließend wird ein Modell zur Ermittlung der durchschnittlichen Leistungsaufnahme des Kommunikationssystems hergeleitet. Darauf aufbauend werden Konzepte zur Minimierung der Kommunikationshäufigkeit, zur Minimierung des Datenvolumens sowie zur Optimierung des Medienzugriffs erarbeitet.

3.2.1. Grundlagen der Medienzugriffssteuerung und Zeitmodellierung

3.2.1.1. Medienzugriffssteuerung

Rendezvous und Idle Listening

Für eine erfolgreiche Datenübermittlung ist ein sogenanntes *Rendezvous* der Kommunikationspartner essentiell [FHo8], d. h. Sender und Empfänger müssen zur gleichen Zeit aktiv sein, um einen Kommunikationskanal aufzubauen. Da eine perfekte Synchronisation von Sender und Empfänger nur in der Theorie möglich ist, befindet sich der Empfänger in der Praxis länger in Empfangsbereitschaft, als es die eigentliche Paketlänge erfordern wird. Dieser in Abb. 3.14 dargestellte, unerwünschte Zustand des aktiven Wartens wird als *Idle Listening* (engl. „untätiges Zuhören“) bezeichnet und kann insbesondere bei der Übermittlung kurzer Pakete einen signifikanten Anteil an der Leistungsaufnahme eines Kommunikationssystems ausmachen [YHE02].

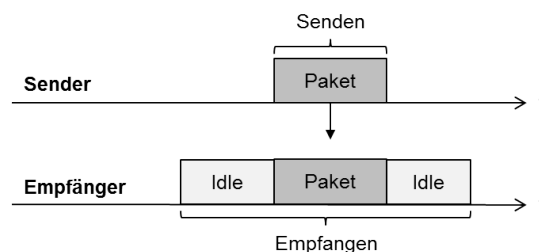


Abbildung 3.14.: Idle Listening: Der Empfänger verbleibt länger in Empfangsbereitschaft als es zum Empfangen der Nachricht erforderlich ist [BSN⁺ 10].

Alternative Rendezvous-Ansätze

Es können grundsätzlich synchrone, asynchrone und pseudo-asynchrone Rendezvous-Ansätze voneinander unterschieden werden [LRWo4, Pleo8]. Beim synchronen Rendezvous verfügen die Kommunikationspartner über synchronisierte Uhren. Der Datentransfer erfolgt gezielt zu den im Protokoll festgelegten Zeitpunkten (Abb. 3.15). Synchrone Ansätze bewähren sich vor allem in Anwendungen mit einem periodischen Datenaufkommen. Um Nachrichtenkollisionen in größeren Netzwerken zu vermeiden, werden den einzelnen Kommunikationspartnern in der Regel definierte Zeitschlitze zugeordnet (Time Division Multiple Access (TDMA)). Im Bereich der drahtlosen Sensornetze existieren zahlreiche energieeffiziente Media Access Control (MAC)-Protokolle, die auf einem synchronen Rendezvous aufbauen. Zu ihnen zählen S-MAC

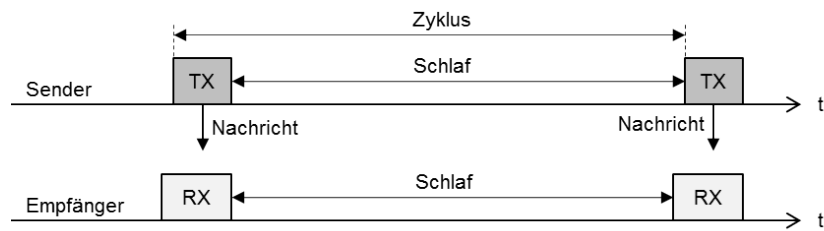


Abbildung 3.15.: Synchrones Rendezvous durch koordinierte Schlafzeiten zwischen den Kommunikationspartnern modifiziert nach [YHE02].

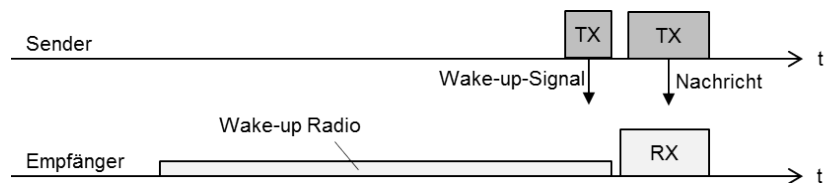


Abbildung 3.16.: Asynchrones Rendezvous mit zusätzlichem Wake-up Empfänger modifiziert nach [Pleo8].

[YHE02], IEEE 802.15.4 im sogenannten „non-beacon mode“ [TS04] und H-MAC [LT10].

Beim asynchronen Rendezvous ist der Sender in der Lage, den Empfänger vor dem Versenden der eigentlichen Nachricht gezielt zu wecken (Abb. 3.16) [Brz12]. Hierzu werden sogenannte *Wake-up Radios* eingesetzt, die ständig aktiv sind und deshalb eine sehr niedrige Leistungsaufnahme aufweisen sollten. Asynchrone Ansätze sind vor allem für Kommunikationsverbindungen mit einem sehr unregelmäßigen Nachrichtenaufkommen prädestiniert.

Ein pseudo-asynchrones Rendezvous imitiert das Wake-up Radio des asynchronen Rendezvous durch ein periodisches Aufwachen des Empfängers [LRW04]. Zur Initiierung der eigentlichen Nachrichtenübertragung werden solange sogenannte *Beacons* versendet, bis ein Rendezvous zustande kommt (Abb. 3.17). Ähnlich wie ein asynchrones Rendezvous, erfordert ein pseudo-asynchrones Rendezvous keine Zeitsynchronisation zwischen den Kommunikationspartnern und ist somit vor allem für unregelmäßige Nachrichtenübertragungen sowie dynamische Netzwerke mit wechselnden Kommunikationspartnern geeignet. Um Nachrichtenkollisionen zu vermeiden, erfolgt der Medienzugriff bei pseudo-asynchronen Verfahren gewöhnlich auf Basis von Carrier Sense Multiple Access (CSMA)-basierten Protokollen. Zu den bekannten MAC-Protokollen mit einem pseudo-asynchronen Rendezvous zählen WiseMAC [EHD04], IEEE 802.15.4 im „beacon mode“ [TS04] und X-MAC [BYAH06].

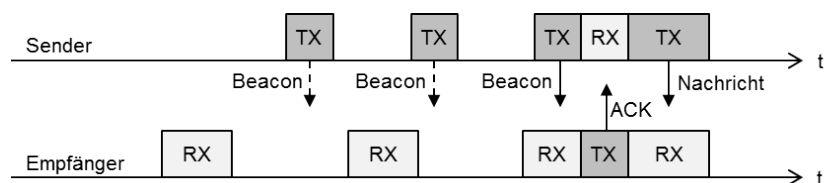


Abbildung 3.17.: Pseudo-asynchrones Rendezvous durch periodisches Aufwachen des Empfängers modifiziert nach [LRW04].

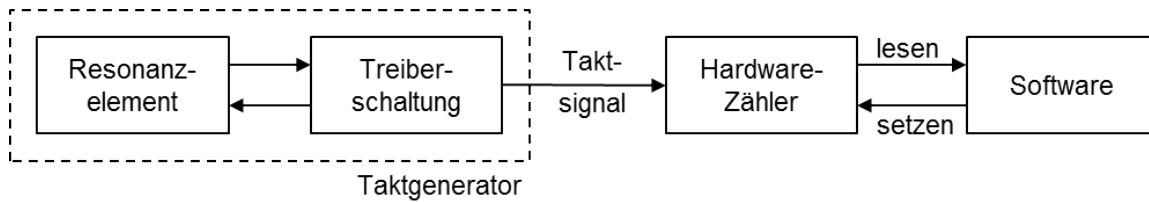


Abbildung 3.18.: Blockdiagramm einer Timer-Schaltung nach [Sch09].

3.2.1.2. Zeitmodellierung

Uhrenmodell

Jedes Implantat verfügt über eine lokale Uhr zur Steuerung des Programmablaufs, die nach [Sch09] durch das in Abb. 3.18 dargestellte Blockdiagramm abstrahiert werden kann. Die Basis der lokalen Zeitreferenz bildet ein Taktgenerator, bestehend aus einem frequenzbestimmenden Resonanzelement, z. B. einem Schwingquarz, einem LC-/RC-Glied, einem Microelectromechanical System (MEMS)-Resonator o. Ä., und einer Treiberschaltung zur Initiierung und Stabilisierung des Taktsignals. Die Treiberschaltung kann entweder im Mikrocontroller integriert oder gemeinsam mit dem Resonanzelement in einem separaten Bauteil (Oszillator) ausgeführt sein. Der Taktgenerator stellt ein periodisches Taktsignal der Frequenz f bereit, durch welches alle $1/f$ Sekunden ein in Hardware realisierter Zähler inkrementiert wird. Von diesem wird die in Software verfügbare, lokale Systemzeit $C(t)$ abgeleitet, wobei t die Echtzeit ist. Kommt ein n -Bit-Zähler zum Einsatz, ergibt sich unter Annahme einer idealen Taktquelle ($f = \text{konst.}$) die lokale Systemzeit zum Zeitpunkt t zu [SSC⁺10]

$$C(t) = \lfloor f \cdot t \rfloor \bmod 2^n, \quad (3.41)$$

wobei die Abrundungsfunktion $\lfloor \cdot \rfloor$ der zeitdiskreten Arbeitsweise des digitalen Systems Rechnung trägt. Die Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Inkrementierungsschritten, den sogenannten *Ticks*, bestimmt die Granularität $g_C = 1/f$ der Zeitreferenz.

Die Differenz zwischen der tatsächlichen Taktrate $f(t)$ und der nominalen Taktrate f_0 wird Frequenzfehler $\rho(t)$ genannt und ist in der Regel normiert auf f_0 in der Pseudoeinheit *parts per million* (ppm) angegeben [SCF⁺08]:

$$\rho(t) = \frac{f(t) - f_0}{f_0} \cdot 10^6 \text{ ppm}. \quad (3.42)$$

Aufgrund von Kurzzeit- und Langzeit-Störeinflüssen ist $\rho(t)$ eine zeitvariable Größe. Kurzzeitige Störeinflüsse resultieren aus unvermeidlichen Rauscherscheinungen in der Oszillatorschaltung, z. B. aus thermischem Rauschen oder Funkelrauschen [TW98], sowie hochfrequenten Fluktuationen der Versorgungsspannung und Umgebungstemperatur. Niederfrequente Temperatur- und Spannungsschwankungen sowie Bauteilalterungen hingegen sind ursächlich für eine Langzeitdrift [SSC⁺10]. Es kann davon ausgegangen werden, dass $\rho(t)$ innerhalb definierter Rahmenbedingungen betragsmäßig durch einen maximalen Frequenzfehler ρ_{\max} begrenzt ist, dass also

$$-\rho_{\max} \leq \rho(t) \leq \rho_{\max} \quad (3.43)$$

gilt [Röm05]. Die Kenngröße ρ_{\max} wird in der Regel als die Frequenzstabilität eines kommerziell verfügbaren Resonanzelements bzw. einer Oszillatorschaltung ausgewiesen. Eine Frequenzstabilität von ± 20 ppm bedeutet also beispielsweise, dass die Frequenz $f(t)$ im Rahmen der spezifizierten Umgebungsbedingungen um maximal $0,02\text{‰}$ von der Nominalfrequenz f_0 abweicht. In der Praxis erzielbare Frequenzstabilitäten erstrecken sich von wenigen ppm (z. B. für temperaturkompensierte Quarzoszillatoren) bis hin zu mehreren hundert oder tausend ppm (z. B. für RC-/LC-Oszillatoren) [SSC⁺10].

Als ein Maß zur Quantifizierung der Kurzzeit-Frequenzstabilität hat sich die Allan-Varianz $\sigma_{\Psi}^2(\tau)$ bewährt, die die mittelwertfreie, relative Frequenzabweichung $\Psi = \frac{f_{k+1} - f_k}{f_0}$ innerhalb eines Mittelungsintervalls τ beschreibt [Rilo8]:

$$\sigma_{\Psi}^2(\tau) = \frac{1}{2(N-1)} \sum_{k=1}^{N-1} \left(\frac{f_{k+1}}{f_0} - \frac{f_k}{f_0} \right)^2 \quad (3.44)$$

Dabei ist f_k die mittlere Frequenz im Intervall $[t + (k-1)\tau, t + k\tau]$ und N eine hinreichend große Anzahl an Messungen. Die Allan-Varianz hat im Gegensatz zur einfachen Varianz von f_k den Vorteil, dass sie bei entsprechend kleiner Wahl von τ Langzeit-Störeinflüsse unberücksichtigt lässt und somit konvergiert.

Kombination mehrerer Systeme

Für eine koordinierte Ablaufsteuerung zwischen mehreren Systemen ist ein gemeinsames Zeitverständnis unabdingbar. Sind $C^i(t)$ und $C^j(t)$ die lokalen Zeiten in den Systemen i und j , so ist

$$\alpha(t) = \frac{\frac{dC^j(t)}{dt}}{\frac{dC^i(t)}{dt}} = \frac{f^j(t)}{f^i(t)} \quad (3.45)$$

das relative Taktverhältnis der Uhren zum Zeitpunkt t [MST99]. $f^i(t)$ und $f^j(t)$ sind hierbei die lokalen Taktraten. Unter der Annahme eines statischen Taktverhältnisses, d. h. für $\alpha(t) = \alpha = \text{konst.}$, existiert eine lineare Relation zwischen den lokalen Uhren:

$$C^j(t_1) = \alpha \Delta C^i + C^j(t_0). \quad (3.46)$$

Hier sind $C^j(t_0)$ und $C^j(t_1)$ die lokalen Uhrzeiten zu den Referenzzeitpunkten t_0 und t_1 in System j und ΔC^i die im selben Zeitraum verstrichene Zeit in System i .

In der Praxis ist $\alpha(t)$ eine zeitveränderliche Größe. Werden in beiden Systemen baugleiche Taktgeneratoren eingesetzt, so ist das Taktverhältnis in Abhängigkeit deren Frequenzstabilität ρ_{\max} in den Grenzen

$$\frac{1 - \rho_{\max}}{1 + \rho_{\max}} \leq \alpha(t) \leq \frac{1 + \rho_{\max}}{1 - \rho_{\max}} \quad (3.47)$$

nach unten und oben beschränkt. Abbildung 3.19 veranschaulicht die maximal mögliche Drift zwischen zwei Systemen in Abhängigkeit von ρ_{\max} .

Die Differenz der lokalen Taktraten $\delta(t) = f^j(t) - f^i(t)$ wird als Gleichlauffehler (engl. *clock skew*) bezeichnet [MST99]. Weiterhin kennzeichnet

$$\Theta(t) = C^j(t) - C^i(t) \quad (3.48)$$

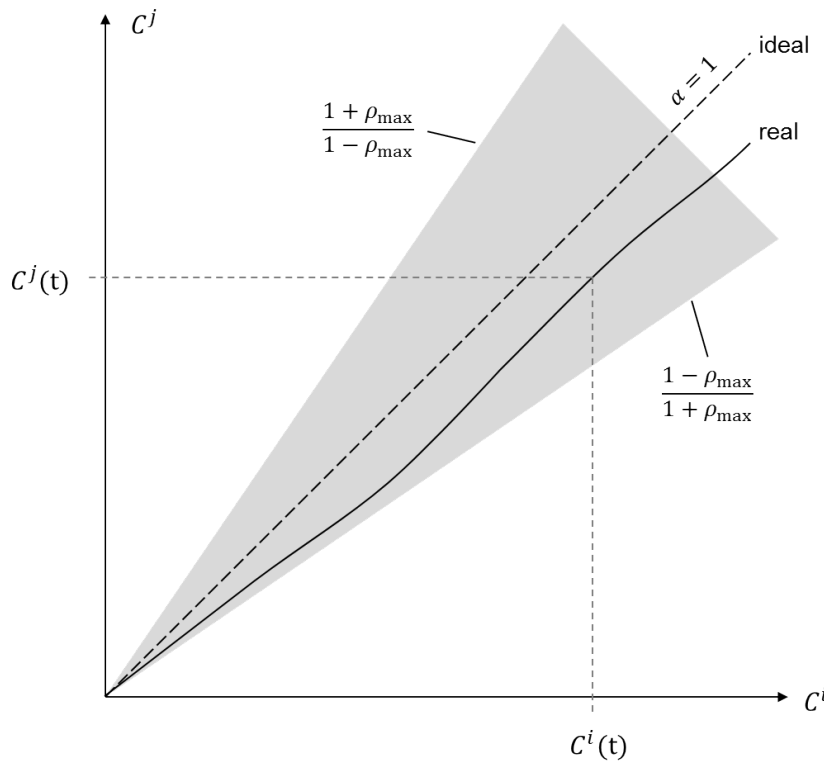


Abbildung 3.19.: Beziehung zwischen den lokalen Zeiten C^i und C^j zweier Systeme i und j . Besitzen beide Uhren dieselbe Frequenzstabilität ρ_{\max} und existiert zum Zeitpunkt $t = 0$ kein Zeitversatz, so bewegen sich alle möglichen Tupel $(C^i(t), C^j(t))$ innerhalb der grauen Fläche.

den zeitlichen Versatz der Uhren. Zur Berechnung des maximal möglichen Versatzes in Abhängigkeit von ρ_{\max} wird (3.42) zunächst nach $f(t)$ umgestellt, woraus sich nach Integration von $f(t)$ die lokale Uhrzeit zu

$$C(t) = \int_0^t (f_0(\rho(\tau) + 1)) d\tau \quad (3.49)$$

bestimmen lässt. Existiert zum Zeitpunkt $t = 0$ kein Versatz zwischen den Systemen, resultiert durch Einsetzen von (3.49) in (3.48) die von ρ_{\max} abhängige Ungleichung

$$|\Theta(t)| = |C^j(t) - C^i(t)| \leq 2 \cdot f_0 \cdot \rho_{\max} \cdot t. \quad (3.50)$$

Somit müssen spätestens zum Zeitpunkt

$$t = \frac{1}{2 \cdot f_0 \cdot \rho_{\max}} |\Theta_{\max}| \quad (3.51)$$

beide Systemuhren (re-)synchronisiert werden, sofern ein maximaler Versatz $|\Theta_{\max}|$ nicht überschritten werden darf.

3.2.2. Herleitung eines Modells zur Ermittlung der mittleren Leistungsaufnahme

Die mittlere Leistungsaufnahme des Kommunikationssystems hängt neben der in Abschnitt 3.1 hergeleiteten Sendeleistung maßgeblich von der Verweildauer des Implantats in den aktiven Betriebszuständen Senden und Empfangen ab. Unter Vernachlässigung von Transitionen zwischen den einzelnen Betriebszuständen errechnet sich die mittlere Leistungsaufnahme als Summe der Leistungen in den aktiven und passiven Betriebszuständen, normalisiert über die gesamte Betriebszeit:

$$P_{\text{ges}} = \frac{P_{\text{TXon}} \cdot T_{\text{TX}} + P_{\text{RXon}} \cdot T_{\text{RX}} + P_{\text{off}} \cdot T_{\text{off}}}{T_{\text{TX}} + T_{\text{RX}} + T_{\text{off}}}. \quad (3.52)$$

Hier sind P_{TXon} und P_{RXon} die Leistungsaufnahmen im Sende- und Empfangsbetrieb und P_{off} die Leistungsaufnahme im Schlaf-Modus des Transceivers ist. T_{TX} , T_{RX} und T_{off} stellen die zugehörigen Verweildauern in den einzelnen Betriebszuständen dar.

In modernen Low-Power-Transceivern wird ein Großteil der Leistung in Mischern, dem Frequenzsynthesizer sowie aktiven Filtern umgesetzt [LBC05]. Nur für hohe Sendeleistungen größer ca. 1 mW entfällt ein signifikanter Anteil auf die Sendeendstufe. In der Praxis äußert sich dies darin, dass für geringe Sendeleistungen $P_{\text{TXon}} \approx P_{\text{RXon}} \gg P_{\text{off}}$ gilt, wobei der Leistungsfaktor zwischen den aktiven Modi und dem Schlaf-Modus im Bereich von 10^5 bis 10^7 liegt [Tex10a, Zar10, STM12]. Die mittlere Leistungsaufnahme des Kommunikationssystems kann somit in erster Näherung als proportional zum sogenannten Duty Cycle (DC) betrachtet werden, der die akkumulierte aktive Betriebszeit $T_{\text{TX}} + T_{\text{RX}}$ bezogen auf eine Bezugszeitspanne Δt darstellt:

$$P_{\text{ges}} \sim \text{DC} = \frac{T_{\text{TX}} + T_{\text{RX}}}{\Delta t}. \quad (3.53)$$

Von besonderer Bedeutung ist die Leistungsaufnahme der interokularen Kommunikation im energieautonomen Betrieb. Erfolgt die interokulare Informationsübertragung wie in Abb. 3.20 dargestellt zyklisch, wobei Telegramme mit konstanten Paketlängen N_{TX} und N_{RX} gesendet und empfangen werden, so lässt sich der Duty Cycle weiter differenzieren. Das pro Zyklus erforderliche Sendeintervall errechnet sich in Abhängigkeit der Paketlänge N_{TX} und der Datenrate R_{D} zu

$$T_{\text{TX}} = \frac{N_{\text{TX}}}{R_{\text{D}}}. \quad (3.54)$$

Das Empfangsintervall setzt sich, wie in Abb. 3.14 dargestellt, aus einem idealen Empfangsfenster $T_{\text{RX,ideal}} = N_{\text{RX}}/R_{\text{D}}$ und einem Zeitanteil T_{IL} zulasten von Idle Listening zusammen:

$$T_{\text{RX}} = \frac{N_{\text{RX}}}{R_{\text{D}}} + T_{\text{IL}}. \quad (3.55)$$

Hier ist N_{RX} die Paketlänge der zu empfangenden Nachricht. Mit (3.54) und (3.55) ergibt sich der Duty Cycle schließlich zu

$$\text{DC} = \frac{\frac{1}{R_{\text{D}}}(N_{\text{TX}} + N_{\text{RX}}) + \bar{T}_{\text{IL}}}{\bar{T}_{\text{Zyk}}}, \quad (3.56)$$

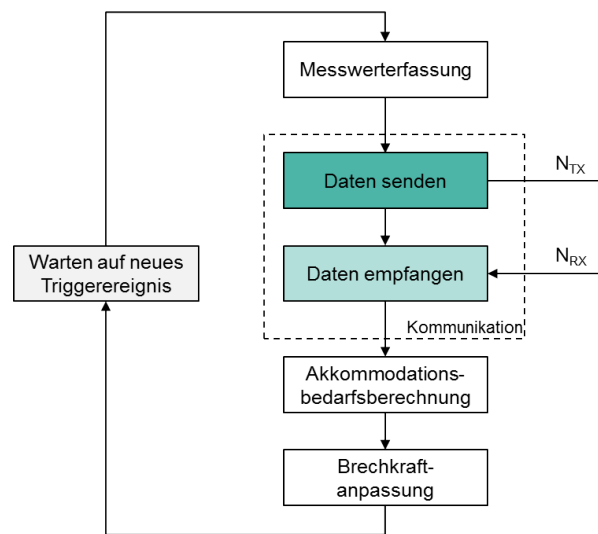


Abbildung 3.20.: Beispielhafte Ablaufsteuerung des Künstlichen Akkommodationsystems im energieautonomen Betrieb.

wobei \bar{T}_{Zyk} die mittlere Zyklusdauer und \bar{T}_{IL} die pro Zyklus im Mittel aufgewendete Zeit für Idle Listening ist.

Aus (3.56) wird formelmäßig ersichtlich, dass der Duty Cycle bei einer gegebenen Datenrate durch folgende drei Maßnahmen reduziert werden kann, die sich mit den in Abschnitt 2.4.2 definierten Zielen zur Maximierung der Energieeffizienz decken:

1. Maximierung von \bar{T}_{Zyk} (entspricht einer Minimierung der Kommunikationshäufigkeit),
2. Minimierung von N_{TX} und N_{RX} (entspricht einer Minimierung der Datenmenge) und
3. Minimierung von \bar{T}_{IL} (entspricht einer optimalen Steuerung des Medienzugriffs).

In den folgenden Abschnitten werden Konzepte zu den einzelnen Energieeinsparungsmöglichkeiten vorgestellt. Aufgrund der stringenten Anforderungen im energieautonomen Betrieb liegt der Fokus dabei auf der interokularen Kommunikation.

3.2.3. Minimierung der Kommunikationshäufigkeit

Die ursprüngliche Vermeidung einer Nachrichtenübertragung stellt die offensichtlichste und wirksamste Methode zur Energieeinsparung dar. Im Falle einer externen Informationsübertragung geht der Kommunikationswunsch immer vom Basisgerät aus. Mögliche Motive sind eine Sensorkalibrierung im Anschluss an die Implantation, die Anpassung von Betriebsparametern oder eine Abfrage des Ladezustands. Von Seiten des Implantats besteht keine Notwendigkeit zur Initiierung einer Kommunikationsverbindung. Somit kann die externe Kommunikationshäufigkeit minimiert werden, indem das Implantat nur dann aktiv wird, wenn es einen Kommunikationswunsch vom Basisgerät empfängt. Hierzu wird in Abschnitt 3.2.5.2 ein vom Basisgerät ausgehender Verbindungsaufbau auf Basis der zum Aufladen des Energiespeichers vorgesehenen induktiven Übertragungsstrecke vorgestellt.

Die interokulare Kommunikationshäufigkeit resultiert unmittelbar aus der Abtastfrequenz des Sensorsystems. Zur Realisierung einer echtzeitfähigen Vergenzwinkel-sensorik wird in [Klio8] eine statische Sensorabtastrate f_{stat} von 10 Hz gefordert. Eine dynamische Reduktion der Abtastrate ist nur dann zulässig, wenn anderweitig eine echtzeitfähige Brechkraftanpassung sichergestellt und somit eine Gefährdung des Implantatträgers ausgeschlossen werden kann.

3.2.3.1. Lidschlaggesteuerte Sensordatenerfassung und Kommunikation

In [Nag11] wurde bereits die Möglichkeit zur Reduktion der Abtastrate durch eine Sakkadendetektion vorgestellt. Sakkaden vollführen den Blickwechsel auf ein neues Zielobjekt, weisen markante Augenbeschleunigungen auf und stellen somit einen technisch erfassbaren Indikator für eine potentielle Änderung des Akkommodationsbedarfs dar. Während der Mensch alltäglichen Tätigkeiten nachgeht, führt das Auge gewöhnlich mehrere Sakkaden pro Sekunde aus. Die durchschnittliche Sakkadenhäufigkeit beträgt z. B. 3 Hz beim Lesen [VK09], 3,5 Hz beim Betrachten eines Bildes [OMTM⁺08] und 2,7 Hz beim Fernsehen [DMGB10]. Wie bereits in Abschnitt 1.2.2 erläutert, treten selbst während Fixationsphasen sogenannte Mikrosakkaden mit hohen Augenbeschleunigungen auf. Auf Basis der Literatur kann somit angenommen werden, dass Sakkaden tätigkeitsübergreifend mit einer durchschnittlichen Rate von mindestens 2,5 Hz auftreten. Dagegen ändert sich der Akkommodationsbedarf im Wachzustand eines Menschen im Mittel nur einmal alle 5,7 s um mehr als 0,25 dpt [Nag11]. Daraus resultiert ein Faktor von ungefähr 14 zwischen der Auftrittswahrscheinlichkeit einer Sakkade und einer gleichzeitigen Änderung des Akkommodationsbedarfs.

Als Alternative zur Sakkadendetektion ist eine Auswertung des wesentlich seltener auftretenden Lidschlags denkbar. Wie bereits in Abschnitt 1.2.3 erläutert, treten spontane Lidschläge häufig gemeinsam mit Sakkaden auf, welche wiederum den Blickwechsel auf ein neues Zielobjekt vollführen und damit eine potentielle Änderung des Akkommodationsbedarfs signalisieren. Im Folgenden wird auf Basis der Literatur untersucht, inwiefern spontane Lidschläge zuverlässige Indikatoren für eine Änderung des Akkommodationsbedarfs darstellen. Anschließend wird eine mögliche technische Ausführung der lidschlaggesteuerten Sensordatenerfassung vorgestellt. Hierfür werden optimale Messzeitpunkte sowie eine Methode zur zeitsynchronisierten Steuerung in beiden Augen hergeleitet. Abschließend wird das aus einer lidschlaggesteuerten Sensordatenerfassung resultierende Energieeinsparungspotential abgeleitet.

Spontane Lidschläge als Indikatoren für Akkommodationsänderungen

Aus physiologischer Sicht lässt sich die zeitlich enge Kopplung von Sakkaden- und Lidschlagbewegungen damit erklären, dass sowohl Sakkaden als auch Lidschläge die visuelle Reizaufnahme einschränken bzw. verhindern (vgl. Abschnitt 1.2). Somit erfolgt die Befeuchtung der Cornea durch das Augenlid quasi unbemerkt, ohne dass die zeitliche Verfügbarkeit des Sehapparats zusätzlich eingeschränkt wird [EMP⁺94, Haro1]. Die physiologische Betrachtungsweise liefert jedoch keine Erklärung dafür, dass Lidschläge zeitlich gesehen nicht äquidistant auftreten und zudem die durchschnittliche Lidschlagfrequenz wesentlich größer ist, als es eine adäquate Befeuchtung der Cornea benötigen würde [NKM⁺13]. Neurowissenschaftliche Untersuchungen belegen, dass

das Blinzelnverhalten stark durch die vorherrschenden kognitiven Prozesse geprägt ist. So ist bspw. während kommunikativer Tätigkeiten oder in Phasen der Anspannung und Nervosität eine erhöhte Lidschlagrate zu beobachten [Haro1]. Auf der anderen Seite sinkt die Lidschlagwahrscheinlichkeit bei erhöhter Konzentration und mentaler Beanspruchung [HT75]. Daneben werden Blinzelnbewegungen auch während Tätigkeiten, die sich durch eine hohe visuelle Informationsaufnahme auszeichnen, gehemmt. Paradebeispiel hierfür ist das Lesen. Geblinzelt wird dann vorwiegend im Zusammenhang mit Zeilenwechseln und Rückwärtssakkaden. Orchard und Stern [OS91] argumentieren, dass Lidschläge beim flüssigen Lesen gezielt vermieden werden, weil ein kontinuierlicher Informationsfluss aufrecht erhalten werden muss und stattdessen in den Phasen stattfinden, in denen Lesefluss und Informationsaufnahme ohnehin stocken.

Ähnliche Verhaltensmuster hin zu einem „ökologischen Timing“ von Lidschlägen wurden von Evinger et al. [EMP⁺94] unter Laborbedingungen nachgewiesen. Probanden sollten auf ein akustisches Signal hin einen Blickwechsel zu einem peripheren Zielobjekt ausführen. Während der Zielsakkaden wurden keine Lidschlagbewegungen und nur ein sehr geringes Aktivierungspotential des Augenringmuskels beobachtet. Die Refixationssakkaden zurück in die Ausgangslage hingegen waren meist von einem ausgeprägten Lidschlag begleitet. Außerhalb des Labors lassen sich ähnliche Phänomene bspw. beim Autofahren beobachten [FS89]: Wird in Erwartung eines überholenden Autos in den Rückspiegel geblickt – es liegt also eine konkrete visuelle Aufgabe vor –, bleibt der Lidschlag aus. Der Blickwechsel zurück zur Straße hingegen ist meist von einem Lidschlag, einem sogenannten „Entlastungsblinzeln“ [Haro1], begleitet.

Entlastungsblinzeln tritt nicht nur nach visuellen Aufgaben, sondern auch im Anschluss an rein mentale Arbeitsprozesse, z. B. Zähl- oder Rechenaufgaben, auf [Haro1]. Eine mögliche Erklärung hierfür ist, dass Änderungen der visuellen Informationsaufnahme andere kognitive Prozesse stören und Lidschläge deshalb unterdrückt werden, bis eine Teilaufgabe abgeschlossen ist [HT75]. Nakano et al. [NKM⁺13] postulieren gar, dass Lidschläge eine aktive Rolle dabei spielen, einen andauernden kognitiven Prozess zu beenden und zu einer neuen Teilaufgabe überzuleiten.

Es lässt sich festhalten, dass Lidschläge nicht etwa gleichmäßig oder zufällig verteilt auftreten, sondern auf eine komplexe Art und Weise an physiologische und kognitive Prozesse gekoppelt sind. Über die zeitliche Koordination von spontanen Lidschlagbewegungen lassen sich zusammenfassend folgende Kernaussagen formulieren:

- Lidschläge treten vermehrt im Zusammenhang mit Sakkaden auf. Die Blinzelnwahrscheinlichkeit steigt dabei mit der Sakkadenamplitude an.
- Lidschläge werden unterdrückt, wenn ein kontinuierlicher visueller Informationsfluss vorherrscht, der nicht unterbrochen werden soll bzw. wenn neue und wichtige Informationen erwartet werden.
- Lidschläge treten vermehrt nach der Ausführung einer Teilaufgabe als „Entlastungsblinzeln“ auf.

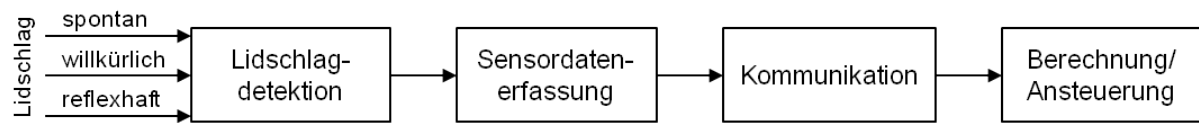


Abbildung 3.21.: Prozesskette der lidschlaggesteuerten Sensordatenerfassung.

Empirische Daten über die Korrelation von Lidschlägen und Akkommodationsänderungen sind bis heute nicht bekannt. Die oben genannten Beispiele zeigen jedoch, dass viele der im Alltag auftretenden diskongugierten Sakkaden mit einem Blinzeln einhergehen und der spontane Lidschlag somit ein geeigneter Indikator für eine potentielle Akkommodationsänderung darstellt. Dies erscheint nicht zuletzt aufgrund der statistischen Verteilung von Blickwechseln als plausibel. Studien haben gezeigt, dass der Blick im Alltag im Mittel ca. 3 s lang auf demselben Objekt „liegt“ – bzw. vielmehr dynamisch auf dem Objekt „wandert“ oder „springt“ – bevor mit dem Wechsel zu einer neuen Teilaufgabe auch ein Blickwechsel stattfindet [SEEP87, LMR99]. Die Frequenz der Blickwechsel entspricht somit näherungsweise der aus der Literatur bekannten durchschnittlichen Blinzelrate im Bereich von 10 bis 23 min^{-1} [SRG⁺08].

Auf der anderen Seite ist ersichtlich, dass im Alltag auch Akkommodationsänderungen auftreten, die nicht von einem spontanen Lidschlag begleitet sind, z. B. der Kontrollblick in den Rückspiegel, das reflexhafte Aufschauen vom Zeitunglesen o. Ä. In etwaigen Fällen würde eine lidschlaggesteuerte Messwerterfassung im Künstlichen Akkommodationssystem also nicht zu einem automatischen, zeitnahen Akkommodationserfolg führen. Der Implantatträger müsste bis zum nächsten spontanen Blinzelereignis die resultierende Unschärfe dulden oder aber mit einem willkürlichen Blinzeln reagieren. Es ist anzunehmen, dass dieses „willkürliche Eingreifen“ in den Akkommodationsprozess nach einer kurzen Eingewöhnungsphase zu einer intuitiven Handlung wird. Schließlich lässt sich z. B. beobachten, dass der Mensch auch reflexhaft blinzelt, um die mit einem Tränenfilm einhergehende Unschärfe nach einem herzhaften Gähnen zu beseitigen.

Technische Ausführung

In Abb. 3.21 ist die Prozesskette einer lidschlaggesteuerten Messwerterfassung für die Vergenzwinkelsensorik dargestellt. Kernbestandteil ist das Detektionsmodul zur Erfassung von Lidschlägen, auf das sowohl spontane, reflexhafte als auch willkürliche Lidschläge einwirken. Durch die Detektion eines Lidschlags wird ein *Interrupt* generiert, welcher die Sensordatenerfassung einleitet. Der Zeitpunkt der Messung muss dabei so gesteuert werden, dass die Wahrscheinlichkeit einer Fehlmessung möglichst klein ist. Zuletzt finden die interokulare Informationsübertragung, die Akkommodationsbedarfsberechnung und eine potentielle Adaption der Brechkraft statt. Im Folgenden werden Konzepte zur Ausführung der Lidschlagdetektion, zur Bestimmung eines optimalen Messzeitpunkts sowie zur zwischen zwei Implantaten synchronisierten Messwerterfassung und Informationsübertragung vorgestellt.

Lidschlagdetektion Die Lidschlagdetektion kann mit Hilfe der in [Nag11] konzipierten Photodiodenschaltung zur Schlafabschaltung des Künstlichen Akkommodationssystems realisiert werden. Durch den nahezu linearen Zusammenhang zwischen Maxi-

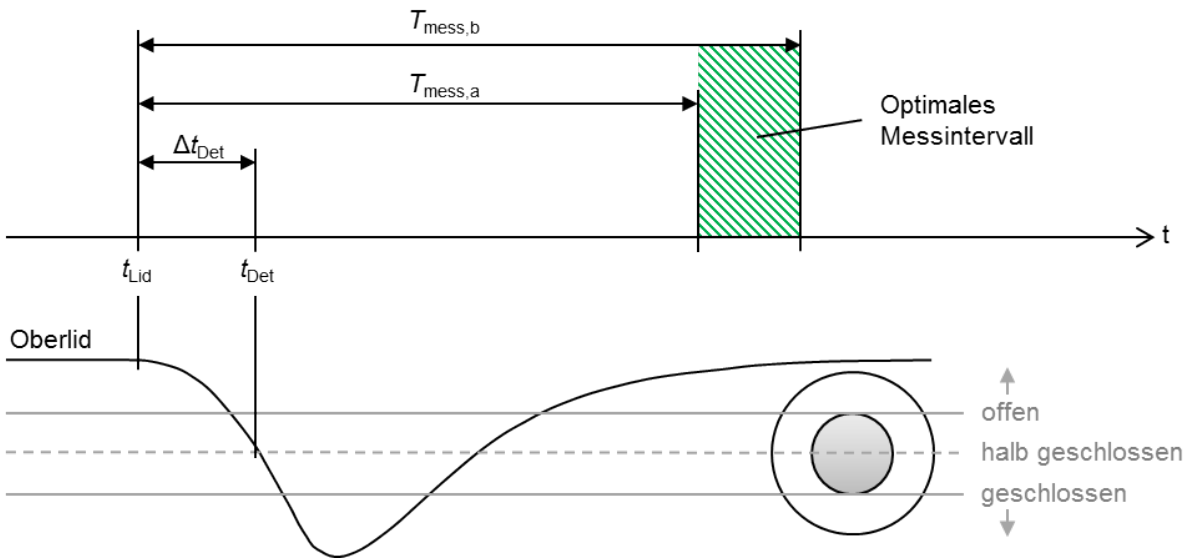


Abbildung 3.22.: Vertikaler Bewegungsverlauf des Oberlids bei einem typischen Lidschlag nach [HR07]. Auf der Zeitachse sind der optimale Detektionszeitpunkt t_{Det} bei halbem Lidschluss sowie das optimale Messintervall zur Sensordatenerfassung im Anschluss an den Lidschlag visualisiert.

malgeschwindigkeit und Amplitude der Lidbewegung ist die Dauer der Schließphase fast konstant und beträgt im Schnitt rund 80 ms [EMS91]. Die Photodioden des Detektionsmoduls sollten so angeordnet sein, dass der Zeitpunkt detektiert wird, zu dem die Hälfte der Pupille durch das Oberlid bedeckt ist. Somit lässt sich eine von der Pupillenweite und Lidschlagamplitude weitestgehend unabhängige Reaktionszeit Δt_{Det} zwischen Lidschlagbeginn t_{Lid} und Detektionszeitpunkt t_{Det} erzielen. Abbildung 3.22 visualisiert den idealen Detektionszeitpunkt anhand einer typischen Lidschlagbewegung.

Bestimmung eines optimalen Messintervalls Die Sensordatenerfassung sollte in einem Messintervall $[t_{\text{Lid}} + T_{\text{Mess,a}}, t_{\text{Lid}} + T_{\text{Mess,b}}]$ relativ zum Lidschlagbeginn t_{Lid} stattfinden, in dem

- a) eine potentielle Vergenzbewegung bereits abgeschlossen ist (mindestens erforderliche Totzeit $T_{\text{Mess,a}}$) und
- b) die Auftrittswahrscheinlichkeit einer Folgesakkade kleinstmöglich ist (maximal zulässige Totzeit $T_{\text{Mess,b}}$).

$T_{\text{Mess,a}}$ kann aus der Dauer der größten, im Alltag anzunehmenden, diskonjugierten Sakkade abgeleitet werden. In [CES95] wird die Dauer von diskonjugierten Sakkaden mit 40° Versionsamplitude und 10° Vergenzamplitude auf ungefähr 280 ms beziffert. Aus [RDW⁺98] ist bekannt, dass ein begleitender Lidschlag die Sakkadendauer um durchschnittlich 36 % verlängert. Zudem kann die Latenz zwischen Sakkaden- und Lidschlagbeginn auf ± 20 ms beziffert werden [Gan12]. Somit kann geschlussfolgert werden, dass nach Beginn eines Lidschlags im Worst Case ungefähr 400 ms vergehen, bis eine Vergenzbewegung abgeschlossen ist.

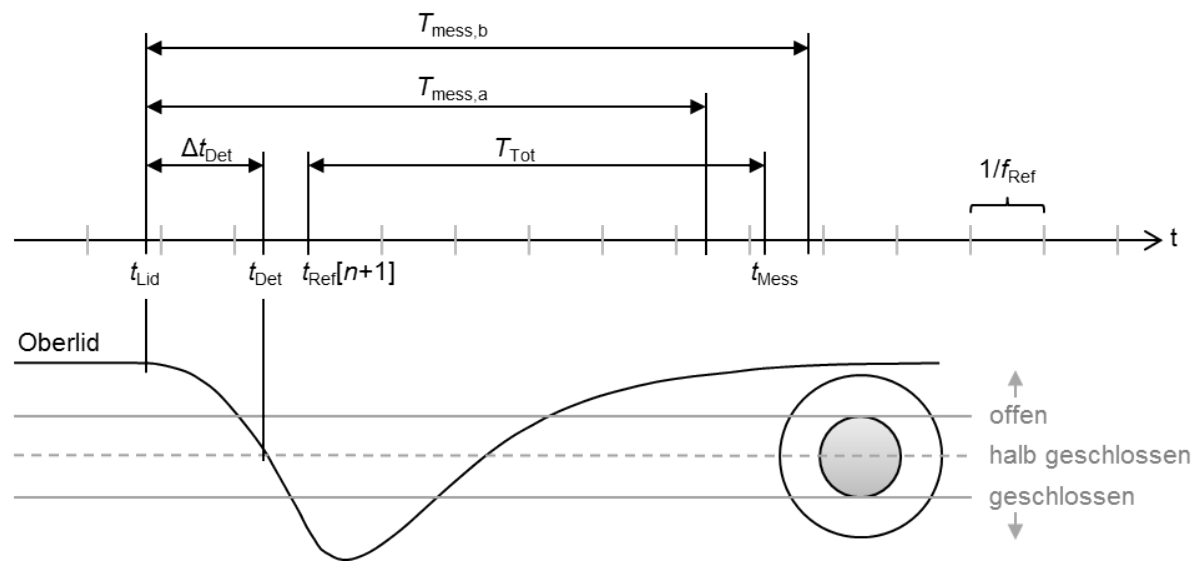


Abbildung 3.23.: Ableitung eines in beiden Augen identischen Messzeitpunkts t_{Mess} auf Basis des Detektionszeitpunkts t_{Det} und einer synchronisierten Zeitreferenz. Die Inkrementierungszeitpunkte der synchronisierte Zeitreferenz werden durch die grauen Ticks symbolisiert.

Die maximal zulässige Totzeit $T_{Mess,b}$ kann anhand der Fixationsdauer abgeschätzt werden, die sich an einen Lidschlag anschließt. Aus [Pan03] ist bekannt, dass Fixationsphasen durchschnittlich 200 – 600 ms andauern³. Jede Fixation beinhaltet somit eine mindestens 200 ms lange Kernphase, die erforderlich ist, um visuelle Informationen zu extrahieren und eine Folgesakkade zu planen [Une95]. Da während der Lidschlagdauer von 280 ms und mehr keine Informationsaufnahme stattfindet [VBR⁺03], ist davon auszugehen, dass sich die Fixationsphase bis mindestens 480 ms nach Lidschlagbeginn erstreckt.

Auf Basis der Literatur kann somit ein vorläufig ideales Messintervall von 400–480 ms nach Lidschlagbeginn identifiziert werden, welches es in klinischen Studien zu bestätigen oder optimieren gilt.

Synchronisierter Mess- und Kommunikationszeitpunkt

Lidschlagbewegungen erfolgen beim gesunden Menschen synchron in beiden Augen [SHB⁺94]. Im Zusammenhang mit starken Versionsamplituden sowie aufgrund von generellen Toleranzen ist es dennoch möglich, dass der Zeitpunkt der Lidschlagdetektion zwischen beiden Implantaten um wenige Millisekunden streut. Um eine in beiden Augen synchrone Sensordatenerfassung mit einem maximalen Fehler von 1 ms zu erzielen (vgl. Abschnitt 2.1.2), wird, wie in Abb. 3.23 dargestellt, eine zwischen beiden Implantaten synchronisierte Zeitreferenz der Frequenz f_{Ref} genutzt. Somit wird eine

³Hiervon sind sogenannte Expresssakkaden ausgenommen. Diese können bereits nach einer Latenzzeit von weniger als 100 ms beginnen. Für die Ausführung einer Expresssakkade ist jedoch die sog. Gap-Bedingung, d. h. ein Entfernen des Fixationsreizes während der Fixationsphase [KT12], erforderlich, was faktisch nur unter Laborbedingungen herbeizuführen ist.

Sensordatenerfassung zwar separat in jedem Implantat durch eine Lidschlagdetektion eingeleitet, jedoch erst zu einem gemeinsamen Zeitpunkt

$$t_{\text{Mess}} = t_{\text{Ref}}[n + 1] + T_{\text{Tot}} \quad (3.57)$$

ausgelöst. $t_{\text{Ref}}[n + 1]$ bezeichnet hierbei den auf eine Lidschlagdetektion in Periode n folgenden, synchronisierten Referenzzeitpunkt und T_{Tot} die eingestellte Totzeit zwischen Referenz- und Messzeitpunkt.

Um unter der Annahme einer infinitesimal kurzen Messzeit eine Sensordatenerfassung innerhalb des optimalen Messintervalls $[t_{\text{Lid}} + T_{\text{Mess,a}}, t_{\text{Lid}} + T_{\text{Mess,b}}]$ zu erzielen, muss für die Frequenz der Bezugszeitbasis

$$f_{\text{Ref}} \geq \frac{1}{T_{\text{Mess,b}} - T_{\text{Mess,a}}} \quad (3.58)$$

und für die eingestellte Totzeit

$$T_{\text{Tot}} = T_{\text{Mess,a}} - \Delta t_{\text{Det}} \quad (3.59)$$

gelten. Für das oben hergeleitete optimale Messintervall von 80 ms Länge muss f_{Ref} somit mindestens 12,5 Hz betragen.

Der Nachrichtenaustausch zwischen beiden Implantaten erfolgt direkt im Anschluss an die Sensordatenerfassung. Konzepte zur Realisierung eines energieeffizienten Kanalzugriffs werden separat in Abschnitt 3.2.5 diskutiert.

Findet eine Lidschlagdetektion in unmittelbarer Nähe zu einem Inkrementierungszeitpunkt der Bezugszeitbasis statt, besteht die Gefahr eines in beiden Implantaten inkonsistenten Mess- und Kommunikationszeitpunkts, d. h. eines der beiden Implantate eilt um eine Periode voraus. Die Fehlerkorrektur muss im vorauseilenden Implantat erfolgen. Erhält dieses keine antizipierte Nachricht, muss es eine Periode später mit einer wiederholten Messung und einem wiederholten Kommunikationsversuch reagieren.

Analyse des Einsparungspotentials

Die durchschnittliche Abtast- und Kommunikationsrate einer lidschlaggesteuerten Vergenzwinkelsensorik resultiert direkt aus der mittleren Blinzelrate des Implantat-trägers, die maßgeblich von der ausgeübten Tätigkeit abhängt, aber auch alters- und geschlechtsspezifisch variieren kann [Dou01, SRG⁺08]. In [Dou01] wurden die im Alltag üblichen Blinzelraten für unterschiedliche Tätigkeiten untersucht. Demnach blinzelt ein Erwachsener beim Lesen durchschnittlich 1 bis 14 Mal pro Minute, beim „untätigen“ Blick in die Ferne 8 bis 21 Mal und während Konversationen 10 bis 33 Mal. Da eine pauschale Aussage über das Energieeinsparungspotential daher nicht möglich ist, sollen der Einfachheit halber auf Basis von [SRG⁺08] drei verschiedene Personengruppen unterschieden werden:

- Gruppe A: Mittlere Blinzelrate 23 min^{-1} (überwiegend kommunikative Tätigkeiten);
- Gruppe B: Mittlere Blinzelrate 16 min^{-1} (ausgewogenes Tätigkeitsprofil);

- Gruppe C: Mittlere Blinzelrate 10 min^{-1} (überwiegend lesende bzw. computerlastige Tätigkeiten).

Zusätzlich sollen willkürliche Lidschläge zur „manuellen“ Auslösung eines Messzyklus additiv mit einer Rate von 15 min^{-1} berücksichtigt werden.

Tabelle 3.2 fasst die resultierenden, absoluten Blinzelraten für die einzelnen Personengruppen zusammen. Sie listet das sich daraus ableitende Einsparungspotenzial gegenüber einer sakkadengesteuerten Sensordatenerfassung mit mittlerer Abtastrate $2,5 \text{ Hz}$ und gegenüber einer statischen Sensorabtastrate mit 10 Hz auf. Es ist ersichtlich, dass im besten Fall ein Einsparungspotential von bis zu 95% erzielt werden kann.

	Gruppe A	Gruppe B	Gruppe C
Basis-Blinzelrate [min^{-1}]	23	16	10
Willkürliche Lidschläge [min^{-1}]	15	15	15
Absolute Blinzelrate [min^{-1}]	38	31	25
Einsparung ggü. Sakkadensteuerung ($2,5 \text{ Hz}$)	74,7 %	79,3 %	83,3 %
Einsparung ggü. statischer Abtastung (10 Hz)	93,7 %	94,8 %	95,8 %

Tabelle 3.2.: Potenzial zur Einsparung von Kommunikationszyklen durch den Einsatz einer lidschlaggesteuerten Sensorik gegenüber einer Sakkadensteuerung mit $2,5 \text{ Hz}$ und gegenüber einer statischen Sensorabtastrate mit 10 Hz .

Zusammenfassung

Das Konzept einer lidschlaggesteuerten Sensordatenerfassung stellt einen vielversprechenden Ansatz zur Reduktion von redundanten Mess- und Kommunikationszyklen im autonomen Betrieb des Künstlichen Akkommodationssystems dar. Insbesondere während Tätigkeiten, die durch eine kontinuierliche visuelle Informationsaufnahme bei konstanter Objektentfernung gekennzeichnet sind, bspw. beim Lesen, Fernsehen oder während Computerarbeiten, ist mit einer erheblichen Energieeinsparung bei gleichzeitig hoher Zuverlässigkeit zu rechnen.

Potentielle Nachteile resultieren aus der Tatsache, dass nicht jede Akkommodationsänderung durch einen spontanen Lidschlag begleitet wird und die Echtzeitfähigkeit des Implantats somit streckenweise an die Ausführung von willkürlichen Lidschlägen gekoppelt ist. Unter Umständen muss deshalb mit einer latenzbehafteten Brechkraftanpassung gerechnet werden, die bspw. im Straßenverkehr zu Gefahrensituationen führen kann. Dieser Umstand kann entschärft werden, indem z. B. ab einem Akkommodationsbedarf von $0,75 \text{ dpt}$ ergänzend zur Lidschlagdetektion eine feste Sensorabtastrate aktiviert wird, die eine reaktionsschnelle Adaption auf Fernsicht garantiert.

Um die Praxistauglichkeit des Konzepts zu validieren, sind weiterführende Experimente notwendig. Ein möglicher Versuchsaufbau beinhaltet eine extraokulare, z. B. videobasierte, Lid- und Vergenzwinkelsensorik sowie eine adaptive Vorsatzlinse. Der Versuchsaufbau soll die Funktion des Künstlichen Akkommodationssystems am presbyopen bzw. zyклоplegierten Menschen imitieren. Auf dieser Basis kann die Zuverlässigkeit einer lidschlaggesteuerten Sensordatenerfassung analysiert und das Messintervall optimiert werden. Zudem kann untersucht werden, inwiefern mit einer

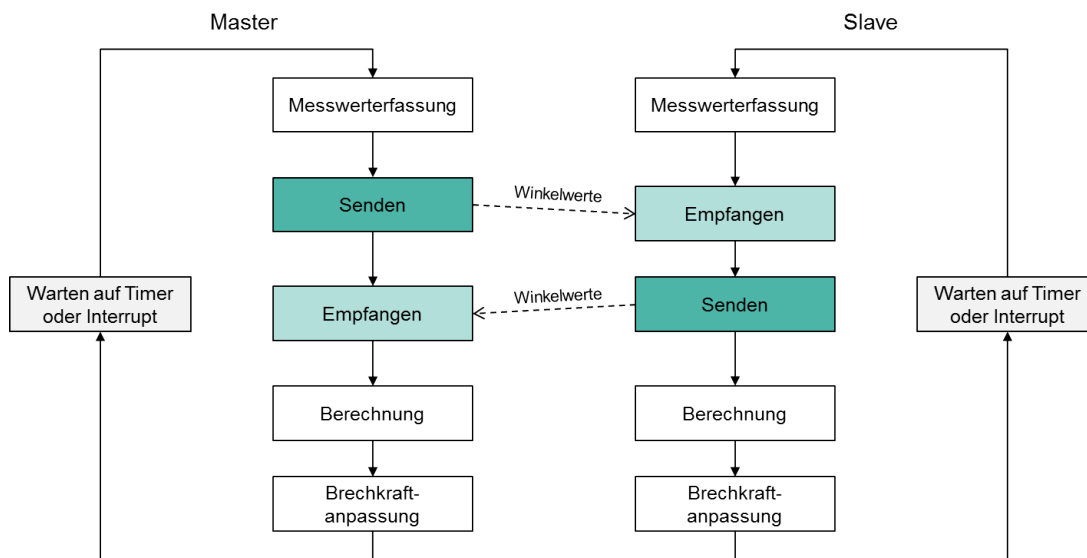


Abbildung 3.24.: Symmetrischer Programmablauf mit bidirektionalem Sensordatenaustausch.

Erhöhung der durchschnittlichen Blinzelrate aufgrund des Sensorkonzepts zu rechnen ist.

3.2.4. Minimierung des Datenvolumens

Die zweite Möglichkeit zur Minimierung des Duty Cycles besteht in einer Reduktion der pro Zyklus zu übertragenden Nutzdatenmenge. Das in [Klio8] vorgestellte Konzept einer Vergenzwinkelsensorik sieht einen weitestgehend symmetrischen Programmablauf in beiden Implantaten vor, wie er beispielhaft in Abb. 3.24 dargestellt ist. Jeder Zyklus beginnt mit einer Messwerterfassung, gefolgt vom bidirektionalen Austausch der Winkelwerte und einer beidseitigen Akkommodationsbedarfsberechnung. Wird wie in [RRN⁺10] vorgeschlagen eine Kombination von Magnetfeld- und Beschleunigungssensoren verwirklicht, beträgt die Nutzdatenmenge pro Paket 20 bit (vgl. Abschnitt 2.1.2).

Als Alternative dazu wird eine asymmetrische Programmablaufsteuerung mit einer einseitigen Berechnung des Akkommodationsbedarfs vorgeschlagen. Wie in Abb. 3.25 dargestellt, erfolgt auch dabei zu Beginn zunächst eine beidseitige Messwerterfassung. Im Anschluss werden die ermittelten Winkelwerte unidirektional vom Master zum Slave kommuniziert. Im Unterschied zum symmetrischen Ansatz erfolgt die Berechnung des Akkommodationsbedarfs lediglich im Slave. Abschließend wird der errechnete Akkommodationsbedarf zum Master gesendet, woraufhin beide Implantate ihre Brechkraft anpassen können [NBH⁺10].

Im Gegensatz zum symmetrischen Ansatz beträgt die Nutzdatenmenge des Antwortpakets im asymmetrischen Fall bei 0,25 dpt Schrittweite lediglich 4 bit, d. h. pro Zyklus werden zwei volle Byte und damit eine äquivalente Sende- und Empfangszeit von $16^{\text{bit}}/R_D$ Sekunden eingespart. Zudem werden durch die einseitige Akkommodationsbedarfsberechnung Ressourcen im Master freigesetzt. Hieraus resultieren zwei Optionen:

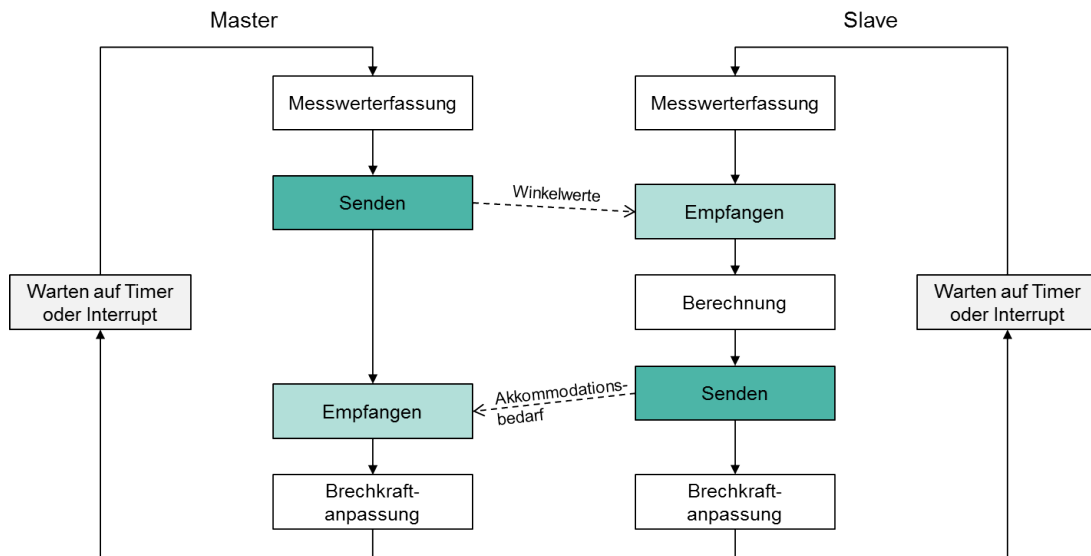


Abbildung 3.25.: Asymmetrischer Programmablauf mit einseitiger Berechnung des Akkommodationsbedarfs.

- Master und Slave werden baugleich ausgeführt und verfügen über die volle Funktionalität, d. h. jedes Implantat beinhaltet die zur Berechnung des Akkommodationsbedarfs erforderlichen Hardware- und Software-Ressourcen. Damit die Energiespeicher in beiden Implantate im Mittel gleichmäßig entladen werden, wechseln beide Implantate regelmäßig ihre Rollen.
- Master und Slave werden aufgabenspezifisch entworfen, d. h. es findet eine Trennung der Funktionen statt. Durch die freigewordenen Ressourcen kann das Volumen des Energiespeichers maximiert werden.

Welche der beiden Optionen letztendlich umgesetzt wird, muss abhängig von der Energiedichte des verwendeten Speichers und dem Ressourcenbedarf einer Akkommodationsbedarfsberechnung abgewogen werden.

3.2.5. Optimierung des Medienzugriffs

In den vorherigen Abschnitten wurden Konzepte zur Minimierung des Duty Cycles durch eine Reduktion der Kommunikationshäufigkeit und der zu übertragenden Nutzdatenmenge vorgestellt. Beide Maßnahmen sind der Anwendungsschicht zuzuordnen. Sie kommen jedoch erst dann voll zum Tragen, wenn die Sicherungsschicht eine effektive Medienzugriffssteuerung zur Minimierung von Idle Listening bereitstellt. Im Folgenden wird zunächst ein Konzept zur zeitsynchronisierten Medienzugriffssteuerung für die interokulare Kommunikation erarbeitet. Im Anschluss daran wird ein ereignisgesteuerter Medienzugriff für die externe Kommunikation vorgestellt.

3.2.5.1. Zeitsynchronisierter Medienzugriff für die interokulare Kommunikation

Wie in Abschnitt 3.2.1.1 dargestellt, kann der Medienzugriff grundsätzlich auf Basis eines asynchronen, pseudo-asynchronen oder synchronen Rendezvous erfolgen.

Zur Verwirklichung eines asynchronen Rendezvous ist zusätzlich zu den MICS-Band-Transceivern mindestens ein Wake-up Receiver in einem der beiden Implantate erforderlich. Um Leistungsaufnahmen von weniger als $50 \mu\text{W}$ zu erzielen, arbeiten energieeffiziente Wake-up Receiver mit Frequenzen im kHz-Bereich [PRG09, GR10]. Aufgrund der niedrigen Frequenzen sind zum zuverlässigen Aufwecken der Systeme Signalfolgen von mindestens 1 ms Dauer erforderlich [Atm13]. In Anbetracht der Tatsache, dass die Übermittlung eines gesamten Sensordatenpakets bei einer im MICS-Band gängigen Datenrate von 250 kbit/s in weniger als 1 ms erfolgt und zudem zusätzliche Hardware in Form eines Wake-up Receivers erforderlich ist, wird ein asynchrones Rendezvous zur interokularen Kommunikation ausgeschlossen.

Pseudo-asynchrone Ansätze kommen zwar ohne zusätzliche Hardware aus, generieren durch das Versenden von Beacons dafür aber zusätzlichen Overhead. Sie eignen sich vorrangig für sporadische Kommunikationsverbindungen sowie dynamische Netze mit wechselnden Kommunikationspartnern. Da die Vergenzwinkelsensorik ohnehin eine synchrone Zeitbasis in beiden Implantaten erfordert und der Datenaustausch regelmäßig erfolgt, stellt ein zeitsynchronisiertes Medienzugriffsverfahren die beste Lösung zur interokularen Kommunikation dar. Allerdings kann die Synchronität beider Implantate nicht ohne weiteres über die gesamte Lebenszeit des Künstlichen Akkommodationssystems aufrecht erhalten werden. Insbesondere während einer nächtlichen Schlafabschaltung sollten die lokalen Taktquellen zur Energieeinsparung deaktiviert werden.

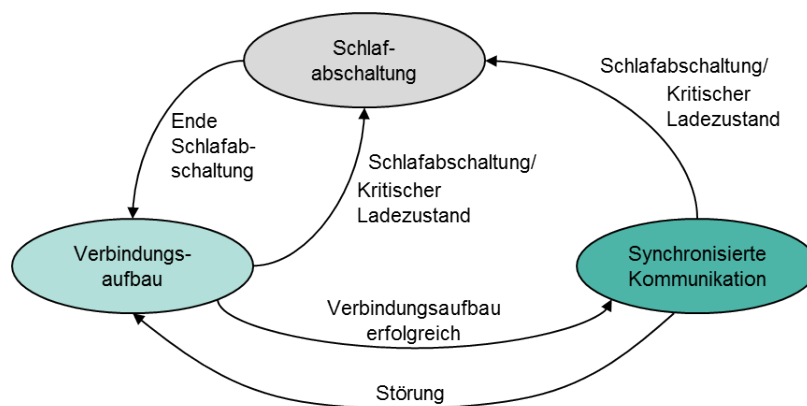


Abbildung 3.26.: Zustandsgraph der interokularen Kommunikation.

Aus diesen Überlegungen resultiert das in Abb. 3.26 dargestellte Zustandsdiagramm für die interokulare Kommunikation. Im normalen, fehlerfreien Betrieb befindet sich das Implantat im zeitsynchronisierten Kommunikationsbetrieb. Wird eine statische Sensordatenerfassung umgesetzt, erfolgt die Informationsübertragung strikt periodisch mit einer Kommunikationsrate von $f_{\text{Komm}} = f_{\text{stat}}$. Im Rahmen einer sakkaden- bzw. lidschlaggesteuerten Sensordatenerfassung hingegen findet eine *pseudo-periodische* Informationsübertragung mit einer Referenz-Frequenz von $f_{\text{Komm}} = f_{\text{Ref}}$ statt. Es wird dann nur in den Perioden kommuniziert, in denen auch ein Triggerereignis detektiert wurde. Da noch nicht abschließend geklärt ist, welches Sensorkonzept im Künstlichen Akkommodationssystem umgesetzt werden soll, müssen konzeptionell vorerst beide potentiellen Varianten berücksichtigt werden.

Nach länger anhaltenden Störung sowie im Anschluss an eine Schlafabschaltung besteht die Notwendigkeit eines erneuten Verbindungsaufbaus. Als Verbindungsaufbau wird dabei der Mechanismus bezeichnet, durch den ohne gemeinsame Zeitreferenz ein erstmaliges Rendezvous der Kommunikationspartner hergestellt wird. Den dritten möglichen Betriebszustand stellt eine Schlafabschaltung zur Schonung des Energiespeichers dar. Im Folgenden werden Konzepte für die aktiven Betriebszustände ausgearbeitet.

Verbindungsaufbau

Gemäß der in Abschnitt 2.1 diskutierten Anforderungen muss ein erfolgreicher Verbindungsaufbau mit einer maximalen Latenzzeit von 3 s im Anschluss an eine Schlafabschaltung abgeschlossen sein. Da während des Verbindungsaufbaus aus den oben genannten Gründen weder ein Wake-up Empfänger noch eine zwischen beiden Implantaten synchronisierte Zeitreferenz zur Verfügung steht, wird ein Verbindungsaufbau auf Basis eines pseudo-asynchronen Rendezvous entwickelt. Als zusätzliche Alternative wird die Möglichkeit eines lidschlaginitiierten Verbindungsaufbaus diskutiert.

Verbindungsaufbau mit pseudo-asynchronem Rendezvous Während des Sendens und Empfangens muss die Energieversorgung des Künstlichen Akkommodationssystems verhältnismäßig hohe Ströme im Bereich von einigen mA liefern. Etwaige Spitzenströme können nur für kurze Zeitspannen mit Hilfe von Pufferkondensatoren bereitgestellt werden. Zusammenhängende Zeitfenster von mehr als ca. 5 ms Länge müssen deshalb vermieden werden. Aus diesem Grund wird das pseudo-asynchrone Rendezvous über ein in Abb. 3.27 dargestelltes, gegenläufiges Verschieben von möglichst kurzen Sende- und Empfangsfenstern realisiert. Dabei werden im Master periodisch im Abstand von Δt_{TX} Beacons ausgesendet. Im Anschluss an jedes Sendefenster wird ein minimales Empfangsfenster der Dauer $T_{RX,min}$ geöffnet. Der Slave wird periodisch im Abstand von Δt_{RX} in Empfangsbereitschaft versetzt. Wird ein Beacon empfangen, signalisiert der Slave das erfolgreiche Rendezvous durch das Versenden einer Bestätigungsnachricht (engl. *acknowledgement*, ACK). Im Anschluss daran wechseln beide Kommunikationspartner in den zeitsynchronisierten Kommunikationsmodus.

Für ein erfolgreiches Rendezvous müssen folgende drei Nebenbedingungen erfüllt werden:

1. Das Empfangsfenster T_{RX} muss die Sendezeit $T_{TX,Beacon}$ des Beacons in jedem Fall überdauern:

$$T_{RX} \stackrel{!}{>} T_{TX,Beacon} \cdot \quad (3.60)$$

2. Die Differenz der Sende- und Empfangsintervalle in Master und Slave muss klein genug sein, dass die Sendezeit $T_{TX,Beacon}$ eines bestimmten Beacons auch dann vollständig mit einem Empfangsfenster überlappt, wenn der zuvor gesendete Beacon nur um eine infinitesimal kleine Zeitdifferenz das vorherige Empfangsfenster verfehlt hat. Wird $\Delta t_{RX} > \Delta t_{TX}$ gewählt, so lässt sich aus Abb. 3.27 ableiten, dass für Δt_{RX} und Δt_{TX} die Ungleichung

$$\Delta t_{RX}(1 + \rho_{max}) - \Delta t_{TX}(1 - \rho_{max}) \stackrel{!}{\leq} T_{RX} - T_{TX,Beacon} \quad (3.61)$$

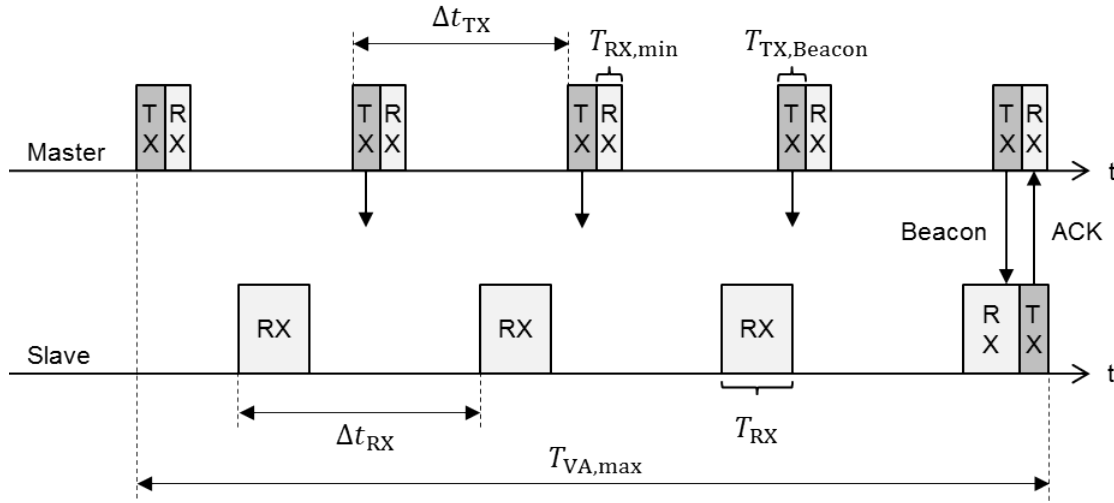


Abbildung 3.27.: Schematische Darstellung eines Verbindungsaufbaus mit pseudo-asynchronem Rendezvous.

gelten muss. Hierbei berücksichtigen die Terme $(1 + \rho_{\max})$ und $(1 - \rho_{\max})$ den ungünstigen Fall, dass Master und Slave einen maximalen Frequenzfehler ρ_{\max} mit gegensätzlichem Vorzeichen aufweisen (siehe Grundlagen zur Zeitmodellierung in Abschnitt 3.2.1.2).

- Gemäß den Anforderungen aus Abschnitt 2.1 muss der Verbindungsaufbau spätestens nach einer maximalen Latenzzeit $T_{VA,max}$ von 3 s abgeschlossen sein. Startet der Master mit dem periodischen Aussenden von Beacons im ungünstigen Fall unmittelbar bevor der Slave zum ersten Mal in Empfangsbereitschaft geht, so lässt sich aus Abb. 3.27 eine maximale Zahl von

$$n_{VA,max} = \left\lceil \frac{\Delta t_{TX}(1 + \rho_{\max}) + T_{TX,Beacon} - T_{RX}}{\Delta t_{RX}(1 - \rho_{\max}) - \Delta t_{TX}(1 + \rho_{\max})} \right\rceil + 1 \quad (3.62)$$

Beacon-Aussendungen bis zum erfolgreichen Rendezvous ableiten. $\lceil \cdot \rceil$ repräsentiert dabei den Operator zum Aufrunden auf die nächste natürliche Zahl. In 3.62 wird wiederum vom ungünstigen Fall ausgegangen, dass Master und Slave während des Verbindungsaufbaus einen maximalen Frequenzfehler ρ_{\max} mit gegensätzlichem Vorzeichen aufweisen. Mit einem Sendeintervall Δt_{TX} und $n_{VA,max}$ aus 3.62 lässt sich für $T_{VA,max}$ schließlich die Ungleichung

$$T_{VA,max} \stackrel{!}{\leq} (n_{VA,max} - 1) \Delta t_{TX} (1 + \rho_{\max}) + T_{TX,Beacon} \quad (3.63)$$

ableiten.

Während des Verbindungsaufbaus lassen sich die Duty Cycle in Master und Slave zu

$$DC^M = \frac{T_{TX,Beacon} + T_{RX,min}}{\Delta t_{TX}} \quad \text{und} \quad DC^S = \frac{T_{RX}}{\Delta t_{RX}} \quad (3.64)$$

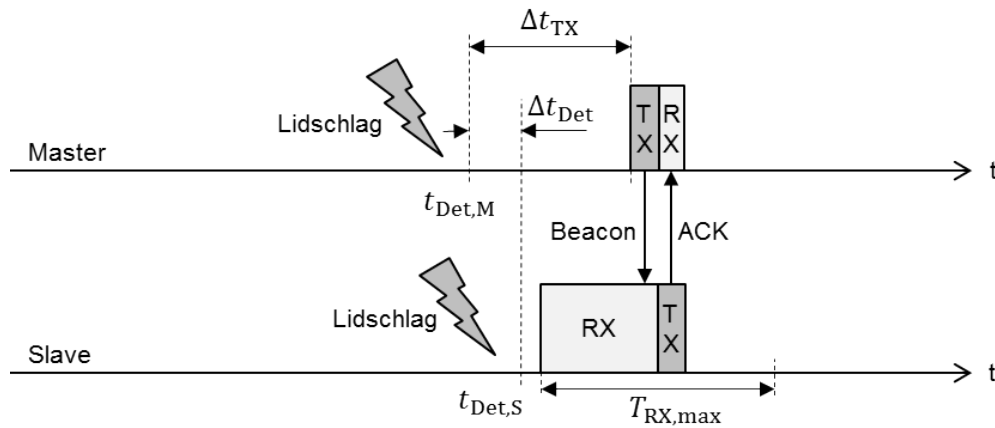


Abbildung 3.28.: Schematische Darstellung eines lidschlaggesteuerten Verbindungsaufbaus.

approximieren. Es gilt die frei wählbaren Variablen in (3.60)–(3.63) zu optimieren, sodass ein übermäßig hoher Energieverbrauch in einem der beiden Systeme verhindert wird. Das heißt, der in (3.64) dominierende Duty Cycle, im Folgenden DC_{\max} genannt, muss minimiert werden, so dass

$$DC_{\max} = \max(DC^M, DC^S) \stackrel{!}{=} \min \quad (3.65)$$

gilt.

Offensichtlich wird hierfür der Beacon so kurz wie möglich gewählt. Als Nachrichtinhalt genügt z. B. ein zwischen Master und Slave vereinbartes 8 bit langes Codewort. Sind die Frequenzgenauigkeit ρ_{\max} der lokalen Taktquellen sowie die maximale Latenzzeit $T_{VA,\max}$ gegeben, verbleiben mit Δt_{TX} , Δt_{RX} und T_{RX} noch drei Parameter, die es zu optimieren gilt. Im einfachsten Fall kann die Parameteroptimierung mit einer systematischen Suche über alle möglichen Kombinationen von Δt_{TX} , Δt_{RX} und T_{RX} erfolgen. Ergebnisse der Parameteroptimierung werden in Abschnitt 4.2.2.1 vorgestellt.

Lidschlaginitiiertes Verbindungsaufbau Unter der Voraussetzung, dass in jedem Implantat ein Sensor zur Detektion des Lidschlags integriert wird, kann ähnlich dem in Abschnitt 3.2.3.1 vorgestellten Konzept zur lidschlaggesteuerten Sensordatenerfassung auch ein lidschlaginitiiertes Verbindungsaufbau realisiert werden. Abbildung 3.28 illustriert das zugrundeliegende Prinzip, wobei $t_{Det,M}$ und $t_{Det,S}$ die Zeitpunkte einer Lidschlagdetektion im Master und Slave seien. Der Slave wechselt direkt im Anschluss an eine Lidschlagdetektion in den Empfangsmodus. Im Master wird zunächst eine Totzeit Δt_{TX} abgewartet, die der Kompensation eines möglichen Zeitversatzes Δt_{Det} zwischen den Detektionszeitpunkten in den einzelnen Systemen dient. Im Anschluss daran wird, wie auch beim pseudo-asynchronen Rendezvous, ein Beacon ausgesendet, dessen Empfang durch den Slave bestätigt wird. Nach erfolgter Bestätigung wechseln beide Implantate in den zeitsynchronisierten Kommunikationsmodus. Trifft im Slave nach einer maximalen Empfangszeit $T_{RX,\max}$ kein Beacon ein, wird das Empfangsfenster terminiert und ein erneutes Lidschlagereignis abgewartet.

Die Parameter Δt_{TX} und $T_{RX,\max}$ müssen abhängig von typischen Zeitversätzen Δt_{Det} bestimmt werden. Hierfür sind weiterführende Untersuchungen über die Synchronität des menschlichen Lidschlags erforderlich.

Auswahl eines Konzepts Unter der Voraussetzung, dass zukünftig ein zuverlässiger und energiesparender Lidschlagdetektor für das Künstliche Akkommodationssystem zur Verfügung steht, wird aus Gründen des Energieeinsparungspotentials ein lidschlaginitiiertes Verbindungsaufbau favorisiert. Da ein etwaiger Sensor im Rahmen der vorliegenden Arbeit jedoch nicht zur Verfügung steht, erfolgt die praktische Realisierung in Kapitel 4 durch einen pseudo-asynchronen Verbindungsaufbau.

Zeitsynchronisierte Kommunikation

Nach erfolgreicher Durchführung des Verbindungsaufbaus wechseln beide Implantate in den zeitsynchronisierten Kommunikationsbetrieb. Klassische Synchronisationsverfahren aus dem Bereich der drahtlosen Sensornetze basieren auf dem Generieren, Versenden und Auswerten von Zeitstempeln [EGE02, GKS03, vR03]. Meist ist dabei das Ziel, eine gemeinsame Zeitbasis zwischen den Systemen aufzubauen bzw. einen Bezug zur koordinierten Weltzeit (engl. *Coordinated Universal Time*, UTC) herzustellen. Es steht also die Ermittlung und Kompensation von absoluten Zeitversätzen zwischen den Systemen im Vordergrund [Röm05, WCS11]. Da im Künstlichen Akkommodationssystem weder ein Bezug zur UTC noch die Kenntnis des absoluten Zeitversatzes vonnöten ist, wird im Folgenden ein Synchronisationsverfahren entwickelt, welches ohne das Versenden von Zeitstempeln auskommt und somit keinen zusätzlichen Daten-Overhead generiert. In einem zweiten Schritt wird das Verfahren um einen Algorithmus zur kontinuierlichen Extrapolation der Uhrendrift ergänzt, wodurch der Einfluss von Idle Listening weiter minimiert werden kann.

Verfahren zur relativen Zeitsynchronisation Das Prinzip der relativen Zeitsynchronisation beruht auf einer Adaption der Programmablaufsteuerung im Slave an einen durch den Master vorgegebenen Rhythmus, ohne dass dabei der absolute Zeitversatz zwischen den beiden Systemen bekannt sein muss [BHN⁺11, BNHB12]. Bedingung hierfür ist das Slave-seitige Vorhandensein eines Ereignisses, welches einen festen Bezug zur Zeitbasis des Masters aufweist. Wie in Abb. 3.29 dargestellt, wird dazu die Ankunft von (pseudo-)periodisch versendeten Nachrichtenpaketen des Masters genutzt.

Sei $C_{ToA,k}^S$ die lokale Ankunftszeit (engl. *time of arrival*, ToA) eines Nachrichtenpakets

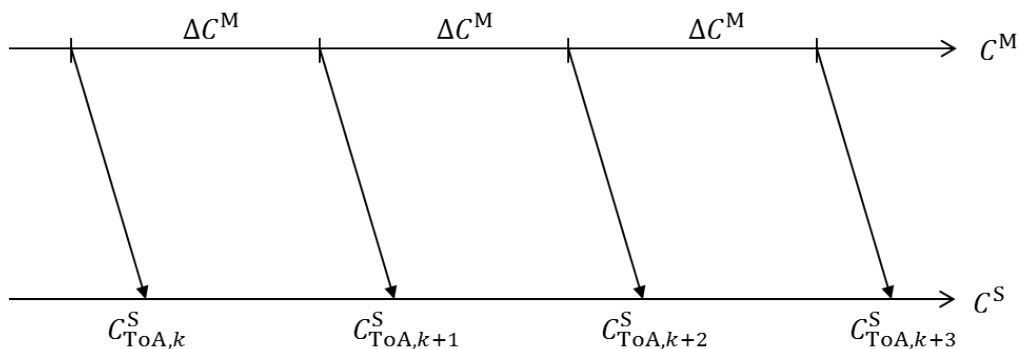


Abbildung 3.29.: Prinzip der relativen Zeitsynchronisation basierend auf einer periodischen Versendung von Paketen zwischen Master und Slave.

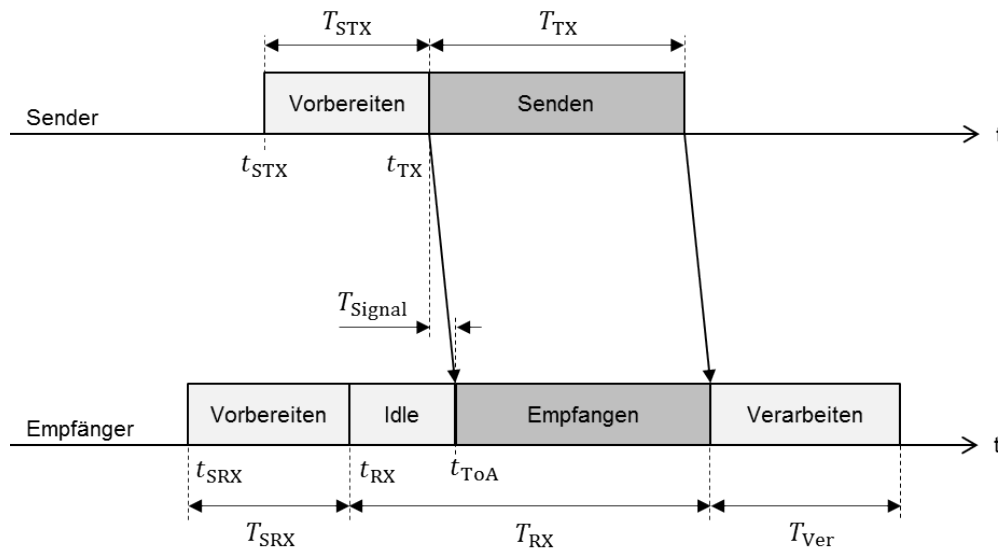


Abbildung 3.30.: Prozesskette einer vollständigen Nachrichtenübermittlung nach [MKSL04].

im Slave in Periode k , so wird $C_{ToA,k}^S$ in Kombination mit der im Master eingestellten Periodenlänge

$$\Delta C^M = \frac{1}{f_{Komm}} \cdot f_0 \quad (3.66)$$

zur Vorhersage eines zukünftigen Ankunftszeitpunkts $C_{ToA,k+n}^S$ in Periode $k+n$ genutzt. In (3.66) ist f_0 die nominale Taktfrequenz der lokalen Uhren und f_{Komm} , je nach Sensorprinzip, die statische Sensorabtastrate f_{stat} oder die Referenzfrequenz f_{Ref} einer ereignisgesteuerten Sensordatenerfassung. Neben der Vorhersage einer zukünftigen Paketankunftszeit dient $C_{ToA,k}^S$ zusätzlich als Stützstelle für das Timing des Antwortpakets und des Messzeitpunkts in der darauffolgenden Periode.

Als Grundlage für die nachfolgenden Herleitungen wird zunächst der in Abb. 3.30 dargestellte zeitliche Ablauf einer Nachrichtenübertragung nach [MKSL04] analysiert.

Sendeverzögerung: Als Sendeverzögerung T_{STX} wird die Reaktionszeit zwischen einer Sendeanweisung durch die Steuerung und dem Beginn des physikalischen Sendevorgangs bezeichnet. Sofern die Nachricht zum Zeitpunkt der Sendeanweisung in einem Pufferspeicher vorliegt und etwaige Checksummen u. Ä. bereits berechnet sind, resultiert T_{STX} maßgeblich aus der Anlaufzeit des Transceivers, die als konstant angesehen werden kann.

Senden: Die aus den vorherigen Abschnitten bekannte Sendezeit T_{TX} entspricht dem Quotienten aus der Paketlänge N_{TX} und der Datenübertragungsrate R_D (vgl. Abschnitt 3.2.2).

Empfangsverzögerung: Analog zur Sendeverzögerung bezeichnet die Empfangsverzögerung T_{SRX} die Reaktionszeit zwischen einer Empfangsanweisung durch die Steuerung und dem Beginn des physikalischen Demodulationsprozesses. Sie kann ebenfalls als konstant angesehen werden.

Empfangen: Die Empfangszeit T_{RX} stellt die Summe der idealen Empfangszeit T_{TX} und der zulasten von Idle Listening aufgebrauchten Empfangszeit T_{IL} dar. t_{ToA} bezeichnet den Ankunftszeitpunkt eines Pakets, d. h. den Zeitpunkt, zu dem das erste Symbol des eintreffenden Pakets demoduliert wird. Die Differenz zwischen Ankunfts- und Sendezeitpunkt wird Signallaufzeit $T_{Signal} = t_{ToA} - t_{TX}$ genannt. Aufgrund der kurzen Distanz zwischen beiden Augen beträgt die Signallaufzeit weniger als 1 ns und kann deshalb im Rahmen dieser Arbeit vernachlässigt werden.

Verarbeiten: Während der Verarbeitungszeit T_{Ver} wird die ursprüngliche Nachricht aus den einzelnen Bits und Bytes des Pakets wieder hergestellt sowie etwaige Checksummen u. Ä. berechnet und abgeglichen. Erst im Anschluss daran steht die Nachricht der Steuereinheit zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung.

Zu Beginn eines Empfangsprozesses muss die Phasenregelschleife des Empfängers zunächst einschwingen und sich mit Hilfe der übermittelten Präambel dem Takt des eingehenden Datenstroms anpassen (Bitsynchronisation). Da die Bitsynchronisation keinen zwingenderweise deterministischen Prozessschritt darstellt, kann das Eintreffen eines Pakets zum lokalen Zeitpunkt C_{ToA}^S nicht direkt detektiert werden. Stattdessen wird zur Erkennung einer Paketankunft die Identifikation eines sogenannten Synchronisationsworts (SW) im eingehenden Datenstrom genutzt (Abb. 3.31). Ein Synchronisationswort – häufig auch *Start Frame Delimiter (SFD)* genannt – ist eine zwischen Sender und Empfänger vereinbarte Bit-Sequenz, die sich an die Präambel anschließt und den Beginn des Nutzdatenblocks markiert. Sie dient der Byte-Synchronisation des eingehenden Datenstroms im Empfänger. In handelsüblichen Transceivern kann die Detektion eines Synchronisationsworts nahezu verzögerungsfrei durch das Schalten eines Ausgangspins oder durch das Setzen eines Software-Flags angezeigt werden [CJM05, Tex10a]. Auf diese Art kann ein Interrupt in der Steuerung ausgelöst werden und auf die Ankunftszeit des Pakets zurückgerechnet werden.

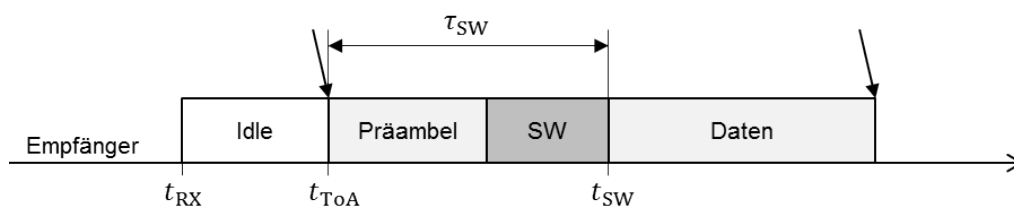


Abbildung 3.31.: Paketempfang mit Detektion eines Synchronisationsworts zum Zeitpunkt t_{SW} .

Sei t_{SW} der Zeitpunkt einer SW-Detektion, so lässt sich die Ankunftszeit t_{ToA} mit

$$t_{ToA} = t_{SW} - \tau_{SW} \quad (3.67)$$

rekonstruieren. τ_{SW} bezeichnet hierbei die Zeitspanne zwischen Paketankunft und SW-Detektion, die sich in der Praxis als konstant erweist [Wit11]. Unter der Voraussetzung, dass Pakete mit konstanter Präambel versendet werden und Schwankungen der Sendeverzögerung vernachlässigbar sind, existiert gemäß Abb. 3.30 und Abb. 3.31 ein deterministischer Zusammenhang

$$\tau_{MS} = t_{SW} - t_{STX} = T_{STX} + \tau_{SW} = \text{konst.} \quad (3.68)$$

zwischen einer Sendeanweisung im Master und der anschließenden SW-Detektion im Slave.

Nach (3.46) kann im Slave auf Basis einer SW-Detektion zum lokalen Zeitpunkt $C_{SW,k}^S$ in Periode k und unter Kenntnis der Master-Bezugsperiode ΔC^M eine zukünftige Paketankunftszeit in Periode $k + n$ vorhergesagt werden:

$$\hat{C}_{ToA,k+n}^S = C_{SW,k}^S + \hat{a} \cdot n \cdot \Delta C^M - \tau_{SW} \cdot f_0. \quad (3.69)$$

Hierbei ist $\tau_{SW} \cdot f_0$ die deterministische Zeitdifferenz zwischen der tatsächlichen Paketankunft $C_{ToA,k}^S$ und dem Zeitpunkt $C_{SW,k}^S$ des detektierten Synchronisationsworts im Slave. \hat{a} ist das als statisch angenommene relative Taktverhältnis zwischen den Systemen.

Die lokale Differenz aus tatsächlicher und vorhergesagter Paketankunftszeit – im weiteren Verlauf Synchronisationsfehler ε_{Sync}^S genannt – berechnet sich für Periode $k + n$ zu

$$\varepsilon_{Sync,k+n}^S = C_{ToA,k+n}^S - \hat{C}_{ToA,k+n}^S = (\bar{a} - \hat{a}) \cdot n \cdot \Delta C^M. \quad (3.70)$$

Im Gegensatz zur Annahme \hat{a} ist \bar{a} hierbei das reale, mittlere Taktverhältnis im betrachteten Zeitraum.

Im einfachsten Fall geht der Slave von einem relativen Taktverhältnis $\hat{a} = 1$ aus, d. h. die Vorhersage beruht auf der Annahme, dass beide Systemuhren im betrachteten Zeitraum dieselbe Taktrate aufweisen. Darauf aufbauend kann unter Kenntnis der Frequenzstabilität ρ_{max} mit (3.50) ein im ungünstigsten Fall maximaler Synchronisationsfehler

$$\varepsilon_{Sync,k+n,max}^S = 2 \cdot \rho_{max} \cdot n \cdot \Delta C^M \geq |C_{ToA,k+n}^S - \hat{C}_{ToA,k+n}^S| \quad (3.71)$$

abgeleitet werden. Soll sichergestellt werden, dass der Slave das in Periode $k + n$ ankommende Nachrichtenpaket nicht verpasst, muss die Empfangsanweisung somit spätestens zum Zeitpunkt

$$C_{SRX,k+n}^S = \hat{C}_{ToA,k+n}^S - T_{SRX} \cdot f_0 - T_G^S \quad (3.72)$$

erfolgen, wobei das sogenannte Schutzintervall (engl. *Guard Time*) $T_G^S = \varepsilon_{Sync,k+n,max}^S$ die potentielle Uhrendrift kompensiert. $T_{SRX} \cdot f_0$ berücksichtigt die aus Abb. 3.30 ersichtliche Empfangsverzögerung.

Gleichermaßen wird aufgrund der nach (3.71) beschränkten Uhrendrift der Empfangsmodus terminiert, sofern zum Zeitpunkt $\hat{C}_{ToA,k+n}^S + \tau_{SW} \cdot f_0 + T_G^S$ noch kein Synchronisationswort detektiert wurde – das erwartete Nachrichtenpaket gilt dann als verloren. Mögliche Ursachen für Paketverluste sind Kanalstörungen oder, im Zusammenhang mit einer ereignisgesteuerten Sensordatenerfassung, inkonsistente Messzeitpunkte zwischen beiden Augen (vgl. Abschnitt 3.2.3.1).

Nach Abschluss der Nachrichtenverarbeitung erfolgt die Antwort vonseiten des Slaves. Zur Herleitung der folgenden Beziehungen sei auf die in Abb. 3.32 dargestellte Ablaufsteuerung verwiesen. Um möglichst kleine Schutzintervalle beim Nachrichtempfang im Master zu erzielen, versendet der Slave das Antwortpaket in Abhängigkeit von $C_{SW,k}^S$ zum Zeitpunkt

$$C_{STX,k}^S = C_{SW,k}^S + T_{Antwort} \cdot f_0. \quad (3.73)$$

3. Neue Konzepte zur bedarfsgerechten Kommunikation

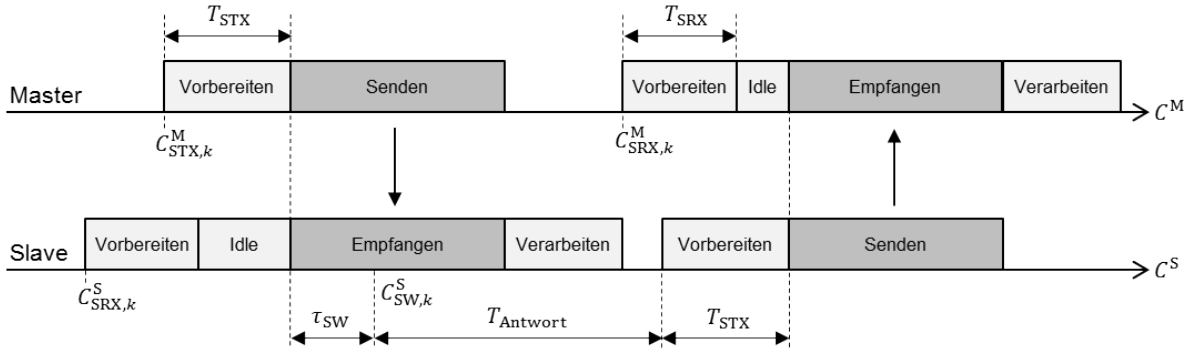


Abbildung 3.32.: Timing des Antwort-Pakets im Slave in Abhängigkeit des aktuellen Ankunftszeitpunkts.

Die Verzögerungszeit T_{Antwort} ist dabei prinzipiell beliebig wählbar, muss jedoch mindestens so groß bemessen sein, damit Empfang und Verarbeitung der eingehenden Nachricht vor dem Sendevorgang abgeschlossen sind (Abb. 3.32). Im Falle einer einseitigen Akkommodationsbedarfsberechnung muss zudem ausreichend Zeit zur Ausführung der erforderlichen Rechenschritte eingeplant werden. Mit Hilfe von Abb. 3.32 lässt sich nun unter Kenntnis von T_{Antwort} die Ankunftszeit des Nachrichtenpakets im Master vorhersagen:

$$\hat{C}_{\text{ToA},k}^{\text{M}} = C_{\text{STX},k}^{\text{M}} + (\tau_{\text{SW}} + 2 \cdot T_{\text{STX}} + T_{\text{Antwort}}) \cdot f_0. \quad (3.74)$$

Analog zu (3.72) muss die Empfangsanweisung im Master spätestens zum Zeitpunkt

$$C_{\text{SRX},k}^{\text{M}} = \hat{C}_{\text{ToA},k}^{\text{M}} - T_{\text{SRX}} \cdot f_0 - T_{\text{G}}^{\text{M}} \quad (3.75)$$

erfolgen. Da $C_{\text{STX},k}^{\text{M}}$ als Bezugszeitpunkt für die Sendeanweisung dient, beträgt das erforderliche Schutzintervall im Master

$$T_{\text{G}}^{\text{M}} = 2 \rho_{\text{max}} \cdot f_0 (\tau_{\text{SW}} + 2 T_{\text{STX}} + T_{\text{Antwort}}). \quad (3.76)$$

Zuletzt muss dafür gesorgt werden, dass die Messwerterfassung in beiden Systemen synchron erfolgt. Hierzu sei im Master eine konstante Latenzzeit $T_{\text{Komm}}^{\text{M}}$ zwischen dem Start der Messwerterfassung zu Beginn eines Zyklusses und der anschließenden Sendeanweisung definiert. Unter Kenntnis der Sendeverzögerung T_{STX} leitet sich im Slave der Zeitpunkt der Messwerterfassung für Periode $k+n$ zu

$$C_{\text{Mess},k+n}^{\text{S}} = \hat{C}_{\text{ToA},k+n}^{\text{S}} - T_{\text{STX}} \cdot f_0 - T_{\text{Komm}}^{\text{M}} \quad (3.77)$$

ab. Aufgrund des deterministischen Zusammenhangs zwischen $C_{\text{Mess},k+n}^{\text{S}}$ und $\hat{C}_{\text{ToA},k+n}^{\text{S}}$ ist der maximale Zeitfehler $\varepsilon_{\text{Mess},k+n,\text{max}}^{\text{S}}$ zwischen einer Messwerterfassung im Master und einer Messwerterfassung im Slave analog zu (3.71) durch

$$\varepsilon_{\text{Mess},k+n,\text{max}}^{\text{S}} = \varepsilon_{\text{Sync},k+n,\text{max}}^{\text{S}} = 2 \cdot \rho_{\text{max}} \cdot n \cdot \Delta C^{\text{M}} \quad (3.78)$$

beschränkt. Gemäß der in Abschnitt 2.1 definierten Anforderungen müssen die Taktquellen so ausgewählt werden, dass der Synchronisationsfehler ein Realzeit-Äquivalent von 1 ms nicht überschreitet.

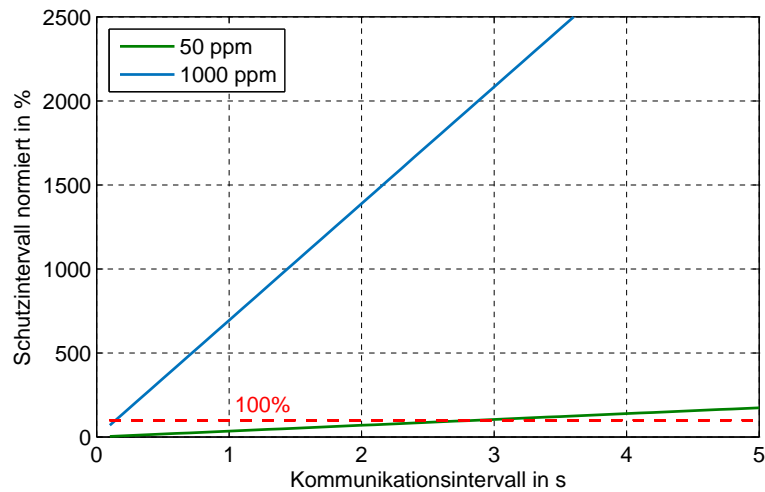


Abbildung 3.33.: Entwicklung des nach (3.71) erforderlichen Schutzintervalls normiert auf eine typische Sendedauer $T_{TX,typ}$ von $288 \mu\text{s}$ als Funktion des Kommunikationsintervalls. Grüne Kurve: 50 ppm Frequenzstabilität; Blaue Kurve: 1000 ppm Frequenzstabilität.

Kompensation des Gleichlauffehlers Wie aus (3.71) hervorgeht, existiert ein linearer Zusammenhang zwischen der Frequenzstabilität ρ_{max} , die sowohl Kurzzeit- als auch Langzeit-Störeinflüssen unterliegt, und dem erforderlichen Schutzintervall. Abbildung 3.33 zeigt beispielhaft die Entwicklung des erforderlichen Schutzintervalls in Abhängigkeit des Kommunikationsintervalls, normiert auf eine typische Sendedauer $T_{TX,typ}$ von $288 \mu\text{s}$ – entsprechend einer Paketlänge von 9 Byte bei 250 kbit/s – für eine Frequenzgenauigkeit von 1000 ppm und 50 ppm. Erstere Frequenzstabilität ist typisch für einen hochgradig miniaturisierbaren RC-Oszillator, wie er bspw. in gängigen Mikrocontrollern verbaut ist. Eine Frequenzstabilität von 50 ppm oder besser ist hingegen nur in Kombination mit einem elektromechanischen Quarz- oder MEMS-Resonator erzielbar. Noch präzisere Taktgeneratoren wie temperaturgeregelte Quarzoszillatoren oder Atomuhren müssen aus platz- und energietechnischen Gründen generell für einen Einsatz im Künstlichen Akkommodationssystem ausgeschlossen werden.

Aus Abb. 3.33 ist ersichtlich, dass bei Nutzung hochgradig miniaturisierbarer elektronischer Taktgeneratoren große Schutzintervalle erforderlich sind. Bereits bei einem Kommunikationsintervall von 100 ms beträgt das Schutzintervall mehr als 50 % des eigentlich erforderlichen Empfangsfensters. Um dennoch platzsparende Taktgeneratoren im Künstlichen Akkommodationssystem nutzen zu können, wird im Folgenden ein neues Konzept vorgestellt, womit die Größe der erforderlichen Schutzintervalle auf ein lediglich von kurzzeitigen Frequenzschwankungen abhängiges Minimum reduziert werden kann.

Hierzu wird entgegen (3.71) nicht länger von einem relativen Taktverhältnis $\alpha(t) = \text{konst.} = 1$ ausgegangen. Stattdessen findet im Slave fortlaufend, d. h. in jeder Periode mit erfolgreichem Paketempfang, eine Berechnung des relativen Taktverhältnisses auf Basis der letzten zwei Stützstellen statt. Als Stützstellen für eine Berechnung in Periode k dienen, wie in Abb. 3.34 veranschaulicht, die Zeitpunkte der SW-Detektionen $C_{SW,k}^S$

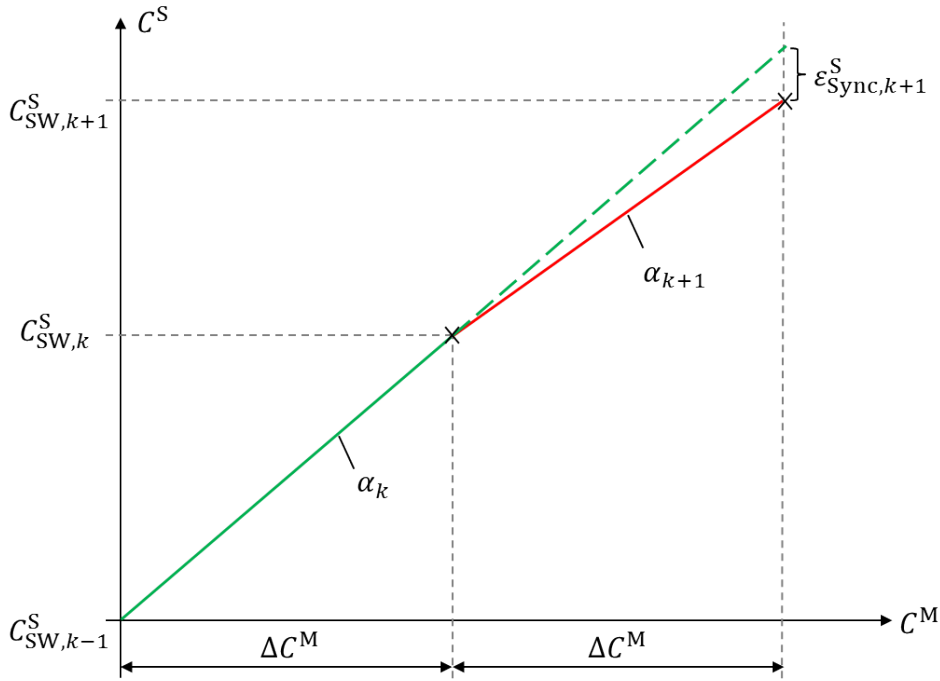


Abbildung 3.34.: Prinzip zur Berechnung des relativen Taktverhältnisses α_k im Slave auf Basis der zwei letzten Paketankunftszeiten sowie Vorhersage einer zukünftigen Paketankunftszeit durch lineare Extrapolation von α_k . Die Steigungen der grünen bzw. roten Geraden entsprechen den in Periode k bzw. $k + 1$ berechneten Taktverhältnissen. Der Synchronisationsfehler $\epsilon^S_{\text{Sync},k+1}$ ergibt sich gemäß (3.81) als Multiplikation von ΔC^M mit der Differenz aus α_{k+1} und α_k .

und $C^S_{\text{SW},k-1}$, sodass sich das mittlere Taktverhältnis α_k unter Kenntnis der konstanten Bezugszeitspanne ΔC^M im Master zu

$$\alpha_k = \frac{C^S_{\text{SW},k} - C^S_{\text{SW},k-1}}{\Delta C^M} \quad (3.79)$$

ergibt. Zur sukzessiven Vorhersage einer zukünftigen Paketankunftszeit wird $\alpha(t)$ linear extrapoliert, d. h. es wird davon ausgegangen, dass sich das relative Taktverhältnis zwischen zwei aufeinanderfolgenden Perioden nicht verändert und $\alpha_{k+1} = \alpha_k$ gilt. Wie in Abb. 3.34 grafisch veranschaulicht bedeutet dies, dass die Steigung der Geraden in einem engen Betrachtungszeitraum von zwei aufeinanderfolgenden Perioden als konstant angenommen wird.

Durch Einsetzen von (3.79) in (3.69) kürzt sich ΔC^M , womit sich eine zukünftige Paketankunftszeit im Slave zu

$$\hat{C}^S_{\text{ToA},k+1} = C^S_{\text{SW},k} - \tau_{\text{SW}} \cdot f_0 + \underbrace{C^S_{\text{SW},k} - C^S_{\text{SW},k-1}}_{\Delta C^S_{\text{SW}}} \quad (3.80)$$

vorhersagen lässt. ΔC^S_{SW} ist hierbei die gemessene Zeit zwischen zwei SW-Detektionen

im Slave. Der Synchronisationsfehler, d. h. der Fehler zwischen tatsächlicher und vorhergesagter Paketankunftszeit, beträgt

$$\varepsilon_{\text{Sync},k+1}^{\text{S}} = \underbrace{(\alpha_{k+1} - \alpha_k)}_{\zeta_{k+1}} \cdot \Delta C^{\text{M}}, \quad (3.81)$$

wobei

$$\zeta_{k+1} = \alpha_{k+1} - \alpha_k = \frac{f_{k+1}^{\text{S}}}{f_{k+1}^{\text{M}}} - \frac{f_k^{\text{S}}}{f_k^{\text{M}}} \quad (3.82)$$

die Differenz der zwischen zwei Perioden gemittelten Taktverhältnisse, im Folgenden *relativer Gleichlauffehler* genannt, ist.

Als Ergebnis der kontinuierlichen Vorhersage von Paketankunftszeiten unter linearer Extrapolation des relativen Gleichlauffehlers findet eine implizite Kompensation der Langzeitdrift, z. B. hervorgerufen durch Alterungsprozesse oder systematische Differenzen der Versorgungsspannung, statt. Das erforderliche Schutzintervall muss infolgedessen lediglich unvermeidliche Kurzzeitfluktuationen der Taktgeneratoren ausgleichen und kann somit deutlich kompakter als nach (3.72) berechnet gewählt werden.

Die Dimensionierung des Schutzintervalls erfolgt in Abhängigkeit der stochastischen Verteilung von ζ_{k+1} . Sie kann für eine spezifische Kombination von zwei Taktgeneratoren messtechnisch ermittelt werden. Wünschenswert ist jedoch ein analytischer Bezug zwischen ζ_{k+1} und einer bewährten Kenngröße wie der Allan-Varianz. Hierzu wird α_k in (3.82) durch Substitution mit den über eine Periode gemittelten Frequenzfehlern $\rho_k^{\text{M}} = f_k^{\text{M}} - f_0$ und $\rho_k^{\text{S}} = f_k^{\text{S}} - f_0$ sowie Erweitern mit $(f_0 - \rho_k^{\text{M}})$ zu

$$\alpha_k = \frac{f_0^2 + f_0(\rho_k^{\text{S}} - \rho_k^{\text{M}}) - \rho_k^{\text{S}}\rho_k^{\text{M}}}{f_0^2 + (\rho_k^{\text{M}})^2} \quad (3.83)$$

umgeformt. Da $\rho_k \ll f_0$ gilt, kann α_k zu

$$\alpha_k \approx \frac{f_0^2 + f_0(\rho_k^{\text{S}} - \rho_k^{\text{M}})}{f_0^2} = 1 + \frac{1}{f_0}((f_k^{\text{S}} - f_0) - (f_k^{\text{M}} + f_0)) = 1 + \frac{1}{f_0}(f_k^{\text{S}} - f_k^{\text{M}}) \quad (3.84)$$

vereinfacht werden. Durch Einsetzen von (3.84) in (3.82) folgt schließlich

$$\zeta_{k+1} = \underbrace{\frac{f_{k+1}^{\text{S}} - f_k^{\text{S}}}{f_0}}_{\Psi^{\text{S}}} - \underbrace{\frac{f_{k+1}^{\text{M}} - f_k^{\text{M}}}{f_0}}_{\Psi^{\text{M}}}. \quad (3.85)$$

Hier sind Ψ^{M} und Ψ^{S} die auch in die Berechnung der Allan-Varianz einfließenden relativen Frequenzabweichungen der lokalen Taktgeneratoren (vgl. (3.44)).

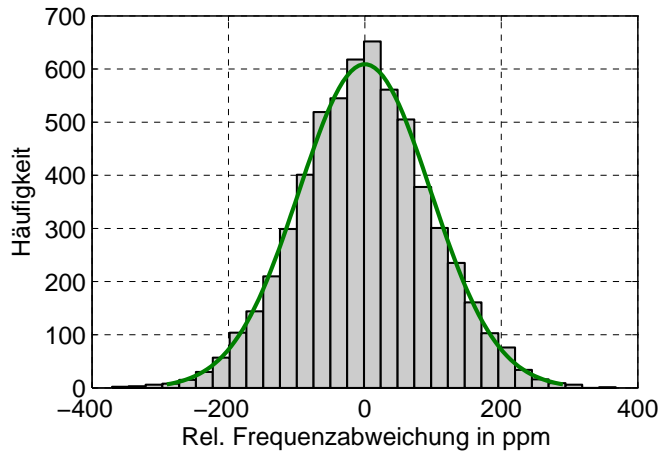


Abbildung 3.35.: Beispielhaftes Histogramm der relativen Frequenzabweichung Ψ , gemessen am RC-Oszillator eines Mikrocontrollers der Familie MSP430 von Texas Instruments (TI). Das Mittelungsintervall beträgt 100 ms.

Voruntersuchungen haben gezeigt, dass die relative Frequenzabweichung von einfachen Taktgeneratoren für Mittelungsintervalle ≤ 1 s eine Normalverteilung aufweist. Abbildung 3.35 zeigt beispielhaft das Histogramm der relativen Frequenzabweichung eines RC-Oszillators. Da die lokalen Uhren im Künstlichen Akkommodationssystem räumlich getrennt voneinander im linken und rechten Auge untergebracht sind, können Ψ^S und Ψ^M für kurze Mittelungsintervalle als unkorreliert betrachtet werden. Sind Ψ^S und Ψ^M sowohl normalverteilt als auch unkorreliert, weist auch deren Differenz ζ_{k+1} eine Normalverteilung auf, wobei sich die Varianzen nach dem Satz von Bienaymé aufaddieren [BMM99]. Die Varianz des relativen Gleichlauffehlers beträgt somit:

$$\text{VAR}(\zeta_{k+1}) = \text{VAR}(\Psi^S) + \text{VAR}(\Psi^M) = 2\sigma_{\Psi,S}^2 + 2\sigma_{\Psi,M}^2. \quad (3.86)$$

Hierbei sind $\sigma_{\Psi,M}^2$ und $\sigma_{\Psi,S}^2$ die nach (3.44) definierten Allan-Varianzen der lokalen Taktquellen, bezogen auf ein Mittelungsintervall $\tau = \frac{1}{f_{\text{Komm}}}$. Der Faktor 2 rührt daher, dass die Allan-Varianz in (3.44) mit dem Vorfaktor 0,5 gebildet wird. Mit (3.86) ist der stochastische Zusammenhang zwischen den Allan-Varianzen der lokalen Taktquellen und dem resultierenden Synchronisationsfehler im Slave formelmäßig beschrieben.

Unter Kenntnis der Allan-Varianzen kann das Schutzintervall nun nach (3.81) zu

$$T_G^S = x \cdot \sigma_{\zeta_{k+1}} \cdot \Delta C^M = x \cdot \sqrt{2\sigma_{\Psi,S}^2 + 2\sigma_{\Psi,M}^2} \cdot \Delta C^M \quad (3.87)$$

festgelegt werden, wobei $\sigma_{\zeta_{k+1}} = \sqrt{\text{VAR}(\zeta_{k+1})} = \sqrt{2\sigma_{\Psi,S}^2 + 2\sigma_{\Psi,M}^2}$ die aus (3.86) abgeleitete Standardabweichung des relativen Gleichlauffehlers ζ_{k+1} ist. Die frei wählbare Variable x erlaubt das Einstellen eines bestimmten Konfidenzniveaus, sodass eine maximal tolerierbare Paketfehlerrate nicht überschritten wird. Ausgehend von einer Normalverteilung von $\sigma_{\zeta_{k+1}}$ kann bspw. $x = 3$ gewählt werden, womit 99,73 % aller Paketankunftszeiten innerhalb des Schutzintervalls liegen [BMM99] und eine Paketfehlerrate von weniger als 1 % resultiert.

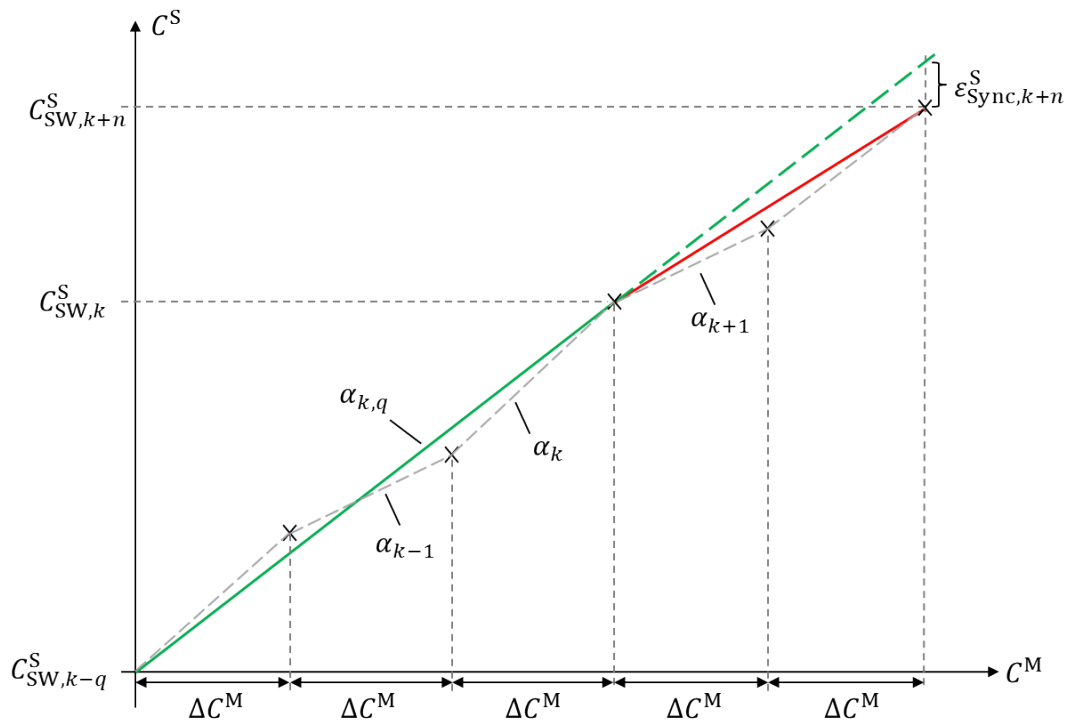


Abbildung 3.36.: Prinzip zur Vorhersage einer zukünftigen Paketankunftszeit für variable q und n . Im beispielhaft dargestellten Fall wird das relative Taktverhältnis über $q = 3$ Perioden berechnet (Steigung der grünen Geraden) und zur Vorhersage einer Paketankunft in der übernächsten Periode ($n = 2$) genutzt. Der Synchronisationsfehler $\varepsilon_{Sync,k+n}^S$ d. h. der Fehler zwischen tatsächlicher und auf Basis von $\alpha_{k,q}$ vorhergesagter Paketankunftszeit, ergibt sich aus (3.93).

In den bisherigen Betrachtungen wurde davon ausgegangen, dass in jeder Periode eine erfolgreiche Datenübertragung stattfindet und α_k lückenlos bestimmt wird. Im Falle von Übertragungsfehlern oder einer ereignisgesteuerten Sensordatenerfassung muss das Taktverhältnis jedoch, wie in Abb. 3.36 dargestellt, allgemein über q Perioden gemittelt werden:

$$\alpha_{k,q} = \frac{C_{SW,k}^S - C_{SW,k-q}^S}{q \cdot \Delta C^M} = \frac{\Delta C_{SW}^S}{q \cdot \Delta C^M}. \quad (3.88)$$

Hier ist ΔC_{SW}^S die lokale Zeitdifferenz zwischen den zwei jüngsten Paketankunftszeiten $C_{SW,k}^S$ und $C_{SW,k-q}^S$. Mit $\alpha_{k,q}$ lässt sich analog zu (3.80) eine zukünftige Paketankunftszeit in Periode $k + n$ zu

$$\hat{C}_{ToA,k+n}^S = C_{SW,k}^S - \tau_{SW} \cdot f_0 + \frac{n}{q} \Delta C_{SW}^S \quad (3.89)$$

vorhersagen. Zur Berechnung des Synchronisationsfehlers sei die tatsächliche Paketankunftszeit

kunftszeit $C_{\text{ToA},k+n}^S$ zunächst in Abhängigkeit des unbekanntes Taktverhältnisses α_k sowie den subsequenten relativen Gleichlauf Fehlern ξ_{k+i} , $i = 1 \dots n$, hergeleitet:

$$\begin{aligned} C_{\text{ToA},k+n}^S &= C_{\text{SW},k}^S - \tau_{\text{SW}} \cdot f_0 + (\alpha_k + \xi_{k+1})\Delta C^M + (\alpha_k + \xi_{k+1} + \xi_{k+2})\Delta C^M \\ &\quad + \dots + (\alpha_k + \sum_{i=1}^n \xi_{k+i})\Delta C^M \\ &= C_{\text{SW},k}^S - \tau_{\text{SW}} \cdot f_0 + n \alpha_k \Delta C^M + \sum_{i=1}^n (n - i + 1) \xi_{k+i} \Delta C^M. \end{aligned} \quad (3.90)$$

Für die Beziehung zwischen α_k und $\alpha_{k,q}$ gilt:

$$\begin{aligned} \alpha_{k,q} &= \frac{1}{q} (\alpha_k + \alpha_{k-1} + \dots + \alpha_{k-q+1}) \\ &= \frac{1}{q} (\alpha_k + \alpha_k - \xi_k + \alpha_k - \xi_k - \xi_{k-1} + \dots + \alpha_k - \sum_{i=0}^{q-2} \xi_{k-i}) \\ &= \alpha_k - \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-2} (q - i - 1) \xi_{k-i}. \end{aligned} \quad (3.91)$$

Durch Einsetzen von (3.91) in (3.90) folgt:

$$\begin{aligned} C_{\text{ToA},k+n}^S &= C_{\text{SW},k}^S - \tau_{\text{SW}} \cdot f_0 + \frac{n}{q} \Delta C_{\text{SW}}^S \\ &\quad + \Delta C^M \left(\sum_{i=1}^n (n - i + 1) \xi_{k+i} + \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-2} (q - i - 1) \xi_{k-i} \right). \end{aligned} \quad (3.92)$$

Durch Differenzbildung von (3.92) und (3.89) folgt schließlich der von q und n abhängige Synchronisationsfehler

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{Sync},k+n}^S &= C_{\text{ToA},k+n}^S - \hat{C}_{\text{ToA},k+n}^S \\ &= \Delta C^M \cdot \left(\sum_{i=1}^n (n - i + 1) \xi_{k+i} + \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-2} (q - i - 1) \xi_{k-i} \right), \end{aligned} \quad (3.93)$$

der durch das Schutzintervall kompensiert werden muss.

Da den einzelnen $\xi_{k-q} \dots \xi_{k+n}$ dasselbe Mittelungsintervall $\tau = \frac{1}{f_{\text{Komm}}}$ zugrunde liegt, können die Einzelvarianzen als identisch angesehen werden, d. h. für alle $i = -q \dots n$ gilt:

$$\text{VAR}(\xi_{k+1}) = \text{VAR}(\xi_i). \quad (3.94)$$

Werden alle $\xi_{k-q} \dots \xi_{k+n}$ ferner als unkorreliert betrachtet, lässt sich die Varianz $\text{VAR}(\varepsilon_{\text{Sync},k+n}^S)$ des nach (3.93) berechneten Synchronisationsfehlers in Abhängigkeit der Varianz $\text{VAR}(\xi_{k+1})$ des über eine Periode gemittelten relativen Gleichlauffehlers ausdrücken:

$$\text{VAR}(\varepsilon_{\text{Sync},k+n}^S) = (\Delta C^M)^2 \left(\sum_{i=1}^n (n - i + 1)^2 + \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-2} (q - i - 1)^2 \right) \text{VAR}(\xi_{k+1}). \quad (3.95)$$

Die Varianz des relativen Gleichlauffehlers kann mit (3.86) wiederum durch die Allan-Varianzen der Taktgeneratoren ersetzt werden:

$$\text{VAR} \left(\varepsilon_{\text{Sync},k+n}^{\text{S}} \right) = \left(\Delta C^{\text{M}} \right)^2 \left(\sum_{i=i}^n (n-i+1)^2 + \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-2} (q-i-1)^2 \right) (2\sigma_{\Psi,\text{S}}^2 + 2\sigma_{\Psi,\text{M}}^2). \quad (3.96)$$

Analog zu (3.87) dient (3.96) somit der allgemeinen Dimensionierung des Schutzintervalls für variable q und n .

Es sei angemerkt, dass die Annahme unkorrelierter $\zeta_{k-q} \dots \zeta_{k+n}$ eine konservative Berechnungsgrundlage für die Streuung des Synchronisationsfehlers liefert. Insbesondere für größere Kommunikationsintervalle ist damit zu rechnen, dass die relativen Gleichlauffehler eine negative Kovarianz aufweisen, dass sich z. B. die Auswirkungen von interokularen Temperaturschwankungen auf den relativen Gleichlauffehler innerhalb von wenigen 100 ms ausgleichen. Ein dynamisches Schutzintervall auf Basis von (3.96) ist für größere Kommunikationsintervalle somit unter Umständen immer noch überdimensioniert. Wird eine bedarfsgerechte Sensordatenerfassung eingesetzt, sollte die Streuung von $\varepsilon_{\text{Sync},k+n}^{\text{S}}$ deshalb für verschiedene Kombinationen von q und n zusätzlich experimentell ermittelt werden.

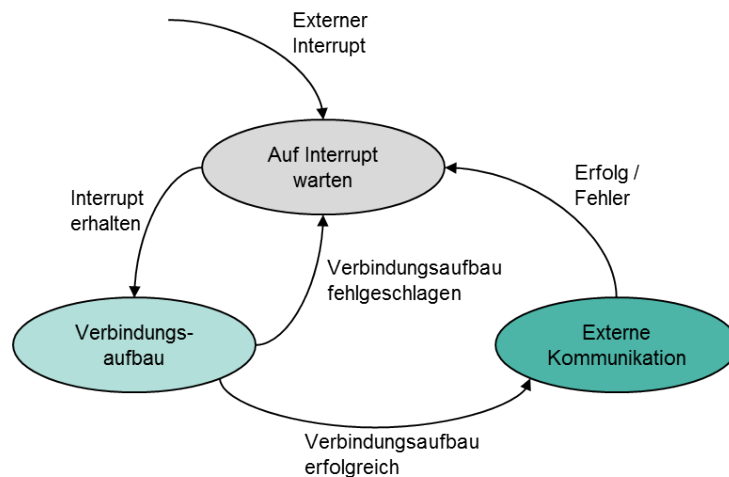


Abbildung 3.37.: Zustandsdiagramm einer ereignisbasierten externen Kommunikation.

3.2.5.2. Ereignisgesteuerter Medienzugriff für die externe Kommunikation

Wie bereits in Abschnitt 3.2.3 erläutert, besteht keine Notwendigkeit für eine vom Implantat initiierte Informationsübertragung mit dem Basisgerät. Zur Schonung der Energiespeicher sollte die externe Kommunikation immer vom Basisgerät ausgehen, ohne dass sich ein Implantat hierfür ständig oder regelmäßig in Empfangsbereitschaft befinden muss. Da die externe Kommunikation nur in Phasen einer aktiven Energieeinkopplung erforderlich ist, kann die induktive Übertragungsstrecke der Energieversorgung zur Realisierung eines asynchronen Rendezvous ausgenutzt werden. Im einfachsten Fall wird das Aktivieren des HF-Trägers, ggf. im Anschluss an ein sehr kurzes Abschalten des Trägers, als Wake-up Signal vereinbart. Eine Aktivierung

des Trägers kann im Implantat mit einfachen Mitteln durch Schwellwertdetektion der im Implantat gleichgerichteten Induktionsspannung erkannt werden. Daraufhin wird ein Interrupt in der Steuerung generiert, der einen Verbindungsaufbau einleitet (Abb. 3.37).

Der Verbindungsaufbau erfolgt durch das einfache Versenden einer Bestätigungsnachricht von Seiten des angesprochenen Implantats. Erhält das Basisgerät die Bestätigung, kann es sofort mit dem Versenden von Nachrichten beginnen. Bleibt die Bestätigung aus, gilt der Verbindungsaufbau als gescheitert. Gleichermäßen sieht das Implantat einen Verbindungsaufbau als fehlerhaft an, wenn nach dem Versenden der Bestätigung innerhalb einer definierten Reaktionszeit keine Nachricht eintrifft. Abbildung 3.38 stellt beispielhaft einen einfachen Nachrichtenaustausch zwischen Basisgerät und Implantat dar, z. B. eine Abfrage des Ladezustands.

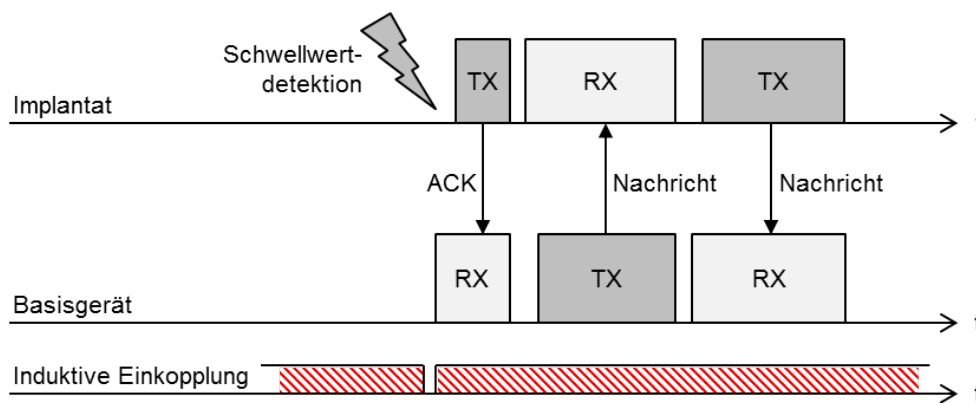


Abbildung 3.38.: Beispielhafte Darstellung einer externen Kommunikation, initiiert durch ein kurzzeitiges Trennen der externen Energieversorgung.

Da während der externen Kommunikation eine ausreichende Energieversorgung durch das Basisgerät gewährleistet ist, kann auf eine hochpräzise Zeitsynchronisation zwischen den Kommunikationspartnern verzichtet werden. Im Gegensatz zur interokularen Kommunikation können die Schutzintervalle großzügig bemessen werden, sodass auch maximal anzunehmende Frequenzfehler der lokalen Uhren toleriert werden.

Um Paketkollisionen zu verhindern, erfolgt die Kommunikation mit den einzelnen Implantaten sequentiell. Zusätzlich muss der Medienzugriff so gesteuert werden, dass die interokulare Informationsübertragung nicht eingeschränkt wird. Die Abarbeitung von kurzen Kommunikationssequenzen kann zweckmäßigerweise zwischen den Zyklen der interokularen Kommunikation erfolgen, ohne dass die Funktion des Implantats eingeschränkt wird. Zur Abarbeitung von längeren Kommunikationssequenzen, die z. B. im Rahmen einer Sensorkalibrierung erforderlich sind, muss der interokulare Nachrichtenaustausch temporär ausgesetzt werden. Hierzu kann das Basisgerät einen Befehl zur Deaktivierung der interokularen Kommunikation an die Implantate übermitteln, die erst nach dem Erhalt eines zweiten Befehls wieder reaktiviert wird.

3.3. Konzepte zur Wahrung der Datensicherheit

Im vorherigen Abschnitt wurde eine energieeffiziente Informationsübertragung für das Künstliche Akkommodationssystem konzipiert. Darauf aufbauend werden im Folgenden erstmalig Konzepte erarbeitet, durch die unter Berücksichtigung der stark limitierten Energie-, Speicher- und Rechenressourcen die Sicherheit der Kommunikation vor unvorhergesehenen Störungen und mutwilligen Angriffen gewahrt werden kann. Hierfür werden zunächst kryptografische Grundlagen erläutert und eine Gefährdungsanalyse durchgeführt. Anschließend werden Konzepte zur Sicherung der externen und der interokularen Nachrichtenübertragung erarbeitet.

3.3.1. Kryptografische Grundlagen

Traditionell wird unter dem Begriff Kryptografie die Wissenschaft der Nachrichtenverschlüsselung verstanden. Demnach zielen kryptografische Verfahren darauf ab, die *Vertraulichkeit* von Informationen sicherzustellen, d. h. nur berechtigte Kommunikationspartner sollen in der Lage sein, Informationen zu lesen. Die moderne Kryptografie befasst sich zudem mit dem Ziel, die *Authentizität* und die *Integrität* von Informationen nachzuweisen [Buc10]. Durch einen Integritätsnachweis wird sichergestellt, dass die Informationen unverändert und vollständig vorliegen. Ist die Authentizität einer Nachricht bewiesen, so ist zudem die ordnungsgemäße Identität des Absenders garantiert. Im Folgenden werden grundlegende kryptografische Verfahren erläutert, mit denen die Ziele Vertraulichkeit, Integrität und Authentizität durchgesetzt werden können.

3.3.1.1. Symmetrische und asymmetrische Verschlüsselungsverfahren

Grundlegend lassen sich symmetrische von asymmetrischen Verschlüsselungsverfahren unterscheiden [DM05]. Bei symmetrischen Verfahren, auch *Secret-Key-Verfahren* genannt, wird die ursprüngliche Nachricht (Klartext) mit Hilfe eines Geheimnisses (privater Schlüssel) in ein Chiffre (Geheimtext) umgesetzt. Die Entschlüsselung des Geheimtexts in den ursprünglichen Klartext erfolgt wiederum unter Zuhilfenahme desselben Schlüssels. Sender und Empfänger müssen somit bereits vor der Kommunikation ein gemeinsames Geheimnis teilen, was als Hauptnachteil von symmetrischen Verschlüsselungsverfahren gilt.

Asymmetrische Verfahren, auch *Public-Key-Verfahren* genannt, basieren auf einer Kombination von öffentlichen und privaten Schlüsseln, wodurch ein *Pre-Shared Key* obsolet wird. Eine Nachricht wird mit dem öffentlichen Schlüssel verschlüsselt, kann aber nur unter Kenntnis des privaten Schlüssels wieder dechiffriert werden. Als Hauptnachteil von asymmetrischen Verfahren gilt ein verhältnismäßig hoher Rechenaufwand, der den von symmetrischen Verfahren gleicher Sicherheitsstufe um mehrere Größenordnungen übersteigt. In der Praxis werden deshalb meist hybride Verfahren eingesetzt [KW11]: Per asymmetrischer Verschlüsselung wird zunächst ein einheitlicher Schlüssel (Sitzungsschlüssel) zwischen beiden Kommunikationspartnern vereinbart, der anschließend zur ressourceneffizienten Verschlüsselung der Nutzdaten per symmetrischer Kryptografie dient. Aus Gründen der erforderlichen Energieeffizienz

interessieren im Kontext der vorliegenden Arbeit vor allem symmetrische Verfahren, deren Funktionsweisen im Folgenden skizziert werden.

Innerhalb der symmetrischen Verschlüsselungsverfahren lassen sich Strom- und Blockchiffren voneinander unterscheiden. Basierend auf dem privaten Schlüssel erzeugen Stromchiffren eine pseudozufällige Zeichenfolge, den sogenannten Schlüsselstrom [Buc10]. Der Geheimtext wird durch Exklusiv-oder-Verknüpfung von Klartext und Schlüsselstrom generiert. Analog wird im Empfänger der Klartext durch Exklusiv-oder-Verknüpfung von Geheimtext und Schlüsselstrom zurückgewonnen. Stromchiffren weisen den großen Vorteil auf, dass der Klartext Zeichen für Zeichen chiffriert wird und somit beliebig kurze Nachrichten verschlüsselt werden können. Da es sich in der Praxis als schwierig erweist, nachweisbar sichere und gleichzeitig ressourceneffiziente Stromchiffren zu erzeugen, finden Stromchiffren bis heute nur vereinzelt Anwendung [Sch13a].

Blockchiffren hingegen arbeiten mit festen Blockgrößen. Der Klartext wird dabei in der Regel in mehreren Runden durch schlüsselabhängige Permutationen und Substitutionen in den Geheimtext transformiert. Eine sichere Blockchiffre sorgt dafür, dass einerseits ein möglichst komplexer, nichtlinearer Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsdaten vorliegt (*Konfusion*) und andererseits die Änderung eines einzelnen Eingabebits eine völlig andere Ausgabe erzeugt (*Diffusion*) [Buc10]. Im Durchschnitt sollte die Änderung eines Eingabebits 50 % der Ausgabebits beeinflussen. Im Gegensatz zu Stromchiffren finden heute zahlreiche kryptoanalytisch erprobte Blockchiffren Anwendung. Zu den bekanntesten Blockchiffren zählen der inzwischen als unsicher geltende *Data Encryption Standard (DES)*, *Triple-DES*, *Advanced Encryption Standard (AES)* und *Blowfish* [Nato1, Sma10, Mas11]. Bedingt durch die blockbasierte Arbeitsweise können nur Klartexte der entsprechenden Blockgröße ohne Umwege verschlüsselt werden. Kürzere Nachrichten müssen durch ein sogenanntes *Padding* aufgefüllt werden. Um längere Nachrichten verschlüsseln zu können, muss die Blockchiffre in einem speziellen Betriebsmodus betrieben werden.

3.3.1.2. Betriebsmodi von Blockchiffren

Nach ISO/IEC 10116 [Into6] sind folgende Betriebsmodi zur sicheren Anwendung von Blockchiffren definiert:

Electronic Code Book (ECB) Der ECB-Modus stellt die einfachste Möglichkeit zur Nachrichtenverschlüsselung dar. Dabei wird, wie in Abb. 3.39a dargestellt, jeder Klartextblock m_i unverändert in den Geheimtextblock $c_i = \text{Enc}(K, m_i)$ transformiert. $\text{Enc}()$ sei hier die Verschlüsselungsfunktion der Blockchiffre und K der Schlüssel. Die empfängerseitige Entschlüsselung von c_i erfolgt analog durch Berechnung von $m_i = \text{Dec}(K, c_i)$, wobei $\text{Dec}()$ die Entschlüsselungsfunktion der Blockchiffre sei. Da bei der Anwendung des ECB-Modus Regelmäßigkeiten im Klartext dieselben Regelmäßigkeiten im Geheimtext hervorrufen, sollte ECB nur zur Verschlüsselung von Nachrichten der Blockgröße eingesetzt werden [Buc10]. In der Praxis wird der ECB-Modus z. B. zur Verschlüsselung von Zufallszahlen für Authentifizierungszwecke genutzt [Sch13a].

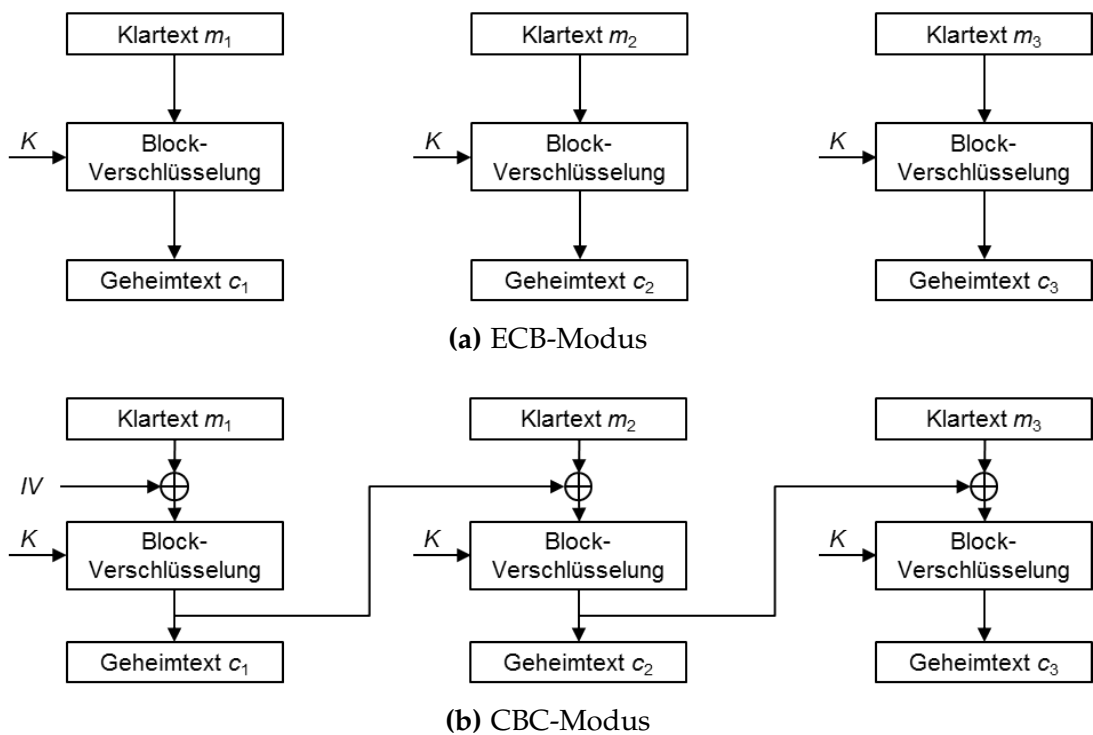


Abbildung 3.39.: Funktionsweise der Nachrichtenverschlüsselung in den Betriebsmodi ECB und CBC modifiziert nach [Buc10].

Cipher Block Chaining (CBC) Der CBC-Modus eliminiert die Probleme des ECB-Modus, indem jeder Klartextblock m_i , wie in Abb. 3.39b dargestellt, vor der Verschlüsselung rekursiv mit dem vorherigen Geheimtextblock c_{i-1} exklusiv-oder-verknüpft wird: $c_i = \text{Enc}(K, m_i \oplus c_{i-1})$. Die Dechiffrierung erfolgt durch Berechnung von $m_i = \text{Dec}(K, c_i) \oplus c_{i-1}$. Zur Ver- und Entschlüsselung des ersten Blocks wird ein in Sender und Empfänger einheitlicher, aber nicht notwendigerweise geheimer Initialisierungsvektor (IV) benötigt. Durch die Konstruktion des CBC-Modus werden Klartextmuster in der Datenübertragung zerstört. Allerdings wirkt sich ein Übertragungsfehler im Geheimtextblock c_i gleich auf zwei Klartextblöcke aus.

Cipher Feedback (CFB) Beim CFB-Modus wird zunächst nur der IV verschlüsselt und mit dem Klartext exklusiv-oder-verknüpft. Anschließend wird der erhaltene Geheimtextblock rekursiv auf die Verschlüsselungsfunktion zurückgeführt (Abb. 3.40a). Mathematisch lassen sich Verschlüsselung und Entschlüsselung mit $c_i = m_i \oplus \text{Enc}(K, c_{i-1})$ und $m_i = c_i \oplus \text{Enc}(K, c_{i-1})$ beschreiben. Eine separate Entschlüsselungsfunktion wird nicht benötigt. Daneben weist der CFB-Modus den Vorteil auf, dass er als selbstsynchronisierende Stromchiffre betrieben werden kann und somit Klartextblöcke beliebiger Länge verschlüsseln kann [JR99].

Output Feedback (OFB) Ähnlich wie der CFB-Modus kann auch der OFB-Modus als skalierbare Stromchiffre eingesetzt werden. Der Unterschied zum CFB-Modus besteht darin, dass nicht der Geheimtext, sondern das Ergebnis der vorherigen Verschlüsselung zurückgeführt wird (Abb. 3.40b). Zur Zeitersparnis kann somit

bereits im Vorfeld der eigentlichen Nachrichtenverschlüsselung ein beliebig langer Schlüsselstrom generiert und vorgehalten werden. Mathematisch betrachtet wird jeder Block des Schlüsselstroms S_i rekursiv durch $S_i = \text{Enc}(K, S_{i-1})$ erzeugt. Ver- bzw. Entschlüsselung erfolgen durch Berechnung von $c_i = S_i \oplus m_i$ bzw. $m_i = S_i \oplus c_i$.

Counter Modus (CTR) Der CTR-Modus kommt ohne rekursive Rückführung aus. Stattdessen wird zur Generierung des Schlüsselstroms ein sich inkrementierender Zähler verwendet. Die Chiffrierung und Dechiffrierung des Klartexts erfolgt durch die Exklusiv-oder-Verknüpfung des verschlüsselten Zählers mit dem Klar- bzw. Geheimtext. Im Vergleich zum OFB-Modus erlaubt der CTR-Modus eine Parallelisierung der Ver- und Entschlüsselung sowie die Entschlüsselung der Datenblöcke in beliebiger Reihenfolge.

3.3.1.3. Hashfunktionen und Message Authentication Codes (MACs)

Eine Hashfunktion bildet Eingangsdaten beliebiger Länge (auch Urbild genannt) auf einen Hashwert fester Länge (auch Prüfsumme genannt) ab. Wird bspw. im Sender der Hashwert einer Nachricht berechnet und gemeinsam mit der Nachricht versendet, so kann im Empfänger durch Ausführen derselben Funktion überprüft werden, ob die Integrität der übertragenen Daten gewährleistet ist. In der Regel ist die Länge der Prüfsumme wesentlich kürzer als die der potentiellen Urbilder. Folglich können prinzipbedingt Kollisionen nicht ausgeschlossen werden, d.h. es existieren verschiedene Urbilder x und x' , für die $h(x) = h(x')$ gilt. Hierbei sei $h()$ die Hashfunktion.

Man spricht von einer kryptografischen Hashfunktion, wenn diese einen besonderen Schutz gegen mutwillige Kollisionsangriffe bietet. In diesem Zusammenhang wird zwischen schwacher und starker Kollisionsresistenz unterschieden [Buc10]. Eine Hashfunktion gilt als schwach kollisionsresistent, wenn es praktisch unmöglich ist, zu einem *gegebenen* Urbild x ein zweites Urbild x' zu finden, für das $h(x) = h(x')$ gilt. Starke Kollisionsresistenz ist dann gegeben, wenn der Angreifer die Urbilder *beliebig* wählen kann und es ihm dennoch praktisch unmöglich ist, eine Kollision herbeizuführen.

Um bestmögliche Kollisionsresistenz zu erzielen, müssen Hashfunktionen, ähnlich wie Blockchiffren, so konstruiert sein, dass die Transformation zwischen Urbild und Hashwert möglichst *diffus* und *konfus* erfolgt [Sch13a] (vgl. Abschnitt 3.3.1.1). Zudem sollten alle Hashwerte, bezogen auf die Gesamtheit aller möglichen Urbilder, gleichverteilt auftreten. Dazu erfolgt die Konstruktion gängiger Hashfunktionen, wie z. B. MD5 sowie Hashfunktionen aus der SHA-Familie, nach dem Merkle-Damgård-Prinzip, welches auf einer kollisionssicheren Kompressionsfunktion aufbaut, die in mehreren Runden durchlaufen wird [KW11, Kut12]. Heutige Hashfunktionen gelten nur als sicher, wenn sie Hashwertlängen von mindestens 128 bit, besser 160 bit, aufweisen [Sch13a].

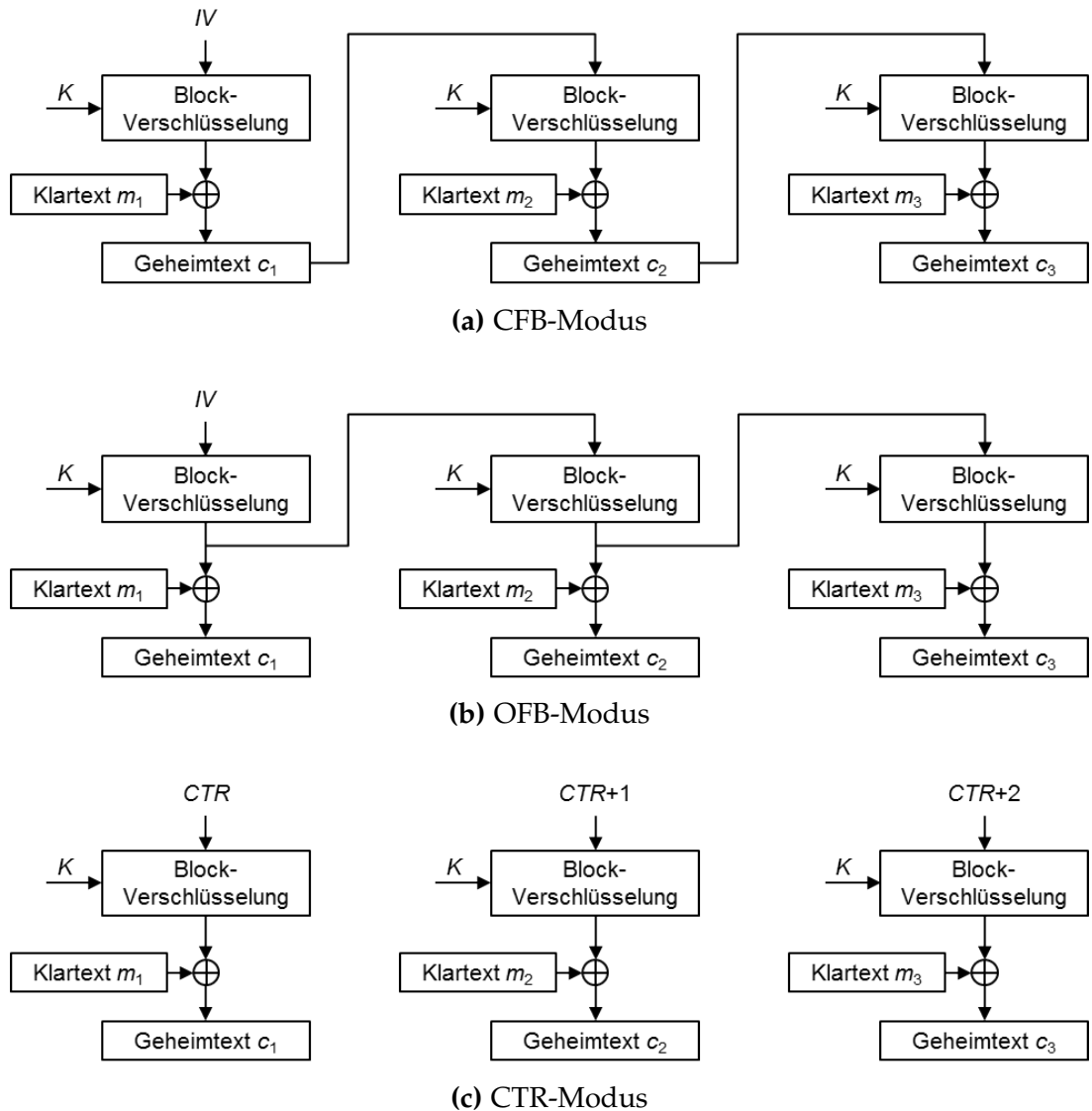


Abbildung 3.40.: Funktionsweise der Nachrichtenverschlüsselung in den Betriebsmodi CFB, OFB und CTR. Alle drei Modi erlauben den Betrieb der Blockchiffre als Stromchiffre modifiziert nach [Buc10].

Sofern die Funktionsweise einer Hashfunktion nicht geheimgehalten wird, kann sie nur der Integritätsprüfung dienen. Um zusätzlich Gewissheit über die Herkunft einer Nachricht zu erhalten, werden sogenannte *Message Authentication Codes (MACs)* eingesetzt. Diese basieren entweder auf kryptografischen Hashfunktionen oder auf Blockchiffren, wobei zwingenderweise ein geheimer Schlüssel in die Berechnung des Funktionswerts mit einfließt. Eine beliebte Möglichkeit zur Erzeugung eines MACs beruht auf der Ausführung einer gewöhnlichen Blockchiffre im CBC-Modus (CBC-MAC) [KW11]. Dabei wird die gesamte Nachricht verschlüsselt und lediglich der letzte Geheimtextblock als MAC übertragen.

3.3.2. Analyse des Gefährdungspotentials

Unvorhergesehene Übertragungsfehler sowie mutwillige Angreifer stellen eine potentielle Gefahr für die Funktion des Implantats bzw. für den Implantatträger selbst dar. Im Folgenden wird eine systematische Gefährdungsanalyse durchgeführt, die auf potentielle Risiken hinweist. Im selben Zuge werden potentielle Gegenmaßnahmen zur Sicherung der Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem erörtert.

3.3.2.1. Gefährdungspotential durch zufällige Bit- und Paketfehler

Das Auftreten einzelner Bitfehler kann mit einem realistischen technischen Aufwand nicht verhindert werden. Die Bitfehlerrate (engl. *Bit Error Rate*) (BER) resultiert maßgeblich aus dem gewählten Modulationsverfahren und dem sich im Empfänger einstellenden SNR [Jono8]. Im Zusammenhang mit der interokularen Kommunikation können Bitfehler in einer fehlerhaften Brechkrafterstellung resultieren und damit den Nutzerkomfort einschränken bzw. sicherheitskritische Situationen auslösen. Im Zusammenhang mit der externen Kommunikation können unerkannte Bitfehler schlimmstenfalls zu einem dauerhaften Systemversagen führen. Folglich ist im Künstlichen Akkommodationssystem ein Verfahren zur Verifizierung der *Integrität* der zu übertragenden Daten obligatorisch. Idealerweise sollte ein Kanalcodierungsverfahren eingesetzt werden, welches zusätzlich zur Integritätsprüfung eine Korrektur von einzelnen Bitfehlern erlaubt.

Aufgrund von länger anhaltenden Interferenzen mit anderen Nutzern des Frequenzspektrums, breitbandigen Störimpulsen, Synchronisationsproblemen oder irreparablen Bitfehlern, kann es zum Verlust ganzer Nachrichtenpakete kommen. Sporadisch auftretende Paketfehler der interokularen Kommunikation können ignoriert werden. Kommt es zu länger anhaltenden Paketfehlern, so muss mit dem Umschalten in den Fail-Safe-Modus reagiert werden. Treten Paketfehler während der externen Kommunikation auf, so ist ein wiederholtes Senden der Nachricht erforderlich, um die gewünschte Operation auszuführen.

3.3.2.2. Gefährdungspotential durch passive Angriffe

Ein passiver Angriff bezeichnet das unautorisierte Mithören von vertraulichen Nachrichten und stellt somit einen Eingriff in die Privatsphäre des Implantatträgers dar [BCRF12]. Ein Belauschen der interokularen Kommunikation kann als unkritisch eingestuft werden, solange neben Messdaten keine Informationen übertragen werden,

die eine Identifizierung oder Lokalisierung des Implantatträgers erlauben. Vom Belauschen der externen Kommunikation hingegen geht eine signifikante Gefahr für die Privatsphäre des Implantatträgers aus, falls der behandelnde Arzt persönliche Daten wie Name und Geburtsdatum des Implantatträgers, Anamnese oder Grad der Fehlsichtigkeit zwischen Basisgerät und Implantat transferiert. Da es sich bei der Datenübertragung im MICS-Band um ein nicht-mediengebundenes Übertragungsverfahren handelt, kann die externe Kommunikation mit Hilfe von bereits heute verfügbaren Empfangsgeräten, z. B. kostengünstigen Software Defined Radios [HHBR⁺08], abgehört werden. Insbesondere in Anbetracht der langen angestrebten Lebensdauer des Künstlichen Akkommodationssystems muss ein Verfahren zur Wahrung der *Vertraulichkeit* eingesetzt werden. Personenbezogene Nachrichten dürfen nicht im Klartext übertragen werden.

3.3.2.3. Gefährdungspotential durch aktive Angriffe

Zusätzlich zu den Fähigkeiten des passiven Angreifers verfügt ein aktiver Angreifer über die Fertigkeit, gezielt Nachrichten an ein Implantat oder an das Basisgerät zu senden. Potentielle Ziele des aktiven Angreifers sind eine Manipulation von Nachrichten, ein *Replaying* von Nachrichten oder eine *Denial of Service (DoS)-Attacke*.

Manipulation: Der Angreifer sendet entweder selbst generierte oder als *Man-in-the-Middle* verfälschte Nachrichten an den Kommunikationspartner. In beiden Fällen wird dem Empfänger suggeriert, dass die Nachrichten dem vertrauenswürdigen Implantat bzw. Basisgerät entstammen. Wird die interokulare Kommunikation angegriffen, hat eine gezielte Nachrichtenmanipulation – analog zu unerkannten Bitfehlern – eine Fehlfunktion der Brechkrafteinstellung zur Folge. Als Resultat eines Angriffs auf die externe Kommunikation kann schlimmstenfalls ein komplettes Systemversagen provoziert werden. Zum Schutz vor mutwilligen Manipulationen muss deshalb zwingend ein Verfahren zur Wahrung der *Authentizität* implementiert werden. Mit Hilfe eines Authentifizierungsverfahrens lässt sich gleichzeitig ein versehentliches Koppeln zweier Implantate von verschiedenen, eng beieinander stehenden Implantatträgern verhindern.

Replaying: Beim Replaying handelt es sich um eine verhältnismäßig einfach durchzuführende Angriffsvariante, bei der der Angreifer zuvor aufgezeichnete Daten sendet, ohne dabei zwingenderweise den Nachrichteninhalt zu kennen. Aus einem Replay-Angriff resultiert dasselbe Gefährdungspotential wie auch aus einer Nachrichtenmanipulation. Gegenmaßnahmen zu Replay-Attacken stellen Authentifizierungs- bzw. Verschlüsselungsmechanismen unter Nutzung von Zeitstempeln, Zählern oder Zufallszahlen dar [Mas11].

Denial of Service (DoS): Eine DoS-Attacke zielt auf eine Blockade der Verfügbarkeit bzw. auf eine signifikante Erhöhung der Leistungsaufnahme (engl. *Battery Draining*) eines Implantats ab. Gegen DoS-Attacken mit leistungsstarken Störsendern ist letztlich keine technische Maßnahme verfügbar. Um dennoch eine überproportional hohe Belastung des Energiespeichers im energieautonomen Implantatbetrieb zu verhindern, muss im Falle von länger anhaltenden Kommunikations-

störungen temporär auf die Ausführung eines Verbindungsaufbaus verzichtet und ein Fail-Safe-Modus angefahren werden.

Zudem kann nicht ausgeschlossen werden, dass sich ein Angreifer eines funktionsfähigen Basisgeräts bemächtigt und dieses für seine Zwecke manipuliert. Um einen Missbrauch zu verhindern, muss deshalb eine rollenbasierte Benutzerautorisierung vorgesehen werden, welche den verschiedenen Nutzergruppen der externen Kommunikation spezifische Zugriffsrechte einräumt.

3.3.3. Sicherung der externen Kommunikation

Wie aus der zuvor beschriebenen Gefährdungsanalyse hervorgeht, muss die externe Kommunikation derart gestaltet werden, dass die Integrität und Authentizität der übertragenen Daten überprüfbar ist und somit weder zufällige Übertragungsstörungen noch mutwillige Angreifer eine Gefährdung für das Künstliche Akkommodationssystem darstellen. Um die Vertraulichkeit von personenbezogenen Daten zu garantieren, muss die Kommunikation zudem verschlüsselt werden. Ferner muss eine dreistufige Benutzerautorisierung vorgesehen werden, die eine Unterscheidung der in Tab. 3.3 aufgelisteten Nutzergruppen *Implantatträger*, *behandelnder Arzt* und *Techniker* ermöglicht [BMGB11].

Nutzergruppe	Zugriffsrechte (beispielhaft)
Implantatträger	Lesen von Ladezustand und anderen Statusinformationen; Umschalten zwischen verschiedenen Betriebsmodi
Behandelnder Arzt	Ändern von Betriebsparametern; Lesen/Schreiben personenbezogener Daten
Techniker	Lesen/Schreiben/Ändern von Programm-Code (Fehlersuche und Software-Updates)

Tabelle 3.3.: Verschiedene Nutzergruppen und deren Zugriffsrechte im Rahmen der externen Kommunikation.

3.3.3.1. Auswahl eines Verschlüsselungsverfahrens

Um eine langfristige Sicherheit über die gesamte Lebensdauer des Künstlichen Akkommodationssystems zu erzielen, müssen Sicherheitsmechanismen vermieden werden, die auf einer Geheimhaltung ihrer Funktionsweise basieren, auch *Security through Obscurity* genannt [BCRF12]. Stattdessen soll ein öffentlich erprobtes und als sicher geltendes Verschlüsselungsverfahren Einsatz finden. Wie in Abschnitt 3.3.1 dargestellt, lassen sich kryptografische Verschlüsselungsverfahren in symmetrische und asymmetrische Verfahren untergliedern [DM05]. Asymmetrische Verfahren entfalten ihre Wirksamkeit nur in Gegenwart einer vertrauenswürdigen Zertifizierungsstelle, anhand derer eine Zuordnung zwischen öffentlichem Schlüssel und Kommunikationspartner beglaubigt werden kann. Da im Rahmen der Kommunikation im Künstlichen

Akkommodationssystem keine Zertifizierungsstelle zur Verfügung steht und sich asymmetrische Verfahren zudem nur verhältnismäßig ressourcenaufwändig implementieren lassen, wird ein symmetrisches Verschlüsselungsverfahren ausgewählt.

In [Kut12] wurden verschiedene symmetrische Block- und Stromchiffren hinsichtlich ihrer Eignung für das Künstliche Akkommodationssystem untersucht. Als besonders geeignet wurde die als Rijndael-Algorithmus bekannte Blockchiffre *AES* identifiziert [Nato1]. *AES* ist weltweit stark verbreitet und lässt sich effizient in Hardware und Software implementieren. Gemäß dem Mooreschen Gesetz wird die Mächtigkeit eines Angreifers in Zukunft weiter steigen, weshalb für einen Zeithorizont von ungefähr 30 Jahren eine Schlüssellänge von 128 bit erforderlich ist [Sma10]. Zur Verschlüsselung von Nachrichten länger als 128 bit wird *AES* innerhalb der externen Kommunikation in der Betriebsart CBC betrieben [Mas11].

Ferner soll aus ressourcentechnischen Gründen auf eine Implementierung der *AES*-Entschlüsselungsfunktion im Implantat verzichtet werden. Dies ist möglich, da die Entschlüsselungsfunktion die inverse Funktion der Verschlüsselungsfunktion darstellt [Mas11]. Wird der Klartext m im Basisgerät durch den Geheimtext $c = \text{Enc}(K, m)$ „verschlüsselt“, so kann die ursprüngliche Nachricht im Implantat durch Berechnung von $m = \text{Dec}(K, c)$ wieder „entschlüsselt“ werden. Hier ist K der zur Ver- und Entschlüsselung genutzte Schlüssel.

3.3.3.2. Sicheres Authentifizierungs- und Kommunikationsverfahren

Abbildung 3.41 veranschaulicht das entwickelte Konzept zur Sicherung der externen Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem. Wie bereits in Abschnitt 3.2.5.2 erläutert, wird eine Kommunikationsverbindung durch ein asynchrones Rendezvous vom Basisgerät aus initiiert. Um einem Identitätsbetrug vorzubeugen, findet im Anschluss daran eine einseitige Authentifizierung des Basisgeräts im Implantat statt. Diese erfolgt zweckmäßigerweise durch ein *Challenge-Response-Verfahren* [BMGB11]. Hierzu sendet das Basisgerät im ersten Zeitschlitz eine unverschlüsselte Anfrage zum Aufbau einer Verbindung an das Implantat. Mit der Anfrage wird eine nutzergruppenspezifische Kennung (ID) an das Implantat übermittelt. Jeder ID sei ein im Implantat gespeicherter, privater Schlüssel K_{ID} zugeordnet. Als Reaktion auf die Verbindungsanfrage generiert das Implantat eine 128 bit lange Zufallszahl Z , verschlüsselt dieselbe mit K_{ID} und sendet sie an das Basisgerät. Die Aufgabe (*Challenge*) für das Basisgerät besteht darin, Z zu dechiffrieren, um eins zu erhöhen und das Ergebnis, wiederum mit K_{ID} verschlüsselt, an das Implantat zurückzusenden. Im Implantat kann $Z' = \text{Enc}(K_{ID}, \text{Dec}(K_{ID}, Z + 1))$ nun mit der ursprünglich generierten Zufallszahl verglichen werden. Gilt $Z' = Z + 1$, so hat sich das Basisgerät erfolgreich authentisiert und die Sitzung ist eröffnet. Für $Z' \neq Z + 1$ wird der Verbindungsaufbau abgebrochen. Eine Sitzung bleibt solange geöffnet, bis sie vom Basisgerät durch das Senden eines Terminierungsbefehls geschlossen bzw. eine maximale, inaktive Zeitdauer überschritten wird.

Innerhalb einer Sitzung werden alle Nachrichten mit einem zufälligen, im Basisgerät erzeugten, 128 bit langen Sitzungsschlüssel K_S verschlüsselt, um Replay-Attacken mit Daten aus zuvor aufgezeichneten Sitzungen zu unterbinden. Da der Sitzungsschlüssel

3. Neue Konzepte zur bedarfsgerechten Kommunikation

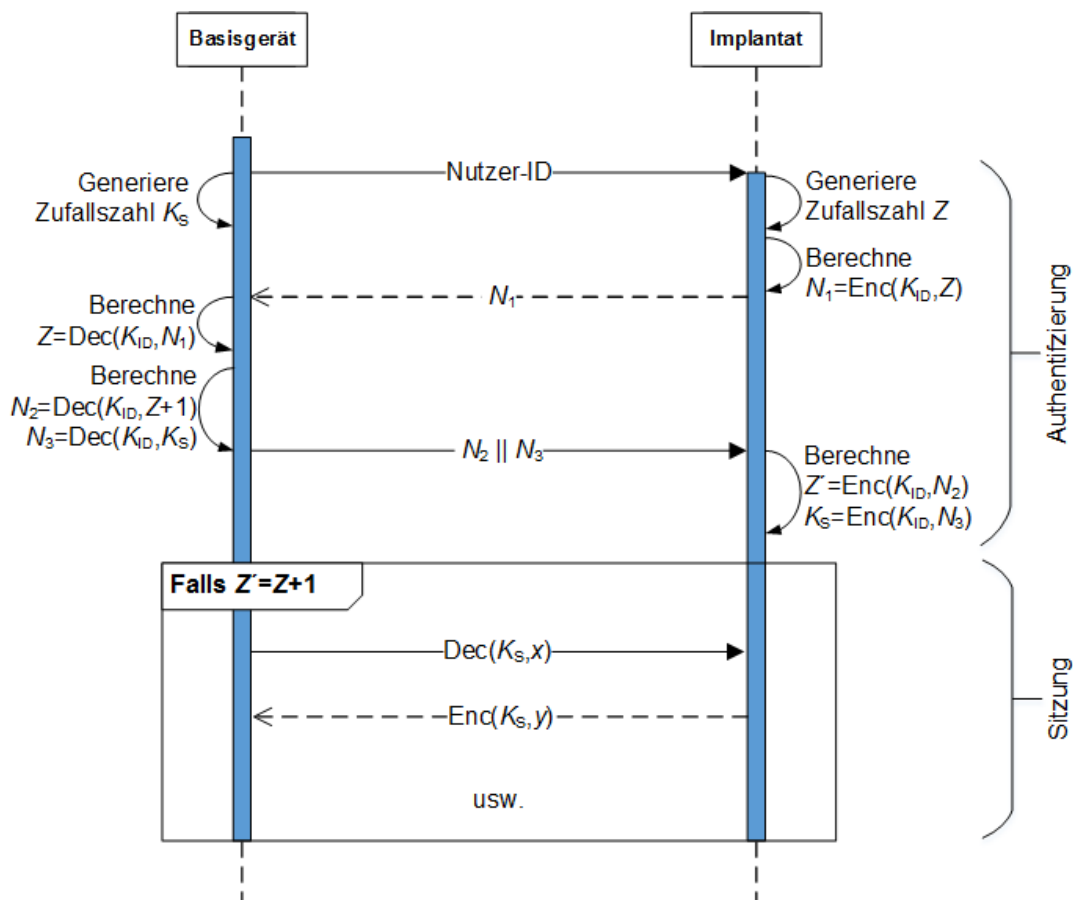


Abbildung 3.41: Konzept zur authentifizierten und verschlüsselten Kommunikation zwischen Implantat und Basisgerät. Innerhalb der Authentifizierungsphase werden die chiffrierten Nachrichten N_1 , N_2 und N_3 jeweils mit dem zur Nutzer-ID gehörenden Schlüssel K_{ID} berechnet. Innerhalb der sich anschließenden Sitzung werden die eigentlichen Nutzdaten x bzw. y mit dem temporär gültigen Sitzungsschlüssel K_S verschlüsselt.

verschlüsselt übertragen wird, kann als Initialisierungsvektor (IV) der Einfachheit halber ein 128 bit langer Nullvektor gewählt werden.

Innerhalb der Authentifizierungsphase wird die Identität des Basisgeräts bzw. dessen Benutzers bestätigt. Trotzdem muss sichergestellt werden, dass auch während einer Sitzung keine Manipulation von Nachrichten durch einen *Man-in-the-Middle* möglich sind. Wie bereits in Abschnitt 3.3.1.3 diskutiert, kommen hierfür in der Regel Message Authentication Codes (MACs) zum Einsatz. Da ohnehin eine Blockchiffre im CBC-Modus angewendet wird, bietet sich prinzipiell das Verfahren CBC-MAC an. Nachteilig beim CBC-MAC ist, dass zwingenderweise ein separater Schlüssel erforderlich ist [KW11], das Verschlüsselungsverfahren damit zweimalig durchlaufen werden muss und folglich zusätzlicher Speicher- und Rechenbedarf entsteht. Da tendenziell nur kurze Nachrichten übertragen werden, wird anstelle einer expliziten Authentifizierung mittels MAC eine implizite Datenauthentifizierung durch systematisches Hinzufügen von redundanten Informationen genutzt [Mas11]. Wie in Abb. 3.42 dargestellt, wird hierfür jedem Klartextblock eine dem Implantat und Basisgerät bekannte Prüf-Bitsequenz der Länge N_{Seq} angehängt. Wird die Bitsequenz im Empfänger nach

der Entschlüsselung erfolgreich wiederhergestellt, sind Integrität und Authentizität des zugehörigen Klartextblocks bestätigt. Da die Verschlüsselung mit AES das Prinzip der Diffusion umsetzt, eröffnet sich kein systematischer Angriffspunkt durch Hinzufügen der bekannten Prüf-Bitsequenz. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Kollisionsangriff durch zufälliges Kippen eines einzelnen Bits erfolgreich ist bzw. ein zufälliger Bitfehler unerkannt bleiben, leitet sich aus der Länge der Prüf-Bitsequenz ab und beträgt $1/2^{N_{Seq}}$. Um einen guten Kompromiss zwischen Sicherheit und Netto-Datendurchsatz zu erzielen, wird ein 32 bit langer Nullvektor als Prüf-Bitsequenz gewählt.

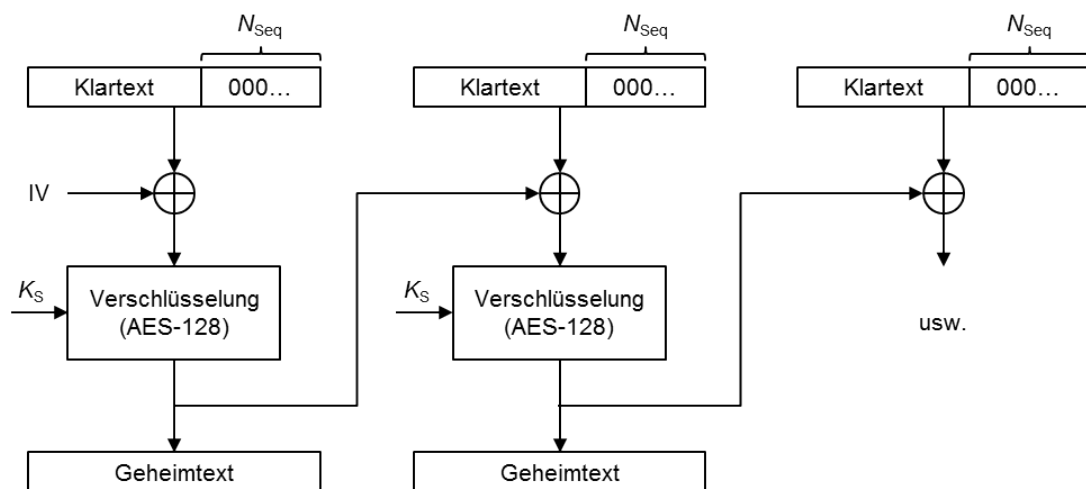


Abbildung 3.42.: Verschlüsselte Kommunikation innerhalb einer Sitzung mittels AES im CBC-Betriebsmodus. Zur Wahrung von Datenauthenzität und -integrität wird jedem Klartext-Block eine N_{Seq} lange Bitsequenz in Form des Nullvektors angehängt.

Es ist ersichtlich, dass das vorgestellte Kommunikationsverfahren nur dann sicher gegen Replay-Attacken ist, wenn Z und K_S Zufallszahlen sind, die von einem Angreifer nicht antizipiert werden können und bei jedem Verbindungsaufbau neu generiert werden. Im Implantat können Zufallszahlen z. B. durch einen Abgriff der niederwertigsten Bits der verbauten Sensoren erzeugt werden. Der Zufall wird somit durch das Sensorrauschen generiert. Im Basisgerät stehen erweiterte Rechenressourcen zur Verfügung, die den Einsatz standardisierter Pseudozufallszahlengeneratoren ermöglicht [DM05].

3.3.3.3. Benutzerautorisierung und Schlüsselverwaltung

Damit die vorgesehene Benutzerautorisierung wirksam wird, dürfen innerhalb einer Sitzung nur diejenigen Befehle ausgeführt werden, die der authentifizierten Nutzergruppe zugeordnet sind. Da der sichere Zugriff auf das Implantat mittels eines symmetrischen Verfahrens erfolgt, muss bereits vor der Implantation ein privater Schlüssel je Nutzergruppe im Implantat gespeichert werden. Die externen Schlüssel-Pendants müssen entweder im Basisgerät oder auf einem zentralen Server vorgehalten werden.

Der Schlüssel der Nutzergruppe *Implantatträger* wird zweckmäßigerweise dauerhaft in einem sicheren Speicherbereich des primären Basisgeräts hinterlegt, womit der Implantatträger jederzeit auf das Implantat zugreifen kann. Die Schlüssel der übrigen Nutzergruppen sollten auf einem zentralen Server gespeichert werden. Dies hat den Vorteil, dass während der gesamten Lebenszeit des Künstlichen Akkommodations-systems verschiedene autorisierte Ophthalmologen und Techniker Zugriff auf das Implantat erwirken können. Ferner kann ein Verlust oder Defekt des primären Basisgeräts toleriert werden, ohne dass sich der Nutzer dadurch „aussperrt“. Die Technik zur Beschaffung der zentral gespeicherten Schlüssel muss so gestaltet werden, dass ein unbefugtes Auslesen der Schlüssel durch Dritte unterbunden wird. Zur Authentifizierung des behandelnden Arztes bzw. Technikers gegenüber dem zentralen Serverdienst können bewährte, asymmetrische Verschlüsselungsverfahren, z. B. in Kombination mit auf Smartcards gespeicherten Zertifikaten, eingesetzt werden. Die Ausarbeitung eines entsprechenden Verfahrens ist jedoch nicht Inhalt der vorliegenden Arbeit.

3.3.4. Sicherung der interokularen Kommunikation

Aus der in Abschnitt 3.3.2 durchgeführten Gefährdungsanalyse geht hervor, dass im Rahmen der interokularen Kommunikation Maßnahmen zur Wahrung der Datenauthen-tizität und Datenintegrität ergriffen werden müssen. Eine Verschlüsselung der transferierten Daten ist nicht zwingenderweise notwendig. Generell kann festgestellt werden, dass mit zunehmendem Ressourcenaufwand, insbesondere mit der Länge von Hashwerten bzw. MACs, ein zunehmendes Maß an Datensicherheit erzielt werden kann. Dennoch bietet kein existierendes Krypto- oder Kanalkodierungssystem 100%-igen Schutz vor Angriffen oder zufälligen Übertragungsfehlern. Alleine die theoretische Möglichkeit, dass ein Angreifer eine Prüfsumme korrekt errät, bleibt immer gegeben. Insbesondere im Rahmen der interokularen Kommunikation muss ein sinnvoller Kompromiss zwischen Datensicherheit und Energieeffizienz gewählt werden, da hiervon die erzielbare autonome Betriebszeit des Künstlichen Akkommodations-systems abhängt. Deshalb wird ein Verfahren entwickelt, welches keine systematischen Ansatzpunkte zur Fälschung von authentischen Nachrichtenpaketen bietet. Die Restwahrscheinlichkeit, dass ein Angreifer durch Raten eine authentische Nachricht erzeugt, soll 5 % nicht überschreiten. Bei einer statischen Sensorabtastrate von 10 Hz könnte somit im Worst Case alle 2 s ein glaubwürdig erscheinendes Nachrichtenpaket in die interokulare Informationsübertragung eingeschleust werden. *Glaubwürdig* bedeutet jedoch nicht gleichzeitig *plausibel im Sinne der Sensorwerte*. Da in der Praxis nur Vergenzwinkel von maximal 36° auftreten, filtert eine der Akkommodationsbedarfsberechnung vorgeschaltete Plausibilitätsüberprüfung zusätzlich 90 % aller als glaubwürdig erscheinenden Winkelwerte heraus. Die Restwahrscheinlichkeit einer erfolgreichen Manipulation der Akkommodationsbedarfsberechnung liegt somit unter 1 %.

3.3.4.1. Verfahren zur kontinuierlichen Wahrung der Datenauthen-tizität

Die Vergenzwinkelsensorik erfordert eine Übertragung von Sensordatenpaketen mit einer maximalen Nachrichtenlänge von 20 bit. Klassische, als sicher geltende Hash-

funktionen und MACs weisen Längen von mindestens 128 bit auf. Es gibt nur wenige Anwendungen, bspw. im Bereich der drahtlosen Sensornetze, die deutlich kürzere Authentifizierungscodes nutzen. Hierzu zählt der *ZigBee*-Standard, der drei verschiedene Sicherheitsstufen mit verschiedenen MAC-Längen zwischen 32 bit und 128 bit bietet [UHB⁺ 10]. Selbst mit der Implementierung eines 32 bit-MACs, entsteht somit ein Datenoverhead von mehr als 150 %, der in Anbetracht der hohen Leistungsaufnahmen im aktiven Sende- und Empfangsbetrieb zu groß ausfällt.

Angesichts des kleinen Urbildraums birgt die Nutzung eines MACs zudem die Gefahr, dass ein Angreifer durch Belauschen der Kommunikation innerhalb von kurzer Zeit eine sogenannte *Regenbogentabelle* mit allen möglichen Urbild-MAC-Kombinationen aufbauen und damit nachträglich authentische Nachrichten erzeugen kann. Schutz gegen einen etwaigen Angriff bietet nur das künstliche Aufblähen des Urbildraums durch Hinzufügen von Zufallszahlen. Offensichtlich steht diese Maßnahme wiederum im Widerspruch zum Ziel, kleinstmögliche Pakete zu versenden.

Aufgrund der geschilderten Problematik wird auf das Hinzufügen eines klassischen Authentifizierungscodes zur Sicherung der interokularen Kommunikation verzichtet. Stattdessen wird der zu übertragenden Nachricht ein minimalistischer Hashwert angehängt. Der Hashwert an sich gestattet nur die Überprüfung der Nachrichtenintegrität, bietet somit also lediglich Schutz gegenüber zufälligen Übertragungsfehlern. Um daneben auch die Datenauthentizität zu wahren, werden Nachricht und Hashwert zusätzlich mit einer pseudozufälligen Zeichenfolge, einem *Einmalschlüssel*, verschlüsselt. Die dadurch entstehende Konfusion verschleiert den Zusammenhang zwischen Klar- und Geheimtext und unterbindet somit eine einfache Fälschung des Hashwerts. Nur unter Kenntnis des Einmalschlüssels können Nachricht und Hashwert im Empfänger wiederhergestellt werden. Stimmen beide überein, ist neben der Integrität implizit also auch die Identität des Absenders verifiziert.

Da aufgrund der Verschlüsselung von Seiten Unbefugter keine Klartextzusammenhänge abgeleitet werden können, muss die eingesetzte Hashfunktion nicht zwingenderweise kollisionsresistent sein. Sie muss lediglich dafür sorgen, dass sich die Änderung einzelner Bits im Urbild auf möglichst viele Bits des Hashwerts auswirkt (Diffusion). Daneben sollten alle möglichen Hashwerte möglichst gleichverteilt auftreten. Abschnitt 4.3.1 befasst sich mit der Entwicklung einer minimalistischen Hashfunktion, die die Anforderungen der interokularen Kommunikation erfüllt.

Eine kontinuierliche Folge von Einmalschlüsseln kann durch den Betrieb der ohnehin vorgesehenen Blockchiffre AES in einem der Betriebsmodi CFB, OFB oder CTR erzeugt werden (vgl. Abschnitt 3.3.1.2). Aufgrund seiner Fehlerfortpflanzungsanfälligkeit wird der CFB-Modus ausgeschlossen. Sowohl CTR als auch OFB sind geeignete Betriebsmodi. Da im CTR-Modus zusätzlich eine 128 bit Zählvariable erforderlich ist, wird der OFB-Modus genutzt [Kut12].

Abbildung 3.43 veranschaulicht das Sicherungsverfahren unter Nutzung des OFB-Modus. Mit jeder Verschlüsselungsrunde wird ein neuer, 128 bit langer *Schlüsselblock* S_i generiert, aus dem mehrere Einmalschlüssel extrahiert werden. Hierbei ist i die Anzahl der durchlaufenen Verschlüsselungsrunden seit dem Verbindungsaufbau. K ist ein geheimer, in beiden Implantaten hinterlegter Schlüssel. Aus dem aktuellen Schlüsselblock werden l Bits $s_j \dots s_{j+l-1}$ ausgewählt, wobei l die kumulierte Länge der Nachricht m und des Hashwerts $h(m)$ ist. j bezeichnet die Zählvariable zur Identifikation des

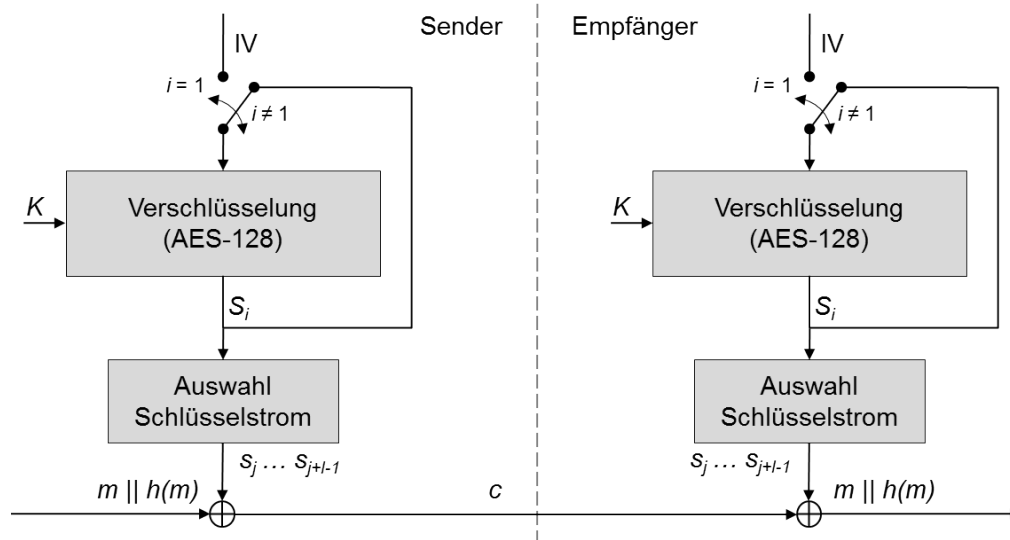


Abbildung 3.43.: Funktionsprinzip zur kontinuierlichen Wahrung der Datenauthentizität innerhalb der interokularen Kommunikation.

Startbits im i -ten Schlüsselblock und wird mit jedem Versenden und Empfangen einer Nachricht um l inkrementiert. $s_j \dots s_{j+l-1}$ bilden den Einmalschlüssel, mit dem durch Exklusiv-Oder-Verknüpfung das Chiffre $c = (s_j \dots s_{j+l-1}) \oplus (m || h(m))$ gebildet wird. Analog dazu werden im Empfänger Nachricht m und Hashwert $h(m)$ durch Berechnung von $(m || h(m)) = (s_j \dots s_{j+l-1}) \oplus c$ wiederhergestellt⁴. Es ist ersichtlich, dass der Schlüsselstrom zur erfolgreichen Nachrichtenübertragung zwischen beiden Implantaten synchronisiert werden muss. Dies geschieht zweckmäßigerweise im Rhythmus der periodischen bzw. pseudo-periodischen Messwerterfassung.

3.3.4.2. Authentifizierter Verbindungsaufbau

Solange sich der Schlüsselstrom kontinuierlich und für einen Angreifer nicht antizipierbar ändert, besteht für eine dritte Partei keine Möglichkeit, auf systematischem Wege authentische Nachrichten einzuschleusen. Bei einem erneuten Verbindungsaufbau ist es deshalb erforderlich, dass sich der neue Initialisierungsvektor (IV) von dem vorherigen IV unterscheidet. Um sicherzustellen, dass die Aushandlung des neuen IVs auch mit dem vertrauenswürdigen Kommunikationspartner erfolgt, wird im Verbindungsaufbau, ähnlich wie im Falle der externen Kommunikation, eine einseitige Challenge-Response-Authentifizierung genutzt (Abb. 3.44).

Wie in Abschnitt 3.2.5.1 beschrieben, startet die interokulare Kommunikation mit einem pseudo-asynchronen bzw. lidschlaginitiierten Rendezvous. Nach Erhalt der Bestätigungsnachricht sendet der Master zunächst eine unverschlüsselte Zufallszahl Z_1 an den Slave. Um das Datenvolumen gering zu halten und fixe Paketlängen zu ermöglichen, wird die Länge von Z_1 auf die Länge der im kontinuierlichen Kommunikationsbetrieb zu transferierenden Sensordaten (20 bit) angepasst. Anschließend berechnen Master und Slave durch einmaliges Ausführen der Verschlüsselungsfunktion den Schlüsselblock S_{VA} . Hierfür muss die Zufallszahl zunächst mit einem im Master

⁴ $x || y$ bezeichnet die Konkatenation zweier Zeichenketten/Wörter x und y .

und Slave bekannten Padding-Muster zu einem 128 bit Eingangsvektor „aufgefüllt“ werden. Im Slave wird eine zweite Zufallszahl Z_2 erzeugt, aus der später, ebenfalls durch Ausführen der Padding-Funktion, der Initialisierungsvektor $IV = \text{Pad}(Z_2)$ abgeleitet wird. Zusätzlich wird deren Hashwert $h_{Z_2} = h(Z_2)$ berechnet. Beide werden anschließend mit S_{VA} exklusiv-oder-verschlüsselt zum Master übertragen. Kann im Master nach erfolgter Entschlüsselung die Integrität der Zufallszahl nachgewiesen werden, ist die Identität des Kommunikationspartners bestätigt. Alle nachfolgenden Nachrichten werden, wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, unter Nutzung des frisch generierten IVs im OFB-Modus verschlüsselt. Wie bereits in Abschnitt 3.3.3.1 erwähnt, wird auf die Implementierung der AES-Entschlüsselungsfunktion im Implantat verzichtet, weshalb das hierin beschriebene Authentifizierungsverfahren nur auf die Verschlüsselungsfunktion zugreift.

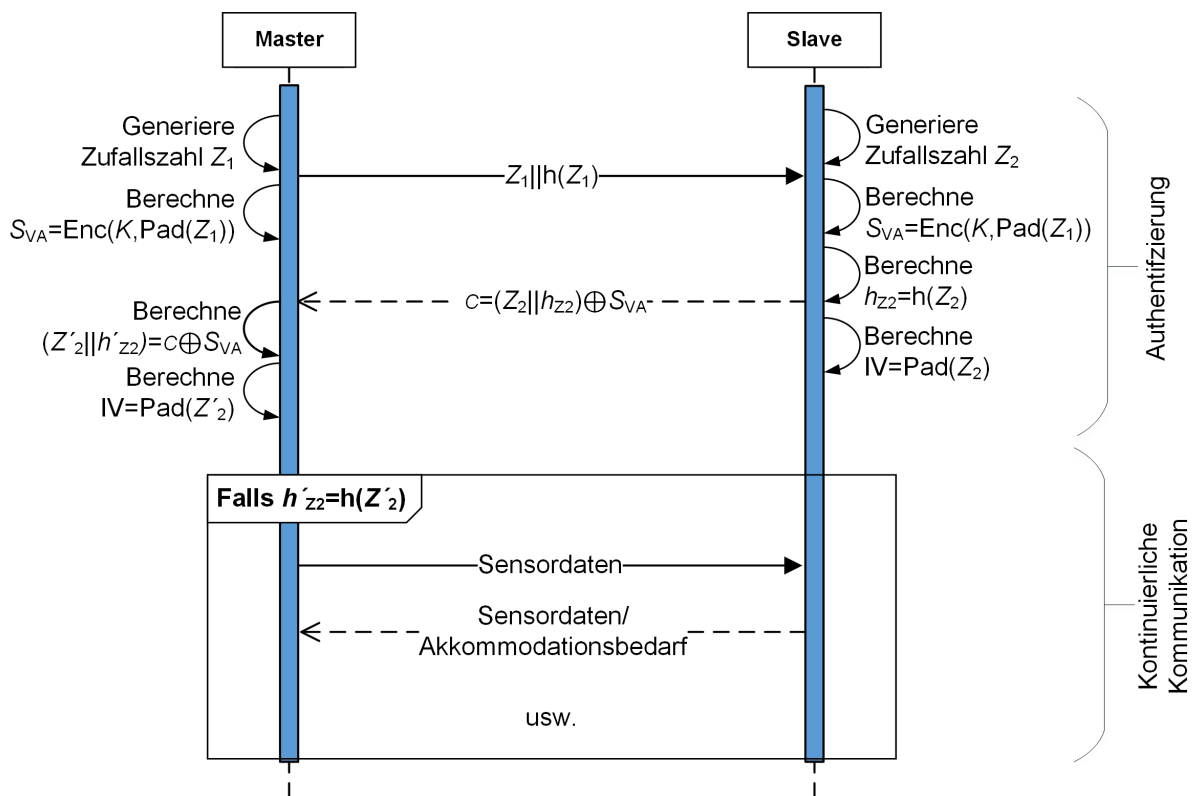


Abbildung 3.44.: Einseitige Authentifizierung des Kommunikationspartners und geheime Vereinbarung eines neuen Initialisierungsvektors innerhalb des Verbindungsaufbaus der interokularen Kommunikation.

Ein systematischer Identitätsbetrug durch einen Angreifer erfordert das korrekte Erraten der Zufallszahl Z_2 . Wird für Z_2 , ebenso wie für Z_1 , eine Länge von 20 bit gewählt, d. h. alle Nachrichten der interokularen Kommunikation weisen eine einheitliche Paketlänge auf, so liegt die Wahrscheinlichkeit für einen erfolgreichen Identitätsbetrug bei $1/2^{20} \approx 0,0001\%$.

3.4. Zusammenfassung

In Kapitel 3 wurden neue Konzepte für eine bedarfsgerechte Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem vorgestellt. Mit dem erstmaligen Entwurf einer physikalischen Übertragungsstrecke zwischen beiden Augen wurde in Abschnitt 3.1 die Basis für eine zuverlässige, energieeffiziente und gewebeverträgliche Informationsübertragung erarbeitet. Hierfür wurden in einem ersten Schritt verschiedene physikalische Übertragungsverfahren gegenübergestellt und bewertet. Eine elektromagnetische Informationsübertragung im induktiven Nahfeld wurde dabei als die am besten geeignete Lösung identifiziert. Es soll das international harmonisierte und für medizinische Implantate freigegebene Frequenzband bei 402–405 MHz (MICS-Band) genutzt werden, welches einen sehr guten Kompromiss zwischen günstigen Signalausbreitungseigenschaften, hohen Datenraten und einem guten Miniaturisierungspotential aufweist. Für das ausgewählte Frequenzband wurde anschließend eine planare Leiterschleifenantenne entworfen, die sich platzsparend und unter Nutzung eines standardisierten Fertigungsverfahrens auf einem Schaltungsträger im Implantat integrieren lässt. Die interokulare Übertragungsstrecke wurde unter Parametrisierung von Augenbewegungen modelliert und hinsichtlich ihrer Leistungsübertragungseffizienz optimiert. Basierend auf dem Design der Implantatantenne wurde abschließend eine Sende- und Empfangseinheit für das externe Basisgerät konzipiert. Die extrakorporale Antenne besitzt ebenfalls die Gestalt einer Leiterschleifenantenne und wird zweckmäßigerweise in das zur induktiven Energieversorgung vorgesehene Brillengestell integriert.

Um eine autonome Betriebszeit von mindestens 24 h erzielen zu können, wurden in Abschnitt 3.2 neue Konzepte zur Maximierung der Energieeffizienz erarbeitet. In einem ersten Schritt wurde eine lidschlaggesteuerte Sensordatenerfassung zur Reduktion der interokularen Kommunikationshäufigkeit konzipiert. Gezeigt wurde, dass sich damit die mittlere Kommunikationsrate um bis zu 95 % gegenüber einer statischen Datenübertragung mit 10 Hz reduzieren lässt. In einem zweiten Schritt wurde ein Konzept zur einseitigen Berechnung des Akkommodationsbedarfs vorgestellt, womit die zu übertragende Nutzdatenmenge auf Anwendungsebene verringert werden kann. In einem letzten Schritt wurden Verfahren für einen energieoptimalen Medienzugriff der interokularen und externen Kommunikation entwickelt. Kernbestandteil der interokularen Medienzugriffssteuerung ist ein Zeitsynchronisationsverfahren, welches die Nutzung von sehr kompakten Schutzintervallen erlaubt und damit den auf Idle Listening entfallenden Zeitanteil minimiert. Der Medienzugriff der externen Kommunikation hingegen basiert auf einem asynchronen, vom Basisgerät ausgehenden Rendezvous. Ein Kommunikationswunsch wird dabei mit Hilfe der in [Nag11] entwickelten Energieversorgungseinheit signalisiert.

Im letzten Abschnitt des Kapitels wurden erstmalig Konzepte zur langfristigen Wahrung der Datensicherheit im Künstlichen Akkommodationssystem entwickelt. Hierzu wurde zunächst eine Gefährdungsanalyse durchgeführt, welche das durch zufällige Übertragungsfehler und mutwillige Angreifer entstehende Gefahrenpotential für die Funktionssicherheit des Implantats sowie die Gesundheit und Privatsphäre des Implantatträgers bewertet. Zur Sicherung der externen Kommunikation wurde ein auf symmetrischer Kryptografie aufbauendes Sicherheitskonzept entworfen. Als Verschlüsselungsstandard wurde die Blockchiffre AES mit einer Schlüssellänge von

128 bit ausgewählt, welche international weit verbreitet, kryptoanalytisch erprobt und effizient in Hardware und Software zu implementieren ist. Gezeigt wurde, dass durch den Einsatz verschiedener Schlüssel eine rollenbasierte Autorisierung für verschiedene Nutzergruppen umgesetzt werden kann. Zuletzt wurde zur Wahrung der Datenauthenzität und -integrität im interokularen Kommunikationsbetrieb ein auf sehr kurze Nachrichtenpakete zugeschnittenes Sicherheitsverfahren konzipiert. Das Sicherheitsverfahren basiert auf einer minimalistischen Hashfunktion in Kombination mit einer bitweisen Chiffrierung der zu übertragenden Nachrichten, womit ein hinreichender Schutz gegen zufällige Übertragungsfehler sowie mutwillige Manipulationsversuche erzielt wird.

4. Realisierung und Erprobung von Teillösungen

Basierend auf den im vorherigen Kapitel entworfenen Konzepten befasst sich Kapitel 4 mit der erstmaligen Realisierung von Teillösungen für eine bedarfsgerechte Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem. Wie bereits erläutert, ist aufgrund des stark limitierten Bauraum- und Energieangebots im Implantat insbesondere die Umsetzung der interokularen Kommunikation mit besonderen Herausforderungen verbunden. Neben dem Künstlichen Akkommodationssystem ist bis heute keine Anwendung bekannt, die eine Informationsübertragung zwischen beiden Augen erfordert. Eine Kommunikationsverbindung zwischen einem ophthalmologischen Implantat und einer extrakorporalen Basiseinheit hingegen ist z. B. von Retinaimplantaten und Glaukom-Sensoren bekannt und zählt zum Stand der Technik. Bei der in diesem Kapitel beschriebenen Realisierung liegt der Fokus deshalb auf einer Umsetzung der interokularen Kommunikation.

Basierend auf dem in Abschnitt 3.1 vorgestellten Konzept wird im ersten Abschnitt von Kapitel 4 eine induktive Nahfeld-Übertragungsstrecke zur interokularen Kommunikation ausgelegt, praktisch umgesetzt und charakterisiert. Da zum jetzigen Entwicklungsstand noch keine klinische Erprobung des Künstlichen Akkommodationssystems möglich ist, dient ein realitätsnahes Kopfphantom zur Evaluierung der Übertragungsstrecke. Im zweiten Teil wird die in Abschnitt 3.2 konzipierte Medienzugriffssteuerung ausgearbeitet und im Mikrocontroller implementiert. In Ermangelung eines Sensorsystems zur Lidschlagdetektion wird die Medienzugriffssteuerung, wie in [Klio8] vorgeschlagen, am Beispiel einer bidirektionalen Sensordatenübertragung mit 10 Hz umgesetzt. Basierend auf dem in Abschnitt 3.3 entwickelten Verfahren zur Sicherung der interokularen Kommunikation wird im dritten Abschnitt dieses Kapitels ein authentisches Kommunikationsprotokoll ausgearbeitet und implementiert. Abschließend werden alle realisierten Teillösungen hinsichtlich ihres Ressourcenbedarfs analysiert und zukünftige Optimierungsschritte abgeleitet.

4.1. Realisierung der physikalischen Übertragungsstrecke

Die zur Realisierung der induktiven Nahfeld-Übertragungsstrecke wesentlichen Teilschritte untergliedern sich in:

- Auslegung und Optimierung der Antenne und Anpassschaltung,
- Entwicklung eines Kopfphantoms als realistische Testumgebung,
- Charakterisierung der Übertragungsstrecke im Kopfphantom,
- Analyse von Gewebeverträglichkeit und Störemissionen der Kommunikationsstrecke.

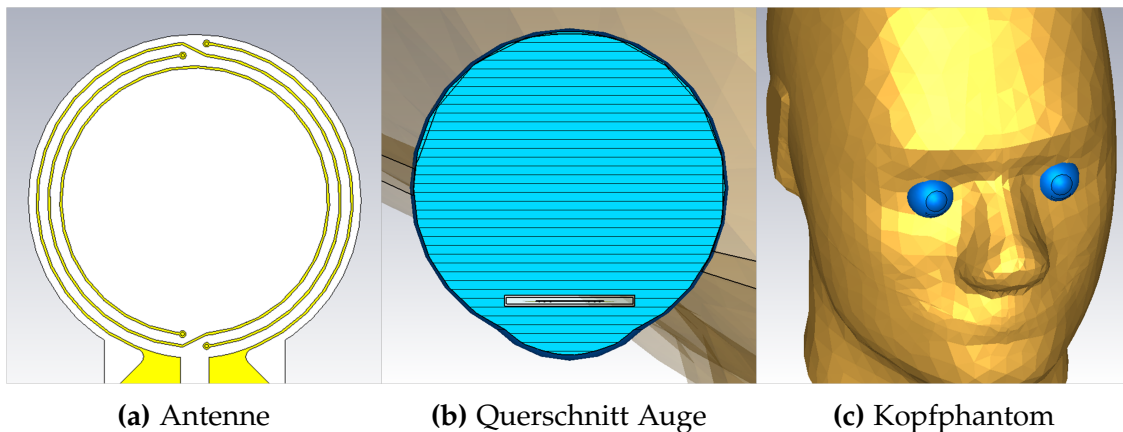


Abbildung 4.1.: Simulationsmodell zur Optimierung der Antennenparameter sowie Berechnung von Gewebeverträglichkeit und Störemissionen der Kommunikationsverbindung in CST MWS.

In einem letzten Schritt wird eine vollständige Kommunikationseinheit bestehend aus Transceiver, Anpassschaltung, Antenne und aller erforderlichen Peripherie in einen Demonstratoraufbau des Künstlichen Akkommodationssystems integriert und erprobt. Als zentrale Sender-Empfänger-Kombination wird dabei der von TI hergestellte Transceiver CC1101 [Tex10a] eingesetzt.

4.1.1. Auslegung und Optimierung der Implantatantenne

Gemäß (3.34) ergibt sich die bestmögliche Leistungsübertragungseffizienz durch eine Maximierung des Gütefaktors Q des Antennenschwingkreises. Q kann maßgeblich durch die Antennenparameter Anzahl N_A der Windungen, Leiterbahn-Querschnittsfläche A_q sowie Abstand s zwischen den Leiterbahnen beeinflusst werden, die es somit zu optimieren gilt. Weiterhin erweist sich Q entsprechend (3.14) als Funktion der dielektrischen Verluste, die in der unmittelbaren Antennenumgebung entstehen. Zur unmittelbaren Antennenumgebung zählen das Substrat, auf dem die Leiterbahnen aufgebracht sind, die umliegenden Subsysteme im Implantat, das Implantatgehäuse sowie die Körperumgebung. Aufgrund der komplexen Rahmenbedingungen wird die Antenne computergestützt mit Hilfe der elektromagnetischen Feldsimulationssoftware *CST Microwave Studio*[®] (CST MWS) ausgelegt und optimiert.

Abbildung 4.1a zeigt das geometrische Modell der Antenne in CST MWS. Um bestmögliche Symmetrieeigenschaften für eine möglichst verlustarme differentielle Antennenspeisung zu erzielen, werden regelmäßige Leiterbahn-Unterführungen im Abstand von einer halben Antennenwindung vorgesehen. Der in [RGB10] präferierte Prozess zur Fertigung der Schaltungsträger für das Künstliche Akkommodationssystem sieht den Einsatz von flexiblen Leiterkarten, sogenannten *Flexprints*, vor, womit auch das Antennendesign kompatibel sein muss. Als flexibles Substrat wird eine $50\ \mu\text{m}$ Polyimid-Folie gewählt, die entsprechend ihrer dielektrischen Eigenschaften ($\epsilon_r = 3,4$, $\tan \delta = 0,003$ [DuP12]) in der Simulation modelliert wird. Die Metallisierung besteht aus einer $9\ \mu\text{m}$ hohen Au/Ni/Au-Schicht. Die Implantatumgebung wird in Form eines dreiteiligen Kopfphantoms berücksichtigt (Abb. 4.1c). Sowohl Augen als auch Kopf werden homogen mit relativen Permittivitäten von 69,0 bzw. 44,1 und effektiven Leit-

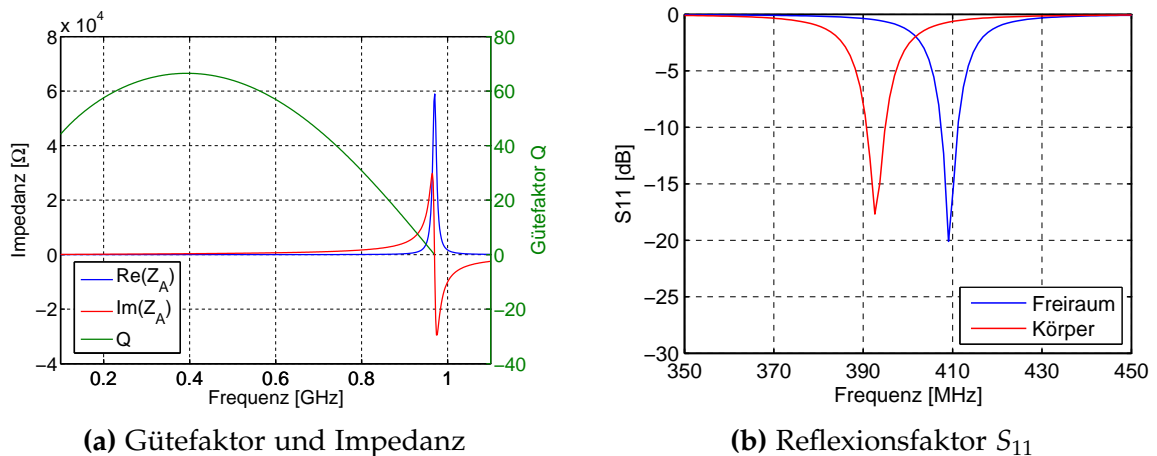


Abbildung 4.2.: (a) Verlauf der Antennenimpedanz und des Gütefaktors der unangepassten Antenne. (b) Reflexionsfaktor S_{11} der angepassten Antenne unter Freiraumbedingungen sowie im Kopfphantom.

fähigkeiten von $1,53 \text{ S/m}$ bzw. $0,87 \text{ S/m}$ modelliert [GLG96, Inso3]. Als Isolationsschicht zwischen Leiterbahnen und Körpergewebe wird eine $250 \mu\text{m}$ starke Vakuum-Schicht vorgesehen (Abb. 4.1b), die durch die reale Implantatumgebung ersetzt werden muss, sobald ein finales Implantatdesign definiert ist.

Da die endgültige Raumaufteilung und Materialauswahl im Implantat zum Zeitpunkt der Erstellung der vorliegenden Arbeit noch Änderungen unterliegt, erfolgt die Antennenoptimierung durch Variation der Parameter Leiterbahnbreite, Leiterbahnabstand und Anzahl der Antennenwindungen innerhalb fertigungstechnisch relevanter Grenzen, bis ein Güte-Maximum bei der Zielfrequenz 400 MHz erreicht wird. Der Durchmesser der äußersten Antennenwindung wird dabei konservativ auf 7 mm festgelegt, sodass eine entlang der optischen Achse außermittige Antennenpositionierung in einem linsenförmigen Implantat möglich ist. Unter den oben genannten Rahmenbedingungen ergibt sich für drei Windungen, eine Leiterbahnbreite von $50 \mu\text{m}$ und einen Leiterbahnabstand von $200 \mu\text{m}$ eine maximale Antennengüte von $Q(400 \text{ MHz}) = 66,5$. Die frequenzabhängigen Parameter Güte und Impedanz der optimierten Antenne sind in Abb. 4.2a dargestellt. Tabelle 4.1 fasst die Antennenparameter zusammen.

Die Antenne wird komplex konjugiert an die Ein- und Ausgangsimpedanz des ausgewählten Transceivers von $116 \Omega - j41 \Omega$ angepasst. Nach (3.35) und (3.36) ergeben sich hierfür eine ideale Serienkapazität C_S von $2,5 \text{ pF}$ und eine ideale Parallelkapazität C_P von $13,8 \text{ pF}$. Aus Gründen der Verfügbarkeit wird C_S zu $2,4 \text{ pF}$ und C_P zu 12 pF gewählt [BNRB13]. Abbildung 4.2b stellt die unter Freiraumbedingungen und im Körpergewebe simulierten Eingangsreflexionen der angepassten Antenne in Form der logarithmisch aufgetragenen S_{11} -Parameter (Eingangsreflexion) dar. Die Anpasskondensatoren werden hierbei als verlustfreie diskrete Elemente simuliert. Tabelle 4.1 enthält die zugehörigen 3 dB -Bandbreiten.

4.1.2. Entwicklung eines Kopfphantoms

Zur Charakterisierung der induktiven Nahfeld-Übertragungsstrecke wurde in [Näg12] ein speziell auf die Bedürfnisse des Künstlichen Akkommodationssystems zugeschnit-

4. Realisierung und Erprobung von Teillösungen

Geometrische Größen		Elektrische Größen	Freiraum	Körper
Außendurchmesser	7,0 mm	Wirkwiderstand	5,2 Ω	9,3 Ω
Innendurchmesser	5,9 mm	Reaktanz	342,9 Ω	377,2 Ω
Anzahl Windungen	3	Güte	66,5	40,4
Leiterbahnbreite	50 μm	3dB-Bandbreite	11,5 MHz	13,6 MHz
Leiterbahnabstand	200 μm			

Tabelle 4.1.: Geometrische und elektrische Eigenschaften der optimierten Antenne im Freiraum und im Körpergewebe.

tenes Kopfphantom konzipiert und gefertigt. Ziel des Kopfphantoms ist eine möglichst realitätsnahe Imitation der dielektrischen Gewebeeigenschaften des menschlichen Kopfs, insbesondere im Bereich der Augen, die die unmittelbare Implantatumgebung bilden [BNN⁺13].

Abbildung 4.3 zeigt den Aufbau des Kopfphantoms, bestehend aus einer flüssigkeitsgefüllten Kopfform, geleeartigen Augäpfeln sowie einem glaseblasenen Einsatz, der die Lufteinschlüsse von Nasen- und Nasennebenhöhlen repräsentiert. Die Außenhülle des Phantoms besteht aus einem handelsüblichen Kunststoffkopf mit nachträglich durch thermoplastisches Umformen eingebrachten Augenhöhlen. Eine mehrteilige Plexiglas-Gussform ermöglicht das Gießen der Augäpfel und die präzise Positionierung eines Funktionsmusters 4,5 mm hinter der Hornhaut.

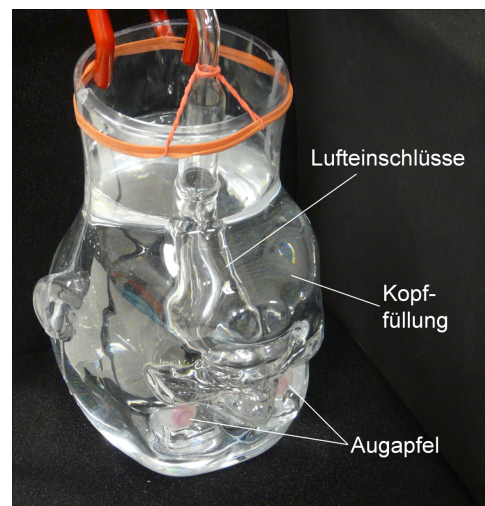


Abbildung 4.3.: Zusammengesetztes und mit Flüssigkeit gefülltes Kopfphantom [BNN⁺13].

Die Gewebeersatzmaterialien für die Kopffüllung und die Augen werden ausgehend von der in [HKS87] entwickelten Rezeptur auf Basis von deionisiertem Wasser, Kochsalz (NaCl) und Zucker hergestellt. Die für die Augäpfel erforderliche Konsistenz wird durch den Zusatz von Gelatine erreicht. Tabelle 4.2 fasst die bei 400 MHz zu approximierenden dielektrischen Zielparameter zusammen. Die Augensubstanz nähert dabei den Glaskörper des menschlichen Auges an [GLG96], welcher volumenmäßig den größten Teil des menschlichen Auges ausmacht. Die nach IEEE Standard 1528 definierte Kopfschubstanz mittelt die übrigen Gewebearten als homogene Masse [Inso3].

	Kopffüllung	Augensubstanz
Zusammensetzung	Wasser: 40,2 %	Wasser: 89,2 %
	Zucker: 56,3 %	Zucker: 0,0 %
	NaCl: 3,5 %	NaCl: 0,8 %
	Gelatine: 0,0 %	Gelatine: 10,0 %
ϵ_r	47,6 (44,1 [Inso3])	69,7 (69,0 [GLG96])
σ_{eff} [S/m]	0,84 (0,87 [Inso3])	1,41 (1,53 [GLG96])

Tabelle 4.2.: Gewichtsanteilige Zusammensetzung der Gewebeersatzmaterialien sowie messtechnisch ermittelte Permittivitäten und Leitfähigkeiten. In Klammern sind die Soll-Werte der zu approximierenden Gewebearten aufgeführt.

Die finalen, in Tabelle 4.2 aufgelisteten Rezepturen, wurden in mehreren Iterationsschritten ermittelt. Die hierfür erforderlichen Permittivitäts- und Leitfähigkeitsmessungen wurden mit einer Koaxial-Messsonde vom Typ *Agilent 85070E* in Kombination mit einem Netzwerkanalysator *Agilent PNA E8363B* durchgeführt. Aus Tab. 4.2 ist ersichtlich, dass die ermittelten Rezepturen die menschlichen Gewebeeigenschaften gut annähern und mit dem Kopfphantom somit eine realistische Versuchsumgebung zur Charakterisierung der Übertragungsstrecke zur Verfügung steht.

4.1.3. Charakterisierung der Übertragungsstrecke

Die in Abschnitt 4.1.1 ausgelegte Antenne wurde als Flexprint mit einer Substratdicke von 50 μm gefertigt und entsprechend der errechneten Werte angepasst (Abb. 4.4a). Zur Charakterisierung der Übertragungsstrecke kommt ein 4-Tor-Netzwerkanalysator zum Einsatz, wobei je zwei physikalische Tore des Messgeräts ein logisches Tor der differentiell gespeisten Antenne bilden (Abb. 4.4b). Die in (3.19) definierte Leistungsübertragungseffizienz η ist identisch mit dem differentiellen Vorwärts-Transmissionsfaktor

$$S_{21} = \frac{1}{2}(S'_{31} - S'_{32} - S'_{41} + S'_{42}) = \eta = \frac{P_{\text{RX}}}{P_{\text{TX}}}, \quad (4.1)$$

wobei S'_{31} , S'_{32} , S'_{41} und S'_{42} die messtechnisch ermittelten S-Parameter der physikalischen Tore sind (Herleitung siehe Anhang A.1.3). Aufgrund der Symmetrieeigenschaften der Antennen gilt $S'_{31} = S'_{42}$ und $S'_{32} = S'_{41}$ [ZKY10], womit sich (4.1) zu $S_{21} = S'_{31} - S'_{41}$ vereinfacht. Analog gilt für die differentiellen Eingangsreflexionsfaktoren der beiden Antennen $S_{11} = S'_{11} - S'_{21}$ und $S_{22} = S'_{44} - S'_{34}$. Zum Anschluss der Antennen an den Netzwerkanalysator werden die in Abb. 4.4a dargestellten Messadapter bestehend aus Semi-Rigid-Kabel verwendet. Die mit den Adaptern einhergehende Phasenverschiebung der Messsignale wird innerhalb der Kalibrierung des Netzwerkanalysators kompensiert. Um ein Kurzschließen der Leiterbahnen durch das elektrisch leitfähige Augenmaterial zu verhindern, kommt je Antenne eine 150 μm dicke Polyimid-Schutzhülle zum Einsatz, deren Einfluss auf die S-Parameter sich unter Freiraumbedingungen als vernachlässigbar erweist.

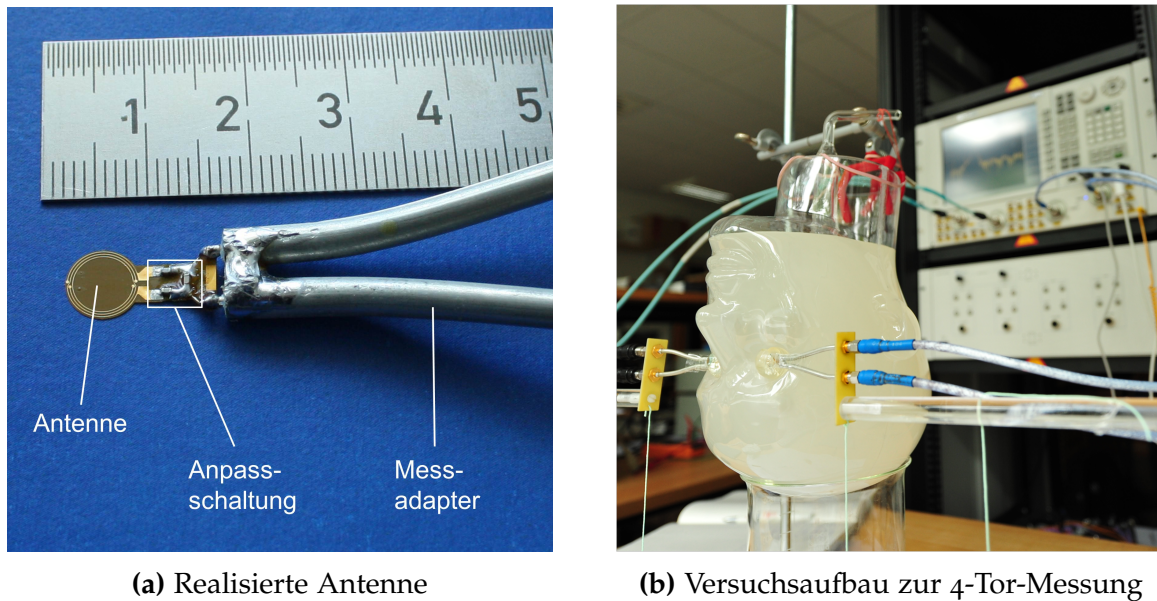


Abbildung 4.4.: (a) Realisierte Antenne mit Anpassschaltung und Messadapter. (b) Versuchsaufbau zur Ermittlung der differentiellen S-Parameter anhand 4-Tor-Messungen.

Abbildung 4.5 stellt die unter Freiraumbedingungen und im Kopfphantom ermittelten Reflexions- und Transmissionsparameter neben den Simulationsergebnissen dar. Generell ist eine gute Übereinstimmung zwischen Realität und Simulation festzustellen. Die Ergebnisse lassen folgende Beobachtungen und Schlussfolgerungen zu:

- Die Resonanzfrequenzen der realen Antennen differieren aufgrund von Bauteiltoleranzen um wenige MHz, wodurch vermeidbare Reflexionsverluste entstehen.
- Gegenüber Freiraumbedingungen bewirkt die Körperumgebung eine Verschiebung der Resonanzfrequenz um knapp 20 MHz nach unten sowie eine Vergrößerung der 3dB-Bandbreite. Sowohl Simulation als auch Messergebnisse bestätigen diesen Sachverhalt.
- Trotz der zusätzlichen Gewebeerluste verbessert sich die Übertragungseffizienz im Körper um ca. 5 dB, was auf eine lokale Verstärkung des Magnetfelds an der Grenze zwischen Körper und Freiraum zurückzuführen ist¹. Die gemessene Übertragungseffizienz bei Resonanz beträgt $-60,5$ dB.
- Die Übertragungstrecke erweist sich als sehr robust gegenüber Umgebungsänderungen. Das Entfernen der Lufteinschlüsse hat keinen Einfluss auf die gemessenen S-Parameter. Ebenso unbeeinflusst zeigt sich die Übertragungseffizienz durch die Körpernähe des Versuchsdurchführers, sogar dann, wenn eine Hand unmittelbar vor eine Antenne oder zwischen beide Antennen gebracht wird. Ein „Verstimmen“ der Antennen durch Manipulationen im Gesicht, bspw. während des Schminkens, ist deshalb nicht zu erwarten.
- Eine Feinabstimmung der Anpasskondensatoren ist notwendig, um die Resonanzfrequenzen der Antennen auf das Zentrum des MICS-Bands zu zentrieren.

¹Ähnliche Phänomene sind aus Anwendungen bekannt, in denen magnetische Antennen in unmittelbarer Körpernähe angebracht sind (z. B. Pager) [HH06].

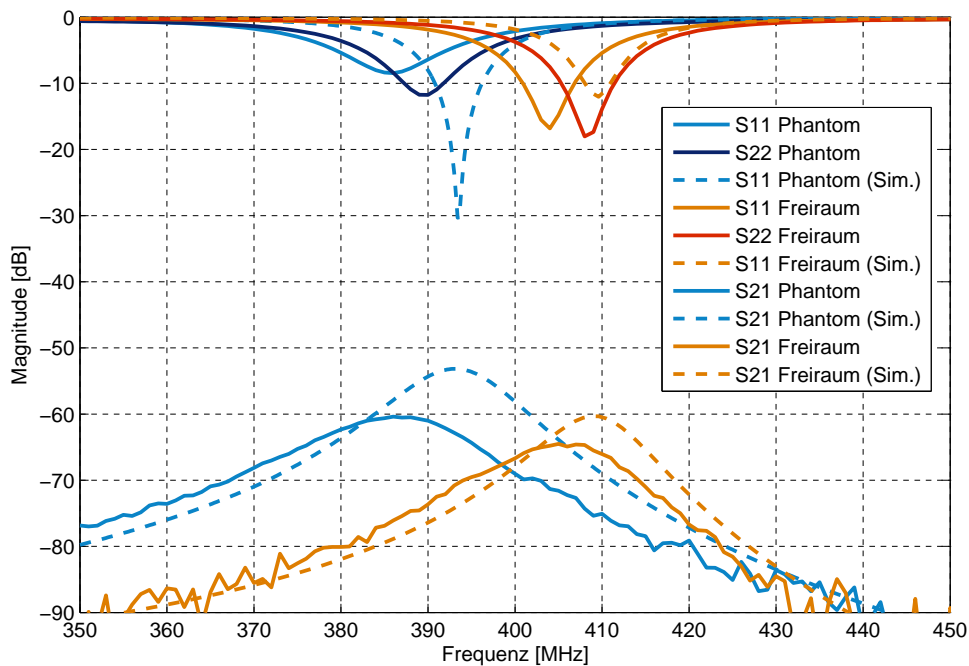


Abbildung 4.5.: Antennen-Eingangsreflexionsfaktoren S_{11} bzw. S_{22} und Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} für Freiraumbedingungen und im Kopfphantom. Die gestrichelten Kurven stellen die simulierten, die durchgezogenen Kurven die gemessenen Ergebnisse dar.

Der Einfluss des Versionswinkels auf die Übertragungseffizienz wurde unter Freiraumbedingungen evaluiert. Für Versionswinkel bis zu 30° beträgt der maximale relative Verlustfaktor $V_{\text{rel,max}} = 8,6 \text{ dB}$ und fällt damit etwas geringer aus als nach (3.33) errechnet.

4.1.4. Analyse der Gewebeverträglichkeit und Ermittlung von elektromagnetischen Emissionen

4.1.4.1. Berechnung der erforderlichen Sendeleistung

Sowohl die ins Körpergewebe eingebrachte Energiedosis als auch die elektromagnetischen Emissionen, welche eine potentielle Störung anderer Nutzer des Frequenzbands mit sich bringen, hängen von der eingestellten Sendeleistung ab. Auf Basis einer messtechnisch ermittelten Übertragungseffizienz von $-60,5 \text{ dB}$ und einem maximalen relativen Verlustfaktors von $8,6 \text{ dB}$ kann die erforderliche Sendeleistung nach (3.40) konservativ zu $P_{\text{TX,erf}} = -9,9 \text{ dB}$ ($\hat{=} 102 \mu\text{W}$) abgeschätzt werden. Hierbei wird eine in der Praxis übliche Empfängersensitivität von -95 dBm und ein erforderlicher SNR von 10 dB zugrunde gelegt. Weiterhin wird angenommen, dass die Antennen innerhalb ihrer 3 dB -Bandbreiten betrieben werden, d. h. dass aufgrund von Fehlanpassungen bis zu 50% der Energie im Sende- bzw. Empfangsschaltkreis reflektiert werden.

4.1.4.2. Analyse der Gewebeverträglichkeit

Als Maß für die in das Körpergewebe eingebrachte Energiedosis dient der in Ab-

schnitt 3.1.1 definierte SAR-Wert. Innerhalb Europas darf dieser auf Empfehlung der International Commission for Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) für lokale Expositionen im Kopfbereich 2 W/kg gemittelt über ein Volumen von 10 g nicht überschreiten [SbP⁺08]. Bis 2006 galt in den USA nach der Norm IEEE C95.1-1991 eine konservativere Obergrenze von nur $1,6 \text{ W/kg}$ gemittelt über 1 g Körpermasse [Ins91, AP02], die im Zuge einer internationalen Harmonisierung jedoch an die Empfehlungen der ICNIRP angeglichen wurde [Inso6]. Ersichtlich ist, dass selbst wenn die gesamte Sendeleistung von $102 \mu\text{W}$ innerhalb eines Volumens von 1 g in Wärme umgesetzt wird, immer noch ein Sicherheitsfaktor von über 15 zwischen der tatsächlichen Absorptionsrate und der veralteten Obergrenze von $1,6 \text{ W/kg}$ liegt. Sofern eine maximale Sendeleistung von $1,6 \text{ mW}$ nicht überschritten wird, kann die interokulare Kommunikation des Künstlichen Akkommodationssystems somit – selbst an konservativen Grenzwerten gemessen – als unkritisch eingestuft werden.

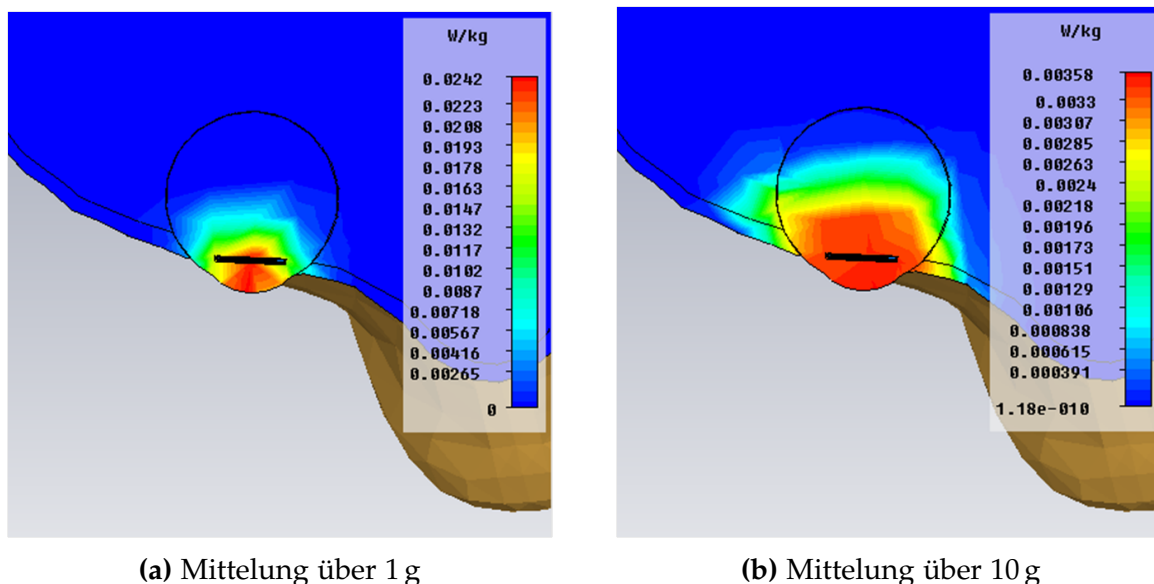


Abbildung 4.6.: Spezifische Absorptionsrate bei einer Sendeleistung von $102 \mu\text{W}$, (a) gemittelt über 1 g Körpermasse, (b) gemittelt über 10 g .

Um Aufschluss über die örtliche Verteilung des Energieeintrags zu erlangen, wird eine SAR-Analyse in CST MWS durchgeführt. Augen und Kopf sind dabei mit einer Massendichte von je 1000 kg/m^3 modelliert [DLL⁺03]. Abbildung 4.6 stellt die SAR entlang des horizontalen Querschnitts durch den Kopf dar. Die zugehörigen maximalen SAR-Werte für eine Sendeleistung von $102 \mu\text{W}$ sind in Tab. 4.3 aufgelistet. Gemessen an der konservativen IEEE-Obergrenze ergibt sich bei kontinuierlichem Sendebetrieb ein Sicherheitsfaktor von 61. Unter der realistischen Annahme, dass ein Duty Cycle von 1 % oder weniger erzielt wird, nimmt der Sicherheitsfaktor Werte größer 6000 an.

4.1.4.3. Ermittlung von Störemissionen

Wie bereits in Abschnitt 3.1.2.3 erläutert, darf das MICS-Band nur genutzt werden, wenn andere Nutzer des Frequenzspektrums nicht durch unzulässig hohe elektromagnetische Emissionen gestört werden. Sofern kein Listen-Before-Talk (LBT) angewendet

	1 g Mittelung	10 g Mittelung
Maximum SAR	26,03 mW/kg	3,62 mW/kg
Grenzwert aktuell nach [Int98]	–	2 W/kg
Grenzwert konservativ nach [Ins91]	1,6 W/kg	–
Sicherheitsfaktor (DC = 100%)	61	552
Sicherheitsfaktor (DC = 1%)	6146	55248

Tabelle 4.3.: Maximaler SAR-Wert gemittelt über 1 g und 10 g Körpergewebe und die daraus resultierenden Sicherheitsfaktoren für einen kontinuierlichen Sendebetrieb sowie für einen Sende-Duty-Cycle von 1 %.

wird, beträgt die durch die ETSI festgesetzte maximale Strahlungsleistung 250 nW ERP [Eleo6]. Die in CST MWS simulierte Antenne weist einen Antennengewinn von -40.1 dBi auf. Bei einer Sendeleistung von $102 \mu\text{W}$ resultiert daraus eine effektive Strahlungsleistung von $6,1$ nW ERP. Somit liegt zwischen der durch die Normgebung maximal erlaubten und der ermittelten Sendeleistung ein Faktor von rund 40, weshalb die vom Künstlichen Akkommodationssystem abgestrahlte Leistung im Hinblick auf ein potentielles Interferenzrisiko für Primärnutzer des Frequenzbereichs von 401 – 406 MHz als unkritisch betrachtet werden kann.

4.1.5. Integration einer vollständigen Kommunikationseinheit in einen Demonstratoraufbau

Auf Basis der im vorherigen Kapitel konzipierten Übertragungsstrecke wurde eine vollständige Kommunikationseinheit bestehend aus Antenne, Anpassglied, Transceiver und erforderlicher Peripherie aufgebaut und in einen Demonstrator des Künstlichen Akkommodationssystems im Maßstab 2:1 integriert (Abb. 4.7). Neben der Kommunikation beherbergt der Demonstrator eine Energieversorgungseinheit, eine Vergenzwinkelsensorik und ein als Triple-Optik ausgeführtes aktiv-optisches Element. Sämtliche elektrische Schaltkreise sind auf drei ringförmigen Platinen von je vier Lagen aufgebracht. Als zentrale Steuereinheit dient der von TI hergestellte Mikrocontroller MSP430F5528. Detailansichten der realisierten Funktionsmuster sind in Anhang A.2 abgebildet.

Als Sende- und Empfangseinheit kommt der weit verbreitete und ebenfalls von TI vertriebene Sub-1GHz-Transceiver CC1101 zum Einsatz [Tex10a]. Ausschlaggebend für die Auswahl des Bausteins ist dessen hervorragende Kompatibilität mit dem Mikrocontroller, die Verfügbarkeit von zahlreichen Implementierungsbeispielen sowie eine akzeptable Stromaufnahme in den aktiven Betriebszuständen. Sämtliche relevante Kenndaten des Transceivers sind in Anhang A.3.1 zusammengestellt. Zum Lesen und Schreiben der Nachrichteninhalte sowie zur Konfiguration des Transceivers sind Mikrocontroller und Transceiver per *Serial Peripheral Interface (SPI)* miteinander verbunden. Zusätzlich führt ein *General Device Output (GDO)*-Pin des Transceivers auf einen interruptfähigen Eingang des Mikrocontrollers, wodurch eine latenzarme Reaktion auf die Detektion eines Synchronisationsworts ermöglicht wird. Zur Erzeugung des Trägersignals dient der in Abb. A.3 ersichtlicher 26 MHz Schwingquarz [Cof14].

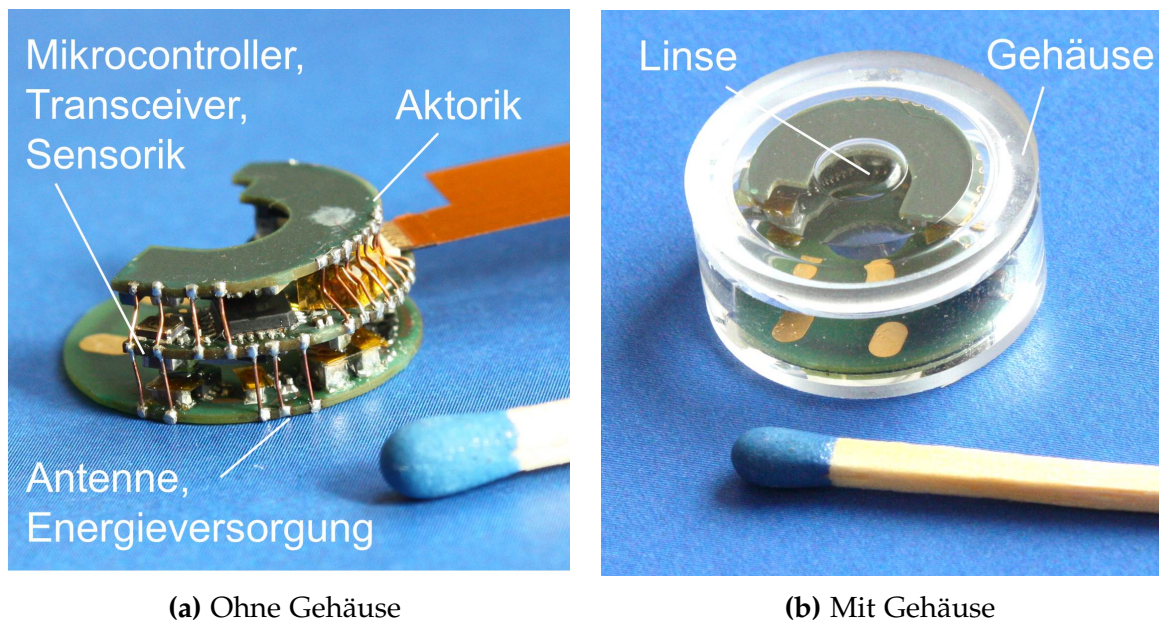


Abbildung 4.7.: Funktionsfähiger Demonstrator des Künstlichen Akkommodationssystems im Maßstab 2:1 mit integrierter Kommunikationseinheit: (a) Mit Anschlussfahne für Programmier- und Debug-Zwecke; (b) Integriert in ein zylinderförmiges Glasgehäuse.

Aufgrund des nicht originalgetreuen Maßstabs muss die in Abschnitt 4.1.1 dimensionierte Antenne auf einen Innendurchmesser von 7,5 mm adaptiert werden, woraus eine optimale Anzahl von zwei anstelle drei Antennenwindungen resultiert. Die erforderlichen Kapazitäten der Anpasskondensatoren ergeben sich im selben Zuge zu $C_S = 4,7 \text{ pF}$ und $C_P = 7 \text{ pF}$.

Die beschriebene Kommunikationseinheit wurde erfolgreich in Betrieb genommen und zur testweisen Informationsübertragung zwischen zwei Funktionsmustern genutzt. Die Leistungsübertragungseffizienz der Kommunikationsstrecke kann anhand des im Empfänger verfügbaren Received Signal Strength Indicator (RSSI)-Werts bestimmt werden. Für eine koplanare Anordnung von zwei Systemen, einen Abstand von 65 mm und eine Sendeleistung von -15 dBm wurde eine Empfangsleistung von -65 dBm bei einer Mittenfrequenz von 400 MHz gemessen. Daraus resultiert eine Leistungsübertragungseffizienz von ungefähr -50 dBm , die somit etwas oberhalb des in Abschnitt 4.1.3 ermittelten Werts liegt. Die bessere Leistungsübertragungseffizienz kann mit dem vergrößerten Innendurchmesser der für den Demonstrator ausgelegten Antenne erklärt werden.

4.2. Realisierung einer energieoptimalen Medienzugriffssteuerung zur Maximierung der Energieeffizienz

In Abschnitt 3.2 wurden Konzepte zur Maximierung der Energieeffizienz vorgestellt, auf deren Basis im Folgenden eine energieoptimale Medienzugriffssteuerung für die

interokulare Kommunikation ausgearbeitet und charakterisiert wird. Die praktische Umsetzung der Medienzugriffssteuerung erfolgt wiederum mit den im vorherigen Abschnitt vorgestellten Mikrocontroller- und Transceiver-Bausteinen von TI. Um eine messtechnische Erfassung relevanter Ströme und Spannungen zu ermöglichen, wurde die in Abb. 4.8 dargestellte, makroskopische Versuchsschaltung aufgebaut. Sie ermöglicht zudem eine echtzeitfähige Überwachung von Programmvariablen wie Statusinformationen oder Zeitstempel mit Hilfe eines per USB angeschlossenen Rechners. Zur Minimierung aktiver Betriebszeiten wird der Transceiver mit einer maximalen Datenrate von 250 kbit/s betrieben.

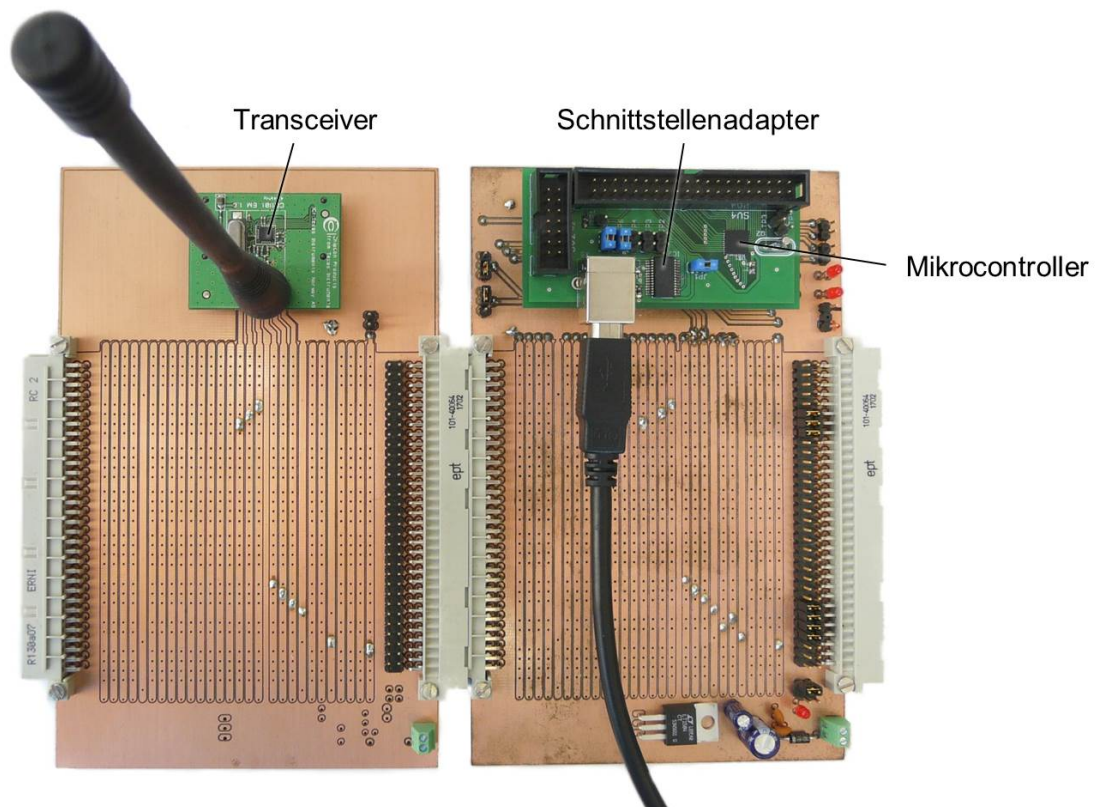


Abbildung 4.8.: Makroskopische Ausführung einer Sende- und Empfangseinheit inkl. USB-Schnittstellenadapter zur Evaluierung der energieeffizienten Medienzugriffssteuerung.

Im Folgenden wird zunächst die Kurzzeitstabilität der in den Mikrocontrollern verfügbaren Taktgeneratoren analysiert. Anschließend erfolgt die Ausarbeitung, Implementierung und Charakterisierung der zeitsynchronisierten Medienzugriffssteuerung der interokularen Kommunikation. Abschließend werden Empfehlungen für eine ressourcenoptimierte Auswahl von Taktgeneratoren abgeleitet.

4.2.1. Untersuchungen zur Kurzzeitstabilität von Taktgeneratoren

Wie aus (3.87) hervorgeht, hängt die erforderliche Größe des Schutzintervalls stark von der Kurzzeitstabilität der eingesetzten Taktquellen ab. Im Vorfeld der Implementierung des Medienzugriffsverfahrens wurden deshalb Messungen zur Ermittlung

4. Realisierung und Erprobung von Teillösungen

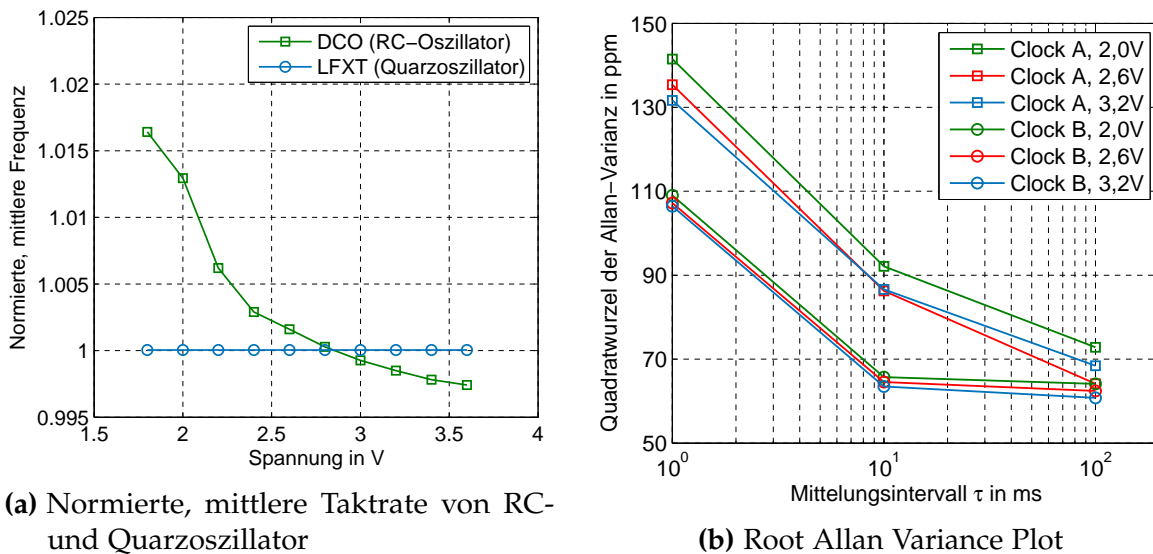


Abbildung 4.9.: (a) Gegenüberstellung der Spannungsabhängigkeit von DCO und Quarzoszillator bei einer Umgebungstemperatur von 35 °C. (b) Relative Frequenzabweichung von zwei verschiedenen DCOs (Clock A und Clock B) aus derselben Microcontroller-Familie für unterschiedliche Versorgungsspannungen bei einer Umgebungstemperatur von 35 °C.

der Stabilität von verschiedenen, zur Verfügung stehenden Taktgeneratoren durchgeführt. Zum einen wurde der interne, digital gesteuerte Oszillator (engl. *digitally controlled oscillator*, DCO) des Mikrocontrollers charakterisiert. Der DCO basiert auf einer RC-Oszillatorschaltung und stellt den Prozessortakt des Mikrocontrollers bereit [Texo8]. Zum anderen wurde der im Mikrocontroller optional zur Verfügung stehende niederfrequente Oszillator in Kombination mit einem externen Quarz, im Folgenden Quarzoszillator genannt, untersucht.

Die Messungen wurden mit einem Frequenzzähler des Typs *Agilent 53230A* durchgeführt. Sowohl Umgebungstemperatur als auch Versorgungsspannung der Prüflinge wurden mit Hilfe eines Source-Meters und einer Klimakammer systematisch variiert. Der DCO wurde mit einer Nominalfrequenz von 1 MHz getaktet, wohingegen bei der niederfrequenten Oszillatorschaltung ein Uhrenquarz mit 32,768 kHz zum Einsatz kam. Abbildung 4.9a stellt die normierten, mittleren Taktraten der beiden Oszillatoren in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei einer Umgebungstemperatur von 35 °C gegenüber. Ersichtlich ist, dass der absolute Frequenzfehler des DCOs bei niedrigster Versorgungsspannung knapp 2% beträgt und einer starken spannungsabhängigen Schwankung unterliegt, während der Quarzoszillator im betrachteten Spannungsbereich einen vernachlässigbaren Fehler aufweist.

Abbildung 4.10 zeigt die Histogramme der relativen Frequenzabweichungen beider Taktquellen bei 35 °C, einer Versorgungsspannung von 3,2 V und einem Mittelungsintervall von 100 ms. Daraus ist ersichtlich, dass der Quarzoszillator auch im Kurzzeitbereich eine signifikant höhere Stabilität als der RC-Oszillator aufweist (Allan-Varianz $\sigma_{\Psi, \text{Quarz}}^2(100 \text{ ms}) = 1,9 \cdot 10^{-16}$ gegenüber $\sigma_{\Psi, \text{DCO}}^2(100 \text{ ms}) = 4,7 \cdot 10^{-9}$). Mit $\sqrt{\sigma_{\Psi, \text{Quarz}}^2(100 \text{ ms})} \ll 1 \text{ ppm}$ folgt aus (3.87), dass beim Einsatz von Quarzoszillatoren ein äußerst kurzes Schutzintervall gewählt werden kann. Selbst bei einem

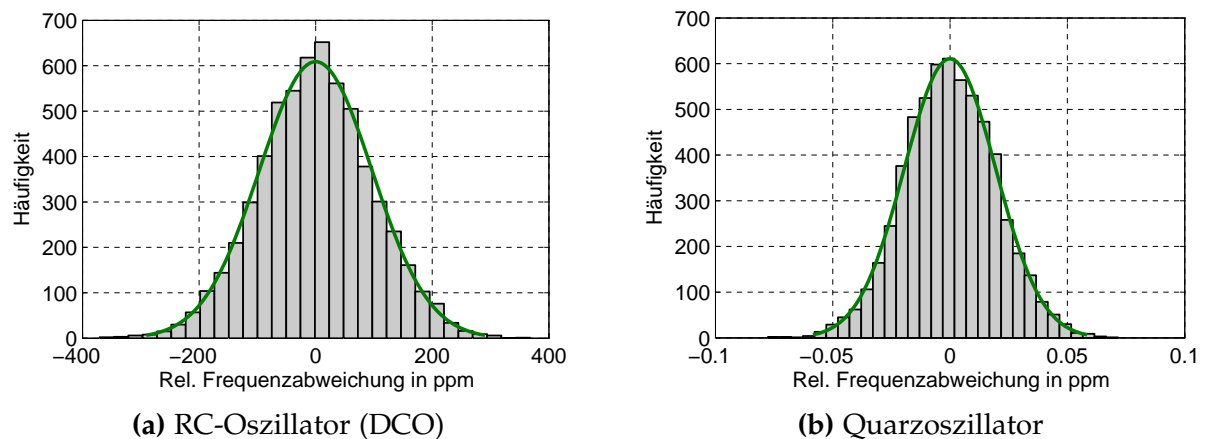


Abbildung 4.10.: Histogramme der gemessenen relativen Frequenzabweichung von (a) DCO und (b) Quarzoszillator bei 35 °C Umgebungstemperatur und 3,2 V Versorgungsspannung. Die grün dargestellte Linie fittet jeweils eine Standard-Normalverteilung.

Konfidenzniveau von 99 % liegt der in Abschnitt 3.2.5.1 hergeleitete Synchronisationsfehler dann für eine Kommunikationsfrequenz von 10 Hz – deterministische Sende- und Empfangsverzögerungen vorausgesetzt – in einem Intervall kleiner 1 μ s. Aus $\sqrt{\sigma_{\Psi,DCO}^2(100\text{ ms})} \approx 70\text{ ppm}$ kann geschlossen werden, dass der Synchronisationsfehler beim Einsatz einfacher RC-Oszillatoren hingegen im zwei- bis dreistelligen Mikrosekundenbereich anzusiedeln ist (Abb. 4.9b).

Trotz ihrer nahezu idealen Kurzzeit-Frequenzstabilität wird im Rahmen der nachfolgend beschriebenen Realisierung aus Gründen der Bauraum-Einsparung auf den Einsatz eines quarzstabilisierten Oszillators verzichtet und stattdessen der ohnehin erforderliche DCO des Microcontrollers eingesetzt. Auf Basis der erzielten Ergebnisse wird evaluiert, unter welchen Bedingungen der Einsatz eines elektromechanischen Resonators höherer Güte die autonome Betriebszeit des Künstlichen Akkommodations-systems verlängern kann.

4.2.2. Realisierung des zeitsynchronisierten Medienzugriffs

Um das Brutto-Datenaufkommen kleinstmöglich zu halten, wird der in Abb. 4.11 dargestellte Paketaufbau gewählt. Zentraler Bestandteil eines jeden Pakets ist der Nutzdatenblock der Anwendungsschicht. Die im zeitsynchronisierten Kommunikationsbetrieb zu übertragenden Sensordaten werden durch ein 3 Byte langes *Dummy*-Datenwort ersetzt. Beacon und Bestätigungsnachricht des Verbindungsaufbaus werden durch 1 Byte-Codewörter repräsentiert. Zudem erfordert der Transceiver die Übermittlung einer mindestens 2 Byte langen Präambel und eines 2 Byte langen Synchronisationsworts zu Beginn eines jeden Pakets. Die Präambel dient der Bitsynchronisation, das Synchronisationswort der Bytesynchronisation des seriellen Datenstroms im Empfänger. Beide Datenblöcke gehören somit der Bitübertragungsschicht an. Wie in Abschnitt 3.2.5.1 erläutert, wird anhand des Synchronisationsworts zudem eine relative Zeitsynchronisation zwischen beiden Implantaten ermöglicht. Zur Überprüfung der Datenintegrität wird jedem Paket zusätzlich eine 2 Byte lange Checksumme angehängt, die durch

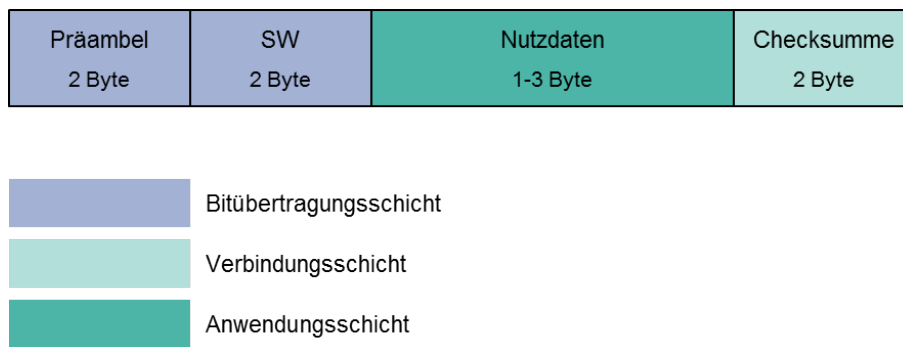


Abbildung 4.11.: Aufbau der Nachrichtenpakete im Rahmen der Erprobung der Medienzugriffssteuerung.

das im Transceiver implementierte zyklische Redundanzprüfungsverfahren (engl. *cyclic redundancy check*, *CRC*) erzeugt und verifiziert wird. Anstelle der Checksumme wird im Zielsystem aus Gründen der Effizienz jedoch ein minimalistischer Hashwert übertragen (siehe Abschnitt 4.3.3).

4.2.2.1. Verbindungsaufbau

Für den in Abschnitt 3.2.5.1 vorgestellten Verbindungsaufbau auf Basis eines pseudoasynchronen Rendezvous wurde eine Parameteroptimierung zur Minimierung des Duty Cycles gemäß (3.65) durchgeführt. Da zum Zeitpunkt des Verbindungsaufbaus keine Informationen über den vorherrschenden Frequenzfehler der einzelnen Taktgeneratoren bzw. das relative Taktverhältnis verfügbar sind, wird die Frequenzstabilität ρ_{\max} der DCOs gemäß Datenblattangaben zu 2000 ppm angenommen [Texo8]. Bei einer Datenrate von 250 kbit/s beträgt die Sendedauer eines Beacons bzw. einer Bestätigungsnachricht 224 μs . Wie in Abschnitt 3.2.5.1 erläutert, öffnet der Master im Anschluss an das Versenden eines jeden Beacons ein Empfangsfenster einer Mindestlänge $T_{\text{RX},\min}$, innerhalb dessen das Synchronisationswort einer potentiellen Empfangsbestätigung detektiert sein muss. Die nach (3.67) definierte Latenzzeit τ_{SW} zwischen der Ankunft eines Pakets und der anschließenden Detektion eines Synchronisationsworts beträgt bei der gewählten Datenübertragungsrate für den in Abb. 4.11 dargestellten Paketaufbau 128 μs . Zusätzlich muss eine potentielle Uhrendrift kompensiert werden, wofür ein Schutzintervall von 10 μs ausreicht. Das mindestens erforderliche Empfangsfenster $T_{\text{RX},\min}$ beträgt somit 138 μs .

Die Optimierung der Parameter Δt_{TX} , Δt_{RX} und T_{RX} erfolgt mit einer systematischen Suche über den dreidimensionalen Definitionsbereich. Dabei werden Δt_{TX} und Δt_{RX} mit einer Schrittweite von 30 μs und T_{RX} mit einer Schrittweite von 10 μs variiert. Abbildung 4.12 veranschaulicht die resultierenden Duty Cycles, das optimale Empfangsfenster T_{RX} im Slave sowie die Differenz zwischen dem Empfangsintervall Δt_{RX} im Slave und dem Sendeintervall Δt_{TX} im Master für verschiedene maximale Verzögerungszeiten $T_{\text{VA},\max}$. Die tatsächliche Dauer bis zum erfolgten Rendezvous ist gleichverteilt und beträgt im Mittel $0,5 \cdot T_{\text{VA},\max}$. Wie zu erwarten war, sinkt der Duty Cycle in beiden Systemen mit zunehmendem $T_{\text{VA},\max}$. Für $T_{\text{VA},\max} = 3\text{ s}$ beträgt der Duty Cycle im Slave rund 2,1 %. Für eine approximierte Leistungsaufnahme

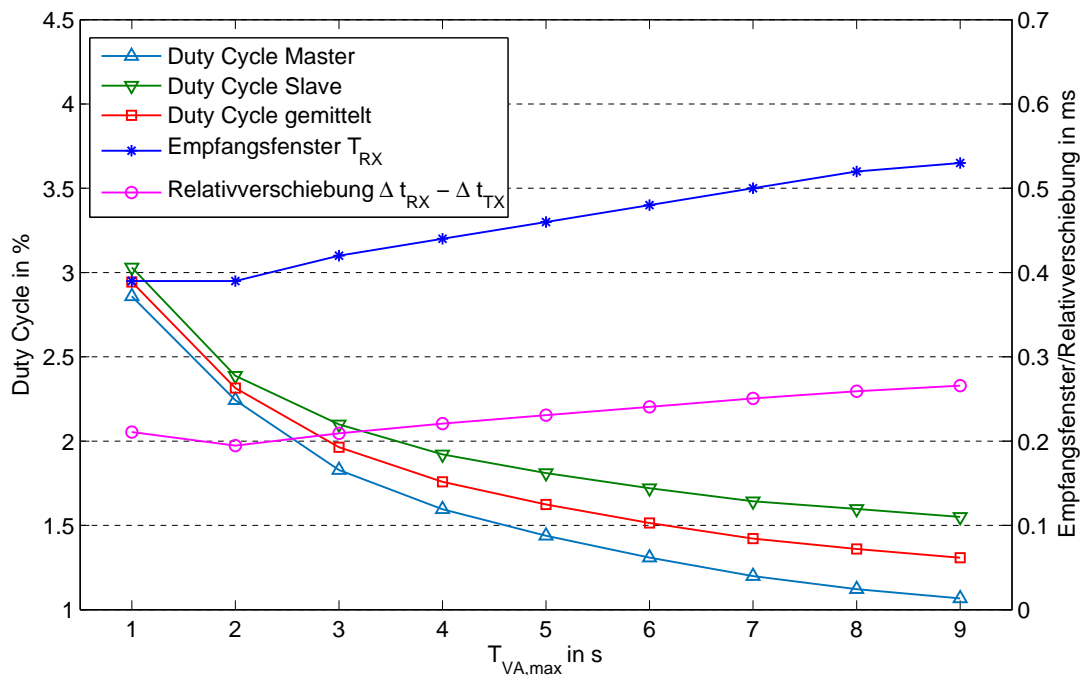


Abbildung 4.12.: Ergebnisse der Parameteroptimierung des pseudo-asynchronen Verbindungsaufbaus in Abhängigkeit der maximalen Verzögerungszeit $T_{VA,max}$, bis zu der ein Rendezvous spätestens stattgefunden haben muss.

des Transceivers von 30 mW in RX und TX resultiert daraus ein durchschnittlicher Energiebedarf pro Verbindungsaufbau von $0,26 \mu\text{Wh}$ im Slave und $0,23 \mu\text{Wh}$ im Master.

4.2.2.2. Relative Zeitsynchronisation

Das in Abschnitt 3.2.5.1 konzipierte Verfahren zum zeitsynchronisierten Medienzugriff wurde exemplarisch mit den in Abb. 4.8 dargestellten Sende- und Empfangseinheiten in einer gewöhnlichen Büroumgebung demonstriert. Die Mikrocontroller beider Einheiten wurden durch die integrierten DCOs mit 1 MHz getaktet. Im Master wurde eine Bezugsperiode ΔC^M von 10^5 Ticks, d. h. eine äquivalente Kommunikationsrate $f_{\text{Komm}} \approx 10 \text{ Hz}$, eingestellt. Die Paketlänge betrug, wie im vorherigen Abschnitt dargestellt, 9 Byte, woraus eine Sendezeit T_{TX} von $288 \mu\text{s}$ pro Nachrichtenpaket resultiert. Mit Hilfe eines digitalen Speicheroszilloskops wurde im Vorab gezeigt, dass die in (3.68) definierte Zeitspanne τ_{MS} mit einer vernachlässigbaren Standardabweichung $< 10 \text{ ns}$ als deterministisch angesehen werden kann [Hev11]. Schwankungen der Paketankunftszeit von mehr als einigen Hundert Nanosekunden können somit dem relativen Frequenzfehler der Taktquellen zugeschrieben werden.

Zur Festlegung des dynamischen Schutzintervalls im Slave wurde zunächst experimentell die Verteilung des Synchronisationsfehlers $\varepsilon_{\text{Sync},k+n}^S$ über Zeiträume von mehreren Minuten hinweg untersucht. Hierfür wurde das Empfangsfenster bewusst deutlich größer als erforderlich eingestellt, um Paketausfälle aufgrund von Uhrendrift auszuschließen. Durch softwaremäßige Anpassung des Senderhythmus im Master wurden bis zu vier Paketausfälle in Reihe simuliert, sodass am Ende für alle Kombinationen von $q = 1 \dots 5$ und $n = 1 \dots 5$ die Streuung von $\varepsilon_{\text{Sync},k+n}^S$ vorlag. Abbildung 4.13 zeigt

4. Realisierung und Erprobung von Teillösungen

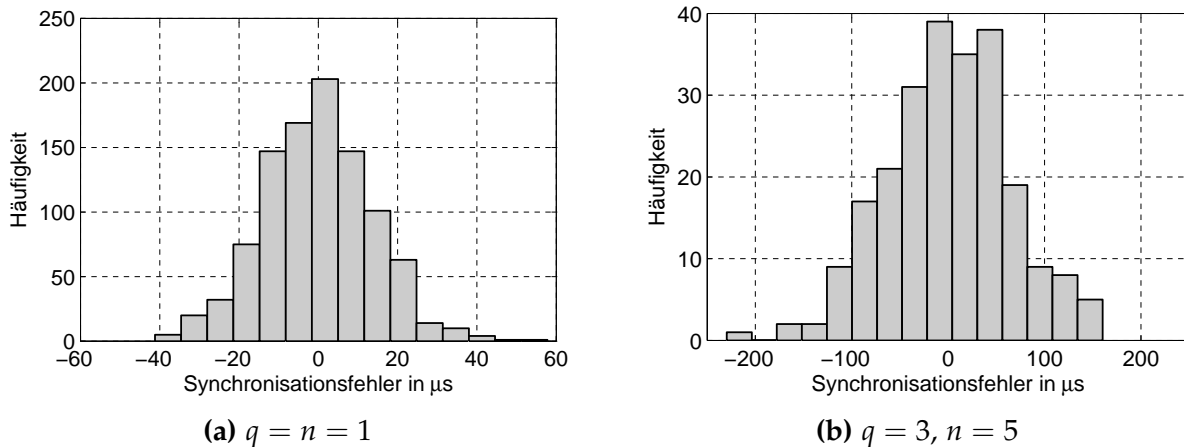


Abbildung 4.13.: Histogramme des Synchronisationsfehlers $\varepsilon_{\text{Sync},k+n}^S$ für (a) $q = n = 1$ und (b) $q = 3, n = 5$.

beispielhaft die Verteilung des Synchronisationsfehlers für den Normalfall $q = n = 1$ sowie für einen Spezialfall $q = 3, n = 5$.

In Tab. 4.4 sind für alle Kombinationen aus q und n die resultierenden Standardabweichungen des gemessenen Synchronisationsfehlers aufgelistet. Dabei sind in Klammern die nach (3.96) auf Basis der Allan-Varianz berechneten Referenzwerte aufgeführt. Zur Berechnung letzterer wurden die für ein Mittelungsintervall von 100 ms gemessenen Allan-Varianzen $\sigma_{\Psi, \text{Master}}^2 = 5,54 \cdot 10^{-9}$ und $\sigma_{\Psi, \text{Slave}}^2 = 4,09 \cdot 10^{-9}$ zugrunde gelegt. Es ist ersichtlich, dass insbesondere für große q und n die Abweichung zwischen berechneter und gemessener Standardabweichung bis zu 40 % beträgt. Eine Erklärung hierfür liefert der Versuchsaufbau, bei dem beide Kommunikationsteilnehmer in geringem Abstand zueinander in einer gewöhnlichen Büroumgebung positioniert sind. Globale Temperaturschwankungen wirken sich damit auf beide Systeme aus, wodurch es zu gleichsinnigen Schwankungen der Oszillatorfrequenz kommt. Die analytische Berechnung nach (3.96) geht hingegen von unkorrelierten Frequenzfehlern aus und liefert damit eine konservativere Vorhersage.

Aus diesem Grund wird die optimale Größe des Schutzintervalls auf Basis der empirischen Datengrundlage bestimmt. Aus Tab. 4.4 ist ersichtlich, dass unabhängig von q die Ungleichung $\sigma_\varepsilon(n) < 1,1 \cdot n \cdot \sigma_{\varepsilon,1}$ gilt, wobei $\sigma_{\varepsilon,1} = 13,8 \mu\text{s}$ die Standardabweichung

	$q = 1$	$q = 2$	$q = 3$	$q = 4$	$q = 5$
$n = 1$	1,00 (1,01)	1,01 (1,12)	1,03 (1,25)	0,98 (1,38)	1,06 (1,49)
$n = 2$	1,88 (2,25)	2,01 (2,30)	1,94 (2,37)	1,83 (2,44)	2,01 (2,50)
$n = 3$	3,11 (3,76)	2,75 (3,80)	2,89 (3,84)	2,59 (3,88)	2,75 (3,92)
$n = 4$	4,24 (5,51)	3,73 (5,53)	3,72 (5,56)	3,61 (5,59)	3,66 (5,62)
$n = 5$	5,34 (7,46)	4,97 (7,47)	4,63 (7,49)	4,36 (7,52)	4,64 (7,54)

Tabelle 4.4.: Standardabweichung des Synchronisationsfehlers in Abhängigkeit von q und n , normiert auf die für $q = n = 1$ gemessene Standardabweichung $\sigma_{\varepsilon,1} = 13,8 \mu\text{s}$. In Klammern: Konservative Abschätzung des Synchronisationsfehlers auf Basis der Allan-Varianzen beider Taktgeneratoren nach (3.96).

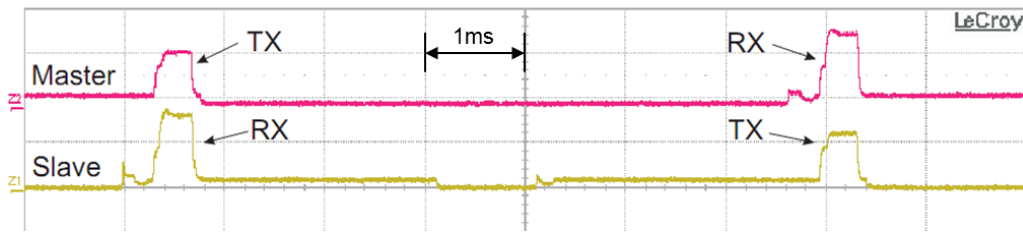


Abbildung 4.14.: Verlauf der Stromaufnahme der Transceiver in Master (rote Kurve) und Slave (gelbe Kurve) während eines bidirektionalen Nachrichtenaustauschs am Beispiel von $x = 3$ (entspricht einem Standard-Schutzintervall von $46 \mu\text{s}$). Die Antwort des Slaves erfolgt rund 6 ms nach Erhalt einer Nachricht.

des Synchronisationsfehlers für $q = n = 1$ ist. Das Schutzintervall im Slave wird somit zweckmäßigerweise linear abhängig von n mit der Berechnungsvorschrift

$$T_G = 1,1 \cdot x \cdot n \cdot \sigma_{\epsilon,1} \quad (4.2)$$

eingestellt. Mit (4.2) erübrigt sich zudem der Einsatz einer zweidimensionalen Lookup-Tabelle.

Der Zusammenhang zwischen Schutzintervall und resultierender Paketfehlerrate wurde durch Variation des Parameters x in den Grenzen von 1 bis 5 analysiert. Für jedes x wurde eine mindestens 5 minütige bidirektionale Kommunikation, d. h. mindestens 3.000 Kommunikationsperioden, aufgezeichnet und analysiert. Für $x = 3$ betrug die Versuchsdauer 45 Minuten. Das Schutzintervall im Master wurde konstant bei $10 \mu\text{s}$ belassen. Abbildung 4.14 stellt die Stromaufnahme beider Transceiver während eines bidirektionalen Nachrichtenaustauschs dar und macht sichtbar, dass die aktiven Zeitfenster beider Systeme präzise synchronisiert sind.

Die resultierenden Paketfehlerraten, die durchschnittliche Zeit zulasten von Idle Listening, sowie die sich daraus ergebenden Duty Cycles im Master und im Slave sind in Abb. 4.15 abgebildet. Es ist ersichtlich, dass für $x = 3$ eine für die Vergenzwinkelsensorik akzeptable Paketfehlerrate von weniger als 1% resultiert. Ein Standard-Schutzintervall $T_G(n = 1)$ von $46 \mu\text{s}$ stellt somit einen guten Kompromiss zwischen Energieeffizienz und Robustheit der Kommunikation dar. Bei dieser Einstellung beträgt das mittlere Empfangsfenster im Slave $334,5 \mu\text{s}$, woraus sich ein Duty Cycle von 0,623% ableitet. Aufgrund des fixen Schutzintervalls von $10 \mu\text{s}$ liegt der im Master gemessene Duty Cycle mit 0,578% erwartungsgemäß etwas niedriger. Der über beide Systeme gemittelte Duty Cycle beträgt 0,605%. Zusammenfassend bedeutet dies, dass beide Transceiver für einen quasi-kontinuierlichen, bidirektionalen Nachrichtenaustausch mit 10 Hz und einer Datenrate von 250 kbit/s durchschnittlich 0,605% ihrer Zeit in den aktiven Betriebszuständen Senden und Empfangen verweilen. Für den in dieser Arbeit genutzten Transceiver (Kennzahlen siehe Tab. A.1) resultiert daraus gemäß der Berechnungsgrundlage (3.52) bei einer Betriebsspannung von $1,8 \text{ V}$ und ohne Berücksichtigung von Transitionen eine mittlere Leistungsaufnahme von $157 \mu\text{W}$. Davon entfallen rund $8 \mu\text{W}$ auf Idle Listening.

Trotz einer Datenübertragung in derart kurzen Zeitschlitzten existiert die theoretische Möglichkeit, dass sich die Implantate von zwei Implantatträgern gegenseitig stören, bspw. dann, wenn beide Personen ihre Köpfe aneinanderlegen. Befindet sich ein drittes Implantat in Reichweite, so kommt es zu einer Störung, wenn ein Sendefenster

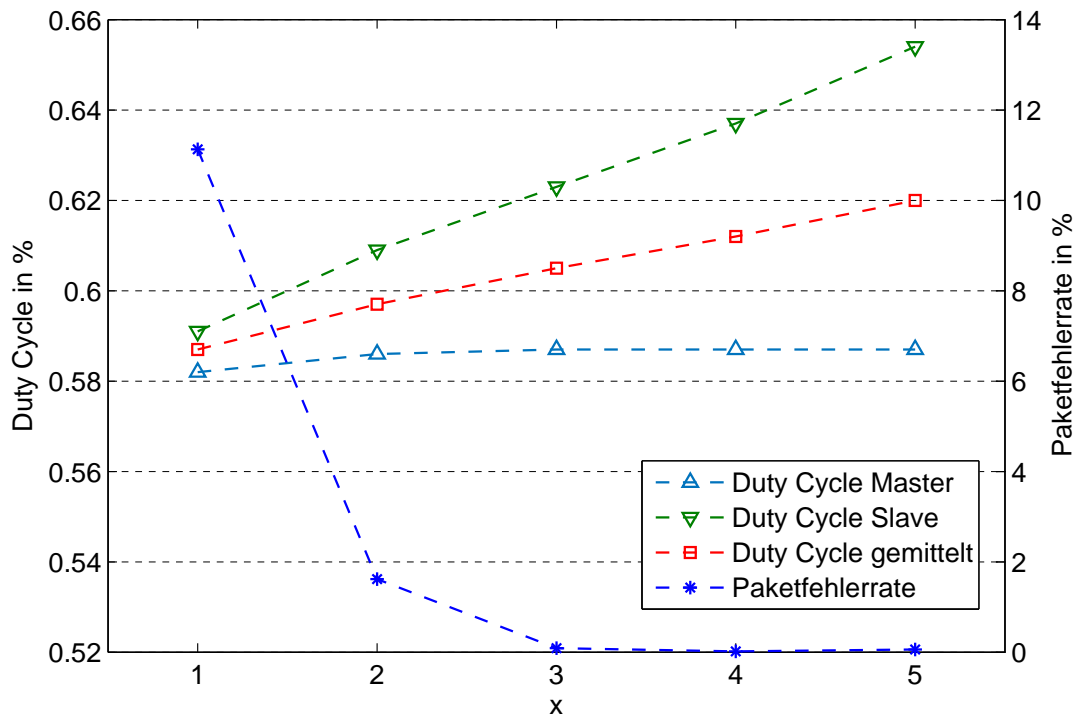


Abbildung 4.15.: Gemessene Paketfehlerrate und Duty Cycle in Abhängigkeit des eingestellten Schutzintervalls.

vollständig oder teilweise mit dem Sendefenster des dritten Implantats überlappt. Die Wahrscheinlichkeit hierfür errechnet sich als die doppelte Sendedauer, bezogen auf die Periodendauer von 100 ms, woraus eine Störwahrscheinlichkeit von 0,58 % resultiert. Damit im Anschluss an einen potentiellen Verbindungsabbruch eine erfolgreiche Wiederaufnahme erfolgen kann, muss die Aussendung der Beacons im Verbindungsaufbau mit einer zufälligen Latenzzeit, z. B. im Bereich von 0–10 ms, eingeleitet werden.

4.2.3. Laufzeitoptimierte Auswahl eines Taktgenerators

Um eine möglichst lange autonome Betriebszeit zu erzielen, muss dem im Implantat integrierten Energiespeicher ein größtmögliches Volumen zur Verfügung gestellt werden [BNG⁺12]. In Abschnitt 4.2.1 wurde argumentiert, dass hierzu idealerweise auf den Einsatz eines externen Quarzes zur Stabilisierung der Zeitreferenz verzichtet werden sollte. Im Folgenden soll diese Hypothese überprüft und Empfehlungen zur ressourcenoptimalen Auswahl von Taktgeneratoren abgeleitet werden.

Wie im vorherigen Abschnitt gezeigt, muss im Slave ein Standard-Schutzintervall von rund $3\sigma_{\epsilon,1}$ gewählt werden, damit eine akzeptable Paketfehlerrate erzielt wird. Weisen die Taktgeneratoren in Master und Slave dieselbe Allan-Varianz $\sigma_{\Psi}^2(100\text{ ms})$ auf, so kann die mittlere, auf Idle Listening entfallende Empfangszeit \bar{T}_{IL} nach (3.87) zu

$$\bar{T}_{IL} \approx \frac{6}{f_{\text{Komm}}} \cdot \sqrt{\sigma_{\Psi}^2(100\text{ ms})} \quad (4.3)$$

abgeschätzt werden. Sei $\sigma_{\Psi,A}^2$ allgemein die Allan-Varianz eines Taktgenerators A mit hoher Stabilität, z. B. die eines Quarzoszillators, und $\sigma_{\Psi,B}^2$ die Allan-Varianz eines Taktgenerators B mit geringerer Stabilität, z. B. die eines RC-Oszillators, d. h. es gilt $\sigma_{\Psi,A}^2 < \sigma_{\Psi,B}^2$, so sollte aus energetischer Sicht der weniger stabile Taktgenerator B eingesetzt werden, solange die Ungleichung

$$\underbrace{E_{\text{IL},B}(t_{\text{aut}}) - E_{\text{IL},A}(t_{\text{aut}})}_{\Delta E_{\text{IL}}} < \underbrace{(V_A - V_B) \cdot \rho_E}_{\Delta E_{\text{Speicher}}} \quad (4.4)$$

erfüllt ist. Hier ist $\Delta E_{\text{Speicher}}$ das Mehr an verfügbarer Speicherkapazität, wenn anstelle des großvolumigen Taktgenerators A mit einem Bauraumbedarf V_A der kleinvolumige Taktgenerator B mit einem Bauraumbedarf V_B zum Einsatz kommt und ρ_E die Energiedichte des im Implantat verbauten Energiespeichers repräsentiert. Ferner sind $E_{\text{IL},A}(t_{\text{aut}})$ bzw. $E_{\text{IL},B}(t_{\text{aut}})$ die bis zum Erreichen der autonomen Betriebszeit t_{aut} für Idle Listening aufgewendeten Energiemengen und ΔE_{IL} deren Differenz. Mit einer Transceiver-Leistungsaufnahme P_{RXon} im Empfangsbetrieb berechnet sich die bis zum Zeitpunkt t_{aut} für Idle Listening aufgewendete Energiemenge allgemein zu $E_{\text{IL}}(t_{\text{aut}}) = P_{\text{RXon}} \cdot \bar{T}_{\text{IL}} \cdot f_{\text{Komm}} \cdot t_{\text{aut}}$. Durch Einsetzen von (4.3) ergeben sich $E_{\text{IL},A}(t_{\text{aut}})$ und $E_{\text{IL},B}(t_{\text{aut}})$ zu

$$\begin{aligned} E_{\text{IL},A}(t_{\text{aut}}) &= 6 P_{\text{RXon}} \cdot \sqrt{\sigma_{\Psi,A}^2(100 \text{ ms})} \cdot t_{\text{aut}} \\ E_{\text{IL},B}(t_{\text{aut}}) &= 6 P_{\text{RXon}} \cdot \sqrt{\sigma_{\Psi,B}^2(100 \text{ ms})} \cdot t_{\text{aut}}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Wie in Abschnitt 4.2.1 gezeigt, kann die Kurzzeit-Frequenzstabilität des Quarzoszillators gegenüber der des RC-Oszillators als ideal angesehen werden, d. h. $\sigma_{\Psi,A}^2 \approx 0$. Andererseits ist das Volumen des RC-Oszillators gegenüber dem des Quarz-Resonators V_{Quarz} vernachlässigbar. Damit vereinfacht sich (4.4) zu

$$\underbrace{6 P_{\text{RXon}} \sqrt{\sigma_{\Psi,\text{DCO}}^2(100 \text{ ms})} \cdot t_{\text{aut}}}_{\Delta E_{\text{IL}}} < \underbrace{V_{\text{Quarz}} \cdot \rho_E}_{\Delta E_{\text{Speicher}}} \quad (4.6)$$

Abbildung 4.16 bildet die Terme $\Delta E_{\text{Speicher}}$ und ΔE_{IL} der obigen Ungleichung ab. Zur Berechnung von $\Delta E_{\text{Speicher}}$ wurde V_{Quarz} entsprechend des zum Zeitpunkt der Erstellung der vorliegenden Arbeit kleinsten verfügbaren Quarzes mit $0,56 \text{ mm}^3$ angenommen [Dai13]. Ferner wurde davon ausgegangen, dass im Künstlichen Akkommodationssystem ein Energiespeicher mit einer Energiedichte von 250 mWh/cm^3 zur Verfügung steht [Nag11]. ΔE_{IL} wurde für drei verschiedene Transceiver-Typen ermittelt:

- *Texas Instruments CC1101* (der in dieser Arbeit eingesetzte Transceiver), Leistungsaufnahme $P_{\text{RXon}} = 28,3 \text{ mW}$ [Tex10a];
- *Zarlink ZL70102*, Leistungsaufnahme $P_{\text{RXon}} = 10,5 \text{ mW}$ [Zar10];
- Zukünftiger MICS-Band-Transceiver, Leistungsaufnahme $P_{\text{RXon}} = 2,1 \text{ mW}$ [Sha09].

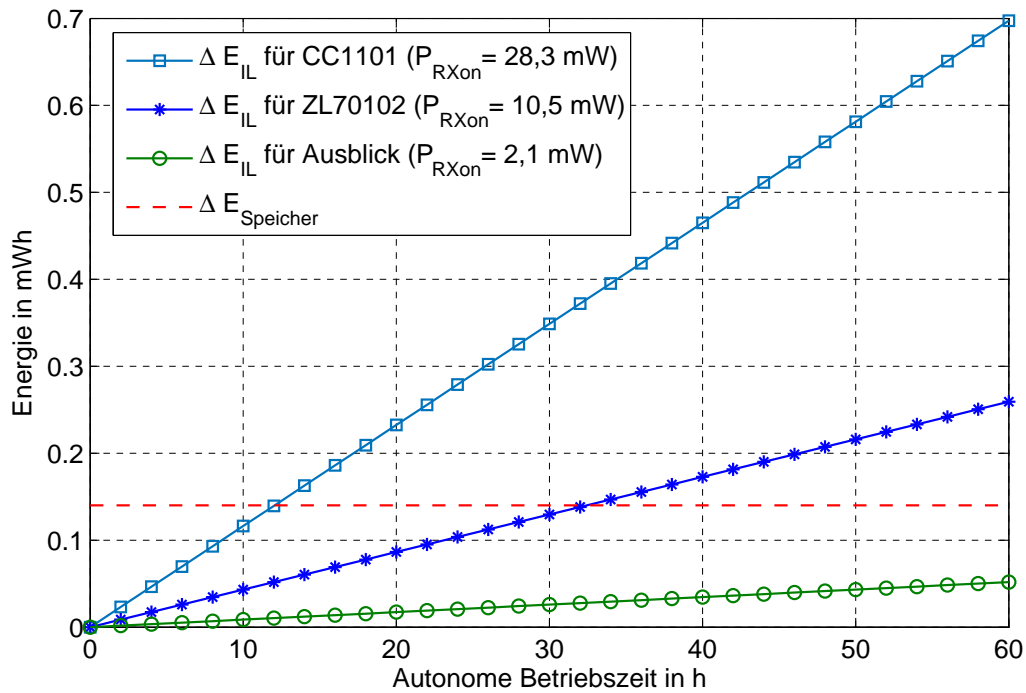


Abbildung 4.16.: Gegenüberstellung der zusätzlich zur Verfügung stehenden Energiemenge $\Delta E_{Speicher}$ und der zulasten von Idle Listening eingesetzten Energiemenge ΔE_{IL} , wenn auf einen Quarzoszillator verzichtet wird und stattdessen ein kompakter RC-Oszillator zum Einsatz kommt.

Aus Abb. 4.16 ist ersichtlich, dass sich beim Einsatz eines energieeffizienten Transceivers wie dem *Zarlink ZL70102* erst ab einer autonomen Betriebszeit von rund 32 h der Einsatz eines Quarzes bezahlt macht. Hierbei sind nächtliche Schlafabschaltungen nicht mitberücksichtigt. Für zukünftige, noch sparsamere Transceiver liegt die Schwelle sogar bei ca. 162 h (hellblaue Gerade in Abb. 4.16). Da für das Künstliche Akkommodationssystem eine autonome Betriebszeit von mindestens 24 h inkl. nächtlicher Schlafabschaltung vorgesehen ist, sollte im Zusammenhang mit einer Sensorabtastrate von 10 Hz auf den Einsatz eines Quarzoszillators verzichtet werden.

Eine mögliche Alternative zu RC-Gliedern und Quarzresonatoren als frequenzbestimmende Elemente stellen MEMS-Resonatoren dar [DK12]. Monolithische MEMS-Resonatoren erlauben geringere Abmessungen als Quarze und können ggf. durch Nutzung eines gemeinsamen Prozesses in den Halbleiter der Treiberschaltung integriert werden. Die mit MEMS-Resonatoren erzielbare Frequenzstabilität liegt zwischen der von RC-Gliedern und Quarzen [SSC⁺10, SiT12]. Insbesondere im Zusammenhang mit einer pseudo-periodischen Kommunikation und längeren Kommunikationsintervallen muss zukünftig ein potentieller Einsatz von MEMS-Oszillatoren in Betracht gezogen werden.

4.3. Realisierung eines authentischen Kommunikationsprotokolls zur Wahrung der Datensicherheit

Basierend auf dem in Abschnitt 3.3.4 vorgestellten Konzept zur Sicherung der interokularen Informationsübertragung wird im Folgenden ein authentisches Kommunikationsprotokoll ausgearbeitet und charakterisiert. Im ersten Schritt wird eine minimalistische Hashfunktion zur Wahrung der Datenintegrität und -authentizität entwickelt. Im zweiten Schritt wird der Einsatz einer fehlerkorrigierenden Kanalcodierung auf Basis eines erweiterten Hamming-Codes diskutiert. Abschließend werden Programmablaufsteuerung und Paketaufbau des Kommunikationsprotokolls erörtert sowie Implementierungsergebnisse vorgestellt.

4.3.1. Entwicklung einer minimalistischen Hashfunktion

Wie in Abschnitt 3.3.4 erläutert, muss die Hashfunktion so konstruiert sein, dass sich die Änderung eines einzelnen Bits des Urbilds auf möglichst viele, nicht vorhersehbare Bits des Hashwerts auswirkt (Diffusion). Im Mittel soll die Änderung eines Eingabebits den Zustand von 50 % der Ausgabebits beeinflussen. Andernfalls kann trotz Verschlüsselung der Nachricht das systematische „Kippen“ von einzelnen Nutzdaten- und Hashwert-Bits durch einen *Man-in-the-Middle* zum Erfolg führen. Die maximale Wahrscheinlichkeit P_{auth} , dass ein Identitätsbetrug durch zufälliges Kippen von 50 % der Hashwert-Bits glückt, kann, analog zur Berechnung der Gewinnwahrscheinlichkeit beim Lottospiel, mit Hilfe des Binominalkoeffizienten N_{H} über $0,5 N_{\text{H}}$ bestimmt werden [BMM99], wobei N_{H} die Hashwertlänge ist:

$$P_{\text{auth}} = \binom{N_{\text{H}}}{0,5 N_{\text{H}}}^{-1} = \left(\frac{N_{\text{H}}!}{(0,5 N_{\text{H}})! \cdot (0,5 N_{\text{H}})!} \right)^{-1}. \quad (4.7)$$

Damit der in Abschnitt 3.3.4 festgelegte Grenzwert von 5 % nicht überschritten wird, muss somit eine Hashwertlänge von 6 bit gewählt werden.

Etablierte kryptografische Hashfunktionen wie SHA-1, SHA-256, MD2, MD5 uvm. weisen Hashwertlängen von 160 bit und mehr auf [DM05]. Aus diesem Grund wurde in [Kut12] eine an die Bedürfnisse des Künstlichen Akkommodationssystems angepasste, minimalistische Hashfunktion entwickelt. Abbildung 4.17a veranschaulicht den Aufbau der Hashfunktion, die dem modularen Konstruktionsprinzip nach Merkle-Damgård [KW11] folgt. Zu Beginn einer Hashwertberechnung wird der Eingangs-Datenvektor D_{E} auf ein ganzzahliges Vielfaches der Blocklänge $l_{\text{B}} = 16$ bit mit Nullen aufgefüllt und in q Datenblöcke D_i , $i = 1 \dots q$, unterteilt. Kernbestandteil der Hashfunktion ist die in Abb. 4.17b dargestellte Kompressionsfunktion ϕ , die eine Diffusion der Eingangsdaten bewirkt. Da ohnehin AES als Verschlüsselungsverfahren zum Einsatz kommt, erfolgt die Datensubstitution unter Nutzung der 256 Byte großen AES-Substitutionsbox (S-Box). In jeder Runde wird der Datenblock D_i zunächst mit dem vorherigen Kompressionsergebnis exklusiv-oder-verknüpft. In Runde 1 kommt anstelle des Vorrundenergebnisses der 16 bit-Nullvektor als Initialisierungsvektor (IV) zum Einsatz. Nach

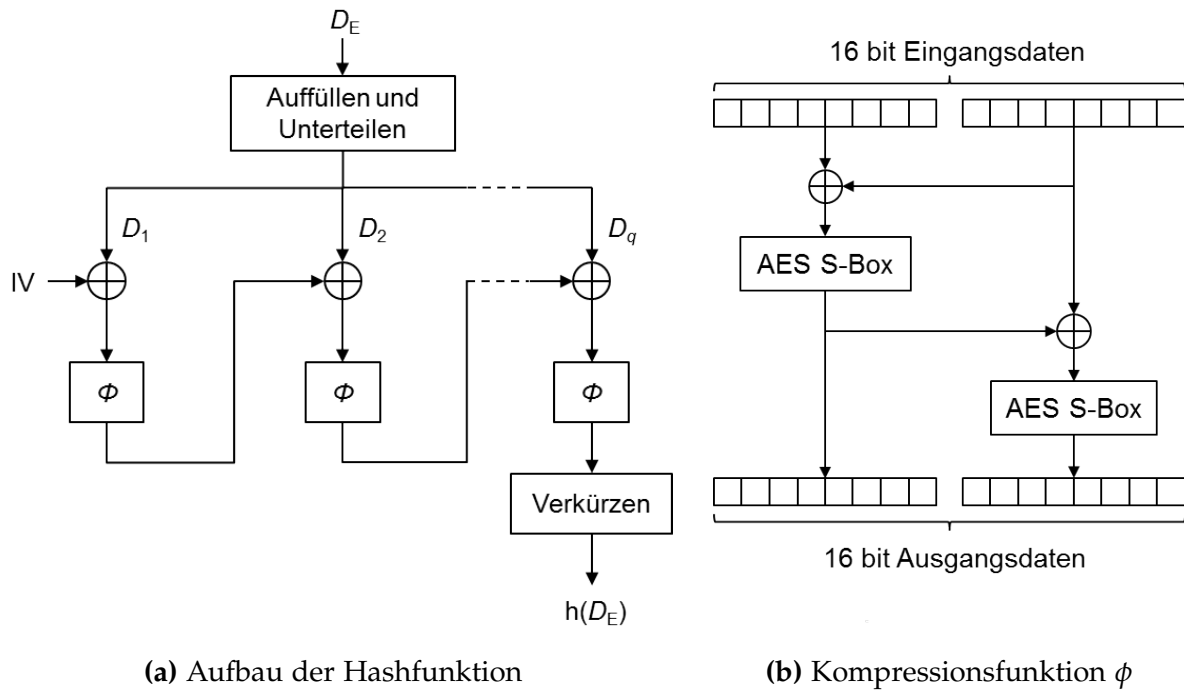


Abbildung 4.17.: Konstruktion der minimalistischen Hashfunktion: a) Grundlegender Aufbau nach dem Merkle-Damgård-Prinzip [KW11]; b) Kompressionsfunktion basierend auf der AES-Substitutionsbox [Kut12].

Abschluss der letzten Runde erfolgt ein optionales Verkürzen des Rundenergebnisses auf den endgültigen Hashwert $h(D_E)$. Dabei werden die höchstwertigen Bits bis zur gewünschten Hashwertlänge abgeschnitten.

Durch Simulation wurde am Beispiel eines 20-bit-Urbildraums in Kombination mit einer Verkürzung des Hashwerts auf sechs Stellen untersucht, inwiefern die entwickelte Hashfunktion die Anforderungen bzgl. Diffusion und Gleichverteilung der Hashwerte erfüllt. Hierzu wurden alle möglichen 2^{20} Urbilder in der *Gray-Codierung* abgebildet. Der Gray-Code weist die Eigenschaft auf, dass sich alle benachbarten Codewörter in nur einem Bit voneinander unterscheiden [HL04]. Die Hamming-Distanz zwischen zwei benachbarten Codewörtern beträgt somit 1. Für alle Urbilder wurden die zugehörigen Hashwerte und deren Hamming-Distanzen zueinander bestimmt. Die errechnete Hamming-Distanz repräsentiert damit die Anzahl der „gekippten“ Ausgabebits, wenn sich das Urbild in nur einer Stelle vom vorherigen unterscheidet. Abbildung 4.18a zeigt das zugehörige Histogramm, aus dem ersichtlich wird, dass im Mittel 50% aller Ausgabebits verändert werden. Damit weist die Hashfunktion die geforderten Diffusionseigenschaften auf.

Da die Hashfunktion eine Transformation von 20 bit Eingangsdaten auf 6 bit Ausgangsdaten durchführt, sind Hashwertkollisionen unausweichlich. Abbildung 4.18b stellt die Häufigkeitsverteilung aller möglichen 6 bit-Hashwerte dar. Die Grafik zeigt, dass die 15 niederwertigsten Hashwerte etwas seltener vorkommen als die übrigen. Da der Unterschied der relativen Häufigkeit moderat ist, geht hiervon jedoch kein Sicherheitsrisiko aus.

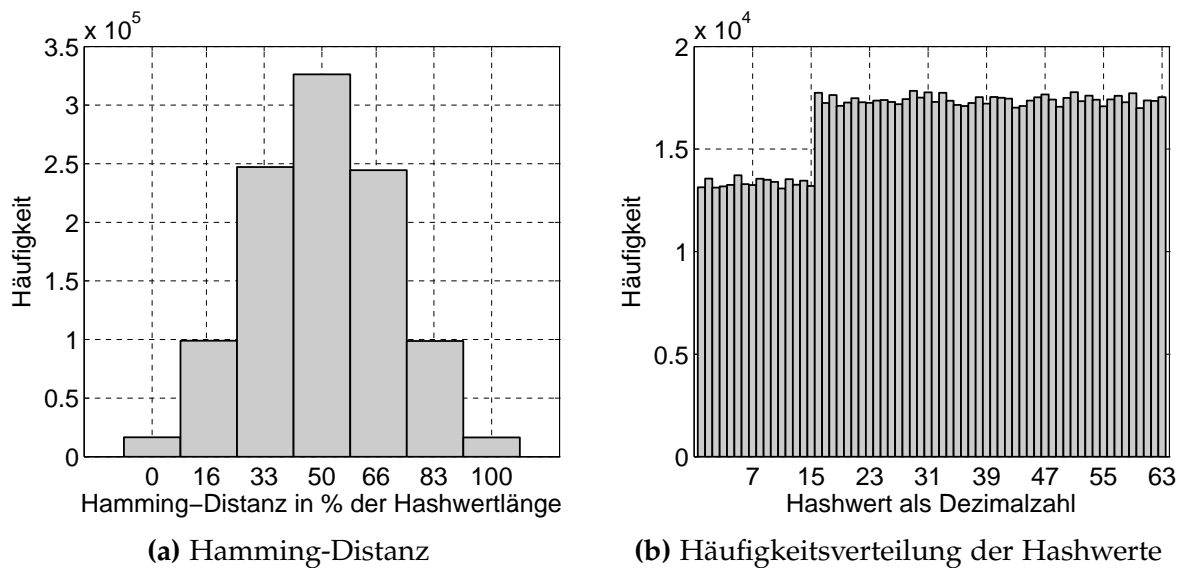


Abbildung 4.18.: Charakterisierung der Hashfunktion bzgl. ihrer Diffusionseigenschaften und Gleichverteilung der Hashwerte, beispielhaft für 20 bit-Urbilder und 6 bit-Hashwerte : a) Hamming-Distanz von je zwei benachbarten Hashwerten für alle möglichen Urbilder in der Gray-Codierung; b) Häufigkeit aller 6 bit-Hashwerte, dargestellt als Dezimalzahlen zwischen 0 und 63.

4.3.2. Integration einer fehlerkorrigierenden Kanalcodierung

Die im vorherigen Abschnitt vorgestellte Hashfunktion erlaubt die Überprüfung der Datenintegrität und -authentizität. Zufällige Bitfehler werden dadurch zwar erkannt, können jedoch nicht korrigiert werden. Da die physikalische Übertragungstrecke nur die Übertragung von ganzen Bytes erlaubt, kann die pro Nachrichtenpaket verbleibende Kapazität für eine fehlerkorrigierende Kanalcodierung genutzt werden. Bei 20 bit langen Sensordatenblöcken und einer erforderlichen Hashwertlänge von 6 bit verbleiben 6 bit zur Übertragung von redundanten Informationen.

In [Kut12] wurden verschiedene fehlerkorrigierende Blockcodes hinsichtlich ihrer Eignung für das Künstliche Akkommodationssystem untersucht. Ein erweiterter (32,26)-Hamming-Code wurde dabei als am besten geeignet identifiziert. Dieser bildet ein 26 bit langes Datenwort (hier 20 bit Sensordaten + 6 bit Hashwert) auf ein 6 bit-Paritätswort ab, woraus eine Codewortlänge von 32 bit resultiert. Der (32,26)-Hamming-Code erlaubt die Korrektur von einem Bitfehler. Zur Korrektur von mehreren Bitfehlern müssen bspw. Reed-Solomon-Codes eingesetzt werden [Kut12], die jedoch einen erheblich größeren Datenoverhead mit sich bringen und deshalb für die interlokale Kommunikation ungeeignet sind.

In Form des Paritätsworts werden redundante Informationen in den Datenverkehr eingeführt. Damit dies nicht die Sicherheit des vorgestellten Authentifizierungsverfahrens schmälert, muss der Hamming-Code zwingenderweise über den bereits verschlüsselten Datenblock gebildet werden. Andernfalls besteht die Möglichkeit, systematisch mit Hilfe des Paritätsworts auf den Klartext der Nachricht rückzuschließen. Die Kanalcodierung ist somit unmittelbar über der Bitübertragungsschicht anzusiedeln, weshalb sich eine Realisierung in Hardware anbietet.

4.3.3. Paketaufbau und Programmablaufsteuerung

Abbildung 4.19 veranschaulicht die Programmablaufsteuerung der interokularen Kommunikation aus Sicht des Master- und Slave-Implantats. Der linke Zweig steuert den Verbindungsaufbau, der sich aus dem pseudo-asynchronen Rendezvous und der Authentifizierungsphase zusammensetzt. Der rechte Zweig ist für den kontinuierlichen Sensordatenaustausch im regulären, zeitsynchronisierten Kommunikationsbetrieb verantwortlich. Der Einfachheit halber sind die Schritte Kanalcodierung und -decodierung sowie potentielle Korrektur von Bitfehlern nicht aufgeführt. Diese erfolgen unmittelbar vor dem Versenden und nach dem Empfangen von Nachrichtenpaketen.

Der Aufbau der erforderlichen Pakettypen ist in Abb. 4.20 dargestellt. Wie bereits in Abschnitt 4.2.2 erläutert, ist von Seiten der Bitübertragungsschicht das Anfügen einer 2 Byte langen Präambel sowie eines 2 Byte langen Synchronisationsworts erforderlich. Den Abschluss eines jeden Pakets bildet das 6 bit-Paritätswort der Hamming-Codierung. Als Beacon bzw. Bestätigungsnachricht während des Verbindungsaufbaus genügen zwei Nachrichtenbits, woraus eine kompakte Paketlänge von 5 Byte resultiert (Pakettypen A und B). Alle übrigen Pakete beinhalten 20 bit Nutzdaten und weisen eine Gesamtlänge von 8 Byte auf. Die Zufallszahl Z_1 wird unverschlüsselt übertragen (Pakettypp C), während, wie in Abschnitt 3.3.4 beschrieben, die Zufallszahl Z_2 (Pakettypp D) mit dem Schlüsselblock S_{VA} und die im regulären Kommunikationsbetrieb anfallenden Sensordaten (Pakettypp E) mit dem fortlaufenden Schlüsselstrom exklusiv-oder-verknüpft werden. Da pro Paket 26 Bits chiffriert werden müssen, können mit der Ausführung einer AES-Verschlüsselungsrunde vier Pakete verschlüsselt bzw. entschlüsselt werden.

Die Zeitsteuerung der Sende- und Empfangsfenster folgt der in Abschnitt 3.2.5.1 konzipierten und in Abschnitt 4.2 evaluierten Medienzugriffssteuerung. Um im Falle von länger anhaltenden Kommunikationsstörungen einen erneuten Verbindungsaufbau zu erzwingen, wird die Fehler-Zählvariable F inkrementiert, sofern *a*) kein Synchronisationswort innerhalb des Schutzintervalls generiert wird (d. h. es wurde kein Paket erhalten) oder *b*) der berechnete und der übertragene Hashwert nach Entschlüsselung der Nachricht nicht übereinstimmen (d. h. die Datenintegrität oder -authentizität ist nicht gegeben). Durch das Überschreiten einer maximal zulässigen Fehleranzahl F_{\max} wird ein erneuter Verbindungsaufbau eingeleitet. Bei einer periodischen, interokularen Kommunikation mit 10 Hz kann F_{\max} z. B. zu 10 gewählt werden, wodurch fortlaufende Übertragungsstörungen von bis zu einer Sekunde toleriert werden. Eine endgültige Festlegung von F_{\max} muss im Rahmen von praktischen Evaluierungen erfolgen.

4.3.4. Ergebnisse der Implementierung

Das Kommunikationsprotokoll wurde in dem in Abschnitt 4.2 vorgestellten Versuchsaufbau implementiert und erprobt. Sämtliche Verfahren wurden in der Programmiersprache C unter Nutzung des GNU-C-Compilers *misp430gcc* in der Version 4.5.3 realisiert. Zur Integration des AES-Verschlüsselungsstandards wurde der von TI bereitgestellte C-Quelltext verwendet und modifiziert [Kre09]. Dabei wurde, wie in Abschnitt 3.3.3.1 begründet, zur Reduktion des erforderlichen Speicherplatzes auf die Implementierung der AES-Entschlüsselungsfunktion verzichtet.

4.3. Realisierung eines authentischen Kommunikationsprotokolls zur Wahrung der Datensicherheit

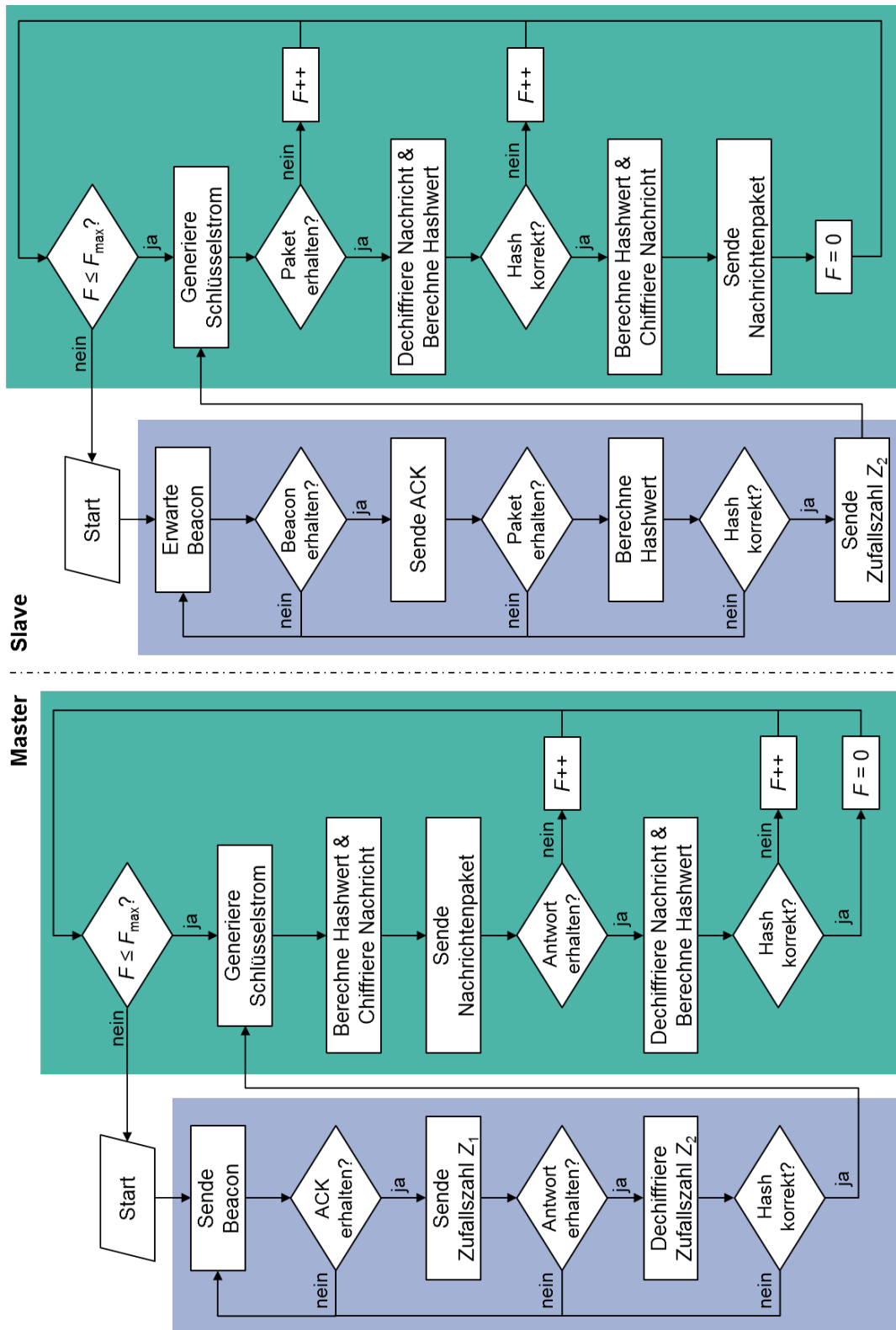


Abbildung 4.19.: Programmablaufsteuerung im Master und Slave zur sicheren, interkularen Kommunikation.

4. Realisierung und Erprobung von Teillösungen

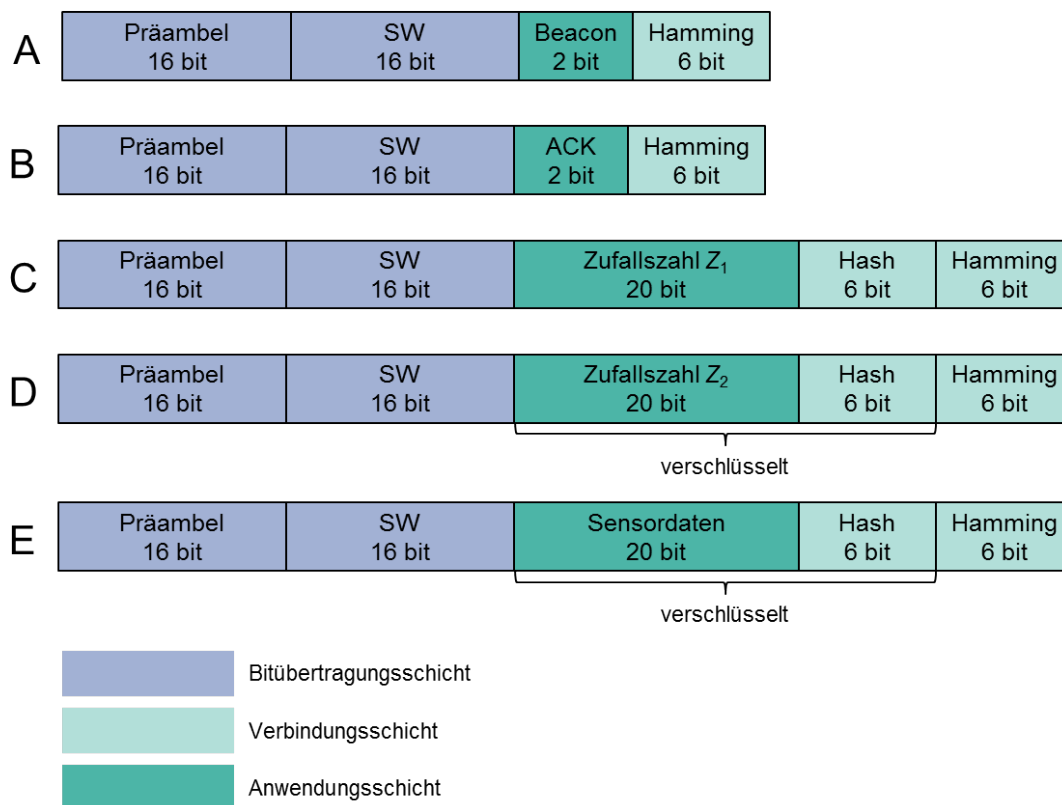


Abbildung 4.20.: Aufbau der verschiedenen Pakettypen und Zuordnung zu den Schichten des Kommunikationsmodells.

Tabelle 4.5 listet den in [Kut12] ermittelten Speicherbedarf sowie die zur Ausführung der verschiedenen Teilfunktionen erforderlichen Rechenzyklen auf. Dabei nicht berücksichtigt sind die ausschließlich für Debugging-Zwecke implementierten Programmbausteine, die im Zielsystem obsolet werden. Insgesamt ist ein Programmspeicher (Flash) von knapp 10 kByte und ein Arbeitsspeicher (RAM) von 522 Byte erforderlich. Aus Tab. 4.5 ist ersichtlich, dass die allgemeine Programmablaufsteuerung inkl. Medienzugriffssteuerung einen verhältnismäßig hohen Anteil am erforderlichen Speicher- und Rechenbedarf aufweist. Durch eine Realisierung in Assembler sowie die Integration der Kommunikation in die übergeordnete Programmablaufsteuerung des Implantats besteht hier noch weiteres Optimierungspotential. Besonders speichereffizient gestaltet sich die minimalistische Hashfunktion. Eine weitere Effizienzsteigerung ist durch die Implementierung der Verschlüsselungs- und Kanalcodierungsverfahren in Hardware erzielbar.

Im Durchschnitt sind ungefähr zehntausend CPU-Zyklen zur Ausführung der einzelnen Teilfunktionen erforderlich. Mit einer optimalen Betriebsfrequenz von 4 MHz [Nag11] leitet sich daraus eine Rechenzeit von rund 2,5 ms pro Kommunikationszyklus ab. Somit ist die Kommunikation problemlos in einen Messzyklus von 100 ms Länge integrierbar. Eine weitere Verkürzung der Rechenzeit kann durch die Implementierung einzelner Funktionen in Hardware erreicht werden. Ferner ist im aktuellen Versuchsaufbau eine Datenübertragung zwischen Mikrocontroller und Transceiver per SPI-Schnittstelle erforderlich. Diese wird hinfällig, sofern im Zielsystem ein ASIC

	Speicherbedarf in Byte	CPU-Zyklen pro Funktionsaufruf	CPU-Zyklen pro Kommunikations- zyklus
AES-Verschlüsselung	2519	4949	2011
Hashfunktion	238	131	262
Kanalcodierung und -decodierung	1154	362	724
Verschiedene Funktionen	6130		
- Paket senden		2503	2503
- Paket empfangen		3454	3454
- Zeitsteuerung		1066	1066
Gesamt	10041		10020

Tabelle 4.5.: Rechenaufwand und Flash-Speicherbedarf des in [Kut12] implementierten Kommunikationsprotokolls.

zum Einsatz kommt, der beide Komponenten unter Nutzung eines gemeinsamen Dual-Port-RAMs vereint.

4.4. Lösungsbewertung

In Kapitel 4 wurden erstmalig Funktionsmuster für eine bedarfsgerechte Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem realisiert und erprobt. Zunächst wurde eine kompakte, für den Betrieb im MICS-Band ausgelegte Antenne entwickelt und gefertigt. Zur Charakterisierung der interokularen Übertragungsstrecke wurde ein Kopfphantom entworfen, das die dielektrischen Eigenschaften des menschlichen Kopfes annähert. Die erzielten Ergebnisse belegen, dass die entwickelte Antenne trotz ihrer geringen Abmessungen eine gleichermaßen robuste, energieeffiziente als auch gewebeverträgliche Kommunikation zwischen beiden Implantaten ermöglicht. In einem letzten Schritt wurde ein vollständiges Kommunikationssystem bestehend aus Antenne, Anpass- und Transceiverschaltung verwirklicht, in einen hochminiaturisierten Demonstrator-Aufbau des Künstlichen Akkommodationssystems integriert und erfolgreich erprobt.

Begleitend zur Realisierung der physikalischen Übertragungsstrecke wurde eine auf das Künstliche Akkommodationssystem zugeschnittene energieoptimale Medienzugriffssteuerung mit dem Ziel einer strikten Minimierung von aktiven Send- und Empfangszeiten ausgearbeitet und im Mikrocontroller implementiert. Hierfür wurde zunächst experimentell die Kurzzeitstabilität verschiedener Taktgeneratoren in Form der Allan-Varianz bestimmt. Gezeigt wurde, dass das in Kapitel 3 konzipierte Zeitsynchronisationsverfahren selbst bei Nutzung äußerst instabiler Taktquellen wie

RC-Oszillatoren den Einsatz kompakter Schutzintervalle zulässt und damit den Anteil von Idle Listening am Gesamtenergiebedarf wirkungsvoll minimiert. In einem abschließenden Schritt wurden Bewertungskriterien für eine ressourcenoptimale Auswahl von Taktgeneratoren für das Künstliche Akkommodationssystem hergeleitet.

Im dritten Abschnitt von Kapitel 4 wurde erstmalig ein authentisches Kommunikationsprotokoll zur Sicherung der interokularen Kommunikation ausgearbeitet und charakterisiert. Hierfür wurde zunächst eine minimalistische Hashfunktion auf Basis der AES-Substitutionsbox entwickelt. Dabei zeigte sich, dass die Hashfunktion die Anforderungen hinsichtlich einer möglichst diffusen Transformation aller möglichen Urbilder erfüllt. Die Authentizität der übertragenen Informationen wird innerhalb des vorgestellten Protokolls durch eine bitweise Verschlüsselung der Nachrichten gewahrt, ohne dass hierfür zusätzlicher Datenoverhead anfällt. Zur Generierung des Schlüsselstroms kommt AES im Betriebsmodus OFB zum Einsatz. Um einzelne Bitfehler während der Nachrichtenübertragung korrigieren zu können, wurde zudem eine Kanalcodierung auf Basis eines (32,26)-Hamming-Codes umgesetzt. Inklusive des durch die Bitübertragungs- und Sicherungsschicht hervorgerufenen Datenoverheads wurden Paketlängen von maximal 8 Byte erzielt. Bei einer im MICS-Band üblichen Datenrate von 250 kbit/s können damit sehr kompakte Sende- und Empfangsfenster von weniger als 300 µs Dauer verwirklicht werden.

Aufgrund der sehr restriktiven Bauraum- und Energieanforderungen im Künstlichen Akkommodationssystem wurden alle Kommunikationskomponenten und -verfahren mit starkem Fokus hinsichtlich ihres Miniaturisierungspotentials und ihrer Energieeffizienz entworfen. Nachfolgend wird der resultierende Ressourcenbedarf der in diesem Kapitel realisierten Lösung analysiert. Des weitern werden zukünftige Optimierungsschritte erörtert und bezüglich ihrer Leistungsaufnahme und ihres Bauraumbedarfs bewertet.

4.4.1. Analyse des Ressourcenbedarfs

Mit den gemessenen Verweildauern des Transceivers und des Mikrocontrollers in den einzelnen Betriebszuständen sowie den in den Datenblättern spezifizierten Stromaufnahmen kann die integrale Leistungsaufnahme der Kommunikation berechnet werden. Tabelle 4.6 listet die zwischen Master und Slave gemittelten Verbrauchswerte von Transceiver (TI CC1101) und Mikrocontroller (TI MSP430F2370) auf. Dabei wird davon

Transceiver			Mikrocontroller		
Zustand	Leistung	Anteil	Funktion	Leistung	Anteil
Sleep	0,4 µW	0,1 %	Verschlüsselung	9,8 µW	4,1 %
Transitionen	48,1 µW	20,0 %	Hashwertberechnung	1,3 µW	0,5 %
SPI-Kommunikation	2,9 µW	1,2 %	Kanalcodierung	3,5 µW	1,5 %
Senden/Empfangen	140,6 µW	58,4 %	Programmsteuerung	34,1 µW	14,2 %
Gesamt	192,0 µW	79,8 %	Gesamt	48,7 µW	20,2 %

Tabelle 4.6.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme der Kommunikation im zeitsynchronisierten, fehlerfreien Betrieb bei einer Kommunikationsfrequenz von 10 Hz.

ausgegangen, dass beide Systeme mit einer minimalen Versorgungsspannung von 1,8 V betrieben werden. Alle übrigen, für die Berechnung wesentlichen Herstellerspezifikationen sind in Anhang A.3.1 aufgelistet. Treten keine Kommunikationsstörungen auf, so resultiert im zeitlichen Mittel eine Leistungsaufnahme von 241 μW , was ungefähr einem Viertel der für alle Subsysteme im Künstlichen Akkommodationssystem durchschnittlich zur Verfügung stehenden Leistung entspricht. Mit 140,6 μW haben die aktiven Sende- und Empfangsphasen des Transceivers den größten Anteil an den Energiekosten. Dank der effektiven Zeitsynchronisation fällt der Anteil von Idle Listening mit 3,3 % sehr gering aus. Verhältnismäßig stark zu Buche schlagen die Transitionen zwischen den verschiedenen Betriebszuständen. Die SPI-Datenkommunikation zwischen Mikrocontroller und Transceiver sowie die Schlafphasen des Transceivers (99 % Zeitanteil) tragen hingegen nur geringfügig zur mittleren Leistungsaufnahme bei.

Im Mikrocontroller entfällt ein Großteil der erforderlichen Rechenkapazität auf die Programmsteuerung. Nur etwas mehr als 6 % der Gesamtleistung wird für die Ausführung der AES-Verschlüsselungsrunden, die Berechnung von Hashwerten und die Kanalcodierung bzw. -decodierung aufgewendet. Wird vollständig auf den Einsatz einer Nachrichtenauthentifizierung verzichtet, dann kann neben den aufgezählten Rechenoperationen ein volles Byte je Nachrichtenpaket eingespart und die integrale Leistungsaufnahme um 32 μW reduziert werden.

	Mittleres Störungsintervall	Mittlere Störungsdauer	Verfügbarkeit der Kommunikation	Integrale Leistungs- aufnahme
Ungestörte Verbindung	–	–	100,00 %	240,7 μW
Szenario A (Normalfall)	30 min	2,5 s	99,86 %	241,6 μW
Szenario B (Worst Case)	1 min	5,0 s	91,67 %	288,6 μW

Tabelle 4.7.: Integrale Leistungsaufnahme im ungestörten und störungsbehafteten Kommunikationsbetrieb.

Tabelle 4.6 betrachtet nur den ungestörten Kommunikationsbetrieb. Aus den in Abschnitt 4.2.2.1 erzielten Ergebnissen geht hervor, dass für die Dauer eines Verbindungsaufbaus ein erhöhter Duty Cycle auftritt. Für $T_{\text{VA,max}} = 3\text{ s}$ erhöht sich die durchschnittliche Leistungsaufnahme während des Verbindungsaufbaus auf 720 μW . Um den Einfluss von möglichen Kommunikationsstörungen auf die Leistungsaufnahme der Kommunikation zu evaluieren, seien exemplarisch die in Tab. 4.7 spezifizierten Störungsszenarien definiert. Szenario A beschreibt einen anzunehmenden Normalfall, bei dem die Kommunikation im Mittel alle 30 min durch eine 0–5 s lang anhaltende Übertragungsstörung gestört wird. Die Dauer der Störung sei dabei gleichverteilt. Dauert die Störung länger als 1 s an, wird ein neuer Verbindungsaufbau eingeleitet. Szenario B repräsentiert einen *Worst Case*, bei dem im Durchschnitt einmal pro Minute eine 0–10 sekundige Übertragungsstörung auftritt. Es ist ersichtlich, dass im Normal-

fall kein nennenswerter Anstieg der Leistungsaufnahme gegenüber dem ungestörten Kommunikationsbetrieb entsteht. Im Worst Case resultiert ein Anstieg von ca. 20 %. Da die Auftrittswahrscheinlichkeit des Worst Case als sehr gering eingestuft werden kann, sind keine weiteren Maßnahmen zur Beeinflussung der Leistungsaufnahme während des Verbindungsaufbaus erforderlich.

Abschließend listet Tab. 4.8 den Bauraumbedarf für die realisierte Kommunikationslösung auf. Die für die Berechnung maßgeblichen Werte sind in Anhang A.3.1 zusammengestellt. Insgesamt erfordert die Kommunikation ein Volumen von knapp 17 mm^3 , was rund einem Viertel des maximal im Implantat zur Verfügung stehenden Bauraums entspricht. Nicht berücksichtigt hierbei ist der für Lötstellen und leitende Verbindungen erforderliche Platz. Aufgrund des planaren Antennendesigns beanspruchen Antenne inkl. Anpassschaltung ein Volumen von weniger als 1 mm^3 . Den mit Abstand größten Bauraum erfordert der gehäuste Transceiver-Chip. Da dieser eine Kantenlänge von 4 mm aufweist, muss für das Zielsystem ein kleinerer Transceiver ausgewählt werden. Das für den Programmspeicher erforderliche Volumen kann zu $0,15 \text{ mm}^3$ abgeschätzt werden und ist somit im Vergleich zu den übrigen Komponenten vernachlässigbar. Da alle anderen Bestandteile des Mikrocontrollers (CPU, Arbeitsspeicher, Peripherie, etc.) auch unabhängig von der Kommunikation erforderlich sind, soll an dieser Stelle die Berücksichtigung des Speicherbedarfs genügen.

4.4.2. Erörterung des weiterführenden Optimierungspotentials

Der im vorherigen Abschnitt abgeleitete Ressourcenbedarf kann auf zwei Wegen weiter reduziert werden. Einerseits kann durch eine Umsetzung der in Abschnitt 3.2 vorgestellten Energieoptimierungsmaßnahmen der Programmablauf im Implantat strukturell zugunsten von kürzeren bzw. selteneren Kommunikationsphasen verändert werden (strukturelle Optimierung). Andererseits kann die genutzte Hardware hinsichtlich ihrer integralen Leistungsaufnahme und ihres Bauraums optimiert werden (technologische Optimierung).

Innerhalb der strukturellen Optimierungsmaßnahmen werden folgende zwei Optimierungsstufen zur weiteren Reduktion des Energiebedarfs vorgeschlagen:

A) Einseitige Akkommodationsbedarfsberechnung

Wie in Abschnitt 3.2.4 geschildert, erfolgt die Berechnung des Vergenzwinkels bei einer einseitigen Akkommodationsbedarfsberechnung nur noch im Slave. Dadurch verringert sich die Nutzdatenmenge des Antwort-Pakets von 20 auf 4 bit. Hieraus resultieren kürzere Sende- und Empfangszeiten, wobei die für Idle Listening aufgewendete Energiemenge konstant bleibt. Des Weiteren kann die effektive Anzahl von AES-Verschlüsselungsrunden verringert werden und es wird eine Hashwertberechnung mit nur einer Kompressionsrunde ermöglicht. Gegenüber der realisierten Lösung lassen sich mit einer einseitigen Akkommodationsbedarfsberechnung $21 \mu\text{W}$ einsparen (Tab. 4.9).

B) Lidschlaggesteuerte Sensordatenerfassung

Zusätzlich zu einer einseitigen Akkommodationsbedarfsberechnung sieht Optimierungsstufe B die in Abschnitt 3.2.3 vorgeschlagene, lidschlaggesteuerte Sensordatenerfassung vor. Damit erfolgt die Kommunikation nicht mehr konstant mit

	Realisierte Lösung	Zeithorizont A	Zeithorizont B
Antenne mit Anpassung	0,92 mm ³	0,76 mm ³	0,76 mm ³
Transceiver mit Peripherie	15,58 mm ³	4,48 mm ³	1,47 mm ³
Speicherzelle	0,15 mm ³	0,15 mm ³	0,04 mm ³
Gesamt	16,65 mm ³	5,38 mm ³	2,27 mm ³

Tabelle 4.8.: Analyse des Bauraumbedarfs für die in diesem Kapitel erarbeitete Lösung, eine theoretisch mit dem Stand der Technik umsetzbare Lösung (Zeithorizonte A) sowie eine potentiell in Zukunft realisierbare Lösung (Zeithorizonte B).

10 Hz, sondern im Rhythmus des detektierten Lidschlags. Da zum Zeitpunkt der Erstellung der vorliegenden Arbeit keine Erfahrungswerte zur Leistungsaufnahme einer Lidschlagsensorik existieren, wird deren mittlere Leistungsaufnahme mit 5 μ W abgeschätzt und der Kommunikation zugerechnet. Unter der Annahme einer durchschnittlichen Blinzelrate von 31 min⁻¹ (vgl. Tab. 3.2) ergibt sich ein erhebliches potentielles Energieeinsparungspotential von rund 93 %.

Wie aus Tab. 4.8 hervorgeht, tragen Antenne, Anpassschaltung und das für den Programmspeicher erforderliche Volumen nur geringfügig zum Bauraumbedarf bei. Sowohl aus platztechnischer, als auch aus energetischer Sicht sollte hardwareseitig zunächst eine Optimierung des Transceivers vorgenommen werden. Daneben kann die zur Abarbeitung der in Tab. 4.5 aufgelisteten Rechenoperationen erforderliche Energiemenge durch die Nutzung eines sparsameren Mikrocontrollers verringert werden. Aus Gründen der Komplexität kann im Rahmen dieser Arbeit keine Optimierung respektive Neuentwicklung des Transceivers oder Mikrocontrollers erfolgen. Das technologische Optimierungspotential wird stattdessen auf Basis der existierenden Literatur abgeschätzt. Dabei werden zwei Zeithorizonte unterschieden:

A) Mit dem derzeitigen Stand der Technik realisierbar

Bereits heute sind energieeffizientere und kompaktere Transceiver und Mikrocontroller als die in dieser Arbeit genutzten Modelle verfügbar. Als derzeit energieeffizienteste Sender-Empfänger-Kombination steht der Transceiver ZL70102 von Zarlink mit einer Leistungsaufnahme von ungefähr 10 mW in RX/TX und einer Datenrate von 400 kbit/s zur Verfügung [Zar10]. Darüber hinaus beherbergt der Chip einstellbare Kondensatorarrays, wodurch der für die externen Anpasskondensatoren erforderliche Bauraum eingespart werden kann. Auf Seiten der Mikrocontroller ist seit Mitte 2012 eine neue 16-Bit-Modellreihe von TI verfügbar, die eine Stromaufnahme von 100 μ A/MHz verspricht [Tex14]. Unter der Voraussetzung, dass die genannten Komponenten ideal miteinander harmonisieren und eine maximale Datenrate von 400 kbit/s genutzt wird, kann die durchschnittliche Leistungsaufnahme mit dem derzeitigen Stand der Technik um mehr als zwei Drittel gegenüber der realisierten Lösung reduziert werden (Tab. 4.9). Wie Tab. 4.8 zeigt, verringert sich der erforderliche Bauraum unterdessen auf 5,38 mm³. Eine detaillierte Auflistung der für die Berechnungen zugrunde liegenden Herstellerspezifikationen befindet sich in Anhang A.3.

	Realisierte Lösung	Zeithorizont A	Zeithorizont B
Realisierte Lösung	241 μW	74 μW	21 μW
Optimierungsstufe A	220 μW	68 μW	19 μW
Optimierungsstufe B	17 μW	9 μW	6 μW

Tabelle 4.9.: Abschätzung des weiteren Optimierungspotentials durch den Einsatz energieeffizienterer Hardware (Zeithorizonte A und B) sowie durch die Implementierung der in Abschnitt 3.2 erläuterten Konzepte zur Energiemaximierung (Optimierungsstufen A und B).

B) Zukünftig realisierbar

Eine zukünftige Kommunikationslösung sieht die Integration des Transceivers und Mikrocontrollers in einem gemeinsamen ASIC vor. Neben einer optimalen Raumaufteilung lässt sich dadurch Speicheroverhead sowie die aktuell über den SPI-Bus realisierte Datenübertragung zwischen Mikrocontroller und Transceiver eliminieren. Analysten von TI gehen davon aus, dass in naher Zukunft – vorangetrieben durch aktuelle Standardisierungsprozesse und Innovationen im Bereich der Body Sensor Networks – MICS-Band-Transceiver mit einer Leistungsaufnahme von ungefähr 2 mW und einer *Die*-Grundfläche von 2,5 mm² verfügbar sein werden [Sha09]. Weiterhin wird erwartet, dass die Stromaufnahme von Low-Power-Mikrocontrollern langfristig auf 75 $\mu\text{A}/\text{MHz}$ sinken wird [Rie13]. Basierend auf diesen Annahmen kann mit zukünftiger Technologie eine Reduktion des Energiebedarfs um mehr als 90 % auf 21 μW erzielt werden. Der erforderliche Bauraum kann zu 2,27 mm³ abgeschätzt werden.

Offensichtlich resultiert das größte Energieeinsparungspotential aus einer Kombination der technologischen und strukturellen Optimierungsmaßnahmen. Wie aus Tab. 4.9 hervorgeht, kann theoretisch eine integrale Leistungsaufnahme von 6 μW erzielt werden. Die mit 5 μW veranschlagte Lidschlagsensorik steuert dabei den mit Abstand größten Anteil zur Gesamtleistungsaufnahme bei. Gelingt die Realisierung einer noch effizienteren Lidschlagdetektion, so ist eine Deckung des gesamten Energiebedarfs im Künstlichen Akkommodationssystem durch Energy Harvesting in greifbare Nähe gerückt [Nag11].

5. Zusammenfassung

Das Ziel der vorliegenden Arbeit bestand in der Entwicklung eines ganzheitlichen Konzepts zur bedarfsgerechten Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem. Das Künstliche Akkommodationssystem ist ein hochintegriertes, mechatronisches Linsenimplantat, welches darauf abzielt, die eingetrübte Augenlinse eines am grauen Star erkrankten Menschen zu ersetzen und damit den Sehkomfort eines jungen Menschen wiederherzustellen. In einer zunehmend alternden Gesellschaft kann das Künstliche Akkommodationssystem somit einen wesentlichen Beitrag zur Steigerung der Lebensqualität liefern. Neben einem Sensorsystem zur Erfassung des Akkommodationsbedarfs, einer adaptiven Optik zur Variation der Brechkraft und einer Energieversorgung erfordert das Künstliche Akkommodationssystem eine Kommunikationseinheit zur drahtlosen Informationsübertragung. Einerseits muss der behandelnde Arzt in die Lage versetzt werden, das Implantat mit Hilfe eines Basisgeräts und einer *externen Kommunikation* zu konfigurieren. Andererseits erfordert das Sensorsystem eine quasi-kontinuierliche, *interokulare Kommunikation* zum Austausch von Sensordaten zwischen beiden Augen.

Der Stand der Technik verdeutlicht, dass das Künstliche Akkommodationssystem das derzeit einzige Implantat mit einer hohen durchschnittlichen Kommunikationsrate ($> 1 \text{ min}^{-1}$) bei einem gleichzeitig stark eingeschränkten Energievorrat ist. Aufgrund der erheblichen Energie- und Bauraumrestriktionen können existierende Kommunikationskonzepte nicht ohne Weiteres auf das Künstliche Akkommodationssystem übertragen werden. Basierend auf einem Referenzmodell zur Abstraktion der Informationsübertragung im Künstlichen Akkommodationssystem wurde deshalb eine methodische Vorgehensweise zur systematischen Entwicklung der Kommunikation abgeleitet. Die Methodik umfasst eine strukturierte Vorgehensweise zur *Gestaltung der physikalischen Übertragungsstrecke*, zur *Maximierung der Energieeffizienz* und zur *Wahrung der Datensicherheit*.

Zur Konzeption der interokularen und externen Übertragungsstrecke wurden zunächst verschiedene physikalische Übertragungsverfahren auf ihre Eignung hinsichtlich einer energieeffizienten, zuverlässigen und gewebeverträglichen Kommunikation untersucht und bewertet. Die Gegenüberstellung der alternativen Verfahren ergab, dass eine induktive Nahfeldkommunikation unter Nutzung des MICS-Bands bei 402–405 MHz das für das Künstliche Akkommodationssystem präferierte Übertragungsverfahren darstellt. Für besagtes Frequenzband wurde eine auf die Geometrie des Implantats zugeschnittene Leiterschleifenantenne mit Anpassschaltung konzipiert und die Übertragungsstrecke zwischen zwei Implantaten unter Berücksichtigung von natürlichen Augenbewegungen modelliert und optimiert. Ferner wurde ein Konzept für die Sende- und Empfangseinheit im externen Basisgerät erstellt. Innerhalb der praktischen Realisierungen wurden Antennen im Maßstab des Zielsystems gefertigt und die interokulare Übertragungsstrecke in einem eigens entwickelten Kopfphantom

charakterisiert. Zuletzt wurde eine vollständige Kommunikationseinheit bestehend aus Antenne, Anpassschaltung, Transceiver und Peripherie erfolgreich in einen Demonstratoraufbau des Künstlichen Akkommodationssystems im Maßstab 2:1 integriert und evaluiert.

Zur Maximierung der Energieeffizienz wurden neue Konzepte zur Reduktion der Kommunikationshäufigkeit, zur Reduktion des Datenvolumens sowie zur energieoptimalen Medienzugriffssteuerung entworfen. Gezeigt wurde, dass die aktiven Send- und Empfangsphasen der Kommunikation durch eine lidschlaggesteuerte Sensordatenerfassung und eine einseitige Akkommodationsbedarfsberechnung gegenüber einer statischen Mess- und Kommunikationsfrequenz signifikant gesenkt werden können. Um unnötig lange Empfangsfenster aufgrund von Idle Listening zu unterbinden, wurde ein Verfahren zur relativen Zeitsynchronisation entworfen und innerhalb der praktischen Realisierungen implementiert und erprobt. Hierzu wurden verschiedene Taktgeneratoren hinsichtlich ihrer Kurzzeitstabilität untersucht. Ebenfalls wurde gezeigt, dass unter Anwendung des Zeitsynchronisationsverfahrens selbst bei der Verwendung von hochminiaturisierten, relativ instabilen Taktgeneratoren ein äußerst geringer Duty Cycle nahe des theoretischen Minimums erzielt werden kann.

Zur Abschätzung des potentiellen Risikos infolge einer durch zufällige Übertragungsfehler oder mutwillige Angreifer gestörten Kommunikationsverbindung wurde eine systematische Gefährdungsanalyse durchgeführt, auf deren Basis anschließend Gegenmaßnahmen zur Sicherung der externen und interokularen Kommunikation abgeleitet wurden. Das Konzept zur langfristigen Sicherung der externen Kommunikation sieht die Nutzung des symmetrischen Verschlüsselungsstandards AES sowie eine rollenbasierte Autorisierung verschiedener Nutzergruppen vor. Zur Wahrung der Datenauthentizität und -integrität innerhalb der interokularen Kommunikation wurde eine minimalistische Hashfunktion entwickelt, die in Kombination mit einer bitweisen Chiffrierung der zu übertragenden Informationen einen guten Kompromiss zwischen Datensicherheit und Energieeffizienz erzielt. Den letzten Schritt bildete die Umsetzung des Sicherheitskonzepts in Form eines authentischen Kommunikationsprotokolls.

Die Ergebnisse der Lösungsbewertung zeigen, dass das in der vorliegenden Arbeit realisierte Kommunikationssystem sowohl im Hinblick auf seinen erforderlichen Bauraum ($\approx 16,7 \text{ mm}^3$), als auch im Hinblick auf seine integrale Leistungsaufnahme ($\approx 241 \text{ } \mu\text{W}$) die Anforderungen des Künstlichen Akkommodationssystems erfüllt. Lediglich der ausgewählte Transceiver-Chip kann aufgrund seiner Flächenausdehnung nicht ohne Weiteres im Ringvolumen um die transparente Optik des Implantats integriert werden und muss langfristig durch eine kompaktere Ausführung ersetzt werden. Abschließend wurde gezeigt, dass durch die Umsetzung von technologischen und strukturellen Optimierungsmaßnahmen noch erhebliches Potential zur weiteren Reduktion des Ressourcenbedarfs besteht.

Die wesentlichen Ergebnisse der vorliegenden Arbeit können wie folgt zusammengefasst werden:

1. Entwicklung einer Methodik zur ganzheitlichen und strukturierten Konzeption der interokularen und externen Kommunikation im Künstlichen Akkommodationssystem.

-
2. Evaluierung von potentiellen physikalischen Übertragungsverfahren für eine zuverlässige, energieeffiziente und gewebeverträgliche Informationsübertragung.
 3. Entwurf, Optimierung und Fertigung einer miniaturisierten Implantatantenne sowie Konzeption einer Antenne für das externe Basisgerät.
 4. Entwicklung und Aufbau eines Kopfphantoms zur Nachbildung der dielektrischen Eigenschaften des menschlichen Kopfes und Charakterisierung der interokularen Übertragungsstrecke in der simulierten Körperumgebung.
 5. Entwurf einer vollständigen Kommunikationseinheit und Integration derselben in einen Demonstrator des Künstlichen Akkommodationssystems im Maßstab 2:1.
 6. Entwicklung und Bewertung von Konzepten zur Maximierung der Energieeffizienz auf Basis einer Lidschlagdetektion und einer einseitigen Akkommodationsbedarfsberechnung.
 7. Entwurf und Implementierung eines Verfahrens zur zeitsynchronisierten Medienzugriffssteuerung für die interokulare Kommunikation sowie Entwicklung einer ereignisgesteuerten Medienzugriffssteuerung für die externe Kommunikation.
 8. Charakterisierung der Kurzzeit-Frequenzstabilität von potentiell nutzbaren Taktgeneratoren und Ableitung einer methodischen Vorgehensweise zur ressourcenoptimalen Auswahl von Taktgeneratoren für das Künstliche Akkommodationssystem.
 9. Systematische Analyse des durch Übertragungsfehler und Angreifer resultierenden Gefährdungspotentials und Ableitung von Konzepten zur Sicherung der externen und interokularen Kommunikation.
 10. Entwurf und Umsetzung eines authentischen und energieeffizienten Kommunikationsprotokolls.
 11. Ableitung von Aussagen zur Leistungsfähigkeit der entwickelten Hard- und Softwarekomponenten.
 12. Nachweis der Funktionsfähigkeit der entwickelten Konzepte.

Ausgehend von der vorliegenden Arbeit sind weiterführende Entwicklungs- und Optimierungsschritte naheliegend. Zunächst sollte ein Basisgerät entwickelt und die zur externen Kommunikation vorgesehenen Verfahren implementiert und erprobt werden. Damit die ereignisgesteuerte Medienzugriffssteuerung der externen Kommunikation erfolgreich umgesetzt werden kann, muss in diesem Zusammenhang auch die induktive Übertragungsstrecke der Energieversorgung mit einer entsprechenden Auswerteschaltung zur Erkennung eines Kommunikationswunschs implementiert werden.

Einen wichtigen Schritt auf dem Weg zum serientauglichen Produkt stellt die Integration der Mikrocontroller- und Transceiverschaltung in einem an die Geometrie des Implantats angepassten ASIC dar. Neben einer effizienten Nutzung des Bauraums sind durch das Teilen gemeinsamer Speicherbereiche und Taktsignale weitere Synergieeffekte zu erwarten. Im Rahmen einer ASIC-Entwicklung ist auch die Implementierung des AES-Verschlüsselungsverfahrens in Hardware zu prüfen, wodurch Teile der zur Datensicherung aufgewendeten Rechenressourcen freigesetzt werden können. Des Weiteren eröffnet die potentielle Nutzung eines MEMS-Resonators die Möglichkeit, die Kurzzeitstabilität der lokalen Taktgeneratoren positiv zu beeinflussen und damit noch kürzere Schutzintervalle zu erzielen [SiTo9].

Nicht zuletzt sollte zur Maximierung der Energieeffizienz eine Sensorschaltung zur Detektion von Lidschlagbewegungen umgesetzt werden. In klinischen Studien ist zu prüfen, inwiefern eine lidschlaggesteuerte Sensordatenerfassung eine zuverlässige und benutzerfreundliche Basis zur Ermittlung des Akkommodationsbedarfs darstellt. Da eine lidschlagbasierte Programmablaufsteuerung nicht nur den Duty Cycle der Kommunikation, sondern auch die effektiven Betriebszeiten des Sensor- und Aktorsystems signifikant zu reduzieren vermag, kann sie auf lange Sicht eine Energieversorgung des Künstlichen Akkommodationssystems auf Basis von Energy Harvesting ermöglichen.

In Bezug auf die Zulassung des Künstlichen Akkommodationssystems als Nutzer des MICS-Bands besteht Handlungsbedarf auf Seiten der Normgebung. Bei einem Medienzugriff ohne Listen-Before-Talk (LBT) erlauben die derzeit gültigen Normen maximal 100 Transmissionen pro Stunde. Die in Abschnitt 4.1.4.3 durchgeführten Abschätzungen belegen, dass aufgrund der äußerst geringen erforderlichen Sendeleistungen selbst von einer quasi-kontinuierlichen Kommunikation des Künstlichen Akkommodationssystems keine Gefahr für die Primärnutzer des Frequenzspektrums ausgeht. Daher ist zu prüfen, inwiefern die bestehende, historisch gewachsene Reglementierung zugunsten einer neuen Generation von häufig, aber energiearm kommunizierenden Implantaten angepasst werden kann.

Die in dieser Arbeit vorgestellten Konzepte und Verfahren wurden im Hinblick auf ein künstliches Akkommodationssystem in der Gestalt einer Intraokularlinse entwickelt, können darüber hinaus aber auch im Kontext von intelligenten Kontaktlinsen angewandt werden [BGN⁺14a]. Neben einer Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit zielen intelligente Kontaktlinsen u. a. auf eine Überwachung physiologischer Parameter (Blutzucker, Augeninnendruck u. Ä.) sowie eine computergestützte Erweiterung der Realitätswahrnehmung (*Augmented Reality*) ab [PLL⁺10, Ell12, TSB⁺13, Pau14]. Darüber hinaus kann insbesondere das auf Energieeffizienz optimierte Verfahren zur zeitsynchronisierten Medienzugriffssteuerung auf ähnliche, hochgradig ressourcenbeschränkte Mikrosysteme mit einem regelmäßigen Kommunikationsbedarf angewandt werden. Als Beispiele seien implantierbare Sensor-Aktor-Systeme genannt, mit denen in Zukunft z. B. eine gezielte Bekämpfung von Tumor-Zellen oder eine kontinuierliche Regulierung des Blutzuckerspiegels ermöglicht werden soll [Bec12, BB13].

A. Anhang

A.1. Modellierung und Charakterisierung der physikalischen Übertragungsstrecke

A.1.1. Abschätzung des interimplantären Kopplungsfaktors

Der Kopplungsfaktor ist definiert als das Verhältnis des in der Empfangsantenne eingekoppelten Flusses Φ_{RX} zum Gesamtfluss der Sendeantenne Φ_{TX} [Kolo1]:

$$k = \frac{\Phi_{\text{RX}}}{\Phi_{\text{TX}}}. \quad (\text{A.1})$$

Das durch die Sendeantenne generierte Magnetfeld lässt sich mit Hilfe des Biot-Savart-Gesetzes berechnen. In differentieller Form beschreibt dieses die magnetische Flussdichte an einem Beobachtungspunkt \vec{p} , hervorgerufen durch den Strom \vec{I} in einem infinitesimalen Leiterstück ds mit dem Ortsvektor \vec{p}_s [Sch13b]:

$$d\vec{B}(\vec{p}) = \frac{\mu}{4\pi} \frac{\vec{I} \times (\vec{p} - \vec{p}_s)}{|\vec{p} - \vec{p}_s|^3} ds. \quad (\text{A.2})$$

Wird der Koordinatenursprung, wie in Abb. A.1 dargestellt, in den Mittelpunkt einer kreisförmigen Leiterschleife gelegt, lassen sich

$$\vec{I} = I_{\text{TX}} \begin{pmatrix} 0 \\ -\sin \varphi \\ \cos \varphi \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

und $ds = r_A d\varphi$ substituieren. r_A ist hierbei der Radius der Leiterschleife. Die Integration von (A.2) über 360° (d. h. über eine Antennenwindung) liefert die magnetische Flussdichte $\vec{B}(\vec{p}_{\text{RX}})$ im Mittelpunkt der Empfangsantenne:

$$\vec{B}(\vec{p}_{\text{RX}}) = \frac{\mu}{4\pi} I_{\text{TX}} \int_0^{2\pi} \frac{(0 \ -\sin \varphi \ \cos \varphi)^T \times (\vec{p}_{\text{RX}} - \vec{p}_s)}{|\vec{p}_{\text{RX}} - \vec{p}_s|^3} r_A d\varphi. \quad (\text{A.4})$$

Aufgrund des großen Augenabstands bezogen auf die größtmögliche Antennenausdehnung kann die magnetische Flussdichte innerhalb der Empfangsantenne als homogen angenommen werden. Der Fluss lässt sich somit als Multiplikation der magnetischen Flussdichte mit der wirksamen Antennenfläche A_A berechnen:

$$\Phi_{\text{RX}} = A_A \cdot \frac{\mu}{4\pi} I_{\text{TX}} \int_0^{2\pi} \frac{(0 \ -\sin \varphi \ \cos \varphi)^T \times (\vec{p}_{\text{RX}} - \vec{p}_s)}{|\vec{p}_{\text{RX}} - \vec{p}_s|^3} r_A d\varphi. \quad (\text{A.5})$$

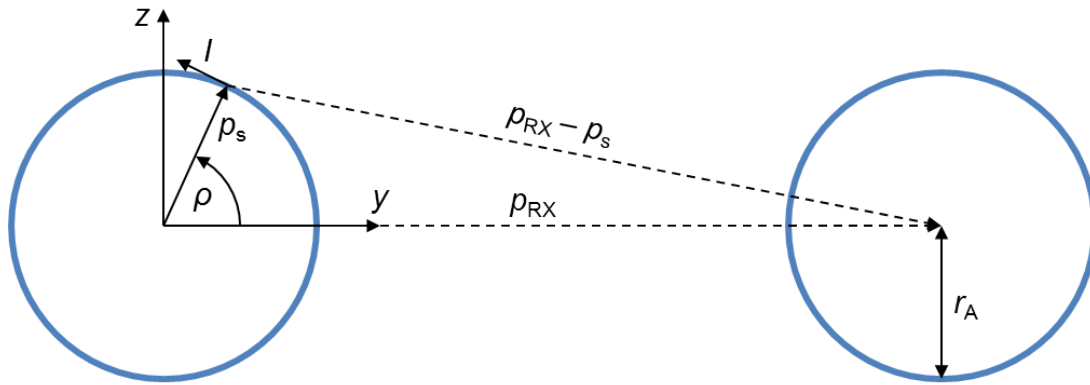


Abbildung A.1.: Geometrisches Modell zur Berechnung der magnetischen Flussdichte an einem beliebigen Beobachtungspunkt \vec{p} , hervorgerufen durch einen kreisrunden, stromdurchflossenen Leiter.

Der Fluss durch die Sendeantenne ergibt sich aus dem Flächenintegral von $\vec{B}(\vec{p})$ über die von einer Leiterschleife eingeschlossene Fläche A :

$$\Phi_{\text{TX}} = \iint_A \left(\frac{\mu}{4\pi} I_{\text{TX}} \int_0^{2\pi} \frac{(0 \ -\sin\varphi \ \cos\varphi)^T \times (\vec{p} - \vec{p}_s)}{|\vec{p} - \vec{p}_s|^3} r_A d\varphi \right) dA. \quad (\text{A.6})$$

Durch Einsetzen von (A.5) und (A.6) vereinfacht sich (A.1) zu

$$k = \frac{\iint_A \left(\int_0^{2\pi} \frac{(0 \ -\sin\varphi \ \cos\varphi)^T \times (\vec{p} - \vec{p}_s)}{|\vec{p} - \vec{p}_s|^3} d\varphi \right) dA}{A_A \cdot \int_0^{2\pi} \frac{(0 \ -\sin\varphi \ \cos\varphi)^T \times (\vec{p}_{\text{RX}} - \vec{p}_s)}{|\vec{p}_{\text{RX}} - \vec{p}_s|^3} d\varphi}. \quad (\text{A.7})$$

Unter der Annahme einer koplanaren Antennenanordnung, einem Augenabstand von 65 mm sowie einem Antennendurchmesser von 9 mm ergibt sich durch numerisches Lösen von (A.7) ein interimplantärer Kopplungsfaktor von 0,0003.

A.1.2. Antennenanpassung

Das symmetrische Netzwerk aus Abb. 3.11 kann gemäß [Sky09] in ein äquivalentes unsymmetrisches Netzwerk konvertiert werden (Abb. A.2a). Hierzu wird entlang der Symmetrieachse des Netzwerks ein virtuelles Massebezugspotential eingeführt, wobei folgende Regeln gelten:

- Die Impedanzen aller Serienelemente bleiben unverändert.
- Die Impedanzen aller Parallelelemente werden halbiert.

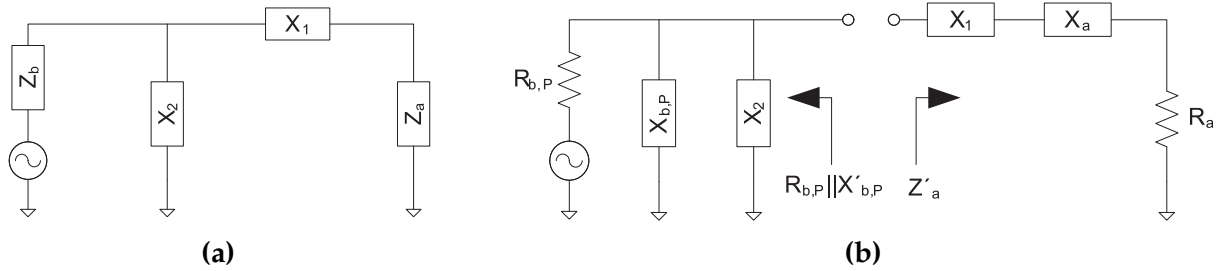


Abbildung A.2.: Ersatzschaltbilder der Antennen-Anpassschaltung: (a) Äquivalente unsymmetrische Darstellung der Anpassschaltung aus Abb. 3.11; (b) Umformung in zwei Subnetzwerke nach [Sky09]: Reihenschaltung aus Antenne und Serienreaktanz (rechts) sowie Parallelschaltung aus Transceiver und Parallelreaktanz (links).

Somit gelten folgende Substitutionen und Variablennamen:

$$\begin{aligned} Z_a &= \frac{1}{2}Z_A = \frac{1}{2}(R_A + jX_A) & Z_a &= R_a + jX_a \\ Z_b &= \frac{1}{2}Z_{TX} = \frac{1}{2}(R_{TX} + jX_{TX}) & Z_b &= R_b + jX_b \\ X_1 &= X_S = -\frac{1}{\omega C_S} & X_2 &= \frac{1}{2}X_P = -\frac{1}{2\omega C_P} \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Das Problem besteht nun in der Anpassung der resultierenden Antennenimpedanz Z_a an die resultierende Transceiverimpedanz Z_b .

Hierzu wird das Netzwerk, wie in Abb. A.2b dargestellt, zunächst in zwei Subnetzwerke untergliedert. Die Impedanz der Serienschaltung aus Antenne (Z_a) und Serienkapazität (X_1) beträgt

$$Z'_a = R_a + jX'_a = R_a + j(X_a + X_1). \quad (\text{A.9})$$

Z_b wird mit

$$R_{b,P} = \frac{R_b^2 + X_b^2}{R_b} \quad R_{b,P} = \frac{R_b^2 + X_b^2}{X_b} \quad (\text{A.10})$$

in eine äquivalente Parallelschaltung aus $R_{b,P}$ und $X_{b,P}$ überführt. Der Blindanteil $X_{b,P}$ kann wiederum mit der Reaktanz X_2 der Parallelkapazität zu einer äquivalenten Reaktanz

$$X'_{b,P} = X_{b,P} \parallel X_2 = \frac{1}{\frac{1}{X_{b,P}} + \frac{1}{X_2}} \quad (\text{A.11})$$

zusammengefasst werden.

Um eine komplex konjugierte Anpassung zu erzielen, muss $R_{b,P}$ der äquivalenten Darstellung von R_a als Parallelwiderstand entsprechen, d. h. es muss

$$R_{b,P} \stackrel{!}{=} \frac{R_a^2 + X_a'^2}{R_a} \quad (\text{A.12})$$

gelten, woraus sich die geforderte Serienreaktanz X_1 ableiten lässt:

$$X_1 = R_a \sqrt{\frac{R_{b,P}}{R_a} - 1} - X_a \quad (\text{A.13})$$

X_2 muss so ausgelegt werden, dass die äquivalente Darstellung von X'_a als Parallelreaktanz durch $X'_{b,P}$ kompensiert wird:

$$X'_{b,P} \stackrel{!}{=} -\frac{R_a^2 + X_a'^2}{X_a'} \quad (\text{A.14})$$

Durch Umformen und Einsetzen von (A.11) in (A.14) folgt:

$$X_2 = -\frac{1}{\frac{1}{X_{b,P}} + \frac{X_a'}{R_a^2 + X_a'^2}} \quad (\text{A.15})$$

Aus (A.8), (A.13) und (A.15) ergeben sich schlussendlich die gesuchten Kapazitäten C_S und C_P zu

$$C_S = -\frac{2}{\omega \left(\sqrt{\frac{R_{TX}^2 + X_{TX}^2}{2R_{TX}R_A} - 1} \cdot R_A - \omega L_A \right)} \quad (\text{A.16})$$

und

$$C_P = \frac{1}{2\omega} \left(\frac{2X_{TX}}{R_{TX}^2 + X_{TX}^2} + \frac{\omega L_A - \frac{1}{\omega C_S}}{\frac{1}{4}R_A^2 + \frac{1}{(\omega C_S)^2}} \right). \quad (\text{A.17})$$

A.1.3. Messtechnische Ermittlung der differentiellen S-Parameter

Gewöhnliche Netzwerkanalysatoren messen die auf Masse bezogenen Reflexions- und Transmissionskoeffizienten. Um daraus die Eingangsreflexion einer differentiell gespeisten Antenne sowie den Vorwärts-Transmissionsfaktor der gesamten Kommunikationsstrecke, d. h. die in Abschnitt 3.1 hergeleitete Leistungsübertragungseffizienz zu ermitteln, sind die nachfolgenden Umrechnungen erforderlich.

Zunächst sei die Beziehung zwischen den reflektierten Wellen b_i und den einlaufenden Wellen a_j eines Viertors anhand der allgemeinen S-Parameter definiert [TS10]:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix}}_{S_{\text{Std}}} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Hierbei ist S_{Std} die messtechnisch ermittelbare S-Matrix. Je zwei physikalische Tore können zu einem logischen Zweitor kombiniert werden, wobei je nach Propagationsmodus Gleichtakt- (engl. Common Mode, Index C) und Gegentakt-Signale (engl. Differential Mode, Index D) unterschieden werden. Analog zu (A.18) ergeben sich daraus die an jedem Tor reflektierten Leistungen zu

$$\begin{pmatrix} b_{D1} \\ b_{D2} \\ b_{C1} \\ b_{C2} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} S_{DD11} & S_{DD12} & S_{DC11} & S_{DC12} \\ S_{DD21} & S_{DD22} & S_{DC21} & S_{DC22} \\ S_{CD11} & S_{CD12} & S_{CC11} & S_{CC12} \\ S_{CD21} & S_{CD22} & S_{CC21} & S_{CC22} \end{pmatrix}}_{S_{\text{MM}}} \begin{pmatrix} a_{D1} \\ a_{D2} \\ a_{C1} \\ a_{C2} \end{pmatrix}, \quad (\text{A.19})$$

wobei S_{MM} als Mixed-Mode-S-Matrix bezeichnet wird [BE95]. S_{DDij} sind die differentiellen S-Parameter, die es zu bestimmen gilt. S_{CCij} , S_{DCij} und S_{CDij} werden Common-Mode- bzw. Cross-Mode-S-Parameter genannt.

Für den Zusammenhang zwischen Standard- und Mixed-Mode Signalen gelten folgende Beziehungen [BE95]:

$$\begin{aligned} a_{D1} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 - a_2) & a_{C1} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + a_2) \\ b_{D1} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 - b_2) & b_{C1} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 + b_2) \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

$$\begin{aligned} a_{D2} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(a_3 - a_4) & a_{C2} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(a_3 + a_4) \\ b_{D2} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(b_3 - b_4) & b_{C2} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(b_3 + b_4) \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

In Matrixschreibweise:

$$\begin{pmatrix} a_{D1} \\ a_{D2} \\ a_{C1} \\ a_{C2} \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{M}} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Analog zu (A.22) gilt:

$$\begin{pmatrix} b_{D1} \\ b_{D2} \\ b_{C1} \\ b_{C2} \end{pmatrix} = \mathbf{M} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} \quad (\text{A.23})$$

Weiterhin lässt sich zeigen, dass $S_{\text{MM}} = \mathbf{M} S_{\text{Std}} \mathbf{M}^{-1}$ gilt [BE97], woraus sich schließlich die Mixed-Mode-S-Parameter in Abhängigkeit der Standard-S-Parameter bestimmen lassen:

$$S_{\text{MM}} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22} & S_{13} - S_{14} - S_{23} + S_{24} & \cdots & \cdots \\ S_{31} - S_{32} - S_{41} + S_{42} & S_{33} - S_{34} - S_{43} + S_{44} & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{pmatrix} \quad (\text{A.24})$$

Wird die Sendeantenne an die physikalischen Tore 1 und 2 und die Empfangsantenne an die Tore 3 und 4 angeschlossen, lässt sich aus (A.24) die differentielle Eingangsreflexion einer jeden Antenne zu

$$S_{DD11} = \frac{1}{2} (S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22}) \quad (\text{A.25})$$

bzw.

$$S_{DD22} = \frac{1}{2} (S_{33} - S_{34} - S_{43} + S_{44}) \quad (\text{A.26})$$

bestimmen. Die Leistungsübertragungseffizienz entspricht dem Vorwärts-Transmissionsfaktor

$$S_{DD21} = \frac{1}{2} (S_{31} - S_{32} - S_{41} + S_{42}), \quad (\text{A.27})$$

womit alle gesuchten Kenngrößen aus den Standard-S-Parametern abgeleitet sind.

A.2. Aufbau von Funktionsmustern

Abbildung A.3a zeigt die Gesamtschaltung des in Abschnitt 4.1.5 realisierten Demonstrator-Aufbaus des Künstlichen Akkommodationssystems, bestehend aus drei miteinander verbundenen, vierlagigen Platinen. Eine Detailansicht der Transceiver-schaltung ist in Abb. A.3b dargestellt. Abbildung A.4a zeigt eine Großaufnahme der Leiterschleifenantenne, die aus zwei Windungen besteht und innerhalb der Spule zur induktiven Energieversorgung angeordnet ist. Des Weiteren ist die Anpassschaltung bestehend aus drei Kondensatoren in Abb. A.4b dargestellt. Bei den vergleichsweise großen Kondensatoren handelt es sich um Pufferkapazitäten der Energieversorgung.

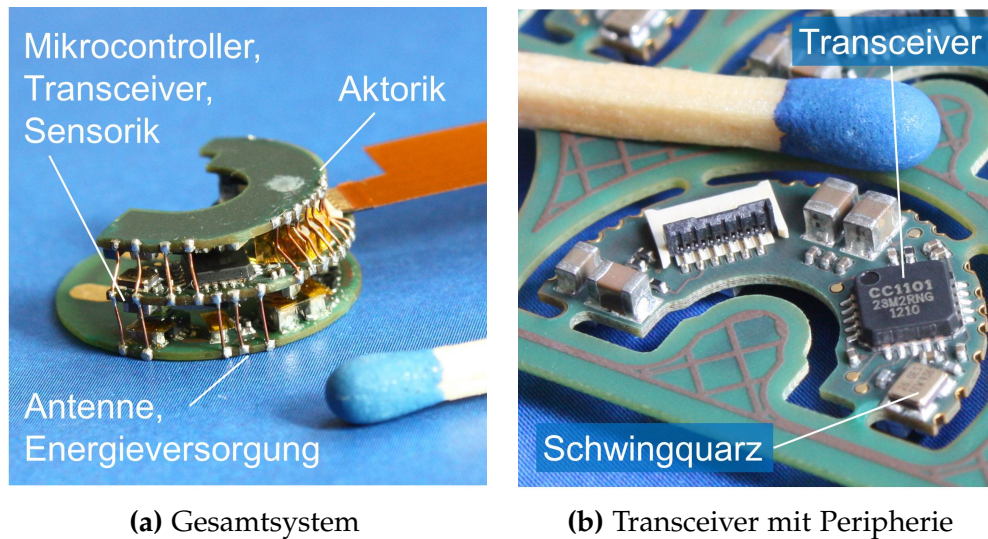


Abbildung A.3.: Funktionsmuster des Künstlichen Akkommodationssystem im Maßstab 2:1. (a) Gesamtschaltung inkl. Kommunikation, Energieversorgung, Sensorik, Steuerung und Aktorik; (b) Detailansicht der Transceiverschaltung.

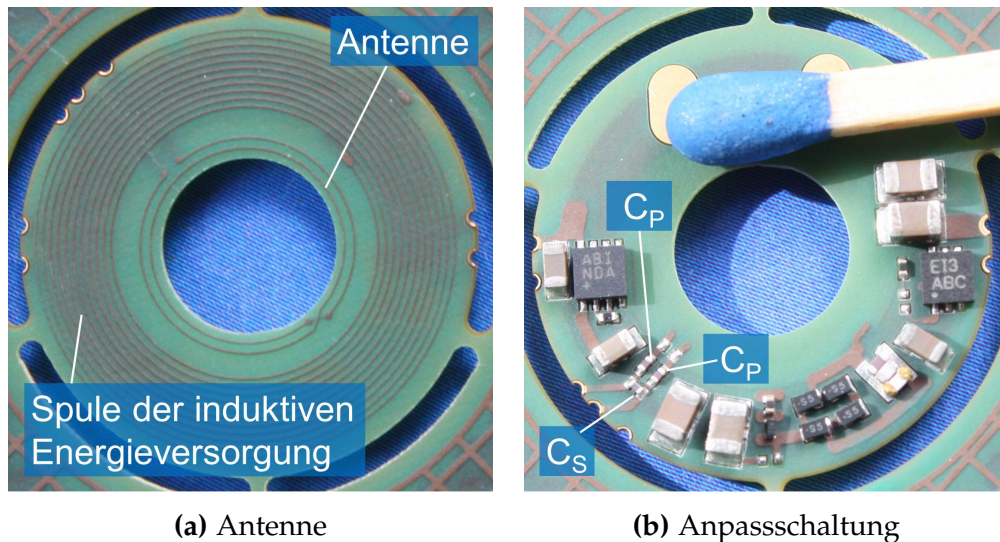


Abbildung A.4.: Detailansichten des Demonstrators: (a) Antenne und Spule zur induktiven Energieeinkopplung; (b) Anpassschaltung und verschiedene Komponenten der Energieversorgung.

A.3. Ressourcenbedarfsanalyse der Kommunikation

A.3.1. Ressourcenbedarf der realisierten Lösung

Im Rahmen der praktischen Realisierungen wurden Transceiver vom Typ CC1101 [Tex10a] und Mikrocontroller vom Typ MSP430F2370 [Tex10b] eingesetzt. Die zur Berechnung der Leistungsaufnahme erforderlichen Kennwerte beider Bausteine sind in Tab. A.1 und Tab. A.2 zusammengestellt. Abbildung A.5 liefert einen Überblick über alle relevanten Transceiver-Zustände und deren Transitionen.

Parameter	Wert
Stromaufnahme Sleep	0,2 μ A
Stromaufnahme Idle	1,7 mA
Stromaufnahme RX	15,7 mA
Stromaufnahme TX (Sendeleistung -6 dBm)	13,1 mA
Datenrate	250 kbit/s
Transition T_1 (Sleep nach Idle)	150 μ s
Transition T_2 (Idle nach Sleep)	< 1 μ s
Transition T_3 (Idle nach TX)	75 μ s
Transition T_4 (TX nach Sleep)	< 1 μ s
Transition T_5 (Idle nach RX)	75 μ s
Transition T_6 (RX nach Idle)	< 1 μ s
Transition T_7 (RX nach Sleep)	< 1 μ s
Receiver-Sensitivität	-95 dBm
Geometrische Dimensionen (QFN-Gehäuse)	4x4x0,8 mm ³

Tabelle A.1.: Kennwerte des eingesetzten Transceivers CC1101 [Tex10a]. Sämtliche Werte beziehen sich (wo relevant) auf eine Brutto-Datenrate von 250 kbit/s und eine Betriebsspannung von 1,8 V.

Parameter	Wert
CPU-Taktrate	1 MHz
Stromaufnahme (aktiv)	270 μ A
SPI-Datenrate	1 Mbit/s
Geometrische Dimensionen (QFN-Gehäuse)	6,15x6,15x0,9 mm ³

Tabelle A.2.: Kennwerte des eingesetzten Mikrocontrollers MSP430F2370 [Tex10b].

Da der Mikrocontroller allen Subsystemen des Künstlichen Akkommodationssystems dient, wurden nur die zur Ausführung der Kommunikation erforderlichen Rechenschritte in die Ressourcenbedarfsanalyse einbezogen. Schlafphasen des Mikrocontrollers sind ebenfalls unberücksichtigt.

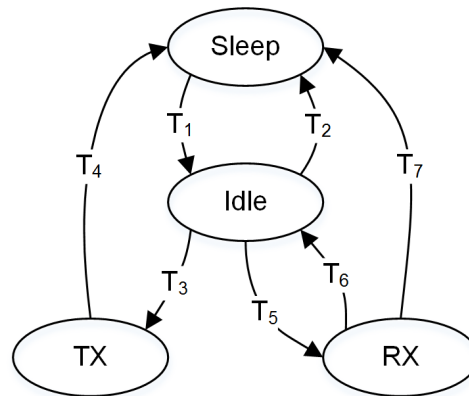


Abbildung A.5.: Vereinfachtes Zustandsdiagramm mit allen relevanten Zuständen und Transitionen für die in Kapitel 4 realisierte Lösung modifiziert nach [Tex10a]. Die Transitionszeiten sind aus Tab. A.1 ersichtlich.

Der erforderliche Bauraum setzt sich aus den in Tab. A.3 spezifizierten Einzelkomponenten zusammen. Da aus den Datenblättern des Mikrocontrollers nicht hervorgeht, welchen Volumenanteil der Flash-Speicher ausmacht, wird die Speicherdichte konservativ mit $1 \text{ bit}/\mu\text{m}^2$ abgeschätzt. Eine entsprechende Speicherdichte lässt sich in einem 130 nm-Prozess, der der Mikrocontroller-Familie MSP430 zugrunde liegt, realisieren [Str12].

Komponente	Volumen	Beschreibung
Antenne	$0,76 \text{ mm}^3$	Grundfläche $11,14 \text{ mm}^2$, Substrathöhe $50 \mu\text{m}$, Metallisierung Ober- und Unterseite je $9 \mu\text{m}$
Anpassschaltung	$0,16 \text{ mm}^3$	3 diskrete SMD-Kondensatoren der Baugröße 0201 (Länge $0,6 \text{ mm}$, Länge $0,3 \text{ mm}$)
Transceiver-Chip	$13,6 \text{ mm}^3$	TI CC1101 in QFN-Bauform, Kantenlänge 4 mm , Höhe $0,85 \text{ mm}$
Schwingquarz	$1,44 \text{ mm}^3$	26MHz-Schwingquarz zur Trägergenerierung, Bezeichnung <i>TAS2016B</i> , Hersteller <i>TEW Tokyo Denpa</i> [Cof14]
Passive Bauteile	$0,5 \text{ mm}^3$	9 Kondensatoren und 1 Widerstand zur Beschaltung des Transceivers, ausgeführt als SMD-Bauteile der Baugröße 0201
Programmspeicher	$0,15 \text{ mm}^3$	20 kByte ROM-Speicher bei einer Speicherdichte von $1 \text{ bit}/\mu\text{m}^2$ [Str12] und einer Mikrocontroller-Chiphöhe von $0,9 \text{ mm}$ [Tex10b]

Tabelle A.3.: Erforderlicher Bauraum der einzelnen Komponenten der realisierten Lösung.

A.3.2. Ressourcenbedarf unter Ausschöpfung des Optimierungspotentials

Wie in Abschnitt 4.4.2 ausgeführt, lässt sich der Ressourcenbedarf durch weitere Optimierungsschritte (Optimierungsstufen A und B) in Kombination mit ressourceneffizienterer Hardware (Zeithorizonte A und B) zusätzlich reduzieren. Die Tabellen A.4–A.11 geben Aufschluss über die anteilige Zusammensetzung der Leistungsaufnahme für alle in Tab. 4.9 aufgeführten Kombinationen. Die Abschätzungen stützen sich dabei auf folgende Komponentenauswahl:

Zeithorizont A

- Transceiver *Zarlink ZL70102* [Zar10]
 - Versorgungsspannung: 2,1 V
 - Stromaufnahmen: 10 nA (Sleep), 0,95 mA (Idle), 4,9 mA (TX), 4,3 mA (RX)
 - Datenrate: 400 kbit/s
 - Dimensionen: 4,28x3,15x0,275 mm³ (Bare-Die)
 - Externe Beschaltung: Zwei SMD-Kondensatoren der Baugröße 0201
- Schwingquarz *TAS1612D*, Hersteller *TEW Tokyo Denpa*, Dimensionen 1,6x1,2x0,35 mm³
- Anpasskondensatoren im Transceiver integriert
- Microcontroller TI MSP430FR58xx [Tex14]
 - Versorgungsspannung: 1,8 V
 - Stromaufnahme aktiv: 100 μA/MHz
 - Speicherdichte: 1 bit/μm²
 - Chip-Höhe: 0,9 mm

Zeithorizont B

- Zukünftiger Transceiver nach [Shao9]
 - Versorgungsspannung: 1,0 V (Analogteil), 0,7 V (Digitalteil)
 - Leistungsaufnahmen: 21 nW (Sleep), 0,05 mW (Idle), 1,9 mW (TX), 2,1 mW (RX)
 - Datenrate: 428 kbit/s
 - Dimensionen: 0,69 mm³ (Anteil am ASIC)
 - Externe Beschaltung: Zwei SMD-Kondensatoren der Baugröße 0201
- Schwingquarz *TAS1612D*, Hersteller *TEW Tokyo Denpa*, Dimensionen 1,6x1,2x0,35 mm³
- Annahme: Anpasskondensatoren im ASIC integriert
- Zukünftiger Microcontroller nach [Rie13]
 - Versorgungsspannung: 1,5 V
 - Stromaufnahme aktiv: 75 μA/MHz
 - Speicherdichte: 1 bit/μm²
 - ASIC-Höhe: 0,28 mm

Transceiver		Mikrocontroller	
Zustand	Leistung	Funktion	Leistung
Sleep	0,02 μ W	Verschlüsselung	3,62 μ W
Transitionen	20,48 μ W	Hashwertberechnung	0,47 μ W
SPI-Kommunikation	1,92 μ W	Kanalcodierung	1,30 μ W
Senden/Empfangen	33,44 μ W	Programmsteuerung	12,64 μ W
Gesamt	55,85 μ W	Gesamt	18,04 μ W

Tabelle A.4.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme ohne strukturelle Optimierung bei Nutzung der in Zeithorizont A verfügbaren Hardware.

Transceiver		Mikrocontroller	
Zustand	Leistung	Funktion	Leistung
Sleep	0,02 μ W	Verschlüsselung	2,26 μ W
Transitionen	3,15 μ W	Hashwertberechnung	0,29 μ W
Senden/Empfangen	6,57 μ W	Kanalcodierung	0,81 μ W
		Programmsteuerung	7,90 μ W
Gesamt	9,74 μ W	Gesamt	11,27 μ W

Tabelle A.5.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme ohne strukturelle Optimierung bei Nutzung der in Zeithorizont B verfügbaren Hardware.

Transceiver		Mikrocontroller	
Zustand	Leistung	Funktion	Leistung
Sleep	0,36 μ W	Verschlüsselung	6,67 μ W
Transitionen	48,06 μ W	Hashwertberechnung	0,85 μ W
SPI-Kommunikation	2,45 μ W	Kanalcodierung	3,52 μ W
Senden/Empfangen	124,03 μ W	Programmsteuerung	34,13 μ W
Gesamt	174,90 μ W	Gesamt	45,26 μ W

Tabelle A.6.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme für Optimierungsstufe A bei Nutzung der in dieser Arbeit eingesetzten Hardware.

Transceiver		Mikrocontroller	
Zustand	Leistung	Funktion	Leistung
Sleep	0,02 μ W	Verschlüsselung	2,51 μ W
Transitionen	20,48 μ W	Hashwertberechnung	0,31 μ W
SPI-Kommunikation	1,60 μ W	Kanalcodierung	1,30 μ W
Senden/Empfangen	29,58 μ W	Programmsteuerung	12,64 μ W
Gesamt	51,67 μ W	Gesamt	16,76 μ W

Tabelle A.7.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme für Optimierungsstufe A bei Nutzung der in Zeithorizont A verfügbaren Hardware.

Transceiver		Mikrocontroller	
Zustand	Leistung	Funktion	Leistung
Sleep	0,02 μ W	Verschlüsselung	1,57 μ W
Transitionen	3,15 μ W	Hashwertberechnung	0,20 μ W
Senden/Empfangen	5,82 μ W	Kanalcodierung	0,81 μ W
		Programmsteuerung	7,90 μ W
Gesamt	8,99 μ W	Gesamt	10,48 μ W

Tabelle A.8.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme für Optimierungsstufe A bei Nutzung der in Zeithorizont B verfügbaren Hardware.

Transceiver		Mikrocontroller	
Zustand	Leistung	Funktion	Leistung
Sleep	0,36 μ W	Verschlüsselung	0,35 μ W
Transitionen	2,48 μ W	Hashwertberechnung	0,04 μ W
SPI-Kommunikation	0,13 μ W	Kanalcodierung	0,18 μ W
Senden/Empfangen	6,41 μ W	Programmsteuerung	1,76 μ W
Gesamt	9,38 μ W	Gesamt	2,34 μ W

Tabelle A.9.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme für Optimierungsstufe B bei Nutzung der in dieser Arbeit eingesetzten Hardware (Leistungsaufnahme der Lidschlagsensoren unberücksichtigt).

Transceiver		Mikrocontroller	
Zustand	Leistung	Funktion	Leistung
Sleep	0,02 μ W	Verschlüsselung	0,13 μ W
Transitionen	1,06 μ W	Hashwertberechnung	0,02 μ W
SPI-Kommunikation	0,08 μ W	Kanalcodierung	0,07 μ W
Senden/Empfangen	1,53 μ W	Programmsteuerung	0,65 μ W
Gesamt	2,69 μ W	Gesamt	0,87 μ W

Tabelle A.10.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme für Optimierungsstufe B bei Nutzung der in Zeithorizont A verfügbaren Hardware (Leistungsaufnahme der Lidschlagsensorik unberücksichtigt).

Transceiver		Mikrocontroller	
Zustand	Leistung	Funktion	Leistung
Sleep	0,02 μ W	Verschlüsselung	0,08 μ W
Transitionen	0,16 μ W	Hashwertberechnung	0,01 μ W
Senden/Empfangen	0,30 μ W	Kanalcodierung	0,04 μ W
		Programmsteuerung	0,41 μ W
Gesamt	0,48 μ W	Gesamt	0,54 μ W

Tabelle A.11.: Durchschnittliche Leistungsaufnahme für Optimierungsstufe B bei Nutzung der in Zeithorizont B verfügbaren Hardware (Leistungsaufnahme der Lidschlagsensorik unberücksichtigt).

Literaturverzeichnis

- [AAH⁺12] ALOMAINY, A.; ABBASI, Q. H.; HAO, Y.; KOVACS, I.; PEDERSEN, G.; EGGERS, P.; KLEMM, M.; FORT, A.; DONCKER, P.; HALL, P.: *Antennas and Propagation for Body-centric Wireless Communications*. 2. Auflage. Artech House, 2012, S. 139–208
- [AJ09] AHMADI, M. M.; JULLIEN, G. A.: A Wireless-Implantable Microsystem for Continuous Blood Glucose Monitoring. In: *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 3 (2009), June, Nr. 3, S. 169–180
- [AJP11] AKYILDIZ, I. F.; JORNET, J. M.; PIEROBON, M.: Nanonetworks: A new frontier in communications. In: *Communications of the ACM* 54 (2011), November, Nr. 11, S. 84–89
- [AK69] ALEXANDRIDIS, E.; KOEPPE, E. R.: Die spektrale Empfindlichkeit der für den Pupillenlichtreflex verantwortlichen Photorezeptoren beim Menschen. In: *Albrecht von Graefes Archiv für klinische und experimentelle Ophthalmologie* 177 (1969), Nr. 2, 136–151
- [Ambo8] AMBERGER, F.: Telemetriesysteme für elektrisch aktive Implantate. In: *Kardiotechnik* (2008), Nr. 3, S. 84–85
- [AMS⁺11] AUDI, J. C.; MÜLLER, C.; SCHOLZ, O.; RUFF, R.; HOFFMANN, K.-P.: Real-time data link for wireless implantable applications. In: *3rd European Conference on Technically Assisted Rehabilitation, Berlin, 2011*
- [ANT14] ANT: *This is ANT*. 2014. <http://www.thisisant.com/>. Zugriff am 14. März 2014
- [AP02] ADAIR, E. R.; PETERSEN, R. C.: Biological effects of radiofrequency/microwave radiation. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 50 (2002), Nr. 3, 953–962
- [Atm13] ATMEL: *Atmel ATA6285 / ATA6286*. 2013. Datenblatt
- [Auf10] AUFFARTH, G. U.: Clinical Experience with the Implantation of Accommodative Intraocular Lenses (A-IOL). In: *Nova Acta Leopoldina* Bd. 111 (2010), S. 137–142
- [BA08] BLYLER, J.; AJLUNI, C.: *RF Circuit Design*. 2. Auflage. Elsevier, 2008
- [Bag84] BAGGEROER, A.: Acoustic telemetry - An overview. In: *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 9 (1984), Oct, Nr. 4, S. 229–235

- [Bal05] BALANIS, C.: *Antenna Theory*. 3. Auflage. Wiley-Interscience, 2005
- [BAODV00] BOUR, L. J.; ARAMIDEH, M.; ONGERBOER DE VISSER, B. W.: Neurophysiological Aspects of Eye and Eyelid Movements During Blinking in Humans. In: *Journal of Neurophysiology* 83 (2000), Nr. 1, S. 166–176
- [BB06] BERGEMANN, M.; BRETTHAUER, G.: Untersuchung der Eignung einer Electrowettinglinse zur Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit. In: *6. Workshop Automatisierungstechnische Verfahren für die Medizin*. Rostock, 2006
- [BB13] BASMER, T.; BIRKHOLZ, M.: Extending Wireless Body Sensor Networks using Intelligent Implants. In: *Proc. 12. GI/ITG KuVS, Fachgespräch Drahtlose Sensornetze* Bd. 41, 2013
- [BBP⁺10] BECK, H.; BODEN, W. E.; PATIBANDLA, S.; KIREYEV, D.; GUPTA, V.; CAMPAGNA, F.; CAIN, M. E.; MARINE, J. E.: 50th Anniversary of the First Successful Permanent Pacemaker Implantation in the United States: Historical Review and Future Directions. In: *The American Journal of Cardiology* 106 (2010), Nr. 6, S. 810–818
- [BCRF12] BURLESON, W.; CLARK, S. S.; RANSFORD, B.; FU, K.: Design Challenges for Secure Implantable Medical Devices. In: *Proceedings of the 49th Annual Design Automation Conference*, 2012, S. 12–17
- [BE95] BOCKELMAN, D.; EISENSTADT, W.: Combined differential and common-mode scattering parameters: theory and simulation. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 43 (1995), Nr. 7, S. 1530–1539
- [BE97] BOCKELMAN, D.; EISENSTADT, W.: Pure-mode network analyzer for on-wafer measurements of mixed-mode S-parameters of differential circuits. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 45 (1997), Nr. 7, S. 1071–1077
- [Bec12] BECKER, S.: *Intelligente Implantate zur Therapieunterstützung*, Technische Universität München, Dissertation, 2012
- [BEH⁺11] BECKER, S.; EMINAGA, Y.; HOFSSÖY, D.; WIEST, J.; SIFFERLINGER, A.; CLAUSS, J.; BRISCHWEIN, M.; GROTHE, H.; WOLF, B.: INTELLITUM – an approach to applications of implantable closed-loop systems in diagnostics and therapy. In: *Biomedizinische Technik/Biomedical Engineering* 56 (Suppl. 1) (2011)
- [Ber07] BERGEMANN, M.: *Neues mechatronisches System für die Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit des menschlichen Auges*, Fakultät für Maschinenbau, Universität Karlsruhe, Dissertation, 2007
- [BGFB12] BASMER, T.; GENSCHOW, D.; FROEHLICH, M.; BIRKHOLZ, M.: Energy budget of an implantable glucose measurement system. In: *Biomedical Engineering/Biomedizinische Technik* 57 (Suppl. 1) (2012), S. 259–262

- [BGG_{10a}] BRETTTHAUER, G.; GENGENBACH, U.; GUTHOFF, R.: The Artificial Accommodation System – a Mechatronic Implant for Restoration of Accommodation. In: *Biomedizinische Technik / Biomedical Engineering* Bd. 55(Suppl. 1), 2010
- [BGG_{10b}] BRETTTHAUER, G.; GENGENBACH, U.; GUTHOFF, R.: Mechatronic Systems to Restore Accommodation. In: *Nova Acta Leopoldina* Bd. 111 (2010), Nr. 379, S. 167–175
- [BGG⁺₁₁] BECK, C.; GUTH, H.; GENGENBACH, U.; BRETTTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: Synchronisation Requirements for Binocular Sensor Data Acquisition in the Artificial Accommodation System. In: *Biomedizinische Technik/Biomedical Engineering* 56 (Suppl. 1) (2011), Sept.
- [BGN⁺_{14a}] BRETTTHAUER, G.; GENGENBACH, U.; NAGEL, J.; STACHS, O.; GUTHOFF, R. F.: Akkommodierende Kontaktlinsen – Vision und Wirklichkeit. In: *Der Augenspiegel* (2014), September, Nr. 9
- [BGN⁺_{14b}] BRETTTHAUER, G.; GENGENBACH, U.; NAGEL, J.; STACHS, O.; GUTHOFF, R. F.: Neues künstliches Akkommodationssystem entwickelt – Mechatronisches System zur Wiederherstellung der Akkommodationsfähigkeit. In: *Der Augenspiegel* (2014), Mai, Nr. 5, S. 30–36
- [BGP⁺₉₉] BUSS, R.; GROSS, M.; PRÄMASSING, F.; PÜTTJER, D.; JÄGER, D.: Optical data links for artificial vision. In: *12th Annual Meeting, IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, 1999, S. 824–825
- [BGP⁺₀₀] BUSS, R.; GROSS, M.; PRÄMASSING, F.; PÜTTJER, D.; JÄGER, D.: Optical Signal and Energy Transmission for Implantable Intraocular Microsystems. In: *Proceedings of the World Microtechnologies Congress MICRO.tec* (2000), S. 461–465
- [BHN⁺₁₁] BECK, C.; HEVESI, P.; NAGEL, J.; BRETTTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: A Cyclic MAC Layer Synchronisation Approach for Time-critical Low-power Body Sensor Networks. In: *22nd Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (IEEE PIMRC '11)*, Toronto, Canada, 2011
- [BK₀₇] BÜTTNER, U.; KREMMYDA, O.: Smooth Pursuit Eye Movements and Optokinetic Nystagmus. In: STRAUBE, A. (Hrsg.); BÜTTNER, U. (Hrsg.): *Neuro-Ophthalmology: Neuronal Control of Eye Movements* Bd. 40. 2007
- [BMGB₁₁] BECK, C.; MASNY, D.; GEISELMANN, W.; BRETTTHAUER, 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, 62:1–62:5
- [BMM₉₉] BRONSTEJN, I. N. (Hrsg.); MUSIOL, G. (Hrsg.); MÜHLIG, H. (Hrsg.): *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch, 1999

- [BMM⁺11] BOVEN, K.; MOHRLOK, R.; MÖLLER, A.; BUCHER, V.; HELD, J.; TEKER, A.; NISCH, W.; STETT, A.: Flexible hybrid micro-implant for intracranial EEG recording. In: *Biomedizinische Technik/Biomedical Engineering* 56 (Suppl. 1) (2011), Sept.
- [BNBG10] BECK, C.; NAGEL, J.; BRETTTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: Conceptual Design of Wireless Communication Interfaces for the Artificial Accommodation System. In: *Biomedizinische Technik/Biomedical Engineering* 55 (Suppl. 1) (2010), Oct.
- [BNG⁺12] BECK, C.; NAGEL, J. A.; GENGENBACH, U.; GUTH, H.; BRETTTHAUER, G.: Can Low-Accuracy Clocks Enable Energy Efficient Real-Time Communication in Active Medical Implants? In: *Biomedical Engineering/Biomedizinische Technik* 57 (Suppl. 1) (2012), S. 132
- [BNHB12] BECK, C.; NAGEL, J.; HEVESI, P.; BRETTTHAUER, 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, 163–172
- [BNN⁺13] BECK, C.; NÄGELE, S.; NAGEL, J.; GUTH, H.; GENGENBACH, U.; BRETTTHAUER, G.: Low-Cost Head Phantom for the Evaluation and Optimization of RF-Links in Ophthalmic Implants. In: *Biomedizinische Technik/Biomedical Engineering* 58 (Suppl. 1) (2013)
- [BNRB13] BECK, C.; NAGEL, J.; RUSCH, C.; BRETTTHAUER, G.: Miniature Antenna Enabling Near-field Eye-to-eye Communication in the MICS Band. In: *8th International Conference on Body Area Networks*. Boston, Massachusetts, 2013
- [BOR⁺05] BUCHEGGER, T.; OSSBERGER, G.; REISENZAHN, A.; HOCHMAIR, E.; STELZER, A.; SPRINGER, A.: Ultra-Wideband Transceivers for Cochlear Implants. In: *EURASIP Journal on Applied Signal Processing* 18 (2005), S. 3069–3075
- [BP00] BERGE, B.; PESEUX, J.: Variable focal lens controlled by an external voltage: An application of electrowetting. In: *The European Physical Journal E* 3 (2000), Nr. 2, 159–163
- [BRG⁺12] BECK, C.; RHEINSCHMITT, L.; GENGENBACH, U.; BRETTTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: Achieving Accurate Postoperative Refraction with the Artificial Accommodation System. In: *World Ophthalmology Congress (WOC 2012), 33rd International Congress of Ophthalmology, Abu Dhabi, UAE, 2012*
- [Brz12] BRZOWSKI, M.: *Energy-Efficient Means to Support Short End-to-End Delays in Wireless Sensor Networks*, Brandenburgische Technische Universität Cottbus, Dissertation, 2012
- [BS09] BURRI, H.; SENOUF, D.: Remote monitoring and follow-up of pacemakers and implantable cardioverter defibrillators. In: *Europace* 11 (2009), Nr. 6, S. 701–709

- [BSBG07] BERGEMANN, M.; SIEBER, I.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: Triple-Optic-Ansatz für das Künstliche Akkommodationssystem. In: *Der Ophthalmologe* 104 (2007), Nr. 4, 311-316
- [BSN⁺10] BECK, C.; SCHULZ, B.; NAGEL, J.; GUTH, H.; GENGENBACH, U.; BRETTHAUER, G.: Low duty cycle inter-implant communication of the Artificial Accommodation System. In: *3rd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL), 2010, 2010*
- [BSS⁺08] BESCH, D.; SACHS, H.; SZURMAN, P.; GÜLICHER, D.; WILKE, R.; REINERT, S.; ZRENNER, E.; BARTZ-SCHMIDT, K. U.; GEKELER, F.: Extraocular surgery for implantation of an active subretinal visual prosthesis with external connections: feasibility and outcome in seven patients. In: *British Journal of Ophthalmology* 92 (2008), S. 1361-1368
- [BU02] BOLZ, A.; URBASZEK, W.: *Technik in der Kardiologie: Eine interdisziplinäre Darstellung für Ingenieure und Mediziner*. Springer, 2002
- [Buc10] BUCHMANN, J.: *Einführung in die Kryptographie*. Springer, 2010
- [Bud03] BUDINGER, T. F.: Biomonitoring with Wireless Communications. In: *Annual Review of Biomedical Engineering* 5 (2003), S. 383-412
- [Bun08] BUNDESMINISTERIUMS DER JUSTIZ UND FÜR VERBRAUCHERSCHUTZ: *Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln (EMVG)*. 2008
- [Bun09] BUNDESMINISTERIUM FÜR BILDUNG UND FORSCHUNG: *Intelligente Implantate: Steckbriefe der ausgewählten Projekte der BMBF-Fördermaßnahme*. Version: 2009
- [Buro5] BURGESS, L.: Matching RFIC Wireless Transmitters to Small Antennas. In: *High Frequency Electronics* (2005), March, S. 20-28
- [BYAH06] BUETTNER, M.; YEE, G.; ANDERSON, E.; HAN, R.: *X-MAC: A Short Preamble MAC Protocol For Duty-Cycled Wireless Sensor Networks*. Department of Computer Science, University of Colorado at Boulder, May 2006
- [CCC⁺10] CHOW, E.; CHLEBOWSKI, A.; CHAKRABORTY, S.; CHAPPELL, W.; IRAZOQUI, P.: Fully Wireless Implantable Cardiovascular Pressure Monitor Integrated with a Medical Stent. In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 57 (2010), June, Nr. 6, S. 1487-1496
- [CCI10] CHOW, E.; CHLEBOWSKI, A.; IRAZOQUI, P.: A Miniature-Implantable RF-Wireless Active Glaucoma Intraocular Pressure Monitor. In: *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 4 (2010), Nr. 6, S. 340-349
- [CES88] COLLEWIJN, H.; ERKELENS, C. J.; STEINMAN, R. M.: Binocular co-ordination of human horizontal saccadic eye movements. In: *Journal of Physiology* 404 (1988), Oct, Nr. 1, S. 157-182

- [CES95] COLLEWIJN, H.; ERKELENS, C. J.; STEINMAN, R. M.: Voluntary binocular gaze-shifts in the plane of regard: Dynamics of version and vergence. In: *Vision Research* 35 (1995), S. 3335–3358
- [CGH⁺11] CHEN, G.; GHAED, H.; HAQUE, R.; WIECKOWSKI, M.; KIM, Y.; KIM, G.; FICK, D.; KIM, D.; SEOK, M.; WISE, K.; BLAAUW, D.; SYLVESTER, D.: A cubic-millimeter energy-autonomous wireless intraocular pressure monitor. In: *IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, 2011, S. 310–312
- [CJM05] COX, D.; JOVANOVIĆ, E.; MILENKOVIĆ, A.: Time synchronization for ZigBee networks. In: *Proceedings of the Thirty-Seventh Southeastern Symposium on System Theory*, 2005
- [CM01] CLASBRUMMEL, B.; MUHR, G.: Mikrotechnik – Diagnostische Anwendungsmöglichkeiten in der Onkologie. In: *Der Onkologe* 7 (2001), Okt., Nr. 10, S. 1066–1072
- [Cof14] COFTECH: *TAS2016B 26 MHz Schwingquarz*. Version: 2014. Datenblatt
- [CP05] COOSEMANS, J.; PUERS, R.: An autonomous bladder pressure monitoring system. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 123 (2005), S. 155–161
- [CYO⁺11] CHOW, E.; YANG, C.-L.; OUYANG, Y.; CHLEBOWSKI, A.; IRAZOQUI, P.; CHAPPELL, W.: Wireless Powering and the Study of RF Propagation Through Ocular Tissue for Development of Implantable Sensors. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 59 (2011), Nr. 6, S. 2379–2387
- [Dai13] DAISHINKU CORPORATION: *DST1610AL 32.768 kHz SMD Tuning Fork Crystal Resonator*. 2013. Datenblatt
- [DC00] DURNEY, C. H.; CHRISTENSEN, D. A.: *Basic Introduction to Bioelectromagnetics*. CRC Press, 2000
- [Deh13] DEHOLLAIN, C.: *ULTRASponder: In vivo Ultrasonic Transponder System for Biomedical Applications*. 2013. <http://www.ultrasponder.org/>. Zugriff am 6. Nov. 2013
- [Dil01] DILLIER, N.: Heutiger Entwicklungsstand bei Cochlea-Implantaten. In: *CRS Amplifon*. Zürich, 2001
- [DIN97] *DIN EN 45502-1: Aktive implantierbare medizinische Geräte – Teil 1: Allgemeine Festlegungen für die Sicherheit, Aufschriften und vom Hersteller zur Verfügung zu stellende Informationen*. Version: 1997
- [DIN00] *DIN EN ISO 11979-2: Ophthalmische Implantate – Intraokularlinsen – Teil 2: Optische Eigenschaften und Prüfverfahren*. Version: 2000
- [DK12] DUNGER, C.; KUTHER, T.: MEMS-Oszillatoren – Vor- und Nachteile unter der Lupe. In: *Elektronik Praxis* (2012), September, S. 1–6

- [DLL⁺03] DEMARCO, S.; LAZZI, G.; LIU, W.; WEILAND, J.; HUMAYUN, M.: Computed SAR and thermal elevation in a 0.25-mm 2-D model of the human eye and head in response to an implanted retinal stimulator. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 51 (2003), Nr. 9, S. 2274–2285
- [DM05] DENT, A. W.; MITCHELL, C. J.: *User's Guide to Cryptography and Standards*. Artech House, 2005
- [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, S. 1–17
- [Dodo04] DODGSON, N. A.: Variation and extrema of human interpupillary distance. In: *Proc. SPIE 5291, Stereoscopic Displays and Virtual Reality Systems*, 2004, S. 36–46
- [Dou01] DOUGHTY, M. J.: Consideration of Three Types of Spontaneous Eyeblink Activity in Normal Humans: During Reading and Video Display Terminal Use, in Primary Gaze, and while in Conversation. In: *Optometry and Vision Science* 78 (2001), Nr. 10, S. 712–725
- [DP09] DORON, E.; PENNER, A.: *Implantable medical device with integrated acoustic transducer*. 2009
- [DRM00] DIAMOND, M. R.; ROSS, J.; MORRONE, M. C.: Extraretinal control of saccadic suppression. In: *The Journal of Neuroscience* 20 (2000), May, Nr. 9, S. 3449–3455
- [Dös99] DÖSSEL, O.: *Bildgebende Verfahren in der Medizin: Von der Technik zur medizinischen Anwendung*. Springer, 1999
- [Dud05] DUDNEY, N. J.: Solid-state thin-film rechargeable batteries. In: *Materials Science and Engineering B* 116 (2005), Feb, Nr. 3, S. 245–249
- [DuP12] DUPONT: *DuPont Pyralux AP*. Version: 2012. Datenblatt
- [DY10] DENISOV, A.; YEATMAN, E.: Ultrasonic vs. Inductive Power Delivery for Miniature Biomedical Implants. In: *2010 International Conference on Body Sensor Networks (BSN)*, 2010, S. 84–89
- [EDH⁺00] EGGERS, T.; DRAEGER, J.; HILLE, K.; MARSCHNER, C.; STEGMAIER, P.; BINDER, J.; LAUR, R.: Wireless intra-ocular pressure monitoring system integrated into an artificial lens. In: *1st Annual International Conference On Microtechnologies in Medicine and Biology*, 2000, 466–469
- [EF12] ERDMANN, M.; FLÜGGE, G.: *Experimentalphysik 6*. Springer, 2012
- [EGE02] ELSON, J.; GIROD, L.; ESTRIN, D.: Fine-grained network time synchronization using reference broadcasts. In: *SIGOPS Oper. Syst. Rev.* 36 (2002), S. 147–163

- [EHD04] EL-HOIYDI, A.; DECOTIGNIE, J.-D.: WiseMAC: An Ultra Low Power MAC Protocol for Multi-hop Wireless Sensor Networks. In: NIKOLETSEAS, S. (Hrsg.); ROLIM, J. D. P. (Hrsg.): *Algorithmic Aspects of Wireless Sensor Networks* Bd. 3121. Springer, 2004, S. 18–31
- [EJo6] EVJEN, P.; JONSRUD, G.: *Texas Instruments Application Note AN003: SRD Antennas*. 2006
- [Ele06] ELECTRONIC COMMUNICATIONS COMMITTEE: *ECC Report 92: Coexistence between ULP-AMI and existing radiocommunication systems and services in the frequency bands 401-402 MHz and 405-406 MHz*. September 2006
- [Ell12] ELLWOOD, S.: Designing a MEMS driver ASIC for a novel contact lens sensor. In: *Electronic Engineering Times Europe* (2012), July, S. 32–33
- [EMP⁺94] EVINGER, C.; MANNING, K.; PELLEGRINI, J.; BASSO, M.; POWERS, A.; SIBONY, P.: Not looking while leaping: the linkage of blinking and saccadic gaze shifts. In: *Experimental Brain Research* 100 (1994), Nr. 2, S. 337–344
- [EMS91] EVINGER, C.; MANNING, K. A.; SIBONY, P. A.: Eyelid movements. Mechanisms and normal data. In: *Investigative Ophthalmology & Visual Science* 32 (1991), Nr. 2, S. 387–400
- [Eur99] EUROPÄISCHE GEMEINSCHAFT: *Richtlinie 1999/3/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 9. März 1999 über Funkanlagen und Telekommunikationseinrichtungen und die gegenseitige Anerkennung ihrer Konformität*. 1999
- [Euro4] EUROPEAN TELECOMMUNICATIONS STANDARDS INSTITUTE: *ETSI TR 102 343: System Reference Document*. 2004
- [Euro7] EUROPEAN TELECOMMUNICATIONS STANDARDS INSTITUTE: *ETSI EN 302 537-1: Ultra Low Power Medical Data Service Systems operating in the frequency range 401 MHz to 402 MHz and 405 MHz to 406 MHz*. 2007. Version 1.1.2
- [Euro9a] EUROPEAN TELECOMMUNICATIONS STANDARDS INSTITUTE: *ETSI EN 301 839-1: Ultra Low Power Active Medical Implants (ULP-AMI) and Peripherals (ULP-AMI-P) operating in the frequency range 402 MHz to 405 MHz*. 2009. Version 1.2.1
- [Euro9b] EUROPEAN TELECOMMUNICATIONS STANDARDS INSTITUTE: *ETSI EN 301 839 Part 2: Harmonized EN covering essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive*. 2009. Version 1.2.1
- [Eyso7] EYSEL, U.: Sehen und Augenbewegungen. In: SCHMIDT, R. F. (Hrsg.); LANG, F. (Hrsg.): *Physiologie des Menschen*. Springer, 2007
- [Fed09] FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION (FCC): *Report and Order FCC 09-23*. Version: March 2009

- [Feto7] FETTER, M.: Vestibulo-Ocular Reflex. In: STRAUBE, A. (Hrsg.); BÜTTNER, U. (Hrsg.): *Neuro-Ophthalmology: Neuronal Control of Eye Movements* Bd. 40. 2007
- [FF11] FOTOPOULOU, K.; FLYNN, B.: Wireless Power Transfer in Loosely Coupled Links: Coil Misalignment Model. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 47 (2011), Feb., Nr. 2, S. 416–430
- [FGE13] FARSAF, N.; GUO, W.; ECKFORD, A. W.: Tabletop Molecular Communication: Text Messages through Chemical Signals. In: *PLoS One* 8 (2013), Nr. 12
- [FHo8] FISCHER, P.; HOFER, P.: *Lexikon der Informatik*. Springer, 2008
- [FHBW14] FLIEDNER, J. M.; HEINE, C.; BRETTHAUER, G.; WILHELM, H.: The pupil can control an artificial lens intuitively. In: *Investigative Ophthalmology & Visual Science* 55 (2014), Nr. 2, S. 759–766
- [FHP⁺11] FISCHER, J.; HENLE, C.; PAETZOLD, J.; MOHRLOK, R.; RAAB, M.; MOELLER, A.; RICKERT, J.; SCHUETTLER, M.: BRAINCON – A wireless implantable system for long-term recording of electrocorticogram signals and electrical stimulation. In: *Biomedizinische Technik/Biomedical Engineering* 56 (Suppl. 1) (2011), Sept.
- [Fino8] FINKENZELLER, K.: *RFID-Handbuch*. 5. Auflage. Hanser Fachbuchverlag, 2008
- [Fis10] FISH & RICHARDSON: *Wireless Medical Technologies: Navigating Government Regulation in the New Medical Age*. 2010
- [FL07] FINDL, O.; LEYDOLT, C.: Meta-analysis of accommodating intraocular lenses. In: *Journal of Cataract & Refractive Surgery* 33 (2007), Nr. 3, S. 522–527
- [Fre11] FREIBURG, I.: Funksignale aus dem Herzen. In: *Medizin & Technik* 3 (2011), S. 64
- [FS89] FOGARTY, C.; STERN, J. A.: Eye movements and blinks: their relationship to higher cognitive processes. In: *International Journal of Psychophysiology* 8 (1989), Nr. 1, 35–42
- [Gan12] GANDHI, N.: Interactions between gaze-evoked blinks and gaze shifts in monkeys. In: *Experimental Brain Research* 216 (2012), Nr. 3, 321–339
- [GBG05] GENGENBACH, U.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: Künstliches Akkommodationssystem auf der Basis von Mikro- und Nanotechnologie. In: *Mikrosystemtechnik Kongress*. Freiburg, 2005

- [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: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 60 (2013), December, Nr. 12, S. 3152–3162
- [GK11] GANDHI, N. J.; KATNANI, H. A.: *The Oxford Handbook of Eye Movements*. Oxford University Press, 2011, 323–338
- [GKS03] GANERIWAL, S.; KUMAR, R.; SRIVASTAVA, M. B.: Timing-sync Protocol for Sensor Networks. In: *Proceedings of the 1st international conference on Embedded networked sensor systems*, 2003
- [Gla10] GLASER, M.: *Entwicklung eines instrumentierten Distraktionsmarknagels*, Universität Konstanz, Dissertation, 2010
- [GLG96] GABRIEL, S.; LAU, R. W.; GABRIEL, C.: The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz. In: *Physics in Medicine and Biology* 41 (1996), Nr. 11
- [Gün13] GÜNTHER, U.: Continuous Glucose Measurement: ASIC development by ZMDI of an implant for continuous glucose measurement. In: *MEDIZIN+elektronik* (2013), Nr. 1
- [God10] GODARD, L.: *Evaluierung von mechanischen Schwingungswandlern zur Versorgung des Künstlichen Akkommodationssystems*, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Fakultät für Maschinenbau, Diplomarbeit, 2010
- [Goe00] GOERSCH, H.: *Handbuch für Augenoptik*. Zeiss, 2000
- [GR10] GAMM, G. U.; REINDL, L.: Energieeffiziente Funksensorknoten durch den Einsatz von Wake-up Receivern. In: *Electrical and Electronic Engineering for Communication (EEEfCOM)*, 2010
- [Gre08] GREHN, F.: *Augenheilkunde*. 30. Auflage. Springer, 2008
- [GSB⁺10] GEKELER, F.; SZURMAN, P.; BESCH, D.; ROHRBACH, M.; ZRENNER, E.; BARTZ-SCHMIDT, K. U.; SACHS, H.: Implantation and Explantation of Active Subretinal Visual Prostheses Using a Combined Transcutaneous and Transchoroidal Approach. In: *Nova Acta Leopoldina* Bd. 111 (2010), Nr. 379, S. 205–216
- [Hai10] HAIGIS, W.: High Precision Measurements of IOL Position. In: *Nova Acta Leopoldina* Bd. 111 (2010), Nr. 379, S. 115–126
- [Han07] HANSEN, R. C.: Q and bandwidth of electrically small antennas. In: *Microwave and Optical Technology Letters* 49 (2007), May, Nr. 5, S. 1170–1171

- [Han09] HANNA, S. A.: Regulations and standards for wireless medical applications. In: *Proceedings of the 3rd International Symposium on Medical Information & Communication Technology*, 2009, S. 24–27
- [Har01] HARGUTT, V.: *Das Lidschlussverhalten als Indikator für Aufmerksamkeits- und Müdigkeitsprozess bei Arbeitshandlungen*, Philosophische Fakultät III, Julius-Maximilians-Universität Würzburg, Dissertation, 2001
- [Has95] HASLWANTER, T.: Mathematics of three-dimensional eye rotations. In: *Vision Research* 35 (1995), Nr. 12, 1727–1739
- [Hay12] HAYDEN, F. A.: Electronic IOLs: The future of cataract surgery. In: *ASCRS EyeWorld* (2012), February, S. 58–59
- [HBP⁺08] HODGINS, D.; BERTSCH, A.; POST, N.; FRISCHHOLZ, M.; VOLCKAERTS, B.; SPENSLEY, J.; WASIKIEWICZ, J.; HIGGINS, H.; STETTEN, F. von; KENNEY, L.: Healthy Aims: Developing New Medical Implants and Diagnostic Equipment. In: *IEEE Pervasive Computing* 7 (2008), Nr. 1, 14–21
- [HDES01] HILLE, K.; DRAEGER, J.; EGGERS, T.; STEGMAIER, P.: Technischer Aufbau, Kalibrierung und Ergebnisse mit einem neuen intraokularen Drucksensor mit telemetrischer Übertragung. In: *Klinische Monatsblätter für Augenheilkunde* 218 (2001), S. 376–380
- [Hel55] HELMHOLTZ, H.: Ueber die Accommodation des Auges. In: *Archiv für Ophthalmologie* 2 (1855), Nr. 2, 1–74
- [Hel11] HELZNER, J.: What’s Coming Next in PC-IOLs? In: *Ophthalmology Management* (2011), August
- [Hev11] HEVESI, P.: *Entwicklung und Implementierung von Synchronisationsalgorithmen für den zyklischen Datenaustausch des Künstlichen Akkommodationssystems*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2011
- [HFH⁺08] HOLDEN, B.; FRICKE, T.; HO, S.; WONG, R.; SCHLENTHER, G.; CRONJE, S.; BURNETT, A.; PAPAS, E.; NAIDOO, K.; FRICK, K.: Global vision impairment due to uncorrected presbyopia. In: *Archives of Ophthalmology* 126 (2008), Nr. 12, S. 1731–1739
- [HH06] HALL, P. S.; HAO, Y.: *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*. Artech House, 2006
- [HHBR⁺08] HALPERIN, D.; HEYDT-BENJAMIN, T. S.; RANSFORD, B.; CLARK, S. S.; DEFEND, B.; MORGAN, W.; FU, K.; KOHNO, T.; MAISEL, W. H.: Pacemakers and implantable cardiac defibrillators: Software radio attacks and zero-power defenses. In: *Proceedings of the 29th Annual IEEE Symposium on Security and Privacy*, 2008

- [HKC⁺09] HARRISON, R.; KIER, R.; CHESTEK, C.; GILJA, V.; NUYUJUKIAN, P.; RYU, S.; GREGER, B.; SOLZBACHER, F.; SHENOY, K.: Wireless neural recording with single low-power integrated circuit. In: *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering* 17 (2009), Aug., Nr. 4, S. 322–329
- [HKK⁺08] HARRISON, R.; KIER, R.; KIM, S.; RIETH, L.; WARREN, D.; LEDBETTER, N.; CLARK, G.; SOLZBACHER, F.; CHESTEK, C.; GILJA, V.; NUYUJUKIAN, P.; RYU, S.; SHENOY, K.: A wireless neural interface for chronic recording. In: *IEEE Biomedical Circuits and Systems Conferenc BioCAS*, 2008, S. 125–128
- [HKS87] HARTSGROVE, G.; KRASZEWSKI, A.; SUROWIEC, A.: Simulated Biological Materials for Electromagnetic Radiation Absorption Studies. In: *Bioelectromagnetics* 8 (1987), Nr. 1, S. 29–36
- [HL04] HERTER, E.; LÖRCHER, W.: *Nachrichtentechnik: Übertragung, Vermittlung und Verarbeitung*. Bd. 9. Hanser Fachbuchverlag, 2004
- [Hof11] HOFFMANN, K.-P.: *Medizintechnik: Verfahren – Systeme – Informationsverarbeitung*. Springer Berlin Heidelberg, 2011, S. 645–651
- [Hol11] HOLLADAY, J. T.: *Multi-focal intraocular lens system and methods*. 2011. US-Patent 7,964,833 B2
- [HR07] HELMCHEN, C.; RAMBOLD, H.: The Eyelid and Its Contribution to Eye Movements. In: STRAUBE, A. (Hrsg.); BÜTTNER, U. (Hrsg.): *Neuro-Ophthalmology: Neuronal Control of Eye Movements* Bd. 40. 2007
- [HSTI13] HAGA, N.; SAITO, K.; TAKAHASHI, M.; ITO, K.: Equivalent Circuit of Intra-body Communication Channels Inducing Conduction Currents Inside the Human Body. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 61 (2013), May, Nr. 5, S. 2807–2816
- [HT75] HOLLAND, M. K.; TARLOW, G.: Blinking and thinking. In: *Perceptual and Motor Skills* 41 (1975), S. 403–406
- [Hub12] HUBER, J.: *Informationstheoretische Aspekte digitaler Kommunikationssysteme*. Lehrstuhl für Informationsübertragung, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2012. Vorlesungsunterlagen
- [IEE12] IEEE COMPUTER SOCIETY: *IEEE Std 802.15.6: Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.6: Wireless Body Area Networks*. 2012
- [Ilg97] ILG, U. J.: Slow eye movements. In: *Progress in Neurobiology* 53 (1997), Nr. 3, S. 293–329
- [Ins91] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS: *IEEE C95.1-1991: Safety Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields*. 1991

- [Inso3] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS: *IEEE Std 1528: Recommended Practice for Determining the Peak Spatial-Average Specific Absorption Rate (SAR) in the Human Head From Wireless Communications Devices: Measurement Techniques*. 2003
- [Inso6] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS: *IEEE C95.1-2005: Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*. Version: 2006
- [Int94] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION: *Information technology – Open Systems Interconnection – Basic Reference Model: The basic model*. 1994
- [Int98] INTERNATIONAL COMMISSION ON NON-IONIZING RADIATION PROTECTION: Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz). In: *Health Physics* 74 (1998), Nr. 4, S. 494–522
- [Intoo] INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION: *ISO/IEC 10536-1:2000 Identification cards – Contactless integrated circuit(s) cards – Close-coupled cards – Part 1: Physical characteristics*. 2000
- [Into6] INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION: *ISO/IEC 10116:2006 Information technology – Security techniques – Modes of operation for an n-bit block cipher*. 2006
- [Int09] INTERNATIONAL COMMISSION ON NON-IONIZING RADIATION PROTECTION: *Exposure to high frequency electromagnetic fields, biological effects and health consequences (100 kHz–300 GHz)*. 2009
- [ITo6] ILG, U.; THIER, P.: Zielgerichtete Augenbewegungen. In: KARNATH, H.-O. (Hrsg.); THIER, P. (Hrsg.): *Neuropsychologie*. Springer, 2006
- [ITH12] ITO, K.; TAKAHASHI, M.; HAGA, K. F. F.: *Antennas and Propagation for Body-centric Wireless Communications*. Bd. 2. Artech House, 2012, S. 113–138
- [JG09] JOW, U.-M.; GHOVANLOO, M.: Modeling and Optimization of Printed Spiral Coils in Air, Saline, and Muscle Tissue Environments. In: *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 3 (2009), Nr. 5, S. 339–347
- [JKHo7] JACOBI, F.; KESSLER, W.; HELD, S.: Abbildungseigenschaften multifokaler Intraokularlinsen. In: *Der Ophthalmologe* 104 (2007), Nr. 3, 236–242
- [Joh04] JOHANSSON, A. J.: *Wireless Communication with Medical Implants: Antennas and Propagation*, Department of Electrosience, Lund University, Sweden, Dissertation, 2004
- [Jono8] JONDRALE, F.: *Nachrichtensysteme*. 3. Auflage. J. Schlembach Fachverlag, 2008

- [JR99] JUNG, O.; RULAND, C.: Encryption with Statistical Self-Synchronization in Synchronous Broadband Networks. In: *Cryptographic Hardware and Embedded Systems 1717* (1999), S. 340–352
- [JRV02] JOOS, M.; RÖTTING, M.; VELICHKOVSKY, B.: *Die Bewegungen des menschlichen Auges: Fakten, Methoden, innovative Anwendungen*. De Greyter, 2002
- [KBG⁺08] KLINK, S.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R.; GENGENBACH, U.; BERGEMANN, M.; KOKER, T.; RÜCKERT, W.: *Implantierbares System zur Bestimmung des Akkommodationsbedarfes durch optische Messung des Pupillendurchmessers und der Umfeldleuchtdichte*. 2008. Patent
- [KBK⁺09] KOHNEN, T.; BAUMEISTER, M.; KOOK, D.; KLAPROTH, O. K.; OHRLOFF, C.: Kataraktchirurgie mit Implantation einer Kunstlinse. In: *Deutsches Ärzteblatt* 106 (2009), Nr. 43, S. 695–702
- [KF97] KAHLE, W.; FROTSCHER, M.: *dtv - Atlas der Anatomie III. Nervensystem und Sinnesorgane*. Dtv, 1997
- [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: *3rd WACBE World Congress on Bioengineering*. Bangkok, 2007
- [KKB09] KAMINIARZ, A.; KÖNIGS, K.; BREMMER, F.: The main sequence of human optokinetic afternystagmus (OKAN). In: *Journal of Neurophysiology* 101 (2009), Jun, Nr. 6, S. 2889–2897
- [Kli05] KLINK, S.: *Theoretische Untersuchung eines Verfahrens zur Approximation des Akkommodationsbedarfes auf Basis der Bewegung des Augenpaares*, Universität Karlsruhe, Diplomarbeit, 2005
- [Kli08] KLINK, S.: *Neues System zur Erfassung des Akkommodationsbedarfs im menschlichen Auge*, Fakultät für Maschinenbau, Universität Karlsruhe, Dissertation, 2008
- [KLR⁺12] KASTNER, C.; LÖBLER, M.; RESKE, T.; STERNBERG, K.; GUTHOFF, R.; SCHMITZ, K.-P.: Determination of human anterior lens capsule permeability for fluorescent model substances and after-cataract preventive drugs. In: *Biomedical Engineering/Biomedizinische Technik* 57 (Suppl. 1) (2012), S. 561–563
- [Kol01] KOLNSBERG, S.: *Drahtlose Signal- und Energieübertragung mit Hilfe von Hochfrequenztechnik in CMOS-Sensorsystemen*, Gerhard-Mercator-Universität Duisburg, Dissertation, 2001
- [Kot10] KOTTEK, S.: System Overview ISM Solutions at 433MHz, 868MHz, and 2.4GHz. In: *Electrical and Electronic Engineering for Communication (EEEf-COM)*. Ulm, 2010

- [KR13] KRISCHKE, A.; ROTHAMMEL, K.: *Rothammels Antennenbuch*. 13. Auflage. DARC Verlag, 2013
- [Kra84] KRAUS, J. D.: *Electromagnetics*. McGraw-Hill Book Company, 1984
- [Kre09] KRETZSCHMAR, U.: *Application Report SLAA397A: AES128 – A C Implementation for Encryption and Decryption*. 2009
- [KS11] KOCH, K. P.; SCHOLZ, O.: *Medizintechnik: Verfahren – Systeme – Informationsverarbeitung*. Springer Berlin Heidelberg, 2011, S. 815–832
- [KSG⁺07] KLINK, S.; SIEBER, I.; GENGENBACH, U.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: Kontaktlose Erfassung des Akkommodationsbedarfes durch Nutzung des Pupillennahreflexes. In: *41. Jahrestagung der DGBMT*, 2007
- [KT12] KARNATH, H.-O.; THIER, P.: *Kognitive Neurowissenschaften*. Bd. 3. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012
- [Kut12] KUTSCHKER, C.: *Authentisches Kommunikationsprotokoll für den drahtlosen internen Datenaustausch im Künstlichen Akkommodationssystem*, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Bachelorarbeit, 2012
- [KW11] KÜSTERS, R.; WILKE, T.: *Moderne Kryptographie*. Vieweg+Teubner, 2011
- [Lan98] LANG, G. K.: *Augenheilkunde*. Georg Thieme Verlag Stuttgart, 1998
- [LBC05] LI, Y.; BAKKALOGLU, B.; CHAKRABARTI, C.: A comprehensive energy model and energy-quality evaluation of wireless transceiver front-ends. In: *IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementation*, 2005, S. 262–267
- [Lie11] LIEKFELD, A.: Presbyopiekorrektur mit IOL. In: *Ophthalmo-Chirurgie* (2011), Nr. 5, S. 28–29
- [LMR99] LAND, M.; MENNIE, N.; RUSTED, J.: The roles of vision and eye movements in the control of activities of daily living. In: *Perception* 28 (1999), Nr. 11, S. 1311–1328
- [LRD⁺11] LEWIS, S.; RUSSOLD, M.; DIETL, H.; WESTENDORFF, S.; GAIL, A.; DÖRGE, T.; RUFF, R.; HOFFMANN, K.-P.; ABU-SALEH, L.; SCHRÖDER, D.; KRAUTSCHNEIDER, W.: Detection of arm movement from EMG signals recorded with fully implanted electrodes: A case study in a rhesus macaque. In: *Biomedizinische Technik/Biomedical Engineering* 56 (Suppl. 1) (2011), Sept.
- [LRW04] LIN, E.-Y.; RABAEY, J.; WOLISZ, A.: Power-efficient rendez-vous schemes for dense wireless sensor networks. In: *IEEE International Conference on Communications*, 2004, S. 3769–3776

- [LT10] LI, H.; TAN, J.: Heartbeat-Driven Medium-Access Control for Body Sensor Networks. In: *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine* 14 (2010), Jan, Nr. 1, S. 44 – 51
- [Mac02] MACKENSEN, E.: *Drahtlose Datenkommunikation für intelligente, autarke Mikrosysteme*. Institut für Mikrosystemtechnik, Albert-Ludwigs-Universität-Freiburg, 2002
- [Man86] MANNING, K. A.: Eye-movement-dependent loss in vision and its time course during vergence. In: *The Journal of Neuroscience* 6 (1986), July, Nr. 7, S. 1976–1982
- [Mar07] MARTIN, H.: *Biomechanische Untersuchungen von akkommodationsfähigen Linsenimplantaten im humanen Auge*, Universität Rostock, Habilitationsschrift, 2007
- [Mas11] MASNY, D.: *Kommunikationsprotokoll für den sicheren Datenaustausch zwischen dem Künstlichen Akkommodationssystem und einem externen Basisgerät*, Karlsruher Institut für Technologie, Studienarbeit, 2011
- [Maz08] MAZLOUM, N. S.: *Body-Coupled Communications*, Department of Signals and Systems, Chalmers University of Technology, Diplomarbeit, 2008
- [MBKS90] MYERS, G. A.; BAREZ, S.; KRENZ, W. C.; STARK, L.: Light and target distance interact to control pupil size. In: *American Journal of Physiology-Regulatory, Integrative and Comparative Physiology* 258 (1990), Nr. 3, S. R813–R819
- [MC06] MARTINEZ-CONDE, S.: Fixational eye movements in normal and pathological vision. In: MARTINEZ-CONDE, S. (Hrsg.); MACKNIK, S. (Hrsg.); MARTINEZ, L. (Hrsg.); ALONSO, J.-M. (Hrsg.); TSE, P. (Hrsg.): *Visual Perception - Fundamentals of Vision: Low and Mid-Level Processes in Perception* Bd. 154. Elsevier, 2006
- [MCM07] MARTINEZ-CONDE, S.; MACKNIK, S.: Fenster ins Gehirn. In: *Spektrum der Wissenschaft* 12 (2007), Dezember, S. 54–61
- [MCMH04] MARTINEZ-CONDE, S.; MACKNIK, S. L.; HUBEL, D. H.: The role of fixational eye movements in visual perception. In: *Nature Reviews Neuroscience* 5 (2004), Nr. 3, S. 229–240
- [MCMTH09] MARTINEZ-CONDE, S.; MACKNIK, S. L.; TRONCOSO, X. G.; HUBEL, D. H.: Microsaccades: a neurophysiological analysis. In: *Trends in Neurosciences* 32 (2009), Nr. 9, S. 463–475
- [Med07] MEDTRONIC: *CareLink*. 2007. http://www.medtronic.com/Newsroom/NewsReleaseDetails.do?itemId=1188483401014&lang=de_CH. Zugriff am 15. Jan. 2010. Pressemitteilung
- [Med09] MEDTRONIC: *New Diabetes Device May Be Next Step in Quest for Artificial Pancreas*. Sept. 2009 Pressemitteilung

- [Mer11] MERLI, F.: *Implantable Antennas for Biomedical Applications*, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, PhD Thesis, 2011
- [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
- [MGK⁺08] MOKWA, W.; GOERTZ, M.; KOCH, C.; KRISCH, I.; TRIEU, H.-K.; WALTER, P.: Intraocular epiretinal prosthesis to restore vision in blind humans. In: *30th Annual International IEEE EMBS Conference*. Vancouver, Canada, 2008, S. 5790–5793
- [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, 11th International Conference on New Actuators*. Bremen, Germany, June 2010, S. 81–84
- [MHW⁺11] MÜLLER, A.; HELMS, T. M.; WILDAU, H.-J.; SCHWAB, J. O.; ZUGCK, C.: *Modern Pacemakers – Present and Future*. InTech, 2011, S. 147–166
- [Mic13] MICROCHIP TECHNOLOGY INC.: *Framework Provides Short-Range, Low-Data-Rate Communication Solution for Securely Connecting to Wide Range of Wireless Applications*. 2013. <http://www.microchip.com/pagehandler/en-us/press-release/microchips-bodycom-technology.html>. Zugriff am 6. Nov. 2013
- [M]57] MACKAY, R. S.; JACOBSON, B.: Endoradiosonde. In: *Nature* 179 (1957), S. 1239–1240
- [MKSL04] MAROTI, M.; KUSY, B.; SIMON, G.; LEDECZI, A.: The flooding time synchronization protocol. In: *Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems*, 2004, S. 39–49
- [Mok07] MOKWA, W.: Medical implants based on microsystems. In: *Measurement Science and Technology* 18 (2007), Nr. 5, R47
- [MSGB12] MARTIN, T.; SCHRANK, P.; GENGENBACH, U.; BRETTHAUER, G.: Design of an Actuator for the Lateral-Shift Optics of an Intraocular Implant. In: *ACTUATOR 2012, 13th International Conference on New Actuators*. Bremen, 2012
- [MSP09] MARINKOVIC, S.; SPAGNOL, C.; POPOVICI, E.: Energy-Efficient Low Duty Cycle MAC Protocol for Wireless Body Area Networks. In: *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine* 13 (2009), Nr. 6, S. 915–925

- [MST99] MOON, S.; SKELLY, P.; TOWSLEY, D.: Estimation and removal of clock skew from network delay measurements. In: *INFOCOM '99: 18th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies.*, 1999, S. 227–234
- [Nag11] NAGEL, J.: *Neues Konzept für die bedarfsgerechte Energieversorgung des Künstlichen Akkommodationssystems*, Fakultät für Maschinenbau, Universität Karlsruhe, Dissertation, 2011
- [Nato1] NATIONAL INSTITUTE OF STANDARDS AND TECHNOLOGY (NIST): *Announcing the Advanced Encryption Standard (AES)*. 2001
- [NBH⁺10] NAGEL, J. A.; BECK, C.; HARMS, H.; STILLER, P.; GUTH, H.; STACHS, O.; BRETTHAUER, G.: Energie- und speichereffiziente Berechnung des Akkommodationsbedarfs im Künstlichen Akkommodationssystem. In: *Klinische Monatsblätter für Augenheilkunde* 227 (2010), Nr. 12, S. 930–934
- [Näg12] NÄGELE, S.: *Entwicklung eines Kopfmodells für die Evaluierung von elektromagnetischen Daten- und Energieübertragungsschnittstellen im Künstlichen Akkommodationssystem*, Fakultät für Maschinenbau, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2012
- [NHS⁺10] NAGEL, J.; HARMS, H.; STILLER, P.; GUTH, H.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: Energy efficient algorithm for the calculation of the demand of accommodation in the Artificial Accommodation System. In: *Biomedizinische Technik/Biomedical Engineering* 55 (Suppl. 1) (2010)
- [Nik10] NIKOLOVA, N. K.: *Loop Antennas*. 2010. Lecture Notes
- [NKG⁺11] NAGEL, J.; KRUG, M.; GENGENBACH, U.; GUTH, H.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R. F.: Optimal Secondary Coil Design for Inductive Powering of the Artificial Accommodation System. In: *33rd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2011
- [NKM⁺13] NAKANO, T.; KATO, M.; MORITO, Y.; ITOI, S.; KITAZAWA, S.: Blink-related momentary activation of the default mode network while viewing videos. In: *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America* 110 (2013), Nr. 2, S. 702–706
- [NMW⁺12] NAKANO, T.; MOORE, M.; WEI, F.; VASILAKOS, A.; SHUAI, J.: Molecular Communication and Networking: Opportunities and Challenges. In: *IEEE Transactions on NanoBioscience* 11 (2012), Nr. 2, S. 135–148
- [NSF⁺12] NEMEC, D.; SAHAKALKAN, S.; FREDIANI, G.; KOLARIC, I.; BAUERNHANSL, T.: Carbon nanotube based stretchable optically transparent electrodes for dielectric elastomer actuators. In: *International Conference on Electromechanically Active Polymer (EAP) Transducers & Artificial Muscles*, 2012

- [NSG⁺10] NAGEL, J.; SIEBER, I.; GENGENBACH, U.; GUTH, H.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R. F.: Investigation of a Thermoelectric Power Supply for the Artificial Accommodation System. In: *3rd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies*, 2010
- [NWC09] NOVAK, O.; WU, W.; CHARLES, C.: Wireless ultra-wide-band data link for biomedical implants. In: *Research in Microelectronics and Electronics*, 2009, S. 352–355
- [OGV⁺07] OSSMA, I. L.; GALVIS, A.; VARGAS, L. G.; TRAGER, M. J.; VAGEFI, M. R.; MCLEOD, S. D.: Synchrony dual-optic accommodating intraocular lens: Part 2: Pilot clinical evaluation. In: *Journal of Cataract & Refractive Surgery* 33 (2007), Nr. 1, S. 47–52
- [OMTM⁺08] OTERO-MILLAN, J.; TRONCOSO, X.; MACKNIK, S.; 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
- [OS91] ORCHARD, L. N.; STERN, J. A.: Blinks as an index of cognitive activity during reading. In: *Integrative Physiological and Behavioral Science* 26 (1991), Nr. 2, 108–116
- [Pan03] PANNASCH, S.: *Ereignisbezogene Veränderungen der visuellen Fixationsdauer*, Fakultät Mathematik und Naturwissenschaften, Technische Universität Dresden, Doktorarbeit, 2003
- [Pau14] PAUKNER, P.: Google entwickelt Elektro-Kontaktlinse. In: *Süddeutsche Neueste Nachrichten* (2014), Jan.. <http://www.sueddeutsche.de/digital/hilfe-fuer-diabetiker-google-entwickelt-elektro-kontaktlinse-1.1864899>. Zugriff am 17. Juli 2014
- [Pep11] PEPOSE, J. S.: New Accommodating IOLs. In: *Advanced Ocular Care* (2011), October, S. 48–54
- [Ple08] PLETCHER, N. M.: *Ultra-Low Power Wake-Up Receivers for Wireless Sensor Networks*, University of California, Berkeley, Dissertation, 2008
- [PLL⁺10] PANDEY, J.; LIAO, Y.-T.; LINGLEY, A.; MIRJALILI, R.; PARVIZ, B.; OTIS, B.: A Fully Integrated RF-Powered Contact Lens With a Single Element Display. In: *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 4 (2010), December, Nr. 6, S. 454–461
- [PNGR11] PRAKOSO, T.; NGAH, R.; GHASSEMLOOY, Z.; RAHMAN, T. A.: Antenna representation in two-port network scattering parameter. In: *Microwave and Optical Technology Letters* 53 (2011), Nr. 6, S. 1404–1409
- [Pol11] POLLEY, P.: *Entwicklung einer adaptiven Impedanz-Anpassschaltung für das Künstliche Akkommodationssystem*, Hochschule Karlsruhe, Fakultät für Elektro- und Informationstechnik, Bachelorarbeit, 2011

- [Pre07] PREUSSNER, P.-R.: Genauigkeitsgrenzen bei der IOL-Berechnung: Aktueller Stand. In: *Klinische Monatsblätter für Augenheilkunde* 224 (2007), Nr. 12, S. 893–899
- [PRG09] PLETCHER, N.; RABAEY, J.; GAMBINI, S.: A 52 uW Wake-Up Receiver With -72 dBm Sensitivity Using an Uncertain-IF Architecture. In: *IEEE Journal of Solid State Circuits* 44 (2009), Jan, Nr. 1, S. 269–280
- [RBF⁺12] RHEINSCHMITT, L.; BECK, C.; FLIEDNER, J. M.; GENGENBACH, U.; GUTH, H.; HELLMANN, A.; KRUG, M.; MARTIN, T.; NAGEL, J. A.; SCHARNOWELL, R.; SCHERER, K.-P.; SIEBER, I.; STILLER, P.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R. F.: Auf dem Weg zur implantierbaren Grösse. In: *Ophthalmologische Nachrichten* (2012), November, Nr. 11
- [RDW⁺98] ROTTACH, K. G.; DAS, V. E.; WOHLGEMUTH, W.; ZIVOTOFSKY, A. Z.; LEIGH, R. J.: Properties of Horizontal Saccades Accompanied by Blinks. In: *Journal of Neurophysiology* 79 (1998), Nr. 6, S. 2895–2902
- [REBH05] RAMBOLD, H.; EL BAZ, I.; HELMCHEN, C.: Blink effects on ongoing smooth pursuit eye movements in humans. In: *Experimental Brain Research* 161 (2005), Nr. 1, 11–26
- [Ret13] RETINA IMPLANT AG: *Retina Implant AG's Alpha IMS Wins CE Mark*. Juli 2013. http://www.retinaimplant.de/en/news/detail_en.aspx?strID=44. Zugriff am 25. Feb. 2014
- [RGB10] RHEINSCHMITT, L.; GENGENBACH, U.; BRETTHAUER, G.: System Integration of an Active Lens Implant. In: *Smart Systems Integration*. Como, Italy, 2010
- [Rhe11] RHEINSCHMITT, L.: *Erstmaliger Gesamtentwurf und Realisierung der Systemintegration für das Künstliche Akkommodationssystem*, Fakultät für Maschinenbau, Universität Karlsruhe, Dissertation, 2011
- [Rie13] RIEMENSCHNEIDER, F.: *Texas Instruments arbeitet an neuem Low-Power-Mikrocontroller*. 2013. <http://www.elektroniknet.de/halbleiter/mikrocontroller/artikel/95149/>. Zugriff am 10. Juli 2014
- [Rilo8] RILEY, W. J.: *Handbook of Frequency Stability Analysis*. National Institute of Standards and Technology (NIST), 2008
- [Röm05] RÖMER, K.: *Time Synchronization and Localization in Sensor Networks*, ETH Zürich, Dissertation, 2005
- [RMN⁺12] RHEINSCHMITT, L.; MARTIN, T.; NAGEL, J.; BRETTHAUER, G.; GUTHOFF, R.: A new approach to enable the use of electrowetting lenses in the Artificial Accommodation System. In: *World Ophthalmology Congress (WOC 2012), 33rd International Congress of Ophthalmology*. Abu Dhabi, 2012
- [Rolo9] ROLFS, M.: Microsaccades: Small steps on a long way. In: *Vision Research* 49 (2009), Nr. 20, S. 2415–2441

- [RRN⁺10] RHEINSCHMITT, L.; RITTER, F.; NAGEL, J. A.; GENGENBACH, U.; BRETT-
HAUER, G.; GUTHOFF, R. F.: Optimized sensor concept for the Artificial
Accommodation System. In: *World Ophthalmology Congress*, 2010
- [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: *33rd Annual International IEEE
EMBS Conference*. Boston, USA, 2011
- [RSH02] RAMBOLD, H.; SPRENGER, A.; HELMCHEN, C.: Effects of Voluntary Blinks
on Saccades, Vergence Eye Movements, and Saccade-Vergence Interacti-
ons in Humans. In: *Journal of Neurophysiology* 88 (2002), Nr. 88, S. 1220–1233
- [SbP⁺08] SCHMID, G.; ÜBERBACHER, R.; PREINER, P.; SAMARAS, T.; MAZAL, P.; JAPPEL,
A.; BAUMGARTNER, W.-D.; TSCHABITSCHER, M.: *Bestimmung der Expositi-
onsverteilung von HF Feldern im menschlichen Körper, unter Berücksichtigung
kleiner Strukturen und thermophysiological relevanter Parameter*. Bundesamt
für Strahlenschutz, 2008
- [SCF⁺08] SCHMID, T.; CHARBIWALA, Z.; FRIEDMAN, J.; SRIVASTAVA, M. B.; CHO, Y. H.:
The true cost of accurate time. In: *Proceedings of the 2008 conference on
Power aware computing and systems*, 2008
- [Scho3] SCHWARTZ, D. M.: Light-adjustable lens. In: *Trans Am Ophthalmol Soc* 101
(2003), S. 417–436
- [Scho8] SCHMID, G.: Ultrawide-Band – Funkkommunikation knapp über dem
Rauschen. In: *EMVA und Technik* (2008), Nr. 2, S. 11–20
- [Scho9] SCHMID, T.: *Time in Wireless Embedded Systems*, University of California,
Dissertation, 2009
- [Sch13a] SCHMEH, K.: *Kryptografie: Verfahren, Protokolle, Infrastrukturen*. 5. Auflage.
Dpunkt Verlag, 2013
- [Sch13b] SCHMÜSER, P.: *Theoretische Physik für Studierende des Lehramts 2: Elektrody-
namik und Spezielle Relativitätstheorie*. Springer, 2013
- [Sec14] SECOND SIGHT: *Argus II*. 2014. [http://www.2-sight.eu/ee/
argus-ii-rps-pr-ee](http://www.2-sight.eu/ee/argus-ii-rps-pr-ee). Zugriff am 25. Jan. 2014
- [SEEP87] SCHLEIDT, M.; EIBL-EIBESFELDT, I.; PÄPPEL, E.: A universal constant in
temporal segmentation of human short-term behavior. In: *Naturwissen-
schaften* 74 (1987), Nr. 6, 289–290
- [Sem13] SEMTECH: *SX1212: Ultra Low Power (3mA RX) RF Transceiver 310–510MHz*.
2013. Datenblatt

- [SGHLo8] SOORA, S.; GOSALIA, K.; HUMAYUN, M.; LAZZI, G.: A Comparison of Two and Three Dimensional Dipole Antennas for an Implantable Retinal Prosthesis. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 56 (2008), March, Nr. 3, S. 622–629
- [SGW11] SCHÖNHOFEN, A.; GORODEZKY, L.; WENZEL, M.: Refraktionsfehler nach IOL-Implantation – Messfehler oder anatomischer Fehler? In: *Ophthalmochirurgie* 23 (2011), S. 109–114
- [Sha48] SHANNON, C. E.: A Mathematical Theory of Communication. In: *The Bell System Technical Journal* 27 (1948), S. 379–423
- [Sha09] SHAVER, D.: *Ultra Low Power Wireless Medical Devices for Body Area Networking*. Version: July 2009. http://www.arlingtontech.org/wireless_medical_devices.pdf. Zugriff am 11. Juli 2014
- [SHB⁺94] STAVA, M. W.; HUFFMAN, M. D.; BAKER, R. S.; EPSTEIN, A. D.; PORTER, J. D.: Conjugacy of spontaneous blinks in man: eyelid kinematics exhibit bilateral symmetry. In: *Investigative Ophthalmology & Visual Science* 35 (1994), Nr. 11, S. 3966–3971
- [SHNN12] SIEKKINEN, M.; HIENKARI, M.; NURMINEN, J.; NIEMINEN, J.: How low energy is bluetooth low energy? Comparative measurements with Zig-Bee/802.15.4. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops, 2012*, S. 232–237
- [SHR⁺07] SCHLIERF, R.; HORST, U.; RUHL, M.; SCHMITZ-RODE, T.; MOKWA, W.; SCHNAKENBERG, U.: A fast telemetric pressure and temperature sensor system for medical applications. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 17 (2007), Nr. 7, 98–102
- [SiTo9] SiTIME: *SiT-AN10010: MEMS Replacing Quartz Oscillators*. 2009. Application Note, Rev. 1.1
- [SiT12] SiTIME: *SiT1532/3 Ultra-Small, Ultra-Low Power 32.768 kHz Oscillator*. 2012. Datenblatt
- [SKK⁺02] SUZUKI, S.-N.; KIMURA, S.; KATANE, T.; SAOTOME, H.; SAITO, O.; KOBAYASHI, K.: Power and Interactive Information Transmission to Implanted Medical Device Using Ultrasonic. In: *Japanese Journal of Applied Physics* 41 (2002), S. 3600–3603
- [Sky09] SKYWORKS: *Matching Differential Port Devices*. 2009. Application Note
- [Sma10] SMART, N.; SMART, N. (Hrsg.): *ECRYPT II Yearly Report on Algorithms and Keysizes*. European Network of Excellence in Cryptology II, 2010
- [SMGF12] SAUER, S.; MARSCHNER, U.; GRÄTZ, H.; FISCHER, W.-J.: Medical Wireless Vibration Measurement System for Hip Prosthesis Loosening Detection. In: *3rd International Conference on Sensor Device Technologies and Applications*. Rome, Italy, 2012

- [SMTRo8] SCHENK, T. C. W.; MAZLOUM, N.; TAN, L.; RUTTEN, P.: Experimental characterization of the body-coupled communications channel. In: *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*, 2008, S. 234–239
- [SPo9] SCHUYLENBERGH, K. V.; PUERS, R.: *Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems*. Springer, 2009
- [SQR⁺09] SINGH, V.; QUSBA, A.; ROY, A.; CASTRO, R.; McCLURE, K.; DAI, R.; GREENBERG, R.; WEILAND, J.; HUMAYUN, M.; LAZZI, G.: Specific Absorption Rate and Current Densities in the Human Eye and Head Induced by the Telemetry Link of an Epiretinal Prosthesis. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 57 (2009), Nr. 10, S. 3110–3118
- [SRG⁺08] SFORZA, C.; RANGO, M.; GALANTE, D.; BRESOLIN, N.; FERRARIO, V. F.: Spontaneous blinking in healthy persons: an optoelectronic study of eyelid motion. In: *Ophthalmic and Physiological Optics* 28 (2008), Nr. 4, S. 345–353
- [SSC⁺10] SCHMID, T.; SHEA, R.; CHARBIWALA, Z.; FRIEDMAN, J.; SRIVASTAVA, M. B.; CHO, Y. H.: On the interaction of clocks, power, and synchronization in duty-cycled embedded sensor nodes. In: *ACM Trans. Sen. Netw.* 7 (2010), Oct, Nr. 3, S. 24:1–24:19
- [STM06] STMICROELECTRONICS: *AN1806: Antenna (and Associated Components) Matching-Circuit Calculation for the CRX14 Coupler*. 2006. Application Note
- [STM12] STMICROELECTRONICS: *SPIRIT1 Low data rate, low power sub-1GHz transceiver*. Version: 2012. Datenblatt
- [Str12] STRENZ, R.: Embedded Flash Technologies: Enabler for Automotive uCs & Smartcards. In: *Workshop on Innovative Memory Technologies*. Grenoble, 2012
- [SW98] SPECKMANN, E.-J.; WITTKOWSKI, W.: *Bau und Funktionen des menschlichen Körpers*. 19. Auflage. Urban & Schwarzenberg, 1998
- [Ter43] TERMAN, F. E.: *Radio Engineer's Handbook*. McGraw-Hill Book Company, 1943
- [Ter10] TERWEE, T.: Lens Refilling – The State of the Art. In: *Nova Acta Leopoldina* Bd. 111 (2010), Nr. 379, S. 153–160
- [Tex08] TEXAS INSTRUMENTS: *MSP430x2xx Family*. Version: 2008. User's Guide
- [Tex10a] TEXAS INSTRUMENTS: *CC1101 Low-Power Sub-1GHz RF Transceiver*. 2010. Datenblatt
- [Tex10b] TEXAS INSTRUMENTS: *Mixed Signal Microcontroller MSP430F23x0*. 2010. Datenblatt

- [Tex14] TEXAS INSTRUMENTS: *Mixed-Signal Microcontrollers MSP430FR58xx*. 2014. Datenblatt
- [TGGO08] TRIEU, H. K.; GÖRTZ, M.; GÖTTSCHE, T.; OSYPKA, P.: Mikroimplantate in der Medizintechnik mit drahtloser Daten- und Energieübertragung. In: 5. *GMM-Workshop: Mikrosensorik mit autarker Energieversorgung und drahtloser Signalübertragung*, Düsseldorf, 2008
- [TJo8] TALOS; JAKOV: *Anatomie des Auges*. GNU Free Documentation License, Version 1.2 or any later, 2008. https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Eye_scheme.svg. Zugriff am 25. Feb. 2014
- [TLW⁺08] THURGOOD, B.; LEDBETTER, N.; WARREN, D.; CLARK, G.; HARRISON, R.: Wireless integrated circuit for 100-channel neural stimulation. In: *IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*, 2008, S. 129–132
- [TSO4] TIMMONS, N.; SCANLON, W.: Analysis of the performance of IEEE 802.15.4 for medical sensor body area networking. In: *First Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*, 2004, S. 16–24
- [TS10] TIETZE, U.; SCHENK, C.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 13. Auflage. Springer Berlin Heidelberg, 2010
- [TSB⁺13] TREMBLAY, E. J.; STAMENOV, I.; BEER, R. D.; ARIANPOUR, A.; FORD, J. E.: Switchable telescopic contact lens. In: *Opt. Express* 21 (2013), Jul, Nr. 13, 15980–15986
- [TW98] THUMM, M.; WIESBECK, W.: *Hochfrequenzmeßtechnik: Verfahren und Meßsysteme*. 2. Auflage. B. G. Teubner Stuttgart Leipzig, 1998
- [UHB⁺10] ULLAH, S.; HIGGINS, H.; BRAEM, B.; LATRE, B.; BLONDIA, C.; MOERMAN, I.; SALEEM, S.; RAHMAN, Z.; KWAK, K.: A Comprehensive Survey of Wireless Body Area Networks. In: *Journal of Medical Systems* (2010), S. 1–30
- [Une95] UNEMA, P. J.: *Eye Movements and Mental Effort*, Technische Universität Berlin, Dissertation, 1995
- [VBR⁺03] VAN DER WERF, F.; BRASSINGA, P.; REITS, D.; ARAMIDEH, M.; VISSER, B. Ongerboer d.: Eyelid Movements: Behavioral Studies of Blinking in Humans Under Different Stimulus Conditions. In: *Journal of Neurophysiology* 89 (2003), Nr. 5, S. 2784–2796
- [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), July, Nr. 7, S. 1–13
- [VLNo3] VDOVIN, G.; LOKTEV, M.; NAUMOV, A.: On the possibility of intraocular adaptive optics. In: *Opt. Express* 11 (2003), April, Nr. 7, S. 810–817

- [vR03] VAN GREUNEN, J.; RABAEY, J.: Lightweight Time Synchronization for Sensor Networks. In: *Proceedings of the 2nd ACM international conference on Wireless sensor networks and applications*, 2003
- [VSP97] VELICHKOWSKY, B. M.; SPRENGER, A.; POMPLUN, M.: Auf dem Weg zur Blickmaus. In: *Software-Ergonomie '97: Usability Engineering* Bd. 49, 1997, S. 317–327
- [vSS08] VAN NGO, L.; SEIDEL, H.; SCHMID, U.: Long-Term Performance of Ultrasonic Transducers Used for Energy and Data Transmission. In: *Smart Systems Integration*, 2008
- [WCS11] WU, Y.-C.; CHAUDHARI, Q.; SERPEDIN, E.: Clock Synchronization of Wireless Sensor Networks. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 28 (2011), Jan, Nr. 1, S. 124–138
- [Web11] WEBER, J.: *Entwurf und Validierung einer Dualband-Plattform zur drahtlosen Energieversorgung und Kommunikation für medizinische Sensorapplikationen*, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Lehrstuhl für Technische Elektronik, Diplomarbeit, September 2011
- [WHF⁺09] WEGMUELLER, M.; HUCLOVA, S.; FROEHLICH, J.; OBERLE, M.; FELBER, N.; KUSTER, N.; FICHTNER, W.: Galvanic Coupling Enabling Wireless Implant Communications. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 58 (2009), Nr. 8, S. 2618–2625
- [Wit11] WITTWER, J.: *Entwicklung, Aufbau und Erprobung eines zeitsynchronisierten drahtlosen Sensors mit Wirkungsbereichsbegrenzung am Beispiel eines Drucksensor für die minimalinvasive Chirurgie*. VDI Verlag, 2011
- [WS02] WEISS, C.; STREUFERT, D.: Sensor im Auge. In: *F&M Special: Medizintechnik* 110 (2002), S. 14–17
- [WSVB⁺00] WALTER, P.; SCHNAKENBERG, U.; VOM BÖGEL, G.; RUOKONEN, P.; KRÜGER, C.; DINSLAGE, S.; HC, L. H.; RICHTER, H.; MOKWA, W.; DIESTELHORST, M.; KRIEGLSTEIN, G.: Development of a completely encapsulated intraocular pressure sensor. In: *Ophthalmic Research* 32 (2000), Nr. 6, S. 278–284
- [WWL04] WEST, W. C.; WHITACRE, J. F.; LIM, J. R.: Chemical stability enhancement of lithium conducting solid electrolyte plates using sputtered LiPON thin films. In: *Journal of Power Sources* 126 (2004), Feb, Nr. 1-2, S. 134–138
- [WZB05] WILLIAMSON, S. S.; ZIVOTOFSKY, A. Z.; BASSO, M. A.: Modulation of Gaze-Evoked Blinks Depends Primarily on Extraretinal Factors. In: *Journal of Neurophysiology* 93 (2005), Nr. 1, S. 627–632
- [YDK09] YUCE, M.; DISSANAYAKE, T.; KEONG, H. C.: Wireless telemetry for electronic pill technology. In: *IEEE Sensors*, 2009

- [YHB04] YATES, D.; HOLMES, A.; BURDETT, A.: Optimal transmission frequency for ultralow-power short-range radio links. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 51 (2004), Nr. 7, S. 1405–1413
- [YHE02] YE, W.; HEIDEMANN, J.; ESTRIN, D.: An energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks. In: *Proceedings of the IEEE INFOCOM*, 2002, S. 1567–1576
- [Zar10] ZARLINK SEMICONDUCTOR: *ZL70102 Medical Implantable RF Transceiver*. Version: 2010. Datenblatt, Rev. 2
- [ZBSB⁺11] ZRENNER, E.; BARTZ-SCHMIDT, K. U.; BENAÏ, H.; BESCH, D.; BRUCKMANN, A.; GABEL, V.-P.; GEKELER, F.; GREPPMAIER, U.; HARSCHER, A.; KIBBEL, S. u. a.: Subretinal electronic chips allow blind patients to read letters and combine them to words. In: *Proceedings of the Royal Society B: Biological Sciences* 278 (2011), S. 1489–1497
- [Zia07] ZIAIE, B.: Implantable Wireless Microsystems. In: *BioMEMS and Biomedical Nanotechnology Volume IV: Biomolecular Sensing, Processing and Analysis* 4 (2007), S. 205–221
- [Zim96] ZIMMERMANN, T. G.: Personal Area Networks: Near-field intrabody communication. In: *IBM Systems Journal* 35 (1996), Nr. 3&4, S. 609–617
- [ZKY10] ZHU, H.; KO, Y.; YE, T.: Impedance measurement for balanced UHF RFID tag antennas. In: *IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2010
- [ZNCN97] ZIAIE, B.; NARDIN, M.; COGHLAN, A.; NAJAFI, K.: A single-channel implantable microstimulator for functional neuromuscular stimulation. In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 44 (1997), Nr. 10, S. 909–920
- [ZRH⁺08] ZENG, F.-G.; REBSCHER, S.; HARRISON, W. V.; SUN, X.; FENG, H.: Cochlear Implants: System Design, Integration and Evaluation. In: *IEEE Reviews in Biomedical Engineering* 1 (2008), S. 115–142
- [ZTAK09] ZHEN, B.; TAKIZAWA, K.; AOYAGI, T.; KOHNO, R.: A Body Surface Coordinator for Implanted Biosensor Networks. In: *IEEE International Conference on Communications*. Dresden, 2009