

# **Entwurf und Optimierung eines Übertragungssystems zur induktiven Energieversorgung für medizinische Implantate mit der Trägerfrequenz 13,56 MHz.**

Dissertation  
zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktoringenieurs (Dr.-Ing.)

Vorgelegt der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der  
Technischen Universität Ilmenau

eingrichtet von  
Dipl.-Ing. Naeim Hijazi

Vorgelegt am: 04.04.2014

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Hannes Töpfer  
Prof. Dr.-Ing. habil. Jens Haueisen  
Prof. Dr. rer. nat. Juergen Kelber

Verteidigung am: 01.07.2016

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2016000854

# Inhaltsverzeichnis

<b>Danksagung</b> .....	<b>5</b>
<b>Erklärung</b> .....	<b>6</b>
<b>1 Einleitung</b> .....	<b>7</b>
1.1 Historische Überblick über Medizinische Implantate .....	7
1.2 Technische Problemstellung und Lösungsansatz .....	8
1.3 Stand der Technik .....	9
1.4 Zielsetzung der Arbeit .....	13
1.5 Methodischer Ansatz .....	14
<b>2 Das Sehen beim Menschen</b> .....	<b>17</b>
2.1 Der Sehvorgang .....	17
2.2 Aufbau und Funktion des menschlichen Auges .....	17
2.3 Hornhauterkrankungen .....	20
2.3.1 Verletzungen.....	20
2.3.2 Entzündungen .....	21
2.3.3 Trachom.....	21
2.3.4 Keratokonus.....	22
2.3.5 Der graue Star .....	22
2.4 Medizinische Behandlung der Hornhauterkrankungen .....	23
2.5 Grenze für den medizinischen Eingriffe und der Hintergrund der Sehhilfe.....	25
<b>3 Systemkonzept und daraus resultierende Randbedingungen</b> .....	<b>26</b>
3.1 Prinzip der Intraokularen Sehhilfe.....	26
3.2 Das angesprochene Patientenkollektiv .....	27
3.3 Funktionsprinzip der drahtlosen Energieversorgung und Datenübertragung.....	27
3.4 Die Systemarchitektur.....	28
3.4.1 Die Sendeeinheit.....	29
3.4.2 Die implantierbare Einheit.....	32
3.4.3 Der Datenempfängerchip.....	33
3.4.4 Der Displaytreiberchip.....	34
3.4.5 Das LED-Mikrodisplay.....	35
3.5 Übertragungsprotokoll für die Datenübertragung.....	36
3.6 Mögliche Gefährdungen des Patienten und Maßnahmen zur Reduzierung des Risikos 38	
3.6.1 Risiken durch Erwärmung des Implantats und elektrische Entladung .....	38
3.6.2 Biologische Abwehrreaktionen des Körpers .....	38
3.6.3 Kammerwasserverlust und Verletzungen des Auges.....	39
3.7 Weitere technische und medizinische Anforderungen an eine Intraokulare Sehhilfe	39

3.7.1	Anforderungen durch den Einsatz eines Implantats im Auge .....	40
3.7.2	Anforderungen durch den langen Verbleib im Körper .....	41
3.7.3	Anforderungen aus der täglichen Nutzung .....	41
3.7.4	Rechtliche Anforderungen an Medizinprodukte.....	42
<b>4</b>	<b>Versorgung eines elektronischen Implantats mit Energie .....</b>	<b>45</b>
4.1	Mögliche Verfahren zur Energieversorgung eines Implantats .....	45
4.1.1	Batterieversorgung .....	45
4.1.2	Drahtverbindung .....	45
4.1.3	Induktive Kopplung .....	46
4.1.4	Kapazitive Kopplung .....	46
4.1.5	Optische Kopplung .....	46
4.1.6	Mikrowellentechniken .....	47
4.2	Schlussfolgerung für die Auswahl des Energieübertragungsverfahrens .....	47
4.3	Prinzip der induktiven Energieübertragung .....	48
4.4	Berechnung der Übertragungsfunktion.....	48
4.5	Wirkungsgrad des Übertragungssystems.....	51
4.6	Anforderungen an das Übertragungssystem.....	54
4.7	verfügbare Frequenzbereiche und Funkzulassungsvorschriften.....	54
4.7.1	Der Frequenzbereich von 9 bis 135 kHz .....	55
4.7.2	Der Frequenzbereich 6,78 MHz.....	56
4.7.3	Der Frequenzbereich 13,56 MHz.....	56
4.7.4	Der Frequenzbereich 27,125 MHz.....	56
4.7.5	Der Frequenzbereich 40,680 MHz.....	56
4.7.6	Der Frequenzbereich 433,920 MHz.....	56
4.7.7	Der Frequenzbereich 865,0 MHz.....	57
4.7.8	Der Frequenzbereich 915,0 MHz.....	57
4.7.9	Der Frequenzbereich 2,45 GHz .....	57
4.7.10	Der Frequenzbereich 5,8 GHz .....	57
4.7.11	Der Frequenzbereich 24,125 GHz .....	58
4.8	Auswahl der Frequenz für intraokulare Sehhilfe .....	58
<b>5</b>	<b>Entwurf eines Systems zur induktiven Energieübertragung.....</b>	<b>61</b>
5.1	Idealer Leistungsverstärker .....	61
5.2	Kenngrößen eines Leistungsverstärkers .....	62
5.3	Klassen des Leistungsverstärkers .....	62
5.4	Historischer Rückblick über den Klasse-E-Verstärker.....	63
5.5	Aufbau eines idealen Klasse-E-Verstärkers .....	63
5.6	Typischer Klasse-E-Verstärker:.....	64
5.7	Physikalisches Prinzip zum Erreichen eines hohen Wirkungsgrads .....	66
5.8	Entwurf eines 1W 13,56 MHz Klasse-E-Verstärkers.....	67
5.9	Entwurf einer Antenne für induktive Übertragungssysteme .....	70
5.10	Anpassung der Antenne am Verstärker .....	73

5.10.1	Impedanzanpassung für die Verstärkerendstufe .....	75
5.10.2	Impedanzanpassung für die Sendeantenne: .....	77
5.11	Schaltplan des Verstärkers .....	79
5.12	Simulation des Klasse-E-Verstärkers .....	80
5.13	Realisierung der analogen Sendeschaltung .....	83
5.14	Spannungsmessung des Verstärkers .....	86
5.15	Messung der übertragenen Energie des Verstärkers .....	88
5.15.1	Abstandsabhängigkeit der übertragene Energie mit dem Abstand beiden Spulen	90
5.15.2	Realisierung eines äquivalenten Kanalmodells .....	93
5.15.3	Abhängigkeit des Winkels zwischen den beiden Spulen mit der übertragenen Energie	94
5.16	Optimierung der beiden Spulen .....	96
5.16.1	Optimierung der Primärspule .....	96
5.16.2	Optimierung der Sekundärspule .....	98
5.16.3	Analyse der Spulenimpedanz über der Frequenz .....	101
5.17	Diskussion der Messergebnisse .....	103
5.18	Energieversorgungseinheit des Implantats .....	103
5.19	Auswertung der Energieübertragung der Intraokularen Sehhilfe .....	105
5.19.1	Maximaler Abstand der Spulen .....	106
5.19.2	Variation des Lastwiderstandes .....	106
5.19.3	Ausgangsspannung bei exzentrischer Verschiebung .....	107
5.19.4	Maximaler Abstand der Spulen bei erhöhter Sendeleistung .....	109
5.19.5	Minimale Belastung für verschiedene Sendeleistungen .....	110
5.20	Diskussion der Messergebnisse .....	111
5.21	Maßnahmen zur Verbesserung der Energieübertragung bei intraokularen Sehhilfe	112
<b>6</b>	<b>Realisierung des IOS-Systems .....</b>	<b>113</b>
6.1	Realisierung der Sendeeinheit .....	113
6.2	Ansteuerungssoftware für die Sendeeinheit .....	115
6.3	Untersuchung der Datenübertragung .....	117
6.4	Intraokulare Komponente .....	120
6.5	Geometrie und Lokalisierung des Implantats im Auge .....	121
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung, Diskussion und Ausblick .....</b>	<b>124</b>
7.1	Ausblick .....	128
<b>A</b>	<b>Anhang: Details der Takterzeugung und Modulation in der Sendeschaltung</b>	<b>129</b>
	<b>Literaturverzeichnis .....</b>	<b>131</b>

# Danksagung

Ich möchte Professor Dr. Töpfer, dem Leiter des Fachgebietes Theoretische Elektrotechnik, für seine intensive wissenschaftliche Betreuung, die Übernahme des Hauptreferates sowie das mir entgegengebrachte Vertrauen beim Anfertigen dieser Arbeit aussprechen. Ferner gebührt mein Dank Herrn Professor Dr. Haueisen und Professor Dr. Juergen Kelber für die Übernahme des Korreferates.

Den Mitgliedern des Fachgebietes Theoretische Elektrotechnik für Ihre Anregungen und für die vielen gemeinsamen Diskussionen und die stets gewährte Hilfestellung bei technischen und wissenschaftlichen Problemen danken.

Ganz besonders möchte ich meinen Eltern danken, die mir das Studium ermöglicht haben und deren Freundschaft und Rat mir noch immer viel bedeuten.

Meiner Familie danke ich für das entgegengebrachte Verständnis und die Entlastungen im privaten Bereich. Mein besonderer Dank gilt meiner Frau, die mir durch ihr Verständnis und die damit verbundenen Entlastungen während der gesamten Zeit das erhöhte Engagement zur Anfertigung der Arbeit ermöglichte.

Ilmenau, im 27. März 2014

Naeim Hijazi

# Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch bewertet wird und gemäß § 7 Abs. 10 der Promotionsordnung den Abbruch des Promotionsverfahrens zur Folge hat.

Ilmenau, im 27. März 2014

Naeim Hijazi

# 1 Einleitung

## 1.1 Historische Überblick über Medizinische Implantate

Der Mensch hat erkannt, dass er die Möglichkeit besitzt, seine Lebensqualität zu verbessern, wenn körperliche Gebrechen durch künstliche Hilfsmittel in ihrer Wirkung gemildert werden. Solche Hilfsmittel werden sogar im Bereich lebensbedrohlicher Schädigungen von Körperteilen oder Organen erfolgreich eingesetzt, um das Leben des Patienten zu erhalten.

Welche gewichtige Rolle dabei der wissenschaftlichen Forschung und Entwicklung zukommt, lässt sich sehr gut am Beispiel von Gehhilfen für Menschen, denen ein Bein amputiert werden musste, zeigen. Während noch zu Beginn des 20. Jahrhunderts einfache Krücken aus Holz Standard waren, so ist es zu Beginn des 21. Jahrhunderts möglich, dass Menschen mit der Behinderung sportliche Höchstleistungen bei olympischen Meisterschaften vollbringen, die denen von Nichtbehinderten in nichts nachstehen. Möglich wurde dies durch moderne Kohlefaserprothesen, die infolge eines langen Forschungs- und Entwicklungsprozesses eine optimale Kraftübertragung gewährleisten.

Das Beispiel der Gehhilfe steht für ein mechanisches Hilfsmittel, in dem noch keine elektronischen Komponenten zum Einsatz kommen. Anders ist es bei einem weiteren, als in dieser Hinsicht klassisch zu bezeichnenden Gerät, dem Herzschrittmacher. Er stimuliert durch gezielte, kurze Spannungsimpulse den Herzmuskel, so dass das Herz immer eine ausreichende Menge Blut durch den Körper pumpt. Er ist somit ein Beispiel für ein elektronisches Bauteil. Der erste Herzschrittmacher wurde im Jahr 1958 in Schweden einem Patienten eingesetzt [1]. Die elektronischen Bauelemente wurden bei diesem Exemplar in eine Schuhcremedose mit Epoxidharz eingegossen, eine Technik, die aus der Sicht des beginnenden 21. Jahrhunderts als unglaublich anmutet. Interessant in diesem Zusammenhang ist der Umstand, dass die Energieversorgung des Schrittmachers, dessen elektronische Komponenten im Wesentlichen aus zwei Transistoren und einer Batterie bestanden, über eine Spule erfolgte, die dem Patienten mit implantiert wurde, d.h. die Energie wurde durch ein Magnetfeld übertragen. Die Kapazität der seinerzeit zur Verfügung stehenden Akkus war so gering, dass ein Nachladen nach weniger als drei Stunden erforderlich war.

Seither hat auch diese Technik eine rasante Entwicklung genommen. Die modernen Geräte sind in nichts mit denen aus der Pionierzeit dieser Technik vergleichbar. In verschiedenen Bereichen der Medizin kommt die Mikrosystemtechnik zusammen mit der Mikroelektronik verstärkt zur Anwendung. Die modernen mikroelektronischen Implantate haben völlig neue

Möglichkeiten zur Realisierung der Hilfsmittel zur Diagnose und zur Behandlung von Patienten mit den unterschiedlichsten Erkrankungen und Leiden eröffnet. Beispiele für bisher erfolgreich umgesetzte Konzepte sind das Cochlea-Implantat, welches gehörlosen Menschen wieder zu einer akustischen Wahrnehmung verhilft, Drucksensoren, die in Kathetern bei Untersuchungen der Herzkranzgefäße (Koronar-Arterien) angewandt werden und implantierbare Mikropumpen zur automatischen Abgabe von Medikamenten (z.B. Insulin) [2]. Weitere Beispiele für die Anwendung implantierter elektronischer Komponenten in den menschlichen Organismus sind Atemschrittmacher, Hirnschrittmacher, Darmschrittmacher und Blasenschrittmacher.

## 1.2 Technische Problemstellung und Lösungsansatz

Eines der fundamentalen Probleme bei der Entwicklung eines elektronischen Implantats ist die Energieversorgung. Die Elektronik im Implantat muss kontinuierlich mit einer möglichst konstanten elektrischen Spannung versorgt werden. Zum einen kann dies durch eine unmittelbar am Implantat angeschlossene Energiequelle geschehen, wie zum Beispiel durch eine Batterie oder eine Drahtverbindung. In diesem Fall wird auch von einem aktiven Implantat gesprochen. Zum anderen gibt es die Möglichkeit einer drahtlosen Energieversorgung des Implantats von außen. Dabei handelt es sich dann um ein passives Implantat [3]. Hierfür kommen verschiedene Alternativen der Energieversorgung in Frage wie z.B. induktive Kopplung, kapazitive Kopplung, optische Übertragung und Mikrowellentechniken.

Die Basis für die Auswahl des geeigneten Verfahrens ist das Anforderungsprofil, eine Abwägung zwischen einer ausreichenden Energieversorgung des Implantats und der Gefährdung des menschlichen Körpers durch Erwärmung. Ein weiteres Kriterium bzw. eine Bedingung für das Übertragungsverfahren ist die galvanische Trennung. Ohne sie könnte es zu großen Problemen kommen, das gilt besonders in der Medizintechnik [4]. Hier würden die galvanischen Versorgungsleitungen zum Implantat oftmals erhebliche Einschränkungen für den Patienten mit sich bringen. Beispiele sind Implantate zur Messung des Augeninnendrucks, des Blutdrucks, der Temperatur oder des Sauerstoffgehalts im Gewebe. Ebenfalls würde das Kontaktieren von Implantaten, die an bewegten Körperteilen eingebracht sind, durch galvanische Trennung vereinfacht z. B. bei den Augenimplantaten.

In dieser Arbeit sollen verschiedene Konzepte zur Energieversorgung für ein medizinisches Implantat betrachtet werden. Je nach Art des Implantats können unterschiedliche Ansätze zur Energieübertragung verfolgt werden. Die vorhandenen Alternativen werden vorgestellt und anhand ihrer Vor- und Nachteile miteinander verglichen. Aus dem Vergleich resultiert die Auswahl des erfolgversprechendsten Energieversorgungsprinzips.



Das drahtlose Energieübertragungsverfahren wurde im Rahmen des sogenannten „Intraokulare Sehhilfe IOS- System“ eingesetzt. Im Falle einer Erblindung spricht das IOS-System funktionsfähige Teile des Auges so an, dass das Sehvermögen teilweise wiederhergestellt wird. Genauer gesagt: bei dieser Art der Sehhilfe handelt es sich um ein Implantat, das die getrübte Hornhaut umgeht. Infolgedessen sollte es möglich sein, betroffenen Patienten einige visuelle Funktionen zu ermöglichen, wie das Erkennen von Tag und Nacht, von großen Objekten und einer möglichen Orientierung in Räumlichkeiten. Abbildung 1-1 zeigt das Prinzip der Intraokularen Sehhilfe (IOS-System).

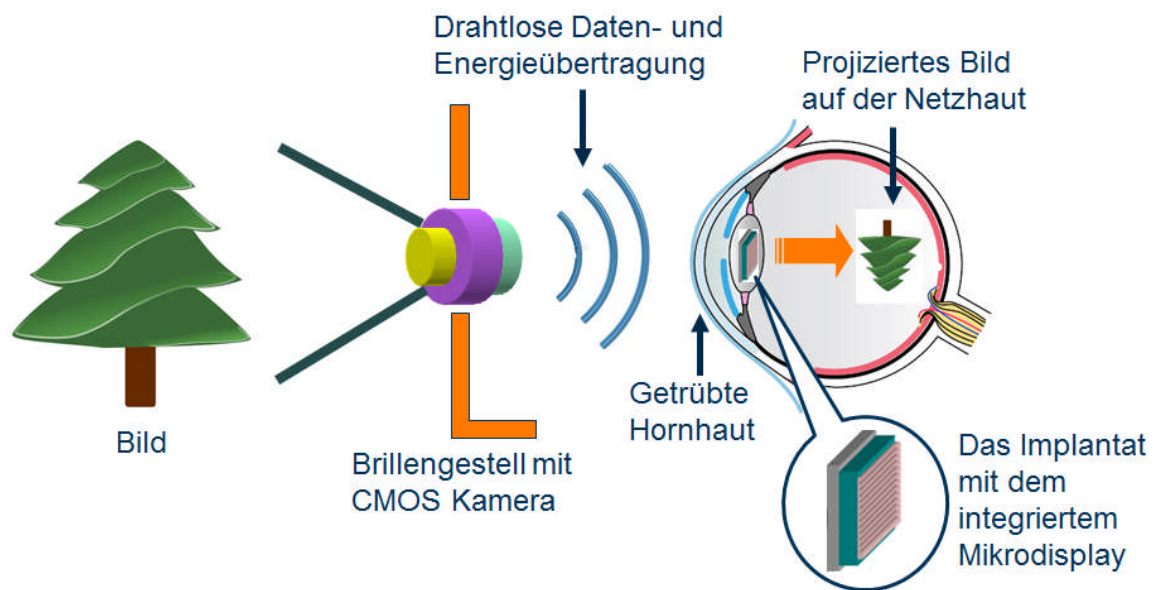


Abbildung 1-1: Prinzip der Intraokularen Sehhilfe (IOS-System).

### 1.3 Stand der Technik

Im Bereich der Sinnesorgane sind Hilfsmittel zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit seit langem Standard. Brillen sind die gebräuchlichsten Hilfsmittel auf diesem Gebiet. Allerdings sind Brillen wirkungslos, wenn der Grad der Schädigung des Auges oder von Teilen davon ein bestimmtes Maß überschritten hat. Da der Mensch subjektiv den Verlust des Sehvermögens als besonders gravierendes Handicap empfindet, ist die aktuelle Forschung zu dessen (teilweiser) Wiederherstellung besonders aufgerufen.

Das erste Augenimplantat wurde bereits im Jahr 1956 durch den australischen Wissenschaftler Tassicker patentiert [5]. Dieses Implantat besteht aus einer Selen-Fotodiode, die hinter der Retina platziert wurden. Zunächst wurde es zwei Kaninchen subretinal implantiert und danach wurde es einer erblindeten Frau eingesetzt. Die Patientin berichtete über gleichmäßige Lichtwahrnehmung im gesamten Stimulationsbereich des Implantates. Später wurde

das Implantat bei einer weiteren Person eingesetzt [6]. Die Versuche von Tassicker waren dem damaligen Stand der technologischen Entwicklung sehr weit voraus [7].

Im Jahr 1995 begann in Bonn eine Forschergruppe unter Leitung von Prof. Rolf Eckmiller mit der Entwicklung einer Sehhilfe in Form eines lernfähigen Retinaimplantats. Das Projekt „Intelligente Retina Implantat System (IRIS-System)“ besteht aus einem Retinastimulator und einer Prozessoreinheit. Ein Brillengestell mit integrierter Kamera und integrierten elektrischen Komponenten dienen zur drahtlosen Übertragung von Daten und Energie an das Implantat [8] [9]. Die von der Kamera aufgenommenen Bilder erzeugen Stimulationsmuster im Auge. Der implantierbare Netzhautstimulator basiert auf einer flexiblen Trägerstruktur aus Polyimid mit integrierten Leiterbahnen und Elektroden. Der intraokulare Teil enthält neben den Elektroden auch den Infrarotempfänger für die optische Datenübertragung und wird mittels Nagelfixation auf der Netzhaut befestigt [10] [11]. Auf Basis dieses Projekts wurde im Jahr 1998 in Bonn die Firma Intelligent Implants GmbH gegründet, welche 2002 in IIP-Technologies und später als Tochtergesellschaft der Schweizer IMI AG (Intelligent Medical Implants) in Intelligent Medical Implants GmbH umbenannt wurde [12].

Am Fraunhofer Institut IMS in Duisburg in Zusammenarbeit mit weiteren Projektpartnern wurde ein ähnliches Forschungsprojekt, namens (EPIRET) „epiretinal Retina Implantat“, bearbeitet. Dies Projekt war ebenso wie das IRIS-Projekt vom BMBF finanziell gefördert [13]. Das Ziel des Projektes war die Entwicklung eines implantierbaren Netzhautstimulators mit drahtloser Daten- und Energieübertragung. In diesem Projekt wurde sowohl für die Datenübertragung als auch für die Energieübertragung das induktive Verfahren verwendet. Schließlich wurden funktionsfähige Prototypen mit implantierbaren Netzhautstimulatoren entwickelt und im Tierversuch an Kaninchen und Schweinen erprobt [14] [15] [16] [17] [18]. Versuche an Menschen wurden mit diesen Implantaten jedoch nicht durchgeführt.

Der kalifornische Unternehmer Second Sight Medical Products wurde 1998 unter anderem vom derzeitigen CEO R. Greenberg gegründet. Der Unternehmer hat eng mit der University of Southern California sowie dem Doheny Eye Institute zusammengearbeitet. Ziel des Unternehmens, war die Entwicklung einer retinalen Sehprothese um Patienten zu helfen, die in Folge weit fortgeschrittener Retinitis Pigmentosa (RP) erblindet sind [12].

Das von Second Sight Medical Products entwickelte Retinal Stimulation System „Argus 16“ besteht aus einem extraokularen und einem intraokularen Teil. Der extraokulare Teil setzt sich aus einer auf einem Brillengestell integrierter Kamera, einer Prozessoreinheit und einer hinter dem Ohr platzierter Spule zur induktiven Daten- und Energieübertragung zusammen. Das Implantat im Auge enthält ein Elektroarray, Prozesseinheit sowie eine Mikrospeule. Das Elektrodenarray besteht aus 16 Platinelektroden sowie einem Silikonträger und wird auf der Innenseite der Netzhaut befestigt [12]. Schließlich wurden Prototypen des Implantats „Argus

16“ an Menschen erprobt. In diesen Versuchen wurden computergenerierte Bildmuster stimuliert. Die Patienten waren in der Lage, die Bewegungen zu erkennen und zwischen horizontal und vertikal ausgerichteten Elektrodenreihen zu unterscheiden [19]. Die besten Ergebnisse wurden beim jüngsten und noch nicht so lange erblindeten Patienten erzielt [20] [21] [22] [23] [24].

Die zweite Generation dieses Augenimplantats wurde „Argus II“ benannt und es wurde mit 60 Stimulationselektroden ausgerüstet. Seit 2007 wurde für insgesamt 32 Patienten im Alter von 27 bis 77 Jahren in den klinischen Untersuchungen getestet. Viele Patienten haben ihre Orientierungsfähigkeit dadurch zurückbekommen [12].

Neben den bereits aufgeführten Projekten beschäftigen sich noch eine Forschungsgruppe an der Universität von Tohoku in Japan unter Leitung von M. Koyanagi an der Entwicklung eines Augenimplantats, welches aus drei sehr dünnen übereinander platzierten Mikrochips besteht. Die drei Mikrochips sind die Fotodetektoren zur Bildaufnahme, die Schaltkreise zur Bildverarbeitung und die zur Ansteuerung der Elektroden erforderlichen biphasischen Stromquellen. Die drei Chip-Ebenen werden durch spezielle Leitungselemente miteinander kontaktiert und zusammen auf ein flexibles Kabel aufgebracht, welches gleichzeitig die Stimulationselektroden enthält [25] [26]. Ferner soll auch eine intraokulare Mikrospule auf dem flexiblen Kabel integriert sein. Das implantierbare System gewinnt die elektrische Energie über einen induktiven Link und wird komplett in den Augapfel pflanzt [27] [28].

An der Universität von Glasgow in Schottland wird eine ähnliche epiretinale Sehprothese entwickelt, welche auf einem aktiven Pixel-Sensor (APS), einem Mikrochip der neben Fotodetektoren auch ein neuronales Netzwerk und Stimulationselektroden basiert. Für die Signalverarbeitung ist das programmierbare neuronale Netzwerk verantwortlich. Die aktuelle Version des APS-Systems verfügt über 469 hexagonal angeordnete Fotodetektoren und eine entsprechende Anzahl an Stromquellen zur Generation biphasischer Strompulse. Der Chip wird auf ein flexibles Polyimidsubstrat platziert und über Goldleiterbahnen mit dem Elektrodenarray verbunden [29]. Die Anzahl der Stimulationselektroden wird derzeit nur auf 100 Elektroden begrenzt und daher wird die Kapazität des APS nicht voll ausgenutzt [30].

Augenimplantate unterscheiden sich durch eine Vielzahl technischer Eigenschaften, unter anderem durch die Aufteilung von extraokularen und intraokularen Systemkomponenten, die Platzierung der implantierbaren Komponenten im Auge, Art der Bildverarbeitung, Stimulation der Retina und das Verfahren zur Versorgung des Implantats mit Daten und Energie.

Alle bereits aufgeführten Forschungsprojekte haben eine ähnliche Aufteilung von extraokularen und intraokularen Systemkomponenten. Jedes dieser Systeme besteht aus einer externen in

einem Brillengestell integrierter Kamera, einer Bildverarbeitungseinheit, einem Stimulationssystem zur Erzeugung der Bildmuster auf der Retina und einer Telemetrieinheit, welche das Implantat drahtlos mit Energie und Daten versorgt.

In Bezug auf die Platzierung der implantierbaren Komponenten im Augapfel haben IRIS- und Argus-Systeme sehr ähnliche Konzepte. Hier befindet sich nur das Elektrodenarray im Augapfel während alle weiteren elektronischen Komponenten sind extraokular platziert. Der Nachteil liegt hier bei der relativ langen Kabelverbindung zwischen Elektroden und Stimulationselektronik, welcher ein Infektionsrisiko darstellt. Beim EPIRET-System befinden sich hingegen alle Komponenten des Implantats innerhalb des Augapfels und das oben aufgeführte Problem tritt nicht auf. In diesem Fall ist der chirurgische Eingriff etwas aufwändiger [31].

Bei beiden Systemen, die an den Universitäten von Tohoku und Glasgow entwickelt werden, beinhaltet das Implantat die Komponente für Bildaufnahme und Bildverarbeitung. In diesem Fall sind sowohl ein Bildsensor als auch ein neuronales Netzwerk mit in das Implantat integriert und dadurch entfällt die Notwendigkeit für die Datenübertragung. Der Nachteil an solchen Systemen liegt beim deutlich höheren Energiebedarf aufgrund des im Implantat integrierten Bildsensors und der Bildverarbeitung [12].

Die wesentlichen Konzeptunterschiede zwischen den bereits aufgeführten Projekten und der Intraokularen Sehhilfe liegen in der Bildverarbeitung und in der Stimulation der noch verbliebenen Retina. Im IOS-System sind Bildvorverarbeitung, eine Bildkompression und Helligkeitsadaptation wichtige Komponenten. Die anderen implantierbaren Systeme arbeiten mit einem lernfähigen Retina-Encoder, der die optimale Anpassung an das Patientenaugenvornimmt. Des Weiteren werden in den Retina-Systemen die Nervenzellen der Netzhaut elektrisch stimuliert, um das Sehen zu ermöglichen. Die Stimulation erfolgt über biphasische Stromimpulse, welche auf ausgewählte Elektroden geschaltet werden [8]. Bei der Intraokularen Sehhilfe wird das Bild dagegen durch ein Display auf die intakte Netzhaut projiziert.

Für die drahtlose Datenübertragung wird bei den meisten heutzutage medizinischen Implantaten die induktive Kopplung eingesetzt. Seltener findet man optische Verbindung für die drahtlose Datenübertragung, die aus einer Infrarot-Leuchtdiode am Sender und einem Photodetektor am Implantat besteht, wie in diesem Projekt vorgeschlagen wurde [32]. Die optische Datenübertragung bietet jedoch die Vorteile, eine galvanische Trennung zwischen der Sendeeinheit und dem Implantat sowie eine mögliche höhere Datenübertragungsrate [33]. Der Nachteil des optischen Verfahrens ist es, dass die Signalstrecke optisch durchlässig sein muss, was bei stärkerer Hornhauttrübung zu Problemen führen kann [12].

Für die Versorgung solcher biomedizinischer elektrischer Implantate mit der Energie wird meistens das Prinzip des induktiven Verfahrens verwendet, da es eine hohe Zuverlässigkeit bei hohen einzubringenden Energiemengen aufweist. Dies Verfahren ermöglicht auch den

Einsatz in Implantaten, in welchen eine Implantation von Batterien aus Gründen der Lebensdauer oder des verfügbaren Raums ausscheidet [34]. Erschwerend kommt hinzu, dass die elektrische Last im Auge zeitlich nicht konstant ist. Bei den induktiven Übertragungssystemen stellen die Effizienz des Systems und die Optimierung der Übertragungsspulen große Anforderungen dar. Hierfür muss das Konzept des Übertragungssystems so optimiert, dass die Effizienz unter jeglicher Situation dynamisch optimiert wird und auf Maximen bleibt.

Auch zu den derzeitigen medizinischen Behandlungsweisen bei Hornhauttrübungen, die oftmals nur zur zeitweiligen Wiederherstellung des Sehvermögens führen, sind bisher leider keine zufriedenstellenden Alternativen bekannt, insbesondere keine technischen Lösungen, wie sie in diesem Projekt mit der intraokularen Sehhilfe vorgeschlagen werden [35].

## 1.4 Zielsetzung der Arbeit

Die Entwicklung eines Augenimplantats mit den Komponenten für Energie- und Datenübertragung steht im Mittelpunkt dieser Arbeit. Hier sollen verschiedene Konzepte untersucht und verglichen werden, um eine drahtlose Übertragung für Energie und Daten an einem medizinischen Implantat zu untersuchen und zu optimieren. Diese wurden zwar im Rahmen des IOS-Projekts realisiert, jedoch ist deren Anwendungsbereich keineswegs darauf beschränkt. Wie oben bereits bemerkt, wurde die Energieversorgung des ersten Herzschrittmachers mittels einer implantierten Spule sichergestellt. Der Aspekt der Energieversorgung implantierter elektronischer Komponenten sowie der drahtlosen Datenübertragung sind die zentralen Entwicklungsprobleme der vorliegenden Arbeit.

Zahlreiche Arbeiten haben die induktive Energieversorgung nach der klassischen Vorgehensweise erforscht. Es sind jedoch nach wie vor nur geringfügige Fortschritte bei der Eliminierung der dadurch entstehenden Labilität des kompletten Übertragungssystems erzielt worden. Insofern stellt ein neues Verfahren zur Energieübertragung eine neue Herausforderung dar und steht deshalb im Vordergrund der vorliegenden Arbeit. Insbesondere definiert sich die Effizienz der Lösung nicht nur allein durch die richtige Auswahl des Verstärkertyps sondern auch durch andere Faktoren, die wiederum in der Realität nicht optimal in Einklang gebracht werden können. Diese Faktoren, wie die Abweichung der Bauelementwerte, Abstands- oder Lageänderung der beiden Spulen zueinander usw., machen sich bei der Effizienz dieses Übertragungssystems ungünstig bemerkbar. Das muss bei der Realisierung des Systems in Betracht genommen und optimiert werden.

Ein effizientes Energieübertragungssystem sollte hier erforscht werden, wobei eine möglichst geringe Wärmeentwicklung entstehen sollte. Für das System werden ein hoher Wir-

kungsgrad und niedrige Verluste gefordert. Weiterhin sollte die Energieversorgung zum Implantat so gesteuert werden, dass eine akzeptable konstante Energiemenge übertragen werden kann. Ebenso darf die empfangene Energie nicht wesentlich infolge etwaiger Lage- oder Abstandsänderungen der Übertragungsspulen oder anderer Parameter stark schwanken.

Um die Verluste zu minimieren sowie eine hohe Effizienz zu gewährleisten muss also der Typ des eingesetzten Verstärkers richtig getroffen und die Verstärkerkomponenten müssen sorgfältig konstruiert sein. Die Wahl des richtigen Verstärkers ist wichtig, denn nur so kann der Wunsch nach niedrigen Energieverlusten und hohem Wirkungsgrad erfüllt werden. Hier sollen verschiedene Verstärkertypen zur drahtlosen Energieübertragung vorgestellt und untersucht werden, um anschließend den für das Anforderungsprofil am besten geeigneten Verstärkertyp auszuwählen. Ferner wurde der passende Verstärker entworfen und mit Hilfe von Simulationen, Berechnungen und Messungen optimiert. Zu diesem Zweck sollte ein Übertragungssystem so dimensioniert werden, dass es bei einem Abstand von ca. 2 cm zwischen Sende- und Empfangsspule 10 mW liefert. Das Sendermodul ist mit einer optimierten analogen Senderstufe (Klasse E) aufgebaut und arbeitet bei einer Trägerfrequenz von 13,56 MHz im ISM-Band (engl. Industrial Scientific Medical). Der Übertragungskanal innerhalb dieser Kette wird entsprechend simuliert und nachgebildet. Danach soll das ganze Übertragungssystem entworfen, optimiert, realisiert und getestet werden.

## 1.5 Methodischer Ansatz

Nach einer eingehenden Literaturstudie werden Funktionsprinzipien zur drahtlosen Energieversorgung und zur Datenübertragung sowie die Realisierung des Übertragungssystems erläutert. Dann wurden die geeigneten Systemkomponenten zur drahtlosen Energieübertragung, die Kodierungs- und Dekodierungseinheiten für eine drahtlose Bildübertragung sowie die Ansteuerungsmodule des Mikrodисplays, konzipiert, realisiert und getestet. Anschließend werden die Randbedingungen, die für den Entwurf einzuhalten sind, aufgelistet und diskutiert.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde eine vollständig in das Augeninere implantierbare Sehhilfe (IOS) entwickelt, welche von der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) finanziell gefördert und am Fraunhofer Institut IMS in Duisburg in Zusammenarbeit mit weiteren Projektpartnern durchgeführt wurde. Abbildung 1-2 zeigt den Aufbau der Intraokularen Sehhilfe, welche aus einer extraokularen Einheit und einem Implantat besteht. Die graumarkierte Blöcke sind meine eigene Entwicklung im Rahmen des Forschungsprojekts.

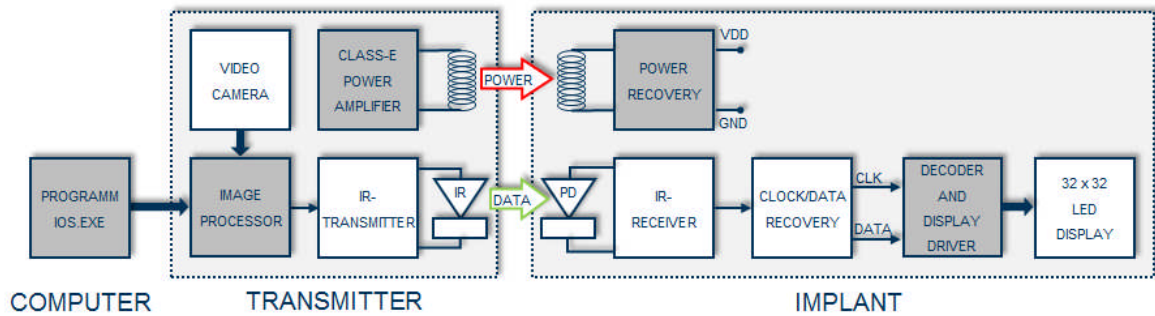


Abbildung 1-2: Aufbau der Intraokulare Sehhilfe (IOS). Die graumarkierte Blöcke sind meine eigene Entwicklung im Rahmen des IOS-Projekts.

Für die Energieübertragung wird zunächst ein Verstärker für die Sendeeinheit entwickelt. Hierfür wurden alle Verstärkerklassen (A, B, C, D, E und F) miteinander verglichen um den passenden Verstärkertyp auszuwählen, dessen Bauteile wurden berechnet, simuliert, realisiert und getestet. Ebenso wurde die Sendeanenne simuliert, analysiert, dimensioniert, erprobt und an den Verstärkerendstufe angepasst um die maximale Energieübertragung bei maximalem Abstand zu erreichen. Dieser Verstärker sollte einen wesentlich höheren Wirkungsgrad aufweisen um die Verluste minimal zu halten und gleichzeitig die gesamte Leistung für den Betrieb des Implantats bei einem bestimmten Abstand gewährleisten zu können.

Um die gesamte Energieübertragungskette testen zu können, wurde im Labor ein Übertragungskanal nachgebildet und untersucht. Anstelle des Implantats wurde ein einfacher Empfänger aufgebaut. An diesem Empfänger wurden verschiedene Lasten vermessen. Die Messdaten werden in Abbildungen dargestellt und diskutiert.

Für die Bildaufnahme wurde eine im Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme IMS Duisburg entwickelte miniaturisierte CMOS-Kamera mit digitalem Zoom und elektrischer Blende verwendet. Der Bildsensor hat die Auflösung 360X288 Pixel und einen 12-Bit-Digitalausgang [36].

Für die Echtzeitbearbeitung der Bilddaten wird in der Sendeeinheit ein programmierbarer Logikbaustein (FPGA, Typ XCS40) der Firma XILINX eingesetzt. Die FPGA-Platine wurde vom Fraunhofer-Institut IMS Duisburg zur Verfügung gestellt. Die Algorithmen für die Bild-Komprimierung, -Kodierung, Serialisierung sowie die Signalmodulierung habe ich im Rahmen des IOS-Projekts entwickelt und mittels einer Hardwarebeschreibungssprache (*Verilog-HDL*) programmiert, simuliert und in dem zuvor erwähnitem FPGA umgesetzt. Zusätzlich wurden im FPGA auch die Module für die Ansteuerung der Senderhardware einschließlich das Übertragungsprotokoll implementiert. Diese Module ermöglichen die von einer CMOS-Kamera gelieferten oder von einem PC generierten Bilddaten zu komprimieren, kodieren, modulieren und in serielle Form umzuwandeln, damit die Bilddaten dann über einen

optischen Kanal übertragen werden können. Die Simulation und Synthese des Hardwarebeschreibungscodes (*Verilog-Code*) erfolgt mit der Software *Synplify*. Der FPGA-Baustein wird mit der Software *XACT* und *XILINX Design Flow* programmiert. Der Code für die Konfiguration des FPGAs wird als Bit-Datei in einem seriellen EEPROM gespeichert.

Das implantierte Mikrosystem soll die drahtlos gesendeten Bildinformationen empfangen, demodulieren, dekodieren, um anschließend die Ansteuersignale entsprechend der Bilddaten für das Mikrodisplay bereitzustellen. Die integrierte Photodiode mit dem Datenempfängerchip, das Mikrodisplay sowie der Analogteil des Displaytreiberchips wurden vom Fachgebiet Optoelektronik der Universität Duisburg-Essen für das IOS-Projekt entwickelt und als Mikrochips realisiert. Für die Entwicklung des Digitalteils des Displaytreiberchips habe ich die Algorithmen für Signaldekodierung und Displayansteuerung geschrieben und in einer Hardwarebeschreibungssprache (*Verilog-HDL*) umgesetzt. Die Logiksimulation und die Logiksynthese des Empfängerchips erfolgen mit der CAD-Software *Cadence* und dem Programm *Synplify*. Nach einer erfolgten Simulation und Synthese der Algorithmen wurde das Chip-Layout mit der Software *Synopsis* erstellt und anschließend in Form monolithisch integrierter CMOS-Chips auf einem Wafer integriert. Der Chip wurde am Fraunhofer-Institut IMS Duisburg in einer Standard-0,5µm-CMOS-Technologie (*CE0512*) gefertigt.

Zunächst wurden die Bestandteile des Implantats, wie Daten- und Energiemodule, in einer Silikonhülle eingießt. Für das Implantat wurde ein 32x32-LED-Display herangezogen. Ebenso wurde die geeignete implantierbare Empfangsspule dimensioniert, simuliert, analysiert und hergestellt. Abschließend wurde ein Prototyp realisiert werden, mit dessen Hilfe nicht nur die prinzipielle Machbarkeit einer technischen Sehhilfe aufgezeigt werden kann, sondern auch ihre Realisierbarkeit als Mikrosystem. Nach dem Aufbau dieses Prototyps führt die Universitäts-Augenklinik Köln die unvermeidbaren Tierexperimente durch.

Um das ganze Datenübertragungssystem testen zu können, habe ich ein PC-Programm, namens (*IOS.EXE*), unter Microsoft Windows entwickelt. Es ermöglicht, Bildmustern vom PC an der Sendeeinheit zu schicken. Gleichzeitig lassen sich alle Sendeparameter der Sendeeinheit vom PC bequem per Mause konfigurieren. Die Programmierung der Ansteuerung geschieht in der objektorientierten Programmiersprache *Visual C++* von Microsoft.



## **2 Das Sehen beim Menschen**

Das Auge und der Akt des Sehens ist ein hochkomplizierter Prozess, der an vielen Stellen gestört werden kann. Im folgenden Kapitel wird auf den Aufbau und die Bestandteile des Auges eingegangen. Details zu Hornhautrekrankungen und ihrer Behandlung werden beschrieben.

### **2.1 Der Sehvorgang**

Das menschliche Sehen entsteht dadurch, dass Licht durch einen angepassten dioptrischen Apparat (lichtdurchlässige Gewebestrukturen, die ein adaptierbares Linsensystem bilden) auf der Netzhaut beider Augen fokussiert wird. Das auf die Netzhaut projizierte Bild trifft dann auf ein Mosaik lichtempfindlicher Sehzellen (Photorezeptoren; Zapfen und Stäbchen), die durch das Licht erregt werden [1]. Die Photorezeptoren wandeln das Licht in elektrische Signale um. Ihr Erregungszustand wird als elektrisches Erregungsmuster über Ganglienzellen (Zellen, die primär der Weiterleitung von Erregungssignalen über faserartige Fortsätze, Axone genannt, dienen) dem Gehirn mitgeteilt [37]. Der bewusste Bildeindruck wird erst im Gehirn gebildet.

### **2.2 Aufbau und Funktion des menschlichen Auges**

Der dioptrische Apparat funktioniert bei diesem Sehvorgang wie ein optisches System. Er besteht aus Kornea, Kammerwasser, Linse und Glaskörper, die wie ein zusammengesetztes Linsensystem hintereinander geschaltet sind (siehe Abbildung 2-1). Dabei wird eine scharfe Abbildung von parallel einfallenden Strahlen im fernakkommodierten Auge bei einem mittleren Abstand von 24,3 mm zwischen Korneascheitel und Netzhaut erreicht. Die Gesamtbrechkraft des dioptrischen Apparats beträgt 58,8 dpt, wobei die Hornhaut (Kornea) den Hauptteil mit 43 dpt beiträgt [1].

Durch die Hornhaut fällt das Licht ins Augennere. Sie bildet vor der Regenbogenhaut (Iris) und der Pupille (Öffnung der Iris) eine klare Kuppel, welche vordere Augenkammer genannt wird. Die wichtigste Aufgabe der Regenbogenhaut ist die Regulierung des Lichteinfalls im Sinne einer Blende. Die Linse liegt hinter der Hornhaut und ist mit einer elastischen Kapsel umhüllt. Durch eine Änderung der Linsenform mittels an ihr angreifender Muskeln (Ziliarmuskeln) ändert sich ihre Brechkraft. Dies ist erforderlich, damit für unterschiedliche Distanzen zu den beachteten Objekten eine scharfe Abbildung auf der Netzhaut (Retina) beste-

hen bleibt. Diesen Vorgang nennt man Akkommodation. Der Glaskörper füllt  $\frac{2}{3}$  des Augapfels aus und ist normalerweise transparent. Er besteht zu 98,5% aus Wasser und ist mit seiner gelartigen Konsistenz bei Verletzungen des Augapfels für den Erhalt der Form mitverantwortlich [38].

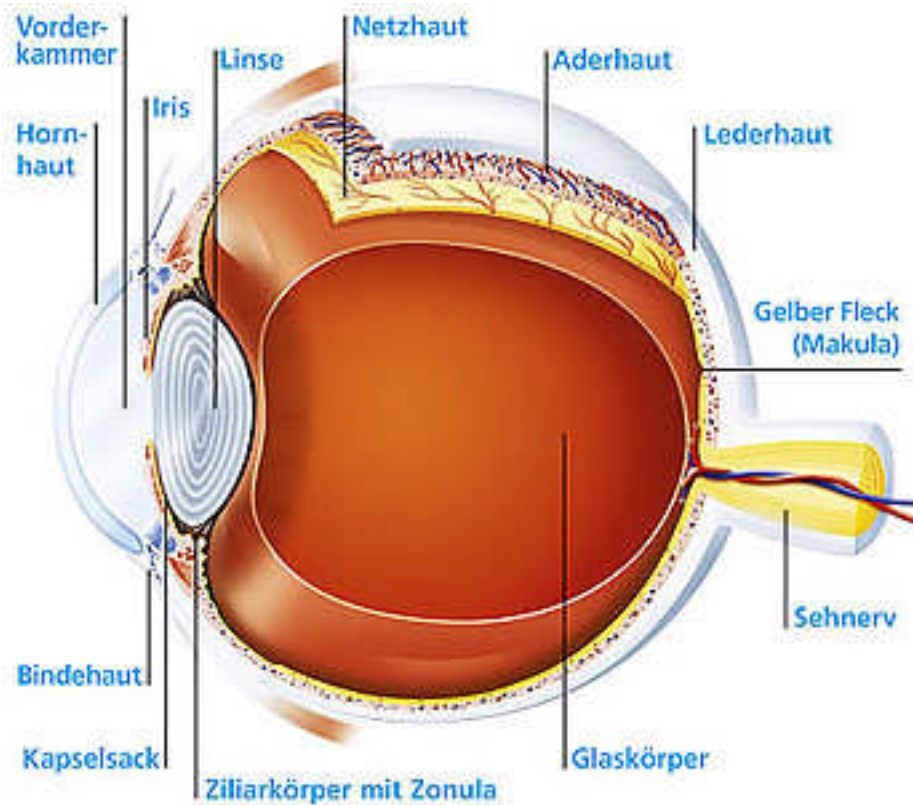


Abbildung 2-1: Aufbau des Auges [38]

Die Netzhaut (Retina) ist eine dünne stark durchblutete Gewebeschicht, die lichtempfindliche Zellen enthält. Sie kleidet die hintere Hälfte der Innenseite der Augenhaut aus. Aus Richtung des einfallenden Lichts grenzt sie an den Glaskörper an. Zur hinteren Augenhaut hin ist sie durch eine Schicht pigmenthaltiger Zellen (Pigmentepithel) begrenzt.

Die Photorezeptoren liegen auf der dem Pigmentepithel zugewandten Seite der Netzhaut [37]. Dem Glaskörper zugewandt verlaufen die Nervenfortsätze (Axone) der Ganglienzellen. Sie treten als Sehnerv gebündelt, in dem blinden Fleck, in dem keine lichtempfindlichen Zellen vorkommen, aus dem Auginneren aus.

Zwischen der Schicht der Sinneszellen (lichtempfindlichen Zellen) und der Ebene der Ganglienzellen befindet sich eine weitere Schicht von Nervenzellen (bipolare Zellen, amakrine Zellen und Horizontalzellen), die bereits in der Netzhaut erste Verknüpfungen zwischen den Erregungssignalen der Sinneszellen herstellen. Alle Schichten der Netzhaut werden durch

Stützzellen (Gliazellen), die die Zwischenräume zwischen den Nervenzellen ausfüllen, stabilisiert.

Die Netzhaut enthält unterschiedliche Typen von Sinneszellen. Sie werden entsprechend ihrer Form als Zapfen oder Stäbchen bezeichnet, wie in Abbildung 2-2 dargestellt ist. Die ungefähr 6 Millionen Zapfenzellen befinden sich hauptsächlich dort, wo senkrecht in das Auge einfallendes Licht auf die Netzhaut trifft. Dieser Bereich wird als gelber Fleck (Makula) bezeichnet. Ungefähr in der Mitte dieses Flecks befindet sich eine Vertiefung, die Sehgrube (Fovea centralis), die ausschließlich Zapfen, jedoch keine Stäbchen enthält. Dies ist der Bereich des schärfsten Sehens bei guter Beleuchtung. Die Zapfen enthalten Farbstoffe, die bei Lichteinfall mit einer bestimmten Wellenlänge (Farbe) reagieren und eine Kettenreaktion auslösen, die in der Erzeugung eines elektrischen Potenzials endet. Je nach enthaltenem Farbstoff nimmt die Sinneszelle ausschließlich Licht der Wellenlänge wahr, die die Reaktion mit ihrem Farbstoff auslöst. Für die optische Anregung der Zapfen, und damit für die Farbwahrnehmung, ist eine höhere Lichtintensität als bei Stäbchenzellen erforderlich.

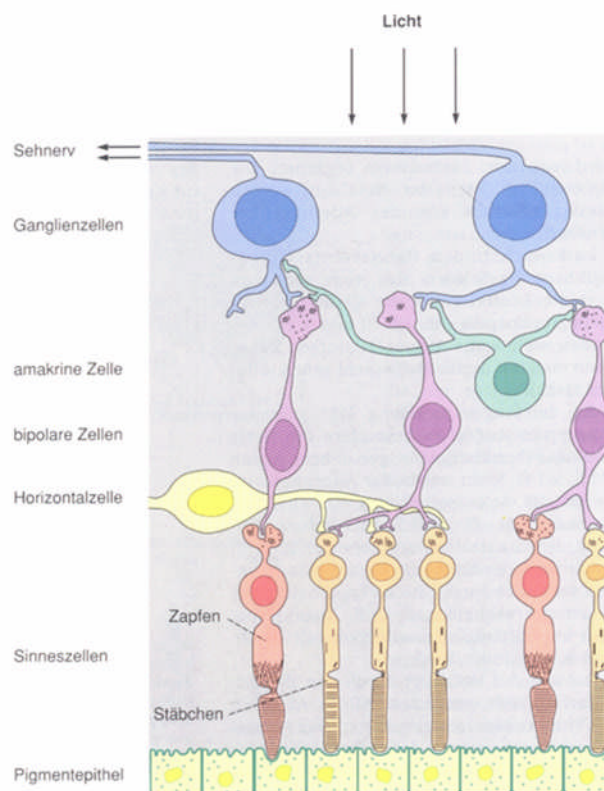


Abbildung 2-2: Aufbau der Netzhaut des Auges mit Verschaltung von Sinnes- und Nervenzellen [37]

Die Dichte der ungefähr 120 Millionen Stäbchenzellen nimmt zum Rand der Netzhaut zu. Alle Stäbchen enthalten den Farbstoff Rhodopsin. Dieser Farbstoff reagiert im Spektralbereich des sichtbaren Lichts nicht wellenlängenselektiv. Es reicht eine erheblich geringere Lichtintensität als bei den Zapfenzellen für eine Erregung aus. Diese Eigenschaft ist die Ursache dafür, dass wir in der Dämmerung allmählich die Farbwahrnehmung verlieren.

## 2.3 Hornhauterkrankungen

Das Gewebe der Hornhaut (Kornea) ist transparent, gewölbt, frei von Gefäßen und besitzt somit eine Art Fensterfunktion im Augenapparat. Sie ist als lichtbrechender Teil die wichtigste Komponente des menschlichen Auges und misst bei Erwachsenen im Zentrum eine Dicke von 0,6 mm [39]. Der äußere Bereich ist mit 0,8mm Dicke etwas stärker. Der Hornhautdurchmesser beträgt ca. 11,5 mm.

Sehstörungen bis hin zur Blindheit können aufgrund einer Trübung der Hornhaut auftreten. Ursache dafür sind meist Verletzungen und Entzündungen [40]. In folgenden werden die Hornhauterkrankungen mit ihren medizinischen Behandlungen kurz erklärt.

### 2.3.1 Verletzungen

Zur Verletzungen der Hornhaut gehören z.B. Verätzungen, Verbrennungen und Explosionen. Verätzung der Hornhaut durch Säuren oder Laugen stellt einen häufigen Arbeitsunfall dar. Abbildung 2-3 zeigt manche Spätschäden am Auge nach einer Verätzung oder Explosion.

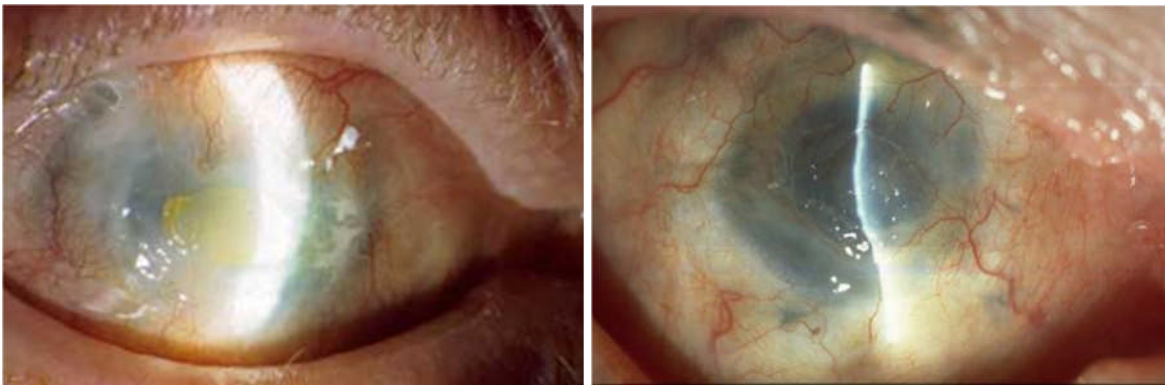


Abbildung 2-3: Spätschäden am Auge nach einer Verätzung (links) oder Explosion (rechts) [39]

Insgesamt gehören diese Einwirkungen auf die Hornhaut zu den schlimmsten Verletzungen für das Auge. Im Grunde genommen können alle Bereiche des Auges davon betroffen sein, wobei sich die verschiedenen Verletzungsarten im Detail unterscheiden. Bei Unfällen mit Stichflammen, Gasen oder Starkstrom kommt es meist zu einer oberflächlichen, nur selten tieferen Verbrennung des Auges. Der Lidreflex beschränkt dabei den Wirkungsbereich der Verletzung meist auf die Lider selbst. Bei Explosionen dagegen können zusätzlich Fremdkörper ins Auge eingesprengt werden. Die Folgen sind Lidkrämpfe und sofortige Sehbeeinträchtigungen, weshalb sofort ärztlich Behandlung erfolgen sollte [39].

### 2.3.2 Entzündungen

Bei Entzündungen des Auges kann die Erkrankung vielerlei Ursachen besitzen. Sowohl Fremderreger, wie Bakterien und Viren, als auch Störungen in der Benetzung der Hornhaut mit Flüssigkeit können dazu beitragen. Besonders bakterielle Erkrankungen sind dabei gefährlich, da sie durch das Wachstum auf der Hornhaut dort Geschwüre auslösen können. Die schwerwiegendste Form dieser Entzündung ist der Ulcus corneae serpens, das sogenannte kriechende Geschwür, weil es die gesamte Hornhaut einschmelzen kann [41]. Der Krankheitsverlauf ist sehr unterschiedlich. In besonders schwerwiegenden Fällen kann sie zur Erblindung führen.

### 2.3.3 Trachom

Diese spezielle Entzündung des Augenlides wird hervorgerufen durch eine Infektion mit Chlamydia trachomatis Serotypen A, B und C. Der Patient bemerkt zuerst starken Juckreiz und Schmerzen, wodurch das Auge zu tränen beginnt und sich entzündet. Bei langer Erkrankungsdauer über Jahre hinweg kommt es zu einer Innenrotation des Lides und die Wimpern reiben auf der Hornhaut [42]. Das führt zur vollständigen Vernarbung der Hornhaut. Da durch eine getrübe Hornhaut keine Lichtstrahlen mehr auf die Netzhaut des Auges gelangen, führt diese Krankheit ebenfalls zum Verlust der Sehfähigkeit (siehe Abbildung 2-4).

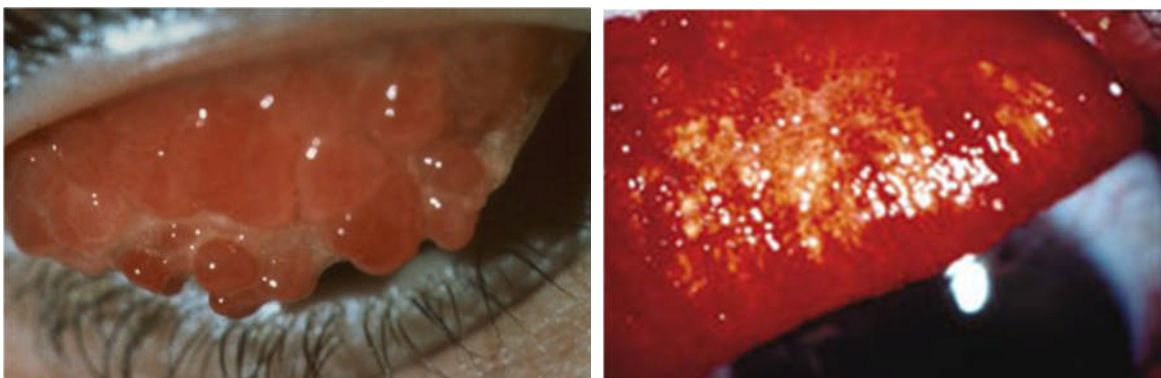


Abbildung 2-4: links: kleine Follikel entwickeln sich auf der Bindehaut [42], rechts: Umgeklapptes Oberlid bei Chlamydieninfektion [39]

Weltweit ist das Trachom für 10-15% der Erblindungen verantwortlich und besonders in den Entwicklungsländern aufgrund mangelnder hygienischer Verhältnisse. Die Übertragung erfolgt durch Körperkontakt und ist auch sexuell übertragbar [39]. In Afrika, im Mittleren Osten und in Südostasien ca. 6 Millionen Menschen betroffen sind. Allein in Deutschland beträgt die Zahl der Erkrankten ca. 4000 [35].

### 2.3.4 Keratokonus

Keratokonius ist eine Formveränderung der Augenhornhaut, mit der jede/jeder Betroffene die Welt plötzlich entsprechend der Ausprägung unscharf wahrnimmt [43]. Abbildung 2-5 zeigt, wie sich die mit Keratokonus erkrankte Hornhaut auf das Sehen auswirkt im Unterschied zur normalen Hornhautwölbung.

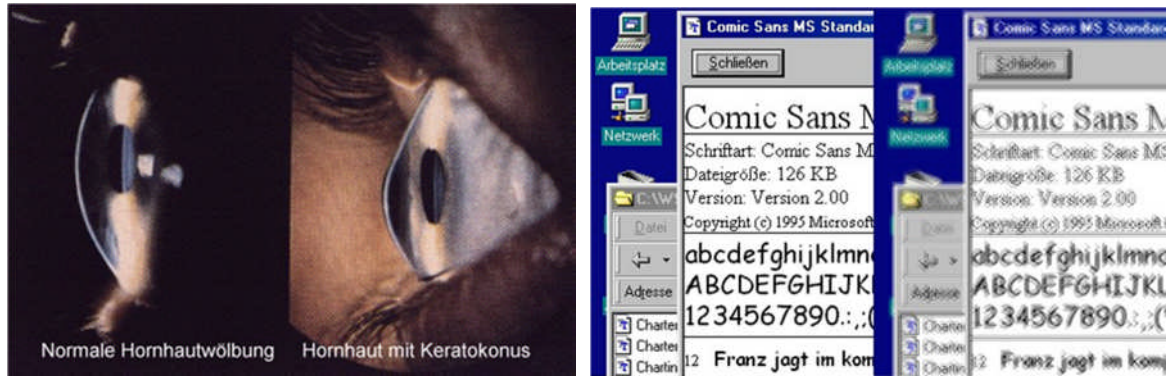


Abbildung 2-5: links: der Unterschied zwischen normaler Hornhautwölbung und mit Keratokonus erkrankter Hornhaut, rechts: Beispiel für Auswirkung der veränderten Form der Augenhornhaut [43].

### 2.3.5 Der graue Star

Der graue Star (auch als Katarakt bezeichnet) ist eine Eintrübung der ursprünglich klaren Augenlinse. Durch eine getrübbte Linse kann kein klares Bild mehr im Auge entstehen, ähnlich wie durch eine milchige Scheibe die Außenwelt auch nicht mehr klar zu erkennen ist (siehe Abbildung 2-6).

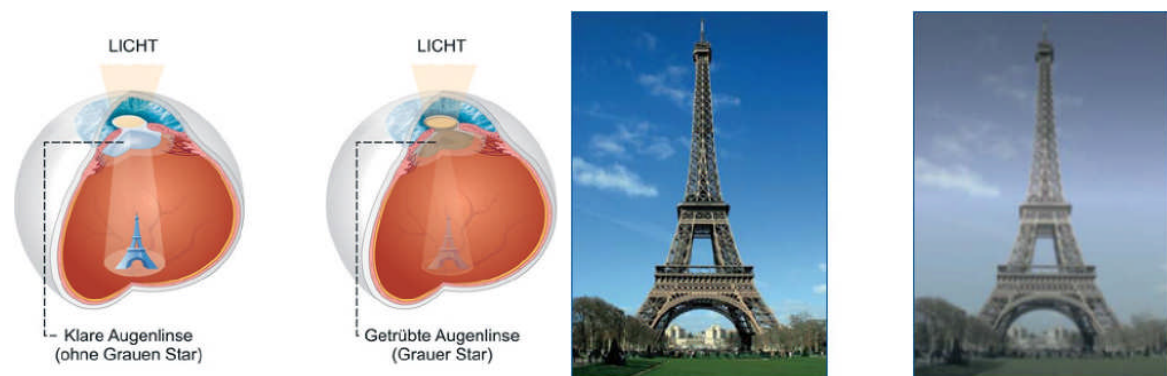


Abbildung 2-6: Links: Vergleich zwischen der normalen Augenlinse ohne Grauen Star und der getrübbten Augenlinse mit Grauem Star. Rechts: der Unterschied zwischen klarer Sicht mit hohem Kontrast und getrübbtem Sehen mit reduziertem Kontrast [44].

Die häufigste Ursache ist der Alterungsprozess der Augenlinse (Alterskatarakt Katarakta senilis). In einigen wenigen Fällen sind auch angeborene Versionen bekannt (Katarakta congenita). Weitere mögliche Ursachen für diese Form der Augenkrankheit sind Verletzungen der Linse (Katarakta traumatica), Entzündungen im Inneren (Katarakta complicata), Stoffwechselstörungen der Linsen, Mangelernährung oder Überdosen an UV-Licht [45].

## 2.4 Medizinische Behandlung der Hornhauterkrankungen

Fehlsichtigkeiten aufgrund einer erkrankten Hornhaut im Bereich von minus 10 bis plus 6 Dioptrien werden derzeit am häufigsten und erfolgreichsten mit der LASIK-Methode (Laser-In-Situ-Keratomileusis) korrigiert. Dabei wird ein Deckelchen der Hornhaut mit einem Hobel abgehoben. Darunter verdampft ein Laser die im Voraus berechnete Menge Hornhaut. Anschließend wird der Hornhautdeckel wieder zurückgeklappt. Auch bei der PRK-Methode (Photorefraktive Keratektomie) verdampft ein Laser die notwendige Menge Gewebe. Zuvor wird jedoch die oberste Hornhautschicht abgeschabt. Nach Beendigung der Betäubungswirkung können heftige Schmerzen bis zu 2 Tagen auftreten, da die Deckschicht erst wieder verheilen muss. Diese Methode hat sich bei Kurzsichtigkeit von minus 2 bis minus 7 Dioptrien bewährt [40].

Hornhauttrübungen können dadurch behoben werden, indem die Hornhaut kreisrund herausgeschnitten und durch eine Spenderhornhaut im Rahmen einer Hornhauttransplantation ersetzt wird (Hornhautverpflanzung) [40]. Abbildung 2-7 zeigt solche eingenähte Hornhaut.



Abbildung 2-7: Beispiel für eingenähte Hornhaut [40]

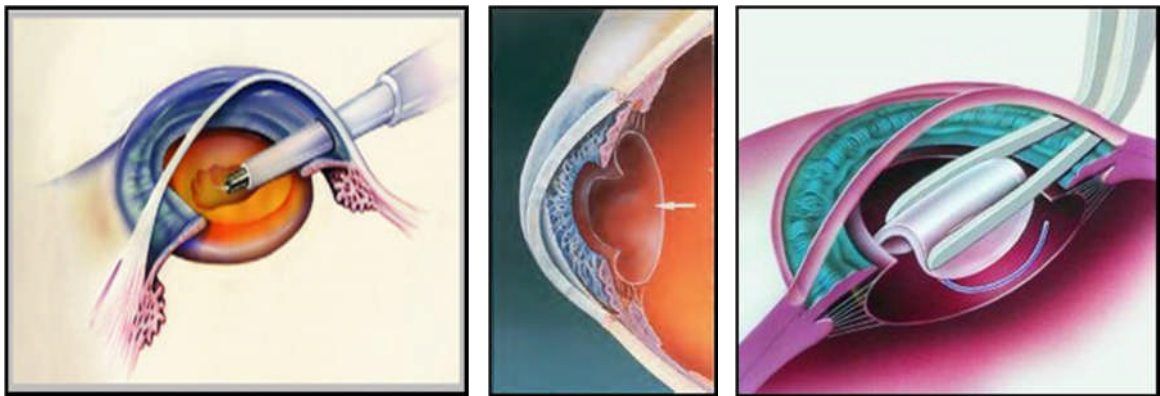
Dabei wird ausgenutzt, dass die Hornhaut kleine Verletzungen unterhalb einer Größe von einem Millimeter selbst heilen kann. Sind die Wunden größer, werden sie chirurgisch versorgt. Der Heilungsprozess kann sich jedoch über mehrere Monate hinweg ziehen. Sofort

nach der Operation sollte sofort mit lokaler Versorgung durch Antibiotika begonnen werden, um eventuell auftretende Infektionen verhindern zu können. Geschieht dies nicht können Keime das Auge infizieren und den Patienten erblinden lassen [41].

Der Keratokonus kann nicht leicht durch konventionelle Methoden geheilt werden. Eine Brille schafft dabei keine Abhilfe und auch harte Kontaktlinsen benötigen eine intakte klare Hornhautmitte ohne Narben. Schlagen diese Behandlungsmethoden fehl, muss eine Hornhautverpflanzung in Betracht gezogen werden [39].

Beseitigung eines Grauen Stars durch Medikamente ist leider bis heute noch nicht nachweislich gelungen. In einem sehr frühen Stadium verändert der Graue Star die optischen Eigenschaften des Auges. Hier hilft dann oftmals zunächst noch eine Brillenverordnung. Da der graue Star immer erhöhte Lichtempfindlichkeit des Patienten verursacht, hilft anfangs auch eine Sonnenbrille. Bei fortgeschrittenem Star kann man das Sehvermögen des Patienten nicht mehr durch eine Brillenverordnung verbessern. Hier hilft nur eine Operation [46].

Eine Staroperation besteht aus zwei Schritten: der erste Schritt besteht in der operativen Entfernung des getrüben Linsenkerns. Dann wird in der Regel die so genannte Phakoemulsifikation mittels Ultraschall durchgeführt, wobei die Linse zerkleinert und abgesaugt wird [44]. Im zweiten Schritt wird die natürliche getrübe Linse durch eine künstlich Linse (intraokulare Linse IOL) in das Auge eingepflanzt. Dies ist in Abbildung 2-8 dargestellt.



*Entfernung des trüben Linsenkerns*

*Erhaltung des Kapsel- Implantation einer Kunstlinse (Intraokulare Linse IOL)*

*Abbildung 2-8: Schritten einer Staroperation [44]*

Komplikationen sind im Zusammenhang mit der Staroperation sehr selten und können in den meisten Fällen auch beherrscht werden. Es können jedoch auch ernsthafte Zwischenfälle wie z. B. Blutungen, Netzhautablösungen, Infektionen oder Hornhauttrübungen auftreten und das Sehvermögen ernsthaft gefährden.



Zu anderen Behandlungen bei Hornhauterkrankungen gehört auch der Hornhautring (auch intracornealer Ring ICR) genannt. Bei dieser Methode werden zwei Kunststoffhalbringe in den äußeren Bereich der Hornhaut implantiert. Es können Kurzsichtigkeiten bis minus 4 Dioptrien korrigiert werden. Noch im Versuchsstadium befindet sich die Laserkeratoplastik (LTK). Bei dieser Behandlung werden am Rande der Hornhaut Hitzeherde gesetzt. Dadurch verändert sich die Form der Hornhaut und leichte Weitsichtigkeiten bis +2 Dioptrien können ausgeglichen werden [40].

## **2.5 Grenze für den medizinischen Eingriffe und der Hintergrund der Sehhilfe**

Mit Hilfe der modernen Augen Chirurgie gelingt es vielfach bei schweren Augenerkrankungen, eine gewisse Sehfähigkeit zurück zu gewinnen. Bei Trübungen der Hornhaut oder Schrumpfung des vorderen Augenabschnittes hingegen ist die Wiederherstellung der Sehfunktion schwierig oder gar unmöglich. Dies betrifft vor allem Patienten mit schweren Augenverletzungen, Augapfel Schrumpfung durch unnatürliche Hitzeeinwirkung (z.B. durch Explosionen) oder ernsthaften intraokularen Augenentzündungen [40].

Mediziner, Mikroelektroniker, Physiker und Mikrosystemtechniker haben nach eingehender Diskussion bestätigt, dass heute ein in die Zukunft weisender Schritt getan werden kann und eine im Auge fixierte Sehhilfe dieser Patientengruppe zumindest ein orientierendes Sehvermögen zurückzugeben kann. Diese Sehhilfe soll in das aus Silikon bestehende Kunststoffdiaphragma eingebaut und in Höhe des Strahlenkörpers in das Auge implantiert werden. Die Entwicklung einer solchen intraokularen Sehhilfe steht im Mittelpunkt der vorliegenden Dissertation.

### 3 Systemkonzept und daraus resultierende Randbedingungen

In diesem Kapitel werden das grundsätzliche Systemkonzept der Intraokularen Sehhilfe (IOS) und der sich daraus ergebende Systemaufbau beschrieben. Danach werden Funktionsprinzipien zur drahtlosen Energieversorgung und Datenübertragung sowie die Realisierung des Systems näher erläutert. Anschließend werden die Randbedingungen, die für die Entwicklung des Systems einzuhalten sind, aufgelistet und diskutiert.

#### 3.1 Prinzip der Intraokularen Sehhilfe

Eine auf einem Brillengestell montierte kleine Videokamera soll die Umgebung in Blickrichtung des Patienten aufnehmen. Vor der Übertragung an ein im Auge befindliches Implantat werden die Bilddaten bearbeitet und an die nachfolgenden Systemteile angepasst. Dafür werden Bilddetails, die nicht wiedergegeben können, vorab herausgerechnet. Die kontinuierlich aufgenommenen Bilder werden als Datenstrom an das Implantat übertragen [47].

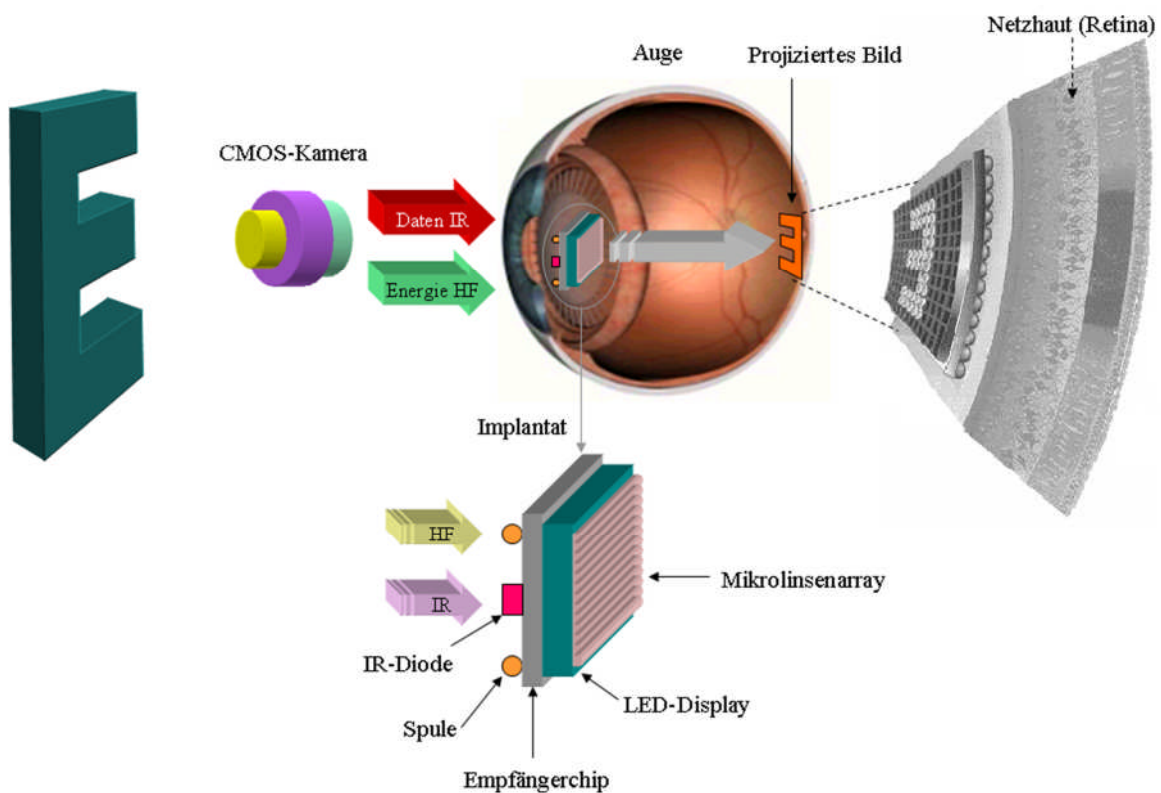


Abbildung 3-1: Systemkonzept der Intraokularen Sehhilfe (IOS)

Das Implantat im Auge empfängt und dekodiert die Daten. Über einen Displaytreiberchip wird ein speziell für diese Anwendung entwickeltes Miniatur-LED-Display angesteuert. Eine Optik bildet das Bild des Displays auf der Netzhaut ab. Die Abbildung erfolgt vorzugsweise im Bereich der Fovea, in dem die Auflösung der Netzhaut am größten ist [48]. Abbildung 3-1 zeigt das Konzept des IOS-Systems.

Das Implantat mit sehr geringem Energieverbrauch wird passiv betrieben. d.h. die zum Betrieb des Implantats erforderliche Energie wird vom externen System versorgt. Daher benötigt es keine Batterie, deren Kapazität die Lebensdauer des Implantats einschränken würde.

## **3.2 Das angesprochene Patientenkollektiv**

Die Intraokulare Sehhilfe soll einer bestimmten Gruppe erblindeter Menschen wieder ein begrenztes Sehvermögen zurückgeben. Von der Entwicklung werden Patienten mit intakter Netzhaut, deren Sehvermögen durch eine inoperable Trübung oder Vernarbung der Hornhaut des Auges verloren ging, profitieren. Mögliche Ursachen derartiger Erblindungen wurden bereits in Abschnitt (2.3) vorgestellt. Aus heutiger Sicht wird mit der ersten Generation des entwickelten Implantats keine vollständige Wiederherstellung des vor Beginn der Krankheitsentwicklung vorhandenen Sehvermögens erreicht werden [49].

Die Schädigungen des Auges können vielgestaltig sein. Deshalb können bestimmte Lösungskonzepte auch nur für bestimmte Schädigungskategorien wirksam sein. Die im Rahmen dieser Arbeit betroffene Patientengruppe zeichnet sich durch eine massive Schädigung der Hornhaut des Auges aus, wobei die anderen Teile des Auges ihre Funktion erfüllen. Dies hat zur Folge, dass das Licht nicht oder nur in unzureichendem Maße durch das Auge zur Netzhaut gelangen kann. Dieser Umstand führt zur Erblindung des Betroffenen.

## **3.3 Funktionsprinzip der drahtlosen Energieversorgung und Datenübertragung**

Für die drahtlose Energieübertragung wird ein induktives Verfahren verwendet. Das heißt, eine außerhalb des Körpers befindliche Energiesenderquelle erzeugt ein hochfrequentes elektromagnetisches Feld, welches über eine Sendespule erzeugt wird. Eine auf dem Implantat befindliche Empfangsspule gewinnt mittels induktiver Kopplung die Energie zur Versorgung der Elektronik. Die Empfangsspule bildet dabei zusammen mit einem integrierten Kondensator einen Schwingkreis, welcher zur Verbesserung der Energieübertragung mit dem

eingehenden Signal in Resonanz stehen sollte. Ein Gleichrichter mit entsprechendem Glättungskondensator und eine Stabilisierung sorgen anschließend für eine geregelte Versorgungsspannung des implantierten Mikrochips.

Für die drahtlose Übertragung der Bilddaten können prinzipiell optische oder induktive Übertragungsverfahren genutzt werden. Um die optische Übertragung nutzen zu können, müsste im Sender ein Modul zur Aufbereitung des optischen Signals sowie eine IR-Laserdiode angebracht werden. Im Implantat müsste als Gegenstück dazu eine IR-Photodiode zur Signalaufnahme und ein Modul zur Weiterverarbeitung des empfangenen Signals installiert werden [50]. Optische Verfahren haben den Vorteil, dass sie für die Übertragung über größere Entfernungen geeignet sind und die Verarbeitung der empfangenen Daten einfacher ist. Dazu ist jedoch ein zusätzlicher optischer Kanal notwendig. Ein weiterer Nachteil der optischen Übertragung sind die Absorption der Lichtwellen durch das Hautgewebe beim Eintreten ins menschliche Auge und die Gefahr durch die hohe Bestrahlungsstärke der Laserdiode auf das Auge.

Um die Bilddaten drahtlos über das induktive Verfahren ans Implantat übertragen zu können, wird in den meisten Biomedizinischen Implantaten das Amplitudenmodulation (AM) verwendet. Hier wird die Stärke des abgestrahlten elektromagnetischen Feldes durch die zu übertragenden Daten moduliert. Der Vorteil bei diesem Verfahren liegt darin, dass die Energieübertragungsstrecke zusätzlich auch als Datenkanal für die Übertragung der Bilddaten genutzt wird, d.h. es ist möglich, über denselben Kanal gleichzeitig Energie und Daten zu übertragen [51]. Somit kann eine ungestörte Energieversorgung der implantierten Einheit realisiert werden. Die Nachteile dieses Verfahren sind, dass sich je nach Datenzustand (Low und High) die übertragene Energiemenge ändert und das Gewebe im Auge erwärmt wird. Daher wurde dieses Verfahren in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Bei der Intraokulare Sehhilfe IOS wurde zur Datenübertragung ein optisches Verfahren angewendet und erprobt, während im Vorgänger Projekt (Retina-Implantat) ein induktives Verfahren eingesetzt wurde [52].

### 3.4 Die Systemarchitektur

Das IOS-System besteht im Wesentlichen aus zwei Teilsystemen, die zur Energie- und Signalübertragung eingesetzt werden. Dies sind zum einen die Sendeeinheit, die sich außerhalb des Körpers befindet, und die Daten und die Energie an das Implantat überträgt. Zum anderen ist die implantierte Einheit, die sich im Auge befindet, und die Daten und Energie von der Sendeeinheit empfängt. Abbildung 3-2 zeigt das Blockschaltbild des IOS-Systems.

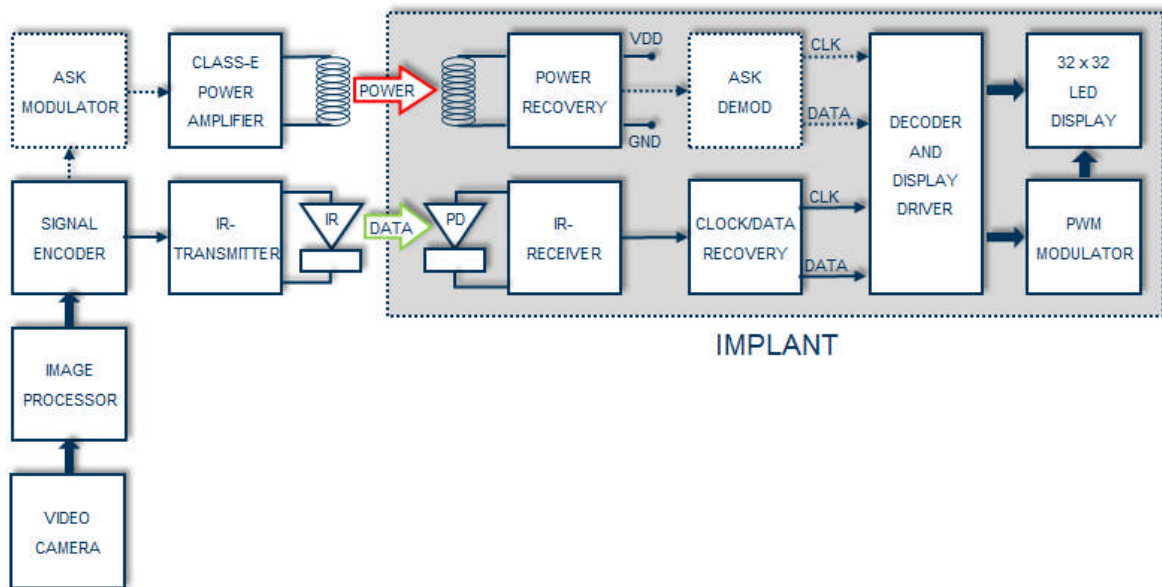


Abbildung 3-2: Blockschaltbild des IOS-Systems. Die Energie zum Implantat wird per induktiver Kopplung übertragen während die Bilddaten per Infrarotlicht gesendet werden. Der Amplitudendemodulator (ASK) wird nur eingesetzt, falls die Datenübertragung per Funk erfolgt.

### 3.4.1 Die Sendeeinheit

Die Aufgaben der Sendeeinheit sind: die Erzeugung eines hochfrequenten elektromagnetischen Wechselfeldes, um das Implantat mit der elektrischen Energie versorgen zu können sowie das Senden der Bilddaten zum Implantat. Sie besteht aus der Kamera, dem Bildprozessor, der Signalkodierungseinheit, dem Sender mit einer IR-Laserdiode für die optische Datenübertragung sowie einem Verstärker mit einer primären Spule für die induktive Energieübertragung. Der Amplitudenmodulator ist optional einschaltbar und wird benutzt falls die Datenübertragung per Funk erfolgt. Anderenfalls erfolgt die Datenübertragung per Infrarotlicht über eine IR-Laserdiode. In Abbildung 3-3 ist ein Blockschaltbild der Sendeeinheit dargestellt.

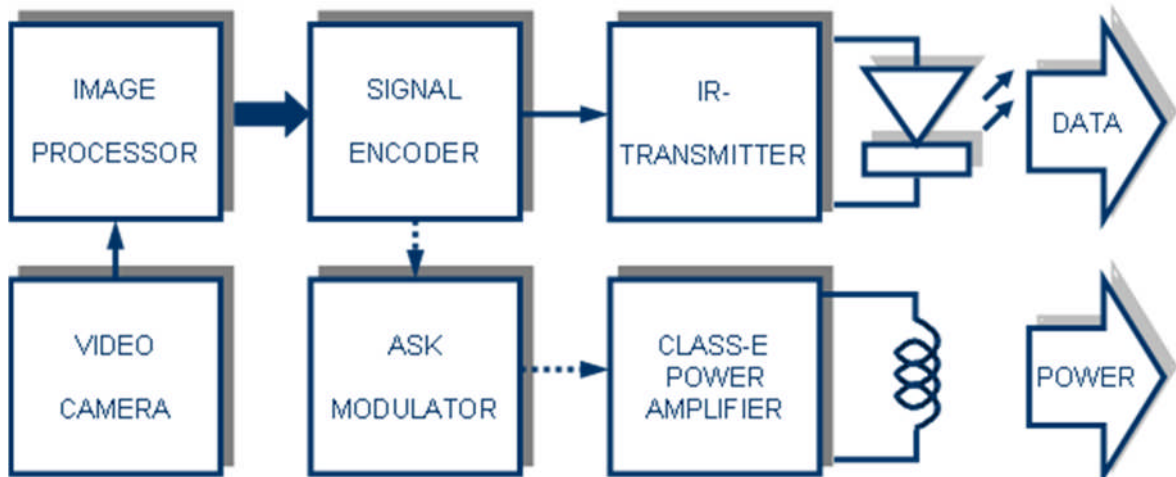


Abbildung 3-3: Blockschaltbild der Sendeeinheit des IOS-Systems

Die miniaturisierte Kamera nimmt die Bilder der Umgebung auf. Der Signalprozessor verschlüsselt die Bilddaten mit einem Code, um die Störsicherheit der übertragenen Daten zu steigern. Danach wandelt er die kodierten Daten in serielle Datenpakete für die drahtlose Übertragung um. Anschließend können diese seriellen Datenpakete optisch im infraroten Bereich über eine Laserdiode oder per Funk mittels Amplitudenmodulation der Magnetfeldstärke an das Implantat gesendet werden.

Für Bildaufnahme wird hier eine im Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme IMS in Duisburg entwickelte CMOS-Kamera mit digitalem Zoom, hohem Dynamikbereich und elektrischer Blende eingesetzt [36]. Abbildung 3-4 zeigt das Blockschaltbild der in dieser Arbeit eingesetzten CMOS-Kamera.

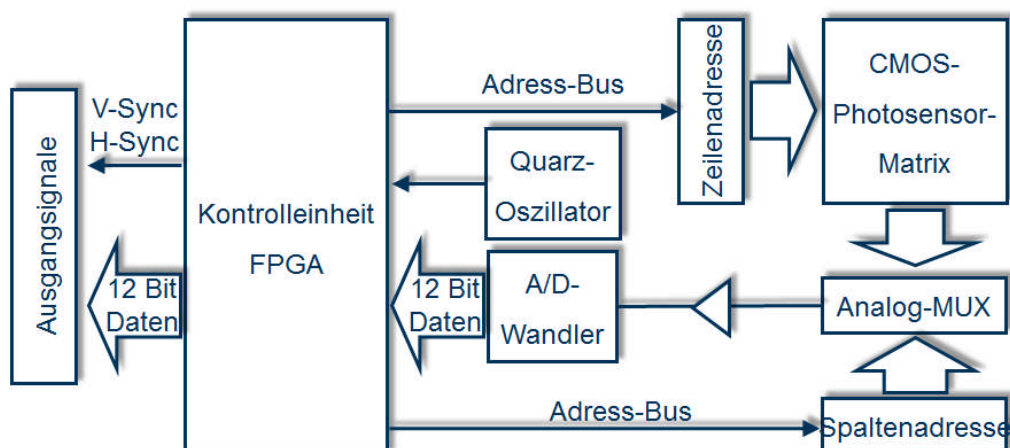


Abbildung 3-4: Blockschaltbild der im Fraunhofer Institut IMS Duisburg entwickelten CMOS-Kamera mit digitalem Zoom, 12 Bit Dynamikbereich und elektrischer Blende

Um die zum Implantat übertragene Datenrate zu reduzieren, werden die Bildinformationen im Bildprozessor komprimiert. Die Helligkeitsdynamik jedes Pixels wird hierzu von 12 Bit auf 4 Bit reduziert und damit an die Dynamik des Displays angepasst, wobei der lokale Kontrast über den gesamten Helligkeitsbereich erhalten bleiben soll [53].

In der Sendeeinheit wurde ein programmierbarer Baustein (FPGA) integriert. Dieser Baustein stellt den Digitalmodul der Sendeeinheit dar. Dort werden alle Algorithmen zur Steuerung des Senders, Daten-Kodierung und -Komprimierung mittels Hardwarebeschreibungssprache Verilog-HDL umgesetzt. Dieser Modul enthält die Kontrolleinheit, den Manchesterkodierer und den Bitstreamgenerator. Abbildung 3-5 zeigt das Blockschaltbild des Digitalmoduls der Sendeeinheit.

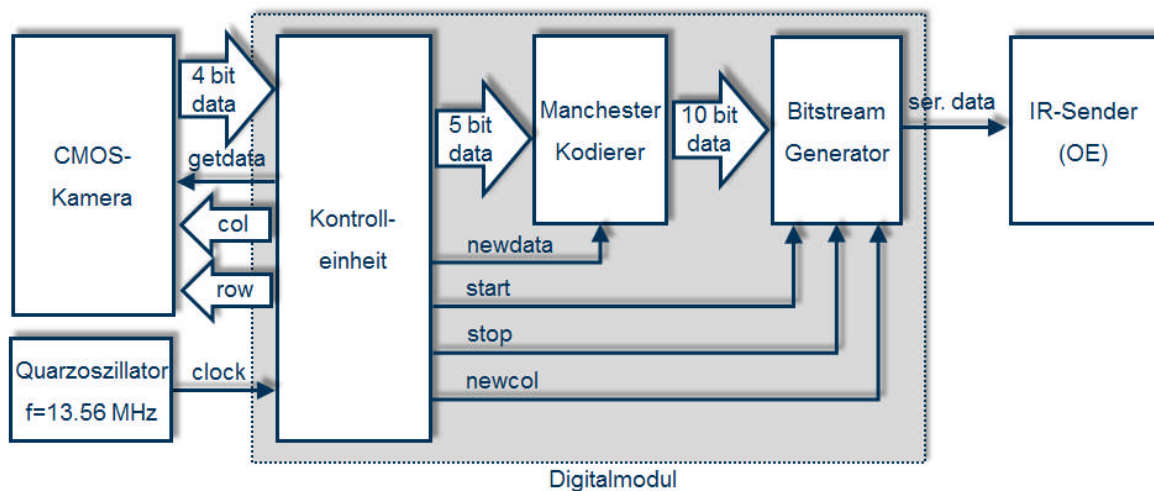


Abbildung 3-5: Blockschaltbild des Digitalmoduls der Sendeeinheit

Die Kontrolleinheit steuert die Kamera (Adressierung der Zeilen und Spalten) und liefert die komprimierten Bildinformationen zum Manchesterkodierer mit zusätzlichen Zeilenadressen. Der Grund für die Benutzung des Manchestercodes, dass der Takt gleichzeitig mit dem Signal asynchron übertragen wird. Obwohl durch die Manchesterkodierung die Datenmenge verdoppelt wird, ist sie wichtig für die Wiederherstellung des Takts im Implantat. Abbildung 3-6 zeigt ein Zeitdiagramm für den Manchestercode. Der Bitstromgenerator wandelt die parallelen Daten in ein serielles Signal um und gibt sie zum IR-Sender der Sendeeinheit weiter, um die Daten optisch übertragen zu können. Das IR-Sender mit der Laserdiode wurden bereits vom Fachgebiet Optoelektronik der Universität Duisburg-Essen gefertigt und zur Verfügung gestellt.

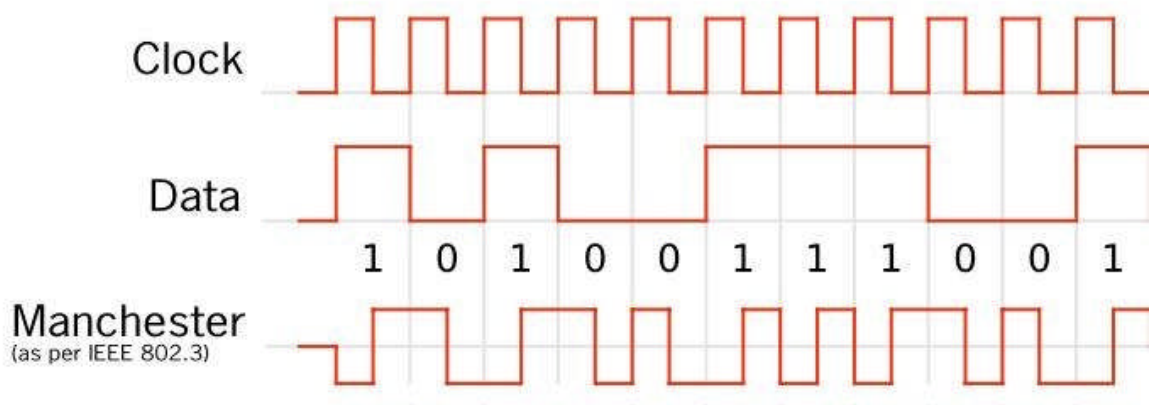


Abbildung 3-6: Kodierung des Bitstrings 10100111001 nach Manchestercode. Hier wird die logische '1' durch eine positive Flanke, die logische '0' durch eine negative Flanke codiert [54].

Es wurden Untersuchungen über die Verwendung eines zusätzlichen Fehlercodes durchgeführt, vor allem von Hammingcodes, da diese die effizientesten Codes für Einzelfehlerkorrektur sind [55]. Die erhöhte Datensicherheit, die durch die zusätzlichen Hammingcodes erreicht würde, rechtfertigt nicht den schaltungstechnischen Aufwand sowohl hinsichtlich der diskreten Komponenten auf der Senderseite als auch der integrierten Mikrochips auf der Empfängerseite, zumal durch die hohe Bildwiederholrate und die gesicherte Zeilensynchronisation Redundanz gegeben ist. Daher wurden Hammingcodes in dieser Arbeit nicht mehr betrachtet.

### 3.4.2 Die implantierbare Einheit

Die implantierbare Einheit befindet sich im Auge und beinhaltet eine Infrarot-Photodiode, eine Mikrospule, drei Mikrochips (Datenchip, Energieempfängerchip und Displaytreiberchip) und ein Mikrodisplay. Der Grund für die Aufteilung des Implantats auf drei Mikrochips ist es, dass die Module mit verschiedenen Spannungen betrieben werden müssen, was mit einer CMOS-Technologie unrealisierbar ist. Abbildung 3-7 zeigt das Blockschaltbild der implantierbaren Einheit. Die Mikrospule dient zusammen mit dem Energieempfängerchip zur Versorgung des gesamten Implantats mit einer stabilisierten elektrischen Spannung. Die Photodiode mit Datenempfängerchip extrahiert das ursprüngliche Datensignal sowie ein Taktsignal für die interne Weiterarbeitung. Falls die Datenübertragung per Funk erfolgt, wird ein Amplitudendemodulator eingesetzt. In diesem Fall werden die Daten mit dem Takt aus dem elektromagnetischen Feld extrahiert. Im Displaytreiber werden die empfangenen Daten dekodiert und als pulsbreitenmodulierte Signale für die Ansteuerung des LED-Mikrodisplays bereitgestellt. Das LED-Mikrodisplay besteht aus einem Array von (32x32) einzelnen orangen Leuchtdioden, die auf der Basis von III/V-Halbleitermaterialien hergestellt wurden [33] [56].



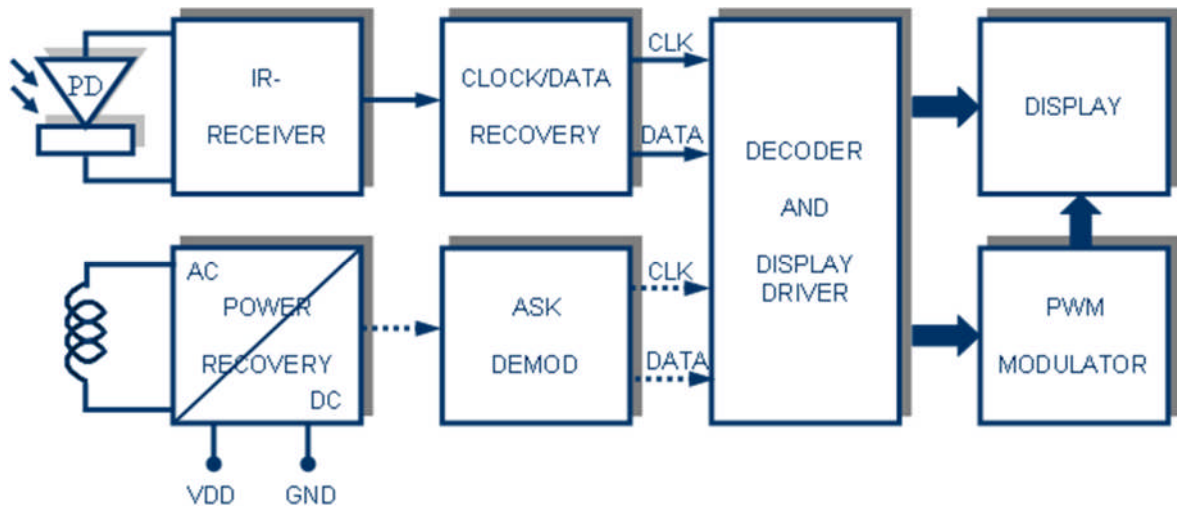


Abbildung 3-7: Blockschaltbild der implantierbaren Einheit des IOS-Systems

### 3.4.3 Der Datenempfängerchip

Der optisch im infraroten Bereich übertragene Datenstrom wird durch eine integrierte Fotodiode empfangen. Diese Fotodiode ist als 4x4 – Matrix in den Datenempfängerchip integriert und in Abbildung 3-8 ist unten links zu erkennen. Der Datenempfängerchip erzeugt aus den seriellen Daten einen bitseriellen Datenstrom sowie das wiederhergestellte Taktsignal. Hier muss das optische Signal unabhängig von Störungen (wie z.B. weißes Rauschen oder RF-Signal für drahtlose Energieübertragung) korrekt empfangen können. Um die Störsignale minimal zu halten, wurde die Chipoberfläche, abgesehen von der Diodenmatrix, mit einer Metalllage abgedeckt. Auch wurde hier ein Vorverstärker entwickelt, dessen Übertragungsfunktion einem Bandpassfilter bezüglich des zu betrachtenden Nutzsignales gleicht. Die Entwicklung des Datenempfängerchips erfolgte durch Herrn Frank Prämaßing vom Fachgebiet Optoelektronik der Universität Duisburg-Essen und wurde bereits in seiner Dissertation [57] ausführlich beschrieben. Die Chipfläche beträgt 2,132 mm x 1,831 mm, er basiert auf einer 0,6 µm CMOS-Technologie mit drei Metallisierungsebenen und einer Versorgungsspannung von 3,3 V. Abbildung 3-8 zeigt das Foto des Datenempfängerchips.

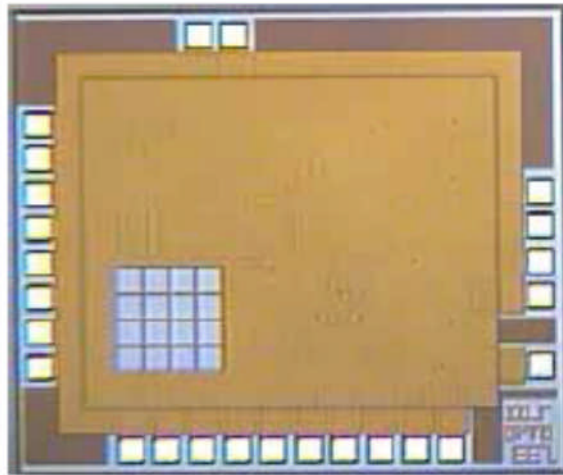


Abbildung 3-8: Foto des realisierten integrierten Datenempfängerchips [58].

### 3.4.4 Der Displaytreiberchip

Der Schaltkreis kann in einen Digital- und einen Analogteil unterteilt werden. Der Digitalteil des Displaytreiberchips entschlüsselt die seriellen Daten aus dem Datenempfängerchip und trennt sie in Zeilen- und Spaltensteuersignale. Um ein Bild auf dem Display darstellen zu können werden die Zeilensignale der Reihe nach gescannt und mit den Helligkeitsinformationen der Spaltensteuersignale als pulsbreite Signale moduliert. Mit diesem Signal wird die Helligkeitsstufe jedes Pixels auf dem Display definiert. Die unterschiedliche Helligkeit der Displaypunkte wird durch die Dauer des Spaltensteuersignals realisiert. Das Blockschaltbild des Displaytreiberchips ist in Abbildung 3-9 dargestellt.

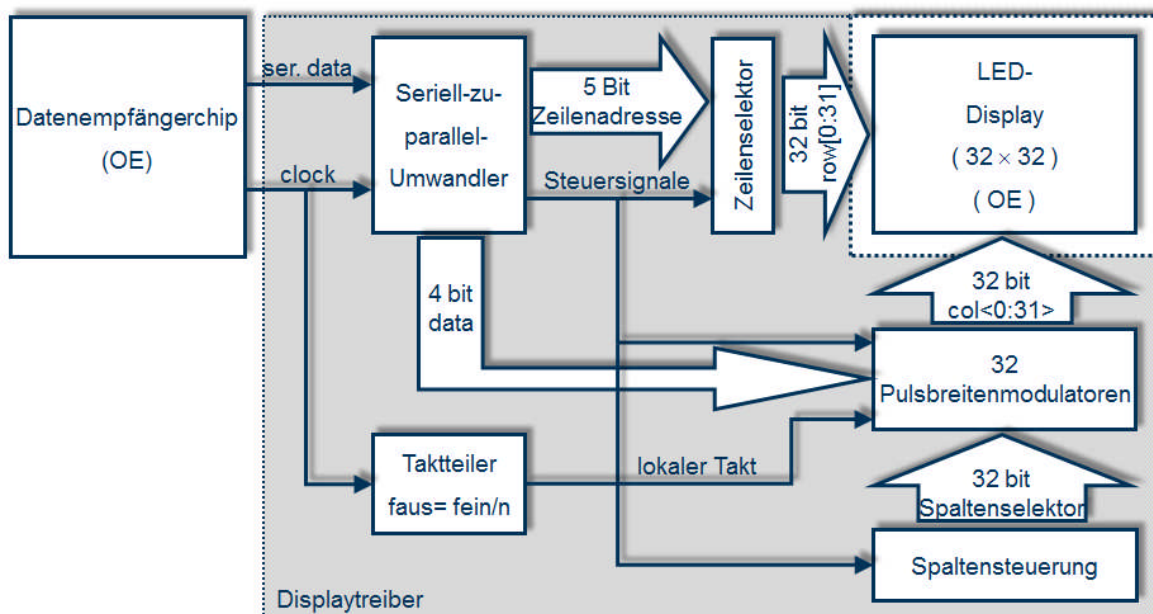


Abbildung 3-9: Blockschaltbild des Displaytreiberchips im Implantat des IOS-Systems.

Der Analogteil besteht aus einer Matrix von  $32 \times 32$  separat ansteuerbaren Stromquellen mit jeweils einem Kontakt für das LED-Mikrodisplay. Durch das zuvor erwähnte Zeilensignal wird eine Stromquelle ausgewählt. Über das pulsweitenmodulierte Intensitätssignal wird daraufhin die Helligkeit der angesteuerten LED bestimmt. Abbildung 3-10 zeigt das Foto des Displaytreiberchips. Obwohl im Digitalteil hoch komplexe Funktionen umgesetzt sind, nimmt er auf der Chipfläche lediglich einen geringen Teil ein. Auf dem Chipfoto ist der Digitalteil als unstrukturierte Fläche an der Seite des Analogteils zu erkennen. Der Analogteil ist durch die Kontaktstellen (gleichmäßig angeordnete helle Punkte im Bild) zu erkennen. Er nimmt die größte Fläche auf dem  $7,279 \text{ mm} \times 7,755 \text{ mm}$  Chip ein. Die Entwicklung des Analogteils erfolgte durch Herrn Frank Prämaßing vom Fachgebiet Optoelektronik der Universität Duisburg-Essen und wurde bereits in seiner Dissertation [57] beschrieben. Der Displaytreiberchip wurde in einer  $0,6 \text{ }\mu\text{m}$ -Standard-CMOS-Technologie mit drei Metallisierungsebenen und einer Versorgungsspannung von  $3,3 \text{ V}$  realisiert.

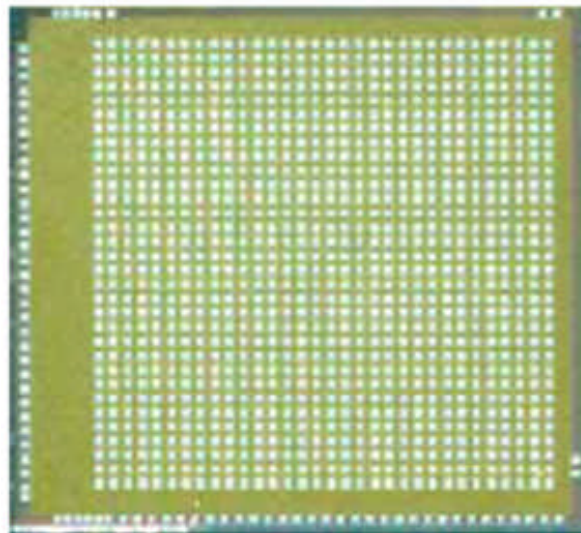


Abbildung 3-10: Foto des Displaytreiberchips [58].

### 3.4.5 Das LED-Mikrodisplay

Das LED-Mikrodisplay hat annähernd die Größe des Analogteils des zugehörigen Displaytreiberchips. Es enthält ein Array von  $32 \times 32$  einzelnen Leuchtdioden. Es wurde auf der Basis eines III/V-Halbleitermaterials entwickelt [33]. Die Abstände der Kontakte stimmen exakt mit denen des Treiberchips überein. Das LED-Mikrodisplay wird mit Hilfe der Flip-Chip-Technologie mit dem Displaytreiberchip verbunden und stellt das bildgegebene System für das Implantat im Auge dar [59]. Eine ausführliche Erläuterung der Funktionsweise und der Herstellung des LED-Mikrodisplays wurde bereits von Herrn Püttjer in seiner Dissertation mit dem Titel „LED-Mikrodisplays für intraokulare Sehhilfen“ [56] beschrieben. Abbildung 3-11 zeigt das Foto des LED-Mikrodisplays.

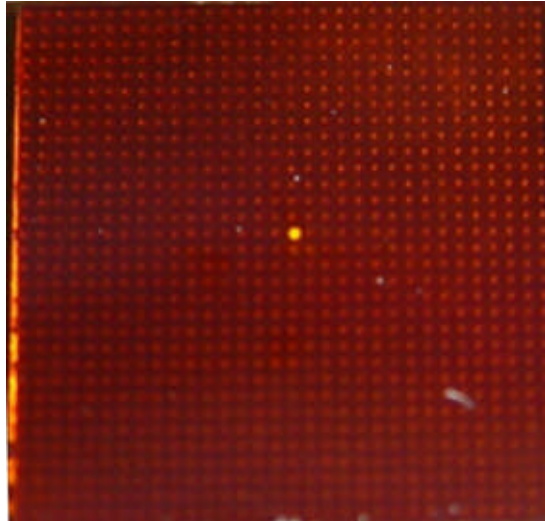


Abbildung 3-11: Foto des 32x32-LED-Mikrodisplays für IOS-System.

### 3.5 Übertragungsprotokoll für die Datenübertragung

Die seriellen Bilddaten werden als Pakete nacheinander geschickt. Jedes Paket beginnt mit einer Startsequenz und wird mit einer Stopsequenz beendet. Die Start- und Stopsequenzen sind hier notwendig, weil es sichergestellt sein muss, dass die Bitfolge nicht zufällig in den seriellen Daten vorkommt. Nach der Startsequenz folgt die Zeilenadresse. Die Zeilenadressierung erfordert nur 5 Bit, aber durch die Verwendung des Manchestercodes, der für die Taktrückgewinnung benötigt wird, verdoppelt sich die Anzahl der Bits auf 10 Bit. Danach folgt die Helligkeitsinformation für die 32 Pixel, was der kompletten Zeile eines Bilds entspricht. Für den Helligkeitswert jedes Pixels werden 4 Bit benötigt. Aber auch hier verdoppelt sich die Anzahl der Bits durch die Manchesterkodierung auf 8 Bit. Die Pixeldaten werden ohne Unterbrechung nacheinander gesendet. Das Datenpaket wird durch eine Stopsequenz abgeschlossen. Bis zur nächsten Nachricht kann eine Pause folgen. Die Länge der Pause hat keinen störenden Einfluss auf die Empfängerschaltung, da aufgrund der Manchester-Kodierung der Takt weiterhin übertragen wird. Der Aufbau eines Datenpaketes ist in Abbildung 3-12 schematisch dargestellt.

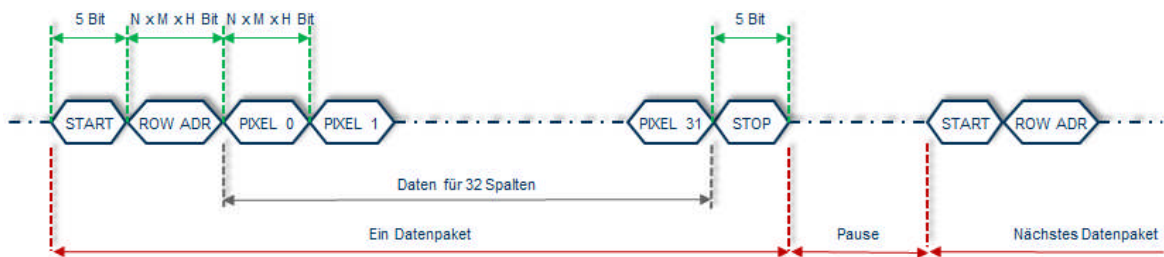


Abbildung 3-12: Aufbau eines Datenpaketes. Das Paket besteht aus: Start Sequenz, Zeilenadresse, 32 Pixelwerte für eine komplette Zeile und zum Schluss eine Stop-Sequenz. Wobei  $N$  die Pixelhelligkeit ist. In diesem Fall  $N=4$ , was für jedes Pixel 32 Helligkeitsstufen bedeutet.  $M$  für Manchestercode.  $M=1$  bedeutet ohne Manchestercode während  $M=2$  mit Manchestercode.  $H$  für Hammingcode.  $H=1$  bedeutet ohne Hammingcode und  $H=2$  mit Hammingcode.

Bei der IOS beträgt die Bildwiederholungsrate 50 Bilder pro Sekunde bei einer Bildauflösung von 32x32 Pixel. Hier lässt sich die Datenrate wie folgendes berechnet:

Ein Datenpaket besteht aus: Startsequenz, Zeilenadresse, Helligkeitswerte der 32 Spalten und Stopsequenz

Summe der Bits für ein Datenpaket =  $5 \text{ Bit} + 5 \times M \times H + 32 \times N \times M \times H + 5 \text{ bit}$ ,

wobei  $N$  die Helligkeitsstufen des Pixels ist,  $M$  für Manchestercode und  $H$  für Hammingcode steht.

Summe der Bits für ein Bild =  $32 \times \text{Daten für ein Paket} = 32 \times (5 + 5 \times M \times H + 32 \times N \times M \times H + 5) \text{ bit}$

Datenrate = Bildrate  $\times$  Bilddaten = Bildrate  $\times 32 \times (5 + 5 \times M \times H + 32 \times N \times M \times H + 5) \text{ bit/sec}$ .

Bei der Intraokularen Sehhilfe wurden die Parameter wie folgt festgelegt:

$N=4$ : was für jedes Pixel 32 Helligkeitsstufen bedeutet,  $M=2$ : mit Manchester Code und  $H=1$ : ohne Hamming Code. Dann ergibt sich folgende Datenrate:

Daten für ein Paket = 276 bit

Bilddaten =  $32 \times 276 = 8832 \text{ bit}$

Datenrate =  $50 \times 8832 = 441.6 \text{ kbit/sec}$ .

Diese Datenrate für eine stabile Bildübertragung ist sowohl im optischen als auch im induktiven Verfahren realisierbar. Im optischen Verfahren kann eine maximale Datenrate von 2 Mbit/Sec übertragen werden [57] während im induktiven Verfahren bis zu 1 Mbit/sec übertragen werden kann [3].

## **3.6 Mögliche Gefährdungen des Patienten und Maßnahmen zur Reduzierung des Risikos**

Beurteilungen hinsichtlich der Sicherheit, einschließlich der Akzeptanz von Risiken, sind notwendig, um die Gebrauchstauglichkeit von medizinischen Produkten zu bestimmen. Faktoren, die die Wahrnehmung der Sicherheit beeinflussen schließen den sozioökonomischen Hintergrund und den Bildungsstand der betreffenden Personen sowie den Zustand des Patienten ein. Solche Beurteilungen ziehen den beabsichtigten Zweck, die Leistungen, Risiken und Nutzen der IOS sowie die klinischen Verfahren in Betracht.

### **3.6.1 Risiken durch Erwärmung des Implantats und elektrische Entladung**

Durch eine Erhöhung der Körperwärme (auch partiell) auf über 40°C können wesentliche körperliche Schäden entstehen. Mögliche Ursachen dieses Ereignisses sind: elektromagnetische Strahlung mit zu hoher lang anhaltender Leistung, zu hoher Ableitstrom aus dem Implantat in das umgebende Gewebe und fehlerhafte Bauelemente [60]. Um diese unnötige Wärmeentwicklung vermeiden zu können, kommen folgende Gegenmaßnahmen in Frage: Übertragung von möglichst geringen Leistungen, Verwendung von hochohmigen Verkapselungsmaterial, sorgsame Überprüfung der Bauelemente des Implantats und Überprüfung des implementierten Gesamtsystems zur Vermeidung von Fehlfunktionen.

Durch Entladung von Elektrizität über den menschlichen Körper können ebenfalls lokale Erwärmungen des Körpergewebes auftreten. Im schlimmsten Fall handelt es sich dabei um Verbrennungen. Die Folgen können je nach Stärke und Dauer des fließenden Stroms unterschiedlich sein. Im Extremfall kann solch ein elektrischer Schlag zum Tode führen. Gründe für einen elektrischen Schlag können vielfältig sein: Einkopplung von Überspannung, Verwendung niederohmigen Verkapselungsmaterials, Arbeiten mit zu hohen Spannungen und Entwicklung zu hoher Spannungen im Implantat selbst (Aufladen einer Kapazität). Zur Reduzierung des elektrischen Schlagrisikos können folgende Maßnahmen ergriffen werden: Schutz vor Einkopplung von Überspannung durch die Sendeeinheit, Verwendung von hochohmigem Verkapselungsmaterial, gezielte "Erdung" des Implantats und geringe Betriebsspannung für die Elektronik im Implantat (3 bis 5V oder geringer).

### **3.6.2 Biologische Abwehrreaktionen des Körpers**

Durch Abstoßungsmechanismen des menschlichen Körpers aufgrund von nicht biokompatiblen Material und Fremdkörpern kann es zu Entzündungen an vielen Stellen des Auges kommen. Die Auswirkungen sind je nach betroffenem Augenbereich unterschiedlich stark.

Im schlimmsten Fall können sie zum Ausfall der restlichen funktionsfähigen Einheiten des Auges oder sogar des gesamten Organs führen.

Mögliche Szenarien für solch eine Reaktion sind: Verwendung von nicht biokompatiblen Material, Verwendung von mechanisch instabilem Verkapselungsmaterial, Reaktionen auf körpereigene Abwehrsubstanzen, die dem Metabolismus durch Kapselung entzogen werden, ungenügende Sterilisation des Implantats und nicht vorschriftsmäßige Implantation. Zur Vermeidung von biologischen Reaktionen auf das Implantat sollten nach Möglichkeit biokompatible und mechanisch stabile Materialien zur Verkapselung und Implantation verwendet werden. Zudem sind eine normgerechte Sterilisation des Implantats und Hinweise in der Gebrauchs- und Implantationsbeschreibung nötig.

### **3.6.3 Kammerwasserverlust und Verletzungen des Auges**

Bei der Implantation können neben den oben genannten technischen und biologischen Problemen auch akute Verletzungen des Auges selbst die Gesundheit des Patienten gefährden. Beispielsweise ein Kammerwasserverlust. Das bedeutet, je nach Umfang, eine Senkung des Augeninnendrucks (Hypotonie), was zur Ablösung der Netzhaut (Makulaödem) führen kann. Dies wiederum hätte die Erblindung des Patienten zur Folge. Der Zeitpunkt für den Auftritt einer solchen Erkrankung sind akut bei der Implantation selbst (nach Vernarbung des umgebenden Gewebes im Normalbetrieb eher unwahrscheinlich), bei sehr hohen Beschleunigungen des Auges, bei mechanischen Belastungen (Schlag aufs Auge), falsche Platzierung während der Implantation und durch Bruch des Implantats bzw. durch Ausreißen des umliegenden Gewebes. Um den Verlust von Kammerwasser vermeiden zu können, muss Folgendes beachtet werden: Geringer Querschnitt bei der Operation, geringe Masse des Implantats, sanfte Verankerung des Implantats im Auge, hohe Bruch- oder Zugfestigkeiten der verwendeten Werkstoffe, Verwendung von elastischen Materialien und Hinweise in der Gebrauchs- und Implantationsbeschreibung.

Verletzungen des Auges selbst führen zu einer Einschränkung dessen Funktion. Durch Verletzung kann es zu einer Einblutung des Auges kommen. Geschehen kann dies durch bereits oben erwähnte Ursachen.

## **3.7 Weitere technische und medizinische Anforderungen an eine Intraokulare Sehhilfe**

Nachdem das Konzept für das intraokulare Sehhilfesystem und mögliche Gefährdungen für den Patienten vorgestellt wurden, sollen nun die technischen und medizinischen Randbedingungen genauer betrachtet werden. Da die Übertragung von Daten und benötigter Energie

durch lebendes Gewebe erfolgt, muss vorsichtig vorgegangen werden. Auch das Implantat stellt als Fremdkörper im menschlichen Organismus eine potenzielle Gefährdung dar. Damit es, abgesehen vom unumgänglichen operativen Eingriff, zu keinen Schädigungen des Patienten kommen kann, sind die anschließend beschriebenen Randbedingungen einzuhalten. Die angegebenen Zahlenwerte sind, wenn nicht anders angegeben, Ergebnisse von Diskussionen innerhalb des durchgeführten Forschungsprojekts.

### 3.7.1 Anforderungen durch den Einsatz eines Implantats im Auge

Das Implantat sollte so klein wie möglich konstruiert werden, gleichzeitig müssen die Möglichkeiten der Implantationstechnik berücksichtigt werden. Das Implantat darf dabei höchstens etwa 4 mm dick sein. Dieser Wert wurde aus den Anforderungen der üblichen Implantationstechnik, bei der heutzutage Standardöffnungen von 9 mm zur Anwendung kommen, abgeleitet. Weiterhin ist ein möglichst leichtes intraokulares System nötig, um die mechanische Belastung des Auges so gering wie möglich zu halten.

Die Wärmetoleranz im Auge ist nach DIN EN 45502-1, Abs. 17.1 festgelegt. Diese Norm sagt, dass das menschliche Auge eine Temperaturerhöhung von maximal 2 K über der normalen Körpertemperatur des Menschen hinaus verkraften kann. Ein Implantat darf demnach die Gewebetemperatur des Auges um maximal 2 K erhöhen.

Schätzt man nun das durchschnittliche Energieaufnahmevermögen des Menschen ab, kann man von einem Wert von ca. 1 Watt/kg ausgehen [33]. Umgerechnet auf das Volumen des menschlichen Auges  $V_{\text{Auge}} = 4/3 \cdot \pi \cdot r^3 \approx 7,5 \text{ cm}^3$  ergibt sich ein Wert von ungefähr 10 mW. Berücksichtigt man, dass das Auge einen sehr gut durchbluteten Körperteil darstellt, ist die Fähigkeit Wärme abzutransportieren wesentlich höher. Zusätzlich wird dies durch das Kammerwasser des vorderen Augenabschnitts gewährleistet. Bei ersten Messungen der Universitätsaugenklinik Köln wurde dies bestätigt. Die Experimente zeigten, dass selbst eine zugeführte Leistung über 100mW dem Auge keine erkennbaren Schädigungen zufügen [61].

Eine systematische Betrachtung der zu implantierenden Komponenten zeigt, dass der Energiebedarf des Implantats ungefähr 20 mW erreichen wird. Die Abschätzung der benötigten Energie berücksichtigt zwei Hauptverbraucher, das LED-Mikrodisplay sowie die übrigen Mikrochips des Implantats. Für die beiden mikroelektronischen Schaltkreise (Daten- und Energieempfängerchip) wird jeweils eine Verlustleistung von 1 mW angesetzt. Nach Angaben des LED-Herstellers (Fachgebiet Optoelektronik der Universität Duisburg-Essen) verbraucht jede der 1024 LEDs des Displays  $P_{\text{Pixel}} = 1,64 \text{ V} \cdot 10 \mu\text{A} = 16,4 \mu\text{W}$  [33]. Die benötigte elektrische Leistung des (32x32)-LED-Mikrodisplays beträgt durchschnittlich 16,79 mW, wenn alle LEDs eingeschaltet sind. Zusammen ergibt dies eine bereitzustellende Leistung



unterhalb von 20 mW. Die maximale zu erwartende Temperaturerhöhung des mit Silikon gekapselten Implantats wird nach Abschätzungen unter  $0,8^{\circ}\text{C}$  liegen.

Die Anforderungen hinsichtlich der zu erwartenden Beleuchtungsstärke durch das Mikrodisplay werden untersucht. Dies schließt auch Abschätzungen über den elektrischen Leistungsbedarf des Displays ein. Es zeigt sich, dass bei einem Leistungsverbrauch von unter 20 mW die Beleuchtungsstärke des LED-Mikrodisplays im Bereich von 2 klx liegt. Das entspricht etwa den Lichtverhältnissen bei bedecktem Himmel im Winter [33]. Der Richtwert für solch eine lange, großflächige Bestrahlung der Netzhaut durch infrarotes Licht liegt bei  $1\text{ W/cm}^2$  [62]. Daher wurde festgestellt, dass die zu erwartenden Bestrahlungsstärken jedoch in jedem Fall innerhalb des zulässigen Bereichs liegen, innerhalb dessen weder thermische noch photochemische Schädigungen zu erwarten sind.

### **3.7.2 Anforderungen durch den langen Verbleib im Körper**

Wartungs- und störungsfreier Betrieb im Körper des Patienten über einen sehr langen Zeitraum sind ebenfalls zwingend erforderlich. Mit Hilfe von mehreren Belastungstests wird vor einer Operation die Betriebsfähigkeit des Implantates getestet, um die nachträgliche Ausfallquote zu minimieren. Anschließend wird das intraokulare Modul in ein Silikondiaphragma gebettet, um sicherzustellen, dass keinerlei chemische Reaktionen mit der Umwelt erfolgen [63]. Sowohl das Implantat selbst, als auch das umliegende Augengewebe dürfen nicht geschädigt werden. Dazu muss ein mehrmonatiger Biokompatibilitätstest durchgeführt werden.

### **3.7.3 Anforderungen aus der täglichen Nutzung**

Nach der Definition der technischen und medizinischen Randbedingungen können nun die Anforderungen, die auf der geplanten Anwendung der intraokularen Sehhilfe beruhen, abgeleitet werden. Im Vordergrund stehen dabei immer der Vorteil und die Erleichterung für den Patienten im Umgang mit der IOS.

Dazu sollte vor allem auch die Bedienung einfach gehalten werden, um den Menschen mit eingeschränktem oder nicht vorhandenem Sehvermögen den Umgang so weit wie möglich zu erleichtern. Bedienung und Anwendung sollten „blind“ erfolgen können. Speziell für die Sendeeinheit ist es wichtig, dass sie so weit wie möglich miniaturisiert wird, um den Patienten uneingeschränkte Mobilität gewährleisten zu können. Dafür sollte außerdem das Gewicht aller externen Komponenten im erträglichen Rahmen bleiben und der Tragekomfort des Brillengestells inkl. Modul maximal sein. All diese Faktoren tragen dazu bei, dass die Patienten die Intraokulare Sehhilfe über mehrere Stunden bequem nutzen können.

Für die bereits angesprochene Mobilität ist eine angemessene Energieversorgung über wieder aufladbare Akkumulatoren unerlässlich. Die Sehhilfe muss über einen möglichst großen Zeitraum störungsfrei funktionieren. Des Weiteren soll die Handhabung dieser mobilen Energieversorger keine anstrengende Herausforderung für die Anwender darstellen, d.h. Ladevorgänge und Akkuwechsel sind einfach zu gestalten [58]. Dazu wird bei gleichzeitiger Optimierung des Leistungsverbrauchs der Systemkomponenten versucht das Gewicht der Akkumulatoren niedrig zu halten.

### 3.7.4 Rechtliche Anforderungen an Medizinprodukte

Folgender Abschnitt bietet einen kurzen Überblick über die zugrunde liegenden DIN-/ISO-Normen bzw. Richtlinien bei medizinischen Geräten, die bei der Umsetzung der intraokularen Sehhilfe berücksichtigt werden mussten. Verschiedene Normungsinstitute sind in Deutschland oder weltweit mit den Normen beschäftigt. Die IOS (International Organisation for Standardisation) ist eine weltweite Vereinigung nationaler Normungsinstitute, wie DIN (Deutsches Institut für Normung in Deutschland) oder ANSI (American National Standards Institute in den USA).

Aus der Norm EN 45502-1, Abs. 19.4 ist zu entnehmen: Mögliche Nebenwirkungen beim bestimmungsgemäßen Gebrauch eines aktiven implantierbaren medizinischen Gerätes dürfen keinen übermäßigen Schaden verursachen. Hierfür sind Tierversuche über längere Zeit notwendig um die Biokompatibilität sowie die Wärme- und optische Belastung zu testen.

Zusätzlich steht in Norm EN 45502-1, Abs. 17.1: Außer bei seiner vorgesehenen Funktion darf kein implantierbares Teil des medizinischen Gerätes im Gebrauch eine Temperatur von mehr als 2°C über der normal umgebenden Körpertemperatur aufweisen. Deswegen sollte die Verlustleistung so gering sein, dass sich das Auge in der Umgebung des Implantats nicht wesentlich erwärmt. Allerdings ist das Augengewebe, in dem sich das Implantat befinden soll, stark durchblutet, wodurch eine gute Wärmeableitung erfolgt und die Orte, an denen die aufgenommene Wärme weiter abgeführt wird, nicht näher bestimmbar sind.

Bei der Wahl der einzustellenden Frequenz für die Übertragungen soll das Gerät die Norm EN 55011 erfüllen. Nach dieser Norm muss die eingesetzte Frequenz im ISM-Band liegen. Diese Bedingung ist im vorliegenden Fall erfüllt, da bei der Sendeeinheit die Frequenz 13,56 MHz eingesetzt wird, in einem laut Vorschrift zulässigen Frequenzband von 13,553 MHz bis 13,567 MHz. Die Sendeleistung sollte so gering gewählt werden, dass Wechselwirkungen mit anderen Geräten unwahrscheinlich sind. Umgekehrt stellt sich die Frage, wie empfindlich das System für die elektromagnetische Strahlung von anderen Geräten ist. Die Problemlösungen liegen hier sicherlich in geeigneten konstruktiven Maßnahmen (Verkapselung)

oder auch in Softwarelösungen (Protokolle, Kennung, Kodierung). Tabelle 3-1 listet die wichtigen Normen und Vorschriften bei medizinischen Geräten auf.

<b>Norm oder Vorschrift</b>	<b>Jahr</b>	<b>Inhalt in Stichwörter!</b>
DIN EN ISO 80601-2-61	2012	Medizinische elektrische Geräte - Teil 2-61: Besondere Festlegungen für die Sicherheit einschließlich der wesentlichen Leistungsmerkmale von Pulsoximetriegeräten (ISO 80601-2-61:2011); Deutsche Fassung EN ISO 80601-2-61:2011
EN 60601	2011	"Die Norm basiert auf der IEC-Fassung IEC 60601. Die Normenreihe EN 60601 definiert Sicherheitsanforderungen und ergonomische Forderungen an medizinische elektrische Geräte und in medizinischen Systemen. Sie wird in Deutschland durch das Deutsche Institut für Normung als DIN-Norm herausgegeben"
EN 60601-1-2 EMV-Norm	2011	Medical electrical equipment - Part 1-2: General requirements for basic safety and essential performance - Collateral standard: Electromagnetic disturbances - Requirements and tests (IEC 62A/746/CD:2011)
Richtlinie 93/42/EWG		über Medizinprodukte
Richtlinie 90/385/EWG		über aktive implantierbare medizinische Geräte
DIN EN 1441	1998	Medizinprodukte – Risikoanalyse
DIN EN 1041	1998	Bereitstellung von Informationen durch den Hersteller eines Medizinproduktes
DIN EN 540	1998	Klinische Prüfung von Medizinprodukten an Menschen
EN 30993-1	1994	Biologische Beurteilung von Medizinprodukten
ISO 9110-1	1990	Fluidtechnik; Messtechnik; Teil 1: Allgemeine Grundbegriffe der Messtechnik
ISO 9110-2	1990	Fluidtechnik; Messtechnik; Teil 2: Stationäre Druckmessung in einem geschlossenen System
DIN EN 45502-1	1998	Aktive implantierbare Medizinprodukte

DIN EN 55011	1997/ 1999	Industrielle, wissenschaftliches und medizinische Hochfrequenzgeräte (ISM-Geräte)
DIN IEC 47E/120/CDV	1999	Allgemeines und Klassifikation von Halbleitersensoren
DIN EN 60601-2-23	2000	Medizinische elektrische Geräte –Teil 2-23: Besondere Festlegung für die Sicherheit einschließlich wesentlicher Leistungsmerkmale von Geräten für die transkutane Partialdrucküberwachung
DIN EN 60601-2-49	2000 (Norm- Entwurf)	Medizinische elektrische Geräte –Teil 2-49: Besondere Festlegung für die Sicherheit von multifunktionalen Patientenüberwachungsgeräten
DIN EN 60601-1	1996	Medizinische elektrische Geräte –Teil 1: Allgemeine Festlegung für die Sicherheit
DIN EN 60601-1-1	1994	Medizinische elektrische Geräte –Teil 1: Allgemeine Festlegung für die Sicherheit; 1. Ergänzungsnorm: Festlegung für die Sicherheit von medizinischen elektrischen Systemen
DIN EN 60601-1-1/A1	1996	Medizinische elektrische Geräte –Teil 1: Allgemeine Festlegung für die Sicherheit; 1. Ergänzungsnorm: Festlegung für die Sicherheit von medizinischen elektrischen Systemen- Änderung 1
DIN EN 60601-1-2	1994	Medizinische elektrische Geräte –Teil 1: Allgemeine Festlegung für die Sicherheit; 2. Ergänzungsnorm: Elektromagnetische Verträglichkeit; Anforderung und Prüfung
DIN EN 60601-1-4	1997	Medizinische elektrische Geräte –Teil 1: Allgemeine Festlegung für die Sicherheit; 4. Ergänzungsnorm: Programmierbare, elektrische medizinische Systeme
DIN EN 60601-1-1/A13	1996	Medizinische elektrische Geräte –Teil 1: Allgemeine Festlegung für die Sicherheit

Tabelle 3-1: Überblick der Normen und Vorschriften bei medizinischen Geräten

## **4 Versorgung eines elektronischen Implantats mit Energie**

Eines der fundamentalen Probleme bei der Entwicklung eines elektronischen Implantats ist die Energieversorgung. Die Elektronik des Implantats muss kontinuierlich mit einer möglichst konstanten elektrischen Spannung versorgt werden. Dafür kommen verschiedene Möglichkeiten der Energieversorgung in Frage [64].

Im Folgenden sollen verschiedene Möglichkeiten der Energieversorgung eines medizinischen Implantats betrachtet werden. Die vorhandenen Varianten werden vorgestellt und anhand ihrer Vor- und Nachteile miteinander verglichen. Aus dem Vergleich resultiert die Auswahl des erfolgversprechendsten Energieversorgungsprinzips. Hauptkriterium für den Auswahlprozess ist die Bereitstellung der für das Implantat benötigten Energiemenge unter Ausschluss einer daraus resultierenden Gefahr für den Patienten.

### **4.1 Mögliche Verfahren zur Energieversorgung eines Implantats**

Folgende Übersicht stellt die unterschiedlichen Verfahren zur Versorgung eines Implantats mit der elektrischen Energie mit ihren Vor- und Nachteilen vor:

#### **4.1.1 Batterieversorgung**

Die Versorgung durch Batterien, die direkt an das Implantat angeschlossen sind, ist eine technisch relativ einfach realisierbare Lösung. Eine gute Stabilität der Versorgungsspannung wäre damit in jedem Fall gewährleistet. Relativ hohe verfügbare Leistungen wären ein weiterer Pluspunkt.

Das größte Problem in Bezug auf eine Anwendung im menschlichen Körper ist die Größe der Batterie. Hinzu kommt der Umstand, dass diese regelmäßig ausgetauscht werden müsste. Dies würde bedeuten, dass wiederholte operative Eingriffe vonnöten sind, welche für den Patienten nicht zumutbar sind. Weiterhin stellen die toxischen Bestandteile der Batterie ein Problem dar. Ein Verbleib des Implantats im Körper auf Dauer ist damit sicher nicht möglich.

#### **4.1.2 Drahtverbindung**

Bei diesem Verfahren wird das Implantat über ein Kabel an eine außerhalb des Körpers liegende Batterie angeschlossen. Bei der Versorgung durch eine äußere Energiequelle über das Kabel würde beim Batteriewechsel kein Eingriff in den Körper notwendig werden. Aber dies ist bei einem medizinischen Implantat praktisch unmöglich. Die Anschlussdrähte würden, an der Austrittsstelle aus dem Körper, eine enorme Behinderung für die Beweglichkeit des Patienten darstellen.

### 4.1.3 Induktive Kopplung

In diesem Verfahren besteht das Übertragungssystem aus zwei Spulen, die als Antennen wirken. Beide Spulen bilden zusammen einen Transformator. Dadurch wird die Energie über das elektromagnetische Feld von einer Spule zur anderen übertragen.

Die induktive Übertragung ist ein weit verbreitetes Verfahren, mit dem sich sowohl die Daten- wie auch die Energieübertragung zu einem Implantat realisieren lassen. Ein weiterer Vorteil dieses Verfahrens besteht in der guten Kopplung bei geringen Abständen. Der Nachteil liegt in unvermeidbaren Schwankungen der Energiezuführung, welche mit einer geeigneten Schaltung ohne großen Aufwand stabilisiert werden können. Übliche Arbeitsfrequenzen für eine induktive Kopplung liegen zwischen 125kHz und 13,56MHz. Es wurden aber auch schon Systeme bei einer Arbeitsfrequenz von 100 MHz erprobt [3].

### 4.1.4 Kapazitive Kopplung

Bei der kapazitiven Kopplung sind leitende Flächen im Sender und im Implantat untergebracht, die als Kondensatorplatten wirken. Diese können eine nutzbare Koppelkapazität von einigen 10 pF erreichen. Die übertragene Energie reicht in der Regel nicht für ein medizinisches Implantat aus. Da keine nennenswerte Energieübertragung möglich ist, beschränkt sich der Einsatz kapazitiver Kopplungen auf die Signalübertragung über sehr kurze Distanzen vom ca. 1 mm. Die Vorteile dieser Verfahren sind: eine sehr leichte Herstellung, wie z. B. Aufdruck aus leitender Tinte und niedrige Produktionskosten. Nachteile sind die schlechte Kopplung bzw. zu die geringe realisierbare Entfernungen.

### 4.1.5 Optische Kopplung

Die Energieübertragung mit Hilfe von Licht ist ein relativ modernes Verfahren. Erwähnt wurde dieses Verfahren erstmals 1978 [62]. Als Übertragungsmedium werden in der Regel Glasfasern oder hohle Kunststofffasern verwendet. Anwendungen finden sich im industriellen Bereich wie z.B. entferntes Schweißen oder ferngesteuerte thermische Aktivierung. Kleinere Geräte oder Messfühler können durch das Licht mit Energie versorgt werden. Als Lichtquellen werden neben Laserdioden auch Festkörperlaser, Gaslaser oder Weißlichtquellen eingesetzt.

Im menschlichen Körper ist der Einsatz von künstlichen Lichtleitern aus denselben Überlegungen wie bei einer Kabelversorgung nicht zweckmäßig. Der entscheidende Vorteil gegenüber konventionellen Energieübertragungen ist die absolute elektrische Isolation des Verbrauchers gegenüber der Energiequelle. Durch die galvanische Trennung wird eine nahezu ideale Potentialfreiheit erreicht. Der Verbraucher wird im praktischen Einsatz störunempfindlich gegenüber elektrischen Feldern.

Entscheidender Nachteil in unserer Anwendung sind: eine zu geringe übertragbare Energie, der hohe Aufwand im Bereich der Schaltungstechnik und die schwache Kopplung zwischen

Sende- und Empfangsdiode aufgrund der Absorption der Strahlung durch das Körpergewebe, welche zur Erwärmungsgefahr des Gewebes führen kann und als Folge die Schädigung des Gewebes.

#### **4.1.6 Mikrowellentechniken**

Die Art der Frequenzerzeugung in diesem Verfahren unterscheidet sich wesentlich von Systemen mit geringerer Frequenz. Eine Mikrowellenfrequenz von 2,5 GHz kann nicht direkt mit Hilfe eines Quarz-Oszillators erzeugt werden, sondern entsteht erst durch Frequenz-Vervielfachung. Die für eine Energieübertragung erforderliche Leistung müsste mit Hilfe von Vakuum-Röhren (z.B. Magnetron, Klystron) erreicht werden. Dies hätte neben dem nicht unerheblichen Gewicht einen erheblichen Platzbedarf zur Folge. Weiterhin erfordert ihre Realisierung einen hohen schaltungs- und fertigungstechnischen Aufwand.

Wesentlicher Nachteil dieses Verfahrens ist, ähnlich wie bei der optischen Übertragung, die hohe Absorption durch das menschliche Gewebe. Da starke Absorption zwangsläufig mit Erwärmung verbunden ist, wären Gewebeschäden kaum vermeidbar.

## **4.2 Schlussfolgerung für die Auswahl des Energieübertragungsverfahrens**

Für die Auswahl des Verfahrens ist eine Abwägung zwischen einer ausreichenden Energieversorgung des Implantats und der Gefährdung des Menschenkörpers durch Erwärmung entscheidend. Dadurch scheiden Mikrowellen, kapazitive Kopplung und die optische Energieübertragung aus. Somit bleiben zur Energieversorgung noch integrierte Batterien, eine Kabelverbindung oder die Übertragung der Energie mittels induktiver Kopplung. Bei der Lösung mittels integrierter Batterie überwiegen jedoch die Nachteile, wie die endliche Lebensdauer des Systems und die Gefahr durch toxische Inhaltsstoffe. Durch die Einschränkungen der Beweglichkeit des Implantats im Körper durch Kabelverbindungen wird dieser Ansatz ebenfalls verworfen. Eine technische optimale Lösung in solche Systeme ist die Übertragung die zum Betrieb des Implantats benötigte Energie durch induktive Kopplung zwischen den externen Teil und den Implantat drahtlos zu übertragen.

Aus diesen Gründen wird das Verfahren über induktive Kopplung gewählt. Nahezu alle implantierbaren Systeme, die die Energie von der Außenwelt drahtlos gewinnen, arbeiten auf der Basis von hochfrequenten elektromagnetischen Wellen. Ein weiterer Grund hierfür ist häufig die Möglichkeit, neben der Energieübertragung gleichzeitig Daten über denselben Kanal auszutauschen.

### 4.3 Prinzip der induktiven Energieübertragung

Das Prinzip dieses Verfahrens besteht darin, dass zwei Spulen ( $L_1$  und  $L_2$ ) miteinander induktiv gekoppelt sind und zusammen einen Transformator darstellen. Die Übertragungsstrecke besteht zwischen einer Primärspule  $L_1$ , die für die Erzeugung des elektromagnetischen Erregerfeldes zuständig ist und einer Sekundärspule  $L_2$ , die den Empfänger mit elektrischer Energie versorgt. Abbildung 4-1 zeigt das Prinzip des induktiven Übertragungssystems.

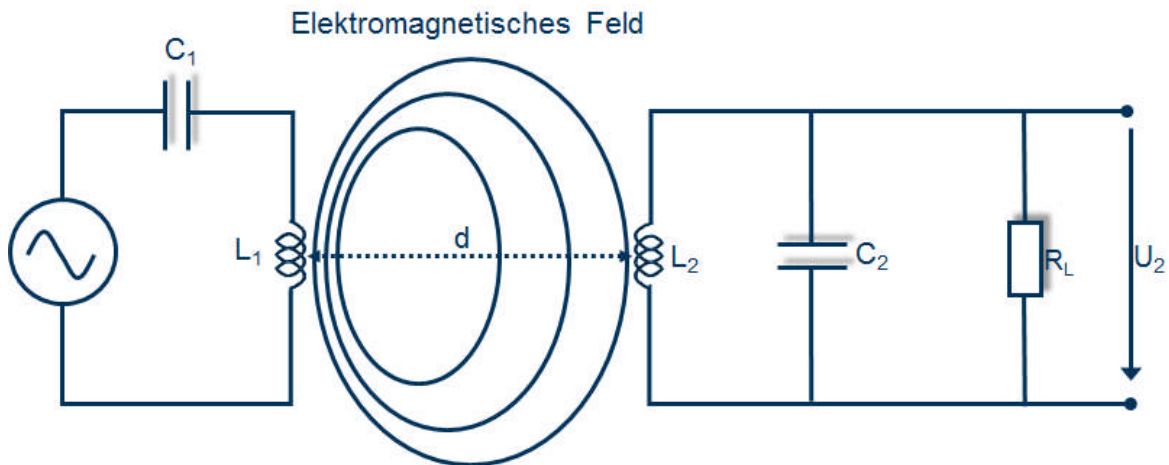


Abbildung 4-1: Prinzip der induktiven Energieübertragung.

Ein Teil des von der Primärspule  $L_1$  erzeugten elektromagnetischen Feldes trifft auf die Sekundärspule  $L_2$ , welche sich in einiger Entfernung  $d$  zur Primärspule  $L_1$  befindet [3]. Durch Induktion wird an der Empfangsantenne  $L_2$  eine Spannung  $U_2$  erzeugt. Diese Spannung wird gleichgerichtet und versorgt das Implantat mit Energie. Zur Sendeantenne  $L_1$  wird außerdem noch ein Kondensator  $C_1$  seriell geschaltet, um zusammen mit der Induktivität der Sendespule  $L_1$  einen Schwingkreis zu bilden. Durch Resonanzüberhöhung im seriellen Schwingkreis wird in der Sendespule  $L_1$  eine sehr hohe Spannung erreicht, womit die notwendigen elektromagnetischen Feldstärken auch zum Betrieb entfernter Implantate erzeugt werden können.

### 4.4 Berechnung der Übertragungsfunktion

In Abbildung 4-2 ist einfaches Ersatzschaltbild des Übertragungssystems dargestellt. Die Spule  $L_1$  wird in einem Serienschwingkreis betrieben. Die Kapazität  $C_1$  muss also so gewählt werden, dass die Resonanzfrequenz des seriellen Schwingkreises ( $L_1$ ,  $C_1$ ) der Quellenfrequenz  $f_q$  entspricht. Somit erreicht die Spannung an der Spule  $L_1$  einen maximalen Wert, da beide Schwingkreiselemente ( $L_1$ ,  $C_1$ ) im Resonanzfall eine sehr hohe Impedanz besitzen. In diesem Fall kann man die Versorgungsspannung  $U_q$  auf ein Minimum reduzieren.



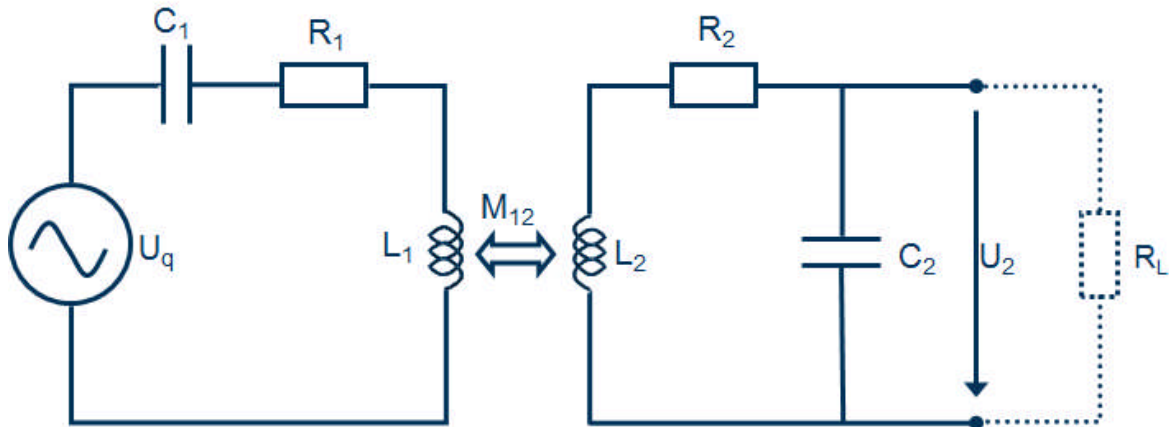


Abbildung 4-2: Ersatzschaltbild des Übertragungssystems.

Der Widerstand  $R_2$  stellt hier den Drahtwiderstand der Spule  $L_2$  dar. Der Kondensator  $C_2$  beinhaltet die integrierte Kapazität auf dem Chip und die parasitären Elemente, die von der Herstellung des Chips abhängig sind. Die Antennenspule des Empfängers  $L_2$  bildet zusammen mit dem Kondensator  $C_2$  ebenfalls einen Schwingkreis, wobei dieser auf die Sendefrequenz abgestimmt werden sollte. Durch Resonanzüberhöhung im Schwingkreis erreicht die Spannung  $U_2$  an der Empfangsspule  $L_2$  ein Maximum. Die Last  $R_L$  ist der äquivalente Widerstand, der die Belastung durch die implantierte Elektronik darstellt.

Um das Übertragungsmodell betrachten zu können, müssen der Kopplungsfaktor  $k$  und der Wirkungsgrad  $\eta$  des Übertragungssystems genau analysiert und berechnet werden. Der Kopplungsfaktor  $k$  spielt beim Entwurf eine wichtige Rolle und ermöglicht eine qualitative Aussage über die Kopplung der Spulen [3]. Der Vorteil des Kopplungsfaktors  $k$  ist, dass er unabhängig von der geometrischen Abmessung der beiden Spulen ist. Es gilt:

$$k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}, \quad (4.1)$$

wobei  $M_{12}$  die Gegeninduktivität der Spule  $L_1$  zur Spule  $L_2$  ist. Der Kopplungsfaktor bewegt sich immer im Bereich  $0 \leq k \leq 1$  wobei  $k \approx 1$  „starke Kopplung“ und  $k \ll 1$  „schwache Kopplung“ bedeutet.

Unter die Annahmen  $L_1 C_1 = L_2 C_2 = \frac{1}{\omega_0^2}$ ;  $R_1 = R_2 = 0$ ;  $M_{12} = k \cdot \sqrt{L_1 L_2}$  und  $s = j\omega$

kann dann für die Übertragungsfunktion in Abhängigkeit vom Kopplungsfaktor  $k$  und der Last  $R_L$  geschrieben werden [4]:

$$\frac{U_2(s)}{U_q(s)} = \frac{s^2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot \frac{1}{\omega_0^2}}{1 + s \frac{L_2}{R_L} + s^2 \frac{2}{\omega_0^2} + s^3 (1-k^2) \frac{L_2}{\omega_0^2 R_L} + s^4 \frac{1-k^2}{\omega_0^4}} \quad (4.2)$$

Hier können zwei Extremfälle betrachtet werden:

- I.  $k \approx 1$ : Beide Spulen werden fast mit dem gleichen magnetischen Fluss durchsetzt, wie bei den „close-coupling“-Systemen. Ein typisches Beispiel für diese Kopplung ist ein Transformator, der aus zwei oder mehreren Spulen auf einem hochpermeablen Eisenkern gebildet wird [3].
- II.  $k \ll 1$ : beide Spulen sind fast völlig entkoppelt durch große Entfernung oder magnetische Abschirmung. Dies gilt für die meisten RFID-Systeme (engl. radio-frequency identification).

Für den Fall I kann die Übertragungsfunktion (4.2) angenähert angenommen werden als:

$$\frac{U_2(s)}{U_q(s)} \approx \frac{s^2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot \frac{1}{\omega_0^2}}{1 + s \frac{L_2}{R_L} + s^2 \frac{2}{\omega_0^2}} \quad (4.3)$$

Im Resonanzfall gilt [4]:

$$1 + s^2 \cdot \frac{2}{\omega_0^2} = 0 \Rightarrow \omega_{res} = \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} \quad (4.4)$$

Während die Resonanzfrequenz unabhängig vom Kopplungsfaktor  $k$  und der Last  $R_L$  ist, wird die Übertragungsfunktion an der Stelle der Resonanzfrequenz  $\omega_{res}$  proportional zum Kopplungsfaktor  $k$  und zur Last  $R_L$ , wie folgender Zusammenhang zeigt:

$$\left. \frac{U_2}{U_q} \right|_{\omega=\omega_{res}} = \frac{k \cdot R_L}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (4.5)$$

Für einen schwachen Kopplungsfaktor  $k \ll 1$  (Fall II) ergibt sich aus (4.2):

$$\frac{U_2(s)}{U_q(s)} \approx \frac{s^2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot \frac{1}{\omega_0^2}}{\left(1 + s \frac{L_2}{R_L} + s^2 \frac{1}{\omega_0^2}\right) \cdot \left(1 + s^2 \frac{1}{\omega_0^2}\right)} \quad (4.6)$$

Im Resonanzfall gilt dann:

$$1 + \frac{s^2}{\omega_0^2} = 0 \Rightarrow \omega_{res} = \omega_0 \quad (4.7)$$

Dies ist aber gleichbedeutend damit, dass die Übertragungsfunktion an der Stelle der Resonanzfrequenz  $\omega_{res}$  gegen einen unendlichen Wert strebt und somit eine Polstelle der Übertragungsfunktion darstellt [4]. Für die Betrachtung über die Abhängigkeit vom Kopplungsfaktor  $k$  und von der Last  $R_L$  ist diese Übertragungsfunktion nicht brauchbar.

## 4.5 Wirkungsgrad des Übertragungssystems

Um die Wirkungsgrad des Übertragungssystems bestimmen zu können, muss die Leistungsübertragungsfunktion betrachtet und berechnet werden. Die an der Last verbrauchte Wirkleistung  $P_2$  lässt sich berechnen als:

$$P_2 = U_2 \cdot I_{R_L} = \frac{U_2^2}{R_L} \quad (4.8)$$

Für die gesendete Leistung  $P_1$  gilt:

$$P_1 = U_q \cdot I_q \quad (4.9)$$

Die Übertragungsfunktion an der Resonanzstelle  $\omega_{res} = \omega_0$  lassen sich zum Beispiel folgende Zusammenhänge für die Eingangsspannung  $U_q$  und den Eingangsstrom  $I_q$  finden [4]:

$$\left. \frac{U_2}{U_q} \right|_{\omega=\omega_0=\omega_{res}} = \frac{k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{1 + j\omega_0(1-k^2) \frac{L_2}{R_L} - \omega_0^2(1-k^2) \frac{1}{\omega_0^2}} = \frac{k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{k^2 + j\omega_0(1-k^2) \frac{L_2}{R_L}}$$

$$U_q = \frac{k^2 + j\omega_0(1-k^2)\frac{L_2}{R_L}}{k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}} \cdot U_2 \quad (4.10)$$

Weiterhin findet man

$$\frac{U_2}{I_q} \Big|_{\omega=\omega_0=\omega_{res}} = \frac{j\omega_0 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{1 + j\omega_0 \frac{L_2}{R_L} - \omega_0^2 \frac{1}{\omega_0^2}} = k \cdot R_L \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

$$I_q = \frac{1}{k \cdot R_L \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}} \cdot U_2 \quad (4.11)$$

Werden die Zusammenhänge (4.10) und (4.11) in Gleichung (4.9) eingesetzt, so lässt sich die Scheinleistung am Eingang  $P_1$  in zwei Anteile aufteilen:

$$P_1 \Big|_{\omega=\omega_0=\omega_{res}} = \frac{k^2 + j\omega_0(1-k^2)\frac{L_2}{R_L}}{k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}} \cdot U_2 \cdot \frac{1}{k \cdot R_L \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}} \cdot U_2 = \frac{U_2^2}{R_L} \cdot \frac{k^2 + \frac{j\omega_0 L_2}{R_L}(1-k^2)}{k^2}$$

$$P_1 \Big|_{\omega=\omega_0=\omega_{res}} = P_2 \cdot \left( 1 + \frac{j\omega_0 L_2}{R_L} \cdot \left( \frac{1}{k^2} - 1 \right) \right) = P_2 + \frac{j\omega_0 L_2}{R_L} \cdot \left( \frac{1}{k^2} - 1 \right) \cdot P_2$$

Bei den zwei Teilen der Scheinleistung  $P_1$  handelt es sich zum einen um den ohmschen Anteil, d.h. die Wirkleistung, der durch die Last  $R_L$  verbraucht wird, und zum anderen um eine Blindleistung, die ebenso zum Aufbau des elektromagnetischen Felds benötigt wird. Die Sendeeinheit muss somit den Betrag der Scheinleistung  $P_1$  liefern:

$$|P_1|_{\omega=\omega_0=\omega_{res}} = P_2 \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_0 L_2}{R_L} \right)^2 \cdot \left( \frac{1}{k^2} - 1 \right)^2} \quad (4.12)$$

An Hand dieses Zusammenhangs kann die Abhängigkeit der Eingangsleistung  $P_1$  vom Kopplungsfaktor  $k$  sehr gut festgestellt werden. Hat der Überträger eine sehr gute Kopplung

zwischen Sender und Empfänger ( $k \approx 1$ ), dann wäre die Ausgangswirkleistung am Empfänger, bzw. an der Last  $R_L$ , gleich der Eingangswirkleistung aus der Sendeeinheit. Je loser die Kopplung zwischen Sender und Empfänger ist, umso größer muss die Eingangsblindleistung sein, damit sich das elektromagnetische Feld aufbauen kann. Würde der Kopplungsfaktor  $k$  gegen Null gehen, so müsste die Eingangsscheinleistung gegen unendlich streben.

Aus Gleichung (4.10) kann die Eingangsspannung  $U_q$  abgeleitet werden, so dass gilt:

$$|U_q| = \sqrt{\frac{k^4 + \omega_0^2 \cdot (1 - k^2)^2 \cdot \left(\frac{L_2}{R_L}\right)^2}{k^2 \frac{L_2}{L_1}}} \cdot U_2 = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \sqrt{k^2 + \left(\frac{1}{k^2} - 1\right)^2 \cdot \left(\frac{\omega_0 \cdot L_2}{R_L}\right)^2} \cdot U_2$$

$$|U_q| = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{\omega_0 \cdot L_2}{R_L} \cdot \frac{1}{k^2} \cdot U_2 \quad (4.13)$$

Für die Berechnung des Wirkungsgrads  $\eta$  im Fall für sehr kleine Kopplungsfaktoren  $k \ll 1$  müssen die Zusammenhänge (4.11) und (4.13) in Gleichung (4.9) eingesetzt werden. Damit ergibt sich:

$$|P_1|_{\omega=\omega_0=\omega_{res}} = U_q \cdot I_q = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{\omega_0 L_2}{R_L} \cdot \frac{1}{k^2} \cdot U_2 \cdot \frac{1}{k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot R_L} \cdot U_2$$

$$= \frac{U_2^2}{R_L} \cdot \frac{1}{R_L} \cdot \frac{\omega_0 L_2}{k^3} = P_2 \cdot \frac{\omega_0 L_2}{R_L k^3}$$

$$|\eta|_{\omega=\omega_0=\omega_{res}} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{k^3 R_L}{\omega_0 L_2} \quad (4.14)$$

Aus der Gleichung (4.14) kann man schlussfolgern, dass der Wirkungsgrad  $\eta$  eines Systems vom Kopplungsfaktor  $k$ , der Last  $R_L$ , der Arbeitsfrequenz  $f_0$  und der Induktivität der Empfangsspule  $L_2$  abhängt. Der Kopplungsfaktor  $k$  selbst ist theoretisch entsprechend Gleichung (4.1) konstant. Die praktischen Erfahrungen zeigen jedoch, dass der Kopplungsfaktor  $k$  von der Arbeitsfrequenz  $f_0$ , der umschlossenen Fläche  $A$  der Senderspule, der Entfernung sowie dem Winkel zwischen den beiden Spulen abhängig ist. Mit zunehmender Arbeitsfrequenz  $f_0$  nimmt die erforderliche Induktivität der Empfangsspule  $L_2$  und damit deren benötigte Windungszahl  $N_2$  ab. Typische Windungszahlen  $N_2$  bei einer Frequenz von 13,56 MHz

sind 3 bis 10 Windungen während man bei der Frequenz 135 KHz ca. 33 Windungen verwendet [3]. Die Sendeleistung kann nicht unbegrenzt erhöht werden, denn die internationalen Zulassungsvorschriften begrenzen den Maximalwert der elektromagnetischen Feldstärke, so dass nur ein begrenzter Strom am Empfänger zur Verfügung steht.

## 4.6 Anforderungen an das Übertragungssystem

Bei der Optimierung der Übertragungsstrecke mittels induktiver Kopplung sind verschiedene Gesichtspunkte zu berücksichtigen. Die Übertragungsstrecke selbst sollte einen hohen Wirkungsgrad aufweisen. Die zur Signalübertragung notwendige Bandbreite sollte so gering wie möglich gehalten werden, da anderenfalls die Übertragungsverluste ansteigen. Das System sollte eine möglichst große Toleranz gegenüber Lageänderungen der beiden Spulen beweisen, da die Energieversorgung der implantierten Elektronik konstant gehalten werden muss. Andernfalls wird die Elektronik bereits durch eventuelle Schwankungen in der Versorgungsspannung beeinflusst. Die Abweichungen der eingesetzten Frequenz dürfen nur gering sein, da die Frequenzbereiche der ISM streng definiert sind und eingehalten werden müssen. Auftretende Differenzen können hervorgerufen werden durch Toleranzen in den Werten der eingesetzten Bauteile, welche von Herstellung und Temperaturänderungen beeinflusst werden. Zuletzt soll die abgestrahlte Energie des Sendesystems minimal gehalten werden. Eine zu große Energiemenge führt zur Gewebeerwärmung und könnte Schädigungen im Auge durch starke elektromagnetische Felder verursachen. Demnach soll die Sendeeinheit nur die benötigte Leistung zum Implantat übertragen.

## 4.7 verfügbare Frequenzbereiche und Funkzulassungsvorschriften

Die Benutzung des gesamten Frequenzspektrums ist international gesetzlich geregelt. Jedem Frequenzbereich sind weltweit einheitlich verschiedene Dienste zugeordnet [3]. Mit Rücksicht auf andere Funkdienste sollten im Falle der intraokularen Sehhilfe im Wesentlichen nur Frequenzbereiche benutzt werden, die speziell für industrielle, wissenschaftliche oder medizinische Anwendungen reserviert sind. Durch den Betrieb der intraokularen Sehhilfe dürfen andere Funksysteme auf keinen Fall in ihrer Funktion gestört oder beeinträchtigt werden. Es handelt sich dabei um die ISM-Frequenzbereiche (engl. Industrial Scientific Medical), die unter anderem auch für drahtlose Anwendungen benutzt werden dürfen. Abbildung 4-3 zeigt die durch gesetzliche Regelungen nutzbaren ISM-Frequenzbereiche.

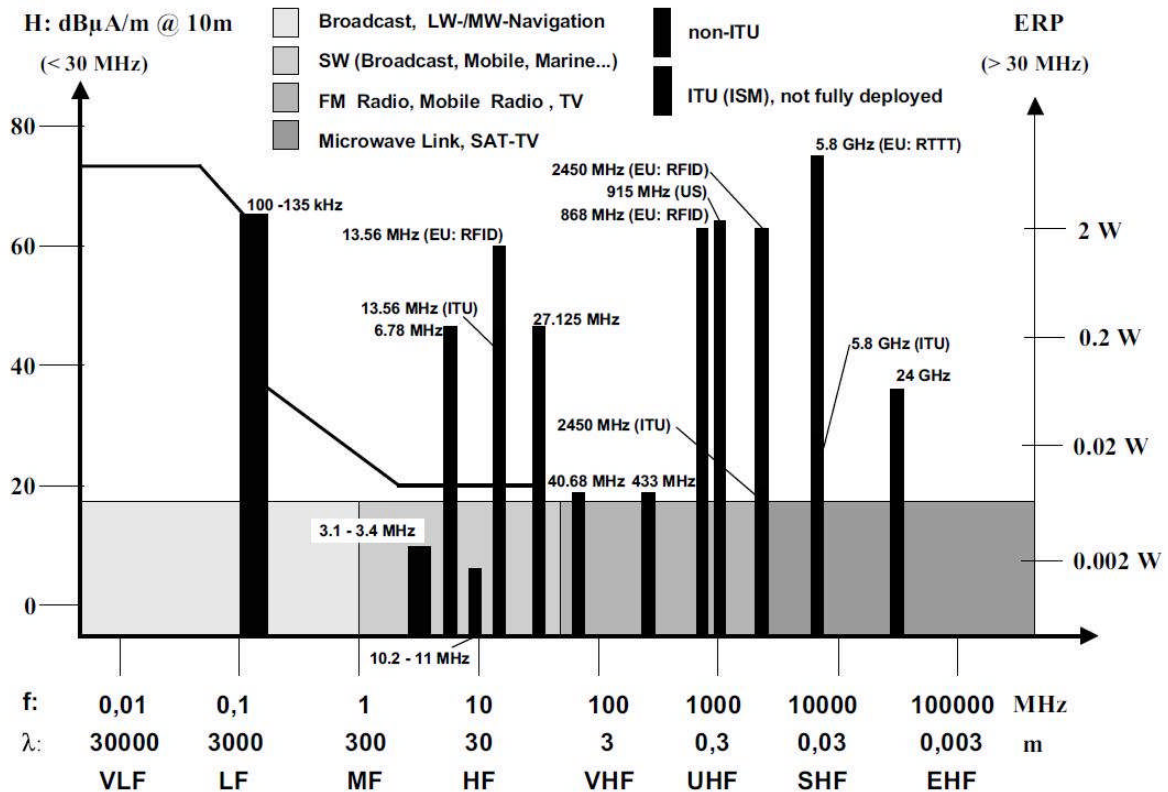


Abbildung 4-3: weltweit verfügbare Frequenzen für drahtlose Anwendungen: niedrige Frequenzen LF unter 135 kHz, Hochfrequenzen HF (6,78 MHz, 13,56 MHz, 27,125 MHz, 40,68 MHz), Ultra Hochfrequenzen UHF (433,92 MHz, 868 MHz, 915,0 MHz) und Mikrowellenfrequenzen (2,54 GHz, 5,8 GHz und 24,125 GHz). Quelle [3]

Die nutzbaren Frequenzbereiche sind also die ISM Frequenzen von 0 bis 135 kHz, 6,78 MHz, 13,56 MHz, 27,125 MHz, 40,68 MHz, 433,92 MHz, 869,0 MHz, 915,0 MHz (in Deutschland nicht verfügbar), 2,45 GHz, 5,8 GHz, sowie 24,125 GHz. Im folgenden Abschnitt werden die einzelnen Frequenzbänder auf ihre Brauchbarkeit für die Anwendung in der intraokularen Sehhilfe untersucht.

#### 4.7.1 Der Frequenzbereich von 9 bis 135 kHz

Der Langwellen-Frequenzbereich wird vielfältig genutzt, und zwar von Flug- und Schiffsnavigationsfunkdiensten (LORAN C, OMEGA, DECCA), Zeitzeichen- und Normalfrequenzfunkdiensten, sowie militärischen Funkdiensten [3]. Aufgrund der speziellen Ausbreitungsbedingungen der langen Welle können die im Frequenzbereich von 9 bis 135 kHz sendenden Funkdienste mit relativ geringem technischem Aufwand Gebiete mit einem Radius von über 1000 km lückenlos mit Daten versorgen. Für die Anwendung, die die Daten auf das elektromagnetische Feld modulieren, ist das nicht gut geeignet, da die Frequenz des elektromagnetischen Felds zu niedrig ist um gleichzeitig Information zu übertragen. Zudem gäbe es bei der technischen Konzeption des Empfängers Probleme mit zu großen Bauteilen aufgrund der niedrigen Sendefrequenz und Störungen durch weit entfernte Sender.

### **4.7.2 Der Frequenzbereich 6,78 MHz**

Die 6,78 MHz-Frequenz gehört zu den Kurzwellenfrequenzen. Tagsüber sind hier nur geringe Reichweiten bis zu einigen 100 km möglich, in den Nachtstunden dagegen kann die Frequenz transkontinental empfangen werden [3]. Genutzt wird die 6,78 MHz Frequenz von Funkdiensten unterschiedlichster Art, wie z.B. Rundfunk-. Wetterfunk- und Flugfunkdiensten sowie Presseagenturen.

### **4.7.3 Der Frequenzbereich 13,56 MHz**

Anders als auf dem Frequenzband von 6,78 MHz können über die Frequenz von 13,56 MHz ausgestrahlte Informationen ganztägig weltweit empfangen werden. Dieser Frequenzbereich ist der am häufigsten eingesetzte Frequenzbereich für RFID-Systeme. Auch wird dieses Band von Funkdiensten unterschiedlichster Art genutzt, so z.B. Fernwirkfunkanlagen, Modellfernsteuerungen, Demonstrationsfunkanlagen und Personenrufanlagen [3].

### **4.7.4 Der Frequenzbereich 27,125 MHz**

Der Frequenzbereich 26,565 ... 27,405 MHz ist in Europa sowie in den USA und Kanada für den CB-Funk (Citizen Band) reserviert. Der ISM-Bereich zwischen 26,957 und 27,283 MHz befindet sich etwa in der Mitte des CB-Funkbandes. Weitere Anwendungen findet man bei medizinischen Geräten und industriellen Hochfrequenzschweißgeräten. Zudem werden Modellfernsteuerungen und Personenrufanlagen in diesem Frequenzband betrieben.

### **4.7.5 Der Frequenzbereich 40,680 MHz**

Der Frequenzbereich von 40,660 bis 40,700 MHz gehört zum VHF-Bereich. Dieser Frequenzbereich und angrenzende Frequenzbänder werden durch mobilen Betriebsfunk (Forstverwaltung, Autobahnmeisterei) und durch den terrestrischen Fernsehgrundfunk (VHF-Bereich 1) belegt. Genutzt wird dieser Bereich vor allem von Telemetrie- und Fernsteuerungsanwendungen.

### **4.7.6 Der Frequenzbereich 433,920 MHz**

In diesem Bereich, also zwischen 430,000 von 440,000 MHz, wird der weltweite Amateurfunk betrieben. Private Funker nutzen diese Frequenzen zur Sprach- und Datenübertragung sowie zur internationalen Kommunikation über Relaisfunkstellen und Weltraumsatelliten.



Der für ISM-Anwendungen nutzbare Bereich von 433,050 bis 434,790 MHz befindet sich ungefähr in der Mitte des Amateurfunkbandes. Er ist ungewöhnlich stark durch verschiedenste Anwendungen belegt [3]. Viele Applikationen werden in diesem Band betrieben, wie zum Beispiel Babyfone, Telemetriesender, drahtlose Kopfhörer, anmeldefreie LPD-Walkie-Talkies für den Nahbereichsfunk, Keyless Entry-Systeme (Handgeber für Kfz-Zentralverriegelung).

#### **4.7.7 Der Frequenzbereich 865,0 MHz**

Das Frequenzband von 868 bis 870 MHz ist erst seit Ende 1997 in Europa für Short Range Devices (SRDs) freigegeben. Ab 2004 wurde mit einem neuen Frequenzbereich von 865 bis 868 MHz begonnen. In diesem Frequenzbereich steht eine deutlich höhere Sendeleistung zur Verfügung.

#### **4.7.8 Der Frequenzbereich 915,0 MHz**

Die unterschiedlichen Segmente des Frequenzbereichs 860 bis 950 MHz stehen außerhalb Europas zur Verfügung. In Nordamerika der Bereich 902-928 MHz (9150 MHz), in Japan 950-965 MHz, in Korea 910-915 MHz, in Australien 918-926 MHz, in Südafrika 913-915 MHz, sowie in China ein Bereich um 915 MHz [3].

#### **4.7.9 Der Frequenzbereich 2,45 GHz**

Der Frequenzbereich von 2,400 bis 2,4835 GHz ist auch mit Anwendungen des Amateurfunk- und des Ortungsfunkdienstes belegt. Die Ausbreitung für diese UHF- und höherfrequenten SHF-Frequenzbereiche verläuft nach optischen Bedingungen. Gebäude und andere Hindernisse wirken wie ein Spiegel und dämpfen die elektromagnetische Welle bei Transmission sehr stark. Als klassische Anwendungen in diesem Frequenzbereich findet man neben den Backscatter-Systemen auch Telemetriesender. Inzwischen wird dieser Bereich auch für WLAN-Systeme (Wireless Local Area Network) zur kabellosen Vernetzung von PCs, Druckern, Smartphone, Smart TV usw. benutzt.

#### **4.7.10 Der Frequenzbereich 5,8 GHz**

Auch der Frequenzbereich von 5,725 bis 5,875 GHz wird gleichzeitig von Amateurfunk- und Ortungsfunkdiensten genutzt. Typische Anwendungen für diesen Bereich sind Bewegungsmelder, die als Türöffner oder für Alarmanlagen ihren Dienst verrichten.

### 4.7.11 Der Frequenzbereich 24,125 GHz

Der ISM-Bereich von 24,00 bis 24,25 GHz überschneidet sich auch teilweise mit Frequenzbändern des Amateurfunk- und Ortungsfunkdienstes. In diesem Bereich arbeiten zudem die Satellitengestützten Erderkundungsdienste. Bewegungsmelder, aber auch Richtfunksysteme zur Datenübertragung nutzen diese Frequenzen zusätzlich.

## 4.8 Auswahl der Frequenz für intraokulare Sehhilfe

Der Übertragungsstrecke eines Funksystems kommt bereits bei der Konzeption eine große Bedeutung zu. Die Wahl des Frequenzbereichs wird die Wirkungsweise des Systems entscheidend beeinflussen. Bei der Auswahl der Arbeitsfrequenz für die Intraokulare Sehhilfe sind die Besonderheiten der wenigen zur Verfügung stehende Frequenzbereiche zu berücksichtigen. Die Systemparameter werden dabei von der nutzbaren Feldstärke im Arbeitsbereich des geplanten Systems beeinflusst. Weiterhin sind auch die Bandbreite, Abmessung der Spule und Verfügbarkeit des Frequenzbandes zu berücksichtigen [3].

Um eine maximale Spannungsübertragung zu gewährleisten, ist die Übertragungsfrequenz des elektromagnetischen Feldes so zu wählen, dass die Güte des Schwingkreises möglichst hoch ist und eine maximale Gegeninduktivität erreicht werden kann. Durch die geringe realisierbare Windungszahl der implantierbaren Spule und ihren relativ hohen ohmschen Widerstand aufgrund des geringen Drahtdurchmessers ist eine hohe Güte durch die Wahl einer hohen Arbeitsfrequenz möglich. Je kleiner dabei die Wellenlänge ist, desto mehr Leistung wird für das implantierte System verfügbar.

In Abbildung 4-4 wurden zwei induktiv gekoppelte Spulen untersucht. Gemessen wurde die induzierte Spannung an der Empfangsspule bei konstanter Antennenfläche und magnetischer Feldstärke der Sendespule auf verschiedenen Frequenzen. Die messtechnische Ermittlung zeigt ein Reichweitemaximum im Frequenzbereich um etwa 10 MHz an [3]. Außerdem ermöglichen die kurzen Wellenlängen in diesen Frequenzbereichen die Konstruktion von Antennen mit weitaus kleineren Abmessungen und besserem Wirkungsgrad als dies auf den niedrigeren Frequenzbereichen möglich wäre.

Ein weiterer Vorteil höherer Übertragungsfrequenzen liegt in der Möglichkeit, aus der Arbeitsfrequenz die Taktsignale abzuleiten, die für den Betrieb der digitalen Schaltkreise im Implantat genutzt werden können. Der Frequenzbereich unter 135kHz hätte einen zu niedrigen Takt um dies zu ermöglichen. Der 6,78 MHz-Bereich ist nicht weltweit nutzbar. Der 27,125 MHz Bereich ist größtenteils reserviert und wird allerorts vom CB-Funk verwendet. Im Mikrowellenbereich (2,4 GHz, 5,8 GHz und 24,125 GHz) steigt die Dämpfung (Absorptionsrate) für Wasser oder nichtleitende Stoffe deutlich ab. Als Beispiel ist die Dämpfung bei 1 GHz für Wasser etwa um den Faktor 100 000 größerer als bei 100 KHz [3]. Da strake

Absorption im Gewebe mit Erwärmung verbunden ist, wären Gewebeschäden kaum vermeidbar. Ein weiterer Nachteil bei den Mikrowellensystemen es ist, dass die Sendeeinheit nicht ausreichend Energie zum Betrieb des Implantats bereitstellen kann und das Implantat benötigt jedoch eine Batterie. Deshalb spricht viel für eine Nutzung des 13,56 MHz-Bandes. Die relativ hohe Taktfrequenz, ein niedriger Rauschpegel sowie die Tatsache, dass die Resonanzkapazität direkt auf dem Chip integrierbar ist, unterstützen diese Auswahl.

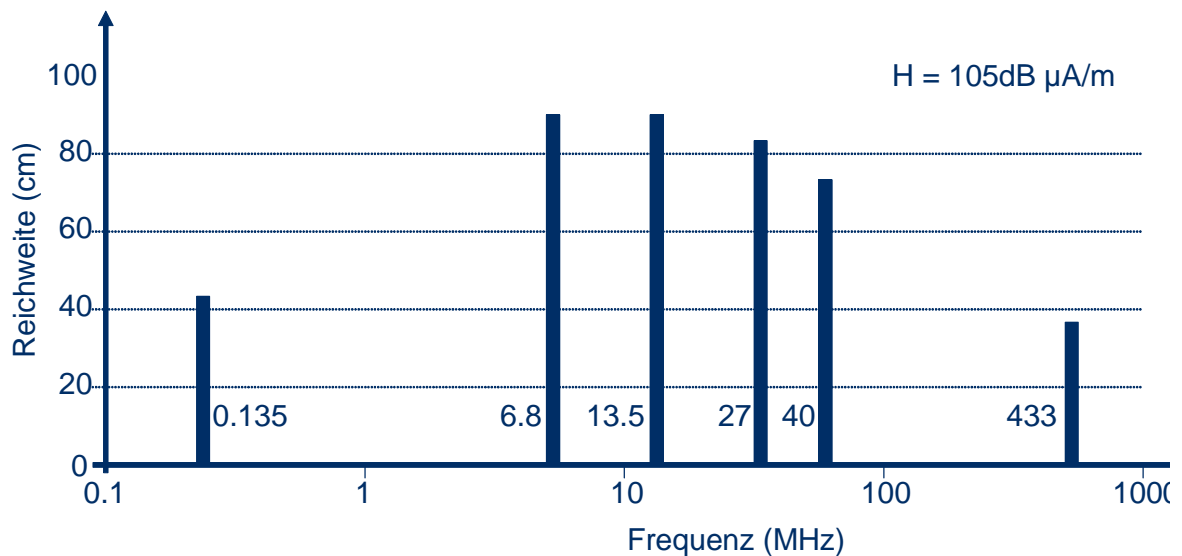


Abbildung 4-4: Reichweite zwischen zwei gekoppelten Spulen. Gemessen wurde die induzierte Spannung an einer Empfangsspule bei konstanter Antennenfläche und magnetischer Feldstärke der Sendeeinheit. (Quelle: Josef Schürmann, Texas Instruments Deutschland GmbH [3])

Unter Berücksichtigung aller wichtigen Faktoren erscheint die Frequenz von 13,56 MHz als geeignet für das Übertragungssystem. Ausschlaggebend sind folgende Faktoren:

- Die Frequenz ist weltweit als ISM-Frequenz verfügbar.
- Da bei relativ hoher Frequenz eine niedrige Kapazität benötigt wird, ist der Parallelkondensator für Empfangsspule im Implantat auf dem Chip realisierbar. Dieser Kondensator dient zum Resonanzabgleich.
- Die Frequenz ermöglicht kleine Abmessungen der Antennenspule, so kann auf einen zusätzlichen Ferritkern verzichtet werden.
- Dank der hohen Arbeitsfrequenz ist es möglich, den für die mikroelektronischen Schaltkreise benötigten Takt aus dem HF-Signal zu generieren.
- Falls die Daten auch induktiv übertragen werden, ermöglicht diese Frequenz eine schnelle Datenübertragung.

- Absorptionseffekte durch Materialien in der Umgebung der Übertragungsstrecke sind bei dieser Frequenz nicht zu erwarten.
- Reflexionseffekte können durch einfache Anpassungsschaltungen an das Leitungskabel im Vergleich zur Hochfrequenz im GHz-Bereich reduziert werden.
- Der Rauschpegel oder so genanntes weißes Rauschen ist in diesem Frequenzbereich niedrig, da die Rauschleistung mit höherer Bandbreite  $\Delta f$  steigt. Die Rauschleistung ergibt sich aus der Formel:  $N=k \cdot T \cdot \Delta f$ , wobei  $k$  die Boltzmann-Konstante  $k=1,3806505 \times 10^{-23}$  J/K,  $T$  die absolute Temperatur in Kelvin und  $\Delta f$  die betrachtete Bandbreite  $B$  in Hz. Das bedeutet, Je höher die Bandbreite ist, desto höher ist auch das Rauschen.

## 5 Entwurf eines Systems zur induktiven Energieübertragung

Das folgende Kapitel widmet sich verschiedenen Verstärkertypen zur drahtlosen Energieübertragung. Diese werden zunächst vorgestellt, um anschließend den für das Anforderungsprofil am besten geeigneten auszuwählen. Ferner wurde der passende Verstärker entworfen und mit Hilfe von Berechnungen, Simulationen, und Messungen optimiert. Danach wurde die ganze Übertragungskette entworfen, optimiert, realisiert und getestet. Der Übertragungskanal innerhalb dieser Kette wurde entsprechend simuliert und nachgebildet. Anschließend Tests brachten detaillierte Ergebnisse, welche am Ende dieses Abschnittes dargestellt und diskutiert werden.

### 5.1 Idealer Leistungsverstärker

Ein idealer Leistungsverstärker soll das am Eingang eingespeiste Signal verstärkt an der Last wiedergeben, d.h. die Form des Signals bleibt erhalten, während sich der Amplitudenwert des Signals vergrößert [65]. Abbildung 5-1 zeigt einen idealen Leistungsverstärker, wobei  $U_q$  der Signalgenerator ist, DC-Quelle ist die Versorgungsspannung, PA ist der Leistungsverstärker und  $R_L$  ist die Last.

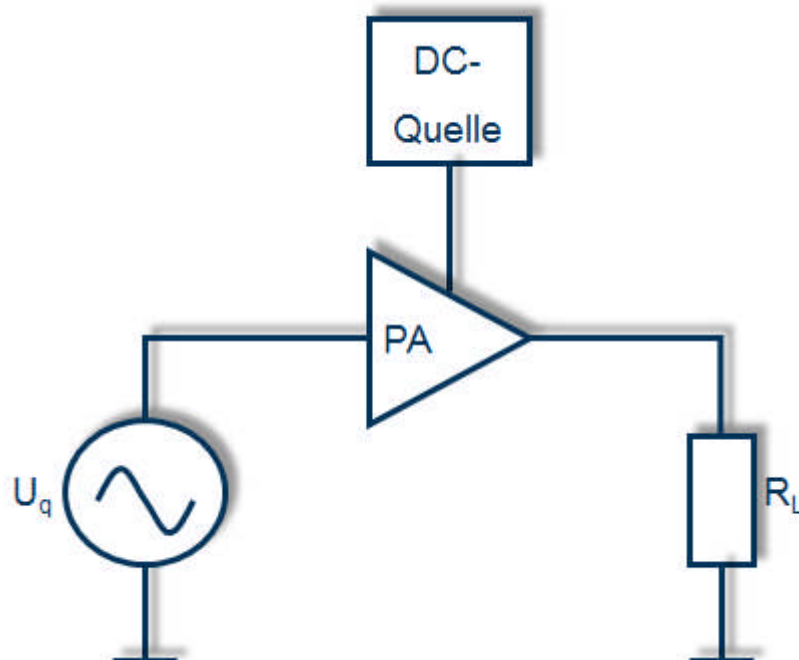


Abbildung 5-1: Idealer Leistungsverstärker.

## 5.2 Kenngrößen eines Leistungsverstärkers

Im Gegenteil zum idealen Leistungsverstärker wandelt ein realer Verstärker einen Teil der Energie in Wärme um, welcher als Verlust definiert wird. Um die Güte eines Verstärkers zu beurteilen, gibt es zwei wichtigen Kenngrößen: Wirkungsgrad (efficiency)  $\eta$  und Power-Added Efficiency (PAE). Der Wirkungsgrad  $\eta$  eines Verstärkers lässt sich berechnen aus:

$$\text{Wirkungsgrad } (\eta) = \frac{\text{Ausgangsleistung}}{\text{Quellenleistung}}, \quad (5.1)$$

wobei die Ausgangsleistung, die an die Last abgegebene Leistung und die Quellenleistung die aus der Spannungsquelle aufgenommene Leistung ist.

Die Power-Added Efficiency (PAE) ist definiert als

$$\text{PAE} = \frac{\text{Ausgangsleistung} - \text{Eingangsleistung}}{\text{Quellenleistung}} \quad (5.2)$$

Für große Leistungsverstärkung (Eingangsleistung  $\approx 0$  Watt) ist  $\eta \approx \text{PAE}$ .

## 5.3 Klassen des Leistungsverstärkers

Damit elektrische Energie mittels gekoppelter Spulen drahtlos übertragen werden kann, muss sie mittels eines Verstärkers erzeugt und über eine Antenne als elektromagnetisches Feld ausgestrahlt werden. Bei dem Verstärkungsprozess riskiert man jedoch einen erheblichen Energieverlust, was sich negativ auf die Batterielaufzeit auswirken würde. Häufige Batteriewechsel für den Patienten wären die Folge. Diese Energieeinbußen treten meist in Form von Wärmeverlusten auf. Um den Verlust zu minimieren, müssen daher die Verstärkerkomponenten sorgfältig gewählt werden. Dazu ist die Wahl des Verstärkertyps wichtig, denn nur so kann der Wunsch nach niedrigen Energieverlusten erfüllt werden.

Die meisten Verluste treten innerhalb des aktiven Teils des Verstärkers auf, z.B. in den Transistoren. Diese berechnen sich aus dem Produkt der Spannung und des Stromes im Transistor integriert und gemittelt über die Zeit. Damit nun die Verluste minimal bleiben, sollten also die Spannungen und Ströme, welche gleichzeitig im Transistor präsent sind, minimal sein.

Klasse A, B und C Verstärker der konventionellen Art erfüllen die Kriterien schlecht, da in ihnen simultan hohe Strom- und Spannungsstärken gleichzeitig präsent sind, wodurch ihr Wirkungsgrad drastisch sinkt. Die beste Lösung stellt ein Klasse-E-Verstärker dar, dessen Energieverlust um einen Faktor von 2,3 kleiner als in den Verstärkerklassen A, B und C ist [66]. Ein typischer Klasse-E-Verstärker weist eine Effizienz von 85% auf, während die eines

vergleichbaren Klasse-B oder C-Verstärkers bei nur 65% liegt. Klasse-F-Verstärker besitzen zwar noch bessere energiebezogene Eigenschaften als Klasse-E-Verstärker, ihr Entwurf ist jedoch viel schwieriger zu bewerkstelligen. Aus diesen Gründen wurde für intraokulare Sehhilfe einen Klasse-E-Verstärker als günstigste Variante ausgewählt und später realisiert.

## 5.4 Historischer Rückblick über den Klasse-E-Verstärker

Der Klasse-E-Verstärker ist eine attraktive Lösung, um hohe Leistung am Ausgang bei hohem Wirkungsgrad zu erreichen. Das Prinzip des Klasse-E-Verstärkers wurde von Ewing 1964 beschrieben [67]. Ewing hat einen Verstärker mit 20 W Ausgangsleistung und 94 % Wirkungsgrad bei 500 KHz realisiert. Elf Jahre später präsentierte Sokal einen Verstärker im niedrigem MHz-Bereich mit 26 W Ausgangsleistung und 96% Wirkungsgrad [66].

## 5.5 Aufbau eines idealen Klasse-E-Verstärkers

Ein idealer Klasse-E-Verstärker besteht im Prinzip aus einem Schalter, einer Kapazität  $C_p$ , parallel zu diesem Schalter, einer Spule  $L_3$  und dem Ausgangsnetz [68]. Die Spule  $L_3$  ist eine Drosselspule und bildet eine konstante Stromquelle, welche den Verstärker mit zusätzlicher Energie versorgt. Das Ausgangsnetz besteht aus einer Last  $R_L$  und hängt zusammen mit einem seriellen Resonanzkreis ( $L_1, C_1$ ). Abbildung 5-2 zeigt das Schaltbild eines idealen Klasse-E-Verstärkers.

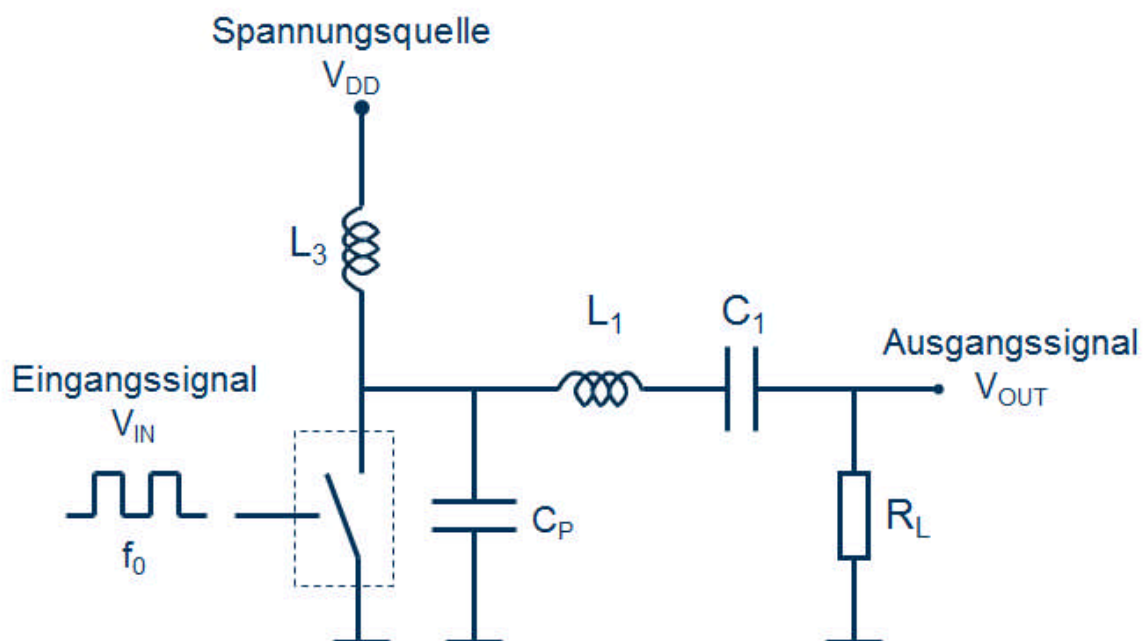


Abbildung 5-2: Prinzipieller Aufbau eines idealen Klasse-E-Verstärkers.

In Abbildung 5-3 ist das Funktionsprinzip eines idealen Klasse-E-Verstärkers im Zweiphasenbetrieb dargestellt. In der „On“ Phase und während der Schalter geschlossen ist, wird die

Spule  $L_3$  mit magnetischer Energie aufgeladen (Abbildung 5-3-I). in der „Off“ Phase wird die in der Spule  $L_3$  gespeicherte magnetische Energie, wenn der Schalter offen ist, an das Ausgangsnetzwerk ( $L_1$ ,  $C_1$ ,  $R_L$ ) des Verstärkers weitergegeben (Abbildung 5-3-II). Durch die Umschaltung des Schalters mit einer konstanten Frequenz wird an der Last  $R_L$  ein sinusförmiges Signal erzeugt, wenn die Resonanzfrequenz des seriellen Schwingkreises ( $L_1$ ,  $C_1$ ) der Schaltfrequenz entspricht.

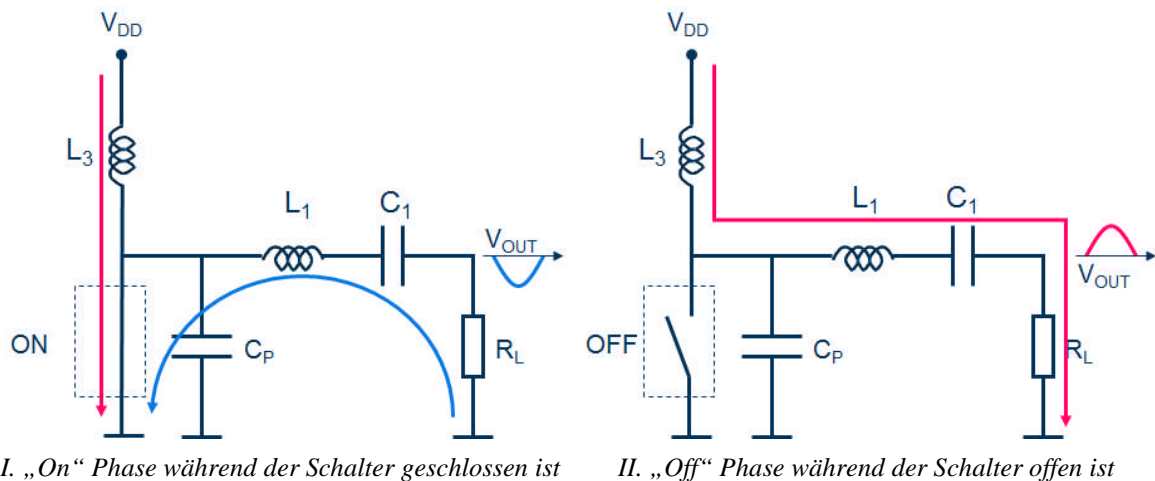


Abbildung 5-3: Stromfluss in einem idealen Klasse-E-Verstärker.

## 5.6 Typischer Klasse-E-Verstärker:

Ein Standard Klasse-E-Verstärker besteht aus einem MOSFET-Transistor, der als Schalter dient, einer Spule  $L_3$  als Stromquelle, einer parallel geschalteten Kapazität  $C_3$  und einem Resonanzkreis ( $L_1$ ,  $C_1$ ), der seriell mit der Last  $R_L$  geschaltet ist. Das Schaltbild eines typischen Klasse-E-Verstärkers ist in Abbildung 5-4 dargestellt. Der Unterschied zur Abbildung 5-2 liegt daran, dass die Kapazität  $C_p$  in Abbildung 5-2 die externe Kapazität  $C_3$  parallel geschaltet mit der parasitären Ausgangskapazität des Transistors  $C_{oss}$  präsentiert.



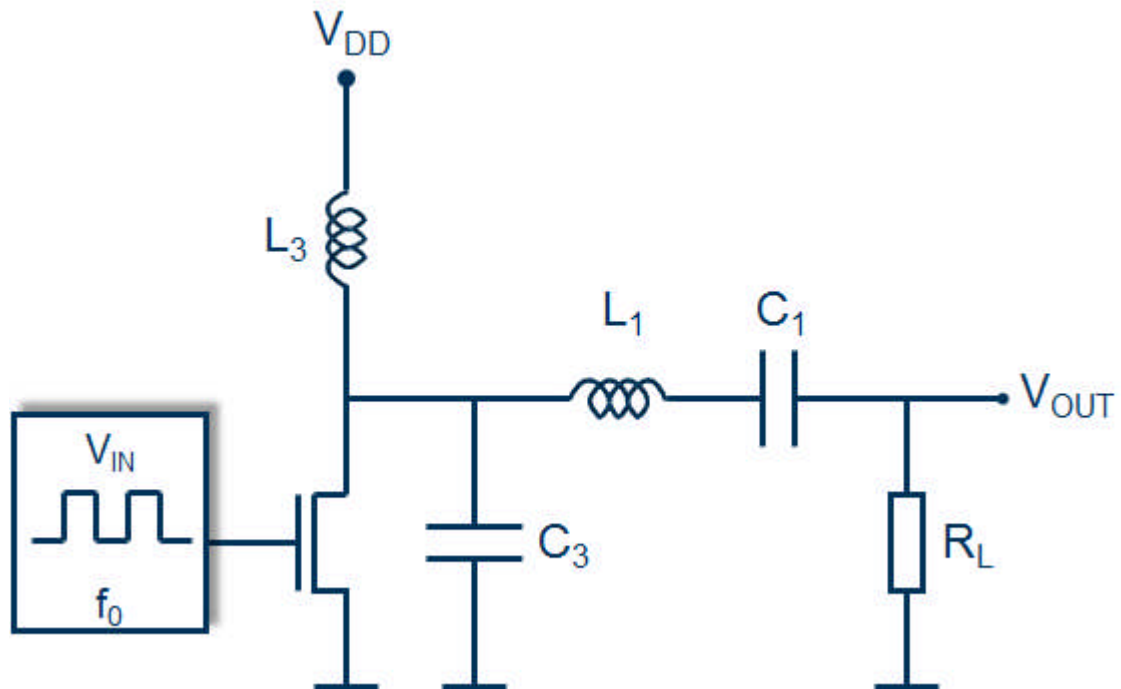


Abbildung 5-4: Schaltbild eines typischen Klasse-E-Verstärkers.

Da die meisten Verluste innerhalb des Verstärkers in den aktiven Bauteilen auftreten, muss für minimale Verluste der verwendete Transistor eine sehr kurze Schaltzeit  $t_r$ , eine kleine interne Kapazitäten, und einen geringen Widerstand während der Leitphase (Drain-source on-state resistance  $R_{DS(ON)}$ ) haben. Das alles reduziert die Verluste im aktiven Bauteil. Auch der Resonanzkreis wird so gestaltet, dass die Verluste im Transistor während der Schaltzeit so gering wie möglich bleiben. Dies ist erfüllt, wenn die Resonanzfrequenz des seriellen Resonanzkreises  $L_1C_1$  mit der Arbeitsfrequenz  $f_0$  der Impulsquelle am Eingang übereinstimmt [69].

Bei einem idealen Klasse-E-Verstärker, an dem die Spannung am Eingang des Transistor  $V_{GS}$  Null ist („Off“ Phase), bleibt der Strom durch den Transistor  $I_{DS}$  Null, während die Source-Drain-Spannung  $V_{DS}$  bis zu einem maximalen Wert von ca.  $3,6 \times V_{DD}$  steigt [70]. In der „On“ Phase wird die Spannung  $V_{GS}$  positiv, dann fällt die Spannung  $V_{DS}$  auf null und der Strom durch den Transistor  $I_{DS}$  steigt auf einen Maximalwert von ca.  $1,7 V_{DD}/R$ . Dies ist anhand simulierter Signalverläufe in Abbildung 5-5 dargestellt.

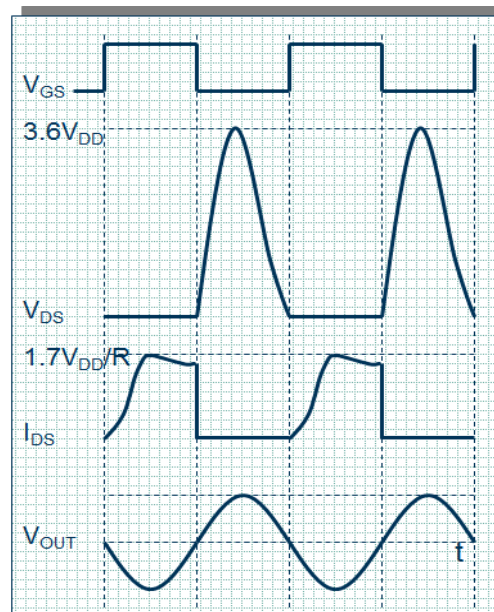


Abbildung 5-5: simulierte Signalverläufe von Spannung und Strom in einem idealen Klasse-E-Verstärker [70].

Die simulierten Signalverläufe zeigen an, dass die Werte von Strom und Spannung während des Schaltübergangs nahe Null bleiben. Zudem sollte der Schaltübergang von möglichst kurzer Dauer sein. Da der Transistor nicht ideal ist, benötigt der Transistor jedoch immer eine bestimmte Zeit zu schließen. In diesem Fall wird das Steigen der Transistorspannung verzögert, bis kein Drain-Strom mehr präsent ist. Gleichwohl fällt die Spannung auf Null, bis dieser Drain-Strom wieder zu fließen beginnt. Um den richtigen Takt für den Betrieb des Transistors auszuwählen, ist ein richtig abgestimmter serieller Resonanzkreis  $L_1C_1$  wichtig. Diese liegt zwischen dem Transistor und dem Resonanzkreis  $L_1C_1$  und wird definiert durch seinen Qualitätsfaktor  $Q$ . Ein zu hoher Wert für  $Q$  würde in einem zu schnellen Spannungsabfall resultieren, während ein zu niedriger  $Q$ -Wert einen zu langsamen Abfall zur Folge hat.

## 5.7 Physikalisches Prinzip zum Erreichen eines hohen Wirkungsgrads

Ein hoher Wirkungsgrad wird bei minimalen Verlusten erreicht. In den meisten HF-Verstärkern treten die größten Verluste innerhalb des Transistors auf und werden in Wärme umgewandelt. Passive Bauteile im Verstärker führen auch zu Verlusten, besonders die Spulenwiderstände, aber diese Verluste sind im Vergleich mit den Verlusten im Transistor vernachlässigbar und können durch die Auswahl der Spulen mit hoher Güte  $Q$  reduziert werden [71].

Die Verluste im Transistor lassen sich als Produkt der Transistorspannung und des Transistorstroms zu jedem Punkt der Zeitachse bestimmen. Diese werden über die gesamte Periode integriert und gemittelt. Abbildung 5-5 zeigt, dass es keinen nennenswerten Strom  $I_{DS}$  gibt,

während eine Spannung  $V_{DS}$  anliegt. Gleichfalls liegt keine nennenswerte Spannung  $V_{DS}$  an, während der Strom  $I_{DS}$  fließt. Das heißt, das Produkt von Spannung  $V_{DS}$  und Strom  $I_{DS}$  des Transistors bleibt während der gesamten Periode sehr klein (idealerweise Null), was einem niedrigen Verlust entspricht. Da hohe Spannungs- und Stromwerte niemals gleichzeitig auftreten und diese Übergänge zeitlich versetzt sind, ist ein Minimum an Verlusten im Transistor somit gewährleistet.

## 5.8 Entwurf eines 1W 13,56 MHz Klasse-E-Verstärkers

Die Parameter der einzelnen Komponenten eines einfachen Klasse-E-Verstärkers (Abbildung 5-4) können mit simplen Formeln berechnet werden, was den Entwurf sehr vereinfacht. Die Arbeitsfrequenz  $f_0$  ist in Abschnitt 4.8 vordefiniert und soll 13,56 MHz betragen. Die Versorgungsspannung muss so gewählt werden, dass die gewünschte Ausgangsleistung  $P_a$  erreicht wird. Der Gütefaktor  $Q$  der Resonanzschaltung wird vorher festgelegt; er ist maßgebend in dem Entwurf der Schaltungen und muss einen mittleren Wert annehmen. Größere  $Q$ -Werte haben zur Folge, dass die Bandbreite schmal wird und der Resonanzkreis stark von den Werten der Bauteile beeinflusst wird, die von verschiedenen Parametern (Temperatur, Genauigkeit, Spannung, usw.) abhängig sind. Ein kleinerer Gütefaktor  $Q$  gefährdet den Wirkungsgrad des Verstärkers. Normalerweise nimmt der Gütefaktor  $Q$  einen niedrigen Wert um 5 an [68]. Die Spule  $L_3$  soll so groß sein, dass sie sich als konstante Stromquelle für den Resonanzkreis ( $L_1C_1$ ) und als unendliche Impedanz für HF-Signal verhält.

In diesem Entwurf werden folgende Parameter festgelegt oder angenommen:

$V_{DD} = 5V$	Versorgungsspannung des ganzen Verstärkers
$P_a = 1W$	gewünschte Ausgangsleistung an der Last $R_L$
$f_0 = 13,56MHz$	Arbeitsfrequenz $\rightarrow \omega_o = 2\pi f = 85199992,77 \frac{Grad}{sec}$
$Q = 6$	Gütefaktor der Resonanzkreis ( $L_1C_1$ ), Annahme
$t_r = 6nS$	Schaltzeit des eingesetzten Transistors. $t_r$ wird im Datenblatt des MOSFET-Transistors angegeben.

Durch folgende Formeln können alle Bauteile des Schaltbilds in Abbildung 5-4 berechnet werden [72]:

$$L_1 = \frac{QR_{S1}}{\omega_0}, \quad (5.3)$$

wobei  $R_{S1}$  der ohmsche Widerstand der Spule  $L_1$  ist.

$$C_p = \frac{1}{\omega_o R_{S1} (\pi^2/4 + 1) (\pi/2)} \approx \frac{1}{5,447 \cdot \omega_o R_{S1}} \quad (5.4)$$

$C_p$  enthält die externe Kapazität  $C_3$  parallel geschaltet mit der parasitären Ausgangskapazität des Transistors  $C_{OSS}$ .

$$C_1 \approx C_p \left( \frac{5,447}{Q} \right) \left( 1 + \frac{1,42}{Q - 2,08} \right) \quad (5.5)$$

$$P_a = \frac{2}{1 + \pi^2/4} \cdot \frac{V_{DD}^2}{R_{S1}} \approx 0,577 \cdot \frac{V_{DD}^2}{R_{S1}} \quad (5.6)$$

$P_a$  ist die maximale Ausgangsleistung, die zur Last geliefert werden kann.

Beide Parametern der Spule  $L_1$  ( $L_1$ ,  $R_{S1}$ ) können mathematisch durch die Formeln (5.3) und (5.6) berechnet werden:

$$R_{S1} = \frac{0,577 \cdot V_{DD}^2}{P_a} = 14,425 \Omega \approx 15 \Omega$$

$$L_1 = \frac{Q \cdot R_{S1}}{\omega_o} = 1,0158 \mu H \approx 1 \mu H$$

Daraus folgt: die Spule  $L_1$  muss eine Induktivität von  $1 \mu H$  und einen internen Widerstand von  $15 \Omega$  besitzen.

Die Parallelkapazität am Transistor  $C_3$  kann durch die Formel (5.4) berechnet werden:

$$C_p = \frac{1}{5,447 \cdot \omega_o R_{S1}} = 149,38 pF$$

Bei einem realen Transistor müssen parasitären Kapazitäten des Transistors berücksichtigt werden. In der Realität besteht  $C_p$  aus zwei parallelen Kapazitäten: der Ausgangskapazität des MOSFET-Transistors  $C_{OSS}$  und der externen Kapazität  $C_3$ . Nach Angaben der Transistorhersteller (Vishay Siliconix) beträgt der Kapazität  $C_{OSS}$  des angewendeten MOSFET-Transistors (VN88AFD)  $40 pF$ . Die Kapazität  $C_3$  ergibt sich aus:

$$C_3 = C_p - C_{OSS} = 149,38 pF - 40 pF = 109,38 pF \approx 100 pF$$

Die serielle Kapazität des Resonanzkreises  $C_1$  lässt sich nach der Formel (5.5) berechnen:

$$C_1 = C_p \left( \frac{5,447}{Q} \right) \cdot \left( 1 + \frac{1,42}{Q - 2,08} \right) = 184,74 pF \approx 180 pF$$

Die Spannungsspitze am Ausgang beträgt [72]:

$$V_p = 3,562 \cdot V_{DD} = 17,81V$$

Zu beachten ist, dass die Spannung  $V_{DS}$  am Transistor bis auf 17,81V steigen kann, deshalb soll der gewählte Transistor diese Spannung vertragen und nicht beschädigt werden.

Der Gleichstrom, der von der Spannungsquelle abgezogen wird, berechnet sich aus folgender Formel [72]:

$$I_{dc} = \frac{P_a}{V_{DD}} \cdot \frac{1 - \frac{(2 \cdot \pi \cdot A)^2}{12}}{1 - \frac{(2 \cdot \pi \cdot A)^2}{6}}, \quad (5.7)$$

wobei A eine Konstante ist und sich aus:

$$A = \left[ 1 + \frac{0,82}{Q} \right] \cdot f_o \cdot t_r = 0,0924792 \quad (5.8)$$

berechnet, wobei  $t_r$  die Schaltzeit des Transistors ist.

Der Gleichstrom  $I_{dc}$  ergibt sich aus:

$$I_{dc} = 0,206A$$

Dieser Wert entspricht dem Gleichstrom, der von der Spannungsquelle  $V_{DD}$  gezogen wird.

Der Spitzenstrom, der durch den Ausgang fließt, kann aus folgender Formel berechnet werden [72]:

$$I_p = I_{dc} \left[ 1 + 1,862 \cdot \left( 1 - \frac{0,5}{Q} \right) \right] = 0,558A \quad (5.9)$$

Hier muss auch beachtet werden, dass der Transistor diesen Strom vertragen kann.

Die Leistung, die von der Spannungsquelle  $V_{DD}$  abgezogen wird, ist das Produkt aus Gleichspannung  $V_{DD}$  und Gleichstrom  $I_{DC}$ :

$$P_{dc} = V_{DD} \cdot I_{DC} = 1,03W \quad (5.10)$$

Der Wirkungsgrad des Verstärkers ist das Verhältnis aus der Leistung an der Last  $R_L$  und der Leistung, die von der Spannungsquelle  $V_{DD}$  gezogen wird und lässt sich nach der Formel (5.1) berechnen:

$$\eta = \frac{P_a}{P_{dc}} \cdot 100 \approx 98\% \text{ (Effizienz)} \quad (5.11)$$

Dies ist ein deutlich höherer Wirkungsgrad im Vergleich zur den Klasse-A, B- oder C-Verstärkern.

## 5.9 Entwurf einer Antenne für induktive Übertragungssysteme

Nach dem Entwurf des Klasse-E-Verstärkers soll eine Antenne für die induktive Energieübertragung entworfen werden. Mathematisch kann der optimale Radius der Sendeantenne durch folgende Formel berechnet werden [73]:

$$R = \sqrt{2} \cdot a, \quad (5.12)$$

wobei  $R$  der Radius der Sendespule ist und  $a$  ist der Abstand zum Implantat.

Nach der Formel (5.12) soll der optimale Radius der Sendespule den Wert  $R = 1,414 \times 20 \text{ mm} = 28,28 \text{ mm}$  annehmen. Aber bei der späteren Realisierung der intraokularen Sehhilfe wird die Sendespule in einem Brillengestell gegossen. Daher ist die zu erwartende Größe der Sendespule begrenzt und liegt zwischen 40 mm bis 50 mm. Das entspricht eine Spule mit einem Radius von 20-25 mm. Aus diesem Grund wurde für das IOS-System ein Radius von 20 mm festgelegt.

In einem induktiven Übertragungssystem erzeugt die Sendespule ein elektromagnetisches Feld, welches die Empfangsspule durchdringt. Abbildung 5-6 zeigt zwei induktiv gekoppelte Spulen.

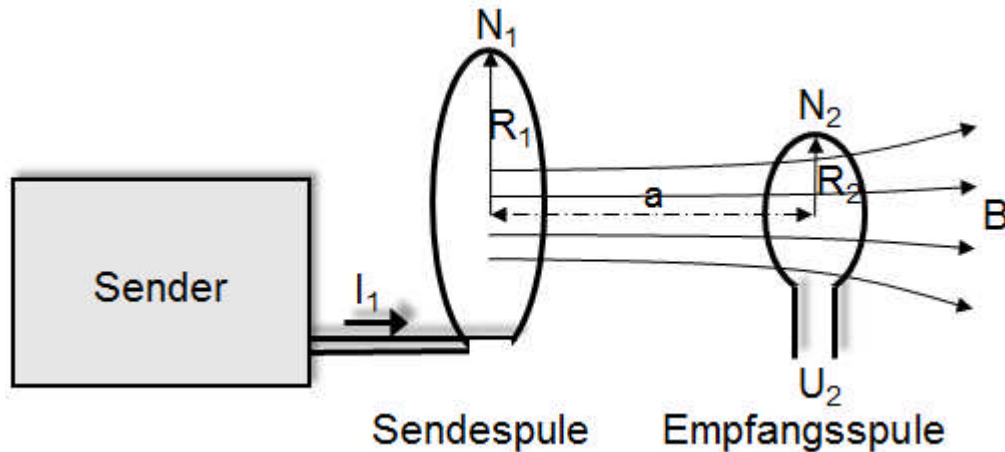


Abbildung 5-6: Übertragungssystem, bestehend aus zwei induktiv gekoppelten Spulen.

Die magnetische Flussdichte  $B$  bei der Sendespule nimmt kontinuierlich mit dem Abstand  $a$  vom Zentrum ab. Für den Verlauf der Flussdichte  $B$  entlang der Spulenachse einer runden Spule kann folgende Funktion angesetzt werden [74]:

$$B = \frac{\mu_0 I_1 N_1 R_1^2}{2(R_1^2 + a^2)^{3/2}} \quad (\text{Weber/m}^2), \quad (5.13)$$

wobei  $a$  der Abstand zur Empfangsspule ist und  $\mu_0$  ist die magnetische Feldkonstante ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$ ).

Die induzierte Spannung  $U_2$  in der Empfangsspule lässt sich durch folgende Formel berechnen [73]:

$$U_2 = 2\pi f \cdot N_2 \cdot S_2 \cdot Q_2 \cdot B \Rightarrow B = \frac{U_2}{2\pi f \cdot N_2 \cdot S_2 \cdot Q_2} \quad (5.14)$$

In diesem Entwurf werden folgende Parameter festgelegt oder angenommen:

$U_2 = 5 \text{ V}$	induzierte Spannung im Implantat
$f_0 = 13,56 \text{ MHz}$	Arbeitsfrequenz
$Q_2 = 30$	Gütefaktor der Empfangsspule, Annahme
$N_2 = 10$	Windungszahl der Empfangsspule, Annahme
$S_2 = 19,63 \text{ mm}^2$	Fläche der Empfangsspule [ $S_2 = \pi R_2^2 = 3,14 \times (2,5 \text{ mm})^2$ ]

Durch die Formel (5.14) kann die benötigte magnetische Flussdichte  $B$ , um im Implantat eine Spannung  $U_2$  in Höhe von 5 V zu generieren, berechnet werden:

$$B = \frac{5}{2\pi f \cdot 10 \cdot 19,63 \times 10^{-6} \cdot 30} = 9,98 \text{ (}\mu\text{wbm}^{-2}\text{)}$$

Dieser Wert der magnetischen Flussdichte B wird von der Sendespule erzeugt und durch die Formel (5.13) kann die Windungszahl der Sendespule  $N_1$  berechnet werden:

$$N_1 I_1 = \frac{2 \cdot B \cdot (R_1^2 + a^2)^{3/2}}{\mu_0 R_1^2} = \frac{2(9,98 \times 10^{-6}) \cdot (0,02^2 + 0,02^2)^{3/2}}{4\pi \cdot 10^{-7} (0,02)^2} = 0,9 \text{ (At) oder (ampere-turns)}$$

Um die gewünschte Feldstärke erzeugen zu können, muss das Produkt von Windungszahl  $N_1$  und Strom  $I_1$  durch die Sendespule den Wert 900 mA erreichen, d.h. es kann eine Spule mit 2 Windungen und 450 mA Strom genommen werden oder eine Spule mit 4 Windungen und 225 mA Strom usw. Hier wurde sich für eine Sendespule mit vier Windungen  $N_1=4$  und Strom  $I_1=225$  mA entschieden.

Die Induktivität einer Spule kann in einer sehr einfachen Näherungslösung zu:

$$L_1 = N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot R_1 \cdot \ln \left[ \frac{2R_1}{d} \right]$$

berechnet werden [3], wobei R der Radius der Spule, N die Zahl der Windungen und d der Durchmesser des verwendeten Leiters ist. Die Sendespule hat folgende Parameter:  $R_1=20$  mm,  $N_1=4$  und der Drahtdurchmesser ist  $d=1$  mm. Dann ergibt sich:

$$L_1 = 1,48 \text{ }\mu\text{H}$$

Um einen Resonanzkreis zu bilden, muss eine Kapazität in Reihe dazu geschlossen werden. Die passende Kapazität lässt sich durch folgende Formel berechnen:

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_1} = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot L_1} = 93 \text{ pF}$$

Um den Resonanzkreis genau abstimmen zu können, wird die Kapazität  $C_1$  auf 2 Kondensatoren aufgeteilt, einen konstanter Kondensator  $C_{1a}$  in Wert vom 82 pF und einen Trimmerkondensator  $C_{1b}$  von 5-40 pF. In Abbildung 5-7 ist die Sendeantenne dargestellt.



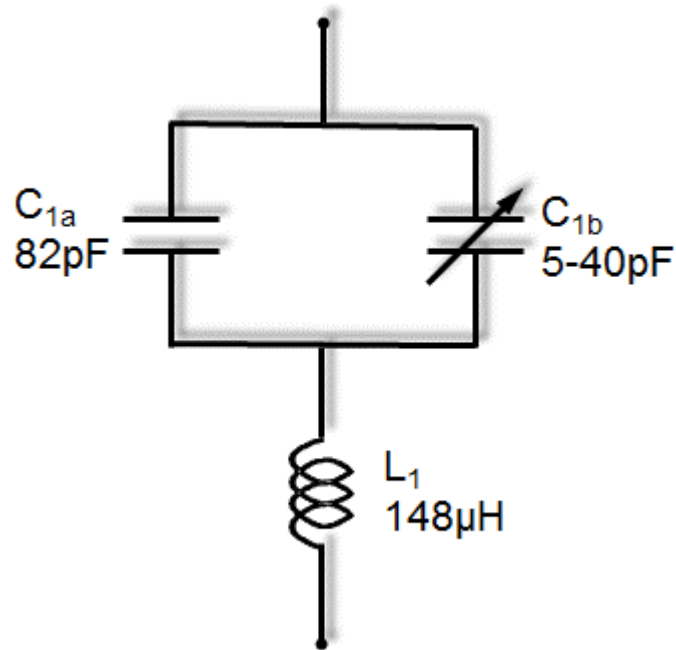


Abbildung 5-7: Die Sendeantenne als Resonanzkreis.

Die Parameter der für die Intraokulare Sehhilfe verwendeten Spulen sind in Tabelle 5-1 aufgelistet. Die Werte wurden mit einem digitalen LCR-Meter (Agilent 4285A) bei einer Frequenz von 13,56 MHz gemessen.

	Sendespule	Empfangsspule
Form	Rund	Rund
Durchmesser [Ø]	40 mm	5 mm
Drahtdicke [d]	1 mm	0,08 mm
Windungszahl [N]	4	10
Induktivität [L]	1,40 μH	4 μH
Widerstand [R]	0,5 Ω	15 Ω
Kapazität [C]	113 pF	9,3 pF
Güte [Q]	200	31

Tabelle 5-1: Parameter der Sende- bzw. Empfangsspule gemessen bei der Frequenz  $f_0=13,56$  MHz.

## 5.10 Anpassung der Antenne am Verstärker

Die in der Sendeeinheit integrierte Antenne hat die Erzeugung des magnetischen Flusses  $\psi$  zur Aufgabe. Deswegen muss bei der Gestaltung der Antenne darauf geachtet werden, dass durch maximalen Strom in der Antennenspule ein maximaler magnetischer Fluss erreicht wird. Daraus resultiert eine notwendige Leistungsanpassung, um die verfügbare Energie zur Erzeugung des magnetischen Flusses voll ausschöpfen zu können.

Die Signalspeisung an der Antenne am Verstärkerausgang erfolgt je nach vorhandener Frequenz über unterschiedliche Methoden [3]. Bei niedrigen Frequenzen kann die Antenne direkt auf der Leiterplatte liegen. Auf Grund der Geometriebedingungen der Antenne inklusive aller Zuleitungen können die Signale vereinfacht als stationär angesehen werden, weil die Abmessungen der Antenne wesentlich kleiner sind als die erzeugte Wellenlänge des HF-Stroms. Die Welleneigenschaften dieses Signals können somit bei einem kurzen Kabel auf der Leiterplatte vernachlässigt werden.

Diese Annahme gilt nur für Frequenzen unterhalb 1 MHz. Bei hohen Frequenzen darf die Spannung des HF-Interfaces nicht mehr als stationär betrachtet werden, sondern muss auch auf der Leitung als elektromagnetische Welle behandelt werden. Die Kabel, welche zum Anschluss der Antennenspule dienen, haben somit unerwünschte negative Effekte wie: Reflektion der elektrischen Wellen, Impedanztransformation und parasitäre Abstrahlung. Aus diesen Gründen ist es wichtig, abgeschirmte Kabel zu verwenden, um unerwünschte Beeinflussungen zu vermeiden. Konkret wird die Antenne über ein Koaxialkabel verbunden. Abbildung 5-8 zeigt die Verbindung der Antenne mit dem Sender über 50 $\Omega$ -Koaxialkabel.

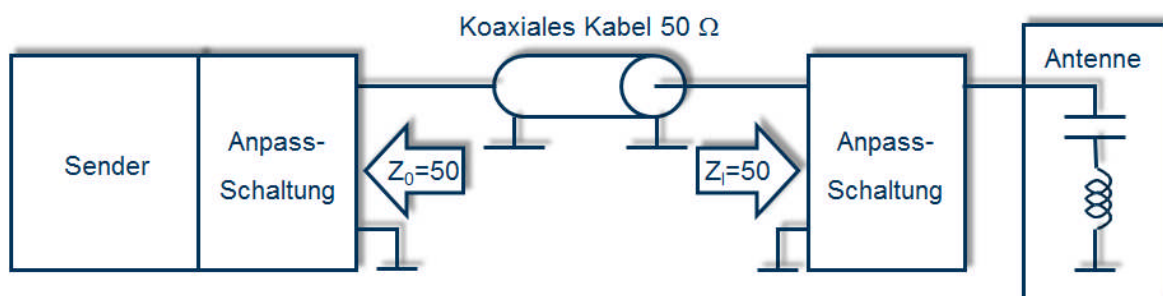


Abbildung 5-8: Verbindung der Antenne am Senderausgang über 50 $\Omega$ -Koaxialkabel.

Das 50- $\Omega$ -Koaxialkabel schirmt gut ab und verhindert damit parasitäre Abstrahlung der Leistung. Reflektionen können bei einem langen Kabel auftreten. Um dies zu verhindern muss man das Kabel richtig abschließen und auch die Länge des Kabels genau betrachten. In unserem Fall beträgt die verwendete Frequenz 13,56MHz. Dies entspricht einer Wellenlänge von  $\lambda=22,1\text{m}$ . Aus diesem Grund muss die Kabellänge kürzer als  $\lambda/4=5,5\text{m}$  sein.

Um die Reflektionen von der Antenne vermeiden zu können, müssen die beiden Impedanzen angepasst werden. Da das Koaxialkabel 50- $\Omega$ -Impedanz hat, müssen die Impedanz der Senderendstufe und die Impedanz des Antenneneingangs an 50  $\Omega$  angepasst werden. Dazu werden zwei Impedanzanpassschaltungen eingesetzt. Beide Anpassschaltungen dienen zur Vermeidung der Reflektion von magnetischen Wellen an der Antenne und auch zur Nutzung der maximal verfügbaren Energie am Senderausgang. Dadurch wird die Leistungsübertragung von der Senderendstufe an der Antenne frei von Verlusten, Reflektionen und auch unerwünschter Abstrahlung realisiert.

### 5.10.1 Impedanzanpassung für die Verstärkerendstufe

Damit die Signalübertragung vom Verstärker an das 50- $\Omega$ -Koaxialkabel reflektionsfrei erfolgen wird, muss die Impedanz der Verstärkerendstufe  $Z_A$  an 50  $\Omega$  angepasst werden. Eine dazu geeignete Anpassschaltung kann mit wenigen Bauteilen realisiert und berechnet werden. Abbildung 5-9 zeigt die Anpassung der Verstärkerendstufe an ein 50 $\Omega$ -Koaxialkabel.

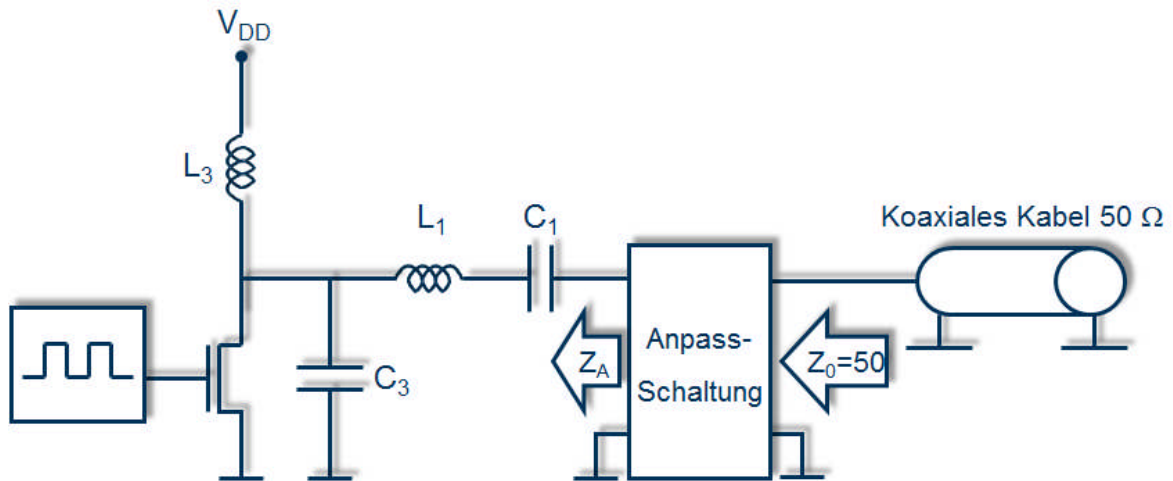


Abbildung 5-9: Anpassung der Verstärkerendstufe an 50  $\Omega$ -Koaxialkabel.

Die Impedanz der Verstärkerendstufe im Arbeitsfrequenzbereich ist in Abbildung 5-10 als Ersatzschaltbild dargestellt. Die Spule  $L_1$  besteht aus einer Induktivität  $L_1$  und einem rein ohmschen Widerstand des Drahtes  $R_{S1}$ .  $R_{DS(ON)}$  ist der Ausgangswiderstand des Transistors, wenn der Transistor leitend ist. Die Spule  $L_3$  hat eine sehr hohe Impedanz in Vergleich mit  $R_{DS(ON)}$  und  $C_3$  und kann als parallele Impedanz vernachlässigt werden.

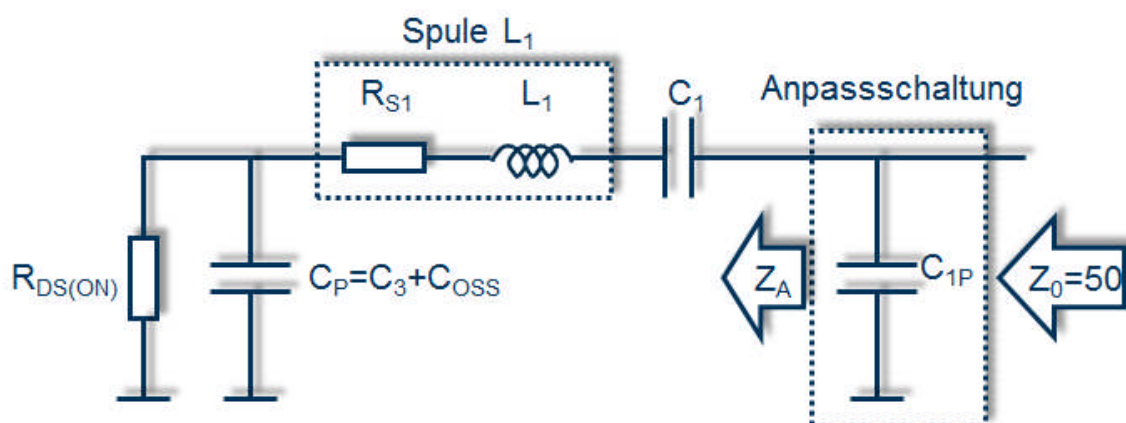


Abbildung 5-10: Ersatzschaltbild der Verstärkerendstufe  $Z_A$  mit Anpassschaltung  $C_{1P}$ .

Um die Schaltung zu dimensionieren, muss zunächst die Impedanz des Verstärkerausgangs  $Z_A$  für die Arbeitsfrequenz  $f_0$  messtechnisch erfasst werden. Die Serienschaltung aus  $C_1$ ,  $L_1$ ,  $R_{S1}$  und  $R_{DS(ON)}$  kann auch in der Impedanzebene dargestellt werden. Abbildung 5-11 zeigt

eine Darstellung der Impedanzen in der Impedanzebene. Da  $C_P$  parallel zu einem sehr kleinem Widerstand  $R_{DS(ON)}$  verbunden ist, kann die Kapazität  $C_P$  vernachlässigt werden.

Die Anpassschaltung dient vor Allem der Transformation der komplexen Impedanz  $Z_A$  auf einen reellen Wert  $Z_O=50 \Omega$ . Diese Verschiebung stellt einen parallelen Blindwiderstand dar. Anhand der Verschiebungsrichtung kann man erkennen, ob der Blindwiderstand negativ (Spule) oder positiv (Kapazität) ist. In diesem Fall ist der oben genannte Blindwiderstand eine Kapazität, sprich positiv. Der Betrag dieser Kapazität  $C_{1P}$  ergibt sich aus der Größe der Verschiebung.

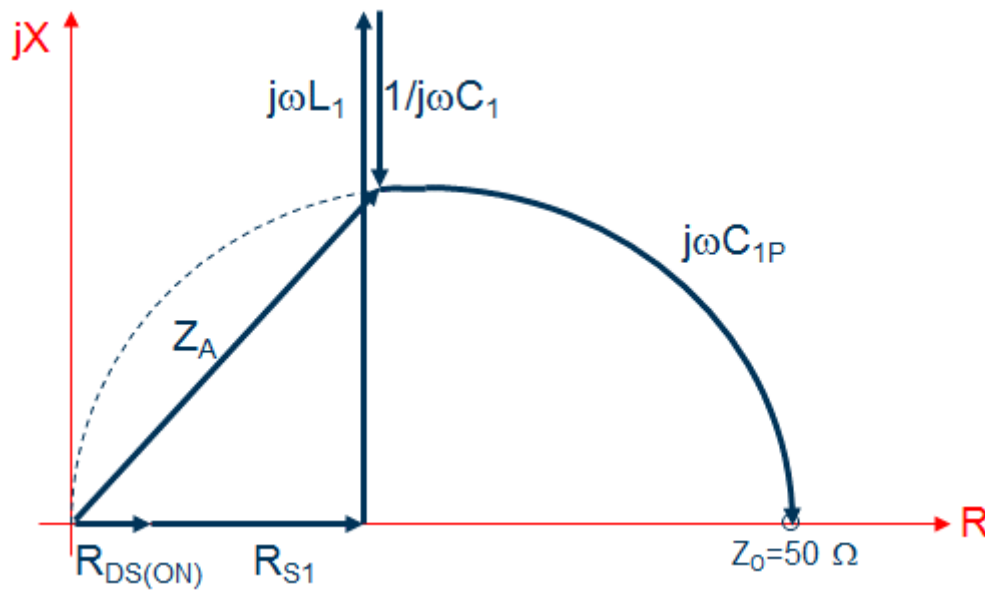


Abbildung 5-11: Darstellung von  $Z_A$  und  $Z_O$  in der Impedanzebene (Z-Ebene).

Die Anpasskapazität  $C_{1P}$  in Abbildung 5-10 ergibt sich nach folgender Formel [3]:

$$Z_O = \frac{1}{j\omega C_{1P} + \left[ \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_1} + R_{S1} + R_{DS(ON)} + j\omega L_1} \right]} \quad (5.15)$$

wobei sich für  $C_{1P}$ , den Widerstand  $R_{S1}$  und den Leitwert  $R_{DS(ON)}$  in der komplexen Ebene der nachfolgende Zusammenhang ergibt:

$$C_{1P} = \frac{\sqrt{Z_O \cdot (R_{S1} + R_{DS(ON)}) - (R_{S1} + R_{DS(ON)})^2}}{2\pi f_O \cdot Z_O \cdot (R_{S1} + R_{DS(ON)})} = 287 \text{ pF} \quad (5.16)$$

Folge dieser Gleichung ist, dass  $C_{1P}$  ausschließlich durch  $R_{S1}$ , den Serienwiderstand der Spule  $L_1$ , und  $R_{DS(on)}$  den Widerstand des Transistors, bestimmt wird. Im Falle eines Serienwiderstands  $R_{S1}$  von exakt  $50\ \Omega$  kann auf  $C_{1P}$  verzichtet werden, größere Werte für  $R_{S1}$  sind jedoch nicht erlaubt. Festgesetzt wird der Wert  $C_{1P}$  für diesen Fall auf  $270\ \text{pF}$ , nachfolgend angegeben im Schaltbild Abbildung 5-15 als  $C_4$ .

### 5.10.2 Impedanzanpassung für die Sendeantenne:

Um das Signal vom  $50\ \Omega$ -Koaxialkabel an der Sendeantenne reflektionsfrei übertragen zu können, muss die Impedanz der Sendeantenne  $Z_{1a}$  an  $50\ \Omega$  angepasst werden. Dazu wird eine einfache Schaltung dimensioniert und mit wenigen Bauteilen realisiert. Abbildung 5-12 zeigt die Anpassung der Sendeantenne an ein  $50\ \Omega$ -Koaxialkabel.

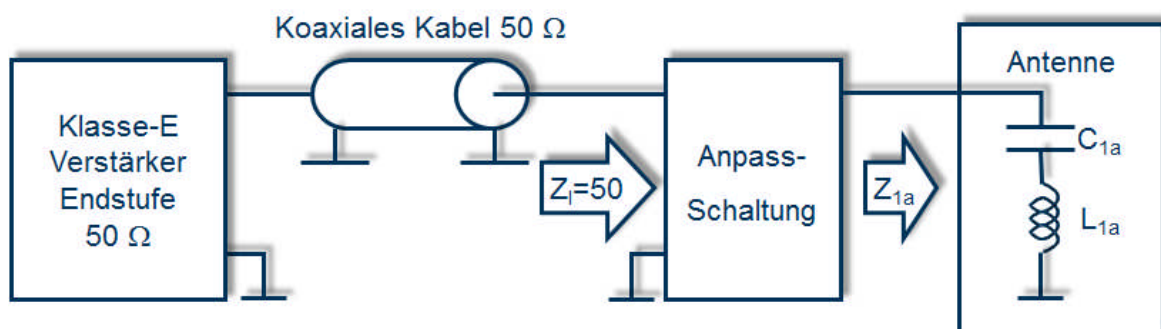


Abbildung 5-12: Anpassung der Sendeantenne an  $50\ \Omega$ -Koaxialkabel.

Zur Berechnung der geeigneten Anpassungsschaltung werden die Impedanzen der Sendeantenne in der Impedanzebene dargestellt. Abbildung 5-13 zeigt eine solche einfache Darstellung. Die Sendespule  $L_{1a}$  besteht im Frequenzbereich aus einer Induktivität  $L_{1a}$  und einem rein ohmschen Widerstand  $R_{S1a}$  (Widerstand des Drahtes).

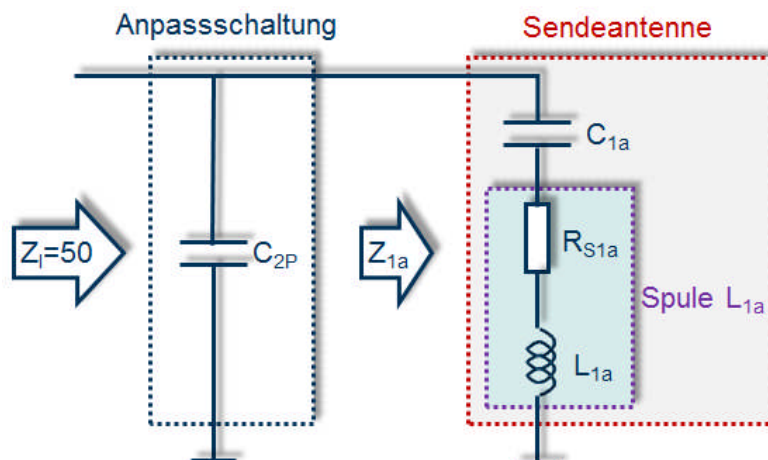


Abbildung 5-13: Ersatzschaltbild der Sendeantenne mit Anpassungsschaltung.

Um die Anpassschaltung zu dimensionieren, muss man zunächst die Impedanz des Antenneneingangs  $Z_{1a}$  für die Arbeitsfrequenz  $f_0$  in der Impedanzebene darstellen. Abbildung 5-14 zeigt die Serienschaltung aus  $C_{1a}$ ,  $L_{1a}$  und  $R_{S1a}$  in der Impedanzebene. Die Anpassungsschaltung  $C_{2P}$  dient der Transformation der komplexen Impedanz  $Z_{1a}$  auf einen realen Wert  $Z_I = 50 \Omega$ . Dies ist gleichbedeutend mit einem Blindwiderstand anstelle der Verschiebung auf der Impedanzebene. Abhängig von der Richtung dieser Verschiebung, ist der Widerstand im positiven Falle eine Spule, im negativen Fall eine Kapazität. Im vorliegenden Fall ist die Anpassungsschaltung eine Kapazität, da der Blindwiderstand positiv ist. Die Größe der Kapazität  $C_{2P}$  entspricht der Größe der Verschiebung.

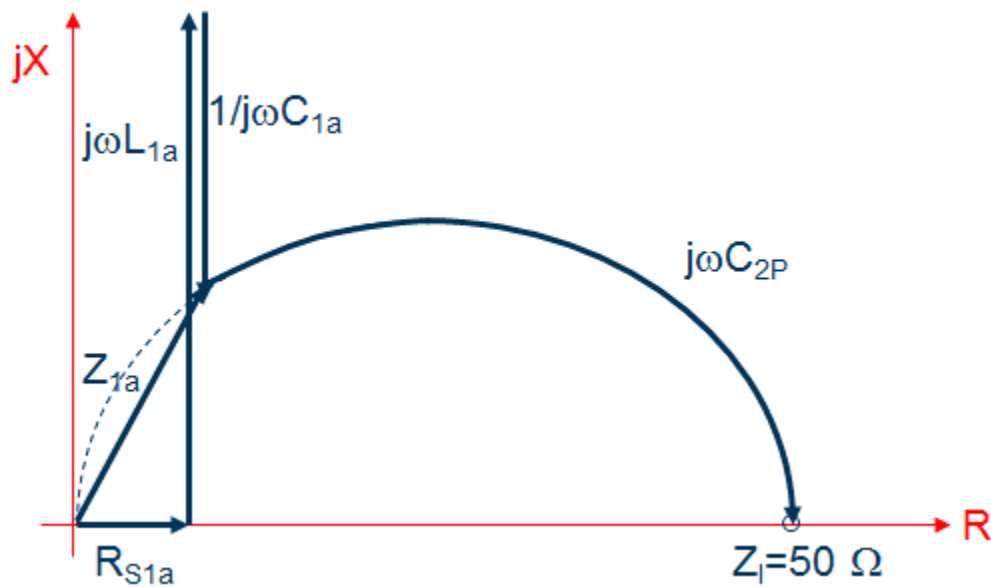


Abbildung 5-14: Darstellung von  $Z_{1a}$  und  $Z_I$  in der Impedanzebene (Z-Ebene).

Für die Berechnung der Anpassungskapazität  $C_{2P}$  in Abbildung 5-13 ergibt sich:

$$Z_I = \frac{1}{j\omega C_{2P} + \left[ \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{1a}} + R_{S1a} + j\omega L_{1a}} \right]} \quad (5.17)$$

$C_{2P}$  erhält man aus dem Zusammenhang:

$$C_{2P} = \frac{\sqrt{Z_I \cdot R_{S1a} - R_{S1a}^2}}{2\pi f_0 \cdot Z_I \cdot R_{S1a}} \quad (5.18)$$

Im vorliegenden Fall beträgt  $Z_I=50 \Omega$ , damit erhält  $C_{2P}$  entsprechend Gleichung (5.18) den Wert:

$$C_{2P}=2,33 \text{ nF} \approx 2,2 \text{ nF}$$

Als Konsequenz aus dieser Gleichung (5.18) folgt, dass  $C_{2P}$  allein durch den Widerstand der Sendeantenne  $R_{S1a}$  bestimmt wird.  $C_{2P}$  entfällt vollständig, wenn der Drahtwiderstand der Sendeantenne  $R_{S1a}$  einen Wert von exakt 50 Ohm annimmt. Werte darüber sind jedoch nicht zulässig. Im Schaltplan des Verstärkers (Abbildung 5-15) wird  $C_{2P}$  als  $C_5$  bezeichnet.

## 5.11 Schaltplan des Verstärkers

Nach Berechnung aller Bauteile kann der Verstärker nun aufgebaut werden. Der Schaltplan des Klasse-E-Verstärkers ist in Abbildung 5-15 dargestellt und sieht folgendermaßen aus:

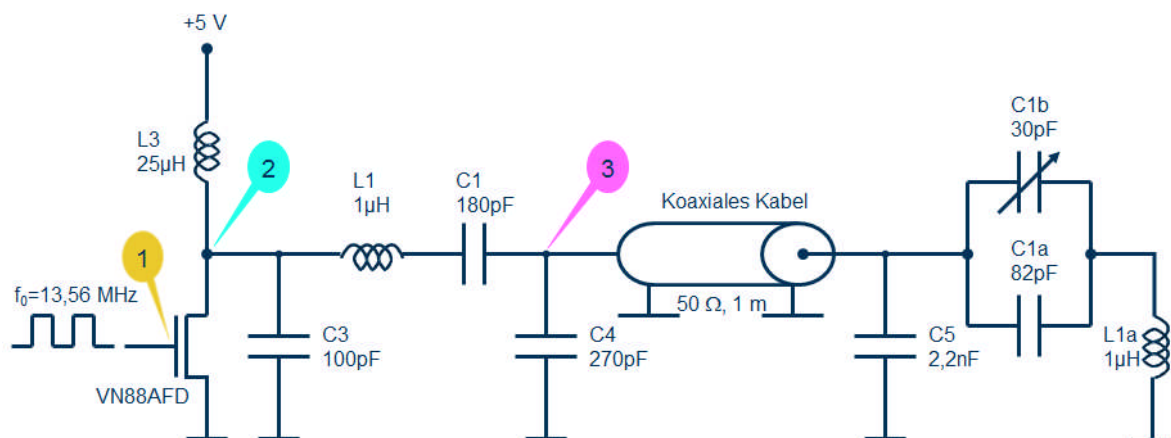


Abbildung 5-15: Der Aufbau des Verstärkers für die Sendeeinheit. Die Spannungen an der Schaltung sind nummeriert. Nummer 1 repräsentiert VGS-Spannung, Nummer 2 repräsentiert VDS-Spannung und Nummer 3 repräsentiert die Spannung am Verstärkerausgang VOUT

Dieses Schaubild zeigt in der linken Hälfte den Schaltungsaufbau des Verstärkers, welcher durch ein Koaxialkabel mit der Sendeantenne am Brillengestell verbunden wird. Die Verluste im Transistor sind abhängig von dessen Parametern Leitwiderstand  $R_{DS(ON)}$  und Schaltzeit  $t_r$ . Erhöht sich einer oder beide dieser Bauteilparameter, ist ein unerwünschter Anstieg der Verluste die Folge. Um die Verluste im Bauteil klein zu halten, wurde deshalb ein MOSFET-Transistor gewählt, bei welchem sowohl der Leitwiderstand  $R_{DS(ON)}$  als auch die Schaltzeit minimal sind. Der für den Verstärker benötigte Transistor ist vom N-Kanal-Typ. Ausgewählt wurde ein VN88AFD der nach Herstellerangaben folgenden Parameter hat:

$V_{(BR)DSS}$ Min	80 v
$R_{DS(ON)}$	4 $\Omega$ @ VGS = 10 V
$V_{GS(th)}$	0,8 – 2,5 v
$I_D$	1,29 A

Turn-On Time $t_{ON}$	6 ns
Turn-Off Time $t_{OFF}$	8 ns
Input Capacitance	35 pF
V(BR)DSS Min	80 V

*Tabelle 5-2: Parameter des MOSFET-Transistors VN88AFD nach Angabe des Herstellers Vishay Siliconix [75].*

Für den Frequenzoszillator stellt die Eingangskapazität des Transistors  $C_{ISS}$  eine kapazitive Last dar. Deshalb es ist wichtig, diese Kapazität klein zu halten, in diesem Fall maximal 35pF. Hier ist zu beachten, dass der Transistor eine hohe Spannung  $V_{DS}$  ertragen kann, da die Spannung an diesem Punkt bis zu einem Faktor von 3,6 über der Versorgungsspannung  $V_{DD}$  liegen kann. Nach Datenblattangaben kann der verwendete Transistor bis zu 80 V verkraften.

## 5.12 Simulation des Klasse-E-Verstärkers

Im Hochfrequenzbereich können weder die aktiven noch die passiven Bauteile als ideal betrachtet werden. Die vorher beschriebenen Gleichungen können deshalb nicht mehr für eine erfolgreiche Optimierung der Schaltung verwendet werden [4]. Die neuen Verbesserungen bezüglich des Modellierens von aktiven Bauteilen und die Simulationssoftware haben es jedoch möglich gemacht, solche Verstärker auch im VHF-Band mit ausreichend guter Genauigkeit zu optimieren. Die Benutzung von Simulationsprogrammen wie SPICE vereinfacht den Entwurf eines Klasse-E-Verstärkers noch mehr. Vor allem wird dadurch eine schnelle, anwendungsorientierte Optimierung ermöglicht.

Der Entwurf auf mathematischer Grundlage nahm ideale Bauteile an, die keine parasitären Einflüsse enthalten. Ein besseres Design des Verstärkers erfordert zukünftig auch die Betrachtung der vom Idealfall abweichenden Effekte. Deshalb wird für den Verstärker eine weitere Analyse durchgeführt. Dazu wird der MOSFET-Transistor durch ein SPICE-Modell repräsentiert, um genau diese realen Einflüsse berücksichtigen zu können. Abbildung 5-16 zeigt das in der Simulation verwendete SPICE-Modell für den Transistor VN88AFD. Die Angaben zu dem SPICE-Modell wurden dem Hersteller durch Datenblatt entnommen.



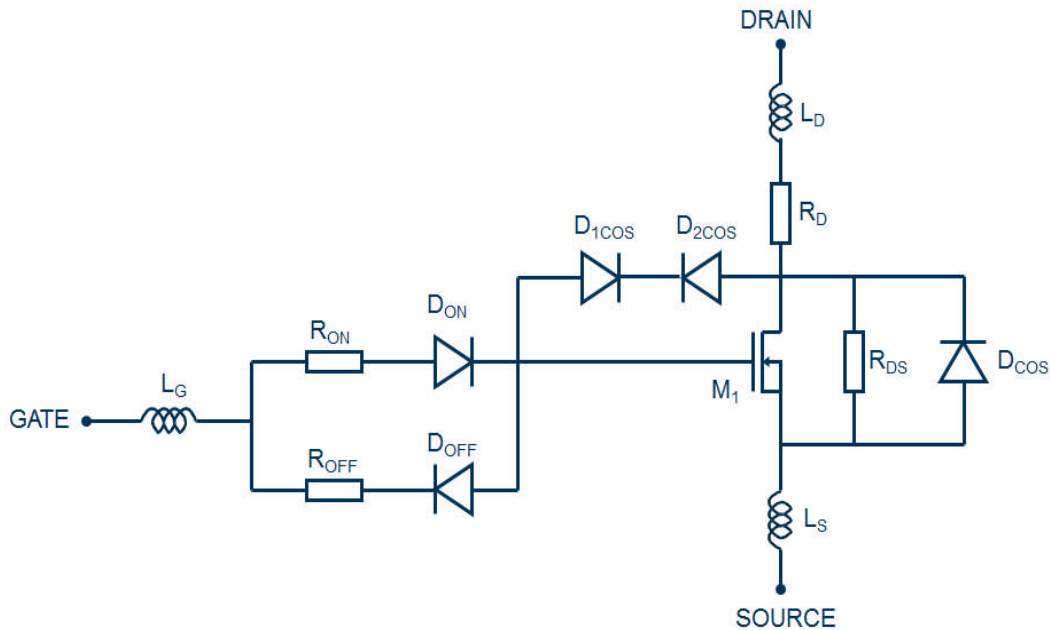


Abbildung 5-16: SPICE-Modell für den Transistor VN88AFD. Die Parameter des SPICE-Modells stellt der Hersteller (Vishay Siliconix) zur Verfügung [75].

Das Modell enthält die Streuinduktivität  $L_G$ ,  $L_S$  und  $L_D$ . In Abbildung 5-16 stellt  $R_D$  den Leitwiderstand  $R_{DS(on)}$  des Transistors und  $R_{DS}$  den Sperrwiderstand zwischen Source und Drain dar. Die Ausgangskapazität  $C_{OSS}$  und die Übertragungskapazität  $C_{RSS}$  sind mit Dioden modelliert. Die Verzögerungszeit für On- und Off-Zustände werden über  $R_{ON}$  und  $R_{OFF}$  eingestellt. Tabelle 5-3 listet die Parameter des verwendeten SPICE-Modells auf.

$R_{ON}$	1 $\Omega$
$D_{ON}$	D1
$R_{OFF}$	2 $\Omega$
$D_{OFF}$	D1
$D_{1COS}$	D2
$D_{2COS}$	D2
$R_D$	4 $\Omega$
$D_{COS}$	D3
$R_{DS}$	5 M $\Omega$
$L_S$	0,5 nH
$L_D$	1 nH
$L_G$	1 nH
MODEL D <sub>1</sub>	D (IS=.5F CJO=10P BV=25 M=.5 VJ=.2 TT=1N)
MODEL D <sub>2</sub>	D (IS=.5F CJO=400P BV=80 M=.6 VJ=.6 TT=1N RS=10M)
MODEL D <sub>3</sub>	D (IS=.5F CJO=400P BV=80 M=.35 VJ=.6 TT=1N RS=10M)

Tabelle 5-3: SPICE Modelldaten für den VN88AFD-Transistor [73].

Als Simulationsprogramm wurde OrCAD PSpice A/D Version 16.6 verwendet. Jedes der drei Signale aus Abbildung 5-15 wurde mittels PSPICE-Simulation analysiert. Abbildung 5-17 stellt die Eingangsspannung  $V_{GS}$  am Transistor dar, Abbildung 5-18 beschreibt die Drain-Spannung  $V_{DS}$  und Abbildung 5-19 zeigt die Ausgangssinuswelle  $V_{OUT}$  an der Last bei 1 W Ausgangsleistung.

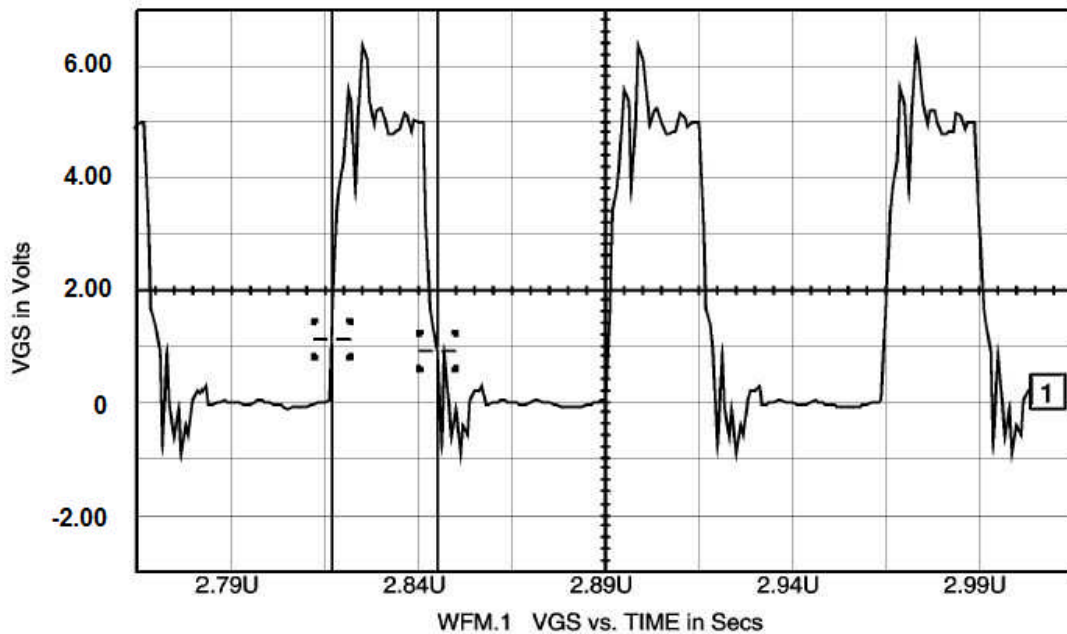


Abbildung 5-17: Eingangssignal  $V_{GS}$  des Transistors, PSPICE-Simulation.

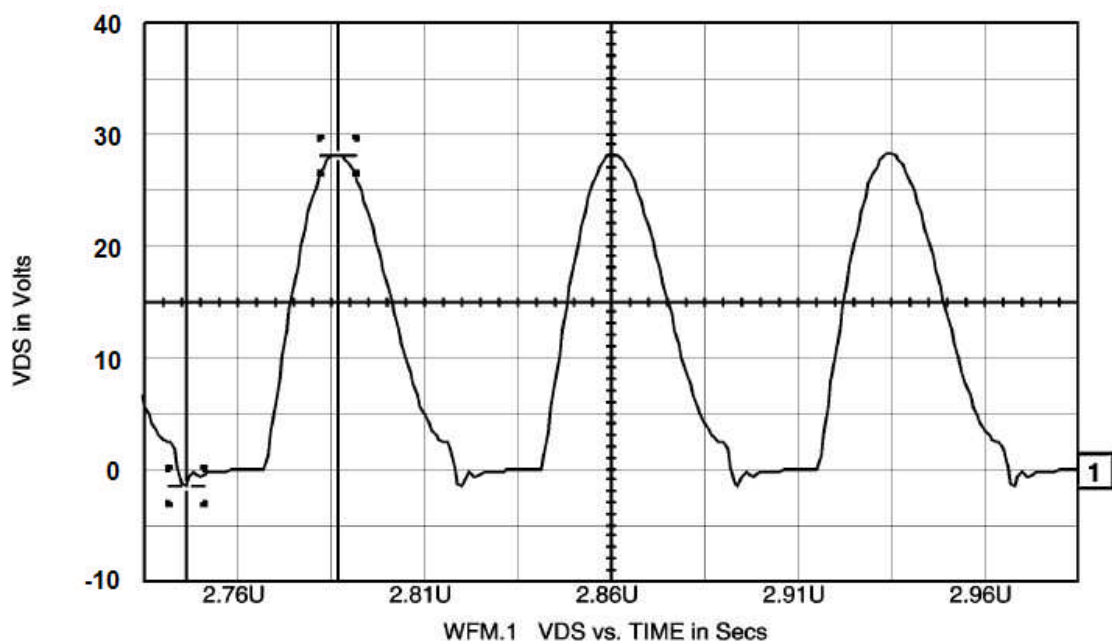


Abbildung 5-18: Spannungssignal  $V_{DS}$  am Drain des Transistors, PSPICE-Simulation.

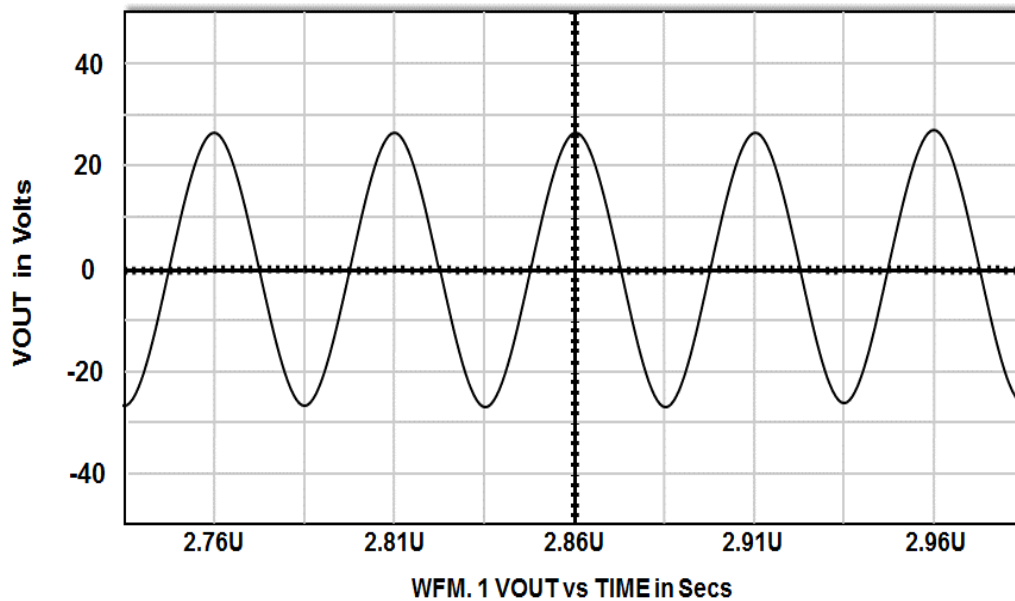
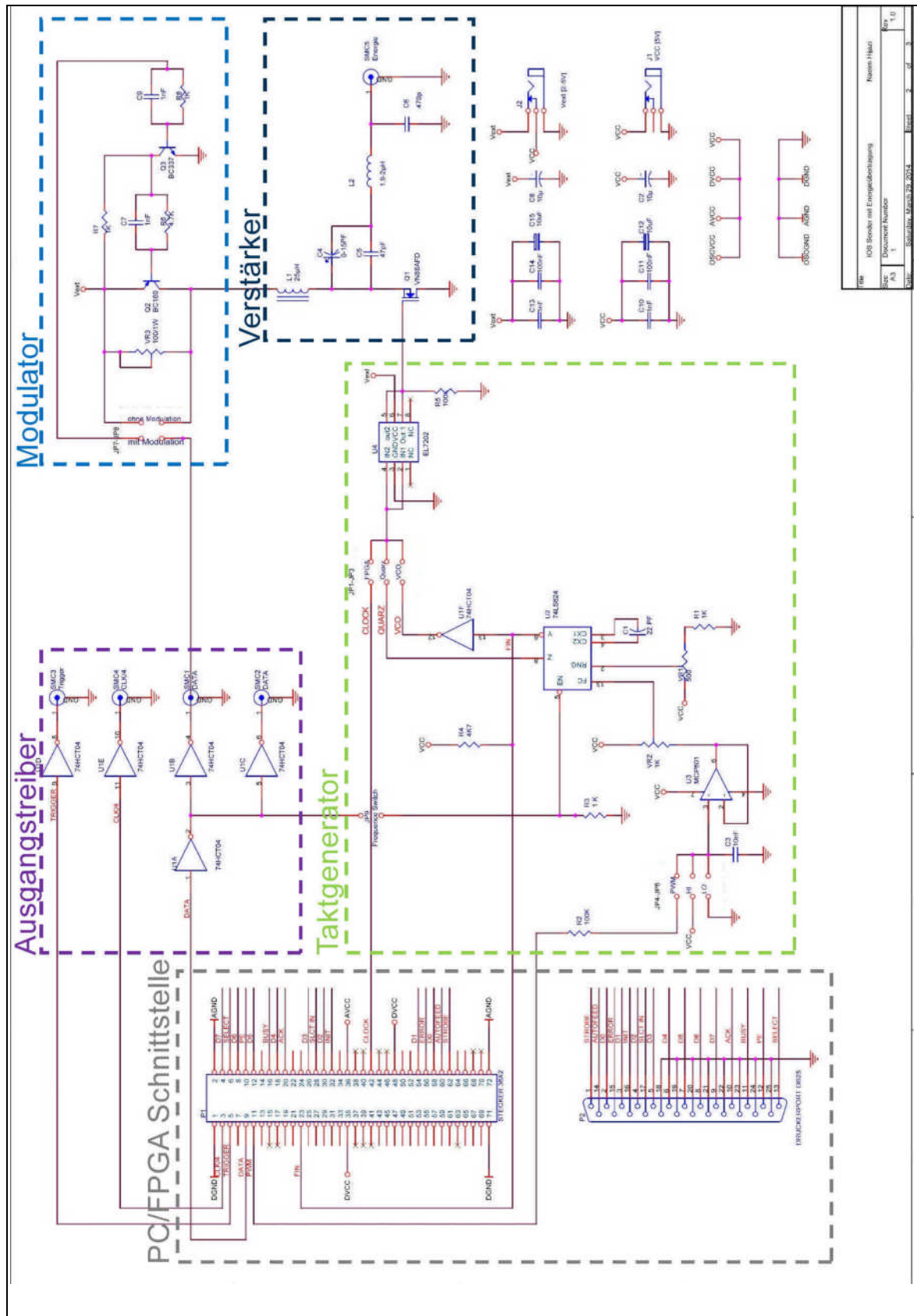


Abbildung 5-19: Ausgangsspannungssignal  $V_{OUT}$  an der Last bei 1W Ausgangsleistung – PSPICE – Simulation.

Nach der Realisierung des Verstärkers als PCB-Board werden die simulierten Spannungen ( $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$  und  $V_{OUT}$ ) nochmal mit den echten Signalverläufen verglichen und diskutiert.

## 5.13 Realisierung der analogen Sendeschaltung

Nachdem der Schaltplan des Verstärkers erstellt wurde, muss nun die Sendeschaltung für intraokulare Sehhilfe entworfen und als Leiterplatte realisiert. Die Sendeschaltung realisiert die wichtigsten Module, die für eine drahtlose Energie- und Datenübertragung notwendig sind. Sie besteht im Wesentlichen aus fünf Teilen. Im ersten Teil wird der Takt erzeugt. Der zweite Teil stellt einen Klasse-E-Verstärker dar. Der dritte Teil ist der Daten-Modulator. Im vierten Teil erfolgt der Datenaustausch zwischen dem PC und der digitalen Sendeschaltung. Der fünfte Teil betreibt die Signalausgänge für externe Nutzung. Abbildung 5-20 zeigt den Schaltplan des analogen Teils des Senders.



Titel	PC/FPGA Schnittstelle mit Energieübertragung	Notizen	Hilfen
Size	1	Document Number	Rev. 1.0
P/N			
VPN	Schaltplan_Mittel_P2_2014	Blatt	2 of 3

Abbildung 5-20: Schaltplan des anlagen Teils des Senders.

Die Sendeschaltung benötigt eine Spannungsversorgung von 5V, 250mA. Dies erfolgt über den Stecker J1. Der Klasse-E-Verstärker kann entweder direkt von derselben Spannung 5V (J1) oder, falls ein Stecker im J2 existiert, von einer externen Spannung  $V_{\text{ext}}$  versorgt werden.

Der PC konfiguriert die Sendeschaltung über die Druckerschnittstelle P2. Die Beschreibung der Steuersoftware auf dem PC erfolgt in Abschnitt 6.2. Der Datenaustausch mit der digitalen Sendeschaltung (FPGA) erfolgt über den Stecker P1. In der digitalen Sendeschaltung werden die Daten komprimiert, kodiert und in serielle Form umgewandelt, um sie über den induktiven oder optischen Kanal übertragen zu können.

Die analoge Sendeschaltung wurde auf einer 6-lagigen-Leiterplatte mit den Abmaßen 10cm x 6cm aufgebaut. Abbildung 5-21 zeigt ein Foto der analogen Platine für die Sendeeinheit.

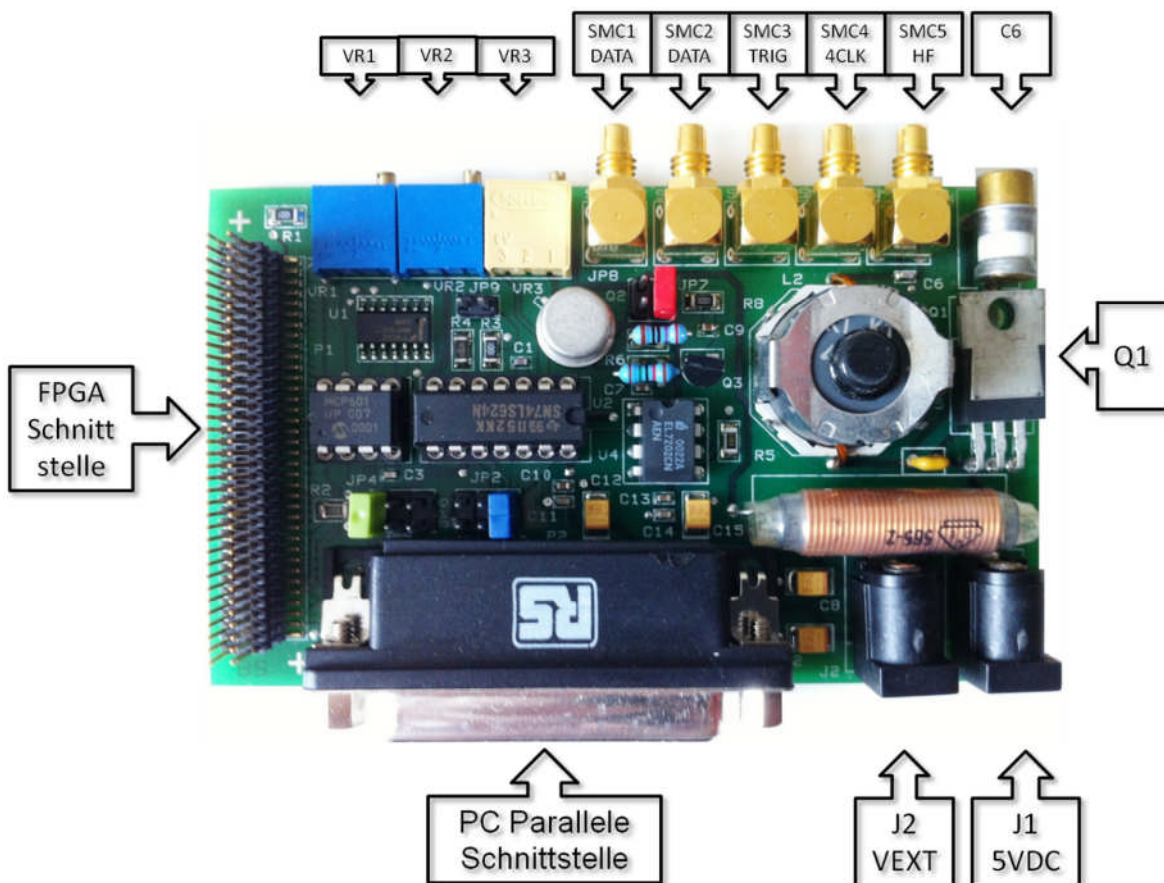


Abbildung 5-21: Foto der bestückten PCB-Platine mit den Abmaßen 10x6 cm<sup>2</sup> für die Sendeeinheit.

An der linken unteren Seite befindet sich die parallele Schnittstelle für die Anbindung an einen PC. Die Stecker J1 rechts unten werden für die Spannungsversorgung genutzt, während der zweite Stecker J2 optional für die Versorgung des Energieverstärkers mit externer Spannungsversorgung  $V_{\text{EXT}}$  ist. Die fünf SMC-Stecker rechts oben sind Ausgänge: die ersten beiden Stecker links SMC1&2 sind serielle Datenausgänge, der dritte SMC3 sendet das Triggersignal an ein Oszilloskop, der vierte SMC4 gibt einen vierfachen Hilfstakt für die

optische Datenübertragung und der fünfte Stecker SMC5 liefert ein moduliertes bzw. nicht-moduliertes HF-Signal an die Antennenspule. Die Schnittstelle P1 ermöglicht die Kommunikation des Boards mit der digitalen Sendeschaltung (FPGA). Für eine detaillierte Beschreibung über der Takterzeugung und Modulation in der Sendeschaltung wird auf Anhang 7.1A verwiesen.

## 5.14 Spannungsmessung des Verstärkers

Damit der Unterschied zu einem idealen Verstärker sichtbar gemacht werden kann, betrachtet man die wichtigsten Signale an einem Oszilloskop. Dazu werden die drei in Abbildung 5-15 gekennzeichneten Signale an jeweils einen Kanal des Oszilloskops angeschlossen. Abbildung 5-22 zeigt dabei die Eingangsspannung des MOSFET-Transistors  $V_{GS}$ , „Signal 1“ in Abbildung 5-15.

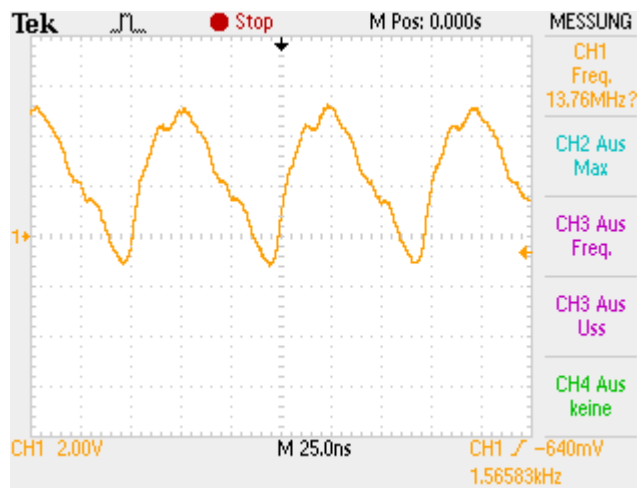


Abbildung 5-22: Spannungssignal  $V_{GS}$  des MOSFET-Transistors.

Das Spannungssignal am Eingang  $V_{GS}$  sollte idealerweise ein Rechtecksignal sein, in der Realität aber weicht es durch die Belastung der Eingangskapazität des Transistors  $C_{ISS}$  davon ab. Im Vergleich mit der simulierten Spannung  $V_{GS}$  in Abbildung 5-17 ist das Verhalten des beiden Signalen sehr ähnlich.

In Abbildung 5-23 wird das Drainsignal des MOSFET-Transistors  $V_{DS}$ , „Signal 2“ in Abbildung 5-15, an des Oszilloskops betrachtet und dargestellt:

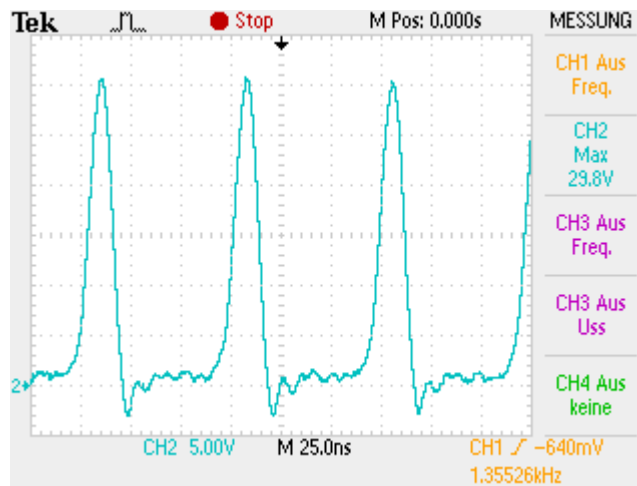


Abbildung 5-23: Spannungssignal  $V_{DS}$  am Drain des MOSFET-Transistors.

Dieses Signal zeigt den klassischen Verlauf eines optimal eingestellten Verstärkers mit maximalem Wirkungsgrad und minimalen Schaltverlusten. Um dies zu erzielen, muss während der Schaltübergänge die Spannung  $V_{DS}$  nahe null liegen. Dies ist, wie man dem Kurvenverlauf entnehmen kann, gewährleistet. Wenn man die vorher simulierte Spannung  $V_{DS}$  in Abbildung 5-18 und die gemessene Spannung  $V_{DS}$  in Abbildung 5-23 betrachtet, erkennt man dass beide Signale von Amplitude und Verlauf nahezu übereinstimmen.

Durch den Resonanzkreis  $L_1C_1$  wird die Spannung  $V_{DS}$  zu einem Sinussignal mit einer Frequenz von 13,56 MHz umgewandelt. Je größer der Gütefaktor  $Q$  des Resonanzkreises ist, desto reiner ist das Sinussignal. Das HF-Signal am Verstärkerausgang kommt somit näher an den Idealfall heran. Abbildung 5-24 zeigt das HF-Signal am Verstärkerausgang unter  $50\Omega$  Last, „Signal 3“ in Abbildung 5-15:

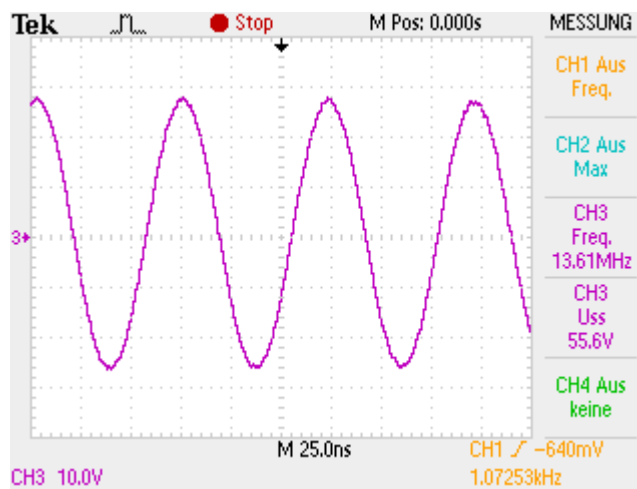


Abbildung 5-24: Spannungssignal  $V_{OUT}$  am Ausgang des Verstärkers an  $50\Omega$  Last.

Die gemessene Spannung in Abbildung 5-24 zeigt ein sehr ähnliches Verhalten mit dem simulierten Ausgangsspannungssignal  $V_{OUT}$  in Abbildung 5-19.

Um die Leistungsqualität des Verstärkers zu überprüfen, stellt man das Ausgangssignal als Spektrum dar. Ideal wäre, die Energie bei einer einzelnen Frequenz, ohne Streuung über den kompletten Bereich. Das reale Spektrum des ausgegebenen HF-Signals wird in Abbildung 5-25 präsentiert:

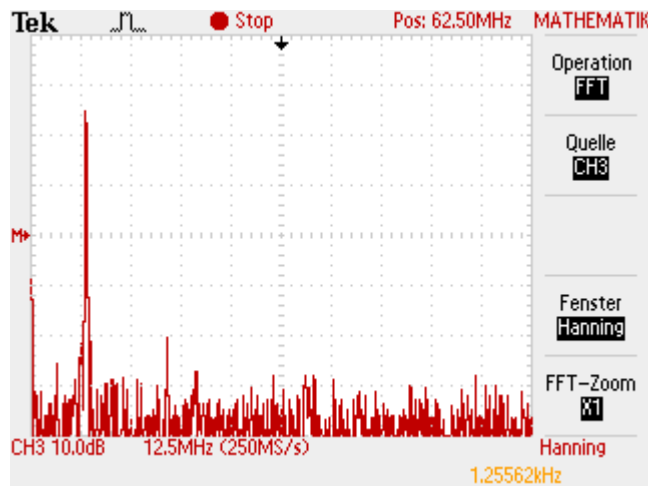


Abbildung 5-25: Reales Spektrum des Sinussignals am Ausgang des Verstärkers  $V_{OUT}$ .

Die Grundfrequenz liegt bei 13,56 MHz und enthält den größten Leistungsanteil von mehr als 60 dB. Die zweite Oberwelle und alle folgenden liegen mehr als 40 dB unter der Grundfrequenz, also unterhalb von 20dB.

## 5.15 Messung der übertragenen Energie des Verstärkers

Der folgende Abschnitt beschäftigt sich mit den Messungen der drahtlosen Energieübertragung des eingesetzten Verstärkers. Zu diesem Zweck wird eine einfache Testempfängerschaltung realisiert. Abbildung 5-26 zeigt den Aufbau der Testempfängerschaltung.



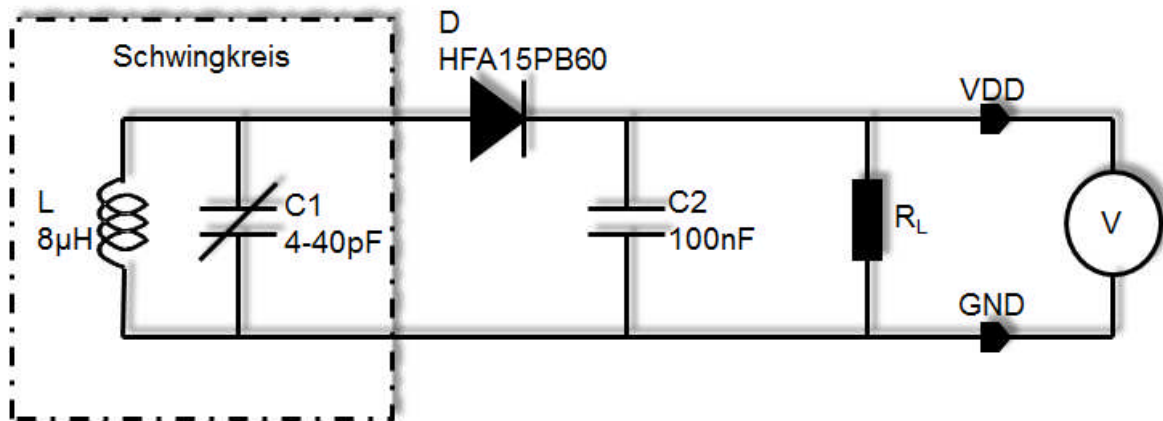


Abbildung 5-26: Aufbau der Testempfängerschaltung zur Messung der drahtlosen Energieübertragung.

Die Spule L besitzt einen Durchmesser von 5mm und beinhaltet 20 Windungen von 0,06 mm Stärke. Die durch LCR-Meter (Agilent 4285A) ermittelten Werte der Spule sind:  $L=8\mu\text{H}$ ,  $R_s=11\Omega$  und  $Q=35$ . Die Aufgabe der Spule besteht darin, ein elektromagnetisches Feld in elektrische Spannung umzuwandeln. Die Wechselfeld in elektrische Spannung umzuwandeln. Die Wechselfeld wird an der Spule L induziert. Zusammen mit der Kapazität  $C_1$  bildet sie einen Parallelschwingkreis, dessen Resonanzfrequenz sich durch Variation des Trimmkondensators  $C_1$  einstellen lässt. Da die Resonanzfrequenz einen festen Wert annehmen soll, muss die Kapazität  $C_1$  eine hohe Stabilität bzw. eine geringe Toleranz gegenüber Temperaturänderungen aufweisen. Die Diode D dient zur Gleichrichtung der Wechselfeld, wobei der negative Teil des Sinussignals abgeschnitten wird. Da die Wechselfeld eine ziemlich hohe Frequenz (13,56 MHz) besitzt, muss die interne Kapazität des Gleichrichters so klein wie möglich sein. In dieser Schaltung wird eine Schottky-Diode eingesetzt, da diese die erforderliche kleine Kapazität aufweist. Die zweite Kapazität  $C_2$  dient zur Glättung der Spannung am Ausgang  $V_{\text{OUT}}$ . Der Wert von  $C_2$  besitzt keinen großen Einfluss und kann je nach Stromverbrauch an der Last 50nF-1 $\mu\text{F}$  annehmen. Die Last  $R_L$  am Ausgang simuliert den Chip im Implantat und kann beliebig variiert werden. Die abfallende Spannung am Ausgang  $V_{\text{OUT}}$  wird entweder am Oszilloskop oder am Spannungsmesser ermittelt. Abbildung 5-27 zeigt ein Foto des Testempfängers.

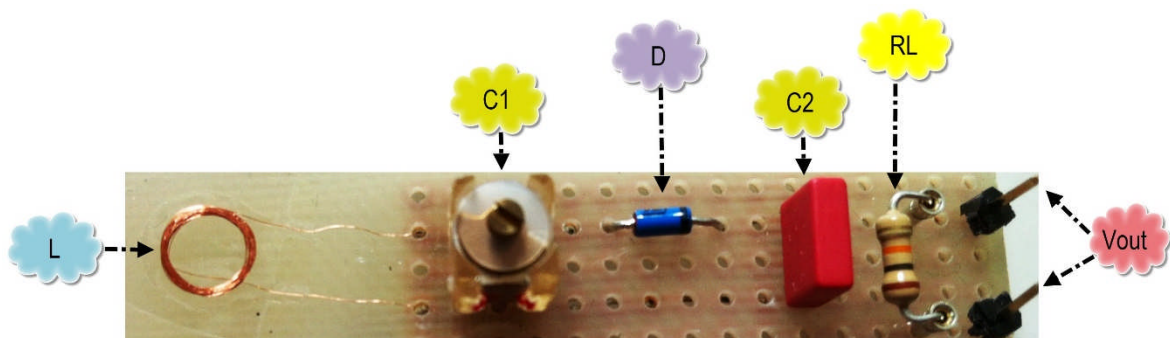


Abbildung 5-27: Foto des Testempfängers zur Messung der drahtlosen Energieübertragung.

Nährt sich die Testschaltung einer Spule der Sendeeinheit, wird durch induktive Kopplung eine Spannung am Ausgang des Empfängers erzeugt. Die Signale wurden am Oszilloskop bei einer Last von 10 k $\Omega$  und einem Abstand vom 10 mm zwischen beiden Spulen beobachtet. Abbildung 5-28 zeigt die Signale der Testempfängerschaltung.

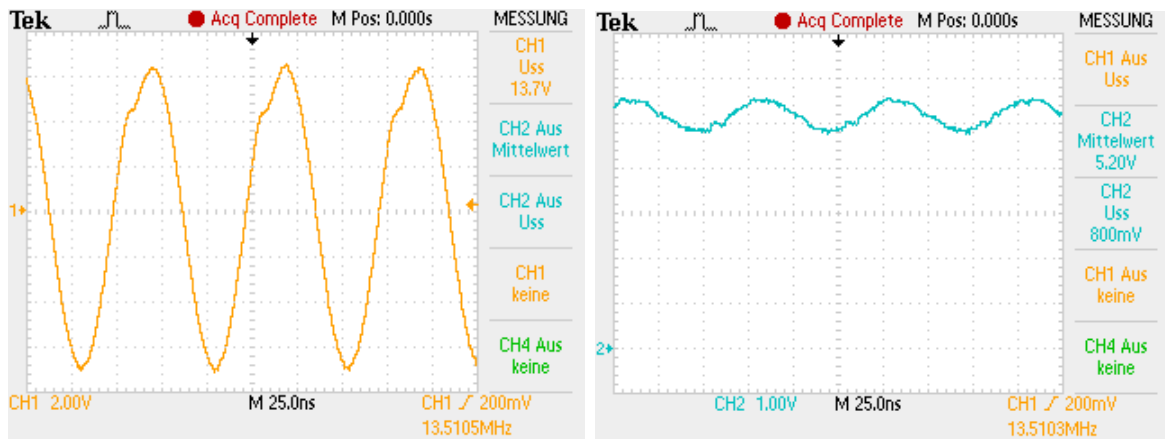


Abbildung 5-28: Links: CH:  $V_{Spule}$ . Rechts: CH2:  $V_{OUT}$  @ 10 k $\Omega$  Last und 10 mm Abstand.

In Abbildung 5-28 zeigt das linke Signal den Kanal 1 des Oszilloskops, der an der Empfangsspule angeschlossen ist. Die empfangene Spannung an der Spule  $V_{Spule}$  erreicht einen Wert von 6 V und die positive Welle ist durch den Gleichrichter belastet und teilweise zerstört. Das rechte Bild zeigt die Spannung am Schaltungsausgang  $V_{OUT}$ . Die Ausgangsspannung beträgt 5 V bei einer Last von 10 k $\Omega$  und einem Abstand von 10 mm.

Um das Übertragungsverhalten unter verschiedenen Bedingungen testen zu können, wurde ein Messsystem gebaut. Das Messsystem besteht aus dem Sender, der über ein flexibles Kabel an die Sendespule angeschlossen ist und dem an die Empfangsspule angeschlossen Empfänger. Im späteren Einsatz als Implantat wird die Empfängerschaltung durch den ASIC belastet. In folgende Messungen wurde die Ausgangsspannung am Testempfänger ( $V_{OUT}$  in Abbildung 5-27) gemessen und die ermittelten Messkurven wurden grafisch dargestellt.

### 5.15.1 Abstandsabhängigkeit der übertragene Energie mit dem Abstand beider Spulen

In diesem Versuch soll die Abhängigkeit zwischen den übertragbaren Energie und dem Abstand beider Spulen untersucht und gemessen werden. Als Übertragungsmedium dient hier Luft. Der Abstand entspricht dem Übertragungsweg von der Sendeanenne in der Brille bis zum Implantat im Auge. Die Sendeschaltung wurde auf einen beweglichen Schieber befestigt. Dadurch kann der Abstand zwischen der Sende- und Empfangsspule stufenlos variiert werden. Beide Spulen sind vertikal zueinander angeordnet. Der Versuchsaufbau ist in Abbildung 5-29 dargestellt.

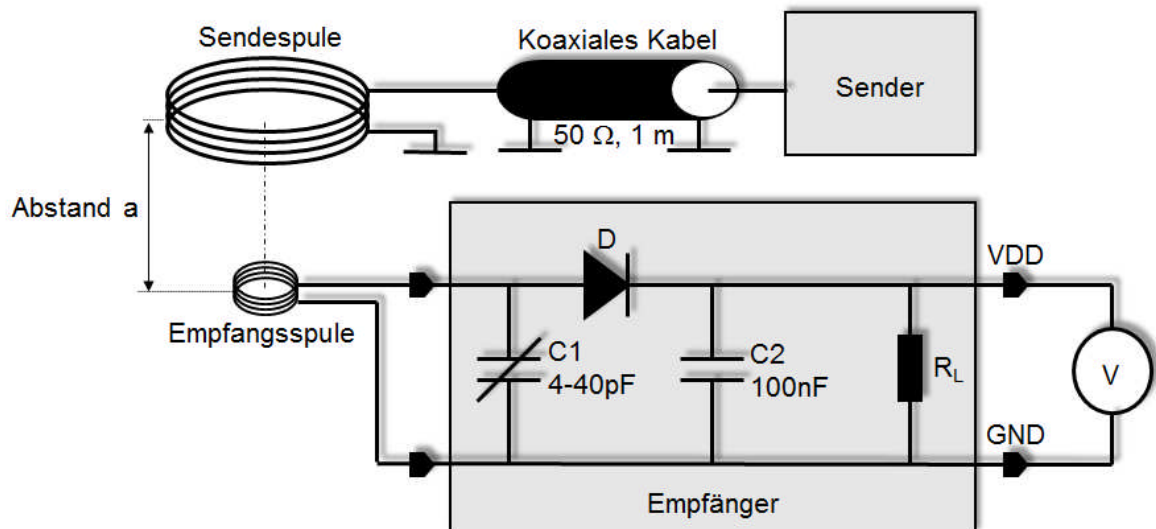


Abbildung 5-29: Versuchsaufbau zur Abstandmessung.

Hierbei wurde der Abstand zwischen der Sende- und Empfangsspule in 5 mm-Schritten [0-30mm] variiert und die Ausgangsspannung gemessen. Die Messungen wurden für sechs verschiedene Lastwiderstände [1k $\Omega$  - 33k $\Omega$ ] durchgeführt. Die ermittelten Messkurven wurden in Abbildung 5-30 dargestellt.

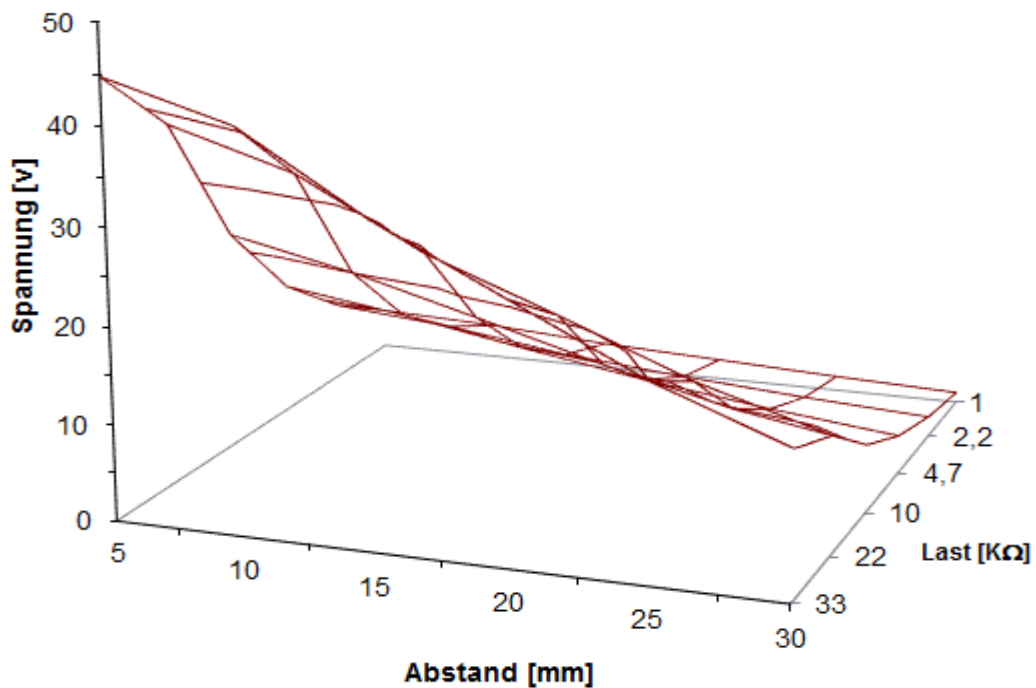


Abbildung 5-30: Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Last  $R$  und dem Abstand zwischen den Spulen.

Aus den in Abbildung 5-30 gezeigten Kurven kann abgeleitet werden, dass sich die Ausgangsspannung am Empfänger erhöht, wenn sich der Abstand zwischen beiden Spulen verkleinert wird. Die am Empfänger übertragene Leistung kann durch die Gleichung  $P = U^2 / R$  berechnet werden. Das Ergebnis ist in Abbildung 5-31 als Kurve dargestellt.

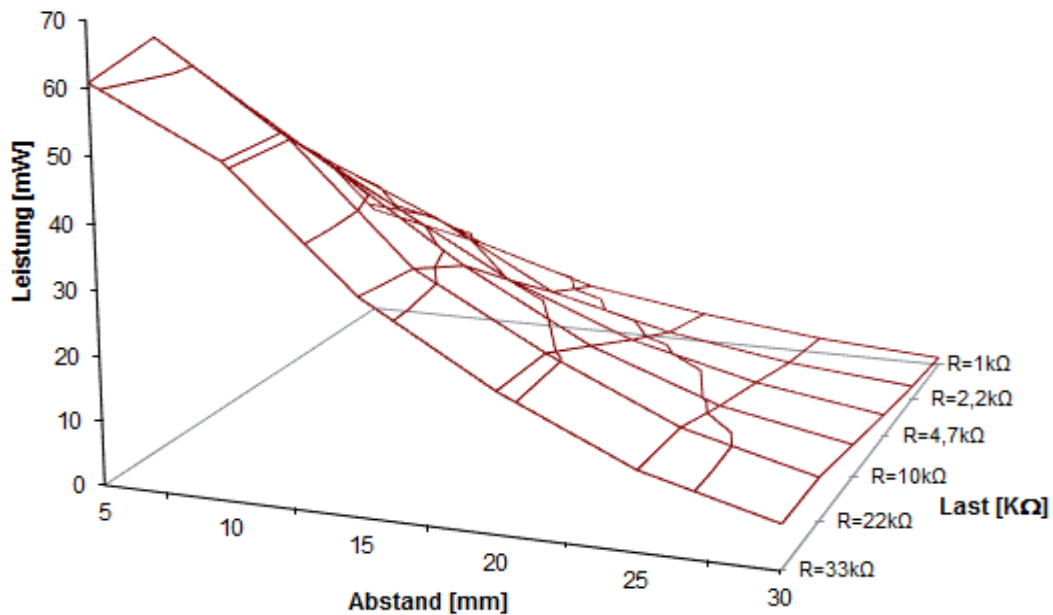


Abbildung 5-31: Die an der Empfängerschaltung übertragene Leistung.

Obwohl die vom Sender abgestrahlte Leistung im Prinzip konstant ist, zeigt Abbildung 5-31 große Unterschiede, wenn sich die Last ändert. Eine einfache Erklärung ist, dass die empfangene Leistung im Empfänger in zwei Teile aufgeteilt wird. Der erste Teil der empfangenen Leistung wird in der Last verbraucht, der die nützliche Energie entspricht. Der zweite Teil wird als Verlust in Bauteile der Empfängerschaltung vernichtet. Die größten Verluste treten in der Spule L auf, sie steigen exponentiell mit zunehmender Last an.

Die Messergebnisse zeigen, dass die Ausgangsspannung in einem Abstand von 20 mm und bei einem Lastwiderstand von 10 kΩ einen Wert von 12,8 V annimmt, das entspricht einer Leistung von 16,38 mW. Nach Angaben zum Implantat beträgt die gesamte Leistung des Implantats ca. 10 mW [33]. Folglich ist eine ausreichende Energieübertragung bei einem Mindestabstand von 20 mm vollständig gewährleistet, wie durch obige Messungen in Abbildung 5-31 nachgewiesen worden ist.

### 5.15.2 Realisierung eines äquivalenten Kanalmodells

Da der reale Kanal nicht direkt untersucht werden kann, weil der Empfänger im menschlichen Auge implantiert ist, muss ein äquivalentes Kanalmodell geschaffen werden. Die erste Überlegung besteht in der Realisierung des Nachbaus dieses Kanals. Die Flüssigkeit im Auge kann man in erster Näherung zur Verifikation durch eine Salzlösung nachbilden. Dabei ist es wichtig, dass die verwendete Salzlösung denselben Salzgehalt wie der menschliche Körper hat. Da jedoch ein Einfluss der Salzlösung auf den Kanal vermutet wird, soll das System nun genauer untersucht werden. Dazu wird eine isotonische Salzlösung zwischen Sender und Empfänger gebracht und die Messungen erneut gestartet. Das Teilstück der Sendespule bis zur Oberfläche der Salzlösung entspricht dem Weg zwischen Sendespule und Oberfläche des Auges (Hornhaut). Der Weg in der Salzlösung bis zur Empfangsspule entspricht dem Weg im Auge bis zur Netzhaut.

Demnach wird obiger Versuchsaufbau geringfügig modifiziert. Als Empfangsschaltung wird die in Abbildung 5-26 beschriebene Schaltung benutzt. Die Dicke  $a$  der zwischen Sendespule und Empfangsspule befindlichen isotonischen Salzlösung wird variiert. In Abbildung 5-32 ist der Versuchsaufbau zur Kanalmessung mit Salzlösung dargestellt.

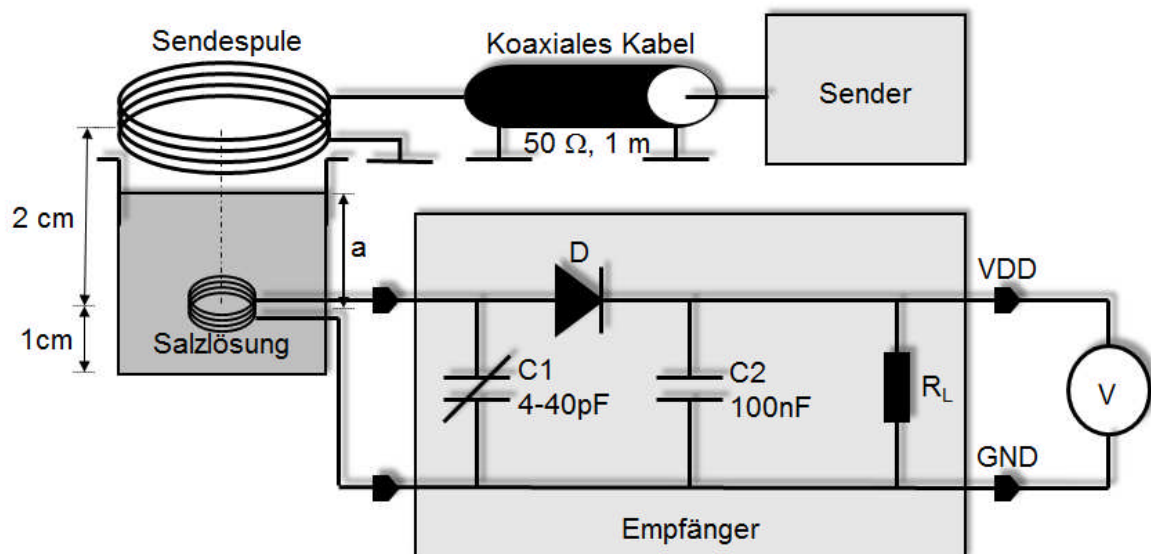


Abbildung 5-32: Versuchsaufbau zur Kanalmessung mit Salzlösung.

Der Abstand zwischen beiden Spulen bleibt konstant bei 20 mm und es wird nach und nach die Salzlösung in den Behälter gegeben. Die Messungen wurden für jeden Flüssigkeitspegel mit vier verschiedenen Lastwiderstände durchgeführt. Gemessen wird die induzierte Spannung an der Empfängerschaltung. Um mögliche Messfehler zu minimieren, wird die Messung mehrmals hintereinander durchgeführt. Die Messwerte sind in Abbildung 5-33 dargestellt.

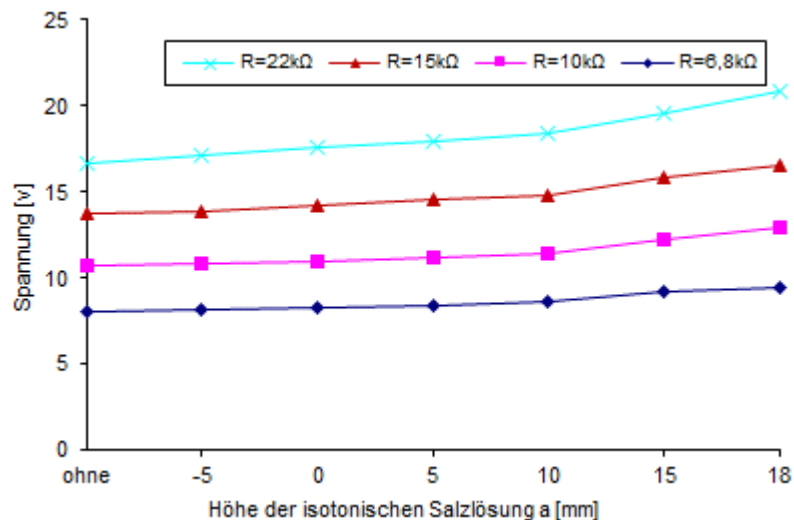


Abbildung 5-33: Zusammenhang zwischen der übertragenen Spannung und der Höhe der isotonischen Salzlösung  $a$ , wobei „ohne“ bedeutet ohne Salzlösung, „-5“ bedeutet die Salzlösungsspiegel liegt 5 mm unter der Empfangsspule und „0“ heißt die Salzlösung liegt genau an der gleichen Höhe der Empfangsspule.

Aus den obigen Ergebnissen ergibt sich, dass der Versuch mit der Salzlösung als Kanalmedium nur geringe Unterschiede im Vergleich mit dem Luftkanal erbringt.

### 5.15.3 Abhängigkeit des Winkels zwischen den beiden Spulen mit der übertragenen Energie

Man nennt das Produkt aus magnetischer Flussdichte  $B$  und der senkrecht vom Magnetfeld durchsetzten Fläche  $A$  den magnetischen Fluss und bezeichnet ihn mit dem Buchstaben  $\Phi$ :

$$\Phi = \vec{B} \cdot \vec{A}$$

Ändert sich der magnetische Fluss  $\Phi$  durch Flächen- und/oder Flussdichtenänderung, so ändert sich entsprechend die induzierte Spannung an der sekundären Spule [74].

$$U_{\text{ind}}(t) = -N \cdot \dot{\Phi}(t)$$

Theoretisch befinden sich die Spulen in optimaler Position, wenn sich beide parallel ohne Winkelverschiebung gegenüber stehen. In der Realität kann der Winkel zwischen beiden Spulen von Optimalen Position abweicht. Durch die Winkeländerung ändert sich die senkrecht vom Magnetfeld durchsetzten Fläche  $A$ , was für Änderung der induzierten Spannung an der sekundären Spule führt.

Um festzustellen, ob die übertragene Energie nachlässt, wenn sich der Winkel zwischen Sender- und Empfangsspule ändert, wird folgender Versuch durchgeführt. Abbildung 5-34 zeigt den Versuchsaufbau zur Winkelmessung.

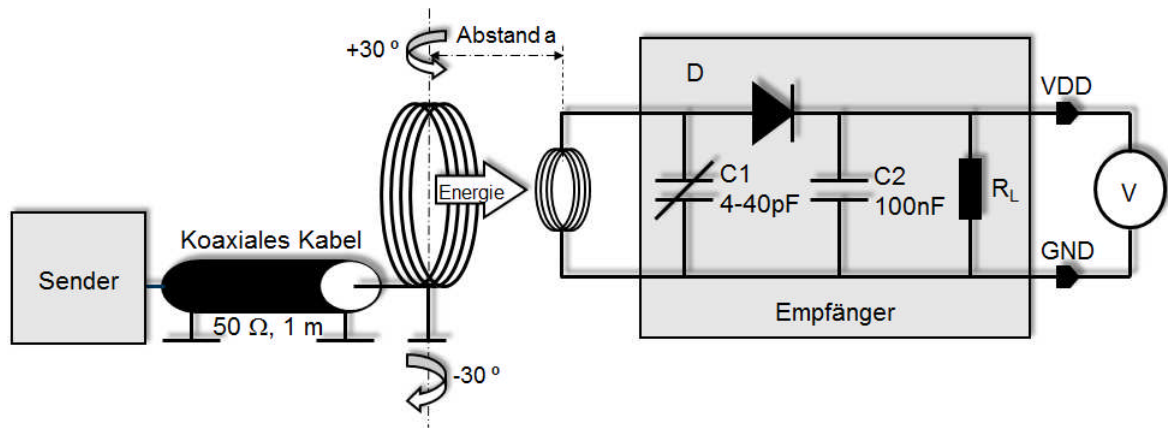


Abbildung 5-34: Versuchsaufbau zur Winkelabhängigkeit

Die Messungen wurden mit variierendem Spulenversatz und Drehung in 5 Grad-Schritten bei einem Spulenabstand von 20 mm durchgeführt. Die induzierte Spannung am Empfänger wird für jeden Winkel mit vier verschiedenen Lastwiderständen gemessen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5-35 dargestellt.

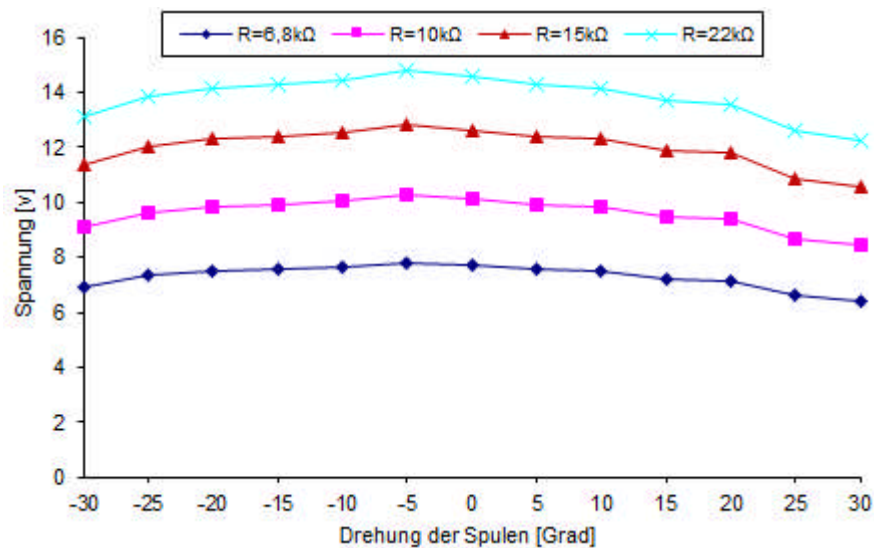


Abbildung 5-35: induzierte Spannung mit Versatz und Drehung.

Aus der Messung ist ersichtlich, dass der maximale Wert der induzierten Ausgangsspannung bei einem Winkel von 0 Grad erreicht wird, da in diesem Fall das magnetische Feld waagrecht zur Empfangsspule fällt, denn  $\Phi = \vec{B} \cdot \vec{A}$  enthält ein Skalarprodukt:  $\Phi = B \cdot A \cdot \cos(\alpha)$ , das ist maximal für  $\alpha=0^\circ$ . Die restlichen Ergebnisse sind quasi nicht abweichend von dem höchsten Wert der Ausgangsspannung. Die Werte ändern sich nur minimal, solange die Spulendrehung kleiner als 30 Grad ist.

## 5.16 Optimierung der beiden Spulen

Im Vordergrund der Realisierung der Antennen steht die Optimierung der einzelnen Parameter sowohl für die Primärspule als auch für die Sekundärspule. Die zu optimierten Parameter sind: die Anzahl der Windungen  $N$  und der Radius  $R$  für beide Spulen. Um dies umzusetzen, sind zuerst verschiedene Messungen notwendig, auf deren Grundlage anschließend mehrere Simulationen durchgeführt werden können. Im Folgenden werden zunächst verschiedene Spulenkonfigurationen getestet, um eine optimale Übertragung zu gewährleisten. Diese Ergebnisse können in Bezug auf Primär- und Sekundärspule aufgeteilt werden.

### 5.16.1 Optimierung der Primärspule

In diesen Messungen werden mehrere Primärspulen bei einer Frequenz von 13,56 MHz getestet. Die Windungszahl der Primärspule  $N_1$  wird von 1 bis 8 Windungen modifiziert, der Radius der Primärspule  $R_1$  wird von 10 bis 30 mm variiert. Die Parameter der Sekundärspule bleiben unverändert und werden auf  $N_2=20$  für die Anzahl der Windungen und  $R_2=2,5$  mm für den Radius fixiert. Die Messungen wurden bei einem konstanten Abstand von 20 mm und unter einer konstanten Last von  $1k\Omega$  durchgeführt. Abbildung 5-36 zeigt den Messaufbau zur Optimierung der Primärspule.

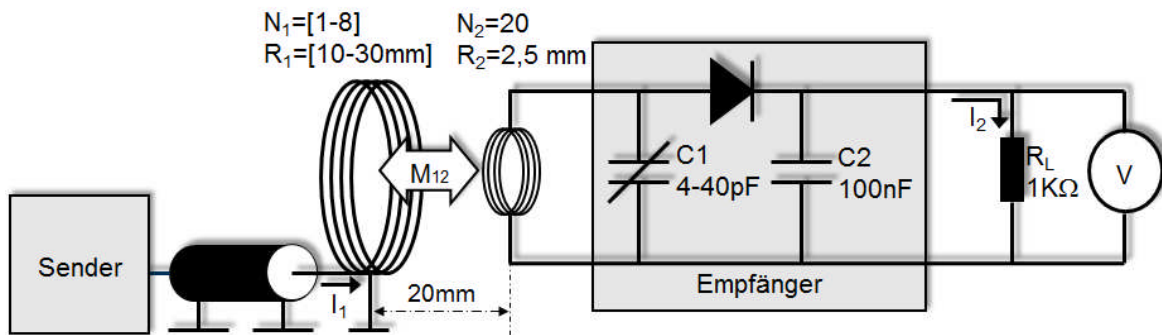


Abbildung 5-36: Versuchsaufbau zur Optimierung der Primärspule.

Zudem wird der Effektivstrom  $I_1$  durch die Primärspule als gutes Maß für die Leistung auf der Senderseite gemessen. Da die Last und der Abstand unverändert bleiben, ist  $I_2$  sicher ein Maß für die empfangene Leistung auf der Empfängerseite. Daher wird der Effektivstrom  $I_2$  durch die Sekundärspule an einem  $1k\Omega$  Lastwiderstand abgegriffen, um die magnetische Feldstärke beurteilen zu können. Die gemessenen Daten werden in Abbildung 5-37 und Abbildung 5-38 grafisch dargestellt. Die Ströme  $I_1$  und  $I_2$  sind als Effektivströme dargestellt.



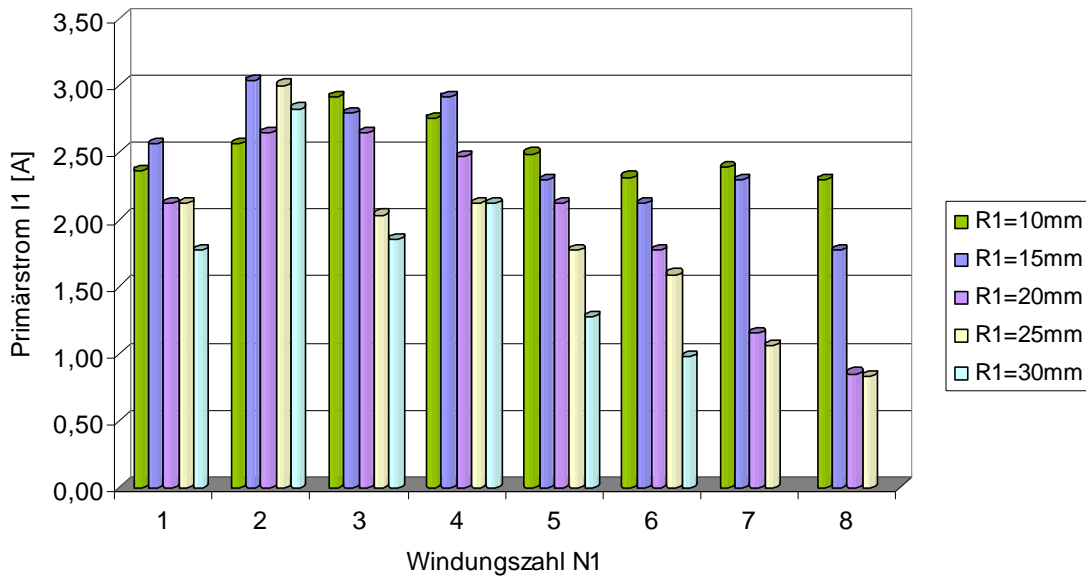


Abbildung 5-37: Effektivstrom  $I_1$  bei Variation der Windungszahl  $N_1$  und Radius  $R_1$  der Primärspule  $L_1$ .

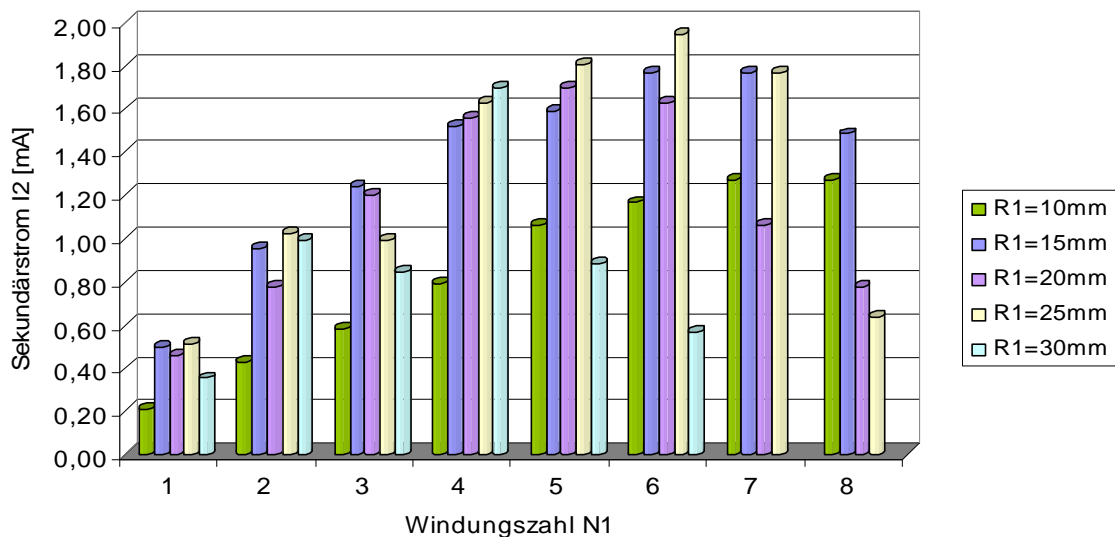


Abbildung 5-38: Effektivstrom  $I_2$  bei einem Abstand vom 20mm und Variation von Radius  $R_1$  und Windungszahl  $N_1$  der Primärspule  $L_1$ .

Von besonderer Bedeutung ist das Ergebnis bei einem Abstand von 20 mm zwischen beiden Spulen, da diese Konfiguration der Realität am nächsten kommt. In Abbildung 5-38 ist der Effektivstrom  $I_2$  in Abhängigkeit von  $N_1$  und  $R_1$  dargestellt. Hier wird der Strom  $I_2$  als Signal für die Stärke des empfangenen magnetischen Felds in der Sekundärspule  $L_2$  ausgenutzt. Der Graph zeigt, dass die Strom  $I_2$  und damit auch das magnetische Feld mit zunehmender Windungszahl der Primärspule  $N_1$  steigt bis ein maximaler Wert erreicht wird. Danach fällt die Stromwert  $I_2$  allmählich ab. Das Optimum liegt zwischen 4 und 6 Windungen. Danach steigen die Verluste in der Primärspule an, da der interne Widerstand der Primärspule  $R_{s1}$

zusammen mit Windungszahl steigt. Auch nimmt die interne Kapazität der Primärspule mit zunehmender Windungszahl  $N_1$  zu. Zudem wird die Bandbreite durch die interne Kapazität der Primärspule begrenzt. Der Grund dafür ist, dass die Spule sich nicht mehr als Induktivität sondern als Kapazität verhält, wenn der kapazitive Teil größer als den induktiven Teil der Spulenimpedanz wird [76].

Da der Effektivstrom  $I_2$  abhängig vom empfangenen magnetischen Feld in der Sekundärspule  $L_2$  ist, kann man feststellen, dass die maximale magnetische Feldstärke im Nahbereich (beim Abstand von 20mm) bei einer Windungszahl zwischen 4 bis 6 erreicht wird. Des Weiteren ist erkennbar, dass der optimale Radius der Primärspule im Bereich von 20-25mm liegt. Die Windungszahl der Primärspule hängt natürlich auch mit der verwendeten Frequenz zusammen. Hier wurden alle Ergebnisse bei einer Frequenz von 13,56 MHz erzielt. Beispielsweise beträgt die günstigste Windungszahl bei einer Frequenz von 135 kHz den Wert  $N_2=33$ .

### 5.16.2 Optimierung der Sekundärspule

Die erhaltenen Ergebnisse dienen nun als Grundlage für die Konfiguration der Sekundärspule. Dazu setzt man nun die Parameter der Primärspule fest und variiert die Sekundärseite. Die Werte für die Sendespule betragen  $N_1=5$  für die Windungszahl und  $R_1=25\text{mm}$  für den Radius. Dabei bleibt der Abstand konstant auf 20 mm. Man verändert hier die Windungszahl ( $N_2=5-40$ ) und den Radius ( $R_2=2,5-7,5\text{mm}$ ) der Sekundärspule. Der Messaufbau ist in Abbildung 5-39 dargestellt.

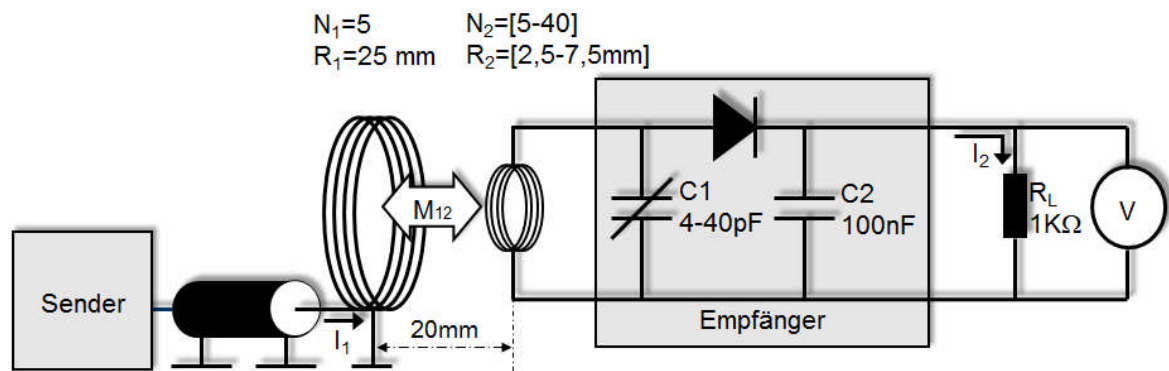


Abbildung 5-39: Versuchsaufbau zur Optimierung der Sekundärspule.

Für die Messung wird die übertragene Energie an einem  $1\text{k}\Omega$ -Lastwiderstand abgegriffen. Die gemessenen Effektivströme  $I_2$  sind in Abbildung 5-40 dargestellt.

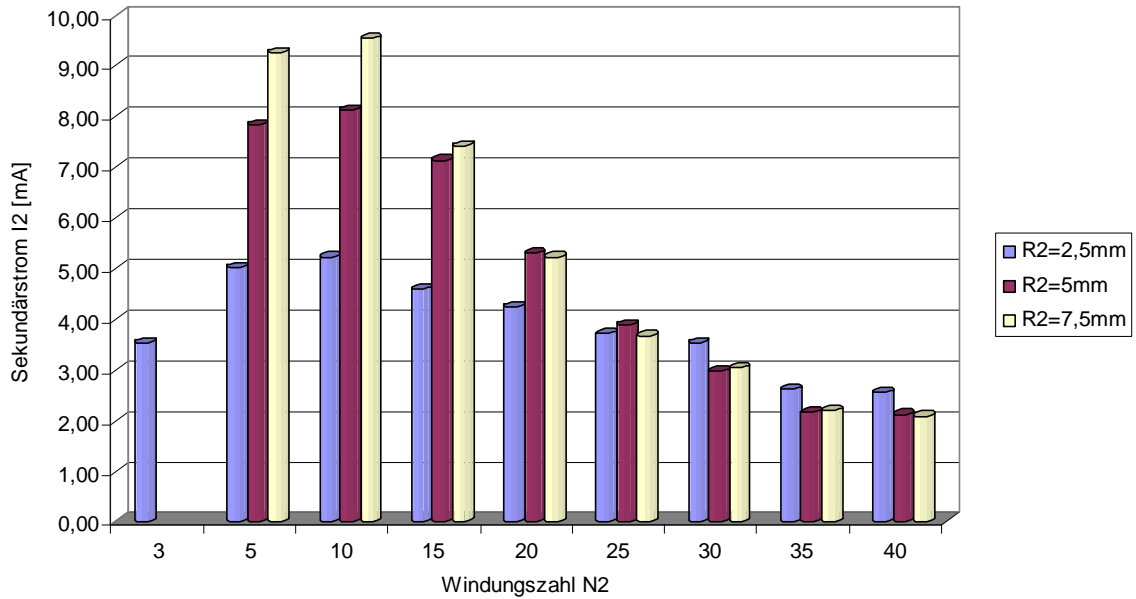


Abbildung 5-40: Sekundärstrom  $I_2$  bei festem Abstand von 20 mm und Variation von Spulenzradius  $R_2$  und Windungszahl  $N_2$  der Sekundärspule.

Die Messergebnisse zeigen, dass die maximale Übertragung bei einer Windungszahl  $N_2$  zwischen 5 und 10 Windungen erreicht wird. Nimmt die Windungszahl weiter zu, steigen die Verluste an. Außerdem begrenzt die Spulenzkapazität die Bandbreite. Im Gegensatz dazu führen weniger Windungen zu einem kleineren magnetischen Fluss bzw. kleinerem Kopplungsfaktor.

Um die Verknüpfung von Primär- und Sekundärspule zu veranschaulichen, können die Gegeninduktivität  $M_{21}$  und die Kopplungsfaktor  $K$  zwischen beiden Spulen ermittelt werden. Da die Parameter der Primärspule bzw. der Sendestufe unverändert bleiben, ist hier auch die magnetische Feldstärke  $H_1$ , die von der Sendeantenne erzeugt wird, konstant und kann bei einem Abstand  $x = 20$  mm wie folgt berechnet werden [3]:

$$H_1 = \frac{I_1 \cdot N_1 \cdot R_1^2}{2\sqrt{(R_1^2 + x^2)^3}} \approx 85 \text{ A/m}$$

Wobei  $I_1=1,77$  A,  $N_1=5$ ,  $R_1=25$  mm,  $L_1=2,46$   $\mu$ H, und  $d_2=0,1$  mm betragen.

Die magnetische Flussdichte bei einem Abstand  $x=20$  mm wird berechnet zu:

$$B_1 = \mu H_1 = \mu_0 \mu_r H_1 \text{ Tesla,}$$

wobei das Tesla (oder Einheitenzeichen T) die Einheit der magnetischen Flussdichte ist,  $\mu_0$  die magnetische Feldkonstante ist und hat den Wert:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{N}{A^2} = 1,26 \times 10^{-6} \text{ N/A}^2$$

Der magnetische Fluss, der durch die Fläche  $A_2$  der Sekundärspule fließt, ist:

$$\Phi_{21} = B_1 \cdot A_2$$

Der gesamte magnetische Fluss durch die Sekundärspule beträgt dann:

$$\psi_{21} = \Phi_{21} \cdot N_2$$

Die Gegeninduktivität zwischen der beiden Spulen  $M_{21}$  berechnet man zu:

$$M_{21} = \frac{\psi_{21}}{I_1} \quad \text{und} \quad K = \frac{M_{21}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (5.19)$$

Abbildung 5-41 zeigt diesem Zusammenhang, woraus ersichtlich wird, dass mit steigender Windungszahl  $N_2$  und steigendem Radius  $R_2$  der Sekundärspule die Gegeninduktivität  $M_{21}$  ebenfalls zunimmt.

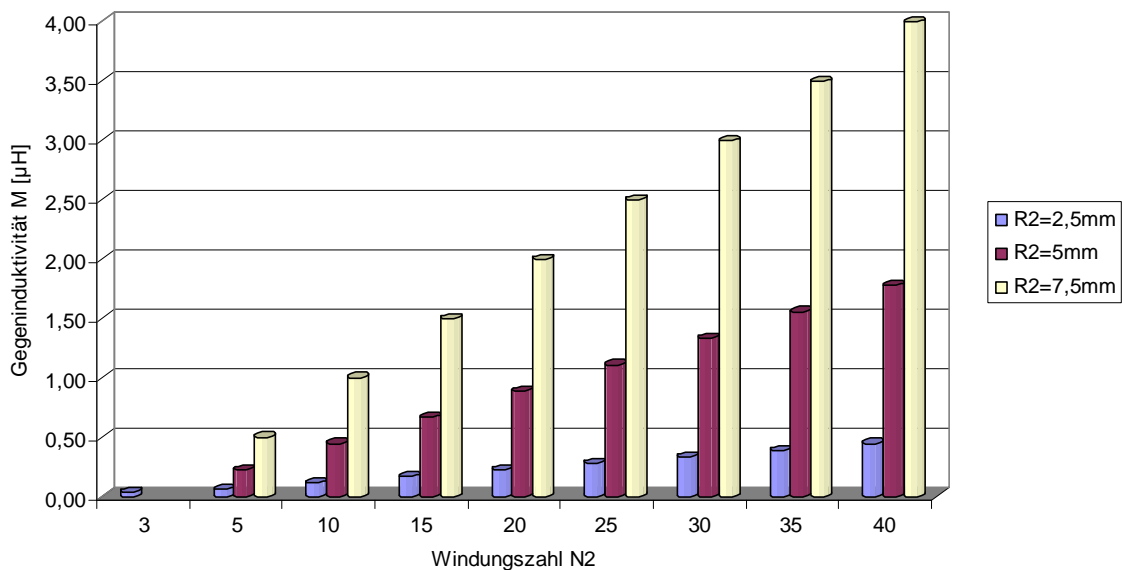


Abbildung 5-41: Gegeninduktivität  $M_{21}$  bei einem Abstand  $x = 20\text{mm}$  und Variation von Spulenradius  $R_2$  und Windungszahl  $N_2$  der Sekundärspule.

Die Messungen zeigen, dass mit steigender Fläche der Sekundärspule  $A_2$  auch die Übertragung zunimmt, d.h. die Sekundärspule sollte im Rahmen der als Augenimplantat möglichen Abmessungen die maximal realisierbare Fläche besitzen.

### 5.16.3 Analyse der Spulenimpedanz über der Frequenz

Eine reale Spule kann theoretisch durch die Kombination von drei Bauelementen ersetzt werden [65]. Die allgemeine Ersatzschaltung für eine Spule besteht aus einer idealen Induktivität  $L_S$ , dem ohmschen Widerstand  $R_S$  und einer idealen Kapazität  $C_P$ . Abbildung 5-42 zeigt das Ersatzschaltbild einer realen Spule.

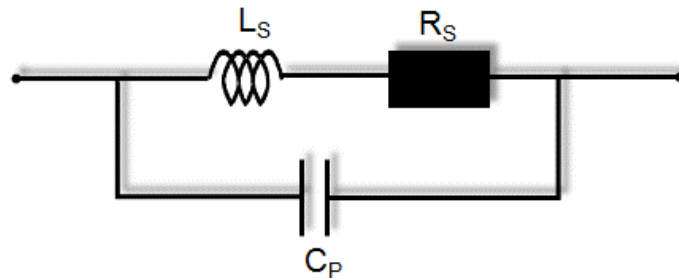


Abbildung 5-42: Ersatzschaltbild einer realen Spule.

Um die Impedanz einer realen Spule über den Verlauf der Frequenz analysieren zu können, wurde die Spule an einen Spektrumanalysator angeschlossen. Der Spektrumanalysator misst die Spulenparameter in einem bestimmten Frequenzbereich. Hier wird die Frequenz von 0 bis 100 MHz durchlaufen. Abbildung 5-43 zeigt den gemessenen Induktivitätsverlauf der Primärspule  $L_S$ .

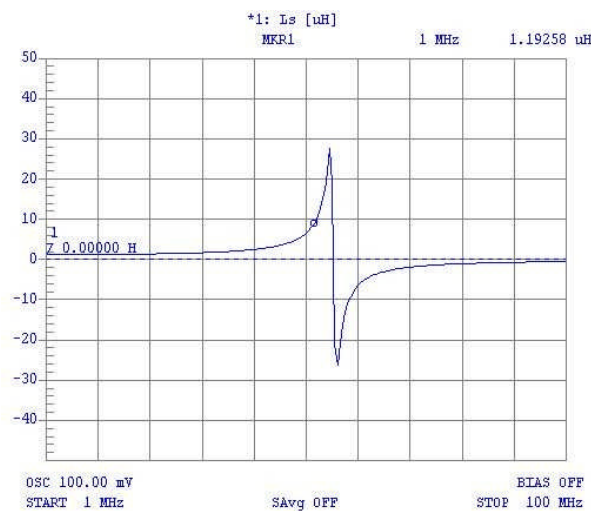


Abbildung 5-43: der vom Spektrumanalysator gemessene Induktivitätsverlauf der Primärspule  $L_S$  über die Frequenzen von 0 bis 100 MHz. X-Achse ist die Frequenz in MHz und Y-Achse ist die Induktivität in  $\mu\text{H}$

In niedrigem Frequenzbereich (hier bis 30 MHz) bleibt die Impedanz fast konstant und nur in diesem Bereich kann die Spule ausgenutzt werden, da die Induktivität der Spule über der Frequenz stabil ist. Mit zunehmender Frequenz steigt der induktive Teil der Spulenimpedanz bis zu einem maximalen Wert (ca. 28  $\mu\text{H}$ ), danach fehlt plötzlich der induktive Teil der Spule

und der kapazitive Teil steigt an. An dem Punkt, wo beide Teile gleich sind, befindet sich die eigene Resonanzfrequenz (hier 55 MHz). Dann wird der kapazitive Teil der Impedanz größer als der induktive Teil und die Spule verhält sich wie eine kapazitive Impedanz. Abbildung 5-44 zeigt den gemessenen Verlauf des ohmschen Widerstandes  $R_s$  und den Gütefaktor  $Q$  der Primärspule im Frequenzbereich 0 bis 100 MHz.

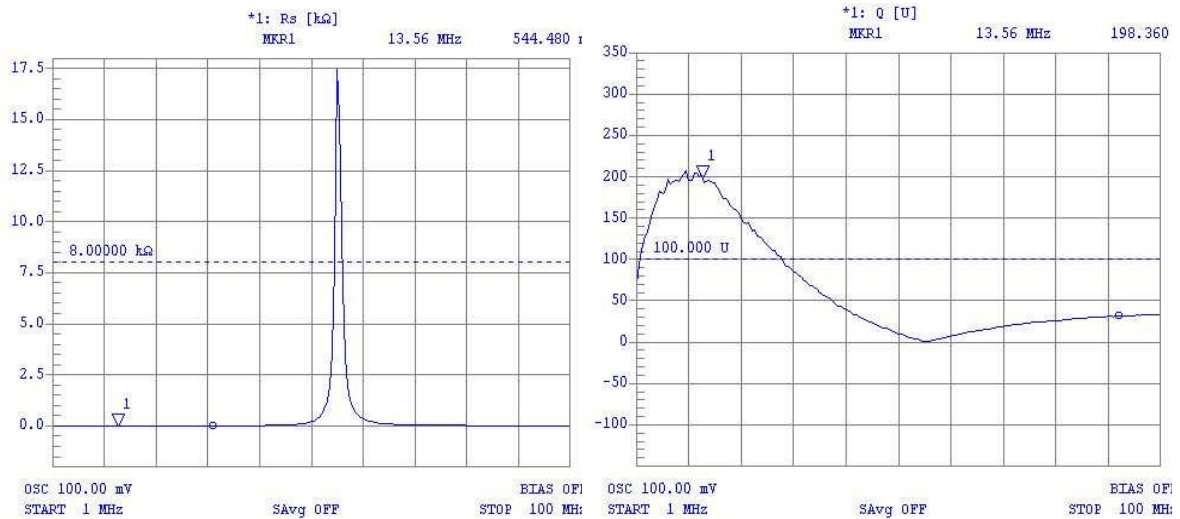


Abbildung 5-44: Verlauf der Widerstand  $R_s$  (links) und der Gütefaktor  $Q$  (rechts) der Primärspule.

Abbildung 5-45 zeigt den vom Spektrumanalysator gemessenen Verlauf der Induktivität  $L_s$ , des Widerstandes  $R_s$  und den Gütefaktor  $Q$  der Sekundärspule über den Frequenzbereich 0 bis 50 MHz.



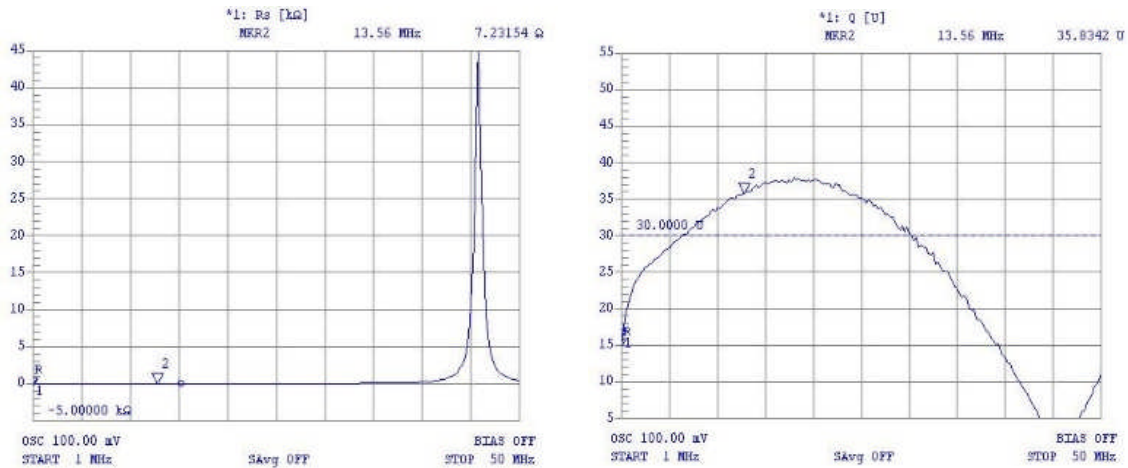


Abbildung 5-45: Verlauf der Induktivität  $L_s$  (oben), Widerstand  $R_s$  (links) und der Gütefaktor  $Q$  (rechts) der Sekundärspule über den Frequenzbereich 0 bis 50 MHz.

## 5.17 Diskussion der Messergebnisse

Auf der Primärseite zeigen die Ergebnisse, dass die maximale magnetische Feldstärke im Nahbereich bei einer Windungszahl zwischen 4 bis 6 erreicht wird. Bei mehr als 8 Windungen steigen die Verluste in der Primärspule an, da der interne Widerstand der Primärspule  $R_{S1}$  mit der Windungszahl steigt. Die Ergebnisse sind hier bei einer Frequenz von 13,56 MHz. Des Weiteren wurde festgestellt, dass der optimale Radius der Primärspule für die intraokulare Sehhilfe im Bereich von 20-25mm liegt.

Auf der Sekundärseite zeigen die Messergebnisse, dass die maximale Energieübertragung bei einer Windungszahl zwischen 5 und 10 Windungen erreicht wird. Nimmt die Windungszahl weiter zu, steigen die Verluste an. Außerdem begrenzt die Spulenkapazität die Bandbreite. Im Gegensatz dazu führen weniger Windungen zu einem kleineren magnetischen Fluss bzw. kleinerem Kopplungsfaktor. Da mit steigender Fläche der Sekundärspule auch die Energieübertragung zunimmt, sollte die Sekundärspule im Augenimplantat die maximal realisierbare Fläche besitzen.

Bei der Abstandsmessung erkennt man, dass bei einer Last  $R_L=10\text{ k}\Omega$  die Energieübertragung bis zu einem Abstand von über 25 mm gewährleistet ist. Der zulässige Abstand zwischen beiden Spulen wird bei niedriger Last immer geringer.

## 5.18 Energieversorgungseinheit des Implantats

Die Energieübertragung zum Implantat erfolgt über eine transformatorische Auskopplung zwischen der Sende- und Empfangsantenne. Das Implantat gewinnt seine Energie aus dem Hochfrequenzfeld der Sendeeinheit. Hierfür wird die in der Empfangsspule induzierte hochfrequente Spannung mittels eines geeigneten Gleichrichters in eine Gleichspannung umgewandelt. Der nachfolgende Spannungsbegrenzer regelt die Versorgungsspannung VDD und

begrenzt ihre Welligkeit auf den erforderlichen Wert. Ein externer Glättungskondensator ist hier nötig, um die Spannung am Ausgang möglichst stabil zu halten. In der Abbildung 5-46 ist ein Blockschaltbild der Energieversorgungseinheit des Implantats dargestellt, die aus einer Empfangsspule  $L$ , einem Empfängerchip und einem Glättungskondensator  $C_{\text{ext}}$  besteht.

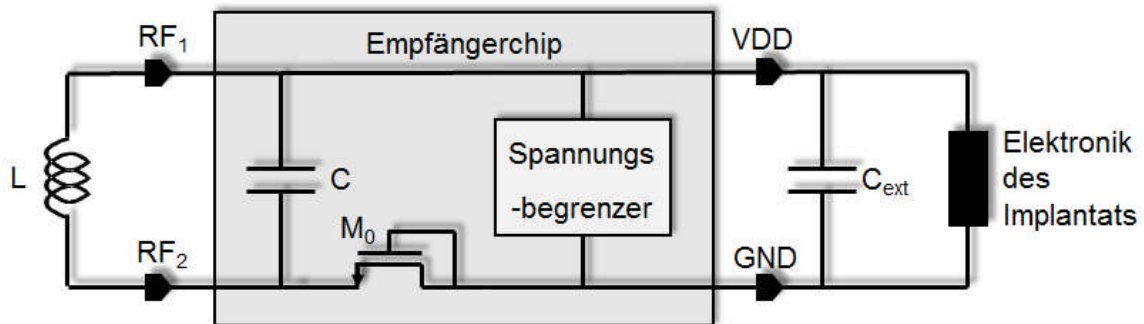


Abbildung 5-46: das Blockschaltbild der Energieversorgungseinheit des Implantats.

Die Spule  $L$  bildet gemeinsam mit einer integrierten Kapazität  $C$  einen Schwingkreis, dessen Resonanzfrequenz der Übertragungsfrequenz des HF-Signals (13,56 MHz) entspricht. Die im Schwingkreis induzierte Wechselspannung wird durch einen Einweggleichrichter in eine Gleichspannung umgeformt. Der Gleichrichter wird mit einem MOS-Transistor  $M_0$  realisiert und ebenfalls auf dem Chip integriert. Ein weiterer auf dem Chip integrierter Schaltkreis ist die Spannungsbegrenzungsschaltung. Die Begrenzerschaltung limitiert die Ausgangsspannung  $V_{DD}$  auf 3,3 Volt und schützt die zu versorgenden Komponenten vor unerwünschten Spannungsspitzen. Der Kondensator  $C_{\text{ext}}$  glättet die Ausgangsspannung. Die elektronischen Komponenten des Implantats sind für eine annähernd konstante Gleichspannung von 3,3 Volt ( $\pm 10\%$ ) ausgelegt. Die Komponenten der Energieversorgungseinheit wurden im Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme IMS in Duisburg auf einem Chip mit der Bezeichnung "Energieempfängerchip oder EE-Chip" realisiert. Der EE-Chip basiert auf einer  $1,2\ \mu\text{m}$  CMOS-Technologie und die Chipfläche beträgt  $0,939\ \text{mm} \times 0,770\ \text{mm}$ . Abbildung 5-47 zeigt das Foto des Energieempfängerchips.



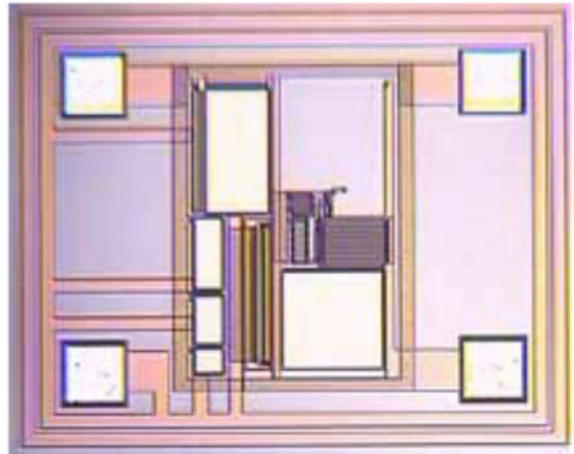


Abbildung 5-47: Foto des Energieempfängerchips (EE-Chip).

## 5.19 Auswertung der Energieübertragung der Intraokularen Sehhilfe

Um die Energieversorgung des Implantats auswerten zu können, müssen der Energieempfängerchip, der Trimmkondensator, Gleichrichter und Spannungsbegrenzer enthält, getestet werden. Dazu wurden der Energieempfängerchip mit der Spule, dem Glättungskondensator, einem Stecker für den Lastwiderstand und einem BNC-Stecker auf einer Platine verlötet. Über den BNC-Stecker wurde die Spannung am Ausgang  $U_{OUT}$  mit dem Oszilloskop gemessen. Abbildung 5-48 zeigt den Messaufbau zur Untersuchung der Energieempfängerchip.

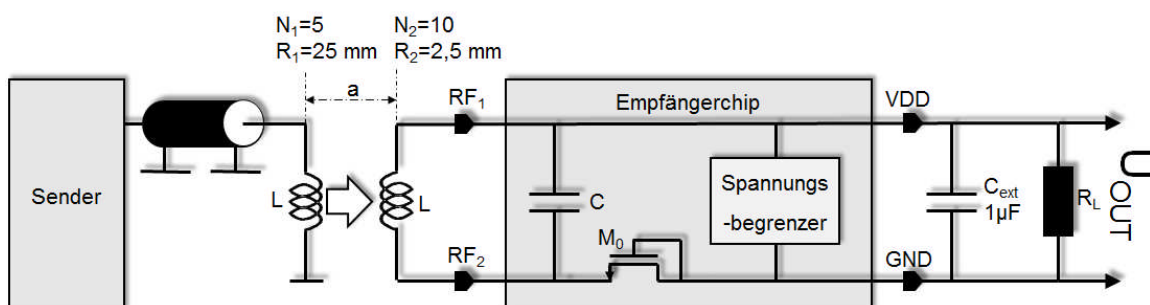


Abbildung 5-48: Messaufbau zur Messung des Energieempfängerchips (EE-Chip).

Im Folgenden soll die Messanordnung zur Energieübertragung in verschiedenen Punkten ausgewertet werden. Es sollte der maximale Abstand der Spulen bei ausreichender Ausgangsspannung bestimmt werden. Zudem war zu überprüfen, wie niederohmig die Last gestaltet werden kann. Für die folgenden Messungen wurde die Sendefrequenz auf  $f_0=13,56$  MHz fest eingestellt und die Sendeschaltung wurde mit 5 V Versorgungsspannung betrieben.

### 5.19.1 Maximaler Abstand der Spulen

Die Messung bestand darin, die Ausgangsspannung des Energieempfängerchips  $U_{OUT}$  in Abhängigkeit vom Abstand der konzentrisch angeordneten Spulen aufzunehmen. Die Ausgangsspannung des Energieempfängerchips  $U_{OUT}$  wurde ohne Belastung aufgenommen. Die Messkurve ist in Abbildung 5-49 dargestellt.

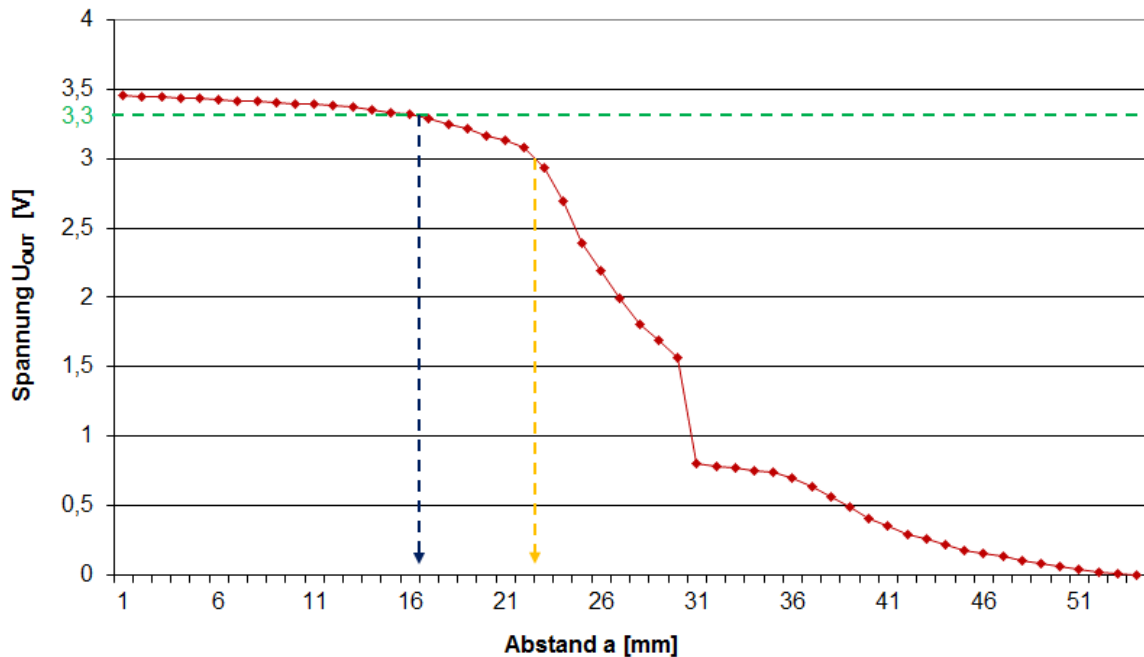


Abbildung 5-49: Ausgangsspannung des Energieempfängerchips  $U_{OUT}$  in Abhängigkeit vom Abstand  $a$  zwischen den Send- und Empfangsspulen ohne Belastung.

Als Grenze der minimal benötigten Ausgangsspannung  $U_{OUT}$  lässt sich 3,3 V und im günstigsten Fall noch 3,0 V angeben. Eine Spannung von 3,3 V konnte bis zu einem Abstand von 16 mm der Spulen zueinander gemessen werden, 3,0 V bis 22 mm Abstand. Die Spannung nähert sich null bei 54 mm Abstand. Beim Übergang von 30 mm zu 31 mm ist ein starker Abfall der Ausgangsspannung zu bemerken. Somit handelt es sich bei den Werten von 31 mm bis 36 mm um systematische Messfehler, da die Kurve stetig verlaufen müsste.

### 5.19.2 Variation des Lastwiderstandes

Für die folgende Messung wurde die Ausgangsspannung des Energieempfängerchips  $U_{OUT}$  in Abhängigkeit von der Last gemessen. Dazu wurde der Energieempfängerchip bei einem konstanten Abstand von  $a = 10$  mm gehalten. Ein Präzisionstrimmer wurde als Lastwiderstand eingesetzt und der gewünschte Widerstandswert mit einem Digitalmultimeter eingestellt. Die Ausgangsspannung wurde für diverse Lastwiderstandswerte im Bereich von  $500\Omega$  bis  $100\text{ k}\Omega$  aufgenommen. Die Messkurve ist in Abbildung 5-50 zu sehen.

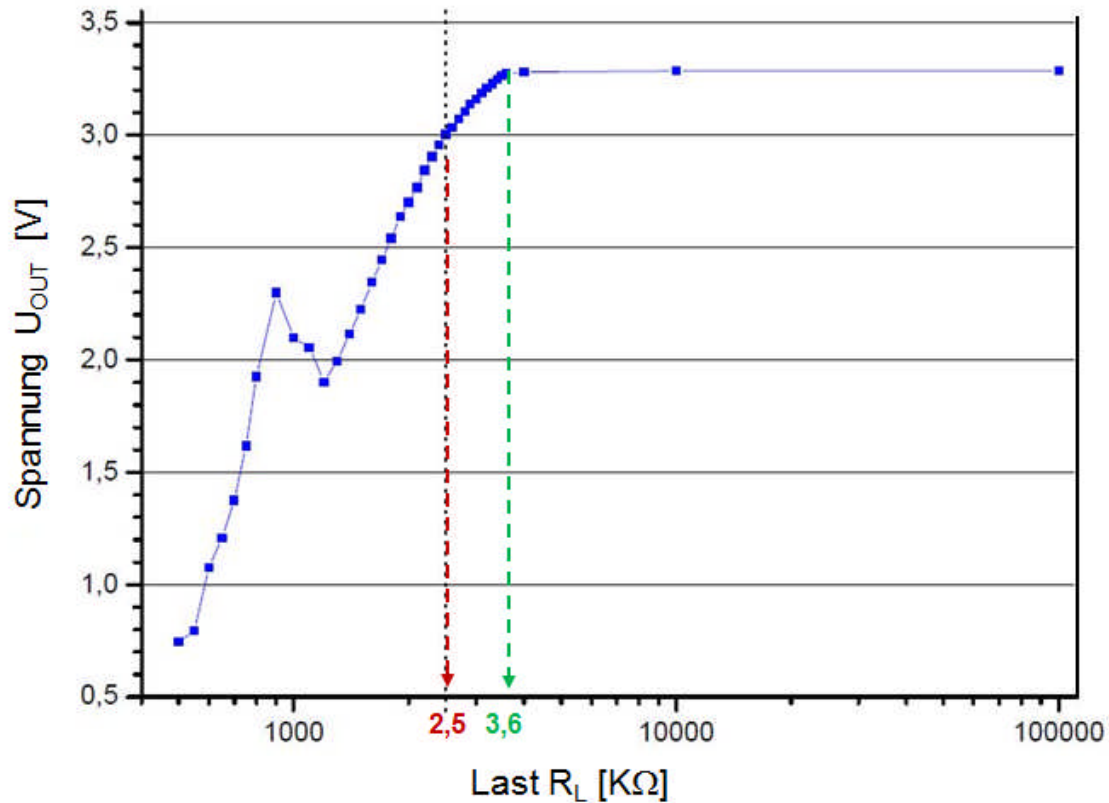


Abbildung 5-50: Ausgangsspannung des Energieempfängerchips  $U_{OUT}$  bei Variation des Lastwiderstandes von  $500 \Omega$  bis  $100 \text{ k}\Omega$  variiert. Abstand ist konstant  $a = 10 \text{ mm}$ .

Es lässt sich erkennen, dass die Spannung bis zu einer Last von  $3,6 \text{ k}\Omega$  relativ konstant bei  $3,3 \text{ V}$  bleibt, bei kleineren Lasten aber rapide abfällt. Baut man Lasten kleiner als  $2,5 \text{ k}\Omega$  ein, fällt die Spannung unter  $3 \text{ V}$  und man misst keine gültige Gleichspannung mehr.

### 5.19.3 Ausgangsspannung bei exzentrischer Verschiebung

In einem weiteren Experiment wurden die beiden Spulen exzentrisch gegeneinander in  $5 \text{ mm}$ -Schritten  $[0-30\text{mm}]$  verschoben. Die Ausgangsspannung des Energieempfängerchips  $U_{OUT}$  wurde bei einem Abstand von  $1 \text{ mm}$  aufgenommen. Die Messkurve ist in Abbildung 5-51 dargestellt.

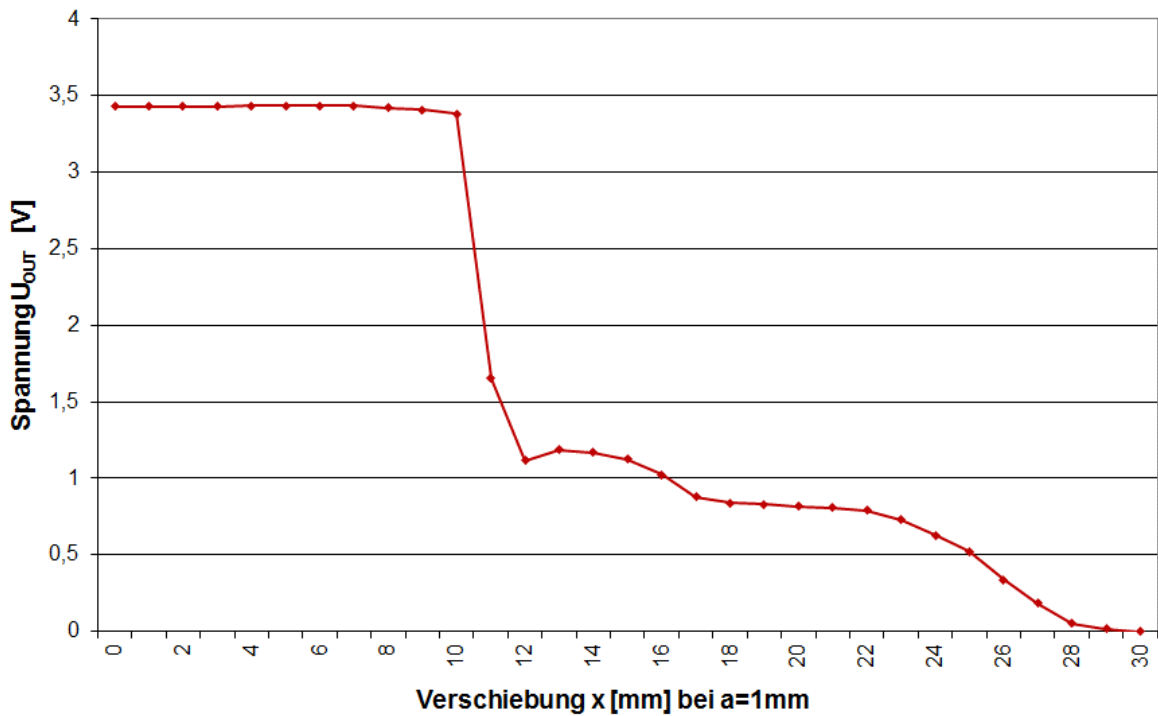


Abbildung 5-51: Ausgangsspannung des Energieempfängerchips  $U_{OUT}$  in Abhängigkeit von der exzentrischen Verschiebung  $x$  den Spulen und bei einem Abstand  $a=1$  mm.

Der starke Abfall bei 11 mm Verschiebung liegt daran, dass in der Projektion gesehen die kleinere Empfängerspule das Innere der Senderspule komplett verlassen hat. Im Inneren ist das magnetische Feld stärker ausgeprägt. Dies lässt sich durch die Summe der Innenradien der Spulen belegen. Der Innenradius der Senderspule beträgt 20 mm und bei der Empfängerspule 2,5 mm. In der Summe ergibt dies 22,5 mm. Deswegen hat die Messkurve zwischen  $x = 11$  mm und  $x = 13$  mm einen Einbruch in der Spannung (50%) während die Spannung auf 0 V bei 28 mm abfällt.

Eine weitere Messung wurde wie die vorherige durchgeführt, nur im Abstand  $a = 10$  mm. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5-52 dargestellt.

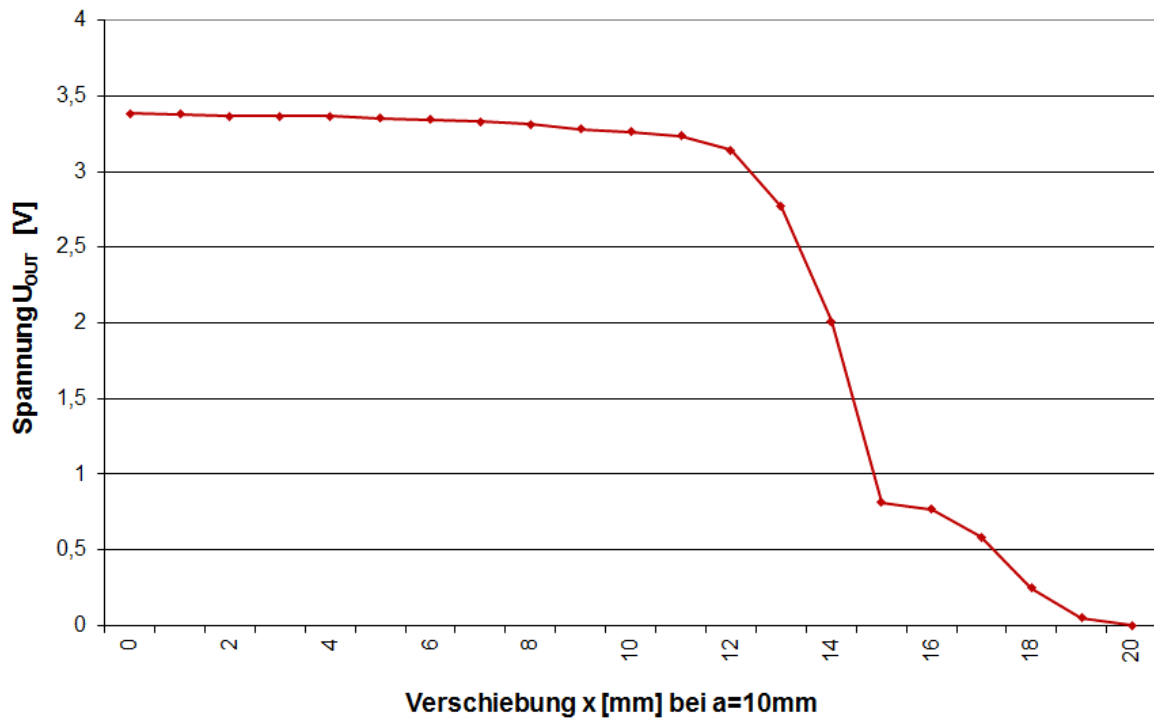


Abbildung 5-52: Ausgangsspannung des Energieempfängerchips UOUT in Abhängigkeit von der exzentrischen Verschiebung  $x$  den Spulen und bei einem Abstand  $a=10$  mm.

Beiden Messungen ist gemeinsam, dass eine exzentrische Verschiebung bis  $x = 10$  mm vorgenommen werden kann, ohne dass die Ausgangsspannung merklich fällt.

#### 5.19.4 Maximaler Abstand der Spulen bei erhöhter Sendeleistung

In zweitem Experiment wurde eine externe einstellbare Spannungsversorgung am Sender angeschlossen, um auch höhere Spannungen an der Senderspule zu erzeugen und damit eine höhere Sendeleistung zu erreichen. In Abbildung 5-53 ist der Abstand aufgetragen, wie weit man die Spulen konzentrisch voneinander entfernen kann bis die Ausgangsspannung des Energieempfängerchips gerade unter 3 V fällt in Abhängigkeit von der Spannung an der Senderspule.

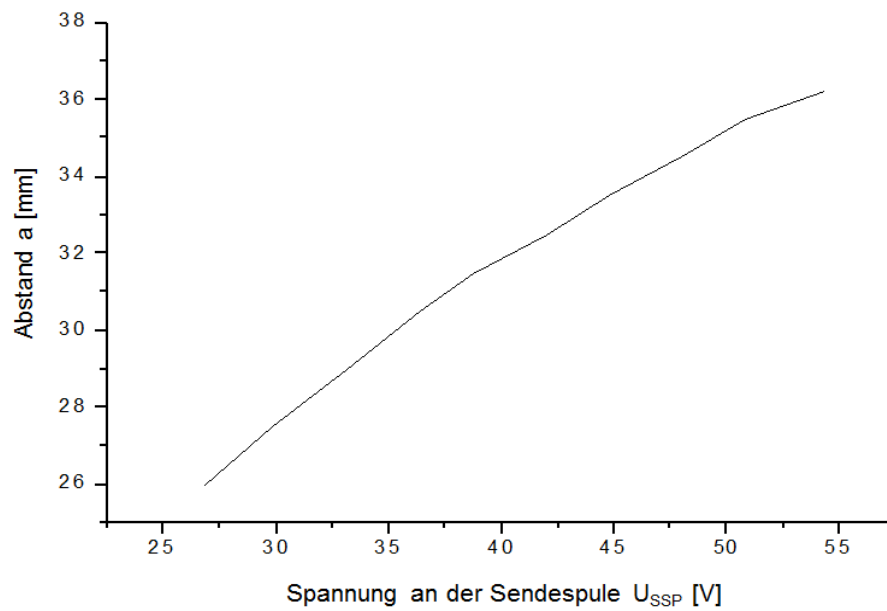


Abbildung 5-53: maximaler Abstand  $a$  bei Ausgangsspannung des Energieempfängerchips  $U_{OUT}$  @ 3 V in Abhängigkeit von der Spannung an der Senderspule  $U_{SSP}$ .

Der Zusammenhang ist für kleinere Spannungswerte nahezu linear, zu größeren Spannungen hin nimmt die Steigung des Verlaufs ab.

### 5.19.5 Minimale Belastung für verschiedene Sendeleistungen

Danach wurden jeweils für verschiedene Versorgungsspannungen des Senders ( $V_{EXT}$  an Buchse J2 in Abbildung 5-20) folgende Messungen durchgeführt. Um die minimal mögliche Last zu bestimmen, wurde die Ausgangsspannung für diverse Widerstandswerte im Bereich von  $1,5k\Omega$  bis  $1M\Omega$  aufgenommen. Der Abstand der Spule betrug dabei  $a=1$  mm. Dies ist für verschiedene Werte der Versorgungsspannung am Energiesender in Abbildung 5-54 dargestellt.

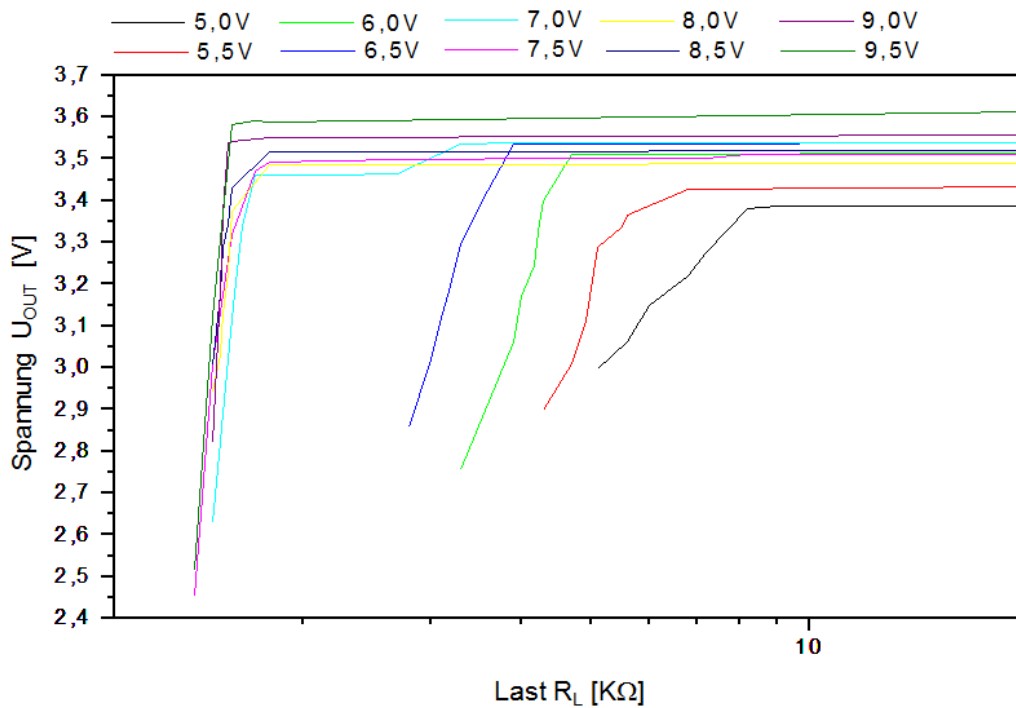


Abbildung 5-54: Ausgangsspannung des Energieempfängerchips  $U_{OUT}$  in Abhängigkeit von der Last  $R_L$  für verschiedene Werte der Senderversorgungsspannung  $V_{EXT}$  und bei einem Abstand  $a=1$  mm und  $f_0=13,56$  MHz.

Die Messungen ließen erkennen, dass man bei steigender Spannung an der Sendespule  $U_{SSP}$  immer niedrigere Lasten verwenden konnte, bei gleicher Ausgangsspannung  $U_{OUT}$ . Jedoch stagnierte der Wert für die Last, bei dem  $U_{OUT}$  unter 3 V fällt, auf ca. 1,5 kΩ bei größeren Sendeleistungen. Folglich kann eine Schaltung angeschlossen werden, dessen Eingangswiderstand 1,5 kΩ nicht unterschreitet.

## 5.20 Diskussion der Messergebnisse

Die Messergebnisse auf der Sendeseite zeigen, dass der Sender an einem Implantat, das sich in einem Abstand von 20 mm befindet, eine Leistung von 16,38 mW zur Verfügung stellen kann. Die gesamte erforderliche Leistung für das Implantat beträgt ca. 10 mW [33]. Das bedeutet, dass der Sendeeinheit am Implantat bei einem Mindestabstand von 20 mm genug Energie zur Verfügung gestellt wird, wie durch obige Messungen nachgewiesen wurde.

Die Energieversorgungseinheit versorgt das gesamte Implantat mit der elektrischen Energie. Die Güte der Energieversorgungseinheit bestimmt durch die implantierbare Mikropule und den Energieempfängerchip (EE-Chip). In 5.17 wurde das Spulensystem mit ihrem Einfluss auf der Energieübertragung untersucht und diskutiert. Nun wird die Energieversorgungseinheit des Implantats (EE-Chip) gemessen und diskutiert.

Die Messungen auf der Seite des Implantats zeigen, dass die induktive Energieversorgung als eine geeignete Lösung für die intraokulare Sehhilfe gut ist, solange die Last nicht den maximalen Wert  $R_L = 3,6 \text{ k}\Omega$  überschritten wird. Der maximale Lastwiderstand  $R_L = 3,6 \text{ k}\Omega$  wurde durch die Messung der Spannung bei Variation des Lastwiderstandes ermittelt (Abbildung 5-50). In diesem Fall ist die Energieübertragung bis zu einem Abstand von 10 mm gewährleistet und die Versorgungsspannung des Implantats bleibt relativ stabil bei 3,3 V. Bei kleineren Lasten bis 2,5 k $\Omega$  ist der Betrieb des Implantats nicht sicher. Wird die Last kleiner als 2,5 k $\Omega$ , fällt die Spannung unter 3 V und die Energieübertragung ist in diesem Fall nicht gewährleistet.

## 5.21 Maßnahmen zur Verbesserung der Energieübertragung bei intraokularen Sehhilfe

Im Vorfeld muss unbedingt der genaue Energieverbrauch der einzelnen Teilkomponenten des Implantates und besonders das LED-Mikrodisplay ermittelt werden. Sollte die übertragene Energie nicht für den Betrieb des Implantats ausreichen, können mehreren Verbesserungsmaßnahmen sowohl für die Sendeseite als auch für die Empfangsseite probiert werden. Hier sind die möglichen Maßnahmen zur Verbesserung der Energieübertragung aufgelistet:

- Der Energieempfängerchip muss neu dimensioniert werden, damit mehr Energie am Implantat zur Verfügung bleiben. Der Nachteil ist hier, dass die ASIC-Entwicklung mit weiteren Kosten verbunden ist.
- Im Sender kann die Sendeleistung erhöht werden. Das ist machbar durch die zweite Versorgungsspannung des Klasse-E-Verstärkers (Buchse J2 in Abbildung 5-20), aber als Nachteile besteht die Gefahr der Erwärmung des Gewebes.
- Auf der Senderseite kann eine große Primärspule benutzt werden. Ihre Größe ist jedoch durch das Einfügen in das Gestell einer Brille begrenzt.
- Durch Verwendung einer großen implantierbaren Spule kann im Implantat mehr Energie gewonnen werden, aber der zur Verfügung stehende Platz im Auge ist begrenzt.
- Durch Optimierung des ASICs kann den Verbrauch im Implantat gesenkt werden. Das ist abhängig von der Technologie zur Herstellung des ASICs und ist mit weiteren Kosten verbunden.



## 6 Realisierung des IOS-Systems

In diesem Kapitel wird die Realisierung einer funktionierenden intraokularen Sehhilfe beschrieben. Dabei wird der Aufbau der extraokularen Sendeeinheit und der implantierten Einheit erläutert. Es sollen lediglich einige Ideen für die Realisierung der extraokularen Sendeeinheit als mobiles Gerät präsentiert werden.

Zunächst wird die Ansteuerungssoftware für die Sendeeinheit beschrieben. Es folgt eine Untersuchung der Datenübertragung über das gesamte System. Abschließend werden der Aufbau des Implantates sowie die Geometrie und Lokalisierung des Implantats im Auge vorgestellt.

### 6.1 Realisierung der Sendeeinheit

Die extraokulare Sendeeinheit besteht aus zwei externen Teile, die sich außerhalb des Auges befinden und das Implantat mit elektrischer Energie und optische Daten versorgen. Der erste Teil wird in einem Brillengestell mit getönten Gläsern integriert und es beinhaltet eine miniaturisierte Kamera für die Bildaufnahme, eine Sendeantenne für induktive Energieübertragung sowie eine Lichtquelle zur optischen Datenkommunikation zum Implantat. Abbildung 6-1 zeigt die Realisierung einer extraokularen Sendeeinheit als mobiles Gerät.

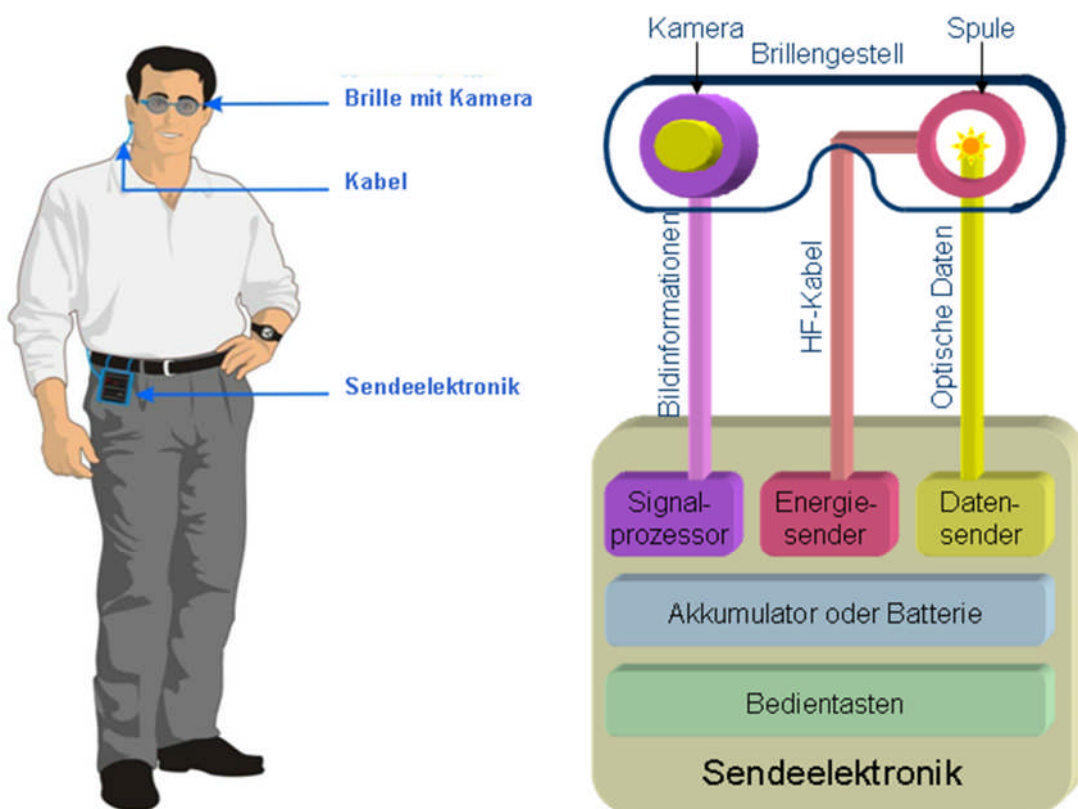


Abbildung 6-1: Realisierung einer extraokularen Sendeeinheit.

Die Sendeelektronik enthält einen Signalprozessor, einen Energiesender, eine IR-Laserdiode, Batterien und Bedienelemente. Dieses Modul sollte etwa so groß wie eine Zigarettenschachtel sein und wird mit einem Clip am Gürtel des Patienten befestigt [77]. Die Bedienelemente sollen auch für blinde Patienten leicht zu bedienen sein. Die Sendeelektronik wird über mehrere Kabel mit der Brille verbunden. Das optische Datensignal wird über einen Lichtwellenleiter an die Brille weitergeleitet und von dort durch die getrübbte Hornhaut an das Implantat gesendet [58]. Die Primärspule wird über ein koaxiales Kabel mit der Sendeelektronik verbunden (siehe Abbildung 6-1).

Bei der Realisierung der Sendeantenne soll definiert werden, wie die zu erwartende Größe der externen Spule an die Brille angepasst werden kann. Ein typisches Brillenglas ist meist elliptisch und hat die in Abbildung 6-2 (links) dargestellten Maße [44]. Diese hätte den Vorteil, dass man auch näher als 12 mm ans Auge herankommt und die Geometrie der Spule ebenfalls elliptisch wäre.

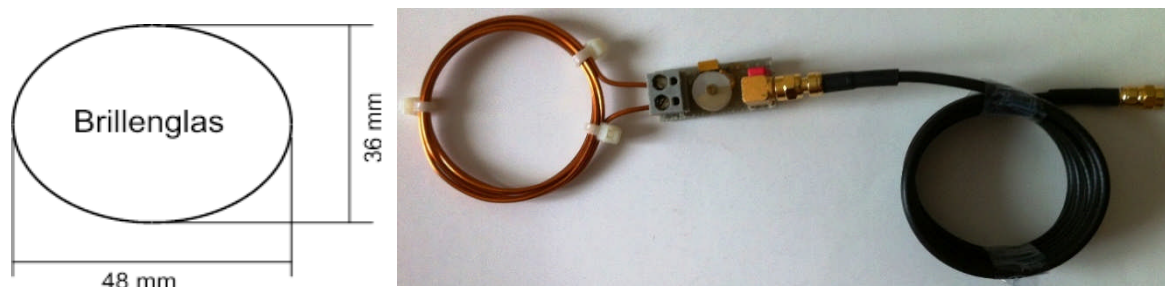


Abbildung 6-2: Links: Geometrie eines typischen Brillenglases [44]. Rechts: Foto der Sendeantenne mit Koaxialkabel.

Die Sendeantenne bestehend aus einer Spule und einem Kondensator. Die Spule wurde aus 5 Windungen eines Kupferdrahts gewickelt und hat den Durchmesser von 40 mm. In Abbildung 6-2 (rechts) ist die Sendeantenne mit dem Koaxialkabel abgebildet.

Die Sendeelektronik wurde auf zwei Platinen realisiert. Die obere Platine stellt den Digitalteil der Sendeeinheit (FPGA) dar. Auf der unteren Platine befinden sich neben sämtlichen Steckverbindern die analogen Komponenten des Systems. Die Stromversorgung erfolgt noch extern. Für die Erprobung wird auf der Platine auch eine Schnittstelle integriert, um den Datenaustausch mit dem PC zu ermöglichen. So ist es möglich, anstelle einer Kamera einen PC anzuschließen, der genau definierte Testsignale erzeugt. Abbildung 6-3 zeigt zwei Fotos der Sendeelektronik.

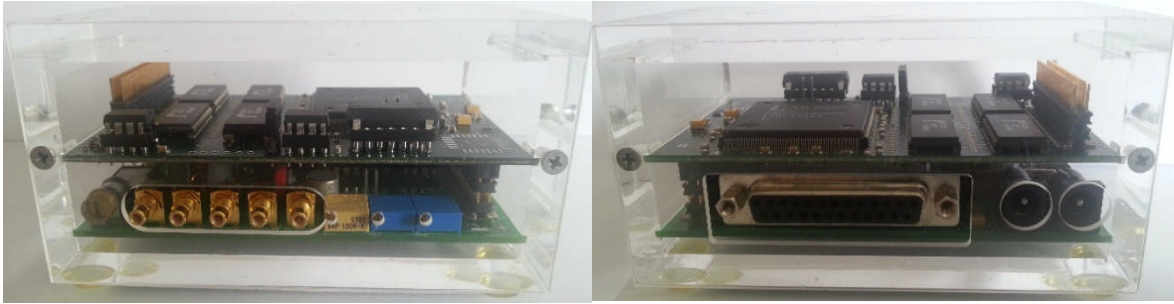


Abbildung 6-3: Prototyp der Sendeelektronik. Links: vordere Seite, rechts: hintere Seite.

Der abgebildete Prototyp wurde in erster Linie für die gründliche Erprobung der Sendeelektronik entworfen. Die Schaltungen enthalten daher noch einige Bauelemente, die für die Untersuchung einzelner Schaltungsteile hilfreich sind, jedoch beim späteren System nicht benötigt werden. Die Ausführung für den täglichen Einsatz wird entsprechend kleiner ausfallen. Mit seinen Abmessungen von 11,4 cm Breite x Tiefe 6,4 cm x 5,9 cm Höhe erreicht der Experimentalaufbau trotz Zusatzfunktionen beinahe die angestrebten Abmessungen.

## 6.2 Ansteuerungssoftware für die Sendeeinheit

Bislang konnten bei Versuchen Kamerabilder einer Standardvideokamera eingelesen und weiterverarbeitet werden, jedoch konnten diese Bilder nicht in geeigneter Form an den Sender übermittelt werden. Um die Datenübertragung zu verbessern, habe ich eine spezielle Software entwickelt, die es ermöglicht eine bessere Reproduzierbarkeit von Sendedaten bei einem relativ geringen Messaufwand zu erreichen.

Die Ansteuerungssoftware heißt „IOS.EXE“ und läuft unter Windows. Es ermöglicht über die parallele Schnittstelle die Konfiguration der Sendeeinheit sowie die Kommunikation zum IOS-System. Das Programm erlaubt die Vorgabe der Sendegeschwindigkeit sowie den Betrieb in einem Einzel- und einem Dauermodus. Zudem kann die Polarität des Datensignals invertiert werden. Über die Auswahl der Triggerung (positive oder negative Flanke) kann Einfluss auf Gültigkeit (Data Valid) der Sendedaten genommen werden. Diese Vorgaben können mittels der IOS-Software für jede Spalte und Zeile einzeln generiert und übertragen werden. Die jeweilige Zeile ist dabei beliebig wählbar im Bereich von 0 bis 31. Das Dialogfenster enthält 32 Eingabefelder für die Vorgabe von Helligkeitswerten einer Testzeile (32 Pixel), wobei die Helligkeitswerte in 16 Stufen für jeden einzelnen Pixel der Testzeile vorgegeben werden können. Das Dialogfenster der IOS-Software in Abbildung 6-4 dargestellt.

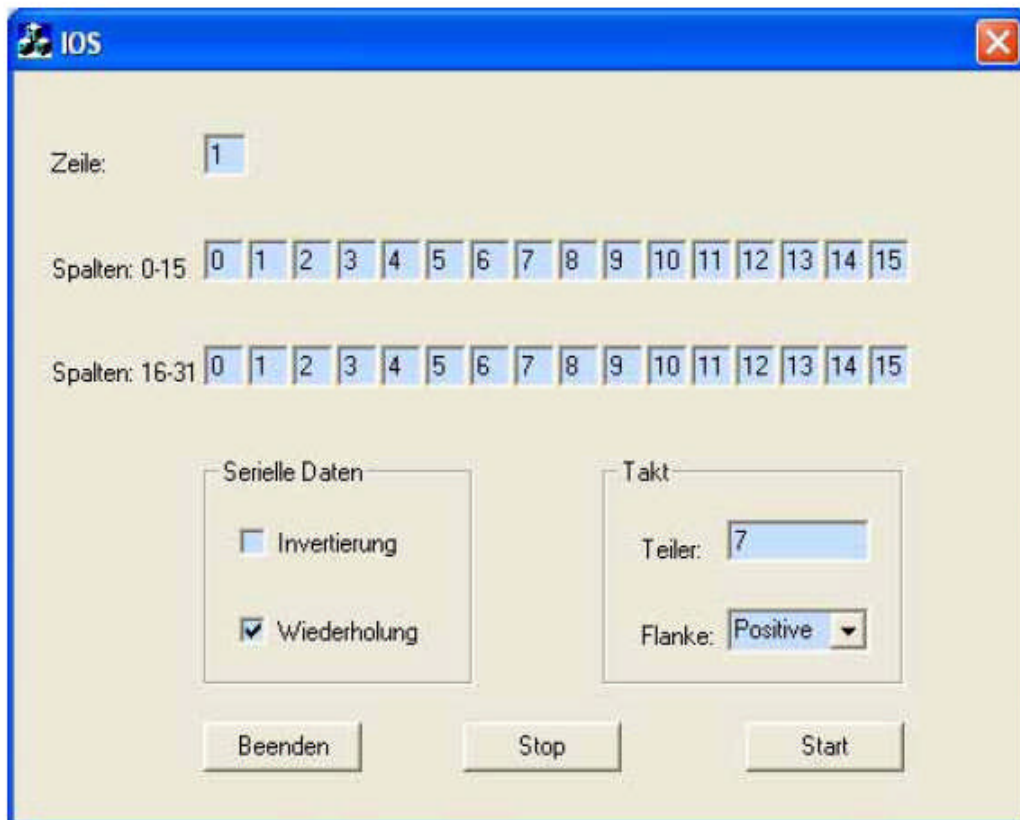


Abbildung 6-4: Dialogfenster des IOS-Programms.

Das Dialogfenster enthält folgende Werte:

**Zeile:** wählt eine bestimmte Zeile aus, an die die Daten innerhalb des LED-Displays im Implantat ausgegeben werden. Es gibt 32 Zeilen, gültige Eingabewerte sind 0 bis 31.

**Spalte 0 – 31:** definiert den Helligkeitswert jedes Pixels des LED-Displays im Implantat. Gültige Werte sind 0 bis 31. Der Eingabebereich für die Spalten wurde zwecks besserer Lesbarkeit auf 2 Felder verteilt.

Durch das Aktivieren des Feldes **Wiederholung** kann eine Dauersendeschleife eingerichtet werden. Ist das Feld selektiert, so wird nach Betätigung der Starttaste der Datensatz kontinuierlich wiederholt, bis die Übertragung durch die Stop-Taste beendet wird. Andernfalls wird nur jeweils ein Datensatz durch die Starttaste übertragen. Sinn und Zweck einer solchen Wiederholung ist die Erzeugung eines stehenden Bildes am Display. Die Stop-Taste bricht jegliche Übertragung ab, ist aber vor allem für den Dauersendebetrieb relevant und bei einer Einzelübertragung nicht nötig.

Über die Eingabefelder **Teiler** kann ein Faktor von 0 bis 255 eingegeben werden was sich auf die Geschwindigkeit des Taktsignals der Schaltung auswirkt.

Über das Feld Flanke wird vorgegeben, ob die Daten bei steigender oder fallende Flanke des Taktsignals abgetastet werden. Im Normalfall wird positive Flanke verwendet.

Das Feld Invertierung erlaubt die Umkehrung der Polarität der Sendedaten und bietet in erster Linie eine schnelle Anpassungsmöglichkeit der Schaltung.

Über die Start-Taste können nun die vorkonfigurierten Datenpakete abgesendet werden und über die Stop-Taste wird eine laufende Übertragung abgebrochen. Die Beenden-Taste beendet das Programm.

### 6.3 Untersuchung der Datenübertragung

Für die Analyse der Datenübertragung, muss die ganze Übertragungskette von der Sendeeinheit bis zum Displaytreiber untersucht werden. Dazu wurde die Sendeeinheit über die Parallelschnittstelle an den PC angeschlossen. Auf dem PC läuft das IOS-Programm um die Sendeeinheit zu Steuern und die Datenpakete abzusenden. Abbildung 6-5 zeigt ein Foto des Messplatzes für die Untersuchung der Energieübertragung.

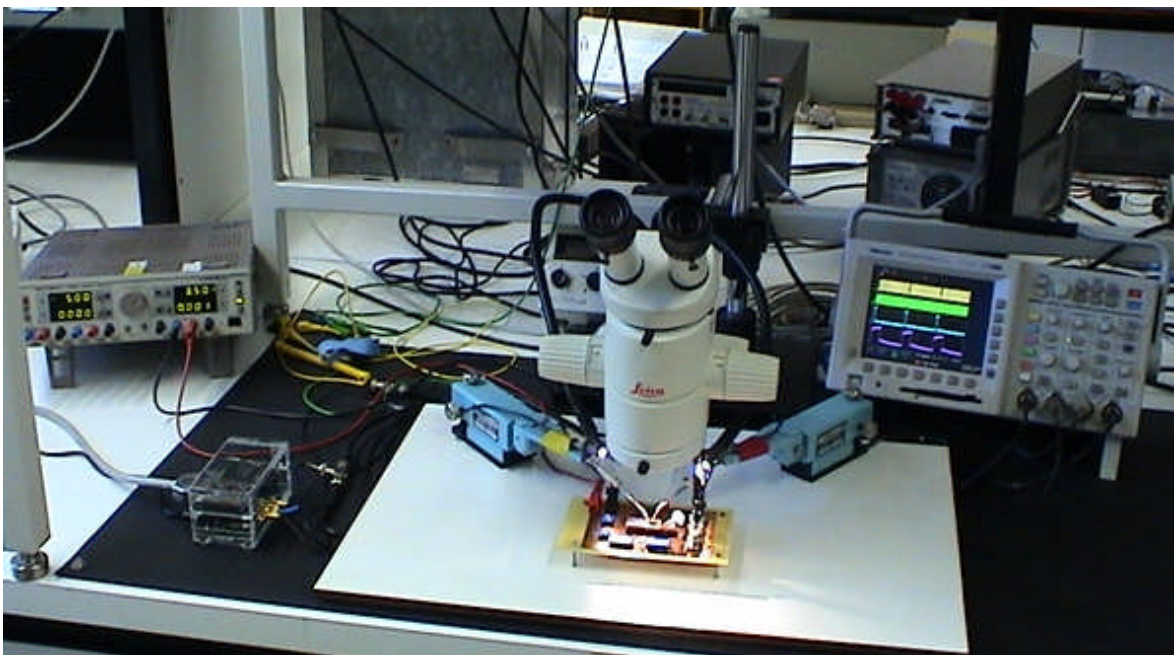


Abbildung 6-5: Foto des Messplatzes für die Untersuchung der Energieübertragung.

Die Daten- und Taktsignale am Ausgang der Sendelekttronik wurden direkt an ein Oszilloskop angeschlossen. Mit der IOS-Software kann die Sendeelektronik mit den gewünschten Parameter konfiguriert werden. Über die Start-Taste können die vorkonfigurierten Datenpakete abgesendet werden. Abbildung 6-6 zeigt die gemessenen Signalverläufe des Datensignals mit dem zugehörigen Taktsignal.

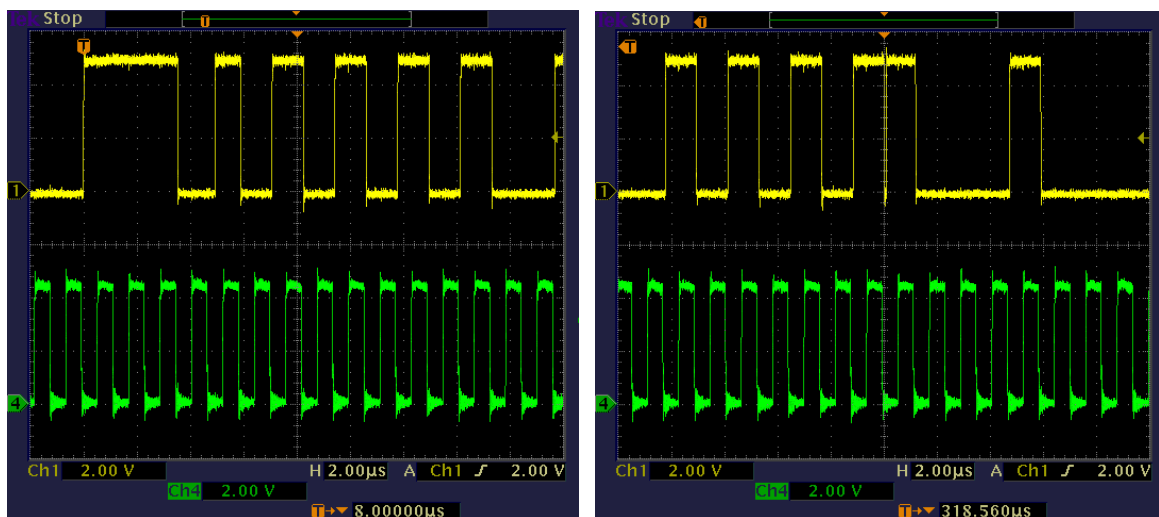
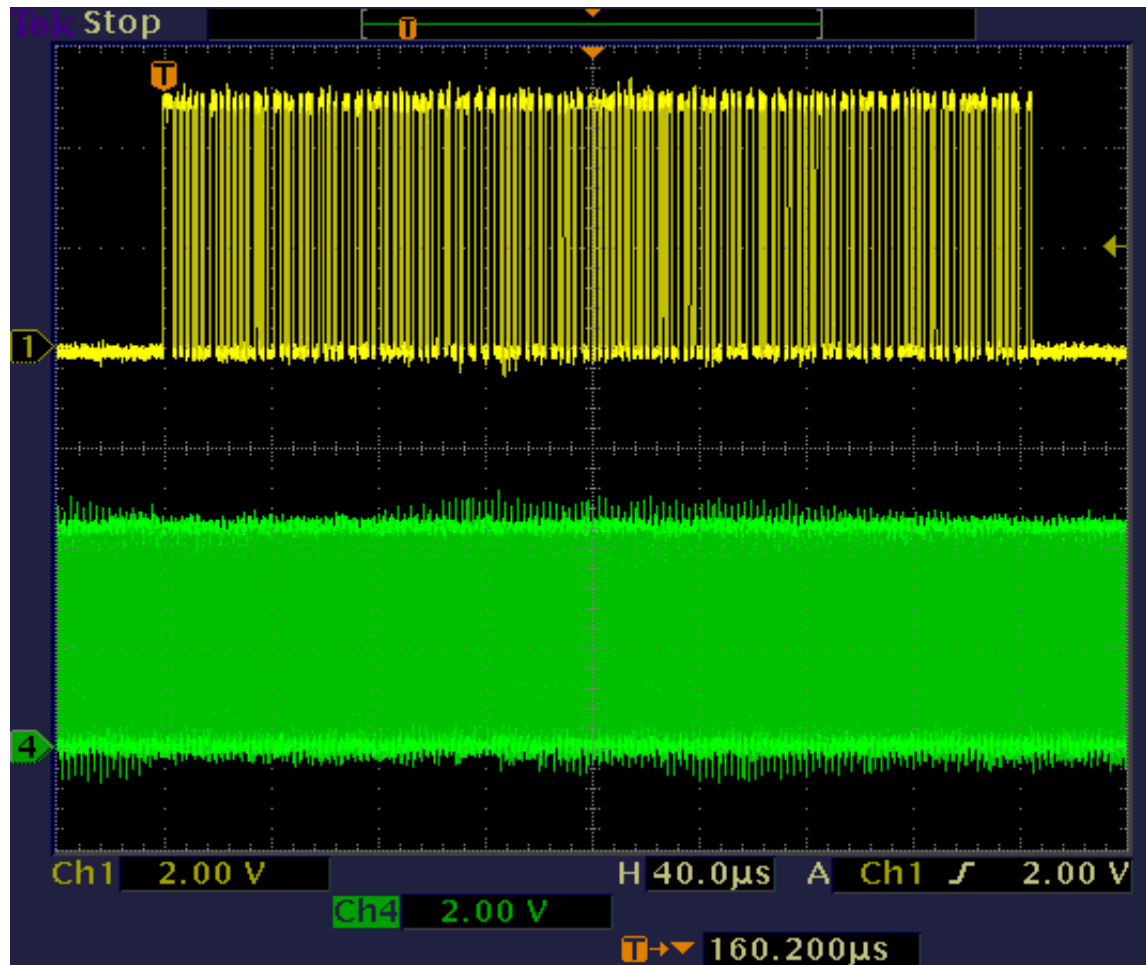


Abbildung 6-6: die Signalverläufe des Datensignals (Gelb) mit dem zugehörigen Taktsignal (Grün) am Ausgang der Sendeelektronik. Unten-links: Startsequenz am Anfang eines Datenpakets. Unten-rechts: Stopsequenz am Ende eines Datenpakets.

Nachfolgend wird zunächst die Funktion des digitalen Teils des Displaytreiberchips im Implantat überprüft. Hierfür wird eine serielle Nachricht mit dem Taktsignal am Eingang des

digitalen Teils des Displaytreiberchips eingespeist und die Signale an zwei vorprogrammierten Pixeln werden als Ausgänge des Displaytreiberchips beobachtet. Der Chip bietet die Möglichkeit, die einzelnen Spalten an den entsprechenden IO-Pads abzugreifen. Abbildung 6-7 zeigt den Messplatz für die Untersuchung des digitalen Teils des Displaytreiberchips.

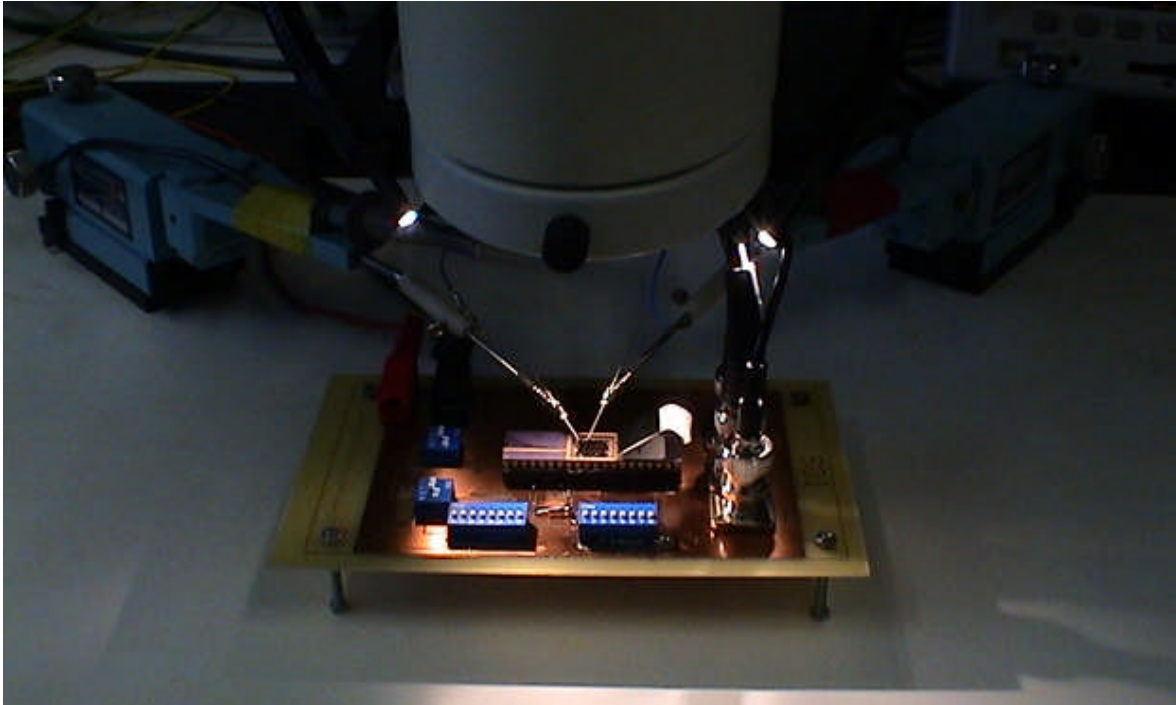


Abbildung 6-7: Foto des Messplatzes für die Untersuchung des digitalen Teils des Displaytreiberchips.

Die Daten und Takt werden direkt aus der Sendeelektronik im Displaytreiberchip eingespeist. Mit dem IOS-Programm wurde eine bestimmte Zeile selektiert und zwei verschiedenen Helligkeitswerten wurden für zwei Pixel eingestellt. Die pulsbreitenmodulierten Signale an den zwei eingestellten Pixeln im Displaytreiberchip werden über die zugehörige Pads mit dünnen Messspitzen kontaktiert und am Oszilloskop gemessen. Abbildung 6-8 zeigt die gemessenen Signalverläufe eines Datenpakets für eine komplette Zeile (gelb) und zwei gewählte Pixel (blau und lila).

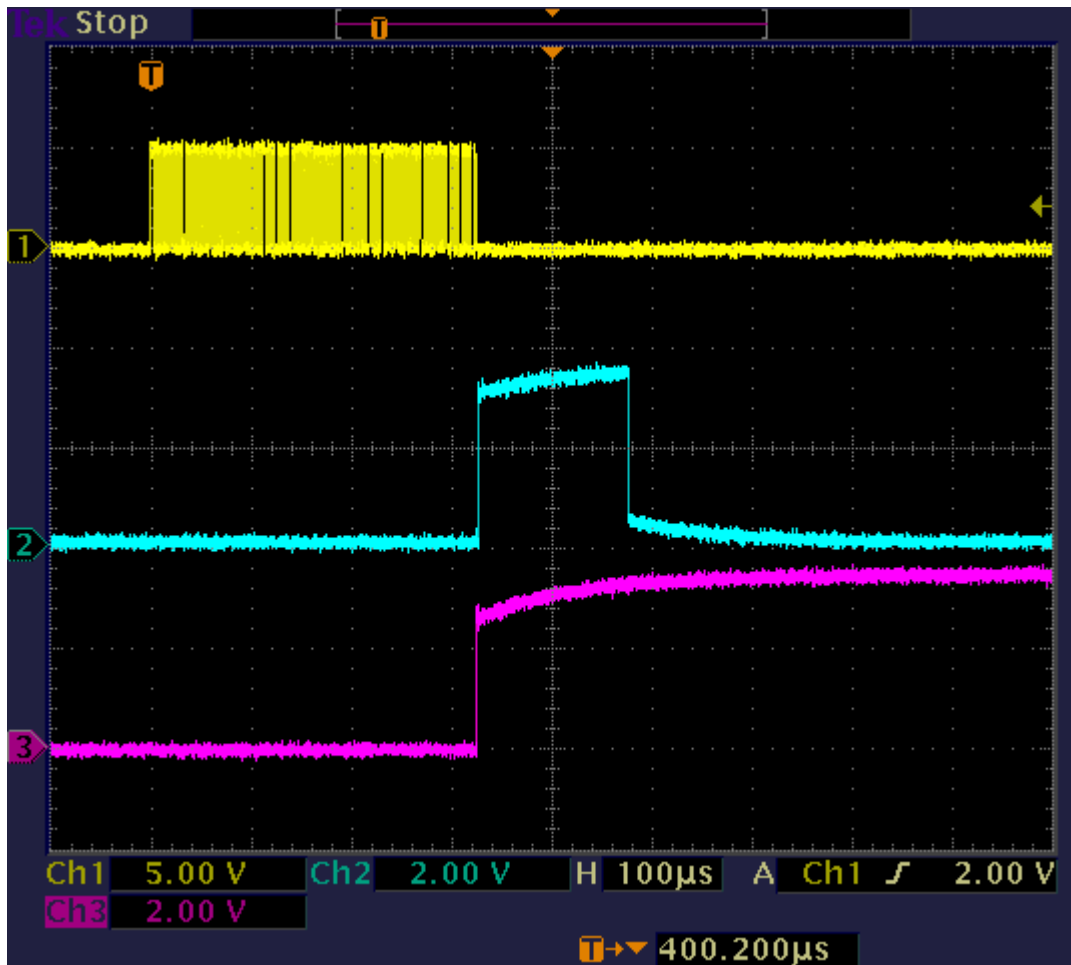


Abbildung 6-8: Signalverläufe eines Datenpakets für eine komplette Zeile (gelb) und zwei gewählte Pixel (blau und lila).

Die Messergebnisse zeigen deutlich, dass der Helligkeitswert eines Pixels die Pulsbreite entspricht. Mit wachsendem Helligkeitswert dehnt sich die Pulsbreite. Bei einem Helligkeitswert von 0 wird kein Signal am Pixel erzeugt.

## 6.4 Intraokulare Komponente

Das implantierbare System besteht aus einer Mikropule, einem Energieempfängerchip, einem SMD-Kondensator, einer IR-Photodiode, einem Datenempfängerchip, je einem Datendecoder- und einem Displaytreiberchip sowie einem miniaturisiertes LED-Display mit der Optik. Alle Komponenten werden auf einer Trägerplatte angebracht und mittels Mikrodrähten (Wire Bonding) miteinander verbunden [78]. Das LED-Display wird auf dem Datendecoder- und Displaytreiberchip durch Flip-Chip-Technik verbunden. Je nach Träger kann die Spule eventuell auch in diesem direkt integriert werden. Das Implantat wird abschließend mit Silikonkautschuk überzogen und in Höhe der Regenbogenhaut in das Auge eingepflanzt. Abbildung 6-9 zeigt den mechanischen Aufbau des Implantats.



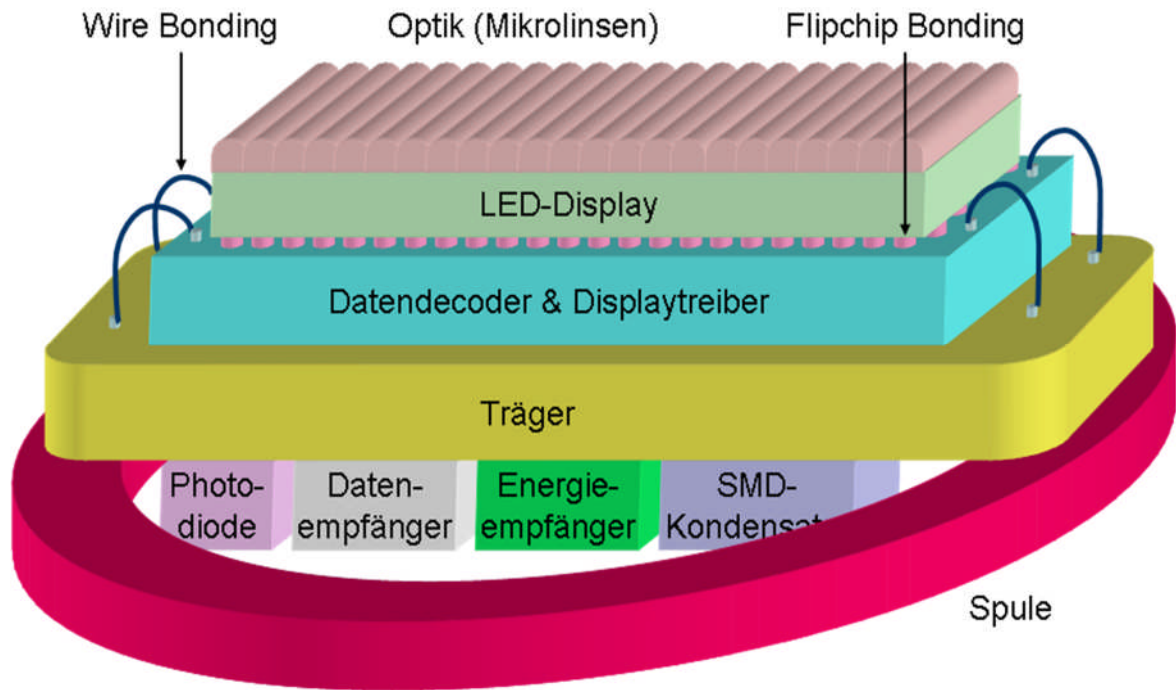


Abbildung 6-9: Schematische Darstellung des mechanischen Aufbaus des IOS-Implantats.

## 6.5 Geometrie und Lokalisierung des Implantats im Auge

Im menschlichen Auge steht nur beschränkt Raum für die Platzierung des Implantats zur Verfügung. Da es operativ zwischen der geschädigten Hornhaut und der Iris eingepflanzt wird, gibt die Geometrie des Auges die maximalen Abmessungen vor. Abbildung 6-10 enthält die Abmessungen des menschlichen Auges einer durchschnittlichen erwachsenen Person mit Maßangaben in mm. Es sollte jedoch beachtet werden, dass diese Abmessungen von Mensch zu Mensch stark variieren können.

Augapfellaenge AL: 24  
 Pupillendurchmesser PD: 0,5 – 8  
 Vorderkammertiefe VT: 3  
 Hornhautdurchmesser horizontal  
 HDH: 11,7  
 Hornhautdurchmesser vertikal  
 HDV: 10,6  
 Hornhautdicke HD: 0,5  
 Linsendurchmesser LD: 9,  
 Linsentiefe LT: 3,5 - 5  
 Sagittallaenge SL: 16,3

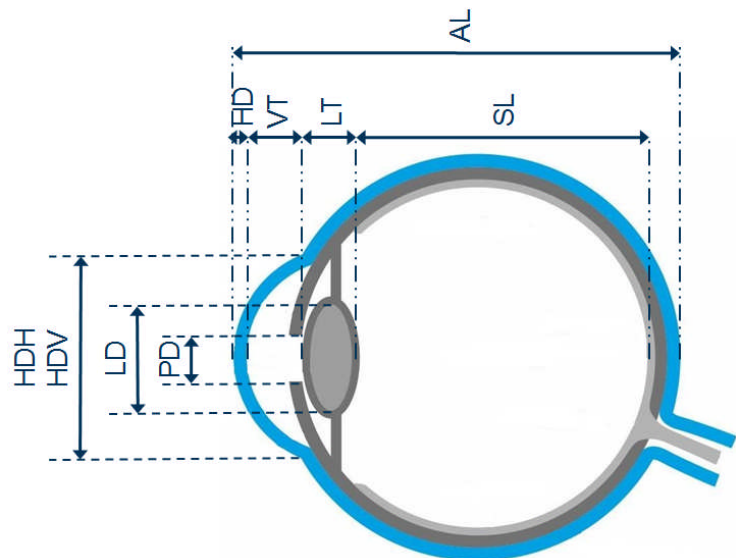


Abbildung 6-10: Skizze des menschlichen Auges mit Maßangaben in mm [40]

Die lateralen Abmessungen der maximalen Volumina im Auge zeigen, dass der maximal mögliche Raum im Auge ca. 12 mm in der Breite und ca. 4 mm in der Tiefe beträgt. Deswegen sollte das fertige Implantat nach der Verkapselung im Durchmesser den Wert 12 mm und in der Stärke den Wert 400  $\mu\text{m}$  nicht überschreiten. Bei der zunächst angestrebten Geometrie wurden Bauteilstärken von 300  $\mu\text{m}$  angestrebt, wobei 200  $\mu\text{m}$  auf den gefertigten Chip und 100  $\mu\text{m}$  auf die Trägerplatte entfallen. Somit bleibt für die Verkapselung ein Restwert von 100  $\mu\text{m}$ . Zukünftige Verringerung der gesamten Implantat-Dimensionen bringen weitere Vorteile, unter anderem in Bezug auf eine geringere Belastung des Auges.

Die Positionierung des Implantats erfolgt, wie in Abbildung 6-11 links gezeigt, innerhalb des Auges möglichst zentral im vorderen Bereich. Die Positionierung an dieser Stelle bringt mehrere Vorteile. Der operative Eingriff am Auge ist auf die Vorderkammer beschränkt. Auch ist der Abstand in diesem Bereich zur externen Spule minimal und der optische Weg zur Netzhaut optimal. Dadurch kann ein qualitativ hochwertiges Bild vom LED-Display auf die Netzhaut projiziert werden.

In Abbildung 6-11 ist rechts die Position der externen Spulen zum Auge dargestellt [44]. Der Abstand vom Mittelpunkt der Brille zum Mittelpunkt der Hornhaut ist in den meisten Fällen ca. 14 mm. Dieser Wert ist jedoch stark vom Patienten und vom versorgenden Optiker abhängig und kann um bis zu 2 mm schwanken. Das Gestell und damit das Brillenglas sind typisch gegenüber der Vertikalen um etwa  $10^\circ$  geneigt. Bei der Position des Implantats entspricht dies fast einer parallelen Anordnung der Spule zum Implantat. Auch hier müssen jedoch Einschränkungen gemacht werden, da sich das Auge bewegt und die Anatomie der Patienten natürlich unterschiedlich ist. Auch eine Brille sitzt selten wirklich mittig über dem

Auge, in den meisten Fällen liegt ein Versatz von ca. 5 mm zwischen Brille und Augenmitte vor.

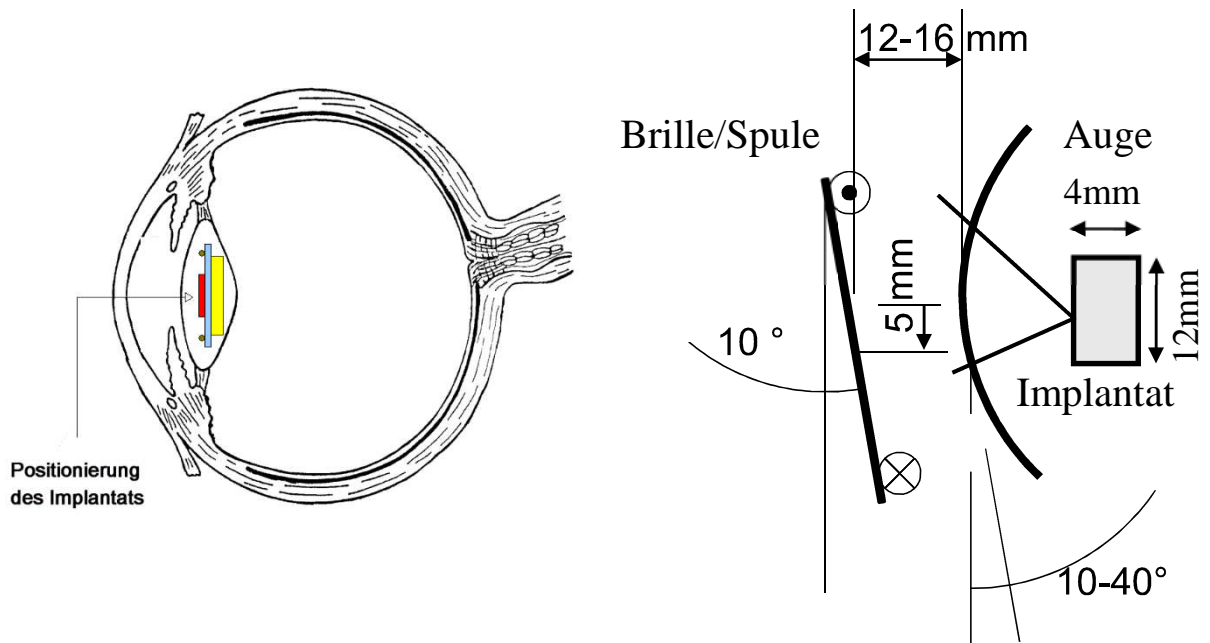


Abbildung 6-11: links: Position des Implantats im Auge. Rechts: Position der externen Spule zum Auge.

Die Augenbewegung umfasst einen totalen Winkelbereich von etwa  $120^\circ$  in der horizontalen und  $80^\circ$  in der vertikalen Achse. Darauf entfallen  $60^\circ$  auf die Senkung des Auges,  $20^\circ$  auf dessen Hebung und im Waagerechten  $70^\circ$  auf die Abduktion und  $50^\circ$  auf die Adduktion.

Allerdings fallen die Bewegungen des Auges bei Brillenträgern und gerade bei Kurzsichtigen geringer aus. Der Brillenträger hat immer das Bedürfnis "scharf" zu sehen und lässt daher den Kopf der Augenbewegung schneller folgen. Die Zeitintervalle, in denen das Auge außerhalb des idealen Übertragungsbereichs ist, sind also relativ kurz und können in der Untersuchung vernachlässigt werden.

## 7 Zusammenfassung, Diskussion und Ausblick

In diesem Kapitel wird der Inhalt der Dissertation kurz zusammengefasst und die erzielten Ergebnisse diskutiert. Die wichtigsten Messergebnisse bzw. die Untersuchungen werden zusammengefasst und erläutert. Abschließend erfolgt ein Ausblick in die Zukunft.

Im Rahmen dieser Dissertation wurde eine intraokulare Sehhilfe (IOS) bearbeitet, die erblindeten Menschen ein gewisses Sehvermögen zurückgeben soll. Dafür werden moderne Methoden zur induktiven Energie- und Datenübertragung eingesetzt, deren Entwicklung und Realisierung die vordergründige Zielsetzung dieser Dissertation darstellt. Die geeigneten Systemkomponenten für das System wurden konzipiert, entworfen, realisiert und getestet.

Nach einer kurzen Einleitung in Kapitel 1 über medizinische Implantate, Stand der Technik bei der Verbindung zwischen biologischem Nervengewebe und technischer Mikroelektronik und Definition der Zielsetzung der Arbeit sowie methodische Ansätze wurde in Kapitel 2 der medizinische Hintergrund erläutert. Hierbei wurden die Anatomie und Physiologie des Auges, Details zu Hornhauterkrankungen und ihrer Behandlung beschrieben.

In Kapitel 3 wurden das Konzept der intraokularen Sehhilfe und daraus resultierende Randbedingungen vorgestellt. Hier wurden die möglichen Risiken des Patienten durch Erwärmung des Implantats, biologische Abwehrreaktionen des Körpers, Kammerwasserverlust und Verletzungen des Auges durch das Implantat diskutiert. Maßnahmen zur Reduzierung des Risikos wurden vorgeschlagen. Weitere technische und medizinische Anforderungen an ein Augenimplantat wurden hier erläutert. Schließlich wurde kurzer Überblick über die zugrunde liegenden DIN-/ISO-Normen bzw. Richtlinien, die bei der Umsetzung der IOS berücksichtigt werden müssen.

In Kapitel 4 wurden verschiedene Möglichkeiten zur Energieversorgung eines medizinischen Implantats betrachtet. Die vorhandenen Varianten werden vorgestellt und miteinander verglichen. Aus dem Vergleich wurde ein induktives Verfahren gewählt. Dann wurde das Prinzip der induktiven Energieübertragung vorgestellt. Dies schließt die Auswahl der Arbeitsfrequenz für die Energieübertragung ein. Unter Berücksichtigung aller wichtigen Faktoren erweist sich die Frequenz 13,56 MHz als besonders gut geeignet, da im ISM-Band, das weltweit freigegeben ist, relativ einfache Schaltungskomplexität, hohe Leistungsübertragung, kleine Abmessungen der beiden Antennen, minimale Absorption- und Reflexionseffekte im Gewebe und niedriger Rauschpegel gewährleistet sind und die Möglichkeit des Batteriebetriebes geboten ist, was den mobilen Einsatz unterstützt.

In Kapitel 5 werden verschiedenen Verstärkertypen zur drahtlosen Energieübertragung vorgestellt, um anschließend den am besten geeigneten Verstärker auszuwählen. Auf Grund seines hohen Wirkungsgrads wurde der Klasse-E-Verstärker gewählt. Am Anfang werden

die Designgrundlagen eines Klasse-E-Verstärkers besprochen. Der Klasse-E-Verstärker hat im Vergleich zu anderen Verstärker-Klassen den Vorteil eines hohen Wirkungsgrades sowie eines möglichen Batteriebetriebs, was einen mobilen Betrieb ermöglicht. Dabei werden das Grundprinzip und eine mögliche elektrische Realisierung thematisiert. Die physikalischen Zusammenhänge der in der Schaltung vorkommenden Ströme und Spannungen werden erläutert und dargestellt. Um eine Impedanz-Anpassung zu erreichen, werden zwei Anpassschaltungen untersucht und evaluiert.

Ausgehend von den theoretischen Grundlagen und Berechnungsformeln wird eine Schaltung und deren Bauteile für einen Klasse-E-Leistungsverstärker mit folgenden Restriktionen aus der Aufgabenstellung, dimensioniert: Der Verstärker muss an einer Frequenz von  $f_0=13.56$  MHz betrieben und für einen Lastwiderstand von  $R_L=50 \Omega$  konzipiert sein. Er wird mit einer Spannung von  $U_{DD}=5$  V versorgt und die Ausgangsleistung  $P_O$  muss 1 W betragen. Der Wirkungsgrad der Verstärkerschaltung muss dabei grösser als  $\eta=98$  % sein.

Die aus den Berechnungen folgende Schaltung wird simuliert und analysiert. Es werden Kriterien für die Bauelemente und den Aufbau eines Prototyps formuliert und daraus eine Auswahl getroffen. Die Messergebnisse des Versuchsaufbaus werden aufgezeigt und besprochen. Die Ergebnisse sind folgende: für die Frequenz von 13,56 MHz wird eine Leistung von 1 W gemessen. Die Ausgangsleistung ist von der Betriebsfrequenz abhängig. Die Eingangsleistung verhält sich ungefähr proportional zur Ausgangsleistung. Der Wirkungsgrad ändert sich über dem geforderten Frequenzbereich und beträgt bei der Arbeitsfrequenz 98 %. Schlussendlich wurde das Layout für den Endverstärker eingeführt, die Schaltung aufgebaut und im Labor getestet.

Durch die Analyse des Spektrums, Simulation und Messungen erfolgt die Optimierung sowohl für die Primärspule als auch für die Sekundärspule. Hierfür werden die einzelnen Parameter wie die Anzahl der Windungen  $N$  und der Radius  $R$  optimiert. Um dies umzusetzen sind zuerst verschiedene Messungen notwendig, auf deren Grundlage anschließend mehrere Simulationen durchgeführt werden können. Danach werden verschiedene Spulenkonfigurationen getestet, um das Optimum für die Sende- und Empfangsantenne zu wählen. Die Ergebnisse zeigen, dass auf der Primärseite das Optimum im Nahbereich bei Windungszahl zwischen 4 bis 6 erreicht wird während auf der Sekundärseite bei einer Windungszahl zwischen 5 und 10 Windungen erreicht wird. Nimmt die Windungszahl weiter zu, steigen die Verluste an und die Spulenkapazität begrenzt die Bandbreite. Im Gegensatz dazu führen weniger Windungen zu einem kleineren magnetischen Fluss bzw. kleinerem Kopplungsfaktor. Mit steigender Fläche beider Spulen nimmt die Übertragung zu, d.h. für die Sekundärspule sollte als Augenimplantat maximal realisierbare Fläche besitzen.

Dann wird die ganze Übertragungskette optimiert, realisiert und getestet. Der Übertragungskanal innerhalb dieser Kette wird entsprechend simuliert und im Labor nachgebildet. Es

folgte eine Untersuchung des Übertragungsverhaltens, wobei der Lastwiderstand, der Spulenabstand und der Winkel der Spulen zueinander variiert wurden. Die Messergebnisse zeigen, dass die übertragene Spannung in einem Abstand von 20 mm zwischen Sende- und Empfangsspule und bei einem Lastwiderstand von 10 k $\Omega$  einen Wert von 12,8V annimmt. Das entspricht eine Leistung von 16,38 mW. Laut der Berechnung beträgt die gesamte Leistung für die 3 Chips mit dem LED-Display im Implantat ca. 10 mW. Daher ist eine ausreichende Energieübertragung bei einem Mindestabstand von 20 mm vollständig gewährleistet.

Dann wurde der Energieempfängerchip im Implantat vorgestellt. Der Chip limitiert die Ausgangsspannung auf 3,3 Volt ( $\pm 10\%$ ). Um das Verhalten des Energieempfängerchips besser verstehen zu können, wurde die Spannungsbegrenzung unter CADENCE simuliert, als Chip-Layout (ASIC) realisiert und im Labor getestet. Die durchgeführten Messungen bestätigten, dass die induktive Energieübertragung das Implantat bis zu einem Abstand von 10 mm gewährleistet ist. Bei diesem Abstand kann einer maximalen Last von  $R_L = 2,4\text{ k}\Omega$  mit ausreichender Energie versorgt werden. In diesem Fall beträgt die Ausgangsspannung 3 V, was eine Leistung von  $P = 3,75\text{ mW}$  entspricht. Allerdings ist der Bedarf der intraokularen Teilkomponenten höher. Aus diesem Grund muss in Zukunft ein neuer Energieempfängerchip mit einer höheren Leistungsreserve entworfen werden.

Kapitel 6 wurde die Realisierung der Sendeeinheit bzw. des Implantats vorgestellt. Die Sendeelektronik wurde als mobile Einheit realisiert, die über ein Kabel mit der Brille verbunden ist. Auf der Brille wurden eine Spule zur drahtlosen Energieübertragung sowie eine IR-Laserdiode für Optische Übertragung der Bilddaten befestigt. Der Prototyp wurde in erster Linie für die gründliche Erprobung der Sendeelektronik entworfen.

Danach wurde das Konzept für Datenübertragung und Datenbearbeitung vorgestellt. Hier wurden die geeigneten Systemkomponenten zur drahtlosen Bildübertragung, die Kodierungs- und Dekodierungseinheiten sowie die Ansteuerungsmodule des Displays, konzipiert, entwickelt und realisiert. Hier wurde für Bildaufnahme eine im Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme Duisburg IMS entwickelte miniaturisierte CMOS-Kamera verwendet. Der Bildsensor hat die Auflösung 360X288 Pixel und einen 12-Bit-Digitalausgang. Für die Echtzeitbearbeitung der Bilddaten wurde auf in der Sendeeinheit ein programmierbarer Logikbaustein (FPGA) eingesetzt. Die Algorithmen für die Bild-Kompromierung, -kodierung, Serialisierung sowie die Modulierung der Bilddaten wurden mittels einer Hardwarebeschreibungssprache (*Verilog-HDL*) entwickelt, programmiert, simuliert und im FPGA gespeichert. Die Simulation und Synthese des Hardwarebeschreibungscodes (*Verilog-Code*) erfolgt mit der Software *Synplify*. Der FPGA-Baustein wird mit der Software *XACT* und *XILINX Design Flow* programmiert. Abschließend wurden die Algorithmen für die Konfiguration des FPGAs als Bit-Datei in einem seriellen EEPROM gespeichert. Zu-

sätzlich sind die Module für die Ansteuerung der Sendeeinheit einschließlich Übertragungsprotokoll zu entwickeln und zu erproben. Die seriellen Bilddaten können optional über einen optischen Kanal oder induktiven Kanal übertragen werden.

Im Implantat soll die drahtlos gesendeten Bildinformationen empfangen, demodulieren, dekodieren, um anschließend die Ansteuersignale entsprechend der Bilddaten für das LED-Display bereitstellen. Algorithmen für Daten-Dekodierung, -Dekomprimierung und Displayansteuerung werden ebenfalls in Hardwarebeschreibungssprache (*Verilog-HDL*) umgesetzt. Die Logiksimulation und die Logiksynthese des Empfängerchips erfolgen mit der CAD-Software *Cadence* und dem Programm *Synplify*. Nach einer erfolgten Simulation und Synthese der Algorithmen wurde das Chip-Layout (ASIC) mit der Software *Synopsis* erstellt und anschließend in Form monolithisch integrierter CMOS-Chips auf einem Wafer integriert. Der Chip wurde am Fraunhofer-Institut IMS Duisburg in einer Standard-0,5µm-CMOS-Technologie (*CE0512*) gefertigt.

Das Fachgebiet Optoelektronik (OE) der Universität Duisburg-Essen entwickelte die notwendigen Teilsysteme für die optische Datenübertragung sowie das LED-Display. Detailbeschreibungen der am Fachgebiet Optoelektronik der Universität Duisburg-Essen entwickelten Systemteile wurden bereits von Herrn Frak Prämaßing in seiner Dissertation mit dem Titel „Mikroelektronische Schaltungen und Aufbautechniken für implantierbare Sehhilfen“ [57] beschrieben.

Um die Datenübertragungskette testen zu können, wurde ein PC-Programm (IOS.EXE) entwickelt, welches die vom PC emulierte Bilddaten über die Parallelschnittstelle des PCs an den Sender schickt. Gleichzeitig ermöglicht dieses Programm, alle Parameter des Senders, wie z. B. Geschwindigkeit des Taktes, Invertierung der Daten usw. vom PC aus per Mauseklick zu ändern. Das Programm ISO.EXE wurde unter Windows in der objektorientierten Programmiersprache Visual C++ von Microsoft geschrieben.

Für die Realisierung des Implantats wurden alle intraokularen Komponenten auf einer Trägerplatte angebracht. Mit Hilfe der Flip-Chip-Technik erfolgt die direkte Kopplung des LED-Displays an die Displaytreiberschaltung. Abschließend sollte ein Prototyp auf einem Substrat entwickelt werden, mit dessen Hilfe nicht nur die prinzipielle Machbarkeit einer technischen Sehhilfe aufgezeigt werden kann, sondern auch ihre Realisierbarkeit als Mikrosystem sowie der erfolgreiche Funktionstest des Gesamtsystems.

Nach dem Aufbau dieses Prototyps führt die Universitäts-Augenklinik Köln die Tierexperimente durch, um photochemische und thermische Schädigungen bei optischer Bestrahlung der Netzhaut zu untersuchen. Hierzu wurden LEDs und Widerstände mit Silikonkautschuk überzogen und in Höhe der Regenbogenhaut in das Kaninchenauge eingepflanzt und der Effekt erhöhter Temperatur und der Lichtmenge auf das Elektoretinogramm und die visuell

evozierten Potentiale gemessen. Nach Abschluss der Messung wurden die Kaninchenaugen histologisch untersucht. Durch die Untersuchungen konnte es nachgewiesen werden, dass eine mehrstündige präretinale Temperaturerhöhung um 1-2° C nicht zu anatomischen Veränderungen am Auge führt. Ebenso konnte festgestellt werden, dass die intraokular Lichtmenge über 24 - 48 Stunden nicht zu einer funktionellen oder anatomischen Beeinträchtigung des Auges führt. Die Ergebnisse der Erprobung an der Universitäts-Augenklinik Köln wurden nach Beendigung aller Untersuchungen veröffentlicht. Eine ausführliche Information darüber ist in [61], [79] und [80] gegeben.

## 7.1 Ausblick

Die in dieser Arbeit erzielten Ergebnisse und die durchgeführten Forschungen zum prinzipiellen Einsatz eines anwendungsreifen Assistenzsystems einer intraokularen Sehhilfe zeigen deutlich, dass zur Realisierung noch einige Entwicklungsaufgaben gelöst werden müssen:

Ein neuer Energieempfängerchip muss entwickelt und dimensioniert werden, der eine ausreichende Energie am Implantat zur Verfügung stellt. Die genaue Leistungsaufnahme aller intraokularen Komponenten, insbesondere des LED-Displays, müssen zuvor ermittelt werden. Weiterhin muss die Leistungsaufnahme der Sendeeinheit, besonders die Komponente des Klasse-E-Verstärkers, betrachtet und optimiert werden, da die mobile Sendeeinheit mit einem Akkumulator betrieben werden soll.

In der vorgestellten Arbeit werden die Bildinformationen über einen optischen Kanal übertragen. Dies hat den Vorteil der praktisch unbegrenzten Bandbreite und der hohen Störsicherheit gegenüber äußeren Einflüssen. Allerdings sind die Nachteile nicht unerheblich. Die hohe Leistungsaufnahme der Laserdiode und die damit verbundenen Sicherheitsrisiken stellen ein empfindliches Problem bei der Realisierung einer mobilen Patienteneinheit dar. Eine mögliche Alternative zur optischen Übertragung könnte die induktive Übertragung der Bilddaten darstellen. In diesem Fall wird der induktive Kanal für Energieübertragung auch für die Übertragung der Bilddaten ausgenutzt. Die Realisierung eines solchen Systems mit induktiven Daten- und Energieübertragung ist auf der Senderseite machbar, da die Sendeeinheit für induktive bzw. optische Datenübertragung konfigurierbar ist. Am Implantat ist es nötig, einen zusätzlichen Chip zu entwickeln, der das Extrahieren der Bilddaten mit dem Takt aus dem RF-Signal ermöglicht.

Eine weitere Optimierung der Sehhilfe ist die Steigerung der Auflösung des LED-Displays im Implantat. Momentan liegt die Auflösung bei 32x32-Pixels. In der Zukunft sollte dies erhöht werden.



## A Anhang: Details der Takterzeugung und Modulation in der Sendeschaltung

Der Takt für den MOSFET-Transistor in der Sendeschaltung kann von drei verschiedenen Quellen FPGA, Quarz oder VCO gewählt werden. Tabelle 7-1 zeigt die Jumpereinstellungen für den Wahl der Taktquelle für den Klasse-E-Verstärker:

JP1	JP2	JP3	Taktquelle
ON	OFF	OFF	Extern aus dem FPGA
OFF	ON	OFF	Interner 13,56MHz Quarz, stabil
OFF	OFF	ON	Interner 13,56MHz VCO mit Frequenzmessung und Frequenzänderung des Takts durch FPGA

*Tabelle 7-1: Jumpereinstellungen für den Wahl der Taktquelle*

Im dritten Fall und wenn der Takt vom VCO erzeugt wird, misst den FPGA den erzeugten Takt am VCO-Ausgang (U2) durch den PIN Fin. Eine Frequenzänderung der Takt im bestimmten Bereich durch FPGA möglich. Dieser Bereich wird durch den Widerstand VR1 bestimmt.

Falls die Übertragungsfrequenz vom FPGA erzeugt wird, ändert VR1 den Frequenzbereich und VR2 die Sensibilität des Umwanderns (U3). Die Einstellung des Modulationshubs erfolgt über VR3.

Das VCO hat drei Konfigurationsmöglichkeiten, die den Takt am Ausgang bestimmen können. Tabelle 7-2 zeigt die Jumpereinstellungen für die Konfiguration des VCOs:

JP4	JP5	JP6	VCO-Ausgang
ON	OFF	OFF	Frequenzänderung durch PWM (FPGA)
OFF	ON	OFF	Maximale Taktfrequenz
OFF	OFF	ON	Minimale Taktfrequenz

*Tabelle 7-2: Jumpereinstellungen für die Konfiguration des VCOs*

In erstem Fall wandelt der Operationsverstärker U3 das PWM-Signal in Spannung um, um die Frequenz am VCO-Ausgang steuern zu können. Dieser Methode ermöglicht das FPGA den Takt zu messen und zu steuern. Durch den Jumper JP9 kann man den Oszillator komplett deaktivieren, wenn keine Daten vorhanden sind (Null).

Der ausgewählte Takt wird dann an der Treiber U4 weitergeleitet, um den Transistor Q1 betreiben zu können. Q1 dient als Schalter für den Klasse-E-Verstärker. L2 bildet mit C4 und

C5 einen Schwingkreis zusammen, die Resonanzfrequenz 13,56 MHz betragen muss. Die Einstellung der Resonanzfrequenz des Schwingkreises erfolgt über die variable Kapazität C4. Die Antennenspule wird über ein Koaxialkabel mit dem Stecker SMC5 angeschlossen. Die Kapazität C5 dient als Anpassschaltung für eine Leitungsimpedanz von 50Ω.

Der Modulator kann in 2 verschiedene Modes eingestellt werden. Je nach den Einstellungen vom JP7 und JP8 wird das HF-Signal Q2 modulierte oder nicht modulierte an der Antenne weitergegeben (Tabelle 7-3).

JP7	JP8	Modulation des HF-Signals
ON	OFF	Das HF Signal (13,56MHz) wird durch die Daten moduliert.
OFF	ON	Das HF Signal bleibt konstant mit maximaler Amplitude, da Q2 abgeklemmt ist.

Tabelle 7-3: Jumpereinstellungen für die Modulation des HF-Signals

Der Modulationshub kann über den Widerstand VR3 eingestellt werden. Abbildung 7-1 zeigt das Datensignal (SMC1) und das modulierte HF-Signal (SMC5) Während JP7 kurzgeschlossen ist.

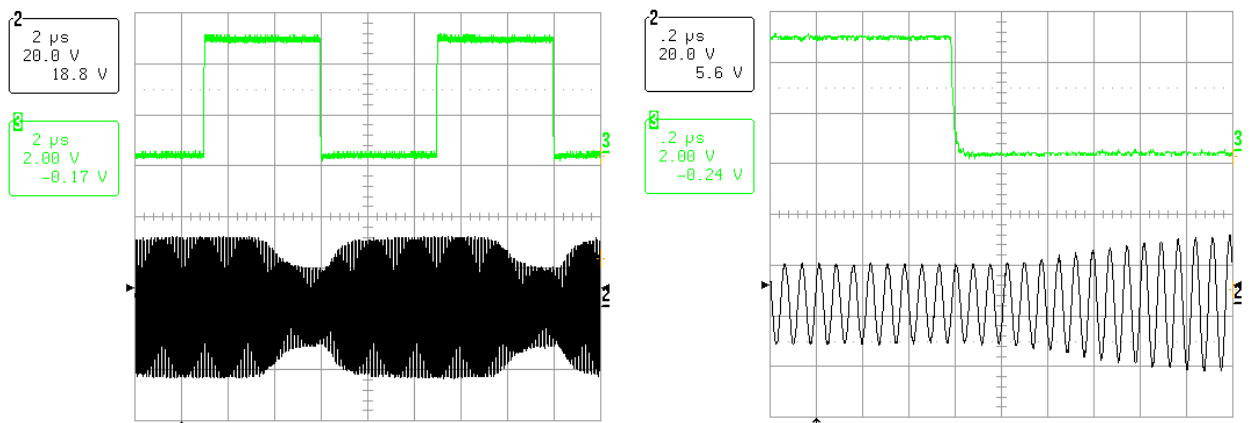


Abbildung 7-1: Datensignal und das modulierte Ausgangssignal des Senders in zwei verschiedene Zeitaufösungen

# Literaturverzeichnis

- [1] R. F. Schmidt und H.-G. Schaible, Neuro- und Sinnesphysiologie, 5. Auflage, Springer, 21. September 2005.
- [2] M. Götz, Entwicklung und Aufbau eines Interfaces zur rechnergestützten Ansteuerung einer integrierten Retina-Stimulator-Elektronik, Diplomarbeit, Fachhochschule Niederrhein, 2001.
- [3] K. Finkenzeller, RFID-Handbuch: Grundlagen und praktische Anwendungen von Transpondern, kontaktlosen Chipkarten und NFC, 6. Auflage, München: Carl Hanser Verlag, 2012.
- [4] S. Kolnsberg, Drahtlose Signal- und Energieübertragung mit Hilfe von Hochfrequenztechnik in CMOS-Sensorsystemen, Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität - Gesamthochschule Duisburg , 2001.
- [5] J. Dowling, „Current and future prospects for optoelectronic retinal prostheses,“ *Eye (Lond)*, vol. 23, no. 10, pp. 1999-2005, 2009.
- [6] G. E. Tassicker, „Preliminary report on a retinal stimulator,“ *Br. J. Physiol Opt.*, vol. 13, no. 2, pp. 102-105, 1956.
- [7] H. Gerding, „Development of a minimally invasive retinal implant system,“ *Ophthalmologie*, vol. 105, no. 5, pp. 463-473, 2008.
- [8] R. Eckmiller, „Learning Retina Implants with Epiretinal Contacts,“ *Ophthalmic Research*, vol. 29, no. 5, pp. 281-289, 1997.
- [9] R. E. Eckmiller, O. Baruth und D. Neumann, „Learning retina encoder RE\*: Results from dialog-based tuning in humans with normal vision,“ *Invest. Ophthalmol. Vis. Sci.*, vol. 46, 2005.
- [10] R. Hornig, „A method and technical equipment for an acute human trial to evaluate retinal implant technology,“ *J. Neural Eng*, vol. 2, no. 1, pp. 129-134, 2005.

- [11] R. Hornig, T. Zehnder, M. Velikay-Parel, T. Laube, M. Feucht und G. Richard, „The IMI Retinal Implant System,“ *Springer Science + Business Media, LLC., New York, USA, 1st ed.*, pp. 111-128, 2007.
- [12] C. Koch, Herstellung und Charakterisierung einer vollständig implantierbaren epiretinalen Sehprothese, Dissertation, Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen, 2011.
- [13] R. Eckmiller, R. Eckhorn, B. Hosticka, D. Jäger und R. Buß, „Neurotechnologie-Report - Machbarkeitsstudie und Leitprojektvorschläge: Retina Implant und Greif-Implantat“, *BMFT-Referat 523, Bundesministerium für Forschung und Technologie, Bonn, Germany*, 1994.
- [14] R. Eckhorn, „Physiological functional evaluation of retinal implants in animal models,“ *Ophthalmologe*, vol. 98, no. 4, pp. 369-375, 2001.
- [15] T. Laube, T. Schanze, C. Brockmann, I. Bolle, T. Stieglitz und N. Bornfeld, „Chronically implanted epidural electrodes in Gottinger minipigs allow function tests of epiretinal implants,“ *Graefes Arch. Clin. Exp. Ophthalmol.*, vol. 241, no. 12, pp. 1013-1019, 2003.
- [16] T. Laube, „Optical energy transfer for intraocular microsystems studied in rabbits,“ *Graefes Arch. Clin. Exp. Ophthalmol.*, vol. 242, no. 8, pp. 661-667, 2004.
- [17] P. Walter und K. Heimann, „Evoked cortical potentials after electrical stimulation of the inner retina in rabbits,“ *Graefes Arch. Clin. Exp. Ophthalmol.*, vol. 238, no. 4, pp. 315-318, 2000.
- [18] P. Walter, Z. F. Kisvarday, M. Gortz, N. Alteheld, G. Rossler, T. Stieglitz und U. T. Eysel, „Cortical activation via an implanted wireless retinal prosthesis,“ *Invest Ophthalmol. Vis. Sci.*, vol. 46, no. 5, pp. 1780-1785, 2005.
- [19] S. H. Greenwald, A. Horsager, M. S. Humayun, R. J. Greenberg, M. J. McMahon und I. Fine, „Brightness as a function of current amplitude in human retinal electrical stimulation,“ *Invest Ophthalmol. Vis. Sci.*, vol. 50, no. 11, pp. 5017-5025, 2009.
- [20] M. S. Humayun, „Visual perception in a blind subject with a chronic microelectronic retinal prosthesis,“ *Vision Res.*, vol. 43, no. 24, pp. 2573-2581, 2003.

- [21] A. Caspi, J. D. Dorn, K. H. McClure, M. S. Humayun, R. J. Greenberg und M. J. McMahon, „Feasibility study of a retinal prosthesis: spatial vision with a 16-electrode implant,“ *Arch. Ophthalmol.*, vol. 127, no. 4, pp. 398-401, 2009.
- [22] R. R. Lakhanpal, „Advances in the development of visual prostheses,“ *Curr. Opin. Ophthalmol.*, vol. 14, no. 3, pp. 122-127, 2003.
- [23] M. Mahadevappa, J. D. Weiland, D. Yanai, I. Fine, R. J. Greenberg und M. S. Humayun, „Perceptual thresholds and electrode impedance in three retinal prosthesis subjects,“ *IEEE Trans. Neural Syst. Rehabil. Eng.*, vol. 13, no. 2, pp. 201-206, 2005.
- [24] D. Yanai, J. D. Weiland, M. Mahadevappa, R. J. Greenberg, I. Fine und M. S. Humayun, „Visual performance using a retinal prosthesis in three subjects with retinitis pigmentosa,“ *Am. J. Ophthalmol.*, vol. 143, no. 5, pp. 820-827, 2007.
- [25] J. Deguchi, „Three-dimensionally stacked analog retinal prosthesis chip,“ *Japanese Journal of Applied Physics Part 1-Regular Papers Short Notes & Review Papers*, vol. 43, no. 4B, pp. 1685-1689, 2004.
- [26] M. Koyanagi, T. Nakamura, Y. Yamada, H. Kikuchi, T. Fukushima, T. Tanaka und H. Kurino, „Three-dimensional integration technology based on wafer bonding with vertical buried interconnections,“ *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, no. 11, pp. 2799-2808, 2006.
- [27] K. Komiya, „Power supply system using electromagnetic induction for three dimensionally stacked retinal prosthesis chip,“ *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 47, no. 4, pp. 3244-3247, 2008.
- [28] T. Watanabe, „Novel Retinal Prosthesis System with Three Dimensionally Stacked LSI Chip,“ pp. 327-330, 2006.
- [29] C. Adams, K. Mathieson, D. Gunning, W. Cunningham, M. Rahman, J. D. Morrison und M. L. Prydderch, „Development of flexible arrays for in vivo neuronal recording and stimulation,“ *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 546, no. 1-2, pp. 154-159, 2005.

- [30] M. D. Hart, M. L. Prydderch, J. D. Morrison, D. Murdoch und K. Mathieson, „Programmable active pixel sensor to investigate neural interactions within the retina,“ *vol. 7365, pp. 04-10*, 2009.
- [31] W. Mokwa, M. Goertz, C. Koch, I. Krisch, H. K. Trieu und P. Walter, „Intraocular epiretinal prosthesis to restore vision in blind humans,“ pp. 5790-5793, 2008.
- [32] W. Brockherde, K.-G. Dalsass, B. J. Hosticka, U. Kleine und G. Zimmer, „Implantable multichannel CMOS stimulator for Cochlear prosthesis,“ *ESSCIRC '85 11th. European Solid State Circuits Conference*, pp. 424-429, 1985.
- [33] R. Buß, Einsatz optoelektronischer Technologien in implantierbaren Mikrosystemen, Dissertation Gerhard-Mercator-Universität- Gesamthochschule Duisburg, 2002.
- [34] K. Schuylenbergh und R. Puers, *Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems*, Springer Science, 1st ed., 2009.
- [35] „Intraokulare Sehhilfe IOS, Bericht an die Deutsche Forschungsgemeinschaft,“ 23. September 2004.
- [36] J. Huppertz, 2-D CMOS Bildsensorik mit integrierter Signalverarbeitung, Dissertation Fraunhofer-Institut Mikroelektronische Schaltungen und Systeme IMS Duisburg: Stuttgart Fraunhofer- IRB-Verl., 2001.
- [37] E.-J. Speckmann und W. Wittkowski, *Handbuch Anatomie: Bau und Funktion des menschlichen Körpers*, 19. Hrsg., München: h.f.ullmann publishing GmbH, 2012.
- [38] „Klinik für Refraktive- und Ophthalmo-Chirurgie des EK Niederrhein,“ [Online]. Available: <http://www.augenklinik-duisburg.de/>.
- [39] „Onmeda.de Augenkrankheiten,“ [Online]. Available: <http://www.onmeda.de/augenerkrankungen/>.
- [40] „Auge Online (23.01.2014),“ [Online]. Available: <http://www.auge-online.de>.
- [41] „MEDIZINFO,“ [Online]. Available: <http://www.medizinfo.de/augenheilkunde/hornhaut/entzuendungen.htm>.

- [42] „Österreichische Gesundheitsportal,“ [Online]. Available: <http://www.gesund.co.at>.
- [43] „Keratokonius.de,“ [Online]. Available: <http://www.keralens.de/>.
- [44] „HumanOptics AG, Erlangen, Germany,“ [Online]. Available: [www.humanoptics.com](http://www.humanoptics.com). [Zugriff am 15.03.2014].
- [45] „Schweizer Optikverbandes SOV,“ [Online]. Available: <http://www.sov.ch/>.
- [46] „LICHT FÜR DIE WELT - Christoffel Entwicklungszusammenarbeit, Wien, Österreich,“ [Online]. Available: <http://www.lichtfuerdiewelt.at/>.
- [47] M. Schwarz, R. Hauschild, B. Hosticka, J. Huppertz, T. Kneip, S. Kolnsberg, W. Mokwa und H. Trieu, „Single chip CMOS image sensors for a retina implant system,“ *Circuits and Systems, 1998. ISCAS '98. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on (Volume:6)*, Monterey, CA, 31 May-3 Jun 1998.
- [48] M. Schwarz, N. Hijazi und B. J. Hosticka, „CMOS circuits for a micro implantable intraocular vision aid,“ *Proceedings of the World Microtechnologies Congress MICROTEC 2000, Hannover*, Bd. 2, pp. 457-459, 2000.
- [49] „Universitätsklinikum Köln,“ [Online]. Available: <http://www.medizin.uni-koeln.de/>.
- [50] R. Buß, M. Gross, F. Pramassing, D. Puttjer und D. Jäger, „Optical Data Links for Artificial Vision,“ *LEOS '99. IEEE Lasers and Electro-Optics Society 1999 12th Annual Meeting (Volume:2)*, San Francisco, CA, pp. 824-825, 08-11 Nov 1999.
- [51] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency integrated Circuits*, Second Edition Hrsg., Cambridge: Cambridge Univ. Press, 2006.
- [52] M. Schwarz, L. Ewe, N. Hijazi, B. Hosticka, J. Huppertz, S. Kolnsberg, W. Mokwa und H. Trieu, „Micro Implantable Visual Prostheses,“ *IEEE International Conference on Microtechnologies in Medicine and Biology, 1st Annual International, Conference On.*, pp. 461-465, 12-14 Oct 2000, Lyon.
- [53] I. Krisch, N. Hijazi und B. J. Hosticka, „Image Acquisition and Image Processing for the Intraocular Vision Aid,“ *36. Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Biomedizinische Technik, BMT2002*, pp. 171-173, 25-27 September 2002.

- [54] R. W. Hamming, *Information und Codierung*, Weinheim: VCH Verlagsgesellschaft, 1987.
- [55] M. Bossert, *Kanalcodierung*, 3. Auflage, München: Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, ISBN 978-3-486-72128-7, 2013.
- [56] D. Püttjer, *LED-Mikrodisplays für intraokulare Sehhilfen*, Dissertation Universität Duisburg-Essen, 2006.
- [57] F. Prämaßing, *Mikroelektronische Schaltungen und Aufbautechniken für implantierbare Sehhilfen*, Dissertation Universität Duisburg-Essen, 2004.
- [58] R. Macko, *Konzepte zur Realisierung eines Demonstrators einer Intraokularen Sehhilfe unter besonderer Berücksichtigung der Energie- und Datenübertragung*, Diplomarbeit Universität Duisburg-Essen, September 2004.
- [59] R. Buß, F. Pramassing, D. Püttjer und D. Jäger, „LED-based Micro-Display for an Intraocular Vision Aid (IoVA),“ *Proceedings of the World Microtechnologies Congress MICROTEC 2000, vol. 2, Hannover*, pp. 453-456, 2000.
- [60] N. Krause, „Biologische Wirkungen elektromagnetischer Felder“. *Vorträge der VDE-Fachtagung am 9. und 10. November 1993 in Bad Nauheim*.
- [61] P. Walter, „Medizinische Aspekte aktiver Implantate im Auge,“ *Biomedizinische Technik, BMT2002*, Bd. 47, pp. 158-160, 27 September 2002.
- [62] M. Groß, *Entwicklung und Realisierung einer optischen Übertragungsstrecke für die simultane Signal- und Energieübertragung zur Versorgung eines Netzhautimplantates*, Dissertation Gerhard-Mercator-Universität-Gesamthochschule Duisburg, 2001.
- [63] „Intraokulare Sehhilfe IOS, Bericht an die Deutsche Forschungsgemeinschaft,“ 28. April 2003.
- [64] N. Hijazi, I. Krisch und B. Hosticka, „Wireless Power and Data Transmission System for a Micro Implantable Intraocular Vision Aid,“ *36. Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Biomedizinische Technik, BMT2002*, pp. 174-175, 25-27 September 2002.



- [65] W. Plaßmann und D. Schulz, Handbuch Elektrotechnik Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker, 6. Auflage Hrsg., Wiesbaden: Springer Vieweg, 2013.
- [66] N. Sokal und A. Sokal, „Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers,“ *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 10, Issue: 3, pp. 168-176, Jun 1975.
- [67] G. D. Ewing, High-efficiency radio-frequency power amplifiers, Ph.D. Thesis, Oregon State University, Corvallis, 1964.
- [68] F. H. RAAB, „Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier,“ *IEEE transactions on circuits and systems*, vol. cas-24, no. 12, December 1977, pp. 725 - 735.
- [69] A. Grama, A. Taut und O. Pop, „CAD Tool for a Class E Tuned Power Amplifier Design,“ *Electronics Technology (ISSE), 2011 34th International Spring Seminar on*, pp. 637 - 640, 11-15 May 2011.
- [70] G. J. Krausse, „1 KW Class-E 13.56 MHz single device RF generator for industrial applications,“ *DEI Directed Energy, Inc., Doc. #9300-0001 Rev 1*, 2000.
- [71] N. O. Sokal, „Class-E RF Power Amplifiers,“ *WAIHQ of Design Automation, Inc ARRL Technical Advisor*, pp. 9-20, Jan/Feb 2001.
- [72] „Class E Design Formulas,“ [Online]. Available: <http://www.circuitsage.com/lnapa/classe.pdf>.
- [73] „Microchip, Antenna Circuit Design for RFID,“ 01 12 2013. [Online]. Available: <http://www.microchip.com/>.
- [74] R. Paul, Elektrotechnik 1: Grundlagenlehrbuch. Felder und einfache Stromkreise, 3. Auflage, Heidelberg: Springer Verlag Berlin, 1993.
- [75] „Vishay Siliconix,“ 2014. [Online]. Available: <http://www.vishay.com/>. [Zugriff am 15.01.2014].

- [76] I. M. Khan, S. Khan und O. Khalifa, „Wireless Transfer of Power to Low Power Implanted Biomedical Devices: Coil Design Considerations,“ *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2012 IEEE International, Graz*, pp. 1 - 5, 2012.
- [77] „IIP Technologies GmbH, Bonn,“ [Online]. Available: <http://www.iip-tec.com/>.
- [78] I. Krisch, A. Schmid, B. Hosticka, R. Buss, F. Prämaßing, D. Püttjer und D. Jäger, „Das Mikrosystem Intraokulare Sehhilfe Entwicklung der Komponenten und Aufbau des Gesamtsystems,“ *Jahrestagung der Deutsche Gesellschaft für Ophthalmologie DGO, Berlin*, September 2003.
- [79] P. Walter und U. Bartz-Schmidt, „Perspectives of Intraocular Microsystems Retina Implants, Pressure Sensors, and Intraocular Vision aids,“ in *Proceedings of the World Microtechnologies Congress MICRO.tec 2000, vol. 2, p. 433-436*, Hannover, Germany, 2000.
- [80] N. Alteheld, M. Vobig, G. Marzella, H. Berk, R. Shojaei, U. Heimann, S. Held, P. Walter und K. Bartz-Schmidt, „Biocompatibility Tests on the Intraocular Vision Aid IOVA,“ in *36. Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Biomedizinische Technik BMT2002, pp. 176-178, 25-27 September 2002*.