

Zur Machbarkeit frugaler Mikroimplantate auf Basis ferroelektrischer Kondensatoren

Dissertation

zur Erlangung des Grades

des Doktors der Ingenieurwissenschaften

der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät

der Universität des Saarlandes

von

Yves Olsommer

Saarbrücken

2024

Zur Machbarkeit frugaler Mikroimplantate auf Basis ferroelektrischer Kondensatoren

Dissertation

zur Erlangung des Grades

des Doktors der Ingenieurwissenschaften

der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät

der Universität des Saarlandes

von

Yves Olsommer

Saarbrücken

2024

Tag des Kolloquiums: 29.10.2024

Dekan: Prof. Dr.-Ing. Dirk Bähre

Berichterstatter: Prof. Dr. Andreas Schütze
Prof. Dr. Heiko Zimmermann

Akad. Mitglied: Dr.-Ing. Daniel Bruch

Vorsitz: Prof. Dr. -Ing. Chihao Xu

Die experimentellen Untersuchungen dieser Arbeit wurden am Fraunhofer-Institut für Biomedizinische Technik IBMT in Sankt Ingbert in der Arbeitsgruppe Intelligente Sensoren durchgeführt.



Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	„Frugale“ implantierbare Systeme	2
1.2	Zielstellung	4
2	Grundlagen	6
2.1	Obstruktive Schlafapnoe	6
2.2	Neurostimulation	9
2.3	Hochintegrierte implantierbare Systeme	12
2.4	Induktive Energieübertragung	16
2.5	Keramikkondensatoren	19
2.6	Modellierung ferroelektrischer Kapazitäten	29
3	Materialien und Methoden	36
3.1	Auswahl der Keramikkondensatoren	36
3.2	Charakterisierung von Keramikkondensatoren	37
3.3	Modellierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren	46
3.4	Charakterisierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren	50
3.5	Messaufbau zur Überprüfung der Machbarkeit der passiven Regelung <i>in vitro</i>	51
4	Ergebnisse	53
4.1	Experimentelle Charakterisierung von Keramikkondensatoren	53
4.2	Modellierung spannungsabhängiger Differentialkapazitäten	59
4.3	Physikbasiertes Modell ferroelektrischer Hysteresen	66
4.4	Extraktion der Materialeigenschaften und Validierung des physikbasierten Modells	78
4.5	Entwicklung eines Demonstrators	94
4.6	Experimentelle Erprobung der passiven Regelung des Stimulationstroms	104
5	Diskussion	120

6	Zusammenfassung und Ausblick.....	141
7	Literaturverzeichnis	143
8	Anhang.....	169
8.1	Ausgewählte Keramikkondensatoren	169
8.2	Differentialgleichungssystem erster Ordnung zur Modellierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren in Mathcad	170
8.3	Gemessene Differentialkapazitäten.....	170
8.4	Ableitung der gemessenen Differentialkapazitäten nach der Vorspannung.....	174
9	Veröffentlichungen	180
10	Danksagung	183
11	Eidesstattliche Versicherung	185
12	Lebenslauf	186

Kurzfassung

Im Rahmen dieser Dissertation wurde die Machbarkeit einer passiven Regelung des Stimulationsstroms in frugalen Mikroimplantaten auf Basis ferroelektrischer Kondensatoren untersucht und bewertet. Ein recheneffizientes physikbasiertes Modell wurde entwickelt und experimentell validiert, um die Machbarkeit des passiven Regelungsansatzes zunächst theoretisch nachzuweisen. Eine extrakorporale Einheit, eine grafische Benutzeroberfläche und ein frugales Mikroimplantat in der Größe einer Ein-Cent-Münze wurden als Demonstrator realisiert. Mit den im Modell identifizierten Systemparametern und einem geeigneten nichtlinearen Hystereseverlauf wurde die Machbarkeit und Reproduzierbarkeit des passiven Regelungsansatzes *in vitro* unter Einhaltung der zulässigen Grenzwerte für die Gewebeerwärmung nachgewiesen. Die Plausibilität der ermittelten Materialparameter des verwendeten ferroelektrischen Materials wurde mittels Rasterelektronenmikroskopie und energiedispersiver Röntgenspektroskopie belegt. Mit den Ergebnissen dieser Dissertation kann gezeigt werden, dass ferroelektrische Werkstoffe als intelligente Materialien zur passiven Regelung des Stimulationsstroms in frugalen Mikroimplantaten eingesetzt werden können. Frugale Mikroimplantate könnten daher als Systeme bezeichnet werden, bei denen intrinsische Materialeigenschaften bereits vorhandener Komponenten genutzt werden, um einen erweiterten Funktionsumfang zu realisieren, ohne zusätzliche Komponenten zu integrieren.

Abstract

This PhD thesis investigates the feasibility of passive stimulation current control in frugal microimplants based on ferroelectric capacitors. A computationally efficient physics-based model was developed and experimentally validated. The feasibility of the passive control approach was first demonstrated theoretically. A demonstrator was realized, including an extracorporeal device, a graphical user interface, and a one-cent coin-sized frugal microimplant. The system parameters and the nonlinear hysteresis shape identified with the model were used to demonstrate the feasibility and reproducibility of the passive control approach *in vitro*, in compliance with the maximum permissible limits for tissue heating. The plausibility of the material parameters determined for the employed ferroelectric material has been confirmed by scanning electron microscopy and energy-dispersive X-ray spectroscopy. The results of this thesis demonstrate that ferroelectric materials can be used as smart materials for passive stimulation current control in frugal microimplants. Frugal microimplants could therefore be defined as systems where intrinsic material properties of existing components are exploited to realize extended functionalities without the need for integration of additional components.

Abkürzungsverzeichnis

AEs	unerwünschte Ereignisse (adverse events)
AHI	Apnoe-Hypopnoe-Index
ASIC..	anwendungsspezifischer integrierter Schaltkreis (application-specific integrated circuit)
BMBF	Bundesministerium für Bildung und Forschung
CIC.....	Ladungsinjektionskapazität (charge injection capacity)
CPAP	kontinuierliche Überdruckbeatmung (continuous positive airway pressure)
FDA	amerikanische Arzneimittelbehörde (Food and Drug Administration)
GUI.....	grafische Benutzeroberfläche (graphical user interface)
HNS	Stimulation des Nervus hypoglossus (hypoglossal nerve stimulation)
IPT.....	induktive Energieübertragung (inductive power transfer)
MLCCs	Vielschicht-Keramikkondensatoren (multilayer ceramic chip capacitors)
OA	orale Hilfsmittel (oral appliance)
OSA	obstruktive Schlafapnoe
PWM.....	Pulsweitenmodulation
SAR.....	spezifische Absorptionsrate
WHO	Weltgesundheitsorganisation (World Health Organization)

1 Einleitung

Der therapeutische Einsatz der funktionellen Elektrostimulation ist heutzutage bei der Behandlung verschiedenster Erkrankungen etabliert [1]. Vor allem die Neurostimulation gilt als Behandlungsalternative für Krankheiten, bei denen herkömmliche medikamentöse Therapien zu keiner Verbesserung der Lebensqualität der Patienten führen oder für die es keine Therapie gibt [2, 3]. Schätzungen zufolge wird der Weltmarkt für Neurostimulationsgeräte von 4,4 Mrd. USD im Jahr 2018 auf 11,3 Mrd. USD im Jahr 2026 anwachsen [4]. Abbildung 1-1 gibt einen Überblick über etablierte Stimulationsverfahren und die zu behandelnden Erkrankungen. Dabei ist zu beachten, dass die Krankheitslast weltweit ungleich verteilt ist. Im Fall von Parkinson, Epilepsie und Depression sind vor allem Bevölkerungen in Ländern mit niedrigem und mittlerem Einkommen betroffen [5–7].

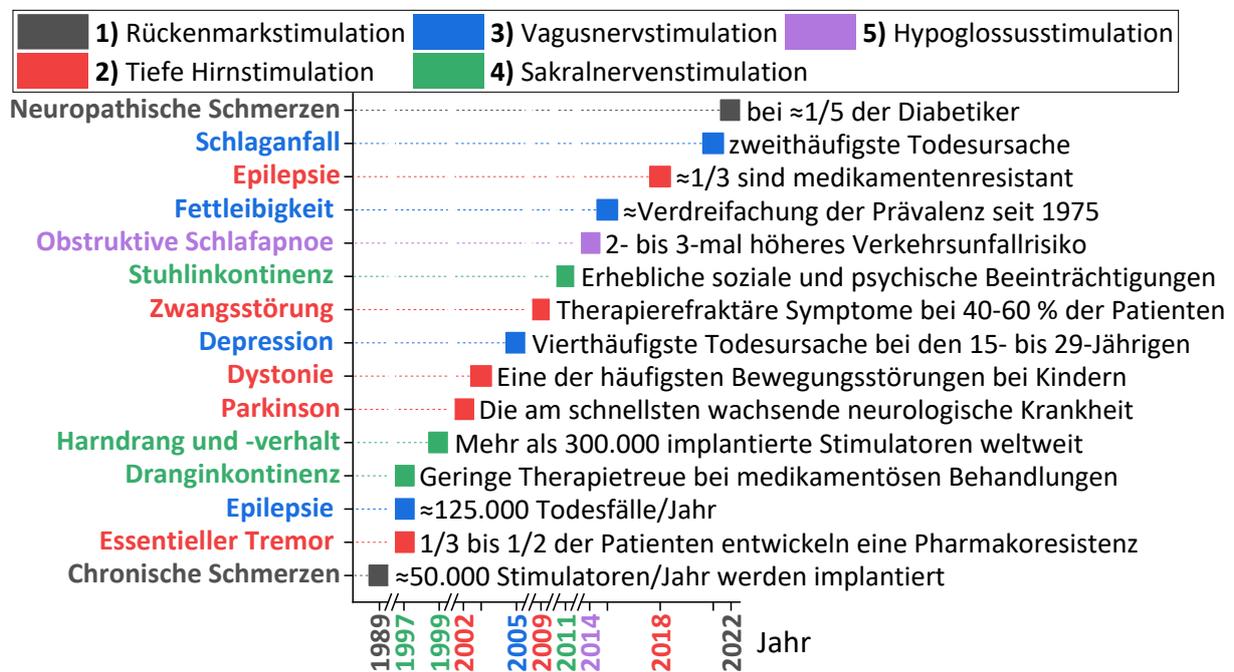


Abbildung 1-1: Stimulationsverfahren nach dem Jahr der Zulassung durch die amerikanische Arzneimittelbehörde (Food and Drug Administration, FDA): 1) Rückenmarkstimulation zur Behandlung von chronischen Rücken-, Arm- und Beinschmerzen [3, 8] sowie diabetischer Neuropathie [9, 10]; 2) Tiefe Hirnstimulation gegen essentiellen Tremor [2, 11], Morbus Parkinson [2, 12], Dystonie [13, 14], Zwangsstörungen [13, 15] und Epilepsie [16, 17]; 3) Vagusnervstimulation zur Behandlung von Epilepsie [17, 18], Depression [7, 19], Fettleibigkeit [20, 21] und zur Rehabilitation nach einem Schlaganfall [22, 23]; 4) Sakralnervenstimulation bei Dranginkontinenz [24, 25], Harndrang, Harnverhalt [24, 26] und Stuhlinkontinenz [27, 28]; und 5) Hypoglossusstimulation zur Behandlung der obstruktiven Schlafapnoe [29, 30].

Die Ausweitung der Neurostimulation zur Behandlung anderer Krankheiten wie Alzheimer [31], Suchterkrankungen [32], chronische Migränen [33] und rheumatoide Arthritis [34], um

nur einige zu nennen, ist derzeit noch Gegenstand der Forschung. Die Neurostimulation umfasst somit ein breites Anwendungsspektrum. Ein Anwendungsbereich, der der konkreten Umsetzung des in dieser Arbeit erarbeiteten Lösungskonzeptes in kommerzielle Neurostimulatoren am nächsten kommt, ist die Elektrostimulation des Nervus hypoglossus zur Behandlung der obstruktiven Schlafapnoe. Auf diesen Anwendungsbereich wird im Kapitel 2.1 näher eingegangen.

1.1 „Frugale“ implantierbare Systeme

Die Lebensdauer hochintegrierter implantierbarer Systeme ist durch die heute wohlbekanntesten unerwünschten Ereignisse (adverse events, AEs) wie Migration, Dislokation und Bruch der Zuleitungen zwischen dem implantierbaren System und den Stimulationselektroden [35] sowie durch Fehlfunktionen des implantierbaren Systems [36] und die begrenzte Batterielebensdauer [37] eingeschränkt. Eine mediane Batterielebensdauer von 2,3 Jahren wurde in [38] für insgesamt 38 Tiefe Hirnstimulatoren Activa® SC und Activa® PC von Medtronic zur Behandlung von Morbus Parkinson, essentiellen Tremor und Dystonie festgestellt. Darüber hinaus können die erforderlichen Telemetrieschnittstellen bei hochintegrierten implantierbaren Systemen Sicherheitsrisiken und Angriffsflächen darstellen [39], wie z. B. die Veränderung der Einstellungen von Stimulatoren durch Unbefugte [40]. Auf diese AEs wird im Grundlagenkapitel 2.3 näher eingegangen. In den meisten Fällen erfordern solche AEs zusätzliche chirurgische Eingriffe, um die Therapie fortsetzen zu können, sofern dies nicht zu einem Therapieabbruch führt [41]. Jede Ex- und Reimplantation eines Stimulators stellt ein zusätzliches medizinisches Risiko sowie soziale und psychologische Belastungen für den Patienten dar [42]. Der Austausch von Stimulatoren ist kostenintensiv und setzt Patienten, die ohnehin zu einer gebrechlichen Bevölkerungsgruppe gehören, einem zusätzlichen Komplikationsrisiko aus [38].

Um all diese AEs zu vermeiden, sind seit einigen Jahren die Hersteller bemüht, implantierbare Systeme zu entwickeln, die ohne sperrige Batterieeinheit und Zuleitungen zwischen Stimulator und Stimulationselektroden auskommen, wodurch ein hoher Miniaturisierungsgrad erreicht werden kann und die Stimulatoren minimalinvasiv implantiert werden können (siehe Abbildung 1-2). Ein solches Umdenken in der Produktentwicklung wurde auch durch die von der Coronakrise hervorgerufene Ressourcenknappheit bewirkt [43]. Ein Beispiel hierfür ist die Firma Viessmann GmbH & Co. KG, die innerhalb von drei Wochen vereinfachte Beatmungsgeräte entwickelt hat, bei denen ausschließlich Teile eingesetzt wurden, die ohnehin in den Heizgeräten und Wärmepumpen verwendet werden [43]. Das Konzept der frugalen Innovation, zu dem das oben erwähnte Umdenken in der Produktentwicklung zählt, lässt sich mit dem folgenden Zitat gut verdeutlichen: „Frugale Innovationen sind Produkte oder Dienstleistungen, die maßgeschneidert für eine spezifische, preissensitive Kundengruppe entwickelt werden. Sie sind funktional, robust, ressourcenschonend, nachhaltig, erschwinglich, einfach bedienbar, wartungsarm und dennoch technisch auf hohem Niveau.“ [44].

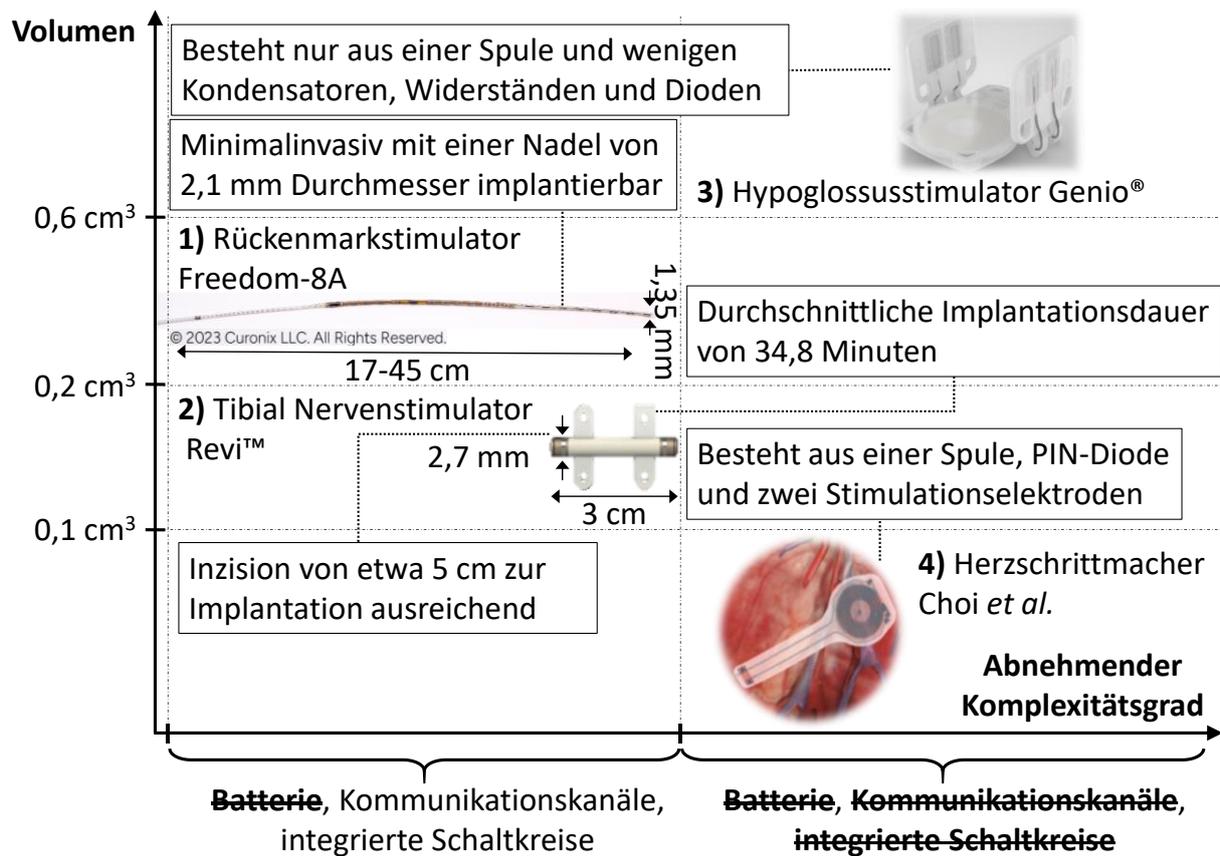


Abbildung 1-2: Zuleitungsfreie und batterielose Mikrostimulatoren, die von einer extrakorporalen Sendeeinheit mit Energie versorgt werden. Die Mikrostimulatoren wurden nach deren Volumen und Komplexitätsgrad klassifiziert mit: 1) der Rückenmarkstimulator Freedom-8A (Curonix LLC, Pompano Beach, FL, USA) wurde im Jahr 2015 zur Behandlung chronischer Schmerzen auf dem amerikanischen Markt zugelassen [45] und erhielt im selben Jahr die CE-Kennzeichnung für die Zulassung auf dem europäischen Markt [46–49] (reproduziert mit freundlicher Genehmigung von Curonix LLC); 2) der tibiale Nervenstimulator Revi™ (BlueWind Medical Ltd., Herzlia, Israel) erhielt im Jahr 2016 die CE-Kennzeichnung für die Behandlung von Harninkontinenz [50–53] (reproduziert mit freundlicher Genehmigung von Wolters Kluwer Health, Inc.); 3) der Hypoglossusstimulator Genio® (Nyxoah SA, Mont-Saint-Guibert, Belgien) erhielt im Jahr 2019 die CE-Kennzeichnung für die Behandlung der obstruktiven Schlafapnoe [54, 55] (reproduziert mit freundlicher Genehmigung von Nyxhoa SA) und 4) Forschungsprototyp eines bioresorbierbaren implantierbaren Herzschrittmachers zur Behandlung postoperativer vorübergehender Herzrhythmusstörungen (reproduziert mit Genehmigung von Springer Nature [56]).

Der in Abbildung 1-2 dargestellte Hypoglossusstimulator und der Forschungsprototyp eines bioresorbierbaren Herzschrittmachers haben das Konzept der frugalen Innovation auf eine neue Ebene gehoben, indem die Komplexität der Implantate auf das Wesentliche reduziert wurde. Die einzige Aufgabe dieser Implantate besteht darin, die von einer extrakorporalen

Sendeeinheit induzierte Spannung in einen Stimulationspuls umzuwandeln, mit anderen Worten, die Intelligenz des Systems wurde in die extrakorporale Sendeeinheit verlegt [56, 57]. Dadurch entsteht die Möglichkeit, einen solchen Stimulator mit nur wenigen Bauelementen und ohne integrierte Schaltkreise aufzubauen.

Die Pulsdauer und Wiederholrate der Stimulationspulse können über die extrakorporale Sendeeinheit eingestellt werden [56, 57]. Die Amplitude des Stimulationsstroms hängt jedoch von zahlreichen Systemparametern ab. Dazu gehören der induktive Kopplungsfaktor, die von der primärseitigen Endstufe gelieferte Leistung und die Elektrodenimpedanz, die sich nach der Implantation und im Laufe der Zeit durch die Bildung von Gewebeflüssigkeit und das Wachstum von Bindegewebe ändert [58].

Aufgrund des stark reduzierten Funktionsumfangs der Stimulatoren gibt es keine Möglichkeit zu erfahren, welche Amplitude des Stimulationsstroms an den Elektroden erzeugt wird [56]. Dies hat zwei Nachteile: 1) Nach der Implantation sind regelmäßige Arztbesuche erforderlich, um die Stimulationsparameter anzupassen, und 2) es gibt keine Möglichkeit, konventionelle geschlossene Regelkreise zu implementieren, um den Stimulationsstrom in einem sicheren Bereich zu halten [56]. Einerseits muss die Amplitude des Stimulationsstroms ausreichend hoch sein, um eine erfolgreiche Therapie zu gewährleisten [59], andererseits darf die Amplitude nicht zu hoch sein, da ansonsten die Elektroden und das umliegende Gewebe irreversibel beschädigt werden, wodurch die Patientensicherheit gefährdet wird [60]. Die Energieversorgung von implantierbaren Systemen und die zugehörigen Regelverfahren werden im Grundlagenkapitel 2.4 detailliert beschrieben.

1.2 Zielstellung

Stark vereinfacht aufgebaute frugale implantierbare Systeme ermöglichen einen hohen Miniaturisierungsgrad und die Vermeidung der oben genannten AEs, allerdings ist der Funktionsumfang auf das Wesentliche reduziert, nämlich die Umwandlung einer induzierten Spannung in einen Stimulationspuls. Diese Dissertation ist ein Beitrag zur Erweiterung der Funktionalität solcher einfach aufgebauter implantierbarer Systeme, ohne dass zusätzliche Bauteile integriert werden müssen. Ähnlich dem Konzept des implantierbaren Herzschrittmachers von Choi *et al.* [56], bei dem die parasitären bzw. intrinsischen Eigenschaften einer PIN-Diode sowohl zur Abstimmung des Schwingkreises als auch zur Gleichrichtung der induzierten Spannung genutzt werden, sollen in dieser Arbeit die intrinsischen nichtlinearen Eigenschaften der ohnehin erforderlichen Vielschicht-Keramikkondensatoren (multilayer ceramic chip capacitors, MLCCs) nutzbar gemacht werden, um den Funktionsumfang in implantierbaren Mikrostimulatoren zu erweitern. Ziel ist es, zu untersuchen, ob ferroelektrische Werkstoffe in MLCCs als intelligente Materialien zur Regelung des Stimulationsstroms in frugalen implantierbaren Systemen eingesetzt werden können, und gegebenenfalls den nichtlinearen Verlauf der ferroelektrischen Hysterese zu bestimmen.

Um dieses Ziel zu erreichen, soll zunächst ein Modell erstellt werden, mit dem die Auswirkungen der nichtlinearen Eigenschaften ferroelektrischer MLCCs auf induktiv gekoppelte implantierbare Mikrostimulatoren vorhergesagt werden können. Dabei soll das Modell verschiedene Kriterien erfüllen. Das Modell soll 1) physikbasiert sein, um einerseits die Physik hinter den nichtlinearen Eigenschaften zu verstehen und andererseits einen Einblick in die Materialeigenschaften zu erhalten, und 2) eine ausreichende Genauigkeit und Recheneffizienz aufweisen, um eine Optimierung der nichtlinearen ferroelektrischen Hysterese im Hinblick auf die Realisierung des passiven Regelungsansatzes zu ermöglichen.

Als Grundlage für eine genaue Modellierung ferroelektrischer MLCCs in implantierbaren Mikrostimulatoren ist ein geeigneter Messaufbau erforderlich. Zu diesem Zweck soll ein Messaufbau realisiert werden, mit dem anwendungsspezifische Messsignale entsprechend der induzierten Spannung an MLCCs in implantierbaren Mikrostimulatoren erzeugt werden können. Auf diese Weise wird die Physik der ferroelektrischen Werkstoffe in MLCCs in den gemessenen Hysteresen berücksichtigt. Mit einer geeigneten Methode zur Parameteridentifikation sollen anschließend aus diesen Messungen die Materialeigenschaften der Dielektrika bestimmt werden.

Tiefere Untersuchungen sollen mittels Rasterelektronenmikroskopie und energiedispersiver Röntgenspektroskopie durchgeführt werden, um neben den Materialeigenschaften auch die zugehörige Materialzusammensetzung der Dielektrika sowie den zugehörigen Aufbau der MLCCs zu bestimmen.

Ein weiterer Messaufbau soll zur Charakterisierung von nichtlinearen ferroelektrischen MLCCs in induktiv gekoppelten Mikrostimulatoren realisiert werden. Dieser Messaufbau soll zur Validierung des physikbasierten Modells und des Messaufbaus zur Messung der ferroelektrischen Hysterese dienen.

Um den in dieser Arbeit geplanten passiven Regelungsansatz unter Ausnutzung der nichtlinearen Eigenschaften ferroelektrischer MLCCs zu demonstrieren, soll abschließend ein Demonstrator mit grafischer Benutzeroberfläche realisiert werden. Darüber hinaus soll der Demonstrator zum Nachweis der Reproduzierbarkeit des Regelungsverfahrens unter Einhaltung der zulässigen Grenzwerte für die Gewebeerwärmung dienen.

2 Grundlagen

2.1 Obstruktive Schlafapnoe

Die obstruktive Schlafapnoe (OSA) ist die häufigste Form der schlafbezogenen Atmungsstörungen [61], gekennzeichnet durch eine verminderte Atmungstiefe (Hypopnoe) sowie periodische Episoden einer Obstruktion der oberen Atemwege, welche zu Atemaussetzern (Apnoen) führen [62]. Infolge der daraus resultierenden Unterversorgung des Körpers mit Sauerstoff schlägt das Atemzentrum im Gehirn Alarm und löst einen Weckreiz aus: Die Betroffenen wachen kurz auf, meist ohne es zu merken [62]. Durch das Erwachen wird der Schlafrhythmus unterbrochen, das Herz schlägt schneller und der Blutdruck steigt an [62]. Der Schweregrad der OSA wird durch den Apnoe-Hypopnoe-Index (AHI) ausgedrückt, der die Anzahl der Apnoe- und Hypopnoe-Episoden pro Schlafstunde angibt [63]. Ein höherer AHI führt zu einem weniger erholsamen Schlaf [62]. Nach Schätzungen von Benjafield *et al.* [64] leiden weltweit nahezu 1 Milliarde Menschen im Alter zwischen 30 und 69 Jahren an OSA. Davon werden 425 Millionen mit moderater bis schwerer OSA ($AHI \geq 15$) geschätzt, für die eine Behandlung allgemein empfohlen wird [64]. Aus zahlreichen Arbeiten [65–69] geht hervor, dass ein Großteil der Betroffenen, schätzungsweise 80 %, undiagnostiziert bleibt.

Die typischen Symptome einer OSA, die durch übermäßige Tagesmüdigkeit und Konzentrationschwierigkeiten geprägt sind, können die Lebensqualität der Betroffenen stark beeinträchtigen [62]. Zudem leiden Menschen mit OSA häufiger an Angstzuständen und Depressionen [70]. Auch die kognitiven Fähigkeiten können durch die OSA erheblich beeinträchtigt werden [71]. Nach Seda *et al.* [72] sind insbesondere die Aufmerksamkeit, Vigilanz und Geschwindigkeit der Informationsverarbeitung betroffen. Weitere Risiken für die Betroffenen sind zahlreiche Herz-Kreislauf-Erkrankungen wie Bluthochdruck, Herzinsuffizienz, Herzrhythmusstörungen, Herzinfarkt und Schlaganfall [73, 74] sowie Stoffwechselerkrankungen wie Typ-2-Diabetes [75]. Neuere Veröffentlichungen deuten auch auf einen Zusammenhang zwischen der Häufigkeit von Krebserkrankungen und dem Schweregrad der OSA hin [76–78].

Die Wahrscheinlichkeit, an OSA zu erkranken, steigt mit fortschreitendem Alter [74]. Fettleibigkeit ist nach wie vor einer der Hauptrisikofaktoren für diese Erkrankung [73]. Nach Schätzungen von Chong *et al.* [79] und der Weltgesundheitsorganisation (World Health Organization, WHO) [21] wird die Prävalenz der Fettleibigkeit weltweit weiter zunehmen. Des Weiteren prognostiziert die WHO [80] eine Verdoppelung der Weltbevölkerung im Alter von 60 Jahren und älter und eine Verdreifachung der Bevölkerung im Alter von 80 Jahren und älter zwischen den Jahren 2020 und 2050. Angesichts einer alternden und zunehmend übergewichtigen Weltbevölkerung ist in Zukunft ein weiterer Anstieg der Prävalenz der OSA zu erwarten [61].

Nach Schätzungen von Frost & Sullivan entstanden allein in den USA im Jahr 2015 Kosten in Höhe von 149,6 Milliarden USD aufgrund nicht diagnostizierter OSA [69]. Die Gesamtkosten für die Diagnose und Behandlung der OSA belaufen sich dabei auf etwa 33 % der Kosten, die

durch undiagnostizierte Fälle entstehen [69]. Die Diagnose und Behandlung der OSA ist daher eine gute Möglichkeit, die wirtschaftliche Belastung der Gesundheitssysteme und die Auswirkungen auf die Gesundheit der Bevölkerung erheblich zu reduzieren [81]. Dennoch ist zu bedenken, dass die Kosten der Behandlungsmöglichkeiten für OSA in Ländern mit niedrigem und mittlerem Einkommen ein großes Hindernis darstellen können [64]. Entscheidend für die Verbesserung der Kosteneffizienz und Wirksamkeit der Behandlungen der OSA ist die Gewährleistung einer hohen Therapietreue und langfristigen Wirksamkeit der Behandlungsoptionen [69].

2.1.1 Konventionelle Therapien

Trotz der Fortschritte bei den alternativen Behandlungsmöglichkeiten bleibt die kontinuierliche Überdruckbeatmung (continuous positive airway pressure, CPAP) die Therapie erster Wahl bei moderater bis schwerer OSA [82]. Bei der CPAP-Therapie wird über eine Maske ein kontinuierlicher Druck auf die Atemwege aufrechterhalten, um diese offen zu halten. Die Akzeptanz und Therapietreue der CPAP-Therapie ist jedoch eines der Hauptprobleme, die den Erfolg dieser Behandlung insbesondere auf mittlere und lange Sicht einschränken [83]. Die Wirksamkeit der CPAP-Behandlung ist proportional zur Nutzungsdauer und damit zur Therapietreue: Je mehr Stunden die CPAP-Therapie im Schlaf eingehalten wird, desto besser sind die klinischen Ergebnisse [84]. Aus zahlreichen klinischen Studien ist eine starke Streuung der Therapieadhärenz bekannt. Zwischen 29 % und 88 % der Patienten halten sich an die verordnete CPAP-Therapie [82, 85–88]. Einerseits hängt die optimale Behandlungsdauer mit CPAP von den zu behandelnden OSA-Symptomen ab [89], andererseits wurde in der Studie von Kohler *et al.* [87] ein Rückgang der Adhärenz um 11 % über einen Beobachtungszeitraum von 5 bis 10 Jahren festgestellt. Eine geringe Adhärenz lässt sich größtenteils durch die mit CPAP assoziierten Nebenwirkungen erklären. Dazu gehören unter anderem Schlafstörungen, Ulzerationen und Kopfschmerzen [74, 90]. Nach CPAP sind orale Hilfsmittel (oral appliance, OA) wie Protrusionsschienen die zweithäufigste Behandlungsoption für OSA [91]. Im Gegensatz zu CPAP ist die Wirksamkeit von OA jedoch begrenzt [83]. Aufgrund der allgemein besseren Akzeptanz sind OA die beste Erstbehandlungsoption für Patienten mit milder OSA [91].

2.1.2 Neurostimulation als therapeutischer Ansatz

Eine alternative Behandlung ist die direkte elektrische Stimulation des Nervus hypoglossus (hypoglossal nerve stimulation, HNS) mit einem Zungenschrittmacher bzw. Hypoglossusstimulator, der durch Versteifung und Vorverlagerung der Zunge den Kollaps der Atemwege verhindert [92] (siehe Abbildung 2-1). Die Sicherheit und Wirksamkeit der HNS wurde im Laufe der Jahre in zahlreichen klinischen Studien bei Patienten mit moderater bis schwerer OSA, die nicht auf eine CPAP-Therapie ansprechen, nachgewiesen [93–95]. Die Therapieadhärenz bei der HNS liegt in der Regel über 80 % [96].

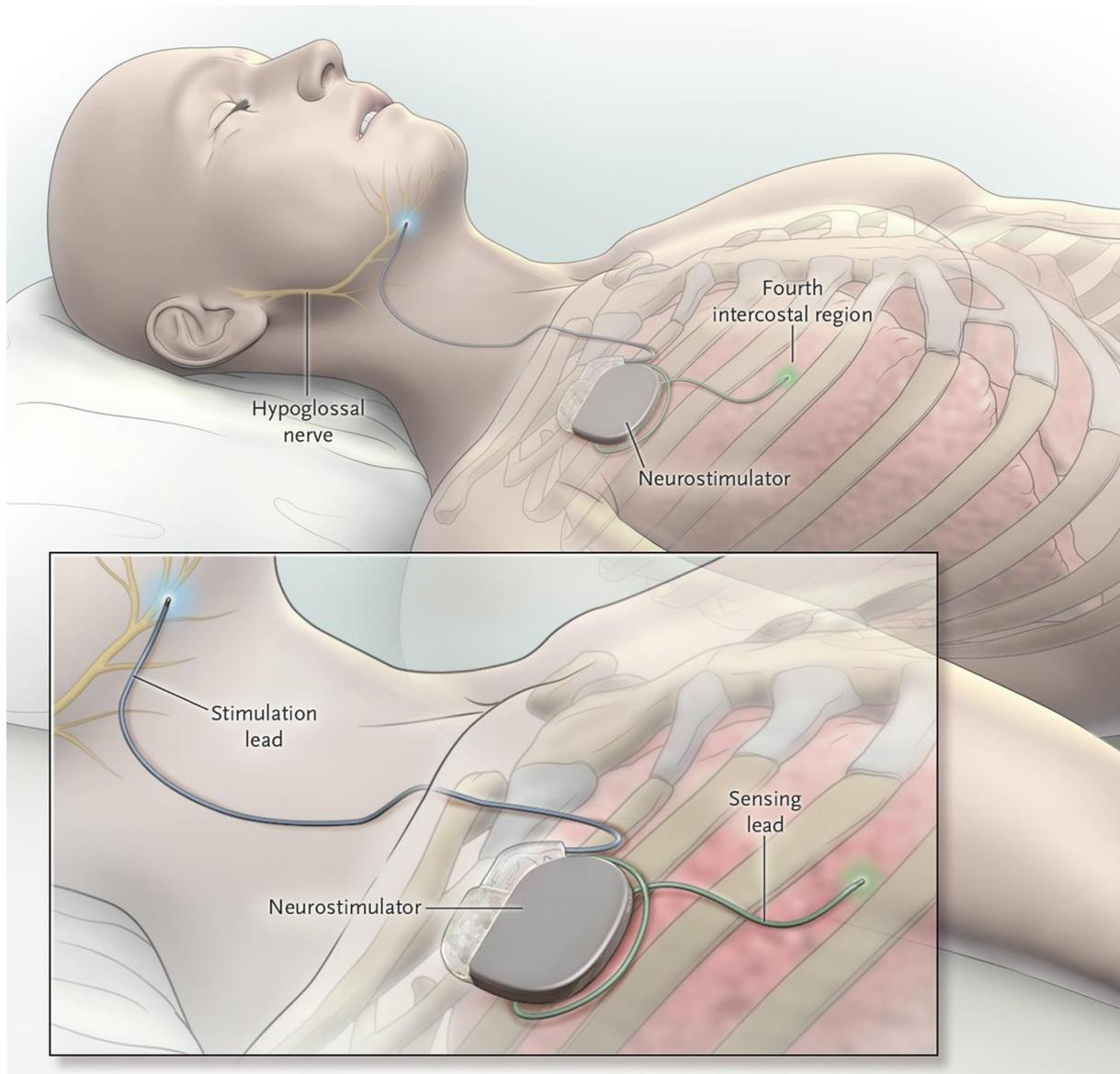


Abbildung 2-1: Typischer Aufbau eines Hypoglossusstimulators „Neurostimulator“ bestehend aus einem Drucksensor „Sensing lead“ zur atemsynchronen Stimulation des Nervus hypoglossus „Hypoglossal nerve“ mit Stimulationselektroden „Stimulation lead“. Reproduziert mit Genehmigung von [97], © Massachusetts Medical Society.

Zu den geringfügigen Nebenwirkungen der HNS gehören unangenehme Empfindungen während der Stimulation und Abschürfungen an der Zunge [98]. Diese können jedoch bei der Mehrzahl der Patienten durch individuelle Anpassung der Stimulationsparameter behoben werden [93]. Ein weiterer Vorteil der Möglichkeit, die Stimulationsparameter nach der Implantation des Zungenschrittmachers zu verändern, besteht darin, dass die Therapie an den Krankheitsverlauf des Patienten angepasst werden kann, um eine optimale Therapieeffizienz zu ermöglichen [99]. Laut der prospektiven Beobachtungsstudie ADHERE Registry [100], an der 301 CPAP-refraktäre Patienten aus 10 Krankenhäusern von Oktober 2016 bis September 2017 teilnahmen, waren 90 % der Patienten mit Hypoglossusstimulatoren zufriedener als

mit CPAP, 96 % würden sich wieder für Hypoglossusstimulatoren entscheiden und 94 % würden die HNS weiterempfehlen. Zwischen den Jahren 2015 und 2018 stieg der weltweite Verkauf von Hypoglossusstimulatoren um das 6,3-fache von 346 auf 2175; insgesamt wurden in diesem Zeitraum 4459 Stimulatoren verkauft [101].

Ein Nachteil dieser Therapie sind jedoch die damit verbundenen Kosten, die höher sind als bei CPAP und OA [99]. In Deutschland belaufen sich die Kosten, die sich aus dem Preis des Hypoglossusstimulators, der Implantation und der Nachsorge zusammensetzen, auf durchschnittlich 26.184 € pro Patient [102] im Vergleich zu 27.945 USD im amerikanischen Gesundheitssystem [103]. Hinzu kommen die Kosten für die jährlichen Kontrollbesuche, die im deutschen und amerikanischen Gesundheitssystem jeweils durchschnittlich 58 € [102] und 177 USD betragen [103]. Zusätzliche chirurgische Eingriffe zum Austausch des Hypoglossusstimulators, z. B. wegen Batterieentladung oder Fehlfunktion des Implantates, verursachen im deutschen und amerikanischen Gesundheitssystem zusätzliche Kosten von durchschnittlich 20.498 € [102] und 14.556 USD [103], was jeweils 78 % und 52 % der ursprünglichen Kosten entspricht. Dennoch wird die HNS von den Gesundheitssystemen in Deutschland und den USA als kosteneffektiv für Patienten mit moderater bis schwerer OSA angesehen, bei denen eine CPAP-Therapie versagt hat [102, 103].

2.2 Neurostimulation

2.2.1 Aktionspotential

Die Existenz elektrischer Ströme in den Nerven und Muskeln des Menschen ist den Physiologen spätestens seit dem Jahr 1843 bekannt [104]. Die Funktionen des menschlichen Körpers werden durch elektrische und chemische Signale gesteuert [105]. Der Empfang, die Verarbeitung und die Reaktion auf solche Signale erfolgt über das Nervensystem, das alle Nervenzellen des Körpers umfasst [106]. Zur Erzeugung und Weiterleitung der elektrischen Signale müssen sogenannte Aktionspotentiale ausgelöst werden. Der genaue Ablauf eines Aktionspotentials ist in Abbildung 2-2 1) gegeben.

Ziel der Neurostimulation ist die künstliche Auslösung solcher Aktionspotentiale durch den Fluss von Ionenströmen zwischen zwei oder mehreren Elektroden, von denen mindestens eine in unmittelbarer Nähe des Zielgewebes liegt [60]. Dazu muss die Zellmembran über ein bestimmtes Schwellenpotential depolarisiert werden. Die Erregbarkeit eines Gewebes, d. h. wie gut ein Aktionspotential für ein bestimmtes Gewebe ausgelöst werden kann, wird durch eine Kraft-Dauer-Kurve beschrieben (siehe Abbildung 2-2 2)). Dieses Diagramm zeigt die zur Auslösung eines Aktionspotentials erforderliche Amplitude eines Stimulus in Abhängigkeit von dessen Dauer. Dabei entspricht die Rheobase der zur Auslösung eines Aktionspotentials erforderlichen Amplitude des Stimulus bei angenommener unendlicher Pulsdauer. Die Chronaxie entspricht der Pulsdauer bei doppelter Rheobase. Je größer die Amplitude des Stimulus ist,

desto kürzere Pulsdauern sind erforderlich, um ein Aktionspotenzial auszulösen, und umgekehrt [59].

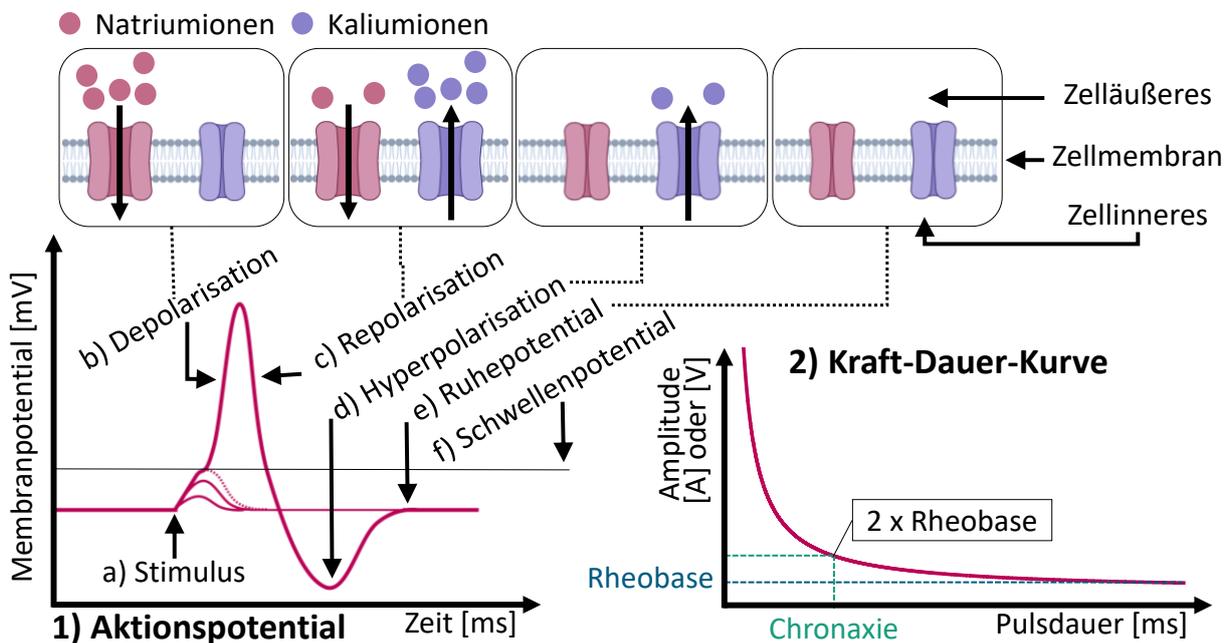


Abbildung 2-2: Zur Auslösung eines Aktionspotentials 1) muss der Stimulus a) ein bestimmtes Membranpotential f) überschreiten, um spannungsgesteuerte Natriumkanäle zu öffnen und damit das Einströmen von Natriumionen in das Zellinnere zu ermöglichen. Das Einströmen positiver Natriumionen in die Zelle führt zu einer weiteren Depolarisation b). Die Repolarisation c) beginnt mit der Öffnung der spannungsabhängigen Kaliumkanäle. Das Ausströmen von Kaliumionen aus der Zelle führt zu einem Abfall des Membranpotentials in Richtung des Ruhepotentials e) der Zelle. Fällt das Membranpotential unter das Schwellenpotential f), beginnen sich sowohl die Natrium- als auch die Kaliumkanäle zu schließen. Die Kaliumkanäle haben jedoch eine langsamere Kinetik und bleiben etwas länger geöffnet, was zu einer Hyperpolarisation d) führt [107]. Die Kraft-Dauer-Kurve 2) gibt den Zusammenhang zwischen der Amplitude und der Dauer eines Stimulus an, der zur Auslösung eines Aktionspotentials erforderlich ist. Dabei entspricht die Rheobase der Amplitude bei angenommener unendlicher Pulsdauer und die Chronaxie der Pulsdauer bei doppelter Rheobase [59]. (Erstellt mit BioRender.com).

2.2.2 Stimulationsparameter

Die Elektroden bilden die Schnittstelle zwischen dem Stimulator und dem zu stimulierenden Gewebe. Diese müssen bestimmte Kriterien erfüllen, darunter 1) in klinisch relevanten Formen und Größen herstellbar sein und gleichzeitig die für die Montageprozesse und Anwendungen erforderlichen mechanischen Eigenschaften aufweisen, 2) eine hohe Korrosionsbeständigkeit aufweisen, 3) eine möglichst hohe Ladungsabgabe an das Gewebe ermöglichen, 4) langfristig chemisch stabil und 5) biokompatibel sein [108]. Biokompatibilität bedeutet, dass die implantierten Materialien für den menschlichen Körper nicht toxisch sein dürfen und

keine entzündlichen oder allergischen Reaktionen hervorrufen dürfen [109]. Die Materialien müssen daher chemisch und biologisch inert sein [110]. Aus diesem Grund werden heute hauptsächlich Elektroden aus Edelmetallen wie Platin und Platin-Iridium-Legierungen in kommerziellen Stimulatoren eingesetzt [108].

An der Grenzfläche zwischen den implantierten Stimulationselektroden und dem Gewebe bildet sich eine elektrochemische Doppelschicht [111, S. 191]. Bei diesen Edelmetallen erfolgt die Stimulation durch kapazitive Reaktionen, bei denen die Doppelschicht geladen und entladen wird, sowie durch Faradaysche Prozesse, bei denen an der Elektrodenoberfläche gebundene Spezies oxidiert und reduziert werden [111, S. 191]. Der relative Beitrag der einzelnen Prozesse hängt von der Stromdichte an der Elektrodenoberfläche und der Dauer des Stimulationspulses ab, wobei unter den meisten neuronalen Stimulationsbedingungen die Faradayschen Prozesse überwiegen [60].

Jeder Stimulationspuls besteht aus einer kathodischen und einer anodischen Phase. Ein kathodischer Strom entsteht durch Reduktionsreaktionen an der Elektrodenoberfläche und fließt von der Elektrode zum Gewebe, ein anodischer Strom fließt in entgegengesetzter Richtung und beruht auf Oxidationsreaktionen [60]. Die Amplitude und die Dauer der beiden Phasen sind so einzustellen, dass die in das Gewebe eingebrachte elektrische Ladung ausgeglichen wird [60]. Das grundlegende und entscheidende Ziel des Ladungsausgleichs besteht darin, das elektrische Potential in einem Bereich zu halten, in dem keine irreversiblen Reduktions- und Oxidationsreaktionen ausgelöst werden, die zu einer Schädigung der Elektrode und des umgebenden Gewebes führen [60]. Typische ladungsausgeglichene Stimulationspulsverläufe sind in Abbildung 2-3 1), 2) und 3) dargestellt. Dennoch kann eine Elektrode trotz Ladungsausgleich während der Stimulation so stark polarisiert werden, dass Gewebe und Elektroden beschädigt werden [60], und es besteht auch die Gefahr, dass das Gewebe durch zu hohe elektrische Felder, die von den Stimulationselektroden erzeugt werden, unmittelbar beschädigt wird [112]. Daher müssen auch die Strom- und Ladungsdichten begrenzt werden [60].

Zu den häufigsten irreversiblen Prozessen gehören die Elektrolyse von Wasser mit den daraus resultierenden pH-Änderungen und Gasbildungen sowie die Auflösung der Elektrode durch oxidative Bildung löslicher Metallkomplexe oder die Beeinträchtigung der Passivierung, was zu einer Elektrodenkorrosion führt [60].

Die maximale Ladung, die durch reversible Faradaysche Prozesse in das Gewebe eingebracht werden kann, wird als Ladungsinjektionskapazität (charge injection capacity, CIC) bezeichnet und stellt eine der wichtigsten Kenngrößen einer Elektrode dar [108]. Zur Vermeidung einer Schädigung der Elektroden und des umgebenden Gewebes ist die sogenannte Shannon-Gleichung ein Anhaltspunkt (siehe Abbildung 2-3 4)). Diese Gleichung beruht auf der histologischen Auswertung von Tierversuchen, in denen die Schädigung von Hirngewebe durch elektrische Stimulation untersucht wurde [114]. Die Shannon-Gleichung beschreibt die maximale Ladungsdichte an den Stimulationselektroden als Funktion der maximalen Ladung, die während

eines Stimulationspulses an das Gewebe abgegeben werden kann [113]. Viele für die Gewebeschädigung relevante Stimulationsparameter wie Wiederholrate, Tastverhältnis, Stromdichte und Elektrodengröße werden hier jedoch nicht berücksichtigt, daher könnte die Shannon-Gleichung den Grenzwert, bei dem eine Schädigung des Gewebes vermieden wird, entweder unter- bzw. überschätzen [113]. Dennoch halten sich viele Neurostimulatoren an diese Grenze mit einem k-Wert zwischen etwa 1,5 und 1,8 [113]. Auch wenn Stimulatoren in der Lage sind, Stimulationspulse oberhalb dieser Grenzen zu erzeugen, wird dies in der Regel mit einem Warnhinweis versehen [113].

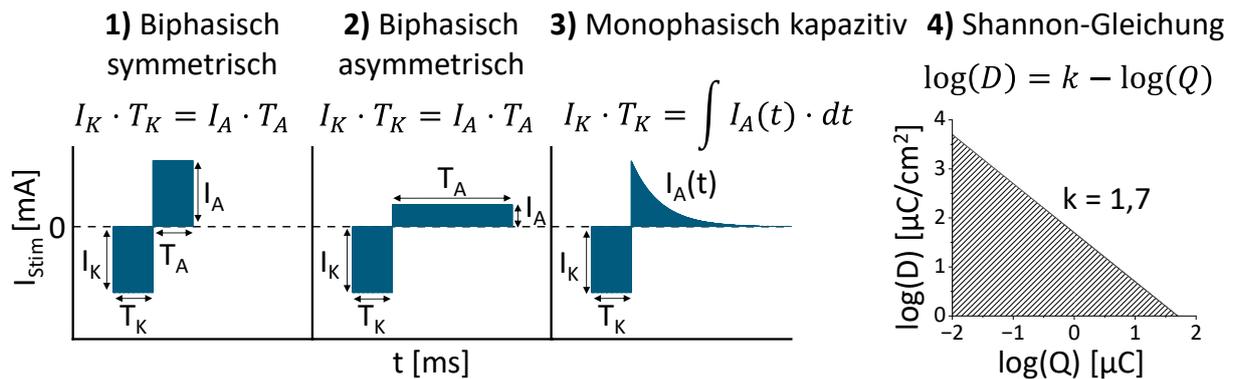


Abbildung 2-3: Typische ladungsausgeglichene Pulse für die Neurostimulation mit einem: 1) biphasisch symmetrischen, 2) biphasisch asymmetrischen und 3) monophasisch kapazitiven Verlauf [60]. Der Verlauf des Stimulationspulses I_{stim} besteht aus einer kathodischen Phase mit der Amplitude I_K und der Dauer T_K und einer anodischen Phase mit der Amplitude I_A und der Dauer T_A . Die Shannon-Gleichung 4) dient als Anhaltspunkt, um eine Schädigung der Elektroden und des umgebenden Gewebes zu vermeiden [113]. Diese beschreibt das Verhältnis zwischen der Ladungsdichte D und der Ladung Q , die während einer Stimulationsphase an das Gewebe abgegeben wird und nicht überschritten werden darf (siehe schraffierter Bereich).

2.3 Hochintegrierte implantierbare Systeme

Die meisten kommerziell erhältlichen Stimulatoren sind hochintegrierte implantierbare Systeme mit einem großen Funktionsumfang. Dazu gehören 1) die Aufzeichnung elektrophysiologischer Signale zur Steuerung der Elektrostimulation in einem geschlossenen Regelkreis, 2) die Entwicklung und der Einsatz anwendungsspezifischer integrierter Schaltkreise (application-specific integrated circuit, ASIC), die eine sehr präzise Einstellung der Stimulationsparameter wie Amplitude, Dauer und Wiederholrate der elektrischen Impulse ermöglichen, 3) die Integration von Kommunikationskanälen und der Einsatz von Mikrocontrollern, um z. B. die drahtlose Energieübertragung zum Aufladen der Batterien zu steuern und den Datenaustausch mit einer extrakorporalen Einheit zu ermöglichen [115, 116].

Der Aufbau und die Funktionsweise eines solchen Systems sind in Abbildung 2-4 veranschaulicht. Es ist zu beachten, dass weniger als 25 % der gesamten Batterieenergie für die Stimulation und mehr als 50 % vom Stimulator intern verbraucht werden, z. B. für die digitale Datenverarbeitung, Telemetrie und Integritätsprüfung [115].

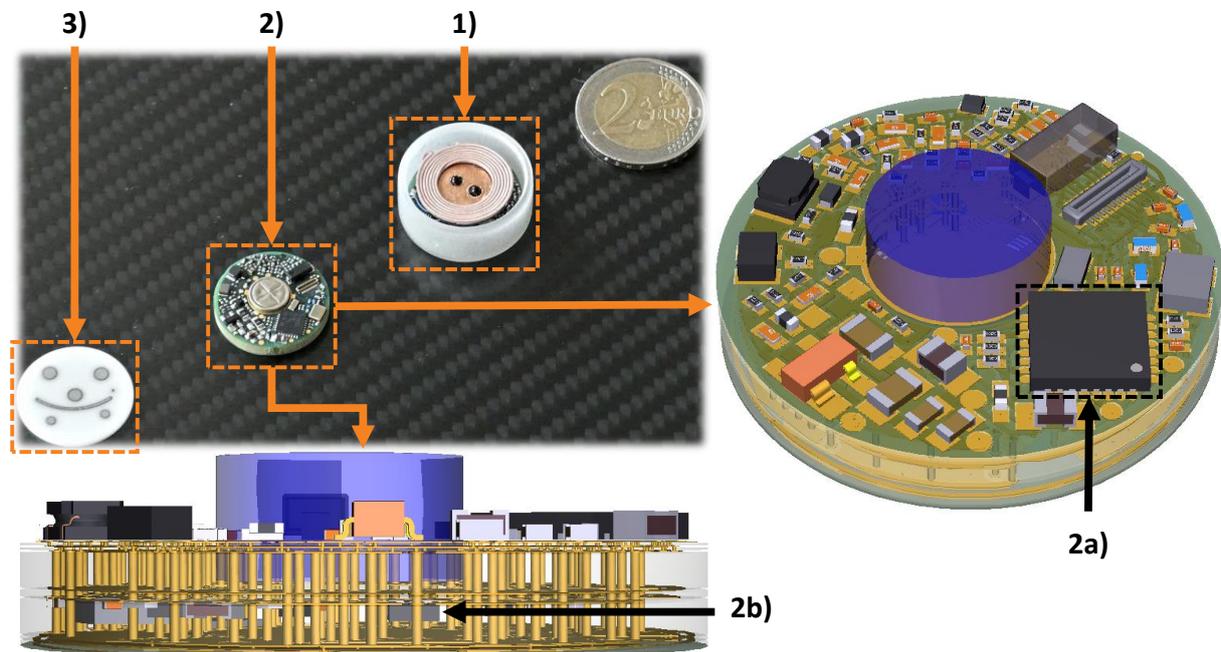


Abbildung 2-4: Hochintegriertes implantierbares System aus dem vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) geförderten Projekt INTAKT (Förderkennzeichen: 16SV7638) zur Wiederherstellung der Greiffunktion bei Personen mit hochgradiger Rückenmarksverletzung [116] und zur Behandlung von gastrointestinalen Motilitätsstörungen [117]. Der in der Mitte der Platine 2) eingebettete Akkumulator wird über die Spule 1) induktiv aufgeladen. Das Implantat ist ein autarkes System und wird durch den Mikrocontroller 2a) gesteuert. Die Elektronik 2) besteht aus insgesamt 8 Lagen mit eingebetteten Bauelementen und einem eingebetteten ASIC 2b) zur Aufnahme von elektrophysiologischen Signalen und zur Erzeugung von elektrischen Stimulationspulsen. Die Elektroden auf der Rückseite des Implantates 2) sind elektrisch mit der Rückseite des Gehäuses 3) verbunden. Der Datenaustausch zwischen dem Implantat und einer extrakorporalen Einheit erfolgt per Funk. Ebenso können mehrere dieser Implantate miteinander vernetzt werden, um eine synchrone Stimulation zu ermöglichen. Der Datenaustausch zwischen den Implantaten erfolgt entweder per Funk oder per Infrarot über die optische Schnittstelle in der Mitte der Spule 1).

Vielfältige Schnittstellen können allerdings auch zusätzliche Angriffsflächen darstellen [118]. Im Jahr 2016 wurde erstmals ein größerer Vorfall bekannt, der die Aufmerksamkeit auf die Cybersicherheit von Herzschrittmachern lenkte. Cyberangriffe, die zu einer Batterieentladung und einem Systemabsturz führten, wurden von dem Forschungsunternehmen für Cybersicherheit MedSec und der Investitionsfirma Muddy Waters bei mehreren Modellen von Herzschrittmachern des Herstellers St. Jude Medical (jetzt Teil von Abbott) nachgewiesen [40].

Dies betraf im Jahr 2018 auch Herzschrittmacher der Firma Medtronic [40]. Die amerikanische Arzneimittelbehörde (FDA) konnte Sicherheitslücken im Telemetrieprotokoll aufgrund fehlender Verschlüsselungs-, Authentifizierungs- oder Autorisierungsprotokolle bestätigen. Die Einstellungen des Herzschrittmachers konnten somit von Unbefugten verändert werden [40].

Auch wenn das Risiko von Cyberangriffen auf hochintegrierte implantierbare Systeme derzeit gering ist, wird es mit zunehmender Komplexität und Verbreitung von Stimulatoren steigen, wodurch Patienten erhebliche Schäden zugefügt werden könnten [39]. Ob hochintegrierte implantierbare Systeme überhaupt absolut sicher gestaltet werden können, ist offen [39].

2.3.1 Eingeschränkter Miniaturisierungsgrad

Die Miniaturisierung hochintegrierter implantierbarer Systeme ist durch die Vielzahl der erforderlichen Bauteile und allein schon durch den Bedarf einer sperrigen Batterieeinheit begrenzt [115]. Infolgedessen können solche Systeme nicht an der Stelle implantiert werden, an der die Stimulationspulse mittels Elektroden abgegeben werden sollen [42]. Längere Zuleitungen und Verlängerungen sind erforderlich, um den Stimulator mit den Stimulationselektroden zu verbinden, was ebenfalls die Komplexität des chirurgischen Eingriffs erhöht [42].

Ein umfassender Produktüberwachungsbericht von Medtronic [36] gibt einen Überblick über Ursachen und Häufigkeit von produktbezogenen AEs bei Rückenmark-, Tiefe Hirn- sowie Sakralnervenstimulatoren. Diese sind in Abbildung 2-5 zusammengefasst. AEs für die oben genannten Stimulatoren wurden von Juni 2004, Juli 2009 und April 2010 bis zum 31. Oktober 2022 bei 6.328, 3.295 und 1.558 Patienten erfasst. Insgesamt wurden 5.549, 2.124 und 1.235 AEs für die Rückenmark-, Tiefe Hirn- und Sakralnervenstimulatoren berichtet, von denen jeweils 35,5 %, 22,6 % und 19,3 % produktbezogen waren und jeweils 15,1 %, 8,9 % und 10,8 % der Patienten betrafen. Von diesen 1.970, 479 und 238 produktbezogenen AEs waren 72,9 %, 46,1 % und 66,4 % auf Zuleitungen zwischen Stimulator und Stimulationselektroden, 2,4 %, 19,2 % und 0,8 % auf Zuleitungsverlängerungen und 5,3 %, 17,5 % und 20,6 % auf Fehlfunktionen der Stimulatoren zurückzuführen. Die häufigsten Ursachen für produktbezogene AEs waren Migration, Dislokation und Bruch der Zuleitungen sowie Fehlfunktionen der Stimulatoren. Weitere Studien, die diese Ergebnisse stützen, sind in [35, 119–121] zu finden.

Die produktbezogenen AEs erforderten in 54,9 %, 50,1 % und 57,1 % der Fälle für die jeweiligen Rückenmark- [36], Tiefe Hirn- [41] und Sakralnervenstimulatoren [36] einen zusätzlichen chirurgischen Eingriff und führten in 2,3 %, 1,2 % und 3,8 % der Fälle zu einem Therapieabbruch. Ein weiterer Nachteil sperriger implantierbarer Systeme ist, dass diese Schmerzen und ästhetische Probleme bei den Patienten verursachen können [42].

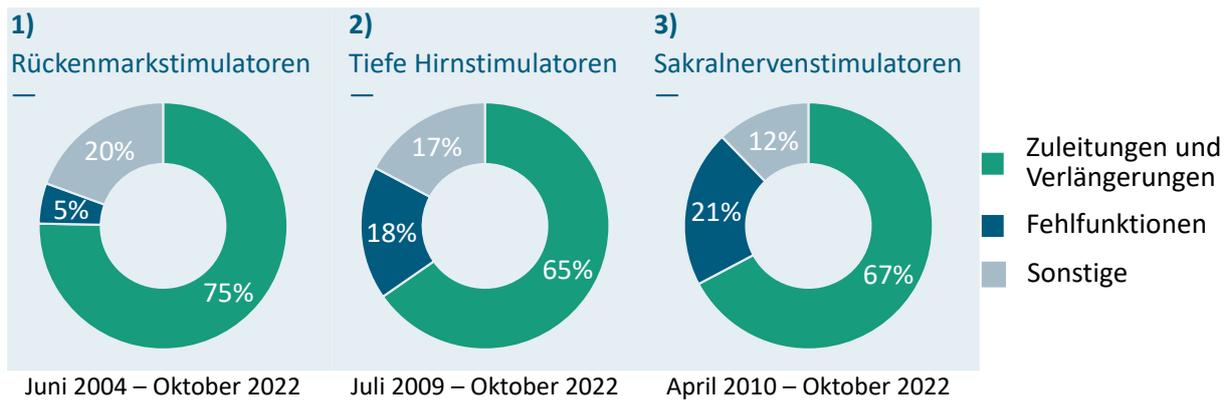


Abbildung 2-5: AEs aus dem Produktüberwachungsbericht von Medtronic [36] bei Rückenmark-, Tiefe Hirn- und Sakralnervenstimulatoren. Die häufigsten Ursachen für diese AEs sind auf die Zuleitungen und Verlängerungen zwischen den Stimulationselektroden und dem Stimulator sowie auf eine Fehlfunktion des Stimulators selbst zurückzuführen.

2.3.2 Begrenzte Batterielebensdauer

Die begrenzte Batterielebensdauer stellt eine zusätzliche Einschränkung für den Langzeiteinsatz von Stimulatoren dar. Abhängig von der Systemnutzung, der Batteriekapazität, den Stimulationsparametern und dem Energieverbrauch des Systems im Ruhezustand variiert die Batterielebensdauer von System zu System und von Anwendung zu Anwendung [115].

Die Batterielebensdauer von 281 Tiefe Hirnstimulatoren mit einer nicht wiederaufladbaren Batterie, auch Primärbatterie genannt, wurde von Schlichting *et al.* [38] von Dezember 1995 bis August 2016 bei 165 Patienten erfasst. Es wurde festgestellt, dass die neuere Generation der betrachteten Stimulatoren zwar einen größeren Funktionsumfang bieten, allerdings auf Kosten einer kürzeren Batterielebensdauer. Die mediane Batterielebensdauer betrug 4,8 Jahre bei den älteren Stimulatoren gegenüber 2,3 Jahren bei den neueren.

Deer *et al.* [37] erfassten die Lebensdauer von 25.856 und 79.606 implantierbaren Systemen mit jeweils einer Primärbatterie und einer wiederaufladbaren Batterie bzw. Sekundärbatterie. Es zeigte sich, dass implantierbare Systeme mit Primär- und Sekundärbatterie eine ähnliche Lebensdauer aufweisen. Nach 7 Jahren waren noch jeweils 53,8 % und 55,0 % der implantierbaren Systeme mit Primär- und Sekundärbatterie im Einsatz [37]. Die weit verbreitete Meinung, dass implantierbare Systeme mit einer Sekundärbatterie eine Lebensdauer von mindestens zehn Jahren haben, gegenüber nur wenigen Jahren mit einer Primärbatterie, ist daher definitiv falsch [37]. Bei Sekundärbatterien ist zudem zu beachten, dass diese in der Regel eine geringere Energiedichte und eine höhere Selbstentladung aufweisen als Primärbatterien [115]. Um dies zu kompensieren, werden voluminösere Sekundärbatterien mit größerer Kapazität benötigt. Darüber hinaus erhöht der Einsatz einer Sekundärbatterie die Komplexität der Schaltung des Stimulators, da zusätzliche Bauteile für die drahtlose Energiegewinnung und -regelung, das Laden der Batterie sowie die Überprüfung des Ladezustandes der Batterie erforderlich sind [115].

2.4 Induktive Energieübertragung

Das erste induktive Energieübertragungssystem wurde in den 1960er Jahren zur drahtlosen Energieversorgung eines künstlichen Herzens vorgestellt [122]. Im Laufe der Jahre hat sich die induktive Energieübertragung (inductive power transfer, IPT) zu einem gängigen Verfahren für die drahtlose Energieversorgung von implantierbaren Systemen wie Herzschrittmachern, implantierbaren Kardioverter-Defibrillatoren, Cochlea- und Retina-Implantaten sowie anderen Neurostimulatoren entwickelt [123].

Grundsätzlich sind für die IPT mindestens zwei Spulen erforderlich. Eine primärseitige Spule wird über eine extrakorporale Sendeeinheit mit einer Wechselspannung angesteuert. Das daraus resultierende magnetische Wechselfeld induziert eine Spannung an der sekundärseitigen Spule im implantierten Stimulator [124]. Um den Wirkungsgrad der IPT zu optimieren, werden beide Schwingkreise in Resonanz betrieben [125]. Die Entwicklung eines solchen Energieübertragungssystems ist aufgrund der veränderlichen Systemparameter im praktischen Einsatz recht herausfordernd. Ändert sich der Abstand zwischen den Spulen oder die Ausrichtung einer Spule zur anderen, so ändert sich auch der induktive Kopplungsfaktor [126]. Ebenso ist die Last am Schwingkreis, die durch den Schaltkreis des Stimulators sowie die von den dielektrischen Eigenschaften des Gewebes abhängige Elektrodenimpedanz gebildet wird, nicht konstant [126]. Es sollte auch berücksichtigt werden, dass die frequenzabhängigen dielektrischen Eigenschaften zwischen Gewebetypen und von Patient zu Patient unterschiedlich sind und sich im Laufe der Zeit ändern. Veränderungen der Körperchemie (z. B. Flüssigkeits- oder Fettgehalt), Entzündungen, Bindegewebewachstum um den implantierten Stimulator und Veränderungen der Zellstruktur sind gut dokumentierte physiologische Prozesse, die die Gewebeeigenschaften beeinflussen [127–129]. Diese Veränderungen wirken sich auf den Kopplungsfaktor sowie die vom Gewebe absorbierte Energie aus und führen zu einer Verstimmung beider Schwingkreise [130]. Infolgedessen kommt es zu einer Verschlechterung des Wirkungsgrades der IPT und zu einer Verringerung der auf der Sekundärseite empfangenen Energie.

Die größte Herausforderung bei der IPT besteht darin, einerseits eine ausreichende und zuverlässige Energieübertragung zu gewährleisten und andererseits die primärseitige Sendeleistung in einem sicheren Bereich zu halten, um eine übermäßige Erwärmung des Gewebes [125] sowie eine Zerstörung des Stimulators aufgrund zu hoher induzierter Spannungen zu vermeiden. Zu diesem Zweck sind Regelungsverfahren erforderlich, welche Schwankungen der Systemparameter ausgleichen, um die Leistung bzw. Spannung oder den Strom an der sekundärseitigen Last konstant zu halten und den Wirkungsgrad der IPT zu optimieren [126].

2.4.1 Regelungsverfahren

In der Literatur werden die Regelungsverfahren zur induktiven Energieversorgung von implantierbaren Systemen über eine extrakorporale Sendeeinheit im Wesentlichen in drei Kategorien eingeteilt. Diese sind in Abbildung 2-6 im Überblick dargestellt. Sie unterscheiden sich, je

nachdem, an welcher Stelle die Messung der zu regelnden Größe, die Datenverarbeitung und die Regelung erfolgen.

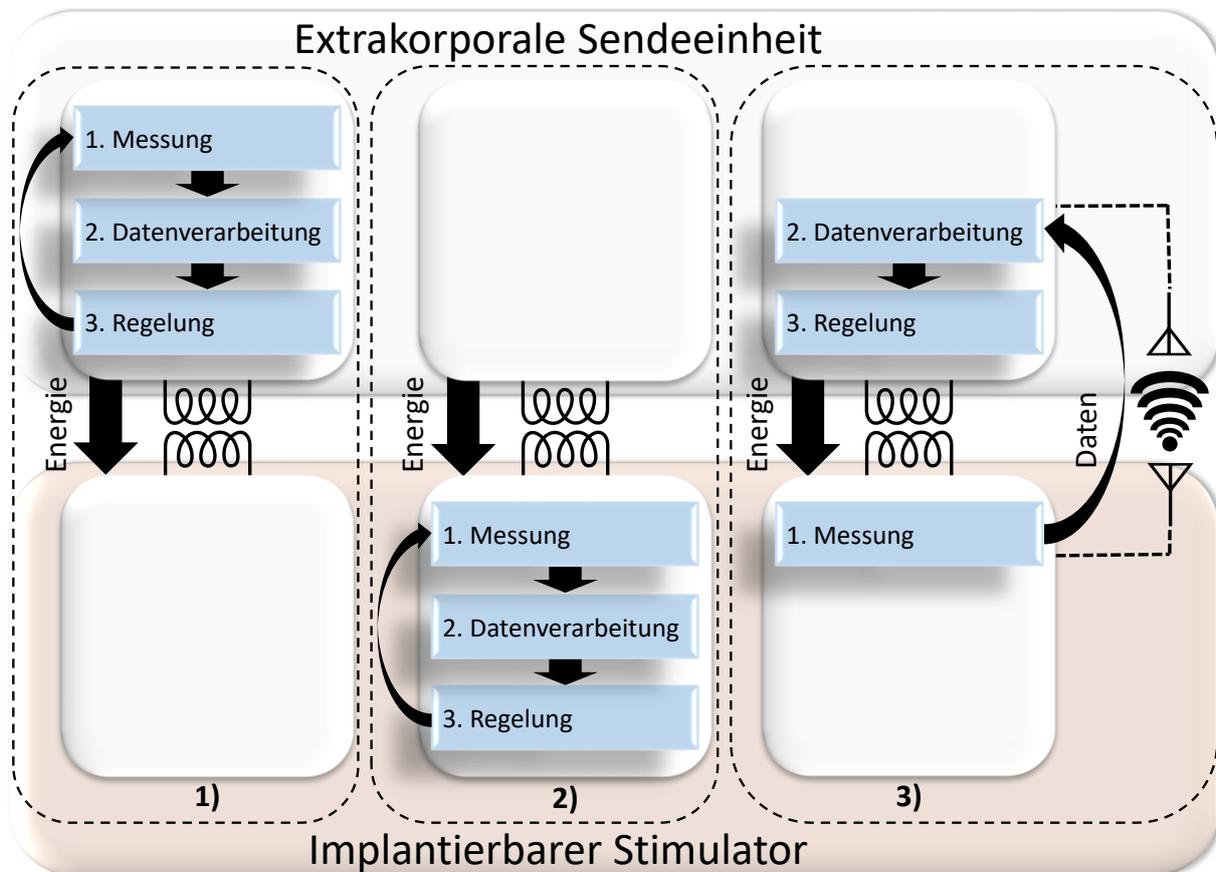


Abbildung 2-6: Regelungsverfahren für die induktive Energieversorgung implantierbarer Systeme über eine extrakorporale Sendeeinheit: 1) Die Messung der zu regelnden Größe und die Regelung erfolgen auf Seite der extrakorporalen Sendeeinheit [132, 135–138]; 2) Messung und Regelung erfolgen auf Seite des implantierten Stimulators [139–141]; 3) die Messung erfolgt auf Seite des implantierten Stimulators, die Messwerte werden anschließend an die extrakorporale Sendeeinheit übertragen, mit der die Regelung erfolgt [142–151]. Das Prinzip 3) kann erweitert werden, indem die Regelung nicht nur auf Seite der extrakorporalen Sendeeinheit, sondern auch auf Seite des Stimulators stattfindet [152, 153]. Hier dienen die Kommunikationskanäle zur Regelung der IPT, zur Programmierung des Stimulators und zur Übertragung von Daten wie Biosignale [138, 154], die bioelektrische Impedanz [155], der Batterieladestatus [143, 149, 155], die Temperatur [155] usw. Die Kommunikation kann entweder per Funk [143, 148, 152, 153, 155] oder per induktiver Kopplung [142–145, 149, 150], z. B. durch Lastmodulation, erfolgen.

Für diese Regelungsverfahren stehen mehrere Steuergrößen zur Verfügung, die in Abbildung 2-7 zusammengefasst sind. Die extrakorporale Sendeeinheit besteht aus einer Steuereinheit, einer Endstufe, einer Impedanzanpassung und der primärseitigen Spule L_1 . Als Endstufe kommen üblicherweise Vollbrücken, Klasse-E-Verstärker oder noch Halbbrücken

zum Einsatz [131, 132]. Eine sekundärseitige Spule L_2 und eine Impedanzanpassung werden für die induktive Energiegewinnung der Implantatschaltung verwendet.

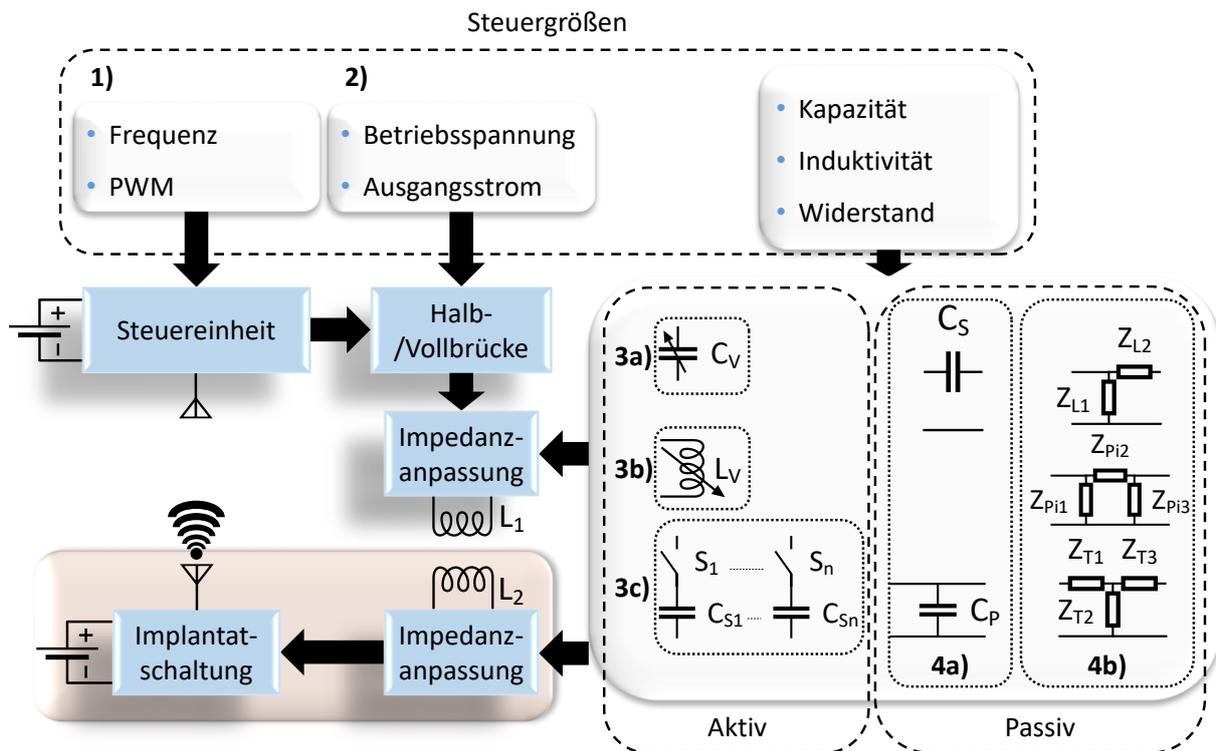


Abbildung 2-7: Steuergrößen zur Regelung der IPT auf Seite der Halb- bzw. Vollbrücke: 1) Frequenz [135, 143, 146, 147, 150] und Pulsweitenmodulation (PWM) [132, 143, 147, 149, 153]; und 2) Betriebsspannung [143–145, 152] und Ausgangsstrom [148]. Die Nachstimmung bzw. Impedanzanpassung der primär- und sekundärseitigen Schwingkreise erfolgt mittels: 3a) spannungsgesteuerter Kapazitätsdioden [155, 156] und ferroelektrischer MLCCs [137, 139, 140]; 3b) stromgesteuerter Induktivitäten [150]; 3c) Verschaltung diskreter Kondensatoren [157–159] oder Steuerung der effektiven Kapazität durch PWM [146, 151, 160]; 4a) grundlegende Anpassungsstrukturen, bei denen eine Kapazität entweder in Reihe oder parallel zur primär- und sekundärseitigen Spule geschaltet wird [161–163]; sowie 4b) L-, Pi- und T-Anpassungsnetzwerke [164].

Grundsätzlich kann die Regelung der IPT durch die Einstellung der primärseitigen Leistung erfolgen (siehe Abbildung 2-7 1) und 2)). Um den Wirkungsgrad der IPT zu optimieren, wird zusätzlich die Impedanz der sekundärseitigen Last an die Impedanz der Primärseite angepasst (siehe Abbildung 2-7 3) und 4)). Die Impedanzanpassung kann entweder durch aktive Ansteuerung von Induktivitäten und Kapazitäten oder durch Beschaltung von Kompensationsschaltungen aus Widerständen, Kondensatoren und Induktivitäten mit festen Werten erfolgen [133]. Die Wahl der Kompensationsschaltung hängt schließlich von der gewünschten Bandbreite, dem Bereich der Impedanzanpassung, der Komplexität und dem verfügbaren Platz ab [134]. In der Praxis ist es auch üblich, mehrere der in Abbildung 2-7 dargestellten Regelungsprinzipien zu kombinieren.

Störungen der für die Regelung notwendigen Kommunikationskanäle sind besonders kritisch. Eine Unterbrechung des Kommunikationskanals oder Verzögerungen bei der Datenübertragung wirken sich negativ auf die Regelung aus und können im ungünstigsten Fall zum Ausfall der Regelung führen [132, 141]. Die Zeitkonstanten der Regelung sind ebenfalls von Bedeutung. Einerseits muss die Regelung ausreichend reaktiv auf Änderungen der Systemparameter reagieren können, andererseits muss die Stabilität des Regelkreises gewährleistet sein [132, 152].

2.4.2 Expositionsgrenzwerte

Für die Energieübertragung durch biologisches Gewebe sind Expositionsgrenzwerte von besonderer Bedeutung. Diese Grenzwerte dienen dem Schutz von Menschen vor nachgewiesenen gesundheitsschädlichen Auswirkungen der Exposition gegenüber elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Feldern [165]. Gewebe bestehen aus molekularen Dipolen und Ionen, was sich in den dielektrischen Eigenschaften, also der elektrischen Permittivität und elektrischen Leitfähigkeit, des Gewebes widerspiegelt [166]. Die Permittivität ist ein Maß für den Ladungsaufbau an Zellmembranen und die Ausrichtung molekularer Dipole in einem elektrischen Feld [167]. Ionen wie Natrium und Kalium fungieren als Ladungsträger, die Ionenmobilität im Gewebe wird durch die elektrische Leitfähigkeit beschrieben. Die dielektrischen Eigenschaften von Gewebe sind frequenzabhängig und individuell verschieden [127, 168]. Aufgrund von Wechselwirkungen mit molekularen Dipolen und Ionen entstehen Konvektions- und Verschiebungsströme, die zu einer Energieabsorption durch das Gewebe und damit zu einer Erwärmung führen [165].

Ein Grenzwert für die vom Gewebe absorbierte Leistung ist die spezifische Absorptionsrate (SAR) in W/kg. Dieser Grenzwert wird von verschiedenen Organisationen festgelegt. Eine Übersicht unterschiedlicher SAR-Werte findet sich in [169]. Die Norm IEEE Std C95.1-2019 erlaubt beispielsweise eine maximale lokale SAR von 2 W/kg für Kopf und Oberkörper und 4 W/kg für Gliedmaßen und Ohrmuscheln [170]. Diese Werte werden für eine lokale Exposition über 6 Minuten und 10 g Gewebe gemittelt. Die Grenzwerte beziehen sich auf eine maximale Gewebeerwärmung von 1 °C [165], bei der selbst bei den empfindlichsten Geweben und Organen keine gesundheitlichen Schäden auftreten [171].

2.5 Keramikkondensatoren

2.5.1 Historische Entwicklung von Keramikkondensatoren

Die ursprüngliche Einheit der elektrischen Kapazität war das Jar [172, §168]. Diese Einheit ist auf die Erfindung des ersten elektrischen Kondensators, die sogenannte Leidener Flasche, zurückzuführen. Die Leidener Flasche, auch als Kleistsche Flasche bezeichnet, wurde unabhängig

voneinander im Jahr 1745 von Ewald Georg von Kleist (1700-1748) in Cammin (Polen) und im Jahr 1746 von Andreas Cunaeus (1712-1788) sowie den Professoren Jean-Nicolas-Sébastien Allamand (1713-1787) und Petrus van Musschenbroek (1692-1761) in Leiden (Holland) erfunden [173, S. 102, 174, S. 90]. Das Experiment der Leidener Flasche hat im Jahr 1746 das Interesse vieler Wissenschaftler europaweit erweckt. Viele neue Experimente und Entdeckungen folgten. Einige der wichtigsten Entdeckungen und Weiterentwicklung sind in Abbildung 2-8 zusammengestellt. Wie in Abbildung 2-9 zu sehen ist, ging die Entwicklung der Kondensatoren in Richtung einer Erhöhung der Kapazitätsdichte, d. h. bei gegebenem Volumen wird eine größere Kapazität realisiert, gekennzeichnet durch die Auswahl besonderer Werkstoffe als Dielektrikum sowie durch einen vielschichtigen Aufbau.

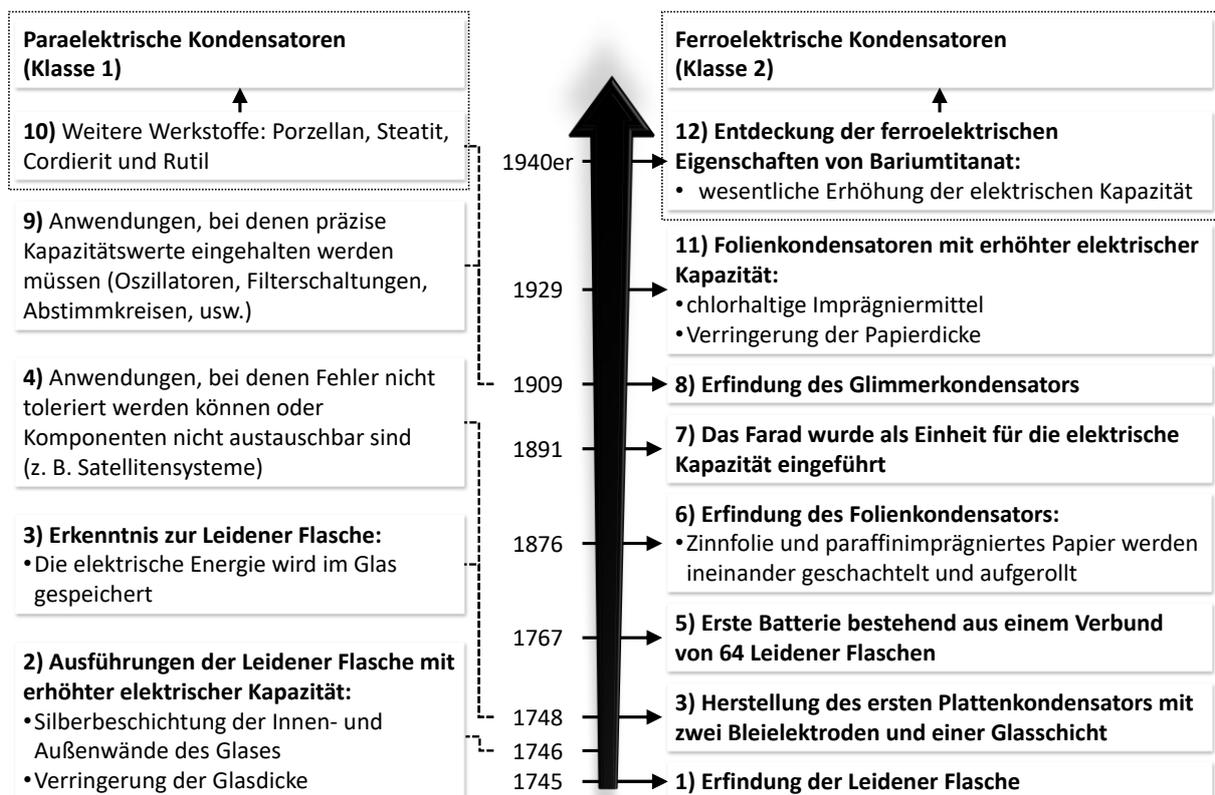


Abbildung 2-8: Chronologische Zusammenstellung einiger der wichtigsten Entdeckungen (in Fettdruck) und Fakten zur elektrischen Kapazität. Beteiligte Personen mit Quellenangabe sind nachfolgend aufgeführt: 1) Im Jahr 1745 von Ewald Georg von Kleist (1700-1748) und im Jahr 1746 von Andreas Cunaeus (1712-1788), Jean-Nicolas-Sébastien Allamand (1713-1787) und Petrus van Musschenbroek (1692-1761) [173, S. 102, 174, S. 90]; 2) Von Daniel Galath (1708-1767), Johann Heinrich Winkler (1703-1770), William Watson (1715-1787) und John Smeaton (1724-1792), um nur einige zu nennen [174, S. 90]; 3) Benjamin Franklin (1706-1790) [175, S. 187, 176]; 4) [177, S. 89]; 5) Joseph Priestley (1733-1804) [174, S. 90]; 6) Desmond Gerald Fitz-Gerald [178]; 7) Michael Faraday (1791-1867) [179]; 8) William Dubilier (1888-1969) [180]; 9) [177, S. 95, 180]; 10) [180]; 11) [181]; 12) [182, S. 144].

Um dies zu verdeutlichen, wurde die Kapazitätsdichte von Keramikkondensatoren in den Jahren 1906 bis 2022 in Abbildung 2-9 dargestellt. In [183, S. 58] werden Leidener Flaschen in der Größe einer Pinte und Gallone mit einer jeweiligen Kapazität von etwa 1,4 nF und 3,3 nF erwähnt. Bezogen auf ein jeweiliges Volumen von 0,568 und 4,546 L ergibt sich eine Kapazitätsdichte von ca. 2,52 und 0,73 fF/mm³. Durch den vielschichtigen Aufbau der Glimmerkondensatoren konnte die Kapazitätsdichte deutlich erhöht werden. Im Jahr 1917 wurde in [184] eine Kapazität von 1 µF in einem Gehäuse von 7,62 cm x 7,62 cm x 3,175 cm (0,184 L) dargestellt. Gegenüber einer Leidener Flasche mit einer Kapazität von ca. 1,4 nF entspricht dies einer Erhöhung der Kapazitätsdichte um einen Faktor von mehr als 2000. Ein Vergleich zwischen zwei Leidener Flaschen und einem Glimmerkondensator mit äquivalenter Kapazität ist in Abbildung 2-9 oben links dargestellt. Die höchstmögliche Kapazitätsdichte von Glimmerkondensatoren ist jedoch aufgrund der niedrigen Dielektrizitätskonstante von Glimmer begrenzt.

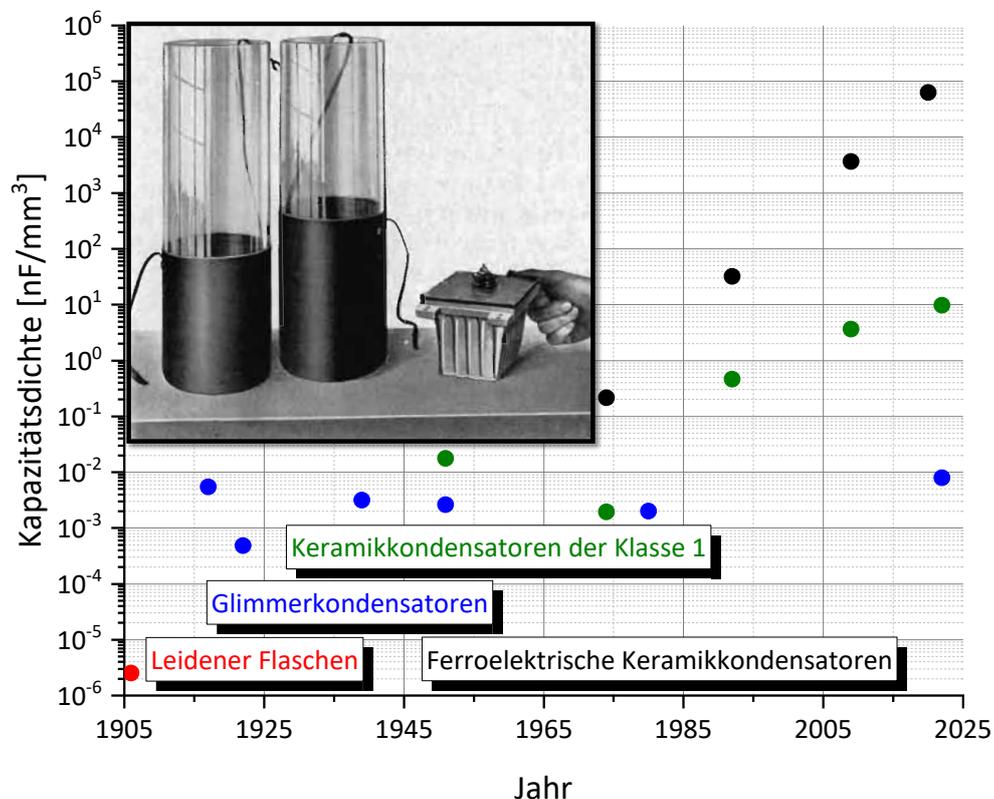


Abbildung 2-9: Kapazitätsdichte über die Jahre 1906 bis 2022 von: Leidener Flaschen (rot) [183, S. 58], Glimmerkondensatoren (blau) [184–189], paraelektrischen Keramikkondensatoren (Klasse 1) (grün) [190–194] und ferroelektrischen Keramikkondensatoren (Klasse 2) (schwarz) [191–193, 195]. Die Abbildung oben links aus [196] zeigt den Vergleich zwischen zwei Leidener Flaschen und einem Glimmerkondensator mit äquivalenter Kapazität.

Eine erhebliche Steigerung der Kapazitätsdichte wurde durch die Entdeckung der ferroelektrischen Eigenschaften von Bariumtitanat in den 1940er Jahren möglich [182, S. 144]. Im Vergleich zu den bisherigen paraelektrischen Kondensatoren, die heute als Kondensatoren der

Klasse 1 bezeichnet werden, weisen ferroelektrische Kondensatoren der Klasse 2 eine höhere Dielektrizitätskonstante auf, allerdings auf Kosten einer höheren Spannungs-, Frequenz und Temperaturabhängigkeit der Kapazität und unterliegen zudem einem Alterungsverhalten [177, S. 32]. Die Kapazitätsdichte ferroelektrischer Keramikkondensatoren ist im Laufe der Jahre deutlich gestiegen (siehe Abbildung 2-9). Nach dem heutigen Stand der Technik können Kapazitäten von $1 \mu\text{F}$ in einem Gehäuse von $0,4 \text{ mm} \times 0,2 \text{ mm} \times 0,2 \text{ mm}$ realisiert werden [195]. Daraus ergibt sich eine Kapazitätsdichte von $62,5 \mu\text{F}/\text{mm}^3$, was gegenüber den ersten Keramikkondensatoren, die Leidener Flasche, mit einer Kapazitätsdichte von nur wenigen fF/mm^3 einen enormen Fortschritt darstellt.

Neben der hohen Kapazitätsdichte von MLCCs mit einem ferroelektrischen Dielektrikum, mit denen heutzutage Kapazitäten von $0,1 \text{ pF}$ [197] bis $470 \mu\text{F}$ [198] realisiert werden, können einige auch bei Spannungen oberhalb von 1 kV bis 10 kV [199] sowie in einem Temperaturbereich von $-55 \text{ }^\circ\text{C}$ bis $+250 \text{ }^\circ\text{C}$ [200] eingesetzt werden. In der Automobilindustrie werden ferroelektrische MLCCs z. B. in Motorsteuereinheiten, Airbag-Auslöse-, Antiblockier- und Antriebssystemen eingesetzt [201]. Auch in der Medizintechnik werden solche MLCCs in implantierbaren Systemen wie Tiefe Hirnstimulatoren, Insulinpumpen, Cochlea-Implantaten und Herzschrittmachern integriert [202]. Aus [203] geht hervor, dass sich in Zukunft MLCCs mit der kleinsten Bauform durchsetzen werden. Zugleich steigen die Anforderungen an die Fertigungstechnik ferroelektrischer MLCCs [204]. Zum einen sind die nichtlinearen Effekte bei höheren Kapazitätsdichten ausgeprägter, da Dielektrika mit geringerer Schichtdicke und höherer Dielektrizitätskonstante zu einer stärkeren Spannungsabhängigkeit der Kapazität führen [203], zum anderen wird die Zuverlässigkeit umso wichtiger, je mehr MLCCs pro Gerät integriert werden.

2.5.2 Vielschicht-Keramikkondensatoren

MLCCs lassen sich nach verschiedenen Kriterien einordnen. Diese ergeben sich im Wesentlichen aus den elektrischen Eigenschaften der für die Herstellung der Elektroden und des Dielektrikums verwendeten Werkstoffe sowie aus dem Aufbau des MLCCs.

Ein weit verbreiteter Herstellungsprozess für MLCCs basierend auf Einbrandverfahren bzw. Einbrand-Keramiken ist in [205, S. 53] beschrieben. Bei diesem Verfahren liegt die Keramik zunächst in Pulverform vor. Zur Weiterverarbeitung wird das Keramikpulver mit Lösungs-, Dispersions- und Bindemitteln sowie Weichmachern zu einer homogenen Suspension vermischt. Aus dem entstandenen Keramikschlücker wird anschließend mittels einer Rakel eine dünne Folie gezogen. Nach dem Trocknen entsteht eine flexible Keramikfolie, auf die die Innenelektroden im Siebdruckverfahren aufgebracht werden. Mehrere Keramikfolien mit den aufgedruckten Elektroden werden danach genau ausgerichtet übereinandergestapelt und durch Laminieren fixiert. In einem nächsten Schritt werden die einzelnen MLCCs aus den gestapelten Folien herausgeschnitten und ein erstes Mal erhitzt, um die organischen Bindemittel auszubacken. Anschließend werden die MLCCs einem Sinterungsprozess unterzogen, um die

Schichten der MLCCs zu einem monolithischen Körper zu verfestigen. Schließlich wird eine elektrische Verbindung zu den Innenelektroden hergestellt, indem die Anschlusselektroden an den MLCCs angebracht werden. Der Aufbau eines MLCCs ist in Abbildung 2-10 zu sehen.

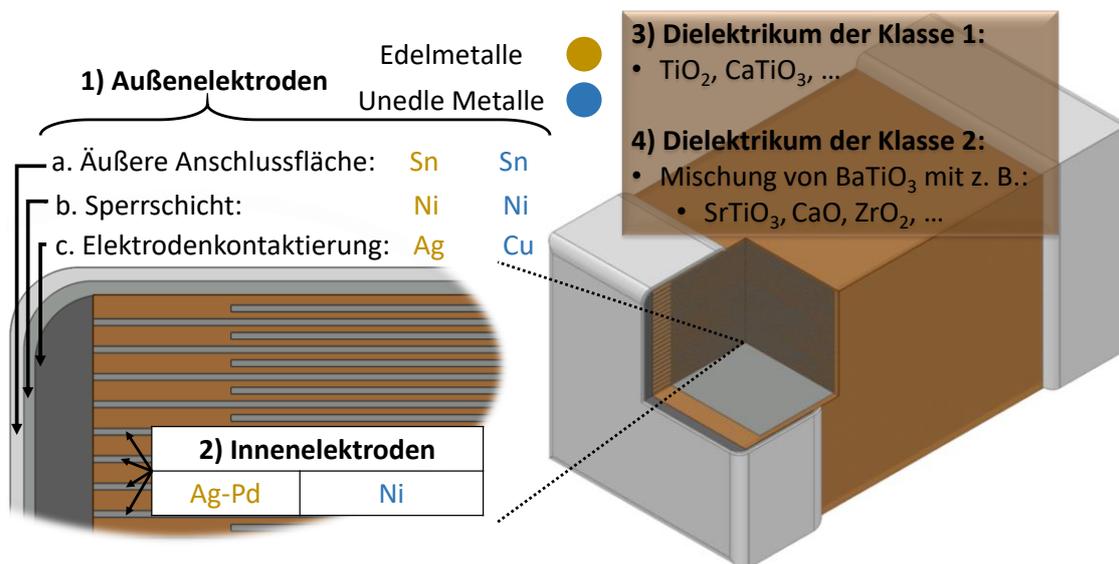


Abbildung 2-10: Aufbau eines MLCCs. Die Außenelektroden 1) stellen die elektrische Verbindung zu den Innenelektroden 2) her. Die Außenelektroden bestehen aus drei Schichten: a) einer äußeren Anschlussfläche aus Zinn (Sn) zur Verbesserung der Lötbarkeit; b) einer Sperrschicht aus Nickel (Ni) zum thermischen Schutz der inneren Struktur des MLCCs vor den beim Löten entstehenden hohen Temperaturen und c) einer Elektrodenkontaktierung aus Silber (Ag) bzw. Kupfer (Cu), je nachdem, ob die Innenelektroden aus einer Silber-Palladium-Legierung (Ag-Pd) oder aus Nickel (Ni) bestehen [206]. Zu den Werkstoffen in Dielektrika für Klasse 1 MLCCs 3) gehören z. B. Titandioxid (TiO_2) und Calciumtitanat (CaTiO_3) [206]. Dielektrika von Klasse 2 MLCCs 4) bestehen aus einer Mischung von Bariumtitanat (BaTiO_3) mit z. B. Strontiumtitanat (SrTiO_3), Calciumoxid (CaO) oder Zirkoniumoxid (ZrO_2) [182, S. 141].

Jede einzelne Schicht des Dielektrikums, die von zwei Elektroden umgeben ist, bildet einen Plattenkondensator. Die Kapazität eines MLCCs ergibt sich somit aus der Parallelschaltung aller im MLCC enthaltenen Plattenkondensatoren. Die Kapazität C eines Plattenkondensators kann mit der Gleichung (2-1) berechnet werden. Aus dieser Gleichung geht hervor, dass zur Erzeugung einer möglichst großen Kapazität eine große Elektrodenfläche A und eine dünne Dielektrikumsschicht d mit einer großen relativen Permittivität ϵ_r bzw. Dielektrizitätskonstante erforderlich sind.

$$C = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{A}{d} \quad (2-1)$$

Mit:

- ϵ_r : relative Permittivität
- ϵ_0 : Permittivität des Vakuums von $8,854 \cdot 10^{-12}$ [A·s/V·m]

- A: Überlappungsbereich zweier Elektroden mit entgegengesetzter Polarität
- d: Dicke des Dielektrikums

Die Kapazität ist eine der wichtigsten Kenngrößen eines Kondensators. Diese stellt die Energiemenge dar, die in einem elektrischen Feld gespeichert werden kann, oder die Ladungsmenge, die bei einer bestimmten Spannung gespeichert werden kann. Die Kapazität wird vom Hersteller mit einer Toleranz angegeben. Es ist jedoch zu beachten, dass die Kapazitätstoleranz bei definierter Frequenz, Temperatur und einer niedrigen Spannung zum Zeitpunkt der Auslieferung bestimmt wird. Im Laufe der Zeit kann es daher vorkommen, dass die Kapazitätstoleranz nicht mehr eingehalten wird [207, S. 29]. Weitere wichtige Kenngrößen sind in Abbildung 2-11 gegeben.

3) **Baugröße Code** in inch nach EIA-Standard und entsprechende Größe (Länge x Breite x Dicke)

[mm]	[inch]
0,4 x 0,2 x 0,2	01005
0,6 x 0,3 x 0,3	0201
1,0 x 0,5 x 0,5	0402
1,6 x 0,8 x 0,8	0603
2,0 x 1,25 x 1,25	0805
3,3 x 1,6 x 1,6	1206

47 nF, 50 V, **0805**, ±10 %, **COG**, **X7R**

1) Nominalkapazität
 2) Nennspannung
 4) Kapazitätstoleranz

Kapazitätsänderung über den zulässigen Temperaturbereich [%]

5a) Klasse 1 Dielektrika

Linearer Temperaturkoeffizient [ppm/°C]	C	B	L	A	M	P	R	S	T	V	U
	0,0	0,3	0,8	0,9	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	5,6	7,5
Multiplikator	0	1	2	3	4	6	7	8			
Toleranz des Temperaturkoeffizienten [ppm/°C] (für 28 bis 85 °C)	-1	-10	-100	-1000	+1	+10	+100	+1000			
	G	H	J	K	L	M	N				
	±30	±60	±120	±250	±500	±1000	±2500				

5b) Klasse 2 Dielektrika

	A	B	C	D	E	F	P	R	S	T	U	V
	±1,0	±1,5	±2,2	±3,3	±4,7	±7,5	±10	±15	±22	+22/ -33	+22/ -56	+22/ -82
Obere Temperaturgrenze [°C]	2	4	5	6	7	8	9					
	+45	+65	+85	+105	+125	+150	+200					
Untere Temperaturgrenze [°C]	X	Y	Z									
	-55	-30	+10									

Abbildung 2-11: Wichtige Kenngrößen von Keramikkondensatoren: 1) Nominalkapazität; 2) Nennspannung; 3) einige Baugrößen Codes nach EIA-Standard; 4) Kapazitätstoleranz zum Zeitpunkt der Auslieferung; 5a) Codierung der linearen Temperaturabhängigkeit eines Kondensators der Klasse 1 und 5b) Codierung der Temperaturabhängigkeit eines Kondensators der Klasse 2 [207, S. 29]. Keramikkondensatoren der Klasse 2 sind für ihre hohe Kapazitätsdichte, aber auch für ihre geringere Temperaturstabilität bekannt. Im Gegensatz zu den Keramikkondensatoren der Klasse 1 weisen diese eine nichtlineare Temperaturabhängigkeit auf. Daher wird die maximale Kapazitätsänderung über einen bestimmten Temperaturbereich angegeben.

Kondensatoren können dauerhaft bis zu einer vom Hersteller vorgegebenen Nennspannung belastet werden, ohne geschädigt zu werden. Die Nennspannung ist von der unteren zulässigen Temperaturgrenze bis zur Nenntemperatur, die üblicherweise bei Raumtemperatur liegt, gültig [207, S. 29]. Bei zu hohen Spannungen besteht die Gefahr von Durchschlägen zwischen den Innenelektroden des Kondensators. Die Keramik neigt in diesem Fall zu Brüchen, was zu

Zerstörung des MLCCs führt [208]. Dies betrifft insbesondere MLCCs der Klasse 2 mit einer hohen Kapazitätsdichte, in denen dünne Keramiksichten verwendet werden [180]. Aus diesem Grund gibt es einen großzügigen Spielraum zwischen der vom Hersteller angegebenen Nennspannung und der Durchbruchspannung. Als Faustregel gilt, dass die Nennspannung etwa 10 % des Wertes der Durchbruchspannung entspricht [204].

Das allgemeine Ersatzschaltbild für MLCCs ist in Abbildung 2-12 dargestellt. Die Anschluss- und Innenelektroden sowie deren Kontaktierung weisen einen Ohm'schen Widerstand und eine Eigeninduktivität auf. Diese sind in Abbildung 2-12 3) mit dem Ersatzserienwiderstand R_{ESR} und der Ersatzserieninduktivität L_{ESL} dargestellt. Der Isolationswiderstand des Dielektrikums R_{ISO} ist ein Maß für die Speicherfähigkeit bzw. Ladungserhaltung eines Kondensators [207, S. 29].

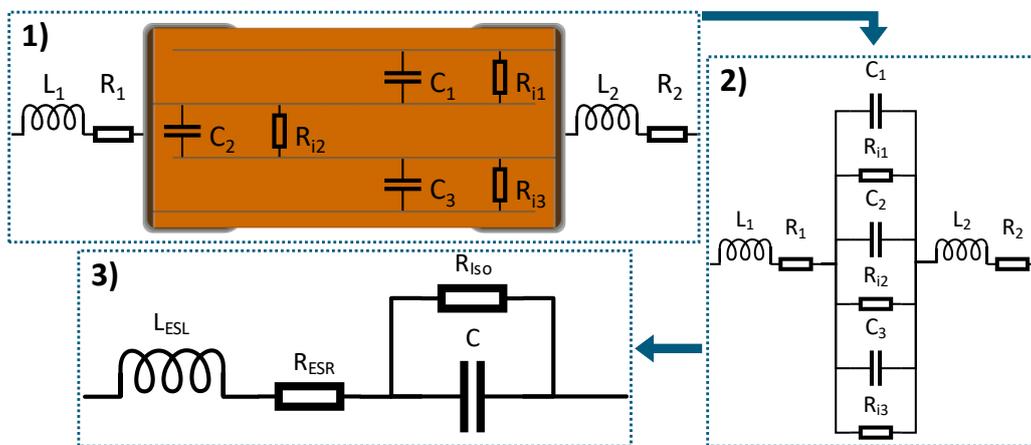


Abbildung 2-12: Das allgemeine Ersatzschaltbild eines Kondensators ist in 3) gegeben. R_{ESR} und L_{ESL} entsprechen dem Ersatzserienwiderstand und der Ersatzserieninduktivität, die sich aus den Anschluss- und Innenelektroden sowie deren Kontaktierung ergeben, dargestellt in 1) und 2) durch R_1 und R_2 sowie L_1 und L_2 . Der Isolationswiderstand und die Kapazität jeder Schicht des Dielektrikums, die von zwei Elektroden umgeben ist, sind in 1) und 2) mit R_{i1} , R_{i2} und R_{i3} sowie C_1 , C_2 und C_3 veranschaulicht. Diese parallel geschalteten Isolationswiderstände und Kapazitäten sind im Ersatzschaltbild 3) mit R_{ISO} und C zusammengefasst.

Der durch einen Kondensator fließende Strom i kann durch Gleichung (2-2) beschrieben werden. Aus dieser Gleichung ist ersichtlich, dass eine starke Änderung der Spannung u in einem kleinen Zeitfenster dt zu einem hohen Strom i führt. Beim Anlegen einer zeitlich veränderlichen Spannung ist zu beachten, dass der resultierende Strom in Grenzen gehalten wird bzw. die vom Hersteller angegebene maximale Impulsanstiegszeit in $V/\mu s$ eingehalten wird. Andernfalls werden die Elektroden durch zu hohe Ströme geschädigt. Ebenso ist zu beachten, dass eine übermäßige Erwärmung, verursacht durch hohe und anhaltende Ströme, die Lebensdauer der Kondensatoren verkürzt [207, S. 29].

$$i(t) = C \cdot \frac{d}{dt} u(t) \quad (2-2)$$

Mit:

- $i(t)$: Strom durch den Kondensator
- $u(t)$: Spannung am Kondensator

2.5.3 Polarisationsmechanismen

Die gesamte Permittivität eines Dielektrikums ergibt sich aus mehreren Polarisationsmechanismen (siehe Abbildung 2-13). Auf atomarer Ebene erfolgt durch Anlegen eines elektrischen Feldes eine elektronische Polarisation. Dabei werden die Protonen in Richtung des elektrischen Feldes verschoben und die Elektronen in die entgegengesetzte Richtung. Die Schwerpunkte der positiv und negativ geladenen Ladungen wandern auseinander, wodurch ein Dipolmoment induziert wird. Aufgrund der sehr kleinen Massen, die hier in Bewegung gesetzt werden, ist eine elektronische Polarisation bis zu einer Frequenz von ca. 10^{15} Hz möglich [207, S. 47].

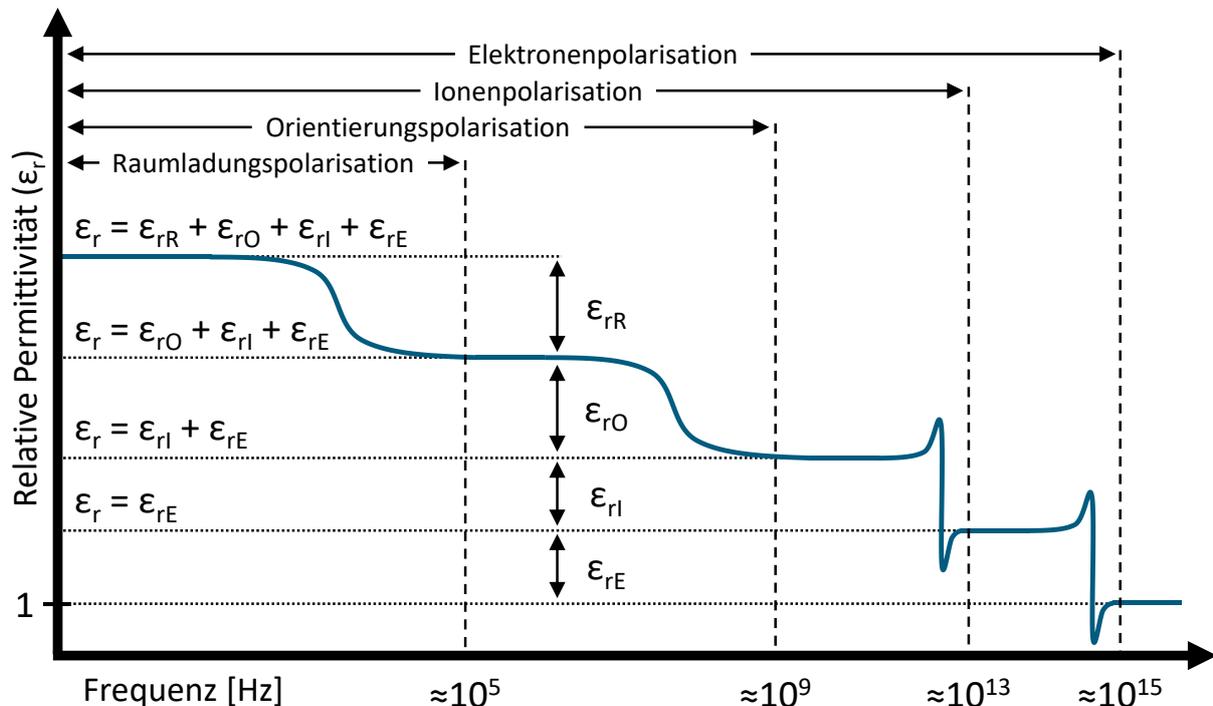


Abbildung 2-13: Relative Permittivität ϵ_r eines Dielektrikums resultierend aus frequenzabhängigen Polarisationsmechanismen. Dazu gehören die Raumladungs-, Orientierungs-, Ionen- und die Elektronenpolarisation mit deren jeweiligen Beiträgen zur relativen Permittivität ϵ_r , gekennzeichnet durch ϵ_{rR} , ϵ_{rO} , ϵ_{rl} und ϵ_{rE} [182, S. 141, 207, S. 49, 209].

Ein zweiter Polarisationsmechanismus ist die sogenannte Ionenpolarisation, mit der die Ablenkung von Ionen in einem Kristallgitter beschrieben wird. Oberhalb einer Frequenz von ca. 10^{13} Hz trägt diese nicht mehr zur Permittivität des Dielektrikums bei [207, S. 47]. Beide Polarisationsarten werden unter dem Begriff Verschiebungspolarisation zusammengefasst, da

Elektronen und Protonen sowie Ionen für die jeweilige Elektronen- und Ionenpolarisation durch ein elektrisches Feld verschoben werden.

Ebenso beeinflusst das Anlegen eines elektrischen Feldes die Orientierung der permanenten Dipole in einem Dielektrikum, was als Orientierungspolarisation bezeichnet wird. Die Ausrichtung der permanenten Dipole erfolgt parallel zum angelegten Feld, eine exakte Ausrichtung ist jedoch aufgrund der stets vorherrschenden thermischen Bewegung der Moleküle nicht möglich. Die Orientierungspolarisation tritt bis zu einer Frequenz von 10^9 Hz auf und ist temperaturabhängig [207, S. 29].

In ferroelektrischen MLCCs kann ebenfalls eine Raumladungspolarisation auftreten [210]. Aufgrund von herstellungsbedingten Sauerstoffleerstellen [182, S. 52] sind in diesen Dielektrika freie Ladungsträger vorhanden. Dieser Polarisationsmechanismus betrifft jedoch hauptsächlich ferroelektrische Keramikkondensatoren, die Dotierstoffe wie Sr, Zr, Pb, Si, Cu und Bi enthalten; diese werden als Sperrschichtkondensatoren bezeichnet [182, S. 52].

2.5.4 Ferroelektrische Werkstoffe

Ferroelektrische Werkstoffe haben den Vorteil einer hohen Permittivität, allerdings auf Kosten eines nichtlinearen Verhaltens [211]. Bariumtitanat wird weitgehend als Basismaterial für die Herstellung von MLCCs der Klasse 2 verwendet [180]. Unterhalb der Curie-Temperatur, die für Bariumtitanat bei ca. 130 °C liegt, weist dieser Werkstoff eine tetragonale Perowskit-Kristallstruktur auf (siehe Abbildung 2-14) [211].

Die Verzerrung des Kristallgitters führt dazu, dass das Titanion in der Mitte der Kristallstruktur zu einem der sechs Sauerstoffionen ausgelenkt wird. Dies führt zu einer spontanen Polarisation, die für die hohe Kapazität von MLCCs der Klasse 2 verantwortlich ist [211]. Keramiken auf der Basis von Bariumtitanat bestehen aus einer Ansammlung von Mikrokristalliten, sogenannten Körnern, und stellen somit ein polykristallines Material dar [211]. Unterhalb der Curie-Temperatur, im ferroelektrischen Zustand, bestehen die Körner aus mehreren zufällig orientierten Domänen [211]. Die Orientierung der Dipole in jeder Domäne folgt der gleichen Richtung, entsprechend der spontanen Polarisation [211]. Oberhalb der Curie-Temperatur ändert sich die Kristallstruktur von tetragonal zu kubisch (siehe Abbildung 2-14) [211]. Dies entspricht dem paraelektrischen Zustand der Keramik, in dem die Domänen und deren spontane Polarisation verloren gehen [211].

Reines Bariumtitanat ist jedoch als Dielektrikum ungeeignet, da seine hohe relative Permittivität nur über einen engen Temperaturbereich weit oberhalb der Raumtemperatur liegt [205, S. 53]. Die Hersteller sind daher bestrebt, ein Dielektrikum zu entwickeln, das über den zulässigen Temperaturbereich eine möglichst hohe Permittivität aufweist und dessen Temperaturstabilität den Anforderungen genügt. Um nur ein Beispiel zu nennen, können Dielektrika mit einer maximalen Kapazitätsänderung von $+22\%$ und -56% über einen Temperaturbereich von $+10\text{ °C}$ bis $+85\text{ °C}$ (Z5U) durch partielle Substitution von Titan durch Zirkonium und von Barium durch Calcium gemäß der Formulierung $\text{Ba}_{1-x}\text{Ca}_x\text{Ti}_{1-y}\text{Zr}_y\text{O}_3$, hergestellt werden [205, S. 53].

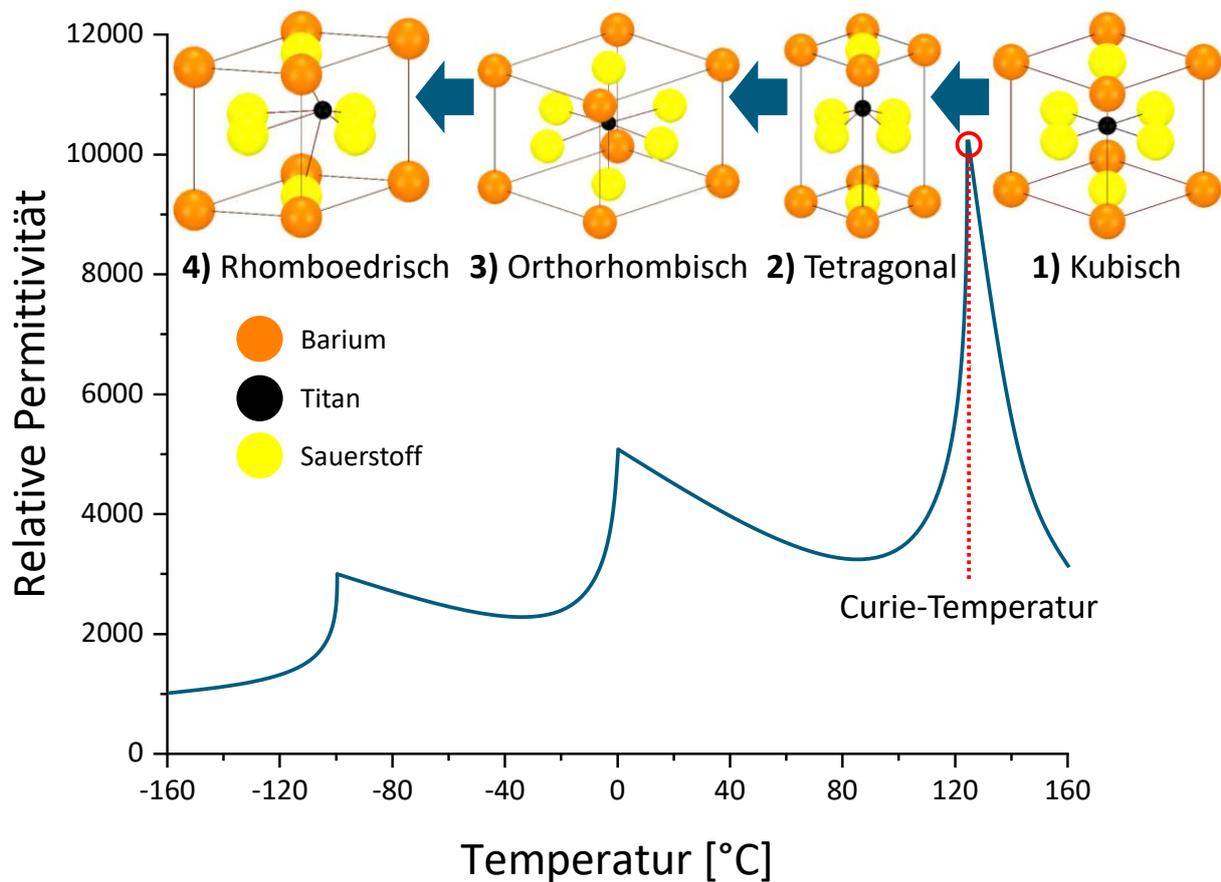


Abbildung 2-14: Änderung der Kristallstruktur und der relativen Permittivität von reinem Bariumtitanat in Abhängigkeit von der Temperatur. Folgende Perowskit-Kristallstrukturen entstehen: 1) kubisch; 2) tetragonal; 3) orthorhombisch und 4) rhomboedrisch [206]. Jeder Phasenübergang ist durch eine starke Änderung der relativen Permittivität geprägt [212].

2.5.5 Spannungsabhängige Kapazität

Die Kapazität ferroelektrischer MLCCs ist nicht nur von der Frequenz und der Temperatur abhängig, sondern auch von der angelegten Spannung [207, S. 29]. In Abbildung 2-15 ist die Spannungsabhängigkeit der im Dielektrikum gespeicherten elektrischen Ladung q und der resultierenden Kapazität C eines MLCCs der Klasse 1 (schwarz) und der Klasse 2 (blau und rot) abgebildet. MLCCs der Klasse 1 zeigen ein lineares Verhältnis zwischen q und der angelegten Spannung u (siehe Abbildung 2-15 1)), was einer spannungsunabhängigen Kapazität entspricht (siehe Abbildung 2-15 2)). Im Gegensatz dazu finden in MLCCs der Klasse 2 komplexe Polarisationsmechanismen statt, bei denen Zeitkonstanten sowie Temperatur- und Spannungsabhängigkeiten berücksichtigt werden müssen. Der nichtlineare Zusammenhang zwischen q und u wird durch eine Hysterese beschrieben (siehe Abbildung 2-15 3)). Die Kapazität ist somit einerseits von dem Wert der angelegten Spannung und andererseits von der Richtung der Spannungsänderung abhängig (siehe Abbildung 2-15 4)).

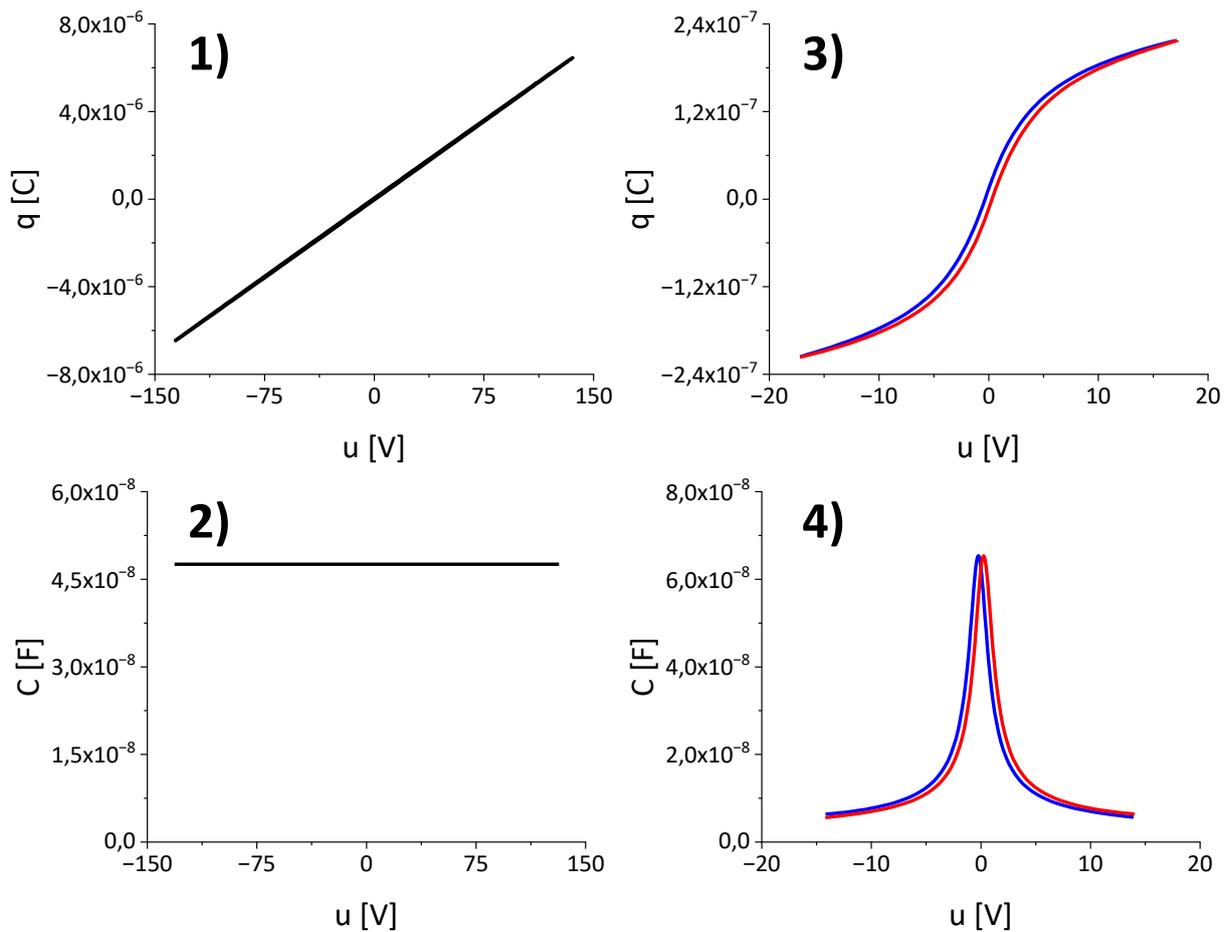


Abbildung 2-15: Elektrische Ladung q als Funktion der angelegten Spannung u für einen MLCC der: 1) Klasse 1 und 3) Klasse 2. Die jeweilige resultierende Kapazität C ist in 2) und 4) dargestellt. Aus 3) und 4) ist ebenfalls ersichtlich, dass q und C bei einem ferroelektrischen MLCC der Klasse 2 von der Änderungsrichtung der Spannung u abhängig sind. Die blauen und roten Verläufe entsprechen q und C bei abnehmender und zunehmender Spannung u .

2.6 Modellierung ferroelektrischer Kapazitäten

2.6.1 Preisach-Modell

Die Preisach-Theorie, die ursprünglich zur Modellierung der Hysterese ferromagnetischer Materialien verwendet wurde, wurde in zahlreichen Studien zur Entwicklung von Modellen für ferroelektrische Werkstoffe herangezogen. Auf mikroskopischer Ebene ist eine mögliche Interpretation der Preisach-Theorie, dass diese von einer Verteilung von Koerzitivspannungen ausgeht, bei denen das Schalten der verschiedenen Domänen im Ferroelektrikum erfolgt [213]. Die Interpretation auf makroskopischer Ebene ist, dass die Domänenumschaltung zu einer Polarisationsänderung führt, die experimentell mit einem Sawyer-Tower-Messaufbau gemessen werden kann [213]. Das Preisach-Modell kann als Überlagerung einfacher Hyste-

reseeinheiten pro Domäne ausgedrückt werden, von denen jede einer rechteckigen Hystereseschleife entspricht [214]. Die genaue mathematische Umsetzung des Preisach-Modells sieht wie folgt aus [215]:

$$Q(t) = \iint \rho(\alpha, \beta) \widehat{D}_{\alpha\beta} V(t) d\alpha d\beta \quad (2-3)$$

mit:

- $Q(t)$: gesamte elektrische Ladung im ferroelektrischen Werkstoff
- $\rho(\alpha, \beta)$: Verteilung der Koerzitivspannungen
- $\widehat{D}_{\alpha\beta}$: Richtungsoperator, sodass $\widehat{D}_{\alpha\beta} V(t) = 1$ bzw. -1 , je nachdem, ob eine Domäne zum Zeitpunkt t in Richtung einer positiven bzw. negativen Polarität ausgerichtet ist
- $V(t)$: Spannung am ferroelektrischen Werkstoff

Die numerische Auswertung des Doppelintegrals der obigen Gleichung ist ein komplexes und zeitaufwendiges Verfahren [214]. Um das Preisach-Modell mit geringem Aufwand auf weitere Modelle übertragen zu können und die Recheneffizienz zu erhöhen, wurde die ferroelektrische Hysterese in [215] durch folgende mathematische Funktion angenähert:

$$Q_{\updownarrow}(V(t)) = Q_S \cdot \tanh(a(V(t) - V_{C\pm})) \quad (2-4)$$

mit:

- $Q_{\updownarrow}(V(t))$: gesamte elektrische Ladung bei zunehmender (Q_{\uparrow}) und abnehmender (Q_{\downarrow}) Spannung $V(t)$
- Q_S : maximaler Ladungsbeitrag durch ferroelektrische Schaltvorgänge
- a : beschreibt, wie schnell sich die hyperbolische Tangente dem Wert Q_S nähert
- $V_{C\pm}$: Koerzitivspannung bei zunehmender (V_{C+}) und abnehmender (V_{C-}) Spannung $V(t)$

Aus Gleichung (2-4) geht hervor, dass eine Fallunterscheidung erforderlich ist. Bevor die elektrische Gesamtladung Q bestimmt werden kann, muss die Änderungsrichtung der angelegten Spannung V bestimmt werden. Anstelle des hyperbolischen Tangens können auch andere Funktionen wie z. B. der Arkustangens verwendet werden [213]. Sofern die gemessene ferroelektrische Hysterese gut angenähert werden kann, können beliebige Funktionen verwendet werden [215]. Für die Modellierung einer gesättigten Hysterese ist das Preisach-Modell gut geeignet [213]. Für den quasistationären Fall, d. h. wenn die Domänen ihre Orientierung deutlich schneller ändern als sich die angelegte Spannung ändert, kann mit dem Preisach-Modell von Gaidhane *et al.* [214] auch die Innenschleife der Hysterese modelliert werden.

Ein Nachteil des Preisach-Modells ist jedoch, dass es sich um ein phänomenologisches Modell handelt. Der dynamische Aspekt der Schaltvorgänge der Domänen wird entweder vernachlässigt [213] oder mit Zeitkonstanten nachgebildet [216]. Das Verhalten ferroelektrischer Materialien kann damit zwar nachgebildet werden, es fehlt jedoch der Bezug zur Physik.

2.6.2 Landau-Ginzburg-Devonshire-Theorie

Auf der Grundlage der Landau-Ginzburg-Devonshire-Theorie können ferroelektrische Werkstoffe anhand der thermodynamischen Gibbschen freien Energie mit einem Polynom sechster Ordnung beschrieben werden [217], ohne auf die mikroskopischen Mechanismen der Ferroelektrizität des betreffenden Werkstoffes eingehen zu müssen [218]:

$$G = \frac{\alpha}{2}P^2 + \frac{\beta}{4}P^4 + \frac{\gamma}{6}P^6 - PE \quad (2-5)$$

mit:

- $G(T)$: Gibbsche freie Energie
- $\alpha(T)$, β , γ : Landau-Koeffizienten
- P : Polarisation des ferroelektrischen Werkstoffes
- E : elektrisches Feld im ferroelektrischen Werkstoff

Im thermischen Gleichgewichtszustand, wenn die Gibbsche freie Energie minimal ist ($\partial G/\partial P = 0$) [218], kann das elektrische Feld aus Gleichung (2-5) wie folgt umgeschrieben werden [217]:

$$E = \alpha P + \beta P^3 + \gamma P^5 \quad (2-6)$$

Die Ordnung dieser Gleichung wird durch die Ordnung des Phasenübergangs bestimmt [219]. Die Diskontinuität in den partiellen Ableitungen der Gibbschen freien Energie eines ferroelektrischen Werkstoffes bei der Phasenübergangstemperatur bestimmt die Ordnung des Phasenübergangs, die von erster oder zweiter Ordnung sein kann [218]. Zur Beschreibung eines Phasenübergangs erster und zweiter Ordnung wird jeweils ein Polynom fünfter und dritter Ordnung verwendet [219]. Bariumtitanat gehört beispielsweise zu den ferroelektrischen Werkstoffen mit einem Phasenübergang erster Ordnung [218].

Ist der Abstand zwischen den Elektroden am ferroelektrischen Werkstoff und die Fläche der Elektroden bekannt, kann Gleichung (2-6) wie in [219–221] in Form von Spannung und Ladung umgeschrieben werden:

$$u_c = \alpha q_c + \beta q_c^3 + \gamma q_c^5 \quad (2-7)$$

mit:

- u_c : Spannung am ferroelektrischen Werkstoff
- q_c : elektrische Ladung im ferroelektrischen Werkstoff

Diese Modelle sind einfach auf andere Modelle übertragbar und recheneffizient [222]. Auch hier handelt es sich jedoch um phänomenologische Modelle, bei denen die Landau-Koeffizienten experimentell bestimmt werden [219]. Die genaue Physik hinter der dynamischen Umschaltung der Domänen wird nicht berücksichtigt.

2.6.3 SPICE-Modelle

SPICE-basierte Simulationsmodelle sind sehr beliebt, da diese benutzerfreundlich, schnell einzurichten und einfach auszuführen sind [223]. Sofern die an den MLCC angelegte Wechselspannung deutlich kleiner als die Gleichspannung ist, eignen sich diese Modelle gut zur Modellierung der spannungsabhängigen nichtlinearen Kapazität ferroelektrischer MLCCs [224]. Werden MLCCs einer höheren kontinuierlichen Wechselspannung ausgesetzt, sind diese Modelle nicht mehr zulässig [223]. Die spannungsabhängige Kapazität der ferroelektrischen MLCCs wird vorab durch Messung der Differentialkapazität bestimmt [224]. Das Messverfahren ist in Kapitel 3.2.1 beschrieben. Ausgehend von der gemessenen spannungsabhängigen Differentialkapazität kann anschließend mit Gleichung (2-8) die nichtlineare Kapazität beispielsweise mit Hilfe einer spannungsgesteuerten Stromquelle in SPICE modelliert werden [224].

$$i_C(t) = C_{Diff}(u_C(t)) \frac{d}{dt} u_C(t) \quad (2-8)$$

Mit:

- $i_C(t)$: Strom durch den MLCC
- $C_{Diff}(u_C(t))$: spannungsabhängige Differentialkapazität
- $u_C(t)$: Spannung an dem MLCC

Da diese Modelle ausschließlich auf Gleichung (2-8) basieren, ausgehend von einer gemessenen Differentialkapazität [223], ist klar, dass diese mit einem minimalen Aufwand auf weitere Modelle übertragen werden können. Alternativ kann die absolute Kapazität gemessen werden (siehe Kapitel 3.2.3) und gemäß Gleichung (2-9) mit Hilfe einer spannungsgesteuerten Ladungsquelle bzw. einer ladungsgesteuerten Spannungsquelle modelliert werden [225].

$$C_{Abs} = \frac{q_C(t)}{u_C(t)} \quad (2-9)$$

Mit:

- $q_C(t)$: elektrische Ladung im MLCC
- $u_C(t)$: Spannung am MLCC
- C_{Abs} : absolute Kapazität

Es sei darauf hingewiesen, dass bei linearen MLCCs, also mit einem paraelektrischen Dielektrikum, die absolute Kapazität gleich der Differentialkapazität ist [223]. Neben der Einschränkung, dass mit diesen Modellen die spannungsabhängige nichtlineare Kapazität von ferroelektrischen MLCCs nur im Kleinsignalbereich modelliert werden kann, fehlt auch hier der Bezug zur Physik.

2.6.4 Physikbasierte Modelle

In diesem Kapitel wird die Theorie vorgestellt, das dem in dieser Dissertation entwickelten physikbasierten Modell zugrunde liegt. Da dieses physikbasierte Modell auch die Polykristallinität der Dielektrika der MLCCs berücksichtigt, unterscheidet sich die Herleitung der Gibbschen freien Energiedichte, die dem physikbasierten Modell zugrunde liegt, von dem Modell in [226, 227]. Aus diesem Grund wird das Modell in [226, 227] zunächst allgemein dargestellt. Detailliertere Erläuterungen und Abbildungen zur grafischen Interpretation der Gleichungen sind im entsprechenden Ergebniskapitel 4.3 gegeben.

Das in der Arbeit von York *et al.* [228] vorgestellte physikbasierte Modell wurde von Montegiglio *et al.* in [226] verwendet, um die ferroelektrischen und ferroelastischen Nichtlinearitäten von piezokeramischen Materialien im Hinblick auf ihre Verwendung als Energy Harvester zu untersuchen. Als Grundlage für dieses Modell wird angenommen, dass das zu modellierende Material auf mesoskopischer Ebene aus Domänen besteht, in denen eine gleiche Anzahl an Dipolen bzw. Einheitszellen gleich ausgerichtet sind [226]. Die Einheitszellen und damit die Domänen können in drei verschiedenen Ausrichtungen j vorliegen. Entlang einer Achse können die Domänen entweder in die gleiche Richtung $j = (+)$, in die entgegengesetzte Richtung $j = (-)$ oder senkrecht $j = (90)$ zur Achse ausgerichtet sein [226]. Die Domänenumschaltung, d. h. der Übergang der Einheitszellen von einer Ausrichtung zur anderen, wird durch eine mechanische Spannung und ein elektrisches Feld in Achsrichtung ausgelöst [226]. Als Ausgangspunkt des Modells wird zunächst die Gibbsche freie Energiedichte g eines Dipols als Funktion des elektrischen Feldes E sowie der mechanischen Belastung σ_m mit (2-10) beschrieben [226, 228].

$$g_j = \frac{\chi_j}{2} (\sigma_e - \sigma_{e,j,0})^2 + \mu_j (\sigma_e - \sigma_{e,j,0}) (\epsilon - \epsilon_{j,0}) + \frac{Y_j}{2} (\epsilon - \epsilon_{j,0})^2 - E\sigma_e - \sigma_m\epsilon \quad (2-10)$$

Mit:

- χ_j : elektrische Suszeptibilität
- μ_j : piezoelektrischer Kopplungskoeffizient
- Y_j : Elastizitätsmodul
- $\sigma_{e,j,0}$: remanente elektrische Ladungsdichte
- $\epsilon_{j,0}$: remanente mechanische Spannung
- σ_e : elektrische Ladungsdichte
- ϵ : mechanische Spannung

Die durchschnittliche mechanische Spannung ϵ und elektrische Ladungsdichte σ_e , die mit einer Domäne der j -ten Ausrichtung verbunden sind, können bestimmt werden, indem der Minimalwert des parabolischen Verlaufs der Gibbschen freien Energiedichte g gesucht wird [226]. Um die gesamte elektromechanische Antwort eines Materials zu reproduzieren, muss

das Modell nicht nur vorhersagen können, wie viele Domänen in der j -ten Ausrichtung vorliegen, wenn eine bestimmte Eingangsanregung (E, σ_m) angelegt wird, sondern auch, wie viele Domänen von einer Ausrichtung in eine andere wechseln, wenn eine Änderung der Eingangsanregung auftritt [226]. Die gesamte Domänenkonfiguration des Materials wurde durch sogenannte Phasenanteile gemäß Gleichung (2-11) dargestellt [226]. Der Phasenanteil x_j stellt den Anteil der Domänen dar, die nach j ausgerichtet sind.

$$x_j = \frac{N_j}{N} \in [0, 1] \quad (2-11)$$

Mit:

- N_j : Anteil der Domänen, die nach j ausgerichtet sind
- N : Gesamtzahl der Domänen

Wie oben beschrieben, können die Domänen in drei verschiedenen Ausrichtungen j vorliegen, nämlich (+), (−) und (90). Da die Summe der Phasenanteile aller Ausrichtungen, also x_+ , x_- und x_{90} , gleich 1 ist, genügen zwei Phasenanteile, um alle Phasenanteile zu bestimmen. Die Kinetik der Phasenanteile kann durch die gewöhnlichen Differentialgleichungen in (2-12) ausgedrückt werden [226].

$$\begin{aligned} \dot{x}_+ &= -x_+p_{[+,90]} + x_{90}p_{[90,+]} \\ \dot{x}_- &= -x_-p_{[-,90]} + x_{90}p_{[90,-]} \end{aligned} \quad (2-12)$$

Mit:

- $p_{[j,k]}$: thermodynamische Übergangswahrscheinlichkeit, mit der eine Domäne ihre Ausrichtung von j nach k ändert
- $x_{90} = (1 - x_+ - x_-)$

Aufgrund der stets vorhandenen thermischen Aktivierung schwanken alle Domänen um ihren Gleichgewichtszustand. Nach dem Boltzmannschen Prinzip kann die Wahrscheinlichkeit μ , mit der die Energiedichte g von einer Domäne überschritten wird, durch Gleichung (2-13) beschrieben werden [229]. Die Energiedichte g wird durch die Gibbsche freie Energiedichte beschrieben.

$$\mu(g) = C e^{-\frac{gV_l}{k_B T}} \quad (2-13)$$

Mit:

- V_l : Volumen einer Domäne
- k_B : Boltzmann-Konstante
- T : absolute Temperatur

Es sei zu bemerken, dass je kleiner das Verhältnis $V_l/k_B T$ ist, umso größer ist die Wahrscheinlichkeit, dass eine Domäne die Energiedichte g überschreitet und somit ihre Orientierung ändert. Die Integrationskonstante C normalisiert die Funktion $\mu(g)$, sodass die Wahrscheinlichkeit, ein Energieniveau zu erreichen, wenn μ über den gesamten Bereich von g ausgewertet wird, gleich 1 ist, gemäß Gleichung (2-14) [227].

$$\int_{-\infty}^{\infty} \mu(g) dg = 1$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} C e^{-\frac{gV_l}{k_B T}} dg = 1 \quad (2-14)$$

$$C = \frac{1}{\int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{gV_l}{k_B T}} dg}$$

Die thermodynamische Übergangswahrscheinlichkeit $p_{[j,k]}$, mit der eine Domäne ihre Ausrichtung von j nach k ändert, kann nach Gleichung (2-15) formuliert werden [229].

$$p_{[j,k]} = \frac{1}{\tau_x} \frac{e^{-\frac{g(P,E)V_l}{k_B T}}}{\int e^{-\frac{g(P,E)V_l}{k_B T}} dP} \quad (2-15)$$

Mit:

- τ_x : Zeitkonstante der dynamischen Domänenumschaltung, $1/\tau_x$ entspricht der Frequenz, mit der eine Domäne aufgrund thermischer Aktivierung versucht, die Energiedichte g zu überwinden

Der Nenner ergibt sich aus der Auswertung der Integrationskonstanten C [229]. Ausgehend von einer geringen thermischen Aktivierung im Falle von Festkörpern [230–232], d. h. im Grenzfall, wenn $V_l/k_B T$ gegen Null tendiert, wurde in der Dissertation von York [227] die thermodynamische Übergangswahrscheinlichkeit $p_{[j,k]}$ zu Gleichung (2-16) vereinfacht.

$$p_{[j,k]} = \frac{1}{\tau_x} e^{-\frac{V_l}{k_B T} \Delta g_{[j,k]}} \quad (2-16)$$

Im Gegensatz zu Gleichung (2-15) ist hier die thermodynamische Übergangswahrscheinlichkeit nicht mehr eine Funktion der Energiedichte g , sondern der Energiebarriere pro Volumeneinheit $\Delta g_{[j,k]}$. Die Energiebarriere $\Delta g_{[j,k]}$ kann in recheneffizienter Weise nach Gleichung (2-17) als Funktion der Triebkraft $F_{[j,k]}$ beschrieben werden [226]. Für weitere Erläuterungen zu den Überlegungen hinter Gleichung (2-17) kann in [227, 228, 231, 232] nachgeschlagen werden. Die Triebkraft $F_{[j,k]}$ ergibt sich aus der Differenz zwischen den Minimalwerten der Gibbsschen freien Energiedichte für einen nach j und k ausgerichteten Dipol [226]. Da die

Minimalwerte von g aus Gleichung (2-10) hergeleitet werden können und somit bereits bekannt sind, ist die Bestimmung von $F_{[j,k]}$ besonders recheneffizient.

$$\Delta g_{[j,k]} = \begin{cases} -F_{[j,k]} & F_{[j,k]} < -4\Delta g_0 \\ \frac{1}{\Delta g_0} \left(\frac{F_{[j,k]}}{4} - \Delta g_0 \right)^2 & F_{[j,k]} \in [-4\Delta g_0, 4\Delta g_0] \\ 0 & F_{[j,k]} > 4\Delta g_0 \end{cases} \quad (2-17)$$

Mit:

- Δg_0 : Energiebarriere pro Volumeneinheit des Materials für den Fall, dass keine Eingangsanregung vorliegt bzw. für den Fall $F_{[j,k]} = 0$

Aufbauend auf zahlreichen Arbeiten [228, 229, 231, 232] und der neuen Formulierung der thermodynamischen Übergangswahrscheinlichkeit von York [227] konnten in der Arbeit von Montegiglio *et al.* [226] die ferroelektrischen und ferroelastischen Hysteresen von piezokeramischen Materialien modelliert werden. Um jedoch die Polykristallinität der ferroelektrischen Dielektrika in MLCCs der Klasse 2 zu berücksichtigen, unterscheidet sich die Herleitung der dem physikbasierten Modell zugrundeliegenden Gleichungen von den bisherigen Modellen. Ausgehend von einer Darstellung des elektrischen Feldes E als Funktion der elektrischen Flussdichte D eines einzelnen Dipols wurden die grundlegenden Gleichungen in Kapitel 4.3 hergeleitet, sodass diese mit den polykristallinen Mechanismen, die ursprünglich in [233] für Aktoren aus Formgedächtnislegierungen entwickelt wurden, erweitert werden können.

3 Materialien und Methoden

3.1 Auswahl der Keramikkondensatoren

Insgesamt wurden 40 MLCCs mit einer vom Hersteller angegebenen Nominalkapazität von 47 nF ausgewählt. Der nichtlineare Zusammenhang zwischen der Kapazität und der angelegten Spannung ist von der Materialzusammensetzung des Dielektrikums sowie vom Aufbau der MLCCs, also der Fläche der Innenelektroden sowie der Dicke und Anzahl der dielektrischen Schichten, abhängig. Daraus ergeben sich unterschiedliche Spannungsfestigkeiten, Nennspannungen, Kapazitätstoleranzen und Temperaturkoeffizienten. Um eine Vielfalt an Nichtlinearitäten zu untersuchen, wurden MLCCs von 10 unterschiedlichen Herstellern mit 7 verschiedenen Nennspannungen, 4 Temperaturkoeffizienten und 4 Kapazitätstoleranzen ausgewählt. Eine Übersicht der unterschiedlichen Eigenschaften sowie der Anzahl an MLCCs, die über diese Eigenschaften verfügen, ist in Tabelle 3-1 dargestellt. Eine detailliertere Beschreibung ist im Anhang 8.1 zu finden.

Tabelle 3-1: Angabe der Nennspannungen, Temperaturkoeffizienten, Kapazitätstoleranzen, Baugrößen Codes und Hersteller der ausgewählten MLCCs mit der entsprechenden Anzahl von MLCCs (in Klammern), die über diese Eigenschaften verfügen.

Nennspannung		Temperaturkoeffizient		Toleranzen		Gehäusegröße		Hersteller	
4 V	(2)	X5R	(7)	±5%	(10)	01005	(3)	AVX	(1)
6,3 V	(3)	X7R	(27)	±10%	(21)	0201	(2)	JOHANSON DIELECTRICS	(1)
10 V	(5)	X8L	(1)	±20%	(5)	0402	(10)	KEMET	(14)
16 V	(9)	Y5V	(5)	+80%/-20%	(4)	0603	(12)	MULTICOMP PRO	(7)
25 V	(7)					0805	(7)	MURATA	(5)
50 V	(12)					1206	(5)	TDK	(2)
100 V	(2)					1210	(1)	VISHAY	(1)
								WALSIN	(2)
								WÜRTH ELEKTRONIK	(4)
								YAGEO	(3)

3.2 Charakterisierung von Keramikkondensatoren

3.2.1 Messung der Differentialkapazitäten

Die Messungen der Differentialkapazität wurden mit dem Präzisionsimpedanzanalysator 4294A (Agilent Technologies Inc., Santa Clara, CA, USA, 4294A R1.11 Mar 25 2013) und der Messvorrichtung 16047D (Hewlett-Packard, Spring, TX, USA) durchgeführt (siehe Abbildung 3-1). Die MLCCs wurden zunächst auf eine Buchsenleiste gelötet. Als Gegenstück wurde eine Stiftleiste in die Messvorrichtung gesteckt. Nach einer Laufzeit von mehr als 30 Minuten wurde der Präzisionsimpedanzanalysator bei geöffneter und mit einer Steckbrücke kurzgeschlossener Stiftleiste kalibriert. Die MLCCs wurden bei einer Frequenz von 375 kHz und einer Amplitude des Messsignals von 5 mV_{rms} bei Raumtemperatur gemessen. Die Bandbreite¹ des Impedanzanalysators wurde auf 3 eingestellt. Die Messungen wurden nicht gemittelt.

¹ Eine genaue Beschreibung liegt vom Hersteller nicht vor. Je höher die eingestellte Bandbreitenzahl, desto höher ist die Messgenauigkeit und Frequenzauflösung [234].



Abbildung 3-1: Präzisionsimpedanzanalysator 4294A von Agilent mit der Messvorrichtung 16047D von Hewlett-Packard zur Messung der Differentialkapazität von MLCCs (links). Die MLCCs wurden auf eine Buchsenleiste gelötet und über eine Stiftleiste in die Messvorrichtung gesteckt. Die Messdaten wurden auf einen Rechner exportiert (rechts).

Um die Spannungsabhängigkeit der MLCCs zu messen, wurde das Kleinsignal von 5 mV_{rms} mit einer Vorspannung überlagert. Für jeden MLCC wurde die Messung zweimal durchgeführt. Die Vorspannung wurde in Schritten von $0,1\text{ V}$ von -40 V auf $+40\text{ V}$ variiert. Nach dem Durchfahren des Vorspannungsbereichs wurde die Messung angehalten, die Vorspannung abgeschaltet und die Messdaten auf einen Rechner exportiert. Der gleiche Vorgang wurde anschließend wiederholt, indem der Vorspannungsbereich von $+40\text{ V}$ auf -40 V variiert wurde (siehe Abbildung 3-2 1)). Die Differentialkapazität ergibt sich aus dem Mittelwert der beiden Messungen (siehe Abbildung 3-2 2)).

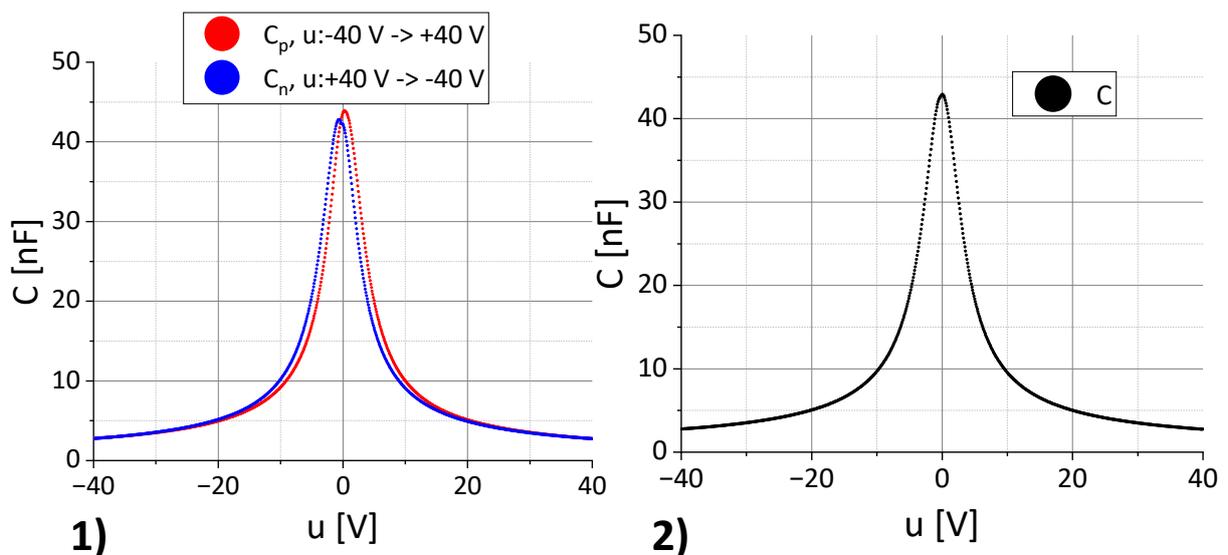


Abbildung 3-2: Differentialkapazität C gemessen mit dem Präzisionsimpedanzanalysator. 1) Die Vorspannung u wurde von -40 V bis $+40\text{ V}$ (rot) und von $+40\text{ V}$ bis -40 V (blau) variiert. 2) Die Differentialkapazität ergibt sich aus dem Mittelwert der beiden Messungen.

3.2.2 Beschreibung der gemessenen Differentialkapazität

Die gemessenen Differentialkapazitäten wurden nach den folgenden Merkmalen in Abbildung 3-3 charakterisiert: 1) Nominalkapazität (links), 2) maximale Kapazitätsänderung (rechts) und 3) maximaler Kapazitätshub (links), der sich aus der Differenz zwischen der Minimal- und der Nominalkapazität ergibt. Die Differentialkapazität wurde in Mathcad Prime 3.1 (PTC Inc., Boston, MA, USA) mit einer B-Spline-Funktion dritter Ordnung interpoliert (siehe Abbildung 3-3 1), rot). Aus der Ableitung des interpolierten Verlaufs lässt sich die maximale Kapazitätsänderung bestimmen (siehe Abbildung 3-3 2)).

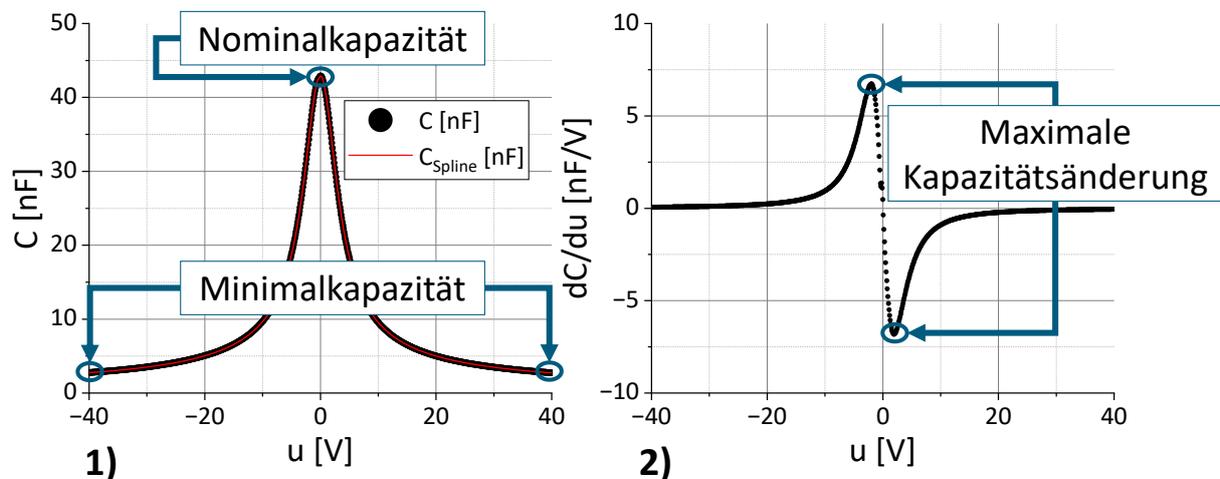


Abbildung 3-3: 1) Differentialkapazität gemessen mit dem Messplatz beschrieben in Kapitel 3.2.1 (schwarz). Die Differentialkapazität wurde in Mathcad mit einer B-Spline-Funktion dritter Ordnung interpoliert (rot). 2) Die Ableitung des interpolierten Verlaufs ermöglicht es die maximale Kapazitätsänderung zu ermitteln.

3.2.3 Modifizierter Sawyer-Tower Messaufbau

Der Zusammenhang zwischen der elektrischen Ladung q und der Spannung u der MLCCs wurde mit einer sogenannten Sawyer-Tower-Schaltung gemessen. Um die MLCCs jedoch bei Frequenzen und Spannungen über 100 kHz und 40 V charakterisieren zu können, wurde die Sawyer-Tower-Schaltung modifiziert (siehe Abbildung 3-4). Der Messaufbau besteht aus einer primärseitigen Endstufe und der sekundärseitigen Messschaltung. Beide Seiten sind voneinander induktiv entkoppelt. Als Endstufe wurde die Entwicklungsplatine GS-EVB-HB-61008P-ON (GaN Systems Inc., Ottawa, Kanada) eingesetzt. Diese besteht aus dem GaN-Gate-Treiber NCP51810 (onsemi LLC, Phoenix, AZ, USA) und einer Halbbrücke, bestehend aus zwei E-Mode-GaN Transistoren GS61008P von GaN Systems. Die Steuersignale des Treibers wurden mit dem Funktionsgenerator DG5102 (Rigol Technologies Inc., Suzhou, China) erzeugt. Die jeweiligen Netzteile HM8143 (Hameg Instruments GmbH, Mainhausen, Deutschland) und U8031A

(Agilent Technologies Inc., Santa Clara, CA, USA) wurden zur Spannungsversorgung des Treibers und der Halbbrücke verwendet. Der Treiber wurde mit 12 V versorgt. Um unterschiedliche Leistungspegel der Endstufe einzustellen, kann die Spannung an der Halbbrücke von 0 V bis 30 V variiert werden.

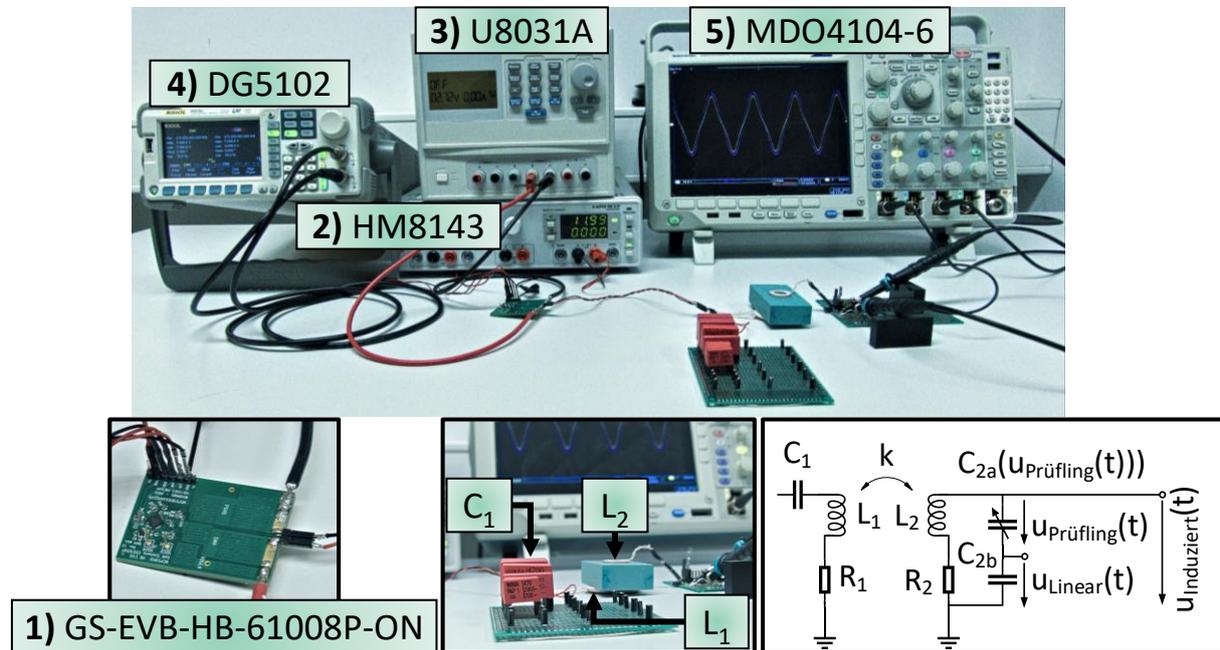


Abbildung 3-4: Modifizierter Sawyer-Tower Messaufbau mit: 1) einer Endstufe, bestehend aus einem GaN-Gate-Treiber und eine Halbbrücke, die aus zwei GaN-E-mode Transistoren besteht. Der Gate-Treiber und die Halbbrücke werden von den jeweiligen Netzteilen 2) und 3) mit Spannung versorgt. Ein primärseitiger Reihenschwingkreis (L_1 , R_1 und C_1) wird von der Endstufe in Resonanz betrieben. Die Steuersignale des Treibers werden über den Signalgenerator 4) erzeugt. Über die Spule L_2 wird an der sekundärseitigen Messschaltung eine Spannung induziert. Die Spannung an den in Reihe geschalteten Kondensatoren C_{2a} und C_{2b} sowie die Spannung an dem Kondensator C_{2b} werden mit dem Oszilloskop 5) gemessen. Die Spannung an dem zu untersuchenden Kondensator C_{2a} wurde als $u_{\text{Prüfling}}$ gekennzeichnet. Die elektrische Ladung q kann über die Spannung u_{Linear} , die proportional zu der linearen Kapazität des Kondensators C_{2b} ist, ermittelt werden.

Ein Reihenschwingkreis, bestehend aus der Spule L_1 und ihrem Verlustwiderstand R_1 760308100110 (Würth Elektronik GmbH & Co. KG, Waldenburg, Deutschland) (ohne Ferrit) sowie aus einer Zusammenschaltung mehrerer Hochspannungs-Folienkondensatoren C_1 vom Typ FKP 1 (WIMA GmbH & Co. KG, Mannheim, Deutschland), wird von der Halbbrücke in Resonanz betrieben. Eine Spannung wird an der Spule L_2 mit dem Verlustwiderstand R_2 760308101104 von Würth Elektronik (ohne Ferrit) sowie den in Reihe geschalteten Kondensatoren C_{2a} und C_{2b} induziert (siehe Abbildung 3-4). Die induzierte Spannung $u_{\text{Induziert}}$ und die Spannung u_{Linear} an dem Kondensator C_{2b} wurden mit zwei Tastköpfen TT-MF312-2-6 11020-

2-6 (TESTEC Elektronik GmbH, Frankfurt, Deutschland) und dem Oszilloskop MDO4104-6 (Tektronix Inc., Beaverton, OR, USA) gemessen. Die Software OpenChoice Desktop von Tektronix wurde im Anschluss verwendet, um die Messdaten auf einen Rechner zu übertragen. Die Spannung an dem zu untersuchenden Kondensator $u_{\text{Prüfling}}$ resultiert aus der Differenz zwischen $u_{\text{Induziert}}$ und u_{Linear} . Um die elektrische Ladung q zu ermitteln, wurde die Spannung an einem Kondensator C_{2b} der Klasse 1 gemessen. Da es sich um einen linearen Kondensator handelt, d. h. mit einer spannungsunabhängigen Kapazität, ist q proportional zur gemessenen Spannung u_{Linear} . Die elektrische Ladung kann aus der Gleichung (3-1) errechnet werden.

$$q(t) = C_{2b} \cdot u_{\text{Linear}}(t) \quad (3-1)$$

Die Kapazität C_{2b} muss zum einen ausreichend groß gewählt werden, damit die induzierte Spannung überwiegend über den zu untersuchenden Kondensator C_{2a} abfällt. Andererseits darf die Kapazität C_{2b} nicht zu groß gewählt werden, sodass die Spannung u_{Linear} in einem messbaren Bereich liegt. Um diese Bedingungen zu erfüllen, wurde eine Kapazität C_{2b} zwischen 100 nF und 500 nF ausgewählt.

3.2.4 Bestimmung der Hysterese

Die im vorigen Kapitel 3.2.3 gemessenen Spannungen zur Bestimmung der Hysterese müssen zunächst verarbeitet werden, bevor die Extraktion der Materialeigenschaften der Dielektrika gemäß Kapitel 4.4 erfolgen kann. In Abbildung 3-5 links sind die Rohdaten der mit einem Oszilloskop gemessenen Spannungen dargestellt. Die Spannung über dem zu untersuchenden MLCC wurde in Abbildung 3-5 links mit $u_{\text{Prüfling}}$ (schwarz) und die über dem linearen MLCC mit u_{Linear} (rot) dargestellt. In Abbildung 3-5 oben wurden die Spannungen $u_{\text{Prüfling}}$ und u_{Linear} für einen linearen MLCC gemessen. Wie es im linearen Fall zu erwarten ist, ist in Abbildung 3-5 oben ein proportionaler Zusammenhang zwischen der Spannung $u_{\text{Prüfling}}$ und u_{Linear} zu erkennen. Daraus ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen der elektrischen Ladung q und der Spannung u (siehe Abbildung 3-5 2)). Untersucht man dagegen einen nichtlinearen MLCC, wie in Abbildung 3-5 3) dargestellt, so ist eine Verzerrung der induzierten sinusförmigen Spannung zu beobachten. Bei einer niedrigen Spannung unterhalb von etwa ± 5 V ist ein linearer Zusammenhang zwischen q und u zu erkennen (siehe Abbildung 3-5 4)). Bei höheren Spannungen entsteht ein nichtlinearer Zusammenhang. Aus den Messungen in Abbildung 3-5 ist ersichtlich, dass die Verläufe verrauscht sind. Der in Abbildung 3-5 4) dargestellte u - q -Verlauf kann annähernd geschätzt werden. Die Hystereseschleife ist nicht eindeutig zu erkennen.

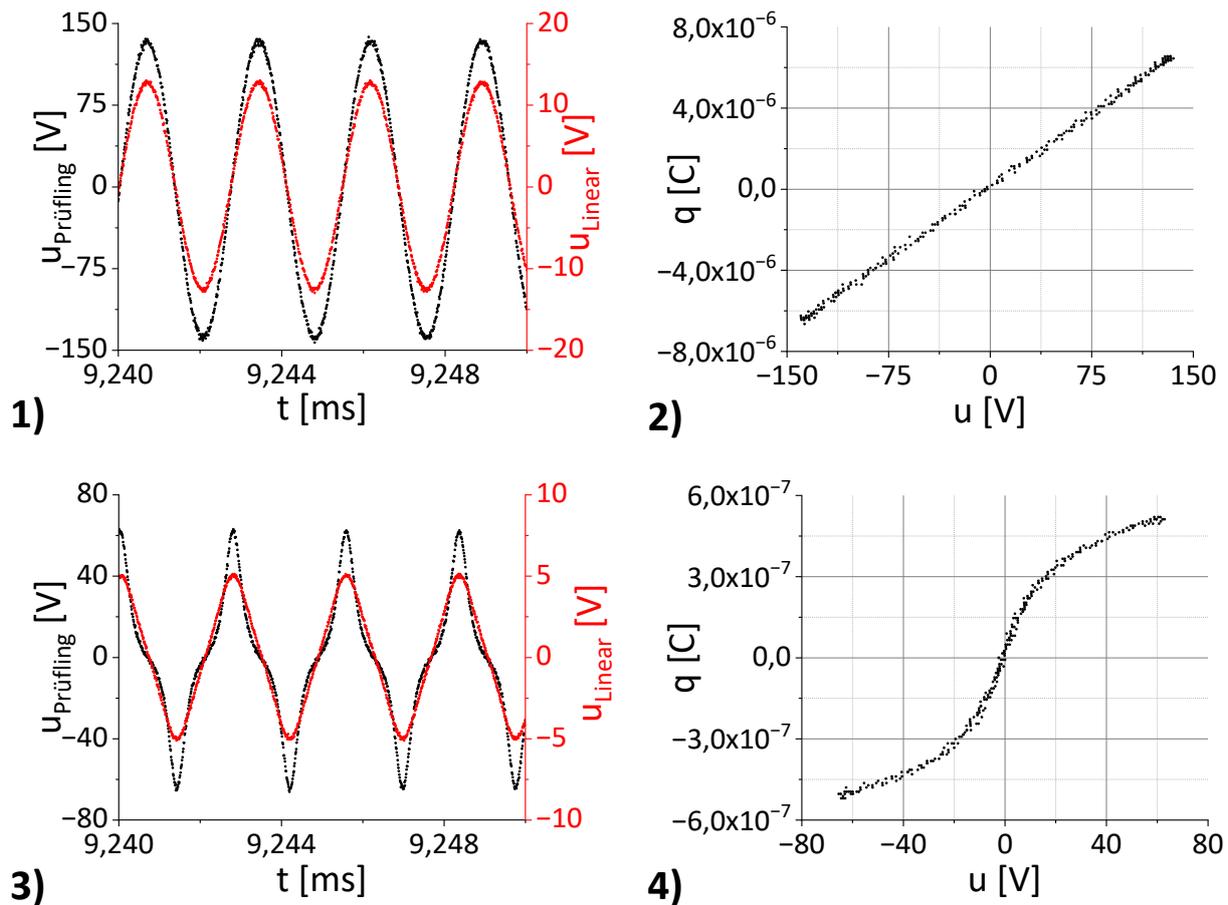


Abbildung 3-5: Gemessene Spannung am MLCC $u_{\text{Prüfling}}$ (links schwarz) bzw. u (rechts) und Spannung am linearen MLCC u_{Linear} (links rot). Die elektrische Ladung q im untersuchten MLCC ist proportional zur Spannung u_{Linear} und zur Kapazität des linearen MLCCs. Die resultierende Hysterese ist rechts dargestellt. Betrachtet wurden ein linearer (oben) und ein nichtlinearer (unten) MLCC.

Bei genauer Betrachtung der Spannungen $u_{\text{Prüfling}}$ und u_{Linear} im Falle eines nichtlinearen MLCCs (siehe Abbildung 3-5 3)) ist zu erkennen, dass die sinusförmige induzierte Spannung zu einem dreieckförmigen Signal verzerrt wird. Ein dreieckförmiges Signal kann durch eine Fourierreihe von ganzzahligen ungeraden Oberschwingungen beschrieben werden. In Mathcad wurde die diskrete Fourier-Transformation auf die Rohdaten der gemessenen Spannungen $u_{\text{Prüfling}}$ und u_{Linear} angewendet. Die Fourierreihen sind in Abbildung 3-6 veranschaulicht.

Im Falle eines linearen MLCCs können die gemessenen Spannungen $u_{\text{Prüfling}}$ und u_{Linear} mit deren Grundschwingung beschrieben werden. Bei einem nichtlinearen MLCC jedoch besteht die Fourierreihe aus der Grundschwingung und ganzzahligen ungeraden Oberschwingungen. Am Beispiel des betrachteten nichtlinearen MLCCs in Abbildung 3-6 ist zu erkennen, dass die Spannung $u_{\text{Prüfling}}$ mit der Grundschwingung bei 360 kHz und den entsprechenden Oberschwingungen bei 1080, 1800 und 2520 kHz beschrieben werden kann.

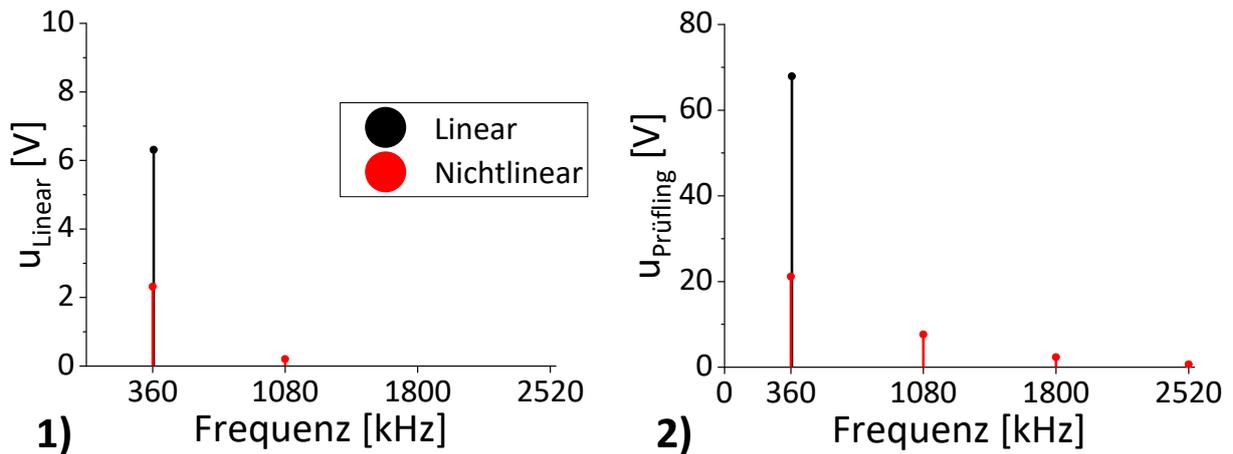


Abbildung 3-6: Diskrete Fourier-Transformation der Rohdaten der gemessenen Spannungen $u_{\text{Prüfling}}$ 1) und u_{Linear} 2) für einen linearen (schwarz) und nichtlinearen (rot) MLCC.

Unter Verwendung der Fourierreihe können die Spannungen $u_{\text{Prüfling}}$ und u_{Linear} für lineare und nichtlineare MLCCs rekonstruiert werden. Nach diesem Prinzip können aus den gemessenen verrauschten u - q -Verläufen aus Abbildung 3-5 rechts eindeutige Verläufe der Hystereseschleife in Abbildung 3-7 generiert werden.

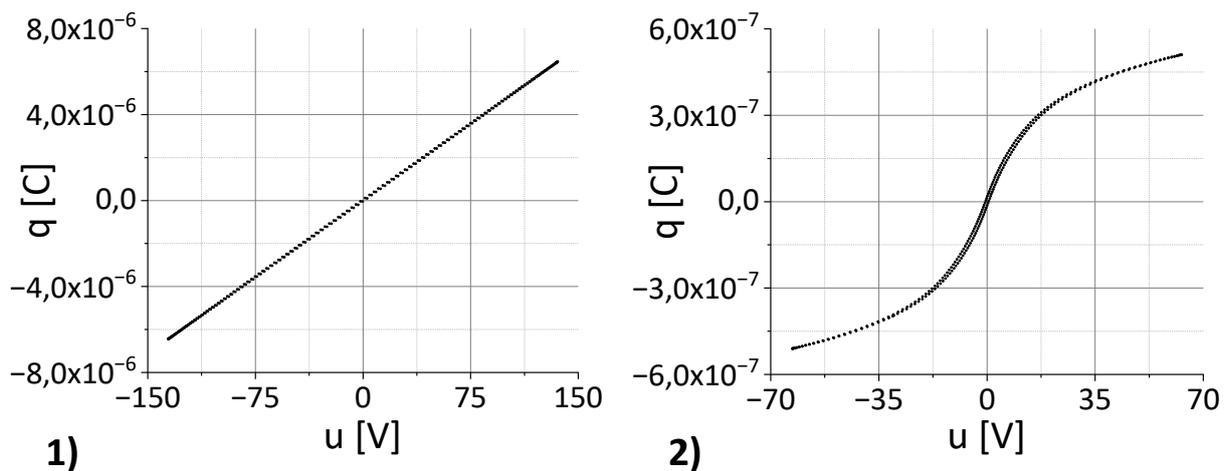


Abbildung 3-7: Rekonstruierter u - q -Verlauf eines 1) linearen und 2) nichtlinearen MLCCs. Die Kurvenrekonstruktion basiert auf einer Fourieranalyse. Im Falle eines linearen MLCCs werden q und u durch deren Grundschwingung beschrieben. Bei nichtlinearen MLCCs müssen zusätzlich zur Grundschwingung auch die ganzzahligen ungeraden Oberschwingungen berücksichtigt werden.

3.2.5 Längen von MLCCs

Um weitergehende Untersuchungen des vielschichtigen Aufbaus von MLCCs mittels Rasterelektronenmikroskopie zu ermöglichen, wurden diese mit der in Abbildung 3-8 dargestellten Lappmaschine PM5 (Logitech Ltd., Glasgow, UK) präpariert.

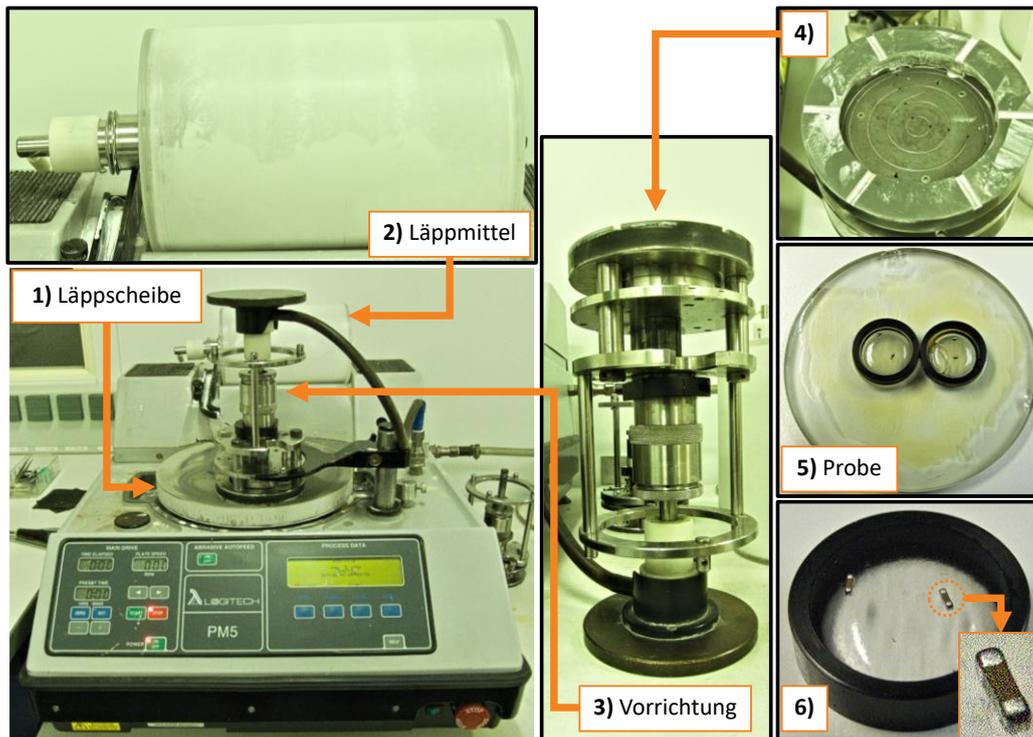


Abbildung 3-8: Die Läppmaschine besteht aus der Läppscheibe 1) und der Läppvorrichtung 3), die sich gegenläufig drehen. MLCCs werden mit Gießharz in einen Kunststoffring 6) eingebettet und anschließend mit Wachs auf einer Glasscheibe 5) befestigt. Die Glasscheibe wird von der Vorrichtung 4) angesaugt, sodass der Kunststoffring auf der Läppscheibe 1) aufliegt. Um Material von den MLCCs und dem Kunststoffring abzutragen, fließt während des Läppvorgangs Läppmittel aus dem Behälter 2) auf die Läppscheibe 1).

Die zu untersuchenden MLCCs wurden mit dem lösungsmittelfreien 2-Komponenten-Gießharz auf Polyurethanbasis Epple 07144 (E. Epple & Co. GmbH, Herrenberg, Deutschland) in einen Kunststoffring eingebettet (siehe Abbildung 3-8 6)). Das Mischungsverhältnis der Komponenten A und B des Gießharzes beträgt 7 zu 3. Um die MLCCs in Länge und Breite zu läppen, wurden zwei Kunststoffringe mit jeweils zwei MLCCs senkrecht und zwei waagrecht zur Läppscheibe vorbereitet. Es wurden jeweils zwei Kunststoffringe mit Wachs auf einer Glasscheibe befestigt (siehe Abbildung 3-8 5)). Die Glasscheibe wird von der in Abbildung 3-8 dargestellten Vorrichtung 3) und 4) angesaugt, sodass die Kunststoffringe auf der Läppscheibe 1) aufliegen. Während des Läppvorgangs drehen sich die Läppscheibe in Abbildung 3-8 1) und die Vorrichtung 3) gegenläufig. Das Läppmittel fließt während des Prozesses aus dem in Abbildung 3-8 2) dargestellten Behälter auf die Läppscheibe. Das Läppmittel ist eine Suspension, die aus einer Mischung von Wasser und Aluminiumoxid besteht. Für ca. 1,6 L Wasser wurden 200 bis 300 g Aluminiumoxidpulver von Logitech gemischt. Die MLCCs wurden in einem ersten Schritt mit einem Pulver mit einer größeren Korngröße von 30 μm geläppt, um die gewünschte Tiefe im MLCC zu erreichen. Anschließend wurde der Läppprozess wiederholt, wobei die Korngröße des Pulvers sukzessive von 30 μm auf 9 μm und von 9 μm auf 1 μm reduziert wurde, um die gewünschte Oberflächenrauheit zu erzielen.

3.2.6 Rasterelektronenmikroskopie und energiedispersive Röntgenspektroskopie

Neben der Bestimmung der ferroelektrischen Hysterese der MLCCs wurden die eingesetzten Dielektrika mit dem Rasterelektronenmikroskop EVO MA 10 (Carl Zeiss AG, Oberkochen, Deutschland) tiefgehend untersucht. Das in Abbildung 3-9 dargestellte Messsystem ermöglicht zum einen die Rasterelektronenmikroskopie zur Bestimmung der Struktur von MLCCs und zum anderen die energiedispersive Röntgenspektroskopie zur Ermittlung der Materialzusammensetzung der eingesetzten Dielektrika. Für die energiedispersive Röntgenspektroskopie wurde der Detektor xFlash 6/10 (Bruker Corp., Billerica, MA, USA) verwendet. Die Messdaten wurden mit der Software ESPRIT v1.9.4 von Bruker ausgewertet.



Abbildung 3-9: Rasterelektronenmikroskop EVO MA 10 von Zeiss, um die Materialzusammensetzung der eingesetzten Dielektrika sowie die Struktur der verwendeten MLCCs genauer zu untersuchen.

Die Probenvorbereitung ist ein wichtiger Schritt für eine erfolgreiche Rasterelektronenmikroskopie und energiedispersive Röntgenspektroskopie. Für die Rasterelektronenmikroskopie wurden die MLCCs mit der in Kapitel 3.2.5 beschriebenen Lämpmaschine präpariert. Ein Teil der MLCCs wurde in der Breite geläpft, um die Breite der Innenelektroden zu messen, ein anderer Teil wurde in der Länge geläpft, um die Länge der Innenelektroden sowie die Anzahl der Lagen und die Dicke der jeweiligen Dielektrikumsschichten zu bestimmen. Die Materialzusammensetzung der Dielektrika wurde mittels energiedispersiver Röntgenspektroskopie bestimmt. Um mögliche Verunreinigungen der Proben zu vermeiden, wurden die MLCCs mit

zwei Flachzangen oder mit Hammer und Meißel aufgebrochen. Um ein Aufladen der Proben während des Messvorgangs zu vermeiden, wurden diese mit einer Kohlenstoffbeschichtung beschichtet. Zusätzlich wurde für die energiedispersive Röntgenspektroskopie das Raster-elektronenmikroskop vor jeder Messreihe mit reinem Kupfer kalibriert.

3.3 Modellierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren

Für die Modellierung nichtlinearer Kapazitäten ferroelektrischer MLCCs werden in diesem Kapitel zwei unterschiedliche Ansätze beschrieben. Zunächst wird in Kapitel 3.3.1 das erstellte Modell in ANSYS dargestellt. Wie bei SPICE-Modellen müssen hier ausgewählte Komponenten wie Induktivitäten, Kondensatoren, Spannungsquellen usw. miteinander verbunden und gemessene Kennlinien importiert werden. Solche Modelle gehören daher zu denen, mit denen Simulationen mit geringem Aufwand durchgeführt werden können. Ein zweiter Ansatz wird in Kapitel 3.3.2 beschrieben, in dem die Differentialgleichungen induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren in Mathcad verwendet werden, was von der Implementierung her einen größeren Aufwand darstellt. Beide Modelle werden in Kapitel 4.2.1 verglichen. Das Modell, das hinsichtlich Recheneffizienz, Speicherverbrauch und Genauigkeit bessere Ergebnisse lieferte, diente als Grundlage für die weiteren Untersuchungen.

3.3.1 Modellierung in ANSYS

In ANSYS 2019 R2 (ANSYS Inc., Canonsburg, PA, USA) wurden induktiv gekoppelte Mikrostimulatoren mit dem Modul Simplorer modelliert. Das Modell besteht aus einer vereinfachten Schaltung der extrakorporalen Sendeeinheit (siehe Abbildung 3-10 links) und der Schaltung des Mikrostimulators (siehe Abbildung 3-10 rechts). Der Reihenschwingkreis der extrakorporalen Sendeeinheit besteht aus der Induktivität $L1$ und deren Verlustwiderstand $R1$ sowie dem Kondensator $C1$. Der Reihenschwingkreis wird über die ideale Spannungsquelle $E1$ mit einer sinusförmigen Anregung in Resonanz betrieben. Die Anregungsdauer sowie die Wiederholrate und damit die Pulsdauer und Wiederholrate der am Mikrostimulator induzierten Stimulationspulse werden über die ideale Spannungsquelle $E2$ und den Schalter $S1$ eingestellt. Die induktive Kopplung zwischen der Spule der extrakorporalen Sendeeinheit und der des Mikrostimulators mit den jeweiligen Induktivitäten $L1$ und $L2$ wurde durch den Kopplungsfaktor k dargestellt. Der Mikrostimulator besteht aus einem Parallelschwingkreis mit der Induktivität $L2$ und deren Verlustwiderstand $R2$ sowie einer spannungsgesteuerten Kapazität $C2$. Die induzierte Spannung wird über die Diode $D1$ und den Pufferkondensator $C4$ gleichgerichtet. Die komplexe Elektrodenimpedanz kann gemäß ISO 14708-3, Abschnitt 6.101, als rein Ohm'sche Last modelliert werden [115]. Dementsprechend wurde diese in ANSYS mit dem Widerstand RL nachgebildet.

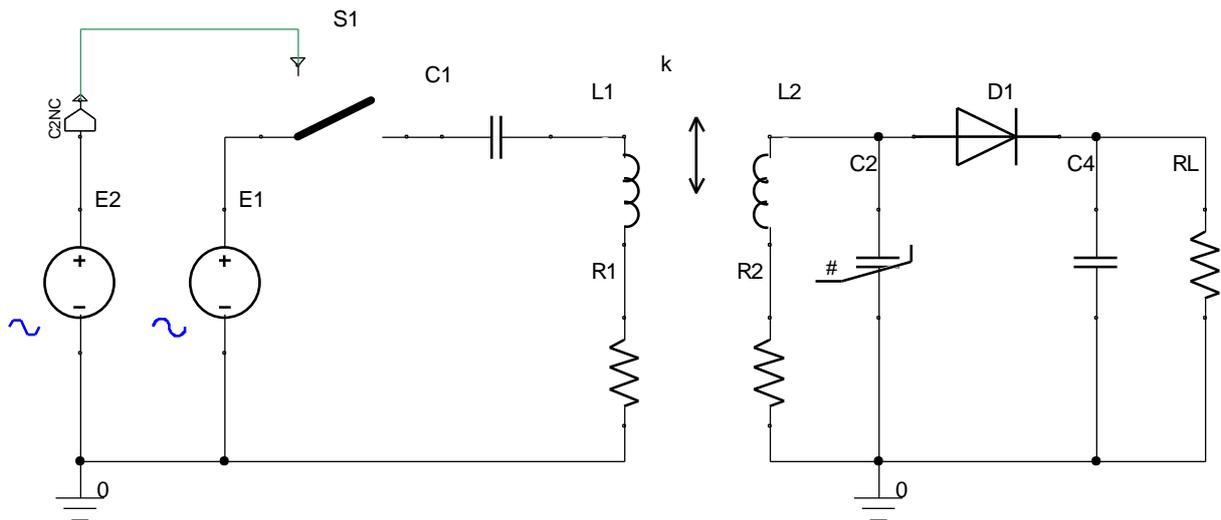


Abbildung 3-10: Schaltung eines Mikrostimulators (rechts), der induktiv über eine extrakorporale Sendeeinheit (links) mit Energie versorgt wird. Der Mikrostimulator besteht aus einem Parallelschwingkreis mit der Induktivität $L2$ und deren Verlustwiderstand $R2$ sowie einer spannungsgesteuerten Kapazität $C2$. Die induzierte Spannung wird über die Diode $D1$ und den Pufferkondensator $C4$ gleichgerichtet. Die Elektrodenimpedanz wird mit einer Ohm'schen Last RL modelliert. Der Reihenschwingkreis der extrakorporalen Sendeeinheit besteht aus der Induktivität $L1$ und deren Verlustwiderstand $R1$ sowie dem Kondensator $C1$. Der Reihenschwingkreis wird über die ideale Spannungsquelle $E1$ und den Schalter $S1$ mit einer sinusförmigen Anregung in Resonanz betrieben. Die Dauer und Wiederholrate der am Mikrostimulator induzierten Stimulationspulse werden über die ideale Spannungsquelle $E2$ und den Schalter $S1$ eingestellt. Die induktive Kopplung zwischen den Spulen mit den jeweiligen Induktivitäten $L1$ und $L2$ wurde mit dem Kopplungsfaktor k dargestellt.

Das Gleichungssystem der gesamten Schaltung wurde in ANSYS nach dem modifizierten Knotenverfahren aufgestellt. Zur Lösung des Differentialgleichungssystems wurde das Trapezverfahren als numerisches Integrationsverfahren angewendet. Die nichtlinearen Gleichungen werden durch das iterative Newton-Raphson-Verfahren linearisiert und anschließend durch LU-Faktorisierung gelöst. In ANSYS Simplorer wurden die Standardeinstellungen beibehalten, darunter eine absolute Toleranz für das Konvergenzkriterium von 10^{-3} , ein zulässiger Trunkierungsfehler von 1 % und eine maximale Anzahl von Iterationsschritten pro Simulationsschritt von 40.

3.3.2 Modellierung in Mathcad

Für die Modellierung von induktiv gekoppelten Mikrostimulatoren wurde der Schaltplan aus Abbildung 3-11 als Grundlage verwendet. Der Mikrostimulator in Abbildung 3-11 (rechts) wird induktiv mittels einer extrakorporalen Sendeeinheit (links) mit Energie versorgt. Hierbei kommt üblicherweise ein Reihenschwingkreis in der extrakorporalen Sendeeinheit und ein Pa-

rallenschwingkreis in dem Mikrostimulator zum Einsatz [235]. Der Reihenschwingkreis, bestehend aus einer Spule mit der Induktivität L_1 und dem Verlustwiderstand R_1 sowie dem Kondensator C_1 , wird über eine ideale Spannungsquelle $u_1(t, \omega, A_{mp})$ in Resonanz betrieben. In der Praxis wird der Schwingkreis der Sendeeinheit mit einem Rechtecksignal, das z. B. mit einer Halb- bzw. Vollbrücke erzeugt wird, angesteuert. Bei der Modellierung wurde dieses Rechtecksignal durch die sinusförmige Grundschwingung und einen entsprechenden Gleichspannungsanteil, sofern vorhanden, approximiert (siehe Abbildung 3-11 1)). Auf Seiten des Mikrostimulators erfolgt die induktive Energiegewinnung mittels eines Parallelschwingkreises, bestehend aus der Spule mit der Induktivität L_2 und dem Verlustwiderstand R_2 sowie dem spannungsabhängigen Kondensator $C_2(u_{C2}(t))$. Der zeitliche Verlauf der induzierten Spannung ist beispielhaft in Abbildung 3-11 2) abgebildet. Die induzierten Spannungspulse werden über einen Einweggleichrichter mit der Diode D und dem Pufferkondensator C_4 gleichgerichtet (siehe Abbildung 3-11 3)). Die komplexe Elektrodenimpedanz kann gemäß ISO 14708-3, Abschnitt 6.101, als rein Ohm'sche Last R_L modelliert werden [115].

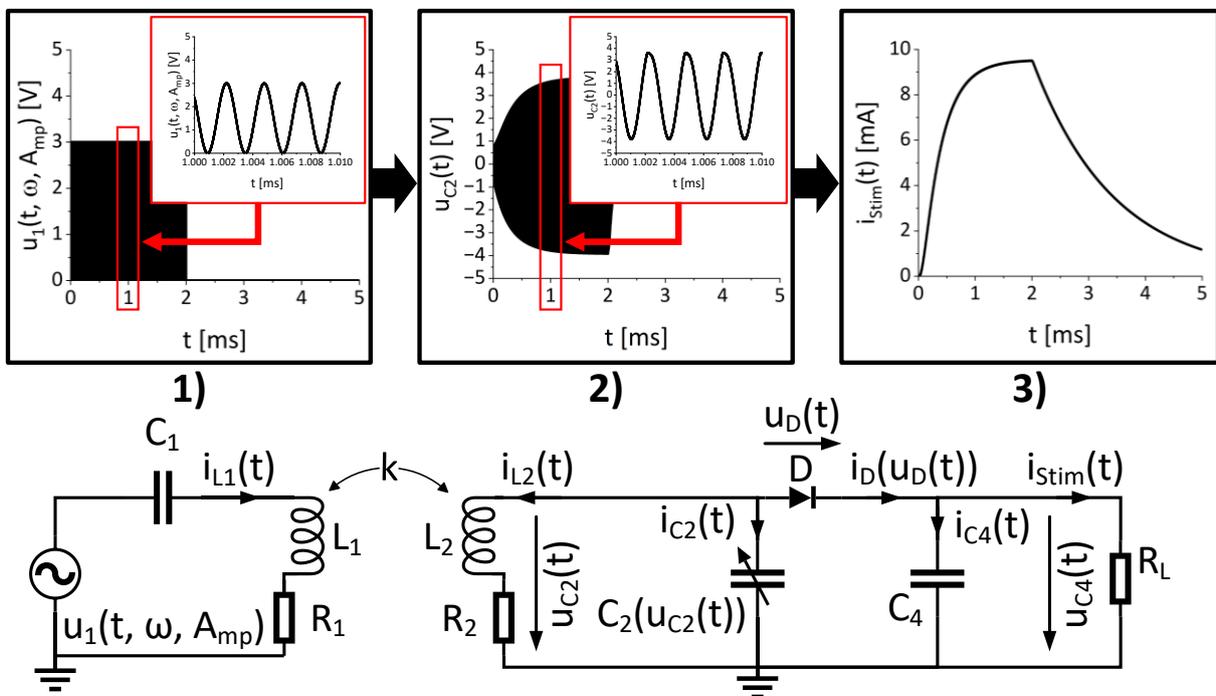


Abbildung 3-11: Schaltplan eines Mikrostimulators (rechts), der über eine extrakorporale Sendeeinheit (links) induktiv mit Energie versorgt wird. Der Reihenschwingkreis der extrakorporalen Sendeeinheit besteht aus der Induktivität L_1 und deren Verlustwiderstand R_1 sowie einem Kondensator C_1 . Der Reihenschwingkreis wird mit der idealen Spannungsquelle $u_1(t, \omega, A_{mp})$ 1) in Resonanz betrieben. Zur induktiven Energiegewinnung besteht der Mikrostimulator aus einem Parallelschwingkreis mit der Induktivität L_2 und deren Verlustwiderstand R_2 sowie einer spannungsgesteuerten Kapazität C_2 . Die induzierte Spannung 2) wird über die Diode D und den Pufferkondensator C_4 gleichgerichtet 3). Die Elektrodenimpedanz wurde mit einer Ohm'schen Last R_L modelliert.

Die extrakorporale Sendeeinheit und der Mikrostimulator aus dem Schaltplan in Abbildung 3-11 wurden mit Hilfe der Differentialgleichungen erster Ordnung von (3-2) bis (3-8) in Mathcad Prime 3.1 und 9.0 (PTC Inc., Boston, MA, USA) modelliert. Diese Gleichungen wurden in Mathcad nach den Ableitungen aufgestellt (siehe Anhang 8.2) und numerisch mit dem Adams-Verfahren und einer Konvergenzpräzision von 10^{-7} aufgelöst. Hierzu wurde die Zeitspanne ausreichend groß ausgewählt, um den eingeschwungenen Zustand des Systems zu betrachten.

$$u_1(t, \omega, A_{mp}) = u_{C1}(t) + L_1 \cdot \frac{d}{dt} i_{L1}(t) + R_1 \cdot i_{L1}(t) + k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot \frac{d}{dt} i_{L2}(t) \quad (3-2)$$

$$i_{L1}(t) = C_1 \cdot \frac{d}{dt} u_{C1}(t) \quad (3-3)$$

$$L_2 \cdot \frac{d}{dt} i_{L2}(t) + R_2 \cdot i_{L2}(t) + k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot \frac{d}{dt} i_{L1}(t) = u_{C2}(t) \quad (3-4)$$

$$i_{C2}(t) = C_2(u_{C2}(t)) \cdot \frac{d}{dt} u_{C2}(t) \quad (3-5)$$

$$i_{L2}(t) + i_{C2}(t) + i_D(u_{C2}(t) - u_{C4}(t)) = 0 \quad (3-6)$$

$$i_D(u_{C2}(t) - u_{C4}(t)) = i_{C4}(t) + \frac{u_{C4}(t)}{R_L} \quad (3-7)$$

$$i_{C4}(t) = C_4 \cdot \frac{d}{dt} u_{C4}(t) \quad (3-8)$$

Mit:

- k : induktiver Kopplungsfaktor zwischen der extrakorporalen Sendespule und der Spule des Mikrostimulators
- $u_1(t, \omega, A_{mp})$: ideale Spannungsquelle mit der Kreisfrequenz ω und der Amplitude A_{mp}
- $i_{L1}(t)$: Strom im Reihenschwingkreis der extrakorporalen Sendespule
- $u_{C1}(t)$: Spannung über dem Kondensator C_1
- $i_{L2}(t)$: Strom in der Spule des Mikrostimulators
- $u_{C2}(t)$: Spannung an dem spannungsabhängigen Kondensator $C_2(u_{C2}(t))$
- $i_D(u_{C2}(t) - u_{C4}(t))$: spannungsgesteuerter Strom durch die Gleichrichterdiode D
- $i_{C4}(t)$: Strom durch den Pufferkondensator C_4
- $u_{C4}(t)$: Spannung an dem Kondensator C_4 sowie der Ohm'schen Last R_L
- $i_{stim}(t) = \frac{u_{C4}(t)}{R_L}$: Stimulationsstrom in der Ohm'schen Last R_L

Die oben aufgeführten Differentialgleichungen bilden die Grundlage für die Modellierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren. Diese können bei Bedarf je nach Konfiguration der

Schwingkreise, d. h. Reihen- oder Parallelschaltung von Spule und Kondensator, oder auch für eine beliebige Zusammenschaltung mehrerer spannungsabhängiger Kondensatoren $C_2(u_{C2}(t))$ angepasst bzw. erweitert werden. Ebenso stellt dieses Gleichungssystem die Grundlage für das in dieser Arbeit entstandene physikbasierte Modell ferroelektrischer Hysteresen dar.

3.4 Charakterisierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren

Neben der Modellierung von induktiv gekoppelten Mikrostimulatoren wurde der Messaufbau in Abbildung 3-12 realisiert. Dieser dient zum einen der Validierung des aus dieser Arbeit entstandenen Modells und zum anderen der experimentellen Charakterisierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren.

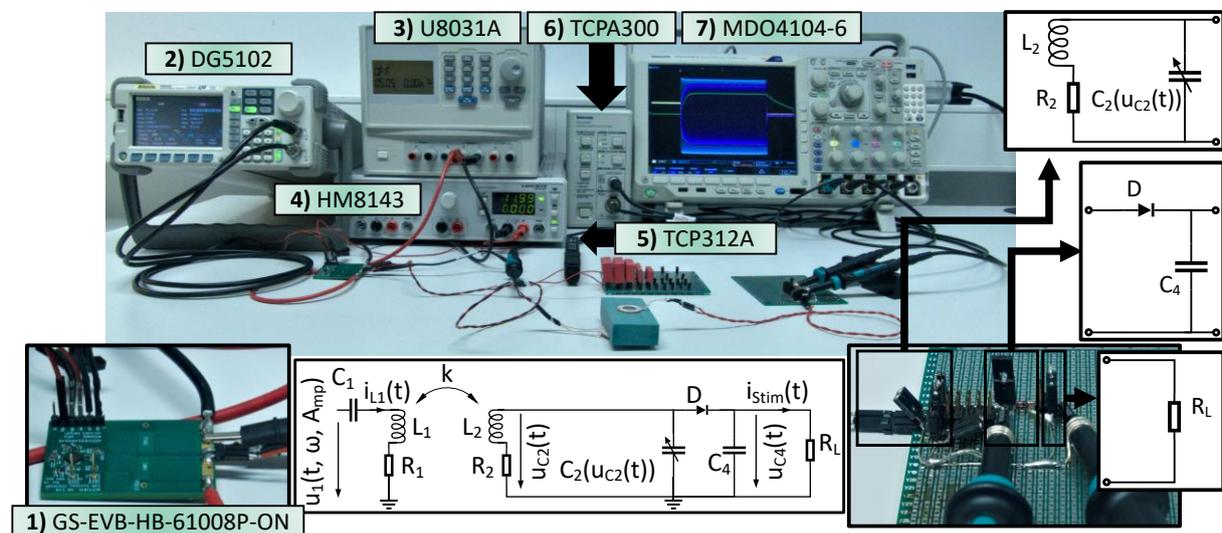


Abbildung 3-12: Messaufbau zur Charakterisierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren. Ein Mikrostimulator wurde auf einer Lochrasterplatine (unten rechts) aufgebaut. Dieser wird induktiv mittels eines Reihenschwingkreises (unten Mitte links) mit Energie versorgt. Der Reihenschwingkreis wird über eine Halbbrücke in Resonanz betrieben. Die Halbbrücke und der Gate-Treiber auf der Entwicklungsplatine 1) wurden mit dem Funktionsgenerator 2) angesteuert und mit den jeweiligen Netzteilen 3) und 4) mit Spannung versorgt. Der Strom i_{L1} , der aus der Halbbrücke in den Reihenschwingkreis eingespeist wird, wurde mit der Stromzange 5) und dem Stromzangenverstärker 6) gemessen. Der Strom i_{L1} sowie die Spannung am Ausgang der Halbbrücke u_1 , die an der Implantatelektronik induzierte Spannung u_{C2} und die gleichgerichtete Spannung u_{C4} wurden mit dem Oszilloskop 6) aufgezeichnet.

In Anlehnung an den modifizierten Sawyer-Tower-Aufbau aus Kapitel 3.2.3 wurde auch in diesem Messaufbau die Entwicklungsplatine GS-EVB-HB-61008P-ON von GaN Systems, bestehend aus zwei E-Mode GaN-Transistoren GS61008P von GaN Systems und einem GaN-Gate-Treiber NCP51810 von onsemi, eingesetzt. Die Halbbrücke wird über den Funktionsgenerator

DG5102 von Rigol angesteuert. Der Gate-Treiber und die Halbbrücke werden jeweils von den Netzteilen HM8143 von Hameg und U8031A von Agilent versorgt. Die Spannungsversorgung des Gate-Treibers liegt konstant bei 12 V, die der Halbbrücke kann zwischen 0 V und 30 V eingestellt werden, um unterschiedliche Spannungspegel an der Implantatschaltung zu induzieren. Die Implantatschaltung wurde auf einer Lochrasterplatine aufgebaut. Gemäß Abbildung 3-12 besteht die Implantatelektronik aus einem Parallelschwingkreis zur induktiven Energiegewinnung (oben rechts), einem Einweggleichrichter zur Erzeugung der Stimulationspulse (Mitte rechts) und einer Ohm'schen Last, um die Elektrodenimpedanz nachzubilden (unten rechts). Zur Charakterisierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren wurde die in den primärseitigen Reihenschwingkreis eingespeiste Leistung, die sich aus dem zeitlichen Produkt des Stroms i_{L1} in dem Schwingkreis und der Spannung u_1 an dem Ausgang der Halbbrücke ergibt, sowie die sekundärseitige induzierte Spannung u_{C2} und die gleichgerichtete Spannung u_{C4} an der Ohm'schen Last R_L gemessen. Der Strom i_{L1} wurde mit der Stromzange TCP312A und dem Stromzangenverstärker TCPA300 von Tektronix gemessen. Die Spannungen u_1 , u_{C2} und u_{C4} wurden mit TT-MF312-2-6 11020-2-6 Tastköpfen von TESTEC gemessen. Der Strom und die Spannungen wurden mit dem Oszilloskop MDO4104-6 von Tektronix aufgezeichnet und mit der Software OpenChoice Desktop von Tektronix auf einen Computer übertragen. Für die Datenverarbeitung wurde die Software Mathcad Prime 3.1 und 9.0 verwendet, um beispielsweise das Produkt aus i_{L1} und u_1 zu bilden und aus den gemessenen Signalen den quadratischen Mittelwert zu berechnen.

3.5 Messaufbau zur Überprüfung der Machbarkeit der passiven Regelung *in vitro*

Um die theoretischen Ergebnisse zur Machbarkeit des passiven Regelungsansatzes aus Kapitel 4.6.2 validieren zu können, wurde der in Abbildung 3-13 dargestellte Messaufbau mit dem Demonstrator aus Kapitel 4.5 realisiert. Die Spule der extrakorporalen Sendeeinheit und die der Implantatelektronik wurden jeweils auf der Ober- und Unterseite des vakuumverpackten Schweinefleisches angebracht (siehe Abbildung 3-13 3)). Um den induktiven Kopplungsfaktor zu variieren, wurde die Spule der Implantatelektronik an verschiedenen Stellen auf dem Schweinefleisch platziert. Der Kopplungsfaktor wurde mit dem Impedanzanalysator bestimmt (siehe Abbildung 3-13 1)). Die Frequenz sowie der Leistungspegel der IPT wurden mit dem Demonstrator über die grafische Benutzeroberfläche (graphical user interface, GUI) eingestellt (siehe Abbildung 3-13 2)). Die Elektrodenimpedanz der Implantatelektronik wurde mit einer Ohm'schen Last nachgebildet.

Das Oszilloskop MDO4104-6 (Tektronix Inc., Beaverton, OR, USA) wurde zur Messung der induzierten Spannung am Parallelschwingkreis der Implantatelektronik und der Spannung an der Ohm'schen Last verwendet (siehe Abbildung 3-13 4)). Beide Spannungen wurden mit Tastköpfen TT-MF312-2-6 11020-2-6 (TESTEC Elektronik GmbH, Frankfurt, Deutschland) gemes-

sen. Die Messdaten wurden vom Oszilloskop auf einen Computer mit der Software Open-Choice Desktop von Tektronix übertragen. Die Datenverarbeitung erfolgte mit der Software Mathcad (PTC Inc., Boston, MA, USA). Um die Wärmeentwicklung der Implantatspule und des Gewebes während der IPT erfassen zu können, wurde die Wärmebildkamera VARIOSCAN Modell 3021-ST (JENOPTIK Laser, Optik, Systeme GmbH, Jena, Deutschland) eingesetzt (siehe Abbildung 3-13 5)). Die Auswertung der Wärmebilder erfolgte mit der Software IRBIS control V2.2 (InfraTec GmbH, Dresden, Deutschland).

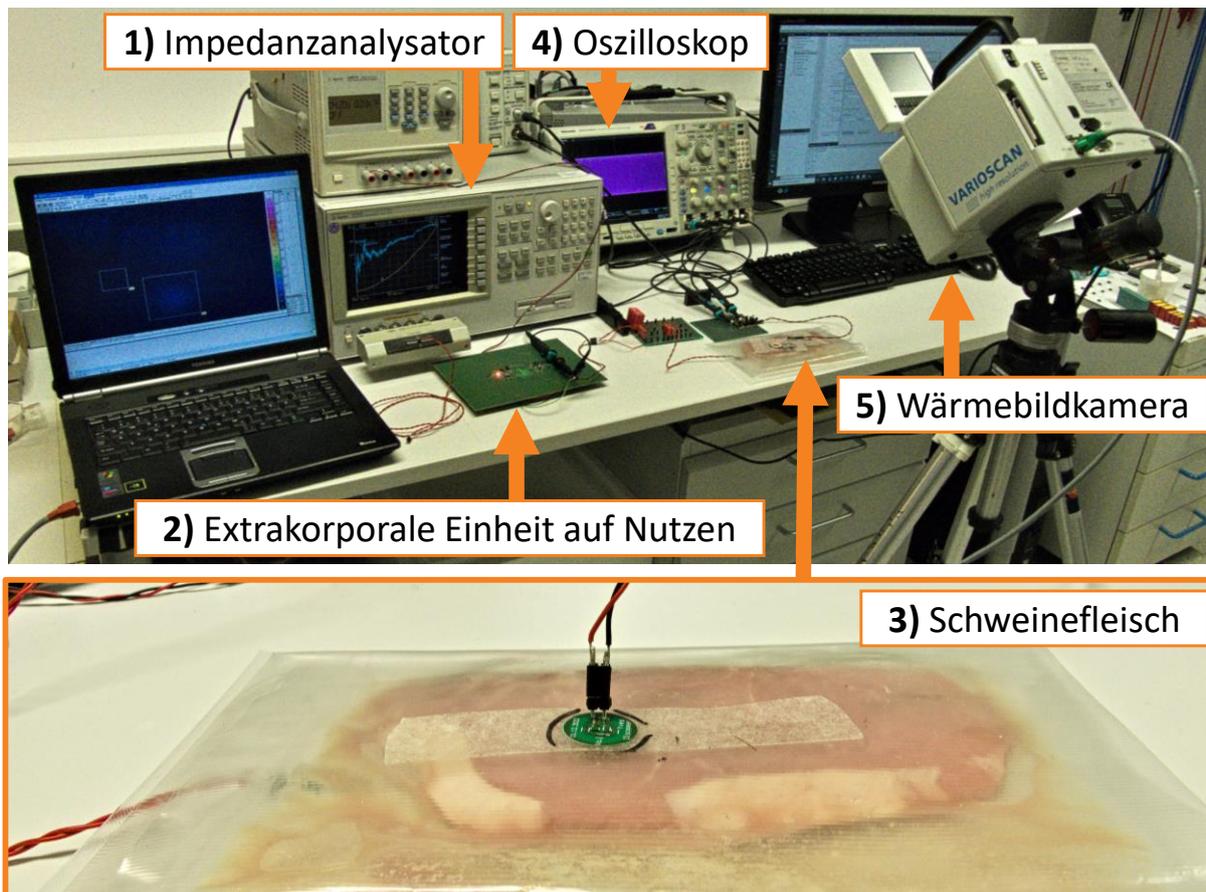


Abbildung 3-13: Messaufbau zur Überprüfung der Machbarkeit einer passiven Regelung des Stimulationsstroms in vitro. Die Spule der Implantatelektronik und die der extrakorporalen Sendeeinheit 2) wurden auf der Ober- und Unterseite des vakuumverpackten Schweinefleisches 3) angebracht. Der induktive Kopplungsfaktor wurde mit dem Impedanzanalysator 1) bestimmt. Der Stimulationsstrom in der Implantatelektronik wurde über einen Ohm'schen Widerstand mit dem Oszilloskop 4) gemessen. Die Wärmeentwicklung an der Spule der Implantatelektronik und am Schweinefleisch 3) wurde mit der Wärmebildkamera 5) erfasst.

4 Ergebnisse

4.1 Experimentelle Charakterisierung von Keramikkondensatoren

4.1.1 Differentialkapazität

Die gemessenen Differentialkapazitäten wurden mit drei Merkmalen beschrieben, nämlich: 1) die Nominalkapazität C_{nom} , 2) die maximale Kapazitätsänderung dC und 3) der Kapazitätshub C_{ratio} , der sich aus dem Verhältnis von Nominal- zu Minimalkapazität ergibt (siehe Kapitel 3.2.2). Der gesamte Wertebereich dieser Merkmale ist in Tabelle 4-1 wiedergegeben. Der Medianwert und die maximale Abweichung der Merkmale wurden für jeden MLCC mit einer Stichprobe von 10 Stück ermittelt. Da jeder MLCC zweimal in einem Vorspannungsbereich von -40 V bis +40 V und anschließend von +40 V bis -40 V gemessen wurde, enthält Tabelle 4-1 somit 800 Messungen. Die gemessenen Differentialkapazitäten sind in Anhang 8.3 und die ermittelte Kapazitätsänderung, aus der das Merkmal dC abgeleitet wird, in Anhang 8.4 dargestellt.

Die Differentialkapazitäten einiger MLCCs mit unterschiedlicher Nichtlinearität bzw. Spannungsabhängigkeit der Kapazität sind mit ihren entsprechenden Merkmalen C_{nom} , dC und C_{ratio} in Abbildung 4-1 veranschaulicht.

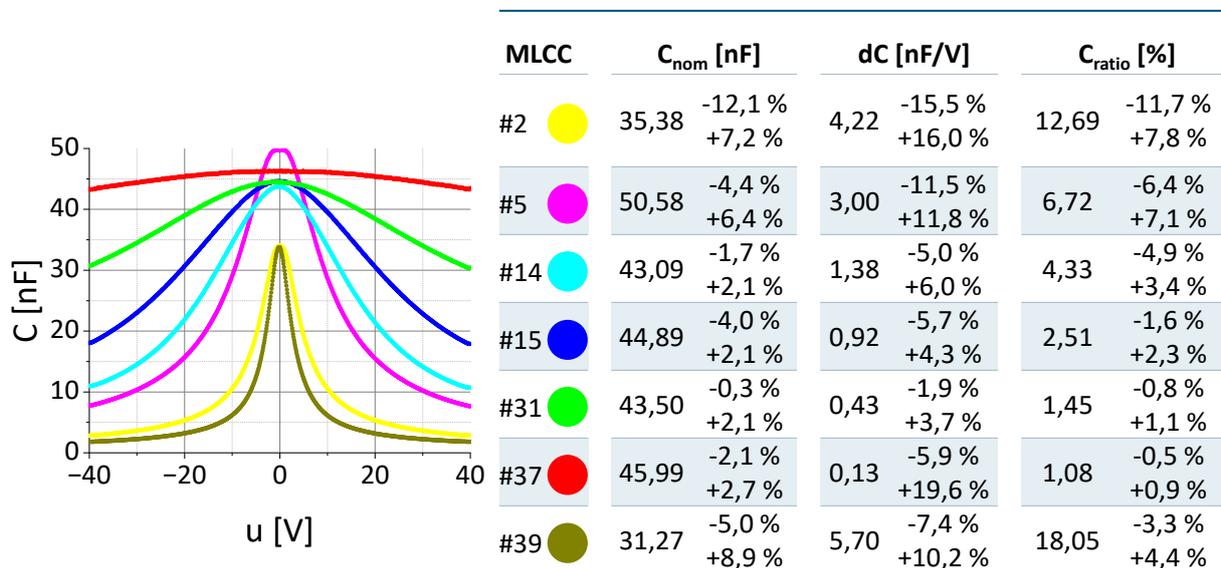


Abbildung 4-1: Differentialkapazität C als Funktion der Spannung u (links) mit den entsprechenden Merkmalen C_{nom} , dC und C_{ratio} (rechts).

Tabelle 4-1: Medianwert der Nominalkapazität C_{nom} , der maximalen Kapazitätsänderung dC und des Kapazitätshubs C_{ratio} . Der Medianwert und die maximale Abweichung wurden mit einer Stichprobe von 10 Stück pro MLCC ermittelt.

MLCC	C_{nom} [nF]			dC [nF/V]			C_{ratio}		
#1	42,24	-25,4 %	+7,2 %	6,49	-41,0 %	+15,9 %	14,81	-31,2 %	+12,1 %
#2	35,38	-12,1 %	+7,2 %	4,22	-15,5 %	+16,0 %	12,69	-11,7 %	+7,8 %
#3	32,63	-12,1 %	+21,7 %	2,56	-15,1 %	+37,5 %	7,78	-8,0 %	+35,0 %
#4	40,42	-3,5 %	+3,5 %	0,59	-5,1 %	+5,0 %	1,77	-1,2 %	+0,8 %
#5	50,58	-4,4 %	+6,4 %	3,00	-11,5 %	+11,8 %	6,72	-6,4 %	+7,1 %
#6	41,88	-2,2 %	+3,0 %	3,40	-4,9 %	+4,4 %	12,10	-2,1 %	+2,5 %
#7	41,77	-2,0 %	+1,4 %	3,41	-2,9 %	+5,5 %	12,48	-2,3 %	+3,1 %
#8	40,64	-1,8 %	+4,9 %	1,18	-4,7 %	+10,0 %	3,38	-3,4 %	+2,9 %
#9	41,14	-3,4 %	+3,1 %	1,34	-8,5 %	+9,7 %	4,15	-7,1 %	+6,5 %
#10	38,83	-1,9 %	+3,8 %	1,25	-2,8 %	+6,3 %	3,71	-1,4 %	+3,5 %
#11	44,75	-8,9 %	+3,3 %	1,45	-10,1 %	+8,6 %	4,35	-3,5 %	+6,6 %
#12	39,71	-2,3 %	+2,3 %	1,26	-2,9 %	+3,9 %	3,98	-2,0 %	+2,3 %
#13	39,54	-0,7 %	+3,8 %	1,14	-2,1 %	+5,4 %	3,40	-2,6 %	+1,5 %
#14	43,09	-1,7 %	+2,1 %	1,38	-5,0 %	+6,0 %	4,33	-4,9 %	+3,4 %
#15	44,89	-4,0 %	+2,1 %	0,92	-5,7 %	+4,3 %	2,51	-1,6 %	+2,3 %
#16	41,40	-2,5 %	+1,4 %	0,62	-4,6 %	+2,8 %	1,79	-2,2 %	+6,1 %
#17	42,16	-3,3 %	+2,9 %	0,62	-5,5 %	+6,1 %	1,82	-1,7 %	+2,5 %
#18	44,13	-1,9 %	+1,4 %	0,71	-1,9 %	+2,4 %	1,94	-2,3 %	+4,0 %
#19	47,61	-6,5 %	+3,4 %	1,49	-10,9 %	+5,4 %	3,94	-4,3 %	+1,4 %
#20	42,87	-2,4 %	+2,8 %	0,73	-8,1 %	+11,4 %	2,05	-5,6 %	+5,8 %
#21	40,99	-4,1 %	+3,7 %	0,62	-6,2 %	+9,9 %	1,81	-1,8 %	+4,8 %
#22	45,87	-1,7 %	+1,2 %	0,58	-3,3 %	+2,4 %	1,63	-2,7 %	+0,9 %
#23	42,45	-0,8 %	+6,0 %	0,70	-4,8 %	+11,7 %	1,98	-2,6 %	+6,5 %
#24	44,94	-3,2 %	+6,0 %	0,56	-5,6 %	+7,7 %	1,60	-1,8 %	+3,6 %
#25	47,19	-5,5 %	+2,0 %	0,59	-6,4 %	+7,4 %	1,62	-1,6 %	+2,7 %
#26	45,14	-0,8 %	+2,7 %	0,38	-2,4 %	+10,8 %	1,33	-0,8 %	+3,7 %
#27	45,76	-2,8 %	+1,0 %	0,36	-7,2 %	+3,9 %	1,31	-2,1 %	+1,2 %
#28	43,74	-2,9 %	+5,3 %	0,36	-9,2 %	+10,9 %	1,33	-2,1 %	+2,2 %
#29	44,96	-1,2 %	+1,2 %	0,41	-3,9 %	+5,7 %	1,39	-1,3 %	+1,7 %
#30	41,40	-1,2 %	+1,4 %	0,32	-4,9 %	+6,2 %	1,30	-1,3 %	+1,1 %
#31	43,50	-0,3 %	+2,1 %	0,43	-1,9 %	+3,7 %	1,45	-0,8 %	+1,1 %
#32	46,03	-1,6 %	+1,3 %	0,36	-2,9 %	+4,2 %	1,30	-1,3 %	+1,2 %
#33	47,05	-1,5 %	+1,6 %	0,38	-2,6 %	+3,7 %	1,33	-1,0 %	+1,0 %
#34	44,26	-3,1 %	+2,4 %	0,19	-12,7 %	+10,6 %	1,15	-1,4 %	+1,3 %
#35	45,22	-2,9 %	+4,7 %	0,21	-4,0 %	+14,3 %	1,16	-0,5 %	+1,3 %
#36	41,12	-2,5 %	+3,7 %	0,18	-10,7 %	+10,3 %	1,15	-1,2 %	+1,2 %
#37	45,99	-2,1 %	+2,7 %	0,13	-5,9 %	+19,6 %	1,08	-0,5 %	+0,9 %
#38	33,56	-6,1 %	+3,2 %	6,38	-7,7 %	+4,3 %	19,00	-2,8 %	+2,7 %
#39	31,27	-5,0 %	+8,9 %	5,70	-7,4 %	+10,2 %	18,05	-3,3 %	+4,4 %
#40	32,29	-4,2 %	+3,4 %	6,02	-4,3 %	+2,8 %	18,68	-1,5 %	+1,4 %

In Abbildung 4-2 1) ist ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen dem Kapazitätshub C_{ratio} und der maximalen Kapazitätsänderung dC zu erkennen. Mit zunehmender maximaler Kapazitäts-

änderung dC ergeben sich größere Kapazitätshübe annähernd nach der logistischen Funktion (4-1). Die Parameter A_1 und A_2 geben den Anfangswert ($dC = 0$) und den Endwert ($dC \rightarrow \infty^+$) des Kapazitätshubs für $p > 0$ an. Die Steigung des Übergangs vom Kapazitätshub A_1 zum Kapazitätshub A_2 wird durch p bestimmt; je größer p ist, desto steiler ist der Übergang. x_0 entspricht hierbei dem Wert von dC , bei dem die maximale Steigung des Verlaufs erreicht wird.

$$\hat{C}_{ratio}(dC) = \frac{A_1 - A_2}{1 + (dC/x_0)^p} + A_2 \quad (4-1)$$

Bei höheren Werten von dC über 2 nF/V werden Kapazitätshübe oberhalb von 5 erreicht. MLCCs mit einer maximalen Kapazitätsänderung oberhalb von 2 nF/V können daher zu den MLCCs mit der größten Spannungsabhängigkeit und damit mit dem höchsten Grad an Nichtlinearität zugeordnet werden.

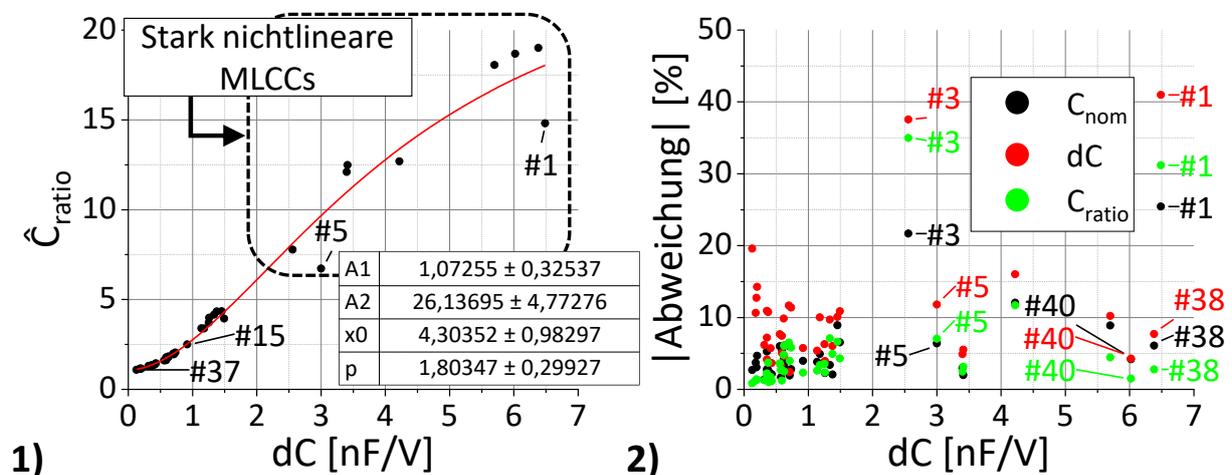


Abbildung 4-2: 1) Kapazitätshub \hat{C}_{ratio} als Funktion der maximalen Kapazitätsänderung dC und 2) Betrag der maximalen Abweichung der Nominalkapazität C_{nom} , der maximalen Kapazitätsänderung dC und des Kapazitätshubs C_{ratio} in Abhängigkeit von dC .

Der Betrag der maximalen Abweichung von C_{nom} , dC und C_{ratio} wurde als Funktion des Medianwertes von dC in Abbildung 4-2 2) dargestellt. Es zeigt sich, dass für MLCCs mit einem höheren Grad an Nichtlinearität ($dC > 2$ nF/V) größere Beträge der Abweichungen von C_{nom} und dC zu beobachten sind. Dies betrifft sowohl die MLCCs #3 und #5 mit einer Nennspannung von 50 V als auch den MLCC #1 mit einer Nennspannung von 16 V. Dagegen weisen die MLCCs #38 und #40 mit der niedrigsten Nennspannung von 4 V eine Abweichung von weniger als 10 % auf. Die MLCCs mit den kleinsten Gehäusegrößen, nämlich 0402, 0201 und 01005, weisen einen Wert von dC größer als 3 nF/V auf.

Diese Ergebnisse zeigen, dass neben der Nichtlinearität der MLCCs auch der Einfluss der Fertigungstoleranzen berücksichtigt werden muss, um ein reproduzierbares nichtlineares Verhalten der MLCCs zu erzielen. Auf dieser Grundlage wurden die MLCCs #2, #5, #14, #15, #31, #37 und #39 für die weitere Untersuchung in Betracht gezogen.

4.1.2 Ferroelektrische Hysterese

Die ferroelektrische Hysterese nichtlinearer MLCCs wurde mit dem in Kapitel 3.2.3 beschriebenen Messaufbau gemessen. Anhand der in Abbildung 4-3 dargestellten Hysteresen konnten die jeweiligen Materialeigenschaften der verwendeten Dielektrika, wie in Kapitel 4.4 beschrieben, bestimmt werden. Es sei darauf hingewiesen, dass die gemessenen Hysteresen nicht nur die Polarisation des Dielektrikums beinhalten, sondern auch den internen Spannungsabfall über dem äquivalenten Serienwiderstand des Kondensators. Beide Größen werden daher bei der Modellierung der ferroelektrischen Hysterese berücksichtigt.

Um die Nichtlinearität der gemessenen Hysteresen zu beschreiben, wurde die Steigung bzw. die Differentialkapazität (dq / du) bestimmt. Zu diesem Zweck wurde der asymptotische Verlauf der Hysterese im linearen Bereich bei Spannungen nahe 0 V (Nominalkapazität) und im Sättigungsbereich bzw. bei der maximal angelegten Spannung (Minimalkapazität) durch eine Gerade angenähert. Die entsprechenden Steigungen sind in Tabelle 4-2 zusammengefasst. Die Steigung in der Nähe von 0 V ist mit C_{nom} und bei der maximal angelegten Spannung mit C_{min} bezeichnet.

Aus den Verläufen der gemessenen Hysteresen der MLCCs #5, #2 und #39 ist eine starke Nichtlinearität zu erkennen (siehe Abbildung 4-3). Das Verhältnis zwischen C_{nom} und C_{min} , gegeben durch C_{ratio} , beträgt jeweils 7,4, 10,1 und 10,1. Für den MLCC #39 bedeutet dies, dass die Differentialkapazität von 41,46 nF auf 4,12 nF abnimmt, wenn die angelegte Spannung von ca. $\pm 0,86$ V auf ± 17 V erhöht wird. Die MLCCs #31, #15 und #14 weisen dagegen mit einem jeweiligen Wert von C_{ratio} von 2,1, 3,3 und 3,4 einen geringeren Grad an Nichtlinearität auf (siehe Tabelle 4-2). Für den linearen und den MLCC #37 konnte aus den gemessenen u-q-Verläufen ein linearer Zusammenhang zwischen q und u ermittelt werden (siehe Abbildung 4-3). Die resultierende Kapazität, sowohl die Differentialkapazität (dq / du) als auch die absolute Kapazität (q / u), ist daher spannungsunabhängig. Die Steigungen C_{nom} und C_{min} sind somit gleich.

Aus den Messungen mit dem Sawyer-Tower Messaufbau konnte festgestellt werden, dass sich neben dem gesamten Verlauf von q nach u in einem bestimmten Spannungsbereich auch die Steigung der Hysterese bei einer bestimmten Spannung in Abhängigkeit von dem angelegten Spannungsbereich ändert. Um dies zu verdeutlichen, wurde der MLCC #37 für verschiedene Spannungsbereiche gemessen und in Abbildung 4-4 dargestellt. Der Spannungsbereich wurde sukzessive von ca. ± 5 V auf ± 17 V und ± 42 V erhöht. Die Steigung der gemessenen u-q-Verläufe bei 0 V C_{nom} ist in Abbildung 4-4 angegeben. Bei einer Erhöhung des Spannungsbereichs von ± 5 V auf ± 17 V erhöht sich C_{nom} von 48,9 nF auf 53,5 nF. Eine weitere Erhöhung von C_{nom} von 53,5 nF auf 57,0 nF ist zu beobachten, wenn der Spannungsbereich von etwa ± 17 V auf ± 42 V erweitert wird. Für alle drei Spannungsbereiche bleibt der lineare Zusammenhang zwischen q und u erhalten.

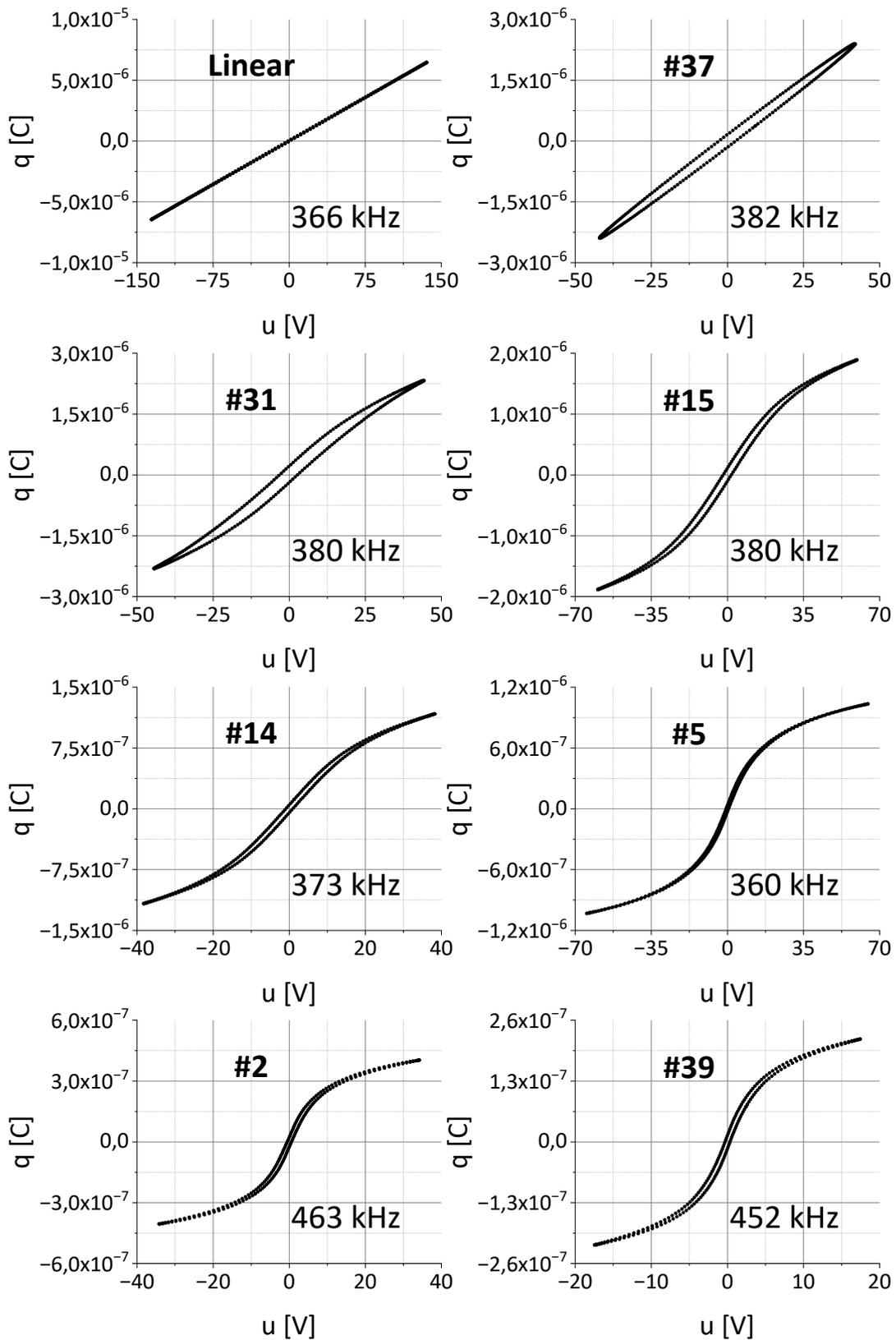


Abbildung 4-3: Ferroelektrische Hysterese gemessen mit dem modifizierten Sawyer-Tower Messaufbau. Die elektrische Ladung q wurde nach der Spannung u für einen linearen MLCC und für die MLCCs #37, #31, #15, #14, #5, #2 und #39 bei den jeweiligen Resonanzfrequenzen gemessen.

Tabelle 4-2: Steigung bzw. Differentialkapazität (dq / du) der Hysterese C_{nom} bei Spannungen nahe 0 V und C_{min} bei der maximal angelegten Spannung. Der Grad an Nichtlinearität wird durch den Kapazitätshub C_{ratio} (C_{nom} / C_{min}) dargestellt.

MLCC	C_{nom} [nF]	C_{min} [nF]	C_{ratio}
Linear	47,54	47,56	1,0
#37	56,66	56,95	1,0
#31	62,26	29,19	2,1
#15	51,06	15,52	3,3
#14	49,37	14,30	3,5
#5	52,39	5,17	7,4
#2	38,26	3,78	10,1
#39	41,46	4,12	10,1

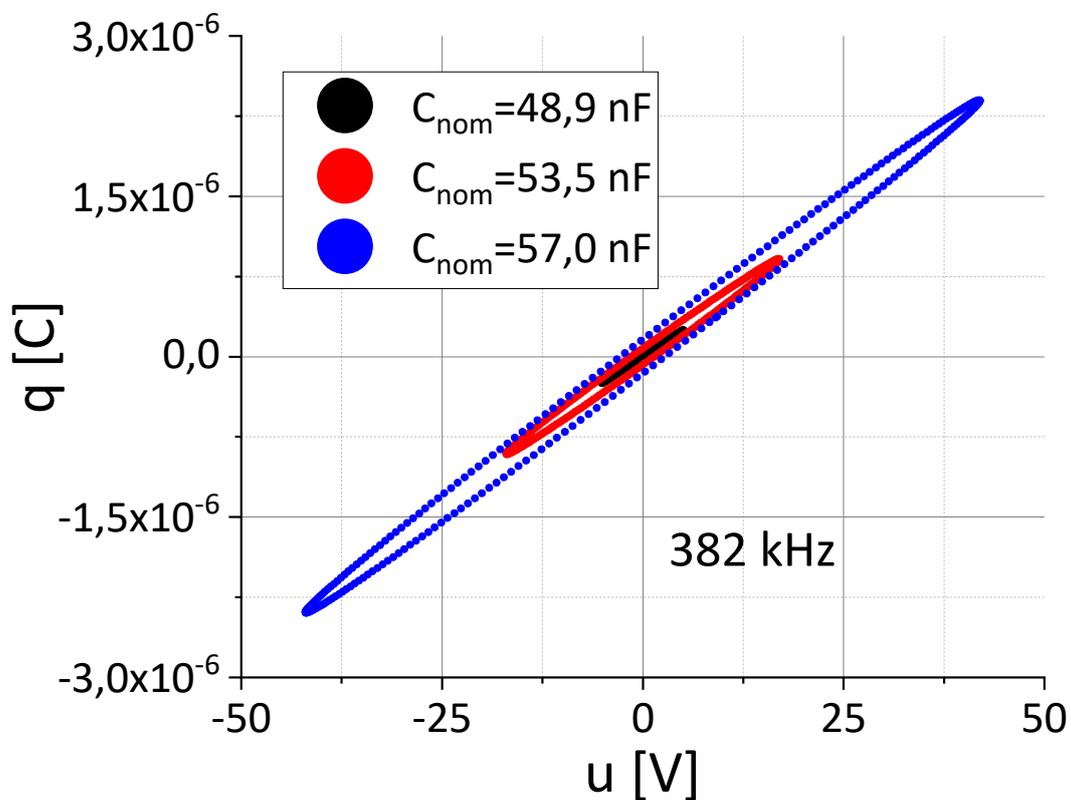


Abbildung 4-4: Die elektrische Ladung q wurde mit dem Sawyer-Tower Messaufbau als Funktion der Spannung u gemessen. Die angelegte Spannung wurde sukzessive von einem Bereich von etwa ± 5 V auf ± 17 V und ± 42 V erhöht. Für jeden Spannungsbereich ist die Steigung des Verlaufs bei 0 V C_{nom} angegeben.

4.2 Modellierung spannungsabhängiger Differentialkapazitäten

4.2.1 Etablierung der Berechnungsmethoden für eine effiziente Modellierung

Die Eignung der in ANSYS und Mathcad verfügbaren Berechnungsmethoden zur Modellierung spannungsabhängiger Differentialkapazitäten in induktiv gekoppelten Mikrostimulatoren wurde untersucht. Neben der Konsistenz zwischen den Berechnungen und Messungen wurden auch die Rechenzeit und der Speicherverbrauch betrachtet. Die Konsistenz zwischen den Berechnungen und den Messungen wurde in Mathcad mit dem Effektivwert der Abweichung S zwischen den Messungen M und den Berechnungen B nach Gleichung (4-2) bestimmt. Die Anzahl der Berechnungen bzw. Messdaten wird durch N dargestellt.

$$S = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum (M - B)^2} \quad (4-2)$$

Die Auswirkung spannungsabhängiger Differentialkapazitäten auf die IPT wurde durch Berechnung des Effektivwertes der am sekundärseitigen Parallelschwingkreis induzierten Spannung U_{C2_RMS} und des Mittelwertes der gleichgerichteten Spannung U_{C4_Mittel} an der Last R_L im eingeschwungenen Zustand ermittelt. Da ausschließlich die induzierte und die gleichgerichtete Spannung auf der Seite des Mikrostimulators betrachtet werden, ist die von der Sendeeinheit in den primärseitigen Schwingkreis eingespeiste Leistung nicht von Bedeutung. In den Messungen wurden verschiedene Werte von U_{C2_RMS} durch schrittweise Änderung des Abstands zwischen den lose gekoppelten Spulen der Sendeeinheit und des Mikrostimulators induziert. Zur Berechnung von S wurde U_{C4_Mittel} in Abhängigkeit von U_{C2_RMS} stückweise linear interpoliert. Erwartungsgemäß ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen U_{C4_Mittel} und U_{C2_RMS} im Falle eines linearen Kondensators C_2 mit spannungsunabhängiger Kapazität [236]. Wird stattdessen ein Kondensator C_2 mit einer nichtlinearen spannungsabhängigen Kapazität eingesetzt, ergibt sich aus der anfänglichen Proportionalität zwischen U_{C4_Mittel} und U_{C2_RMS} mit zunehmendem U_{C2_RMS} ein nichtlinearer Zusammenhang [237]. In den Simulationsmodellen wurde ein loser induktiver Kopplungsfaktor k von 1 % angenommen und die Spannung der Sendeeinheit von 1 V bis 30 V variiert, um verschiedene Pegel von U_{C2_RMS} zu induzieren. Die IPT erfolgt für eine Dauer von 5 ms mit einer Periode von 1 s. Die induzierte und gleichgerichtete Spannung wurde in einem Zeitfenster von 5 ms mit einer Anzahl von 50 K, 500 K und 5 M Zeitschritten berechnet. Die Abweichungen S für die verschiedenen Berechnungsmethoden in ANSYS und Mathcad sind in Tabelle 4-3 zusammengefasst.

Die Messungen wurden mit dem in Kapitel 3.4 beschriebenen Messaufbau durchgeführt, wobei ein anderes Oszilloskop und eine andere primärseitige Endstufe verwendet wurden. Als Oszilloskop wurde ein MSO4054 (RIGOL Technologies Inc., Suzhou, China) verwendet. Die Messdaten wurden mit den Programmen UltraSigma und UltraScope von RIGOL auf einen Rechner exportiert. Anstelle der in Kapitel 3.4 beschriebenen GaN-Halbbrücke wurde eine selbst aufgebaute Halbbrücke bestehend aus zwei n-Kanal-MOSFETs verwendet.

Aus Tabelle 4-3 ist ersichtlich, dass alle ausgewählten Berechnungsmethoden in Mathcad, mit Ausnahme des Runge-Kutta-Verfahrens mit einer konstanten Schrittweite von 50 K Punkten, eine geringe Abweichung von $0,7 V_{rms}$ aufweisen, unabhängig von der verwendeten Auflösung von 50 K, 500 K oder 5 M Punkten für ein gegebenes Zeitfenster [238]. Eine hohe Konsistenz zwischen Berechnungen und Messungen wird auch durch die Berechnungsmethoden in ANSYS erreicht. Als geeignete Verfahren haben sich das Trapezoid-Verfahren mit adaptiver Schrittweite sowie konstanter Schrittweite mit einer Auflösung von 500 K und 5 M Punkten und das ATE-Verfahren mit konstanter Schrittweite und einer Auflösung von 5 M Punkten erwiesen [238].

Tabelle 4-3: Quadratischer Mittelwert der Abweichung S zwischen den gemessenen und berechneten Spannungen U_{C4_Mittel} in einem Bereich von $2,5 V_{rms}$ bis $26,9 V_{rms}$ für U_{C2_RMS} [238].

Software	Methode	50 K Punkte	500 K Punkte	50 M Punkte
Mathcad	Adams	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$
	Bulirsch-Stoer	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$
	Runge-Kutta ¹	$4,5 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$
	Runge-Kutta ²	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$
	BDF ⁴	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$
	Radau	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$
ANSYS	Euler ¹	$22,2 V_{rms}$	$22,2 V_{rms}$	$20,5 V_{rms}$
	Trapezoid ¹	$17,4 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$
	ATE ^{1, 3}	$21,9 V_{rms}$	$2,9 V_{rms}$	$0,7 V_{rms}$
	Euler ²		$22,2 V_{rms}$	
	Trapezoid ²		$0,7 V_{rms}$	
	ATE ^{2, 3}		$14,2 V_{rms}$	

¹ Mit konstanter Schrittweite; ² Mit adaptiver Schrittweite; ³ Adaptive Trapezoid-Euler-Verfahren; ⁴ Backward-Differentiation-Formula-Verfahren

Zur Ermittlung des Speicherverbrauchs und der Rechenzeit wurden die Berechnungen auf einer Z250 Arbeitsstation (HP Inc., Palo Alto, CA, USA) durchgeführt. Diese Arbeitsstation besteht aus einem Prozessor E3-1280V5 Xeon (Intel Corp., Santa Clara, CA, USA), zwei Arbeitsspeichern 16 GB DDR4 HMA82GU6AFR8N-UH (SK hynix Inc., Icheon, Korea), einer Festplatte 256 GB SSD MTFDDAK256TBN-1AR15ABHA (Micron Technology Inc., Boise, ID, USA), einer Hauptplatine 802F von HP und einem 64 Bit-Betriebssystem Windows 10 Enterprise. Es ist anzumerken, dass zu diesem Zweck in [237] eine lineare Kapazität verwendet wurde, was keinen Einfluss auf den Speicherverbrauch, aber sicherlich auf die Rechenzeit hat. Die in Tabelle 4-5

angegebenen Rechenzeiten können jedoch als Richtwerte dienen, da aufgrund der nichtlinearen Kapazitäten und damit des nichtlinearen Systemverhaltens pro Rechenschritt zusätzliche Iterationsschritte erforderlich sein können, wodurch die Berechnungen mit den Verfahren mit den längsten Rechenzeiten noch länger dauern.

Anhand der Tabelle 4-4 wird deutlich, dass die Berechnungen mit Mathcad im Allgemeinen weniger Speicher in Anspruch nehmen als mit ANSYS [237]. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Berechnungen in Mathcad im Binärformat abgespeichert werden können. Bei gleicher Auflösung von 50 K, 500 K und 5 M Punkten und konstanter Schrittweite ist der Speicherverbrauch für Berechnungen in ANSYS etwa um den Faktor 5 größer als in Mathcad [237]. Der Speicherverbrauch der Euler- und ATE-Verfahren mit adaptiver Schrittweite in ANSYS ist bei einer Auflösung von 500 K Punkten etwa gleich dem der in Mathcad verwendeten Berechnungsverfahren [237]. Andererseits ist der Speicherbedarf für das Trapezoid-Verfahren (ANSYS) mit adaptiver Schrittweite etwa 1,5 Mal größer als für die Berechnungen in Mathcad mit einer Auflösung von 5 M Punkten [237].

Tabelle 4-4: Speicherverbrauch der ausgewählten Berechnungsmethoden in Mathcad und ANSYS summiert über 100 unabhängige Durchläufe [237].

Software	Methode	50 K Punkte	500 K Punkte	50 M Punkte
Mathcad	Adams	0,23 GB	2,23 GB	22,3 GB
	Bulirsch-Stoer	0,23 GB	2,23 GB	22,3 GB
	Runge-Kutta ¹	0,23 GB	2,23 GB	22,3 GB
	Runge-Kutta ²	0,23 GB	2,23 GB	22,3 GB
	BDF ⁴	0,23 GB	2,23 GB	22,3 GB
	Radau	0,23 GB	2,23 GB	22,3 GB
ANSYS	Euler ¹	1,18 GB	11,7 GB	118 GB
	Trapezoid ¹	1,18 GB	11,7 GB	117 GB
	ATE ^{1,3}	1,18 GB	11,7 GB	117 GB
	Euler ²		2,84 GB	
	Trapezoid ²		34,9 GB	
	ATE ^{2,3}		2,33 GB	

¹ Mit konstanter Schrittweite; ² Mit adaptiver Schrittweite; ³ Adaptive Trapezoid-Euler-Verfahren; ⁴ Backward-Differentiation-Formula-Verfahren

Gemäß Tabelle 4-5 weisen die Berechnungen mit einer Auflösung von 50 K Punkten die kürzeste Rechenzeit auf [237]. Dagegen weist das Bulirsch-Stoer-Verfahren bei einer jeweiligen Auflösung von 50 K, 500 K und 5 M die höchste Rechenzeit auf [237]. Die Rechenzeit bei den Adams-, BDF- und Radau-Verfahren ändert sich nur geringfügig [237]. Im Hinblick auf Konsistenz, Speicherverbrauch und Rechenzeit sind die Adams-, Radau- und Runge-Kutta-Verfahren vierter Ordnung mit adaptiver Schrittweite und einer Auflösung von 50 K Punkten in Mathcad sowie das Trapezoid-Verfahren mit konstanter Schrittweite und einer Auflösung von 500 K

Punkten in ANSYS am besten für die Modellierung spannungsabhängiger Kapazitäten geeignet [237, 238].

Tabelle 4-5: Rechenzeit (hh:mm:ss) der ausgewählten Berechnungsmethoden in Mathcad und ANSYS summiert über 80 unabhängige Durchläufe [237].

Software	Methode	50 K Punkte	500 K Punkte	50 M Punkte
Mathcad	Adams	00:03:17	00:03:49	00:10:03
	Bulirsch-Stoer	00:16:17	01:12:57	08:56:55
	Runge-Kutta ¹	00:01:48	00:15:41	02:42:50
	Runge-Kutta ²	00:07:58	00:42:35	06:39:06
	BDF ⁴	00:12:33	00:12:48	00:19:13
	Radau	00:07:42	00:08:33	00:13:11
ANSYS	Euler ¹	00:01:51	00:06:29	00:44:27
	Trapezoid ¹	00:01:45	00:06:17	00:52:25
	ATE ^{1, 3}	00:04:43	00:14:30	00:43:16
	Euler ²		00:02:49	
	Trapezoid ²		00:21:13	
	ATE ^{2, 3}		00:02:04	

¹ Mit konstanter Schrittweite; ² Mit adaptiver Schrittweite; ³ Adaptive Trapezoid-Euler-Verfahren; ⁴ Backward-Differentiation-Formula-Verfahren

Darüber hinaus wurde in [237] festgestellt, dass die Berücksichtigung der Spannungsabhängigkeit der Kapazität des Pufferkondensators C_4 des Gleichrichters in Mathcad einerseits die Rechenzeit erhöht und andererseits zu keiner signifikanten Verbesserung der Übereinstimmung zwischen Berechnungen und Messungen führt.

4.2.2 Eignung von linearen Differentialkapazitäten

Die Eignung phänomenologischer Modelle zur Modellierung spannungsabhängiger Differentialkapazitäten (siehe Kapitel 3.3.2) wurde zunächst an einem linearen MLCC C_2 (47 nF, COG, 200 V) überprüft. Die Differentialkapazität wurde gemäß Kapitel 3.2.1 gemessen und ist in Abbildung 4-5 1) dargestellt. Unter Verwendung des Messaufbaus aus Kapitel 3.4 wurde der Stimulationsstrom in Abhängigkeit von der in den Reihenschwingkreis der Sendeeinheit eingespeisten Leistung gemessen. Daraus wurden der zeitliche Mittelwert des Stimulationsstroms I_{stim} und der quadratische Mittelwert der Leistung P_1 berechnet (siehe Abbildung 4-5 2)). Als Last wurde ein Widerstand von 1200 Ω eingesetzt. Ein induktiver Kopplungsfaktor von 5,6 % wurde gemessen und bei der Modellierung berücksichtigt. Aus Abbildung 4-5 2) ist ersichtlich, dass eine hohe Übereinstimmung zwischen den Berechnungen, die auf der gemessenen Differentialkapazität beruhen, und den Messungen besteht. Da die gemessene Differentialkapazität nicht für Spannungen außerhalb von ± 40 V extrapoliert wurde, wurden die Berechnungen nicht über eine Leistung von 8 W_{rms} fortgesetzt.

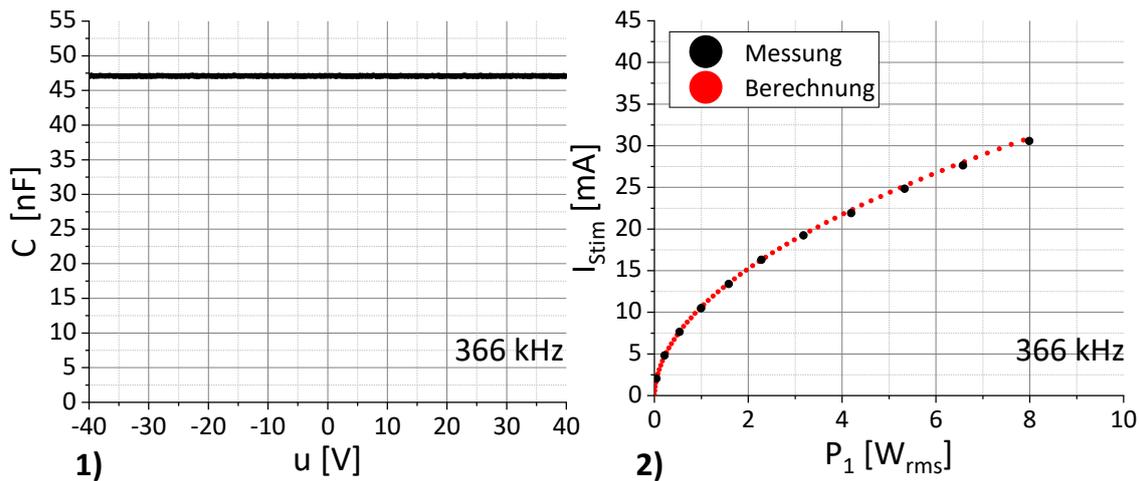


Abbildung 4-5: 1) Gemessene Differentialkapazität C als Funktion der Vorspannung u eines linearen MLCCs. 2) Der Stimmulationsstrom I_{stim} wurde in Abhängigkeit der in den Reihenschwingkreis der Sendeeinheit eingespeisten Leistung P_1 gemessen (schwarz) und berechnet (rot).

4.2.3 Limitierung von nichtlinearen Differentialkapazitäten

Die nichtlinearen MLCCs #37, #31, #15, #14, #5, #2 und #39 wurden mit dem Modell aus Kapitel 3.3.2 modelliert. Eine detaillierte Beschreibung dieser MLCCs ist in Anhang 8.1 zu finden. Die Differentialkapazität C der jeweiligen MLCCs wurde gemäß Kapitel 3.2.1 nach der Vorspannung u gemessen und ist in Abbildung 4-6 oben links dargestellt.

Die Kapazität der MLCCs #37, #31, #15, #14, #5, #2 und #39 weist eine zunehmende Spannungsabhängigkeit auf und somit einen zunehmenden Grad an Nichtlinearität. Die MLCCs #2 und #39 wurden in einem Spannungsbereich von ± 25 V gemessen.

Die Modellierung in Mathcad wurde durch Messungen mit dem in Kapitel 3.4 beschriebenen Messaufbau verifiziert. Der Mittelwert des Stimmulationsstroms I_{stim} ist als Funktion des quadratischen Mittelwertes der in den Reihenschwingkreis der Sendeeinheit eingespeisten Leistung P_1 im eingeschwungenen Zustand in Abbildung 4-6 dargestellt. Die Modellierung des MLCCs #39 weicht von den Messungen ab. Der berechnete Wert von I_{stim} liegt unterhalb des gemessenen Wertes.

Weitere Diskrepanzen zwischen den Berechnungen und Messungen für die MLCCs #31, #15, #14 und #2 sind in Abbildung 4-6 ersichtlich. Es ist ein sprunghafter Anstieg des gemessenen Stimmulationsstroms bei einer jeweiligen Leistung von etwa 125, 15, 5 und 2 W_{rms} zu beobachten. Dieses Verhalten wird in der Modellierung unter Verwendung der Differentialkapazität in keiner Weise wiedergegeben. Darüber hinaus weichen die berechneten Werte von I_{stim} erheblich von den gemessenen Werten ab. Dies betrifft sowohl den MLCC #31 mit einer geringeren Spannungsabhängigkeit der Kapazität als auch die MLCCs #39, #14, #15 und #2 mit einer stärkeren spannungsabhängigen Kapazität.

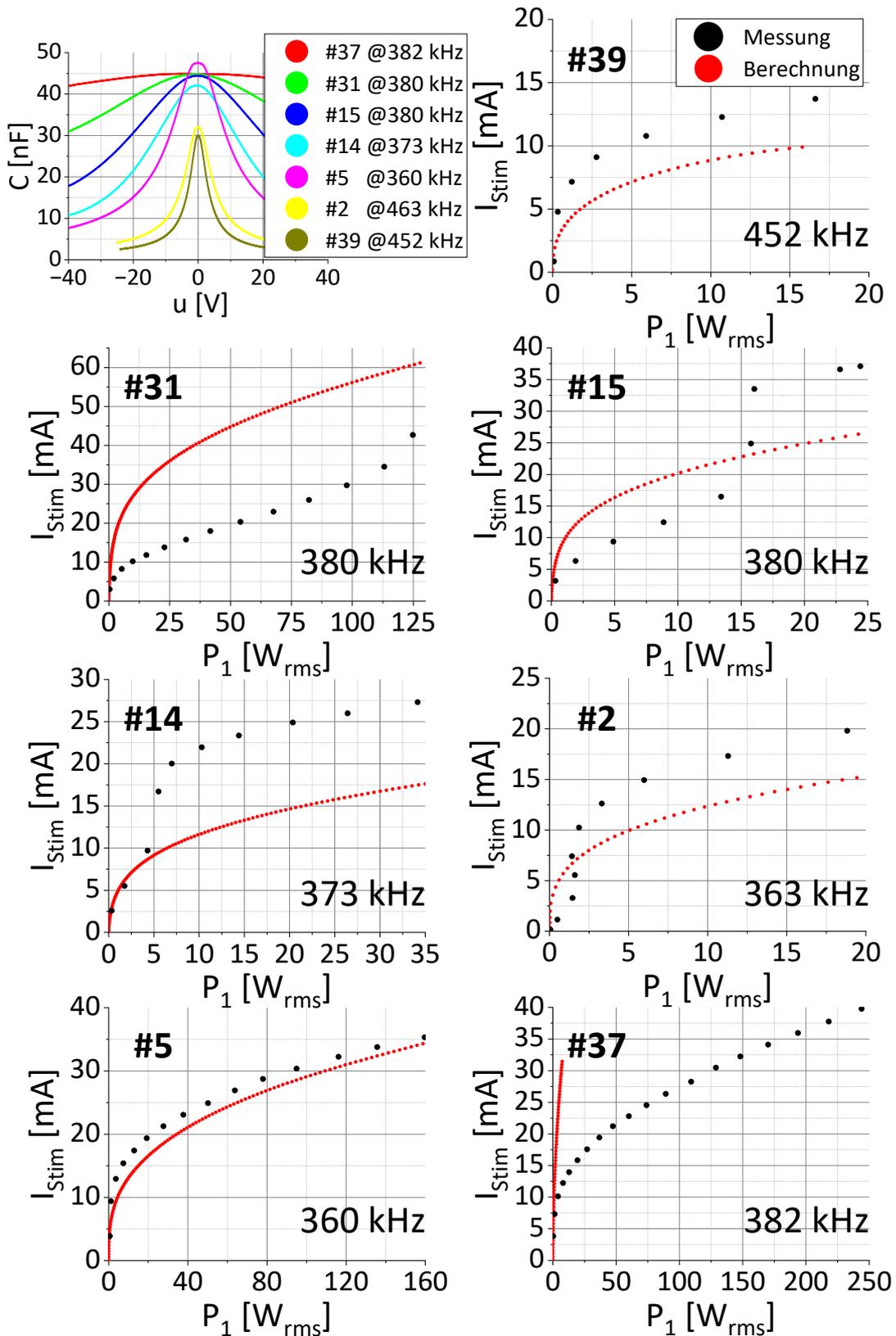


Abbildung 4-6: Gemessene Differentialkapazität C als Funktion der Vorspannung u und nichtlinearer MLCCs (oben links). Der Stimulationsstrom I_{stim} wurde in Abhängigkeit der in den Reihenschwingkreis der Sendeeinheit eingespeisten Leistung P_1 für die MLCCs #39, #31, #15, #14, #2, #5 und #37 gemessen (schwarz) und berechnet (rot).

Auch bei der Modellierung des MLCCs #37 weichen die Berechnungen signifikant von den Messungen ab (siehe Abbildung 4-6). Da der MLCC #37 eine annähernd lineare bzw. spannungsunabhängige Kapazität aufweist (siehe Abbildung 4-6 oben links) ist dieses Ergebnis unerwartet. Im vorigen Kapitel 4.2.2 wurde gezeigt, dass lineare Kapazitäten von MLCCs der Klasse 1, d. h. mit einem paraelektrischen Dielektrikum, gut mit Hilfe der Differentialkapazität modelliert werden können. Der MLCC #37 weist zwar ein annähernd lineares Verhalten auf, gehört jedoch zu den MLCCs der Klasse 2 mit einem ferroelektrischen Dielektrikum. Bemerkenswert ist auch, dass die Berechnungen mit dem MLCC #5 nur geringfügig von den Messungen abweichen, obwohl der MLCC #5 im Gegensatz zu dem MLCC #37 eine wesentlich stärkere spannungsabhängige Kapazität aufweist (siehe Abbildung 4-6 oben links).

Die Untersuchungen wurden in [236] auf eine Zusammenschaltung bestehend aus einem, wie zwei und vier in Reihe als auch parallel geschalteten MLCCs und einem MLCC in Reihe zu zwei parallel geschalteten MLCCs erweitert. Sowohl lineare als auch nichtlineare MLCCs wurden eingesetzt. In [236–238] wurde der Mittelwert des Stimulationsstroms als Funktion des quadratischen Mittelwertes der induzierten Spannung im eingeschwungenen Zustand betrachtet. Die entsprechenden Größen wurden in Abbildung 4-7 als I_{stim} und U_{C2} dargestellt. Im linearen Fall ergibt sich wie erwartet ein linearer Zusammenhang zwischen dem Stimulationsstrom und der induzierten Spannung (siehe Abbildung 4-7 1)). Werden dagegen nichtlineare MLCCs verwendet, so geht diese Proportionalität mit zunehmender induzierter Spannung in einen nichtlinearen Zusammenhang über (siehe Abbildung 4-7 2)) [236, 237]. Aus den Untersuchungen in [236–238] geht hervor, dass im Allgemeinen eine spannungsabhängige Differentialkapazität für die Modellierung ferroelektrischer MLCCs in induktiv gekoppelten Mikrostimulatoren nicht ausreichend ist.

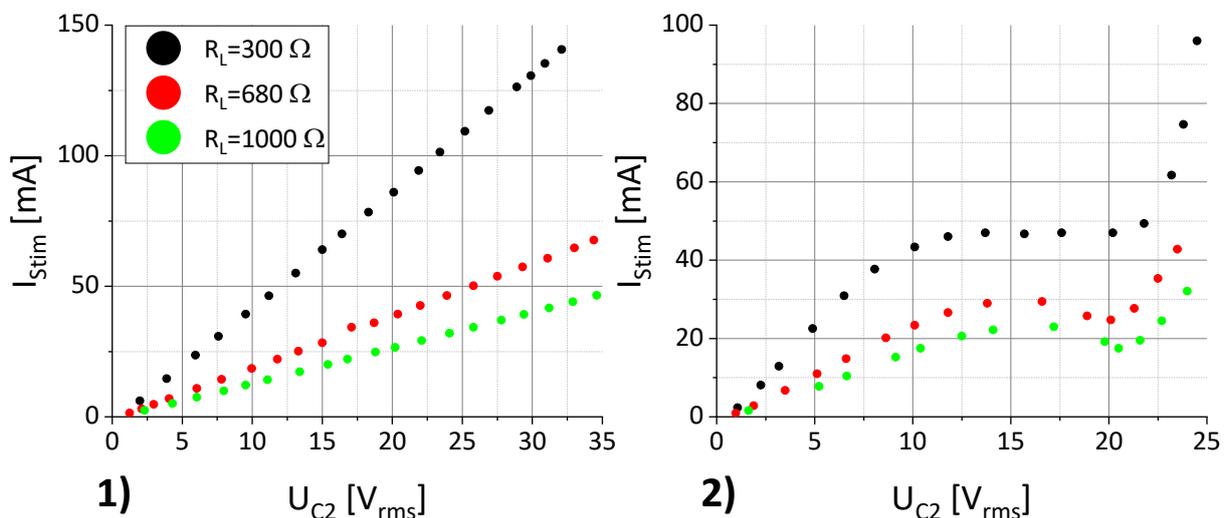


Abbildung 4-7: Gemessener zeitlicher Mittelwert des Stimulationsstroms I_{stim} als Funktion des quadratischen Mittelwertes der induzierten Spannung U_{C2} bei einer Last R_L von 300 Ω (schwarz), 680 Ω (rot) und 1000 Ω (grün). Die Messungen wurden für eine Zusammenschaltung von 1) zwei parallel geschalteten linearen und 2) nichtlinearen MLCCs durchgeführt [236].

4.3 Physikbasiertes Modell ferroelektrischer Hysteresen

Zur Modellierung ferroelektrischer Hysteresen wird üblicherweise die Polarisierung des Materials als Funktion der elektrischen Feldstärke dargestellt [239]. Im Gegensatz dazu wird in dieser Arbeit die Feldstärke E als Funktion der elektrischen Flussdichte D in Kapitel 4.3.1 beschrieben. Dies ist eine geeignete Grundlage, um anschließend die Polykristallinität der ferroelektrischen Dielektrika zu implementieren. Entsprechend der Darstellung von E als Funktion von D wird in Kapitel 4.3.2 das Energieprofil eines Dipols auf mikroskopischer Ebene beschrieben. Mit Hilfe der thermodynamischen Übergangswahrscheinlichkeitsfunktion in Kapitel 2.6.4 und unter Berücksichtigung der dynamischen Umschaltung der Domänen in Kapitel 4.3.3 wird das Modell anschließend von der mikroskopischen auf die mesoskopische Ebene erweitert. Die Polykristallinität ferroelektrischer Dielektrika wird in Kapitel 4.3.4 behandelt. Die Implementierung des Modells ist in Kapitel 4.3.5 beschrieben.

4.3.1 Betrachtung eines einzelnen Dipols

Als Ausgangspunkt des Modells wird zunächst ein einzelner Dipol betrachtet. Das Verhalten eines Dipols kann durch Abbildung 4-8 beschrieben werden. Die Koerzitivfeldstärken werden durch E_{+0} und E_{-0} dargestellt. D_{+0} und D_{-0} entsprechen den remanenten elektrischen Flussdichten. Es ist zu beachten, dass in Abbildung 4-8 1) die elektrische Feldstärke E durch die elektrische Flussdichte D gesteuert wird. Wählt man dagegen E als Steuergröße, wie es bei der experimentellen Charakterisierung von MLCCs üblich ist, so ergibt sich die Hystereseurve aus Abbildung 4-8 2). Aus Abbildung 4-8 1) ist ersichtlich, dass für den Bereich $E \in]E_{-0}; E_{+0}[$ drei verschiedene Werte von D bei gleichem Wert von E möglich sind. In diesem Fall wird immer der Wert von D genommen, der dem vorherigen Wert am nächsten liegt.

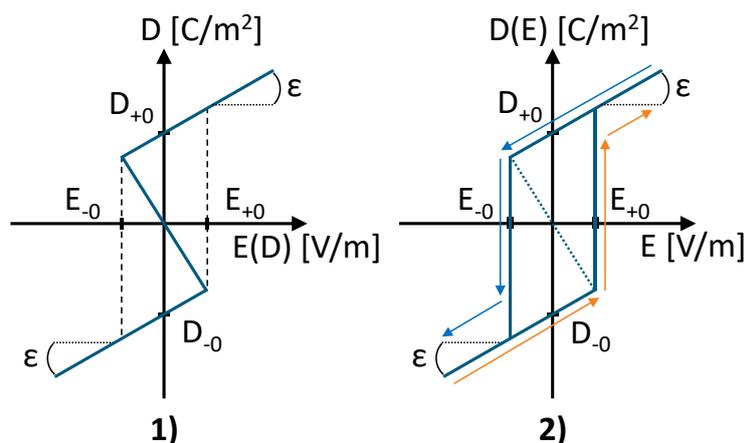


Abbildung 4-8: Elektrische Flussdichte D als Funktion des elektrischen Feldes E eines Dipols. In 1) wird der Verlauf durch D und in 2) durch E gesteuert. Die remanente elektrische Flussdichte wird durch D_{+0} und D_{-0} dargestellt. E_{+0} und E_{-0} sind die Koerzitivfeldstärken. Eine gleiche Permittivität ϵ wird für $D < \epsilon E_{+0} + D_{-0}$ und $D > \epsilon E_{-0} + D_{+0}$ angenommen.

Es ist zu beachten, dass in Abbildung 4-8 entweder D oder die Polarisation P als Funktion von E dargestellt werden kann. Nach der Beziehung $D = \varepsilon_0 E + P$ ist somit in Abwesenheit eines elektrischen Feldes E die remanente Polarisation P_0 gleich der remanenten elektrischen Flussdichte D_0 [218]. ε_0 entspricht hierbei der Permittivität des Vakuums. Es wird zunächst von einer gleichen Permittivität ε für $D < \varepsilon E_{+0} + D_{-0}$ und $D > \varepsilon E_{-0} + D_{+0}$ ausgegangen. Es gilt $D_{+0} \geq 0$, $D_{-0} \leq 0$, $E_{+0} \geq 0$ und $E_{-0} \leq 0$.

Ausgehend von Abbildung 4-8 1) kann E als Funktion von D gemäß Gleichung (4-3) beschrieben werden. Im Fall $D \in [\varepsilon E_{+0} + D_{-0}; \varepsilon E_{-0} + D_{+0}]$ entspricht der rechte Teil von E der Verschiebung der D-E-Kurve in Abbildung 4-8 1), wenn $D_{+0} \neq -D_{-0}$ und/oder $E_{+0} \neq -E_{-0}$ ist.

$$E = \begin{cases} \frac{D - D_{-0}}{\varepsilon} & D < \varepsilon E_{+0} + D_{-0} \\ \frac{E_{+0} - E_{-0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} D + \frac{E_{-0}D_{-0} - E_{+0}D_{+0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} & D \geq \varepsilon E_{+0} + D_{-0} \\ \frac{D - D_{+0}}{\varepsilon} & D \leq \varepsilon E_{-0} + D_{+0} \\ & D > \varepsilon E_{-0} + D_{+0} \end{cases} \quad (4-3)$$

4.3.2 Helmholtzsche und Gibbsche freie Energiedichte

In Anlehnung an die Arbeiten von Smith *et al.* [229, 239] wurde auch in diesem Modell zunächst davon ausgegangen, dass die elektrischen Eigenschaften ferroelektrischer Dielektrika durch eine Mischung von Dipolen modelliert werden können, deren Orientierung in Bezug auf die Richtung des elektrischen Feldes E entweder positiv (siehe Abbildung 4-9 1)) oder negativ (siehe Abbildung 4-9 4)) sein kann.

Am Beispiel von reinem Bariumtitanat kann in Abwesenheit eines elektrischen Feldes E das Energieniveau des Titanions in Abbildung 4-9 1) durch die Helmholtzsche freie Energie ψ beschrieben werden. Im ferroelektrischen Zustand des Dielektrikums sind in der Helmholtzsch freien Energie zwei Potentialtöpfe zu beobachten, jeweils für ein in der tetragonalen Kristallstruktur einer Elementarzelle positiv und negativ orientiertes Titanion. Diese Potentialtöpfe entsprechen den beiden Gleichgewichtszuständen, die das Titanion einnehmen kann.

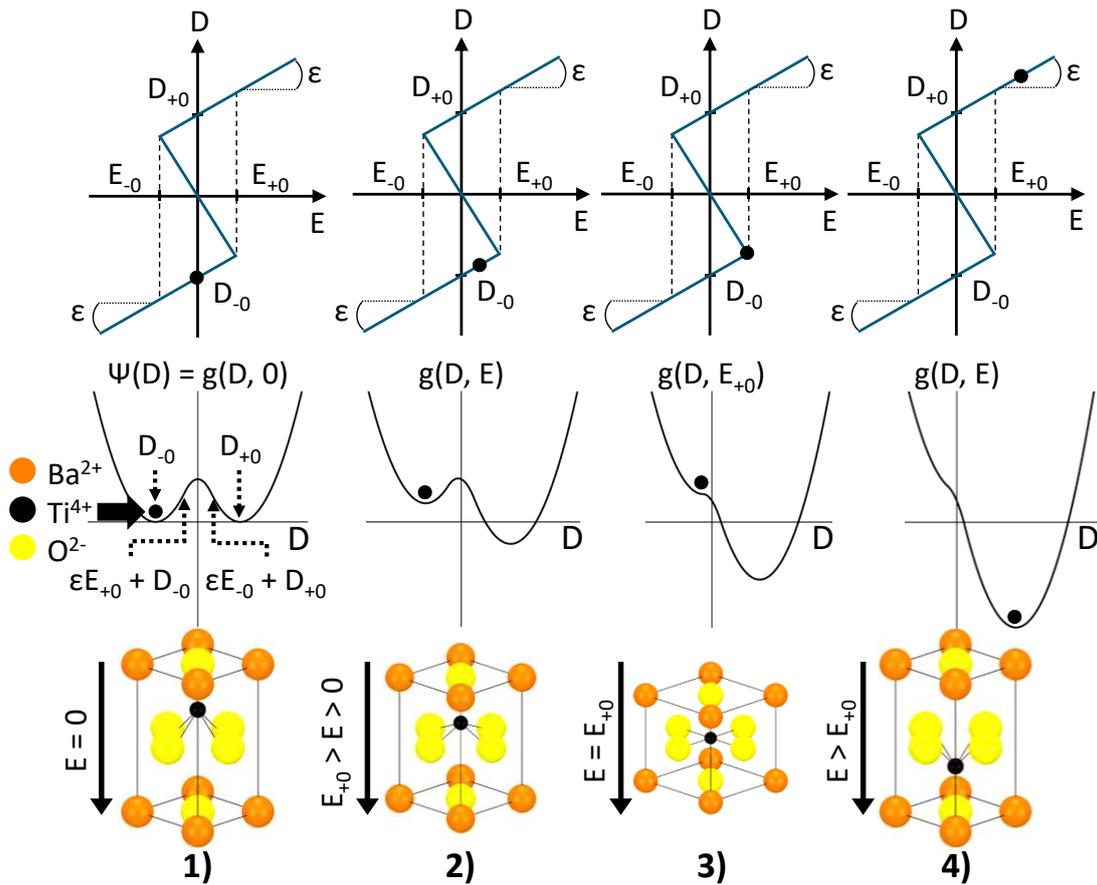


Abbildung 4-9: Beschreibung eines Dipols am Beispiel von reinem Bariumtitanat mit dem elektrischen Feld E als Funktion der elektrischen Flussdichte D (oben), der jeweiligen Helmholtzschens ψ und Gibbschen freien Energiedichte g (Mitte) und der entsprechenden Orientierung des Ti^{4+} -Ions in der tetragonalen Kristallstruktur von reinem Bariumtitanat (unten) [230]. 1): In Abwesenheit eines elektrischen Feldes E befindet sich das Ti^{4+} -Ion in einem der beiden Potentialtöpfe. Die remanente elektrische Flussdichte bzw. die spontane Polarisation [218] der jeweiligen Potentialtöpfe wurde mit D_{-0} und D_{+0} gekennzeichnet. Hier entspricht die Gibbsche freie Energiedichte g der Helmholtzschens freien Energiedichte ψ . 2), 3) und 4): Bei Anlegen eines elektrischen Feldes E tritt eine Verzerrung der Gibbschen freien Energie auf. 4): Wird die Koerzitivfeldstärke E_{+0} überschritten, so fällt das Titanion aus dem ursprünglichen Potentialtopf in den Potentialtopf, der dem neuen energetisch günstigeren Zustand entspricht. $\varepsilon E_{+0} + D_{-0}$ und $\varepsilon E_{-0} + D_{+0}$ sind hierbei die Wendepunkte, die das Titanion überwinden muss, um seine Ausrichtung zu ändern.

Die Helmholtzsche freie Energiedichte ψ ergibt sich aus dem Integral von E als Funktion von D aus Gleichung (4-4). Für $D \in [\varepsilon E_{+0} + D_{-0}; \varepsilon E_{-0} + D_{+0}]$ kann die Integrationskonstante in Gleichung (4-4) auf Null gesetzt werden, da das absolute Energieniveau von ψ für die weiteren Herleitungen nicht von Bedeutung ist.

$$\psi(D) = \int E(D)dD, \quad D \in [\varepsilon E_{-0} + D_{+0}; \varepsilon E_{+0} + D_{-0}] \quad (4-4)$$

$$\begin{aligned}
&= \int \frac{E_{+0} - E_{-0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} D + \frac{E_{-0}D_{-0} - E_{+0}D_{+0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} dD \\
&= \frac{E_{+0} - E_{-0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} \frac{D^2}{2} + \frac{E_{-0}D_{-0} - E_{+0}D_{+0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} D
\end{aligned}$$

Für $D < \varepsilon E_{+0} + D_{-0}$ entspricht ψ Gleichung (4-5).

$$\begin{aligned}
\psi(D) &= \int_{\varepsilon E_{+0} + D_{-0}}^D E(D) dD, \quad D < \varepsilon E_{+0} + D_{-0} \\
&= \int_{\varepsilon E_{+0} + D_{-0}}^D \frac{D - D_{-0}}{\varepsilon} dD \\
&= \frac{1}{2\varepsilon} (D - D_{-0})^2 - \frac{\varepsilon}{2} E_{+0}^2 + C
\end{aligned} \tag{4-5}$$

Um die Stetigkeit von ψ an der Grenze für $D = \varepsilon E_{+0} + D_{-0}$ zu gewährleisten, wird die Integrationskonstante C aus den Gleichungen (4-4) und (4-5) für diesen Grenzfall bestimmt. Daraus ergibt sich Gleichung (4-6).

$$\begin{aligned}
\psi(D) &= \frac{1}{2\varepsilon} (D - D_{-0})^2 - \frac{\varepsilon}{2} E_{+0}^2 + \frac{E_{+0} - E_{-0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} \frac{(\varepsilon E_{+0} + D_{-0})^2}{2} \\
&\quad + \frac{E_{-0}D_{-0} - E_{+0}D_{+0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} (\varepsilon E_{+0} + D_{-0}), \quad D < \varepsilon E_{+0} + D_{-0}
\end{aligned} \tag{4-6}$$

Analog zu den Gleichungen (4-5) und (4-6) kann für $D > \varepsilon E_{-0} + D_{+0}$ die Helmholtzsche Energiedichte ψ mit den Gleichungen (4-7) und (4-8) beschrieben werden.

$$\begin{aligned}
\psi(D) &= \int_{\varepsilon E_{-0} + D_{+0}}^D E(D) dD, \quad D > \varepsilon E_{-0} + D_{+0} \\
&= \int_{\varepsilon E_{-0} + D_{+0}}^D \frac{D - D_{+0}}{\varepsilon} dD \\
&= \frac{1}{2\varepsilon} (D - D_{+0})^2 - \frac{\varepsilon}{2} E_{-0}^2 + C
\end{aligned} \tag{4-7}$$

$$\begin{aligned}
\psi(D) &= \frac{1}{2\varepsilon} (D - D_{+0})^2 - \frac{\varepsilon}{2} E_{-0}^2 + \frac{E_{+0} - E_{-0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} \frac{(\varepsilon E_{-0} + D_{+0})^2}{2} \\
&\quad + \frac{E_{-0}D_{-0} - E_{+0}D_{+0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} (\varepsilon E_{-0} + D_{+0}), \quad D > \varepsilon E_{-0} + D_{+0}
\end{aligned} \tag{4-8}$$

Zusammenfassend kann die Helmholtzsche freie Energiedichte ψ durch Gleichung (4-9) dargestellt werden.

$$\psi(D) = \begin{cases} \frac{1}{2\varepsilon}(D - D_{-0})^2 - \frac{\varepsilon}{2}E_{+0}^2 + a\frac{(\varepsilon E_{+0} + D_{-0})^2}{2} + b(\varepsilon E_{+0} + D_{-0}) & D < \varepsilon E_{+0} + D_{-0} \\ a\frac{D^2}{2} + bD & D \geq \varepsilon E_{+0} + D_{-0} \\ \frac{1}{2\varepsilon}(D - D_{+0})^2 - \frac{\varepsilon}{2}E_{-0}^2 + a\frac{(\varepsilon E_{-0} + D_{+0})^2}{2} + b(\varepsilon E_{-0} + D_{+0}) & D > \varepsilon E_{-0} + D_{+0} \end{cases} \quad (4-9)$$

Mit:

- $a = (E_{+0} - E_{-0})/(\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0})$
- $b = (E_{-0}D_{-0} - E_{+0}D_{+0})/(\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0})$

Die Gibbsche freie Energiedichte g steht mit der Helmholtzsch freien Energiedichte ψ durch die Legendre-Transformation gemäß Gleichung (4-10) in Beziehung [227].

$$g(D, E) = \psi(D) - DE \quad (4-10)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (4-9) in (4-10) kann die Gibbsche freie Energiedichte g gemäß Gleichung (4-11) beschrieben werden.

$$g(D, E) = \begin{cases} \frac{1}{2\varepsilon}(D - D_{-0})^2 - \frac{\varepsilon}{2}E_{+0}^2 + a\frac{(\varepsilon E_{+0} + D_{-0})^2}{2} + b(\varepsilon E_{+0} + D_{-0}) - DE & D < \varepsilon E_{+0} + D_{-0} \\ a\frac{D^2}{2} + bD - DE & D \geq \varepsilon E_{+0} + D_{-0} \\ \frac{1}{2\varepsilon}(D - D_{+0})^2 - \frac{\varepsilon}{2}E_{-0}^2 + a\frac{(\varepsilon E_{-0} + D_{+0})^2}{2} + b(\varepsilon E_{-0} + D_{+0}) - DE & D > \varepsilon E_{-0} + D_{+0} \end{cases} \quad (4-11)$$

Um nun die Gibbsche freie Energiedichte g allein in Abhängigkeit von E auszudrücken, wird D aus Gleichung (4-3) nach E aufgelöst (siehe Gleichung (4-12)).

$$D = \begin{cases} \frac{\varepsilon E + D_{-0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} E + \frac{E_{+0}D_{+0} - E_{-0}D_{-0}}{E_{+0} - E_{-0}} & E < E_{+0} \\ \varepsilon E + D_{+0} & E \geq E_{+0} \\ \frac{\varepsilon E + D_{-0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} E + \frac{E_{+0}D_{+0} - E_{-0}D_{-0}}{E_{+0} - E_{-0}} & E \leq E_{-0} \\ \varepsilon E + D_{+0} & E > E_{-0} \end{cases} \quad (4-12)$$

Setzt man Gleichung (4-12) in (4-11) ein, so kann g gemäß Gleichung (4-13) als Funktion von E beschrieben werden.

$$g(E) = \begin{cases} -\frac{\varepsilon}{2}E^2 - D_{-0}E + \frac{1}{2} \frac{\varepsilon(D_{-0} - D_{+0})E_{+0}^2 + (D_{-0}^2 - 2D_{-0}D_{+0})E_{+0} + D_{-0}^2E_{-0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} & E < E_{+0} \\ -\frac{1}{2}cE^2 - dE - \frac{1}{2}d \frac{E_{+0}D_{+0} - E_{-0}D_{-0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} & E \geq E_{+0} \\ -\frac{\varepsilon}{2}E^2 - D_{+0}E + \frac{1}{2} \frac{\varepsilon(D_{-0} - D_{+0})E_{-0}^2 + (2D_{-0}D_{+0} - D_{+0}^2)E_{-0} - D_{+0}^2E_{+0}}{\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}} & E > E_{-0} \end{cases} \quad (4-13)$$

Mit:

- $c = (\varepsilon(E_{+0} - E_{-0}) + D_{-0} - D_{+0}) / (E_{+0} - E_{-0})$
- $d = (E_{+0}D_{+0} - E_{-0}D_{-0}) / (E_{+0} - E_{-0})$

Die beiden Potentialtöpfe der Gibbsschen freien Energiedichte g können mit Gleichung (4-13) für $E < E_{+0}$ und $E > E_{-0}$ beschrieben werden. Der Sattel von g wird durch Gleichung (4-13) im Bereich $E \in [E_{-0}; E_{+0}]$ dargestellt. Die Energiebarriere, die ein Dipol überwinden muss, um seine Orientierung von negativ nach positiv und umgekehrt zu ändern, wird durch Δg_{-+} und Δg_{+-} mit den Gleichungen (4-14) und (4-15) beschrieben. Gemäß Abbildung 4-10 entsprechen die jeweiligen Energiebarrieren Δg_{-+} und Δg_{+-} der Differenz der Energieniveaus zwischen den jeweiligen Potentialtöpfen und dem Sattelpunkt von g . Wenn die Feldstärke E gleich der Koerzitivfeldstärke ist, ist das Minimum des Potentialtopfes gleich dem Sattelpunkt von g . In diesem Fall ist klar, dass die Energiebarriere gleich Null ist (siehe Abbildung 4-10 3)).

$$\Delta g_{-+} = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{D_{+0} - D_{-0}}{E_{+0} - E_{-0}} (E - E_{+0})^2 & E \leq E_{+0} \\ 0 & E > E_{+0} \end{cases} \quad (4-14)$$

$$\Delta g_{+-} = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{D_{+0} - D_{-0}}{E_{+0} - E_{-0}} (E - E_{-0})^2 & E \geq E_{-0} \\ 0 & E < E_{-0} \end{cases} \quad (4-15)$$

Analog zu den Energiebarrieren Δg_{-+} und Δg_{+-} kann die auf den Dipol wirkende Triebkraft F bestimmt werden. Die Triebkraft ergibt sich aus der Differenz der Energieniveaus der beiden Potentialtöpfe, die mit Gleichung (4-13) bestimmt werden können (siehe Abbildung 4-10). Um seine Orientierung von negativ nach positiv und umgekehrt zu ändern, wirken auf den Dipol die entsprechenden Triebkräfte F_{-+} und F_{+-} gemäß den Gleichungen (4-16) und (4-17).

$$F_{-+} = \left(E - \frac{E_{+0} - E_{-0}}{2} \right) (D_{+0} - D_{-0}) \quad (4-16)$$

$$F_{+-} = -\left(E - \frac{E_{+0} - E_{-0}}{2}\right)(D_{+0} - D_{-0}) = -F_{-+} \quad (4-17)$$

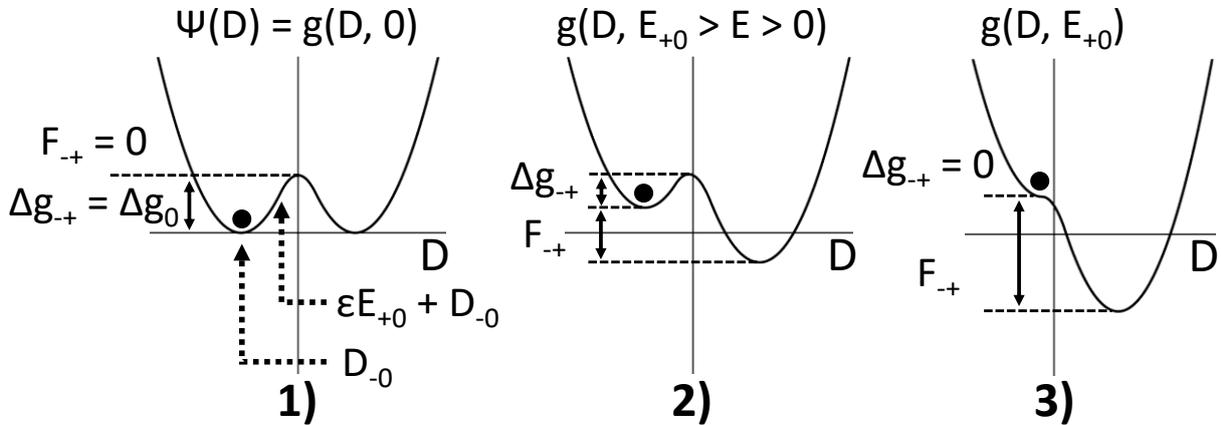


Abbildung 4-10: Energiebarriere Δg_{-+} , die ein Dipol überwinden muss, um seine Ausrichtung von negativ zu positiv zu ändern für: 1) $E = 0$, 2) $E \in]0; E_{+0}[$ und 3) $E = E_{+0}$. F_{-+} entspricht der auf den Dipol wirkenden Triebkraft.

Aus den Gleichungen (4-16) und (4-17) kann E als Funktion von F_{-+} und F_{+-} ausgedrückt werden (siehe Gleichungen (4-18) und (4-19)).

$$E = -\frac{F_{+-}}{D_{+0} - D_{-0}} + \frac{E_{+0} - E_{-0}}{2} \quad (4-18)$$

$$E = -\frac{F_{+-}}{D_{+0} - D_{-0}} + \frac{E_{+0} - E_{-0}}{2} \quad (4-19)$$

Setzt man die Gleichungen (4-18) und (4-19) in die entsprechenden Gleichungen (4-14) und (4-15) ein, so können die jeweiligen Energiebarrieren Δg_{-+} und Δg_{+-} durch die Gleichungen (4-20) und (4-21) beschrieben werden.

$$\Delta g_{-+} = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{D_{+0} - D_{-0}}{E_{+0} - E_{-0}} \left(\frac{F_{-+}}{D_{+0} - D_{-0}} + \frac{E_{+0} - E_{-0}}{2} - E_{+0} \right)^2 & E \leq E_{+0} \\ 0 & E > E_{+0} \end{cases} \quad (4-20)$$

$$\Delta g_{+-} = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{D_{+0} - D_{-0}}{E_{+0} - E_{-0}} \left(-\frac{F_{+-}}{D_{+0} - D_{-0}} + \frac{E_{+0} - E_{-0}}{2} - E_{-0} \right)^2 & E \geq E_{-0} \\ 0 & E < E_{-0} \end{cases} \quad (4-21)$$

Die Gleichungen (4-20) und (4-21) lassen sich in die Gleichungen (4-22) und (4-23) umformen.

$$\Delta g_{-+} = \begin{cases} \frac{8}{(D_{+0} - D_{-0})(E_{+0} - E_{-0})} \left(\frac{F_{-+}}{4} - \frac{(D_{+0} - D_{-0})(E_{+0} - E_{-0})}{8} \right)^2 & E \leq E_{+0} \\ 0 & E > E_{+0} \end{cases} \quad (4-22)$$

$$\Delta g_{+-} = \begin{cases} \frac{8}{(D_{+0} - D_{-0})(E_{+0} - E_{-0})} \left(\frac{F_{+-}}{4} - \frac{(D_{+0} - D_{-0})(E_{+0} - E_{-0})}{8} \right)^2 & E \geq E_{-0} \\ 0 & E < E_{-0} \end{cases} \quad (4-23)$$

Schließlich können durch Einführung von Δg_0 aus Gleichung (4-24) die Gleichungen (4-22) und (4-23) in die Gleichungen (4-25) und (4-26) umformuliert werden. Δg_0 entspricht der Energiebarriere, wenn keine Triebkraft vorliegt. Diese Formulierung der Energiebarriere als Funktion der Triebkraft wurde auch in den Arbeiten von Kim *et al.* [232] und York *et al.* [227, 228] verwendet. Es ist anzumerken, dass diese Gleichungen in dieser Arbeit verwendet wurden, da diese eine besonders recheneffiziente Implementierung ermöglichen und daher für weitere Optimierungsaufgaben gut geeignet sind [231].

$$\Delta g_0 = \frac{(D_{+0} - D_{-0})(E_{+0} - E_{-0})}{8} \quad (4-24)$$

$$\Delta g_{-+} = \begin{cases} \frac{1}{\Delta g_0} \left(\frac{F_{-+}}{4} - \Delta g_0 \right)^2 & F_{-+} \leq 4\Delta g_0 \\ 0 & F_{-+} > 4\Delta g_0 \end{cases} \quad (4-25)$$

$$\Delta g_{+-} = \begin{cases} \frac{1}{\Delta g_0} \left(\frac{F_{+-}}{4} - \Delta g_0 \right)^2 & F_{+-} \leq 4\Delta g_0 \\ 0 & F_{+-} > 4\Delta g_0 \end{cases} \quad (4-26)$$

4.3.3 Polarisation ferroelektrischer Dielektrika

Wie bereits im Grundlagenkapitel 2.6.4 erwähnt, geht das physikbasierte Modell davon aus, dass das zu modellierende Material auf mesoskopischer Ebene aus Domänen besteht, in denen eine gleiche Anzahl von Dipolen gleich ausgerichtet sind [226]. Daher ist die Orientierung der Domäne für die resultierende Polarisation von Bedeutung und nicht die jedes einzelnen Dipols. Um die durchschnittliche Polarisation des ferroelektrischen Dielektrikums zu bestimmen, muss die Orientierung jeder Domäne berücksichtigt werden. Die mesoskopische Kristallkonfiguration des ferroelektrischen Dielektrikums von MLCCs in Abbildung 4-11 2) kann durch den Volumen- bzw. Phasenanteil x_j gemäß Gleichung (4-27) beschrieben werden [226].

$$x_j = \frac{N_j}{N} \in [0, 1] \quad (4-27)$$

Mit:

- N : gesamte Anzahl der Domänen
- N_j : Anzahl der Domänen, die nach j orientiert sind; für jeweils positiv und negativ orientierte Domänen ist j gleich + und -

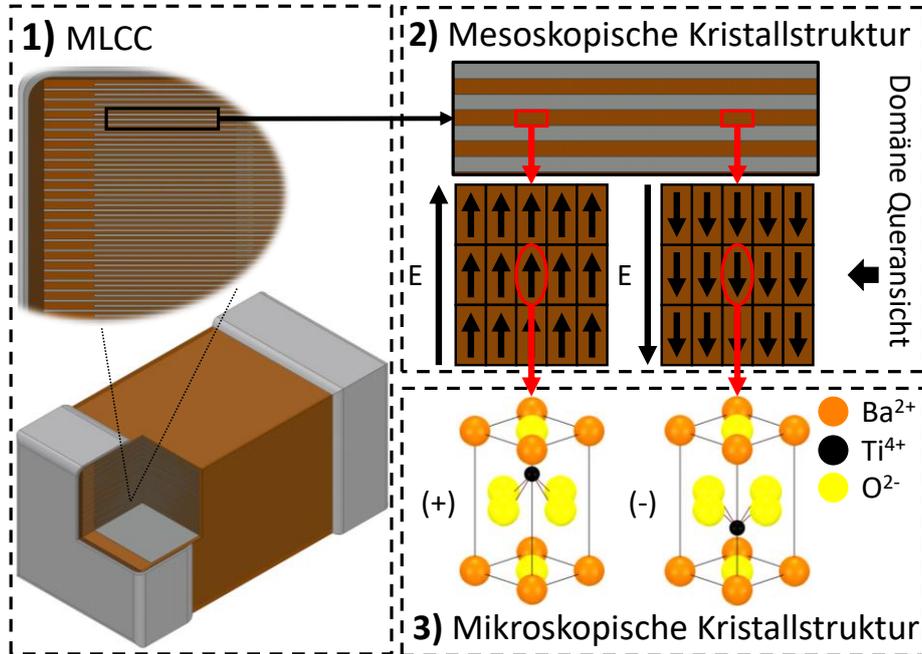


Abbildung 4-11: Darstellung des mehrlagigen Aufbaus eines MLCCs 1) bestehend aus zahlreichen Dielektrikumsschichten (braun), die jeweils von zwei Innenelektroden (grau) umgeben sind. Jede Dielektrikumsschicht besteht aus mehreren Domänen 2), in denen mehrere Dipole mit einer gleichen Orientierung enthalten sind. Wird ein ausreichend hohes elektrisches Feld E angelegt, richten sich die Dipole und damit die Domänen nach dem Feld aus. Bezogen auf die Richtung von E können die Dipole daher zwei Orientierungen aufweisen 3), nämlich (+) und (-).

Der Zusammenhang zwischen den Phasenanteilen x_+ und x_- für die jeweils positiv und negativ orientierten Domänen folgt aus Gleichung (4-28).

$$x_+ + x_- = 1 \quad (4-28)$$

Die Komponente der Polarisationsvektoren dieser Domänen entlang der Richtung des elektrischen Feldes E , bezeichnet als P_+ und P_- für jeweils positiv und negativ orientierte Domänen, ist gegeben durch [240]

$$\begin{aligned} P_+ &= \varepsilon_0 \chi_e E + P_{+0} \\ P_- &= \varepsilon_0 \chi_e E + P_{-0} \end{aligned} \quad (4-29)$$

mit:

- χ_e : die elektrische Suszeptibilität

Die durchschnittliche Polarisation P einer Domäne kann mit Gleichung (4-30) als Funktion der Phasenanteile x_+ und x_- beschrieben werden [240].

$$P = x_+P_+ + x_-P_- \quad (4-30)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (4-28) und (4-29) in Gleichung (4-30) ergibt sich Gleichung (4-31).

$$P = \varepsilon_0\chi_e E + P_{+0}x_+ + P_{-0}(1 - x_+) \quad (4-31)$$

Auf der Grundlage von Gleichung (4-31) kann die durchschnittliche elektrische Flussdichte D entlang E nach Gleichung (4-32) ausgedrückt werden [240].

$$\begin{aligned} D &= P + \varepsilon_0 E \\ &= \varepsilon_0\varepsilon_r E + P_{+0}x_+ + P_{-0}(1 - x_+) \end{aligned} \quad (4-32)$$

Mit:

- $\varepsilon_r = \chi_e + 1$: relative Permittivität des Werkstoffes

In Abwesenheit eines elektrischen Feldes E entspricht D der remanenten Polarisation [218]. Somit kann Gleichung (4-32) in Gleichung (4-33) umgeschrieben werden.

$$D = \varepsilon_0\varepsilon_r E + D_{+0}x_+ + D_{-0}(1 - x_+) \quad (4-33)$$

Für den Fall, dass D die Eingangsgröße und E die Ausgangsgröße ist, kann Gleichung (4-33) nach E aufgelöst werden (siehe Gleichung (4-34)).

$$E = \frac{D - x_+(D_{+0} - D_{-0}) - D_{-0}}{\varepsilon_0\varepsilon_r} \quad (4-34)$$

Zur Lösung der Gleichung (4-34) wird der Phasenanteil x_+ benötigt. Das dynamische Umschalten der Domänen über die Zeit ist im Modell durch die gewöhnliche Differentialgleichung (4-35) enthalten [226].

$$\dot{x}_+ = -p_{+-}x_+ + p_{-+}(1 - x_+) \quad (4-35)$$

Durch geometrische Skalierung ist es möglich, ferroelektrische Werkstoffe als Funktion der Spannung und der elektrischen Ladung zu beschreiben (siehe Gleichung (4-36) und (4-37)).

$$u_{C2} = l_{el}E \quad (4-36)$$

$$q_{C2} = N_{el}A_{el}D \quad (4-37)$$

Mit:

- l_{el} : Abstand zwischen den Elektroden
- N_{el} : Anzahl der parallel geschalteten Dielektrikumsschichten

- A_{el} : Fläche der Elektroden

Diese Gleichungen modellieren die elektrischen Eigenschaften von ferroelektrischen MLCCs unter bestimmten Bedingungen: 1) Es wird davon ausgegangen, dass das Dielektrikum homogen ist, d. h. keine Gitterdefekte oder Verunreinigungen aufweist, 2) die Temperatur ist konstant und liegt unterhalb der Curie-Temperatur, also im ferroelektrischen Zustand, 3) mechanische Spannungen und Kräfte auf das Dielektrikum werden vernachlässigt und 4) es wird davon ausgegangen, dass positiv und negativ ausgerichtete Domänen die gleiche Permittivität aufweisen.

4.3.4 Polykristallinität

Aufgrund von Inhomogenitäten, Gitterdefekten und Verunreinigungen in polykristallinen Werkstoffen kann davon ausgegangen werden, dass jede Domäne durch unterschiedliche Helmholtzsche und damit Gibbssche freie Energiedichtefunktionen beschrieben werden kann, in denen die Dipole in jeder Domäne unterschiedliche Energiebarrieren überwinden müssen [233]. Aufbauend auf den Überlegungen von Rizzello *et al.* [233] wird die Polykristallinität ferroelektrischer Dielektrika mit den Gleichungen (4-38) und (4-39) auf eine sehr recheneffiziente Weise berücksichtigt, allerdings auf Kosten einer ungenauen Modellierung der inneren Hystereseschleifen, d. h. bei geringeren Spannungen, wenn die Hysterese nicht über den gesamten Spannungsbereich durchlaufen wird. Die Gleichungen beschreiben die Koerzitivfeldstärken E_{+0} und E_{-0} als Funktion des Phasenanteils x_+ . Die Koerzitivfelder sind für die Auslösung der Phasenumwandlung zwischen positiv und negativ orientierten Domänen verantwortlich. Eine Phasenumwandlung von x_+ auf x_- wird begünstigt, wenn $E \leq E_{-0}$ ist, während eine Phasenumwandlung von x_- auf x_+ begünstigt wird, wenn $E \geq E_{+0}$ ist. Die phasenanteilabhängige Koerzitivfeldstärke ändert sich progressiv mit der Anzahl der Domänen, die ihre Orientierung ändern. Je mehr Domänen ihre Orientierung ändern, desto größer ist die resultierende "effektive" Koerzitivfeldstärke über alle Domänen des Dielektrikums, d. h. desto resistenter sind die verbleibenden Domänen gegen eine Phasenumwandlung.

$$E_{+0}(x_+) = e_{+0} + e_{+1} \left(x_+ - \frac{1}{2} \right) + \frac{1}{4} e_{+n} \ln \left(\frac{x_+}{1 - x_+} \right) \quad (4-38)$$

$$E_{-0}(x_+) = e_{-0} + e_{-1} \left(x_+ - \frac{1}{2} \right) + \frac{1}{4} e_{-n} \ln \left(\frac{x_+}{1 - x_+} \right) \quad (4-39)$$

Die Materialkonstanten e_{+0} , e_{+1} , e_{+n} , e_{-0} , e_{-1} und e_{-n} werden in Kapitel 4.4 näher erläutert. Aus den Gleichungen (4-38) und (4-39) geht hervor, dass $x_+ = 0$ und $x_+ = 1$ Grenzfälle darstellen.

Um die daraus resultierenden Singularitäten zu vermeiden, wurde im Modell $x_+ \in [1 \cdot 10^{-5}, 1 - 1 \cdot 10^{-5}]$ eingehalten. Ebenso wurde, um aus physikalischer Sicht konsistent zu bleiben, die Bedingung $E_{-0}(x_+) \leq E_{+0}(x_+)$ eingehalten.

4.3.5 Implementierung des Modells

Die Implementierung des Modells ist in Abbildung 4-12 zusammenfassend dargestellt und schrittweise erläutert. Als Eingangsgrößen des Modells wurden die im MLCC gespeicherte elektrische Ladung q_{C2} und der Phasenanteil x_+ gewählt. Die Spannung am MLCC u_{C2} ist die Ausgangsgröße.

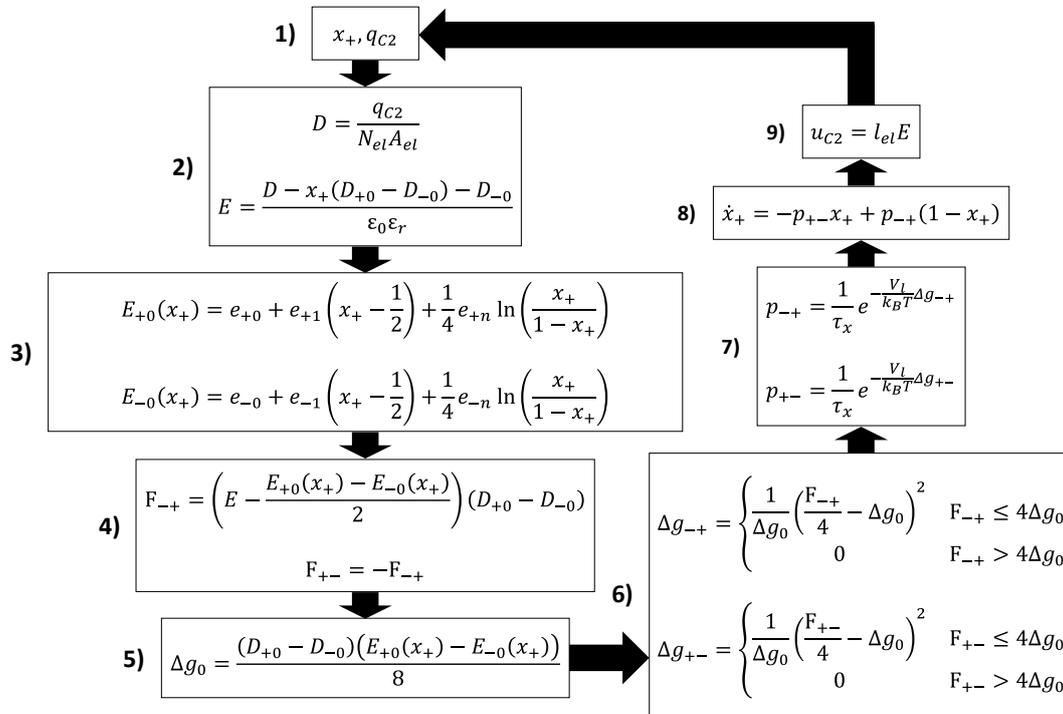


Abbildung 4-12: Schrittweise Implementierung des physikbasierten Modells für ferroelektrische MLCCs: 1) Die Eingangsgrößen des Modells sind der Phasenanteil der Domänen x_+ und die im Dielektrikum gespeicherte elektrische Ladung q_{C2} . Üblicherweise werden als Anfangsbedingung zum Zeitpunkt $t = 0$ x_+ und q_{C2} auf jeweils 0,5 und 0 gesetzt. Dies bedeutet, dass als Anfangsbedingung angenommen wird, dass die Hälfte der Domänen positiv und die andere Hälfte negativ orientiert ist und dass der MLCC entladen ist. Zur Vermeidung von Singularitäten wird die Bedingung $x_+ \in [1 \cdot 10^{-5}, 1 - 1 \cdot 10^{-5}]$ eingehalten (siehe 3)). 2) Durch geometrische Skalierung wird zuerst die elektrische Flussdichte D und dann die elektrische Feldstärke E bestimmt; 3) die phasenanteilabhängigen Koerzitivfeldstärken $E_{+0}(x_+)$ und $E_{-0}(x_+)$ werden ermittelt. Die Bedingung $E_{-0}(x_+) \leq E_{+0}(x_+)$ wird eingehalten, sodass für den Fall $E_{-0}(x_+) > E_{+0}(x_+)$ $E_{-0}(x_+) = E_{+0}(x_+)$ festgelegt wird. Es ist zu beachten, dass als Anfangsbedingungen $E_{+0}(x_+) = e_{+0}$ und $E_{-0}(x_+) = e_{-0}$ gelten. Die Parameter e_{+0} und e_{-0} nehmen nach jedem Berechnungsschritt den aktuellen Wert der jeweiligen Koerzitivfeldstärken E_{+0} und E_{-0} an; 4) Bestimmung der Triebkräfte F_{-+} und F_{+-} in Abhängigkeit von den neuen Koerzitivfeldstärken; 5) der Parameter Δg_0 wird bestimmt; 6) Berechnung der Energiebarrieren Δg_{-+} und Δg_{+-} ; 7) Bestimmung der thermodynamischen Übergangswahrscheinlichkeitsfunktionen p_{+-} und p_{-+} mit der Zeitkonstante τ_x (siehe Grundlagenkapitel 2.6.4); 8) Ermittlung des Phasenanteils x_+ ; 9) die Spannung am MLCC u_{C2} kann bestimmt werden.

4.4 Extraktion der Materialeigenschaften und Validierung des physikbasierten Modells

4.4.1 Methode zur Extraktion der Materialeigenschaften

Die Materialeigenschaften der Dielektrika wurden aus den gemessenen Hysteresen grafisch ermittelt. Der genaue Aufbau der MLCCs wird von den Herstellern nicht angegeben. Aus diesem Grund wurden die Materialeigenschaften mit einer äquivalenten Elektrodenfläche A_{el} und einem Elektrodenabstand l_{el} , bezogen auf das Gehäuse der MLCCs, extrahiert. Durch geometrische Skalierung ist es somit möglich, aus der mit dem Sawyer-Tower gemessenen elektrischen Ladung q_{C2} und Spannung u_{C2} über die Beziehungen $D = q_{C2}/A_{el}$ und $E = u_{C2}/l_{el}$ jeweils die elektrische Flussdichte D und die elektrische Feldstärke E zu bestimmen. Eine beispielhafte E-D-Hysterese ist in Abbildung 4-13 gegeben. Werden die Sättigungsbereiche der in Abbildung 4-13 dargestellten Hysterese durch eine Gerade angenähert, so entspricht die Steigung dieser Geraden der Permittivität ϵ und D_{+0} sowie D_{-0} der Nullpunktverschiebung für $E = 0$. In Mathcad wurden die Materialparameter ϵ , D_{+0} und D_{-0} mit dem Levenberg-Marquardt-Lösungsalgorithmus geschätzt unter der Bedingung, dass der Phasenanteil in Gleichung (4-34) $x_+ \in]0; 1[$.

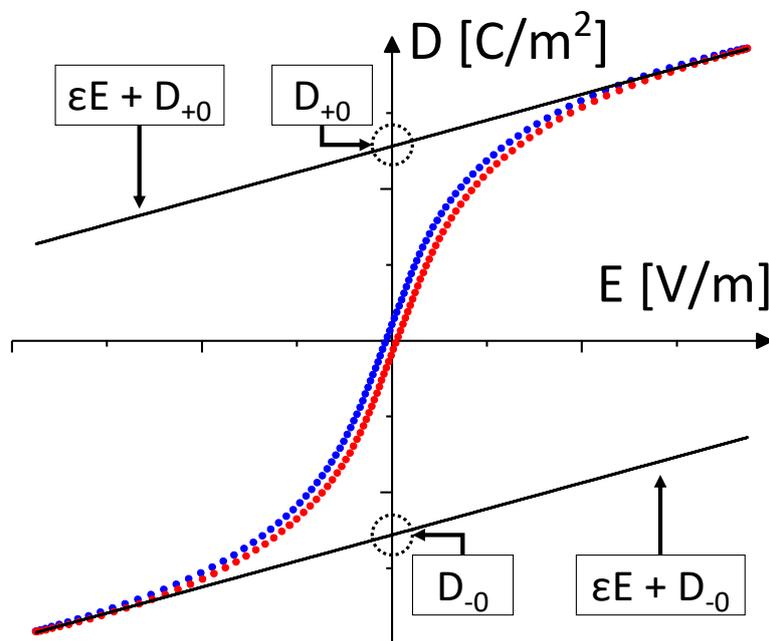


Abbildung 4-13: Elektrische Flussdichte D als Funktion der Feldstärke E . Der rote und der blaue Verlauf von D entsprechen jeweils dem Verlauf bei zunehmender und abnehmender Feldstärke E . Die Sättigungsbereiche der Hysterese können durch eine Gerade angenähert werden, deren Steigung der Permittivität ϵ und deren Nullpunktverschiebung der remanenten Flussdichte D_{+0} sowie D_{-0} entspricht.

Im nächsten Schritt wird gemäß Abbildung 4-14 der Phasenanteil x_+ als Funktion der elektrischen Feldstärke E ausgedrückt. Für den Fall, dass 50 % der Domänen positiv und 50 % negativ ausgerichtet sind, also für $x_+ = 0,5$, gilt aus den Koerzitivfeldstärkegleichungen (4-38) und (4-39) $E_{+0} = e_{+0}$ und $E_{-0} = e_{-0}$. e_{+0} und e_{-0} können für $x_+ = 0,5$ direkt aus Abbildung 4-14 abgelesen werden. Die Parameter e_{+1}, e_{+n}, e_{-1} und e_{-n} der Gleichungen (4-38) und (4-39) werden ebenfalls durch den Verlauf in Abbildung 4-14 von x_+ als Funktion von E ermittelt. Diese wurden in Mathcad mit dem Levenberg-Marquardt-Lösungsalgorithmus geschätzt und beschreiben den Übergang vom linearen Bereich für $x_+ = 0,5$ in die nichtlinearen Bereiche für $x_+ = 0$ und $x_+ = 1$.

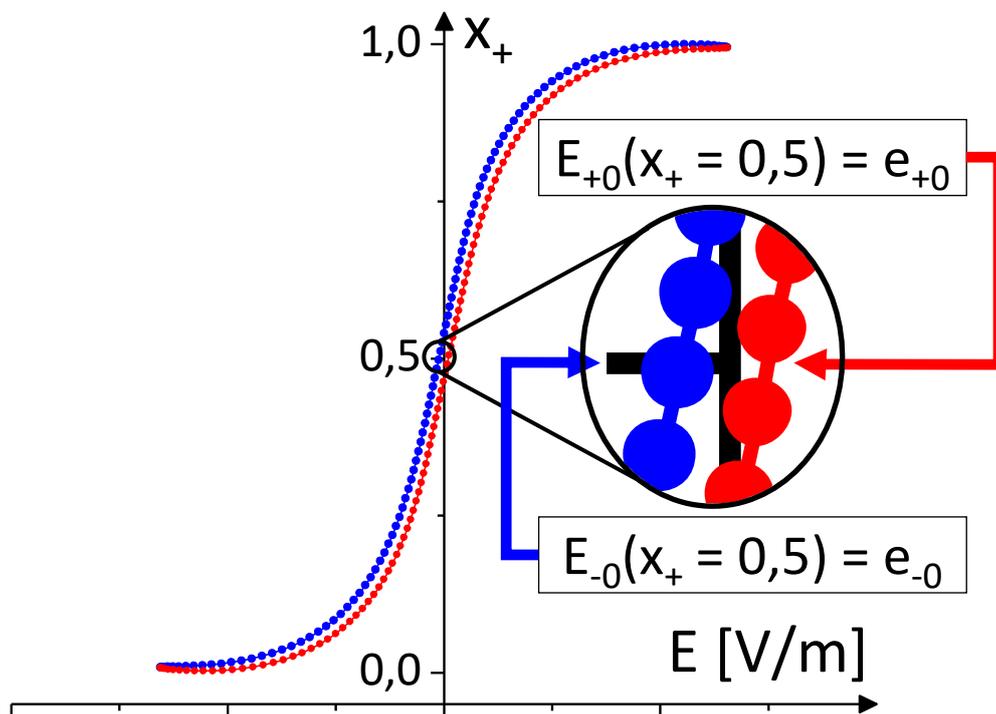


Abbildung 4-14: Phasenanteil x_+ als Funktion der elektrischen Feldstärke E . Der rote und blaue Verlauf von x_+ entsprechen jeweils dem Verlauf bei zunehmender und abnehmender Feldstärke E . Im linearen Bereich für $x_+ = 0,5$ gilt $E_{+0} = e_{+0}$ und $E_{-0} = e_{-0}$. Die Parameter e_{+1}, e_{+n}, e_{-1} und e_{-n} beschreiben den Übergang vom linearen Bereich für $x_+ = 0,5$ in die nichtlinearen Bereiche für $x_+ = 0$ und $x_+ = 1$.

4.4.2 Materialeigenschaften ferroelektrischer Dielektrika

Mit der in Kapitel 4.4.1 beschriebenen Methode wurden die Materialeigenschaften der ferroelektrischen Dielektrika der nichtlinearen MLCCs #2, #5, #14, #15, #31, #37 und #39 extrahiert (siehe Tabelle 4-6). Zum Vergleich wurde auch ein linearer paraelektrischer MLCC mit einer Nominalkapazität von 47 nF, einer Nennspannung von 200 V und einem Temperaturkoeffizienten COG betrachtet. Für die Materialparameter gilt: $e_{-0} = -e_{+0}$, $e_{-1} = e_{+1}$, $e_{-n} = e_{+n}$

und $D_{-0} = -D_{+0}$. Das Volumen einer Domäne V_l sowie die Zeitkonstante τ_x sind in der Praxis nur schwierig zu messen. Aus diesem Grund wurden diese Parameter auf Wertebereiche festgelegt, die aus der Literatur bekannt sind [239, 241–243]. Das Volumen einer Domäne V_l wurde auf $5 \cdot 10^{-23} \text{ m}^3$ und die Zeitkonstante τ_x auf $1 \cdot 10^{-8} \text{ s}$ ($1 / \tau_x = 100 \text{ MHz}$) festgelegt. Die Temperatur des Dielektrikums wurde auf 298 K gesetzt. Die Boltzmann-Konstante k_B beträgt $1,38044 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$.

Tabelle 4-6: Extrahierte Materialeigenschaften des Dielektrikums eines paraelektrischen linearen MLCC sowie der jeweiligen ferroelektrischen nichtlinearen MLCCs #2, #5, #14, #15, #31, #37 und #39, wobei l_{el} der Abstand zwischen zwei Elektroden, A_{el} die Fläche der Elektroden, ϵ die Permittivität, D_{+0} die remanente elektrische Flussdichte und die Parameter e_{+0} , e_{+1} und e_{+n} zur Beschreibung der phasenanteilabhängigen Koerzitivfeldstärken sind. Das Volumen einer Domäne V_l , die Zeitkonstante τ_x und die Temperatur liegen jeweils bei $5 \cdot 10^{-23} \text{ m}^3$, $1 \cdot 10^{-8} \text{ s}$ und 298 K [240].

	$l_{el} [\text{m}]$	$A_{el} [\text{m}^2]$	$\epsilon [\text{F/m}]$	$D_{+0} [\text{C/m}^2]$	$e_{+0} [\text{V/m}]$	$e_{+1} [\text{V/m}]$	$e_{+n} [\text{V/m}]$
Linear	$33 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-6}$	$3922 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-10}$
#2	$5 \cdot 10^{-4}$	$25 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-6}$	1,15	$1,9 \cdot 10^3$	$-3 \cdot 10^4$	$6 \cdot 10^4$
#5	$1 \cdot 10^{-3}$	$1063 \cdot 10^{-9}$	$445 \cdot 10^{-8}$	0,7	$1,6 \cdot 10^3$	$-4 \cdot 10^4$	$6,9 \cdot 10^4$
#14	$5 \cdot 10^{-4}$	$25 \cdot 10^{-8}$	$28 \cdot 10^{-6}$	2,6	$3,5 \cdot 10^3$	$-5 \cdot 10^2$	$6,55 \cdot 10^4$
#15	$8 \cdot 10^{-4}$	$25 \cdot 10^{-8}$	$41 \cdot 10^{-6}$	4,65	$3,5 \cdot 10^3$	$-0,5 \cdot 10^4$	$7 \cdot 10^4$
#31	$23 \cdot 10^{-4}$	$255 \cdot 10^{-8}$	$24 \cdot 10^{-6}$	0,6	$3,6 \cdot 10^3$	$-3 \cdot 10^4$	$6 \cdot 10^4$
#37	$22 \cdot 10^{-4}$	$195 \cdot 10^{-8}$	$645 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-10}$
#39	$26 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^{-8}$	$25 \cdot 10^{-6}$	3,93	$1,9 \cdot 10^3$	$-4 \cdot 10^4$	$7 \cdot 10^4$

4.4.3 Modellierung ferroelektrischer Hysteresen

Unter Verwendung des in Kapitel 4.3 entwickelten physikbasierten Modells und der in Kapitel 4.4.2 extrahierten Materialeigenschaften des Dielektrikums eines linearen paraelektrischen MLCCs und der nichtlinearen ferroelektrischen MLCCs #2, #5, #14, #15, #31, #37 und #39 wurde das Hystereseverhalten berechnet. Die Ergebnisse sind gemeinsam mit den gemessenen Hysteresen zum Vergleich in Abbildung 4-15 dargestellt.

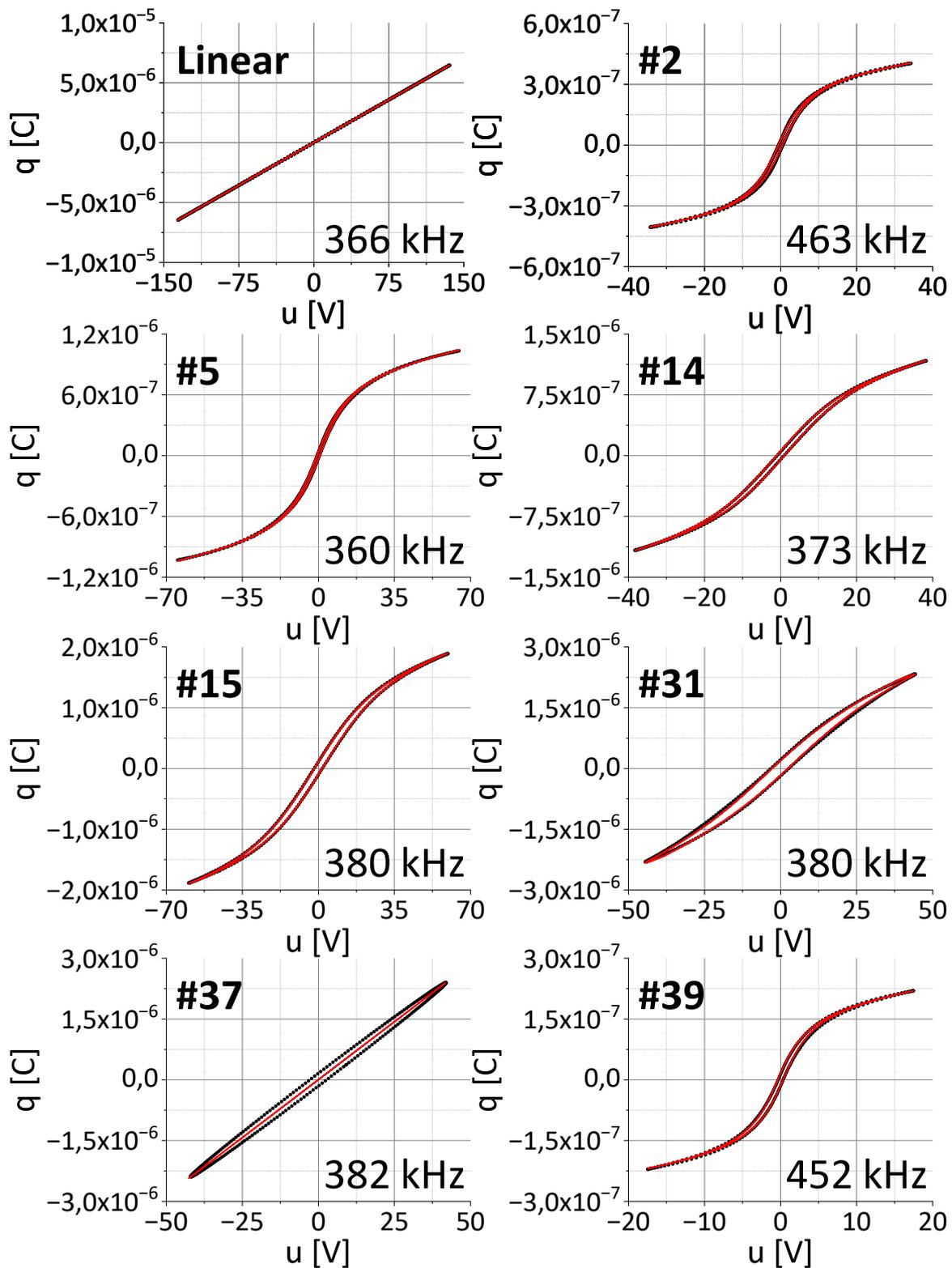


Abbildung 4-15: Gemessene Hysterese (schwarz) mit der im Dielektrikum gespeicherten elektrischen Ladung q als Funktion der am Dielektrikum angelegten Spannung u für einen linearen MLCC und die nichtlinearen MLCCs #2, #5, #14, #15, #31, #37 und #39. Die mit dem physikbasierten Modell modellierten Hysteresen sind in Rot dargestellt [240].

Im Allgemeinen kann eine gute Übereinstimmung zwischen den gemessenen Hysteresen, die zur Extraktion der Materialeigenschaften der Dielektrika verwendet wurden, und den modellierten Hysteresen festgestellt werden. Bei einer Zeitkonstante τ_x von $1 \cdot 10^{-8}$ s ($1 / \tau_x = 100$ MHz) bedeutet dies, dass die Domänen aufgrund der thermischen Aktivierung mit einer Frequenz von 100 MHz versuchen, die Energiedichte $\Delta g_{[j,k]}$ zu überwinden, um ihre Orientierung von j nach k zu ändern. Da die Hysteresen bei Frequenzen zwischen 360 kHz und 463 kHz gemessen und modelliert wurden, sind bei einer Zeitkonstante τ_x von $1 \cdot 10^{-8}$ s die Umschaltvorgänge der Domänen um den Faktor 200 schneller als die zeitliche Änderung der angelegten sinusförmigen Spannung. Zu jedem Zeitpunkt der sinusförmigen Spannung kann daher von einer statischen Ausrichtung der Domänen ausgegangen werden. Wenn das Volumen einer Domäne V_l und die Zeitkonstante τ_x nicht passend zum ferroelektrischen Dielektrikum gewählt werden, ist eine deutliche Abweichung zwischen der modellierten und gemessenen Hysterese zu erkennen. Es ist nochmals darauf hinzuweisen, dass V_l und τ_x unabhängig von den anderen Materialparametern sind. Für den MLCC #37 ist jedoch eine Abweichung zwischen der gemessenen und der modellierten Hysterese zu erkennen. Aus der gemessenen Hysterese ist ein annähernd lineares Verhalten zwischen q und u zu erkennen, was sich auch in den Materialparametern D_{+0} , e_{+0} , e_{+1} und e_{+n} mit einem Wert von $1 \cdot 10^{-10}$ widerspiegelt. Die „Breite“ bzw. Verluste der Hysterese können durch einen mit dem MLCC in Reihe geschalteten linearen Ohm'schen Widerstand nachgebildet werden. Inwieweit es nun diese modellierten Hysteresen erlauben, den Effekt ihrer nichtlinearen Eigenschaften in induktiv gekoppelten Implantaten zu berechnen, wird in Kapitel 4.4.6 untersucht.

4.4.4 Rasterelektronenmikroskopie und energiedispersive Röntgenspektroskopie

Die im vorigen Kapitel modellierten Hysteresen basieren auf äquivalenten Materialparametern, die mit einer äquivalenten Elektrodenfläche und einem äquivalenten Elektrodenabstand bezogen auf das Gehäuse der MLCCs bestimmt wurden, da der genaue Aufbau der MLCCs von den Herstellern nicht angegeben wird. Aufgrund der ausschließlichen Verwendung des MLCCs #5 in den Kapiteln 4.6.3 und 4.6.4 wird in diesem Kapitel näher auf den Aufbau dieses MLCCs eingegangen. Um eine detaillierte Untersuchung der Struktur des MLCCs #5 zu ermöglichen, wurde dieser mit einer Läppmaschine gemäß Kapitel 3.2.5 präpariert. Mit Hilfe des Rasterelektronenmikroskops aus Kapitel 3.2.6 konnte im Anschluss der genaue Aufbau des MLCCs #5 untersucht werden. Der vielschichtige Aufbau des MLCCs #5 ist in Abbildung 4-16 dargestellt. Die Anschlüsse, über die die Spannung am MLCC #5 induziert wird, sind in Abbildung 4-16 rechts und links dargestellt. Elektrische Ladungen werden in den jeweiligen Dielektrikumsschichten zwischen zwei Innenelektroden unterschiedlicher Polarität gespeichert, d. h. zwischen zwei Innenelektroden, von denen eine mit der rechten und die andere mit der linken Kontaktierung verbunden ist. Interessanterweise ist zu erkennen, dass für jede Dielektrikumsschicht zwei Innenelektroden pro Kontaktierung bzw. Polarität vorgesehen sind.

Der MLCC #5 besteht somit aus insgesamt sechs Dielektrikumsschichten, in denen elektrische Ladungen gespeichert werden können und die somit zur Gesamtkapazität des MLCCs #5 beitragen. Die Dicke der Dielektrikumsschichten beträgt $15\ \mu\text{m}$, mit Ausnahme einer Schicht mit einer Dicke von $30\ \mu\text{m}$. Die Länge der Innenelektroden, d. h. der Überlappungsbereich zweier Innenelektroden unterschiedlicher Polarität, beträgt ca. $1,5\ \text{mm}$. Um die Breite der Innenelektroden messen zu können, wurde der MLCC zusätzlich im Querschnitt geläppt und gemäß Kapitel 3.2.6 für die Rasterelektronenmikroskopie vorbereitet. Mit dem Rasterelektronenmikroskop wurde eine Breite der Innenelektroden von ca. $0,8\ \text{mm}$ gemessen. Die Elektrodenfläche beträgt somit $1,2 \cdot 10^{-6}\ \text{m}^2$.

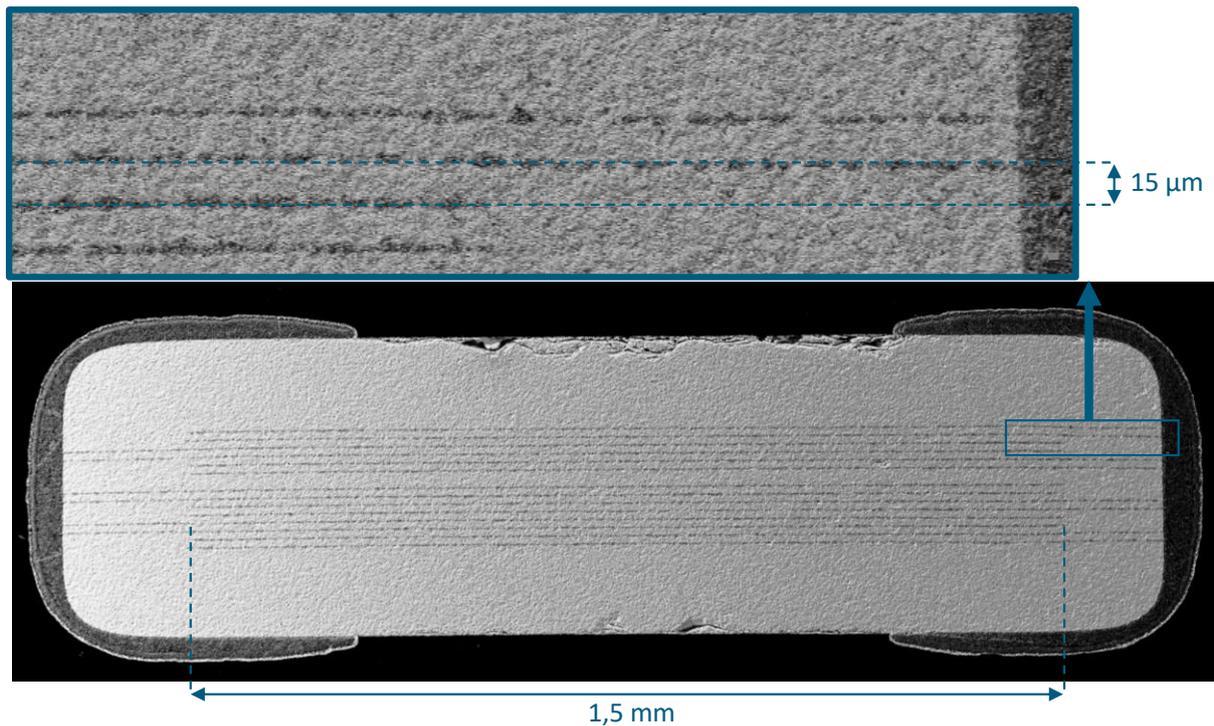


Abbildung 4-16: Längsschnittaufnahme des MLCCs #5 mit dem Rasterelektronenmikroskop aus Kapitel 3.2.6.

Die ferroelektrische Hysterese des MLCCs #5 wurde mit dem in Kapitel 3.2.3 beschriebenen Messaufbau gemessen. Die Materialparameter des Dielektrikums wurden gemäß Kapitel 4.4 mit den genauen Informationen über den vielschichtigen Aufbau des MLCCs #5 extrahiert. Um die Extraktion der Materialparameter zu vereinfachen, wurde ein mittlerer Elektrodenabstand von $17,5\ \mu\text{m}$ angenommen (fünf Schichten mit einem Abstand von $15\ \mu\text{m}$ und eine Schicht mit einem Abstand von $30\ \mu\text{m}$). Die Angaben zum Aufbau des MLCCs #5 und die Materialparameter des Dielektrikums sind in Tabelle 4-7 zusammengefasst.

Die im vorigen Kapitel für das physikbasierte Modell ermittelte äquivalente Elektrodenfläche A_{el} von $1,063 \cdot 10^{-6}\ \text{m}^2$ kommt der in diesem Kapitel gemessenen von $1,2 \cdot 10^{-6}\ \text{m}^2$ nahe (siehe Tabelle 4-7). Der Unterschied in der remanenten Flussdichte D_{p0} von $70\ \mu\text{C}/\text{cm}^2$ mit der äqui-

valenten Elektrodenfläche gegenüber $5,7 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ in diesem Kapitel ist größtenteils darauf zurückzuführen, dass bei den äquivalenten Materialparametern von einer Dielektrikumsschicht anstelle von sechs Dielektrikumsschichten ausgegangen wurde. Der äquivalente Elektrodenabstand l_{el} (1 mm) weicht deutlich vom gemessenen ($17,5 \mu\text{m}$) ab, wodurch auch alle daraus abgeleiteten Materialparameter, nämlich die Koerzitivfeldstärken und die Permittivität, abweichen. Die äquivalenten Koerzitivfeldstärken e_{p0} , e_{p1} , und e_{pn} sowie die äquivalente Permittivität ϵ betragen jeweils $1,6 \cdot 10^3 \text{ V/m}$, $-4 \cdot 10^4 \text{ V/m}$, $6,9 \cdot 10^4 \text{ V/m}$ und $445 \cdot 10^{-8} \text{ F/m}$ gegenüber $3,995 \cdot 10^4 \text{ V/m}$, $-6,768 \cdot 10^4 \text{ V/m}$, $1,115 \cdot 10^6 \text{ V/m}$ und $3,418 \cdot 10^{-8} \text{ F/m}$ bei dem in diesem Kapitel gemessenen Elektrodenabstand.

Tabelle 4-7: Mit dem Rasterelektronenmikroskop gemessene Struktur des MLCCs #5 mit: Abstand zwischen den Elektroden l_{el} , Elektrodenfläche A_{el} und Anzahl der Dielektrikumsschichten N_{el} . Auf Basis der Informationen über die Struktur des MLCCs #5 (l_{el} , A_{el} und N_{el}) wurden die Materialparameter des Dielektrikums mit: remanente elektrische Flussdichte D_{p0} , Koerzitivfeldstärken e_{p0} , e_{p1} und e_{pn} und Permittivität ϵ extrahiert. Das Volumen einer Domäne V_l sowie die Zeitkonstante τ_x wurden entsprechend den Wertebereichen aus der Literatur festgelegt (siehe Kapitel 4.4.2). k_B und T entsprechen der Boltzmann-Konstante und der Temperatur des Dielektrikums. Für die übrigen Materialparameter gilt: $e_{n0} = -e_{p0}$, $e_{n1} = e_{p1}$, $e_{nn} = e_{pn}$ und $D_{n0} = -D_{p0}$.

l_{el} [μm]	A_{el} [m^2]	N_{el}	D_{p0} [$\mu\text{C}/\text{cm}^2$]	k_B [J/K]	T [K]
17,5	$1,2 \cdot 10^{-6}$	6	5,7	$1,38044 \cdot 10^{-23}$	298
e_{p0} [kV/cm]	e_{p1} [kV/cm]	e_{pn} [kV/cm]	ϵ [F/m]	τ_x [ns]	V_l [m^3]
0,3995	-0,6768	11,1526	$3,418 \cdot 10^{-8}$	10	$5 \cdot 10^{-23}$

Mit den Materialparametern aus Tabelle 4-7 wurde die ferroelektrische Hysterese des MLCCs #5 mit dem physikbasierten Modell modelliert. Abbildung 4-17 zeigt, dass die modellierte Hysterese sehr gut mit der gemessenen Hysterese übereinstimmt. Um zu sehen, ob die ermittelten Materialparameter aus Tabelle 4-7 mit dem verwendeten Dielektrikum übereinstimmen, wurde die Materialzusammensetzung des MLCCs #5 mittels energiedispersiver Röntgenspektroskopie näher untersucht.

Um eine mögliche Verunreinigung der Probe zu vermeiden, wurde der MLCC #5 mit zwei Flachzangen aufgebrochen. Für die energiedispersive Röntgenspektroskopie wurde der MLCC gemäß Kapitel 3.2.6 präpariert. Der aufgebrochene Bereich des MLCCs #5, in dem die vielschichtige Struktur zu sehen ist, ist in Abbildung 4-18 veranschaulicht. Die Materialzusammensetzung des Dielektrikums wurde an drei verschiedenen Stellen bestimmt. Die Bereiche sind in Abbildung 4-18 mit Nr5-Quer 1, Nr5-Quer 2 und Nr5-Quer 3 gekennzeichnet. Die Messdaten für die jeweiligen Bereiche sind in Tabelle 4-8 aufgeführt.

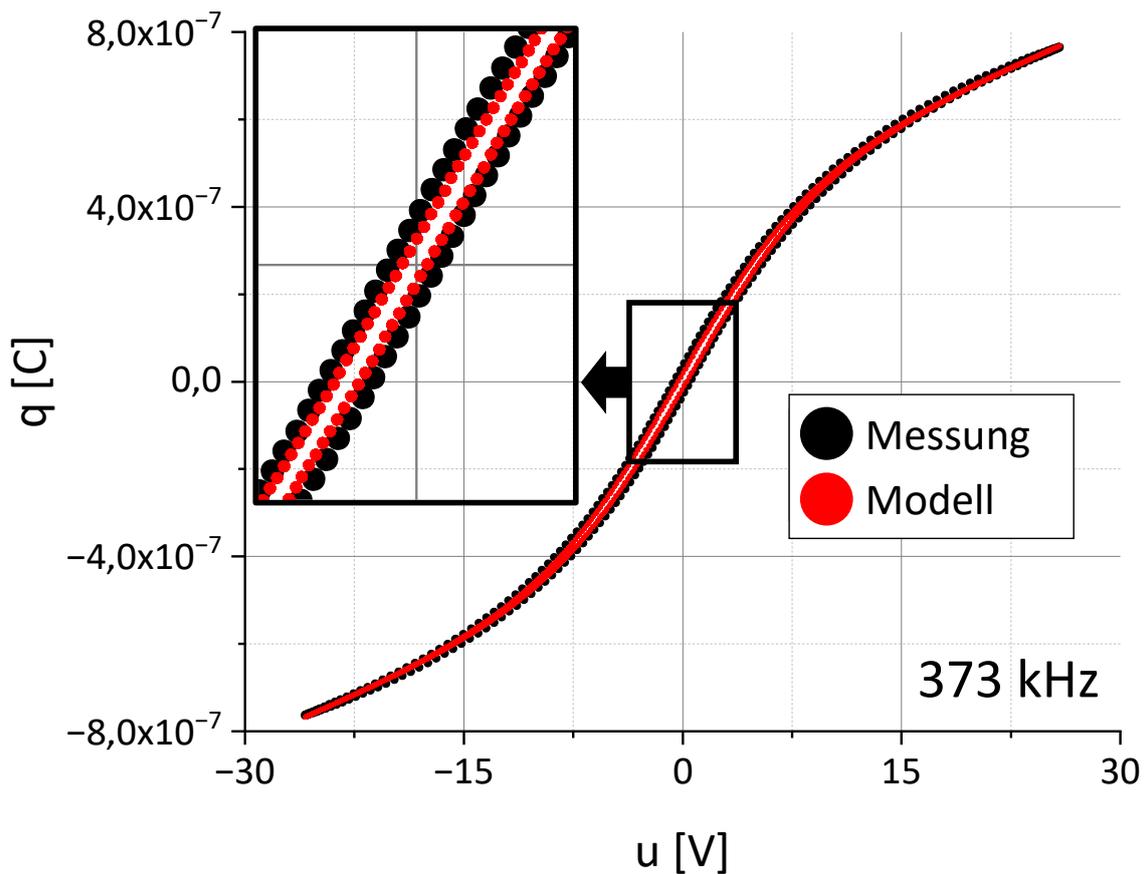


Abbildung 4-17: Gemessene (schwarz) und mit dem physikbasierten Modell modellierte (rot) ferroelektrische Hysterese des MLCCs #5 bei einer Frequenz von 373 kHz. Zur Modellierung der Hysterese wurden die Materialparameter des Dielektrikums aus Tabelle 4-7 verwendet.

Aus Tabelle 4-8 ist aufgrund des hohen Anteils an Barium (Ba), Titan (Ti) und Sauerstoff (O) ersichtlich, dass Bariumtitanat als Basismaterial für das Dielektrikum des MLCCs #5 verwendet wurde. Der Anteil an Kohlenstoff (C) erklärt sich aus der Präparation des MLCCs für die Rasterelektronenmikroskopie und die energiedispersive Röntgenspektroskopie, bei der der MLCC mit einer Kohlenstoffbeschichtung versehen wird (siehe Kapitel 3.2.6). Der Anteil an Nickel (Ni) entspricht dem Material der Innenelektroden. Es ist davon auszugehen, dass dieser beim Aufbrechen des MLCCs in geringen Mengen über das Dielektrikum verstreut wurde. Ebenso ist aus Tabelle 4-8 zu entnehmen, dass das auf Bariumtitanat basierende Dielektrikum mit Calcium (Ca) und Zirkonium (Zr) co-dotiert wurde. Da die Innenelektroden und Außenkontaktierungen von MLCCs üblicherweise nicht aus Aluminium (Al) bestehen [206], kann der geringe Anteil von Al im Dielektrikum des MLCCs #5 ebenfalls als Dotierstoff angesehen werden [244].

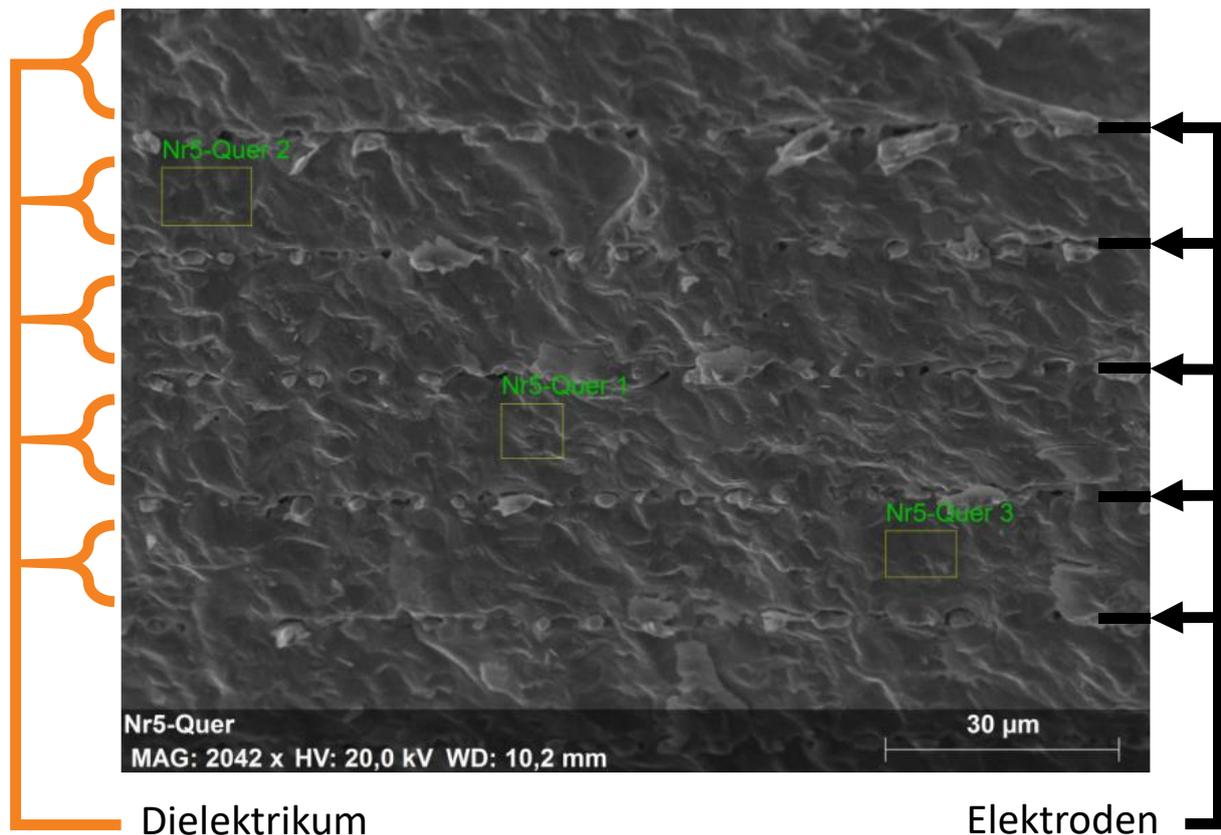


Abbildung 4-18: Aufgebrochener Bereich des MLCCs #5, in dem der mehrlagige Aufbau zu sehen ist. Die Zusammensetzung des Dielektrikums wurde durch energiedispersive Röntgenspektroskopie an drei verschiedenen Stellen bestimmt, die mit Nr5-Quer 1, Nr5-Quer 2 und Nr5-Quer 3 gekennzeichnet sind.

Tabelle 4-8: Zusammensetzung des Dielektrikums des MLCCs #5 in Atomprozent für die Bereiche Nr5-Quer 1, Nr5-Quer 2 und Nr5-Quer 3 in Abbildung 4-18.

	C	O	Al	Ca	Ti	Ni	Zr	Ba
Nr5-Quer 1	23,12	52,28	0,06	0,49	11,70	0,30	1,50	10,54
Nr5-Quer 2	22,94	47,94	0,11	0,60	13,67	0,35	1,91	12,46
Nr5-Quer 3	24,16	47,91	0,04	0,61	13,30	0,34	1,68	11,97

Aus der energiedispersiven Röntgenspektroskopie an den Stellen Nr5-Quer 1, Nr5-Quer 2 und Nr5-Quer 3 kann auf ein gleiches Verhältnis von Ba zu Ca und von Ti zu Zr entsprechend $Ba_{0,95}Ca_{0,05}Ti_{0,89}Zr_{0,11}$ geschlossen werden. Diese Materialzusammensetzung ist typisch für MLCCs mit einem Temperaturkoeffizienten Y5V [245], wie z. B. der MLCC #5. Die Dotierstoffe Ca und Zr nehmen in der Regel jeweils die Stelle der Ba- und Ti-Ionen ein [246]. In [245] wurde ein ähnliches Material nach der Formel $Ba_{0,95}Ca_{0,05}Ti_{0,88}Zr_{0,12}$ hergestellt. Allerdings nehmen in dieser Arbeit die Ca-Ionen durch einen Überschuss an Bariumoxid (BaO) auch die Stelle der Ti-Ionen ein [245]. Da in Tabelle 4-8 kein Überschuss an BaO zu erkennen ist, weil der Anteil der Ionen auf der A-Seite (Ba-Seite) nicht größer ist als der auf der B-Seite (Ti-Seite), ist für den

MLCC #5 davon auszugehen, dass die Ca-Ionen lediglich die Stelle der Ba-Ionen einnehmen [247]. Aluminium gehört neben Chrom (Cr), Mangan (Mn) und Eisen (Fe) zu den klassischen Dotierstoffen, die die Stelle der Titanionen im Bariumtitanat einnehmen und als Elektronenakzeptor wirken [245]. Diese Dotierstoffe werden in der Regel zur Erzielung eines hohen Isolationswiderstandes [245] und zur Unterdrückung des Alterungsverhaltens des Isolationswiderstandes [244] eingesetzt.

In [248] wurden Dielektrika auf der Basis von Bariumtitanat hergestellt, die mit Ca und Zr nach der Formel $\text{Ba}_{0,85}\text{Ca}_{0,15}\text{Zr}_{0,1}\text{Ti}_{0,9}\text{O}_3$ co-dotiert sind. Die Korngröße dieser Dielektrika variierte je nach Herstellungsverfahren zwischen $0,74\ \mu\text{m}$ und $4,07\ \mu\text{m}$ [248]. Die relative Permittivität und die remanente Polarisierung, d. h. die remanente elektrische Flussdichte (siehe Kapitel 4.3.3), liegen jeweils zwischen 2258 und 3541 und zwischen $1,4$ und $10,1\ \mu\text{C}/\text{cm}^2$. Die Hysterese dieses ferroelektrischen Materials in [248] wurde bis zu einer Feldstärke von $60\ \text{kV}/\text{cm}$ gemessen. Für den MLCC #5 wurde eine Permittivität von 3860 und eine remanente elektrische Flussdichte von $5,7\ \mu\text{C}/\text{cm}^2$ ermittelt (siehe Tabelle 4-7). Der MLCC #5 wurde innerhalb der Herstellerangaben mit einer Wechselspannung von $14,7\ \text{V}$ entsprechend einer Feldstärke von $9,8\ \text{kV}/\text{cm}$ betrieben. Ein direkter Vergleich der Materialeigenschaften des MLCCs #5 mit dem Material aus [248] ist jedoch nicht möglich, da zum einen das Verhältnis von Ba zu Ca nicht exakt übereinstimmt und zum anderen das Verhältnis von Ba zu Ti unbekannt ist.

Die Permittivität und ihre Spannungsabhängigkeit stehen in direktem Zusammenhang mit der Tetragonalität der Kristallstruktur des Materials, die durch das Verhältnis von Ba- zu Ti-Ionen bestimmt wird [249]. Des Weiteren wurde in [250] ein ferroelektrisches Material nach der Formel $\text{Ba}_{0,9}\text{Ca}_{0,1}\text{Ti}_{0,9}\text{Zr}_{0,1}\text{O}_3$ mit einer Koerzitivfeldstärke von $1,5\ \text{kV}/\text{cm}$ hergestellt, im Vergleich zu $0,4\ \text{kV}/\text{cm}$ für den MLCC #5 (siehe Tabelle 4-7). Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass die in diesem Kapitel ermittelten Materialparameter des MLCCs #5 in der gleichen Größenordnung wie die Werte aus der Literatur liegen und somit plausibel sind.

4.4.5 Integration mit dem Modell für induktiv gekoppelte Mikrostimulatoren

Die extrakorporale Sendeeinheit wurde mit einem primärseitigen Reihenschwingkreis bestehend aus einem Kondensator C_1 und einer Spule mit der Induktivität L_1 und dem Verlustwiderstand R_1 sowie einer idealen Spannungsquelle u_1 modelliert (siehe Abbildung 4-19 links). In der Praxis wird der Reihenschwingkreis mit einem Rechtecksignal von einer Halbbrücke angesteuert. Dieses Rechtecksignal wurde im Modell mit einer Grundschwingung, der Kreisfrequenz ω , einem Gleichspannungsanteil und einer Amplitude von $A_{\text{mp}} / 2$ angenähert. Gemäß Abbildung 4-19 besteht die Implantatschaltung aus einem Parallelschwingkreis mit der Induktivität L_2 sowie deren Verlustwiderstand R_2 und dem zu modellierenden nichtlinearen MLCC C_2 . Die am Parallelschwingkreis induzierte Spannung wird dann über einen Einweggleichrichter mit der Diode D und dem Kondensator C_4 gleichgerichtet. Die Elektrodenimpedanz wird mit der Ohm'schen Last R_L nachgebildet.

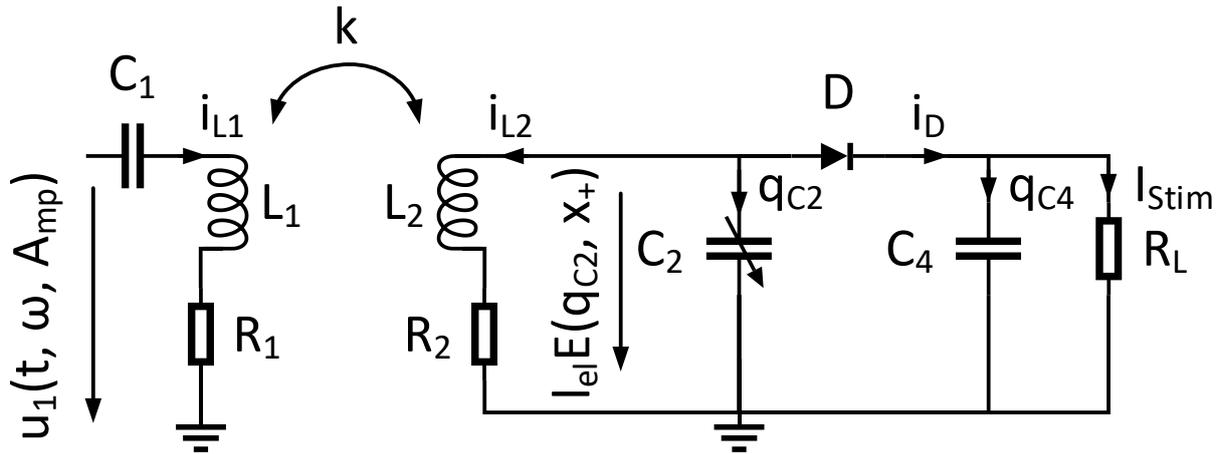


Abbildung 4-19: Extrakorporale Sendeeinheit (links) bestehend aus einer idealen Spannungsquelle u_1 mit der Kreisfrequenz ω und der Amplitude A_{mp} sowie einem Reihenschwingkreis mit dem Kondensator C_1 , der Induktivität L_1 und dem Verlustwiderstand R_1 . Die Implantatschaltung (rechts) besteht aus einem Parallelschwingkreis mit der Induktivität L_2 , dem Verlustwiderstand R_2 und dem zu modellierenden nichtlinearen MLCC C_2 , einem Einweggleichrichter mit der Diode D und dem Kondensator C_4 sowie einer Ohm'schen Last R_L , mit der die Elektrodenimpedanz nachgebildet wird. Die induktive Kopplung zwischen den beiden Schaltungen ist durch den Kopplungsfaktor k wiedergegeben.

Die extrakorporale Sendeeinheit und die Implantatschaltung in Abbildung 4-19 können mit den Gleichungen (4-40)-(4-44) beschrieben werden. Die Gleichungen beschreiben allgemein einen sekundärseitigen Parallelschwingkreis, der mit einem primärseitigen Reihenschwingkreis induktiv gekoppelt ist. Je nachdem, ob auf der Primär- oder Sekundärseite ein Parallel- oder Reihenschwingkreis verwendet wird, können diese Gleichungen entsprechend angepasst werden. Da das physikbasierte Modell als Eingangsgröße die in C_2 gespeicherte elektrische Ladung q_{C2} benötigt, wurden die Differentialgleichungen nach den Ladungen aufgestellt, was zu einem Differentialgleichungssystem zweiter Ordnung führt. Die Ausgangsgröße ist die an C_2 entstehende Spannung $l_{el}E(q_{C2}, x_+)$. Die Kinetik der Domänenumschaltung wird durch die Differentialgleichung (4-42) berücksichtigt.

$$u_1(t, \omega, A_{mp}) = \frac{q_{L1}}{C_1} + L_1 \frac{d^2}{dt^2} q_{L1} + R_1 \frac{d}{dt} q_{L1} + k\sqrt{L_1 L_2} \frac{d^2}{dt^2} q_{L2} \quad (4-40)$$

$$L_2 \frac{d^2}{dt^2} q_{L2} + R_2 \frac{d}{dt} q_{L2} + k\sqrt{L_1 L_2} \frac{d^2}{dt^2} q_{L1} = l_{el}E(q_{C2}, x_+) \quad (4-41)$$

$$\frac{d}{dt} x_+ = -x_+ p_{+-} + (1 - x_+) p_{-+} \quad (4-42)$$

$$\frac{d}{dt} q_{L2} + \frac{d}{dt} q_{C2} + i_D \left(l_{el}E(q_{C2}, x_+) - \frac{q_{C4}}{C_4} \right) = 0 \quad (4-43)$$

$$i_D \left(l_{el} E(q_{C2}, x_+) - \frac{q_{C4}}{C_4} \right) = \frac{d}{dt} q_{C4} + \frac{q_{C4}}{C_4 R_L} \quad (4-44)$$

In Mathcad wurden die Gleichungen (4-40)-(4-44) nach den Ableitungen aufgestellt und mit dem Backward-Differential-Formula-Verfahren aufgelöst. Da in Mathcad jedoch nur Differentialgleichungen erster Ordnung numerisch aufgelöst werden können, wurde gemäß dem Differentialgleichungssystem in (4-45) dq_{L1}/dt und dq_{L2}/dt durch i_{L1} und i_{L2} substituiert.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q_{L1} \\ i_{L1} \\ q_{L2} \\ i_{L2} \\ x_+ \\ q_{C2} \\ q_{C4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ \frac{C_1 M l_{el} E - C_1 R_1 L_2 i_{L1} + L_2 q_{L1} - C_1 L_2 u_1 - C_1 R_2 M i_{L2}}{C_1 L_1 L_2 (k-1)(k+1)} \\ i_{L2} \\ \frac{-C_1 L_1 l_{el} E + C_1 L_1 R_2 i_{L2} + C_1 M u_1 - M q_{L1} - C_1 R_1 M i_{L1}}{C_1 L_1 L_2 (k-1)(k+1)} \\ -x_+ p_{+-} + (1-x_+) p_{-+} \\ -i_D - i_{L2} \\ i_D - \frac{q_{C4}}{C_4 R_L} \end{bmatrix} \quad (4-45)$$

Mit:

- $M = k\sqrt{L_1 L_2}$: die Gegeninduktivität

Der in Abbildung 4-19 dargestellte Stimulationsstrom I_{stim} entspricht im Differentialgleichungssystem (4-45) dem Ausdruck $q_{C4}/C_4 R_L$ in der zeitlichen Ableitung von q_{C4} . Zur Lösung des Differentialgleichungssystems (4-45) wurden folgende Anfangsbedingungen definiert: $q_{L1} = 0$, $i_{L1} = 0$, $q_{L2} = 0$, $i_{L2} = 0$, $x_+ = 0,5$, $q_{C2} = 0$ und $q_{C4} = 0$.

4.4.6 Experimentelle Validierung des physikbasierten Modells

Zur experimentellen Validierung des physikbasierten Modells wurde der in Kapitel 3.4 beschriebene Messaufbau verwendet. Die gemessenen und berechneten Stimulationsströme I_{stim} sind in Abbildung 4-20 veranschaulicht. Um das physikbasierte Modell mit einem existierenden Modell zu vergleichen, wurde I_{stim} auch mit dem in Kapitel 3.3.2 vorgestellten Modell berechnet. Dieses Modell basiert auf der Differentialkapazität, die mit einem Kleinsignal von 5 mV_{rms} über einem Vorspannungsbereich von $\pm 40 \text{ V}$ bzw. $\pm 25 \text{ V}$ gemessen wurde. Die Differentialkapazitäten wurden mit dem Messaufbau aus Kapitel 3.2.1 gemessen und sind in Kapitel 4.1.1 dargestellt. Im Folgenden wird dieses Modell als differentialkapazitätsbasiertes Modell bezeichnet. Um die Konsistenz zwischen den Messungen und den Berechnungen zu quantifizieren, wurde der prozentuale R^2 -Wert nach Gleichung (4-46) errechnet [251]. Die berech-

neten Werte für R^2 sind in Tabelle 4-9 zusammengefasst. In den Messungen und Berechnungen beträgt der induktive Koppelfaktor 5,6 %. Der Stimmulationsstrom I_{stim} wurde im eingeschwingenen Zustand ermittelt.

$$R^2 = 100 \left(1 - \frac{\sum (I_{stim} - \widehat{I_{stim}})^2}{\sum (I_{stim} - \overline{I_{stim}})^2} \right) \quad (4-46)$$

Mit:

- I_{stim} : gemessener Stimmulationsstrom
- $\widehat{I_{stim}}$: berechneter Stimmulationsstrom
- $\overline{I_{stim}}$: Mittelwert des gemessenen Stimmulationsstroms

Wie es für den linearen Fall zu erwarten ist, zeigt Abbildung 4-20 für den linearen MLCC eine hohe Konsistenz zwischen den Messungen und den beiden Modellen. Ein R^2 -Wert von 99,9 % wurde mit beiden Modellen erreicht. Dielektrika von linearen MLCCs der Klasse 1 bestehen aus paraelektrischen Werkstoffen [203], deren Dipole sich spontan nach dem angelegten elektrischen Feld ausrichten. Daher sind die Definitionen der mit dem Impedanzanalysator gemessenen Differentialkapazität ($C = dq / du$) und der mit der Sawyer-Tower-Schaltung gemessenen Absolutkapazität ($C = q / u$) äquivalent [223].

Um exzessiv hohe induzierte Spannungen an den MLCCs zu vermeiden, wurde der Maximalwert von P_1 begrenzt. Aus diesem Grund sind in der Abbildung 4-20 unterschiedliche Bereiche von P_1 zu sehen. Die Berechnungen mit dem MLCC #2 unter Verwendung des differenzkapazitätsbasierten Modells weichen deutlich von den Messungen ab. Für $P_1 > 2,5 W_{rms}$ werden niedrigere Werte für I_{stim} berechnet als gemessen. Im Gegensatz dazu kann das physikbasierte Modell das Systemverhalten gut vorhersagen, einschließlich des steilen Anstiegs von I_{stim} für $P_1 < 2,5 W_{rms}$. Eine ähnliche Vorhersage des Systemverhaltens wird für den MLCC #39 erreicht. Für die beiden MLCCs #2 und #39 wurde mit dem differentialkapazitätsbasierten Modell ein jeweiliger R^2 -Wert von 72,0 % und 51,3 % erzielt, während mit dem physikbasierten Modell ein R^2 -Wert von über 90 % erreicht wurde. Interessanterweise zeigen die Berechnungen mit dem physikbasierten Modell und dem differentialkapazitätsbasierten Modell für den MLCC #5 ähnliche Ergebnisse mit einem jeweiligen R^2 -Wert von 98,9 % und 94,3 %. Die Übereinstimmung zwischen dem physikbasierten Modell und den Messungen ist besonders hoch für P_1 zwischen $30 W_{rms}$ und $80 W_{rms}$.

Für MLCC #31 ist die mit dem physikbasierten Modell modellierte Amplitude von I_{stim} kleiner als die gemessene für $P_1 < 25 W_{rms}$. Der steile Anstieg von I_{stim} tritt im physikbasierten Modell bereits bei $75 W_{rms}$ im Vergleich zu $125 W_{rms}$ in den Messungen auf.

Die gleichen Beobachtungen gelten auch für den MLCC #15. Die modellierte Amplitude von I_{stim} unter Verwendung des physikbasierten Modells ist kleiner als die gemessene Amplitude für $P_1 < 10 W_{rms}$. Der steile Anstieg von I_{stim} tritt im Modell bei einem geringeren Wert von P_1

als in den Messungen auf. Der R^2 -Wert beträgt 66,9 % bei Verwendung des differentialkapazitätsbasierten Modells im Vergleich zu 95,1 % bei Verwendung des physikbasierten Modells.

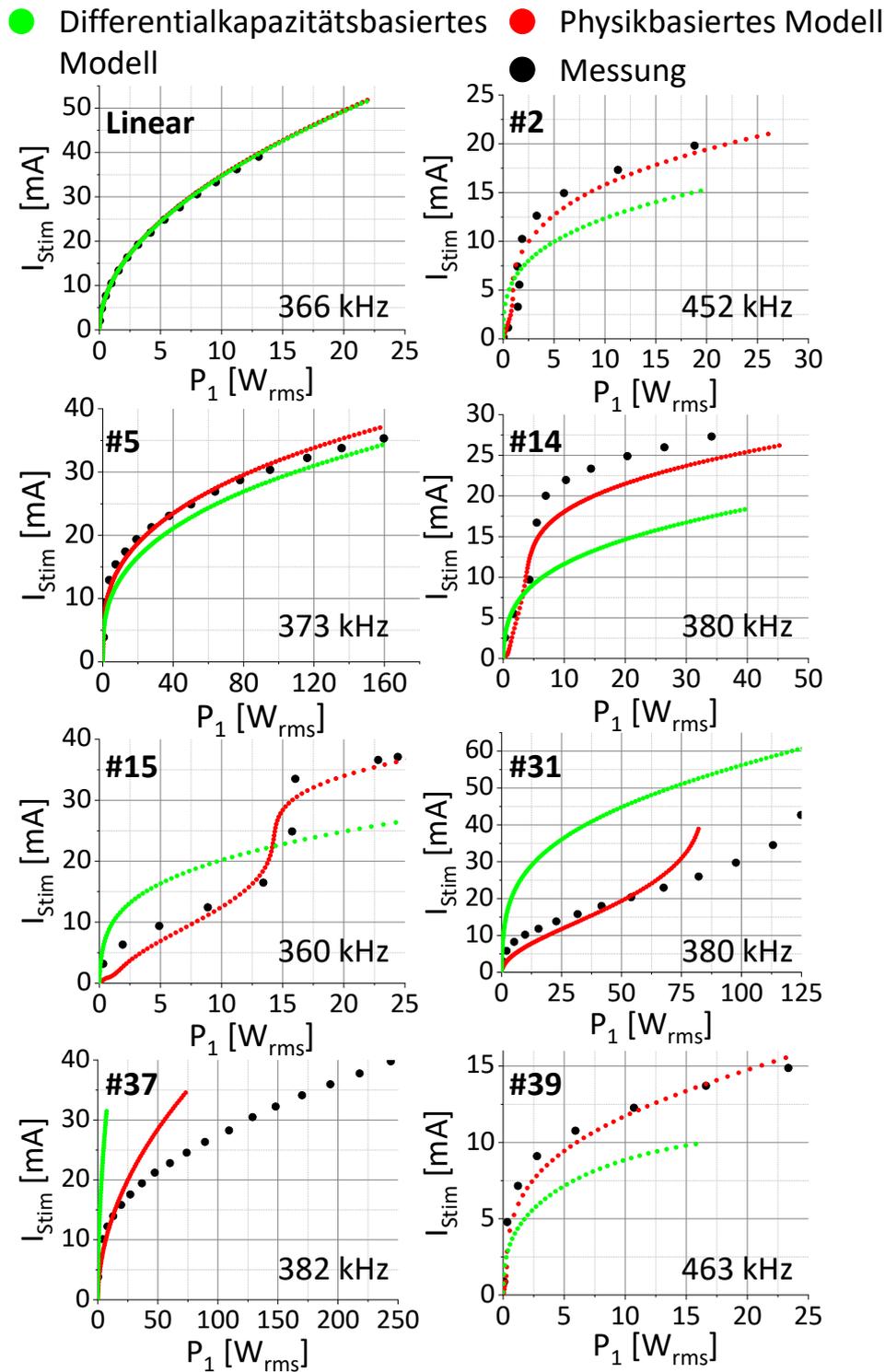


Abbildung 4-20: Gemessener Stimulationsstrom I_{stim} (schwarz) und berechneter Stimulationsstrom mit dem physikbasierten Modell (rot) und dem differentialkapazitätsbasierten Modell (grün) als Funktion der in den primärseitigen Reihenschwingkreis eingespeisten Leistung P_1 für einen linearen paraelektrischen MLCC und die jeweiligen ferroelektrischen nichtlinearen MLCCs #2, #5, #14, #15, #31, #37 und #39 [240].

Tabelle 4-9: R^2 -Wert zwischen dem gemessenen Stimulationsstrom I_{stim} und dem mit dem differentialkapazitätsbasierten und dem physikbasierten Modell berechneten Stimulationsstrom für einen linearen MLCC sowie für die jeweiligen nichtlinearen MLCCs #2, #5, #14, #15, #31, #37 und #39 [240].

	Linear	#2	#5	#14	#15	#31	#37	#39
Differentialkapazitätsbasiertes Modell	99,9 %	72,0 %	94,3 %	7,6 %	66,9 %	< 0 %	< 0 %	51,3 %
Physikbasiertes Modell	99,9 %	90,7 %	98,9 %	87,4 %	95,1 %	67,1 %	43,5 %	95,6 %

Für den MLCC #14 liefert das physikbasierte Modell eine bessere Vorhersage des Systemverhaltens als das differentialkapazitätsbasierte Modell. Dennoch ist die berechnete Amplitude von I_{stim} kleiner als die gemessene Amplitude für $P_1 > 5 W_{rms}$ und $P_1 < 2,5 W_{rms}$. Der R^2 -Wert beträgt 7,6 % unter Verwendung des differentialkapazitätsbasierten Modells im Vergleich zu 87,4 % unter Verwendung des physikbasierten Modells.

Im Fall von MLCC #37 werden die oben erwähnten Diskrepanzen zwischen Messungen und Berechnungen sowohl mit dem differentialkapazitätsbasierten Modell als auch mit dem physikbasierten Modell noch deutlicher. Auf den ersten Blick zeigt die Kapazität des MLCCs #37 ein lineares Verhalten (siehe Kapitel 4.1.1 und 4.1.2). Wie jedoch in Abbildung 4-20 zu sehen ist, weichen die Berechnungen mit dem differentialkapazitätsbasierten Modell und dem physikbasierten Modell erheblich voneinander und von den Messungen ab. Der negative R^2 -Wert für die MLCCs #37 und #31 zeigt, dass das differentialkapazitätsbasierte Modell das Systemverhalten in keiner Weise wiedergibt. Bei Verwendung des physikbasierten Modells beträgt der R^2 -Wert für die MLCCs #37 und #31 jeweils 43,5 % und 67,1 %.

Eine gute Übereinstimmung zwischen dem physikbasierten Modell und den Messungen wurde für die nichtlinearen MLCCs #5, #2 und #39 mit einem jeweiligen R^2 -Wert von 98,9 %, 90,7 % und 95,6 % erzielt. Die obigen Ergebnisse zeigen jedoch, dass das Systemverhalten für die nichtlinearen MLCCs #37, #31, #15 und #14 nicht korrekt modelliert werden konnte. Zur Erklärung dieser Diskrepanzen wird zunächst die Nichtlinearität der gemessenen Hysteresen beschrieben. Dazu wird gemäß Abbildung 4-21 die Differentialkapazität $C(0 V)$ bei einer Spannung von 0 V sowie die Differentialkapazität $C(u_{90\%})$ bei 90 % des Maximalwertes der angelegten Spannung $u_{90\%}$ bestimmt. $C(0 V)$ und $C(u_{90\%})$ werden für einen Spannungsbereich u von $\pm 5 V$ und $\pm 25 V$ ermittelt. Die Werte der Differentialkapazitäten sind für die jeweiligen MLCCs in Tabelle 4-10 zusammengefasst.

Teilt man die Differentialkapazität bei 0 V durch die Differentialkapazität bei 90 % der maximal angelegten Spannung $u_{90\%}$ über einen Spannungsbereich von $\pm 25 V$, so erhält man für die MLCCs #37, #31, #15 und #14 folgende Verhältnisse: 1,13, 1,26, 1,70 und 2,29 und für die MLCCs #5, #2 und #39: 4,40, 8,33 und 8,97. Dies zeigt, wie stark sich die Differentialkapazität innerhalb eines bestimmten Spannungsbereiches ändert und ist somit ein Maß für die Nichtlinearität. Für den MLCC #39 nimmt z. B. die Differentialkapazität von 0 V bis $u_{90\%}$ um den Faktor 8,97 ab. Des Weiteren beträgt das Verhältnis der Differentialkapazität bei 0 V in einem

Spannungsbereich von ± 5 V zu derjenigen in einem Spannungsbereich von ± 25 V für die MLCCs #5, #2 und #39 jeweils 1,20, 1,23 und 1,10. Daraus lässt sich folgern, dass der Verlauf der Hysterese hauptsächlich durch eine Änderung der angelegten Spannung und nicht durch eine Änderung des Spannungsbereichs selbst bestimmt wird. Es ist anzumerken, dass für diese MLCCs eine gute Übereinstimmung zwischen der Modellierung mit dem physikbasierten Modell und den Messungen erzielt wurde ($R^2 > 90\%$).

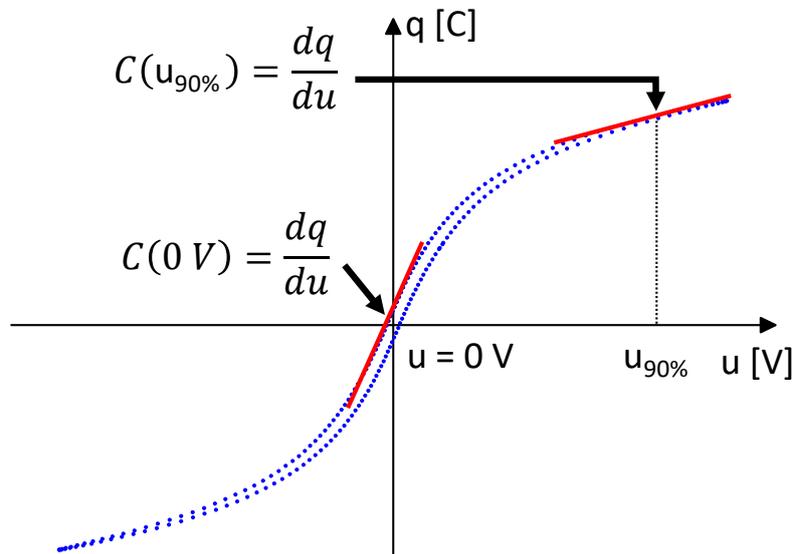


Abbildung 4-21: Gemessene Hysterese (blau) mit der elektrischen Ladung q als Funktion der angelegten Spannung u . Die Differentialkapazität entspricht der Ableitung von q nach u . Die Differentialkapazität $C(0\text{ V})$ bei 0 V und die Differentialkapazität $C(u_{90\%})$ bei 90 % der maximal angelegten Spannung $u_{90\%}$ sind als Geraden (rot) dargestellt.

Tabelle 4-10: Differentialkapazitäten $C(0\text{ V})$ und $C(u_{90\%})$, die sich aus der Steigung der gemessenen Hysterese (dq/du) bei einer Spannung von 0 V und 90 % der maximal angelegten Spannung $u_{90\%}$ über einen Spannungsbereich u von ± 5 V und ± 25 V ergeben [240].

u [V]	Linear		#37		#31		#15	
	$C(0\text{ V})$	$C(u_{90\%})$						
± 5	47,0 nF	45,5 nF	49,9 nF	47,9 nF	50,8 nF	47,5 nF	55,4 nF	46,6 nF
± 25	47,5 nF	45,8 nF	57,9 nF	51,4 nF	61,4 nF	48,6 nF	60,4 nF	35,5 nF
u [V]	#14		#5		#2		#39	
	$C(0\text{ V})$	$C(u_{90\%})$						
± 5	57,1 nF	46,7 nF	69,8 nF	49,2 nF	57,2 nF	27,8 nF	40,3 nF	22,8 nF
± 25	62,6 nF	27,3 nF	58,2 nF	13,2 nF	51,0 nF	6,1 nF	36,5 nF	4,1 nF

Im Gegensatz dazu beträgt das Verhältnis der Differentialkapazität bei 0 V in einem Spannungsbereich von ± 5 V zu derjenigen in einem Spannungsbereich von ± 25 V für die jeweiligen MLCCs #37, #31, #15 und #14: 0,86, 0,83, 0,92 und 0,91. Dieses Verhältnis liegt in der gleichen Größenordnung wie das Verhältnis der Differentialkapazität bei 0 V zu derjenigen bei 90 % von u in einem Spannungsbereich von ± 25 V. In diesem Fall wird der Verlauf der Hysterese sowohl

durch eine Änderung der angelegten Spannung als auch durch eine Änderung des Spannungsbereichs selbst bestimmt. Im physikbasierten Modell werden die Materialparameter der ferroelektrischen MLCCs bei der maximal angelegten Spannung, die der äußeren Hystereseschleife entspricht, extrahiert. Sowohl der nichtlineare Verlauf der Hysterese innerhalb eines bestimmten Spannungsbereiches als auch die Abhängigkeit der inneren Hystereseschleifen vom Spannungsbereich tragen zur Verstimmung des Schwingkreises in der Implantatschaltung bei. Wenn die Verstimmung des Schwingkreises hauptsächlich aus dem nichtlinearen Verlauf der äußeren Hystereseschleife resultiert (siehe MLCCs #5, #2 und #39), kann das Systemverhalten gut modelliert werden. Bei den MLCCs mit einem geringeren Grad an Nichtlinearität (siehe MLCCs #37, #31, #15 und #14) können die inneren Hystereseschleifen jedoch nicht mehr vernachlässigt werden. Da die aktuelle Version des physikbasierten Modells nur eine grobe Näherung der inneren Hystereseschleifen erlaubt, nimmt die Genauigkeit im Falle der MLCCs #37, #31, #15 und #14 ab. Die genaue Beschreibung der inneren Hystereseschleifen wird durch die Erweiterung des physikbasierten Modells mit dem Skalierungsansatz von [233] ermöglicht, was allerdings die Komplexität des Modells und die Rechenzeit erhöht. Da für die Machbarkeit des passiven Regelungsansatzes nichtlineare MLCCs mit einem höheren Grad an Nichtlinearität betrachtet werden, wurden die inneren Hystereseschleifen vernachlässigt.

4.5 Entwicklung eines Demonstrators

Der Demonstrator besteht aus einer extrakorporalen Sendeeinheit, einer extrakorporalen Spule, einer GUI und einer Implantatelektronik mit integrierter Implantatspule. In diesem Kapitel wird in Abschnitt 4.5.1 die extrakorporale Sendeeinheit vorgestellt. In Abschnitt 4.5.2 wird anschließend die GUI beschrieben, mit der der Datenaustausch sowie die Steuerung der extrakorporalen Sendeeinheit über Bluetooth erfolgt. Die Implantatelektronik mit integrierter Implantatspule sowie die extrakorporale Spule zu deren induktiver Energieversorgung werden in den entsprechenden Abschnitten 4.5.4 und 4.5.3 beschrieben.

4.5.1 Extrakorporale Sendeeinheit

Zur Steuerung und zum Datenaustausch mit einem Computer wurde der Mikrocontroller STM32WB5MMGH6TR (STMicroelectronics NV, Genf, Schweiz) mit integriertem Bluetooth-Modul und Antenne verwendet (siehe Abbildung 4-22 4)). Die Firmware des Mikrocontrollers und des Bluetooth-Moduls wurde mit der Programmierumgebung STM32CubeIDE 1.10.1 von STMicroelectronics programmiert. Eine extrakorporale bzw. primärseitige Spule kann mit einer Halbbrücke und deren Treiber NCP51810 (onsemi LLC, Phoenix, AZ, USA) betrieben werden (siehe Abbildung 4-22 8) und 10)). Die Halbbrücke besteht aus zwei Galliumnitrid-Leistungstransistoren GS61008P (GaN Systems Inc., Ottawa, Kanada) (siehe Abbildung 4-22 10)). Mit dem Strommessverstärker INA237AIDGSR (Texas Instruments Inc., Dallas, USA) ist es möglich, neben der Messung des in die Halbbrücke eingespeisten Stromes auch die Spannung an der Halbbrücke zu messen (siehe Abbildung 4-22 5)). Auf diese Weise können die Temperatur

der Endstufe und die in die Endstufe eingespeiste Leistung überwacht werden. Der Betrieb der gesamten Sendeeinheit wird durch einen Lithium-Polymer-Akkumulator sichergestellt (siehe Abbildung 4-22 1)). Dieser Akkumulator hat eine Kapazität von 350 mAh und eine Nennspannung von 3,7 V. Eine Besonderheit ist, dass dieser Akkumulator eine C-Rate von 30 C besitzt, wodurch ein maximaler Dauerstrom von 10,5 A laut Datenblatt entnommen werden kann. Über einen USB-C-Anschluss und das Batterie-lade-IC BQ25892RTWR von Texas Instruments kann dieser Akkumulator aufgeladen werden (siehe Abbildung 4-22 2)). Während des Ladens und Entladens des Akkumulators wird die Temperatur ebenfalls mit diesem IC überwacht. Zusätzlich wurde der Induktivität-Digital-Wandler LDC1612DNTT von Texas Instruments ausgewählt (siehe Abbildung 4-22 6)), um die Verstimmung des Schwingkreises messen zu können. Wenn die Induktivität des primär- und sekundärseitigen Schwingkreises bekannt ist, kann der induktive Kopplungsfaktor abgeschätzt werden.

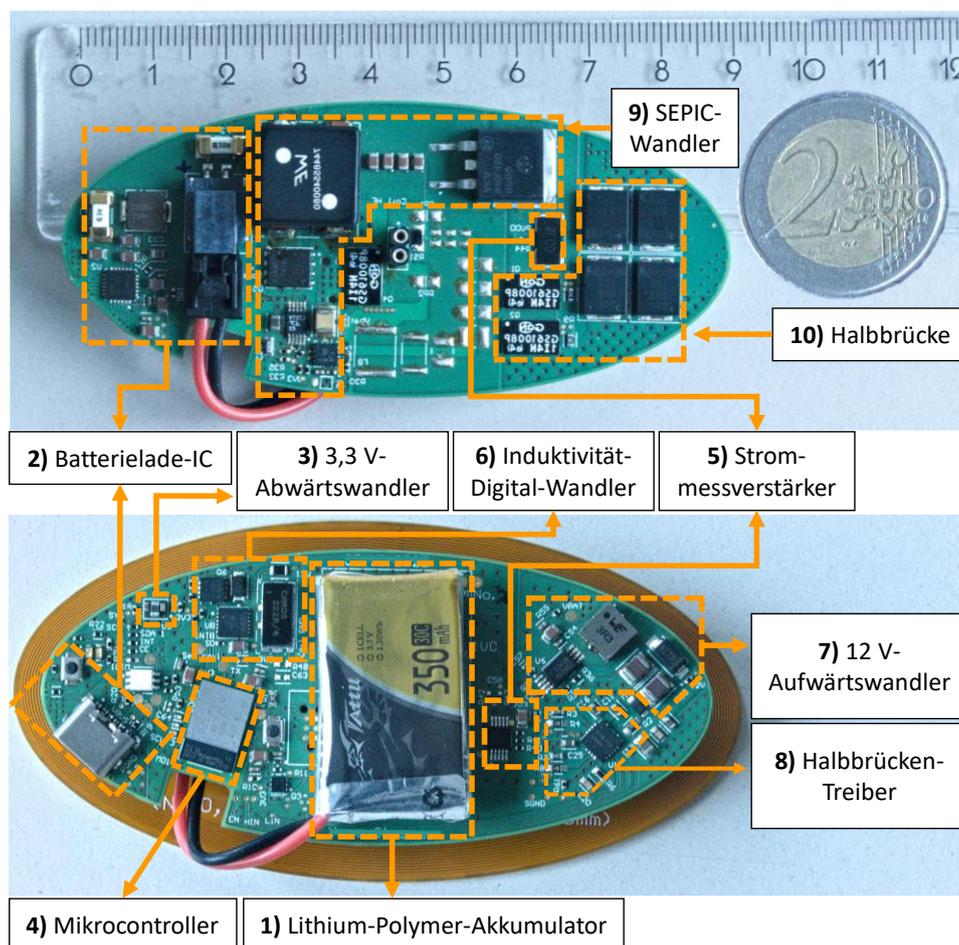


Abbildung 4-22: Rückseite (oben) und Oberseite (unten) der extrakorporalen Sendeeinheit. Diese besteht aus: 1) einem Lithium-Polymer-Akkumulator; 2) einem BQ25892RTWR Batterie-lade-IC; 3) einem TPS82740BSIPT Abwärts-wandler; 4) einem STM32WB5MMGH6TR Mikrocontroller mit integriertem Bluetooth-Modul; 5) einem INA237AIDGSR Strommess-verstärker; 6) einem LDC1612DNTT Induktivität-Digital-Wandler; 7) einem TPS61085TPWR Aufwärts-wandler; 8) einem NCP51810 Halbrücken-Treiber; 9) einem LTC1871EMS-1#PBF SEPIC-Wandler; und 10) einer Halbrücke bestehend aus zwei GS61008P Leistungstransistoren.

Die vom Batterielade-IC geregelte Batteriespannung wird über den Abwärtswandler TPS82740BSIPT von Texas Instruments auf 3,3 V geregelt und dient zur Spannungsversorgung des Mikrocontrollers, des Strommessverstärkers und des Induktivität-Digital-Wandlers (siehe Abbildung 4-22 3)). Der Aufwärtswandler TPS61085TPWR von Texas Instruments regelt die Spannung am Ausgang des Batterielade-ICs auf 12 V für den Halbbrückentreiber (siehe Abbildung 4-22 7)). Mit Hilfe eines SEPIC-Wandlers LTC1871EMS-1#PBF (Analog Devices Inc., Wilmington, MA, USA) ist es möglich, die Spannung an der Halbbrücke von unterhalb der Nennspannung des Akkumulators bis ca. maximal 35 V zu regeln (siehe Abbildung 4-22 9)). Unterschiedliche Betriebsspannungen an der Halbbrücke und damit Leistungspegel können eingestellt werden. Zu diesem Zweck wird der SEPIC-Wandler über das digitale Potentiometer MAX5419META+T von Analog Devices per I²C gesteuert (siehe Abbildung 4-22 9)). Im Sinne eines ergonomischen Tragekomforts wurde die Größe der extrakorporalen Sendeeinheit trotz der vielen Komponenten so gering wie möglich gehalten und Kanten vermieden. Aus diesen Gründen wurde eine elliptische Form der Leiterplatte definiert. Die Länge und Breite der extrakorporalen Sendeeinheit betragen jeweils 9 cm und 4 cm.

4.5.2 Grafische Benutzeroberfläche

Die GUI wurde in C++ mit der Programmierumgebung Qt Creator 6.4.1 (Qt Company Ltd., Espoo, Finnland) und dem Compiler MSVC2019 (Microsoft Corp., Redmond, WA, USA) programmiert. Die GUI dient zur Steuerung der extrakorporalen Sendeeinheit und zum Datenaustausch mit einem Computer über Bluetooth. Die GUI ermöglicht die Überwachung des Ladezustands und der Temperatur des Akkumulators (siehe Abbildung 4-23 5) und 6)) sowie der Temperatur der Halbbrücke und der in die Halbbrücke eingespeisten Leistung (siehe Abbildung 4-23 8)). Der an die extrakorporale Sendeeinheit angeschlossene Schwingkreis kann durch Einstellung der Betriebsspannung (zwischen 3,8 V und 35,2 V) an der Halbbrücke mit unterschiedlichen Leistungspegeln betrieben werden (siehe Abbildung 4-23 3a)). Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, die Frequenz, mit der der Schwingkreis betrieben wird (zwischen 1 kHz und 1 MHz), einzustellen (siehe Abbildung 4-23 3b)). Die Dauer und Wiederholrate, mit der der Schwingkreis betrieben wird, entspricht jeweils der Dauer (zwischen 20 μ s und 100 ms) und Frequenz (zwischen 1 Hz und 10 kHz) des gleichgerichteten Spannungspulses am Implantat und damit des Stimulationspulses. Diese Stimulationsparameter werden über die GUI eingestellt (siehe Abbildung 4-23 3c) und 3d)).

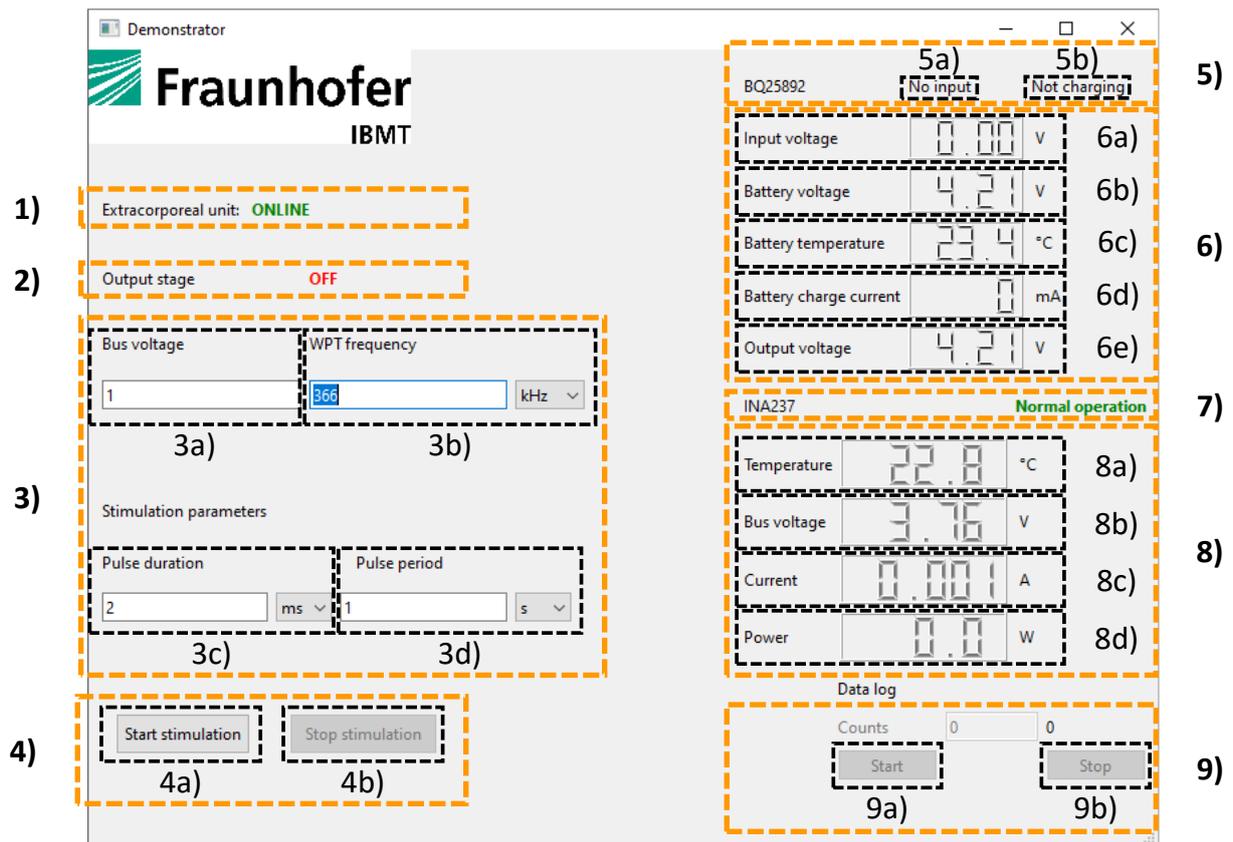


Abbildung 4-23: GUI des Demonstrators mit: 1) Status der Bluetooth-Verbindung („ONLINE“: verbunden / „OFFLINE“: nicht verbunden); 2) Zustand der Halbbrücke („ON“: eingeschaltet / „OFF“: ausgeschaltet); 3a) Betriebsspannung der Halbbrücke (von 1 für die niedrigste bis 256 für die höchste Spannung); 3b) Frequenz, mit der der Schwingkreis mit der Halbbrücke betrieben wird; 3c) Dauer, mit der die Halbbrücke betrieben wird bzw. Dauer der gleichgerichteten induzierten Spannung am Implantat und damit des Stimulationspulses; 3d) Wiederholrate, mit der die Halbbrücke betrieben wird, also die Frequenz des gleichgerichteten induzierten Spannungspulses am Implantat und damit des Stimulationspulses; 4a) die Halbbrücke wird eingeschaltet und 4b) ausgeschaltet; 5a) Verfügbare Spannungsquelle an der USB-C-Buchse („No input“: keine Spannungsquelle angeschlossen / „Adapter“: Spannungsquelle angeschlossen); 5b) Ladezustand des Akkumulators („Not charging“: der Akkumulator wird nicht geladen / „Pre charging“: der Akkumulator ist tiefentladen und wird vorgeladen / „Fast charging“: der Akkumulator wird mit einem hohen Ladestrom beschleunigt aufgeladen / „Charge termination“: der Ladevorgang wird beendet; 6a) Eingangsspannung an der USB-C-Buchse; 6b) Spannung des Akkumulators; 6c) Temperatur des Akkumulators; 6d) Ladestrom; 6e) Ausgangsspannung des Batterielade-ICs; 7) Zustand des Strommessverstärkers („Normal operation“: kein Fehlerzustand); 8a) Temperatur an der Halbbrücke; 8b) Spannung an der Halbbrücke; 8c) in die Halbbrücke einfließender Strom; 8d) in die Halbbrücke eingespeiste Leistung und 9a) die Messwerte des Strommessverstärkers 8) können aufgezeichnet und in einer Textdatei gespeichert werden, die Anzahl der aufgezeichneten Werte kann in „Counts“ festgelegt werden, oder der Vorgang kann mit 9b) beendet werden.

4.5.3 Extrakorporale Spule

Zum Entwurf der extrakorporalen Spule wurde zunächst die Spule mit dem Maxwell-Modul von ANSYS 2022 R2 (ANSYS Inc., Canonsburg, PA, USA) modelliert. Die extrakorporale Spule hat eine Breite und eine Länge von jeweils 5 cm und 10 cm. Die Spule wird auf die extrakorporale Sendeeinheit aufgesteckt und mit dieser wie ein Pflaster an geeigneter Körperstelle zur induktiven Energieversorgung des Implantates aufgeklebt. Die Breite der Windungen und der Abstand zwischen den Windungen betragen jeweils 200 μm . Die Kupferdicke der Windungen wurde auf 70 μm festgelegt. Der Zusammenhang zwischen der Windungszahl und der resultierenden Induktivität wurde mithilfe von ANSYS berechnet und ist in Abbildung 4-24 gegeben. Nachdem die Induktivität und die entsprechende Windungszahl definiert wurden, wurden die geometrischen Daten der extrakorporalen Spule in Altium Designer 22.6.14 importiert und das Layout schließlich zur Fertigung weitergegeben. Der gesamte Arbeitsablauf für den Entwurf der extrakorporalen Spule ist in Abbildung 4-25 dargestellt. Die extrakorporale Spule wurde auf einem 0,3 mm dünnen, flexiblen Polyimid-Substrat mit einem Klebeband auf der Vorderseite hergestellt.

Es wurden 11 extrakorporale Spulen mit dem Präzisionsimpedanzanalysator 4294A (Agilent Technologies Inc., Santa Clara, CA, USA, 4294A R1.11 Mar 25 2013) bei einer Frequenz von 375 kHz vermessen. Die statistische Auswertung der Messungen erfolgte mit OriginPro 2022b (OriginLab Corp., Northampton, MA, USA).

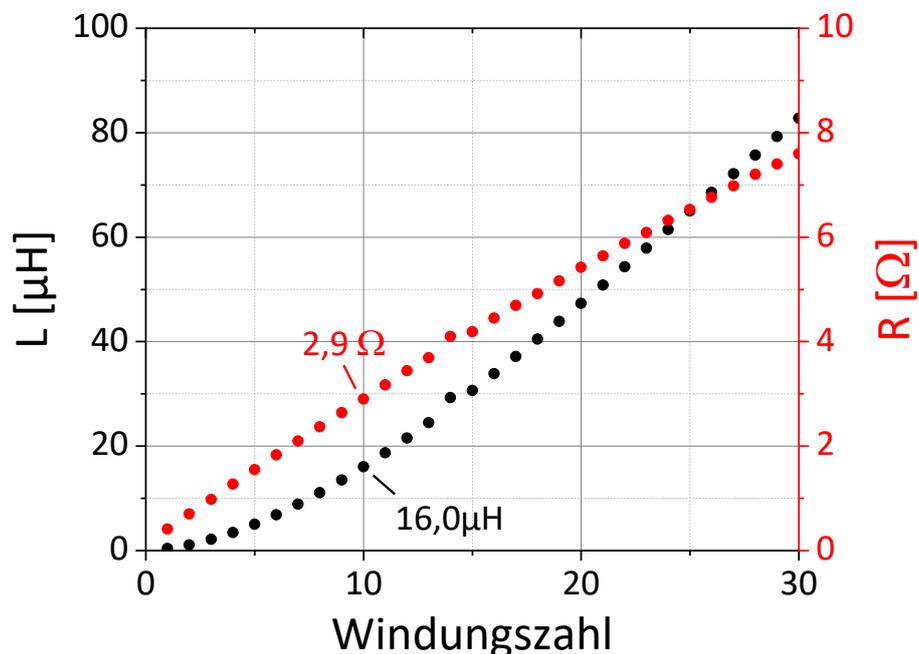


Abbildung 4-24: Mit ANSYS modellierte Induktivität L und Verlustwiderstand R als Funktion der Windungszahl der extrakorporalen Spule bei einer Frequenz von 375 kHz. Für die Herstellung wurde eine extrakorporale Spule mit einer Windungszahl von 10 gewählt. Die entsprechende Induktivität und der entsprechende Verlustwiderstand sind in der Abbildung angegeben.

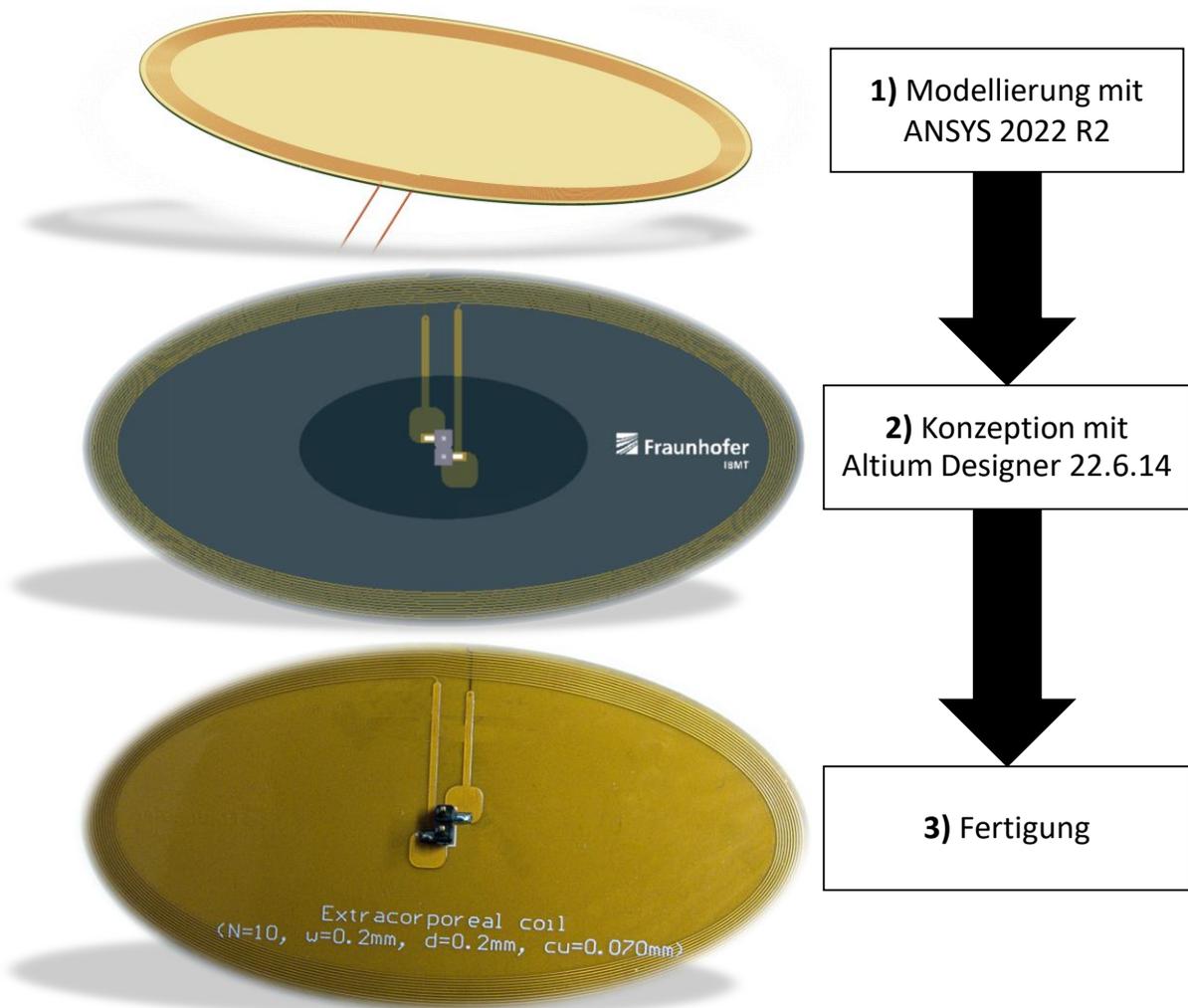


Abbildung 4-25: Arbeitsablauf für den Entwurf der extrakorporalen Spule. Die Spule wurde zunächst in ANSYS 2022 R2 mit dem Maxwell-Modul modelliert 1), um den Zusammenhang zwischen der Windungszahl und der resultierenden Induktivität zu ermitteln. In 2) wurden anschließend die geometrischen Angaben der Spule für eine definierte Induktivität und die entsprechende Windungszahl in Altium Designer 22.6.14 importiert. Schließlich wurden die Layout-Daten zur Fertigung weitergeleitet 3).

Die mit ANSYS berechnete Induktivität liegt gemäß Tabelle 4-11 der gemessenen sehr nahe. Die Modellierung der Induktivität mit ANSYS ist sehr genau, denn bezogen auf die gemessene mediane Induktivität ist die mit ANSYS berechnete Induktivität um 0,6 % geringer. Allerdings ist zu bemerken, dass der Verlustwiderstand in der Modellierung im Vergleich zum gemessenen medianen Verlustwiderstand um -26,4 % unterschätzt wird. Dies lässt sich dadurch erklären, dass bei der Modellierung in ANSYS die Stromverdrängung aufgrund des Skin-Effekts und des Proximity-Effekts vernachlässigt wurde. Es wird also von einer homogenen Stromverteilung in den Windungen ausgegangen, was die Berechnungen beschleunigt und den Speicherbedarf deutlich reduziert. Eine genaue Berücksichtigung der Stromverdrängung in den Windungen erfordert eine feinere Diskretisierung innerhalb der Windungen.

Tabelle 4-11: Mit ANSYS modellierte Werte und gemessene Medianwerte mit Angabe der mittleren absoluten Abweichung vom Median in Prozent, von Induktivität und Verlustwiderstand einer Stichprobe von 11 extrakorporalen Spulen.

	L [μH]	R [Ω]
Mit ANSYS modelliert	16,03	2,90
Median und mittlere absolute Abweichung vom Median in Prozent	16,12 \pm 0,13 %	3,94 \pm 11,03 %

Als mögliche extrakorporale Spule wurde neben einer aus Kupferleiterbahnen bestehenden Spule auch die Spule aus Litzendraht mit der Herstellerteilenummer 760308100110 (Würth Elektronik GmbH & Co. KG, Waldenburg, Deutschland) ohne Ferrit in Betracht gezogen (siehe Abbildung 4-26). Aufgrund des wesentlich geringeren Verlustwiderstandes von Spulen mit Litzendraht durch den geringeren Skin-Effekt im Vergleich zu Spulen mit Kupferleiterbahnen weisen Schwingkreise eine höhere Güte auf und sind daher empfindlicher gegenüber einer Verstimmung [252]. Mit dem Präzisionsimpedanzanalysator 4294A wurde für die extrakorporale Litzenspule bei einer Frequenz von 375 kHz eine Induktivität von 6,17 μH und ein Verlustwiderstand von 0,19 Ω gemessen.



Abbildung 4-26: Spulenvariante mit Litzendraht für die extrakorporale Sendeeinheit.

4.5.4 Implantatelektronik

Die Implantatschaltung ist in Abbildung 4-27 veranschaulicht. Diese besteht aus: 1) der integrierten sekundärseitigen Spule, 2) einem nichtlinearen MLCC bzw. einer Zusammenschaltung von in Reihe und/oder parallel geschalteten nichtlinearen MLCCs, 3) einem Einweggleichrichter, 4) zwei Kondensatoren zur kapazitiven Ladungskompensation der Stimulationspulse und 5) einer Ohm'schen Last zur Nachbildung unterschiedlicher Elektrodenimpedanzen. Die Zusammenschaltung nichtlinearer MLCC in Abbildung 4-27 2) ermöglicht es, bei Bedarf durch Reihen- und/oder Parallelschaltung mehrerer nichtlinearer MLCC einen spezifischen Hystereseverlauf zu realisieren und dessen Eignung für den passiven Regelungsansatz zu untersuchen.

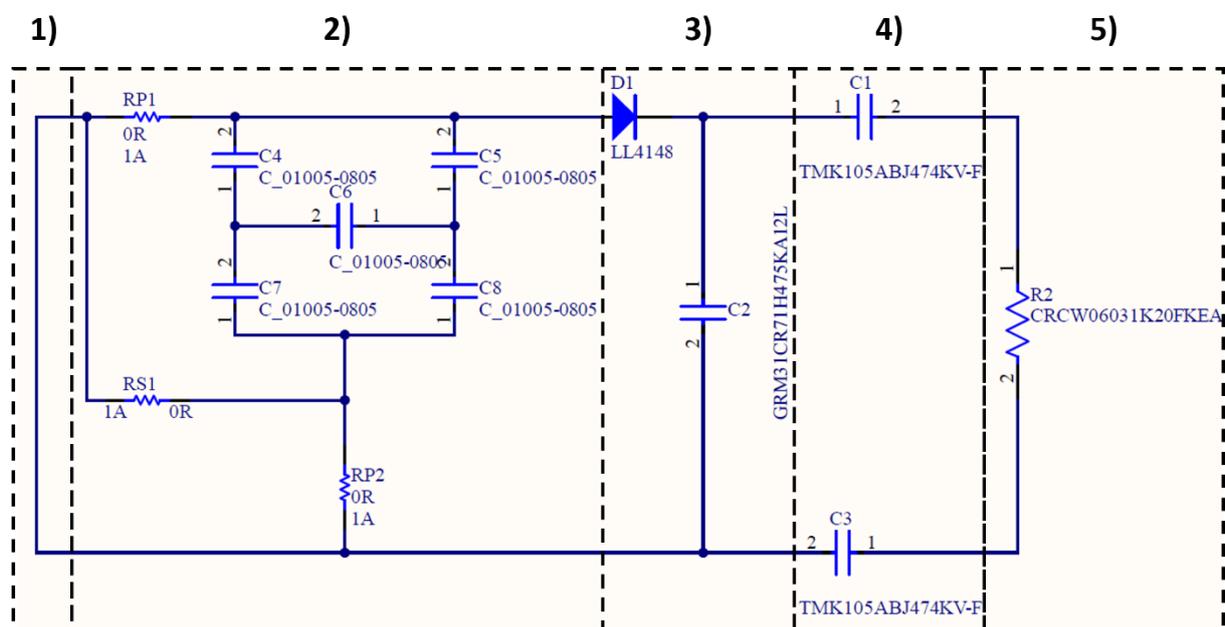


Abbildung 4-27: Schaltung der Implantatelektronik mit: 1) die Implantatspule (als reine Kupferleiterbahn dargestellt); 2) die Kapazität zur Bildung des Schwingkreises; hier besteht die Möglichkeit, mit Hilfe der Kurzschlussbrücken RS1 sowie RP1 und RP2 einen Reihen- oder Parallelschwingkreis zu bilden; ebenso sind verschiedene Reihen- und/oder Parallelschaltungen von MLCCs möglich, um spezifische nichtlineare Hystereseverläufe zu realisieren; 3) einem Einweggleichrichter; 4) MLCCs zum kapazitiven Ladungsausgleich der Stimulationspulse und 5) eine Ohm'sche Last zur Nachbildung unterschiedlicher Elektrodenimpedanzen.

Wie im vorherigen Kapitel wurde die Implantatspule zunächst in ANSYS modelliert, um die Windungszahl für gegebene Induktivitäten zu bestimmen. Wie in Abbildung 4-28 dargestellt, wurden anschließend die geometrischen Angaben der Implantatelektronik und der zugehörigen Implantatspule in Altium importiert und damit die Fertigungsdaten generiert. Die Breite der Windungen und der Abstand zwischen den Windungen der Implantatspule betragen jeweils 100 μm . Die Kupferdicke der Wicklungen liegt bei 35 μm . Die Implantatelektronik wurde

in der Größe einer Ein-Cent-Münze entwickelt. Insgesamt wurde die Implantatelektronik mit 5 verschiedenen Varianten von Implantatsspulen mit einer Windungszahl von 10, 15, 20, 25 und 30 hergestellt.

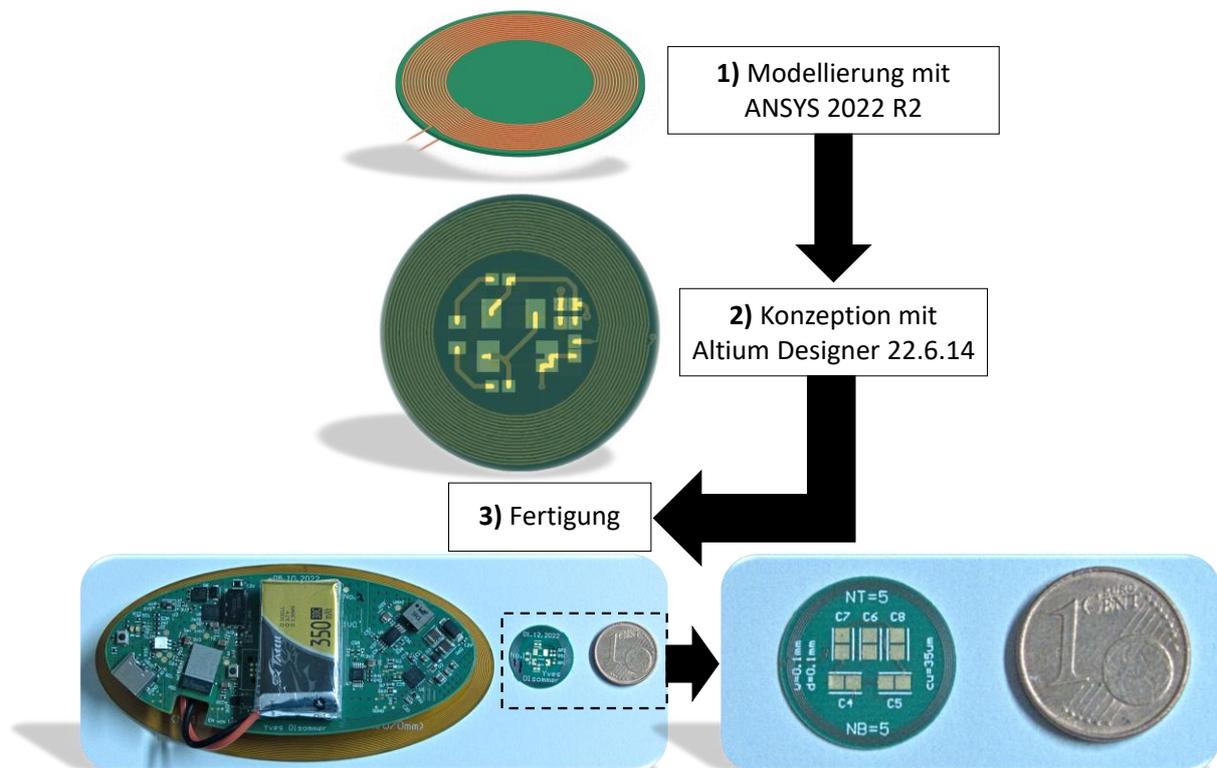


Abbildung 4-28: Arbeitsablauf für den Entwurf der Implantatsspule. Die Implantatsspule wurde zunächst in ANSYS 2022 R2 mit dem Maxwell-Modul modelliert 1), um den Zusammenhang zwischen der Windungszahl und der resultierenden Induktivität zu ermitteln. In 2) wurden anschließend die geometrischen Angaben der Spule für definierte Induktivitäten und die entsprechende Windungszahl in Altium Designer 22.6.14 importiert. Schließlich wurden die Layout-Daten zur Fertigung weitergeleitet 3).

Die modellierten und gemessenen Induktivitäten und Verlustwiderstände für Implantatsspulen mit einer Windungszahl von 10, 15, 20, 25 und 30 sind in Tabelle 4-12 zusammengefasst. Aus Tabelle 4-12 ist ersichtlich, dass die mit ANSYS berechneten Induktivitäten den gemessenen Induktivitäten sehr nahe kommen. Bezogen auf den Medianwert liegen die berechneten Induktivitätswerte für eine gegebene Windungszahl von 10, 15, 20, 25 und 30 um jeweils 0,67 %, 0,40 %, 0,56 %, 0,47 % und 0,51 % unter dem Medianwert der gemessenen Induktivitäten. Auch hier wurde bei der Modellierung der Implantatsspule die Stromverdrängung in den Windungen vernachlässigt, wodurch die berechneten Verlustwiderstände aus den gleichen Gründen wie im vorigen Kapitel unterschätzt werden.

Tabelle 4-12: Die mit ANSYS modellierten und gemessenen Induktivitäten und Verlustwiderstände für Implantatspulen mit einer Windungszahl von 10, 15, 20, 25 und 30. Bei den Messungen wurden der Medianwert und die mittlere absolute Abweichung vom Median in Prozent angegeben. Für jede Windungszahl wurden 11 Implantatspulen vermessen.

Windungszahl	Mit ANSYS modelliert		Median und mittlere absolute Abweichung vom Median in Prozent	
	L [μH]	R [Ω]	L [μH]	R [Ω]
10	2,98	2,33	3,00 \pm 0,13 %	2,60 \pm 6,37 %
15	5,00	3,15	5,02 \pm 0,08 %	3,59 \pm 3,25 %
20	8,91	4,26	8,96 \pm 0,12 %	4,68 \pm 7,66 %
25	10,64	4,78	10,69 \pm 0,04 %	5,71 \pm 2,66 %
30	15,54	5,88	15,62 \pm 0,09 %	7,21 \pm 2,57 %

Neben der integrierten Implantatspule aus Kupferleiterbahnen besteht auch die Möglichkeit, beliebige Spulen an die Implantatschaltung anzuschließen. Aufgrund der höheren Empfindlichkeit der Schwingkreise gegenüber einer Verstimmung bei Spulen mit geringem Verlustwiderstand [252] wurde zusätzlich die Litzenspule mit der Herstellerteilenummer 760308101104 (Würth Elektronik GmbH & Co. KG, Waldenburg, Deutschland) ohne Ferrit als Implantatspule in Betracht gezogen (siehe Abbildung 4-29). Mit dem Präzisionsimpedanzanalysator 4294A wurde für die Implantatlitzenspule bei einer Frequenz von 375 kHz eine Induktivität von 3,96 μH und ein Verlustwiderstand von 0,27 Ω gemessen.



Abbildung 4-29: Spulenvariante mit Litzendraht für die Implantatschaltung.

4.6 Experimentelle Erprobung der passiven Regelung des Stimulationstroms

Mit dem entwickelten physikbasierten Modell, das in Kapitel 4.4.6 für stark nichtlineare MLCCs experimentell validiert wurde, werden zunächst die in Kapitel 4.6.1 beschriebenen Systemparameter in Kapitel 4.6.2 ausgelegt, um die theoretische Machbarkeit der passiven Regelung des Stimulationstroms zu überprüfen. Die experimentelle Überprüfung der theoretischen Ergebnisse und die Reproduzierbarkeit des passiven Regelungsansatzes *in vitro* werden in den entsprechenden Kapiteln 4.6.3 und 4.6.4 behandelt. Die Wärmeentwicklung wird in Kapitel 4.6.5 untersucht.

4.6.1 Beschreibung der Systemparameter

Das in dieser Arbeit realisierte physikbasierte Modell wurde für stark nichtlineare MLCCs in Kapitel 4.4.6 experimentell validiert (R^2 -Wert > 90 %). Für die theoretische Machbarkeit des passiven Regelungsansatzes wurden die ferroelektrischen Hysteresen der MLCCs #2, #5 und #39 herangezogen. Der nichtlineare Verlauf der gemessenen Hysteresen ist in Abbildung 4-30 nochmals dargestellt. Um den Grad der Nichtlinearität zu veranschaulichen, sind in Abbildung 4-30 1) die Steigungen der jeweiligen Hysteresen (dq / du) der MLCCs im linearen und nichtlinearen Bereich dargestellt. Für alle MLCCs ist zu erkennen, dass zwischen dem linearen und dem nichtlinearen Bereich die Steigung der Hysterese um den Faktor 10 abnimmt. Weiterhin ist in Abbildung 4-30 2) zu erkennen, dass der Übergang vom linearen in den nichtlinearen Bereich über unterschiedliche Spannungsbereiche erfolgt. Beim MLCC #39 endet der lineare Zusammenhang zwischen Spannung u und Ladung q bereits bei einer Spannung von ca. 1,8 V. Ab einer Spannung von etwa 11,3 V wird beim MLCC #39 der Sättigungsbereich erreicht. Im Gegensatz dazu erfolgt beim MLCC #5 der Übergang vom linearen in den nichtlinearen Bereich über einen Spannungsbereich von ca. 3,7 V bis 26 V. Da der MLCC #39 über einen kürzeren Spannungsbereich vom linearen in den nichtlinearen Bereich übergeht, wird ihm der höchste Grad an Nichtlinearität zugeordnet, gefolgt von den MLCCs #2 und #5.

Wie bereits in den Kapiteln 4.5.3 und 4.5.4 erwähnt, weisen Schwingkreise mit Spulen mit geringem Verlustwiderstand eine höhere Empfindlichkeit gegenüber einer Verstimmung auf [252]. Die Verlustwiderstände der extrakorporalen Spule und der Implantatspule gehören somit ebenfalls zu den Systemparametern. Aus diesem Grund werden in diesem Kapitel sowohl Spulen aus Kupferleiterbahnen als auch Spulen aus Litzendraht betrachtet. Des Weiteren werden die Spulen mit Litzendraht als Litze und die mit Kupferleiterbahnen als PCB bezeichnet. Die Implantatspulen mit Kupferleiterbahnen und einer jeweiligen Windungszahl von 5, 15 und 25 werden als PCB N = 5, PCB N = 15 und PCB N = 25 bezeichnet (siehe Kapitel 4.5.4).

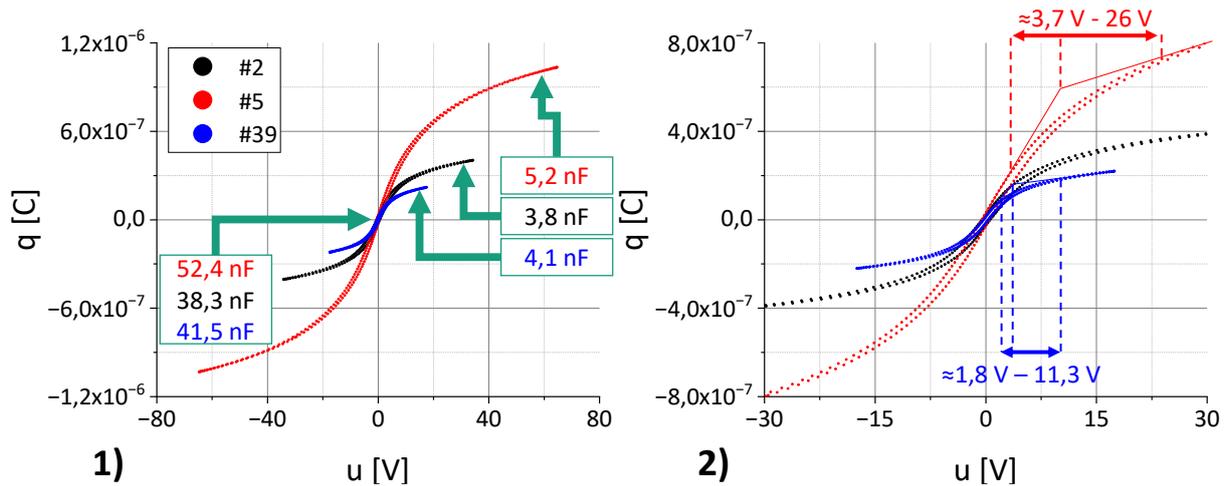


Abbildung 4-30: Ferroelektrische Hysterese der MLCCs #2, #5 und #39 gemessen mit dem Messaufbau aus Kapitel 3.2.3. Die Steigung der Hysterese (dq/du) der jeweiligen MLCCs ist in 1) für den linearen Bereich bei einer Spannung von 0 V und für den nichtlinearen Bereich bei höherer Spannung dargestellt. In 2) sind die ungefähren Spannungsbereiche dargestellt, bei denen die jeweiligen MLCCs #5 und #39 vom linearen in den nichtlinearen Bereich übergehen.

Das Systemverhalten der Implantatelektronik wurde für alle möglichen Kombinationen bestehend aus zwei extrakorporalen Spulen (Litze und PCB), vier Implantatspulen (Litze, PCB N = 5, PCB N = 15 und PCB N = 25) und drei MLCCs (#2, #5 und #39) untersucht, was 24 Kombinationen ergibt. Für jede dieser Kombinationen wurde der Stimulationsstrom an einer Ohm'schen Last von 1200Ω bei einer Spannung an der primärseitigen Endstufe von 1 V bis 30 V in 1 V-Schritten, einem induktiven Kopplungsfaktor von 1 % bis 30 % in 1 %-Schritten und einer Frequenz der IPT von $\pm 100 \text{ kHz}$ um die Resonanzfrequenz der Implantatschaltung in 1 kHz-Schritten mit dem physikbasierten Modell berechnet. Dies ergibt 180.900 Berechnungen pro Kombination und 4.341.600 Berechnungen insgesamt. Daher ist es wichtig, auf die Recheneffizienz des Modells zu achten.

Ein Vergleich zwischen allen theoretischen Betrachtungen wurde durch die Einstellung der gleichen Anfangsbedingung ermöglicht. Diese liegt in der Resonanz der Implantatschaltung. Damit ist gemeint, dass die nichtlinearen MLCCs bei geringer Spannung (z. B. $5 \text{ mV}_{\text{rms}}$) als linear angesehen werden können, sodass das Implantat eine eindeutige Resonanzfrequenz aufweist. Dies ist der Fall, wenn der Reihenschwingkreis der extrakorporalen Sendeeinheit und der Parallelschwingkreis der Implantatschaltung lose gekoppelt sind ($k \leq 1 \%$), wobei die Gegeninduktivität keine nennenswerte Wirkung hat. Eine Übersicht über die Induktivitäten, Verlustwiderstände und Kapazitäten der jeweiligen Schwingkreise bei der Resonanzfrequenz der Implantatschaltung ist für alle möglichen Kombinationen von Spulenvarianten und MLCCs in Tabelle 4-13 gegeben.

Tabelle 4-13: Induktivitäten (L_1 und L_2), Verlustwiderstände (R_1 und R_2) und Kapazitäten (C_1 und C_2) des primärseitigen Reihenschwingkreises und des Parallelschwingkreises der Implantatelektronik bei den jeweiligen Resonanzfrequenzen. Die Resonanzfrequenz f_0 ergibt sich aus der Induktivität L_2 und der Kapazität C_2 des Schwingkreises der Implantatelektronik. C_2 entspricht der Steigung der ferroelektrischen Hysterese des verwendeten MLCCs bei einer Spannung von 0 V. Für die extrakorporale Sendeeinheit wurde eine Spulenvariante mit Litzendraht (Litze) und mit Leiterbahnen (PCB) betrachtet. Ebenso wurden als Implantatspule eine Variante mit Litzendraht (Litze) sowie Varianten mit Leiterbahnen bestehend aus 5, 15 und 25 Windungen verglichen. Diese sind in der Tabelle mit PCB N = 5, PCB N = 15 und PCB N = 25 gekennzeichnet.

Primärspule	Implantatspule	MLCC	L_1 [μ H]	R_1 [Ω]	C_1 [nF]	L_2 [μ H]	R_2 [Ω]	C_2 [nF]	f_0 [kHz]
Litze	Litze	#5	6,17	0,18	35,38	3,96	0,27	55,17	340,7
Litze	PCB N = 5		6,17	0,20	26,99	3,02	2,88		390,1
Litze	PCB N = 15		6,17	0,17	44,84	5,01	3,65		302,6
Litze	PCB N = 25		6,17	0,14	95,51	10,69	5,58		207,3
PCB	Litze		16,13	4,42	13,52	3,96	0,27		340,7
PCB	PCB N = 5		16,13	4,43	10,32	3,02	2,88		390,1
PCB	PCB N = 15		16,13	4,42	17,14	5,01	3,65		302,6
PCB	PCB N = 25		16,13	4,40	36,54	10,69	5,58		207,3
Litze	Litze	#2	6,17	0,19	24,55	3,95	0,29	38,30	409,0
Litze	PCB N = 5		6,17	0,23	18,72	3,01	2,89		468,4
Litze	PCB N = 15		6,17	0,19	31,11	5,01	3,66		363,3
Litze	PCB N = 25		6,17	0,15	66,27	10,68	5,61		248,9
PCB	Litze		16,13	4,44	9,39	3,95	0,29		409,0
PCB	PCB N = 5		16,14	4,46	7,16	3,01	2,89		468,4
PCB	PCB N = 15		16,13	4,43	11,89	5,01	3,66		363,3
PCB	PCB N = 25		16,13	4,41	25,35	10,68	5,61		248,9
Litze	Litze	#39	6,17	0,19	27,33	3,95	0,28	42,63	387,6
Litze	PCB N = 5		6,17	0,22	20,84	3,02	2,89		443,9
Litze	PCB N = 15		6,17	0,18	34,64	5,01	3,65		344,3
Litze	PCB N = 25		6,17	0,15	73,78	10,68	5,60		235,9
PCB	Litze		16,13	4,43	10,45	3,95	0,28		387,6
PCB	PCB N = 5		16,13	4,45	7,97	3,02	2,89		443,9
PCB	PCB N = 15		16,13	4,42	13,24	5,01	3,65		344,3
PCB	PCB N = 25		16,13	4,40	28,22	10,68	5,60		235,9

4.6.2 Auslegung der Systemparameter und des nichtlinearen Hystereseverlaufs

Für die Auslegung der Systemparameter wurde die Abweichung des Stimulationsstroms ΔI_{stim} über einen anwendungsnahen induktiven Kopplungsfaktor nach Gleichung (4-47) quantifiziert. Aus dem Messaufbau zur induktiven Energieversorgung des Mikrostimulators

durch das vakuumverpackte Schweinefleisch in Kapitel 3.5 ist ein maximaler induktiver Kopplungsfaktor von 17 % in Abhängigkeit von der Dicke des eingesetzten Schweinefleisches möglich. Ab einem induktiven Kopplungsfaktor von 5 % wird durch die nichtlineare Hysterese der ausgewählten MLCCs eine ausreichend hohe Spannung induziert, um das Systemverhalten zu ändern. In Gleichung (4-47) wird der Betrag der Differenz von I_{Stim} für einen Kopplungsfaktor von 5 % bis 17 % in Schritten von 1 % aufsummiert und mit dem Mittelwert des Stimulationsstroms über denselben Kopplungsfaktorbereich $\overline{I_{Stim}}$ gewichtet.

$$\Delta I_{Stim} = \frac{1}{\overline{I_{Stim}}} \sum_{j=0}^{n-2} |I_{Stim_{j+1}} - I_{Stim_j}| \quad (4-47)$$

Mit:

- $\overline{I_{Stim}}$: Mittelwert des Stimulationsstroms über den gegebenen Kopplungsfaktorbereich
- I_{Stim_j} : Stimulationsstrom für den j -ten Kopplungsfaktor
- n : Anzahl an Kopplungsfaktoren bzw. Stimulationsströmen

Die Abweichung des Stimulationsstroms ist in Tabelle 4-14 für die zuvor in Kapitel 4.6.1 ausgelegten Systemparameter zusammengefasst. Je kleiner ΔI_{Stim} ist, desto stabiler ist I_{Stim} innerhalb des definierten induktiven Kopplungsfaktors von 5 % bis 17 %. Der Spannungsbereich U_{C2} an den jeweiligen nichtlinearen MLCCs sowie die Frequenz der IPT, bei der die höchste Stabilisierung des Stimulationsstroms erreicht wird, sind in Tabelle 4-14 angegeben.

Aus Tabelle 4-14 geht hervor, dass für alle MLCCs die höchste Stabilität mit der Spulenvariante mit Litzendraht für die extrakorporale Sendeeinheit und das Implantat erreicht wird. Wird dagegen anstelle des Litzendrahtes eine extrakorporale Spule mit Kupferleiterbahnen verwendet, verschlechtert sich die Stabilisierung des Stimulationsstroms deutlich (ΔI_{Stim} -Wert zwischen 0,4 und 0,61). Die schlechteste Stabilisierung des Stimulationsstroms in einem Kopplungsfaktorbereich von 5 % bis 17 % wurde bei Verwendung von Spulen mit Kupferleiterbahnen auf der Seite der extrakorporalen Sendeeinheit und des Implantates gefunden (ΔI_{Stim} -Wert zwischen 0,77 und 1). Es sei nochmals darauf hingewiesen, dass bei induktiv gekoppelten Systemen eine Änderung des induktiven Kopplungsfaktors und damit der Gegeninduktivität zu einer Verstimmung sowohl des primärseitigen als auch des sekundärseitigen Schwingkreises führt, insbesondere bei Schwingkreisen mit höherer Güte [252], d. h. mit Litzenspulen. Beide Schwingkreise sind daher für die Stabilisierung des Stimulationsstroms von Bedeutung.

Zusammen mit der primär- und sekundärseitigen Litzenspulenvariante ist aus Tabelle 4-14 ersichtlich, dass mit dem MLCC #5 ein minimaler ΔI_{Stim} -Wert von 0,27 erreicht wird, gefolgt von den MLCCs #2 und #39 mit einem jeweiligen ΔI_{Stim} -Wert von 0,30 und 0,35. Gemäß Abbildung 4-30 weist der MLCC #5 eine geringere Nichtlinearität auf als die anderen beiden, da der Übergang vom linearen in den nichtlinearen Bereich über einen größeren Spannungsbereich (3,7 V - 26 V) erfolgt. Die stärkste Stabilisierung des Stimulationsstroms mit

den primär- und sekundärseitigen Litzenspulenvarianten wird somit mit dem MLCC #5 erreicht, sofern dieser innerhalb des Kopplungsfaktorbereiches von 5 % bis 17 % mit einer Spannung zwischen 8,2 und 10 V_{rms} angesteuert wird und die IPT 10 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz erfolgt (siehe Tabelle 4-14). Im Kopplungsfaktorbereich zwischen 5 % und 17 % liegt der Stimulationsstrom durchschnittlich bei 10,8 mA mit einer maximalen prozentualen Abweichung von +5,9 % und -17,5 %.

Tabelle 4-14: Um die Stabilisierung des Stimulationsstroms I_{Stim} zu quantifizieren, wurde mit ΔI_{Stim} der Betrag der Differenz von I_{Stim} bei einem induktiven Kopplungsfaktor von 5 % bis 17 % in Schritten von 1 % aufsummiert und mit dem Mittelwert $\overline{I_{Stim}}$ gewichtet. Dieser Wert wurde für Spulenvarianten mit Kupferleiterbahnen (PCB, PCB N = 5, PCB N = 15 und PCB N = 25) und Litzendraht (Litze) sowie mit den MLCCs #2, #5 und #39 für die extrakorporale Sendeeinheit und das Implantat ermittelt. Um den dargestellten Minimalwert von ΔI_{Stim} und damit die maximale Stabilisierung von I_{Stim} zu erreichen, muss das System um Δf außerhalb der eigentlichen Resonanzfrequenz der Implantatschaltung betrieben werden und die MLCCs müssen im Spannungsbereich U_{C2} betrieben werden. Der resultierende Mittelwert des Stimulationsstroms und die maximale prozentuale Abweichung sind in der Spalte $\overline{I_{Stim}}$ angegeben.

Primärspule	Implantatspule	MLCC	ΔI_{Stim}	Δf [kHz]	U_{C2} [V _{rms}]		$\overline{I_{Stim}}$ [mA]		
Litze	Litze	#5	0,27	+10	10,0	8,2	10,8	+5,9 %	-17,5 %
Litze	PCB N = 5		0,37	+2	22,4	15,3	23,0	+8,2 %	-24,3 %
Litze	PCB N = 15		0,37	+1	23,1	15,6	23,1	+8,2 %	-23,9 %
Litze	PCB N = 25		0,38	+1	23,2	14,7	22,0	+9,8 %	-26,9 %
PCB	Litze		0,40	+10	7,3	5,1	7,0	+11,4 %	-28,7 %
PCB	PCB N = 5		0,92	+5	11,1	4,3	9,0	+38,6 %	-53,3 %
PCB	PCB N = 15		0,95	+4	12,1	4,5	9,6	+41,2 %	-54,0 %
PCB	PCB N = 25		1,00	+2	12,9	4,5	9,8	+45,0 %	-55,4 %
Litze	Litze	#2	0,30	+7	8,2	6,5	8,7	+6,3 %	-18,0 %
Litze	PCB N = 5		0,37	+4	11,3	7,8	11,1	+8,2 %	-24,8 %
Litze	PCB N = 15		0,35	+2	11,7	8,4	11,3	+7,2 %	-21,2 %
Litze	PCB N = 25		0,36	+2	12,0	8,0	11,0	+8,7 %	-25,3 %
PCB	Litze		0,52	+13	7,9	4,9	7,3	+19,4 %	-32,6 %
PCB	PCB N = 5		0,77	+5	12,9	5,4	10,1	+31,5 %	-45,6 %
PCB	PCB N = 15		0,79	+11	12,9	5,3	10,0	+32,4 %	-46,8 %
PCB	PCB N = 25		0,85	+3	12,8	4,8	9,3	+35,4 %	-49,2 %
Litze	Litze	#39	0,35	+5	3,6	2,9	3,5	+6,7 %	-17,3 %
Litze	PCB N = 5		0,40	+2	5,7	4,0	5,3	+8,0 %	-23,4 %
Litze	PCB N = 15		0,43	+2	4,3	3,2	4,1	+8,3 %	-24,0 %
Litze	PCB N = 25		0,39	+1	7,0	4,3	5,9	+9,8 %	-27,6 %
PCB	Litze		0,61	+29	5,9	3,3	5,1	+25,9 %	-35,4 %
PCB	PCB N = 5		0,84	+10	6,8	2,7	5,1	+34,7 %	-49,5 %
PCB	PCB N = 15		0,87	+11	6,8	2,6	5,0	+36,0 %	-50,9 %
PCB	PCB N = 25		0,92	+3	6,7	2,4	4,6	+38,9 %	-53,3 %

Die Stabilisierung des Stimulationsstroms bei diesen Systemparametern ist in Abbildung 4-31 verdeutlicht. Die stärkste Stabilisierung des Stimulationsstroms tritt in einem Kopplungsbereich zwischen 10 % und 16 % auf, mit einem mittleren Stimulationsstrom von 11,3 mA und einer maximalen prozentualen Abweichung von +1 % und -1,5 % ($\Delta I_{stim} = 0,05$). Unterhalb eines Kopplungsfaktors von 10 % ist der Stabilisierungseffekt gering, oberhalb von 15 % nimmt er ab.

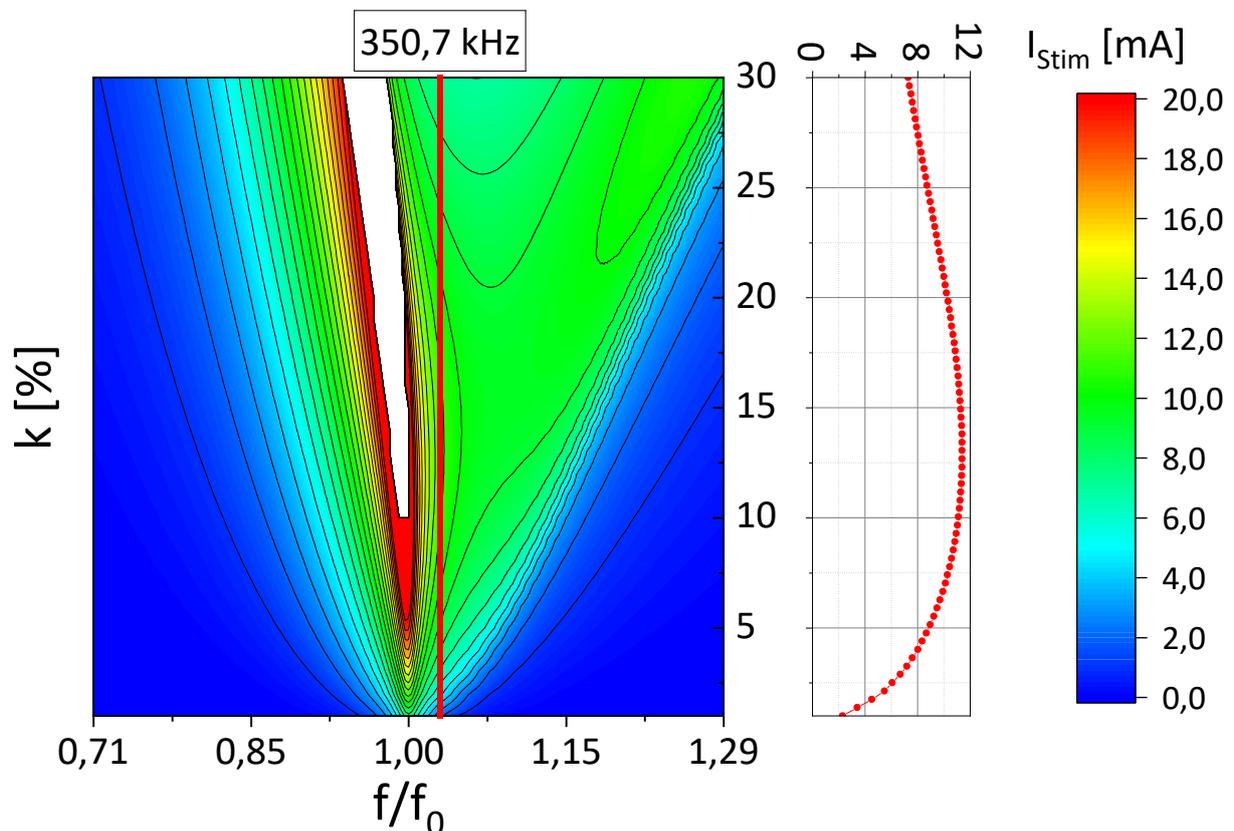


Abbildung 4-31: Stimmulationsstrom I_{stim} als Funktion des induktiven Kopplungsfaktors k und des Verhältnisses zwischen der Frequenz f der IPT und der Resonanzfrequenz des Implantates f_0 . Für die extrakorporale Sendeeinheit und das Implantat wurden die Spulen mit Litzendraht verwendet. Rechts ist der Verlauf von I_{stim} als Funktion von k bei einer Frequenz von 350,7 kHz (siehe rote Linie im Bild links), d. h. 10 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz des Implantates, dargestellt. Die Spannung an der primärseitigen Endstufe wurde auf 7 V eingestellt, sodass bei einer Frequenz von 350,7 kHz und einem Kopplungsbereich zwischen 5 % und 17 % der nichtlineare MLCC #5 mit einer Spannung zwischen 8,2 und 10 V_{rms} angesteuert wird. Der Stimmulationsstrombereich in weißer Farbe (Bild links) stellt den Bereich dar, in dem die induzierte Spannung am MLCC #5 oberhalb des Bereichs liegt, in dem die ferroelektrische Hysterese gemessen wurde. Dieser Bereich wird nicht berücksichtigt.

Wird die Spannung an der primärseitigen Endstufe von 7 V auf 4 V reduziert, so ist aus Abbildung 4-32 ersichtlich, dass sich das Maximum des Plateaubereiches des Stimulationsstroms von zuvor $k = 13$ % (siehe Abbildung 4-31) auf $k = 9,8$ % verschiebt. In diesem Fall ergibt

sich im Bereich von k zwischen 7 % und 13 % ein mittlerer Stimulationsstrom von 7,5 mA mit einer maximalen prozentualen Abweichung von +1,9 % und -2,7 % ($\Delta I_{\text{Stim}} = 0,08$). Die höchste Stabilität des Stimulationsstroms wurde hier 9 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz erreicht, bei der der MLCC #5 mit einer Spannung zwischen 10,8 und 12,5 V_{rms} angesteuert wird.

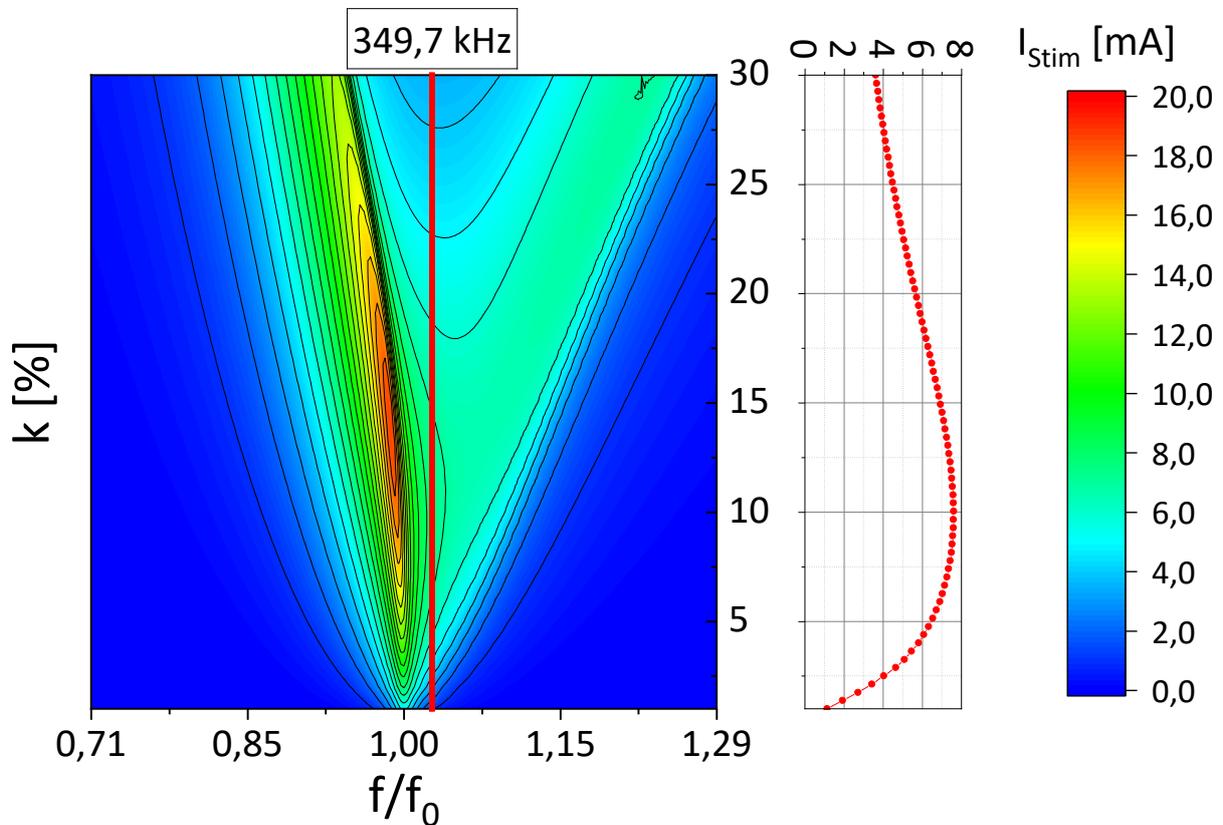


Abbildung 4-32: Stimulationsstrom I_{Stim} als Funktion des induktiven Kopplungsfaktors k und des Verhältnisses zwischen der Frequenz f der IPT und der Resonanzfrequenz des Implantates f_0 . Für die extrakorporale Sendeeinheit und das Implantat wurden die Spulen mit Litzendraht verwendet. Rechts ist der Verlauf von I_{Stim} als Funktion von k bei einer Frequenz von 349,7 kHz (siehe rote Linie im Bild links), d. h. 9 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz des Implantates, dargestellt. Die Spannung an der primärseitigen Endstufe wurde auf 4 V eingestellt, sodass bei einer Frequenz von 349,7 kHz und einem Kopplungsbereich zwischen 5 % und 17 % der nichtlineare MLCC #5 mit einer Spannung zwischen 6,1 und 7,1 V_{rms} angesteuert wird.

Wird dagegen die Spannung der Endstufe von 7 V auf 10 V erhöht (siehe Abbildung 4-33), verschiebt sich das Maximum des Plateaubereichs des Stimulationsstroms von $k = 13$ % auf $k = 14,4$ %. Hier wird die stärkste Stabilisierung des Stimulationsstroms 6 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz mit einem mittleren Stimulationsstrom von 18,3 mA in einem Kopplungsbereich von 11 % bis 17 % erreicht. Über diesen Bereich von k ergibt sich eine maximale prozentuale Abweichung des Stimulationsstroms von +1 % und -2 % ($\Delta I_{\text{Stim}} = 0,05$). Der MLCC #5 wird hierbei mit einer Spannung zwischen 15,2 und 15,6 V_{rms} angesteuert.

Bei Verwendung der Litzenspulenvarianten und der nichtlinearen ferroelektrischen Hysterese des MLCCs #5 ist aus Abbildung 4-31, Abbildung 4-32 und Abbildung 4-33 zu erkennen, dass sich oberhalb der Resonanzfrequenz ein Bereich bildet, in dem die Stabilität des Stimulationsstroms gegenüber einer Änderung des induktiven Kopplungsfaktor zunimmt. Dies wird besonders deutlich, wenn die ferroelektrische Hysterese des MLCCs #5 im nichtlinearen Bereich ausgesteuert wird, wie in Abbildung 4-31 mit einer Spannung zwischen 8,2 und 10 V_{rms} und in Abbildung 4-33 mit einer Spannung zwischen 11,7 und 15,6 V_{rms}.

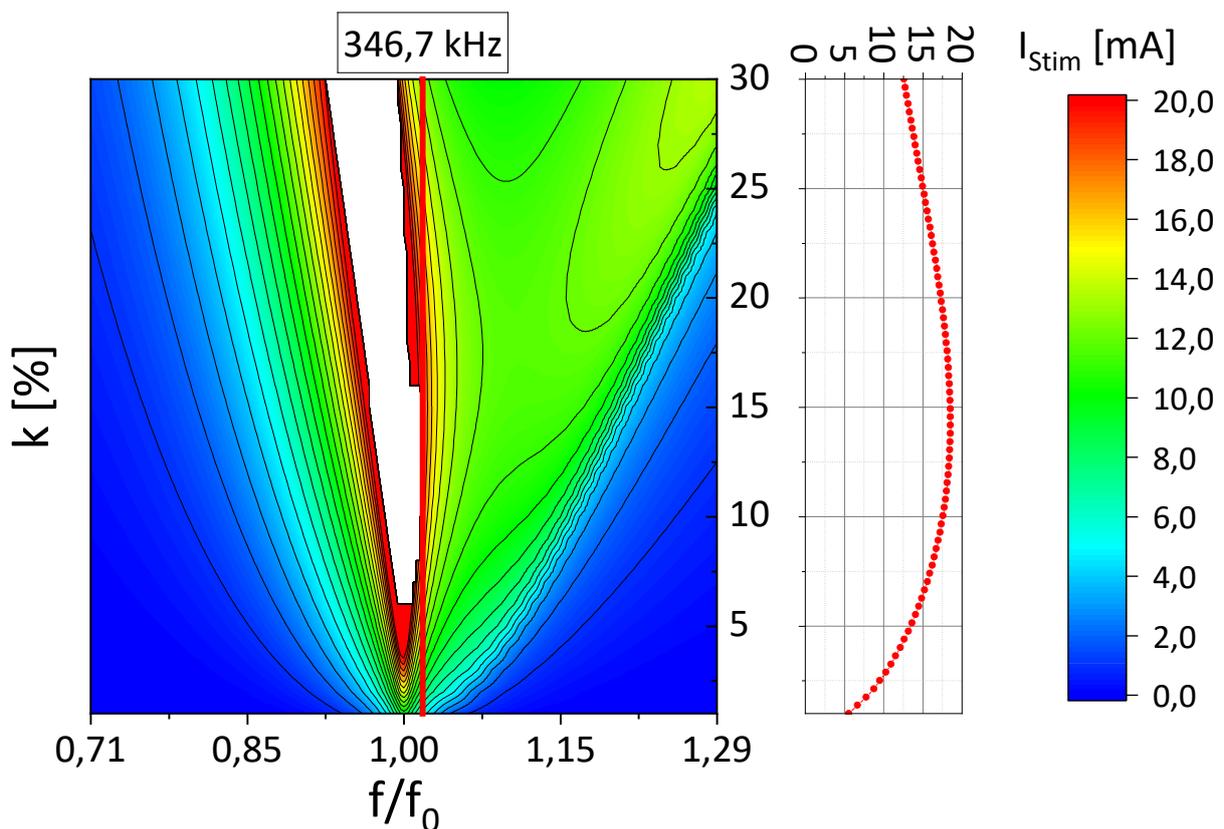


Abbildung 4-33: Stimulationstrom I_{stim} als Funktion des induktiven Kopplungsfaktors k und des Verhältnisses zwischen der Frequenz f der IPT und der Resonanzfrequenz des Implantates f_0 . Für die extrakorporale Sendeeinheit und das Implantat wurden die Spulen mit Litzendraht verwendet. Rechts ist der Verlauf von I_{stim} als Funktion von k bei einer Frequenz von 346,7 kHz (siehe rote Linie im Bild links), d. h. 6 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz des Implantates, dargestellt. Die Spannung an der primärseitigen Endstufe wurde auf 10 V eingestellt, sodass bei einer Frequenz von 346,7 kHz und einem Kopplungsfaktorbereich zwischen 5 % und 17 % der nichtlineare MLCC #5 mit einer Spannung zwischen 11,7 und 15,6 V_{rms} ausgesteuert wird. Der Stimulationstrombereich in weißer Farbe (Bild links) stellt den Bereich dar, in dem die induzierte Spannung am MLCC #5 oberhalb des Bereichs liegt, in dem die ferroelektrische Hysterese gemessen wurde. Dieser Bereich wird nicht berücksichtigt.

Aus Tabelle 4-14 ist ersichtlich, dass bei Verwendung von Spulen mit Kupferleiterbahnen auf Seiten der extrakorporalen Sendeeinheit und des Implantates keine Stabilisierung des Stimulationsstroms ($\Delta I_{\text{stim}} > 0,7$) über einen Kopplungsbereich von 5 % und 17 % erzielt werden kann. Um dies zu verdeutlichen, ist in Abbildung 4-34 beispielhaft der Stimulationsstrom als Funktion des Kopplungsfaktors und der Frequenz für den MLCC #2 dargestellt. Die Stabilisierung des Stimulationsstroms erfolgt außerhalb des für den Einsatz von Mikrostimulatoren relevanten Kopplungsbereichs. In Abbildung 4-34 ergibt sich für einen Kopplungsbereich von 20 % bis 30 % ein mittlerer Stimulationsstrom von 9,2 mA mit einer maximalen prozentualen Abweichung von +2,5 % und -5,6 % ($\Delta I_{\text{stim}} = 0,08$). Werden auf der Seite der extrakorporalen Sendeeinheit und des Implantates in Verbindung mit dem MLCC #2 statt Spulen aus Kupferleiterbahnen Litzenspulen verwendet, so sinkt ΔI_{stim} von 0,79 auf 0,30, was wiederum darauf hindeutet, dass Schwingkreise mit einer höheren Empfindlichkeit gegenüber einer Verstimmung erforderlich sind [252], um eine Stabilisierung von I_{stim} in einem geringeren Kopplungsbereich zwischen 5 % und 17 % zu ermöglichen.

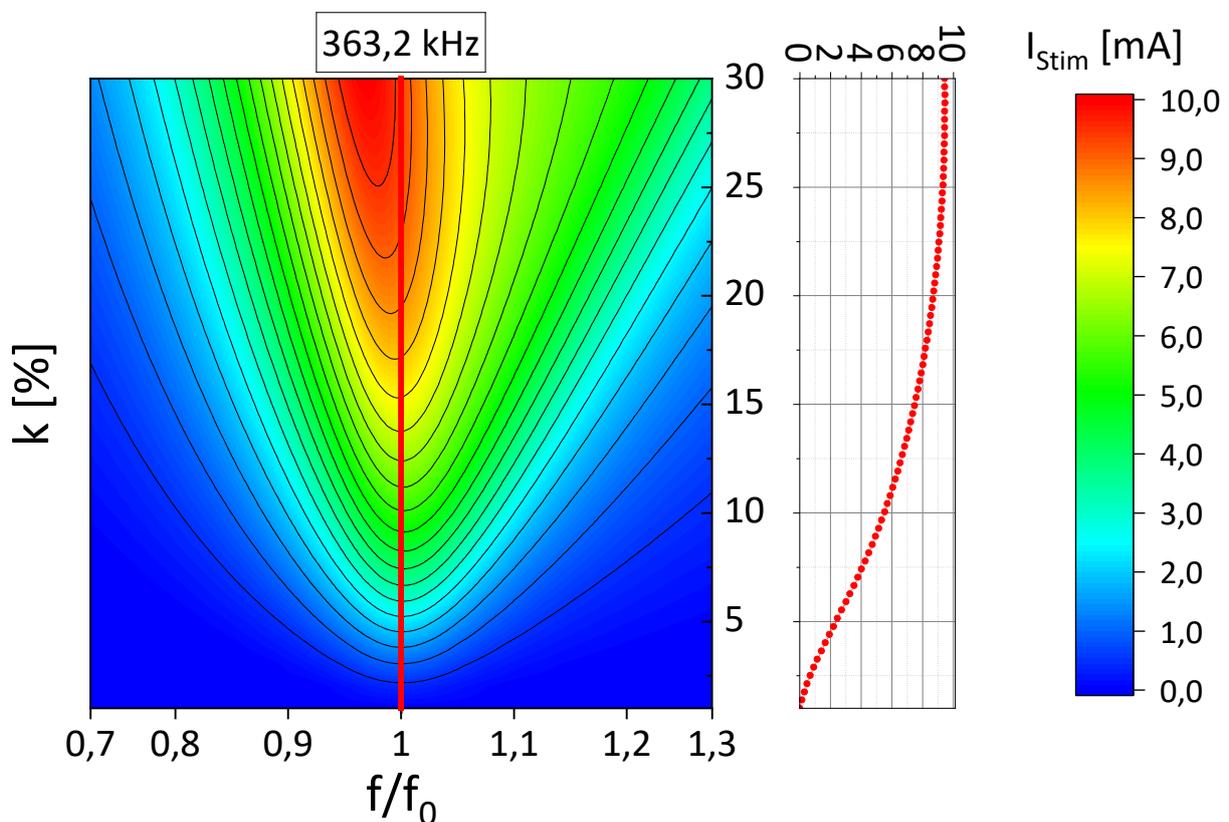


Abbildung 4-34: Stimulationsstrom I_{stim} als Funktion des induktiven Kopplungsfaktors k und des Verhältnisses zwischen der Frequenz f der IPT und der Resonanzfrequenz des Implantates f_0 . Für die extrakorporale Sendeeinheit und das Implantat wurden Spulen mit Leiterbahnen zusammen mit dem MLCC #2 verwendet. Die Implantatspule hat 15 Windungen. Rechts ist der Verlauf von I_{stim} als Funktion von k bei der Resonanzfrequenz (363,2 kHz) dargestellt.

4.6.3 Stabilisierung des Stimulationstroms

Nach den Modellierungen mit dem physikbasierten Modell in Kapitel 4.6.2 ist eine passive Regelung des Stimulationstroms durch den Einsatz ferroelektrischer Dielektrika als intelligente Materialien theoretisch möglich. Mit den in Kapitel 4.6.2 ausgelegten Systemparametern und dem nichtlinearen Hystereseverlauf werden in diesem Kapitel die theoretischen Ergebnisse durch *in vitro* Messungen experimentell validiert. Zur Umsetzung des passiven Regelungsansatzes wurden die Litzenpulvenvarianten für die extrakorporale Sendeeinheit und die Implantatschaltung zusammen mit dem nichtlinearen MLCC #5 verwendet. Oszilloskopaufnahmen der Messsignale sind in Abbildung 4-35 veranschaulicht. Um einen Vergleich mit einem linearen System zu ermöglichen, wurde das Systemverhalten der Implantatschaltung auch mit einem linearen paraelektrischen MLCC gemessen.

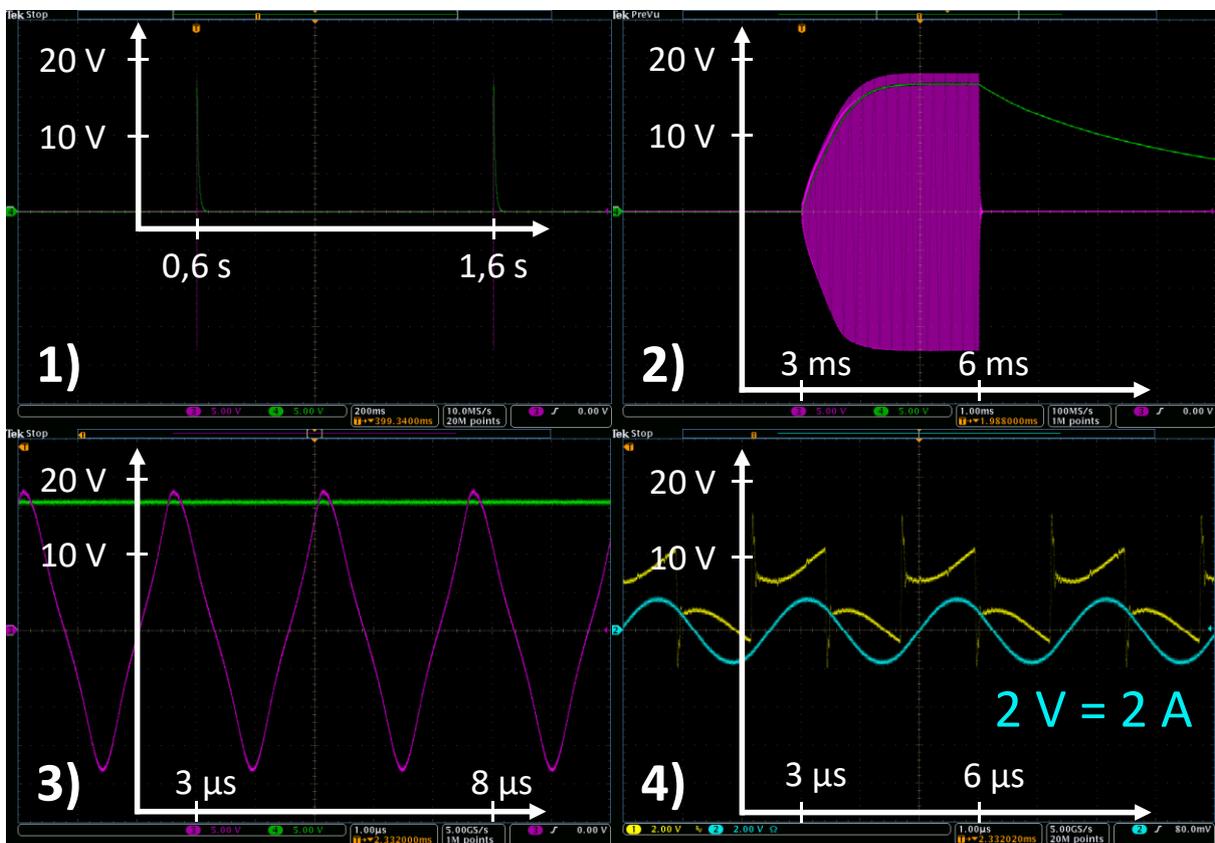


Abbildung 4-35: Oszilloskopaufnahmen der Messsignale. In 1) ist der gepulste Verlauf der am Parallelschwingkreis des Implantates induzierten Spannung (magenta) und der gleichgerichteten Spannung an einer Ohm'schen Last von 1200Ω (grün) dargestellt. Der detaillierte Verlauf eines Pulses der induzierten und gleichgerichteten Spannung ist in 2) und 3) wiedergegeben. Aufgrund der Nichtlinearität des MLCCs #5 ist in 3) eine Verzerrung der ursprünglich sinusförmig induzierten Spannung in einen dreiecksförmigen Spannungsverlauf zu erkennen. Die Spannung am Ausgang der Halbbrücke der extrakorporalen Sendeeinheit (gelb) und der resultierende Strom im angeschlossenen Reihenschwingkreis (cyan) sind in 4) abgebildet.

Um zunächst den Arbeitspunkt einstellen zu können, wurde die Resonanzfrequenz der Implantatschaltung mit dem linearen MLCC und dem nichtlinearen MLCC #5 bestimmt. Dazu wurden die Induktivität L_2 und die Kapazität C_2 des Parallelschwingkreises der Implantatschaltung mit dem Präzisionsimpedanzanalysator 4294A (Agilent Technologies Inc., Santa Clara, CA, USA, 4294A R1.11 Mar 25 2013) im Frequenzbereich von 100 kHz bis 1 MHz mit einem Kleinsignal ($5 \text{ mV}_{\text{rms}}$) gemessen. Nach Bestimmung der Resonanzfrequenz wurde die Kapazität C_1 des primärseitigen Reihenschwingkreises festgelegt. Die beiden Schwingkreise sind also in Resonanz, wenn sie nicht induktiv miteinander gekoppelt sind, d. h. wenn keine Gegeninduktivität vorliegt. Die Induktivitäten (L_1 und L_2), Verlustwiderstände (R_1 und R_2) und Kapazitäten (C_1 und C_2) der beiden Schwingkreise sind für ihre jeweiligen Resonanzfrequenzen in Tabelle 4-15 angegeben.

Um eine Stabilisierung des Stimulationsstroms über den anwendungsnahen induktiven Kopplungsfaktorbereich zu ermöglichen (hier von ca. 5 % bis 12 %), wurde gemäß den Systemparametern des physikbasierten Modells aus Tabelle 4-14 der Leistungspegel der primärseitigen Halbbrücke der extrakorporalen Sendeeinheit so eingestellt, dass die ferroelektrische Hysterese des nichtlinearen MLCCs #5 mit einer Spannung zwischen $8,2 \text{ V}_{\text{rms}}$ und $10 \text{ V}_{\text{rms}}$ angesteuert wird. Die Halbbrücke in der extrakorporalen Sendeeinheit wurde bei allen Messungen mit einer Versorgungsspannung von 3,8 V betrieben. Dabei ist natürlich zu berücksichtigen, dass die Verstimmung des primärseitigen Reihenresonanzkreises in Abhängigkeit vom induktiven Kopplungsfaktor und damit von der Gegeninduktivität den Leistungspegel beeinflusst. Mit dem linearen MLCC wurde bei einem Kopplungsfaktor von 1,7 % ein Leistungspegel im primärseitigen Reihenschwingkreis von $3,09 \text{ W}_{\text{rms}}$ gemessen, gegenüber $5,28 \text{ W}_{\text{rms}}$ bei einem Kopplungsfaktor von 1,9 % mit dem nichtlinearen MLCC #5. Ebenso wurde mit dem physikbasierten Modell ermittelt, dass eine Stabilisierung des Stimulationsstroms mit dem MLCC #5 erreicht wird, wenn die IPT 10 kHz oberhalb der (Kleinsignal-)Resonanzfrequenz des Implantatschwingkreises erfolgt (siehe Tabelle 4-14).

Tabelle 4-15: Induktivitäten (L_1 und L_2), Verlustwiderstände (R_1 und R_2) und Kapazitäten (C_1 und C_2) des primärseitigen Reihenschwingkreises und des Parallelschwingkreises der Implantatschaltung bei ihren jeweiligen Resonanzfrequenzen. Diese Werte wurden mit einem Impedanzanalysator und einem Kleinsignal ($5 \text{ mV}_{\text{rms}}$) gemessen.

MLCC	L_1 [μH]	R_1 [Ω]	C_1 [nF]	L_2 [μH]	R_2 [Ω]	C_2 [nF]	f_0 [kHz]
Linear	6,24	0,23	28,36	3,90	0,25	47,19	371,0
#5	6,17	0,20	25,12	3,96	0,27	41,95	390,5

Wenn beide Spulen genau übereinander liegen, wird in dem in Kapitel 3.5 beschriebenen Messaufbau ein maximaler induktiver Kopplungsfaktor durch das Schweinefleisch mit einer Dicke zwischen 5 mm und 10 mm von ca. 13 % erreicht. Bei einer Verschiebung der Implantatspule um ca. 2 cm sinkt der Kopplungsfaktor auf einen Wert von 5 %. Die Messung und Modellierung des Stimulationsstroms mit einem linearen MLCC und dem nichtlinearen MLCC #5 ist in Abbildung 4-36 dargestellt. Mit einem linearen MLCC ist in Abbildung 4-36

(schwarz) eine starke Abhängigkeit des Stimulationsstroms vom Kopplungsfaktor zu erkennen. Bei einem Kopplungsfaktor zwischen 5 % und 12 % schwankt der Stimulationsstrom zwischen 11,1 mA und 15,6 mA. Die maximale Streuung des Stimulationsstroms beträgt somit 4,5 mA. Darüber hinaus zeigt Abbildung 4-36, dass das physikbasierte Modell eine akzeptable Systemvorhersage mit dem linearen MLCC ermöglicht, hinsichtlich der hohen Güte und damit Empfindlichkeit beider Schwingkreise gegenüber einer Verstimmung.

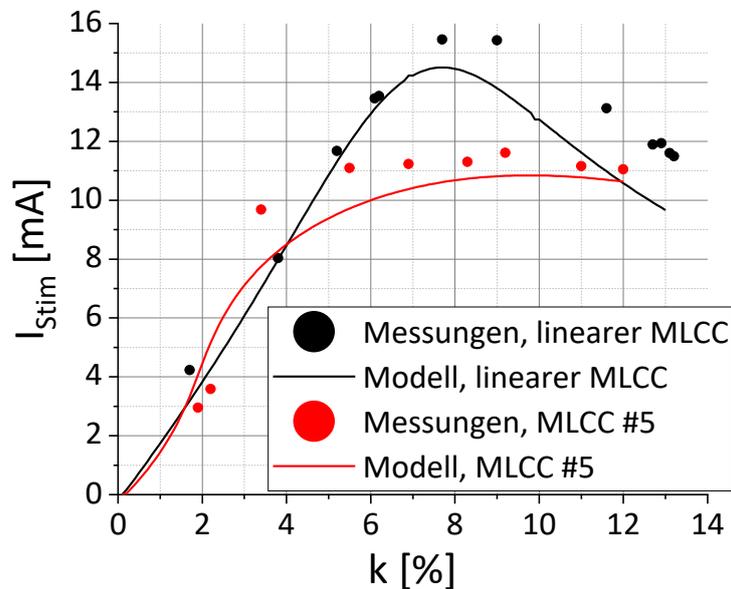


Abbildung 4-36: Gemessene Stimulationsströme I_{stim} an einer Ohm'schen Last von 1200Ω als Funktion des induktiven Kopplungsfaktors k für einen linearen paraelektrischen MLCC (schwarz) und für den nichtlinearen ferroelektrischen MLCC #5 (rot). Die Messwerte sind als Punkte dargestellt. Die Vorhersagen des linearen (schwarz) und nichtlinearen (rot) Systemverhaltens mit dem physikbasierten Modell sind als Linien dargestellt. Die Betriebsspannung der Halbbrücke in der extrakorporalen Sendeeinheit wurde auf 3,8 V eingestellt und die IPT erfolgte 10 kHz oberhalb der (Kleinsignal-)Resonanzfrequenz des Implantatschwingkreises.

Mit dem nichtlinearen MLCC #5 konnte *in vitro* eine Stabilisierung des Stimulationsstroms im gleichen Bereich des Kopplungsfaktors zwischen 5 % und 12 % gemessen werden. In diesem Bereich des Kopplungsfaktors wurde der Stimulationsstrom zwischen 11 mA und 11,6 mA gehalten. Die maximale Streuung des Stimulationsstroms beträgt somit 0,6 mA und ist ca. 7,5-mal geringer als beim linearen MLCC. Abbildung 4-36 zeigt jedoch, dass der modellierte Stimulationsstrom vom gemessenen abweicht. Im Stabilisierungsbereich des Stimulationsstroms wird eine maximale Abweichung zwischen Messung und Modellierung bei einem Kopplungsfaktor von 5,5 % beobachtet. Bei diesem Kopplungsfaktor wurde ein Stimulationsstrom von 9,7 mA berechnet, gegenüber einem gemessenen Stimulationsstrom von 11,1 mA. Die Diskrepanz zwischen Modellierung und Messung wird besonders bei kleineren Kopplungsfaktoren und damit kleineren induzierten Spannungen deutlich. Der sprunghafte Anstieg des Stimulationsstroms erfolgt in den Messungen bei einem Kopplungsfaktor zwischen 2,2 % und 3,4 % und tritt in der Modellierung bereits bei einem Kopplungsfaktor von ca. 1,8 % auf.

Die Hysterese des MLCCs #5 für die Modellierung in Abbildung 4-36 wurde bei einer Spannung von $18,2 V_{\text{rms}}$ gemessen. Die Stabilisierung des Stimulationsstroms für einen Kopplungsfaktor von 5 % bis 12 % führt zu einer induzierten Spannung am MLCC #5 im Bereich zwischen $9,1 V_{\text{rms}}$ und $9,7 V_{\text{rms}}$. Wie in Kapitel 4.3.4 erläutert, werden die Innenschleifen der Hysterese im physikbasierten Modell vernachlässigt, um eine höhere Recheneffizienz zu erreichen. Dies bedeutet aber, dass die Genauigkeit des Modells verringert wird. Dennoch wird das gesamte Systemverhalten im Stabilisierungsbereich des Stimulationsstroms mit ausreichender Genauigkeit wiedergegeben, um die Machbarkeit des passiven Regelungsansatzes experimentell nachzuweisen.

4.6.4 Untersuchung der Reproduzierbarkeit

Die Stabilisierung des Stimulationsstroms über einen bestimmten Bereich des Kopplungsfaktors beruht auf komplexen Polarisationsmechanismen. Unter Berücksichtigung der Polykristallinität ferroelektrischer Dielektrika und der Kinetik der Domänenumschaltung (basierend auf einer thermodynamischen Übergangswahrscheinlichkeit), stellt sich die Frage, inwieweit dieser passive Regelungsansatz reproduzierbar ist. Mit den in Kapitel 4.6.2 ausgelegten Systemparametern und der ferroelektrischen Hysterese wurden die Messungen mit 10 verschiedenen MLCCs #5 in Abbildung 4-37 wiederholt.

Gemäß Kapitel 4.6.3 wurde zur Einstellung des Arbeitspunktes zunächst für jeden MLCC #5 die Resonanzfrequenz der Implantatschaltung bestimmt. Die Induktivitäten (L_1 und L_2), Verlustwiderstände (R_1 und R_2) und Kapazitäten (C_1 und C_2) des Reihenschwingkreises der extrakorporalen Sendeeinheit und des Parallelschwingkreises der Implantatschaltung sind für ihre jeweiligen Resonanzfrequenzen in Tabelle 4-16 angegeben.

Die Systemparameter aus Kapitel 4.6.3 wurden übernommen, um die Reproduzierbarkeit der passiven Regelung des Stimulationsstroms zu untersuchen. Ziel war es, die Hysterese des MLCCs #5 mit einer induzierten Spannung zwischen $8,2 V_{\text{rms}}$ und $10 V_{\text{rms}}$ in dem Bereich des Kopplungsfaktors einzustellen, über den die Stabilisierung des Stimulationsstroms erfolgen soll (siehe Kapitel 4.6.2). Auch hier wurde die Halbbrücke der extrakorporalen Sendeeinheit mit einer Versorgungsspannung von $3,8 V$ betrieben. Für die Spule der extrakorporalen Sendeeinheit und die der Implantatschaltung wurden jeweils die Litzenspulenvarianten verwendet.

In Abbildung 4-37 wurde das Systemverhalten mit 10 verschiedenen MLCCs #5 gemessen. Zwischen einem Kopplungsfaktor von 5 % und 12,5 % beträgt der mediane Stimulationsstrom $11,2 \text{ mA}$. In diesem Kopplungsfaktorbereich sind 95 % der gemessenen Stimulationsströme größer gleich $10,6 \text{ mA}$ (5. Perzentil) und kleiner gleich $11,8 \text{ mA}$ (95. Perzentil). Die Stimulationsströme liegen somit zwischen $\pm 5,4 \%$ um den medianen Stimulationsstrom. Im Vergleich zum Systemverhalten mit dem linearen MLCC aus Abbildung 4-36 wird der Stimulationsstrom über den entsprechenden Bereich des Kopplungsfaktors um den Faktor 3,8 konstanter gehalten. Weiterhin zeigt Abbildung 4-37, dass die stärkste Stabilisierung des Stimulationsstroms

um einen Kopplungsfaktor von 8 % erreicht wird. Bei höheren Kopplungsfaktoren lässt der Stabilisierungseffekt nach.

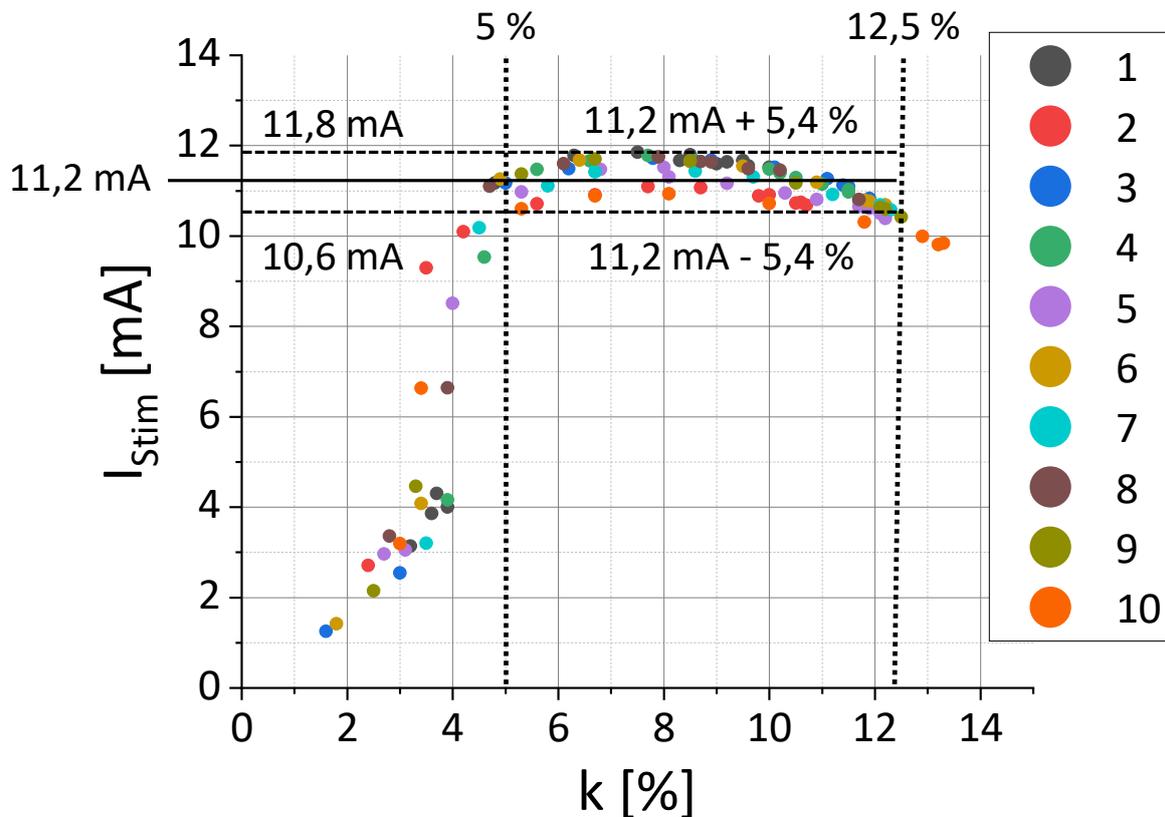


Abbildung 4-37: Stimulationsstrom I_{stim} an einer Ohm'schen Last von 1200Ω in Abhängigkeit vom induktiven Kopplungsfaktor k . Die Messungen wurden mit dem in Kapitel 3.5 beschriebenen Messaufbau in vitro durchgeführt. Die IPT erfolgte 10 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz der Implantschaltung. Die Messungen wurden für 10 verschiedene MLCCs #5 durchgeführt.

Tabelle 4-16: Induktivitäten (L_1 und L_2), Verlustwiderstände (R_1 und R_2) und Kapazitäten (C_1 und C_2) des primärseitigen Reihenschwingkreises und des Parallelschwingkreises der Implantschaltung bei ihren jeweiligen Resonanzfrequenzen. Diese Werte wurden mit einem Impedanzanalysator und einem Kleinsignal ($5 mV_{rms}$) gemessen.

MLCC #5	$L_1 [\mu H]$	$R_1 [\Omega]$	$C_1 [nF]$	$L_2 [\mu H]$	$R_2 [\Omega]$	$C_2 [nF]$	$f_0 [kHz]$
1	6,23	0,24	24,56	3,90	0,26	39,25	406,9
2	6,24	0,22	25,92	3,89	0,25	41,53	395,8
3	6,24	0,22	25,18	3,89	0,25	40,34	401,7
4	6,23	0,24	23,87	3,90	0,26	38,14	413,0
5	6,23	0,24	23,74	3,90	0,26	37,94	414,0
6	6,23	0,24	24,84	3,90	0,26	39,69	404,6
7	6,23	0,24	24,56	3,90	0,26	39,25	406,9
8	6,23	0,24	24,56	3,90	0,26	39,25	406,9
9	6,24	0,25	23,13	3,90	0,27	37,00	419,0
10	6,23	0,24	24,21	3,90	0,26	38,71	409,7

Da die Resonanzfrequenz des Implantatschwingkreises mit einem Kleinsignal ($5 \text{ mV}_{\text{rms}}$) für jeden MLCC #5 bestimmt wurde, wird eine Verstimmung des Schwingkreises durch fertigungsbedingte Toleranzen der Nominalkapazität umgangen. Dies ermöglicht die Einstellung des gleichen Arbeitspunktes für alle MLCC #5. Diese sind 1) die Halbbrücke der extrakorporalen Sendeeinheit mit einer Versorgungsspannung von $3,8 \text{ V}$ zu betreiben, um eine Spannung zwischen $8,2 \text{ V}_{\text{rms}}$ und $10 \text{ V}_{\text{rms}}$ bei einem Kopplungsfaktor von 5% bis $12,5 \%$ am MLCC #5 zu induzieren, und 2) die IPT 10 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz des Systems durchzuführen. Der nichtlineare Verlauf der Hysterese bei höheren Spannungen, wie z. B. zwischen $8,8 \text{ V}_{\text{rms}}$ und $10 \text{ V}_{\text{rms}}$ beim MLCC #5 in Abbildung 4-37, ist auf die Polykristallinität des ferroelektrischen Dielektrikums zurückzuführen und beruht auf komplexen Polarisationsmechanismen, die durch die Kinetik der Domänenumschaltung und thermodynamische Übergangswahrscheinlichkeiten bestimmt werden. Angaben zum nichtlinearen Verlauf der ferroelektrischen Hysterese sowie zum Einfluss von Fertigungstoleranzen auf den nichtlinearen Hystereseverlauf werden von den Herstellern nicht gemacht. Aus Abbildung 4-37 geht jedoch hervor, dass sich der Einfluss von Fertigungstoleranzen auf den nichtlinearen Hystereseverlauf hinsichtlich des resultierenden Stimulationsstroms in akzeptablen Grenzen hält.

Ebenso ist zu bemerken, dass im Stabilisierungsbereich des Stimulationsstroms für einen induktiven Kopplungsfaktor von 5% bis $12,5 \%$ die Spannung über dem MLCC #5 zwischen $8,8 \text{ V}_{\text{rms}}$ und $10 \text{ V}_{\text{rms}}$ liegt. Dies entspricht einer Spannung mit einer Amplitude zwischen ca. $14,1 \text{ V}$ und $14,7 \text{ V}$. Bei einem Abstand der Innenelektroden von etwa $15 \mu\text{m}$ ergibt sich eine elektrische Feldstärke zwischen $9,4$ und $9,8 \text{ kV/cm}$ (siehe Kapitel 3.2.6). Es sei darauf hingewiesen, dass für den MLCC #5 eine Nennspannung von 50 V vom Hersteller angegeben wird, was bei einem Abstand der Innenelektroden von $15 \mu\text{m}$ einer elektrischen Feldstärke von $33,33 \text{ kV/cm}$ entspricht. Der MLCC #5 wird somit innerhalb der Herstellerangaben betrieben.

4.6.5 Wärmeentwicklung

Neben dem experimentellen Nachweis der Machbarkeit des passiven Regelungsansatzes wurde die Wärmeentwicklung an der Implantatspule und am Gewebe aus vakuumiertem Schweinefleisch mit dem in Kapitel 3.5 beschriebenen Messaufbau ermittelt. Am Beispiel der maximalen Pulsdauer und Frequenz der Stimulationspulse zur HNS aus [57] erfolgt die IPT bei einem maximalen Tastverhältnis von 1% . Für die Messung der Wärmebildung wurde eine Pulsbreite von 3 ms und eine Wiederholrate von 300 ms gewählt. Die Leistung der primärseitigen Endstufe wurde auf ca. $2,6 \text{ W}_{\text{rms}}$ eingestellt. Ein Stimulationsstrom von etwa $9,8 \text{ mA}$ wurde bei einer Ohm'schen Last von 1200Ω gemessen, was einer Leistung von 115 mW entspricht. Für die primärseitige Endstufe und die Implantatelektronik wurden die Litzenspulenvarianten eingesetzt. Zur Betrachtung der Wärmeentwicklung am Gewebe und an der Implantatspule wurde zunächst als Referenz ein Wärmebild ohne IPT mit einer Auflösung von $0,1 \text{ }^\circ\text{C}$ aufgenommen und in Abbildung 4-38 1) dargestellt. Anschließend wurde die gepulste IPT eingeschaltet und eine zweite Aufnahme erfolgte nach 50 Minuten im thermisch eingeschwungenen Zustand (siehe Abbildung 4-38 2)). Eine maximale Erwärmung von $0,4 \text{ }^\circ\text{C}$ wurde an der

Implantatspule festgestellt, was unter der maximal zulässigen Gewebeerwärmung von $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ liegt [165]. Es sei darauf hingewiesen, dass die Implantatspule und das Schweinefleisch für die Bestimmung der Wärmeentwicklung relevant sind. Die Randbereiche mit Luftblasen und Flüssigkeit werden nicht berücksichtigt.

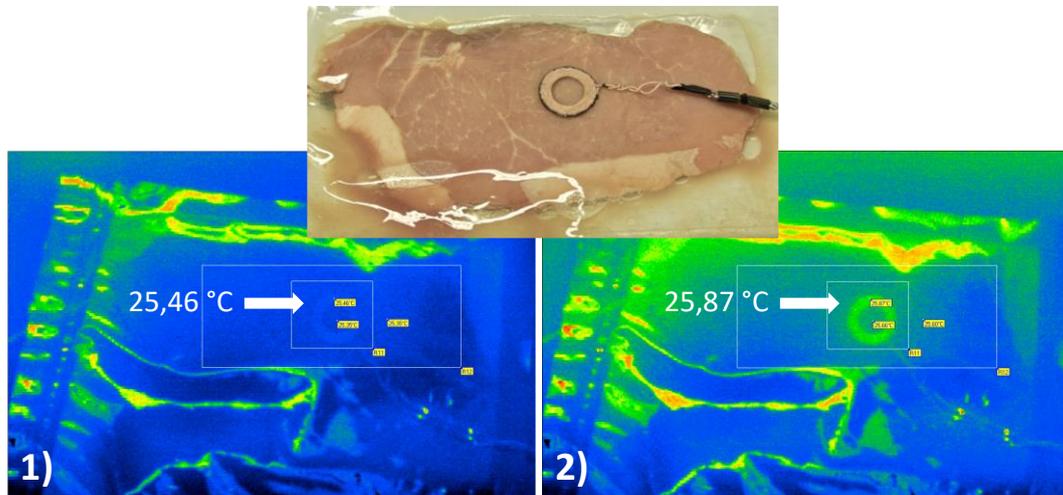


Abbildung 4-38: Vergrößerte Darstellung des Messaufbaus aus Kapitel 3.5 (oben). Als Referenz wurde zunächst das Wärmebild 1) ohne IPT aufgenommen. Anschließend erfolgte die Aufnahme 2) mit gepulster IPT im thermisch eingeschwungenen Zustand nach 50 Minuten.

Zum Vergleich wurde die Wärmebildaufnahme mit einer kontinuierlichen IPT wiederholt. Eine signifikante Erwärmung der Implantatspule ist in Abbildung 4-39 zu erkennen. Nach mehr als 50 Minuten kontinuierlicher IPT wurde an der Implantatspule eine maximale Temperatur von $33,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ gemessen, was gegenüber einer Gewebetemperatur von $24,4\text{ }^{\circ}\text{C}$ einer Erwärmung um $9,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ entspricht.

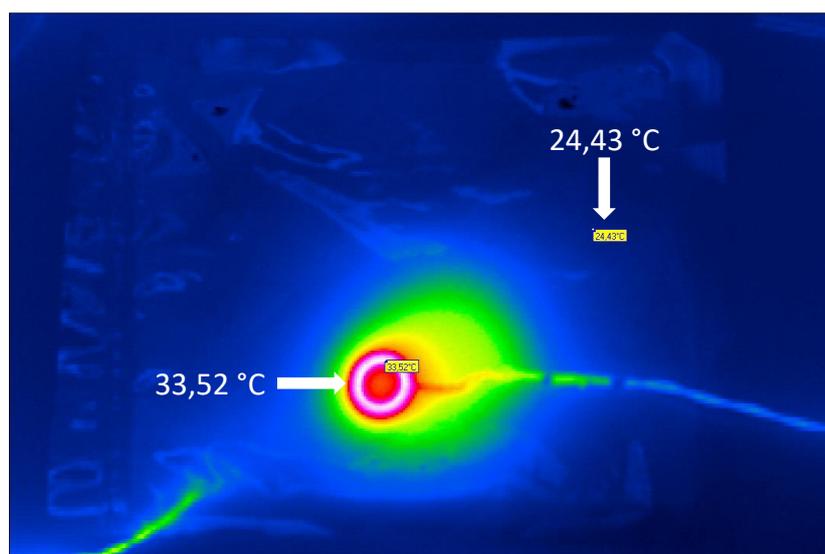


Abbildung 4-39: Wärmebildaufnahme nach mehr als 50 Minuten kontinuierlicher IPT. Die Leistung der primärseitigen Endstufe beträgt ca. $2,5\text{ W}_{rms}$. Bei einer Last von $1200\ \Omega$ wurde ein Stimulationsstrom von $9,7\text{ mA}$ gemessen, was einer Leistung von 112 mW entspricht.

5 Diskussion

Die wissenschaftliche Fragestellung dieser Dissertation besteht darin, zu untersuchen, ob ferroelektrische Werkstoffe in Dielektrika von MLCCs der Klasse 2 als intelligente Materialien zur Realisierung einer passiven Regelung des Stimulationstroms in frugalen implantierbaren Systemen eingesetzt werden können und gegebenenfalls das erforderliche nichtlineare Verhalten des ferroelektrischen Materials zu definieren.

Frugale Innovation für hochminiaturisierte, erschwingliche und sichere implantierbare Systeme

Frugale implantierbare Systeme wie der Hypoglossusstimulator Genio® (Nyxoah SA, Mont-Saint-Guibert, Belgien) [57] und der Forschungsprototyp eines bioresorbierbaren implantierbaren Herzschrittmachers [56] bestehen aus nur wenigen Komponenten, nämlich Widerständen, Kondensatoren, einer Spule und Dioden, wodurch ein hoher Miniaturisierungsgrad erreicht werden kann bzw. der Miniaturisierungsgrad durch die Spule zur induktiven Energiegewinnung vorgegeben ist [55, 56]. Eine weitere Miniaturisierung der Implantatspule ist durch Erhöhung der Frequenz der IPT möglich [253].

Die Invasivität und der Aufwand des chirurgischen Eingriffs werden durch einen höheren Miniaturisierungsgrad reduziert [53]. Im Vergleich zum ersten, im Jahr 1958 implantierten, Stimulator mit einem Volumen von ca. 12,1 cm³ [254] und den heute verfügbaren Stimulatoren mit einem Volumen zwischen 19,8 cm³ und 51,2 cm³ [255] stellen frugale implantierbare Systeme mit einem Volumen von weniger als 1 cm³ einen erheblichen Fortschritt in der Miniaturisierung dar. Das Volumen der Implantatelektronik des realisierten Demonstrators in der Größe einer 1-Cent-Münze mit einem Durchmesser von 16,25 mm und einer maximalen Höhe von ca. 2 mm beträgt beispielsweise 0,41 cm³. Wünschenswert sind Mikrostimulatoren, die injizierbar sind, wie dies beim Rückenmarkstimulator Freedom-4 (Curonix LLC, Pompano Beach, FL, USA) möglich ist; der Stimulator wird über eine Nadel mit einem Durchmesser von 2,1 mm implantiert [49]. Der daraus resultierende minimalinvasive chirurgische Ansatz hat zwei Vorteile: Zum einen wird das Risiko chirurgischer Komplikationen reduziert, zum anderen werden die Gesamtkosten des Eingriffs gesenkt [256].

Ein weiterer Vorteil implantierbarer Systeme, die nach dem Konzept der frugalen Innovation entwickelt wurden, ist ihre Zuverlässigkeit und Nachhaltigkeit. Diese haben keine Batterie, es müssen keine Zuleitungen zwischen dem Stimulator und den Elektroden subkutan geführt werden, und aufgrund ihres einfachen Aufbaus sind Fehlfunktionen des implantierbaren Systems unwahrscheinlich, da die Intelligenz des Systems in der extrakorporalen Sendeeinheit untergebracht ist [56, 57].

Am Beispiel der Rückenmark-, Tiefe Hirn- und Sakralnervenstimulatoren von Medtronic werden mehr als 80 % der produktbezogenen AEs durch Dislokation, Migration und Bruch der Zu-

leitungen verursacht und erfordern in jedem zweiten Fall einen zusätzlichen chirurgischen Eingriff [36, 41]. Eine weitere Begrenzung der Lebensdauer hochintegrierter implantierbarer Systeme stellt die Batterieentladung dar [38]. Mit einfach aufgebauten, batterie- und leitungslosen, frugalen implantierbaren Systemen können alle diese produktbezogenen AEs vermieden werden. Durch die Vermeidung zusätzlicher chirurgischer Eingriffe zum Austausch implantierbarer Systeme werden nicht nur die Kosten gesenkt [102, 103], sondern auch das Risiko zusätzlicher Komplikationen für Patienten, die zu einer gebrechlichen Bevölkerungsgruppe gehören, verringert.

Welche Auswirkungen auf Kosten, Produktion und Zulassung implantierbarer Systeme sind zu erwarten?

Widerstände, Kondensatoren und Dioden bilden die Hauptbestandteile frugaler implantierbarer Systeme. Einerseits sind solche Bauteile mit gleichwertigen Bauteilen verschiedener Hersteller austauschbar, was eine bessere Verfügbarkeit erwarten lässt, andererseits sind sie auch kostengünstig, typischerweise im Bereich einiger Cent. Die in hochintegrierten implantierbaren Systemen eingesetzten Mikrocontroller und ASICs sind dagegen nicht so einfach austauschbar, ohne dass Änderungen an der Implantatschaltung vorgenommen werden müssen, solche Bauteile werden ebenfalls vom gleichen Hersteller produziert und sind deutlich teurer. ASICs der Firma Intan (Intan Technologies LLC, Los Angeles, CA, USA) kosten beispielsweise typischerweise mehrere hundert Euro [257]. Die Herstellungs- und Materialkosten der im Rahmen dieser Dissertation zu Demonstrationszwecken entwickelten Implantatelektronik in der Größe einer Ein-Cent-Münze belaufen sich bei einer Stückzahl von 300 auf ungefähr 1,55 € pro Implantat. Diese Kosten entsprechen etwa einem Hundertstel der Kosten, die allein für den ASIC in hochintegrierten implantierbaren Systemen anfallen [257]. Frugale implantierbare Systeme können daher kostengünstiger hergestellt werden, was besonders vorteilhaft ist, wenn man bedenkt, dass die Krankheitslast weltweit ungleich verteilt ist; am Beispiel von Morbus Parkinson, Epilepsie und Depression ist vor allem die Bevölkerung in Ländern mit niedrigem und mittlerem Einkommen betroffen [5–7].

Materialknappheit ist in der Industrie ein wiederkehrendes Phänomen, aber selten so ausgeprägt wie in den letzten Jahren während der Coronakrise [258]. Liefer- und Transportengpässe führen zunehmend zu Störungen in den globalen Lieferketten und bremsen die Entwicklung der Industrieproduktion [258]. Wenn die Nachfrage nicht ausreichend von der Industrieproduktion bedient werden kann, kommt es zu einem Anstieg der Preise [258]. Am Beispiel der Automobilindustrie zeigte sich, dass Lieferengpässe bei Halbleitern die Produktion erheblich bremsen [259]. Nach Angaben des ifo-Instituts vom November 2021 berichteten mehr als 88 % der befragten Unternehmen der Automobilindustrie von Produktionsbehinderungen aufgrund von Materialknappheit [260]. Die Materialknappheit machte sich auch besonders im medizinischen Bereich durch den Mangel an Beatmungsgeräten bemerkbar [43]. Um diese Materialknappheit zu umgehen, wurden innerhalb von drei Wochen von der Firma Viessmann GmbH & Co. KG vereinfachte Beatmungsgeräte entwickelt, bei denen ausschließlich Teile zum

Einsatz kamen, die ohnehin in Heizgeräten und Wärmepumpen verwendet werden [43]. In diesem Sinne sind auch frugale implantierbare Systeme vorteilhaft, da sie aus Komponenten bestehen, die von verschiedenen Herstellern produziert werden und auch austauschbar sind, z. B. ist man hinsichtlich der elektrischen Eigenschaften bei der Auswahl der Pufferkapazität und der Diode eines Spannungsgleichrichters flexibel, was eine gewisse Unabhängigkeit von Zulieferern gewährleistet. Dies gilt jedoch nicht für die ferroelektrischen MLCCs zur passiven Regelung des Stimulationstroms, die ein spezifisches nichtlineares Verhalten aufweisen müssen. Da die ferroelektrische Hysterese der MLCCs von den Herstellern nicht angegeben wird, ist ein Vergleich der Nichtlinearität zwischen den MLCCs nicht möglich. Hierzu sind weitere Untersuchungen erforderlich, um Parameter zu definieren, mit denen die Nichtlinearität beschrieben werden kann. Wenn der genaue Aufbau der MLCCs bekannt ist, wäre eine Möglichkeit, die Materialparameter des physikbasierten Modells für diesen Zweck zu verwenden.

Darüber hinaus sind frugale implantierbare Systeme, die nur aus einer Spule, Dioden, Kondensatoren und Widerständen bestehen, für die Zulassung als Medizinprodukt von Vorteil. Wie bei Transpondern beziehen diese implantierbaren Systeme ihre Energie aus einem zeitlich veränderlichen magnetischen Feld, das von einer primärseitigen Sendeeinheit erzeugt wird. Es ist höchst unwahrscheinlich, dass solche implantierbaren Systeme aktiv Störemissionen verursachen. Zudem weisen frugale implantierbare Systeme im Vergleich zu hochintegrierten implantierbaren Systemen eine höhere Zuverlässigkeit auf, da AEs aufgrund von Zuleitungsbrüchen und Batterieentladung vermieden werden. Auch das Risiko von Fehlzuständen ist bei solchen implantierbaren Systemen unwahrscheinlich, da sie nur aus einem Schwingkreis, einem Spannungsgleichrichter und den Stimulationselektroden bestehen und somit keine Firmware enthalten. Ein Ausfall wäre unter Umständen durch zu hohe induzierte Spannungen oder durch eine zu hohe Feuchtigkeitsdurchlässigkeit der Implantatverkapselung möglich, die zur Korrosion von Bauteilen und Kontakten führt [261]. Der passive Regelungsansatz des Stimulationstroms durch den Einsatz ferroelektrischer Werkstoffe als intelligente Materialien ist auch in dieser Hinsicht vorteilhaft, da im stabilen Zustand des Systems nicht nur der Stimulationstrom, sondern auch die induzierte Spannung am MLCC in einem sicheren Bereich gehalten wird. Für einen Kopplungsfaktor zwischen 6 % und 12 % ändert sich die induzierte Spannung beim linearen MLCC in Kapitel 4.6.3 zwischen 15,7 V und 20,3 V im Gegensatz zu 15 V und 15,7 V beim nichtlinearen MLCC #5. Ebenso ist aus Kapitel 4.6.4 ersichtlich, dass bei höherem Kopplungsfaktor die Stabilisierung des Stimulationstroms leicht nachlässt. Als Folge nimmt der Stimulationstrom bei höheren Kopplungsfaktoren ab und damit auch die induzierte Spannung. Dies gilt jedoch unter der Voraussetzung, dass die Frequenz der IPT und der Leistungspegel der primärseitigen Endstufe auf den gleichen Wert eingestellt bleiben. Ein zu hoher Leistungspegel der primärseitigen Endstufe kann auch bei nichtlinearen MLCCs zu einer zu hohen induzierten Spannung führen.

Ressourcenschonende und nachhaltige frugale implantierbare Systeme im Kontext einer umweltfreundlicheren Produktstrategie

Die drastischen Klimaänderungen der letzten Jahrzehnte haben unserer Gesellschaft erneut vor Augen geführt, wie sehr Klima, Ökosysteme, Biodiversität und menschliche Gesellschaften in gegenseitiger Abhängigkeit stehen [262]. Die vom Menschen verursachten Emissionen von Treibhausgasen, zu denen Kohlendioxid einen großen Anteil beiträgt [263], und deren Ansammlung in der Atmosphäre verstärken den Treibhauseffekt, der für den Anstieg der globalen Oberflächentemperatur verantwortlich ist [262]. Die Konzentration von Kohlendioxid in der Atmosphäre hat seit der vorindustriellen Zeit (zwischen 1850 und 1900) bis zum Jahr 2021 um 46 % zugenommen [262]. Nach der Klimakonferenz im Jahr 2021 in Glasgow mit der abschließenden Entscheidung, die globale Erwärmung auf möglichst 1,5 °C zu begrenzen, hat sich die Europäische Union verpflichtet, bis zum Jahr 2050 klimaneutral zu werden [262]. Ein Beitrag, um dieses Ziel zu erreichen, besteht darin, den Lebenszyklus von Produkten zu verlängern und Abfälle auf ein Minimum zu reduzieren. Im Gegensatz zum linearen Wirtschaftsmodell, der „Wegwerfwirtschaft“, geht es bei der Kreislaufwirtschaft darum, Produkte zu entwickeln, die so lange wie möglich geteilt, wiederverwendet, repariert, aufgearbeitet und recycelt werden können [262].

Frugale implantierbare Systeme, in denen nur die absolut notwendigen Funktionalitäten implementiert werden, nämlich die Umwandlung einer induzierten Spannung in einen Stimulationspuls [56, 57], lassen sich gut in dieses Wirtschaftsmodell integrieren. Solche implantierbaren Systeme, die nur aus einer Spule, Kondensatoren, Widerständen und Dioden bestehen, können im Gegensatz zu hochintegrierten implantierbaren Systemen ressourcenschonend hergestellt werden. Die Philosophie dieser Dissertation, zusätzliche Funktionalitäten zu implementieren, indem bereits vorhandene Werkstoffe als intelligente Materialien genutzt werden, ohne zusätzliche Halbleiter zu benötigen, steht im Einklang mit dem Konzept der frugalen Innovation. Batterielose, zuleitungsfreie und einfach aufgebaute frugale implantierbare Systeme sind, wie in zahlreichen Literaturstellen gezeigt [35, 37, 38, 41], hinsichtlich Zuverlässigkeit und Langzeiteinsatz durch Vermeidung von produktbezogenen AEs vorteilhaft und damit Teil einer nachhaltigen Produktstrategie. Im Idealfall sollten zusätzliche chirurgische Eingriffe mit frugalen implantierbaren Systemen während des gesamten Lebensverlaufs des Patienten vermieden werden.

Wenn die Lebensdauer implantierbarer Systeme nicht mehr durch produktbezogene AEs bestimmt wird, gewinnt die Dichtheit der Implantatverkapselung umso mehr an Bedeutung. Titan- und Keramikgehäuse werden aufgrund ihrer Biokompatibilität und Dichtheit weitgehend zur Verkapselung von Implantaten eingesetzt [261, 264]. Daneben wurde eine Vielzahl von Polymermaterialien, darunter Polyimid, Parylene, Flüssigkristallpolymer und Polydimethylsiloxan, als Alternative identifiziert [261]. Polymermaterialien weisen zwar eine deutlich höhere Gas- und Feuchtigkeitsdurchlässigkeit auf als herkömmliche Metall- oder Keramikgehäuse,

insbesondere in rauen *in vivo* Umgebungen, und werden auch seltener in zugelassenen Implantaten für den Langzeiteinsatz verwendet, bieten aber den Vorteil, dass sie kostengünstiger, mechanisch flexibler und leichter sind sowie einen höheren Miniaturisierungsgrad der Implantatelektronik ermöglichen [261, 265]. So wurden beispielsweise die Elektronik und die Spule zur induktiven Energiegewinnung des Hypoglossusstimulators Genio® (Nyxoah SA, Mont-Saint-Guibert, Belgien) mit Silikon verkapselt [266]. Polymerverkapselungen weisen zudem eine kürzere Biostabilität im Körper auf, da die Polymere unter physiologischen Bedingungen abgebaut werden [261]. Wenn die biologisch abgebauten Stoffe jedoch für den Patienten sicher und biokompatibel sind, muss dies für den Langzeiteinsatz implantierbarer Systeme nicht unbedingt ein Hindernis darstellen [261]. Implantierbare Systeme müssen daher je nach Implantationsort nicht unbedingt hermetisch sein [261]. Bei solchen nicht hermetischen Verkapselungen ist es eigentlich nur eine Frage der Zeit, bis sich Feuchtigkeit an den Bauteilen bildet. Die daraus resultierende Korrosion an elektronischen Bauteilen und Kontaktstellen ist eine der Hauptursachen für den Ausfall implantierbarer Systeme durch nicht hermetische Verkapselungen [261]. Nicht hermetische Verkapselungen werden im Allgemeinen als zuverlässiger Schutz der implantierten Elektronik über einen Zeitraum von einigen Jahren angesehen, im Gegensatz zu mehreren Jahrzehnten bei hermetischen Verkapselungen [267, 268]. Nicht hermetische Verkapselungen auf Polymerbasis können somit heute als geeignet für implantierbare Elektronik in akuten Anwendungen angesehen werden [261]. Weitere Forschung ist jedoch erforderlich, um den Langzeiteinsatz zu ermöglichen [261]. Polymerbasierte Verkapselungen müssen dahingehend weiterentwickelt werden, dass ein ausreichender Schutz vor Feuchtigkeit über die gesamte Lebensdauer der implantierbaren Systeme gewährleistet ist, um die Integrität der elektrischen Bauteile und Kontakte zu schützen sowie das nichtlineare Verhalten der MLCCs zu erhalten. Nach den Arbeiten von Saito *et al.* [269, 270] konnte gezeigt werden, dass Wasserstoff in Bariumtitanat-basierte Dielektrika unter rauen Umgebungsbedingungen, d. h. bei hoher Luftfeuchtigkeit, hoher Temperatur und hoher Gleichspannung, eindringen kann, was eine der Ursachen für die Abnahme des Isolationswiderstandes darstellt. In diesem Zusammenhang stellt sich die Frage, ob bestimmte MLCCs hinsichtlich ihres Alterungsverhaltens besser geeignet als andere sind und ob z. B. Dioden mit einem hermetisch versiegelten Glasgehäuse besser geeignet sind als mit einem Kunststoffgehäuse. Diese Frage könnte auch für MLCCs gestellt werden, da diese im Einbrandverfahren bei höheren Temperaturen hergestellt werden (über 1000 °C) [205, S. 53], wäre es auch denkbar, diese mit einem hermetisch versiegelten Glasgehäuse zu versehen. Diese Fragestellungen können als Leitfaden für weitere Untersuchungen dienen.

Zuverlässigkeit und Alterungsverhalten ferroelektrischer MLCCs

Aus der Literatur ist bekannt, dass ferroelektrische Werkstoffe einer Ermüdung unterliegen und sich daher ihre elektrischen Eigenschaften durch Alterung ändern [177, S. 32]. Die Ermüdung des Dielektrikums hängt von den Betriebsbedingungen ab, d. h. bei welcher Temperatur,

Luftfeuchtigkeit und elektrischer Spannung die MLCCs betrieben werden, aber auch maßgeblich vom Herstellungsprozess [271]. Eine heute wohlbekannte Strategie zur Erhöhung der Lebensdauer von MLCCs besteht darin, die Konzentration von Sauerstoffleerstellen im Dielektrikum zu verringern [206]. In den am häufigsten verwendeten Dielektrika, nämlich in Bariumtitanat-basierten MLCCs [271], werden zu diesem Zweck Dotierstoffe eingesetzt, deren Ionenradius nahe dem der Barium- und Titanionen liegt [206]. Solche Dotierstoffe werden als amphotere Dotierstoffe bezeichnet, da sie die Fähigkeit besitzen, sowohl die Stelle eines Elektronendonators seitens der Bariumionen als auch die Stelle eines Elektronenakzeptors seitens der Titanionen zu besetzen, wodurch die Konzentration an Sauerstoffleerstellen im Dielektrikum wesentlich reduziert wird [206]. Zu diesen amphoteren Dotierstoffen gehören z. B. Yttriumoxid (Y_2O_3) sowie die Seltenerdoxide Dysprosium (Dy_2O_3), Holmium (Ho_2O_3) und Erbium (Er_2O_3) [272]. Dysprosium gehört zu den am häufigsten verwendeten Dotierstoffen, da es im Vergleich zu den anderen Seltenerdelementen sehr kostengünstig ist [271]. Zusätzlich können die Dielektrika von MLCCs mit Innenelektroden aus unedlen Metallen im Herstellungsprozess reoxidiert werden, um die Konzentration von Sauerstoffleerstellen an den Elektrodengrenzflächen zu reduzieren [206].

Um die in den letzten Jahren angestrebte Erhöhung der Kapazitätsdichte von MLCCs zu erreichen, wird die Dicke der Dielektrikumsschichten reduziert [271]. Dazu ist es einerseits notwendig, die Korngröße des Ferroelektrikums zu reduzieren und andererseits die Spannungsfestigkeit zu erhöhen, da bei geringerer Schichtdicke und gleicher Spannung höhere elektrische Felder entstehen [271]. Auch zu diesem Zweck ist der Einsatz von Dysprosium als Dotierstoff in Bariumtitanat-basierten MLCCs nützlich. Die Dotierung mit Dysprosium führt zu einer Erhöhung der Tetragonalität der Kristallstruktur von Bariumtitanat sowie zu einer Unterdrückung des Kornwachstums und damit zu einer signifikanten Verringerung der mittleren Korngröße [273]. Infolgedessen weist das Dielektrikum eine höhere Permittivität und Spannungsfestigkeit auf [273]. Dabei ist zu berücksichtigen, dass mikrostrukturelle Unregelmäßigkeiten der dielektrischen Schichten elektrische Durchschläge begünstigen und zu einer vorzeitigen Alterung der MLCCs führen [274]. Die dielektrischen Eigenschaften von MLCCs hängen auch stark von der Partikelgröße des Keramikpulvers ab, das zur Herstellung des Dielektrikums verwendet wird [271]. In [275] wurde beispielsweise ein Schlicker auf Basis von Bariumtitanatpartikeln mit unterschiedlicher Partikelgröße hergestellt und dessen Permittivität gemessen. Bei Raumtemperatur wurde die maximale Permittivität bei einer Partikelgröße von 140 nm festgestellt [275]. Oberhalb dieser Partikelgröße nahm die Permittivität drastisch ab [275]. In der gleichen Arbeit wurden anschließend MLCCs in einem zweistufigen Sinterprozess hergestellt, unter Verwendung von Bariumtitanatpartikeln mit einer durchschnittlichen Größe von 100 nm [275]. Mit dem zweistufigen Sinterverfahren wurden Korngrößen zwischen 0,6 und 13 μm erreicht. Die maximale Permittivität wurde bei einer Korngröße von 1,1 μm erzielt [275]. Die Frequenzabhängigkeit der Permittivität wird ebenfalls von der Korngröße beeinflusst [275]. Diese Abhängigkeit der Permittivität lässt sich durch die Struktur der Partikel er-

läutern. Bariumtitanatpartikel bestehen aus drei Schichten. Die äußere Schicht weist eine kubische Kristallstruktur mit paraelektrischen Eigenschaften auf, während der Kern der Partikel von einer tetragonalen Kristallstruktur gebildet wird und somit ferroelektrische Eigenschaften besitzt [276]. Die Zwischenschicht hat eine Kristallstruktur, die zwischen der kubischen und der tetragonalen Kristallstruktur liegt [276]. Aufgrund der unterschiedlichen dielektrischen Eigenschaften der einzelnen Partikelschichten hängt die Permittivität eng mit dem Volumenanteil der drei verschiedenen Schichten zusammen [271]. Dabei ist zu beachten, dass die Kristallstruktur der einzelnen Schichten nicht von der Partikelgröße abhängt, wobei der Volumenanteil der Zwischenschicht und der äußeren kubischen Oberflächenschicht mit abnehmender Partikelgröße zunimmt [276]. Aufgrund der konstanten Körpertemperatur und der gepulsten IPT kann die Temperaturabhängigkeit der Permittivität ferroelektrischer Dielektrika für frugale implantierbare Mikrostimulatoren vernachlässigt werden. Die Temperaturabhängigkeit kann jedoch durch Dotierung mit Seltenerden beeinflusst werden [271, 277].

Die Kinetik der Domänenumschaltung (siehe Kapitel 4.3) ist für die dielektrischen Eigenschaften ferroelektrischer Werkstoffe ausschlaggebend [278]. Defekte in der Kristallstruktur von Dielektrika können die Beweglichkeit der Domänen stark beeinflussen und zu einer Fixierung von Domänen führen, wodurch sich die dielektrischen Eigenschaften ändern [279]. Infolgedessen ändert sich der gesamte nichtlineare Verlauf der Hysterese [280], einschließlich der Abhängigkeit der Permittivität von der Amplitude der angelegten Wechselspannung, der Permittivität im Sättigungsbereich sowie der Spannungsbereich, in dem die Hysterese vom linearen zum nichtlinearen Bereich übergeht; auch das Alterungs- bzw. Ermüdungsverhalten des Dielektrikums werden beeinflusst [281]. Die mikroskopischen Ursachen der Fixierung von Domänen durch Defekte, z. B. durch Leerstellen und Dotierstoffe [278], sind weitgehend unerforscht [279], aber dennoch von großer Bedeutung für die Optimierung der Zuverlässigkeit und des Alterungsverhaltens von MLCCs [278, 282]. Am Beispiel von Bariumtitanat kann die Permittivität und ihre Spannungsabhängigkeit direkt durch die Tetragonalität der Kristallstruktur beeinflusst werden [249]. Die Tetragonalität der Kristallstruktur kann über das Verhältnis von Barium- zu Titanionen eingestellt werden [249].

Das Alterungsverhalten von ferroelektrischen MLCCs wird durch höhere Gleichspannungen beschleunigt [283]. Ohne Gleichspannung sind die Dipole in den einzelnen Körnern zunächst zufällig angeordnet [271]. Wird jedoch eine Gleichspannung angelegt, so richten sich die Dipole in Richtung der angelegten Gleichspannung aus [271]. Bei hohen Gleichspannungen werden die Dipole in Richtung der angelegten Vorspannung fixiert und tragen nicht mehr zur Polarisation bei; daraus resultiert eine Abnahme der Permittivität [271]. Wenn die Korngröße kleiner wird oder die Permittivität des Dielektrikums abnimmt, nimmt in der Regel auch die Spannungsabhängigkeit der Permittivität ab [271].

Werden ferroelektrische Dielektrika ausreichend lange über ihre Curie-Temperatur erhitzt, üblicherweise mehrere Stunden [284], richten sich ihre Domänen beim Abkühlen wieder in ihrer ursprünglichen Orientierung aus [283]. Die ursprünglichen dielektrischen Eigenschaften

werden somit wiederhergestellt [284]. Eine weitere Möglichkeit die ursprünglichen ferroelektrischen Eigenschaften der Dielektrika wiederherzustellen ist durch das Anlegen einer Wechselfeldspannung [284]. Das Alterungsverhalten und die Wiederherstellung der ursprünglichen dielektrischen Eigenschaften der Dielektrika stehen in engem Zusammenhang mit der elektrischen Leitfähigkeit des verwendeten ferroelektrischen Werkstoffs [284]. Donatordotierte (weiche) Ferroelektrika zeigen eine geringe Leitfähigkeit und fast keine Alterung, während Akzeptordotierte (harte) Ferroelektrika eine mittlere Leitfähigkeit und eine starke Alterung aufweisen [284]. In [285] wurden beispielsweise die dielektrischen Eigenschaften einer mit Eisen dotierten Blei-Zirkonat-Titanat-Probe bei einer Frequenz von 55 MHz mit einer sinusförmigen Wechselfeldspannung nach 70 Zyklen, d. h. nach etwa 21 Minuten, wiederhergestellt. Ob die Alterung der ferroelektrischen MLCCs in frugalen implantierbaren Systemen durch die induzierte Wechselfeldspannung unterdrückt werden kann, müsste genauer untersucht werden. Insbesondere, ob dies bei Frequenzen zwischen 100 kHz und 1 MHz möglich ist, welche Amplitude dafür erforderlich ist, wie viele Zyklen durchlaufen werden müssen und ob bestimmte Dotierstoffe diesen Prozess begünstigen.

Um die Zuverlässigkeit und das Alterungsverhalten der MLCCs zu verbessern, werden ihre dielektrischen Eigenschaften in hochbeschleunigten Lebensdauertests bei hohen Temperaturen, hoher Luftfeuchtigkeit und elektrischer Spannung untersucht. Seltene Erden können nicht nur eingesetzt werden, um die dielektrischen Eigenschaften von Bariumtitanat durch Beeinflussung des Kornwachstums und der Tetragonalität der Kristallstruktur signifikant zu verändern, sondern auch, um gezielt Defektstellen zu erzeugen [271]. Durch den gezielten Einbau von Defekten in Bariumtitanat kann das Alterungsverhalten von MLCCs unterdrückt werden [271]. Yoon *et al.* [286] konnten z. B. feststellen, dass eine Erhöhung der Konzentration von Dysprosium in einem auf Bariumtitanat basierenden, mit Dysprosium und Mangan co-dotierten MLCC die Ermüdung des Dielektrikums signifikant reduzieren kann.

Die Umgebungsbedingungen in frugalen implantierbaren Systemen sind im Hinblick auf die Alterung ferroelektrischer MLCCs größtenteils vorteilhaft. Die Umwandlung der induzierten Spannung in einen Stimulationspuls erfolgt mit einem geringen Tastverhältnis im Bereich von ca. 1 %, sodass von einer konstanten Temperatur des Dielektrikums von 37 °C ausgegangen werden kann. Auch wenn die nichtlinearen Eigenschaften der MLCCs ausgenutzt werden, die erst bei höheren Spannungen auftreten, liegt die Amplitude der induzierten Spannung innerhalb der von den Herstellern angegebenen Nennspannungen.

Modellierung der nichtlinearen spannungsabhängigen Kapazität ferroelektrischer MLCCs in induktiv gekoppelten implantierbaren Systemen

In dieser Dissertation wurde zunächst die spannungsabhängige Kapazität von MLCCs auf übliche Weise modelliert, indem der Strom durch den MLCC aus dem Produkt der zeitlichen Ableitung der Spannung über dem MLCC und der Kapazität, die selbst eine Funktion der über dem MLCC anliegenden Spannung ist, berechnet wurde (siehe Kapitel 2.6.3 und 3.3.2). Da es

sich um phänomenologische Modelle handelt, die die nichtlinearen Eigenschaften ferroelektrischer MLCCs der Klasse 2 mit Hilfe der gemessenen Differentialkapazität nachbilden, sind diese Modelle mit geringem Aufwand umsetzbar. Es konnte jedoch gezeigt werden, dass diese Modelle nicht geeignet sind, um die spannungsabhängige nichtlineare Kapazität ferroelektrischer MLCCs zu modellieren (siehe Kapitel 4.2.3).

Dies kann anhand der Messmethode zur Bestimmung der Differentialkapazität erklärt werden. Wie bereits erwähnt, wurde die Differentialkapazität der MLCCs mit einem Präzisionsimpedanzanalysator und einem Kleinsignal ($5 \text{ mV}_{\text{rms}}$) über einen Vorspannungsbereich von $\pm 40 \text{ V}$ bei einer Frequenz unterhalb von 1 MHz gemessen. Die Änderung der Vorspannung an den MLCCs über den gesamten Spannungsbereich erfolgt in einem Zeitfenster, das wesentlich größer ist als die Periode des Messsignals selbst. Bei gegebener Vorspannung ist die Messzeit mindestens etwa 1000-mal größer als die Periode des Messsignals [234]. Es kann daher davon ausgegangen werden, dass die Domänen im ferroelektrischen Dielektrikum zum Zeitpunkt der Messung der Differentialkapazität eine statische Ausrichtung aufweisen. Im Gegensatz dazu wird mit der modifizierten Sawyer-Tower-Schaltung ein Großsignal zur Messung der absoluten Kapazität verwendet. In diesem Fall wird der Einfluss der Kinetik der Domänenumschaltung auf die Kapazität in die Messung mit einbezogen. Eine Ausnahme wurde allerdings für den MLCC #5 beobachtet. Obwohl die Modellierung mit dem physikbasierten Modell insgesamt eine höhere Genauigkeit aufweist, ist die Abweichung zu der Modellierung mit dem differentialkapazitätsbasierten Modell gering. Eine mögliche Erklärung wäre, dass sich die Domänen bei einer Frequenz von 360 kHz so schnell ausrichten, dass sie bei gegebener Spannung als quasistatisch ausgerichtet betrachtet werden können. In diesem Fall liegen die gemessene Differentialkapazität (dq / du) und die Absolutkapazität (q / u) nahe beieinander.

Aus Abbildung 5-1 ist ersichtlich, dass für den MLCC #5 die aus der gemessenen ferroelektrischen Hysterese resultierende Differentialkapazität 1) nahe der mit dem Impedanzanalysator gemessenen Differentialkapazität 2) liegt. In beiden Verläufen der Differentialkapazität ist ein Plateaubereich um 0 V zu erkennen. Es fällt auf, dass dieser Plateaubereich und damit der lineare Bereich der Hysterese bei der Messung mit dem Großsignal in 1) stärker ausgeprägt ist als bei der Messung mit dem Kleinsignal in 2). Die Differentialkapazität bei 0 V beträgt in 1) und 2) jeweils $46,33 \text{ nF}$ und $47,49 \text{ nF}$. Bei 40 V wurde in 1) und 2) eine Differentialkapazität von $7,95 \text{ nF}$ und $7,55 \text{ nF}$ gemessen. Im Gegensatz dazu ist beim MLCC #15 ein signifikanter Unterschied in der Differentialkapazität in Abbildung 5-1 3) und 4) zu erkennen. Mit dem Impedanzanalysator wurde mit einem Kleinsignal bei 0 V eine Differentialkapazität von $44,42 \text{ nF}$ gemessen (siehe Abbildung 5-1 3)). Die Differentialkapazität, gemessen mit einem Großsignal bei 0 V , ist um $15,1 \%$ größer (siehe Abbildung 5-1 4)).

Dies bestätigt die Aussagen in [223, 224], wonach solche Modelle basierend auf einer gemessenen Differentialkapazität nur im Kleinsignalebereich für ferroelektrische nichtlineare MLCCs zulässig sind. Allerdings eignen sich solche Modelle gut für paraelektrische lineare MLCCs der

Klasse 1. Diese MLCCs bestehen aus einem paraelektrischen Dielektrikum, in dem sich die Dipole spontan nach dem angelegten elektrischen Feld ausrichten [203]. Dies bedeutet, dass die gemessene Differentialkapazität ($C = dq / du$) und die gemessene Absolutkapazität ($C = q / u$) identisch sind [223]. Aus diesem Grund kann mittels der Differentialkapazität, die mit dem Messaufbau in Kapitel 3.2.1 bei einem Kleinsignal von $5 \text{ mV}_{\text{rms}}$ gemessen wurde, das Systemverhalten eines induktiv gekoppelten Mikrostimulators mit einem paraelektrischen MLCC bei einem Großsignal von $\pm 40 \text{ V}$ modelliert werden (siehe Kapitel 4.2.2).

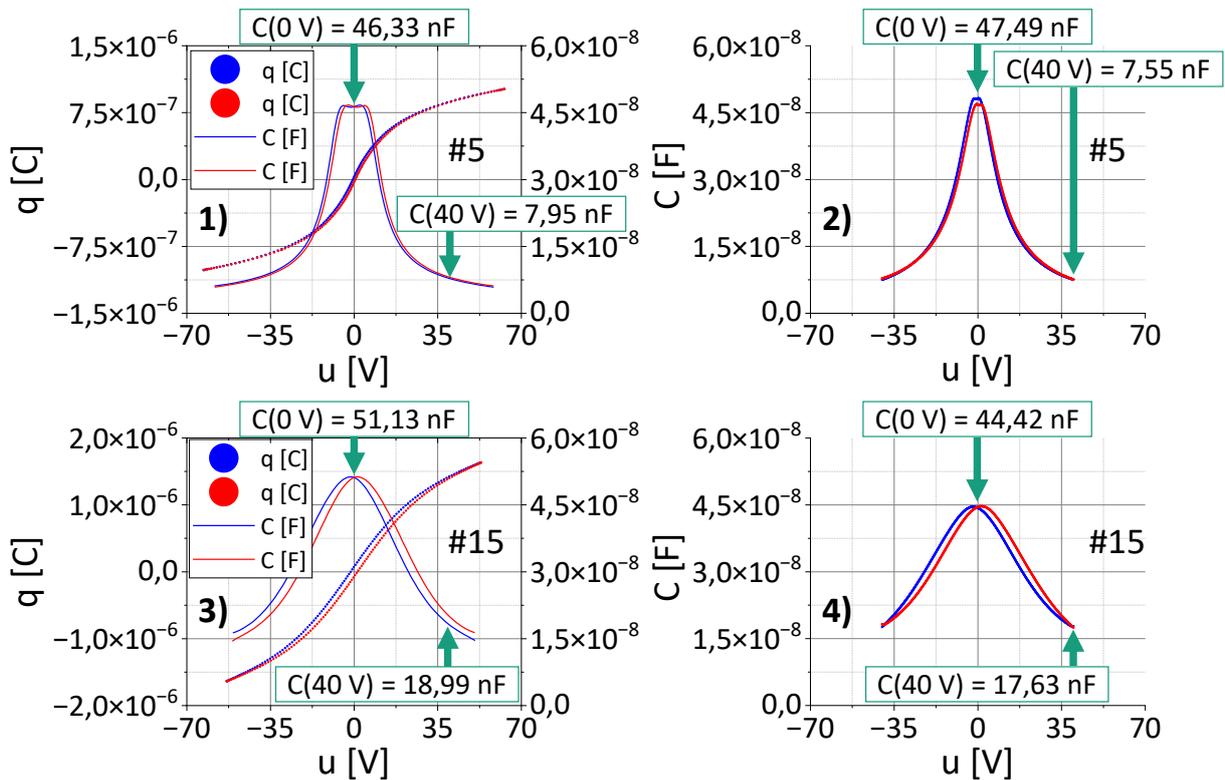


Abbildung 5-1: Ferroelektrische Hysterese (Punkte) gemessen mit der Sawyer-Tower-Schaltung (siehe Kapitel 3.2.3) und durch Differenzierung (dq / du) resultierende Differentialkapazität (Linie) der MLCCs #5 1) und #15 3). Die Verläufe in Rot und Blau wurden jeweils für zunehmende und abnehmende Spannung gemessen. Die mit dem Impedanzanalysator gemessenen Differentialkapazitäten (siehe Kapitel 3.2.1) der jeweiligen MLCCs #5 und #15 sind in 2) und 4) wiedergegeben. Um einen Vergleich zwischen den mit der Sawyer-Tower-Schaltung und dem Impedanzanalysator gemessenen Differentialkapazitäten zu ermöglichen, wurden die Werte der Differentialkapazität bei 0 V und 40 V in 1), 2), 3) und 4) angegeben.

Neben den Modellen, die auf einer mit einem Kleinsignal gemessenen Differentialkapazität basieren, darunter auch SPICE-Modelle [223], gibt es zur Modellierung der spannungsabhängigen nichtlinearen Kapazitäten von MLCCs mit einem ferroelektrischen Dielektrikum weitere Modelle. Dabei handelt es sich jedoch um phänomenologische Modelle, die die nichtlinearen Eigenschaften der MLCCs nachbilden, ohne die Physik hinter diesen nichtlinearen Eigenschaften zu berücksichtigen. Dazu gehören Modelle, die auf der Preisach-Theorie [213] oder auf

der Landau-Ginzburg-Devonshire-Theorie [219] basieren. Wenn der Bezug zur Physik verloren geht, wird auch die Tür zu weiterführenden Untersuchungen und zu anderen Disziplinen wie den Materialwissenschaften geschlossen, in denen beispielsweise Dielektrika mit einer spezifischen Nichtlinearität hergestellt werden könnten. Im Rahmen dieser Dissertation wurde ein physikbasiertes Modell entwickelt, das nicht nur die Physik hinter den nichtlinearen Eigenschaften von ferroelektrischen MLCCs berücksichtigt, sondern auch besonders recheneffizient ist, allerdings auf Kosten einer ungenaueren Modellierung der Innenschleifen einer Hysterese.

Die Ursache für den Unterschied zwischen dem Verlauf der Innen- und Außenschleifen einer Hysterese ist auf die Herstellung der Dielektrika zurückzuführen. Die Größe der Domänen ist proportional zur Größe der Körner im Dielektrikum [271]. Die Wahrscheinlichkeit der Fixierung einer Domäne, z. B. durch Defektstellen, ist bei größeren Domänen höher als bei kleineren [287]. Bei niedrigen Wechselspannungen machen sich die fixierten Domänen dadurch bemerkbar, dass sie ihre Orientierung in Abhängigkeit von der angelegten Spannung nicht ändern [287]. Bei höheren Wechselspannungen jedoch richten sich die zuvor fixierten Domänen nach der angelegten Spannung aus, was zu einem sprunghaften Anstieg der Permittivität führt [287].

Dieser Effekt wurde auch mit dem in dieser Arbeit realisierten modifizierten Sawyer-Tower-Messaufbau beobachtet. Die Steigung der Hysterese und damit die Differentialkapazität bei einer Spannung von 0 V ändert sich in Abhängigkeit von der Amplitude der angelegten Wechselspannung. Mit zunehmender Amplitude der Wechselspannung nimmt die Differentialkapazität bei 0 V zunächst zu. Ab einer bestimmten Amplitude wird die maximale Differentialkapazität erreicht. Oberhalb dieser Amplitude nimmt die Differentialkapazität wieder ab. Diese Abhängigkeit der Steigung der Hysterese vom Bereich der angelegten Wechselspannung ist in Abbildung 5-2 verdeutlicht.

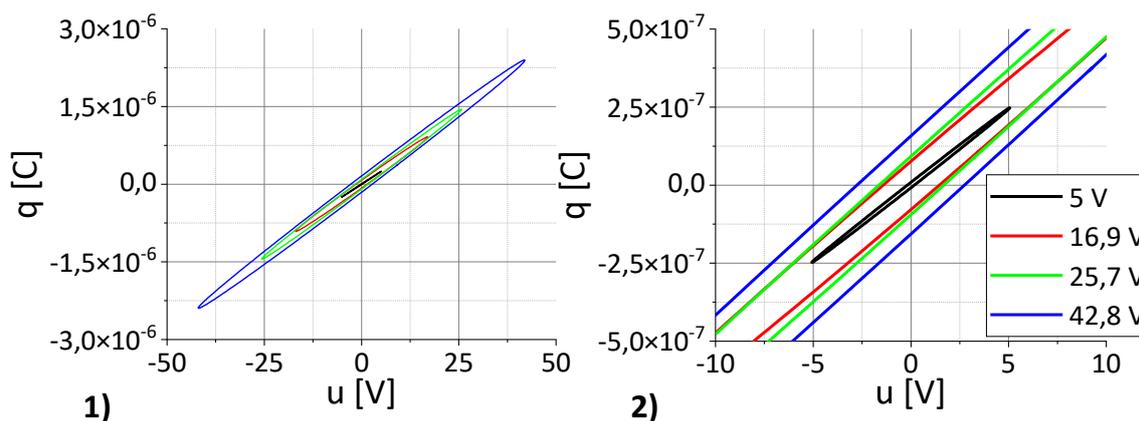


Abbildung 5-2: Die Spannung am MLCC #37 wurde schrittweise von 5 V auf 16,9 V, 25,7 V und 42,8 V erhöht und die ferroelektrische Hysterese mit der Sawyer-Tower-Schaltung aus Kapitel 3.2.3 gemessen 1). In 2) ist der Bereich der gemessenen Hysteresen zwischen -10 V und +10 V vergrößert. Wird die Spannung von 5 V auf 16,9 V, 25,7 V und 42,8 V erhöht, so ist in 2) zu erkennen, dass auch die Steigung der Hysterese und damit die Differentialkapazität bei 0 V von 48,92 nF auf 53,59 nF, 56,19 nF und 56,68 nF zunimmt.

Im physikbasierten Modell dieser Arbeit werden resultierende Innenschleifen einer Hysterese mit unterschiedlichem Verlauf nur grob modelliert (siehe Abbildung 5-3 a) und b)). Mit anderen Worten, die Abhängigkeit der Fixierung der Domänen von der Amplitude der angelegten Wechselspannung wird im physikbasierten Modell vernachlässigt. In Kapitel 4.4.6 konnte gezeigt werden, dass das Systemverhalten mit dem physikbasierten Modell und den stark nicht-linearen MLCCs #2, #5 und #39 mit guter Genauigkeit (R^2 -Wert $> 90\%$) vorhergesagt werden kann. Im Gegensatz zu diesen MLCCs mit einer maximalen Kapazitätsänderung von $dC > 2 \text{ nF/V}$ (siehe Kapitel 4.1.1), nimmt die Genauigkeit der Modellierung bei den MLCCs #15, #31 und #37 mit einer geringeren Nichtlinearität ($dC < 1 \text{ nF/V}$) ab. Die Modellierung der Innenschleifen einer Hysterese ist daher eher für die Modellierung von ferroelektrischen MLCCs mit geringerer Nichtlinearität relevant.

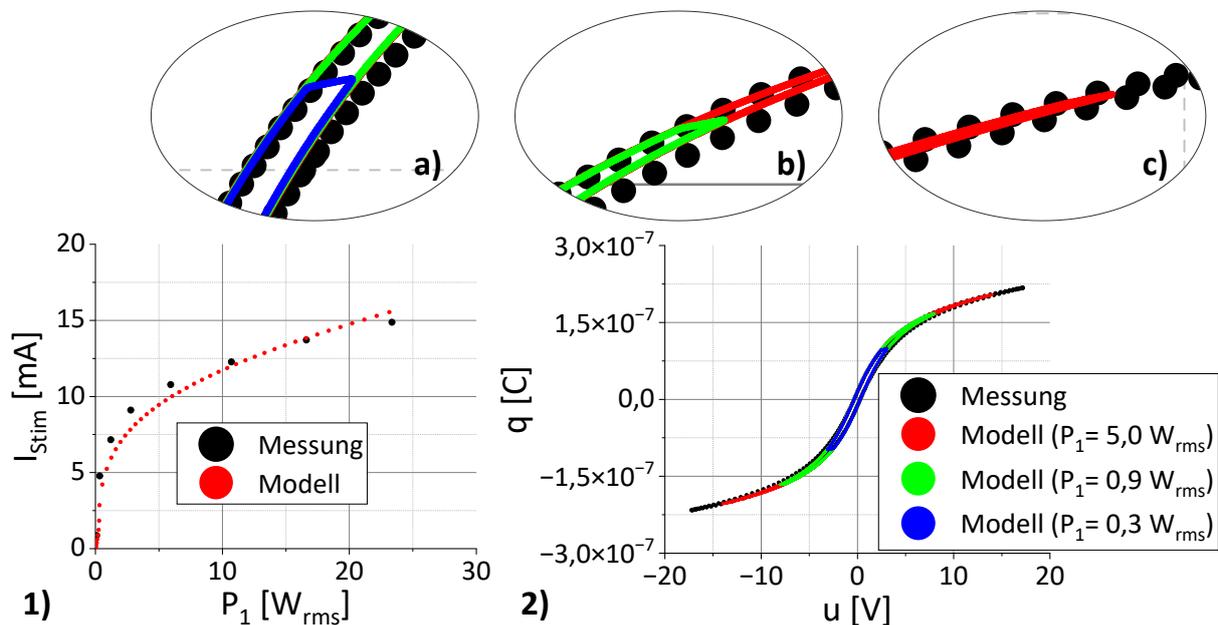


Abbildung 5-3: In 1) ist der gemessene (schwarz) und modellierte (rot) Stimulationsstrom als Funktion der in den primärseitigen Reihenschwingkreis eingespeisten Leistung P_1 dargestellt. Die Messung wurde mit dem Messaufbau aus Kapitel 3.4 und dem MLCC #39 durchgeführt. Die gemessene Außenschleife der Hysterese (schwarz) sowie die modellierten Innenschleifen der Hysterese für eine jeweilige Leistung P_1 von $5,0 W_{\text{rms}}$ (blau), $0,9 W_{\text{rms}}$ (grün) und $0,3 W_{\text{rms}}$ (rot) sind in 2) dargestellt. In a) und b) ist zu sehen, dass sich bei einer Änderung des Spannungsverlaufs die elektrische Ladung sprunghaft ändert. Bei genauer Modellierung der Innenschleifen sollte der Übergang wie in c) stetig erfolgen.

Das Systemverhalten von induktiv gekoppelten Mikrostimulatoren kann mit dem physikbasierten Modell mit guter Genauigkeit unter der Voraussetzung vorhergesagt werden, dass die Verstimmung des Schwingkreises in der Implantatelektronik im Wesentlichen durch den nicht-linearen Verlauf der Außenschleifen innerhalb eines gegebenen Spannungsbereichs bestimmt wird, sodass die Verstimmung durch die Innenschleifen der Hysterese vernachlässigt werden

kann (siehe Abbildung 5-3). Eine genaue Modellierung der Innenschleifen ist mit dem Skalierungsansatz von Rizzello *et al.* [233] möglich, allerdings auf Kosten einer geringeren Recheneffizienz.

Ein großer Vorteil des physikbasierten Modells ist, dass wenn der genaue Aufbau der MLCCs, d. h. Anzahl der Dielektrikumsschichten, Fläche und Länge der Innenelektroden, bekannt ist, aus den gemessenen Hysteresen die konkreten Materialparameter der ferroelektrischen Dielektrika bestimmt werden können. In Zusammenarbeit mit den Materialwissenschaften und der Kenntnis der Materialzusammensetzung eines Ferroelektrikums besteht die Möglichkeit, mit dem physikbasierten Modell durch Materialoptimierung ein Dielektrikum mit einem spezifischen nichtlinearen Hystereseverlauf herzustellen, mit dem ein gezieltes nichtlineares Verhalten induktiv gekoppelter Systeme erreicht werden kann.

Können ferroelektrische Dielektrika in MLCCs als intelligente Materialien eingesetzt werden, um eine passive Regelung des Stimulationsstroms in frugalen implantierbaren Systemen zu ermöglichen?

Die Nutzung der nichtlinearen Eigenschaften von ferroelektrischen MLCCs wurde im Jahr 2018 von Ben-Yaakov *et al.* [224] und Kolberg *et al.* [136] untersucht, um diese als Steuerelement in LLC-Resonanzwandlern einzusetzen. In [136, 224] wurde jedoch die nichtlineare spannungsabhängige Kapazität der MLCCs aktiv mit einer Gleichspannungsquelle gesteuert, was wiederum zusätzliche Bauelemente und Firmware erfordert. Das gleiche Konzept wurde in den Jahren 2018 und 2019 von Borafker *et al.* [140] und Tishechkin *et al.* [139] in sekundärseitigen Schwingkreisen zur aktiven Regelung der induktiv empfangenen Energie sowie von Zeng *et al.* [137] in primärseitigen Reihenschwingkreisen umgesetzt.

Nach den Untersuchungen von Wang *et al.* [288] konnte durch Ausnutzung der nichtlinearen Sperrschichtkapazität von zwei antiseriell geschalteten Kapazitätsdioden eine Stabilisierung des Wirkungsgrades der IPT über einen gegebenen induktiven Kopplungsfaktorbereich auf näherungsweise 75 % erreicht werden. Der sekundärseitige Reihenschwingkreis wurde durch die nichtlinearen Kapazitätsdioden gebildet und mit einem primärseitigen Reihenschwingkreis mit Energie versorgt [288]. Als Anwendungsbeispiel wurde die IPT zum Laden der Batterie von Elektrofahrzeugen genannt, bei der beide Schwingkreise stark miteinander gekoppelt sind [288]. Ein ähnlicher Ansatz wurde im Jahr 2018 von Abdelatty *et al.* verfolgt, indem mehrere antiseriell geschaltete Kapazitätsdioden parallel geschaltet [289] oder antiseriell geschaltete Kapazitätsdioden parallel zu ferroelektrischen MLCCs geschaltet wurden [290, 291]. Dieses Konzept wurde ebenfalls von Chai *et al.* [292] im Jahr 2020 und von Wang *et al.* [293] im Jahr 2022 untersucht. In [293] kam neben der nichtlinearen Kapazität auch eine nichtlineare Induktivität zum Einsatz.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass in allen oben genannten Arbeiten entweder antiseriell geschaltete Kapazitätsdioden [288, 289, 292], antiseriell geschaltete Kapazitätsdioden pa-

ralliel zu ferroelektrischen MLCCs [290, 291] oder ferroelektrische MLCCs mit nichtlinearen Induktivitäten [293] hinsichtlich einer Stabilisierung des Wirkungsgrades der IPT bzw. der induktiv übertragenen Leistung über einen gegebenen Kopplungsfaktorbereich eingesetzt wurden. Ein weiterer Punkt ist, dass in den Arbeiten [290, 291, 293] die nichtlineare Kapazität ferroelektrischer MLCCs mittels eines Polynoms dritter Ordnung als ladungsgesteuerte Spannungsquelle angenähert wurde, was für Optimierungsaufgaben zunächst ausreichend ist. Die zugrundeliegende Physik wird jedoch in keiner Weise berücksichtigt, sodass ein tieferes Verständnis der nichtlinearen Eigenschaften ferroelektrischer MLCCs und damit eine Weiterentwicklung des Konzeptes sowie eine Übertragung der Ergebnisse auf andere Gebiete nur eingeschränkt möglich sind.

Nach der experimentellen Validierung des in dieser Arbeit realisierten physikbasierten Modells an einem linearen paraelektrischen MLCC und an stark nichtlinearen ferroelektrischen MLCCs wurde das Modell zur Untersuchung der Eignung von Hysteresen mit unterschiedlicher Nichtlinearität zur Realisierung einer passiven Regelung des Stimulationsstroms eingesetzt. Das gesamte System, bestehend aus der primärseitigen extrakorporalen Sendeeinheit mit einem Reihenschwingkreis und dem induktiv gekoppelten Mikrostimulator mit einem Parallelschwingkreis, wurde mit Hilfe des physikbasierten Modells für verschiedene Spannungen an der primärseitigen Endstufe bzw. Leistungspegel sowie für verschiedene Kopplungsfaktoren und Frequenzen charakterisiert.

Bei diesen Untersuchungen wurde beobachtet, dass bei einem linearen paraelektrischen MLCC der maximale Stimulationsstrom bei einem bestimmten Kopplungsfaktor auftritt, wenn das System in Resonanz betrieben wird (siehe Abbildung 5-4 1)). Durch weitere Erhöhung des Kopplungsfaktors ergeben sich zwei Frequenzbereiche jeweils unterhalb und oberhalb der eigentlichen Resonanzfrequenz, in denen wieder ein maximaler Stimulationsstrom erreicht werden kann. Diese Aufteilung der Resonanzfrequenzen in zwei Bereiche wurde auch von Sun *et al.* [294] berichtet. Bei gegebenen primär- und sekundärseitigen Schwingkreisen ändert sich mit dem induktiven Kopplungsfaktor auch die Gegeninduktivität. Die Schwingkreise werden dementsprechend verstimmt. Durch Anpassung der Frequenz der IPT kann das System wieder in Resonanz gebracht werden; die Gegeninduktivität wird kompensiert (siehe Abbildung 5-4 1)).

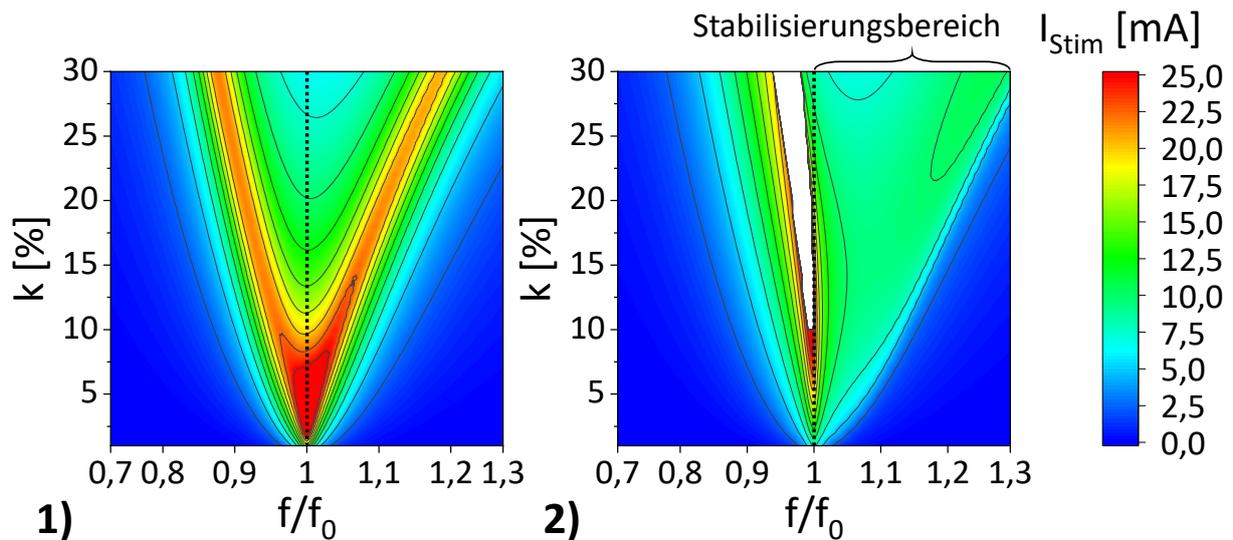


Abbildung 5-4: Stimulationstrom I_{stim} als Funktion des induktiven Kopplungsfaktors k und des Verhältnisses zwischen der Frequenz f der IPT und der Resonanzfrequenz des Implantates f_0 für: 1) einen linearen MLCC und 2) den nichtlinearen MLCC #5. In 1) und 2) wurde die primärseitige Endstufe mit einer Spannung von 7 V betrieben. Beim linearen MLCC in 1) muss in Abhängigkeit von k die Frequenz nachgestimmt werden, um die Gegeninduktivität zu kompensieren und wieder den Maximalwert von I_{stim} zu erreichen. Mit dem nichtlinearen MLCC #5 ist in 2) zu beobachten, dass einerseits bei gleicher Änderung von k eine geringere Frequenzabsenkung erforderlich ist, um den Maximalwert von I_{stim} zu erreichen, und dass sich andererseits oberhalb der Resonanzfrequenz ein Bereich ergibt, in dem eine Stabilisierung von I_{stim} erzielbar ist. Der Stimulationstrombereich in weißer Farbe in 2) stellt den Bereich dar, in dem die induzierte Spannung am MLCC #5 oberhalb des Bereichs liegt, in dem die ferroelektrische Hysterese gemessen wurde. Dieser Bereich wird nicht berücksichtigt.

Bei den nichtlinearen ferroelektrischen MLCCs konnte dagegen festgestellt werden, dass sich in Abhängigkeit des Leistungspegels der primärseitigen Endstufe und damit der an den nichtlinearen MLCCs induzierten Spannung das Profil des Stimulationstroms in Abhängigkeit des Kopplungsfaktors und der Frequenz ändert. Der nichtlineare Verlauf der Hysterese führt zu einer Verengung des Frequenzbereiches unterhalb der Resonanzfrequenz. Im Frequenzbereich oberhalb der Resonanzfrequenz ergibt sich ein Bereich, in dem eine Stabilisierung des Stimulationstroms erreicht werden kann (siehe Abbildung 5-4 2)). Mit anderen Worten, die zur Kompensation der Gegeninduktivität erforderliche Frequenzänderung nimmt unterhalb der Resonanzfrequenz ab. Idealerweise sollte der nichtlineare Verlauf der Hysterese so gestaltet und durch die induzierte Spannung angesteuert werden, dass die hervorgerufene Verstimmung des Schwingkreises in der Implantatelektronik bei gleicher Frequenz die Gegeninduktivität derart kompensiert, dass ein konstanter Stimulationstrom resultiert. Auf der Implantatelektronik des Demonstrators (siehe Kapitel 4.5.4) sind Lötflächen vorgesehen, die eine Parallel- und/oder Reihenzusammenschaltung von nichtlinearen MLCCs ermöglichen, um

spezifische nichtlineare Hystereseverläufe zu erzeugen. Im Rahmen dieser Arbeit wurde zudem experimentell der Einfluss einer Zusammenschaltung bestehend aus: 1) einem, 2) zwei in Reihe, 3) vier in Reihe, 4) zwei parallel, 5) vier parallel und 6) einem in Reihe mit zwei parallel geschalteten MLCCs auf das Systemverhalten eines induktiv gekoppelten Mikrostimulators untersucht [236] (siehe Abbildung 5-5). In diesen Zusammenschaltungen wurden entweder nur nichtlineare bzw. annähernd lineare MLCCs oder eine Mischung aus nichtlinearen und annähernd linearen MLCCs eingesetzt. Bei gegebenem induktiven Kopplungsfaktor wurde die Leistung der primärseitigen Endstufe erhöht und der resultierende Stimulationsstrom gemessen. Es konnte im Rahmen dieser Arbeit gezeigt werden [236], dass die stärkste Begrenzung des Stimulationsstroms in Abhängigkeit vom Leistungspegel der primärseitigen Endstufe mit einem oder einer Parallelschaltung von nichtlinearen MLCCs erreicht wird. Im Gegensatz dazu wird die Nichtlinearität durch die Reihenschaltung von nichtlinearen MLCCs reduziert.

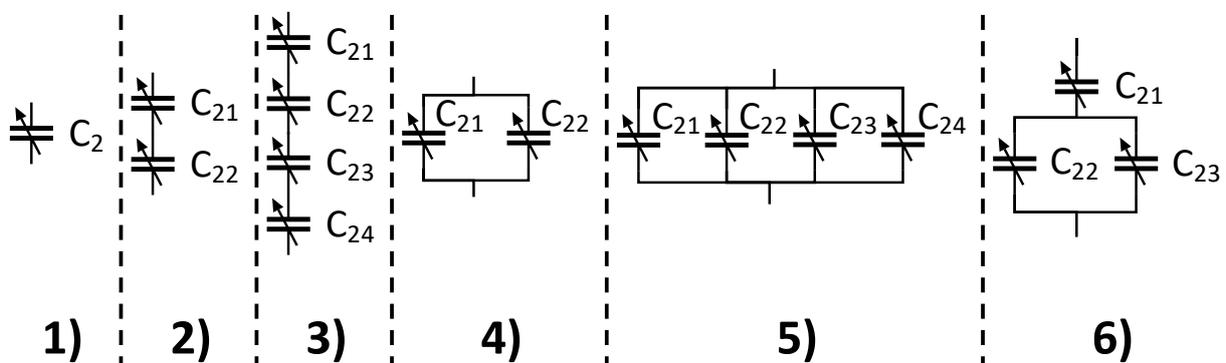


Abbildung 5-5: Zusammenschaltung bestehend aus: 1) einem, 2) zwei in Reihe, 3) vier in Reihe, 4) zwei parallel, 5) vier parallel und 6) einem in Reihe mit zwei parallel geschalteten MLCCs. Diese bilden die Kapazität des Parallelschwingkreises eines induktiv gekoppelten Mikrostimulators. Die experimentelle Untersuchung des Einflusses der resultierenden nichtlinearen spannungsabhängigen Kapazität auf die IPT ist beschrieben in [236].

Um die Machbarkeit der passiven Regelung des Stimulationsstroms durch den Einsatz der ferroelektrischen Werkstoffe in MLCCs der Klasse 2 als intelligente Materialien zu untersuchen, wurde zunächst das physikbasierte Modell eingesetzt. Dank der Recheneffizienz des Modells konnte das induktiv gekoppelte frugale implantierbare System über einen Frequenzbereich von ± 100 kHz unterhalb und oberhalb der Resonanzfrequenz, über einen Kopplungsfaktorbereich zwischen 1 % und 30 % und bei einer Spannung an der primärseitigen Endstufe von 1 V bis 30 V mit einer jeweiligen Auflösung von 1 kHz, 1 % und 1 V modelliert werden. Die Berechnungen wurden für vier Varianten von Implantatspulen, zwei Varianten von extrakorporalen Spulen und drei MLCCs mit spezifischer Nichtlinearität durchgeführt. Pro Variante ergeben sich 180.000 Berechnungen für den oben definierten Spannungs-, Frequenz- und Kopplungsfaktorbereich. Als Ausgangsgröße wurde die Empfindlichkeit des Stimulationsstroms als Funktion des Kopplungsfaktors über den Frequenzbereich ausgewertet. Aus den zahlreichen Mo-

dellierungen konnte eine Spulenvariante für die extrakorporale Sendeeinheit und das implantierbare System sowie ein nichtlinearer Hystereseverlauf bestimmt werden, mit dem eine Stabilisierung des Stimulationstroms möglich ist.

Als besonders geeignet haben sich die Spulenvarianten mit Litzendraht erwiesen. Aufgrund des wesentlich geringeren Verlustwiderstandes von Spulen mit Litzendraht durch den geringeren Skin-Effekt im Vergleich zu Spulen mit Kupferleiterbahnen auf Leiterplatten weisen Schwingkreise eine höhere Güte auf und sind daher empfindlicher gegenüber einer Verstimmung durch die spannungsabhängige Kapazität ferroelektrischer MLCCs [252]. Aus den Ergebnissen der Modellierungen ergibt sich die stärkste Stabilisierung des Stimulationstroms aus dem nichtlinearen Hystereseverlauf des MLCCs #5. Wenn das implantierbare System mit dem MLCC #5 und den Litzenspulenvarianten über einen Kopplungsfaktorbereich von 5 % bis 12,5 % sowie 10 kHz oberhalb seiner Resonanzfrequenz betrieben wird, tritt ein Stabilisierungseffekt des Stimulationstroms auf. Unterhalb dieses Kopplungsfaktorbereichs ergibt sich ein geringer Stimulationstrom, der mit zunehmendem Kopplungsfaktor zunächst nur geringfügig ansteigt. Im Anschluss daran steigt der Stimulationstrom kontinuierlich an, d. h. das System schwingt in einen stabilen Zustand ein. Dieser Stabilisierungseffekt bleibt über den genannten Kopplungsfaktorbereich erhalten. Der kontinuierliche Anstieg des Stimulationstroms ist in Abbildung 5-6 veranschaulicht. Der Kopplungsfaktorbereich, über dem die Stabilisierung des Stimulationstroms eintritt, sowie die Streuung des Stimulationstroms um einen bestimmten Wert, hängen von der Amplitude der induzierten Spannung, d. h. wie sehr die Hysterese angesteuert wird, und von der Frequenz ab.

In diesem eingeschwungenen Zustand werden die höchsten Stimationsströme erreicht. Es ist daher wichtig, dies bei der Auslegung solcher nichtlinearen Systeme zu berücksichtigen. Zum Beispiel, wenn die Leistung der primärseitigen Endstufe eingestellt wird, um einen bestimmten Stimulationstrom einzustellen, während sich das System nicht im eingeschwungenen Zustand befindet, besteht die Gefahr, dass beim Einschwingen des Systems durch Änderung des Kopplungsfaktors und/oder der Frequenz die induzierte Spannung und damit der Stimulationstrom sprunghaft ansteigt, was zur Zerstörung des MLCCs und zu Schäden an den Elektroden und am umgebenden Gewebe führen kann.

Bei nichtlinearen ferroelektrischen MLCCs kann bei einem Kleinsignal von Resonanz gesprochen werden, wenn die Hysterese im linearen Bereich betrieben wird und somit die resultierende Kapazität über diesen Spannungsbereich als konstant angesehen werden kann. Der Begriff Resonanz ist jedoch bei höheren Spannungen, z. B. beim Einschwingen des Systems im Stabilisierungsbereich, nicht mehr ganz zutreffend. Aufgrund des nichtlinearen Verlaufs der Hysterese und der daraus resultierenden spannungsabhängigen Kapazität ergibt sich entsprechend dem Verlauf der induzierten Spannung zu jedem Zeitpunkt eine andere Kapazität und damit theoretisch eine andere Resonanzfrequenz. Der Schwingkreis mit einem nichtlinearen MLCC wird dadurch zu jedem Zeitpunkt mehr oder weniger verstimmt, was zu diesem Stabilisierungseffekt der Gegeninduktivität und damit zu einer Stabilisierung des Stimulationstroms

führt. Die „Resonanz“ des implantierbaren Systems wird hier durch den nichtlinearen Verlauf der Hysterese des eingesetzten MLCCs bzw. durch das dynamische Schalten der Domänen im ferroelektrischen Dielektrikum bestimmt. Im Gegensatz zu bekannten induktiv gekoppelten Systemen mit einem linearen MLCC, bei denen sich die Resonanzfrequenz in Abhängigkeit vom Kopplungsfaktor bzw. der Gegeninduktivität ändert, variiert mit einem nichtlinearen MLCC die „Resonanzfrequenz“ ständig in Abhängigkeit von der Amplitude der am MLCC induzierten Wechselspannung.

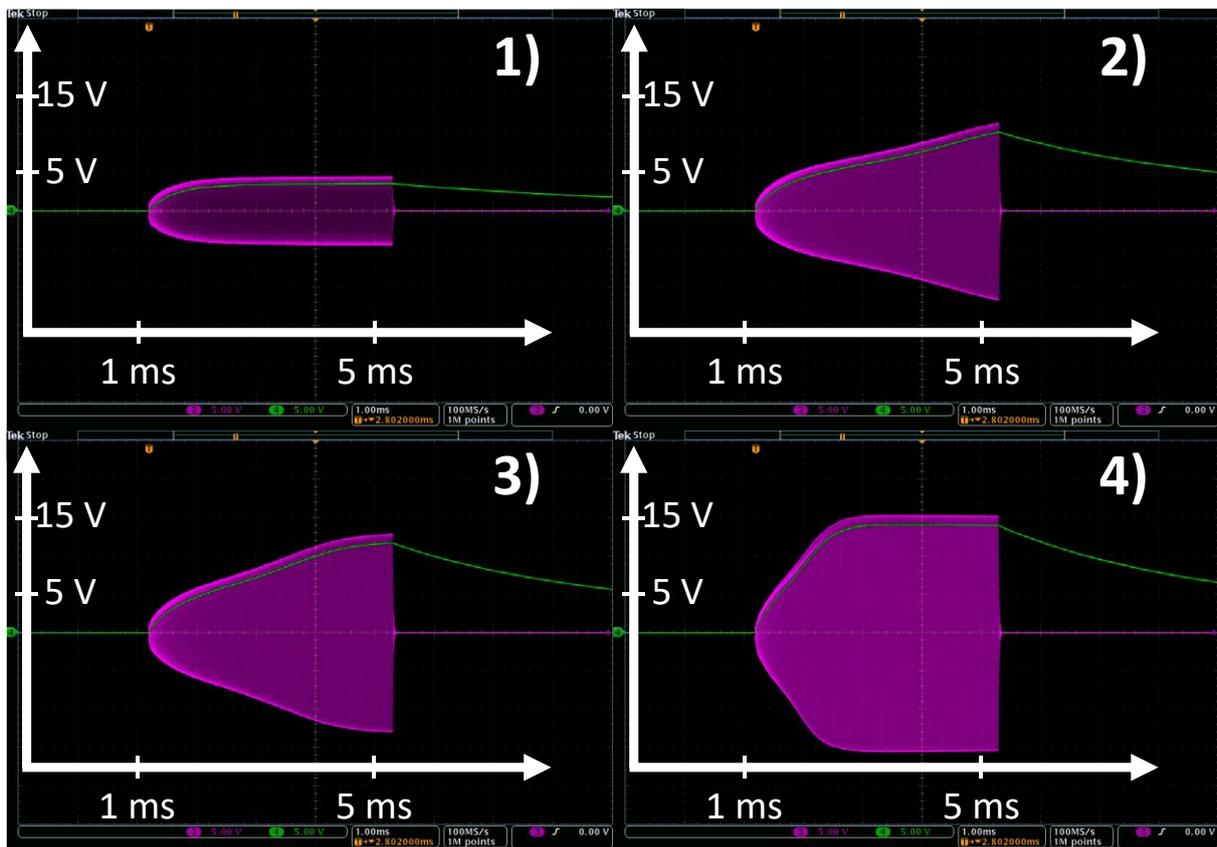


Abbildung 5-6: Oszilloskopaufnahme der induzierten Spannung an der Implantatelektronik mit dem nichtlinearen MLCC #5 (magenta) und gleichgerichteter Stimulationspuls (grün) an einer Ohm'schen Last von 1200Ω . Die Frequenz der IPT und der induktive Kopplungsfaktor wurden konstant gehalten, der Leistungspegel der primärseitigen Endstufe wurde schrittweise von 1) bis 4) erhöht. In 1) ist beim niedrigsten Leistungspegel der primärseitigen Endstufe die Implantatelektronik außer Resonanz, eine kleine Spannung wird induziert. Durch die schrittweise Erhöhung des Leistungspegels der Endstufe in 2) und 3) ist am Stimulationspuls (grün) ein kontinuierlicher Anstieg der Spannung von knapp 4 V auf 12 V zu erkennen. Mit einer weiteren Erhöhung des Leistungspegels der Endstufe in 4) schwingt die Implantatelektronik mit einer Amplitude des Stimulationspulses von ca. 14 V in einen stabilen Zustand ein.

Da die Stabilisierung des Stimulationsstroms über einen bestimmten Kopplungsbereich aus einem komplexen Polarisationsmechanismus resultiert, der auf Schaltvorgängen der fer-

roelektrischen Domänen beruht, die selbst auf einer thermodynamischen Übergangswahrscheinlichkeit basieren, wurde untersucht, inwieweit diese Stabilisierung reproduzierbar ist. Dies erfolgte mit den in Kapitel 4.6.2 ausgelegten Systemparametern. Über einen Kopplungsfaktorbereich von 5 % bis 12,5 % wurde ein medianer Stimulationsstrom von 11,2 mA gemessen. Ebenso konnte gezeigt werden, dass über diesen Kopplungsfaktorbereich 90 % der gemessenen Stimulationsströme größer gleich 10,6 mA (5. Perzentil) und kleiner gleich 11,8 mA (95. Perzentil) sind. Die Stimulationsströme konnten demnach in einem Bereich von $\pm 5,4$ % um den medianen Stimulationsstrom gehalten werden. Die maximale Abweichung zwischen dem minimalen und dem maximalen Stimulationsstrom beträgt somit 1,2 mA. Wird die Messung unter den gleichen Bedingungen, also auch 10 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz, mit einem linearen MLCC wiederholt, schwankt der Stimulationsstrom zwischen 11,1 mA und 15,6 mA. Mit dem nichtlinearen Hystereseverlauf des MLCCs #5 konnte somit über einen Kopplungsfaktorbereich von 5 % bis 12 % der Stimulationsstrom um den Faktor 3,8 konstanter gehalten werden als mit einem linearen MLCC. Darüber hinaus konnte bei einem maximalen Tastverhältnis der IPT von 1 %, in Anlehnung an die maximale Pulsdauer und Frequenz der Stimulationspulse zur HNS aus [57], und einem Stimulationsstrom von 9,8 mA eine maximale Erwärmung von 0,4 °C der Implantatspule festgestellt werden, was unter der maximal zulässigen Gewebeerwärmung von 1 °C liegt [165].

Konkrete Angaben zur geforderten Genauigkeit der eingestellten Amplitude des Stimulationsstroms sind in der Literatur nicht zu finden. Für die etabliertesten Stimulationsverfahren, wie z. B. die Tiefe Hirnstimulation, werden Angaben zur Amplitude des Stimulationspulses und zu den Impedanzen der Stimulationselektroden gemacht. Wie bei dem frugalen implantierbaren Hypoglossusnervstimulator [57] wird auch bei den hochintegrierten Tiefe Hirnstimulatoren [295–297] und dem Hypoglossusnervstimulator von Inspire (Inspire Medical Systems Inc., Minneapolis, MN, USA) [298] die Amplitude der Stimulationspulse schrittweise erhöht, bis der Patient eine Besserung der Symptome bemerkt. In [295–297] wurde die Amplitude des Stimulationspulses in Schritten von 0,2 V und 0,5 V erhöht und beobachtet, ab wann sich die Symptome verbesserten oder Nebenwirkungen auftraten. Da die implantierbaren Systeme aus [57, 295–298] als Spannungsquelle arbeiten, hängt der resultierende Stimulationsstrom von der Elektrodenimpedanz ab. Nach Messungen von Volkmann *et al.* [295] liegt die Elektrodenimpedanz bei der Tiefe Hirnstimulation typischerweise zwischen 500 und 1500 Ω . Wenn nach den Arbeiten [295–297] davon ausgegangen werden kann, dass eine maximale Amplitudenänderung des Stimulationspulses von 0,5 V zulässig ist, ergibt sich bei der kleinsten Elektrodenimpedanz von 500 Ω eine maximale Änderung des Stimulationsstroms von 1 mA. Aus dieser Perspektive ist eine Variation des Stimulationsstroms zwischen 11,1 mA und 15,6 mA mit einem linearen MLCC als kritisch anzusehen, insbesondere wenn das System in Resonanz betrieben wird (anstatt 10 kHz oberhalb der Resonanzfrequenz), wodurch der Stimulationsstrom noch stärker variiert. Die Stabilisierung des Stimulationsstroms im Bereich von 10,6 mA und 11,8 mA mit dem passiven Regelungsansatz stellt eine wesentliche Verbesserung dar. Unter Berücksichtigung des Einflusses von Fertigungstoleranzen auf den Hystereseverlauf des

MLCCs #5 beträgt die maximale Änderung des Stimulationsstroms in einem Kopplungsfaktorbereich von 5 % bis 12,5 % somit in 90 % der Fälle 1,2 mA.

Ein weiterer wichtiger Punkt ist die Elektrodenimpedanz. Konkrete Impedanzmessdaten von implantierten Elektroden zur HNS sind in der Literatur nicht zu finden. Nach Modellierungen von Xia *et al.* [299] sind für Manschettenelektroden für die HNS elektrische Impedanzen zwischen 400 und 1200 Ω zu erwarten. Die Impedanzen hängen jedoch stark von der Elektrodenfläche ab [299], was wiederum durch den angestrebten Miniaturisierungsgrad der Implantatelektronik bedingt ist. Eine Verringerung der Elektrodenfläche führt zu einer höheren Elektrodenimpedanz [299]. Als Beispiel wurde in [299] bei einem Abstand zwischen den Elektroden und dem zu stimulierenden Nervus hypoglossus von 0,845 mm sowie einer Länge und Breite der Elektroden von jeweils 0,4 mm eine Impedanz von knapp 1200 Ohm modelliert. Ebenso ändert sich die Elektrodenimpedanz nach der Implantation durch das Wachstum von Bindegewebe und die Bildung von Gewebsflüssigkeit [300, 301]. Am Beispiel der Tiefe Hirnstimulation kann die Elektrodenimpedanz mit der Zeit zu- oder abnehmen [302]. Die größten Änderungen der Elektrodenimpedanz sind in den ersten Monaten nach der Implantation zu erwarten [58]. Bei der Tiefe Hirnstimulation stellten Cheung *et al.* [58] eine mediane Elektrodenimpedanzänderung von 194 Ω über einen Zeitraum von 6 Monaten bis 5 Jahren fest. Infolgedessen kann der Stimulationsstrom entweder zu niedrig sein, um eine erfolgreiche Therapie zu ermöglichen, oder zu hoch, wodurch die Patientensicherheit gefährdet wird. Bei dem implantierbaren frugalen Hypoglossusnervstimulator von [57] dauerte die Optimierung der Stimulationsparameter bis zu vier Monate. Wie bei [57] muss auch bei der passiven Regelung die Amplitude des Stimulationsstroms bei einer Änderung der Elektrodenimpedanz nachgestellt werden. Um den Stabilisierungseffekt zu erhalten, muss bei Änderung des Leistungspegels der primärseitigen Endstufe und damit der am nichtlinearen MLCC induzierten Spannung auch die Frequenz der IPT nachgestimmt werden (siehe Kapitel 4.6.2). Dies wäre mit einer Charakterisierung des Systems machbar, um den Zusammenhang zwischen der Betriebsspannung der Halbbrücke, mit der der Leistungspegel der IPT eingestellt wird, und der Frequenz der IPT zu ermitteln, sodass bestimmte Stimulationsströme eingestellt werden können und der Stabilisierungseffekt erhalten bleibt. Alternativ könnten weitere Untersuchungen zur Impedanzanpassung der Elektroden über das induktiv gekoppelte System an der primärseitigen Endstufe durchgeführt werden, um einen lastunabhängigen Stimulationsstrom zu ermöglichen. Es ist jedoch zu bedenken, dass solche Impedanznetzwerke in der Implantatschaltung entweder einen Kondensator in Reihe zwischen dem Schwingkreis und dem Gleichrichter [303] oder Induktivitäten erfordern. Bei einer angenommenen Elektrodenimpedanz im Bereich von 500 bis 1500 Ω [295] und einem geringen induktiven Kopplungsfaktor verringert ein in Reihe geschalteter Kondensator die induktiv übertragene Leistung erheblich [163]. Aus diesem Grund werden in implantierbaren Systemen eher Parallelschwingkreise verwendet [144]. Zusätzliche Komponenten wie Induktivitäten erhöhen ebenfalls den Platzbedarf und wären im Hinblick auf eine Optimierung des Miniaturisierungsgrades nachteilig [304]. Ein weiterer vielverspre-

chender Ansatz wäre ein lastunabhängiger Stimulationsstrom, bei dem wie bei [304] eine Impedanzanpassung nur an der primärseitigen Endstufe vorgenommen wird. Der sekundärseitige Schwingkreis besteht dann weiterhin nur aus einer Spule mit einem parallel geschalteten Kondensator [304].

6 Zusammenfassung und Ausblick

Das Ziel der vorliegenden Arbeit war es, die Machbarkeit einer passiven Regelung des Stimulationsstroms in frugalen implantierbaren Systemen durch den Einsatz ferroelektrischer Werkstoffe in MLCCs als intelligente Materialien zu untersuchen und gegebenenfalls den erforderlichen nichtlinearen Hystereseverlauf zu bestimmen.

Um dieses Ziel zu erreichen, wurde nach umfangreichen experimentellen Untersuchungen ein besonders recheneffizientes physikbasiertes Modell zur Simulation der für die passive Regelung relevanten stark nichtlinearen MLCCs in induktiv gekoppelten Mikrostimulatoren realisiert. Mit diesem grundlegend wichtigen Werkzeug war es erstmals möglich den nichtlinearen Verlauf der Hysterese zu bestimmen und einen Demonstrator so auszulegen, dass eine Stabilisierung des Stimulationsstroms nachgewiesen werden konnte. Dieser anwendungsnahe Demonstrator besteht aus einer extrakorporalen Sendeeinheit sowie einem frugalen implantierbaren Stimulator in der Größe einer Ein-Cent-Münze ($< 1 \text{ cm}^3$). Zusätzlich wurde eine grafische Benutzeroberfläche zur Steuerung dieses Demonstrators entwickelt. Die Machbarkeit und Reproduzierbarkeit des Konzepts der passiven Regelung des Stimulationsstroms wurde *in vitro* unter Einhaltung der zulässigen Grenzwerte für die Gewebeerwärmung nachgewiesen.

Ein Vorteil des in dieser Arbeit entwickelten physikbasierten Modells ist, dass es einerseits ein Verständnis der Physik hinter den nichtlinearen Eigenschaften von MLCCs ermöglicht und andererseits die Möglichkeit bietet, die Nichtlinearität der Hysterese mit Materialparametern in Verbindung zu bringen. Die konkreten Materialparameter eines Dielektrikums ergeben sich aus dem individuellen Aufbau der MLCCs, der allerdings von den Herstellern nicht angegeben wird. Durch zusätzliche Untersuchungen mittels Rasterelektronenmikroskopie konnte die Fläche und die Länge der Innenelektroden sowie die Anzahl der Dielektrikumsschichten bestimmt werden. Durch weitere Untersuchungen der Materialzusammensetzung des Dielektrikums mittels energiedispersiver Röntgenspektroskopie konnte ein Zusammenhang zwischen dem nichtlinearen Verlauf der Hysterese und der Materialzusammensetzung des Dielektrikums hergestellt werden. Die Plausibilität der ermittelten Materialparameter des für die passive Stimulationsstromregelung verwendeten ferroelektrischen Materials (MLCC #5) konnte mit Werten aus der Literatur belegt werden.

Dies öffnet die Tür für weitergehende Untersuchungen und Forschungskooperationen mit anderen Disziplinen, wie z. B. den Materialwissenschaften, um MLCCs mit anwendungsspezifischen nichtlinearen Hystereseverläufen zu entwickeln und deren Eignung in einer *in vivo* Umgebung durch Langzeitversuche zu evaluieren. Weitere Untersuchungen könnten darin bestehen, mit Hilfe des physikbasierten Modells einen nichtlinearen Hystereseverlauf und die entsprechenden Materialparameter zu bestimmen, um anwendungsspezifische Amplituden des Stimulationsstroms zu erzielen und den Stabilisierungseffekt des Stimulationsstroms zu verstärken.

Im Rahmen dieser Dissertation konnte gezeigt werden, dass es möglich ist, ferroelektrische Werkstoffe in MLCCs als intelligente Materialien zu nutzen, um eine passive Regelung des Stimulationsstroms in frugalen implantierbaren Systemen ohne zusätzliche Bauteile, Halbleiter oder Kommunikationskanäle zu ermöglichen. Um auf die Definition der „frugalen Innovation“ von Zwettler [44] zurückzukommen, mit der Produkte bezeichnet werden, die funktional, robust, ressourcenschonend, nachhaltig, erschwinglich, einfach zu bedienen, wartungsarm und dennoch auf einem hohen technischen Niveau sind, war der letzte Punkt nach dem aktuellen Stand der Technik für frugale implantierbare Systeme bisher hoch gegriffen, wenn man bedenkt, dass solche Implantate nur eine induzierte Spannung in einen Stimulationsstrom umwandeln. Nach den grundlegenden Untersuchungen in dieser Dissertation, um ferroelektrische Werkstoffe als intelligente Materialien zu nutzen, besteht nun das Konzept der frugalen Innovation nicht nur darin, die Anzahl der Bauteile auf die wesentlichsten Funktionalitäten zu beschränken, sondern auch alle vorhandenen intrinsischen Materialeigenschaften zu nutzen, um zusätzliche Funktionalitäten in frugalen implantierbaren Systemen zu realisieren und somit das maximale Potenzial jedes Bauelementes auszuschöpfen.

7 Literaturverzeichnis

- [1] H. Kern (2014) "Funktionelle Elektrostimulation Paraplegischer Patienten." Eur J Transl Myol **24**(2): 2940. doi:10.4081/ejtm.2014.2940
- [2] D. J. Lee, C. S. Lozano, R. F. Dallapiazza *et al.* (2019) "Current and future directions of deep brain stimulation for neurological and psychiatric disorders." J Neurosurg **131**(2): 333–342. doi:10.3171/2019.4.JNS181761
- [3] M. Zhou, H. Zhong, C. Xing *et al.* (2023) "Comparison of clinical outcomes associated with spinal cord stimulation (SCS) or conventional medical management (CMM) for chronic pain: a systematic review and meta-analysis." Eur Spine J **32**(6): 2029–2041. doi:10.1007/s00586-023-07716-2
- [4] S. Onkar (2020) "Neurostimulation Devices Market by Device Type (Spinal Cord Stimulators, Deep Brain Stimulators, Sacral Nerve Stimulators, Vagus Nerve Stimulators, and Others) Application (Pain Management, Hearing Loss, Urinary Incontinence, Parkinson's Disease, Epilepsy, and Others): Global Opportunity Analysis and Industry Forecast, 2019-2026." <https://www.alliedmarketresearch.com/neurostimulation-devices-market>. Zugegriffen: 12. Mai 2023
- [5] WHO (2023) "Epilepsy." <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/epilepsy>. Zugegriffen: 06. Juli 2023
- [6] WHO (2022) "Parkinson disease." <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/parkinson-disease>. Zugegriffen: 06. Juli 2023
- [7] WHO (2023) "Depressive disorder (depression)." <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/depression>. Zugegriffen: 09. Mai 2023
- [8] FDA (2020) "Conduct a Trial Stimulation Period Before Implanting a Spinal Cord Stimulator (SCS) - Letter to Health Care Providers." <https://www.fda.gov/medical-devices/letters-health-care-providers/conduct-trial-stimulation-period-implanting-spinal-cord-stimulator-scs-letter-health-care-providers>. Zugegriffen: 06. Juli 2023
- [9] J. Trauring (24. Januar 2022) "Medtronic announces FDA approval of spinal cord stimulation therapy for treating chronic pain resulting from diabetic peripheral neuropathy.", Dublin, Irland <https://news.medtronic.com/2022-01-24-Medtronic-announces-FDA-approval-of-spinal-cord-stimulation-therapy-for-treating-chronic-pain-resulting-from-diabetic-peripheral-neuropathy>. Zugegriffen: 29. September 2023
- [10] T. S. Jensen, P. Karlsson, S. S. Gylfadottir *et al.* (2021) "Painful and non-painful diabetic neuropathy, diagnostic challenges and implications for future management." Brain **144**(6): 1632–1645. doi:10.1093/brain/awab079
- [11] S. Sharma und S. Pandey (2020) "Treatment of essential tremor: current status." Postgrad Med J **96**(1132): 84–93. doi:10.1136/postgradmedj-2019-136647

- [12] E. R. Dorsey, A. Elbaz, E. Nichols *et al.* (2018) "Global, regional, and national burden of Parkinson's disease, 1990-2016: a systematic analysis for the Global Burden of Disease Study 2016." Lancet Neurol **17**(11): 939–953. doi:10.1016/S1474-4422(18)30295-3
- [13] D. J. Aum und T. S. Tierney (2018) "Deep brain stimulation: foundations and future trends." Front Biosci (Landmark Ed) **23**(1): 162–182. doi:10.2741/4586
- [14] Q. N. Luc und J. Querubin (2017) "Clinical Management of Dystonia in Childhood." Paediatr Drugs **19**(5): 447–461. doi:10.1007/s40272-017-0243-3
- [15] A. Del Casale, S. Sorice, A. Padovano *et al.* (2019) "Psychopharmacological Treatment of Obsessive-Compulsive Disorder (OCD)." Curr Neuropharmacol **17**(8): 710–736. doi:10.2174/1570159X16666180813155017
- [16] C. D. Perez-Malagon und M. A. Lopez-Gonzalez (2021) "Epilepsy and Deep Brain Stimulation of Anterior Thalamic Nucleus." Cureus **13**(9): e18199. doi:10.7759/cureus.18199
- [17] WHO (2022) "Improving the lives of people with epilepsy: a technical brief." <https://www.who.int/publications/i/item/9789240064072>. Zugegriffen: 06. April 2023
- [18] M. Abouelleil, N. Deshpande und R. Ali (2022) "Emerging Trends in Neuromodulation for Treatment of Drug-Resistant Epilepsy." Front Pain Res (Lausanne) **3**: 839463. doi:10.3389/fpain.2022.839463
- [19] A. Heeramun-Aubeeluck und Z. Lu (2013) "Neurosurgery for mental disorders: a review." Afr J Psychiatry (Johannesbg) **16**(3): 177–181. doi:10.4314/ajpsy.v16i3.23
- [20] E. Schleifstein (14. Januar 2015) "EnteroMedics Announces FDA Approval of VBLOC® Vagal Blocking Therapy for the Treatment of Obesity.", St. Paul, Minnesota, USA <https://www.multivu.com/players/English/7269351-enteromedics-fda-approval-vbloc-maestro-system-weight-loss-device/>. Zugegriffen: 03. Juli 2023
- [21] WHO (2021) "Obesity and overweight." <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/obesity-and-overweight>. Zugegriffen: 29. Mai 2023
- [22] A. Capobianco (27. August 2021) "FDA Approves First-of-Its-Kind Stroke Rehabilitation System." <https://www.fda.gov/news-events/press-announcements/fda-approves-first-its-kind-stroke-rehabilitation-system>. Zugegriffen: 29. September 2023
- [23] V. L. Feigin, M. Brainin, B. Norrving *et al.* (2022) "World Stroke Organization (WSO): Global Stroke Fact Sheet 2022." Int J Stroke **17**(1): 18–29. doi:10.1177/17474930211065917
- [24] S. S. Steele (2012) "Sacral nerve stimulation: 50 years in the making." Can Urol Assoc J **6**(4): 231–232. doi:10.5489/cuaj.12194
- [25] A. S. El-Azab und S. W. Siegel (2019) "Sacral neuromodulation for female pelvic floor disorders." Arab J Urol **17**(1): 14–22. doi:10.1080/2090598X.2019.1589930

- [26] S. de Wachter, C. H. Knowles, D. S. Elterman *et al.* (2020) "New Technologies and Applications in Sacral Neuromodulation: An Update." Adv Ther **37**(2): 637–643. doi:10.1007/s12325-019-01205-z
- [27] K. Bielefeldt (2016) "Adverse events of sacral neuromodulation for fecal incontinence reported to the federal drug administration." World J Gastrointest Pharmacol Ther **7**(2): 294–305. doi:10.4292/wjgpt.v7.i2.294
- [28] D. R. Chatoor, S. J. Taylor, C. R. G. Cohen *et al.* (2007) "Faecal incontinence." Br J Surg **94**(2): 134–144. doi:10.1002/bjs.5676
- [29] M. V. Suurna, O. Jacobowitz, J. Chang *et al.* (2021) "Improving outcomes of hypoglossal nerve stimulation therapy: current practice, future directions, and research gaps. Proceedings of the 2019 International Sleep Surgery Society Research Forum." J Clin Sleep Med **17**(12): 2477–2487. doi:10.5664/jcsm.9542
- [30] R. Ellen, S. Marshall, M. Palayew *et al.* (2006) "Systematic review of motor vehicle crash risk in persons with sleep apnea." J Clin Sleep Med **2**: 193–200
- [31] D. K. L. Senevirathne, A. Mahboob, K. Zhai *et al.* (2023) "Deep Brain Stimulation beyond the Clinic: Navigating the Future of Parkinson's and Alzheimer's Disease Therapy." Cells **12**(11). doi:10.3390/cells12111478
- [32] R. Chang, J. Peng, Y. Chen *et al.* (2022) "Deep Brain Stimulation in Drug Addiction Treatment: Research Progress and Perspective." Front Psychiatry **13**: 858638. doi:10.3389/fpsy.2022.858638
- [33] B. S. Maxey, J. W. Pruitt, A. Deville *et al.* (2022) "Occipital Nerve Stimulation: An Alternative Treatment of Chronic Migraine." Curr Pain Headache Rep **26**(4): 337–346. doi:10.1007/s11916-022-01026-w
- [34] B. Bonaz, V. Sinniger und S. Pellissier (2021) "Therapeutic Potential of Vagus Nerve Stimulation for Inflammatory Bowel Diseases." Front Neurosci **15**: 650971. doi:10.3389/fnins.2021.650971
- [35] J. Sterman, A. Cunqueiro, R. J. Dym *et al.* (2019) "Implantable Electronic Stimulation Devices from Head to Sacrum: Imaging Features and Functions." Radiographics **39**(4): 1056–1074. doi:10.1148/rg.2019180088
- [36] T. Weaver, I. Buffin und D. Edmond *et al.* (2023) "Product Performance Report." <https://www.medtronic.com/content/dam/medtronic-wide/public/united-states/products/neurological/2022-product-performance-report-neuromodulation.pdf>. Zugegriffen: 12. Dezember 2023
- [37] T. R. Deer, J. E. Pope, S. M. Falowski *et al.* (2023) "Clinical Longevity of 106,462 Rechargeable and Primary Cell Spinal Cord Stimulators: Real World Study in the Medicare Population." Neuromodulation **26**(1): 131–138. doi:10.1016/j.neurom.2022.04.046

- [38] E. de Schlichting, G. Coll, J. F. Zaldivar-Jolissaint *et al.* (2019) "Pulse generator battery life in deep brain stimulation: out with the old... in with the less durable?" Acta Neurochir (Wien) **161**(10): 2043–2046. doi:10.1007/s00701-019-04043-8
- [39] L. Pycroft und T. Z. Aziz (2018) "Security of implantable medical devices with wireless connections: The dangers of cyber-attacks." Expert Rev Med Devices **15**(6): 403–406. doi:10.1080/17434440.2018.1483235
- [40] B. Alexander und A. Baranchuk (2020) "Cybersecurity and cardiac implantable electronic devices." Nat Rev Cardiol **17**(6): 315–317. doi:10.1038/s41569-020-0372-1
- [41] T. Weaver, I. Buffin und D. Edmond *et al.* (2022) "Product Performance Report." <https://www.medtronic.com/content/dam/medtronic-wide/public/united-states/products/neurological/2021-product-performance-report-neuromodulation.pdf>. Zugegriffen: 22. November 2023
- [42] C. Sarica, C. Iorio-Morin, D. H. Aguirre-Padilla *et al.* (2021) "Implantable Pulse Generators for Deep Brain Stimulation: Challenges, Complications, and Strategies for Practicality and Longevity." Front Hum Neurosci **15**: 708481. doi:10.3389/fnhum.2021.708481
- [43] S. Schwab (2020) "Produktentwicklung: Frugale Medizinprodukte – einfach passend gemacht." medizin&technik <https://medizin-und-technik.industrie.de/technik/entwicklung/produktentwicklung-frugale-medizinprodukte-einfach-passend-gemacht/>. Zugegriffen: 12. Juli 2023
- [44] M. Zwettler (2021) "Was ist eigentlich eine frugale Innovation?" konstruktionspraxis <https://www.konstruktionspraxis.vogel.de/was-ist-eigentlich-eine-frugale-innovation-a-989654/>. Zugegriffen: 12. Juli 2023
- [45] A. Strzalek (2015) "Stimwave Freedom-8A spinal cord stimulation system receives FDA clearance." <https://spinalnewsinternational.com/stimwave-freedom-8a-spinal-cord-stimulation-system-receives-fda-clearance/>. Zugegriffen: 15. Mai 2023
- [46] J. Bell (2015) "Stimwave receives CE mark approval for Freedom-8A spinal cord stimulation system." <https://neuronewsinternational.com/stimwave-receives-ce-mark-approval-for-freedom-8a-spinal-cord-stimulation-system/>. Zugegriffen: 15. Mai 2023
- [47] L. T. Perryman und C. Andresen (2019) "Miniature implantable device and methods." United States Patent and Trademark Office **US10245436B2** <https://patents.google.com/patent/US10245436B2/en>. Zugegriffen: 22. November 2023
- [48] Stimwave LLC (2017) "StimWave Wireless Pain Relief." <https://commonfund.nih.gov/sites/default/files/Stimwave.pdf>. Zugegriffen: 15. Mai 2023

- [49] R. L. Weiner, A. Yeung, C. Montes Garcia *et al.* (2016) "Treatment of FBSS Low Back Pain with a Novel Percutaneous DRG Wireless Stimulator: Pilot and Feasibility Study." Pain Med **17**(10): 1911–1916. doi:10.1093/pm/pnw075
- [50] M. L. Tal (11. Januar 2016) "BlueWind Medical Announces Successful Completion of Patients' Enrolment for Its Overactive Bladder (OAB) Clinical Study Toward a CE Mark.", Herzliya, Israel https://www.rainbowmd.com/wp-content/uploads/2017/04/BW-release-OAB-07_01_2015-F-RENOVA-clean-1.pdf. Zugegriffen: 14. Mai 2023
- [51] BlueWind Medical Ltd. "Unlocking a path forward for UUI." <https://bluwindmedical.com/providers/revi-for-uu/>. Zugegriffen: 02. Oktober 2023
- [52] G. Oron, B. Eytan, E. Benjamin *et al.* (2023) "Optimization of application of current." United States Patent and Trademark Office **US11612747B2** <https://patents.google.com/patent/US11612747B2/en>. Zugegriffen: 22. November 2023
- [53] J. P. F. A. Heesakkers, G. A. Digesu, J. van Breda *et al.* (2018) "A novel leadless, miniature implantable Tibial Nerve Neuromodulation System for the management of overactive bladder complaints." Neurourol Urodyn **37**(3): 1060–1067. doi:10.1002/nau.23401
- [54] Nyxoah SA (20. März 2019) "Nyxoah Receives European CE Mark Approval for the Genio® System, a Disruptive Neurostimulation Solution for Obstructive Sleep Apnea Therapy.", Mont-Saint-Guibert, Belgium <https://investors.nyxoah.com/news/nyxoah-receives-european-ce-mark-approval-genior-system-disruptive-neurostimulation-solution>. Zugegriffen: 15. Mai 2023
- [55] A. Mashiach und O. Scholz (2022) "Method and device for treating sleep apnea." United States Patent and Trademark Office **US11273307B2** <https://patents.google.com/patent/US11273307B2/en>. Zugegriffen: 15. Mai 2023
- [56] Y. S. Choi, R. T. Yin, A. Pfenniger *et al.* (2021) "Fully implantable and bioresorbable cardiac pacemakers without leads or batteries." Nat Biotechnol **39**(10): 1228–1238. doi:10.1038/s41587-021-00948-x
- [57] P. R. Eastwood, M. Barnes, S. G. MacKay *et al.* (2020) "Bilateral hypoglossal nerve stimulation for treatment of adult obstructive sleep apnoea." Eur Respir J **55**(1). doi:10.1183/13993003.01320-2019
- [58] T. Cheung, M. Nuño, M. Hoffman *et al.* (2013) "Longitudinal impedance variability in patients with chronically implanted DBS devices." Brain Stimul **6**(5): 746–751. doi:10.1016/j.brs.2013.03.010
- [59] S. Coates und B. Thwaites (2000) "The strength-duration curve and its importance in pacing efficiency: a study of 325 pacing leads in 229 patients." Pacing Clin Electrophysiol **23**(8): 1273–1277. doi:10.1111/j.1540-8159.2000.tb00943.x

- [60] S. F. Cogan (2008) "Neural stimulation and recording electrodes." Annu Rev Biomed Eng **10**: 275–309. doi:10.1146/annurev.bioeng.10.061807.160518
- [61] M. M. Lyons, N. Y. Bhatt, A. I. Pack *et al.* (2020) "Global burden of sleep-disordered breathing and its implications." Respirology **25**(7): 690–702. doi:10.1111/resp.13838
- [62] Bundesministerium für Gesundheit (2020) "Obstruktive Schlafapnoe (OSA)." <https://gesund.bund.de/obstruktive-schlafapnoe-osa>. Zugegriffen: 27. Mai 2023
- [63] A. S. BaHammam, A. Obeidat, K. Barataman *et al.* (2014) "A comparison between the AASM 2012 and 2007 definitions for detecting hypopnea." Sleep Breath **18**(4): 767–773. doi:10.1007/s11325-014-0939-3
- [64] A. V. Benjafield, N. T. Ayas, P. R. Eastwood *et al.* (2019) "Estimation of the global prevalence and burden of obstructive sleep apnoea: a literature-based analysis." Lancet Respir Med **7**(8): 687–698. doi:10.1016/S2213-2600(19)30198-5
- [65] K. J. Finkel, A. C. Searleman, H. Tymkew *et al.* (2009) "Prevalence of undiagnosed obstructive sleep apnea among adult surgical patients in an academic medical center." Sleep Med **10**(7): 753–758. doi:10.1016/j.sleep.2008.08.007
- [66] M. Goyal und J. Johnson (2017) "Obstructive Sleep Apnea Diagnosis and Management." Mo Med **114**(2): 120–124. PMID: 30228558
- [67] M. Singh, P. Liao, S. Kobah *et al.* (2013) "Proportion of surgical patients with undiagnosed obstructive sleep apnoea." Br J Anaesth **110**(4): 629–636. doi:10.1093/bja/aes465
- [68] Y. Wang, C. Schöbel und T. Penzel (2022) "Management of Obstructive Sleep Apnea in Patients With Heart Failure." Front Med (Lausanne) **9**: 803388. doi:10.3389/fmed.2022.803388
- [69] Frost & Sullivan (2016) "Hidden Health Crisis Costing America Billions." <https://aasm.org/resources/pdf/sleep-apnea-economic-crisis.pdf>. Zugegriffen: 04. Juni 2023
- [70] X. Duan, M. Zheng, W. Zhao *et al.* (2022) "Associations of Depression, Anxiety, and Life Events With the Risk of Obstructive Sleep Apnea Evaluated by Berlin Questionnaire." Front Med (Lausanne) **9**: 799792. doi:10.3389/fmed.2022.799792
- [71] A. Faria, A. H. Allen, N. Fox *et al.* (2021) "The public health burden of obstructive sleep apnea." Sleep Sci **14**(3): 257–265. doi:10.5935/1984-0063.20200111
- [72] G. Seda, G. Matwiyoff und J. S. Parrish (2021) "Effects of Obstructive Sleep Apnea and CPAP on Cognitive Function." Curr Neurol Neurosci Rep **21**(7): 32. doi:10.1007/s11910-021-01123-0

- [73] Y. Yeghiazarians, H. Jneid, J. R. Tietjens *et al.* (2021) "Obstructive Sleep Apnea and Cardiovascular Disease: A Scientific Statement From the American Heart Association." Circulation **144**(3): e56-e67. doi:10.1161/CIR.0000000000000988
- [74] S. Menon (2021) "Obstructive Sleep Apnea Syndrome." In: K. Bonanthaya, E. Panneerselvam, S. Manuel *et al.* (Hrsg) Oral and Maxillofacial Surgery for the Clinician, Springer Nature Singapore, Singapore, S 1577–1589. doi:10.1007/978-981-15-1346-6_71
- [75] Z. Yu, J.-X. Cheng, D. Zhang *et al.* (2021) "Association between Obstructive Sleep Apnea and Type 2 Diabetes Mellitus: A Dose-Response Meta-Analysis." Evid Based Complement Alternat Med **2021**: 1337118. doi:10.1155/2021/1337118
- [76] H. Xiong, M. Lao, L. Wang *et al.* (2022) "The Incidence of Cancer Is Increased in Hospitalized Adult Patients With Obstructive Sleep Apnea in China: A Retrospective Cohort Study." Front Oncol **12**: 856121. doi:10.3389/fonc.2022.856121
- [77] Y. Cao, P. Ning, Q. Li *et al.* (2022) "Cancer and obstructive sleep apnea: An updated meta-analysis." Medicine (Baltimore) **101**(10): e28930. doi:10.1097/MD.00000000000028930
- [78] M. Minoves, S. Kotzki, F. Hazane-Puch *et al.* (2022) "Chronic intermittent hypoxia, a hallmark of obstructive sleep apnea, promotes 4T1 breast cancer development through endothelin-1 receptors." Sci Rep **12**(1): 12916. doi:10.1038/s41598-022-15541-8
- [79] B. Chong, J. Jayabaskaran, G. Kong *et al.* (2023) "Trends and predictions of malnutrition and obesity in 204 countries and territories: an analysis of the Global Burden of Disease Study 2019." EClinicalMedicine **57**: 101850. doi:10.1016/j.eclinm.2023.101850
- [80] WHO (2022) "Ageing and health." <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/ageing-and-health>. Zugegriffen: 30. Mai 2023
- [81] N. F. Watson (2016) "Health Care Savings: The Economic Value of Diagnostic and Therapeutic Care for Obstructive Sleep Apnea." J Clin Sleep Med **12**(8): 1075–1077. doi:10.5664/jcsm.6034
- [82] E. Morrone, A. Giordano, S. Carli *et al.* (2020) "Something is changing in adherence to CPAP therapy: real world data after 1 year of treatment in patients with obstructive sleep apnoea." Eur Respir J **55**(3). doi:10.1183/13993003.01419-2019
- [83] F. Gambino, M. M. Zammuto, A. Virzì *et al.* (2022) "Treatment options in obstructive sleep apnea." Intern Emerg Med **17**(4): 971–978. doi:10.1007/s11739-022-02983-1
- [84] J. F. Masa und J. Corral-Peñafiel (2014) "Should use of 4 hours continuous positive airway pressure per night be considered acceptable compliance?" Eur Respir J **44**(5): 1119–1120. doi:10.1183/09031936.00121514

- [85] E. Lindberg, C. Berne, A. Elmasry *et al.* (2006) "CPAP treatment of a population-based sample--what are the benefits and the treatment compliance?" *Sleep Med* **7**(7): 553–560. doi:10.1016/j.sleep.2005.12.010
- [86] B. Salepci, B. Caglayan, N. Kiral *et al.* (2013) "CPAP adherence of patients with obstructive sleep apnea." *Respir Care* **58**(9): 1467–1473. doi:10.4187/respcare.02139
- [87] M. Kohler, D. Smith, V. Tippet *et al.* (2010) "Predictors of long-term compliance with continuous positive airway pressure." *Thorax* **65**(9): 829–832. doi:10.1136/thx.2010.135848
- [88] A. R. Jacobsen, F. Eriksen, R. W. Hansen *et al.* (2017) "Determinants for adherence to continuous positive airway pressure therapy in obstructive sleep apnea." *PLoS One* **12**(12): e0189614. doi:10.1371/journal.pone.0189614
- [89] J. P. Bakker, T. E. Weaver, S. Parthasarathy *et al.* (2019) "Adherence to CPAP: What Should We Be Aiming For, and How Can We Get There?" *Chest* **155**(6): 1272–1287. doi:10.1016/j.chest.2019.01.012
- [90] P. Gay, T. Weaver, D. Loubé *et al.* (2006) "Evaluation of positive airway pressure treatment for sleep related breathing disorders in adults." *Sleep* **29**(3): 381–401. doi:10.1093/sleep/29.3.381
- [91] G. Lorenzi-Filho, F. R. Almeida und P. J. Strollo (2017) "Treating OSA: Current and emerging therapies beyond CPAP." *Respirology* **22**(8): 1500–1507. doi:10.1111/resp.13144
- [92] M. D. Olson und M. R. Junna (2021) "Hypoglossal Nerve Stimulation Therapy for the Treatment of Obstructive Sleep Apnea." *Neurotherapeutics* **18**(1): 91–99. doi:10.1007/s13311-021-01012-x
- [93] A. R. Kompelli, J. S. Ni, S. A. Nguyen *et al.* (2019) "The outcomes of hypoglossal nerve stimulation in the management of OSA: A systematic review and meta-analysis." *World J Otorhinolaryngol Head Neck Surg* **5**(1): 41–48. doi:10.1016/j.wjorl.2018.04.006
- [94] S. Mashaqi, S. I. Patel, D. Combs *et al.* (2021) "The Hypoglossal Nerve Stimulation as a Novel Therapy for Treating Obstructive Sleep Apnea-A Literature Review." *Int J Environ Res Public Health* **18**(4). doi:10.3390/ijerph18041642
- [95] R. Dhanda Patil, K. M. Sarber, M. V. Epperson *et al.* (2021) "Hypoglossal Nerve Stimulation: Outcomes in Veterans with Obstructive Sleep Apnea and Common Comorbid Post-traumatic Stress Disorder." *Laryngoscope* **131**: S1-S11. doi:10.1002/lary.29292
- [96] A. Costantino, V. Rinaldi, A. Moffa *et al.* (2020) "Hypoglossal nerve stimulation long-term clinical outcomes: a systematic review and meta-analysis." *Sleep Breath* **24**(2): 399–411. doi:10.1007/s11325-019-01923-2

- [97] P. J. Strollo, R. J. Soose, J. T. Maurer *et al.* (2014) "Upper-airway stimulation for obstructive sleep apnea." *N Engl J Med* **370**(2): 139–149. doi:10.1056/NEJMoa1308659
- [98] B. T. Woodson, K. P. Strohl, R. J. Soose *et al.* (2018) "Upper Airway Stimulation for Obstructive Sleep Apnea: 5-Year Outcomes." *Otolaryngol Head Neck Surg* **159**(1): 194–202. doi:10.1177/0194599818762383
- [99] P. M. Baptista, A. Costantino, A. Moffa *et al.* (2020) "Hypoglossal Nerve Stimulation in the Treatment of Obstructive Sleep Apnea: Patient Selection and New Perspectives." *Nat Sci Sleep* **12**: 151–159. doi:10.2147/NSS.S221542
- [100] M. Boon, C. Huntley, A. Steffen *et al.* (2018) "Upper Airway Stimulation for Obstructive Sleep Apnea: Results from the ADHERE Registry." *Otolaryngol Head Neck Surg* **159**(2): 379–385. doi:10.1177/0194599818764896
- [101] V. K. Rathi, N. S. Kondamuri, M. R. Naunheim *et al.* (2019) "Use and Cost of a Hypoglossal Nerve Stimulator Device for Obstructive Sleep Apnea Between 2015 and 2018." *JAMA Otolaryngol Head Neck Surg* **145**(10): 975–977. doi:10.1001/jamaoto.2019.2366
- [102] J. B. Pietzsch, A.-K. Richter, W. Randerath *et al.* (2019) "Clinical and Economic Benefits of Upper Airway Stimulation for Obstructive Sleep Apnea in a European Setting." *Respiration* **98**(1): 38–47. doi:10.1159/000497101
- [103] J. B. Pietzsch, S. Liu, A. M. Garner *et al.* (2015) "Long-Term Cost-Effectiveness of Upper Airway Stimulation for the Treatment of Obstructive Sleep Apnea: A Model-Based Projection Based on the STAR Trial." *Sleep* **38**(5): 735–744. doi:10.5665/sleep.4666
- [104] E. Du Bois-Reymond (1843) "Vorläufiger Abriss einer Untersuchung über den sogenannten Froschstrom und über die elektromotorischen Fische." *Ann. Phys. Chem.* **134**(1): 1–30. doi:10.1002/andp.18431340102
- [105] M. J. Caire, V. Reddy und M. Varacallo "Physiology, Synapse." In: S. Aboubakr, A. Abu-Ghosh, W. B. Ackley *et al.* (Hrsg) *StatPearls*, StatPearls Publishing, Treasure Island (FL). PMID: 30252303
- [106] L. Thau, V. Reddy und P. Singh "Anatomy, Central Nervous System." In: S. Aboubakr, A. Abu-Ghosh, W. B. Ackley *et al.* (Hrsg) *StatPearls*, StatPearls Publishing, Treasure Island (FL). PMID: 31194336
- [107] M. H. Grider, R. Jessu und R. Kabir "Physiology, Action Potential." In: S. Aboubakr, A. Abu-Ghosh, W. B. Ackley *et al.* (Hrsg) *StatPearls*, StatPearls Publishing, Treasure Island (FL). PMID: 30844170
- [108] M. K. Puglia und P. K. Bowen (2022) "Cyclic Voltammetry Study of Noble Metals and Their Alloys for Use in Implantable Electrodes." *ACS Omega* **7**(38): 34200–34212. doi:10.1021/acsomega.2c03563

- [109] T. V. Basova, E. S. Vikulova, S. I. Dorovskikh *et al.* (2021) "The use of noble metal coatings and nanoparticles for the modification of medical implant materials." Materials & Design **204**: 109672. doi:10.1016/j.matdes.2021.109672
- [110] D. F. Williams (2008) "On the mechanisms of biocompatibility." Biomaterials **29**(20): 2941–2953. doi:10.1016/j.biomaterials.2008.04.023
- [111] D. Zhou und E. Greenbaum (2010) "Implantable Neural Prostheses 2." Springer New York, New York. ISBN: 978-0-387-98119-2
- [112] A. Butterwick, A. Vankov, P. Huie *et al.* (2007) "Tissue damage by pulsed electrical stimulation." IEEE Trans Biomed Eng **54**(12): 2261–2267. doi:10.1109/TBME.2007.908310
- [113] S. F. Cogan, K. A. Ludwig, C. G. Welle *et al.* (2016) "Tissue damage thresholds during therapeutic electrical stimulation." J Neural Eng **13**(2): 21001. doi:10.1088/1741-2560/13/2/021001
- [114] R. V. Shannon (1992) "A model of safe levels for electrical stimulation." IEEE Trans Biomed Eng **39**(4): 424–426. doi:10.1109/10.126616
- [115] S. Martínez, F. Veirano, T. G. Constandinou *et al.* (2023) "Trends in Volumetric-Energy Efficiency of Implantable Neurostimulators: A Review From a Circuits and Systems Perspective." IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst. **17**(1): 2–20. doi:10.1109/TBCAS.2022.3228895
- [116] K.-P. Hoffmann, H. Olze, W. Kneist *et al.* (2018) "Interactive Implants: Vision and challenges." Biomed. Eng. **63**(s1): 1–6. doi:10.1515/bmt-2018-6001
- [117] J. F. Schiemer, K. Stumm, M. Ruta *et al.* (2022) "INTAKT: Interaktive vernetzte Theranostik-Implantate bei intestinalen Motilitätsstörungen." coloproctology **44**(5): 339–342. doi:10.1007/s00053-022-00637-6
- [118] M. N. A. Sabra (2021) "Cyberthreats on Implantable Medical Devices." JISCR **4**(1): 36–42. doi:10.26735/XVJR7905
- [119] J. Doran, M. Ward, B. Ward *et al.* (2018) "Investigating Complications Associated With Occipital Nerve Stimulation: A MAUDE Study." Neuromodulation **21**(3): 296–301. doi:10.1111/ner.12750
- [120] C. M. P. Jones, C. A. Shaheed, G. Ferreira *et al.* (2022) "Spinal Cord Stimulators: An Analysis of the Adverse Events Reported to the Australian Therapeutic Goods Administration." J Patient Saf **18**(5): 507–511. doi:10.1097/PTS.0000000000000971
- [121] T. J. Schwedt, D. W. Dodick, J. Hentz *et al.* (2007) "Occipital nerve stimulation for chronic headache—long-term safety and efficacy." Cephalalgia **27**(2): 153–157. doi:10.1111/j.1468-2982.2007.01272.x

- [122] J. C. Schuder (2002) "Powering an artificial heart: birth of the inductively coupled-radio frequency system in 1960." Artif Organs **26**(11): 909–915. doi:10.1046/j.1525-1594.2002.07130.x
- [123] M. Haerinia und R. Shadid (2020) "Wireless Power Transfer Approaches for Medical Implants: A Review." Signals **1**(2): 209–229. doi:10.3390/signals1020012
- [124] Y. Kumawat, S. Shukla, D. Verma *et al.* (2023) "Wireless Energy Harvesting and Transfer: A Comprehensive Review of Recent Developments." 2023 IEEE Renewable Energy and Sustainable E-Mobility Conference (RESEM), IEEE, S 1–4. doi:10.1109/RESEM57584.2023.10236286
- [125] R. Shadid und S. Noghanian (2018) "A Literature Survey on Wireless Power Transfer for Biomedical Devices." Int J Antennas Propag **2018**: 1–11. doi:10.1155/2018/4382841
- [126] E. Moisello, A. Liotta, P. Malcovati *et al.* (2023) "Recent Trends and Challenges in Near-Field Wireless Power Transfer Systems." IEEE Open J. Solid-State Circuits Soc. **3**: 197–213. doi:10.1109/OJSSCS.2023.3313575
- [127] A. Peyman, C. Gabriel, E. H. Grant *et al.* (2009) "Variation of the dielectric properties of tissues with age: the effect on the values of SAR in children when exposed to walkie-talkie devices." Phys Med Biol **54**(2): 227–241. doi:10.1088/0031-9155/54/2/004
- [128] A. Christ, A. Klingenbock, T. Samaras *et al.* (2006) "The dependence of electromagnetic far-field absorption on body tissue composition in the frequency range from 300 MHz to 6 GHz." IEEE Trans. Microwave Theory Techn. **54**(5): 2188–2195. doi:10.1109/TMTT.2006.872789
- [129] H. Kanehisa, M. Miyatani, K. Azuma *et al.* (2004) "Influences of age and sex on abdominal muscle and subcutaneous fat thickness." Eur J Appl Physiol **91**(5-6): 534–537. doi:10.1007/s00421-003-1034-9
- [130] V. Hueros, A. Barrado, A. Lázaro *et al.* (2023) "A Review of Wireless Charging Systems for Cardiac Pacemakers." 2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), IEEE, S 1–6. doi:10.1109/CPE-POWERENG58103.2023.10227381
- [131] S. Varikkottil, F. D. J. Lionel, M. K. Srinivasan *et al.* (2022) "Role of Power Converters in Inductive Power Transfer System for Public Transport—A Comprehensive Review." Symmetry **14**(3): 508. doi:10.3390/sym14030508
- [132] W. Hong, S. Lee und S.-H. Lee (2023) "Sensorless Control of Series–Series Tuned Inductive Power Transfer System." IEEE Trans. Ind. Electron. **70**(10): 10578–10587. doi:10.1109/TIE.2022.3220885
- [133] A. Yakovlev, S. Kim und A. Poon (2012) "Implantable biomedical devices: Wireless powering and communication." IEEE Commun. Mag. **50**(4): 152–159. doi:10.1109/MCOM.2012.6178849

- [134] K. Voottipruex, N. Hatchavanich, S. Naetiladdanon *et al.* (2022) "An Output Voltage Control of Inductive Power Transfer System for Multi-load." 2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), IEEE, S 1–5. doi:10.1109/ICEMS56177.2022.9983062
- [135] K. Yamaguchi, R. Okamura, H. Terada *et al.* (2023) "Experimental review of an improving system on wireless power transfer via auto tuning of frequency." IJECE **13**(2): 1314. doi:10.11591/ijece.v13i2.pp1314-1319
- [136] I. Kolberg, D. Shmilovitz und S. S. Ben-Yaakov (2018) "Ceramic capacitor controlled resonant LLC converters." 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, S 2162–2167. doi:10.1109/APEC.2018.8341316
- [137] H. Zeng und F. Z. Peng (2018) "Non-linear capacitor based variable capacitor for self-tuning resonant converter in wireless power transfer." 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, S 1375–1379. doi:10.1109/APEC.2018.8341196
- [138] W. H. Ko und S. P. Liang (1980) "RF-powered cage system for implant biotelemetry." IEEE Trans Biomed Eng **27**(8): 460–467. doi:10.1109/TBME.1980.326755
- [139] S. Tishechkin und S. Ben-Yaakov (2019) "Adaptive Capacitance Impedance Matching (ACIM) of WPT Systems by Voltage Controlled Capacitors." 2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), IEEE, S 396–400. doi:10.1109/WoW45936.2019.9030681
- [140] S. Borafker, M. Drujin und S. S. Ben-Yaakov (2018) "Voltage-Dependent-Capacitor Control of Wireless Power Transfer (WPT)." 2018 IEEE International Conference on the Science of Electrical Engineering in Israel (ICSEE), IEEE, S 1–4. doi:10.1109/ICSEE.2018.8646219
- [141] F. Xu, S.-C. Wong und C. K. Tse (2022) "Inductive Power Transfer System With Maximum Efficiency Tracking Control and Real-Time Mutual Inductance Estimation." IEEE Trans. Power Electron. **37**(5): 6156–6167. doi:10.1109/TPEL.2021.3126884
- [142] U. Anwar, Z. Liu und D. Markovic (2020) "A Burst-Mode Controlled Inductive Wireless Power Transfer System." 2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), IEEE, S 1–6. doi:10.1109/COMPEL49091.2020.9265861
- [143] S. Hached, A. Trigui, I. El Khalloufi *et al.* (2014) "A Bluetooth-based Low-Energy Qi-compliant battery charger for implantable medical devices." 2014 IEEE International Symposium on Bioelectronics and Bioinformatics (IEEE ISBB 2014), IEEE, S 1–4. doi:10.1109/ISBB.2014.6820911
- [144] D. C. Ng, G. Felic, E. Skafidas *et al.* (2009) "Closed-loop inductive link for wireless powering of a high density electrode array retinal prosthesis." 2009 Electromagnetic Compatibility Symposium Adelaide, IEEE, S 92–97. doi:10.1109/EMCSA.2009.5349767

- [145] J. Zhao und Y. Gao (2019) "A 13.56 MHz Wireless Power Transfer System with Bidirectional Data Link and Closed-loop Power Control for Implantable Neuromuscular Stimulator." 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), IEEE, S 1002–1004. doi:10.1109/APMC46564.2019.9038634
- [146] S. Ping, A. P. Hu, S. Malpas *et al.* (2008) "A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices." IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst. **2**(1): 22–29. doi:10.1109/TBCAS.2008.918284
- [147] C. Qianhong, C. W. Siu, C. K. Tse *et al.* (2009) "Analysis, design, and control of a transcutaneous power regulator for artificial hearts." IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst. **3**(1): 23–31. doi:10.1109/TBCAS.2008.2006492
- [148] T.-D. Yeo, D. Kwon, S.-T. Khang *et al.* (2017) "Design of Maximum Efficiency Tracking Control Scheme for Closed-Loop Wireless Power Charging System Employing Series Resonant Tank." IEEE Trans. Power Electron. **32**(1): 471–478. doi:10.1109/TPEL.2016.2523121
- [149] H. de Silva, S. Lakmal, P. Chamikara *et al.* (2018) "Qi Compliant Wireless Charging and Communication for Implantable Devices." 2018 2nd International Conference On Electrical Engineering (EECon), IEEE, S 177–183. doi:10.1109/EECon.2018.8541001
- [150] K. van Schuylenbergh und R. Puers (1995) "Self Tuning Inductive Powering For Implantable Telemetric Monitoring Systems." Proceedings of the International Solid-State Sensors and Actuators Conference - TRANSDUCERS '95, IEEE, S 55–58. doi:10.1109/SENSOR.1995.717082
- [151] T. D. Dissanayake, D. M. Budgett, P. Hu *et al.* (2010) "A novel low temperature transcutaneous energy transfer system suitable for high power implantable medical devices: performance and validation in sheep." Artif Organs **34**(5): E160-7. doi:10.1111/j.1525-1594.2009.00992.x
- [152] A. Adawy, G. Bouattour, M. Ibbini *et al.* (2021) "Sliding Mode Control of an Inductive Power Transmission System with Maximum Efficiency." 2021 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), IEEE, S 998–1003. doi:10.1109/SSD52085.2021.9429436
- [153] T. Diekhans und R. W. de Doncker (2015) "A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations and Partial Load." IEEE Trans. Power Electron. **30**(11): 6320–6328. doi:10.1109/TPEL.2015.2393912
- [154] J.-H. Kim, N. U. Hassan, S.-J. Lee *et al.* (2022) "A resonant current-mode wireless power transfer for implantable medical devices: an overview." Biomed Eng Lett **12**(3): 229–238. doi:10.1007/s13534-022-00231-1

- [155] X. Li, M. Yu, J. Zhu *et al.* (2022) "System Design of a Closed-Loop Vagus Nerve Stimulator Comprising a Wearable EEG Recorder and an Implantable Pulse Generator." IEEE Circuits Syst. Mag. **22**(3): 22–40. doi:10.1109/MCAS.2022.3189886
- [156] J. D. Heebl, E. M. Thomas, R. P. Penno *et al.* (2014) "Comprehensive Analysis and Measurement of Frequency-Tuned and Impedance-Tuned Wireless Non-Radiative Power-Transfer Systems." IEEE Antennas Propag. Mag. **56**(5): 131–148. doi:10.1109/MAP.2014.6971924
- [157] Y. Lim, H. Tang, S. Lim *et al.* (2014) "An Adaptive Impedance-Matching Network Based on a Novel Capacitor Matrix for Wireless Power Transfer." IEEE Trans. Power Electron. **29**(8): 4403–4413. doi:10.1109/TPEL.2013.2292596
- [158] J. Lee, Y.-S. Lim, W.-J. Yang *et al.* (2014) "Wireless Power Transfer System Adaptive to Change in Coil Separation." IEEE Trans. Antennas Propagat. **62**(2): 889–897. doi:10.1109/TAP.2013.2290795
- [159] R. Carta, J. Thoné, G. Gosset *et al.* (2011) "A Self-Tuning Inductive Powering System for Biomedical Implants." Procedia Engineering **25**: 1585–1588. doi:10.1016/j.proeng.2011.12.392
- [160] R. Matsumoto, B. Ji, H. Fujimoto *et al.* (2020) "Resonance Frequency Adjustment Using PWM-Controlled Variable Capacitor for In-Motion WPT with Circuit Parameter Deviations." 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), IEEE, S 158–163. doi:10.1109/WoW47795.2020.9291268
- [161] L. Yang, M. Zong und C. Li (2021) "Voltage-Gain Design and Efficiency Optimization of Series/Series-Parallel Inductive Power Transfer System Considering Misalignment Issue." Energies **14**(11): 2999. doi:10.3390/en14112999
- [162] J. Hou, Q. Chen, X. Ren *et al.* (2015) "Precise Characteristics Analysis of Series/Series-Parallel Compensated Contactless Resonant Converter." IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron. **3**(1): 101–110. doi:10.1109/JESTPE.2014.2320524
- [163] M. Schormans, V. Valente und A. Demosthenous (2018) "Practical Inductive Link Design for Biomedical Wireless Power Transfer: A Tutorial." IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst. **12**(5): 1112–1130. doi:10.1109/TBCAS.2018.2846020
- [164] W. Zhang und C. C. Mi (2016) "Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems." IEEE Trans. Veh. Technol. **65**(6): 4768–4778. doi:10.1109/TVT.2015.2454292
- [165] W. H. Bailey, T. Harrington, A. Hirata *et al.* (2019) "Synopsis of IEEE Std C95.1™-2019 "IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz"." IEEE Access **7**: 171346–171356. doi:10.1109/ACCESS.2019.2954823

- [166] K. N. Bocan und E. Sejdić (2016) "Adaptive Transcutaneous Power Transfer to Implantable Devices: A State of the Art Review." Sensors (Basel) **16**(3). doi:10.3390/s16030393
- [167] H. P. Schwan (1994) "Electrical properties of tissues and cell suspensions: mechanisms and models." Proceedings of 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, IEEE, A70-A71. doi:10.1109/IEMBS.1994.412155
- [168] C. Gabriel, S. Gabriel und E. Corthout (1996) "The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey." Phys Med Biol **41**(11): 2231–2249. doi:10.1088/0031-9155/41/11/001
- [169] WHO (2017) "Electromagnetic fields: Exposure limits for radio-frequency fields." [https://www.who.int/data/gho/data/themes/topics/indicator-groups/indicator-group-details/GHO/exposure-limits-for-radio-frequency-fields-\(public\)](https://www.who.int/data/gho/data/themes/topics/indicator-groups/indicator-group-details/GHO/exposure-limits-for-radio-frequency-fields-(public)). Zugegriffen: 14. Juni 2023
- [170] IEEE "C95.1-2019 - IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz." <https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=8859677>. Zugegriffen: 22. November 2023
- [171] L. S. Goldstein, M. W. Dewhirst, M. Repacholi *et al.* (2003) "Summary, conclusions and recommendations: adverse temperature levels in the human body." Int J Hyperthermia **19**(3): 373–384. doi:10.1080/0265673031000090701
- [172] Great Britain. Admiralty (1938) "Admiralty Handbook Of Wireless Telegraphy.", Bd 1 His Majesty's Stationery Office, London <https://vdocuments.net/admiralty-handbook-of-wireless-telegraphy-1938-vol-1-searchable-with-cover.html?page=1>. Zugegriffen: 22. November 2023
- [173] J. Priestley (1775) "The History and Present State of Electricity.", 3. Aufl, Bd 1, London https://www.google.de/books/edition/The_History_and_Present_State_of_Electri/HZE_AAAAcAAJ?hl=de&gbpv=0. Zugegriffen: 22. November 2023
- [174] W. D. Hackmann (1978) "Electricity from glass.", Bd 4 Sijthoff & Noordhoff, Alphen aan den Rijn. ISBN: 9028603085
- [175] B. Franklin und B. I. Cohen (1941) "Benjamin Franklin's experiments." Harvard University Press, Cambridge, Massachusetts
- [176] B. Dibner (1954) "Ten founding fathers of the electrical science." Electr. Eng. **73**(6): 506–507. doi:10.1109/EE.1954.6438812
- [177] C. J. Kaiser (1993) "The Capacitor Handbook." Springer Netherlands, Dordrecht. ISBN: 978-94-011-8092-4

- [178] D. G. Fitz-Gerald (1876) "Improvements in electrical condensers or accumulators." Patent Office, United Kingdom **3466**
- [179] B. Dibner (1954) "Ten founding fathers of the electrical science." Electr. Eng. **73**(11): 966–967. doi:10.1109/EE.1954.6439067
- [180] J. Ho, T. R. Jow und S. Boggs (2010) "Historical introduction to capacitor technology." IEEE Electr. Insul. Mag. **26**(1): 20–25. doi:10.1109/MEI.2010.5383924
- [181] P. Darnell (1958) "History, Present Status, and Future Developments of Electronic Components." IRE Trans. Comp. Parts **5**(3): 124–129. doi:10.1109/TCP.1958.1136094
- [182] R. C. Buchanan (2004) "Ceramic materials for electronics.", 3. Aufl, Bd 25 Dekker, New York, Basel. ISBN: 0-8247-5117-5
- [183] J. A. Fleming (1906) "The principles of electric wave telegraphy." London, New York, Bombay, Longmans, Green, and Co. https://www.google.de/books/edition/The_Principles_of_Electric_Wave_Telegrap/LABVAAAAMAAJ?hl=de&gbpv=0&bsq=The%20principles%20of%20electric%20wave%20telegraphy&kptab=overview.
Zugegriffen: 22. November 2023
- [184] The Dubilier Condenser Company (1917) "Informational Brochure." https://ethw.org/w/index.php?title=Archives:Dubilier_Condenser_Materials&oldid=113461. Zugegriffen: 23. Mai 2022
- [185] The Dubilier Condenser Company (1922) "The Dubilier Mica Condenser (Type No. 600a)." https://ethw.org/w/index.php?title=Archives:Dubilier_Condenser_Materials&oldid=113461. Zugegriffen: 23. Mai 2022
- [186] The Dubilier Condenser Company (1939) "Radio Transmitter Capacitors, Catalog No. 160-T." https://ethw.org/w/index.php?title=Archives:Dubilier_Condenser_Materials&oldid=113461. Zugegriffen: 23. Mai 2022
- [187] The Dubilier Condenser Company (1951) "Concerning Dubilier Capacitors." https://ethw.org/w/index.php?title=Archives:Dubilier_Condenser_Materials&oldid=113461. Zugegriffen: 23. Mai 2022
- [188] Sprague Electric Company (1980) "Electronic components." https://hallmanlabs.com/wp-content/uploads/2020/05/Sprague_Electronic_Components_1980-112pg.pdf.
Zugegriffen: 26. April 2022
- [189] Cornell Dubilier "Mica Capacitors, Standard Dipped." <https://4donline.ihs.com/images/VipMasterIC/IC/CDUB/CDUB-S-A0009903856/CDUB-S-A0009903856-1.pdf?hkey=6D3A4C79FDBF58556ACFDE234799DDF0>. Zugegriffen: 24. Mai 2022

- [190] Cornell Dubilier (1951) "Service and replacement capacitors for electronic and other application." <https://hallmanlabs.com/wp-content/uploads/2020/06/Cornell-Dubilier-Capacitor-Catalog-1951-34pg-HL-Scan.pdf>. Zugegriffen: 24. Mai 2022
- [191] Mullard "Mullard passive components 1974/5." <https://hallmanlabs.com/wp-content/uploads/2020/01/MullardPassiveComponents1974-75.pdf>. Zugegriffen: 23. Mai 2022
- [192] Mallory (1992) "Electronic components catalog." https://hallmanlabs.com/wp-content/uploads/2020/01/Mallory_Electronic_Products_Catalog_1992.pdf. Zugegriffen: 23. Mai 2022
- [193] anglia (2009) "the Capacitor book." <https://hallmanlabs.com/wp-content/uploads/2020/05/AngilaCapacitorBookDownload.pdf>. Zugegriffen: 24. Mai 2022
- [194] KEMET "C2220C474J5GACTU." <https://connect.kemet.com:7667/gateway/IntelliData-ComponentDocumentation/1.0/download/specsheet/C2220C474J5GACTU>. Zugegriffen: 24. Mai 2022
- [195] Murata Manufacturing Co., Ltd. "01005 inch Size Multilayer Ceramic Capacitor with a Capacitance Value of 1.0 μ F, another world's first from Murata." <https://www.murata.com/en-us/news/capacitor/ceramiccapacitor/2020/0630>. Zugegriffen: 28. Mai 2022
- [196] The Dubilier Condenser Company (1919) "A record of the invention, development and uses of the Dubilier mica condenser." https://ethw.org/Archives:Dubilier_Condenser_Materials. Zugegriffen: 22. November 2023
- [197] Murata Manufacturing Co., Ltd. "GRM0335C2AR10WA01." <https://www.murata.com/en-eu/products/productdetail?partno=GRM0335C2AR10WA01%23>. Zugegriffen: 24. November 2023
- [198] Taiyo Yuden Co., Ltd. "MSASA45MSB5477MTNA01." <https://ds.yuden.co.jp/TYCOMPAS/eu/detail?pn=MSASA45MSB5477MTNA01&u=M>. Zugegriffen: 24. November 2023
- [199] Kemet Co. "C2225C131JKGACTU." <https://api.kemet.com/component-edge/download/specsheet/C2225C131JKGACTU.pdf>. Zugegriffen: 07. Juni 2022
- [200] KYOCERA AVX "AT Series - 200 $^{\circ}$ C & 250 $^{\circ}$ C Rated." https://datasheets.kyocera-avx.com/AT_Series.pdf. Zugegriffen: 24. November 2023
- [201] Murata Manufacturing Co., Ltd. "Chip Multilayer Ceramic Capacitors for Automotive Powertrain/Safety Equipment." <https://www.murata.com/en->

eu/products/capacitor/ceramiccapacitor/overview/lineup/smd/gcm. Zugegriffen: 08. Juni 2022

- [202] Murata Manufacturing Co., Ltd. "Capacitors for Implanted Medical Devices." <https://www.murata.com/en-us/products/capacitor/ceramiccapacitor/medical>. Zugegriffen: 08. Juni 2022
- [203] H. Tamura (2017) "Middle Case Size Bridges Murata's MLCC Miniaturization Path." <https://corporate.murata.com/-/media/corporate/about/newsroom/tech/capacitor/mlcc/ta1781.ashx?la=en>. Zugegriffen: 24. November 2023
- [204] M. Randall, D. Skamser, T. Kinard *et al.* (2007) "Thin film MLCC." CARTS USA 2007, S 372–384
- [205] R. J. Brook (Hrsg) (1991) "Concise encyclopedia of advanced ceramic materials.", 1. Aufl. Advances in materials science and engineering Pergamon Press, Oxford. ISBN: 0-08-034720-7
- [206] M.-J. Pan und C. A. Randall (2010) "A brief introduction to ceramic capacitors." IEEE Electr. Insul. Mag. **26**(3): 44–50. doi:10.1109/MEI.2010.5482787
- [207] S. Menzel (2014) "ABC der Kondensatoren.", 1. Aufl Swiridoff, Künzelsau. ISBN: 978-3-89929-293-0
- [208] J. M. Ingman, J. Jormanainen, A. M. Vulli *et al.* (2019) "Localization of dielectric breakdown defects in multilayer ceramic capacitors using 3D X-ray imaging." Journal of the European Ceramic Society **39**(4): 1178–1185. doi:10.1016/j.jeurceramsoc.2018.10.030
- [209] T. Wang, J. Hu, H. Yang *et al.* (2017) "Dielectric relaxation and Maxwell-Wagner interface polarization in Nb₂O₅ doped 0.65BiFeO₃–0.35BaTiO₃ ceramics." J. Appl. Phys. **121**(8). doi:10.1063/1.4977107
- [210] S.-H. Yoon, S.-H. Kwon und K.-H. Hur (2011) "Dielectric relaxation behavior of acceptor (Mg)-doped BaTiO₃." J. Appl. Phys. **109**(8): 84117. doi:10.1063/1.3582146
- [211] M. D. Waugh "Design solutions for DC bias in multilayer ceramic capacitors." <https://www.semanticscholar.org/paper/Design-solutions-for-DC-bias-in-multilayer-ceramic-Waugh/920a2a89335a28169255d37fc783cc1366d32408>. Zugegriffen: 22. November 2023
- [212] R. E. Newnham (1989) "Electroceramics." Rep. Prog. Phys. **52**(2): 123–156. doi:10.1088/0034-4885/52/2/001
- [213] A. T. Bartic, D. J. Wouters, H. E. Maes *et al.* (2001) "Preisach model for the simulation of ferroelectric capacitors." J. Appl. Phys. **89**(6): 3420–3425. doi:10.1063/1.1335639
- [214] A. D. Gaidhane, R. Dangi, S. Sahay *et al.* (2023) "A Computationally Efficient Compact Model for Ferroelectric Switching With Asymmetric Nonperiodic Input Signals." IEEE

- Trans. Comput.-Aided Des. Integr. Circuits Syst. **42(5)**: 1634–1642.
doi:10.1109/TCAD.2022.3203956
- [215] B. Jiang, Zurcher, Jones *et al.* (1997) "Computationally Efficient Ferroelectric Capacitor Model For Circuit Simulation." Symposium on VLSI Technology, IEEE, S 141–142.
doi:10.1109/VLSIT.1997.623738
- [216] K. Ni, M. Jerry, J. A. Smith *et al.* (2018) "A Circuit Compatible Accurate Compact Model for Ferroelectric-FETs." 2018 IEEE Symposium on VLSI Technology, IEEE, S 131–132.
doi:10.1109/VLSIT.2018.8510622
- [217] Y. Xing, Y.-R. Chen, J.-F. Wang *et al.* (2022) "Improved Ferroelectricity in Cryogenic Phase Transition of Hf 0.5 Zr 0.5 O 2." IEEE J. Electron Devices Soc. **10**: 996–1002.
doi:10.1109/JEDS.2022.3218004
- [218] D. Damjanovic (1998) "Ferroelectric, dielectric and piezoelectric properties of ferroelectric thin films and ceramics." Rep. Prog. Phys. **61(9)**: 1267–1324. doi:10.1088/0034-4885/61/9/002
- [219] D. Jimenez, E. Miranda und A. Godoy (2010) "Analytic Model for the Surface Potential and Drain Current in Negative Capacitance Field-Effect Transistors." IEEE Trans. Electron Devices **57(10)**: 2405–2409. doi:10.1109/TED.2010.2062188
- [220] H.-P. Chen, V. C. Lee, A. Ohoka *et al.* (2011) "Modeling and Design of Ferroelectric MOSFETs." IEEE Trans. Electron Devices **58(8)**: 2401–2405.
doi:10.1109/TED.2011.2155067
- [221] H. Lee, Y. Yoon und C. Shin (2017) "Current-Voltage Model for Negative Capacitance Field-Effect Transistors." IEEE Electron Device Lett. **38(5)**: 669–672.
doi:10.1109/LED.2017.2679102
- [222] H. Fatoorehchi, H. Abolghasemi und R. Zarghami (2015) "Analytical approximate solutions for a general nonlinear resistor–nonlinear capacitor circuit model." Appl. Math. Model. **39(19)**: 6021–6031. doi:10.1016/j.apm.2015.01.038
- [223] I. Zeltser und S. Ben-Yaakov (2018) "On SPICE Simulation of Voltage-Dependent Capacitors." IEEE Trans. Power Electron. **33(5)**: 3703–3710. doi:10.1109/TPEL.2017.2766025
- [224] S. Ben-Yaakov und I. Zeltser (2018) "Ceramic capacitors: Turning a deficiency into an advantage." 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, S 2879–2885. doi:10.1109/APEC.2018.8341426
- [225] M. M. Gourary, S. G. Rusakov, S. L. Ulyanov *et al.* (2017) "SPICE models of nonlinear capacitors for simulation of ferroelectric circuits." 2017 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS), IEEE, S 1–4. doi:10.1109/EWDTS.2017.8110102

- [226] P. Montegiglio, C. Maruccio, G. Acciani *et al.* (2020) "Nonlinear multi-scale dynamics modeling of piezoceramic energy harvesters with ferroelectric and ferroelastic hysteresis." Nonlinear Dyn **100**(3): 1985–2003. doi:10.1007/s11071-020-05660-0
- [227] A. York (2008) "Experimental Characterization and Modeling of Electro-Mechanically Coupled Ferroelectric Actuators." Dissertation, North Carolina State University <https://repository.lib.ncsu.edu/handle/1840.16/5787>. Zugegriffen: 22. November 2023
- [228] A. York und S. Seelecke (2008) "An electro-mechanically coupled SDOF piezoelectric stack actuator model." In: D. K. Lindner (Hrsg) Modeling, Signal Processing, and Control for Smart Structures 2008, SPIE, S 692608. doi:10.1117/12.776345
- [229] R. C. Smith, S. Seelecke, Z. Ounaies *et al.* (2003) "A Free Energy Model for Hysteresis in Ferroelectric Materials." J Intell Mater Syst Struct **14**(11): 719–739. doi:10.1177/1045389X03038841
- [230] H. Sahota (2004) "Simulation of butterfly loops in ferroelectric materials." Continuum Mech. Thermodyn. **16**(1-2): 163–175. doi:10.1007/s00161-003-0148-y
- [231] S. Seelecke, S.-J. Kim, B. L. Ball *et al.* (2005) "A rate-dependent two-dimensional free energy model for ferroelectric single crystals." Continuum Mech. Thermodyn. **17**(4): 337–350. doi:10.1007/s00161-005-0207-7
- [232] S.-J. Kim und S. Seelecke (2007) "A rate-dependent three-dimensional free energy model for ferroelectric single crystals." Int J Solids Struct **44**(3-4): 1196–1209. doi:10.1016/j.ijsolstr.2006.06.007
- [233] G. Rizzello, M. A. Mandolino, M. Schmidt *et al.* (2019) "An accurate dynamic model for polycrystalline shape memory alloy wire actuators and sensors." Smart Mater. Struct. **28**(2): 25020. doi:10.1088/1361-665X/aae3b8
- [234] Agilent technologies Japan, Ltd. (2003) "Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer." <https://www.manualslib.com/manual/529256/Agilent-Technologies-4294a.html#manual>. Zugegriffen: 01. Februar 2023
- [235] A. I. Mahmood, S. K. Gharghan, M. A. Eldosoky *et al.* (2022) "Near-field wireless power transfer used in biomedical implants: A comprehensive review." IET Power Electronics **15**(16): 1936–1955. doi:10.1049/pel2.12351
- [236] Y. Olsommer und F. R. Ihmig (2021) "Experimental Characterization of Ferroelectric Capacitor Circuits for the Realization of Simply Designed Electroceuticals." Electronic Materials **2**(3): 299–311. doi:10.3390/electronicmat2030021
- [237] Y. Olsommer und F. R. Ihmig (2020) "Consistent and Efficient Modeling of the Nonlinear Properties of Ferroelectric Materials in Ceramic Capacitors for Frugal Electronic Implants." Sensors (Basel) **20**(15). doi:10.3390/s20154206

- [238] Y. Olsommer, F. R. Ihmig und C. Müller (2020) "Modeling the Nonlinear Properties of Ferroelectric Materials in Ceramic Capacitors for the Implementation of Sensor Functionalities in Implantable Electronics." The 6th International Electronic Conference on Sensors and Applications, MDPI, Basel Switzerland, S 61. doi:10.3390/ecsa-6-06575
- [239] R. C. Smith, S. Seelecke, M. Dapino *et al.* (2006) "A unified framework for modeling hysteresis in ferroic materials." J Mech Phys Solids **54**(1): 46–85. doi:10.1016/j.jmps.2005.08.006
- [240] Y. Olsommer, F. R. Ihmig und G. Rizzello (2024) "Physics-based modeling of ferroelectric hysteresis for ceramic capacitors in inductively coupled microstimulators." IEEE Trans. Power Electron.: 1–13. doi:10.1109/TPEL.2024.3361075
- [241] D. Adamchuk, R. Grigalaitis, S. Svirskas *et al.* (2019) "Distributions of relaxation times in relaxor ferroelectric Ba(Ti_{0.8}Ce_{0.2})O₃." Ferroelectrics **553**(1): 103–110. doi:10.1080/00150193.2019.1683502
- [242] X. Li und J. Wang (2017) "Effect of grain size on the domain structures and electromechanical responses of ferroelectric polycrystal." Smart Mater. Struct. **26**(1): 15013. doi:10.1088/1361-665X/26/1/015013
- [243] Y. Kim, Y. Cho, S. Hong *et al.* (2006) "Correlation between grain size and domain size distributions in ferroelectric media for probe storage applications." Appl. Phys. Lett. **89**(16). doi:10.1063/1.2363942
- [244] K. Hong, T. H. Lee, J. M. Suh *et al.* (2018) "Direct Observation of Surface Potential Distribution in Insulation Resistance Degraded Acceptor-Doped BaTiO₃ Multilayered Ceramic Capacitors." Electron. Mater. Lett. **14**(5): 629–635. doi:10.1007/s13391-018-0066-6
- [245] D. Hennings und H. Schreinemacher (1995) "Ca-acceptors in dielectric ceramics sintered in reductive atmospheres." J. Eur. Ceram. Soc **15**(8): 795–800. doi:10.1016/0955-2219(95)00043-T
- [246] N. Zidi, A. Chaouchi, M. Rguiti *et al.* (2022) "Study of structural, impedance spectroscopy and dielectric properties of Li and Al co-doped Ba_{0.85}Ca_{0.15}Ti_{0.9}Zr_{0.1}O₃ ceramics." J Mater Sci: Mater Electron **33**(18): 14468–14487. doi:10.1007/s10854-022-08369-5
- [247] X. W. Zhang, Y. H. O. Han, M. Lal *et al.* (1987) "Defect Chemistry of BaTiO₃ with Additions of CaTiO₃." J American Ceramic Society **70**(2): 100–103. doi:10.1111/j.1151-2916.1987.tb04937.x
- [248] S. T. Dang, L. L. Xue, L. F. He *et al.* (2022) "Dielectric and energy storage properties of Ba_{0.85}Ca_{0.15}Zr_{0.1}Ti_{0.9}O₃ ceramics with different aging temperature during the sol–gel process." J Mater Sci: Mater Electron **33**(35): 26100–26112. doi:10.1007/s10854-022-09297-0

- [249] S.-H. Yoon, S.-J. Kim, S.-H. Kim *et al.* (2013) "Influence of excess Ba concentration on the dielectric nonlinearity in Mn and V-doped BaTiO₃ multi layer ceramic capacitors." J. Appl. Phys. **114**(22). doi:10.1063/1.4844575
- [250] A. Reyes-Montero, F. Rubio-Marcos, L. Pardo *et al.* (2018) "Electric field effect on the microstructure and properties of Ba_{0.9}Ca_{0.1}Ti_{0.9}Zr_{0.1}O₃ (BCTZ) lead-free ceramics." J. Mater. Chem. A **6**(13): 5419–5429. doi:10.1039/c7ta09798k
- [251] G. J. Hahn (1973) "The coefficient of determination exposed!" Chemical Technology **10**(3): 609–612 <https://www.semanticscholar.org/paper/The-coefficient-of-determination-exposed-!-Hahn/f083a0b3b5f059a096ceab5f5489d6962929209f>. Zugegriffen: 22. November 2023
- [252] R. Jin, R. Gallichan, D. Budgett *et al.* (2023) "Retuning high Q inductive power transfer systems at MHz frequencies: a switched capacitor design method incorporating COSS." IET Power Electron. **16**(6): 975–989. doi:10.1049/pel2.12444
- [253] K.-W. Yang, K. Oh und S. Ha (2020) "Challenges in Scaling Down of Free-Floating Implantable Neural Interfaces to Millimeter Scale." IEEE Access **8**: 133295–133320. doi:10.1109/ACCESS.2020.3007517
- [254] O. Aquilina (2006) "A brief history of cardiac pacing." Images Paediatr Cardiol **8**(2): 17–81. PMID: 22368662
- [255] M. Paff, A. Loh, C. Sarica *et al.* (2020) "Update on Current Technologies for Deep Brain Stimulation in Parkinson's Disease." J Mov Disord **13**(3): 185–198. doi:10.14802/jmd.20052
- [256] J. K. Trevathan, I. W. Baumgart, E. N. Nicolai *et al.* (2019) "An Injectable Neural Stimulation Electrode Made from an In-Body Curing Polymer/Metal Composite." Adv Healthc Mater **8**(23): e1900892. doi:10.1002/adhm.201900892.
- [257] Intan Technologies LLC "Intan RHS Stim/Amplifier Chips." <https://intantech.com/pricing.html?tabSelect=RHSChips&yPos=0>. Zugegriffen: 24. Oktober 2023
- [258] S. Linz, M. D. Neumann, S. Abdalla *et al.* (2022) "Auswirkungen der Corona-Pandemie: Lieferengpässe bremsen Industrie und treiben Preise." <https://www.destatis.de/DE/Methoden/WISTA-Wirtschaft-und-Statistik/2022/01/lieferengpaesse-012022.html>. Zugegriffen: 31. Oktober 2023
- [259] Deutsche Welle (2021) "Automarkt ächzt unter Chipmangel." <https://www.dw.com/de/automarkt-%C3%A4chzt-unter-chipmangel/a-59514523>. Zugegriffen: 31. Oktober 2023
- [260] H. Schultz (29. November 2021) "Materialmangel in der Industrie verstärkt." <https://www.ifo.de/pressemitteilung/2021-11-29/materialmangel-der-industrie-verstaerkt>. Zugegriffen: 31. Oktober 2023

- [261] H. Chong, S. J. Majerus, K. M. Bogie *et al.* (2020) "Non-hermetic packaging of biomedical microsystems from a materials perspective: A review." Med Devices & Sens **3**(6). doi:10.1002/mds3.10082
- [262] Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (2022) "Klimaschutz in Zahlen." https://www.bmwk.de/Redaktion/DE/Publikationen/Klimaschutz/klimaschutz-in-zahlen.pdf?__blob=publicationFile&v=1. Zugegriffen: 01. November 2023
- [263] Statistisches Bundesamt (2023) "Treibhausgasemissionen." <https://www.destatis.de/DE/Themen/Gesellschaft-Umwelt/Umwelt/UGR/energiefluesse-emissionen/Tabellen/treibhausgase.html>. Zugegriffen: 01. November 2023
- [264] S. Punj, J. Singh und K. Singh (2021) "Ceramic biomaterials: Properties, state of the art and future perspectives." Ceram. Int **47**(20): 28059–28074. doi:10.1016/j.ceramint.2021.06.238
- [265] D. H. Lee, C. H. Kim, J. Youn *et al.* (2021) "Evaluation methods for long-term reliability of polymer-based implantable biomedical devices." Biomed Eng Lett **11**(2): 97–105. doi:10.1007/s13534-021-00188-7
- [266] R. Lewis, B. Pételle, M. C. Campbell *et al.* (2019) "Implantation of the nyxoah bilateral hypoglossal nerve stimulator for obstructive sleep apnea." Laryngoscope Investig Otolaryngol **4**(6): 703–707. doi:10.1002/lio2.312
- [267] M. Mariello, K. Kim, K. Wu *et al.* (2022) "Recent Advances in Encapsulation of Flexible Bioelectronic Implants: Materials, Technologies, and Characterization Methods." Adv Mater **34**(34): e2201129. doi:10.1002/adma.202201129
- [268] T. J. Harpster, S. A. Nikles, M. R. Dokmeci *et al.* (2005) "Long-term hermeticity and biological performance of anodically bonded glass-silicon implantable packages." IEEE Trans. Device Mater. Reliab. **5**(3): 458–466. doi:10.1109/TDMR.2005.854374
- [269] Y. Saito, T. Oguni, T. Nakamura *et al.* (2021) "Hydrogen infiltration into BaTiO₃ -based dielectrics for multi-layer ceramic capacitors under highly accelerated temperature and humidity stress test." Jpn. J. Appl. Phys. **60**(SF): SFFC02. doi:10.35848/1347-4065/ac15a7
- [270] Y. Saito, T. Nakamura, K. Nada *et al.* (2018) "Insulation resistance degradation mechanisms of multilayer ceramic capacitors during highly accelerated temperature and humidity stress tests." Jpn. J. Appl. Phys. **57**(11S): 11UC04. doi:10.7567/JJAP.57.11UC04
- [271] K. Hong, T. H. Lee, J. M. Suh *et al.* (2019) "Perspectives and challenges in multilayer ceramic capacitors for next generation electronics." J. Mater. Chem. C **7**(32): 9782–9802. doi:10.1039/C9TC02921D

- [272] H. Kishi, Y. Mizuno und H. Chazono (2003) "Base-Metal Electrode-Multilayer Ceramic Capacitors: Past, Present and Future Perspectives." Jpn. J. Appl. Phys. **42**(Part 1, No. 1): 1–15. doi:10.1143/JJAP.42.1
- [273] D. W. Kang, T. G. Park, J. W. Kim *et al.* (2010) "Effect of Dysprosium Oxide Addition on the Microstructure and Dielectric Properties of BaTiO₃ Ceramics." Electron. Mater. Lett. **6**(4): 145–149. doi:10.3365/eml.2010.12.145
- [274] T. Sada und N. Fujikawa (2017) "Analysis of insulation resistance degradation in Ni–BaTiO₃ multilayer ceramic capacitors under highly accelerated life test." Jpn. J. Appl. Phys. **56**(10S): 10PB04. doi:10.7567/JJAP.56.10PB04
- [275] T. Hoshina (2013) "Size effect of barium titanate: fine particles and ceramics." J. Ceram. Soc. Japan **121**(1410): 156–161. doi:10.2109/jcersj2.121.156
- [276] T. Hoshina, S. Wada, Y. Kuroiwa *et al.* (2008) "Composite structure and size effect of barium titanate nanoparticles." Appl. Phys. Lett. **93**(19). doi:10.1063/1.3027067
- [277] Y. Mizuno, H. Kishi, K. Ohnuma *et al.* (2007) "Effect of site occupancies of rare earth ions on electrical properties in Ni-MLCC based on BaTiO₃." J. Eur. Ceram **27**(13-15): 4017–4020. doi:10.1016/j.jeurceramsoc.2007.02.089
- [278] D. R. Småbråten, T. S. Holstad, D. M. Evans *et al.* (2020) "Domain wall mobility and roughening in doped ferroelectric hexagonal manganites." Phys. Rev. Research **2**(3). doi:10.1103/PhysRevResearch.2.033159
- [279] D. Meier und S. M. Selbach (2022) "Ferroelectric domain walls for nanotechnology." Nat Rev Mater **7**(3): 157–173. doi:10.1038/s41578-021-00375-z
- [280] S.-H. Yoon, M.-Y. Kim, C.-H. Nam *et al.* (2015) "Grain-growth effect on dielectric non-linearity of BaTiO₃-based multi-layer ceramic capacitors." Appl. Phys. Lett. **107**(7). doi:10.1063/1.4929149
- [281] S. Aggarwal und R. Ramesh (1998) "Point defect chemistry of metal oxide heterostructures." Annu. Rev. Mater. Sci. **28**(1): 463–499. doi:10.1146/annurev.matsci.28.1.463
- [282] J. F. Scott und M. Dawber (2000) "Oxygen-vacancy ordering as a fatigue mechanism in perovskite ferroelectrics." Appl. Phys. Lett. **76**(25): 3801–3803. doi:10.1063/1.126786
- [283] P. Coppens, E. Bershadsky und J. Rogers *et al.* (2021) "Time-Dependent Capacitance Drift of X7R MLCCs Under Exposure to a Constant DC Bias Voltage." <https://www.vishay.com/docs/45263/timedepcapdrix7rmlccexptoconstdcbiasvolt.pdf>. Zugegriffen: 04. November 2023
- [284] Y. A. Genenko, J. Glaum, M. J. Hoffmann *et al.* (2015) "Mechanisms of aging and fatigue in ferroelectrics." J. mater. sci. eng. B **192**: 52–82. doi:10.1016/j.mseb.2014.10.003

- [285] J. Glaum, Y. A. Genenko, H. Kungl *et al.* (2012) "De-aging of Fe-doped lead-zirconate-titanate ceramics by electric field cycling: 180°- vs. non-180° domain wall processes." J. Appl. Phys. **112**(3). doi:10.1063/1.4739721
- [286] S.-H. Yoon, J.-B. Lim, S.-H. Kim *et al.* (2013) "Influence of Dy on the dielectric aging and thermally stimulated depolarization current in Dy and Mn-codoped BaTiO₃ multilayer ceramic capacitor." J. Mater. Res. **28**(23): 3252–3256. doi:10.1557/jmr.2013.347
- [287] S.-H. Yoon, J.-S. Park, C.-H. Kim *et al.* (2014) "Difference between compositional and grain size effect on the dielectric nonlinearity of Mn and V-doped BaTiO₃ multilayer ceramic capacitors." J. Appl. Phys. **115**(24). doi:10.1063/1.4885155
- [288] X. Wang, O. Abdelatty und A. Mortazawi (2017) "A novel coupling factor independent highly efficient resonant based wireless power transfer." 2017 47th European Microwave Conference (EuMC), IEEE, S 200–203. doi:10.23919/EuMC.2017.8230834
- [289] O. Abdelatty, X. Wang und A. Mortazawi (2018) "Exploiting Nonlinearity to Design Robust Wireless Power Transfer and Wideband RF Energy Harvesting." 2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), IEEE, S 1–4. doi:10.1109/WPT.2018.8639148
- [290] O. Abdelatty, X. Wang und A. Mortazawi (2018) "Nonlinear Resonant Circuits for Coupling-Insensitive Wireless Power Transfer Circuits." 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS, IEEE, S 976–979. doi:10.1109/MWSYM.2018.8439690
- [291] O. Abdelatty, X. Wang und A. Mortazawi (2019) "Position-Insensitive Wireless Power Transfer Based on Nonlinear Resonant Circuits." IEEE Trans. Microwave Theory Techn. **67**(9): 3844–3855. doi:10.1109/TMTT.2019.2904233
- [292] R. Chai und A. Mortazawi (2020) "A Coupling Factor Independent Wireless Power Transfer System Employing Two Nonlinear Circuits." 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS), IEEE, S 393–396. doi:10.1109/IMS30576.2020.9224088
- [293] M. Wang, G. Song, R. Yin *et al.* (2023) "Design and Analysis of an Anti-Misalignment Wireless Power Transfer System." IEEE Microw. Wireless Tech. Lett. **33**(2): 228–231. doi:10.1109/LMWC.2022.3213785
- [294] P. Sun, J. Cai, X. Wu *et al.* (2022) "Analysis of frequency bifurcation and frequency splitting of IPT system under overcoupling." Energy Reports **8**: 61–72. doi:10.1016/j.egy.2022.05.099
- [295] J. Volkmann, J. Herzog, F. Kopper *et al.* (2002) "Introduction to the programming of deep brain stimulators." Mov Disord **17**: S181-187. doi:10.1002/mds.10162
- [296] M. Picillo, A. M. Lozano, N. Kou *et al.* (2016) "Programming Deep Brain Stimulation for Parkinson's Disease: The Toronto Western Hospital Algorithms." Brain Stimul **9**(3): 425–437. doi:10.1016/j.brs.2016.02.004

- [297] J. Volkmann, E. Moro und R. Pahwa (2006) "Basic algorithms for the programming of deep brain stimulation in Parkinson's disease." Mov Disord **21**: S284-289. doi:10.1002/mds.20961
- [298] A. Steffen, S. Jeschke, R. J. Soose *et al.* (2022) "Impulse Configuration in Hypoglossal Nerve Stimulation in Obstructive Sleep Apnea: The Effect of Modifying Pulse Width and Frequency." Neuromodulation **25**(8): 1312–1316. doi:10.1111/ner.13490
- [299] F. Xia und M. Sawan (2021) "Electrode-Nerve Interface Properties to Treat Patients with OSA through Electrical Stimulation." 2021 Sixth International Conference on Advances in Biomedical Engineering (ICABME), IEEE, S 121–124. doi:10.1109/ICABME53305.2021.9604845
- [300] P. Gu, Y. Jiang, X. Gao *et al.* (2016) "Effects of cochlear implant surgical technique on post-operative electrode impedance." Acta Otolaryngol **136**(7): 677–681. doi:10.3109/00016489.2016.1143967
- [301] X. F. Wei und W. M. Grill (2009) "Impedance characteristics of deep brain stimulation electrodes in vitro and in vivo." J Neural Eng **6**(4): 46008. doi:10.1088/1741-2560/6/4/046008
- [302] T. Koeglsperger, C. Palleis, F. Hell *et al.* (2019) "Deep Brain Stimulation Programming for Movement Disorders: Current Concepts and Evidence-Based Strategies." Front Neurol **10**: 410. doi:10.3389/fneur.2019.00410
- [303] Y. Chen, H. Zhang, N. Jin *et al.* (2022) "A Unipolar-Duty-Cycle Hybrid Control Strategy of Series–Series Compensated IPT System for Constant-Current Output and Efficiency Optimization." IEEE Trans. Power Electron. **37**(11): 13884–13901. doi:10.1109/TPEL.2022.3173041
- [304] Y. Yao, X. Liu, Y. Wang *et al.* (2018) "Modified parameter tuning method for LCL/P compensation topology featured with load-independent and LCT-unconstrained output current." IET Power Electron. **11**(8): 1483–1491. doi:10.1049/iet-pel.2018.0049

8 Anhang

8.1 Ausgewählte Keramikkondensatoren

Tabelle 8-1: Angaben zu den ausgewählten MLCCs, durchnummeriert von #1 bis #30. Die vom Hersteller angegebene Nominalkapazität, Nennspannung, Baugröße, Toleranz der Nominalkapazität und der Temperaturkoeffizient sind in der Spalte „Beschreibung“ wiedergegeben.

Index	Herstellerteilenummer	Beschreibung	Hersteller
#1	CC0402ZRY5V7BB473	47 nF, 16 V, 0402, +80%/-20%, Y5V	YAGEO
#2	0402F473Z250CT	47 nF, 25 V, 0402, +80%/-20%, Y5V	WALSIN
#3	CC0603MRY5V9BB473	47 nF, 50 V, 0603, ±20%, Y5V	YAGEO
#4	MC0603F473Z500CT	47 nF, 50 V, 0603, +80%/-20%, Y5V	MULTICOMP PRO
#5	MC0805F473Z500CT	47 nF, 50 V, 0805, +80%/-20%, Y5V	MULTICOMP PRO
#6	GRM033R60J473KE19D	47 nF, 6.3 V, 0201, ±10%, X5R	MURATA
#7	GRM033R61C473KE84D	47 nF, 16 V, 0201, ±10%, X5R	MURATA
#8	C0402C473K9RACTU	47 nF, 6.3 V, 0402, ±10%, X7R	KEMET
#9	MC0402X473K100CT	47 nF, 10 V, 0402, ±10%, X5R	MULTICOMP PRO
#10	C0402C473J8NACTU	47 nF, 10 V, 0402, ±5%, X8L	KEMET
#11	MC0402X473K160CT	47 nF, 16 V, 0402, ±10%, X5R	MULTICOMP PRO
#12	MC0402B473J160CT	47 nF, 16 V, 0402, ±5%, X7R	MULTICOMP PRO
#13	C0402C473K3RACTU	47 nF, 25 V, 0402, ±10%, X7R	KEMET
#14	0402B473J250CT	47 nF, 25 V, 0402, ±5%, X7R	WALSIN
#15	C1005X7R1H473K050BB	47 nF, 50 V, 0402, ±10%, X7R	TDK
#16	VJ0603Y473JXQPW1BC	47 nF, 10 V, 0603, ±5%, X7R	VISHAY
#17	885012206018	47 nF, 10 V, 0603, ±10%, X7R	WÜRTH ELEKTRONIK
#18	CC0603KRX7R7BB473	47 nF, 16 V, 0603, ±10%, X7R	YAGEO
#19	160X14W473MV4T	47 nF, 16 V, 0603, ±20%, X7R	JOHANSON DIELECTRICS
#20	C0603C473J3RACTU	47 nF, 25 V, 0603, ±5%, X7R	KEMET
#21	C0603C473K3RACTU	47 nF, 25 V, 0603, ±10%, X7R	KEMET
#22	CGA3E2X7R1H473K080AA	47 nF, 50 V, 0603, ±10%, X7R	TDK
#23	C0603C473J5RACTU	47 nF, 50 V, 0603, ±5%, X7R	KEMET
#24	C0603C473K1RACTU	47 nF, 100 V, 0603, ±10%, X7R	KEMET
#25	C0603C473J1RACTU	47 nF, 100 V, 0603, ±5%, X7R	KEMET
#26	885012207015	47 nF, 10 V, 0805, ±10%, X7R	WÜRTH ELEKTRONIK
#27	MC0805B473K160CT	47 nF, 16 V, 0805, ±10%, X7R	MULTICOMP PRO
#28	C0805C473J4RACTU	47 nF, 16 V, 0805, ±5%, X7R	KEMET
#29	MC0805B473K250CT	47 nF, 25 V, 0805, ±10%, X7R	MULTICOMP PRO
#30	C0805C473K5RACTU	47 nF, 50 V, 0805, ±10%, X7R	KEMET

Tabelle 8-2: Angaben zu den ausgewählten MLCCs, durchnummeriert von #31 bis #40. Die vom Hersteller angegebene Nominalkapazität, Nennspannung, Baugröße, Toleranz der Nominalkapazität und der Temperaturkoeffizient sind in der Spalte „Beschreibung“ wiedergegeben.

Index	Herstellerteilenummer	Beschreibung	Hersteller
#31	08055C473JAT2A	47 nF, 50 V, 0805, ±5%, X7R	AVX
#32	885012208029	47 nF, 16 V, 1206, ±10%, X7R	WÜRTH ELEKTRONIK
#33	885012208056	47 nF, 25 V, 1206, ±10%, X7R	WÜRTH ELEKTRONIK
#34	C1206C473K5RACTU	47 nF, 50 V, 1206, ±10%, X7R	KEMET
#35	C1206C473J5RACTU	47 nF, 50 V, 1206, ±5%, X7R	KEMET
#36	C1206C473M5RACTU	47 nF, 50 V, 1206, ±20%, X7R	KEMET
#37	C1210C473K5RACTU	47 nF, 50 V, 1210, ±10%, X7R	KEMET
#38	GRM022R60G473KE15L	47 nF, 4 V, 01005, ±10%, X5R	MURATA
#39	GRM022R60J473ME15L	47 nF, 6.3 V, 01005, ±20%, X5R	MURATA
#40	GRM022R60G473ME15L	47 nF, 4 V, 01005, ±20%, X5R	MURATA

8.2 Differentialgleichungssystem erster Ordnung zur Modellierung induktiv gekoppelter Mikrostimulatoren in Mathcad

Die jeweiligen Ableitungen $\frac{d}{dt} i_{L1}(t)$, $\frac{d}{dt} i_{L2}(t)$, $\frac{d}{dt} u_{C1}(t)$, $\frac{d}{dt} u_{C2}(t)$ und $\frac{d}{dt} u_{C4}(t)$ wurden in Mathcad Prime 3.1 und 9.0 mit den Gleichungen von (8-1) bis (8-5) beschrieben.

$$\frac{L_2 \cdot (u_{C1}(t) + R_1 \cdot i_{L1}(t) - u_1(t, \omega, A_{mp})) + k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot (u_{C2}(t) - R_2 \cdot i_{L2}(t))}{L_1 \cdot L_2 \cdot (k^2 - 1)} \quad (8-1)$$

$$- \frac{L_1 \cdot (u_{C2}(t) + R_2 \cdot i_{L2}(t)) + k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot (u_{C1}(t) + R_1 \cdot i_{L1}(t) - u_1(t, \omega, A_{mp}))}{L_1 \cdot L_2 \cdot (k^2 - 1)} \quad (8-2)$$

$$\frac{d}{dt} u_{C1}(t) = \frac{i_{L1}(t)}{C_1} \quad (8-3)$$

$$- \frac{i_{L2}(t) + i_D(u_{C2}(t) - u_{C4}(t))}{C_2(u_{C2}(t))} \quad (8-4)$$

$$- \frac{u_{C4}(t) - R_L \cdot i_D(u_{C2}(t) - u_{C4}(t))}{C_4 \cdot R_L} \quad (8-5)$$

8.3 Gemessene Differentialkapazitäten

Die Differentialkapazität jedes MLCCs wurde 10 Mal mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz gemessen. Die gemessenen Differentialkapazitäten sind in Abbildung 8-1,

Abbildung 8-2, Abbildung 8-3 und Abbildung 8-4 dargestellt. Eine detaillierte Beschreibung der untersuchten MLCCs ist im Anhang 8.1 zu finden.

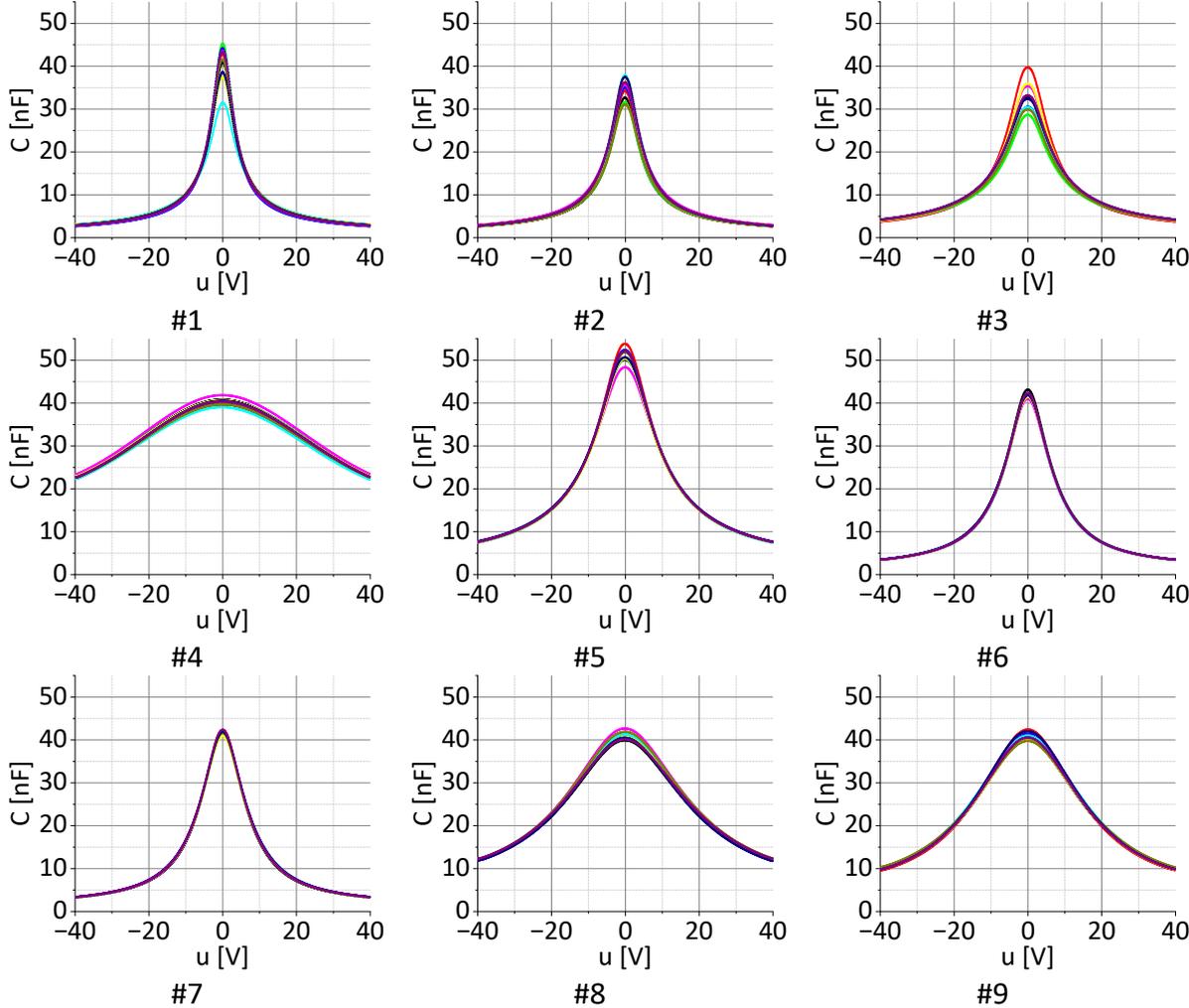


Abbildung 8-1: Gemessene Differentialkapazitäten C nach der Vorspannung u mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz der MLCCs von #1 bis #9. Jeder MLCC wurde 10 Mal gemessen.

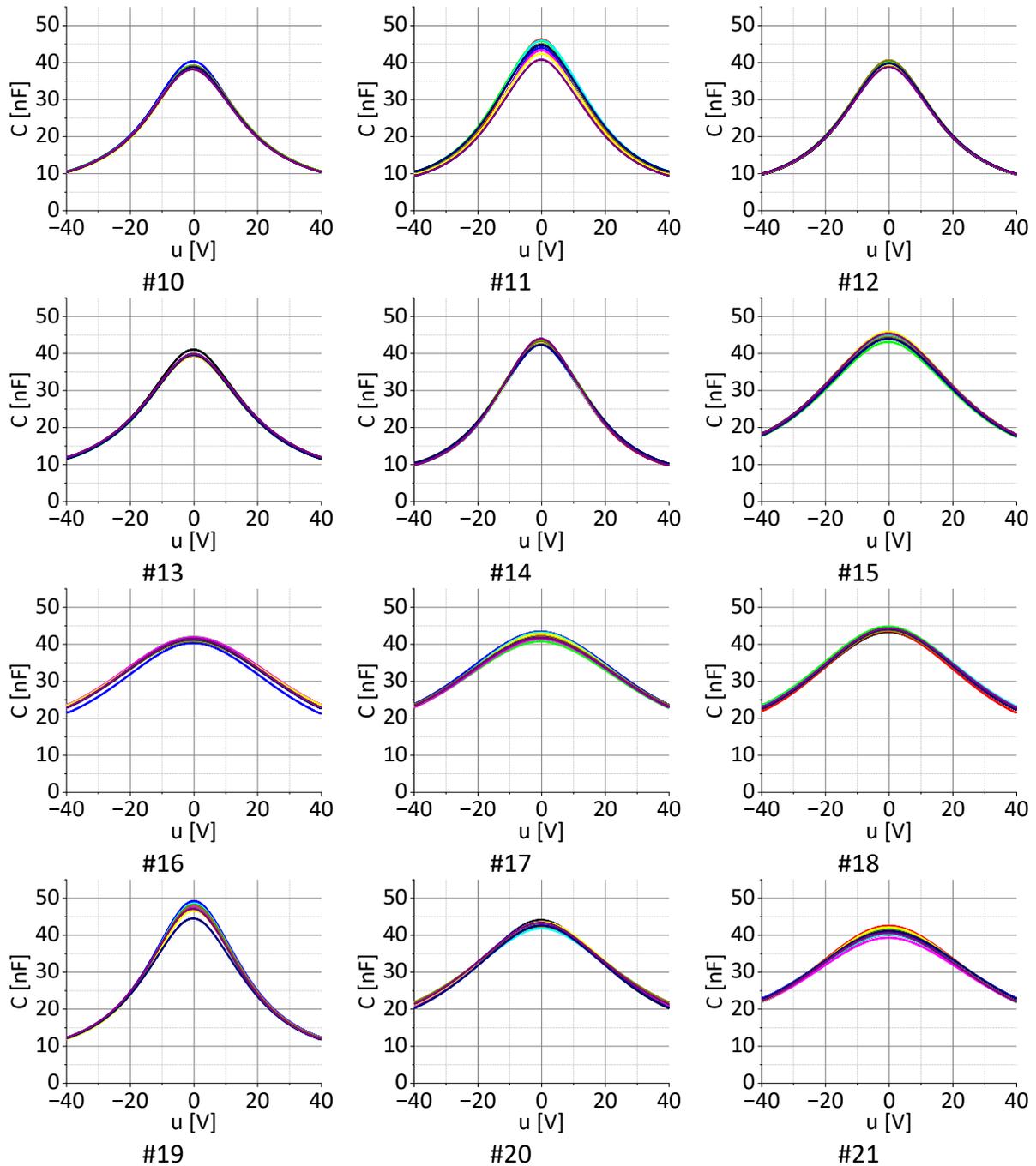


Abbildung 8-2: Gemessene Differentialkapazitäten C nach der Vorspannung u mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz der MLCCs von #10 bis #21. Jeder MLCC wurde 10 Mal gemessen.

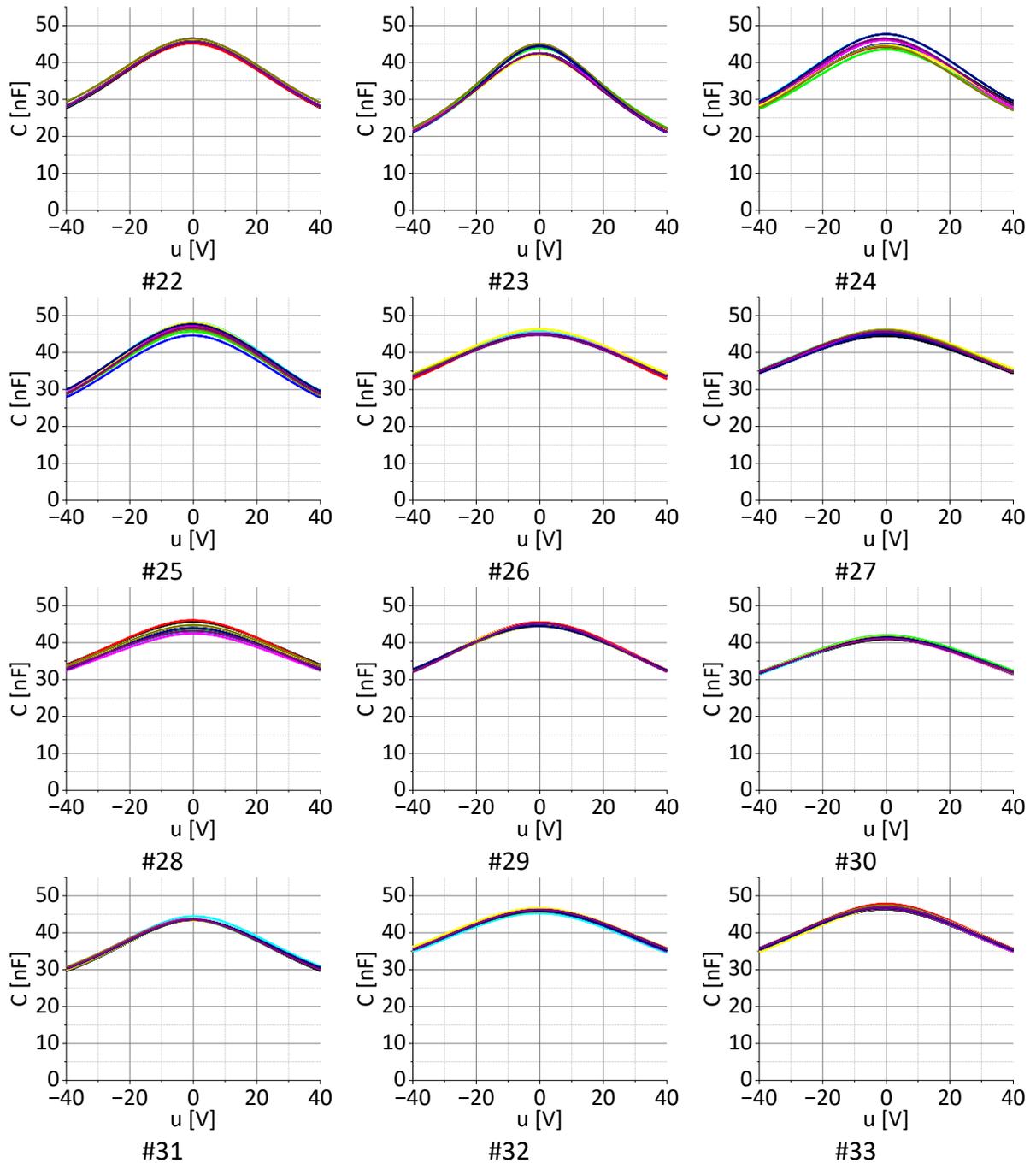


Abbildung 8-3: Gemessene Differentialkapazitäten C nach der Vorspannung u mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz der MLCCs von #22 bis #33. Jeder MLCC wurde 10 Mal gemessen.

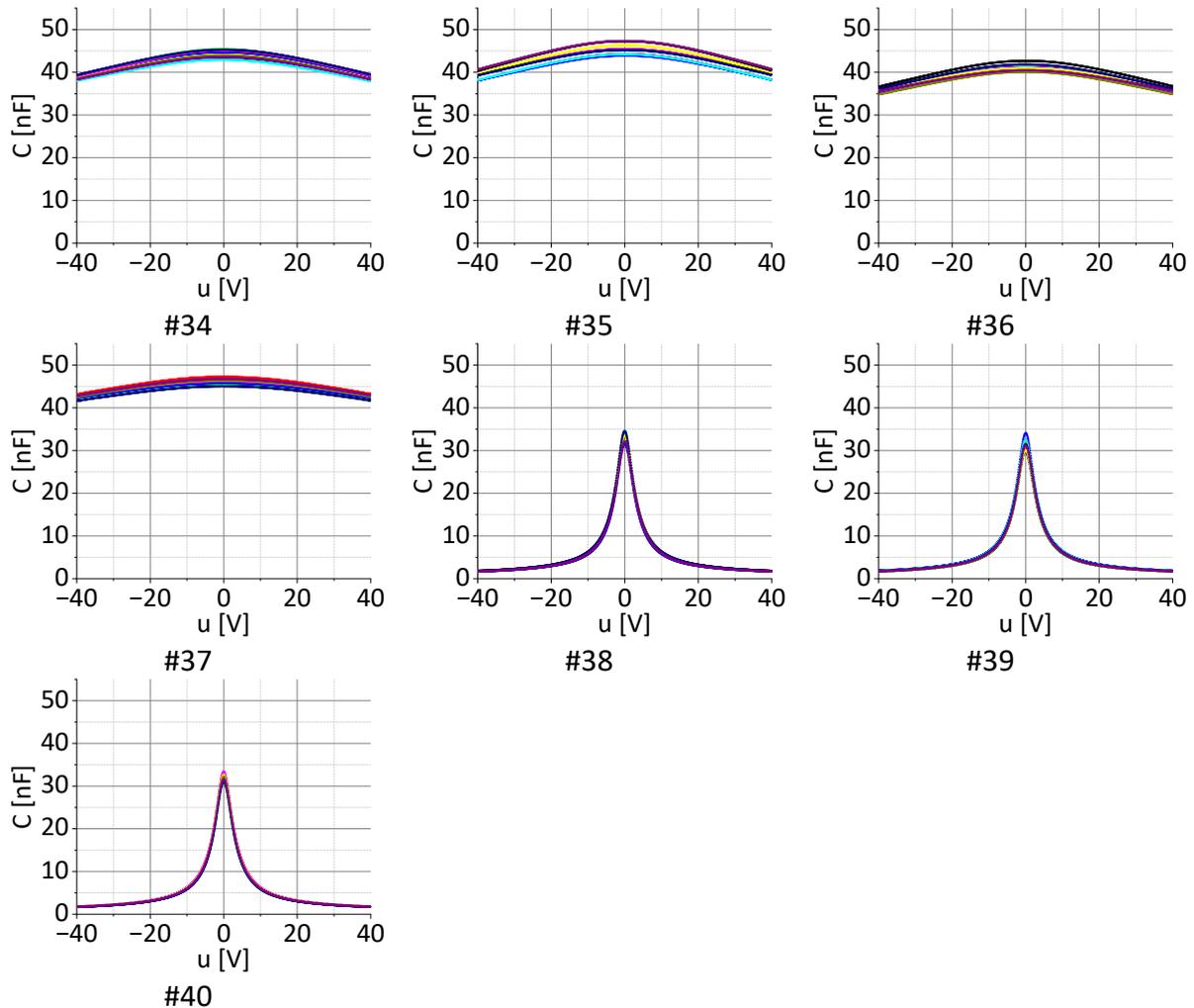


Abbildung 8-4: Gemessene Differentialkapazitäten C nach der Vorspannung u mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz der MLCCs von #34 bis #40. Jeder MLCC wurde 10 Mal gemessen.

8.4 Ableitung der gemessenen Differentialkapazitäten nach der Vorspannung

Die Differentialkapazität C der MLCCs wurde nach der Vorspannung u mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz gemessen. Jeder Kondensator wurde 10 Mal gemessen. Die gemessenen Verläufe wurden in Mathcad Prime 3.1 mit einer B-Spline-Funktion dritter Ordnung interpoliert. Um die maximale Kapazitätsänderung zu bestimmen, wurden die interpolierten Verläufe nach der Vorspannung u abgeleitet. Die Ableitungen dC sind in Abbildung 8-5, Abbildung 8-6, Abbildung 8-7, Abbildung 8-8 und Abbildung 8-9 ersichtlich. Es sind keine Ausreißer zu erkennen. Eine detaillierte Beschreibung der untersuchten MLCCs ist im Anhang 8.1 zu finden.

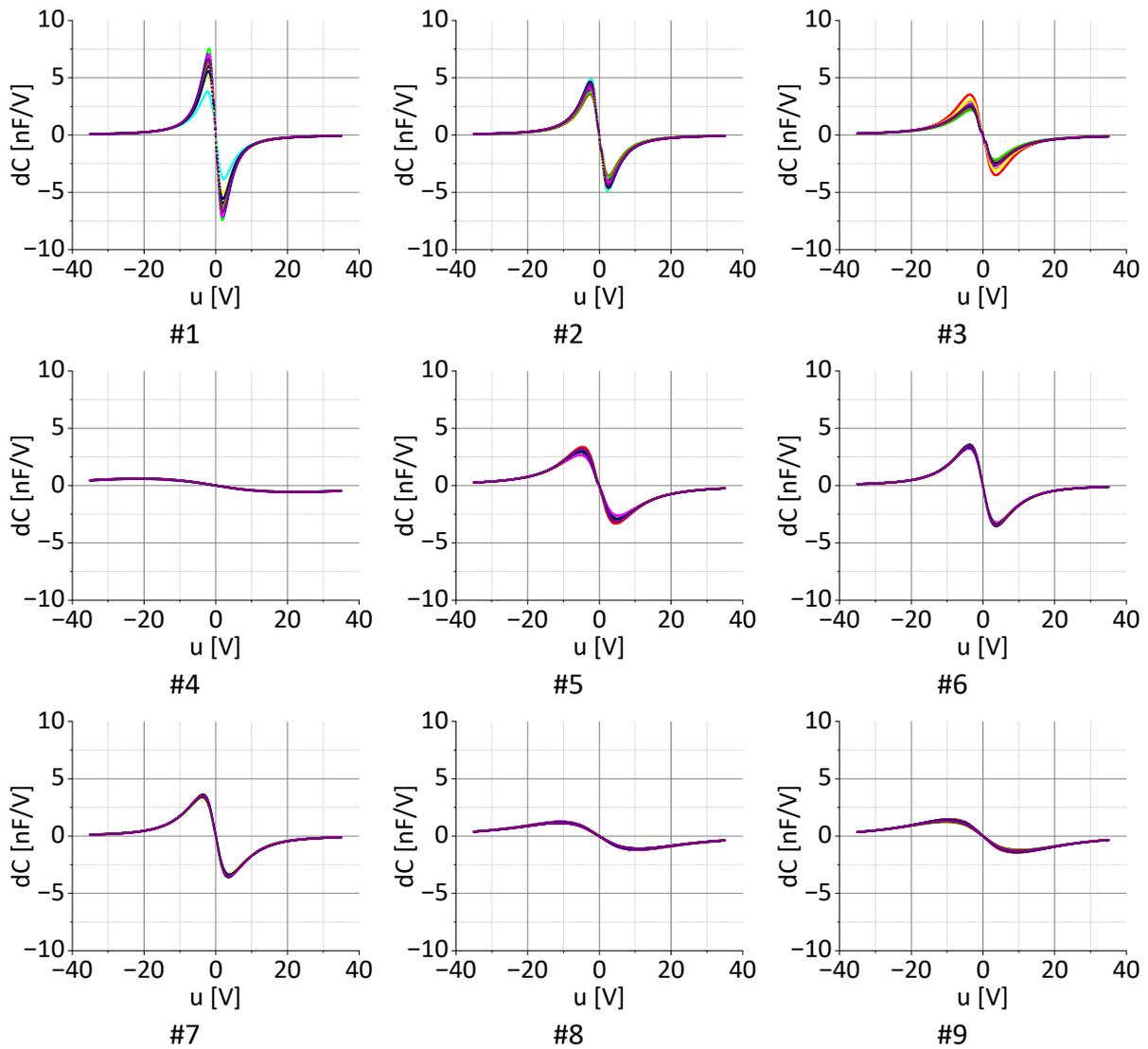


Abbildung 8-5: Ableitung der Differentialkapazität C nach der Vorspannung u . Die Differentialkapazitäten der MLCCs von #1 bis #9 wurden mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz gemessen. Jeder MLCC wurde 10 Mal gemessen. Die gemessenen Verläufe wurden in Mathcad Prime 3.1 mit einer B-Spline-Funktion dritter Ordnung interpoliert und anschließend nach der Vorspannung u abgeleitet.

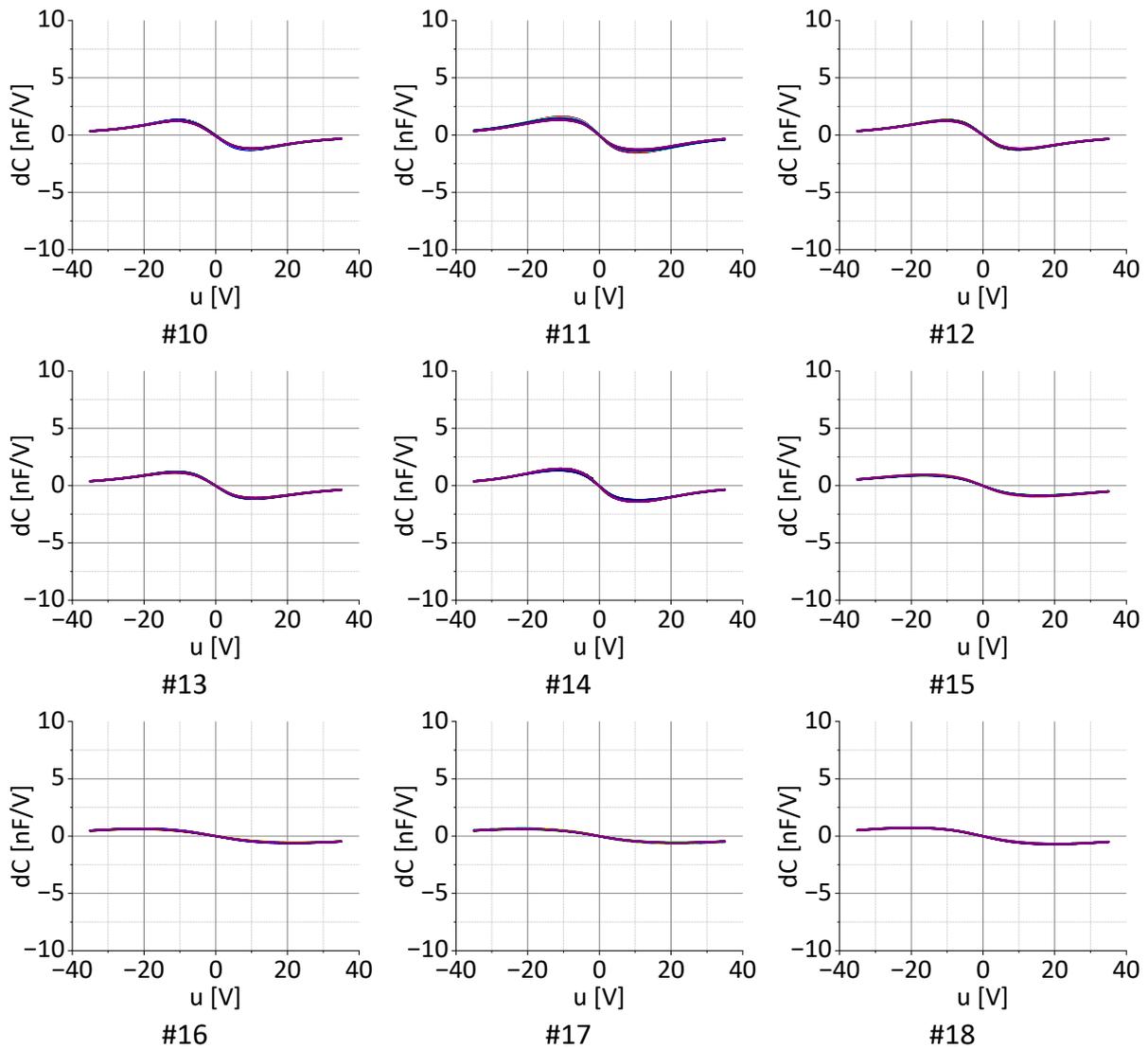


Abbildung 8-6: Ableitung der Differentialkapazität C nach der Vorspannung u . Die Differentialkapazitäten der MLCCs von #10 bis #18 wurden mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz gemessen. Jeder MLCC wurde 10 Mal gemessen. Die gemessenen Verläufe wurden in Mathcad Prime 3.1 mit einer B-Spline-Funktion dritter Ordnung interpoliert und anschließend nach der Vorspannung u abgeleitet.

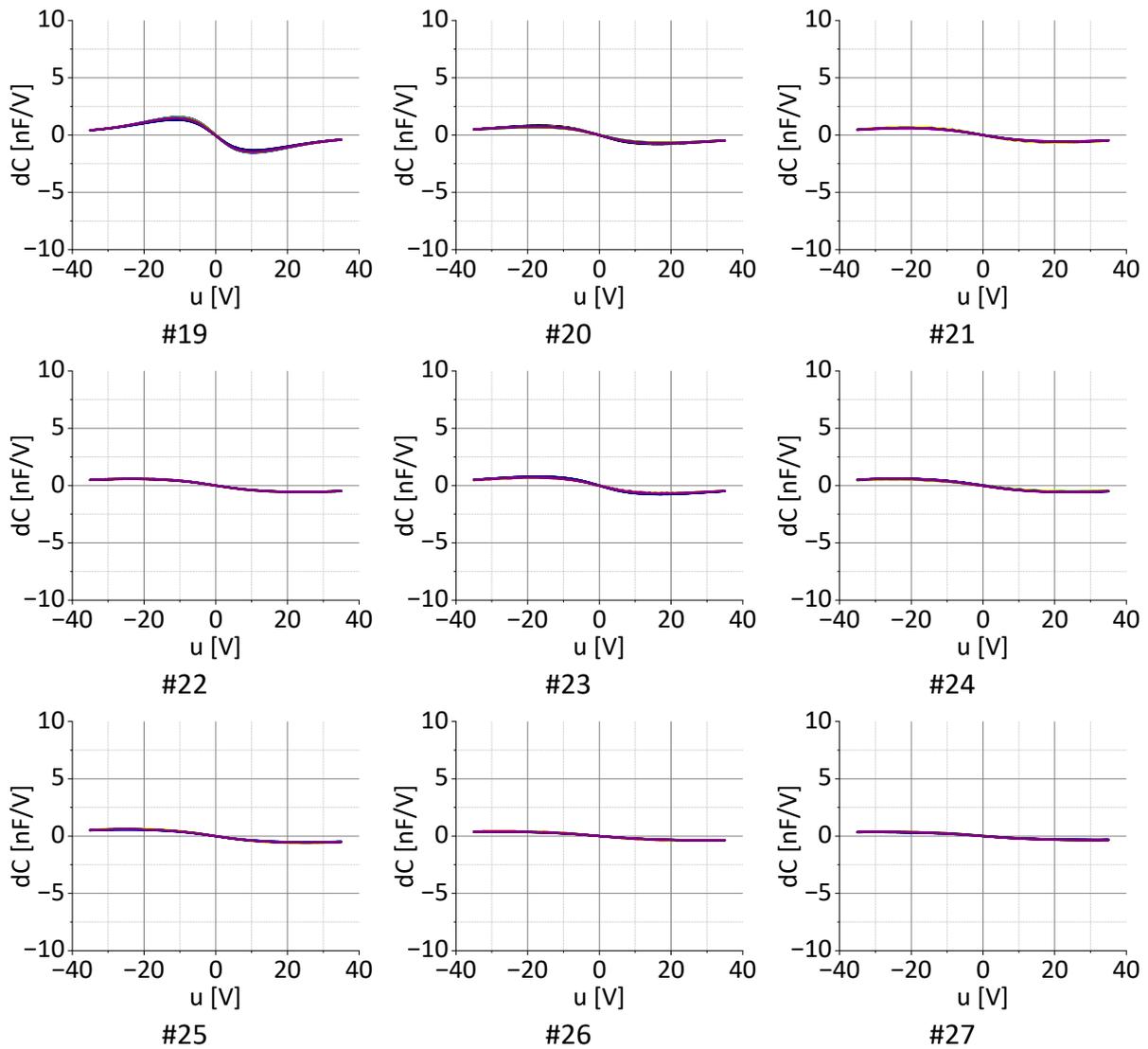


Abbildung 8-7: Ableitung der Differentialkapazität C nach der Vorspannung u . Die Differentialkapazitäten der MLCCs von #19 bis #27 wurden mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz gemessen. Jeder MLCC wurde 10 Mal gemessen. Die gemessenen Verläufe wurden in Mathcad Prime 3.1 mit einer B-Spline-Funktion dritter Ordnung interpoliert und anschließend nach der Vorspannung u abgeleitet.

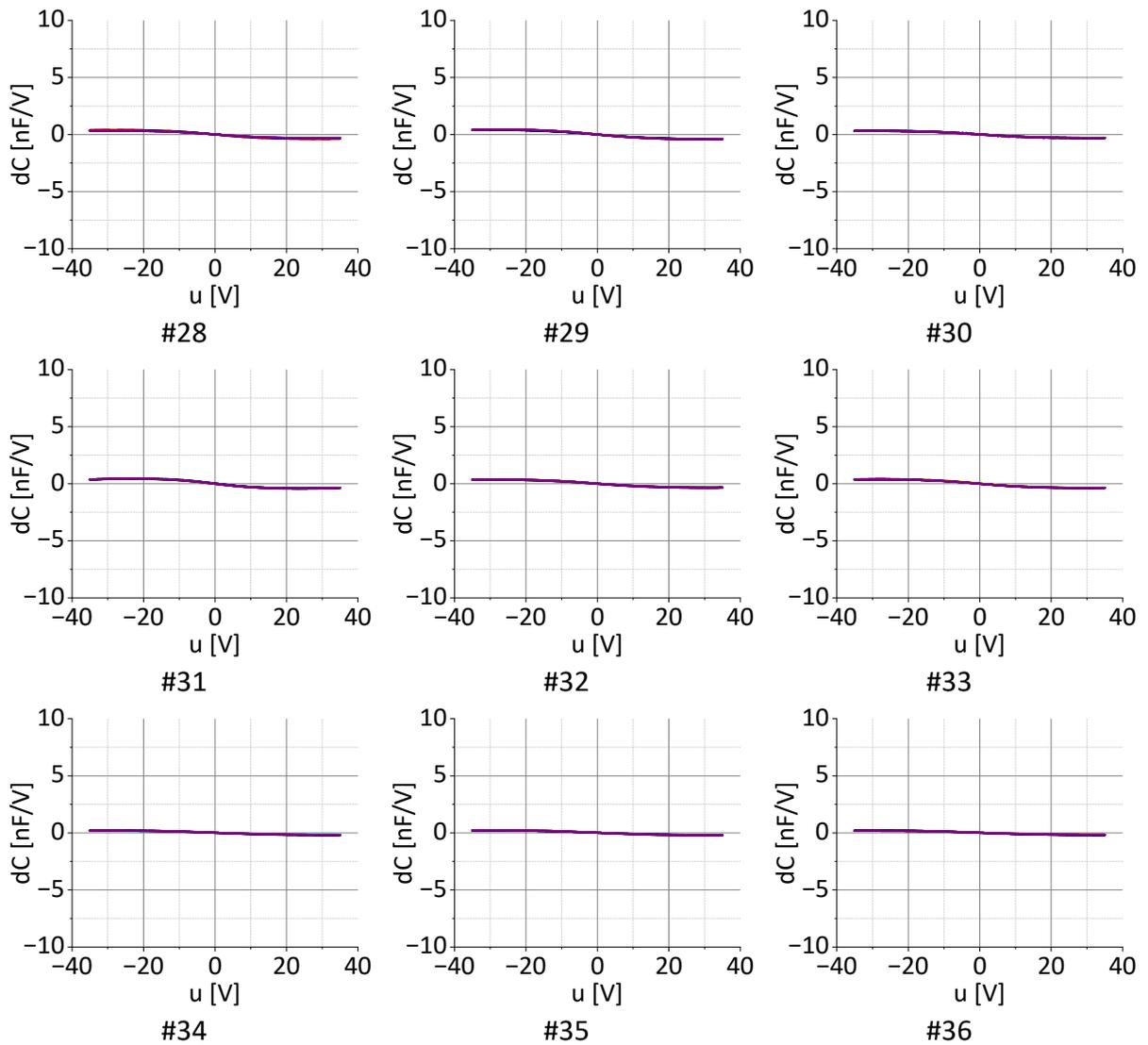


Abbildung 8-8: Ableitung der Differentialkapazität C nach der Vorspannung u . Die Differentialkapazitäten der MLCCs von #28 bis #36 wurden mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz gemessen. Jeder MLCC wurde 10 Mal gemessen. Die gemessenen Verläufe wurden in Mathcad Prime 3.1 mit einer B-Spline-Funktion dritter Ordnung interpoliert und anschließend nach der Vorspannung u abgeleitet.

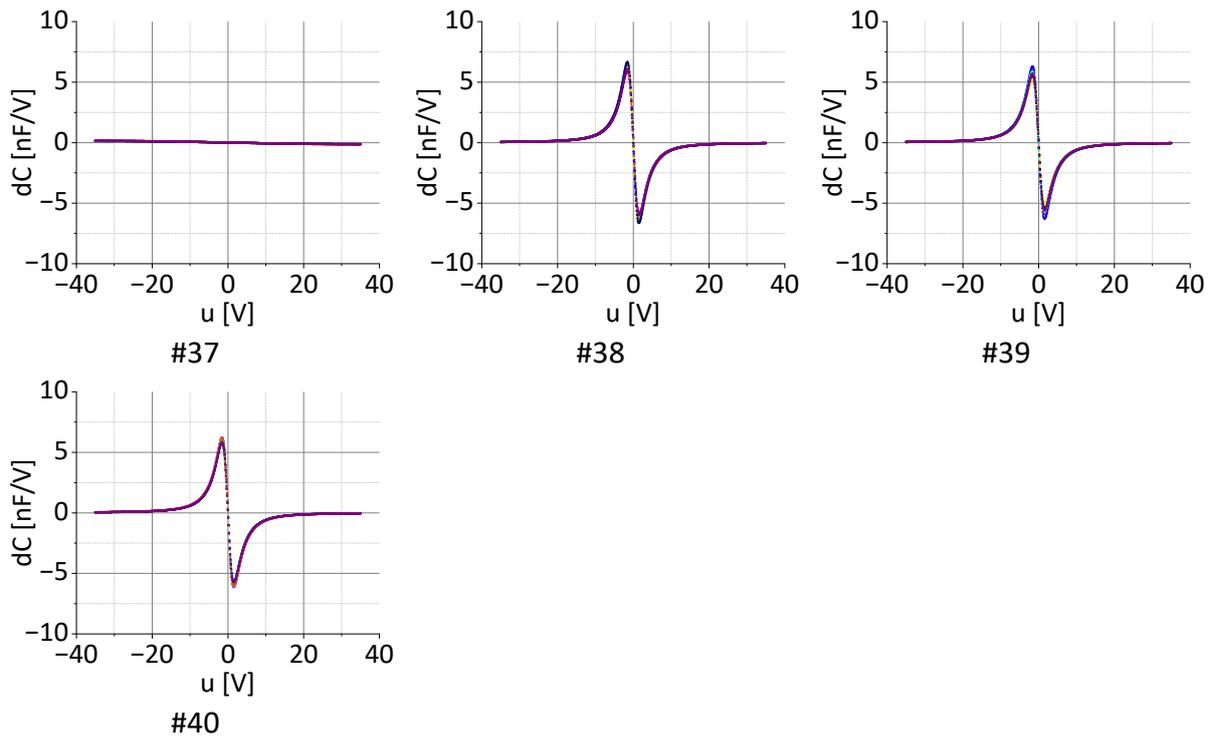


Abbildung 8-9: Ableitung der Differentialkapazität C nach der Vorspannung u . Die Differentialkapazitäten der MLCCs von #37 bis #40 wurden mit dem in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Messplatz gemessen. Jeder MLCC wurde 10 Mal gemessen. Die gemessenen Verläufe wurden in Mathcad Prime 3.1 mit einer B-Spline-Funktion dritter Ordnung interpoliert und anschließend nach der Vorspannung u abgeleitet.

9 Veröffentlichungen

Artikel in Fachzeitschriften (Peer-Reviewed)

- T. Velten, T. Knoll, F. Stracke, R. Le Harzic, **Y. Olsommer**, T. Jaeger, M. Rammensee, O. Kurz, S. Klesy, K. Januschowski, L. Sermeus und P. Szurman, "Wireless retina implant with large visual field," *Current Directions in Biomedical Engineering*, Jg. 5, Nr. 1, S. 53–56, 2019, doi: 10.1515/cdbme-2019-0014.
- Y. Olsommer** und F. R. Ihmig, "Consistent and Efficient Modeling of the Nonlinear Properties of Ferroelectric Materials in Ceramic Capacitors for Frugal Electronic Implants," *Sensors (Basel)* 20(15), 2020, doi: 10.3390/s20154206.
- T. Velten, T. Knoll, F. Stracke, R. Le Harzic, T. Jaeger, M. Rammensee, O. Kurz, S. Klesy, K. Januschowski, L. Sermeus, P. Szurman, **Y. Olsommer** und K.-P. Hoffmann, "Wireless retina implant with optical energy supply," *Current Directions in Biomedical Engineering*, Jg. 6, Nr. 2, 2020, Art. Nr. 20202007, doi: 10.1515/cdbme-2020-2007.
- Y. Olsommer** und F. R. Ihmig, "Experimental Characterization of Ferroelectric Capacitor Circuits for the Realization of Simply Designed Electroceuticals," *Electronic Materials*, Jg. 2, Nr. 3, S. 299–311, 2021, doi: 10.3390/electronicmat2030021.
- Y. Olsommer** und F. R. Ihmig, "Investigation of an embedded closed-loop stimulation current control principle based on the use of nonlinear ceramic capacitors," *Current Directions in Biomedical Engineering*, Jg. 7, Nr. 2, S. 53–56, 2021, doi: 10.1515/cdbme-2021-2014.
- Y. Olsommer**, F. R. Ihmig und G. Rizzello, "Physics-based modeling of ferroelectric hysteresis for ceramic capacitors in inductively coupled microstimulators," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2024, doi:10.1109/TPEL.2024.3361075.

Vorträge

- Y. Olsommer**, F. R. Ihmig und C. Müller, "Modelling the Nonlinear Properties of Ferroelectric Materials in Ceramic Capacitors for the Implementation of Sensor Functionalities in Implantable Electronics," 6th International Electronic Conference on Sensors and Applications, Online, 15.-30. November 2019.
- Y. Olsommer** und F. R. Ihmig, "Investigation of an embedded closed-loop stimulation current control principle based on the use of nonlinear ceramic capacitors," 55th Annual Conference of the German Society for Biomedical Engineering (VDE|DGBMT), Hannover, 5.-7. Oktober 2021.
- Y. Olsommer** und F. R. Ihmig, „Simulation nichtlinearer Effekte von Keramikkondensatoren auf die induktive Energieversorgung implantierbarer Mikrostimulatoren," 21. ITG/GMA- Fachtagung Sensoren und Messsysteme 2022, Nürnberg, 10.-11. Mai 2022.

Y. Olsommer, P. Jahn, A. Raatz und F. R. Ihmig, „Induktive Energieübertragung in eine kryogene Umgebung - Design und Charakterisierung einer drahtlosen Energieübertragungsstrecke für den Betrieb einer Greiferaktorik,“ Deutsche Kälte- und Klimatagung 2022, Magdeburg, 17.-18. November 2022.

Konferenzbeiträge (Peer-Reviewed)

Y. Olsommer, F. R. Ihmig und C. Müller, “Modeling the Nonlinear Properties of Ferroelectric Materials in Ceramic Capacitors for the Implementation of Sensor Functionalities in Implantable Electronics,” *Proceedings of The 6th International Electronic Conference on Sensors and Applications*, 2020, S. 61, doi: 10.3390/ecsa-6-06575.

P. Jahn, F. Ihmig, **Y. Olsommer**, M. Biehl und A. Raatz, „Roboterkomponenten für den kryogenen Arbeitsraum. Entwicklung von Festkörpergelenken und monolithischen Greifersystemen für eine Parallelroboterstruktur,“ Deutsche Kälte- und Klimatagung 2020, Hannover, 19.-20.11.2020.

Y. Olsommer, P. Jahn, A. Raatz und F. R. Ihmig, „Induktive Energieübertragung in eine kryogene Umgebung - Design und Charakterisierung einer drahtlosen Energieübertragungsstrecke für den Betrieb einer Greiferaktorik,“ Deutsche Kälte- und Klimatagung 2022, Magdeburg, 17.-18. November 2022.

Auszeichnung

Der Beitrag auf der Konferenz „6th International Electronic Conference on Sensors and Applications“ mit dem Titel „Modelling the Nonlinear Properties of Ferroelectric Materials in Ceramic Capacitors for the Implementation of Sensor Functionalities in Implantable Electronics“ wurde am 13. Dezember 2019 mit dem Preis für den besten Konferenzbeitrag ausgezeichnet (siehe Abbildung 9-1).



Abbildung 9-1: Auszeichnung für den besten Beitrag während der Konferenz „6th International Electronic Conference on Sensors and Applications“ am 13. Dezember 2019.

10 Danksagung

Ein besonderer Dank geht an Herrn Prof. Dr. Andreas Schütze, Lehrstuhlinhaber für Messtechnik an der Universität des Saarlandes, für sein Engagement und seine konstruktiven Anregungen, aus denen die Zusammenarbeit mit Jun.-Prof. Gianluca Rizzello entstanden ist. Herrn Prof. Dr. Matthias Nienhaus danke ich für die wissenschaftliche Begleitung dieser Arbeit.

Ein weiterer besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. Heiko Zimmermann, Institutsleiter des Fraunhofer-Instituts für Biomedizinische Technik (IBMT) und Lehrstuhlinhaber für Molekulare und Zelluläre Biotechnologie/Nanotechnologie an der Universität des Saarlandes, für die Übernahme des Koreferates sowie für sein Interesse und seine konstruktive Kritik im Rahmen der zahlreichen Doktorandenseminare und Nachbesprechungen, in denen er wichtige Denkanstöße gegeben hat, sowie für die Möglichkeit, meine Arbeit am IBMT durchführen zu können.

Herrn Dr.-Ing. Frank R. Ihmig danke ich herzlich für die intensive persönliche Betreuung meiner Arbeit am IBMT und das fleißige Korrekturlesen. Ohne die andauernde Diskussionsbereitschaft, die zahlreichen Verbesserungsvorschläge und Ratschläge, auch außerhalb dieser Arbeit, wäre die Arbeit in dieser Form sicherlich nicht möglich gewesen.

Herrn Dr.-Ing. Carsten Müller, bis 2019 Leiter der Arbeitsgruppe Biotelemetrie am IBMT, danke ich dafür, dass er mein Interesse an der nichtlinearen Elektrotechnik geweckt hat, ohne ihn wäre das Forschungsthema der vorliegenden Arbeit nicht entstanden. Ebenso möchte ich mich für die vielen interessanten fachlichen, aber auch persönlichen Gespräche bedanken.

Ich möchte mich auch bei Herrn Jun.-Prof. Gianluca Rizzello aus dem Fachbereich Systems Engineering an der Universität des Saarlandes für die angenehme Zusammenarbeit bei der Entwicklung des physikbasierten Modells und für seine Hilfsbereitschaft bedanken. Die wertvollen Diskussionen mit ihm haben mir sehr geholfen, die grundlegende Physik hinter den nichtlinearen Eigenschaften ferroelektrischer Materialien genauer zu verstehen und die grundlegenden Gleichungen des Modells herzuleiten. Diese Kooperation hat wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Ich danke allen Kollegen am IBMT für das freundliche Arbeitsklima und die Hilfsbereitschaft. Insbesondere möchte ich Herrn Dipl.-Ing. Timo Koch für seine Hilfsbereitschaft, die angenehmen Gespräche sowie seine Unterstützung bei der Instandhaltung der Läppmaschine danken. Herrn Dr. Thomas Velten danke ich für die Anregungen und das Korrekturlesen. Ein weiterer Dank geht an Herrn M. Sc. Alexander Seer und Herrn Nikolaus Schuhmann für ihre Unterstützung bei der experimentellen Charakterisierung nichtlinearer Dielektrika. Zudem möchte ich Herrn Nikolaus Schuhmann für seine Unterstützung bei der Bestückung des Demonstrators bedanken. Herrn Kevin Skreba und Frau Dipl.-Ing Anette Jakob danke ich für die Hilfe bei der Vorbereitung der Proben für das Läppverfahren. Ich danke Frau Dipl.-Ing Anette Jakob und Herrn Frank-Michael Bauerfeld für die Durchführung der Rasterelektronenmikroskopie und

der energiedispersiven Röntgenspektroskopie. Ebenso möchte ich mich bei Frau Dipl.-Ing Anette Jakob für ihre Hilfsbereitschaft und die interessanten fachlichen Diskussionen zur Auswertung der energiedispersiven Röntgenspektroskopie bedanken.

Meiner Familie, insbesondere meinen Eltern und Marjolaine, danke ich für ihre Unterstützung während der Arbeit an dieser Dissertation.

11 Eidesstattliche Versicherung

Hiermit versichere ich an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form in einem Verfahren zur Erlangung eines akademischen Grades vorgelegt.

Ort, Datum

Unterschrift

12 Lebenslauf

Aus datenschutzrechtlichen Gründen wird der Lebenslauf in der elektronischen Fassung der Dissertation nicht veröffentlicht.