

DIPLOMARBEIT

Energy Harvesting und Lastflussmessung in Verteilnetzstationen mittels Stromwandler

ausgeführt zur Erlangung des akademischen Grades
eines Diplom-Ingenieurs unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Thilo Sauter

am

Institut für Computertechnik (E384)
der Technischen Universität Wien

durch

Daniel Hauer
Matr.Nr. 1026951
Kernstockgasse 9-11/2/1/14, 3400 Klosterneuburg

28.08.2017

Kurzfassung

Die wachsenden Herausforderungen durch erneuerbare und dezentrale Energieerzeuger sowie der Elektromobilität verlangen einen Wandel des klassischen Netzbetriebes hin zu einem Smart Grid, welches die Produktion, Verteilung und Speicherung der elektrischen Energie steuern und optimieren kann. Da heute jedoch noch zahlreiche Verteilnetzstationen ohne vorinstallierter Messsensorik existieren, entsteht der Bedarf nach einem nachrüstbaren Sensorsystem für bestehende Netzstationen. Dazu wird auf der Basis eines Stromwandlers ein autarker, nicht invasiver und drahtloser Sensor entworfen, welcher nachträglich an den einzelnen Abgängen einer Ortsnetzstation angebracht werden kann. Dieser nützt einen einzelnen Stromwandler sowohl zur Energiegewinnung für den eigenen Betrieb als auch für die Strommessung an der jeweiligen Leitung und sendet die Messdaten anschließend an eine Kontrolleinheit. In dieser Arbeit wird daher zunächst das elektrische und magnetische Verhalten eines Stromwandlers zusammengefasst und ein realitätsnahes Simulationsmodell eines 60/1 Wandlers in dem Programm *LTSpice*[®] erstellt. Aufbauen darauf wird in der Simulationsumgebung eine analoge Schaltung entworfen, welche mittels eines Stromwandlers periodisch zunächst Energie in einem Superkondensator speichert und anschließend in einen Messmodus wechselt, in welchem eine stabile Versorgungsspannung und ein korrektes Messsignal verfügbar sind. Die vorgestellten Lösungen garantieren eine fehlerfrei Funktion ohne die Notwendigkeit einer Batterie oder anderen Reserve-Energiequelle. Dabei wird die Messgenauigkeit des Sensors durch die zusätzliche Schaltung nur sehr geringfügig verschlechtert und ist weiterhin hauptsächlich von der Genauigkeitsklasse des Stromwandlers abhängig. In der Arbeit werden zwei verschiedene Ansätze gezeigt, die einen korrekten Betrieb des Sensors im Bereich von 13% bis 100% bzw. 22% bis 100% Nennstrom des verwendeten 60/1 Stromwandlers ermöglichen. Als begrenzender Faktor bei der Dimensionierung der Schaltung bzw. der Adaption auf andere Stromwandler stellt sich vor allem die entstehende Verlustleistung heraus. Ein abschließender Vergleich der entworfenen Schaltungen in *LTSpice*[®] mit einem realen Prototypen verifiziert die gewünschte Funktion der Harvesting- und Messschaltung.

Abstract

The growing challenges posed by renewable and decentralized energy producers as well as electromobility call for a change from the traditional grid operation to a smart grid that can control and optimize the production, distribution and storage of electrical energy. However, since there are still numerous distribution substations without pre-installed measurement sensors, there is a demand for a retrofitable sensor system for existing stations. For this purpose, an autonomous, non-invasive and wireless sensor is designed on the basis of a current transformer, which can be retrofitted to the individual outlets of a distribution substation. The sensor uses a single current transformer both for energy harvesting and for current measurement on the respective line and sends the measurement data to a control unit. In this work the electrical and magnetical behavior of a current transformer is first summarized and a realistic simulation model of a 60/1 transformer is then created for the simulation program *LTSpice*[®]. Based on this an analog circuit is designed in the simulation environment, which periodically harvests energy using the current transformer, stores it in a supercapacitor and subsequently changes to a measuring mode in which a stable supply voltage and a correct measuring signal are available. The presented solutions guarantee a faultless function without the need for a battery or other backup energy sources. The affect of the additional circuit on the measurement accuracy only leads to minor defects and the total measurement error still mainly depends on the precision class of the current transformer. In this work, two different approaches are shown which allow a correct operation of the sensor in the range of 13% to 100% and 22% to 100% of the rated current of the used 60/1 current transformer. It turns out that the resulting power dissipation is a limiting factor for the dimensioning of the circuit and the adaptation to other current transformers. A final comparison of the designed circuits in *LTSpice*[®] with a real prototype verifies the desired function of the harvesting and measurement circuit.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen bedanken, die mich bei der Erstellung meiner Diplomarbeit unterstützt haben.

Ein besonderer Dank gilt zunächst meinen Kollegen bei Siemens, allen voran meinen Projektleitern Dipl.-Ing. Dr. Lukas Krammer, Dipl.-Ing. Dr. Tobias Gawron-Deutsch und Dipl.-Ing. Dr. Alfred Einfalt, die mir als Werkstudent die Möglichkeit gegeben haben, an einem sehr interessanten Projekt mitzuarbeiten und daraus meine Diplomarbeit abzuleiten. Ich danke ihnen für das Vertrauen und die tolle Unterstützung während meiner Arbeit. Bedanken möchte ich mich außerdem auch bei allen anderen Werkstudenten, mit denen ich viele schöne Erinnerungen an die letzten Monate teile.

Ein spezieller Dank gilt auch meinem Diplomarbeitsbetreuer Ao. Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Thilo Sauter, der mir als Betreuer beratend zur Seite stand und jederzeit ein offenes Ohr und wertvolle Hilfestellungen für mich hatte.

Zuletzt möchte ich mich noch bei meiner Familie und meinen Freunden für die Unterstützung während der letzten Monate bedanken. Ein großer Dank gilt meiner Freundin und meinen Eltern, die mich auch in den schwierigeren Phasen immer unterstützt und motiviert haben. Schließlich bleibt noch ein Dank an alle meine Freunde und Kollegen an der TU Wien, die mein Studium zu einer unvergesslichen Zeit gemacht haben, in der ich sehr viel gelernt habe aber gleichzeitig auch jede Menge Spaß hatte.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Konzept	2
1.3	Problemstellung	5
1.4	Methodik	6
2	Stand der Technik	7
2.1	Energy Harvesting	7
2.1.1	Photovoltaik	8
2.1.2	Thermogenerator	8
2.1.3	Vibrationsbasierte Energiegewinnung	8
2.1.4	Elektromagnetische Energiegewinnung	10
2.2	Nicht invasive Strommessung	12
2.2.1	Rogowski Spule	13
2.2.2	Hall Sensor	14
2.2.3	Stromwandler	15
3	Charakterisierung eines Stromwandlers	16
3.1	Idealer Stromwandler	16
3.2	Realer Stromwandler	17
3.3	Analyse des realer Stromwandlers für Strommessungen	18
3.4	Analyse des realen Stromwandlers für beliebige Zustände	21
3.4.1	Stromwandler ohne Sättigung und nichtlineare Verluste	21
3.4.2	Stromwandler mit nichtlinearer Sättigung und Hysterese	28
4	Simulationsmodell des Stromwandlers	35
4.1	Stromwandler und Geräteliste	35
4.2	Parameterbestimmung	37
4.2.1	Kurzschlussversuch	38
4.2.2	Leerlaufversuch	40
4.2.3	Aufnahme der Hysterese	41
4.3	<i>LTSpice</i> [®] Modell und dessen Verifikation	44
4.3.1	<i>LTSpice</i> [®] Modell	44
4.3.2	Verifikation	45
4.3.3	Modellverifikation mit parasitären Elementen	48

5	Anforderungen an den Schaltungsentwurf	51
5.1	Anforderungen des Sensorsystems an die Energiegewinnung	51
5.1.1	Energiebedarf des Mikrocontrollers und Funkmoduls	51
5.1.2	Superkondensatoren und deren spezielle Ansprüche	53
5.2	Verwendete Software und Algorithmen	56
5.2.1	<i>LTSpice</i> [®]	56
5.2.2	<i>MATLAB</i> [®]	56
6	Schaltungsentwurf	60
6.1	Stromwandler bei verschiedenen sekundären Belastungen	60
6.2	Energy Harvesting	63
6.2.1	Einweggleichrichter	64
6.2.2	Brückengleichrichter	87
6.3	Messschaltung	92
6.4	Integration der Messschaltung	94
6.4.1	Einweggleichrichter	94
6.4.2	Brückengleichrichter	97
7	Diskussion	100
7.1	Zusammenfassung	100
7.1.1	Simulationsmodell des Stromwandlers	101
7.1.2	Schaltungsentwürfe	102
7.1.3	Realer Testaufbau	105
7.2	Adaptionen für andere Stromwandler	108
7.3	Ausblick	109
	Wissenschaftliche Literatur	112
	Internet Referenzen	114

1 Einleitung

1.1 Motivation

Durch das zunehmende Wachstum von dezentralen, meist erneuerbaren Energieerzeugungsanlagen und deren Verteilung auf die gesamten Netzbereiche ist der klassische Netzbetrieb vor immer größer werdende Herausforderungen gestellt. Auch die Entwicklung und der immer stärker werdende Ausbau der Elektromobilität führen zu einem wachsenden Bedarf an elektrischer Energie. Die Aufarbeitung und Lösung dieser wachsenden Problemstellung in unserem klassischen Netzbetrieb wird vielseitig unter dem Begriff „Smart Grid“ zusammengefasst.

Bereits heute stellen die Spannungshaltung in Gebieten mit langen Netzleitungen (ländliche Gebiete) und die optimale Aufteilung der Lasten auf die vorhandene Infrastruktur in dicht besiedelten (urbanen) Gebieten mit hohen Lastdichten eine wichtige Aufgabe des Netzbetriebes dar. Der großteils noch unregelmäßige Stromverbrauch der Endbenutzer führt täglich zu Lastspitzen im Stromnetz, die künftig durch den Ausbau der Elektromobilität und den Anstieg an dezentralen Energieerzeugungsanlagen ohne ein intelligentes Stromnetz noch weiter steigen werden.

Diese variablen Lastspitzen können heute vor allem durch die Speicherung und spätere Abgabe der überschüssigen Energie kompensiert werden. Zu Zeiten mit niedrigem Energiebedarf wird die überschüssige Energie in verschiedenen Formen gespeichert um im Bedarfsfall wieder abgegeben zu werden. Alle Speicherverfahren haben jedoch nach wie vor eines gemeinsam: Eine Effizienz die teilweise deutlich unter 100% liegt. Bei jedem Speichervorgang geht also ein Teil der elektrischen Energie verloren. In [Lin10] werden verschiedene Speicherverfahren aufgezählt und verglichen. So haben Pumpspeicher eine Effizienz von ca. 70 bis 85%, das Speichern von Energie durch das Komprimieren und anschließendes Expandieren von Gasen eine Effizienz von 80% und die Verwendung von Schwungrädern als Zwischenspeicher eine Effizienz von ca. 85%. Batterien bzw. Akkumulatoren erreicht zwar eine höhere Effizienz (mehr als 90%), die Herstellung von Batterien bzw. Akkumulatoren mit großer Speicherkapazität stellt momentan jedoch noch ein großes Problem dar.[Lin10]

Bei diesen Betrachtungen muss außerdem beachtet werden, dass der Großteil der weltweit erzeugten elektrischen Energie auch heute noch aus fossilen Kraftwerken stammt. So war der Anteil an erneuerbaren Quellen der gesamten Weltstromproduktion 2008 laut österreichischem Umweltbundesamt ([25]) lediglich bei 19%. In [Gaw16] wird außerdem gezeigt, dass der Anteil der erneuerbaren Energien an dem weltweiten Gesamtenergiebedarf in den letzten Jahren zwar stetig gestiegen ist und auch weiter zunehmen wird, laut Prognosen im Jahr 2050 erst erst bei etwa

einem Drittel liegen wird. Eine nicht optimale Nutzung der produzierten Energie geht daher auch immer mit der Produktion von zusätzlichen Treibhausgasen einher.

Der Wandel des aktuellen klassischen Netzbetriebes hin zu den Anforderungen des zukünftigen Smart Grids, welches den Energieverbrauch besser an den aktuellen Bedarf anpassen soll, stellt daher eine der wichtigsten Aufgaben der nahen Zukunft dar. Während im klassischen „starrten“ Netz die Energie von den großen Kraftwerken hin zu den Endverbrauchern fließt und dabei beginnend von großen Leitungen auf immer kleinere verzweigt wird, verlangt das Smart Grid ein wesentlich flexibleres Netz, in dem vermehrte dezentrale Energieerzeuger existieren und auch ursprüngliche Endverbraucher Energie in das Netz rückspeisen können. Insbesondere das starke Wachstum von erneuerbaren Energiequellen und die daraus resultierenden Herausforderungen werden in [LSH10] daher auch als „nächste industrielle Revolution“ bezeichnet. Der Artikel zeigt die nötigen Veränderungen des zukünftigen Energienetzes auf und unterstreicht, dass vor allem die Einbindung von erneuerbaren Energien eine zunehmende Vernetzung und einen vollständigen Informationsfluss entlang des ganzen Stromnetzes erfordert.

Der hier skizzierte Wandel und die vielfältigen Herausforderungen an das Stromnetz der Zukunft haben eines gemeinsam: Das Verlangen nach gesicherten Messdaten auf allen Netzebenen. Ohne Messdaten bis hin zum Niederspannungsbereich ist das effiziente dezentrale Speichern, Produzieren und optimale Verteilen der elektrischen Energie kaum möglich.

1.2 Konzept

Diese Diplomarbeit beschäftigt sich daher mit der theoretischen und simulativen Realisierbarkeit einer Harvesting- und Messschaltung, deren Anforderungen im Zuge eines Forschungsprojektes bei der Firma *Siemens AG Österreich* entstanden sind. Bei der Definition dieser Arbeit soll hier daher zunächst das Gesamtprojekt „*Plug & Play Monitoring für Verteilnetzstationen*“ skizziert werden. Anschließend werden die daraus resultierenden Forschungsfragen konkretisiert, welche im Zuge dieser Arbeit untersucht werden sollen.

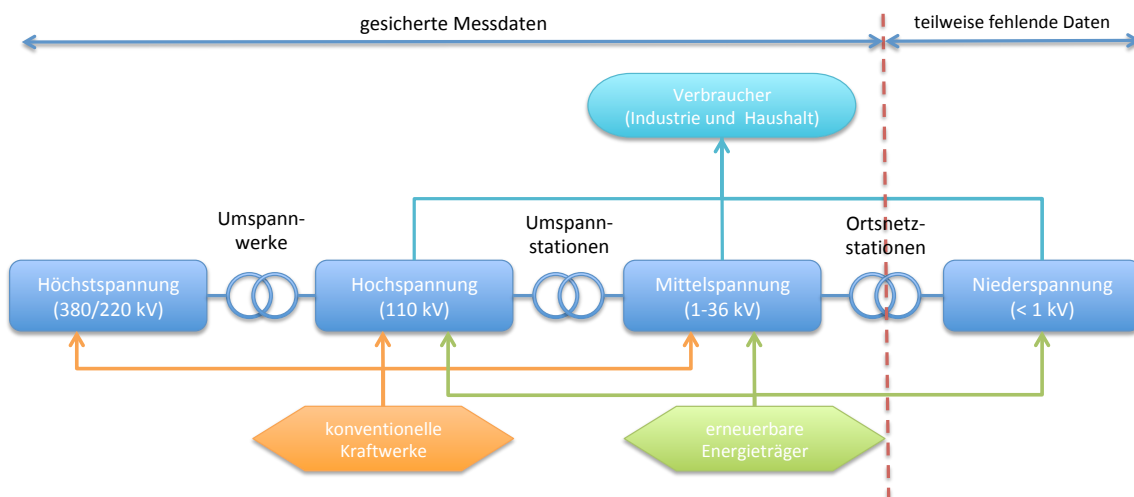


Abbildung 1.1: Darstellung der österreichischen Netzebenen (Quelle [3])

Um gesicherte Monitoring-Daten aus dem gesamten Stromnetz erhalten zu können, ist der Einsatz von Sensoren unumgänglich. Erst mit validen Daten aus dem Netz können Planungs- und

Regelalgorithmen optimiert und das Netz entsprechend der neuartigen Anforderungen ausgebaut werden. Aktuell gibt es gesicherte Messdaten nur bis zu den Mittelspannungsabgängen der Umspannwerke. Die zukünftigen Herausforderungen im Bereich des Smart Grids bedürfen jedoch auch Messungen in (Orts-)Netzstationen und ggf. sogar bis in Verteilerkästen im Niederspannungsnetz. Abbildung 1.1 verdeutlicht diesen Zusammenhang. Die Einspeisung durch konventionelle Großkraftwerke erfolgt im Höchstspannungsbereich. Kleinere Kraftwerke und vor allem auch erneuerbare Energieerzeuger (Windkraftanlagen, Solarparks, etc.) speisen aber auch in den unteren Ebenen in das Netz ein und insbesondere kleine bzw. private erneuerbare Erzeuger (z. B. private Solaranlage am eigenen Dach) hängen direkt im Niederspannungsnetz. Dieser flexible Umgang mit dem Stromnetz erfordert daher vollständige Messdaten entlang des ganzen Systems für eine optimale Regelung und Verteilung.

Da die Infrastruktur jedoch sehr langlebig ist und bestehende (Orts-)Netzstationen zu einem großen Teil noch nicht mit ausreichender Sensorik ausgestattet sind, drängt sich der Bedarf nach einem „nachrüstbaren“ Monitoring-System für die Niederspannungsseite bestehender (Orts-)Netzstationen auf. Dies ermöglicht ein flächendeckendes Monitoring unabhängig von der Grundausstattung der einzelnen Netzstationen.

Im Zuge dieser Problemanalyse entwickelte die Firma *Siemens AG Österreich* ein Konzept für solch ein nachrüstbares Monitoring-System, welches auch als Ausgang für diese Diplomarbeit dient. Wie in Abbildung 1.2 dargestellt, besteht dieses System aus einer Vielzahl an autonomen Strommesssensoren und einer übergeordneten Kontrollbox. An jeder Phase jedes sekundärseitigen Abganges sitzt ein autonomer und drahtloser Strommesssensor (genannt „Node“), welcher ohne externe Stromversorgung arbeitet, den Strom der jeweiligen Phase misst und die Messdaten drahtlos an die Kontrollbox sendet. In der Kontrollbox werden die Daten aller Sensoren gesammelt und mit der lokal gemessenen Spannung (etwa an der Sammelschiene) synchronisiert um neben den Strom- und Spannungswerten auch den korrekten Leistungsfaktor ermitteln zu können. Somit stehen Strom-, Spannungs- und Leistungsdaten von der gesamten Niederspannungsseite der (Orts-)Netzstation zur Verfügung. Diese Werte sollen vollständig aufgearbeitet im Viertelstundentakt zur Verfügung stehen und an einen externen Server zur weiteren Verwendung übertragen werden.

Dadurch ergeben sich an den einzelnen Sensor spezielle Anforderungen:

- **autonomer Betrieb:** Der Sensor soll mittels Energy Harvesting ohne externe Stromversorgung oder zu wechselnde Batterie verlässlich und wartungsfrei arbeiten.
- **nicht invasive Strommessung:** Das System soll ohne Manipulation der Messleitung unter möglichst vielfältigen lokalen Gegebenheiten installierbar sein. Die Strommessung soll daher nicht invasiv mittels eines „umschnallbaren“ Sensors geschehen.
- **drahtlose Kommunikation:** Das vorgestellte Konzept soll ohne Leitungen auskommen, die Daten müssen also drahtlos übertragen werden. Dabei ist speziell darauf zu achten, dass die Übertragung der Daten einen späteren Vergleich der Phasenlage ermöglicht.
- **lokale Datenverarbeitung:** Die gemessenen Daten sollen lokal am Sensor vorverarbeitet und dann gebündelt übertragen werden um die Anzahl an Paketen und damit die nötige Sendeleistung gering zu halten.

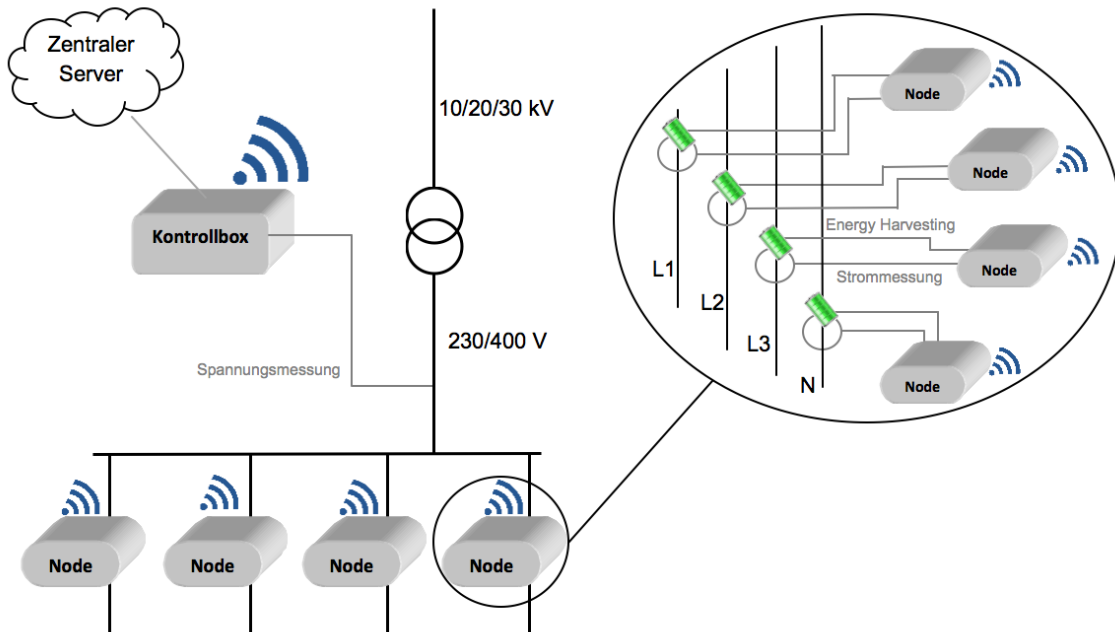


Abbildung 1.2: *Plug & Play Monitoring Gesamtkonzept*

Aufgrund der kabellosen und batterielosen Bauweise und der flexiblen Befestigungsmöglichkeit der einzelnen Sensoren, stellt dieses Konzept ein System dar, welches in existierende Netzstationen ohne großen Installationsaufwand, Mehrkosten durch nötige Umbauten oder lange Unterbrechungen des Stationsbetriebes installiert werden kann. Dies ermöglicht ein flächendeckendes Nachrüsten aller bestehender (Orts-)Netzstationen ohne Monitoring-System, deren Daten dringend für übergeordnete Optimierungs- oder Verteilungsalgorithmen benötigt werden. In [SL11] wird die Notwendigkeit dieses Informationsflusses zwischen den einzelnen Ebenen des Smart Grids verdeutlicht und ein Lösungsansatz für ein Kommunikationssystem zwischen übergeordneten Servern, Netzknoten und einzelnen Feldkomponenten vorgestellt. Im vorliegenden Fall könnte so eine nachgerüstete Ortsnetzstation in das Kommunikationssystem integriert und die wichtigen Messdaten systemweit genutzt werden.

Im Zuge des Konzeptentwurfes ergab sich ein konkretes Bild des gewünschten Sensor-Designs, welches in Abbildung 1.3 dargestellt ist. Die Strommessung soll mittels eines Stromwandlers geschehen, der dank eines teilbaren Kerns leicht um die zu messende Leitung montiert werden kann und dessen Verwendung für das nicht invasive Messen hoher Ströme ein gängiges Standardverfahren ist. Um sowohl Kosten als auch Platz zu sparen, entstand der Wunsch nach einer Harvesting-Schaltung, die ebenfalls den Stromwandler als Energiequelle verwendet. Es soll also ein einzelner Stromwandler genutzt werden um sowohl den Strom der umschlossenen Leitung zu messen, als auch ausreichend Energie aus der zu messenden Leitung für den eigenen Betrieb zu gewinnen. Ein speziell angepasstes Funkprotokoll soll die gemessenen Stromwerte ausreichend Zeit-deterministisch übertragen um einen so Phasenvergleich zu ermöglichen. Die entstehende Phasenverschiebung durch den Stromwandler muss dabei in Kauf genommen werden.

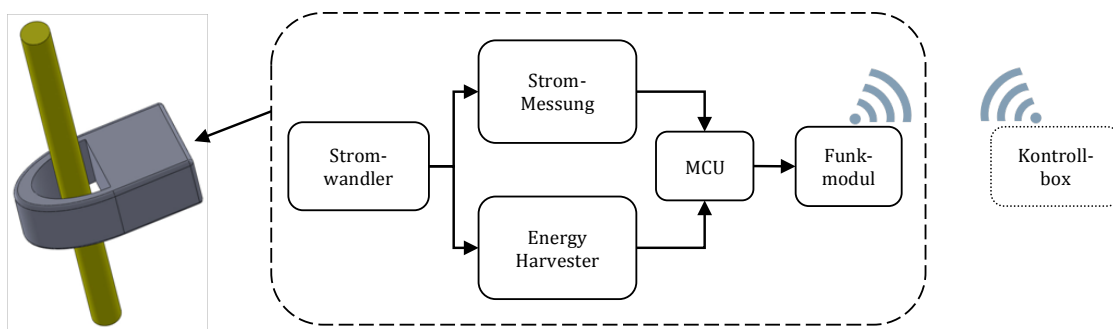


Abbildung 1.3: Gewünschter Aufbau eines Sensors

Das daraus resultierende System eignet sich insbesondere zur flexiblen und kurzfristigen Nachrüstung bestehender Stationen. Je nach benötigten Informationen können einzelne oder mehrere Sensoren in der Station ohne aufwendige Umbauten für eine kurze Zeitspanne oder auch langfristig installiert werden. Eine intelligente Kontrollbox erfasst die verfügbaren Sensoren und passt das Empfangen, Aufarbeiten und Weiterleiten der Sensordaten individuell an die geforderten Bedingungen an. So soll auch der Ausfall einzelner Sensoren oder das Installieren von zusätzlichen Sensoren von der Kontrollbox erkannt und entsprechend vorgegebener Regeln verarbeitet werden.

1.3 Problemstellung

Aus diesen konkreten Anforderungen an das Sensor-Design resultieren an die geplante Mess- und Harvesting-Schaltung mittels eines einzelnen Stromwandlers eine Reihe von Fragestellungen, die im Zuge dieser Arbeit näher analysiert und beantwortet werden sollten.

Zunächst ist ein Stromwandler eine Transformator-Ausführung, die speziell auf die Verwendung als Messgerät ausgelegt ist. Für die Verwendung als Energieüberträger von der ursprünglich zu messenden Leitung hin zu einer Ladeschaltung für eine interne Speicherzelle ist die elektrische und magnetische Auslegung eines Stromwandlers nicht konzipiert. Die Verwendung eines Stromwandlers für diese Zwecke bedarf also einer genauen Analyse der elektromagnetischen Eigenschaften des Wandlers in Kombination mit verschiedenen möglichen Schaltungsentwürfen.

Weiters stellt die gemeinsame Verwendung eines einzelnen Wandlers für Mess- und Harvesting-Schaltung spezielle Anforderungen an die Gesamtschaltung. So darf einerseits die Messschaltung nicht durch die Harvesting-Schaltung beeinflusst und damit der gemessene Stromwert verfälscht werden. Andererseits muss die Harvesting-Schaltung verlässlich arbeiten um auch bei einem Kaltstart ohne gespeicherte Energie den korrekten Betrieb garantieren zu können.

Der Entwurf der gesamten Schaltung soll dabei so ausgelegt werden, dass ein nachstehender Mikrocontroller inklusive Funkmodul mit einem möglichst genauen Messsignal und ausreichender Energie für die zu erfüllenden Aufgaben versorgt wird.

1.4 Methodik

Im ersten Schritt dieser Arbeit soll zunächst die Funktion eines Stromwandlers und die damit verbundenen magnetischen und elektrischen Eigenschaften untersucht werden. Im Speziellen soll ein realer Stromwandler analysiert und anschließend ein Simulationsmodell des Wandlers in dem Schaltungssimulationsprogramm *LTSpice*[®] erstellt und verifiziert werden. Dieses soll als Ausgang für die nachfolgenden Schaltungssimulationen dienen. Da die hohen Ströme einer Netzstation (bis zu 250 A in der Teststation von *Siemens AG Österreich*) im Labor nicht erreicht werden können, muss ein Wandler mit geringerem Übersetzungsverhältnis gewählt werden. So können die theoretischen Resultate auch im Labor mittels Vergleichsmessungen überprüft werden. Während in den Teststationen aktuell ein Wandler mit einem Übersetzungsverhältnis von 250/1¹ verbaut ist, wird in dieser Arbeit ein 60/1 Wandler mit einem ähnlichen Design herangezogen. Die Auslegung der Sensorschaltung basiert in dieser Arbeit daher auf dem Simulationsmodell des kleineren Stromwandlers, die nötigen Adaptionen für größere Wandler sollen jedoch im Abschluss dieser Arbeit diskutiert werden.

In einem zweiten Schritt sollen ausgehend von dem Simulationsmodell verschiedene Harvesting-Schaltungen in Kombination mit dem Stromwandler in *LTSpice*[®] simuliert und ihre Verwendbarkeit für das vorliegende Sensorsystem diskutiert werden. Als Ausgangspunkt soll hier immer die geforderte autarke Funktionsweise gesehen werden, die eine Funktion der Schaltung auch ohne gespeicherter Energie oder Backup-Batterie voraussetzt. Außerdem muss auch die Verlustleistung sämtlicher Bauteile beachtet werden. Da bei dem verwendeten Wandler im Nennbereich Ströme bis zu 1 A (Effektivwert) entstehen, muss die Verlustleistung sämtlicher Bauteile überwacht und im erlaubten Rahmen gehalten werden.

Zuletzt soll schließlich die Kombination von Mess- und Harvesting-Schaltung untersucht und mittels verschiedener Schaltungssimulationen eine geeignete Lösung für das Sensorkonzept gefunden werden. Dabei kann auf gängige Messschaltungen zurückgegriffen werden, die in klassischen Stromwandlern verbaut werden. Ein spezielles Augenmerk soll hier daher auf die Kombination beider Teilschaltungen gelegt werden um sicherzustellen, dass es zu einer möglichst geringen Beeinflussung der Messung und zu keinen Verletzungen von Bauteiltoleranzen kommt.

Die fertigen Schaltungslösungen sollen dabei eine Versorgungsspannung von 3.3 V für einen Mikrocontroller und ein Funkmodul sowie ein gültiges Messsignal zum Einlesen mittels ADC zur Verfügung stellen. Die Logik und Datenverarbeitung des Mikrocontrollers sowie das Übertragen der Daten und Phasenlage ist nicht Teil dieser Arbeit und wird im Zuge des Projektes bei der *Siemens AG Österreich* weiter verfolgt.

¹Ein Leitungsstrom von 250 A wird in ein Messsignal mit 1 A transformiert

2 Stand der Technik

Sowohl die Energiegewinnung aus der Umgebung eines Sensors (Energy Harvesting) als auch das nicht invasive Messen von Strömen sind heute große Forschungsfelder, die regelmäßig viele neue Ideen und Lösungsansätze hervorbringen. Bevor in dieser Arbeit auf die Realisierung der konkreten Aufgabenstellung eingegangen wird, soll hier daher zunächst ein Überblick über diese Themen gegeben werden. Dazu werden einerseits die verschiedenen Methoden zum Energy Harvesting in Sensoren aufgezeigt und andererseits die verschiedenen Möglichkeiten zum nicht invasive Messen von Strömen kurz erklärt. Dabei wird sich zeigen, dass es für die vorliegende Forschungsfrage bereits zahlreiche Ansätze gibt, eine Realisierung des drahtlosen Monitoring-Sensors mit nur einem Stromwandler und ohne Reservebatterie konnte so jedoch nicht in der Literatur gefunden werden.

2.1 Energy Harvesting

Unter *Energy Harvesting* wird im Allgemeinen das Gewinnen von kleinen Energiemengen für Verbraucher mit geringem Energiebedarf aus verfügbaren Quellen in der Umgebung bezeichnet. Insbesondere der vermehrte Einsatz von tragbaren elektrischen Geräten oder Sensoren mit geringer Leistung erfordert eine möglichst optimale Speicherung und Verfügbarkeit der benötigten Energie. Viele drahtlose oder tragbare Geräte und Sensoren müssen mit einer eigenen autarken Stromversorgung funktionieren. Dies kann entweder durch den Betrieb mittels Batterie oder Akkumulator geschehen, wobei diese nach einer gewissen Zeit entweder aktiv getauscht oder aufgeladen werden müssen, oder aber mittels Energy Harvesting durch automatische Energiegewinnung aus der Umgebung des Gerätes gelöst werden.

Dazu muss einerseits eine verwendbare Energiequelle existieren und andererseits ein Wandler diese Energie in elektrische Energie umwandeln können. Zu den gängigsten Energielieferanten zählen natürlich Quellen (Sonne, Wind, Wasser, etc.), mechanische Energie (Bewegungen, Vibrationen, etc.) oder auch elektromagnetische Quellen (elektrische oder magnetische Felder). Auch die Energiegewinnung aus Temperaturschwankungen der Umgebung (Thermoelektrizität) wird häufig eingesetzt. [Sor12]

Die häufigsten in der Literatur verwendeten Methoden zur Energiegewinnung für drahtlose Sensoren sollen hier kurz vorgestellt und ihre theoretische Eignung für das vorliegende Projekt diskutiert werden.

2.1.1 Photovoltaik

Bei der Photovoltaik wird die Energie des (Sonnen-) Lichts in elektrische Energie umgewandelt. In solchen Solarzellen bzw. Solargeneratoren wird dabei in Halbleitermaterialien das einfallende Licht durch den photoelektrischen Effekt in elektrische Energie umgewandelt. Für eine genaue Beschreibung dieses Effekts und der Konstruktion von Solarzellen sei etwa auf [\[Ber12\]](#) und [\[Dun12\]](#) verwiesen. Zwar ist die Effizienz von Solarzellen sehr gering, aufgrund der hohen Energiedichte der Sonneneinstrahlung und der großflächigen Verfügbarkeit wird diese Art der Energiegewinnung als erneuerbarer Energieträger aber immer beliebter. Neben diesem wachsenden Einsatz am Weltstrommarkt kann die Photovoltaik aber auch als Energielieferant für Sensoren verwendet werden. In [\[AG08\]](#) wird etwa der Einsatz einer Solarzelle für einen drahtlosen Netzwerksensor gezeigt. Diese Arbeit beschäftigt sich auch mit der optimalen Auslegung der nötigen Harvesting-Schaltung. [\[Zac10b\]](#) [\[Sor12\]](#)

Die geringe Effizienz der Solarzellen fällt bei einem Einsatz im Freien aufgrund der hohen Energiedichte der Sonnenstrahlung nicht so stark ins Gewicht, bei dem Einsatz in Innenräumen mit ausschließlich künstlicher Beleuchtung ist dies jedoch ein stark begrenzender Faktor. Da bei dem vorliegenden Monitoring-System dieser Arbeit der Einsatz des Sensors vorwiegend in geschlossenen Räumen ohne dauerhafter Beleuchtung erfolgt, eignet sich die Photovoltaik daher nicht zur Energiegewinnung.

2.1.2 Thermogenerator

Bei der Energieerzeugung mittels Thermogenerator wird der Temperaturunterschied zwischen zwei Punkten zur Erzeugung elektrischer Energie genutzt. Dabei entsteht aufgrund des Seebeck-Effekts eine Spannung in einem Thermoelement sobald entlang diesem ein Temperaturunterschied herrscht. Die Spannung ist dabei proportional zu der Temperaturdifferenz, eine effiziente Nutzung ist jedoch auf geringe Temperaturunterschiede begrenzt und ein Einsatz als Energiequelle verlangt daher einen optimalen Schaltungsentwurf. In [\[MYLD09\]](#) wird unter anderem das Modul *TMG127* der Firma *Kryotherm* vorgestellt, welches bei einer Temperaturdifferenz von 80° Celsius eine Ausgangsleistung von 458 mW liefert. Weiters liefert das Modul *Thermo Life* der Firma *Thermo Life Energy Corporation* bei einem Temperaturunterschied von 10° Celsius lediglich 135 μW . Durch die geringe Leistungsausbeute bei kleinen Temperaturdifferenzen und insbesondere die fehlende Verfügbarkeit einer klar definierten Temperaturdifferenz in den betrachteten Verteilungsstationen ist jedoch auch diese Methode für den vorliegenden Sensor ungeeignet. [\[Sor12\]](#) [\[Sch12\]](#)

2.1.3 Vibrationsbasierte Energiegewinnung

Die mechanische Energie einer Bewegung bzw. Vibration kann mittels verschiedener Verfahren in elektrische Energie umgewandelt werden. In der Literatur (vergleiche [\[MLD12\]](#)) werden hier vor allem drei Gruppen hervorgehoben:

- **Piezoelektrik:** Ein piezoelektrisches Material erzeugt bei mechanischer Belastung bzw. Verformung ein elektrisches Potential.
- **induktives Feder-Masse System:** Ein innerhalb einer Spule schwingender Magnet (etwa durch eine Feder befestigt) erzeugt aufgrund des Induktionsgesetzes eine Spannung entlang der Spule.

- **elektrostatische Energiegewinnung:** Hierbei wird eine bewegungsabhängige variable Kapazität eines Kondensators durch Vibration verändert und dadurch elektrische Ladung erzeugt.

Bei der elektrostatischen Energiegewinnung wird eine kapazitive Struktur aus zwei gegenüberliegenden Platten genützt. Durch mechanische Verformung bzw. Vibration wird dabei der Abstand zwischen den beiden Kondensatorplatten verändert wodurch sich eine Änderung der Kapazität ergibt und dadurch eine elektrische Ladung erzeugt wird. Für eine genaue Erklärung der Funktionsweise und eine Vielzahl an verfügbaren Harvesting-Modulen sei auf [BDS12] verwiesen. Da im vorliegenden Monitoring-System für Verteilnetzzstationen eine dauerhafte Vibration der Sensoren an den sekundären Abgängen weder wünschenswert ist noch vorausgesetzt werden kann, eignet sich diese Energiegewinnung jedoch nicht für solch ein System.

Beim Energy Harvesting mittels eines induktiven Feder-Masse Systems wird eine Bewegung bzw. Vibration dazu genutzt, einen Magneten in einer Spule relativ zu dieser zu verschieben. Entsprechend des Faradayschen Gesetzes (Induktionsgesetz, etwa in [Pre08] nachzulesen) wird durch die Bewegung des Magneten und damit des Magnetfeldes innerhalb der Spule eine Spannung in dieser induziert. In [MLD12] werden als Beispiel etwa der *PMG27 Microgenerator* der Firma *Perpetuum* mit einer Leistung von 4 mW bei einer Schwingfrequenz von 17.2 Hz oder der *VEH30* der Firma *Ferro Solutions* mit einer Leistung von 10.8 mW bei einer Frequenz von 60 Hz genannt. Hierbei ist also ebenfalls eine äußere Bewegungsquelle nötig um den Sensor und das Feder-Masse System zu bewegen. Diese Methode eignet sich gut als Energielieferant für Sensoren in einer bewegten Umgebung (z. B. bei Sensoren in Fahrzeugen), kann im vorliegenden Projekt jedoch nicht verwendet werden. Ein anderer Ansatz wird hingegen in [HT16] gezeigt. Hier wird das wechselnde Magnetfeld einer Wechselstromleitung genützt um einen dünnen Balken in Bewegung zu versetzen. Dies erfolgt durch einen befestigten Permanentmagneten am losen Ende des Balken, welcher sich im Magnetfeld der Wechselstromleitung bewegen und den Balken in Schwingung versetzt. Ein weiterer am Balken befestigter Magnet schwingt so in Bezug zu einer starr befestigten Spule und induziert in dieser die benötigte Spannung. Das in diesem Artikel gezeigte Konzept würde sich auch zur Energiegewinnung in der betrachteten Netzstation eignen, indem das Wechselmagnetfeld der zu messenden sekundären Abgänge zur Schwingungserzeugung genützt wird. Es stellt daher eine Alternative zu der vorliegenden Arbeit dar. Im Vergleich zu einem Stromwandler ist jedoch eine korrekte Ausrichtung und starre Befestigung des Feder-Masse Systems an der zu messenden Leitung nötig, damit dieses in die geforderte Schwingung versetzt werden kann.

Das größte Forschungsgebiet im Bereich der vibrationsbasierten Energiegewinnung für Messensorik stellt der piezoelektrische Effekt dar. Dabei wird ein piezoelektrisches Material mechanisch verformt und dadurch eine Spannung erzeugt. Begründen lässt sich dies durch die Verschiebung der Ladungsschwerpunkte im piezoelektrischen Material, wodurch sich elektrische Dipole bilden und somit ein elektrisches Feld und eine messbare Spannung entlang des Körpers entstehen. Dieser Prozess ist auch reversibel und so kann ein Piezoelement durch das aktive Anlegen einer Spannung verformt werden (Einsatz als Aktuator). Für eine genaue Beschreibung des piezoelektrischen Effekts sei etwa auf [Fas04] verwiesen. Die Verformung des Piezoelements kann einerseits durch äußere mechanische Belastungen des Sensors (etwa wenn sich der Sensor in einer bewegten Umgebung befindet) oder durch eine aktive Erzeugung von Vibrationen im Piezoelement aus äußeren Energiequellen generiert werden. So finden sich im Hinblick auf Strommessensoren in der Literatur einige Forschungsprojekte und Produkte bei denen das Magnetfeld der zu messenden Wechselstromleitung benützt wird um ein Piezoelement in Schwingung zu versetzen bzw. periodisch zu Verformen und so Energie zu erzeugen. In [Sor12] wird weiters eine Harvesting-Schaltung mittels

Piezoelement vorgestellt, die nahe einer 600 A Leitung etwa 60 bis 70 μA für einen Sensor liefert. In [KHEI10] wird ein Verfahren zur optimalen Leistungsausbeutung eines Energy Harvesters mit Piezoelement vorgestellt. Bei diesem „*Impedance Matching*“ Ansatz wird zunächst der optimale Lastwiderstand eines Piezoelements ermittelt, der die maximale Leistungsabgabe ermöglicht. Anschließend wird ein DC-DC Wandler entworfen, welcher seinen Eingangswiderstand an den optimalen Lastwiderstand des Piezoelements anpasst. Auch diese Energy Harvesting Methode würde sich vor das vorliegende Projekt eignen. Ähnlich dem induktiven Feder-Masse System muss das Piezoelement im Sensor korrekt an der zu messenden Leitung angebracht werden um eine periodische Verformung und Energiegewinnung zu ermöglichen.

2.1.4 Elektromagnetische Energiegewinnung

Eine weitere Möglichkeit zum Energy Harvesting bietet die Energiegewinnung aus elektromagnetischen Feldern in der Umgebung des Sensors. Dabei können auch hier drei grundsätzliche Ansätze unterschieden werden:

- Harvesting aus elektromagnetischen Wellen (Funkwellen)
- Harvesting aus einem elektrischen Wechselfeld
- Harvesting aus einem magnetischen Wechselfeld

2.1.4.1 Harvesting aus elektromagnetischen Wellen

Elektromagnetische Wellen unterschiedlichster Art (Funkwellen, Mikrowellen, etc.) lassen sich beinahe in jeder Umgebung finden. Mit einer entsprechenden Antenne kann diesen Feldern auch Energie entzogen und gespeichert werden (siehe etwa [Mec12]). Ein Problem stellt hier jedoch der starke Abfall der Leistungsdichte mit der Distanz zur Quelle des Funksignales dar, wodurch der Einsatz dieser Methode stark begrenzt ist. Entweder wird eine ausreichende Nähe zum Sender oder eine entsprechend große Antennenfläche benötigt. Die Nähe zur Quelle wird etwa bei RFID („*radio-frequency identification*“) Chips ausgenutzt. Hier sendet ein aktives Gerät Funkwellen aus und versorgt einen nahe gelegenen passiven Chip mit genügend Leistung für ein Antwort-Signal. Diese Methode setzt jedoch ein aktives Element und eine ausreichende Nähe zum Empfänger der übertragenen Leistung voraus. Ein entsprechender Sensor wird etwa in [MYLD09] vorgestellt. In [PSZP08] wird hingegen ein allgemeiner Ansatz zur Energiegewinnung aus vorhandenen elektromagnetischen Wellen der Umgebung gezeigt. Hier wird über eine entsprechend dimensionierte Antenne, einen nachfolgenden Eingangsfilter und einen aktiven Gleichrichter die Energie aus dem Feld entzogen und gespeichert. Für einen Einsatz dieser Methode in Verteilnetzstationen müsste daher zunächst die Verfügbarkeit unterschiedlichster elektromagnetischer Wellen untersucht werden. Insbesondere die unterschiedlichen geografischen Positionen, Strukturen und teilweise massiven Bauweisen dieser Stationen lassen den Ansatz jedoch wenig erfolgreich erscheinen.

2.1.4.2 Harvesting aus elektrischen Wechselfeldern

Die Energiegewinnung aus einem naheliegenden elektrischen Feld wird in [MLD12] ausführlich behandelt und spielt vor allem in der Nähe von Hochspannungsleitungen eine interessante Rolle. So wird in der genannten Arbeit mittels zweier kapazitiver Platten eine Leistung von bis zu

100 mW nahe einer 115 kV Leitung erreicht. Die Platten werden dabei über den vom elektrischen Wechselfeld der Hochspannungsleitung erzeugten Verschiebungsstrom geladen. Da hierbei einerseits hohe Spannungen und andererseits ein leitender Kontakt zwischen einer Kondensatorplatte und der Leitung benötigt wird, ist auch dieses Verfahren für das vorliegende Projekt nicht geeignet.

2.1.4.3 Harvesting aus magnetischen Wechselfeldern

Das Energy Harvesting aus magnetischen Wechselfeldern ist schließlich die für diese Arbeit relevante Methode der elektrischen Energiegewinnung. Dabei wird das magnetische Feld genutzt, welches von jedem stromdurchflossenen Leiter erzeugt wird (Durchflutungssatz). Handelt es sich dabei um Wechselstrom so wird auch ein magnetisches Wechselfeld erzeugt. Gemäß des Induktionsgesetzes induziert dieses Wechselfeld wiederum in einem zweiten vorhandenen Leiter eine Spannung. Auf diesem Prinzip basiert die Funktionsweise von Transformatoren und im speziellen von Stromwandlern, welche im nächsten Kapitel ausführlich beschrieben werden. Transformatoren bestehen dabei grundsätzlich aus einem magnetischen Kernmaterial, welches den magnetischen Fluss bündelt, sowie einer Primärleitung und Sekundärleitung welche um den magnetischen Kern gewickelt sind. [Pre08]

In der Literatur finden sich zahlreiche Arbeiten, die sich mit der Energiegewinnung aus dem Magnetfeld einer Stromleitung beschäftigten und diese für den Betrieb von Sensoren optimieren. Insbesondere für Strommesssensoren bietet diese Art der Energieversorgung den großen Vorteil, dass die zu messende Leitung direkt als Versorgungsquelle genutzt werden kann und keine andere Energiequelle benötigt wird. Grundsätzlich kann dabei zwischen zwei verschiedenen Bauformen unterschieden werden. Einerseits gibt es Harvesting-Module, deren Kernmaterial vollständig um die Primärleitung geführt ist und die somit direkt auf den Prinzip eines Transformators basieren. Andererseits gibt es auch Ansätze, bei denen das Kernmaterial bzw. die Sekundärleitung nur in der Nähe der Primärleitung befestigt wird und somit nur ein Teil des primärseitig erzeugten Magnetfeldes zur Energiegewinnung genutzt werden kann.

Mit letzterer Methode beschäftigten sich etwa die Arbeiten [CFH⁺12] und [MLD12]. In [CFH⁺12] (und weiterführend [CCF⁺10]) wird mittels einer 28.5 x 7.5 cm großen Luftspule (ohne Kernmaterial) ein Messsensor betrieben. Die Spule wird dazu nahe einer Stromleitung angebracht und versorgt so einen Sensor, der Strom und Spannung der Leitung misst und die Daten mittels eines Funkmoduls versenden. Der vorgestellte Sensor kann dabei ab einem Primärstrom von 170 A betrieben werden. Sowohl der hohe Strom als auch die großen Maße der Sekundärspule machen diesen Sensor jedoch ungeeignet für den Einsatz im vorliegenden Projekt. In [MLD12] wird ein Sensor vorgestellt, bei dem der magnetische Kern und die ihn umgebende Sekundärwicklung direkt neben der Primärleitung befestigt wird. Es zeigt sich in dieser Arbeit, dass ein Kern ähnlich einer X-Form die höchste Leistungsausbeute besitzt. Es wird weiters ein neuartiger DC-DC Wandler vorgestellt, der bereits eine geringe Eingangsspannung von 0.2 V auf 3.3 V heben kann, wobei hier ein zusätzlicher Transformator im Wandler verbaut ist. Dieses Konzept wäre auch für das Sensorsystem der vorliegenden Diplomarbeit vorstellbar, jedoch ist der minimal nötige Primärstrom (≥ 60 A) höher als gewünscht und der zusätzlich verbaute Transformator verlangt eine deutlich größere Bauweise und höhere Kosten.

Zwei weitere Ansätze, bei denen kein vollständiger Kernschluss um den Primärleiter erfolgt, finden sich in der Benutzung einer Rogowski Spule oder eines teilweise offenen Kerns. Bei der Rogowski Spule handelt es sich um eine Luftspule, welche um die Primärleitung gelegt wird ohne dabei

vollständig geschlossen zu sein. Sie wird vorrangig zur nicht invasiven Strommessung verwendet und daher im nächsten Kapitel kurz vorgestellt. In [MLD12] wird aber gezeigt, dass sich mit diesem Aufbau auch geringe Energiemengen aus der Primärleitung gewinnen lassen. So wird in diesem Artikel mit einer Rogowski Spule eine maximale Leistung von 8 mW um eine Primärleitung mit bis zu 1000 A erzeugt. Wird hingegen zusätzlich ein magnetisches Kernmaterial um den Primärleiter gelegt, so wird die Leistungsausbeute deutlich erhöht. Ein Ansatz, bei dem ein nicht vollständig geschlossener Kern um eine Primärleitung gelegt wird, findet sich in [BDA10]. Der offene Kern ermöglicht ein Einführen der Primärleitung, weißt dadurch aber nicht die gleiche Effizienz wie ein vollständig geschlossener Kern (= herkömmlicher Transformator) auf. In der genannten Arbeit wird ein 5 cm langer röhrenförmiger aber nicht vollständig geschlossener Kern vorgestellt, der ab einem Primärstrom von 70 A eine 1.2 V Batterie laden und eine 50 Ω Last mit 10 mA versorgen kann. Beide Ansätze können auch für das Harvesting in Verteilnetzstationen eingesetzt werden, weisen jedoch eine geringere Leistungsübertragung als bei einem geschlossenen Kern auf.

Die effizienteste Methode der Energiegewinnung aus dem magnetischen Feld einer Primärleitung erfolgt mittels eines geschlossenen Eisenkerns um den Leiter und entspricht damit dem Aufbau eines Transformators. Dieser Ansatz soll auch in der vorliegenden Diplomarbeit gewählt werden, da sich dieses Konzept mit der Strommessung mittels Transformator (Stromwandler) kombinieren lässt und so eine Harvesting- und Mess-Kombination mittels eines einzelnen Kerns konstruiert werden kann. Während die mathematische Beschreibung dieser Methode in den nächsten Kapiteln ausführlich behandelt wird, seien an dieser Stelle ähnliche wissenschaftliche Arbeiten genannt. In [CCG⁺14] und [WLL] wird etwa auf das optimale Design des Kerns zum Energy Harvesting aus einer Primärleitung eingegangen. In diesen Arbeiten ist ersichtlich, dass der Kern zur optimalen Leistungsausbeute nicht sättigen darf. Da bei der Verwendung eines Stromwandlers jedoch eine ausgeprägte Sättigung zu erwarten ist, stellt dies eine besondere Herausforderung an die vorliegende Diplomarbeit dar.

Mit dem Einsatz eines Stromwandlers zum Energy Harvesting beschäftigen sich außerdem die Arbeiten [HDY⁺12] und [PBB13]. In [HDY⁺12] wird eine intelligente Schaltung vorgestellt, welche die entziehbare Leistung aus einer Doppelleitung (Hin- und Rückleitung) optimiert. So kann der Sensor um eine gängige Haushaltsleitung befestigt werden. Das in [PBB13] vorgestellte Konzept ähnelt der vorliegenden Diplomarbeit schließlich am meisten. Hier wird ein gängiger Stromwandler sowohl zum Energy Harvesting als auch zur Strommessung verwendet. Der minimal nötige Primärstrom zum Betreiben des Sensors ist hier unterhalb von 1 A und der Messbereich des Sensors geht bis zu 60 A. Der Sensor kann daher im Primärstrombereich von ca. 1 bis 60 A betrieben werden. Beide hier vorgestellten Arbeiten haben jedoch einen erheblichen Nachteil. Für die Schaltungen wird jeweils eine Backup-Batterie benötigt um die Funktion bzw. den Start nach einem Blackout garantieren zu können. Dies ist in der vorliegenden Diplomarbeit nicht gewünscht.

2.2 Nicht invasive Strommessung

Ein großer Vorteil der nicht invasiven Strommessung besteht darin, dass die zu messende Leitung nicht aufgetrennt werden muss. Bei der invasiven Strommessung muss die Leitung hingegen geteilt und ein Messwiderstand eingefügt werden, an welchem dann die zum Strom proportionale Spannung gemessen werden kann. Diese Manipulation bedeutet jedoch besonders bei Leitungen mit großen Strömen einen erhöhten Installationsaufwand und führt zu einer Unterbrechung des Stromflusses während der Installation. Beides ist mit Arbeitsaufwand und Kosten verbunden und

daher bieten sich nicht invasive Messmethoden in solchen Fällen als attraktive Alternative an. Hierbei lassen sich drei verschiedene in der Industrie gängige Verfahren unterscheiden: Das Messen mittels Rogowski Spule, Hall Sensor und Stromwandler.

2.2.1 Rogowski Spule

Bei einer Rogowski Spule handelt es sich im Allgemeinen um eine Toroid förmige gewickelte Luftspule, die um den zu messenden Leiter gelegt wird. Eine ausführliche Behandlung dieser Messmethode findet sich etwa in [SMFM15] und soll hier kurz zusammengefasst werden:

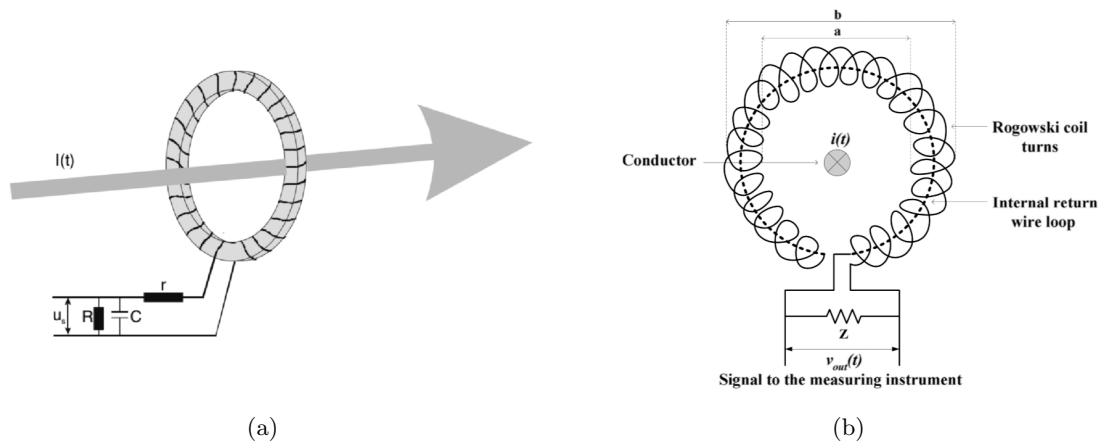


Abbildung 2.1: Geschlossene und offene Form der Rogowski Spule [SMFM15]

Abbildung 2.1 verdeutlicht links den Aufbau einer einfachen Rogowski Spule und zeigt auch die zur Auswertung nötige Integrator-Schaltung. Der Wechselstrom im Leiter erzeugt ein Magnetfeld, welches in der Spule eine Spannung induziert. Diese kann mittels eines Integrators auf den Primärstrom rückgerechnet werden. Durch die biegsame Luftspule (im Gegensatz zu einem Stromwandler, welcher einen starren Eisenkern besitzt) kann die Rogowski Spule flexibel um die Messleitung geführt werden. Dies eignet sie hervorragend für schwer zugängliche und enge Räumlichkeiten. Wird die Luftspule einmal im Kreis fast vollständig gewickelt und dann nicht herausgeführt sondern geradlinig im Inneren der Spule wieder zurückgeführt, so kann das Ende der Spule außerdem abgetrennt werden. Dadurch ergibt sich ein flexibler Schlauch, der einmal um die zu Messende Leitung geführt und befestigt werden kann (rechte Abbildung). Zu den Vorteilen der Rogowski Spule zählen:

- galvanische Trennung und hohe Überbelastbarkeit ohne Beschädigung
- großer Messbereich ohne Sättigung (da kein Kernmaterial verwendet wird)
- geringe Kosten und große Flexibilität
- große Bandbreite von 0.1 Hz bis zu 1 GHz (aber kein Gleichstrom)
- gutes Übertragungsverhalten

Zu den Nachteilen der Rogowski Spule gehört vor allem die geringe Spannungsinduktion und das damit verbundene schwache Messsignal, welches mittels einer Integratorschaltung verarbeitet werden muss. Je nach gewünschter Genauigkeit und gewünschtem Messbereich muss diese Schaltung entsprechend komplex aufgebaut sein. Die Notwendigkeit einer Verstärkerschaltung verlangt daher auch eine entsprechende Energieversorgung der Messschaltung. Zwar wurde im vorherigen Kapitel gezeigt, dass es auch Energy Harvesting Ansätze mittels Rogowski Spule gibt, diese erreichen im Vergleich zu Stromwandlern oder anderen Methoden jedoch sehr geringe Leistungsausbeuten.

2.2.2 Hall Sensor

Eine weitere Möglichkeit zur nicht invasiven Strommessung bietet die Verwendung eines Hall Sensors, der auf dem Hall-Effekt basiert. Befindet sich ein stromdurchflossener Leiter in einem Magnetfeld, so entsteht eine Spannung entlang des Leiters, welche senkrecht auf den Strom und das Magnetfeld steht. Dieser Effekt wird bei der Strommessung dazu verwendet, das um den zu messenden Leiter entstehende Magnetfeld zu detektieren und auf den Strom rückzurechnen. Eine genaue Beschreibung des Hall-Effekts und den Einsatz als Strommesssensor findet sich etwa in [11]. Im Folgenden soll nur ein kurzer Überblick gegeben werden.

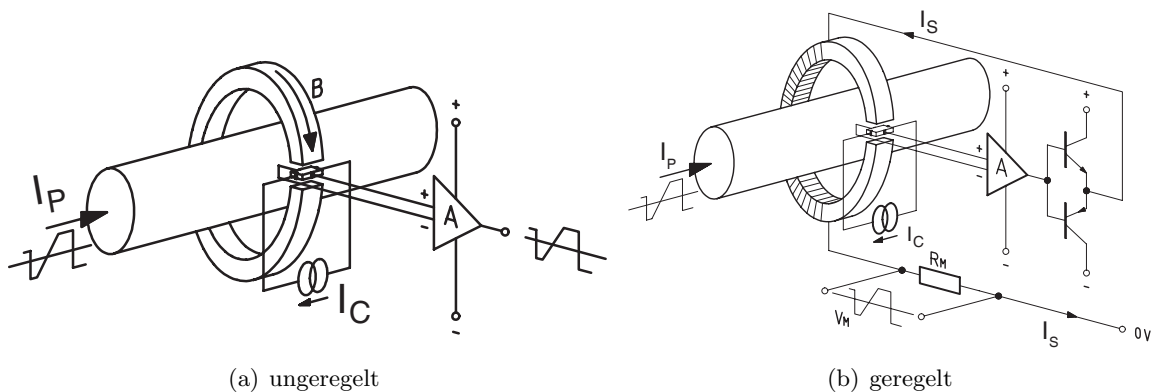


Abbildung 2.2: Messaufbau mittels Hall Sensor [12]

Abbildung Figure 2.2 zeigt die zwei verschiedenen Messmethoden. Dabei ist zunächst ein Kernmaterial nötig, welches um die zu messende Leitung geführt wird und so den magnetischen Fluss auf den Sensor bündelt. Links ist die unregelte Messung zu sehen. Hier wird der Hall Sensor in den Kern eingebaut, aktiv ein Strom in ihn eingeprägt und der entstehende Spannungsabfall gemessen. So kann die Stärke des Magnetfelds ermittelt und in den zugehörigen Strom umgerechnet werden. Rechts ist die erweiterte geregelte Messschaltung skizziert. Hier wird eine zusätzliche Spule um das Kernmaterial angebracht und der Strom in dieser so geregelt, dass das durch die Spule entstehende Magnetfeld das Magnetfeld der zu messenden Leitung aufhebt. Dies ist mit einem erhöhten Schaltungsaufwand verbunden, hat jedoch einen großen Vorteil. Die Messgenauigkeit nimmt grundsätzlich mit zunehmender Flussdichte im Kern ab und bei Sättigung des Kernmaterials ist die Messung nicht mehr korrekt. Durch die aktive Kompensation bleibt die Flussdichte im Kern jedoch unabhängig von dem zu messenden Strom und dadurch ergibt sich eine gleichbleibende Genauigkeit über einen größeren Messbereich.

Ein großer Vorteil des Hall Sensors ist neben der galvanischen Trennung auch die Möglichkeit zur Gleichstrommessung. Dies unterscheidet ihn von der Rogowski Spule und dem Stromwandler,

welche beide keine Gleichströme messen können. Als Nachteil stellen sich vor allem die hohen Kosten des Kernmaterial, der starre Aufbau und die nötige elektrische Zusatzschaltung heraus. Insbesondere bei der geregelten Kompensation ist zusätzlich ein Strom zur Erzeugung des Gegenflusses nötig. Außerdem führt die Verwendung des Eisenkerns dazu, dass die messbare Bandbreite im Vergleich zu der Rogowski Spule geringer ausfällt. Zwar ist im Gegensatz zu dieser eine Gleichstrommessung möglich, im Eisenkern entstehen bei hohen Frequenzen jedoch größere Verluste, die die maximale messbare Frequenz begrenzen. Auf diese Verluste wird in den nachfolgenden Kapiteln noch ausführlich eingegangen.

2.2.3 Stromwandler

Die nicht invasive Strommessung mittels eines Stromwandlers stellt schließlich die für diese Arbeit relevante Methode dar. Da sie in den folgenden Kapiteln ausführlich behandelt wird, soll hier nur ein kurzer Überblick und Vergleich mit den zuvor genannten Methoden angeführt werden. Grundsätzlich besteht ein Stromwandler aus einem Eisenkern mit einer aufgewickelten Spule und basiert damit auf dem Prinzip eines Transformators. Die zu messenden Wechselstromleitung wird durch den Kern geführt und das Magnetfeld dieser Leitung induziert in der Spule eine Spannung. Wird die Spule über einen Messwiderstand geschlossen, so fließt in dieser ein Strom, welcher proportional zum Strom in der Leitung ist.

Ein Stromwandler benötigt also einen fixen Eisenkern. Dies bringt zunächst bereits genannte Nachteile mit sich. Einerseits ist er nicht so flexibel, andererseits entstehen durch den Kern höhere Kosten als bei einer Messmethode ohne Kern. Es finden sich am Markt jedoch eine Vielzahl an Wandler, die einen teilbaren Kern besitzen, womit die Befestigung vereinfacht wird und der Wandler flexibler einsetzbar ist. Außerdem weist das Kernmaterial des Stromwandlers ein Sättigungsverhalten auf, welches den Strommessbereich begrenzt. Steigt der zu messende Strom über den Maximalwert, für den der Eisenkern des Stromwandlers ausgelegt ist, so ist die Messung zunehmen ungenau und bei deutlicher Überschreitung unbrauchbar. Ähnlich wie bei dem Hall Sensor begrenzt der Eisenkern zusätzlich auch die maximal messbare Frequenz.

Ein Messen von Gleichspannung ist im Gegensatz zu dem Hall Sensor mit dem Stromwandler nicht möglich, jedoch ist der entstehende Strom über den Messwiderstand aufgrund des Eisenkerns hoch verglichen mit der Luftspule der Rogowski Spule. Diese vergleichsweise hohe Leistungsübertragung bietet zwei Vorteile. Einerseits ist das Messsignal stark genug und muss in der Regel nicht verstärkt werden und andererseits eignet sich der Stromwandler daher auch am besten zum Energy Harvesting. Eine Verstärker- bzw. Regelschaltung wie bei der Rogowski Spule und dem Hall Sensor ist also grundsätzlich nicht nötig.

Für einen weiterführenden ausführlichen Vergleich zwischen einem Stromwandler, einer Rogowski Spule und der invasiven Strommessung mittels Shuntwiderstandes sei etwa auf [LBMN⁺15] verwiesen. Das Prinzip des Hall Sensors und ein Vergleich mit anderen Messmethoden findet sich außerdem in [12].

3 Charakterisierung eines Stromwandlers

3.1 Idealer Stromwandler

Unter einem Stromwandler versteht man im engsten Sinn eine spezielle Ausführung eines Transformators. Diese ist für das Umwandeln eines hohen Primärstroms einer Leitung, deren Stromfluss gemessen werden soll, in ein gut verarbeitbares sekundäres Messsignal mit wesentlich geringerer Amplitude optimiert.

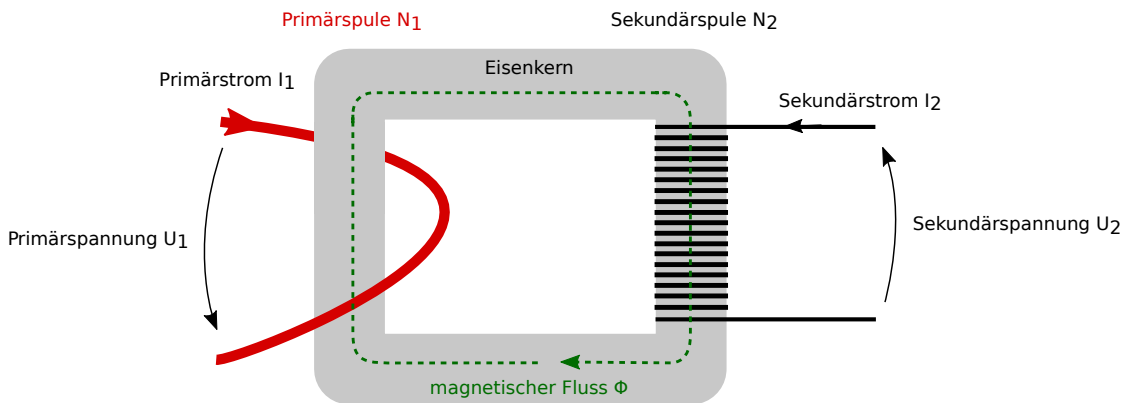


Abbildung 3.1: Aufbau eines Stromwandlers

Abbildung 3.1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines Stromwandlers. Die zu messende Leitung wird ein- oder mehrfach durch den Eisenkern des Wandlers geführt. Sie bildet damit die Primärseite. Sekundärseitig besitzt der Stromwandler eine Mehrfachwicklung mit genau definierter Wicklungszahl. Das ideale elektromagnetische Verhalten dieses Aufbaus lässt sich wie folgt darstellen:

Die primärseitig und sekundärseitig fließenden Wechselströme erzeugen in dem Eisenkern eine magnetische Spannung Θ entsprechend des Ampereschen Gesetzes (Durchflutungssatz der maxwellschen Gleichungen, siehe etwa [Pre08]), die bei einem ideal magnetisierbaren geschlossenen Eisenkreis verschwinden muss:

$$\Theta = N_1 I_1 - N_2 I_2 = 0 \quad (3.1)$$

mit N_1 und N_2 als primär- und sekundärseitigen Wicklungszahlen und I_1 und I_2 als Effektivwerte des primären und sekundären Wechselstroms. In weiterer Folge gelten großgeschriebene Ströme und Spannung immer als Effektivwerte. Bei einem idealen Transformator ergibt sich also eine Stromübersetzung entsprechend des Wicklungsverhältnisses:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.2)$$

Dieses ideale Verhalten wird bei Stromwandler dazu genützt, einen primärseitig hohen Strom durch eine entsprechend vielfache Sekundärwicklung auf ein Niveau zu transformieren, welches gut mit gängigen Messgeräten verarbeitet werden kann. Dazu wird die Sekundärseite mit einer Bürde R_B abgeschlossen und die daran abfallende Spannung U_B kann gemessen und entsprechend rückgerechnet werden:

$$U_B = R_B I_2 = R_B I_1 \frac{N_2}{N_1} \quad (3.3)$$

3.2 Realer Stromwandler

Wie jeder Transformator unterliegt der reale Stromwandler parasitären Effekten, die sein reales Verhalten von dem ideal gewünschten abweichen lassen. Dazu gehören:

- Widerstände und parasitäre Kapazitäten der Wicklungen und Zuleitungen
- Streuflüsse der beiden Wicklungen
- Wirbelstromverluste im Kernmaterial
- Ummagnetisierungsverluste und Excessverluste, die beim Ummagnetisieren des Kernmaterials entstehen
- der Magnetisierungsstrom, welcher zum Aufbau des Magnetfelds in den Spulen benötigt wird
- die Permeabilität des Kernmaterials, welche nicht konstant ist, sondern von Frequenz und Magnetfluss abhängt
- der Sättigungsfluss, der den maximal erreichbaren magnetischen Fluss im Kernmaterial darstellt (Sättigungseffekt)

Abhängig von dem geforderten realen Verhalten des Stromwandlers müssen diese Abweichungen bei Simulationen vollständig berücksichtigt oder sie können aber auch teilweise vernachlässigt werden. Handelsübliche Stromwandler sind für den Gebrauch als Strommessgerät in einem vorgesehenen Betriebsbereich ausgelegt. Die technischen Angaben berücksichtigen hier also nur die Abweichungen, die in diesem Betriebsfall relevant sind. Es soll hier daher zunächst ein Überblick über die Klassifizierung und das Verhalten von Stromwandlern im Normbereich gegeben werden, bevor auf die detaillierte Untersuchung des elektromagnetischen Verhaltens für die vorgesehenen Schaltungssimulationen eingegangen wird. Dabei wird bei allen Betrachtungen ein homogenes und isotropes Kernmaterial, wie es bei den vorliegenden Materialien im Rahmen dieser Arbeit angenommen werden kann, vorausgesetzt.

3.3 Analyse des realer Stromwandlers für Strommessungen

Ein realer Stromwandler ist so ausgelegt, dass der Messfehler im Bereich des angegebenen Primärnennstroms und bei Belastung mit Nennbürde einen gewissen Genauigkeitsbereich nicht verletzt. Die notwendigen Angaben und Spezifikationen für Stromwandler sind in der internationalen Norm *IEC-61869-2* verankert [IEC07]. Dabei sind insbesondere folgende Angaben für die Verwendung relevant:

- Primär- und Sekundärnennstrom bzw. Übersetzungsverhältnis: z. B. 60/1 A
- Genauigkeitsklasse z. B. 0.1
- Nennbürde z. B. 1 VA
- Bemessungsfrequenz z. B. 50/60 Hz
- thermische Dauerbelastung: z. B. $60 \times I_N / 1s$
- thermischer Kurzzeitstrom z. B. 100
- Bemessungs-Isolationspegel z. B. 0,72/3/- kV
- Isolierstoffklasse z. B. E (120 °C)

Während die ersten 4 genannten Punkte den Betriebsbereich und die darin erreichbare Genauigkeit repräsentierten, geben die anderen Punkte die maximalen Belastungen und damit die Einsatzgrenzen des Wandlers an. Tabelle 3.1 zeigt die Bedeutung einiger Genauigkeitsklassen. Neben der maximalen Messgenauigkeit bei Nennstrom sind je nach Klasse auch maximale Ungenauigkeiten bei abweichendem Primärstrom und Ungenauigkeiten in der übertragenen Phase vorgegeben. Die angegebenen Werte gelten nur bei sekundärseitig angelegter Nennbürde, wobei die verschiedenen Klassen auch hier unterschiedliche Variationen zulassen. [IEC07]

Klasse	Maximaler Fehler für den jeweiligen Prozentualanteil bezogen auf Nennstrom					Maximale Phasenabweichung (in Minuten) für den jeweiligen Prozentualanteil bezogen auf Nennstrom				
	5%	20%	50%	100%	120%	5%	20%	50%	100%	120%
0.1	0,4	0,2		0,1	0,1	15	8		5	5
0.5	1,5	0,75		0,5	0,5	90	45		30	30
1			3		3					
3			5		5					

Tabelle 3.1: Bedeutung der Genauigkeitsklassen in [IEC07]

Die Auslegung des Stromwandlers erfolgt in der Regel so, dass ein bestimmter zu messender Nennstrombereich (der gewünschte Messbereich) ohne Sättigung des Kernmaterials übertragen werden kann. Das angeschlossene Messgerät muss dazu eine Eingangsimpedanz entsprechend der angegebenen Nennbürde haben. Bei einer Spannungsmessung an einem Messwiderstand wird dieser entsprechend der Bürdenangabe rein reel gewählt. In diesem Fall können die geringen Streureaktanzen des Wandlers für die Betrachtungen des Messsystems vernachlässigt werden, wodurch sich ein vereinfachtes Ersatzschaltbild nach Abbildung 3.2 ergibt. [Zie13]

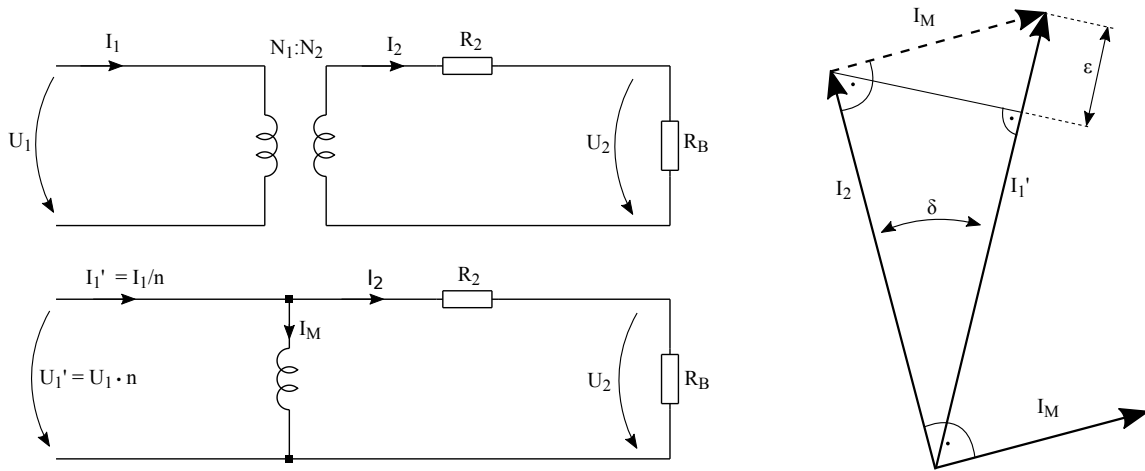


Abbildung 3.2: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Stromwandlers im Normmessbereich und Darstellung des Betrags- und Phasenfehlers des gemessenen Sekundärstromes bei reeller Bürde

Links oben ist zunächst das galvanisch getrennte und stark vereinfachte Ersatzschaltbild zu sehen, bei dem lediglich der Leitungswiderstand der Sekundärseite als parasitärer Effekt eingezeichnet ist. Der für die begrenzte Genauigkeit verantwortliche Magnetisierungsstrom ist erst im Ersatzschaltbild links unten erkennbar. Bei dieser Form des Schaltbildes wird bewusst die galvanische Trennung missachtet (sie ist aber dennoch vorhanden) um dessen Auswirkungen zu verdeutlichen. Zu beachten ist, dass bei diesem Schaltbild die primäre oder sekundäre Seite mittels des idealen Übersetzungsverhältnisses

$$\frac{N_1}{N_2} = n \quad (3.4)$$

umgerechnet werden muss, damit die Kirchhoffschen Regeln weiter gelten. Man erkennt nun, dass die ideale Stromübersetzung durch den Magnetisierungsstrom, der für den Aufbau des magnetischen Feldes im Kern verantwortlich ist, verfälscht wird. (Eine genauere Erklärung erfolgt in Kapitel 3.4). In der rechten Abbildung ist die Abweichung zwischen Sekundärstrom und ideal umgerechneten Primärstrom erkennbar. Der Magnetisierungsstrom verfälscht einerseits die Amplitude (Fehler ϵ) und andererseits die Phase (Fehler δ) des gemessenen Stroms und ist daher verantwortlich für die in Tabelle 3.1 gezeigten Messfehler. Die vom Wandler abgegebene Leistung berechnet sich zu

$$P_B = U_2 I_2 = R_B * I_2^2 \quad (3.5)$$

wodurch sich bei gegebener Nennleistung und gegebenem Nennstrom auf die nötige Nennbürde rückrechnen lässt.

Da der Magnetisierungsstrom des Stromwandlers stark von dessen magnetischem Arbeitspunkt abhängt, führt eine Abweichung der Nenngrößen (etwa eine falsche Bürde) zu einem teilweise sehr hohen Messfehler. Außerhalb des angegebenen Genauigkeitsbereiches in Tabelle 3.1 darf der Stromwandler daher nicht mehr mit dem vereinfachten Ersatzschaltbild betrachtet werden. Wie in den nächsten Kapiteln noch ausführlich erklärt wird, ist die Magnetisierungskennlinie des Stromwandlers stark nichtlinear. Sie beschreibt vereinfacht gesagt den Zusammenhang zwischen induzierter Spannung U_M und Magnetisierungsstrom I_M . Aufgrund dieser in Abbildung

3.3 verdeutlichten Grafik zeigt sich insbesondere bei hoher Spannung (und damit hohem Sekundärstrom) ein nichtlinearer stark ansteigender Magnetisierungsstrom. Dieser Anstieg bewirkt gemäß Abbildung 3.2 einen gleichsam wachsenden Messfehler. Abweichungen der Nennbürde oder des Primärstroms und damit der induzierten Spannung können also zu erheblichen Messungenauigkeiten führen. [Zie13]

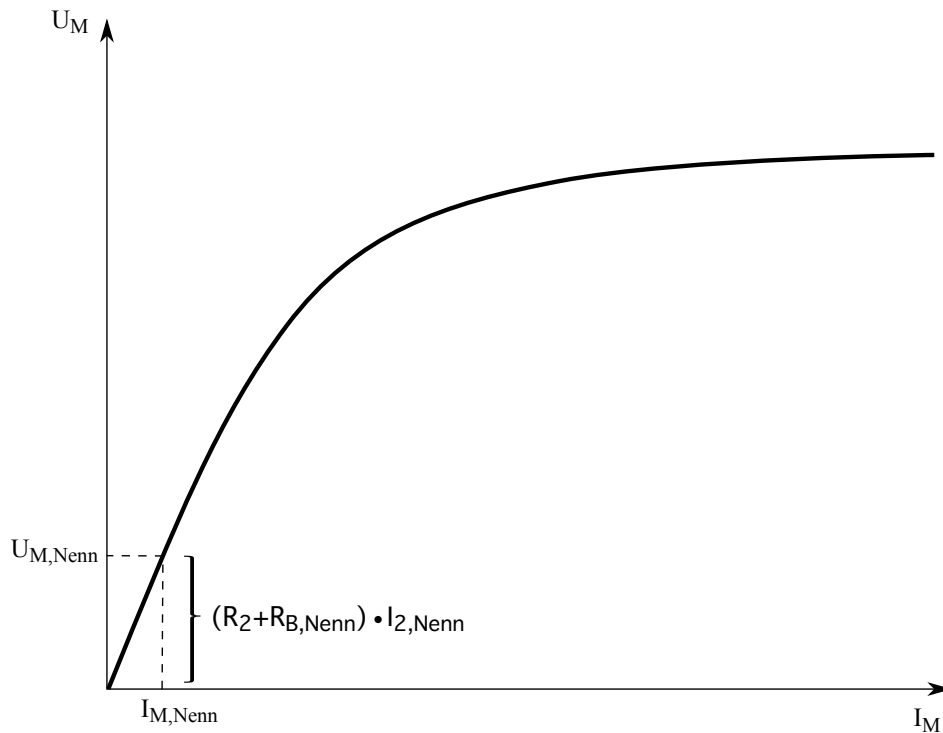


Abbildung 3.3: Vereinfachter Magnetisierungsverlauf ohne Berücksichtigung des Hystereseeffektes

Zusammenfassend kann ein Stromwandler also entsprechend seiner Genauigkeitsklasse als ein verlässliches Messgerät im angegebenen Nennbereich verwendet werden, solange die thermischen und isolatorischen Richtlinien eingehalten und die korrekte Nennbürde zur Messung verwendet wird.

Wird jedoch die angeschlossene Bürde variiert oder der Nennstrombereich verlassen, so weichen die Messergebnisse aufgrund der genannten aber bei der Analyse des Nennbereiches nicht berücksichtigten parasitären Effekte stark vom wahren Wert ab. Insbesondere ist zu beachten, dass ein Stromwandler im sekundären Leerlauf erhebliche sekundäre Spannungswerte erzeugt, welche eine gefährliche Belastung (Überhitzung bis hin zur Zerstörung) des Wandlers und eine Gefahr für den Benutzer darstellen können. Betrachtet man den idealen Stromwandler, so würde bei einem Leerlauf der Primärstrom versuchen der Sekundärseite den übersetzten Strom aufzuzwingen wodurch an den offenen Sekundärklemmen eine unendlich hohe Spannung entstehen würde. Beim realen Stromwandler ist die entstehende Spannung zwar begrenzt (siehe Kapitel 3.4), sie kann dennoch lebensgefährliche Größen annehmen. Der Kern eines Stromwandlers ist außerdem so ausgelegt, dass er bei geringer sekundärer Bürde und damit einem hohen Sekundärstrom nahe des sekundären Kurzschlussstroms betrieben wird. Der hohe Sekundärstrom kompensiert den magnetischen Fluss des primärseitig induzierten Flusses fast vollständig, weshalb der Kern so dimensioniert werden kann, dass er bei diesem geringen entstehenden Gesamtfluss nicht sättigt. Bleibt bei einem Leerlauf oder einer sehr hohen Belastung der sekundär kompensierende Fluss aus,

so geht der Kern aufgrund des primärseitig aufgezwungenen hohen Stromes deutlich in Sättigung und es entstehen somit hohe Verluste, die Schäden am Wandler verursachen können. Dies wird im nächsten Kapitel genauer betrachtet.

3.4 Analyse des realen Stromwandlers für beliebige Zustände

Im letzten Kapitel wurde der Stromwandler aus der Sicht eines Messgerätes beschrieben und seine Eigenschaften im entsprechend vorgegebenen Einsatzfeld zusammengefasst. Für die Verwendung als Energielieferant einer Harvesting-Schaltung in Kombination mit einer Messschaltung sind dieses vereinfachte Ersatzschaltbild und die vorgegebenen Betriebsbereiche jedoch nicht ausreichend. Der Stromwandler muss daher als vollwertiger Transformator mit allen auftretenden parasitären Effekten betrachtet und charakterisiert werden. Dazu wird zunächst das vollständige Ersatzschaltbild ohne Sättigung und nichtlineare Verluste betrachtet. Aufbauen darauf werden schließlich auch die nichtlinearen Sättigungs- und Hystereseeffekte berücksichtigt, da diese bei der späteren Schaltungsanalyse eine wichtige Rolle spielen.

3.4.1 Stromwandler ohne Sättigung und nichtlineare Verluste

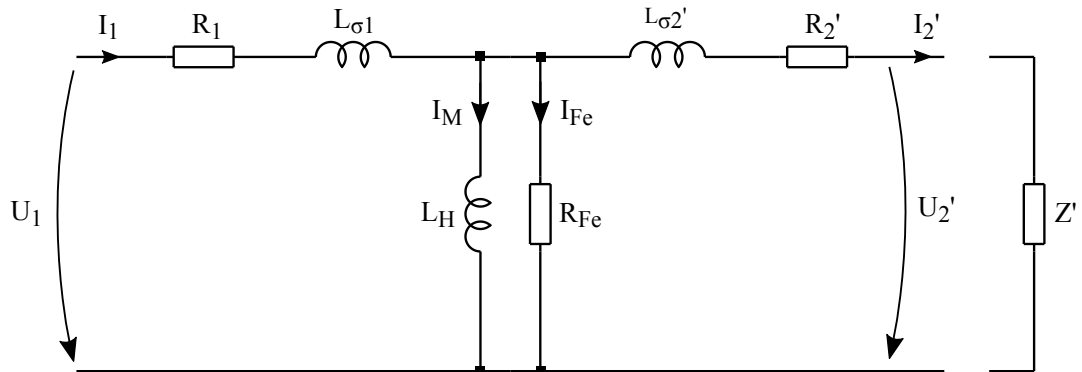


Abbildung 3.4: T-Ersatzschaltbild eines Transformators

Entsprechend der Literatur [Pre08] oder [Sch14] lässt sich ein realer Transformator im ersten Schritt durch das „T-Ersatzschaltbild“ darstellen, wie es auch in Abbildung 3.4 zu sehen ist. Dabei ist zu beachten, dass die galvanische Trennung eines Transformators durch dieses Schaltbild nicht mehr korrekt wiedergegeben wird. Das ideale Übersetzungsverhältnis des Transformators wird durch Angabe gestrichelter Größen berücksichtigt. Es gilt:

$$U_2' = U_2 \frac{N_1}{N_2} \quad (3.6)$$

$$I_2' = I_2 \frac{N_2}{N_1} \quad (3.7)$$

$$Z' = Z \frac{N_1^2}{N_2^2} \quad R_2' = R_2 \frac{N_1^2}{N_2^2} \quad L_{\sigma 2}' = L_{\sigma 2} \frac{N_1^2}{N_2^2} \quad (3.8)$$

In diesem Ersatzschaltbild werden folgende Nicht-Idealitäten des Transformators linear berücksichtigt:

- Leitungswiderstände der Wicklungen R_1 und R_2
- Streuflüsse $L_{\sigma 1}$ und $L_{\sigma 2}$, die den jeweiligen Flussanteil repräsentieren, der nicht durch den gemeinsamen Eisenpfad im Kern verläuft
- Eisenverluste R_{Fe} , welche die Ummagnetisierungs-, Wirbelstrom- und Excessverluste erfassen (Wirkleistung)
- Hauptinduktivität L_H , die für den nötigen Magnetisierungsstrom des Kerns steht (Blindleistung)

Während die Eisenverluste im linearisierten Ersatzschaltbild durch einen Widerstand repräsentiert werden, erfolgt die Darstellung des Magnetisierungsstroms durch eine Induktivität. Dies verdeutlicht, dass die Eisenverluste einer Wirkleistung entsprechen und damit zu einer Erwärmung des Materials führen. Der induktive Magnetisierungsstrom eilt der Spannung um 90° voraus und entspricht damit hingegen einem Blindleistungsanteil, der zum Aufbau des Magnetfeldes nötig ist. Wie bereits erwähnt, führt dieser beim Stromwandler zu einer Verfälschung des Messsignals.

Nicht beachtet werden parasitäre Kapazitäten (z.B. Leitungskapazitäten), da diese nur bei hohen Frequenzen zum Tragen kommen und das vorliegende Modell nur zur Simulation an Netzen mit 50 Hz gedacht ist. Für ein erweitertes Ersatzschaltbild mit parasitären Effekten sei auf [Tra08] verwiesen, wo deren Einflüsse im hochfrequenten Bereich (Audi- bis UHF Bereich) untersucht werden.

Die Parameter des in Abbildung 3.4 gezeigten Ersatzschaltbildes lassen sich mittels Kurzschluss- und Leerlaufversuch bestimmen. Diese werden etwa in [Sch14] oder [Gaw16] ausführlich behandelt und sollen im Folgenden kurz vorgestellt werden.

3.4.1.1 Kurzschlussversuch: Wicklungswiderstände und Streuflüsse

Die Leitungswiderstände der Primär- und Sekundärwicklung lassen sich einfach mittels Widerstandsmessung an den jeweiligen Wicklungen inklusive deren Zuleitung bestimmen. Die Streuflüsse können anschließend mit Hilfe des Kurzschlussversuches bestimmt werden.

Dazu wird die Sekundärseite kurzgeschlossen und primärseitig der Nennstrom angelegt. Aufgrund der kurzgeschlossenen Sekundärseite und der Tatsache, dass die Leitungswiderstände und Streuflüsse wesentlich geringer als die Eisenverluste und Hauptinduktivität sind, können letztere vernachlässigt werden. In [Sch14] ist nachzulesen, dass die typischen Verhältnisse etwa

$$R_1 : X_\sigma : X_H : R_{Fe} = 1 : 2 : 1.000 : 10.000 \quad (3.9)$$

betragen, wodurch die genannte Vernachlässigung gerechtfertigt ist. Die resultierende Schaltung des Kurzschlussversuches ist in Abbildung 3.5 zu sehen.

Sind die Leitungswiderstände bekannt, so kann die Summe der Streuinduktivitäten berechnet werden. Unter der Annahme, dass der Transformator symmetrisch aufgebaut ist, können die beiden Streuinduktivitäten als annähernd gleich groß angesehen werden. Bei angelegtem Nennstrom ergibt sich dadurch:

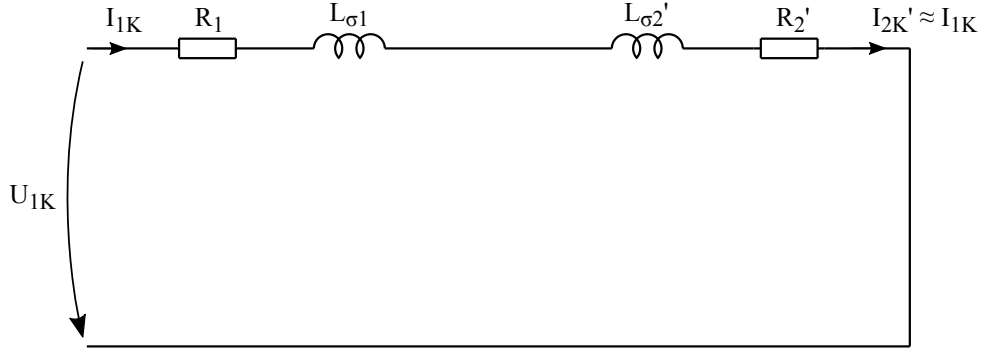


Abbildung 3.5: Vereinfachtes Ersatzschaltbild im Kurzschlussversuch

$$U_{1K} = I_{1K}(R_1 + R_2' + X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}') \quad (3.10)$$

$$X_{\sigma 1} = \omega L_{\sigma 1} \quad (3.11)$$

$$X_{\sigma 2} = \omega L_{\sigma 2} = X_{\sigma 2}' \frac{1}{n^2} \quad (3.12)$$

$$X_{\sigma 1} \approx X_{\sigma 2} \quad (3.13)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (3.14)$$

$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.15)$$

Die Annahme der gleichgroßen Streuinduktivitäten stellt eine Vereinfachung des realen Stromwandlers dar, deren Tollerierbarkeit in den Simulationen erst verifiziert werden muss. Zwar sind die zu erwarteten Streuflüsse sehr klein, dennoch ist die Primärspule (ein- oder mehrfach durch den Kern geführte Messleitung) nicht symmetrisch zu der gewickelten Sekundärspule. Des Weiteren ist in [PDR01] nachzulesen, dass bei Stromwandlern insbesondere im Sättigungsfall der Streufluss nicht konstant ist, sondern abhängig von dem Grad der Sättigung variiert und bei hohen Sättigungsflüssen steigt.

3.4.1.2 Leerlaufversuch: Magnetisierungsstrom und Eisenverluste

Durch den gezeigten Kurzschlussversuch lassen sich die Streuflüsse und Leitungswiderstände berechnen. Um die Eisenverluste und die Hauptinduktivität, also den Querzweig des T-Ersatzschaltbildes, zu bestimmen wird der Leerlaufversuch durchgeführt. Dabei wird die Sekundärseite offen betrieben, primärseitig Nennspannung angelegt und der primäre Strom und die sekundäre Leerlaufspannung gemessen. Unter der Vernachlässigung des sekundärseitig durch das Spannungsmessgerät fließenden Messstromes, liegt die sekundäre Leerlaufspannung direkt an dem Querzweig an und der gesamte Primärstrom repräsentiert den Magnetisierungsstrom des Transformators. Abbildung 3.6 verdeutlicht diesen Versuch. Mittels des Primärstroms, der (auf die Primärseite transformierten) sekundären Leerlaufspannung und der Phasenverschiebung zwischen beiden Größen können der Eisenwiderstand und die Hauptinduktivität bestimmt werden.

Der Magnetisierungsstrom repräsentiert den benötigten Strom zum Aufbau des Magnetfeldes im Kern. Im Folgenden soll sein Einfluss ohne Berücksichtigung der Eisenverluste untersucht

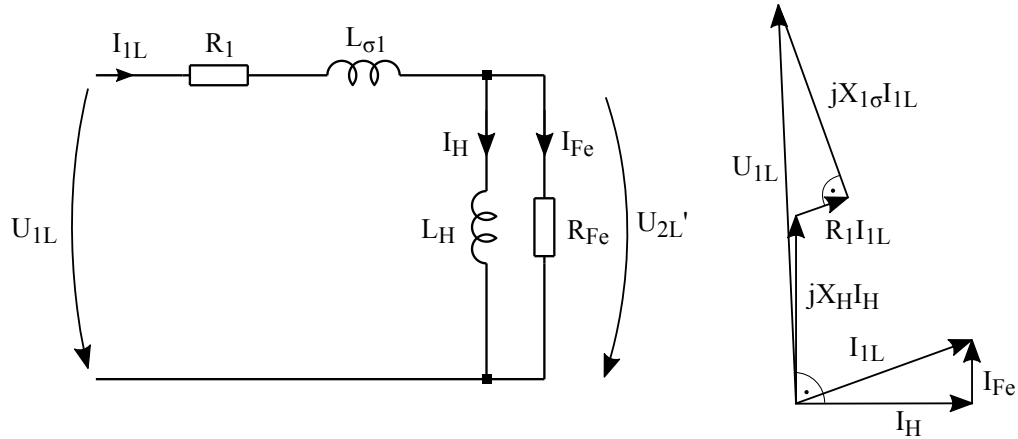


Abbildung 3.6: Vereinfachtes Ersatzschaltbild im Leerlaufversuch mit zugehörigem Zeigerdiagramm

werden. Es gilt vorläufig also $I_{Fe} = 0$. Entsprechend des Durchflutungssatzes erzeugen Primär- und Sekundärstrom im Eisenkern die magnetische Spannung (Durchflutungssatz)

$$\Theta = N_1 I_1 - N_2 I_2 \quad (3.16)$$

welche bei einem realen Kern nicht verschwindet und somit das ideale Übersetzungsverhältnis beeinflusst. Zur genaueren Betrachtung kann der magnetische Pfad im Eisenkern in n Abschnitte mit jeweilig konstanter Querschnittsfläche und konstanten magnetischen Eigenschaften aufgeteilt werden. Es ergibt sich dann:

$$\Theta = \sum_{k=1}^n V_k = \sum_{k=0}^n R_{mk} \phi_k \quad (3.17)$$

Die magnetische Spannung eines Teilabschnittes lässt sich also analog zum elektrischen Spannungsbegriff als Produkt von magnetischem Fluss Φ_k und magnetischen Widerstand R_{mk} darstellen. Letzter lässt sich bei homogener Flussverteilung durch

$$R_{mk} = \frac{l_k}{\mu_k A_k} \quad (3.18)$$

mit l_k als Weglänge und A_k als Querschnitt des Abschnittes ausdrücken. Die Permeabilität $\mu_k = \mu_{rk} * \mu_0$ beträgt ein Vielfaches μ_{rk} (Permeabilitätszahl) der magnetischen Feldkonstante μ_0 . In Luft besitzt die Permeabilitätszahl den Wert $\mu_r = 1$, bei magnetisierbaren Körpern ist sie wesentlich höher. So ist sie bei einem idealen Transformator Kern unendlich hoch, da dieser dem Magnetfeld keinen Widerstand entgegenbringt. Damit reduziert sich die Gleichung 3.16 zu der in Kapitel 3.1 genannten idealen Transformatorgleichung 3.1. Im realen Fall ist die Permeabilitätszahl jedoch endlich groß und somit ergibt sich bei einem geschlossenen Eisenkern mit konstantem Querschnitt A , gesamter (mittlerer) Eisenlänge l_e und konstanter Permeabilitätszahl μ_r die Gleichung

$$\Theta = N_1 I_1 - N_2 I_2 = \frac{l_e}{\mu_r \mu_0 A} \Phi \quad (3.19)$$

Unter Berücksichtigung der Definition der Induktivität einer Spule im ferromagnetischen Kreis (siehe [Pre08]):

$$L = \frac{\mu_r \mu_0 N^2 A}{l} \quad (3.20)$$

ergibt sich daraus folgende Gleichung anhand der die primärseitig betrachtetet Hauptinduktivität des Ersatzschaltbildes und der Magnetisierungsstrom ersichtlich ist:

$$I_1 - \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{l_e}{A \mu_r \mu_0 N_1^2} \frac{N_1^2}{N_1} \Phi \quad (3.21)$$

$$(I_1 - I_2') L_H = I_m L_H = N_1 \Phi \quad (3.22)$$

Berücksichtigt man zusätzlich die Streuflüsse, so muss statt dem Gesamtfluss Φ der Hauptfluss Φ_H eingesetzt werden. Dieser bezeichnet jenen Anteil des Gesamtflusses welcher beide Spulen gleichermaßen durchfließt:

$$I_m L_H = N_1 \Phi_H \quad (3.23)$$

Die Bedeutung der endlichen Permeabilitätszahl und dem daraus resultierenden Magnetisierungsstrom kann auch anhand des B/H Diagramms in Abbildung 3.7 dargestellt werden. Es stellt die im Kern entstehende magnetische Flussdichte B ($B = \Phi/A$) über der dafür benötigten magnetischen Feldstärke H dar. Die Feldstärke H ist laut Definition die auf die Länge bezogene magnetische Spannung $H = V/l$. Während bei einem idealen Transformator (linke Abbildung) der magnetische Widerstand und damit die magnetische Spannung unabhängig vom Fluss 0 ist, zeigt sich bei einem realen Transformator ohne Sättigung und Hysterese ein linearer Zusammenhang zwischen erzeugtem Feld und induzierter magnetischer Spannung (rechte Abbildung). Die Verknüpfungsbeziehung

$$B = \mu_r \mu_0 H \quad (3.24)$$

für magnetisch isotrope (für den Transformator kern gültig) Materialien zeigt auf, dass die Permeabilität des Kernmaterials die Steigung des linearen Verlaufes im B/H Diagramm repräsentiert.

Neben der Hauptinduktivität werden im T-Ersatzschaltbild außerdem auch die Eisenverluste des Transformators in Form eines reellen Widerstandes berücksichtigt. Sie spiegeln eine Wirkleistung wider, die sich aus dem Strom I_{Fe} und dem Eisenwiderstand R_{Fe} ergibt und zu einer Erwärmung des Eisenkerns führt. Im Folgenden ist daher der Strom $I_{Fe} > 0$ und es ergibt sich daraus das vollständige T-Ersatzschaltbild inklusive linearisiertem Magnetisierungsstrom und linearisierten Eisenverlusten.

Die gesamten Eisenverluste bestehen im Wesentlichen aus Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverluste, welche hier kurz in ihrer nichtlinearen Form beschrieben werden sollen.¹ Eine detaillierte

¹An dieser Stelle sei auf eine teilweise abweichende Bezeichnung in der Literatur hingewiesen. In manchen Werken werden die Ummagnetisierungsverluste als Gesamtverluste, bestehend aus Wirbelstrom-, Hysterese- und Excessverlusten, angesehen. In dieser Arbeit werden die Eisenverluste als Gesamtverluste bezeichnet und die Ummagnetisierungsverluste als Synonym für die Hystereseverluste verwendet.

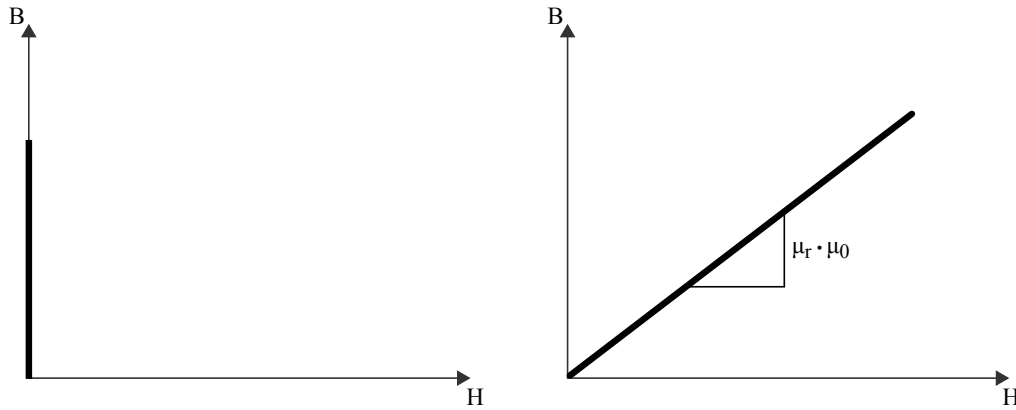


Abbildung 3.7: B/H Kennlinie: Links mit idealem unendlichen μ_r , rechts mit endlichem μ_r

mathematische Beschreibung aller Verluste und deren dominanter Betriebsbereich erfolgt etwa in [Ber98], [Can11] oder [Flo07].

$$p_{\text{eisen}} = p_{\text{hyst}} + p_w + p_{\text{exc}} \quad (3.25)$$

Die Hystereseverluste (auch Ummagnetisierungsverluste genannt) beschreiben jene Arbeit, die notwendig ist um die Weiss-Bezirke im Kern zu verschieben. Diese Bezirke beschreiben mikroskopisch kleine Areale in den Kristallen ferromagnetischer Stoffe, bei deren Ausrichtung in Richtung eines angelegten Magnetfeldes eine Arbeit verrichtet werden muss. Durch das periodisch wechselnde Magnetfeld im Kern des Transformators muss diese Ummagnetisierungsarbeit bei jedem Richtungswechsel des Feldes aufgebracht werden. Die Verluste sind somit proportional zur Frequenz und lassen sich in einer ersten Näherung (siehe dazu auch Kapitel 3.4.2) durch

$$p_{\text{hyst}} \approx k_H \frac{4H_C}{\rho} B_{\text{max}} f \quad (3.26)$$

angeben. [Ber98] [Flo07]

Neben den Hystereseverlusten tragen auch die Wirbelstromverluste zu den Gesamteisenverlusten bei. Entsprechend den Maxwell-Gleichungen induziert der magnetische Wechselfluss im Kern eine elektrische Spannung normal zur Flussrichtung. Im leitfähigen Kernmaterial entstehen dadurch Wirbelströme, die das Feld einerseits schwächen (da durch die Ströme entsprechend der Lenzschen Regel ein Gegenfeld erzeugt wird) und andererseits durch den Stromfluss zur Erwärmung des Eisens führen. Letzteres muss bei der thermischen Auslegung des Kerns beachtet werden. [Pre08]

Wie in Abbildung 3.8 skizziert, werden die Wirbelströme reduziert indem der Kern aus mehreren elektrisch isolierten Blechen zusammengesetzt wird. In den einzelnen Elementen ist die induzierte Spannung geringer und die Gesamtverluste reduzieren sich. Bei einer Dicke d der einzelnen Schichten ergeben sich die maximalen Wirbelstromverluste zu

$$p_w = \frac{\pi^2 d^2}{6\rho} \sigma B_{\text{max}}^2 f^2 \quad (3.27)$$

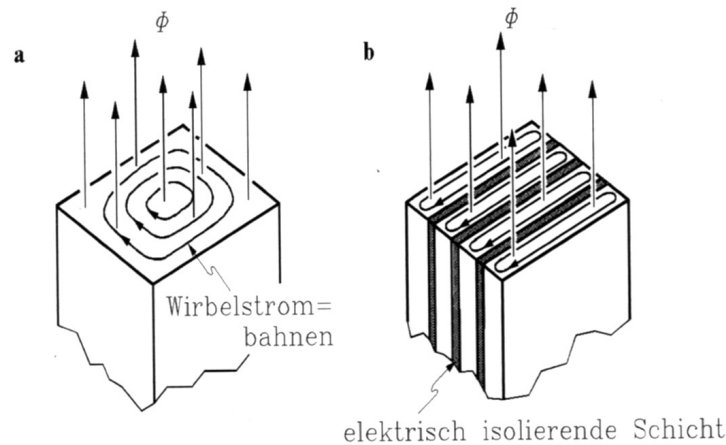


Abbildung 3.8: Darstellung der Wirbelströme: Links mit einfachem Kern und hohen Wirbelströmen, rechts mit geblechtem Kern und niedrigen Wirbelströme [Pre08]

Sie sind proportional zum Quadrat der Frequenz und dominieren somit vor allem bei höheren Frequenzen. Bei niedrigen Frequenzen und kleinen Schichtdicken werden sie daher meist vernachlässigt. [Ber98] [Flo07]

Zuletzt tragen auch die Excessverluste zu den Eisenverluste bei. Dabei handelt es sich um Verluste, welche bei der Verschiebung der Blochwände im Kernmaterial entstehen. Diese Wände bezeichnen den Übergangsbereich zwischen den Weiss-Bezirken. Sie lassen sich beim Magnetisierungsvorgang nicht widerstandslos verschieben. Die Größenordnung der Excessverluste ist stark von Material und Geometrie abhängig, vereinfacht kann aber nach [Ber98] der Zusammenhang

$$p_{exc} \propto B_{max}^{3/2} f^{3/2} \quad (3.28)$$

gezeigt werden. Dieser verdeutlicht, dass auch dieser Verlustanteil vor allem bei hohen Frequenzen beachtet werden muss. Wie in [Flo07] gezeigt wird, darf ihr Einfluss jedoch bei bestimmten Materialien auch bei niedrigen Frequenzen nicht vernachlässigt werden. [Ber98] [Can11]

Die genannten Eisenverluste können im T-Ersatzschaltbild des Transformators als ein einzelner reeller Widerstand linear angenähert werden. In [Jen10] wird gezeigt, dass diese linear angenäherten Eisenverluste auch im B/H Diagramm dargestellt werden können (Abbildung 3.9). Es ist zu sehen, dass der lineare Eisenverlust die Kennlinie zu einer Ellipse aufdehnt, die in eine Richtung durchlaufen wird. Die Fläche innerhalb der durchlaufenen Kurve ist dabei proportional zu den gesamten Eisenverlusten. Es gilt im Leerlaufversuch

$$p_{ges} = \frac{V}{T} \int H dB = \frac{U_2'}{R_{Fe}} \quad (3.29)$$

mit V als Kernvolumen und T als Periodendauer, wobei die rechte Seite der Gleichung verdeutlicht, dass die linearisierten Verluste als reeller Widerstand im T-Ersatzschaltbild ausgedrückt werden können. Diese Vereinfachung soll im nächsten Kapitel nun noch fallen gelassen werden, um ein vollständiges nichtlineares Modell des Stromwandlers erhalten zu können.

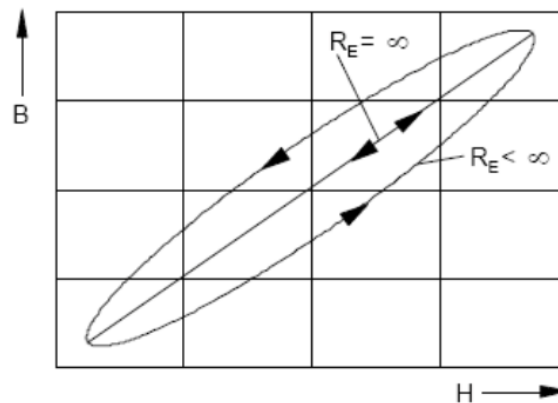


Abbildung 3.9: B/H Diagramm für eine lineare Hauptinduktivität und lineare Eisenverluste [Jen10]

3.4.2 Stromwandler mit nichtlinearer Sättigung und Hysterese

Das bisher besprochene T-Ersatzschaltbild eignet sich für die Berechnung von Transformatoren, bei denen keine magnetische Sättigung erwartet wird und die lineare Annäherung der Verluste in einem akzeptablen Bereich bleibt. Da bei der Analyse des Stromwandlers außerhalb des vorgesehenen Normbereiches (Nennstrom bei Nennbürde) die magnetische Sättigung und die nichtlinearen Verlustanteile nicht mehr vernachlässigt werden können, muss für dessen Simulation das nichtlineare Verhalten beachtet werden. Dazu gehören die magnetische Sättigung des Eisenkerns und die nichtlineare Berücksichtigung der Eisenverluste (Hysteresekurve).

3.4.2.1 Magnetische Sättigung

Die magnetische Sättigung des Kernmaterials zeigt sich in einem nichtlinearen Verlauf der B/H Kurve. Das Kernmaterial lässt sich bei wachsendem magnetischem Feld anfänglich aufgrund seiner hohen Permeabilitätszahl ($\mu_r \gg 1$) rasch aufmagnetisieren. Steigt das angelegte Feld jedoch weiter an, so tritt ab einer gewissen (materialabhängigen) Feldstärke Sättigung ein, die in [Abbildung 3.10](#) zunächst links linearisiert und rechts real dargestellt ist.

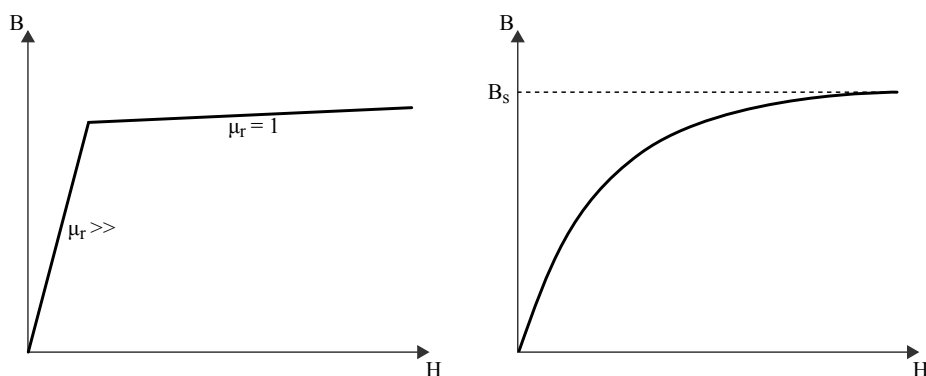


Abbildung 3.10: magnetische Sättigung des Kernmaterials, links: lineare Annäherung, rechts: realer Verlauf

Das magnetische Material ist dann vollständig aufmagnetisiert, alle verfügbaren Elementarmagnete sind im Feld ausgerichtet und ein weiteres Ansteigen der magnetischen Flussdichte reduziert sich auf das Verhalten im Luftraum (Anstieg mit $\mu_r = 1$). Der Maximalwert der erreichbaren Flussdichte wird auch als Sättigungsfluss B_s bezeichnet (Streng genommen steigt der Fluss zwar mit $\mu_r = 1$ langsam weiter, dies kann aber insbesondere bei bekanntem maximalen Feldbereich vernachlässigt und ein Sättigungswert angegeben werden). [Pre08]

Der nichtlineare Verlauf der B/H Kennlinie führt zu einem Magnetisierungsstrom, welcher nun nicht mehr rein sinusförmig ist und daher nicht mehr als lineare Induktivität im Ersatzschaltbild dargestellt werden kann. Abbildung 3.11 verdeutlicht die Bestimmung des Magnetisierungsstromes aus einer B/H Kurve mit Sättigung. Der sinusförmige Hauptfluss (links oben) wird über die B/H Kennlinie (rechts oben) entsprechend umgerechnet und es ergibt sich ein Strom (rechts unten), welcher zusätzlich zu der Grundfrequenz auch Oberwellen enthält. Letzteres ist in der Transformatortechnik sehr relevant, da sich etwa bei Dreiphasentransformatoren die dritten Oberwellen nicht ausbilden können und somit die anregende Spannung verzerrt wird. [Sch14]

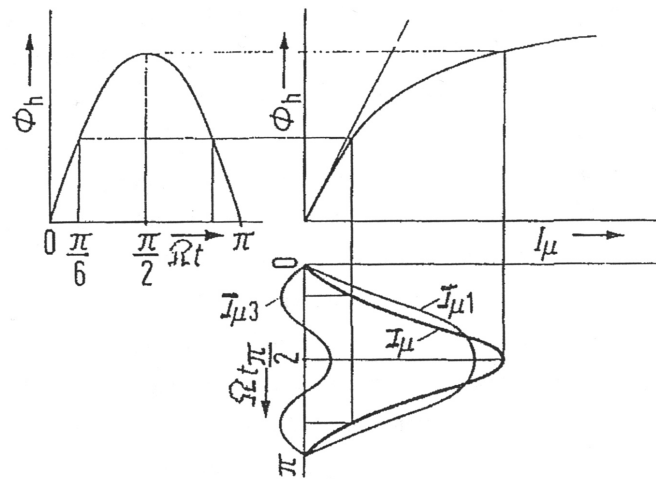


Abbildung 3.11: Konstruktion des nichtlinearen Magnetisierungsstromes I_μ bei B/H Kennlinie mit Sättigung. [Sch14]

3.4.2.2 Magnetische Hysterese

Neben dem Magnetisierungsstrom sind bei einem realen Transformator auch die Eisenverluste nicht linear. Die Ummagnetisierungs-, Hysterese- und Excessverluste resultieren in einer sogenannten Hystereseschleife im B/H Diagramm, die in Abbildung 3.12 dargestellt ist. Eine wichtige Erkenntnis dieser Hysterese ist die Tatsache, dass das Verhalten des Transformators von seinem vorherigen Zustand abhängig ist. Ist das Kernmaterial unmagnetisiert und wird zunächst ein primärer Sinusstrom angelegt, der nicht zur Sättigung des Kerns führt, so ergibt sich in der ersten Periodenhälfte die Magnetisierungskurve von (0) zu (1). Diese entspricht der in Abbildung 3.10 angenommenen Magnetisierungskurve ohne Hysterese. In der zweiten Hälfte zeigt die Kurve von (1) zu (2), dass beim Nulldurchgang des durch den Primärstrom angeregten Magnetfeldes der Kern eine Restmagnetisierung behält. Erst wenn sich in der zweiten Periodenhälfte das Feld in die Gegenrichtung aufbaut verschwindet die Magnetisierung und baut sich in die Gegenrichtung wieder auf. Wechselt die Feldrichtung zu Beginn der zweiten Periode erneut, so entsteht die Kurve

von (2) zurück zu (1), wobei auch hier bei verschwindender Feldstärke ein (negative) Restmagnetisierung bleibt. Diese Hysteresekurve zwischen (1) und (2) zurück zu (1) wird in weitere Folge einmal pro Periode des anliegenden Primärstroms im Urzeigersinn durchlaufen. [Sch14] [Pre08]

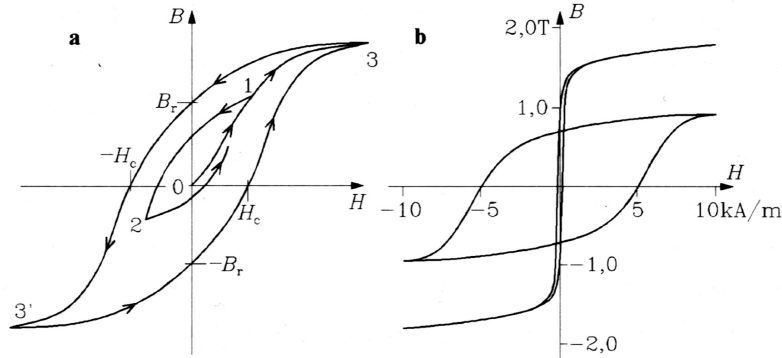


Abbildung 3.12: Hysteresekurve: links zeitlicher Durchlauf, rechts der Vergleich von hart- und weichmagnetischen Stoffen [Pre08]

Steigt das angelegte Feld (also der Primärstrom) so nähert sich der Verlauf seiner äußeren Hüllkurve an, die im Allgemeinen als „Hystereseschleife“ eines Materials bezeichnet wird. Ihre Form ist materialspezifisch und lässt sich durch die Angabe dreier Parameter rekonstruieren. Die maximale Flussdichte wird als Sättigungsflussdichte B_s (3) bezeichnet. Sie repräsentiert jenen maximalen Fluss, den das Material erzeugen kann bevor es gesättigt ist und der weitere Anstieg nur mehr durch $\mu_r = 1$ gekennzeichnet ist. Die bereits erwähnte Restmagnetisierung, die sich im Nulldurchgang des Magnetfeldes einstellt, wird durch die Remanenzflussdichte B_r im B/H Diagramm dargestellt. Sie lässt sich durch die Weiss-Bezirke erklären, die sich im magnetischen Feld ausrichten und bei dessen Verschwinden eine gewissen „Restordnung“ in dieselbe Richtung beibehalten. Die notwendige magnetische Feldstärke zur Auslöschung des Remanenzflusses wird als Koerzitivfeldstärke H_c bezeichnet. Sie muss aufgebracht werden um das vorher aufmagnetisierte Material wieder vollständig zu entmagnetisieren. Man teilt magnetische Stoffe entsprechend ihrer Größe in weichmagnetische (kleines H_c) und hartmagnetische (hohes H_c) Stoffe ein. Für Transformatoren und insbesondere Stromwandler sind weichmagnetische Stoffe von Vorteil, da sich der Magnetfluss im Kern ohne viel Aufwand (und damit Verlusten) periodisch drehen können soll.

Neben den Ummagnetisierungsverlusten sollen in dieser Arbeit auch die Wirbelstrom- und Excessverluste berücksichtigt werden. Wie in Kapitel 3.4.2.1 bereits erklärt, handelt es sich bei den Wirbelstromverlusten um induzierte Ströme im Kernmaterial, die das Feld schwächen und zur Erwärmung des Kernmaterials führen. Formel 3.27 hat gezeigt, dass sie proportional zum Quadrat der Frequenz steigen. Die Excessverluste beschreiben die Verschiebungsarbeit der Blochwände und sind nach Formel 3.28 proportional zu $f^{3/2}$. Beide müssen daher grundsätzlich bei hohen Frequenzen berücksichtigt werden.

Die nichtlineare Integration der Wirbelstrom- und Excessverluste in das Ersatzschaltbild ist insbesondere bei der Verwendung von unterschiedlichen Frequenzen problematisch. Wie bereits erklärt und in [Ber98], [LM01] und [CVG+91] auch gezeigt, beinhaltet die aufgenommene Hysteresekurve eines realen Transformators neben den Ummagnetisierungsverlusten auch die Wirbelstrom- und Excessverluste. Die Hysteresekurve repräsentiert also die Gesamteisenverluste des Transformators, die während einer Periode aus dem elektromagnetischen abgezogen und in Wärme umgewandelt

werden. Die Fläche innerhalb der Hysteresekurve ist dabei proportional zu diesen Verlusten und es gilt:

$$P_{ges} = \frac{V}{T} \int H dB \quad (3.30)$$

Da jedoch die Wirbel- und Excessverluste anders als die Ummagnetisierungsverluste nicht proportional zur Frequenz sondern zu dessen Quadrat bzw. zum Faktor $f^{3/2}$ sind, ist folgendes zu beachten: Die aufgenommene Hysteresekurve des Transformators gilt nur für die betrachtete Frequenz. Abbildung 3.13 aus [LM01] zeigt die unterschiedlichen Hysteresekurven für zwei Frequenzen. Die vollständig gesättigte Kurve sowie die dick gezeichnete Teilkurve in der Abbildung wurden bei Frequenz A aufgenommen. Die dünn gezeichnete aber etwas breiter verlaufende Kurve wurde hingegen bei einer Frequenz B aufgenommen, welche höher als Frequenz A war. Es zeigt sich also eine Verbreiterung der Hysteresekurve bei steigender Frequenz. Insbesondere ist ersichtlich, dass vor allem die Koerzitivfeldstärke H_r steigt und die Fläche unter der Kurve anwächst. Durch dieses Flächenwachstum werden jene Verlustanteile berücksichtigt, welche stärker als linear mit der Frequenz anwachsen (Wirbelstrom- und Excessverluste).

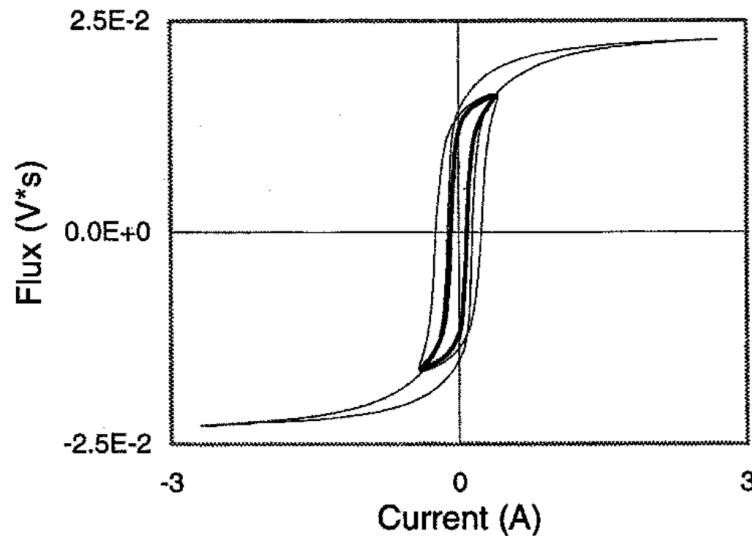


Abbildung 3.13: Verlauf der Hystereseschleife bei zwei verschiedenen Frequenzen [LM01]

Abbildung 3.14 aus [Ber98] zeigt eine Aufteilung der Koerzitivfeldstärke in die jeweiligen Anteile der drei Verlustanteile. Zwar kann bei der Aufnahme der Hysteresekurve nur die resultierende Gesamtkurve gemessen werden, eine Aufteilung der Verlustanteile wäre bei genauer Kenntnis des Materials und Aufbaus aber theoretisch möglich. Während der Anteil der Hystereseverluste bei Frequenzänderung konstant bleibt, ändern sich die Anteile der Wirbelstrom- und Excessverluste (H_{cl} und H_{exc}) entsprechend der bereits diskutierten Verhältnisse. Es wird in [Ber98] weiters gezeigt, dass bei einer Si-Fe Legierung und 50 Hz durch die Wirbelstromverluste eine Erhöhung der Koerzitivfeldstärke um 5 A/m bei einer Blechdicke von 0,3 mm möglich ist. Dies kann insbesondere bei den weichmagnetischen Si-Fe Legierungen, die auch für Stromwandler eingesetzt werden und sehr geringe Koerzitivfeldstärken besitzen, nicht mehr vernachlässigt werden.

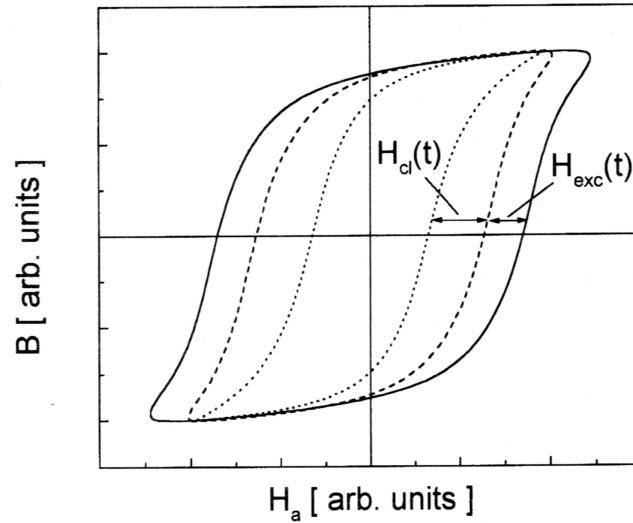


Abbildung 3.14: Anteile der 3 Verluste an der Hysteresekurve: Zusätzlich zu den normalen Hystereseverlusten verbreitern die Wirbelstromverluste (H_{cl}) und Excessverluste (H_{exc}) die Hysteresekurve [Ber98]

Bei der mathematischen Beschreibung dieses Effektes für Simulationsmodelle sei etwa die Formel

$$H'_c = H_c(f_1 + f_2 f^3) \quad (3.31)$$

aus [CVG⁺91] genannt. Hier wird angenommen, dass sich die Erhöhung der Koerzitivfeldstärke bei steigender Frequenz f durch empirisch zu bestimmende und materialspezifische Parameter (f_1, f_2, f_3) näherungsweise gut angeben lässt.

Dominieren die Wirbelstromverluste (und Excessverluste) deutlich über die Ummagnetisierungsverluste so verformt sich die Hysteresekurve zunehmend und nimmt eine elliptische Form an, die sich nicht mehr wie eine normale Kurve durch die Angabe von H_c , B_r und B_s charakterisieren lässt. Dies spielt für die vorliegende Arbeit jedoch keine Rolle, da nur mit 50 Hz Signalen gearbeitet wird und hier keine so stark dominierenden Wirbelströme erwartet werden. [Ber98]

3.4.2.3 Auswirkungen des Magnetisierungsstroms und der Verluste

Die Auswirkungen der genannten Verluste und des Magnetisierungsstroms auf den Stromwandler und die damit verbundene Elektronik lassen sich in drei Teilgebiete gliedern.

Zunächst führt der Magnetisierungsstrom einerseits zur Verfälschung des Messsignals und andererseits bildet dieser bei Sättigung des Kernmaterials Oberwellen aus. Dies wurde in Abschnitt 3.4.2.1 und speziell in Abbildung 3.11 bereits gezeigt. Durch den primärseitig aufgezwungenen sinusförmigen Strom führt dies zur Ausbildung von Oberwellen in der Primärspannung. Wie in [Zac10a] erklärt, bilden sich durch die Sättigung des Stromwandlers ungerade Vielfache der Grundschwingung aus, bei dem vorliegenden 50 Hz Netz also bei 150, 250, 350, etc. Hz. Geradzahliche Vielfache der Oberwellen treten hingegen nur bei Belastungen auf, welche nicht symmetrisch bezogen auf die Zeitachse sind. Dazu gehören etwa Belastungen mit Gleichrichterdiolen, wie später noch gezeigt wird. Im Allgemeinen muss stets auf eine ausreichend gute Netzqualität,

also möglichst geringe Oberwellenanteile, geachtet werden, da eine zu starke Präsenz der Oberwellen im Energienetz zu Funktionsbeeinträchtigungen verschiedener angeschlossener elektrischer Komponenten führen kann. So können sie bei Transformatoren, Motoren oder Generatoren zu einer zusätzlichen Erwärmung führen, Neutralleiter überbelasten oder auch die Funktion von Schutzschaltern gefährden. Um dies zu vermeiden wird unter anderem in der Norm EN50160 [7] die minimal nötige Netzqualität geregelt. So werden die prozentualen Anteile der einzelnen Oberwellen sowie der Gesamtüberschwingungsgehalt der ersten 40 Oberwellen im Nieder-, Mittel-, und Hochspannungsnetz limitiert. Der Gesamtüberschwingungsgehalt wird auch THD („*Total Harmonic Distortion*“) genannt und beschreibt das Verhältnis sämtlicher Oberwellen zu der Grundwelle:

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \quad (3.32)$$

Betrachtet man die Oberwellen von Strom und Spannung, kann außerdem die aufgenommene Leistung näher analysiert werden. Die gesamte vom Stromtransformator aufgenommene Scheinleistung S setzt sich aus 3 Komponenten zusammen:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 = \left(\sum_k U_k I_k \cos \psi_k \right)^2 + \left(\sum_k U_k I_k \sin \psi_k \right)^2 + \sum_k \sum_{l \neq k} ((U_k I_l)^2 - U_k I_k U_l I_l \cos \psi_k - \psi_l) \quad (3.33)$$

Unter der Annahme eines reinen sinusförmigen Primärstromes (nur Grundwelle bei 50 Hz) erkennt man anhand der Formel gut, dass sich die Wirkleistung P wie auch bei reinen Sinusgrößen lediglich aus den Grundschrwingungen der Spannung und des Stromes unter Berücksichtigung der Phasenverschiebung zusammensetzt. Die zweite Komponente spiegelt die Blindleistung Q der Grundschrwingungen wider, die nicht zur Leistungsübertragung beiträgt. Schließlich wird mit D die Wechselwirkung der verschiedenen Oberschrwingungen zueinander zusammengefasst. Da dieser Anteil ebenfalls nicht zur eigentlichen Leistungsübertragung beiträgt, wird er auch als Verzerrungsblindleistung bezeichnet. Bei dem vorliegenden Stromwandler mit sinusförmigem Eingangstrom setzt sich die übertragene Wirkleistung also lediglich aus den beiden Grundschrwingungen (unter Berücksichtigung der Phasenverschiebung) zusammen. Die Gesamte Blindleistung besteht aus dem Blindanteil der Grundschrwingung sowie der Wechselwirkung sämtlicher Spannungsoberwellen mit der Grundschrwingung des Primärstromes. [Sch14] [Zac10a] [6]

Neben den erwähnten Auswirkungen auf die Netzqualität und die gesamte übertragene Wirkleistung führen die genannten Wirbelstromverluste im Kernmaterial außerdem zu einer Erwärmung des Kerns. Während dieses Prinzip etwa bei einem Induktionsherd bewusst ausgenutzt wird, ist die Ausbildung hoher Wirbelströme und die damit verbundene Erwärmung bei einem Transformator unerwünscht. Wie bereits erklärt werden daher laminierte Bleche im Kern verwendet um die Ströme möglichst gering zu halten. Während diese Erwärmung im Normbetrieb eines korrekt dimensionierten Transformators zwar unerwünscht aber nicht schädlich ist, muss bei einem Stromwandler jedoch vermehrt auf diesen Effekt geachtet werden. Dies resultiert aus der Tatsache, dass das Kernmaterial und das Gehäuse des Wandlers für den annähernden Kurzschlussfall dimensioniert werden, bei welchen die Wirbelströme sehr gering sind. Wird der Wandler nun im Sättigungsbereich betrieben, so treten Wirbelströme auf, für welche der Kern nicht ausgelegt ist. Dadurch kann je nach vorliegendem Wandler Wärmeenergie im Kern entstehen, die zur Zerstörung des Kernmaterials (auch als Eisenbrand bezeichnet) oder der umhüllenden Komponenten führen kann. Da dies jedoch stark vom verwendeten Material und der Dimensionierung

des Wandlers abhängt, muss der maximal zulässige Sättigungsbetrieb individuell erhoben und bei der Schaltungsdimensionierung beachtet werden.

Zuletzt muss noch ein weiterer Effekt berücksichtigt werden, der bei dem Betrieb des Wandlers im Sättigungsbereich auftreten kann. Dies ist die sogenannte Magnetostriktion, die das mechanische Verhalten des Kernmaterials beim Anlegen eines externen Magnetfelds beschreibt. Wie in Abbildung 3.15 dargestellt, besitzen die magnetischen Dipole in den Weisschen Bezirken ferromagnetischer Stoffe eine im allgemeinen nicht symmetrische Form.

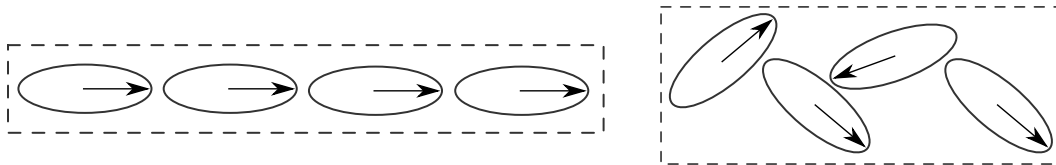


Abbildung 3.15: Darstellung der Magnetostriktion: Links sind die Dipole durch ein äußeres Magnetfeld ausgerichtet, rechts sind sie ohne Feld in einem ungeordneten Zustand

Werden die Bezirke durch das Anlegen eines magnetischen Feldes ausgerichtet, so ordnen sich die Dipole entsprechend an und bewirken damit eine Verformung des Materials. Zwar handelt es sich dabei um sehr geringe Verformungen (bei Eisen etwa wenige $\mu m/m$ [19]), durch das periodische Drehen des Magnetfeldes führt dies jedoch zu einer Vibration des Materials. Diese wird auch als „Trafobrummen“ bezeichnet und hängt ebenfalls stark von der Materialwahl und der magnetischen Dimensionierung des Kerns ab. Da zu starke Vibrationen möglicherweise den Stromwandler oder die verbaute Schaltung mechanisch belasten können, muss dies ebenfalls bei der Wahl des Wandlers und dem Schaltungsaufbau beachtet werden. [Ber98]

Die beiden zuletzt genannten Punkte verdeutlichen eine wichtige Erkenntnis der Arbeit. Da der Stromwandler für den annähernden Kurzschlussfall dimensioniert ist, kann je nach Kernmaterial und Dimensionierung des Herstellers bei Erreichen der magnetischen Sättigung sowohl eine Erwärmung als auch ein störendes mechanisches Brummen auftreten. Im Allgemeinen muss daher immer versucht werden, den Stromwandler gar nicht oder so kurz wie möglich in Sättigung zu betreiben.

4 Simulationsmodell des Stromwandlers

In den vorherigen Kapiteln wurden die theoretischen Grundlagen eines Transformators mit Augenmerk auf den Stromwandler zusammengefasst. Dies soll in diesem Kapitel nun genutzt werden um ein Simulationsmodell des Stromwandlers zu erstellen und dessen Gültigkeit zu untermauern. Zusätzlich zu dieser mathematischen Betrachtung werden auch verschiedene Betriebsfälle am realen Wandler aufgenommen und mit dem Simulationsmodell verglichen. So kann die nötige Genauigkeit des Modells für die folgenden Schaltungssimulationen verifiziert werden. Für die Simulation der Schaltungen wird dabei das frei zugängliche Programm *LTSpice*[®] verwendet. [14]

4.1 Stromwandler und Geräteliste

Seitens des Gesamtkonzeptes der Firma *Siemens* stellt sich die Bedingung, dass es sich bei dem Stromwandler um ein Modell mit teilbarem Kern handeln muss. Da dieser in existierenden Ortsnetzstationen an die Niederspannungsabgänge der Transformatoren angebracht werden soll, ist das Auftrennen bestehender Leitungen nicht akzeptabel und der Wandler muss somit einen teilbaren Kern besitzen. So kann er um die existierende Leitung geschnallt werden, ohne dass an dieser etwas manipuliert werden muss (der ausreichende räumliche Zugang zu diesen Leitungen sei vorausgesetzt).



Abbildung 4.1: Verwendeter Stromwandler SC30 60/1 A der Firma Gossen Metrawatt [8]

Da die erwarteten Ströme in der Teststation im Bereich 100 bis 250 A liegen, diese Ströme im Labor der Abteilung jedoch nicht zur Verfügung gestellt werden können, wird für diese Arbeit ein Stromwandler mit geringerem Übersetzungsverhältnis gewählt. Dieser besitzt ansonsten das gleiche Design wie die von der *Siemens AG Österreich* in der Teststation verbauten Wandler. Diese Wahl ermöglicht das Ausführen von verschiedensten Vergleichsmessungen zwischen realem Wandler und Simulation. So kann das erstellte Simulationsmodell auch überprüft werden. Die gewonnen Erkenntnisse können anschließend auf einen größeren Wandler adaptiert werden. Konkret handelt es sich bei dem gewählten Wandler um den in Abbildung 4.1 gezeigten und in Tabelle 4.1 gelisteten Stromwandler *SC30 60/1A* der Firma *Gossen Metrawatt*. Abbildung 4.2 zeigt den schematischen Aufbau des Eisenkerns gemeinsam mit den vom Hersteller angegebenen Maßen.

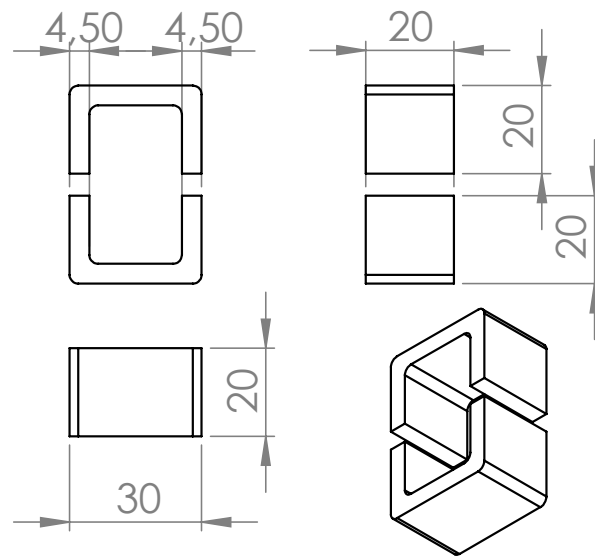


Abbildung 4.2: Verwendeter Stromwandler, links oben: Aufriss, rechts oben: Seitenriss, links unten: Grundriss, rechts unten: Isometrische Ansicht (Maße in mm)

Für sämtliche Messungen an und mit dem Stromwandler wurden außerdem folgende Geräte verwendet:

- Stelltransformator: *Bürger Electronic STT800*
- Stromtransformator: *L. Wimberger KG ES54-0.33 (220/12 V 1,68/29 A)*
- Strommesszange: *Chauvin Arnoux PAC12*
- Multimeter: *Fluke 179*
- Oszilloskop: *Rigol DS1054Z*

Relevante Spezifikationen werden in dieser Arbeit an entsprechender Stelle im Text genannt. Für die vollständigen Daten sei auf die frei zugänglichen Datenblättern der verschiedenen Hersteller verwiesen.

Artikel-Nr.	U118A	Thermischer Dauerstrom	100%
Primär-/Sekundärstrom	60/1 A	Bemessungs-isolationspegel	0,72/3/- kV
Genauigkeits-Klasse	3	Isolierstoffklasse	E (120°C)
Leistung (Bürde)	0,2 VA	Kabelöffnung	für Leiter max. 18 mm Durchmesser
Sekundärleitung	3 Meter 0,5 mm ²	Schutzklasse	IP20
Standard	IEC61869-2	Umgebungstemperatur	-5...+40
Therm. Bemessungsstrom	60 x In/1s	relative Luftfeuchtigkeit	5%..85% keine Kondensation

Tabelle 4.1: Technische Spezifikation des Stromwandlers SC30

4.2 Parameterbestimmung

Für die in Kapitel 3 beschriebenen linearen und nichtlinearen Parameter des Ersatzschaltbildes wurden zahlreiche Messungen am verwendeten Stromwandler durchgeführt. Dazu gehörte zunächst der Kurzschlussversuch zur Ermittlung der linearen Längsimpedanzen im Ersatzschaltbild. Der anschließende Leerlaufversuch sollte die zunächst linear angenommene Querimpedanz ermitteln. Zuletzt wurde eine vollständige Hysteresekurve des Wandlers aufgenommen um auch die Sättigung und die Nichtlinearitäten des Stromwandlers zu erfassen.

Da die im Labor vorhandenen Stromquellen keinen variablen Einstellbereich von 0 bis 60 A aufwiesen, wurde die Primärleitung mehrfach durch den Stromwandler geführt. Für die folgenden Versuche wurden 6 Primärwicklungen verwendet, wodurch das Übersetzungsverhältnis auf 1/10 und der primäre Nennstrom auf 10 A sinken. Verglichen mit einer einfachen Wicklung werden dadurch zwar der gemessene primäre Leitungswiderstand und die primäre Streuinduktivität gegenüber einer einfach durchgeführten Leitung geringfügig verfälscht. Da bei der Betrachtung des Stromwandlers jedoch immer ein Sinusstrom eingeprägt wird, ergibt sich durch den erhöhten Leitungswiderstand keine Verfälschung des sekundären Pfades sondern lediglich ein erhöhter Verlust an diesem. Dieser kann aufgrund seiner gering zu erwartenden Größe vernachlässigt werden und führt bei der Analyse der maximalen Auslastung diverser Schaltungen höchstens zu einem zusätzlichen Sicherheitspolster. Eine nennenswerte Verfälschung der ohnehin geringen Streuflüsse durch die zusätzlichen Kabel ist ebenfalls nicht zu erwarten. Die Plausibilität dieser Annahme soll durch die folgenden Vergleichsmessungen zwischen dem realen Wandler und dem Simulationsmodell bestätigt werden.

Sämtliche nachfolgende Analysen wurden mittels der angeführten Geräte durchgeführt. Zur mathematischen Berechnung und zur visuellen Darstellung der Komponenten und Versuche wird das Programm *MATLAB*® (Studentenversion 2015b) [16] verwendet. Zusätzlich zu den inkludierten *MATLAB*® Paketen werden außerdem zwei frei zugängliche Funktionen genutzt, deren korrekte Funktion für diese Arbeit im Vorhinein getestet wurde. Es handelt sich dabei konkret um die Funktionen:

- *sine_fit.m* : Copyright © 2013, R P [2]
Diese Funktion berechnet die zu einer Menge an Datenpunkten passende Sinusfunktion.
- *LTspice2Matlab.m*: Copyright © 2009, Paul Wagner [1]
Diese Funktion liest die Daten einer von *LTSpice*® erzeugten Simulation in *MATLAB*® ein und stellt alle aufgenommenen Messwerte als Zeitvektor zur Verfügung.

4.2.1 Kurzschlussversuch

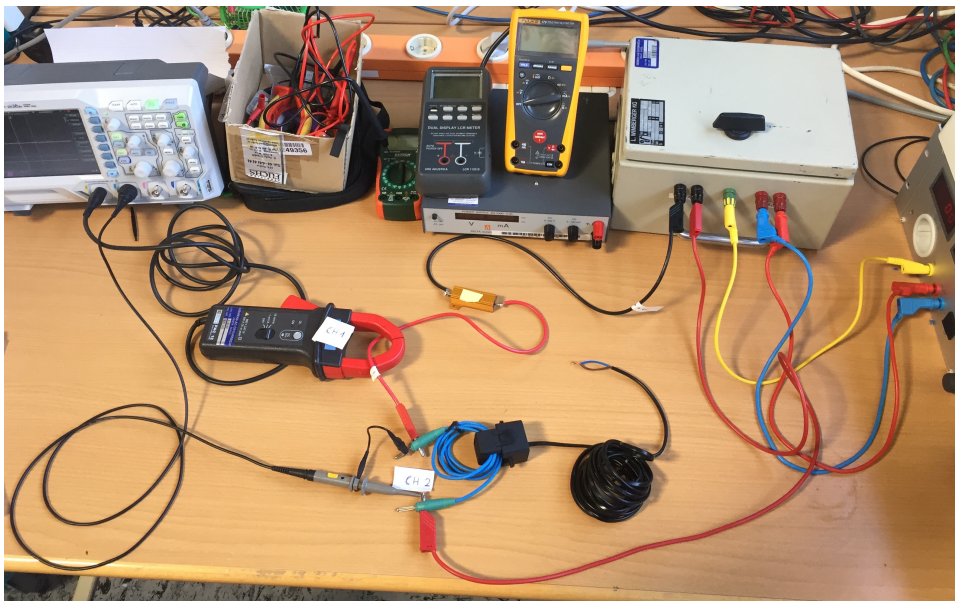


Abbildung 4.3: Kurzschluss Versuchsaufbau

Der durchgeführte Kurzschlussversuch ist in Abbildung 4.3 dargestellt, das zugehörige Schaltbild in Abbildung 4.4. Über den Stelltransformator wurde zunächst der nachgeschaltete Stromtransformator so geregelt, dass dessen abgegebener Sekundärstrom dem primären Nennstrom des Stromwandlers entspricht. Der sekundäre Pfad des Stromtransformators wurde dafür 6-fach durch den zu analysierenden Stromwandler geführt und außerdem mit einem Messwiderstand versehen. Dieser Leistungswiderstand ($0,1 \Omega$, 50 Watt) konnte als zusätzliche Messquelle für den Stromfluss verwendet werden und verifizierte die Messungen mittels der verwendeten Stromzange. Zu beachten ist die erwähnte 6-fache blaue Primärwicklung womit der einzustellende Nennstrom von 60 auf 10 A (Effektivwert) sinkt.

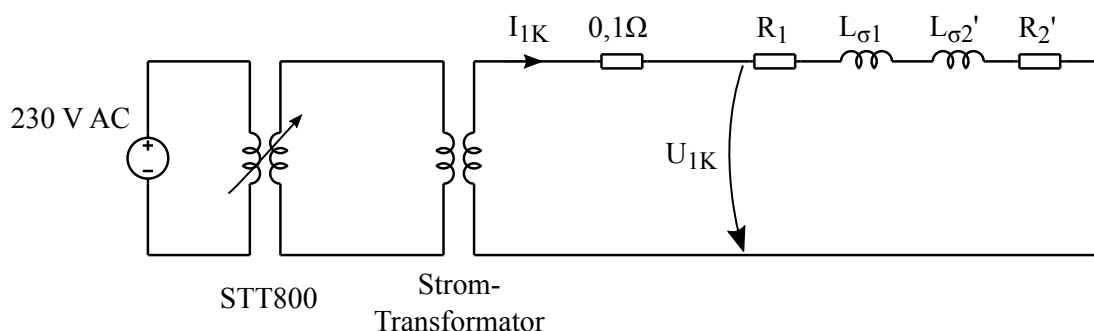


Abbildung 4.4: Kurzschlussversuch mit reduziertem Schaltbild

Nach Einstellen des korrekten Nennstromes am Wandler wurde der Primärstrom mittels Stromzange und die Primärspannung mit dem Tastkopf am Oszilloskop aufgenommen und in *MATLAB*® grafisch aufbereitet. Abbildung 4.5 zeigt den sinusförmigen Verlauf von Strom und Spannung sowie die aufgenommenen Messpunkte. Die gemessenen Effektivwerte ergeben sich zu

$$I_{1K,eff} = 9,9353 \text{ A} \quad (4.1)$$

$$U_{1K,eff} = 0,1595 \text{ V} \quad (4.2)$$

Die Leitungswiderstände wurden vor der Messung mittels Widerstandsmessung zu $R_1 = 11 \text{ m}\Omega$ und $R_2 = 400 \text{ m}\Omega$ bestimmt. Daraus lassen sich die restlichen Parameter unter der Annahme, dass die Streuinduktivitäten gleich groß sind, wie folgt aus den Messdaten berechnen:

$$Z_{ges} = \frac{U_{1K}}{I_{1K}} = 16.1 \text{ m}\Omega \quad (4.3)$$

$$\alpha = \phi_u - \phi_i = 7.26^\circ \quad (4.4)$$

$$R_1 + R'_2 = Z_{ges} \cos \alpha = 0.159 \text{ }\Omega \quad (4.5)$$

$$L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2} = Z_1 \frac{\sin \alpha}{2\pi 50} = 6.4594 \text{ }\mu\text{H} \quad (4.6)$$

$$L_{\sigma 1} = L_{\sigma 2} = 6.3955 \text{ }\mu\text{H} \quad (4.7)$$

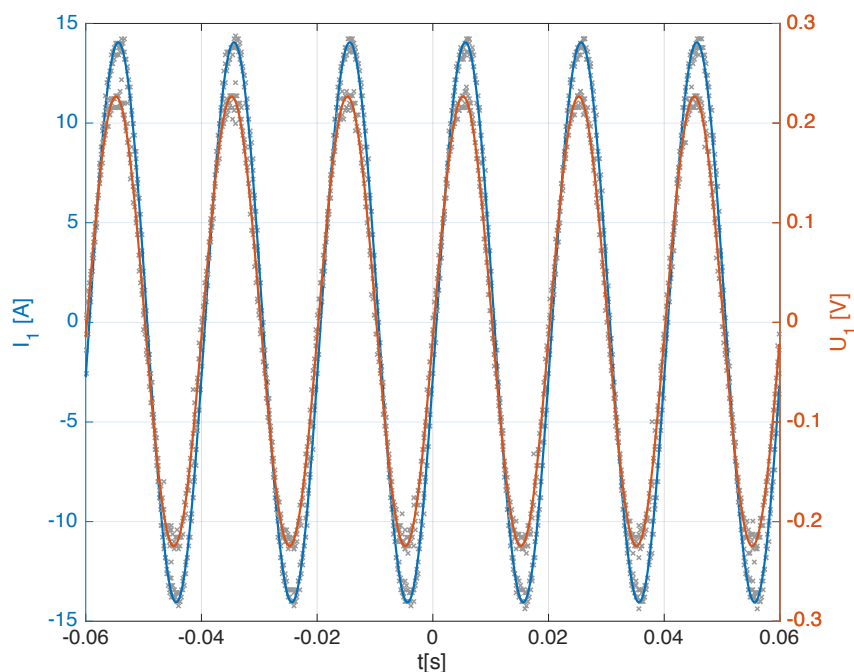


Abbildung 4.5: Verlauf von Primärstrom und Primärspannung im Kurzschlussversuch

Wie bereits in Kapitel 4.2.1 erwähnt und in [PDR01] näher ausgeführt, ist der Streufluss beider Seiten bei unsymmetrischen Aufbauten nicht gleich und insbesondere bei starker Sättigung ist sein Wert außerdem nicht konstant, sondern er wächst bei starker Sättigung. Der Vergleich des Simulationsmodells mit realen Messungen zeigt jedoch, dass die hier getroffene Vereinfachung im Rahmen der Arbeit gerechtfertigt ist. Weiters weicht der berechnete Realteil mit $159 \text{ m}\Omega$ zwar leicht von den gemessenen Wicklungswiderständen (primärseitig betrachtete Summe von $150 \text{ m}\Omega$) ab, dies lässt sich aber durch unterschiedliche Messaufbauten und damit verbundene parasitäre Kabelwiderstände im primären Messzweig erklären und wirkt sich nicht auf die relevanten Simulationseigenschaften aus.

4.2.2 Leerlaufversuch

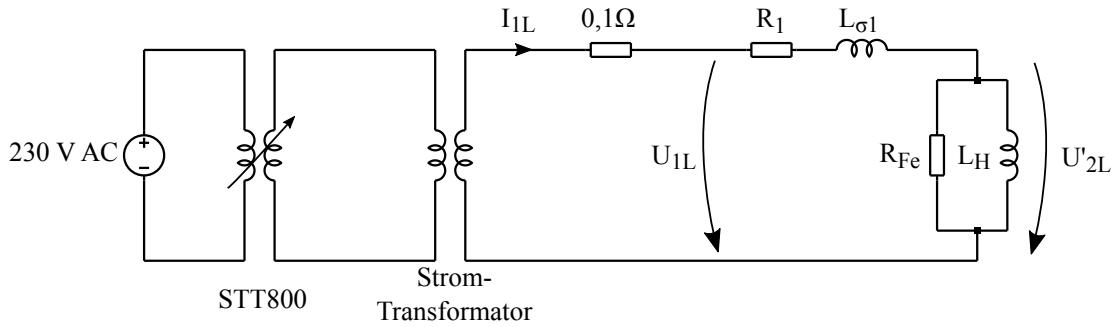


Abbildung 4.6: Leerlaufversuch mit reduziertem Schaltbild

Im nächsten Schritt wurde das Leerlaufverhalten des Stromwandlers untersucht. Der Aufbau erfolgt analog zum Kurzschlussversuch und das reduzierte Schaltbild ist in [Abbildung 4.6](#) ersichtlich. Da der sekundäre Zweig offen ist, liegt die gesamte gemessene Sekundärspannung am Querzweig, bestehend aus Hauptinduktivität und Eisenverlustwiderstand, an. Der Leerlaufversuch soll bei primärer Nennspannung durchgeführt werden. Diese ist bei einem Stromwandler zwar nicht angegeben, über die angegebene sekundärseitige Nennleistung und den Nennstrom lässt sie sich aber zu $U_{1N} = \frac{S_{2N}}{I_{2N}} \frac{1}{n} = 3.33 \text{ mV}$ bestimmen. Da bei dem Versuch 6 Primärwicklungen verwendet werden, erhöht sie sich auf 20 mV . Im folgenden Versuch wurde der Stromtransformator so eingestellt, dass primärseitig ca. 20 mV (Effektivwert) anliegen. Die Messergebnisse sind in [Abbildung 4.7](#) einerseits als aufgenommene Messpunkte und andererseits als eingepasste Sinusgröße dargestellt.

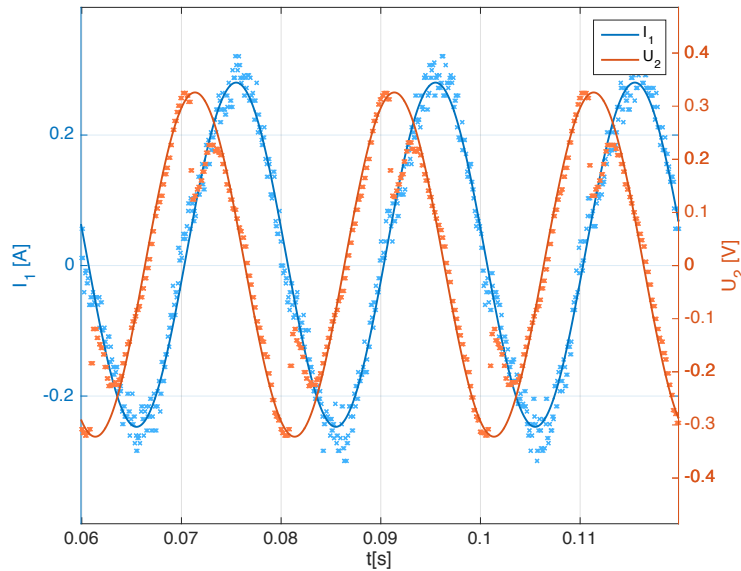


Abbildung 4.7: Leerlaufmessung des SC30 bei primärseitiger Nennspannung: Darstellung der einzelnen aufgenommenen Messpunkte und der eingepassten Sinuskurven.

Bei der Analyse der Messdaten wurden zunächst zwei Auffälligkeiten gefunden. Einerseits weicht die Phasenverschiebung der idealen Sinusverläufe deutlich von 90° ab, was auf einen sehr geringen

linearisierten Eisenverlustwiderstand (Realanteil der Gesamtimpedanz) hindeuten würde. Andererseits zeigt sich bei der aufgenommenen Primärspannung eine starke Abweichung von einem idealen Sinusverlauf. Insbesondere beim Nulldurchgang des Primärstroms bricht die Spannung deutlich ein.

Beide Auffälligkeiten lassen sich durch die Eigenschaften eines Stromwandlers und dem verwendeten Stelltransformator erklären. Da der Kern des Stromwandlers für den Betrieb nahe dem Kurzschluss ausgelegt ist, befindet er sich beim Leerlaufversuch bereits deutlich in Sättigung. Dadurch ist, wie in Kapitel 3 ausführlich erklärt, die Betrachtung des Querzweiges als Kombination aus einer linearen Spule und einem reellen linearen Widerstand nicht mehr zulässig. Die Einbrüche bei dem gemessenen Spannungsverlauf ergeben sich nach näherer Betrachtung durch die Verwendung des Stelltransformators. Dieser besitzt ein sehr spannungsweiches Verhalten (siehe [4]), seine Ausgangsspannung auf der Sekundärseite bricht bei starkem Lastwechsel also deutlich ein.

Im Nulldurchgang des Primärstromes wird das Magnetfeld im Eisenkern ummagnetisiert. Die dadurch entstehende Belastung aufgrund der angeführten Nichtidealitäten führt bei dem spannungsweichen Stelltransformator zum Spannungseinbruch. Um diese Theorie zu stützen wurde der Verlauf des Primärstromes aufgenommen. Gemäß Kapitel 3 ergibt sich der magnetische Fluss aus dem Primärstrom. Die sekundärseitig induzierte Spannung folgt entsprechend des Induktionsgesetzes zu

$$U_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.8)$$

und es zeigt sich somit der proportionale Zusammenhang

$$U_2 \propto \frac{dI_1}{dt}. \quad (4.9)$$

Daher wurde der primärseitige Strom aufgenommen, differenziert und mit der aufgenommenen Spannung (beide normiert) verglichen. Abbildung zeigt das Ergebnis und bestätigt somit die getroffene Annahme. Die im Leerlauf gemessenen Werte zeigten ein deutlich zu erkennendes Sättigungsverhalten sowie die Beeinflussung der Messungen durch den Stelltransformator. Dies führt zu dem Schluss, dass eine nichtlineare Berücksichtigung der Verluste durch die Bestimmung der Hysteresekurve nötig ist.

4.2.3 Aufnahme der Hysterese

Um das nichtlineare Verhalten des Stromwandlers vollständig charakterisieren zu können, wurde die Hysterese des Kernmaterials aufgenommen. Die entsprechende Schaltung ist in Abbildung 4.9 ersichtlich. Die magnetische Feldstärke lässt sich über den Messwiderstand zu

$$H = \frac{N_1 U_{R_{mes}}}{R_{mes} l_{Fe}} \quad (4.10)$$

berechnen. Die Flussdichte folgt entsprechend der in Kapitel 3 genannten Zusammenhänge über eine Spannungsmessung an der aus $R_{int} = 200 \text{ k}\Omega$ und $C_{int} = 1 \text{ }\mu\text{F}$ bestehenden Integratorschaltung zu

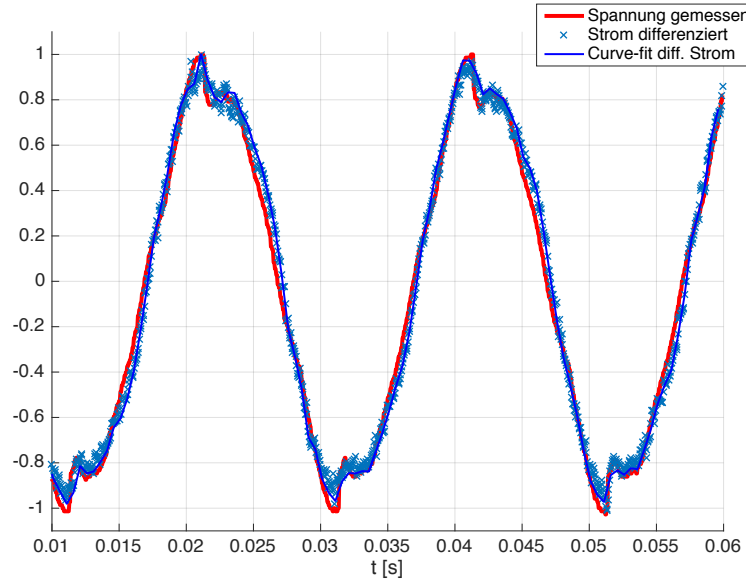


Abbildung 4.8: Vergleich des differenzierten Primärstroms (Messpunkte sowie eingepasste Kurve) und der aufgenommenen Sekundärspannung (normierte Werte)

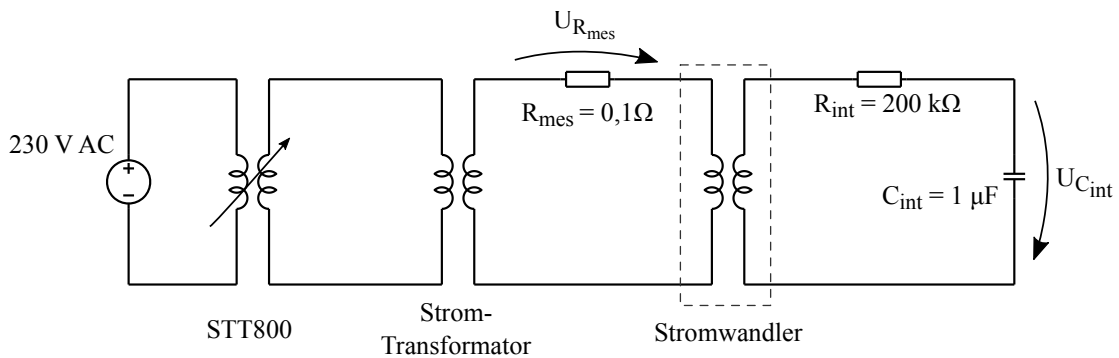


Abbildung 4.9: Schaltungsaufbau zur Bestimmung der Hysterese

$$B = \frac{U_{C_{\text{int}}}}{A_{Fe} N_2 \frac{1}{R_{\text{int}} C_{\text{int}}}} \quad (4.11)$$

Für die Gültigkeit dieser Formel wird vorausgesetzt, dass der sekundäre Strom allein durch den hohen Widerstand bestimmt wird. Dies kann angenommen werden, solange der Widerstand deutlich größer als die Impedanz des Kondensators ist. Es muss

$$R \gg \frac{1}{\omega C} \quad (4.12)$$

gelten, was in der vorliegenden Schaltung ausreichend erfüllt ist.

Abbildung 4.10 zeigt das Ergebnis. Es lässt sich deutlich eine Hysteresekurve entsprechend der in Kapitel 3.4.2.2 erklärtem Form erkennen. Die äußere Hüllkurve entspricht der Hysterese des verbauten Kernmaterials. Die Sättigungsflussdichte im Bereich von 1,5 bis 1,7 T und eine niedrige

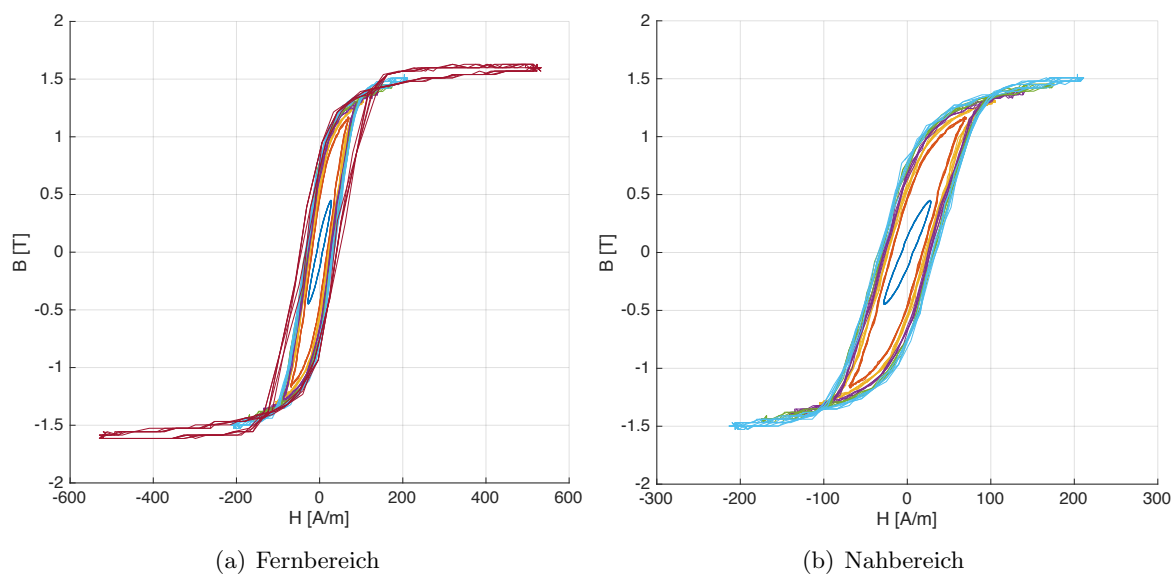


Abbildung 4.10: Aufgenommene Hysteresekurve für verschiedene Primärströme

Koerzitivfeldstärke entsprechen einem weichmagnetischen Material, wie es in üblichen Stromwandlern eingesetzt wird. Beispielhafte Daten eines Kernmaterials für Stromwandler finden sich etwa in [23] oder [20]. Abbildung 4.11 zeigt eine grobe magnetische Einordnung verschiedener Materialien und bestätigt die Vermutung, dass der Kern des Stromwandlers aus weichmagnetischem Elektroblech bzw. einem für Transformatorkerne üblichem Legierungsmaterial besteht. Da das verbaute Kernmaterial nicht im Datenblatt gelistet oder auf Anfrage vom Hersteller bekannt gegeben wurde, konnte die aufgenommene Hysteresis nicht in ihre einzelnen Verlustkomponenten entsprechend Kapitel 3.4.1.2 aufgeteilt werden. Da die betrachtete Frequenz aber konstant ist, kann auch die Form der Hysteresis als konstant angenommen werden. Aus der Messung und den Herstellerangaben zur Kerngeometrie lassen sich folgende Werte für die Hysteresis bestimmen:

$$V_{Fe} = 1.1 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3 \quad (4.13)$$

$$l_{Fe} = 0,13 \text{ m} \quad (4.14)$$

$$A_{Fe} = 90 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (4.15)$$

$$B_s = 1,7 \text{ T} \quad (4.16)$$

$$B_r = 1 \text{ T} \quad (4.17)$$

$$H_c = 25 \text{ A/m} \quad (4.18)$$

Vergleicht man die aufgenommene Kurve mit Datenblättern der für Stromwandler üblichen Kernmaterialien (etwa [23]), so zeigt sich ein etwas breiterer Verlauf der Hysteresekurve als angenommen. So ist der Zusammenlauf im Bereich der Sättigung etwas nach außen gezerrt. Dies lässt sich durch den teilbaren Kern und den dadurch entstehenden Luftspalt erklären. Zwar ist dieser durch das Zusammenpressen der Kerne sehr gering, in der Simulation zeigt sich aber bereits bei der Berücksichtigung weniger μm eine deutliche Verformung der Kurve. Daher wird im nächsten Kapitel bei der Verifikation des Simulationsmodells dieser Parameter empirisch ermittelt und mit berücksichtigt.

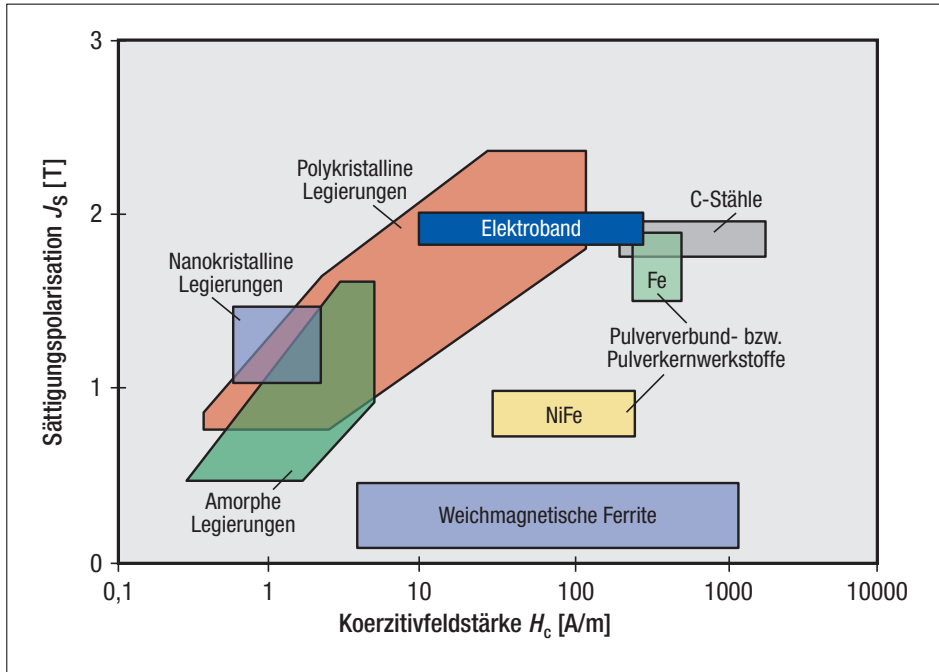


Abbildung 4.11: Klassifizierung weichmagnetischer Stoffe [20]

4.3 *LTSpice*[®] Modell und dessen Verifikation

In diesem Kapitel soll zunächst das resultierende Simulationsmodell des Stromwandlers dargestellt werden. Die Erkenntnisse aus Kapitel 3 und den hier angeführten Messungen werden dazu in einem nichtlinearen Ersatzschaltbild in *LTSpice*[®] vereint. Anschließend soll die Korrektheit dieses Modells verifiziert werden. Dazu wurden die bereits durchgeführten Messungen sowie zusätzliche Messungen am realen Stromwandler aufgenommen und mit dem Simulationsmodell verglichen.

4.3.1 *LTSpice*[®] Modell

Die mathematische Betrachtung der nichtlinearen Hysterese und der einzelnen Verlustkomponenten erfolgte bereits in Kapitel 3. Um die gemessenen Werte in ein Simulationsmodell integrieren zu können, muss der Durchlauf der Hystereseschleife mathematisch formuliert werden. Für die genaue Vorgehensweise und die unterschiedlichen mathematischen Modelle sei etwa auf [Ber98], [CVG⁺91] oder [GM05] verwiesen.

Das in [CVG⁺91] beschriebene *Chan Modell* dient der in *LTSpice*[®] integrierten nichtlinearen Induktivität als Vorlage und wird daher bei dieser Arbeit verwendet. Das Verhalten der Induktivität wird durch die in 4.13 bis 4.18 genannten Parameter sowie der sekundären Wicklungszahl (60) und dem empirisch zu ermittelnden Luftspalt L_g bestimmt. Das resultierende Simulationsmodell des Stromwandlers ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Die Streuparameter und Leitungswiderstände werden gemäß des Kurzschlussversuches eingesetzt. Da in *LTSpice*[®] nichtlinearen Induktivitäten nicht mit anderen Induktivitäten gekoppelt werden können, muss das ideale Übersetzungsverhältnis zunächst mit zwei idealen Induktivitäten realisiert werden. Deren Induktivität wird entsprechend des Wicklungsverhältnisses 6:60 (= 1:10) des Versuchsaufbaus

gewählt und sollte dabei möglichst groß sein, damit ein ideales Übersetzen von Strom und Spannung garantiert werden kann. Da die Induktivität proportional zum Quadrat der Wicklungszahl ist, werden die in der Abbildung erkenntlichen Werte gewählt. Parallel zu der idealen Übersetzung wurde eine Induktivität gemäß des *Chan Modell* integriert und die ermittelten Parameter der Hysterese eingesetzt. Der hier verwendete Wert für de Luftspalt wird im nächsten Kapitel verifiziert und befindet sich im vorstellbaren Rahmen bei der Betrachtung der Bauweise des geteilten Kerns.

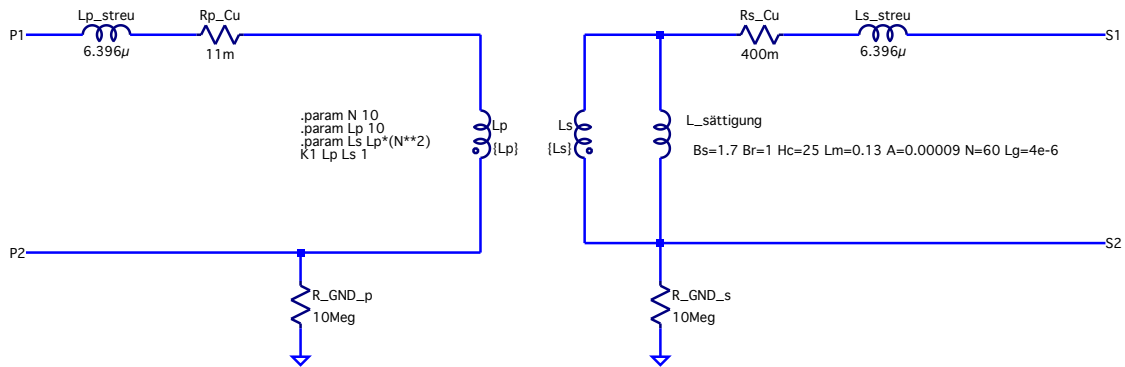


Abbildung 4.12: Simulationsmodell des Stromwandlers in *LTSpice*®

4.3.2 Verifikation

Bevor dieses Modell als Ausgang für die gewünschte Harvesting-Schaltungen verwendet werden kann, muss dessen Korrektheit bewiesen werden. Dazu wurde zunächst die Aufnahme der Hysterese simuliert und mit den gemessenen Kurven verglichen. Anschließend wurden der Leerlaufversuch sowie Belastungen des Stromwandlers mit unterschiedlichen Bürden und unterschiedlichem Primärstrom aufgenommen und verglichen.

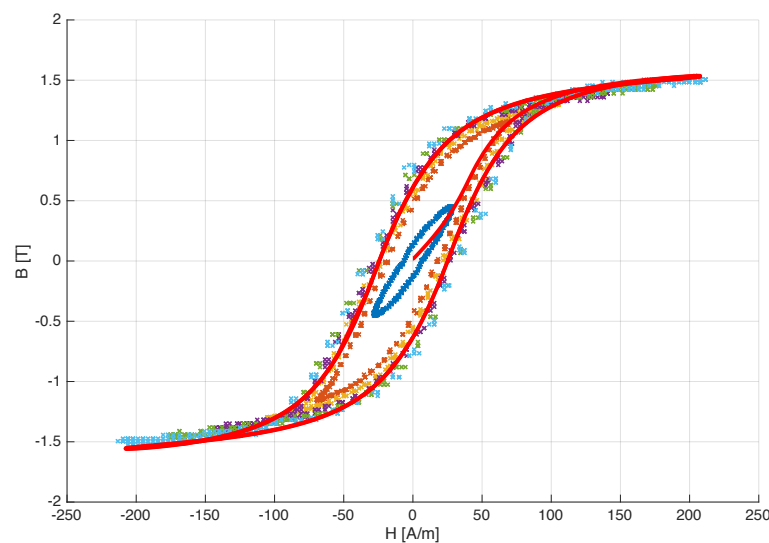


Abbildung 4.13: Vergleich der aufgenommenen Hysteresekurven (Punktdaten) mit der Hysteresekurve der Simulationsschaltung (rote Linie) mit einem Luftspalt von $3.5 \mu\text{m}$

Abbildung 4.13 zeigt den Vergleich der aufgenommenen und der simulierten Hysterese. Dabei wurde empirisch ein Wert zwischen 3 und 4 μm für den Luftspalt gefunden, der eine lineare Annäherung der Kontaktflächen beider Kernhälften repräsentiert. Dadurch ergibt sich ein Hystereseverlauf, der mit dem gemessenen ausreichend genau übereinstimmt. Eine erste wichtige Erkenntnis dieser Analyse ist daher, dass der Luftspalt des teilbaren Kerns durch Öffnen und erneutes Schließen leicht variieren kann. Somit verändern sich auch die magnetischen Eigenschaften zu einem sehr geringen aber messbaren Teil. Insbesondere auf Verschmutzung der Oberfläche ist zu achten. Um die Auswirkung des Luftspalts zu verdeutlichen zeigt Abbildung 4.14 die simulierte BH Kennlinie für verschiedene zu kleine und zu große Luftspalte. Wie in dem Simulationsmodell in Abbildung 4.12 ersichtlich, wird für die folgenden Simulationen der verschiedenen Schaltungsentwürfe ein Luftspalt von $L_g = 4 \mu\text{m}$ angenommen. Er ist etwas größer als der ideal ermittelte Abstand von 3.5 μm und berücksichtigt somit auch geringfügige Verschlechterungen der Kontaktflächen.

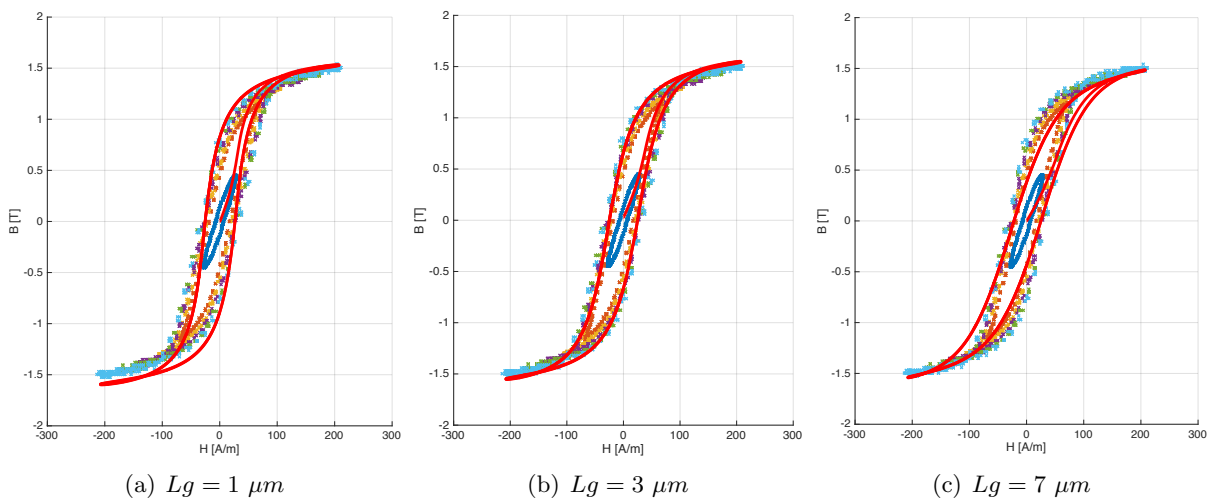


Abbildung 4.14: Vergleich mehrerer verschiedener Luftspalte

In Abbildung 4.15 ist der Vergleich zwischen mehreren realen und simulierten Leerlaufversuchen sichtbar. Da der Primärstrom nicht sinusförmig war (wie in Kapitel 3.4.1.2 gezeigt), wurden für die Simulation zunächst die wahren Stromverläufe mittels Oszilloskop eingelesen, am Computer mit einem Tiefpassfilter gefiltert und anschließend in die Simulation eingespeist. Die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters wurde dabei an den jeweiligen Versuch angepasst. Dadurch konnten auch die gemessenen Spannungseinbrüche nachgebildet werden.

Zuletzt zeigt Abbildung 4.16 noch die Simulation mehrerer unterschiedlicher Lastfälle. Der Versuchsaufbau gleicht dem in Abbildung 4.3 gezeigten Leerlaufaufbau, wobei sowohl der Leerlauf bei höherem Primärstrom als auch die Belastung mit zwei realen Widerständen (1 Ω und 4,7 Ω) getestet wurde. Lediglich im Leerlaufversuch zeigt sich eine leichte Überhöhung der simulierten sekundären Spannung. Die entstehenden Ungenauigkeiten lassen sich etwa durch geringfügige Fehler der simulierten Hystereseurve oder durch den zuvor beschriebenen Einfluss des Luftspalts erklären. Bereits eine Erhöhung der Luftspatlänge um 0.5 μm führt zu einer wesentlich besseren Übereinstimmung der Simulation mit der realen Messung. Dies zeigt erneut die Bedeutung des Luftspalts im hohen Sättigungsbereich auf. Da der Leerlauf des Stromwandlers jedoch bei allen Schaltungsentwürfen vermieden werden soll (um keine kritischen Spannungswerte zu erreichen), wirkt sich dieser geringe Fehler nicht auf die folgenden Schaltungsentwürfe aus.

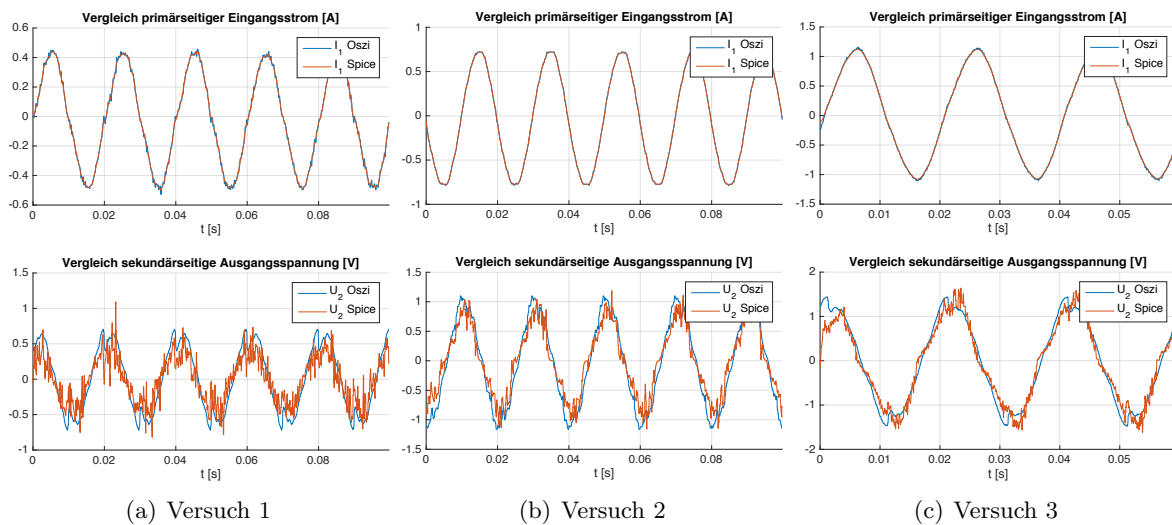


Abbildung 4.15: Vergleich dreier aufgenommen Leerlaufversuche mit dem Simulationmodell

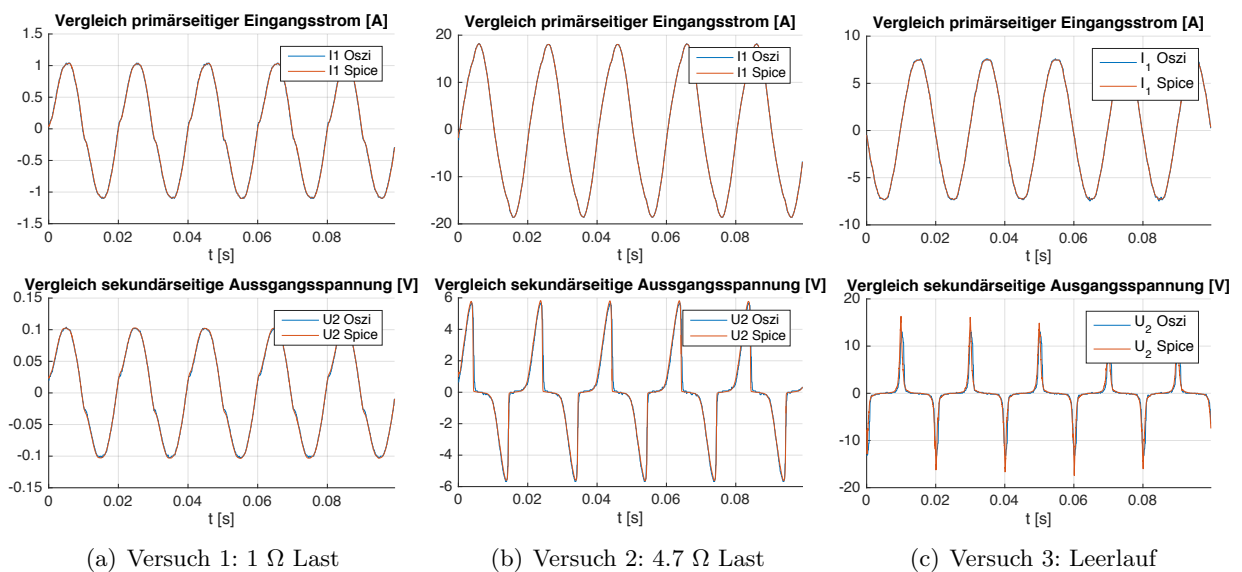


Abbildung 4.16: Vergleich mehrerer aufgenommen Lastfälle mit dem Simulationmodell

Die gezeigten Vergleiche bestätigen die Korrektheit und ausreichende Genauigkeit der erstellten Simulation. Gleichzeitig wurde aufgezeigt, dass die Kontaktflächen der teilbaren Kernhälften einen nicht vernachlässigbaren Einfluss auf die Hysteresekurve von Stromwandler. Dies gilt es bei der Simulation zu berücksichtigen und außerdem bei der realen Integration solcher Systeme zu beachten. Abschließend kann daher festgehalten werden, dass das gezeigte Simulationsmodell für die folgenden Analysen verschiedener Harvesting-Schaltungen mit ausreichender Genauigkeit verwendet werden kann. Dies soll anhand eines einfachen Schaltungsaufbaus noch verifiziert werden, wobei sich hier noch die Einstellung parasitärer Effekte im Modell als vorteilhaft erweisen wird.

4.3.3 Modellverifikation mit parasitären Elementen

Zuletzt soll hier noch der Vergleich eines simulierten Einweggleichrichters mit einem realen Vergleichsaufbau die ausreichende Korrektheit und auch Schnelligkeit der Simulation bestätigen. Bisher wurde zwar das reale Modell des Stromwandlers besprochen und dessen Plausibilität gezeigt, dabei wurde jedoch noch nicht auf die Schnelligkeit (Recheneffizienz) des Simulationsmodells und mögliche parasitäre Effekte eingegangen.

Zuerst muss festgehalten werden, dass sämtliche elektrische Bauteile parasitäre Effekte aufweisen. So besitzen etwa Kondensatoren einen endlichen niedrigohmigen Serienwiderstand und einen Leckstrom, der durch einen hochohmigen Parallelwiderstand simuliert werden kann. Für eine detaillierte Definition der Ersatzschaltbilder diverser Bauelemente sei etwa auf [Ber12] verwiesen. *LTSpice*[®] verfügt über einen großen Katalog an realen Bauteilen und so lassen sich etwa Transistoren, Dioden, Spulen, Kondensatoren oder komplexere integrierte Schaltungsbauteile annähernd real simulieren. Neben den Auswirkungen auf die Genauigkeit des Modells haben diese parasitären Elemente auch eine Auswirkung auf die Simulationsgeschwindigkeit. So kann diese bei Wahl der richtigen Größen erheblich steigen oder bei falscher Wahl auch drastisch sinken. Herausgehoben seien hier insbesondere Dämpfungsfaktoren wie parallele und serielle Widerstände oder kleinere Stützkondensatoren, deren Implementierung im Modell das Auftreten von Schwingkreisen vermeiden kann. Die Kombination von Komponenten wie Widerständen, Spulen und Kondensatoren führt in der Leistungselektronik zu Schwingkreisen (siehe etwa [Ert10]) die bei der Verwendung von idealen Komponenten oft zu ungedämpften Schwingungen führen, welche die Simulationsgeschwindigkeit stark verlangsamen oder sogar die Simulation abbrechen können.

Um dies zu vermeiden wurden in dem verwendeten *LTSpice*[®] Modell zu allen Spulen serielle Widerstände und zu den Übersetzungsspulen (L_p und L_s) und der nichtlinearen Induktivität ($L_{\text{sättigung}}$) auch parallele Widerstände eingefügt. Zunächst wurde als Serienwiderstand $10\text{ n}\Omega$ und als Parallelwiderstand $100\text{ k}\Omega$ gewählt. Außerdem sind die hochohmigen Massewiderstände auf beiden Seiten des Modells nötig, da *LTSpice*[®] zur Anfangspunktberechnung eine Masseverbindung für jeden Schaltkreis benötigt.

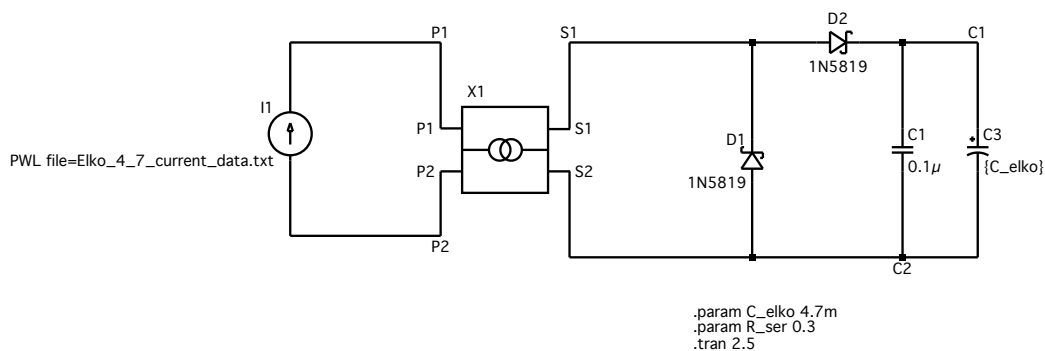


Abbildung 4.17: Einweggleichrichter zur Verifikation

Abbildung 4.17 zeigt den Aufbau des Einweggleichrichters mit angeschlossenem Speicherkondensator. Das gezeigte nichtlineare Modell des Stromwandlers ist dabei in ein eigenes Bauteil integriert, welches mit dem gängigen Symbol eines Transformators versehen ist. Abbildung 4.18 zeigt den Vergleich des simulierten und real gemessenen Ergebnisses. Auch hier zeigt sich wieder eine grundsätzliche Übereinstimmung der Signalverläufe und ein relativer Fehler im Bereich weniger

Prozent. Dies ist angesichts der zahlreichen Variablen (Luftspalt sowie auch ein möglicher geringer Unterschied der simulierten sowie realen Parameter der Bauteile) ausreichend genau für die weiteren Analysen. Auch die Simulationsdauer ist auf einem gängigen PC ausreichend schnell für die weiteren Schaltungssimulationen und wird hauptsächlich durch die Komplexität der folgenden Harvesting-Schaltung und nicht durch das Modell des Stromwandlers begrenzt.

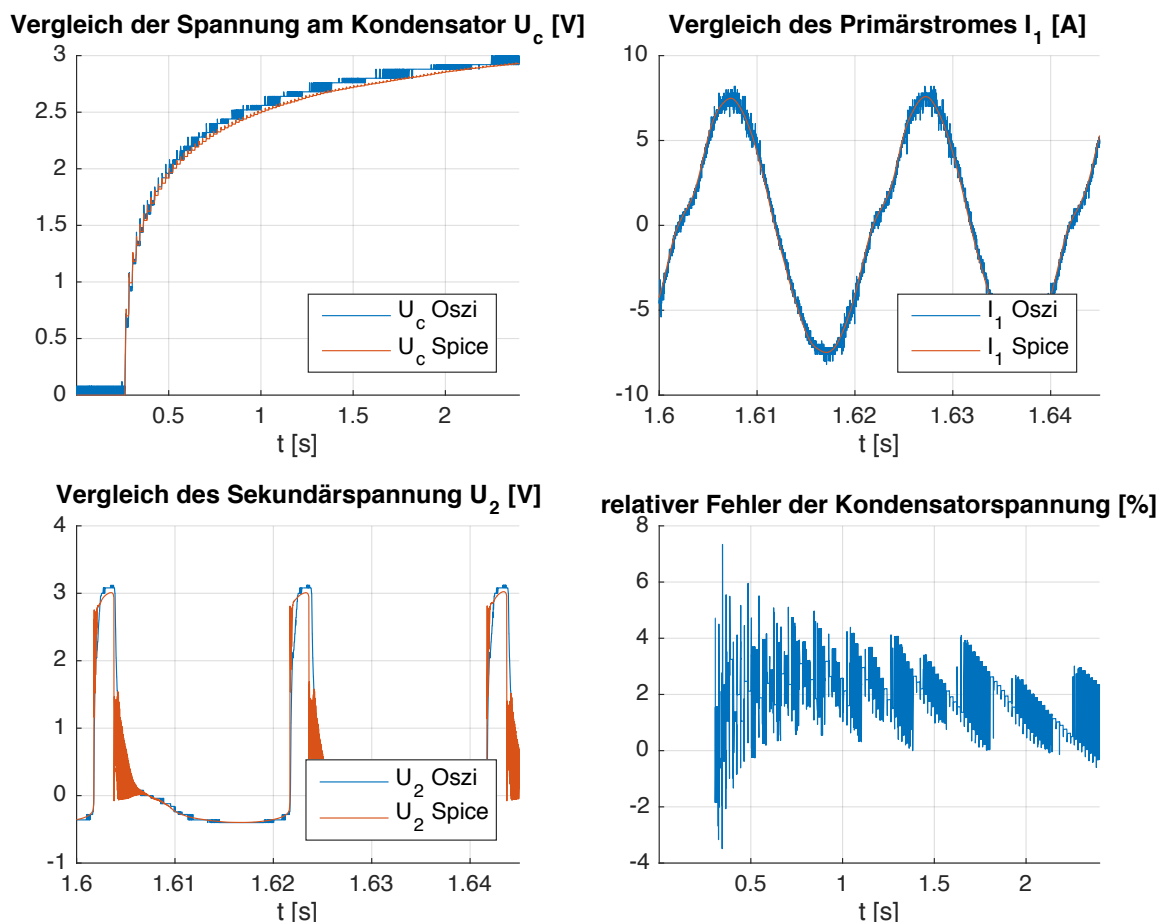
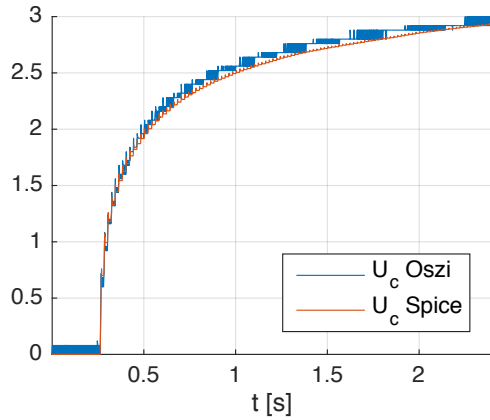


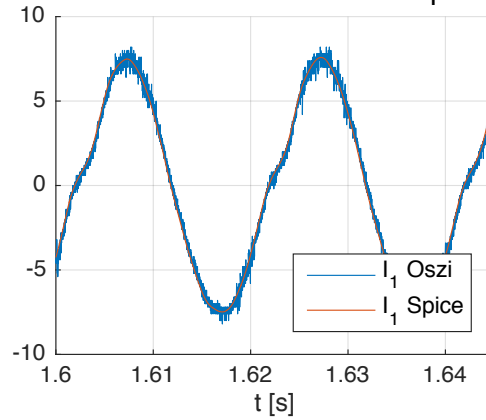
Abbildung 4.18: Einweggleichrichter: Ergebnis mit $100\text{ k}\Omega$

Weniger zufriedenstellen ist allerdings das starke Schwingen der sekundären Spannung U_2 , welches sich beim realen Aufbau nicht zeigt. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass zu diesem Zeitpunkt eine Diode sperrt und es dadurch zu einer Unstetigkeit im Stromverlauf kommt, welche sich stark auf die Induktivitäten auswirkt und zu den Schwingungen führt. Als Abhilfe wurden daher die parallelen Widerstände von L_p und L_s auf $5\text{ k}\Omega$ reduziert. Diese deutliche Reduktion verfälscht das Endergebnis nicht merklich, führt jedoch zu einer Reduktion der Schwingungen und einer Beschleunigung der Simulation. Abbildung 4.19 zeigt das neue Ergebnis mit $5\text{ k}\Omega$.

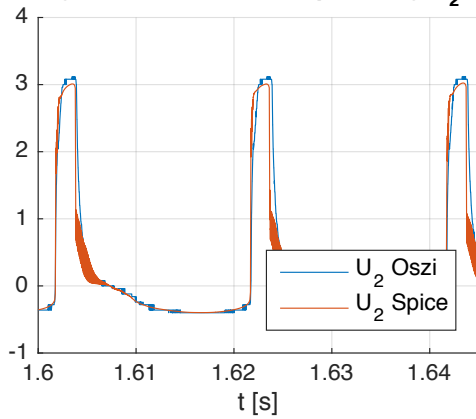
Vergleich der Spannung am Kondensator U_c [V]



Vergleich des Primärstromes I_1 [A]



Vergleich des Sekundärspannung U_2 [V]



relativer Fehler der Kondensatorspannung [%]

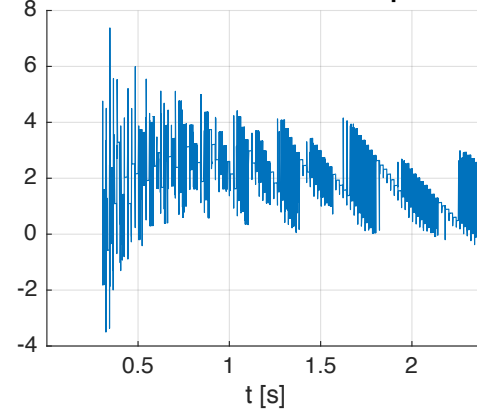


Abbildung 4.19: Einweggleichrichter: Ergebnis mit $5\text{ k}\Omega$

5 Anforderungen an den Schaltungsentwurf

Nachdem in den vorherigen Kapiteln die theoretischen Grundlagen und ein Simulationsmodell des Stromwandlers hergeleitet wurden, soll in diesem Kapitel nun auf die Anforderungen des Sensors an die geplante Harvesting- und Messschaltung eingegangen werden. Dazu muss zunächst der geplante Betrieb skizziert und daraus der benötigte Energiebedarf des Sensors abgeschätzt werden. Wie sich zeigen wird, ist die Verwendung eines sogenannten Superkondensators als Energiespeicher zielführend, und daher sollen auch die elektrischen Eigenschaften dieser speziellen Kondensatoren beschrieben werden. Bevor im nächsten Kapitel dann konkret auf die verschiedenen Schaltungsentwürfe eingegangen wird, soll hier außerdem die verwendete Software zur Simulation und zur Analyse der Daten angeführt und die verwendeten Parameter und Algorithmen erklärt werden.

5.1 Anforderungen des Sensorsystems an die Energiegewinnung

Wie bereits in der Einleitung erklärt, ist das Ziel des kabellosen Monitoring-Systems die Entwicklung eines autarken Funksensors. Dieser soll einen Stromwandler neben seinem Zweck als nicht invasives Messgerät auch zum Energiegewinnen nützt und somit ohne verbaute Batterie autark arbeiten können. Das Ziel ist also eine effiziente Energiegewinnung über einen möglichst großen Primärstrombereich mit ausreichend großem Energiespeicher zur Aufrechterhaltung der nötigen Mess- und Sendephase. Daher soll zunächst der Energiebedarf des Sensors und die gewünschte Funktionsweise diskutiert und als Ausgang für die grundlegenden Anforderungen an das Harvesting-System verwendet werden. Wie sich zeigen wird, eignet sich für die Energiespeicherung ein großer Kondensator („Super-Cap“ oder „Ultrakondensator“), und daher soll auch auf dessen spezielle Eigenschaften eingegangen werden.

5.1.1 Energiebedarf des Mikrocontrollers und Funkmoduls

Für den gewünschten Sensor muss ein Mikrocontroller verwendet werden, welcher einerseits möglichst wenig Leistung verbraucht und andererseits ausreichend Rechenleistung zur Auswertung der Messdaten der Harvesting-Schaltung besitzt. Mögliche „Low Power Microcontroller“, etwa von der Firma *Texas Instruments*, weisen einen durchschnittlichen Stromverbrauch von 100 bis 200 $\mu A/MHz$ auf. Auch bei der Verwendung sehr rechenstarker „Low Power Microcontroller“ kann daher im schlimmsten Fall von einem Energiebedarf unterhalb von 5 mA ausgegangen werden.

Modul	Senden	Empfangen	Ruhemodus	Versorgungsspannung	Leistungsverbrauch
RCS-S09U Universal ISM Band FSK Transceiver Module	15 - 26 mA	11 - 15 mA	0.3 μA	2.2 - 3.8 V	33 - 78 mW
G-Link 2.4 GHz Wireless Accelerometer Node	25 mA	25 mA	0.5 mA	3.7 V	92.5 mW
IMOTE2 (Crossbow)	33 mA	33 mA	390 μA	3.2 - 4.5 V	127.05 mW
XBEE Zigbee/802.15. 4 Modules	50 mA	50 mA	10 μA	2.8 - 3.4 V	155 mW
DataBridge wireless I/O modules	37 - 120 mA	37 -120 mA	< 100 μA	2.7 - 3.6 V	116.55 - 378 mW
Apex and Apex LT Modules	170 mA	37 mA	5 μA	2.1 - 3.6 V	105.45 - 484.5 mW
Lt Series Transceiver Module	12 - 14 mA	12 - 14 mA	11.5 - 20 μA	2.1 - 3.6 V	34.2 - 39.9 mW
Si4420 Universal ISM Band FSK Transceiver	13 - 26 mA	11 - 15 mA	0.3 μA	2.2 - 5.4 V	41.8 - 98.8 mW

Tabelle 5.1: Vergleich verschiedener Funkmodule aus [Sor12]

Da das verwendete Funkmodul zum Zeitpunkt dieser Arbeit noch nicht definiert und getestet wurde, soll zur maximalen Energieabschätzung die Verwendung von gängigen Modulen angenommen werden. Tabelle 5.1 aus [Sor12] gibt einen kurzen Überblick über verschiedene Funkmodule. So eignet sich etwa der Funkstandard *IEEE 802.15.4TM* [10], auf dem unter anderem auch das bekannte Funkprotokoll *ZigBee[®]* aufbaut, zum Einsatz in diesem Projekt. Abbildung 5.1 zeigt den Stromverlauf eines ZigBee Sensors¹, der in der Test-Netzstation dieses Projektes bereits erfolgreich zur Kommunikation genutzt wurde. Der Strombedarf wurde dabei an einem 2.2 Ω Widerstand gemessen und beläuft sich demnach auf max. 45 mA während einer Sende- und Empfangsphase. Die Dauer des Sendevorganges beträgt inklusive Sleep- und Wakeup-Phase ca. 18 ms.

Es kann einerseits davon ausgegangen werden, dass für das vorliegende Projekt mehrere Sende- und Empfangsvorgänge pro Sekunde nötig sind, andererseits wird zur effizienten Kommunikation und Verarbeitung der Messdaten eine aktive Phase im Bereich von mehreren Sekunden bis hin zu einer Minute gewünscht. Unter der Annahme eines aktiven Sendemoduls während ca. 15 bis 20% der aktiven Phase des Sensors kann bei den vorliegenden Werten der durchschnittliche Strombedarf auf etwa 10 mA festgelegt werden. Diese Abschätzung und eine Betriebsspannung von 3.3 V dienen als Ausgang für die weiteren Schaltungsdimensionierungen.

Bei einer gewünschten aktiven Betriebsphase von bis zu einer Minute und einem Stromverbrauch von 10 mA bedeutet dies eine gesamt benötigte elektrische Ladung ΔQ von bis zu 600 mAs. Wird

¹XBee Sensor der Firma DIGI[®]

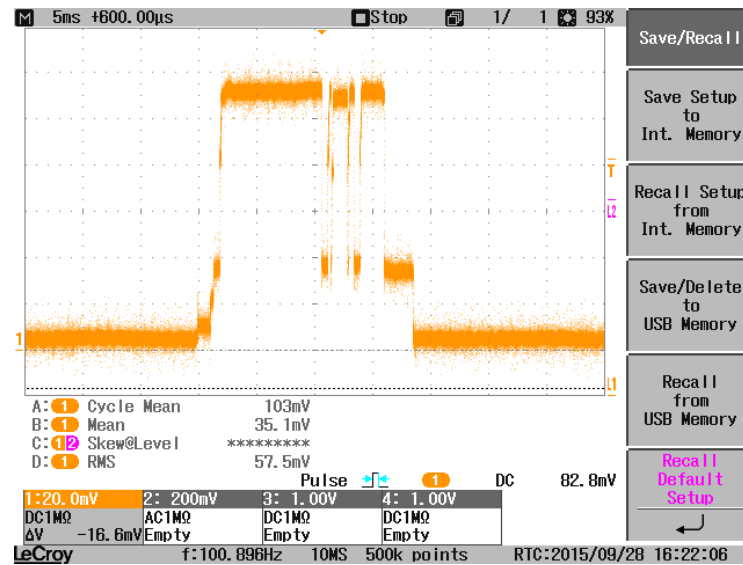


Abbildung 5.1: Typischer Strombedarf während des Sendevorgangs eines ZigBee[®] Sensors

die benötigte Ladung in einem Kondensator gespeichert so gilt

$$\Delta Q = C \Delta U. \quad (5.1)$$

Die Dauer der aktiven Phase ist also abhängig von Kapazität C und Spannungsabfall ΔU am Kondensator während dieser. Die Zielspannung des Kondensators sollte dabei so gering wie möglich gehalten werden, um auch bei möglichst geringem Primärstrom und damit verbundener geringer verfügbarer Leistung einen aktiven Betrieb garantieren zu können. Geht man zunächst von einem maximal möglichen Spannungsabfall ΔU im Bereich von 1 V aus, so wird deutlich, dass ein Kondensator im Bereich von 0.5 bis 1 F als Energiespeicher benötigt wird. Kompakte Kondensatoren mit solch einer großen Kapazität werden auch als „Super-Cap“ bezeichnet und weisen spezielle Eigenschaften auf, die im nächsten Kapitel näher behandelt werden sollen.

5.1.2 Superkondensatoren und deren spezielle Ansprüche

Die Verwendung von sogenannten Superkondensatoren („Super-Caps“) bietet für den Einsatz in energieautarken Low Power Systemen eine Reihe von Vorteilen. Sie werden daher häufig in Harvesting-Systemen (z.B. [MLD12], [PBB13]) eingesetzt, deren primäre Energiequelle gering ist oder regelmäßig ausfallen kann, bei denen aber dennoch ein stabiler Betrieb der dahinter liegenden Schaltung für einen ausreichend langen Zeitraum (je nach Einsatzgebiet mehrere Sekunden bis hin zu Stunden oder Tagen) nötig ist.

Grundsätzlich versteht man unter Superkondensatoren elektrochemische Kondensatoren, die auf den gleichen physikalischen Gesetzen wie normale Kondensatoren beruhen, aufgrund ihrer Bauweise jedoch deutlich höhere Kapazitäten erreichen. Im Vergleich zu Akkumulatoren besitzen sie zwar eine deutlich geringere Energiedichte, dafür jedoch eine höhere Leistungsdichte, schnellere Lade- und Entladezyklen sowie eine längere Lebensdauer und mehr Ladezyklen. Ihr Profil im Vergleich zu normalen Kondensatoren und Akkumulatoren ist in Abbildung 5.2 verdeutlicht. Somit

eignen sich Superkondensatoren ideal für den Einsatz in Harvesting-Schaltungen, die durch eine Vielzahl an Ladezyklen, einen eher geringen Energiebedarf und eine lange erwünschte Lebensdauer ohne Tausch von Batterien oder Akkumulatoren gekennzeichnet sind. Dies trifft auch auf das vorliegende Projekt zu und daher ist die Wahl eines Superkondensators der eines Akkumulators oder normalen Kondensators klar vorzuziehen. [HE06]

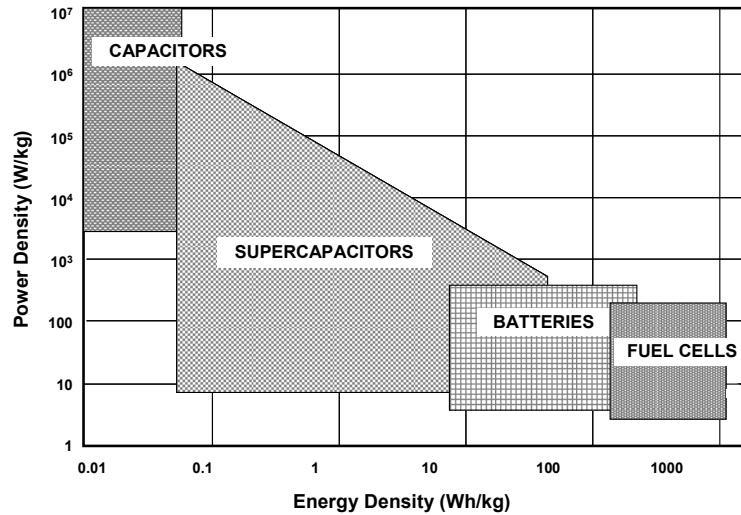


Abbildung 5.2: Einordnung des Arbeitsgebietes eines Superkondensators [HE06]

Das elektrische Verhalten eines Superkondensators lässt sich durch eine Reihenschaltung mehrerer RC-Glieder annähern. Diese spiegeln die interne porenartige Struktur des Superkondensators wider (siehe für genau Details etwa [HE06]). Abbildung 5.3 zeigt das daraus resultierende Ersatzschaltbild inklusive einer parasitären Serieninduktivität (L_s) und einem parallelen Widerstand (R_p), welcher den Leckstrom repräsentiert. Aus dieser Abbildung ist auch bereits der größte Nachteil des Superkondensators gegenüber konventionellen Kondensatoren erkennbar. Die Aneinanderreihung der vielen Serienwiderstände führt zu einem großen Gesamt-Serienwiderstand, welcher außerdem zeitabhängig ist. Der im Vergleich zu normalen Kondensatoren höhere Serienwiderstand begrenzt somit die maximal abgebbare Leistung. Abbildung 5.4 verdeutlicht das Verhalten eines Superkondensators, welcher zunächst aufgeladen und anschließend mit einem konstanten Strom entladen wird. [HE06] [5]

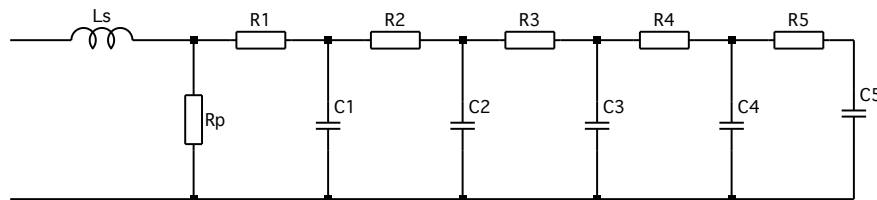


Abbildung 5.3: Ersatzschaltbild eines Superkondensators mit 5 symbolischen RC-Reihengliedern

Dieser Gesamt-Serienwiderstand des Superkondensators bei einem Entladevorgang mit Gleichstrom wird in den Datenblättern meist als ESR_{DC} bezeichnet, da er den Serienwiderstand des Kondensators bei Betrieb mit Gleichstrom repräsentiert. Im Unterschied dazu wird mit der gängigen Bezeichnung ESR der Serien-Wechselstromwiderstand eines Kondensators bei definierter

Frequenz beschrieben. Die Bestimmung des ESR_{DC} ist in der Norm *IEC 62391-1* [9] geregelt. Er ermöglicht eine vereinfachte Darstellung des Superkondensators im Gleichstrombetrieb als idealer Kondensator mit dem Serienwiderstand ESR_{DC} . Ein zusätzlicher hochohmiger Widerstand parallel zu dem idealen Kondensator erlaubt außerdem das lineare Einbeziehen des vorhandenen Leckstromes.

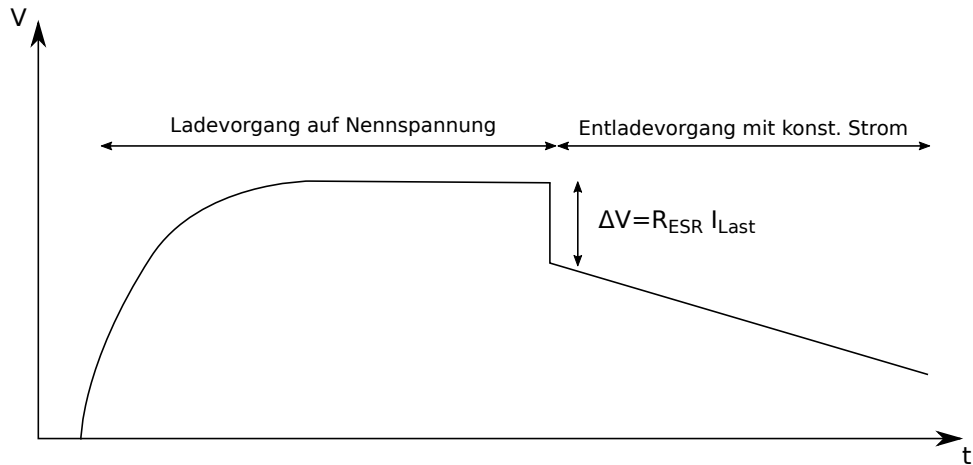


Abbildung 5.4: Veranschaulichung des ESR_{DC} eines Superkondensators

Insbesondere bei einer niederohmigen Belastung des Kondensators, also bei einem starken Anstieg des Leistungsbedarfs des Sensors, muss dieser Serienwiderstand berücksichtigt werden. So bewirkt etwa die Aktivierung des Sendemoduls im Regelfall einen starken Stromanstieg, welcher aufgrund des ESR_{DC} zu einem Spannungseinbruch am Superkondensator führt. Dies muss durch ausreichende Stützkondensatoren bzw. Spannungsstabilisatoren verhindert werden. Außerdem muss auch beachtet werden, dass der Serienwiderstand bei einer niederohmigen Belastung und einem entsprechend hohen Entladestrom I gemäß

$$P_{verlust} = R_{ESR} I_{Last}^2 \quad (5.2)$$

zu einer höheren Verlustleistung im Superkondensator und somit zu einem Effizienzverlust und auch zur Erwärmung des Kondensators führt.

Auch während des Ladevorganges muss der ESR_{DC} berücksichtigt werden. Wird der Superkondensator mit einem hohen Gleichstrom I_L geladen, so setzt sich die Klemmspannung U_K am Kondensator aus dem Spannungsabfall am inneren Serienwiderstand und der aufgeladenen Spannung am idealen Kondensator U_C zusammen:

$$U_K = I_L R_{ESR} + U_C. \quad (5.3)$$

Wird der Ladestrom unterbrochen bzw. das Laden beendet, so bricht also auch die Spannung an den Kondensatorklemmen um den Spannungsabfall am Serienwiderstand ein und somit ist die tatsächlich verfügbare Kondensatorspannung für die aktive Sensorphase geringer. Hohe Ladeströme in der Schlussphase des Ladevorgangs führen also zu einem durchaus deutlichen Unterschied zwischen gemessener Klemmspannung beim Laden und verfügbarer Spannung beim Entladen. Dies muss in Kombination mit dem bereits erklärten zusätzlichen Spannungsabfall durch

den Entladestrom (Abbildung 5.4) berücksichtigt werden, wenn die erforderliche Zielspannung des Superkondensators ermittelt wird.

Für die weiteren Schaltungssimulationen muss dieser hohe Serienwiderstand daher berücksichtigt werden. Hersteller wie etwa *CAP-XX*[®] bieten hierfür zwar auch *LTSpice*[®] Modelle ihrer Superkondensatoren an ([5]), Simulationen mit diesen Modellen haben jedoch gezeigt, dass diese einen sehr hohen Rechenaufwand benötigen und sich nicht für die Simulation komplexer Harvesting-Schaltungen in Kombination mit dem Stromwandler eignen. Nach Recherche bei Herstellern wie *CAP-XX*[®] ([5]) oder *VINATech*[®] ([26]) zu Superkondensatoren im Bereich 0.5 bis 1.5 F wurde für die Schaltungssimulationen daher ein einfacher Kondensator mit einer Kapazität von 500 mF, einem Serienwiderstand (ESR_{DC}) von 0.5 Ω und einem Parallelwiderstand von 100 k Ω gewählt. Diese Werte entsprechen verfügbaren Superkondensatoren, wobei der Serienwiderstand bewusst nicht an der unteren Grenze angesetzt wurde, um dessen Einfluss auch zu verdeutlichen.

5.2 Verwendete Software und Algorithmen

Wie bereits in Kapitel 1 und 4 ausgeführt, wird als Simulationsprogramm *LTSpice*[®] und zur rechnerischen und grafischen Auswertung der Daten *MATLAB*[®] verwendet. Konkret werden die Version *LTSpice*[®] IV und *MATLAB*[®] R2015b (Studentenversion) eingesetzt. Um die Ergebnisse auch nachvollziehbar zu gestalten, sollen im Folgenden kurz die Algorithmen und verwendeten Parameter beschrieben werden.

5.2.1 *LTSpice*[®]

Wie schon in den vorherigen Kapiteln erklärt, ist der erste Schritt zu einer möglichst realen und auch schnellen Simulation das Einfügen von realen Elementen mit parasitären Effekten. So wurden bei allen Simulationen - wann immer möglich - vorhandene Modelle von existierenden Bauteilen verwendet (erkennbar an der Produktnummer des jeweiligen Herstellers im Schaltbild) und die restlichen idealen Bauteilen mit parasitären Komponenten (serielle/parallele Widerstände, parasitäre Kapazitäten, etc.) versehen. Falls diese Werte deutlich von Standardwerten bzw. den in verwandten Datenblättern gelisteten Werten abweichen sollten, wird dies in dieser Arbeit explizit angeführt.

Außerdem verfügt *LTSpice*[®] über verschiedene Parameter zur Anpassung der internen Algorithmen und Fehlertoleranzen. In den vorliegenden Simulationen wurden dabei vorzugsweise die Standardparameter beibehalten und nur in seltenen Fällen die Parameter angepasst um rechenintensive Schaltkreise oder Mehrfachsimulationen zu beschleunigen. Dabei wurden ausschließlich die Werte „*trtol*“ (im Bereich von 1 bis 5) und „*volttol*“ (im Bereich von 1e-6 bis 5e-6) variiert, wobei jedes Mal die ausreichende Korrektheit der angepassten Simulation nach bestem Wissen und Gewissen kontrolliert wurde.

5.2.2 *MATLAB*[®]

In diesem Abschnitt soll kurz auf die verwendeten Algorithmen eingegangen werden, die speziell für die Auswertung der Simulationen dieses Projekts entworfen wurden. Gängige Rechenvorschriften und vorhandene Algorithmen in *MATLAB*[®] (etwa das Berechnen der FFT) werden nicht näher ausgeführt.

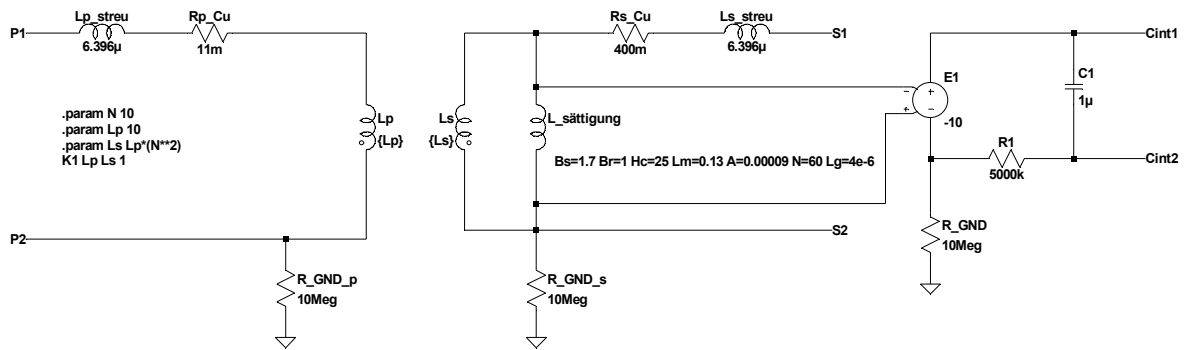


Abbildung 5.5: Stromwandler-Simulation mit Integrator zur Hysteresebestimmung

Wie bereits in Kapitel 4.2 angeführt, wurden zum Import der Simulationsdaten (die in Form einer *RAW* Datei vorliegen) die externe Funktion *LTspice2Matlab.m* und zum Einpassen eines Signals in eine Sinusform die externe Funktion *sine_fit.m* verwendet. Die Daten wurden mit gängigen *MATLAB*® Algorithmen verarbeitet und grafisch dargestellt. Ein spezielles Augenmerk soll kurz auf die Berechnung und Darstellung der Hystereseverluste eingegangen werden. Dazu wurde zunächst im Simulationsmodell des Stromwandlers ein einfacher idealer Integrator platziert (siehe Abbildung 5.5, der Faktor 10 bei der Übersetzung wird beim Einlesen korrigiert). Hier wurden explizit keine parasitären Widerstände eingefügt. Gemeinsam mit der Strommessung über die Sättigungsinduktivität und Gleichungen 4.11 und 4.10 kann so die Hysterese jeder Simulation aufgenommen werden. So können einerseits die Verläufe der Hysteresekurven einzelner Betriebszustände analysiert und andererseits die Eisenverluste mittels Formel 3.30 aus der Hysteresefläche berechnet werden. Dazu werden sowohl der Strom I_L über die nichtlineare Induktivität als auch die integrierte Spannung $U_{L,i}$ an dieser aufgenommen. Die in *MATLAB*® importierten Daten werden dann wie folgt verarbeitet:

```

1  %Parameter laut Hersteller und verwendeter Bauteile
2  lfe=13e-2;
3  Afe=0.9e-4;
4  Vfe=1.1e-5;
5  N1=6;
6  N2=60;
7  Rint=5e6;
8  Cint=1e-6;
9
10 % Berechnung der Flusstärke und Flussdichte
11 H_mes=N1*IL./( lfe );
12 B_mes=UL_i./( Afe*N2*1/( Rint*Cint) );
13
14 %H und B aequidistant interpolieren
15 H_mes_int=interp1(t_s,H_mes,t_s(1):1e-6:t_s(end));
16 B_mes_int=interp1(t_s,B_mes,t_s(1):1e-6:t_s(end));
17
18 %Anfang/Ende einer Periode in H finden (Maxima mit Abstand sicher > 11
    ms)
19 [~,peak_pos]=findpeaks(H_mes_int,'MinPeakDistance',11000);

```

```
20
21 %Variablen setzen
22 Verluste=zeros(1,length(peak_pos)-1);
23 abstand=zeros(1,(length(peak_pos)-1));
24
25 for i=1:(length(peak_pos)-1)
26
27     %Start/End Position
28     start=peak_pos(i);
29     ende=peak_pos(i+1);
30
31     % Umkehrpunkt in der Kurve finden
32     [val, pos_mid]=find(H_mes_int(start:ende)==min(H_mes_int(start:ende
33         )));
34     pos_mid=pos_mid+start-1;
35
36     %Beide Teilkurven auf Monotonie kontrollieren
37     for j=(start+1):(pos_mid)
38         if(H_mes_int(j-1)<H_mes_int(j))
39             start=start+1;
40         end
41     end
42     for j=(pos_mid):(start+1)
43         if(H_mes_int(j-1)>H_mes_int(j))
44             pos_mid=pos_mid+1;
45         end
46     end
47
48     %Beide Teilkurven aufteilen und neu interpolieren
49     H_part1=H_mes_int(start:pos_mid);
50     B_part1=B_mes_int(start:pos_mid);
51     H_part2=H_mes_int(pos_mid:ende);
52     B_part2=B_mes_int(pos_mid:ende);
53
54     H_part2(end+1)=H_part1(1);
55     B_part2(end+1)=B_part1(1);
56
57     % Monotonie-Fehler beheben
58     un_monoton1=find(diff(H_part1)>=0);
59     while isempty(un_monoton1)==0
60         H_part1(un_monoton1)=[];
61         B_part1(un_monoton1)=[];
62     end
63
64     un_monoton2=find(diff(H_part2)<=0);
65     while isempty(un_monoton2)==0
66         H_part2(un_monoton2)=[];
```

```

67     B_part2(un_monoton2) = [];
68     un_monoton2=find( diff( H_part2)<=0);
69 end
70
71
72 % Teilkurven interpolieren
73 B_part1=interp1( H_part1 , B_part1 , H_part1(1):-1e-3:H_part1(end));
74 H_part1=H_part1(1):-1e-3:H_part1(end);
75 B_part2=interp1( H_part2 , B_part2 , H_part2(1):1e-3:H_part2(end));
76 H_part2=H_part2(1):1e-3:H_part2(end);
77
78 % Absolute Flaeche zwischen Kurven berechnen
79 Verluste{x,y}(i)=abs( trapz( H_part1 , abs( B_part1-B_part2(end:-1:1)) ));
80
81 % Flaeche in Verluste umrechnen
82 Verluste{x,y}(i)=Verluste{x,y}(i)*Vfe*50;
83
84 %Abstand zwischen Endpunkten ermitteln
85 abstand(i)=norm( [ H_mes_int(start) , B_mes_int(start) ]
86 -[H_mes_int(ende) , B_mes_int(ende)] );
87
88 end
89
90 %Geschlossene Verluste nur gelten lassen , wenn Abstand zwischen
91 %Endpunkten innerhalb erster Standardabweichung
92
93 Verluste_geschl=zeros(1,length(peak_pos)-1);
94 maximum=(mean( abstand)+std( abstand) );
95 Verluste_geschl( abstand<maximum)=Verluste{x,y}( abstand<maximum) ;

```

Zusammenfassend werden die einzelnen Hysteresekurven durch die Maxima in der magnetischen Feldstärke gefunden, anschließend in die beiden Teilkurven (hin und zurück) unterteilt und nach einer Aufteilung in äquidistante Zeitpunkte sowie der Kontrolle der Monotonie die Fläche dazwischen mittels Integral berechnet. Anschließend wird auch der Abstand zwischen dem Anfangs- und Endpunkt einer Kurve kontrolliert, da bei einem Wechsel des magnetischen Arbeitspunktes die Kurven zwischenzeitlich nicht geschlossen sind und somit das Flächenintegral nicht aussagekräftig ist. Da sich die magnetische Flussdichte aus der integrierten Spannung entlang der Sättigungsinduktivität ergibt und ein leichter Drift der Integratorschaltung innerhalb der Simulation aufgrund der angegebenen Toleranzen zu erwarten ist, muss abhängig von der jeweiligen Simulation dieser Langzeitdrift identifiziert und kompensiert werden. Sämtliche dargestellte Hysteresekurven werden daher entsprechend korrigiert.

6 Schaltungsentwurf

In diesem Kapitel sollen aufbauend auf dem erstellten Simulationsmodell und den hergeleiteten Anforderungen konkrete Schaltungsentwürfe für die Harvesting- und Messschaltung vorgestellt werden. Dabei müssen sowohl die Erkenntnisse aus Kapitel 5 als auch die ursprünglichen Vorgaben möglichst zufriedenstellend erfüllt werden. Weiters bestand im Zuge des Projektes der Wunsch nach einer kompakten und kosteneffizienten Lösung der Schaltung, da das gesamte Sensorsystem möglichst kostengünstig verfügbar sein soll und der einzelne Sensor (Stromwandler plus Schaltung) gut an die verschiedensten Leitungen befestigt werden können soll. So sind etwa zusätzliche Übersetzungstransformatoren innerhalb der Schaltung unerwünscht.

Um einen Einblick in das Sättigungsverhalten des Stromwandlers zu erhalten, soll dieses daher zunächst für verschiedene primäre Ströme und sekundäre Belastungen untersucht werden. Im Anschluss wird auf die konkreten Schaltungsentwürfe eingegangen, wobei zuerst die Harvesting-Schaltung vorgestellt wird. Der Wechselstrom des Stromwandlers muss dabei in ein Gleichstromsignal umgewandelt und damit Energie in einem Kondensator gespeichert werden. Die Gleichrichtung kann entweder mit einem Einweggleichrichter oder einem Brückengleichrichter gelöst werden. Es werden daher Schaltungsentwürfe zu beiden Möglichkeiten vorgestellt und ihre Vor- und Nachteile untersucht. Anschließend wird auf mögliche Messschaltungen eingegangen und diese werden im letzten Schritt mit den resultierenden Harvesting-Schaltungen kombiniert.

Wie in Kapitel 1 definiert, sollen die resultierenden Schaltungen eine Versorgungsspannung von 3.3 V für Mikrocontroller und Funkmodul sowie ein gültiges Messsignal für einen ADC zur Verfügung stellen. Die Anbindung dieser logischen Bauteile an die vorgestellten Schaltungslösungen, sowie weitere mögliche Verbesserungen und Ansätze sollen im anschließenden Diskussionskapitel behandelt werden.

6.1 Stromwandler bei verschiedenen sekundären Belastungen

Wie bereits ausführlich erklärt, ist der Stromwandler nicht für eine hohe sekundärseitige Belastung ausgelegt. Wie sich dies auf die Hystereseverluste, aufnehmbare Wirkleistung und Qualität der Primärspannung (THD) auswirkt, soll an dieser Stelle näher erläutert werden.

Dazu wurde eine Testschaltung gemäß Abbildung 6.1 implementiert und eine Simulation mit veränderlichem Widerstand und Primärstrom durchgeführt. Der Primärstrom wurde von 0.5 bis 10 A in 0.5 A Schritten (Effektivwert) und der Widerstand im Bereich von $0.1\ \Omega$ bis $50\ \Omega$ variiert. Es sei an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen, dass entsprechend des realen Testaufbaus

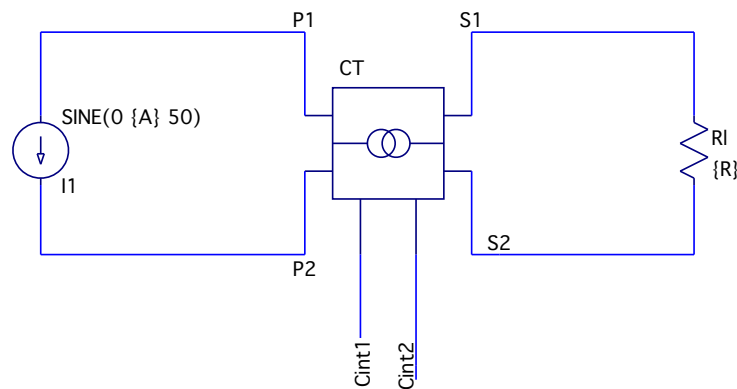


Abbildung 6.1: Simulation zur Analyse verschiedener Lasten und Primärströme

von einer 6-fachen Primärwicklung ausgegangen wird und die maximalen 10 Ampere daher einer einfachen Wicklung mit dem Nennprimärstrom (60 A) des Stromwandlers entsprechen.

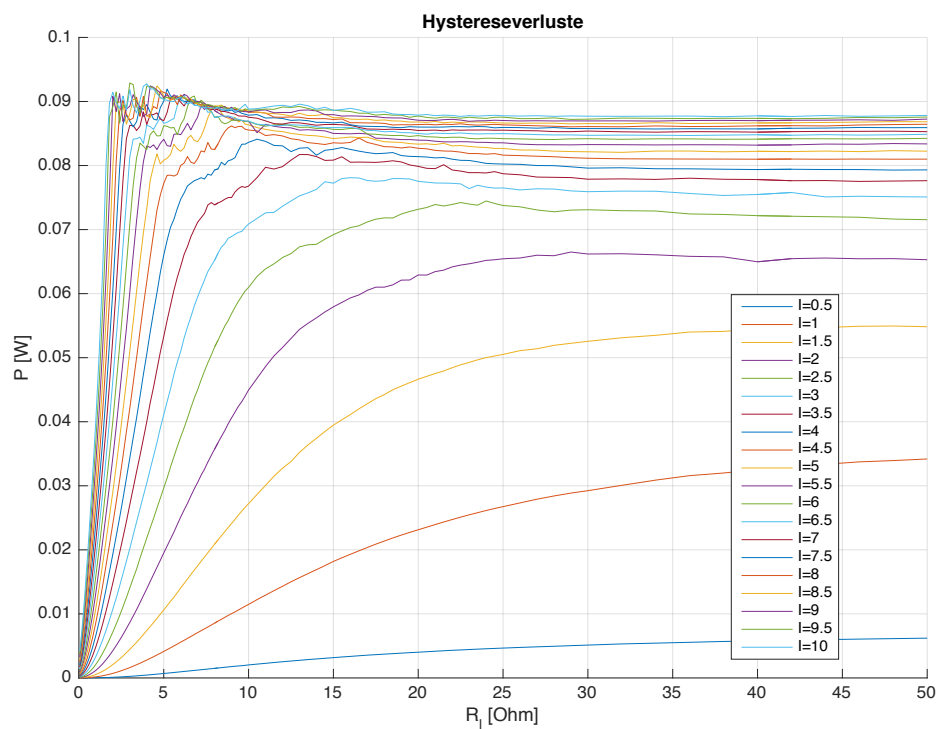


Abbildung 6.2: Hystereseverluste in Abhängigkeit von Primärstrom und Belastung

Abbildung 6.2 zeigt die gesamten Hystereseverluste in Abhängigkeit von Primärstrom und sekundärer ohmscher Belastung. Es ist daraus unmittelbar die Charakteristik des Stromwandlers erkennbar. Dieser ist für den Betrieb nahe des Kurzschlusses (die Nennbürde des gegebenen Wandlers ist 0.2 VA) dimensioniert und daher sättigt er bei einer höheren Belastungen und hohem Primärstrom sehr rasch. Das leichte Überschwingen bei hohen Strömen im Bereich des Sättigungsbeginns ist auf Ungenauigkeiten der Simulation zurückzuführen.

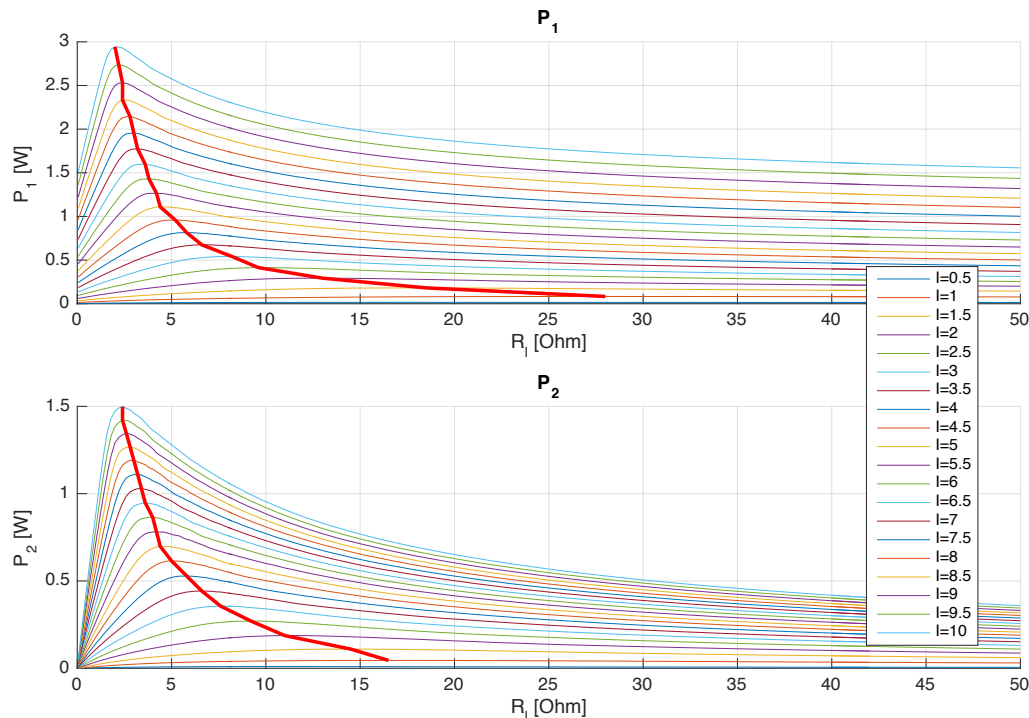


Abbildung 6.3: Primäre und sekundäre Wirkleistung in Abhängigkeit von Primärstrom und Belastung

Um diese Auswirkung der Sättigung zu verdeutlichen, zeigt Abbildung 6.3 die primäre und sekundäre Wirkleistung. Diese wurden aus dem Gleichanteil des zeitlichen Leistungsverlaufes am Eingang des Stromwandlers (P_1) und an der Nennbürde (P_2) mittels FFT-Berechnung bestimmt. Primärseitig muss aufgrund des Innenwiderstandes der beiden Wicklungen bereits bei verschwindend kleiner Last Wirkleistung investiert und damit der Primärleitung entzogen werden. Mit steigendem Widerstand steigt sowohl die sekundäre als auch primäre Wirkleistung annähernd linear an bis schließlich die magnetische Sättigung eintritt. Trotz weiterer Erhöhung kann der magnetische Fluss und die dadurch induzierte Sekundärspannung nicht weiter ansteigen und durch den weiter steigenden Widerstand sinkt somit die sekundär aufgenommene Leistung wieder ab. Die Differenz der beiden Wirkleistungen setzt sich neben den bereits gezeigten Hystereseverlusten in Abbildung 6.2 auch aus den Wicklungswiderständen und parasitären Parallelwiderständen zusammen.

Aus Abbildung 6.3 erkennt man außerdem deutlich, dass der Wert jenes Lastwiderstandes mit der maximalen Leistungsaufnahme vom Primärstrom abhängig ist. Die rote Linie in der Abbildung verdeutlicht dieses Verhalten und führt zu einer wichtigen Erkenntnis: Abhängig von der Größe des Primärstroms ändert sich die optimale sekundäre ohmsche Belastung für die jeweilige maximale Leistungsausbeute. Dabei ist erkennbar, dass niedrigere Primärströme zu einer höheren optimalen Belastung führen. Im untersten Bereich wird die Kennlinie des Maximums durch rechnerische Ungenauigkeiten etwas verfälscht. Der Trend ist jedoch klar erkennbar.

Eine weitere wichtige Erkenntnis dieser Belastungsanalyse ist die Ermittlung der maximalen Hystereseverluste des Stromwandlers. Diese nehmen mit steigender Belastung und steigendem Primärstrom zu, der maximale Betrag im Nennbereich liegt gemäß Abbildung 6.2 bei ca. 90 mW. Eine kritische Erwärmung des Eisenkerns ist daher auch bei längerem Betrieb in Sättigung nicht

zu erwarten. Lediglich eine Vibration des Stromwandlers (Trafo-Brummen) stellt sich bei hohen Strömen und Belastungen ein. Dies muss bei der Fertigung des Sensors dahingehend berücksichtigt werden, damit es im Dauerbetrieb zu keinen Kabelbrüchen oder Kontaktproblemen kommt.

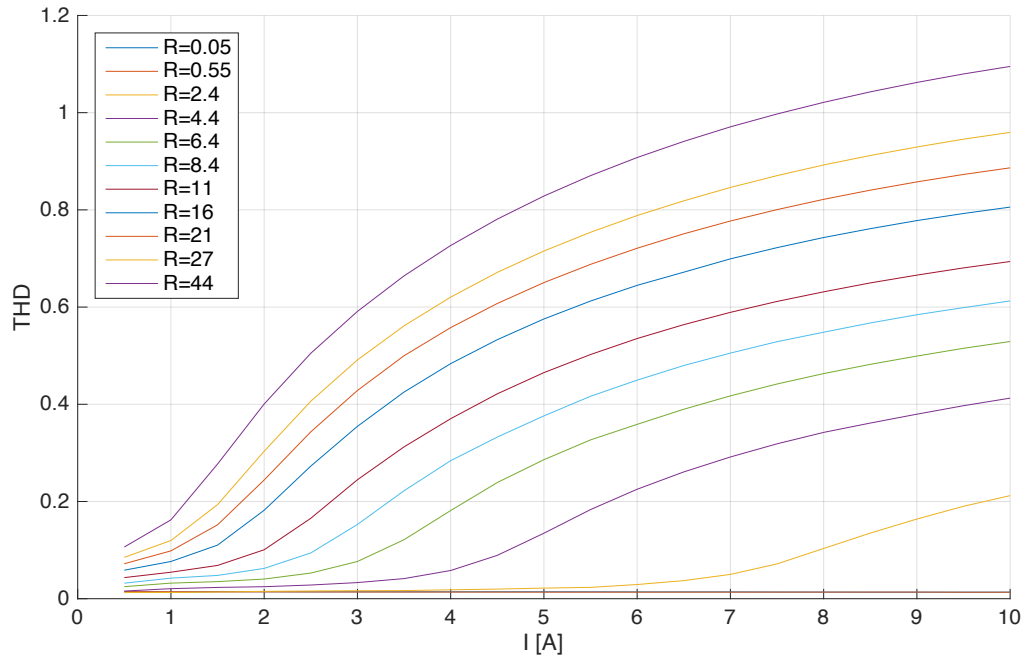


Abbildung 6.4: THD in Abhängigkeit von Primärstrom und Belastung

Neben den erzeugten Hystereseverlusten, die ein Maß für die Verlustenergie im Stromwandler und der damit verbundenen Erwärmung sind, und der maximalen sekundären Wirkleistung ist auch die Betrachtung der entstehenden Oberwellen interessant. Abbildung 6.4 zeigt daher den Oberschwingungsgehalt (THD) gemäß Formel 3.32. Auch hier ist ein deutlicher Anstieg für höhere Ströme und höhere Widerstände erkennbar, welcher aus den durch die Sättigung entstehenden Oberwellen resultiert.

6.2 Energy Harvesting

Die gesammelten Erkenntnisse sollen nun genützt werden, um zwei verschiedene Harvesting-Schaltungen zu konstruieren, welche möglichst alle genannten Anforderungen erfüllen. Dabei wird zunächst eine Lösung mittels eines einfachen Einweggleichrichters vorgestellt. Anschließend wird eine Schaltung auf Basis eines Brückengleichrichters gezeigt, welcher bei den meisten in Kapitel 2 genannten Arbeiten zum Einsatz kommt. Zwar ist ein Brückengleichrichter grundsätzlich effizienter als der Einweggleichrichter (da sowohl die positive als auch negative Halbwelle des Wechselsignals genützt wird), dennoch zeigen sich für das vorliegende Projekt Vor- und Nachteile bei beiden Ansätzen. Daher sollen Lösungen für beide Gleichrichter vorgestellt und ihre unterschiedliche Eignung für den Sensor diskutiert werden.

6.2.1 Einweggleichrichter

Ein Einweggleichrichter besteht im einfachsten Fall aus einer Diode und einer nachfolgenden Glättungskapazität. Abbildung 6.5 verdeutlicht links den Aufbau und rechts die Spannungsverläufe des Gleichrichters. In der positiven Periodenhälfte leitet die Diode D1. Somit ist die Eingangsspannung am Ausgang sichtbar. In der negativen Periodenhälfte sperrt D1 und die Eingangsspannung ist nicht mehr am Ausgang sichtbar. Um ein Gleichspannungssignal zu erhalten, muss am Ausgang eine Glättungskapazität (oder komplexere Schaltung) angebracht werden, welche die positiven Halbwellen glättet. Dies ist in der Abbildung anhand der rot eingezeichneten Kapazität und dem zugehörigen Spannungsverlauf erkennbar. Je nach Größe der Kapazität bleibt eine gewisse Restwelligkeit, die auch die Qualität des Gleichrichters kennzeichnet. Ein Einweggleichrichter ist grundsätzlich nicht sehr effizient, da er nur eine Hälfte des eingangsseitigen Wechselsignals an den Ausgang weiterleitet. Dadurch ist einerseits eine deutlich höhere Glättungskapazität nötig und andererseits wird die Quelle des Eingangssignals dadurch unsymmetrisch belastet. Betrachtet man den Einweggleichrichter aus Sicht des Stromwandlers, so wird primärseitig auch in der negativen Halbperiode ein Strom aufgezwungen, sekundärseitig sperrt jedoch D1 und somit befindet sich der Wandler in dem unerwünschten Leerlauf. Ein zusätzliches Einbinden der Diode D2 kann den Stromwandler in dieser Phase kurzschließen, wodurch es zu keiner Sättigung kommt und die Sekundärspannung gering gehalten wird. Die Auswirkung dieser zusätzlichen Diode auf mögliche Harvesting-Schaltungen soll im Folgenden untersucht werden. [Zac10a]

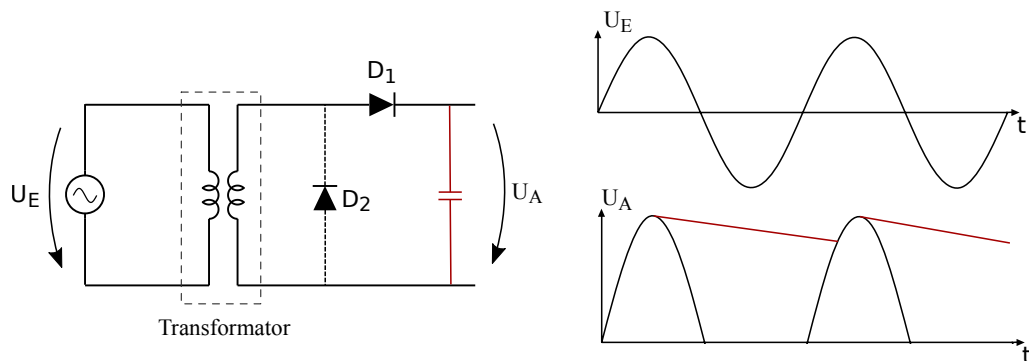


Abbildung 6.5: Aufbau und Spannungsverlauf des Einweggleichrichters [Zac10a]

Bei einem realen Einweggleichrichter muss außerdem die Flussspannung der Dioden berücksichtigt werden. Sie beschreibt jene Spannung, die entlang der Diode abfällt, wenn diese in Durchlassrichtung betrieben wird (siehe etwa [Ber12]). Da sie die Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung reduziert, werden grundsätzlich Dioden mit möglichst geringer Flussspannung gewählt. Dazu zählen etwa die für Gleichrichter üblichen Schottky Dioden, die eine geringe Flussspannung von 200 bis 300 mV aufweisen können.

6.2.1.1 Laden des Superkondensators

In Abbildung 6.6 wird die Zusammenschaltung zwischen Stromwandler, Einweggleichrichter und Superkondensator gezeigt. Abhängig von dem Primärstrom und dem dadurch erzeugten Sekundärstrom wird der Superkondensator in jeder positiven Halbwelle über die Diode D2 geladen. In der negativen Halbwelle fließt der Strom über D1, wobei hier die Flussspannung der Diode dem Wandler nur einen geringen Widerstand entgegenbringt. Die Höhe der Flussspannung von

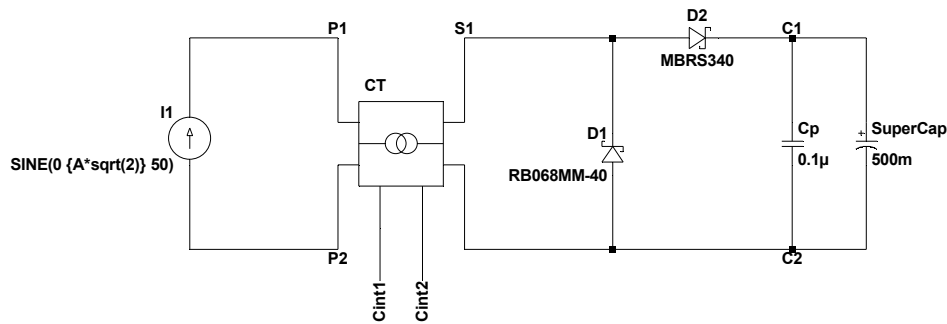


Abbildung 6.6: Stromwandler mit Einweggleichrichter und Superkondensator

D1 bestimmt dadurch die Belastung und damit den magnetischen Arbeitspunkt (Verlauf der Hysteresekurve) in der negativen Halbwelle.

In der positiven Halbwelle leitet D2 und lädt den Superkondensator auf. Dieser bietet dem Stromwandler im entladenen Zustand zunächst einen sehr geringen Widerstand, der zu Beginn nur durch den inneren Serienwiderstand (ESR_{DC}) bestimmt ist. Da dieser ungefähr im Bereich der Nennbürde liegt und auch der Spannungsabfall über D2 gering ist, wird der Kondensator zu Beginn daher fast mit dem ideal übersetzten Primärstrom geladen. Lädt sich der Kondensator weiter auf, so steigt die Belastung auf den Stromwandler. In der vorliegenden Schaltung steigt die Kondensatorspannung solange an, bis die maximale Leerlaufspannung des Wandlers erreicht ist und die Diode D2 nicht mehr leitet. Genau genommen liegt an dem Superkondensator daher die Leerlaufspannung des Stromwandlers abzüglich der Flussspannung von D2 an. Zwar wird es in weiterer Folge das Ziel sein, den Kondensator nicht bis zur höchstmöglichen Spannung zu laden, da sich der Stromwandler dann erneut in einer Art Leerlauf befindet. Die Simulation gemäß Abbildung 6.6 zeigt aber die Maximalwerte des verwendeten Wandlers auf. Diese sind in Abbildung 6.7 in Abhängigkeit des angelegten Primärstroms dargestellt.

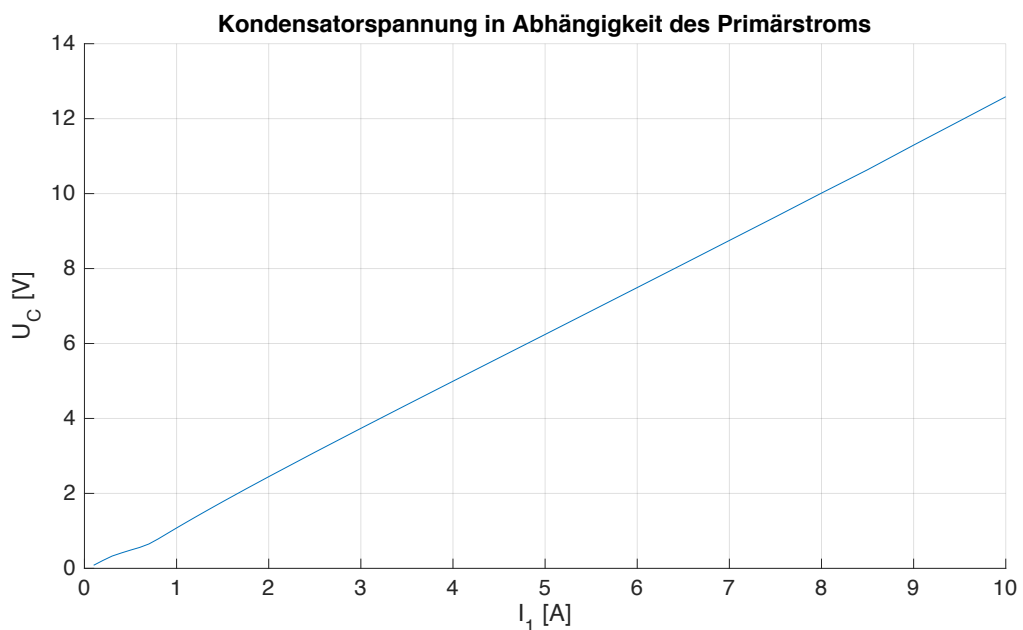


Abbildung 6.7: maximale Kondensatorspannung mittels Einweggleichrichter

Es zeigt sich im betrachteten Bereich von 0 bis 10 A (entspricht aufgrund der 6-fach Wicklung den 60 A Nennstrom des Wandlers) ein annähernd linearer Verlauf mit einer maximalen Spannung von ca. 12.5 V bei Nennstrom. Abhängig von der minimal nötigen Spannung der nachfolgenden Schaltung kann so jener unterer Grenzwert des Primärstroms ermittelt werden, ab dem die Schaltung funktionstüchtig ist.

Bevor auf die Folgeschaltung hinter dem Kondensator eingegangen wird, soll zunächst noch die richtige Wahl der Dioden bestimmt werden. Entsprechend den normalen Regeln eines Gleichrichters sollten diese eine möglichst geringe Flussspannung haben. Dies trifft hier auch auf die Diode D2 zu, da ihre Flussspannung die Kondensatorspannung herabsetzt. Bei der Wahl der Diode D1 lässt sich in Zusammenhang mit dem Stromwandler in der Simulation jedoch ein interessanter Effekt beobachten. Wird eine Diode mit höherer Flussspannung gewählt, so steigt die maximale Spannung am Kondensator an und erreicht ohne Einfügen einer Diode den höchsten Wert. Abbildung 6.8 verdeutlicht dies anhand der ursprünglichen Diode *MBRS340* mit einer maximalen Flussspannung von 370 mV, der Diode *RB068MM-40* mit einer maximalen Flussspannung von 600 mV und einer Simulation ohne der Diode D1.

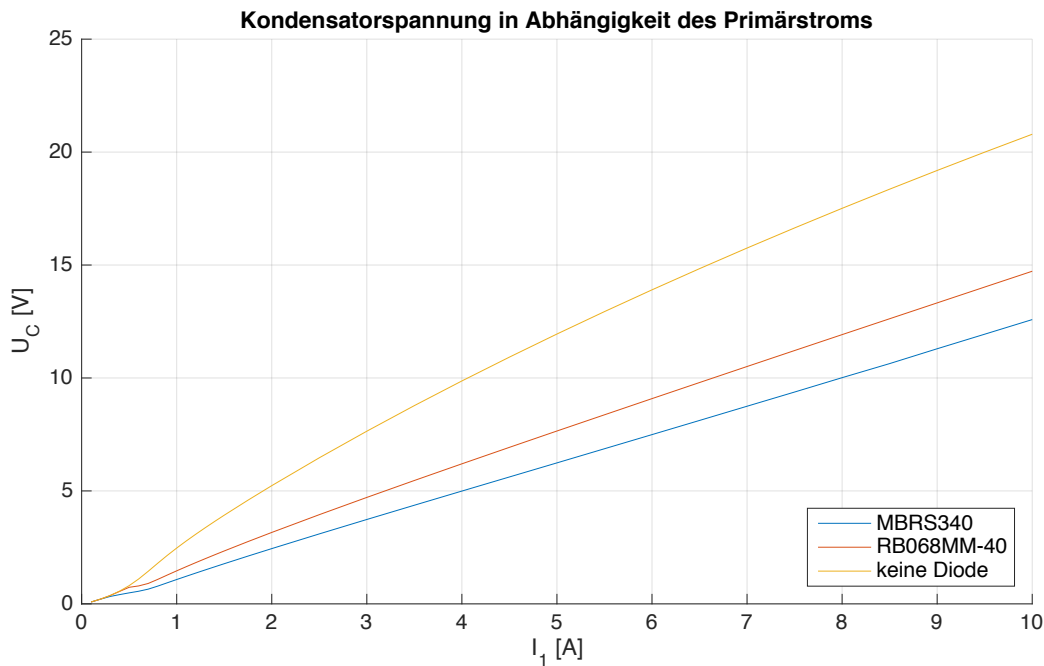


Abbildung 6.8: maximale Kondensatorspannung bei unterschiedlicher Diodenwahl

Es zeigt sich in der Grafik ein deutlicher Anstieg der maximalen Kondensatorspannung bei der Diode mit höherer Flussspannung bzw. ohne Diode (entspricht einer unendlich hohen Flussspannung). Dieser Effekt lässt sich erklären, wenn man die in Abbildung 6.9 gezeigten Verläufe der Hysteresekurve bei primärem Nennstrom betrachtet. Sie zeigt einen Ausschnitt der Hysterese aus jenem Bereich, in dem der Kondensator schon beinahe vollständig geladen ist. Man erkennt im ersten Quadranten deutlich die dadurch entstehende Sättigung des Eisenkerns. Hier leitet D2, der Kondensator hat jedoch bereits fast die maximale Spannung erreicht und belastet somit den Stromwandler stark. Dieser Verlauf ist unabhängig von der Wahl von D1.

In der anderen Periodenhälfte zeigt sich jedoch ein deutlicher Unterschied zwischen den Kurvenverläufen. Die Diode *MBRS340* mit geringer Flussspannung bietet dem Stromwandler we-

nig Widerstand und der Sekundärstrom ist daher sehr hoch (nahe dem Kurzschlussstrom). Der Magnetisierungs- bzw. Verluststrom über die Hysterese-Induktivität und damit die magnetische Feldstärke im Kern sind in dieser Periodenhälfte deshalb gering. Bei der Diode *RB068MM-40* mit größerer Flussspannung ist der Widerstand hingegen höher, somit der Sekundärstrom geringer und die magnetische Feldstärkenänderung größer. In der Grafik führt dies bei der Diode *RB068MM-40* zu einem stärkeren Eindringen der Hysteresekurve in den negativen Feldstärkebereich. Ohne zusätzliche Diode sättigt der Eisenkern auch in der negativen Halbperiode vollständig und es ergibt sich ein symmetrische Bild.

Dadurch ergeben sich bei der nächsten positiven Periodenhälfte unterschiedliche Wendepunkte in der Hysterese, da sich der Kern jeweils in einem anderen magnetischen Arbeitspunkt befindet. Weil sich die induzierte Spannung aus dem Differenzial des magnetischen Flusses ergibt, führen die verschiedenen Kurvenverläufe daher zu unterschiedlichen sekundären Spannungen. Daraus resultiert die in Abbildung 6.8 gezeigte Differenz in der maximalen Kondensatorspannung. Somit kann gezeigt werden, dass zwar die Diode D2 eine möglichst geringe Flussspannung aufweisen soll, bei D1 jedoch eine Diode mit größerer Flussspannung vorteilhafter ist und der Maximalwert der Kondensatorspannung ohne Diode erreicht wird. Grundsätzlich ist daher die Beschaltung ohne Diode vorzuziehen, wie es auch bei normalen Einweggleichrichtern üblich ist. Aus Sicht des Stromwandlers ist das Erzeugen einer Leerlauf-Situation jedoch unerwünscht, da so hohe Leerlaufspannungen entstehen und der Kern sättigt, wodurch einerseits die Eisenverluste steigen und es andererseits zu Vibrationen im Kernmaterial (Trafo-Brummen) kommt. Das Ziel sollte also die Wahl einer Diode mit jener Flussspannung sein, welche die Sekundärspannung des Wandlers in akzeptablen Grenzen hält, ohne dabei zu viel Verlustleistung zu produzieren. Dies kann einerseits durch eine klassische Diode oder eine - für den Spannungsschutz übliche - Zener Diode geschehen. In den folgenden Simulationen wird daher die gezeigte Diode *RB068MM-40* beibehalten, um die vollständige Sättigung zu vermeiden. Mögliche Verbesserungen durch eine andere Wahl sollen nach der Vorstellung der Gesamtschaltung diskutiert werden.

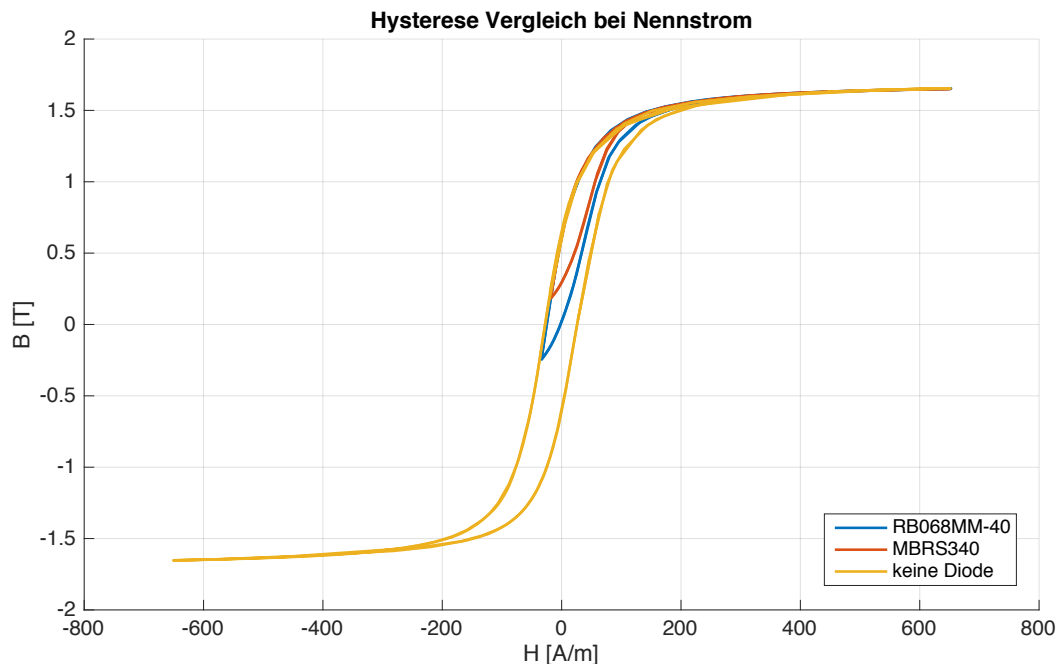


Abbildung 6.9: Hystereseverlauf bei unterschiedlicher Diodenwahl

Eine weitere Rolle bei der maximalen Kondensatorspannung des Stromwandlers (= Leerlaufspannung) spielt auch der Luftspalt zwischen den Eisenkernteilen. Wie in Kapitel 4 gezeigt, darf dieser nicht vernachlässigt werden und wirkt sich auf die Form der Hysteresekurven aus. Abbildung 6.10 zeigt daher die maximale Spannung für unterschiedliche Luftspaltgrößen und zwei verschiedene Primärströme.

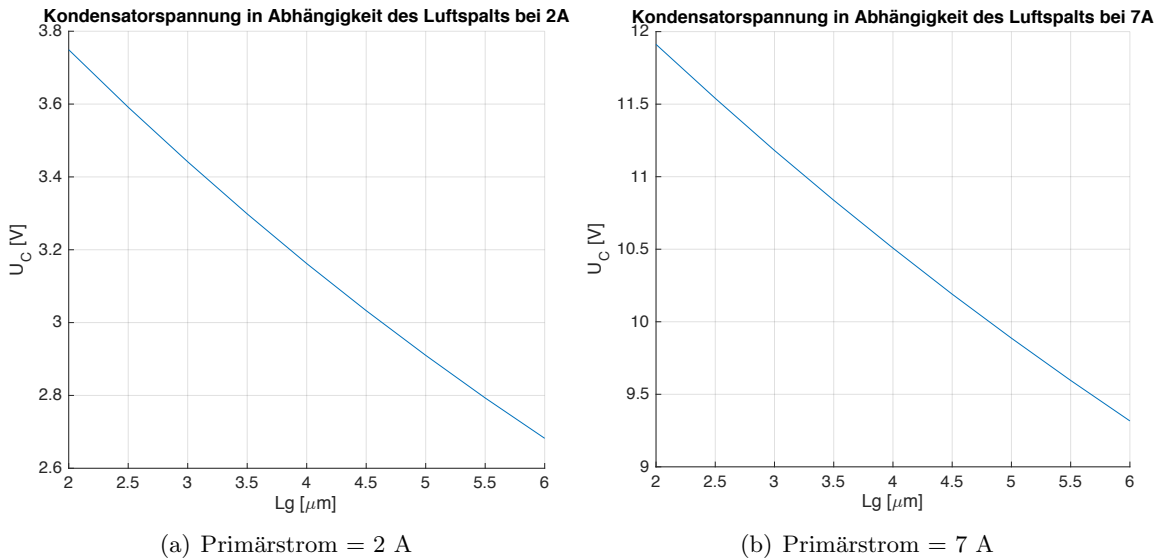


Abbildung 6.10: Unterschiedliche Maximalspannung in Abhängigkeit des Luftspalts

Besonders bei hohen Primärströmen hat der Luftspalt einen großen Einfluss auf die maximale Leerlaufspannung. Bei 7 A (entspricht 70% Nennstrom, also 42 A bei einer primären Einfachwicklung) ist bereits bei einem Unterschied von 4 μm eine Spannungsdifferenz von 3 V sichtbar. Zwar sind solche hohen Spannungen nicht das Ziel der Harvesting-Schaltung, für die folgenden Schaltungsentwürfe ist aber eine Erkenntnis wichtig: Wird für die Funktion des Sensor eine bestimmte minimale Spannung am Kondensator benötigt, so begrenzt der Luftspalt die untere Betriebsgrenze des Sensors. Während sich der Luftspalt aufgrund des teilbaren Kerns zwar nicht gänzlich vermeiden lassen wird, so muss daher umso mehr auf saubere Kontaktflächen und eine korrekte Befestigung geachtet werden.

6.2.1.2 Spannungsgesteuerter Schalter

Ziel der Harvesting-Schaltung ist es, den logischen Bauteilen des Sensors eine stabile Versorgungsspannung von 3.3 V zur Verfügung zu stellen. Es wird neben dem Gleichrichten und unkontrollierten Aufladen des Superkondensators also auch ein Gleichspannungswandler (DC-DC Wandler) benötigt, welcher die variable Spannung des Superkondensators in konstante 3.3 V umwandelt. Dieser sollte dabei eine stabile Versorgung in einem möglichst großen Primärstrombereich garantieren können. Die Schaltung muss außerdem ohne Batterie auskommen, darf also keine aktiven Schalter (Transistoren) besitzen, welche im stromlosen Zustand die Harvesting-Schaltung blockieren. Andererseits muss in der aktiven Phase des Sensors in einen Messmodus geschaltet werden, in dem der Sekundärstrom des Wandlers möglichst ausschließlich durch die Nennbürde fließt. Nur so kann eine unverfälschte Messung garantiert werden. Dies setzt aber auch voraus, dass dem Stromwandler während der aktiven Messphase von der Harvesting-Schaltung keine weitere

Energie entzogen werden darf. Der Superkondensator muss also in der Harvesting-Phase bis zum Erreichen einer Zielspannung geladen werden. Anschließend soll der Messwiderstand zugeschaltet und dafür gesorgt werden, dass die Harvesting-Schaltung keinen Strom von diesem abzieht und das Messsignal damit nicht verfälscht.

Der in dieser Arbeit verfolgte Ansatz besteht nun darin, den Superkondensator zunächst auf eine möglichst geringe Zielspannung zu laden. Ist diese erreicht, soll mittels eines DC-DC Wandlers die Kondensatorspannung auf 3.3 V gehoben werden. Anschließend wird in den Messmodus umgeschaltet. Der Kondensator entlädt sich währenddessen bis zum Erreichen einer unteren Grenzspannung. Wird diese unterschritten, so wird erneut in die Harvesting-Phase gewechselt. Die untere Grenze wird dabei von der minimal nötigen Eingangsspannung des DC-DC Wandlers vorgegeben, bei der der Mikrocontroller und das Funkmodul noch mit 3.3 V versorgt werden können. Die obere Grenzspannung ergibt sich aus einem Kompromiss zwischen gewünschter Dauer der aktiven Phase und Funktionsbereich des Sensors. Je höher die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Grenzen ist, desto länger kann der Sensor in der aktiven Phase sein. Wie in Kapitel 5.1.1 vorgerechnet, führt eine Differenz von 1 V bei einem Superkondensator mit 1 F zu einer idealen Betriebsdauer von knapp unter einer Minute. Verluste im DC-DC Wandler werden hier nicht eingerechnet, müssen in weitere Folge aber berücksichtigt werden und reduzieren die Länge der aktiven Phase. Je höher die Spannungsdifferenz gewählt wird, desto höher ist jedoch auch der minimal nötige Primärstrom zum Erreichen der oberen Grenzspannung. Es gilt daher den gewünschten Mittelweg zu finden.

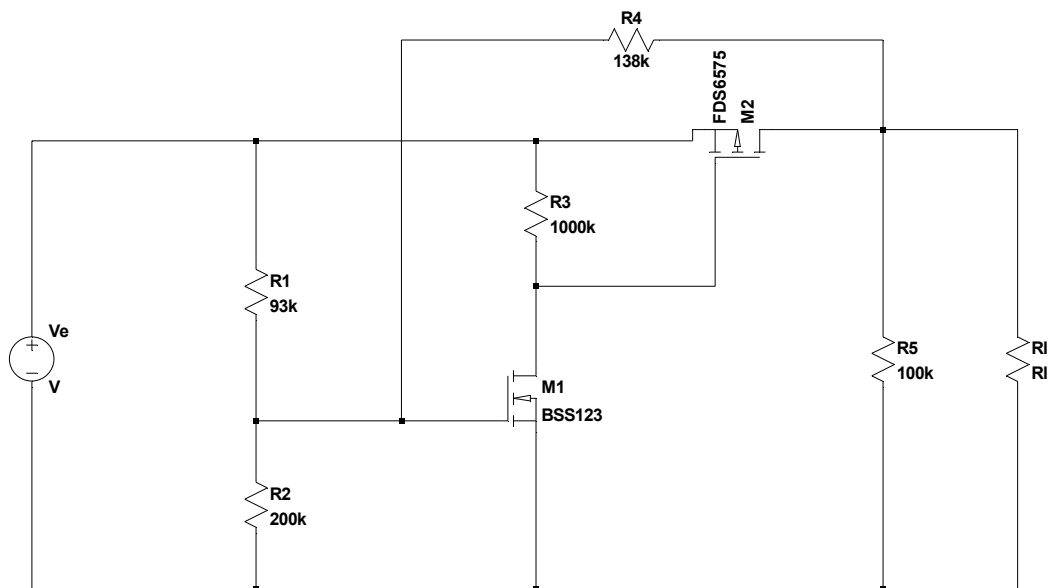


Abbildung 6.11: Spannungsgesteuerter Schalter

Abbildung 6.11 zeigt den Aufbau eines spannungsgesteuerten Schalter mit Hysterese, der von [BWW11] übernommen wurde. Die gezeigte Schaltung wurde von den Erfindern in Deutschland und bei dem Europäischen Patentamt (EPO) patentiert, ist im europäischen Patentregister aber bereits ausgelaufen. Ziel des MOSFET (Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor, (englisch „*metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*“)) gesteuerten Schalters ist es, bei Erreichen einer einstellbaren Zielspannung durchzuschalten und erst bei einer geringeren Spannung wieder zu blockieren. Dies entspricht genau der genannten Anforderung. Die Funktion der Schaltung soll daher hier kurz erklärt und ihre Integration in die Harvesting-Schaltung gezeigt werden.

Sie besteht aus fünf Widerständen (R1 bis R5) und zwei Transistoren, wobei M1 ein N-Kanal MOSFET und M2 ein P-Kanal MOSFET ist. Am Eingang liegt die Versorgungsspannung (V_e) an und am Ausgang wird die nachfolgende Schaltung durch den Lastwiderstand R_l repräsentiert. Ist die Versorgung zunächst inaktiv ($V_e = 0$ V), so sperren beide Transistoren. Steigt die Spannung, entsteht entlang von R1 und R2 ein Spannungsteiler, welcher die Gatespannung von M1 bestimmt. Solange dieser sperrt, wird über R3 die Gate-Source-Spannung von M2 auf 0 V gezogen und dieser sperrt auch. Ausgehen davon ergibt sich der Spannungsteiler am Gate von M1 in Kombination mit den restlichen Widerständen zu:

$$V_{GS,M1} = V_e \frac{R2 || (R4 + R5 || R_l)}{R1 + (R2 || (R4 + R5 || R_l))} \quad (6.1)$$

Erreicht diese Spannung den Threshold-Wert von M1, so schaltet dieser durch und somit wird die Gate-Source Spannung von M2 auf $-V_e$ gelegt. Damit beginnt M2 ebenfalls zu leiten, falls die Versorgungsspannung V_e größer als dessen Threshold-Spannung ist. Leiten beide Transistoren, so ist einerseits der Ausgang mit dem Eingang verbunden und der Schalter ist damit geöffnet. Andererseits verändert sich dadurch auch die Zusammenschaltung der Widerstände und der Spannungsteiler am Gate von M1 ergibt sich nun zu:

$$V_{GS,M1} = V_e \frac{R2}{R2 + (R1 || R4)} \quad (6.2)$$

Unabhängig von der konkreten Widerstandswahl wird die Gate-Source Spannung von M1 damit größer als vor dem Durchschalten. Somit kann die Eingangsspannung V_e um eine gewisse Differenz absinken, bevor die Threshold-Spannung von M1 unterschritten wird und damit zuerst M1 sperrt, wodurch wiederum M2 sperrt und Ein- und Ausgang voneinander getrennt werden. Somit ist das Ziel erreicht, dass V_e zunächst bis zu einem oberen Grenzwert steigen muss, erst dann die Verbindung zwischen Ein- und Ausgang geöffnet wird und anschließend die Eingangsspannung auf einen niedrigeren Wert abfallen kann, bevor der Schalter wieder schließt.

Eine wichtige Erkenntnis von Formel 6.1 und 6.2 ist, dass der Lastwiderstand für die Berechnung der Grenzwerte relevant ist. Man erkennt deutlich, dass die obere Grenze, also die Durchschaltspannung des Schalters, von R_l abhängt. Somit muss also auch die zu erwartende Last berücksichtigt werden. Um die gewünschte Betriebsdauer garantieren zu können, wird daher zunächst eine Spannungsdifferenz von 1 V gefordert. Die untere Grenzspannung ist einerseits durch die Transistoren begrenzt, da sie höher als deren Threshold-Spannungen sein muss, und andererseits durch die minimal benötigte Spannung des DC-DC Wandlers. Unter Annahme der gezeigten Transistoren kann daher eine untere Grenze von 1.5 Volt gewählt werden. Diese ist auch ausreichend hoch, um einen nachfolgenden 3.3 V DC-DC Wandler zu betreiben. Somit ergibt sich die gewünschte Einschalt-Spannung zu 2.5 V. Werden zunächst folgende Widerstände fixiert:

$$R2 = 200 \text{ k}\Omega \quad (6.3)$$

$$R3 = 1 \text{ M}\Omega \quad (6.4)$$

$$R5 = 100 \text{ k}\Omega \quad (6.5)$$

und für M1 eine Threshold-Spannung von $V_T = 1.175$ V vorausgesetzt (Ergebnis der Bauteilsimulation), so ergibt sich bei einem sehr kleinen Lastwiderstand R_l für R1 und R4:

$$R1 \approx 92 \text{ k}\Omega \quad (6.6)$$

$$R4 \approx 138 \text{ k}\Omega \quad (6.7)$$

Betrachtet man den Einfluss des Lastwiderstandes R_L näher, so stellt Abbildung 6.12 die nötige Wahl von $R1$ und $R4$ in Abhängigkeit von R_L dar. Die restlichen Widerstände sowie die Threshold-Spannung von M1 bleiben dabei unverändert. Es zeigt sich, dass die obere Grenzspannung deutlich von R_L abhängt, wobei bei größerer Last die Grenze nach unten verschoben wird. Wird in weiterer Folge davon ausgegangen, dass dem Schalter ein DC-DC Wandler folgt, welcher die niedrigere Spannung auf 3.3 V hebt, so ist zum Schaltzeitpunkt ein niedriger Eingangswiderstand dieser Schaltung zu erwarten. Dies resultiert etwa aus den nötigen Eingangskapazitäten dieser Elemente. Daher können die bereits berechneten Werte beibehalten werden.

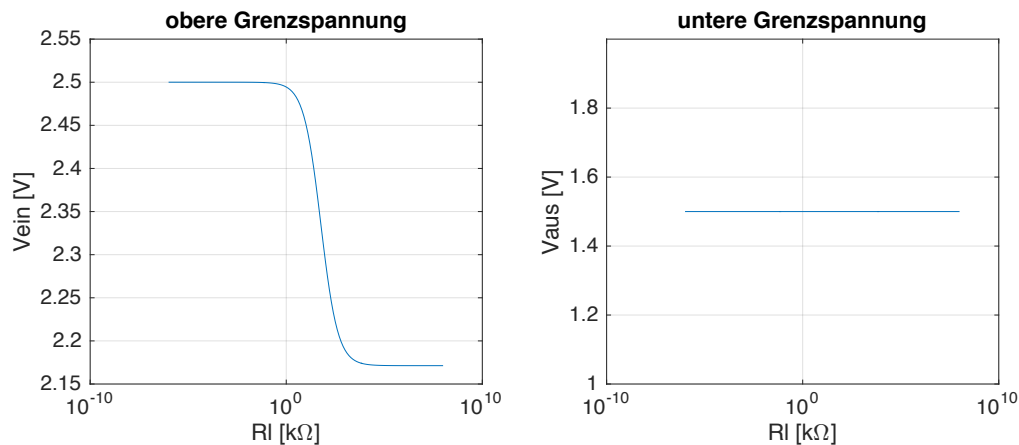


Abbildung 6.12: Abhängigkeit der Spannungsgrenzen vom Lastwiderstand R_L

Der gezeigte Schalter bietet eine Möglichkeit, den Superkondensator auf ein ausreichendes Spannungslevel zu heben und erst dann einen DC-DC Wandler zuzuschalten, welcher eine ausreichend stabile 3.3 V Versorgung für Mikrocontroller und Funkmodul liefert. Entsprechend der bereits genannten Zahlen, soll dieser Wandler den Superkondensator während seines Betriebs von 2.5 V auf 1.5 V entladen, bevor der Schalter erneut schließt. Dies ermöglicht bei einem durchschnittlichen Laststrom von 10 mA eine ideale Betriebsdauer von annähernd einer Minute. Dabei muss jedoch noch die Effizienz des DC-DC Wandlers mit einbezogen werden. Die meisten dieser Wandler weisen bei geringem Laststrom eine schlechte Effizienz auf. Da im Fall des ruhenden Funkmoduls (Großteil der aktiven Phase) der Mikrocontroller nur wenige Milliampere benötigt, muss ein Aufwärtswandler speziell für Low Power Sensoren gewählt werden.

Bei der Wahl des DC-DC Wandlers sind zwei Faktoren relevant. Zunächst muss er in dem geforderten Eingangsbereich (2.5 V bis 1.5 V) funktionieren und in diesem außerdem eine ausreichend hohe Effizienz aufweisen. Außerdem muss die zur Verfügung gestellte Versorgungsspannung stabil genug sein, um einerseits die nachfolgenden Bauteile fehlerfrei betreiben zu können und andererseits auch die Messgenauigkeit nicht zu stark zu beeinträchtigen. Letzteres ist deshalb relevant, da Schwankungen in der Versorgungs- bzw. Referenzspannung von ADCs oder Verstärkern zu einer Verfälschung des Messsignals führen. Die Stabilität der Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers wird vor allem durch die Wahl der nötigen Bufferkapazitäten bestimmt.

Hier sind Elektrolyt- oder Tantalkondensatoren mit einer ausreichend hohen Kapazität nötig. Diese Typen besitzen einen sehr niedrigen inneren Serienwiderstand und eignen sich daher gut als Buffer- bzw. Glättungskondensator. Neben der Stabilität bei gleichbleibender Belastung sind für die richtige Wahl des DC-DC Wandlers auch die „Line- und Load-Regulation“ relevant. Sie beschreiben die Spannungsstabilität am Ausgang bei einer Veränderung der Eingangsspannung (Line-Regulation) oder der angeschlossenen Last (Load-Regulation). Vor allem das Aktivieren des Funkmoduls führt zu einer starken Laständerung (von wenigen Milliampere auf bis zu 45 mA) die durch den Wandler in Kombination mit den Bufferkapazitäten ausreichend gut kompensiert werden muss.

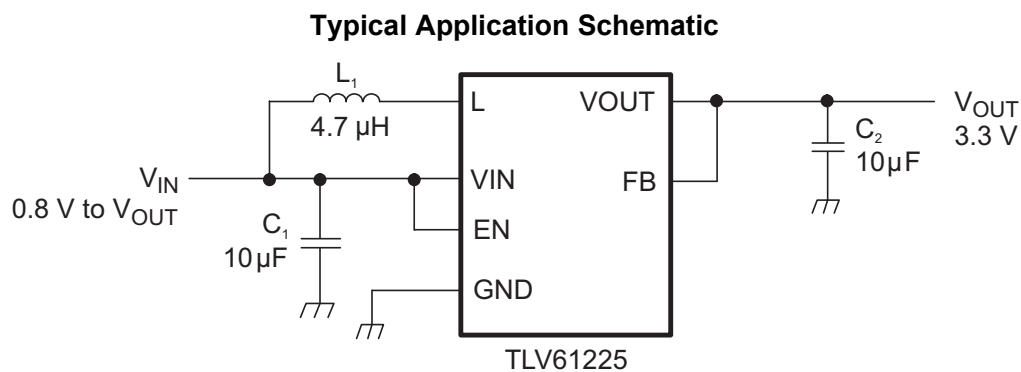


Abbildung 6.13: Aufwärtswandler TLV61225 [22]

Eine mögliche Wahl eines DC-DC Wandlers im angegebenen Bereich stellt der *TLV61225* der Firma *Texas Instruments* dar ([22]). Er kann eine 3.3 V Versorgung ab einer Eingangsspannung von 0.8 V erzeugen und bietet im gewünschten Bereich einen ausreichend hohen maximalen Ausgangsstrom. Abbildung 6.13 zeigt die empfohlene Schaltung für den Betrieb. Zusätzliche Bufferkapazitäten zur ausreichenden Glättung der Versorgungsspannung und der Kompensation Laständerung müssen bei der fertigen Schaltung experimentell ermittelt werden. Dies hängt auch von dem konkret gewählten Funkmodul ab. Ein Elektrolyt-Kondensator im Bereich um einige Hundert Mikrofaraad bzw. wenige Millifarad wird aber voraussichtlich zu einer ausreichenden Glättung führen. Eine weitere mögliche Wahl wäre der DC-DC Wandler *LT1610* der Firma *Linear Technology* ([24]). Er weist eine bessere Line- und Load-Regulation auf, benötigt für diesen geringeren Fehler aber eine minimale Versorgung von 2 V. Unterhalb von 2 V steigt die Fehlertoleranz auf ähnliche Werte wie bei dem *TLV61225*.

Nachdem nun der Superkondensator geladen wird, bei Erreichen der oberen Grenzspannung der MOSFET-Schalter durchschaltet und der angeschlossene DC-DC Wandler eine stabile Versorgung ermöglicht, kann der Sensor in die aktive Messphase wechseln. Dazu muss die Harvesting-Schaltung vom Eingang getrennt und die Nennbürde zugeschaltet werden. Dieser Vorgang soll hier ohne näheres Eingehen auf den Messvorgang (folgt im nächsten Kapitel) gezeigt werden. Abbildung 6.14 verdeutlicht den bisherigen Aufbau inklusive zuschaltbarer Nennbürde. Hier wird vorerst auf den DC-DC Wandler verzichtet, da diese eine interne Schaltfrequenz von bis zu 1 MHz aufweisen und damit die Simulation drastisch verlangsamt wird. Stattdessen wird eine ideale Spannungsquelle verwendet, die eine ausreichend hohe Spannung für die weitere Funktion besitzt. Somit können multiple Simulationen durchgeführt werden, bevor im Anschluss anhand von einer Simulation die Funktionstüchtigkeit der Schaltung inklusive DC-DC Wandler bewiesen wird.

Der grundsätzliche Vorgang lässt sich aber auch in der vereinfachten Schaltung zeigen: Schaltet

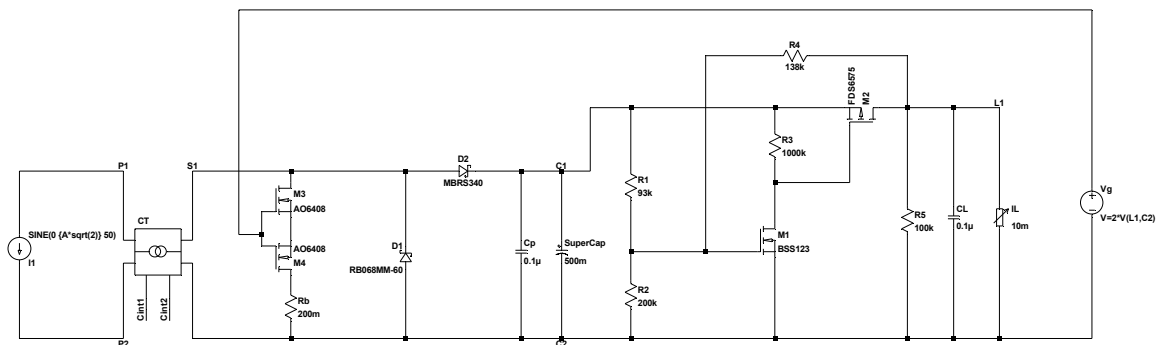


Abbildung 6.14: Harvesting-Schaltung mit MOSFET-Schalter und Zuschalten der Nennbürde (vereinfacht)

der MOSFET-Schalter durch, so wird die Last (repräsentiert durch ein 10 mA Lastelement) an den Superkondensator angeschlossen und von diesem versorgt. Gleichzeitig wird die Versorgungsspannung nun dazu genutzt, den aus M3 und M4 bestehenden Schalter zu aktivieren, wodurch die Nennbürde von $200\text{ m}\Omega$ parallel zum Eingang des Stromwandlers geschaltet wird. Da dieser bei Nennstrom ein Wechselsignal mit einem maximalen Effektivwert von 200 mV erzeugt und der Superkondensator mindestens auf 1.5 V aufgeladen ist, sperrt die Diode D2. Auch die Diode D1 leitet nicht, solange ihre minimale Flussspannung höher als die an der Nennbürde abfallende Spannung ist. Hier zeigt sich daher erneut die Notwendigkeit einer Diode mit möglichst hoher Flussspannung bzw. gar keiner Diode. Diese Konstellation führt nun dazu, dass die Harvesting-Schaltung vom Stromwandler getrennt wird und die Nennbürde fast ideal zugeschaltet wird (abgesehen von geringen Leckströmen in den Dioden, die aber in Relation zu dem hohen Sekundärstrom über die Bürde vernachlässigt werden können).

Die beiden N-Kanal MOSFETs M3 und M4 müssen dabei so gewählt werden, dass sie den maximalen Sekundärstrom aushalten, einen möglichst kleinen Widerstand im leitenden Zustand besitzen und ihre Threshold-Spannung klar unter der angelegten Gate-Source-Spannung liegt. Ihr innerer Leitwiderstand ($R_{DS,on}$) muss deshalb möglichst gering sein, da der Stromwandler sowohl die Nennbürde als auch den Widerstand der Transistoren sieht. Somit kommt es zu einer Veränderung der wahren „Gesamtbürde“, was gemäß Kapitel 3 zu einer Verfälschung des Messsignals führt. Zwar wird in weiterer Folge nur die Spannung an der Bürde gemessen, der Stromwandler sieht aber dennoch die leicht erhöhte Gesamtbürde, wodurch der Sekundärstrom leicht verfälscht wird. Der entstehende Fehler muss jedoch in Kauf genommen werden, wenn nur ein Stromwandler für die Harvesting- und Messschaltung verwendet werden soll. Bei kleinen Innenwiderständen der Transistoren fällt er im Vergleich zu den restlichen Messungenauigkeiten (siehe nächstes Kapitel) aber fast nicht ins Gewicht.

Bei der Treshold-Spannung der Transistoren M3 und M4 muss außerdem berücksichtigt werden, dass aufgrund der vorliegenden Beschaltung die Gate-Source Spannung nicht konstant ist, sondern um den Spannungsabfall am Messwiderstand (200 mV Effektivwert) schwankt. Das Steuerungssignal muss also ausreichend hoch sein um die Transistoren trotz dieser Schwankungen verlässlich zu schalten. Daher wird in der vereinfachten Schaltungsdarstellung vorerst das Spannungssignal hinter dem MOSFET-Schalter verdoppelt. In weiterer Folge wird hier die konstante Versorgungsspannung von 3.3 V verwendet werden, welche ausreichend hoch für die gewählten Transistoren ist.

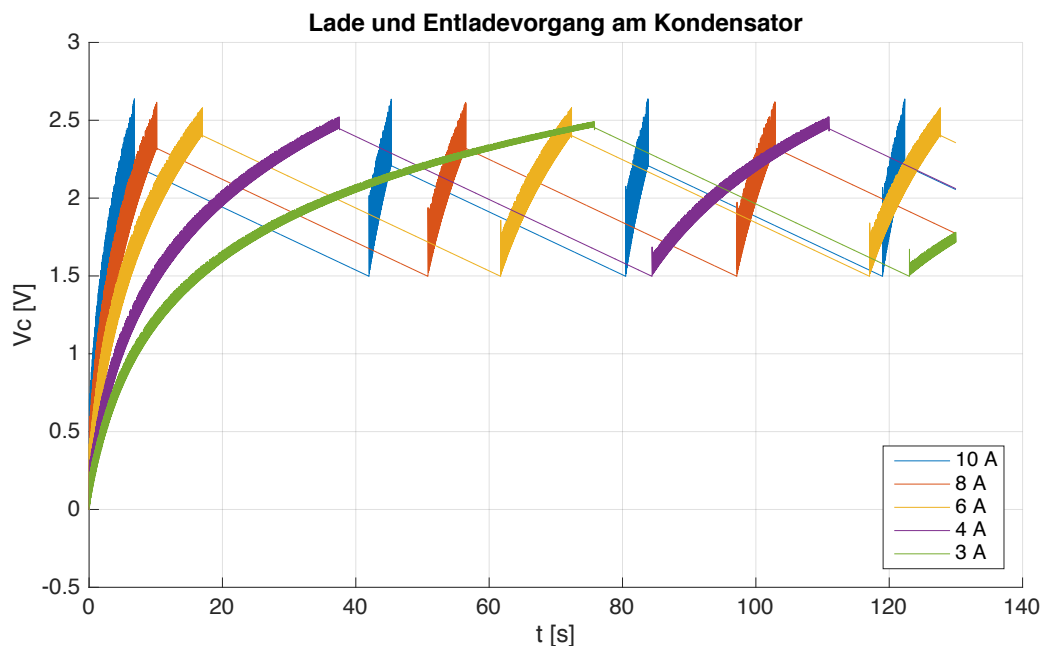


Abbildung 6.15: Spannungsverlauf des Superkondensators während Lade- und Entladephase (Last mit 10 mA)

Abbildung 6.15 zeigt den Spannungsverlauf am Superkondensator für verschiedene Primärströme. Das erklärte Verhalten ist gut zu beobachten. Je nach Höhe des Primärstroms dauert das Erreichen der 2.5 V unterschiedlich lange, wobei der minimale Primärstrom zum Erreichen der nötigen 2.5 V Grenze gemäß Abbildung 6.8 etwa 1.7 A beträgt. Die Funktion der Schaltung ist also im Bereich von 17% bis 100% des Nennstroms gegeben.

Nach Erreichen der oberen Grenze öffnet der MOSFET-Schalter und die Nennbürde wird zugeschaltet. Wie in der Abbildung 6.15 ersichtlich ist, entlädt sich der Superkondensator nun und versorgt den angeschlossenen Mikrocontroller und das Funkmodul, welche durch eine 10 mA Last repräsentiert werden. Der DC-DC Wandler wird hier vorerst nicht simuliert. Sobald die untere Grenze von 1.5 V erreicht ist, blockiert der MOSFET-Schalter und somit wird auch der Bürdenwiderstand wieder vom Stromwandler getrennt. Somit beginnt der Ladezyklus des Superkondensators erneut. Abbildung 6.16 verdeutlicht auch den magnetischen Arbeitspunkt des Wandlers in der Lade- und Entladephase für zwei verschiedene Primärströme. Während in der Ladephase das bereits erklärte Verhalten der Hysteresekurve sichtbar ist, zeigt sich nach Zuschalten der Nennbürde das gewünschte Verhalten der Messschaltung. Der Stromwandler befindet sich hier fast im Kurzschluss, dementsprechend ist der Sekundärstrom hoch und die im Kern resultierende magnetische Gesamtfeldstärke gering. Die Eisenverluste sind verschwindend klein und das Messsignal wird über den geringen Magnetisierungsstrom kaum verfälscht. Der Fehler hängt hier einerseits von dem Innenwiderstand der Transistoren und andererseits von der Genauigkeitsklasse des Stromwandlers ab.

Abbildung 6.17 zeigt schließlich noch die Hystereseverluste der durchgeführten Simulationen. Zu Beginn (Superkondensator gänzlich entladen) sind diese noch gering, steigen aufgrund der wachsenden Belastung des sich aufladenden Kondensators aber rasch an. Sobald der Sensor in die aktive Phase wechselt und die Nennbürde zugeschaltet ist, sättigt der Eisenkern nicht mehr und die Verluste fallen wieder ab. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch. Die leichten Schwankun-

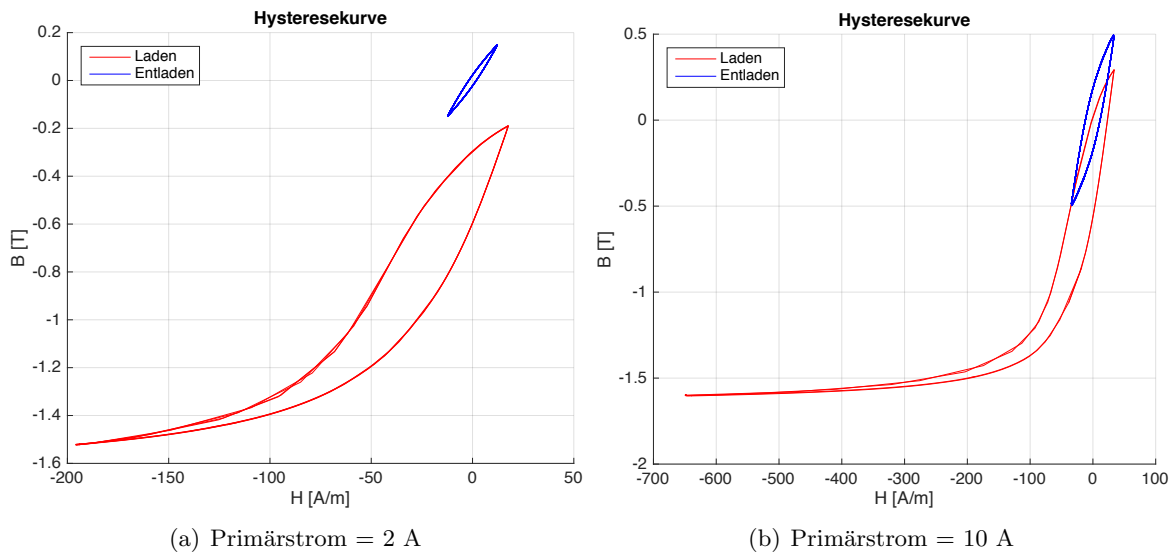


Abbildung 6.16: Hystereseverlauf während Lade- und Entladephase

gen während der Ladephasen lassen sich durch die Fehlertoleranzen in der *LTSpice*® Simulation erklären. Insbesondere werden die Zeitschritte der gespeicherten Messwerte je nach Rechenaufwand variiert und so kann es zu einer kantigen Darstellung der Hysteresekurve kommen. Dadurch ändert sich die Fläche und damit die berechneten Verluste leicht.

Eine weitere interessante Erkenntnis kann aus den gezeigten Spannungsverläufen in Abbildung 6.15 gezogen werden. Wie in Kapitel 5.1.2 bereits erklärt wurde, bewirkt der hohe Innenwiderstand des Superkondensators in Kombination mit einem hohen Ladestrom einen zusätzlichen Spannungsabfall. Wird der Kondensator also etwa mit 1 A geladen und weist einen Innenwiderstand (ESR_{DC}) von 0.5Ω auf, so ist dieser Spannungsabfall 0.5 V groß. Wird nun die obere Grenze von 2.5 V erreicht und der Kondensator vom Ladestrom getrennt, so bricht die Spannung um 0.5 V auf 2 V ein und die Dauer der Entladephase wird stark reduziert. Der Ladestrom ist im vorliegenden Fall jedoch nicht konstant sondern entsteht durch das Gleichrichten des sekundären Wechselstroms des Stromwandlers. Je nach Höhe des Primärstroms bzw. aktueller Sättigung des Eisenkerns kann der Ladestrom daher einen stark verzerrten wechselförmigen Zeitverlauf aufweisen. Dies führt zu dem erkennbaren Spannungsrippel in Abbildung 6.15. Die Höhe des Ripples ist dabei vom Primärstrom abhängig und daher kommt es zu unterschiedlichen Längen der aktiven Phase. So dauert diese in der vorliegenden Simulation bei einem Primärstrom von 3 A ca. 47 Sekunden und bei 10 A nur mehr etwa 34 Sekunden. Auf die Begrenzung des Ladestroms und die damit verbundene Reduktion des Spannungsrippels wird daher im nächsten Kapitel eingegangen.

Zuletzt soll hier noch die angenommene Funktion der Schaltung mittels DC-DC Wandler bestätigt werden. Dazu wird der in *LTSpice*® vorhandene Wandler *LT1610* verwendet, um die Spannung des Superkondensators auf 3.3 V zu heben und damit eine simulierte Last zu versorgen und die Nennbürde zuzuschalten. Abbildung 6.18 zeigt den gesamten Schaltungsaufbau, wobei die Beschaltung des *LT1610* gemäß des Datenblattes erfolgt. Als Last wird hier zunächst ein $1.5 \text{ k}\Omega$ Widerstand gewählt, der den Mikrocontroller repräsentiert (ca. 2 mA). Nach kurzer Zeit wird ein Widerstand von 50Ω für 20 ms parallel geschaltet und der Strombedarf damit auf über 60 mA erhöht (Simulation des Funksensors). Bei diesem Übergang ist ein Einbruch der Spannung zu erwarten und daher wird ein zusätzlicher 0.1 mF Elektrolyt-Kondensator (Ca) als

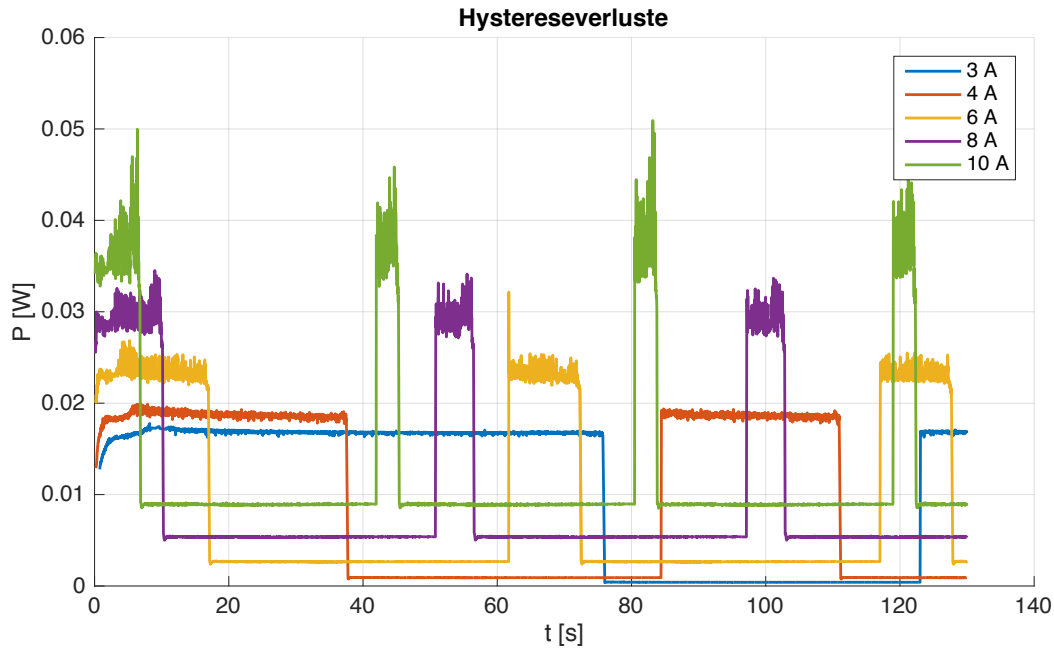


Abbildung 6.17: Zugehörige Hystereseverluste während Lade- und Entladephase

Buffer am Ausgang des Wandlers eingefügt. Zusätzlich wird ein weiterer Bufferkondensator (C_e mit 1 mF) parallel zu dem Superkondensator geschaltet. Dessen Notwendigkeit resultiert aus der Tatsache, dass dessen hoher ESR_{DC} ebenfalls einen Spannungseinbruch erzeugt, wenn der DC-DC Wandler einen höheren Strom für die Versorgung des Funkmoduls benötigt. Dieser Rippel soll von dem zweiten Bufferkondensator kompensiert werden. Beim realen Aufbau des Sensors müssen die Anzahl und die Größe der nötigen Kondensatoren experimentell bestimmt werden, da etwa die Kabellängen und auch die Abweichungen der realen Bauteile von deren Simulationsmodell einen großen Einfluss auf die Spannungs- und Stromrippel haben können. Die Simulation bietet aber einen guten Ausgangspunkt.

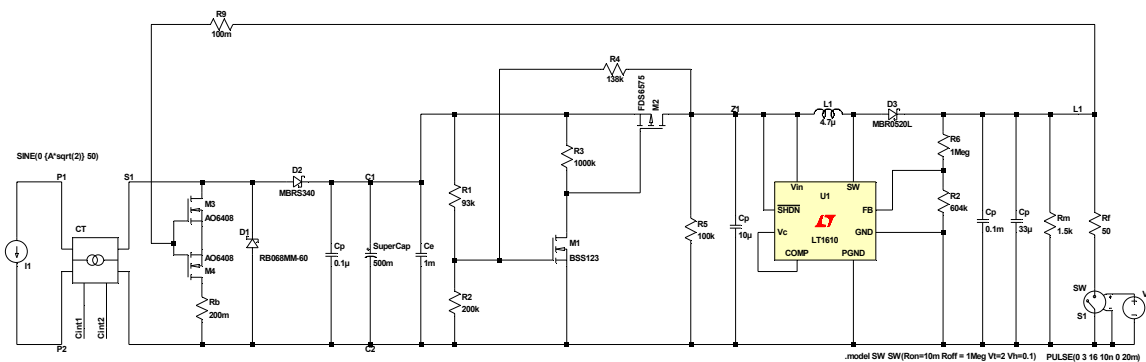


Abbildung 6.18: Gesamtes Schaltbild mit DC-DC Wandler

Abbildung 6.19 zeigt den Schaltvorgang und das Aufbau der Versorgungsspannung sowie den Lastwechsel. Da die Bufferkapazitäten des DC-DC Wandlers und der eingefügte 0.1 mF Kondensator nach dem Durchschalten erst geladen werden müssen, entsteht zunächst ein Spannungseinbruch am Superkondensator, der von dem 1 mF Kondensator reduziert wird. Dennoch beträgt

er im vorliegenden Fall fast 400 mV. Währenddessen fließt ein hoher Strom, der die Kapazitäten lädt. Da der DC-DC Wandler jedoch über eine Strombegrenzung verfügt, die in dem Simulationsmodell von *LTSpice*® nicht nachgebildet wird, ist in Realität ein langsames Steigen der Versorgungsspannung und damit ein geringerer Spannungsabfall am Superkondensator und ein niedrigerer Strom durch den Wandler zu erwarten.

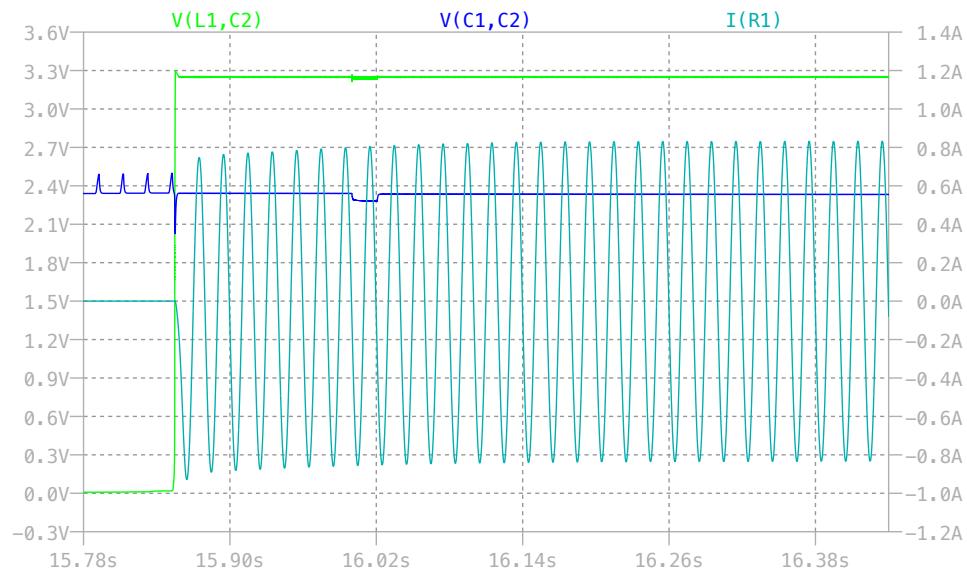


Abbildung 6.19: Verlauf von Superkondensatorspannung $V(C1,C2)$, Ausgang des DC-DC Wandlers $V(L1,C2)$ und Strom über die zugeschaltete Nennbürde $I(R1)$

Der Spannungsrippel der Versorgungsspannung beträgt bei den vorliegenden Bufferkapazitäten etwa 15 mV. Wird das simulierte Funkmodul zugeschaltet, so zeigt sich eine leichte Verschlechterung des Rippels, es kommt dank der gewählten Kapazitäten aber zu keinem großen Einbruch der Versorgungsspannung. Der neue Rippel während dieser Phase erhöht sich auf etwa 25 mV. Ist dies für das verwendete Modul zu hoch, so muss eine größere Bufferkapazität am Ausgang des DC-DC Wandlers gewählt werden.

Ebenfalls gut zu sehen ist der Anstieg des Stroms durch die Nennbürde R_b in Abbildung 6.19. Deren Zuschaltung funktioniert also wie erwartet und es stellt sich an der Bürde der gewünschte Messstrom ein. Erkennbar ist dabei, dass es hier aufgrund des magnetischen Arbeitspunktes des Stromwandlers beim Schaltvorgang zu einer Verschiebung des Wechselstroms kommt, die sich innerhalb weniger Perioden ausregelt. Es muss daher nach dem Aufbau der Versorgungsspannung und der Aktivierung des Mikrocontrollers kurz gewartet werden, bevor das Messsignal korrekt ausgelesen werden kann.

Bisher nicht beachtet wurden die Schaltverluste in den beiden Transistoren der Nennbürde. Diese können jedoch je nach Schaltvorgang hohe Werte annehmen und müssen daher berücksichtigt

werden. Während der Messphase fließt durch die Transistoren ein Strom mit einem Spitzenwert von bis zu $\sqrt{2} A \approx 1.4 A$. Wird die Gatespannung an den beiden Transistoren verringert, so sperren diese nicht sofort, sondern gehen bei sinkender Gatespannung zunächst in den ohmschen Bereich der Transistorkennlinie über (siehe etwa [Ber12]). Dadurch steigt der Widerstand vor dem endgültigen Sperren an und der vom Stromwandler getriebene Strom erzeugt Verluste in den Transistoren. Auch beim Einschalten der Transistoren durchlaufen diese zunächst die ohmsche Phase und erzeugen damit auch hier entsprechende Verluste.

Begrenzt wird die maximale Spannung an den beiden Transistoren in der vorliegenden Schaltung jedoch durch die Diode D1 und den Superkondensator. Während in der negativen Hälfte die Flussspannung der Diode D1 (ca. 600 mV) die Spannung an beiden Transistoren und der Nennbürde limitiert, so ist es in der positiven Halbwelle der Spannungsabfall über D2 und den Kondensator (maximal 0.36 V + 2.5 V). Dadurch wird die maximale Drain-Source Spannung der Transistoren begrenzt, welche ansonsten bis zur Leerlaufspannung des Stromwandlers steigen würde. Verluste entstehen dabei aufgrund der Anordnung der Transistoren und deren Bulk-Drain Dioden vor allem in M3. Während in Flussrichtung von M4 die maximale Spannung von D1 begrenzt wird und damit gering ist, wird sie in Flussrichtung von M3 durch den Kondensator bestimmt und ist entsprechend höher. Die Verluste sind dabei einerseits von dem aktuellen Stromwert beim Schaltvorgang und andererseits von dem Spannungsverlauf der Gatespannung abhängig. Je langsamer die Gatespannung abfällt, desto länger befinden sich die Transistoren im ohmschen Bereich. Es ist daher notwendig, das Gatesignal der Transistoren sowohl beim Einschalten als auch Ausschalten der Messphase möglichst steil zu gestalten. Dies kann entweder durch eine zusätzliche Hardwarekomponente oder durch das Ansteuern des Gatesignals mittels des Mikrocontrollers geschehen. Da die Versorgungsspannung aufgrund der zahlreichen Kondensatoren vergleichsweise langsam aufgebaut wird, empfiehlt sich daher nicht der direkte Anschluss des Gatesignals an den Ausgang des DC-DC Wandlers sondern etwa an eine vom Mikrocontroller gesteuerte Schaltlogik, die für ein rasches Ansteigen beim Einschalten und rasches Abfallen beim Ausschalten sorgt. So können die Transistorverluste reduziert werden. Die genauen Leistungswerte dieser Verluste werden im nächsten Kapitel näher behandelt.

Die angenommene Funktion der vorliegenden Schaltung kann also durch die Simulationen bestätigt werden. Bei der anschließenden Integration des Mikrocontrollers und des Funkmoduls muss einerseits die Wahl der passenden Stützkondensatoren beachtet und andererseits für einen entsprechend raschen Auf- und Abbau des Gate-Signal gesorgt werden. Mögliche weitere reale Störeffekte, welche hier nicht besprochen wurden, sollen in der abschließenden Diskussion genannt werden. Wichtig ist an dieser Stelle jedoch noch die nähere Analyse des hohen Ladestroms des Superkondensators und der entstehenden Verlustleistungen bei großen Primärströmen. Darauf wird im folgenden Kapitel eingegangen.

6.2.1.3 Ladestrom- und Verlustbegrenzung

Der bisher vorgestellte Einweggleichrichter mit nachfolgendem MOSFET-Schalter und DC-DC Wandler erfüllt die gewünschten Anforderungen bereits sehr gut. So zeigt sich, dass er je nach Wahl der zweiten Diode bereits unter 20% Nennstrom funktioniert. Betrachtet man jedoch die teilweise hohen Leerlaufspannungen und den großen Ladestrom des Superkondensators, so ist bei dem vorliegenden Sensor weniger das Erreichen der Zielspannung sondern vielmehr das Einhalten sicherheitsrelevanter Grenzwerte ein kritischer Punkt. Auch die Verlustleistung der Transistoren der Nennbürde gehört zu diesen.

Kondensatoren besitzen eine Nennspannung, welche ihre maximale Belastbarkeit beschreiben. Steigt die Spannung darüber hinaus an, so kann der Kondensator zerstört werden. Die maximale Spannungsverträglichkeit eines Kondensatortyps (Elektrolyt-, Tantal-, Superkondensator, etc.) ist dabei meist proportional zu der Baugröße. Wird ein kleiner Kondensator vom gleichen Bautyp gewünscht, so ist dessen Nennspannung in der Regel geringer. Besonders Superkondensatoren weisen aufgrund ihrer kompakten Bauform in der Regel eine sehr geringe Nennspannung auf. So finden sich am Markt zahlreiche Superkondensatoren im Bereich zwischen 2.5 und 6 V, welche Maße im Bereich weniger Zentimeter haben. Dabei bestehen die Kondensatoren mit höheren Spannungen in der Regel aus der Serienschaltung zweier kleinerer Kondensatoren (z. B. 2 x 3 V). Somit verdoppelt sich aber etwa auch deren ESR_{DC} .

Um eine kompakte Bauform des Sensors zu ermöglichen, ist also ein Superkondensator mit möglichst geringer Nennspannung nötig. Da die Leerlaufspannungen des vorliegenden Stromwandlers aber theoretisch auf über 20 V steigen kann, muss die Spannung am Kondensator begrenzt werden. Dies kann etwa mittels einer Zener Diode geschehen. Diese Dioden sind darauf ausgelegt in Sperrrichtung parallel zu einer Schaltung eingebaut zu werden und deren Spannung zu begrenzen. Würde die Spannung an der Schaltung nämlich über die Durchbruchspannung der Zener Diode ansteigen, so wird diese leitend und verhindert damit einen weiteren Spannungsanstieg. In der vorliegenden Schaltung muss also jedenfalls parallel zu dem gewählten Superkondensator eine entsprechende Zener Diode platziert werden. Wichtig ist dabei, dass die dadurch entstehende Verlustleistung an der Diode nicht deren Bauteilgrenzen verletzt.

Auch der maximal erlaubte Stromfluss spielt eine wichtige Rolle bei Superkondensatoren. Da diese in der Regel für Low Power Produkte eingesetzt werden und daher eine kompakte Bauform haben, sind sie großteils nicht auf den Betrieb mit hohen Strömen ausgelegt. So gibt es zwar etwa Kondensatoren der Firma *CapXX* ([5]), die mit mehreren Ampere geladen und entladen werden können, diese haben jedoch Maße von mehreren Zentimetern (z. B. 39 x 17 x 3 mm). Superkondensatoren der Hersteller *VinaTech* ([26]) oder *Samxon* ([15]) sind deutlich kompakter und für den Sensor daher besser geeignet. Je nach Modell besitzen diese aber maximale Spitzenströme unter 1 A und maximal erlaubte Dauerströme von wenigen Hundert Milliampere. Es zeigt sich daher die Notwendigkeit einer Ladestrombegrenzung. Diese hat noch einen weiteren positiven Effekt. Wie im vorherigen Kapitel gezeigt wurde, führt der hohe Ladestrom zu einem starken Spannungsrippel am Kondensator und damit zu einer negativen Beeinflussung der Dauer der aktiven Phase. Die Ladestrombegrenzung verringert diesen Rippel und verlängert somit die aktive Phase bei hohen Primärströmen. Im vorliegenden Schaltungsentwurf ergeben sich zunächst drei verschiedene Ansätze zur Reduktion des Ladestroms am Superkondensator. Diese sollen hier kurz erklärt und ihre Eignung für den Sensor untersucht werden:

Paralleler Kondensator

Da der Ladestrom des Superkondensators nicht konstant ist, sondern aufgrund des gleichgerichteten Wechselsignals zu Beginn sinusförmig und später aufgrund der Sättigung zusätzlich verzerrt ist, kann ein zusätzlicher Kondensator parallel zu dem Superkondensator geschaltet werden. Dieser hätte im wesentlichen die Aufgabe, den Ladestrom für den Superkondensator zu glätten und damit die Stromspitzen zu senken. Dies setzt eine ausreichend hohe Kapazität und einen niedrigen inneren Serienwiderstand voraus. Somit kommen nur Elektrolyt-Kondensatoren in Frage, welche auch bei höheren Kapazitäten einen geringen Serienwiderstand (ESR) und eine kompakte Bauform aufweisen. Zu Beginn des Ladevorganges teilt sich der Strom dann entsprechend des Verhältnisses zwischen den beiden Serienwiderständen der Kondensatoren auf. Ist die Kapazität

des parallelen Kondensators groß genug, so kann der Ladestrom ausreichend geglättet und der Maximalstrom in den Superkondensator begrenzt werden. Bei einem Superkondensator mit einer Kapazität von 0.5 F und einem ESR_{DC} von 0.5Ω zeigt eine kurze Simulation jedoch, dass etwa ein 50 mF Kondensator mit einem ESR von $10 m\Omega$ nötig wäre, um den Ladestrom bei maximalem Primärstrom auf unter 500 mA zu begrenzen. Da solche Kondensatoren kaum verfügbar sind bzw. inakzeptabel groß wären, kann diese Methode jedoch nicht für die Strombegrenzung des Sensors verwendet werden.

Serienwiderstand

Eine weitere Möglichkeit den Ladestrom des Superkondensators zu begrenzen besteht darin, einen Widerstand in Serie zu diesem zu schalten. Damit wird die Belastung des Stromwandlers erhöht und der maximale Strom reduziert. Abbildung 6.20 zeigt den Aufbau dieser Schaltung (wieder ohne DC-DC Wandler). Um die Simulationsdauer zu reduzieren, wurde ein 50 mF Superkondensator gewählt. Der innere Serienwiderstand von 0.5Ω wurde beibehalten, wodurch die restlichen Erkenntnisse (abgesehen von der verkürzten Ladedauer) auch für den tatsächlichen Superkondensator gültig sind. Zeitangaben müssen dabei in Relation gesetzt werden. Eine Zener Diode parallel zu dem Superkondensator begrenzt die Spannung an diesem auf 3.9 V. Dies ermöglicht etwa die Verwendung eines Kondensators mit 6 V Nennspannung und ist ausreichend hoch, um die 2.5 V Grenzspannung erreichen zu können. Für die Simulation wird die Diode *1N5335B* der Firma *ON Semiconductor* gewählt ([17]), da diese eine hohe maximale Verlustleistung von 5 W aufweist und ein SPICE Modell dafür verfügbar ist ([18]). Wie sich zeigen wird, ist eine Diode mit hoher Verlustleistung nötig.

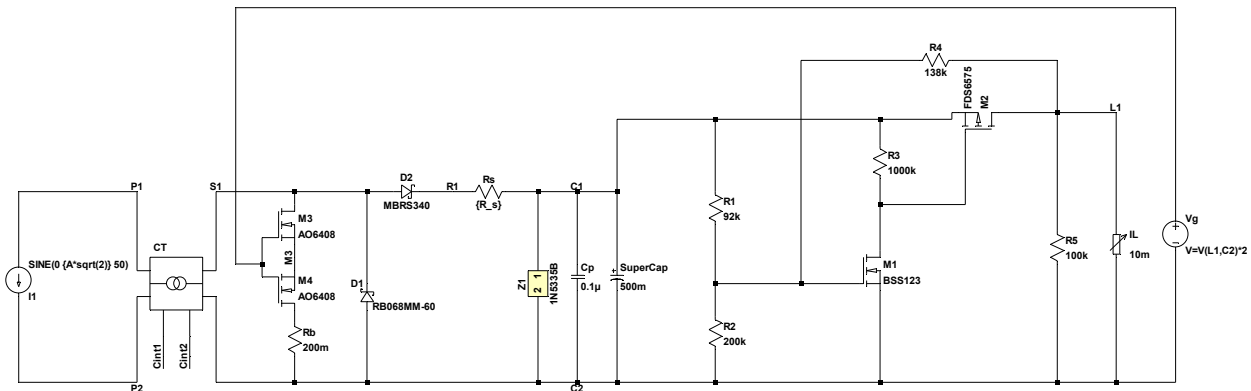


Abbildung 6.20: Schaltbild der Strombegrenzung mittels Serienwiderstand

Abbildung 6.21 zeigt nun den maximalen Ladestrom am Superkondensator (C) und alle relevanten Bauteilverluste für verschiedene Größen des Serienwiderstandes (R_s). Dabei wurde primärseitig Nennstrom eingespeist, um so die maximalen Verluste darzustellen. Die linke Abbildung stellt zunächst die Anfangsphase dar, also jene Phase die bis zum erstmaligen Erreichen der 2.5 V dauert. Die rechte Abbildung zeigt schließlich einen gesamten Zyklus, bestehend aus Entlade- und erneuter Ladephase (dabei liegen am Superkondensator beim Beginn des Ladens bereits 1.5 V an).

In der Anfangsphase zeigt sich, dass der maximale Ladestrom (Spitzenwert) des Kondensators bei wachsendem Serienwiderstand stark abnimmt. So sinkt dieser bereits bei einem Serienwiderstand

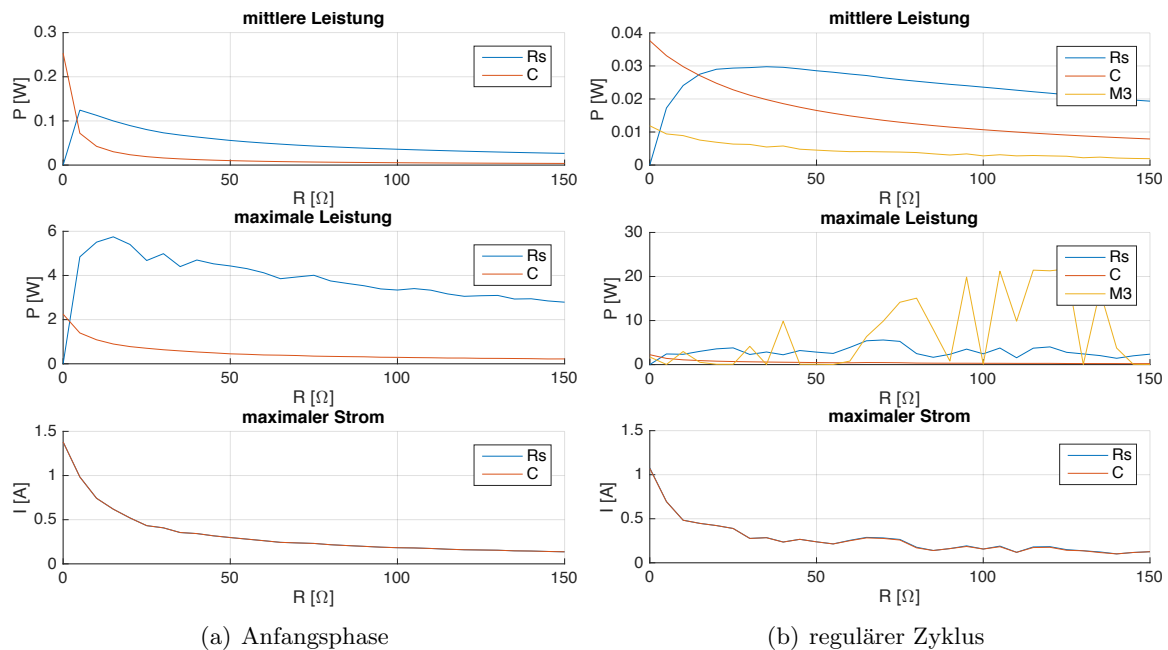


Abbildung 6.21: Verluste und Maximalstrom bei Strombegrenzung mittels Serienwiderstand (bei Nennstrom)

von 15Ω auf 500 mA . Das Einfügen des Widerstandes führt jedoch zu einer Verlustleistung in diesem. Daher sind in der Abbildung auch die gemittelten Verluste (gemittelt über die Anfangsdauer bzw. über einen ganzen Zyklus) und die Spitzenwerte der Verluste des Serienwiderstands dargestellt. Diese werden in Wärme umgewandelt und setzen daher einen dafür entsprechend ausgelegten Widerstand voraus. Insbesondere die hohen Spitzenwerte der Verlustleistung sind bei der Bauteilwahl zu beachten. Es sei dabei daran erinnert, dass die Belastung durch die Ladeschaltung den Stromwandler in Sättigung treibt und der sekundäre Stromverlauf daher nicht mehr sinusförmig sondern stark verzerrt ist. Dies führt zu kurzfristigen Leistungsspitzen bei einem deutlich geringeren Durchschnittswert.

Betrachtet man nun einen gesamten Zyklus, so sinken die durchschnittlichen Werte deutlich, da in der aktiven Sensor-Phase kein Strom über den Serienwiderstand in den Superkondensator fließt und dies den Mittelwert senkt. Da die Lade- und Entladephase jedoch mehrere Sekunden dauert und sich die Bauteile in dieser Zeit stark erwärmen können, müssen die Bauteile auf die Verluste während der Ladephase ausgelegt sein. Eine interessante Erkenntnis aus der rechten Abbildung ist die hohe und schwankende maximale Leistung am Widerstand und dem Transistor $M3$. Diese ergibt sich aus dem jeweiligen Momentanwert des Primärstroms beim Wechsel zwischen Lade- und Entladephase. Ist der Primärstrom und damit der Sekundärstrom über die Nennbürde beim Umschalten gerade auf einem hohen Wert, so versucht der Transformator durch sein induktives Verhalten den aktuellen Strom auch weiter zu treiben. Dieser teilt sich je nach momentanem Zustand der Schaltung auf den Transistor $M3$ und den Serienwiderstand R_s auf. Die maximale Drain-Source Spannung an den Transistoren $M3$ und $M4$ wird dabei durch die über den Serienwiderstand abfallende Spannung zusätzlich erhöht und so kann es an $M3$ zu hohen Verlusten kommen (die Verluste an $M4$ werden durch die Diode $D1$ begrenzt). Dies erklärt die Leistungsspitzen und Schwankungen der Maximalwerte in der Abbildung. Sobald der Serienwiderstand wenige Ohm beträgt, kann es also bei jedem Wechsel zwischen den Phasen kurzfristig zu hohen Spitzen-

werten am Widerstand ($\approx 6 \text{ W}$) und noch wesentlich größeren Spitzen am Transistor M3 ($>20 \text{ W}$) kommen. Grundsätzlich muss bei der Bauteilwahl daher von dem höchsten zu erwartenden Wert ausgegangen werden.

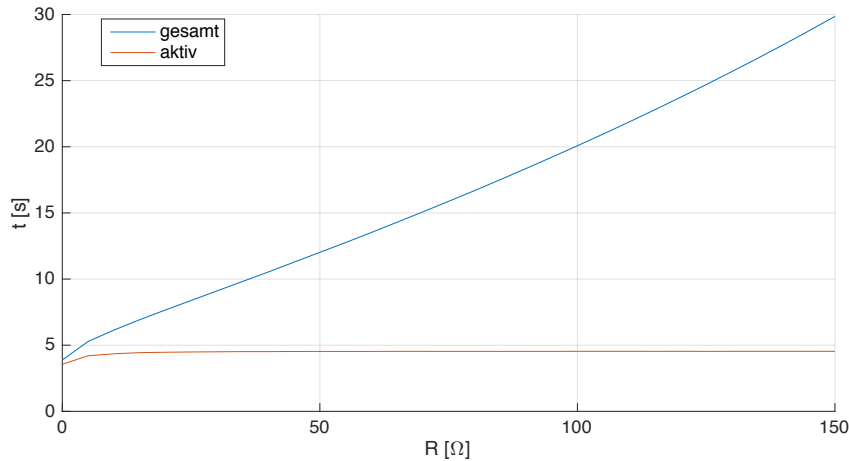


Abbildung 6.22: Dauer der Lade- und Entladephase bei Strombegrenzung mittels Serienwiderstand (bei Nennstrom)

Abbildung 6.22 zeigt schließlich die Dauer der Lade- und Entladephasen mit dem simulierten 50 mF Kondensator. Durch die Begrenzung des Ladestroms steigt die Dauer des Ladevorganges deutlich an. Der Serienwiderstand erhöht die Belastung des Stromwandlers dauerhaft. Dadurch fließt zu Beginn, wenn der Kondensator entladen ist, der höchste Strom. Mit steigender Ladung am Kondensator und der dadurch entstehenden zusätzlichen Belastung nimmt der Ladestrom kontinuierlich ab. Der Serienwiderstand muss daher so ausgelegt sein, dass der maximale Strom entsprechend den Vorgaben des Superkondensators begrenzt wird. Durch die hohen Spitzenwerte der Verluste und die gleichzeitig deutliche Verlangsamung des Ladevorganges eignet sich der Serienwiderstand daher nicht optimal für den Einsatz am Stromwandler.

Strombegrenzung mittels Transistor

Eine weitere Möglichkeit zur Strombegrenzung bietet eine Schaltung mit einem Transistor, welcher bei steigendem Strom den Durchfluss reguliert. Abbildung 6.23 zeigt das zugehörige Schaltbild. Über den geringen Serienwiderstand R_s fällt je nach Stromfluss eine bestimmte Spannung ab. Ist diese unterhalb der Threshold-Spannung des Transistors Q1, so sperrt dieser. Somit liegt am Gate des P-Kanal MOSFETs Ms die negative Ausgangsspannung des Stromwandlers (abzüglich der D2 und R_s) an. Ist die Threshold-Spannung des Transistors gering genug, so kann der Stromwandler diese leicht liefern und den Kondensator fast ungehindert laden. Es kommt im Gegensatz zu der vorher gezeigten Strombegrenzung mittels Serienwiderstand in dieser Phase nur zu einer sehr geringen zusätzlichen Belastung für den Stromwandler, da der Serienwiderstand R_s hier deutlich kleinere Werte aufweist. Erst wenn der Strom weiter steigt und die Spannung über R_s den Threshold-Wert von Q1 erreicht, beginnt dieser zu leiten und sperrt damit M3. Dieser funktioniert dabei als regulierbarer Widerstand. Er wird über Q1 so gesteuert, dass er den maximalen Strom je nach gewähltem Wert von R_s und Threshold-Spannung von Q1 begrenzt. Der Vorteil gegenüber der vorherigen Lösung mittels einfachen, deutlich höheren Serienwiderstandes besteht nun darin, dass der Strom zunächst (fast) ungehindert fließen kann und erst bei Erreichen des Maximalwerts durch die steigende Belastung begrenzt wird. Hier wird also nicht der Spitzenwert

des Sekundärstroms begrenzt sondern mittels des Transistors der obere Teil des Stroms „abgeschnitten“. Dadurch ist der durchschnittliche Ladestrom größer und verkürzt die Ladedauer erheblich.

Ein Nachteil dieser Schaltung besteht allerdings darin, dass der Transistor Ms bei Erreichen des Maximalstroms zu sperren beginnt und sich der Stromwandler somit im Bereich eines Leerlaufes befindet. Dies bringt, wie bereits erklärt, jedoch hohe sekundäre Spannungen mit sich, welche die Bauteile stark belasten. Es ist daher eine Zener Diode Z1 nötig, die dafür sorgt, dass im Sperrbereich von Ms die Spannung vor dem Transistor nicht zu stark steigt. Dabei entstehen je nach Durchbruchspannung jedoch Verluste an der Diode, die berücksichtigt werden müssen. Dies fordert eine Diode mit hoher maximaler Verlustleistung und begründet die getroffene Wahl.

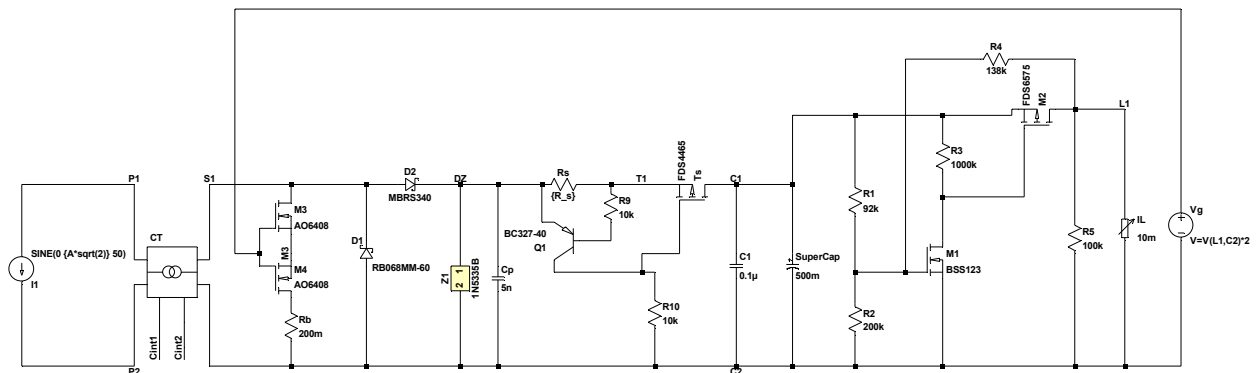


Abbildung 6.23: Schaltbild der Strombegrenzung mittels Transistor

Abbildung 6.24 gibt einen Überblick über den maximalen Ladestrom und die mittleren und maximalen Verluste an den kritischen Bauteilen der Schaltung. Dabei wurde erneut primärseitig Nennstrom eingespeist, um so die Höchstwerte der Verluste zu ermitteln. Als Zener Diode wurde ebenfalls die bereits angeführte Diode *1N5335B* mit einer Durchbruchspannung von 3.9 V gewählt. Diese garantiert auch gleichzeitig die Begrenzung der maximalen Kondensatorspannung.

Es zeigt sich hier ein ähnlicher Abfall des maximalen Ladestroms wie bei der Begrenzung mittels Serienwiderstandes. Dieser beginnt jedoch erst ab jenem Widerstandswert, bei welchem die Threshold-Spannung von Q1 (ca. 0.7 V) erstmals erreicht wird. Davor sinkt der Strom nur durch die leichte Belastung durch den Widerstand selbst. Wie in der Abbildung 6.24 erkennbar ist, steigen bei wachsender Begrenzung vor allem die Verluste über die Zener Diode, da ein großer Teil des Sekundärstroms über diese abgeleitet wird. Der stark nichtlineare Charakter des Stromwandlers und der Diode ermöglicht hier jedoch keine lineare Vereinfachung, weshalb die Simulation zur Abschätzung nötig ist.

Erneut ist die Durchschnittsleistung der einzelnen Bauteile in einem akzeptablen Rahmen. Über einen Zyklus gesehen sind die Gesamtverluste verschwindend gering und auch in der reinen Ladephase (Aufladen des Kondensators von 0 auf 2.5 V) bleiben sie unter 200 mW. Es zeigen sich jedoch ebenfalls wieder hohe Spitzenwerte der Verlustleistungen der einzelnen Bauteile.

In der Anfangsphase werden diese durch den leeren Superkondensator bestimmt, der dem Stromwandler im ersten Moment nur seinen Innenwiderstand entgegenstellt. Dadurch fließt ein hoher Anfangsstrom, der durch den Transistor verringert wird. Blockiert dieser, so fließt der restliche Strom über die Zener Diode Z1 ab. Deren nichtlineare Belastung führt zu einer Sättigung im Stromwandler und zu einem verzerrten Stromsignal. Der entstehende Spitzenstrom fließt daher nur wenige Millisekunden über die Diode und entspricht keiner sauberen Sinus-Halbwellen.

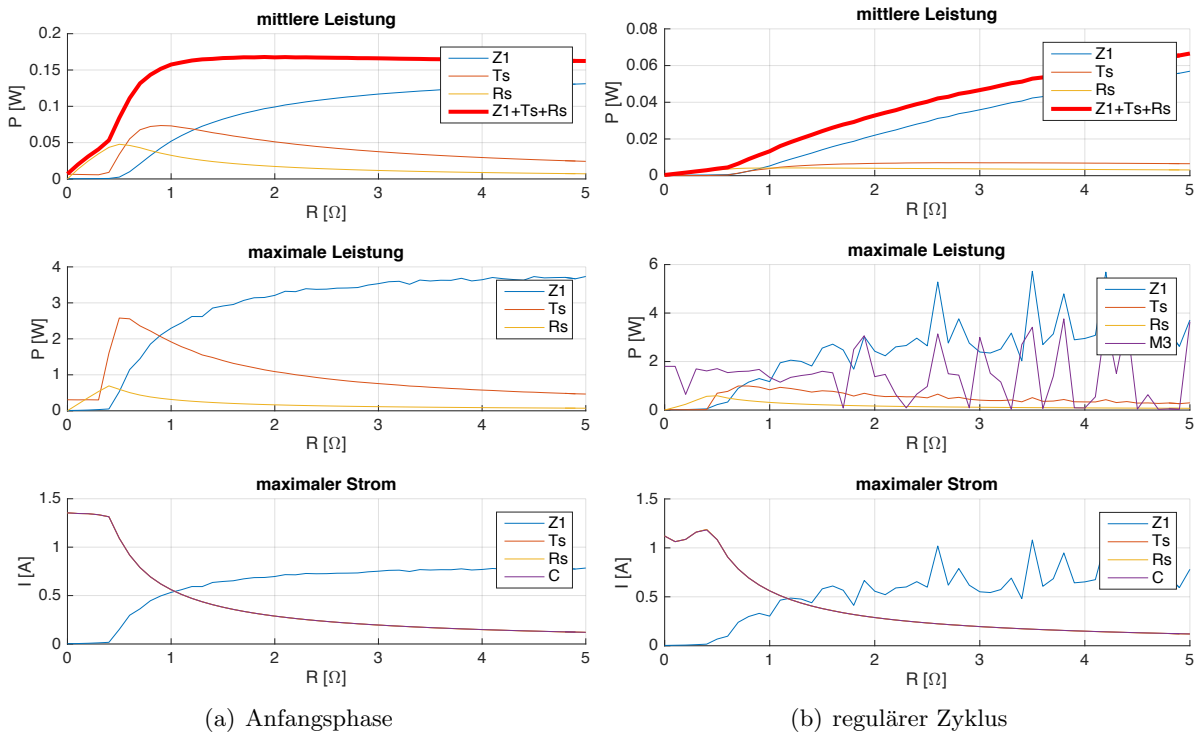


Abbildung 6.24: Verluste und Maximalstrom bei Strombegrenzung mittels Transistor (bei Nennstrom)

Während eines regulären Zyklus hängt die Verluste an der Zener Diode und an den Transistoren M3 und M4 von dem Momentanwert des Sekundärstroms und dem Verlauf der Gatespannung an den Transistoren ab. Dabei sind die Verluste an M4 aufgrund der spannungsbegrenzenden Diode D1 im Gegensatz zu jenen an M3 zu vernachlässigen. Sinkt die Gatespannung am Ende der aktiven Phase und M3 und M4 gehen in ihre ohmsche Phase über, so fließt der Strom zunächst weiter über diese und es entstehen durch den wachsenden Drain-Source Widerstand Verluste im Transistor. Erst wenn die Drain-Source-Spannung an den Transistoren so weit anwächst, dass die Spannung entlang M3, M4 und R_b jene der Zener-Diode bzw. jene des Superkondensators (in Kombination mit R_s und T_s) übersteigt, beginnt ein Teil des Stroms über diese abzufließen. Die Verlustberechnung ist in diesem Punkt von den nichtlinearen Kennlinien der Komponenten abhängig und kann daher nur mittels der Simulation abgeschätzt werden. Als Maximalwert kann dabei der Spannungsabfall über die Zener Diode und der höchstmögliche Sekundärstrom herangezogen werden. Da die Durchbruchspannung der Diode entsprechend ihres Datenblattes jedoch bei wachsendem Stromfluss leicht steigt, zeigt sich bei einem maximalen Sekundärstrom von etwa 1.4 A ¹ ein Maximalwert von < 6 W für wenige Millisekunden. Abbildung 6.25 gibt jeweils ein Beispiel für eine rasch sinkende und eine langsam sinkende Gatespannung an M3 und M4. Letzteres wurde durch einen 1 mF Kondensator parallel zu einer 1 mA Last am Ausgang des MOSFET-Schalters in Abbildung 6.23 erreicht. Es ist erkennbar, dass ein rascher Wechsel von Vorteil für die Gesamtverluste ist. Insbesondere da die wiederholte Belastung der Bauteile mit Leistungsstößen deutlich über deren Dauerbelastbarkeit zur Zerstörung der Bauteile führen kann. Daher muss das Gate-Signal von der digitalen Logik entsprechend rasch auf- und abgebaut werden.

¹Streng genommen führt der magnetische Arbeitspunktwechsel zu einer leichten Erhöhung des Sekundärstroms gemäß Abbildung 6.19

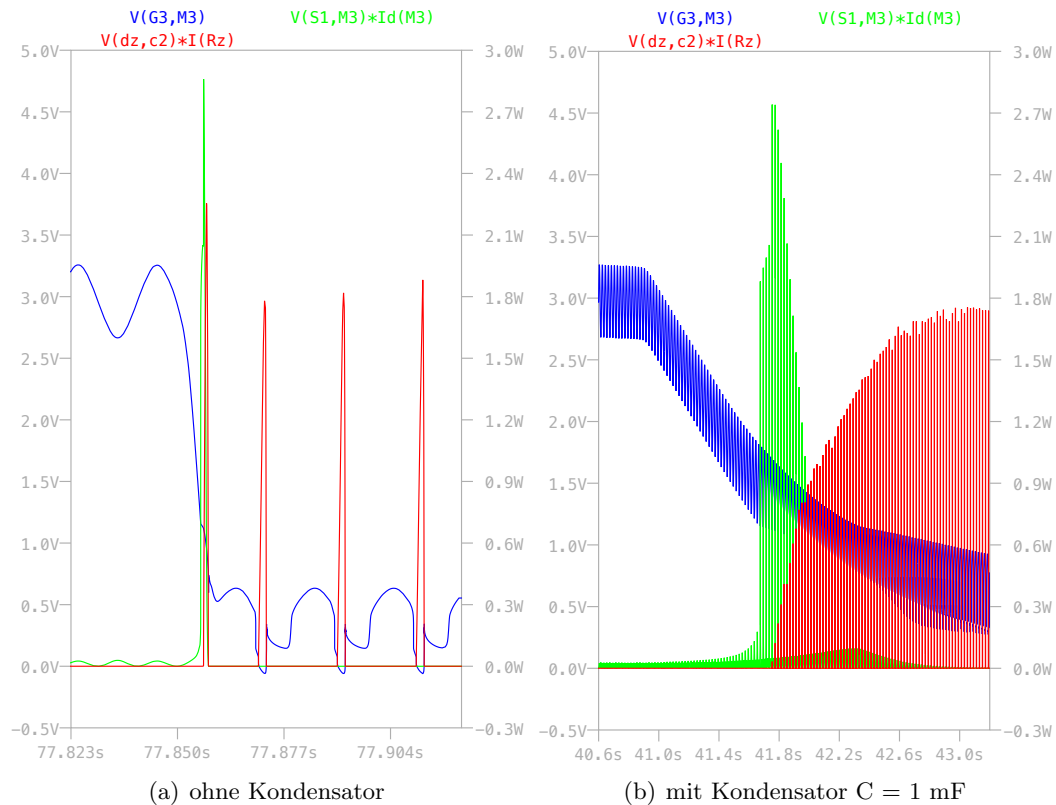


Abbildung 6.25: Vergleich der unterschiedlich abfallenden Gatespannung (blau: Gate-Source Spannung von M3 und M4, rot: Verluste von Z1, grün: Verluste von M3)

Die Zener Diode Z1 und die Transistoren M3 und M4 müssen also einerseits auf die Dauerbelastung der durchschnittlichen Verluste während der Lade- und Entlade- und andererseits auf die kurzen Spitzenstöße der Verlustleistung in der Umschaltphase dimensioniert werden. Bei der Wahl des Transistors Ms und des Widerstandes Rs muss ebenfalls auf die gezeigten Werte Rücksicht genommen werden, sie befinden sich jedoch in einem teilweise deutlich geringeren Bereich.

Abbildung 6.26 zeigt schließlich noch die Dauer des Lade- und Entladevorganges bei einem Superkondensator mit 50 mF. Es zeigt sich im Vergleich zu der Begrenzung mittels Serienwiderstandes eine deutliche Reduktion der Ladedauer. Dies lässt sich dadurch erklären, dass bei dem reinen Serienwiderstand die Belastung dauerhaft erhöht ist und den Ladestrom begrenzt. Bei der Transistorlösung wird hingegen nur der zu hohe Anteil des Ladestroms „abgeschnitten“. Damit ist der durchschnittliche Ladestrom deutlich höher und diese Lösung ist dem Serienwiderstand vorzuziehen. Der Serienwiderstand erhöht außerdem auch die minimal nötige primäre Stromstärke zum Erreichen der 2.5 V Grenzspannung um einige Prozent des Nennstroms (vergleiche Abbildung 6.8). Bei der Transistorlösung ist diese Verschiebung deutlich geringer. Sie muss jedoch in Kauf genommen werden, wenn der Ladestrom des Kondensators begrenzt werden soll.

Grundsätzlich soll noch festgehalten werden, dass die gezeigten Verluste bei primärem Nennstrom aufgenommen wurden. Verletzen diese Leistungswerte bestimmte Bauteilvorgaben, so kann etwa ein Stromwandler mit einem höheren Nennstrom als der zu erwartenden Messstrom gewählt werden. Ist der maximale Messstrom z. B. nur 30 A groß, so erreicht der vorliegende Wandler einen maximalen Sekundärstrom von 0.5 A (Effektivwert). Dies verschlechtert gemäß Kapitel 3

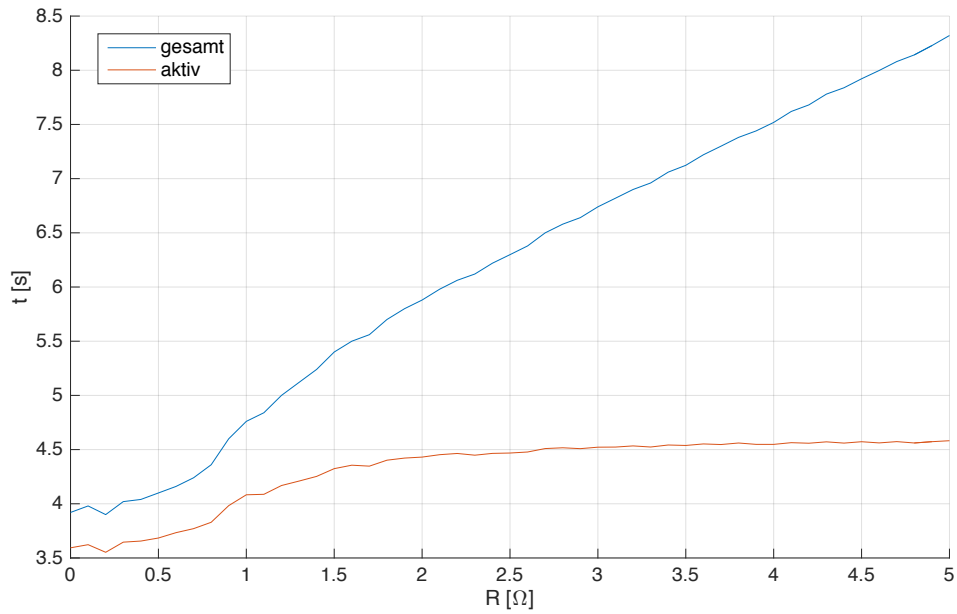


Abbildung 6.26: Dauer der Lade- und Entladephase bei Strombegrenzung mittels Transistor (bei Nennstrom)

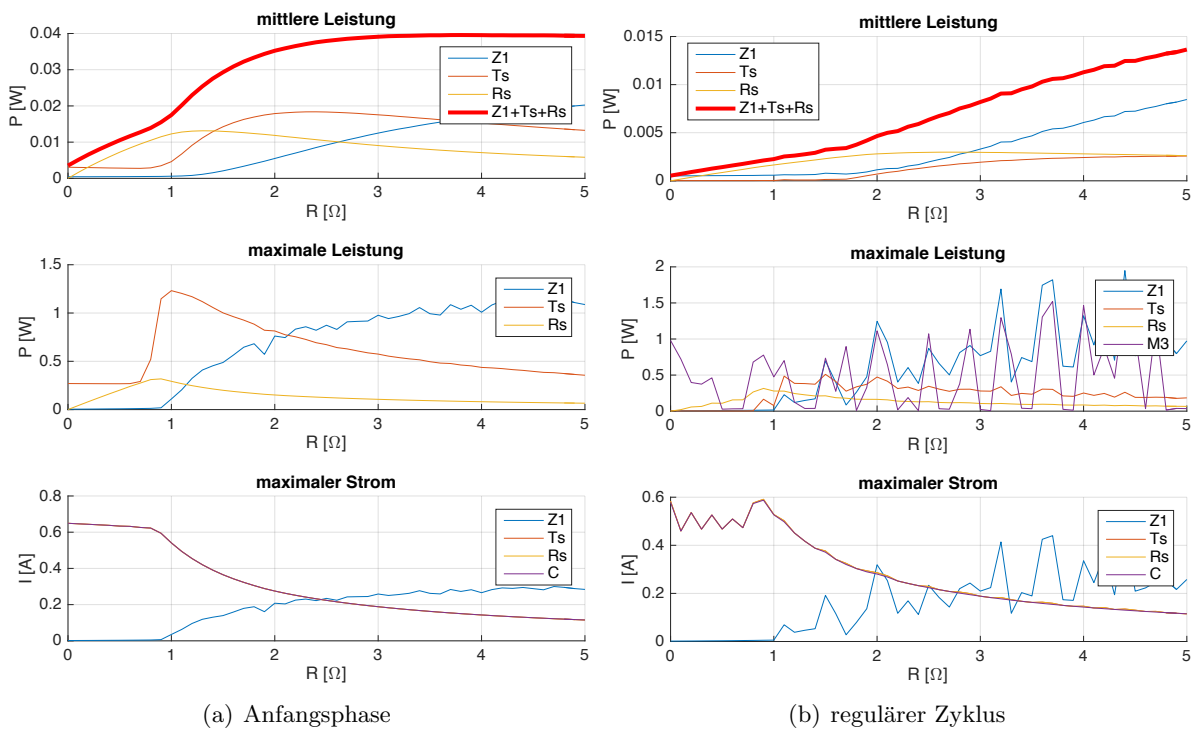


Abbildung 6.27: Verluste und Maximalstrom bei Strombegrenzung mit Transistor (50% Nennstrom)

zwar die Messgenauigkeit des Wandlers, senkt aber die Verluste deutlich. Alternativ kann auch ein Stromwandler mit geringerer sekundärer Nennleistung gewählt werden. Abbildung 6.27 zeigt zum Vergleich die maximalen Verluste der vorliegenden Harvesting-Schaltung für 50% Nennstrom. Die Reduktion der maximalen Verluste ist deutlich zu erkennen.

6.2.2 Brückengleichrichter

Abbildung 6.28 zeigt den grundsätzlichen Aufbau und die Spannungsverläufe des Brückengleichrichters. Im Gegensatz zu dem Einweggleichrichter kann durch die Anordnung der vier Dioden sowohl die positive als auch negative Halbwelle der Eingangsspannung genutzt werden. Dadurch wird die Ausbeute verdoppelt und der Transformator (Stromwandler) außerdem symmetrisch belastet.

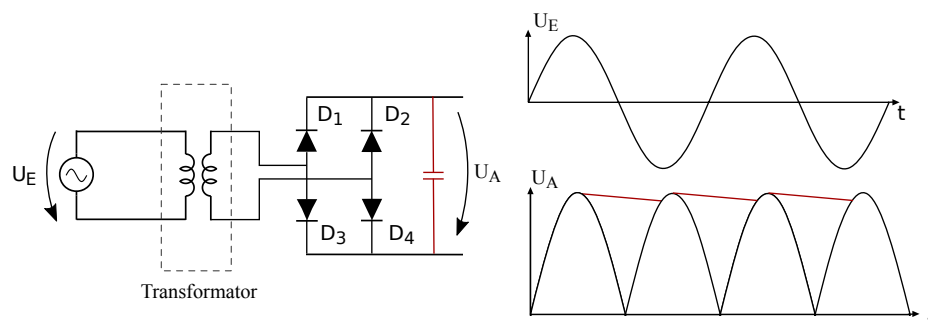


Abbildung 6.28: Aufbau und Spannungsverlauf des Brückengleichrichters [Zac10a]

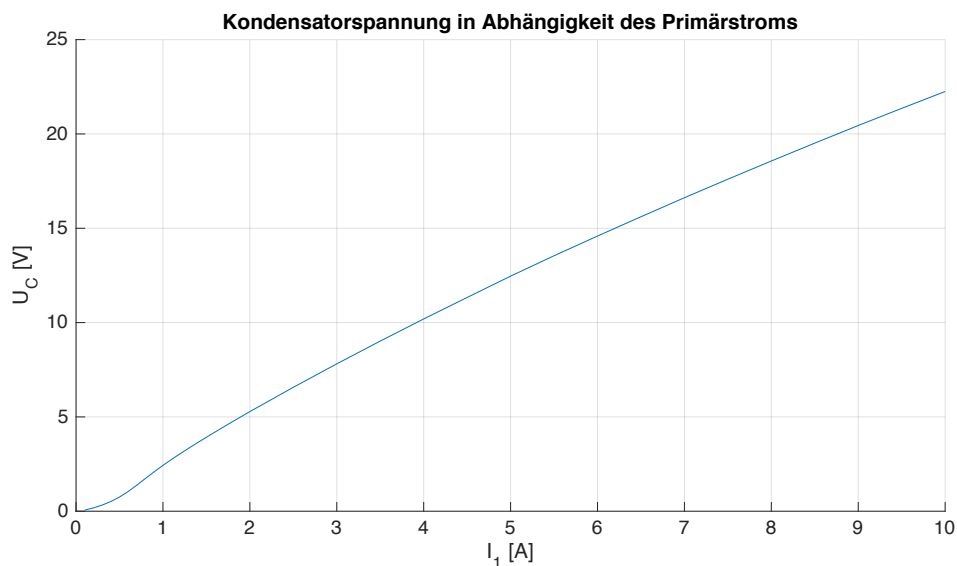


Abbildung 6.29: maximale Kondensatorspannung mittels Brückengleichrichter

Zunächst soll hier ähnlich wie in Abbildung 6.6 die theoretische maximal mögliche Kondensatorspannung bei Verwendung des Brückengleichrichters simuliert werden. Abbildung 6.29 zeigt das Ergebnis. Die maximale Spannung ist dabei erwartungsgemäß höher als bei dem Einweggleichrichter mit zweiter Diode und ähnelt stark der Spannung mit nur einer Diode. Dies lässt

sich dadurch erklären, dass sowohl bei dem Einweggleichrichter mit einer einzelnen Diode als auch bei dem Brückengleichrichter der Kern vollständig sättigt und die entstehende Leerlaufspannung gleich groß ist. Beim Einweggleichrichter entlädt sich der Superkondensator jedoch in der negativen Periodenhälfte über die Leckströme der Schaltung geringfügig. Ähnlich wie bei dem Einweggleichrichter hat auch die Wahl des Luftspalts im Eisenkern einen starken Einfluss auf die maximale Leerlaufspannung. Die Schwankungen sind aufgrund der vollständigen Sättigung noch höher und sind in Abbildung 6.30 dargestellt.

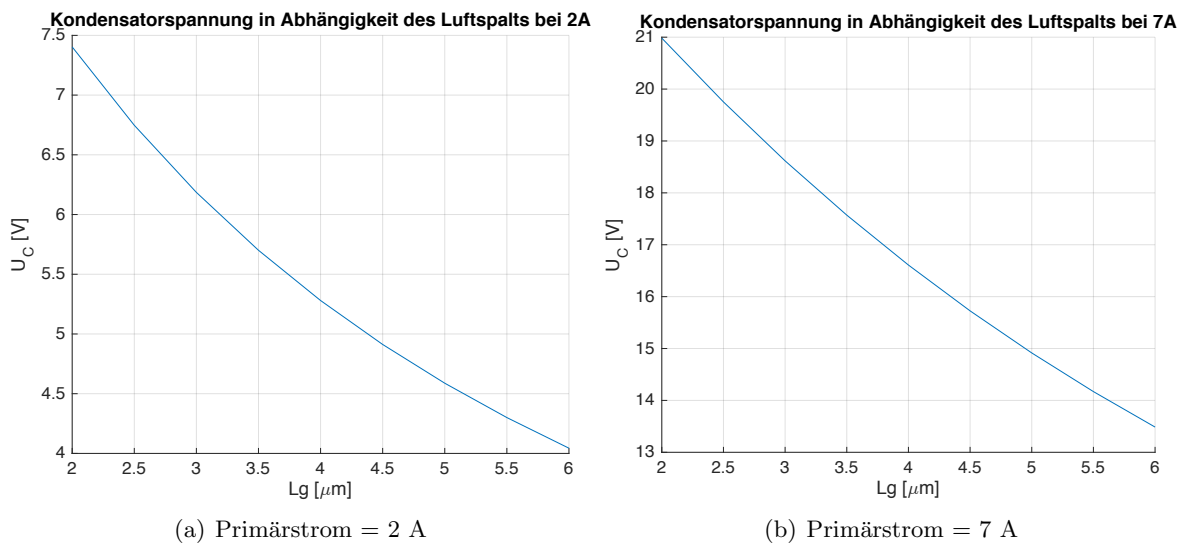


Abbildung 6.30: Unterschiedliche Maximalspannung in Abhängigkeit des Luftspalts

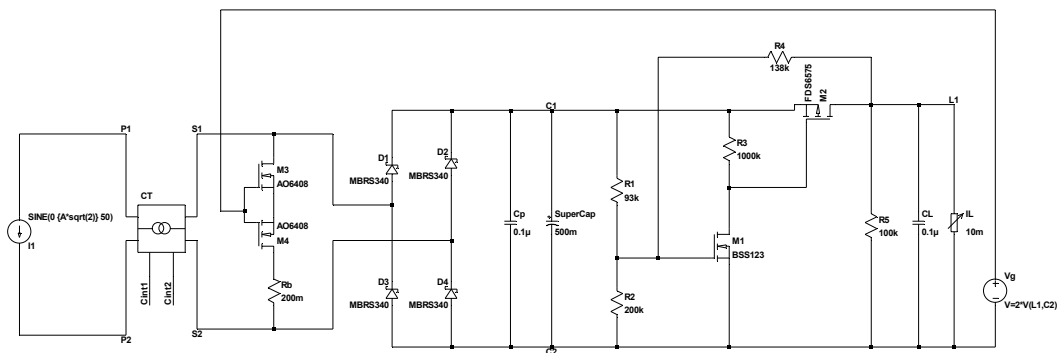


Abbildung 6.31: Harvesting-Schaltung mit MOSFET-Schalter und Zuschalten der Nennbürde (vereinfaecht)

In nächsten Schritt kann der Brückengleichrichter und der Superkondensator mit dem MOSFET-Schalter kombiniert und ebenfalls die zuschaltbare Nennbürde eingefügt werden. Abbildung 6.31 zeigt den Schaltplan, wobei hier erneut für die Massensimulation auf den DC-DC Wandler verzichtet wird. Dessen Funktion ist jedoch die gleiche wie bei dem Einweggleichrichter und wurde dort bereits bestätigt. Verändert muss lediglich die Platzierung der Nennbürde werden. Diese ist nun nicht mehr direkt mit der virtuellen Masse der Sensorschaltung (Masse des Superkondensators) verbunden, sondern über eine der Gleichrichter-Dioden getrennt. Dies führt zu einer nötigen Adaption in der Ansteuerung der Gates von M3 und M4, da nun nicht nur der Spannungsabfall an der Nennbürde (maximal $\sqrt{2} \cdot 200 \text{ mV}$) die Gate-Source Spannung beeinflusst, sondern

auch jener über die Diode D4. Dieser ist deutlich größer, hängt von der aktuellen Spannung am Superkondensator ab und kann im vorliegenden Schaltbild Werte bis etwa 1.6 V erreichen. Die Gate-Source Spannung ist daher um diesen Wert reduziert. Wird das Gate-Signal in weiterer Folge von der Versorgungsspannung (3.3 V) getrieben, so sinkt die Spannungsdifferenz zwischen Gate und Source auf bis zu 1.4 V ab. Leistungstransistoren, welche die hier entstehenden Verluste thermisch aushalten können, benötigen jedoch meist eine höhere Gate-Source Spannung, um den Sekundärstrom möglichst widerstandslos führen zu können. Daher werden die zusätzlichen MOSFET Transistoren M5 und M6 hinzugefügt. Sie schließen die Diode D4 während der Messphase kurz und erhöhen damit die Gate-Source Spannung von M3 und M4. Da nun jedoch D3 (ähnlich wie beim Einweggleichrichter) parallel zu der Nennbürde geschaltet wird, muss für diese ebenfalls eine Diode mit höherer Flussspannung (*RB068M-60*) gewählt werden. Nur so kann garantiert werden, dass der Sekundärstrom fast ausschließlich über die Nennbürde fließt und es zu keiner relevanten Verfälschung des Messsignals kommt.

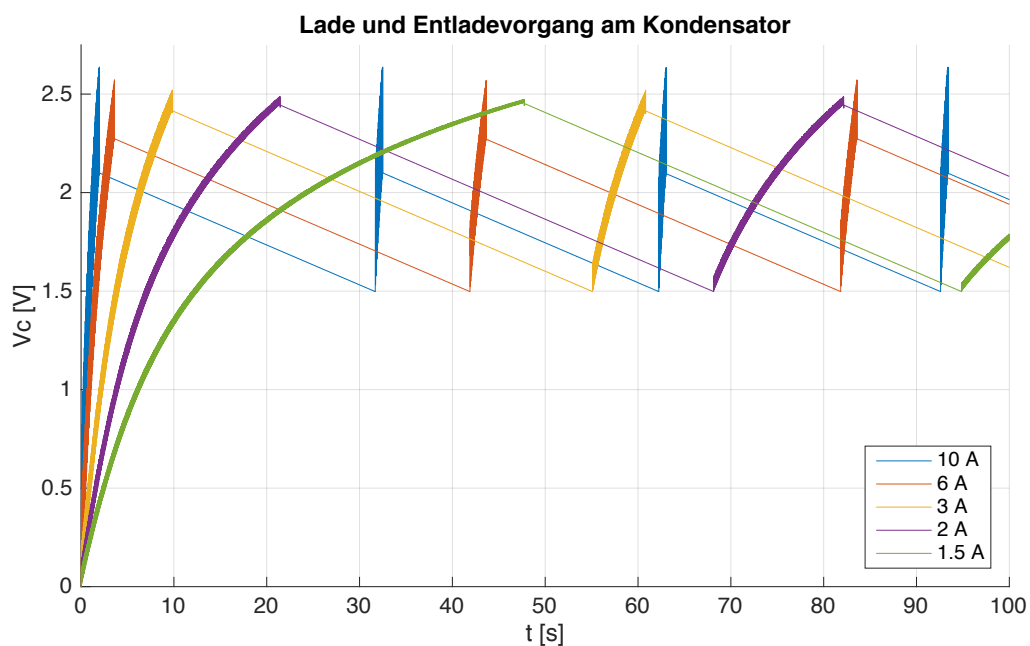


Abbildung 6.32: Spannungsverlauf des Superkondensators während Lade- und Entladephase (Last mit 10 mA)

Abbildung 6.32 und 6.33 zeigen den Spannungsverlauf am Superkondensator und die zugehörigen Hystereseverluste. Es zeigt sich hier das grundsätzlich gleiche Verhalten wie bei dem Einweggleichrichter, jedoch ist einerseits die Ladedauer wesentlich geringer, andererseits sind aber die Hystereseverluste größer. Da diese allerdings weiterhin in einem akzeptablem Rahmen ohne zu erwartender Erwärmung des Eisenkerns liegen, zeigt sich der Brückengleichrichter zunächst als bessere Wahl.

Letztlich muss bei der Analyse des Brückengleichrichters auch noch die Spannungs- und Strombegrenzung sowie die Verluste der Transistoren und anderen Bauteile berücksichtigt werden. Wie im vorherigen Kapitel erklärt, weisen viele kompakte Superkondensatoren ein Stromlimit auf, welches deutlich unter den maximal zu erwarteten Stromspitzen von 1.4 A (Amplitudenwert) liegt. Aufgrund der höheren Spannungswerte und der doppelten Frequenz (beide Halbperioden werden zur Harvesting-Schaltung durchgelassen) sind hier daher deutlich größere Verluste der einzelnen Komponenten zu erwarten.

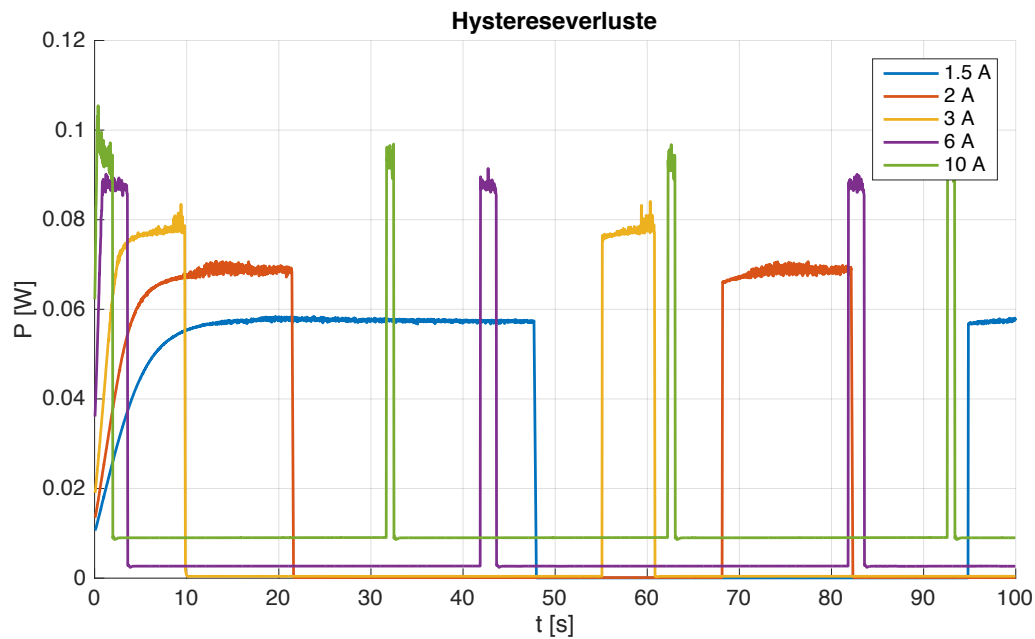


Abbildung 6.33: Hystereseverluste während Lade- und Entladephase

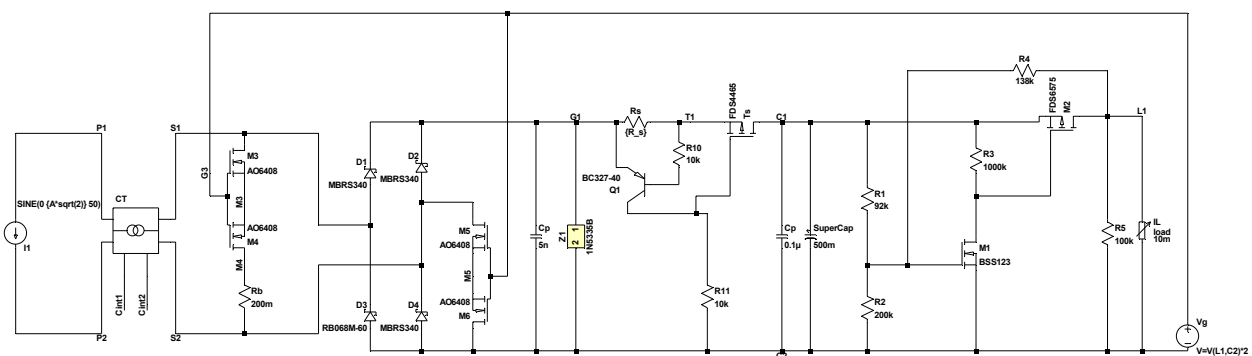


Abbildung 6.34: Schaltbild der Strombegrenzung mittels Transistor (vereinfacht)

Da sich die Wahl eines Parallelkondensators sowie die eines Serienwiderstands bereits beim Einweggleichrichter als nicht zielführend herausgestellt haben, wird in weiterer Folge bei dem Brückengleichrichter nur mehr die Strombegrenzung mittels Transistor behandelt. Abbildung 6.34 zeigt das zugehörige Schaltbild, erneut ohne nachfolgenden DC-DC Wandler, da dessen Funktion im vorherigen Kapitel bereits gezeigt wurde und dieser die Simulation mit variablem Widerstandswert zu stark verlangsamt. Bei der Bauteilwahl wurden ebenfalls die gleichen Komponenten wie bei dem Einweggleichrichter gewählt. Abbildung 6.35 liefert die zugehörigen Ergebnisse, wobei bei der Simulation der Leistungswerte erneut ein 50 mF Superkondensator verwendet wurde.

Der grundsätzliche Verlauf der Leistungen und maximalen Ladeströme ist dabei mit denen des Einweggleichrichters vergleichbar. Während der Maximalstrom in gleichem Maße mit steigendem Widerstand sinkt, wachsen die Verluste jedoch deutlich stärker. Dies lässt sich durch die Tatsache erklären, dass einerseits beide Halbperioden genützt werden und andererseits die symmetrische Belastung des Stromwandlers zur Ausbildung einer vollständig gesättigten Hysteresekurve führt. Letzteres resultiert gemäß Abbildung 6.29 in größeren Spannungen und damit einer höheren Lei-

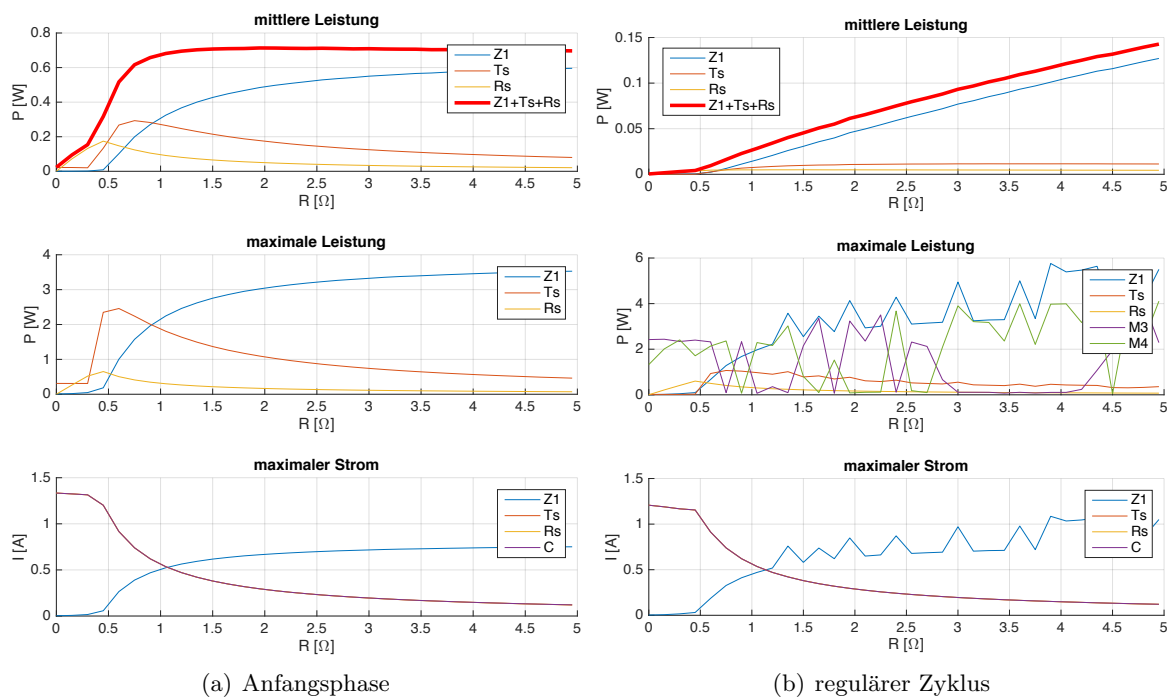


Abbildung 6.35: Verluste und Maximalstrom bei Strombegrenzung mittels Transistor (bei Nennstrom)

stungsabgabe. Dadurch entstehen größere Verlusten an den strom- und spannungsbegrenzenden Bauteilen (Zener Diode und Transistoren). Auch die hohen Leistungsspitzen an der Zener Diode und den Transistoren der Nennbürde sind erneut erkennbar und lassen sich ebenfalls durch die Umschaltvorgänge zwischen Lade- und Messphase erklären. Im Gegensatz zu dem Einweggleichrichter sind hier jedoch über beide Transistoren der Nennbürde (M3 und M4) die gleichen hohen Verluste zu erwarten. Hier fehlt die Schottky Diode, welche den Transistor M4 in seiner Flussrichtung auf die niedrige Flussspannung dieser Diode begrenzt und die Verluste damit gering hält. Beim Brückengleichrichter wird die maximale Spannung an beiden Transistoren daher in etwa auf die Durchbruchspannung der Zener Diode in Kombination mit jeweils zwei der Gleichrichterdioden beschränkt. Zusätzlich zu M3 und M4 entstehen beim Schaltvorgang auch an M5 und M6 Verluste. In der Lade- und Messphase führen diese höchstens geringe parasitäre Ströme und erzeugen daher keine relevanten Verluste. Nur in den Schaltphasen können ähnliche kurze Leistungsspitzen wie bei M3 und M4 entstehen und es gelten daher die gleichen Maximalwerte. Die tatsächliche Aufteilung des Spitzenstroms auf die Transistoren, die Zener Diode und den Ladepfad des Superkondensators hängt dabei erneut von dem Momentanwert des Stroms und dem Verlauf des Gate-Signals an den Transistoren ab. Es müssen daher einerseits alle Bauteile auf die maximal zu erwartenden Leistungsspitzen ausgelegt sein und andererseits muss das Gate-Signal mittels der digitalen Logik rasch geschaltet werden, um die Verluste an den Transistoren gering zu halten.

Der stetig wachsende durchschnittliche Gesamtverlust eines ganzen Zyklus resultiert aus der steigenden Dauer der Ladephase. Das Verhältnis von Lade- zu Entladephase nimmt mit sinkendem Ladestrom zu und dies erhöht die Durchschnittswerte innerhalb eines gesamten Zyklus. Abbildung 6.36 zeigt die vom strombegrenzenden Widerstand R_s abhängige Dauer der beiden Phasen. Zu Beginn steigen beide an, da durch den bereits erklärten hohen Innenwiderstand des Superkondensators der MOSFET-Schalter bei hohen Ladeströmen „zu früh“ durchschaltet. Es lässt sich daher

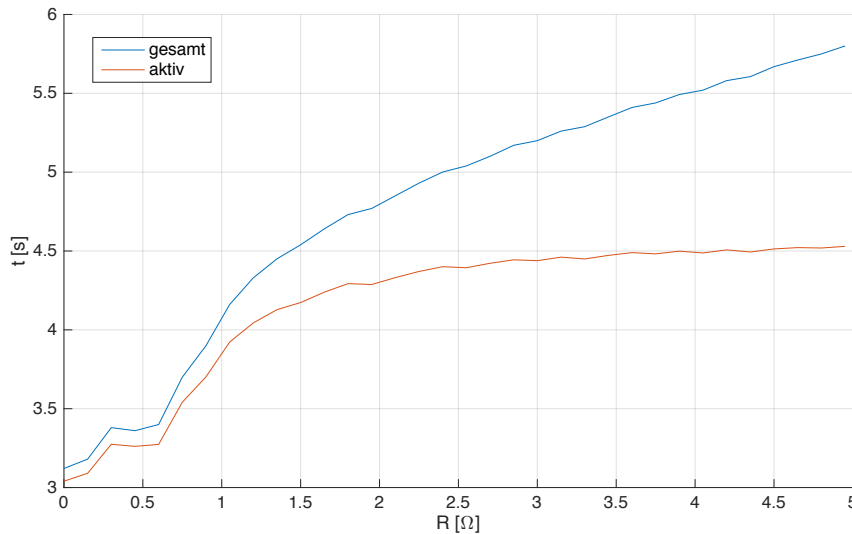


Abbildung 6.36: Dauer der Lade- und Entladephase bei Strombegrenzung mittels Transistor (bei Nennstrom)

auch ein Zusammenhang zwischen dem maximalen Ladestrom in Abbildung 6.35 und der Dauer der aktiven Phase in Abbildung 6.36 erkennen. Die Dauer der Ladephase nimmt mit sinkendem Ladestrom kontinuierlich zu. Deshalb steigt die Differenz der beiden Kurven in der Abbildung ab jenem Widerstandswert (ca. $0.6\ \Omega$) stetig an, bei welchem erstmalig die Threshold-Spannung von Q1 erreicht wird.

Für die weiteren Schaltungen wird entsprechend der Abbildungen 6.24 und 6.35 ein Widerstand mit $2.5\ \Omega$ gewählt. Dadurch wird der Ladestrom auf ca. 250 mA begrenzt, wodurch sich alle vorgestellten Superkondensatoren laden lassen.

6.3 Messschaltung

Das allgemeine Prinzip der Messmethode mittels Stromwandler wurde bereits in Kapitel 3 ausführlich behandelt und es wurde auch auf die auftretenden Messungenauigkeiten und deren Ursachen eingegangen. Dabei wird eine entsprechende Bürde an den Stromwandler geschlossen und die daran abfallende Spannung gemessen. Über das bekannte Übersetzungsverhältnis des Wandlers kann so auf den Primärstrom rückgerechnet werden. Das Messsignal ist dabei ein Wechselsignal mit positiver und negativer Halbwelle. Soll es mittels einer digitalen Logik (etwa einem ADC Eingang eines Mikrocontrollers) verarbeitet werden, so muss es vor der Messung noch angehoben werden, da diese Bauteile ein rein positives Signal verlangen. Abbildung 6.37 zeigt ein mögliches Schaltbild des Messaufbaus aus [PBB13]. Mittels des Spannungsteilers aus R1 und R2 und der Versorgungsspannung V_{DAC} wird das Signal entsprechend angehoben und so ein positives Signal an beiden ADC-Eingängen erreicht. Die Differenz der beiden gemessenen ADC-Signale entspricht dem Messsignal.

Grundsätzlich ist also zuerst ein Heben der Wechselspannung in den positiven Bereich nötig. Anschließend kann das Signal entweder direkt mittels ADC eingelesen oder vorher noch verstärkt werden. Da der vorliegende Stromwandler an der Nennbürde eine maximale Wechselspannung

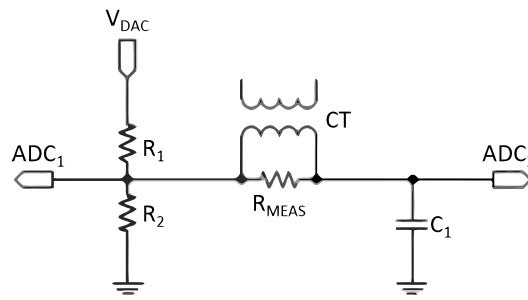


Abbildung 6.37: mögliche Messschaltung für die Verarbeitung mittels Mikrocontroller ([PBB13])

mit einem Effektivwert von 200 mV erzeugt, empfiehlt sich eine zusätzliche Verstärkung des Signals vor dem Einlesen. Im optimalen Fall sollte das Eingangssignal eines dessen deren kompletten zulässigen Spannungsbereich ausfüllen. Je geringer die zu messenden Unterschiede sind, desto stärker machen sich die Messtoleranzen des ADCs beim Umrechnen auf den Primärstrom bemerkbar.

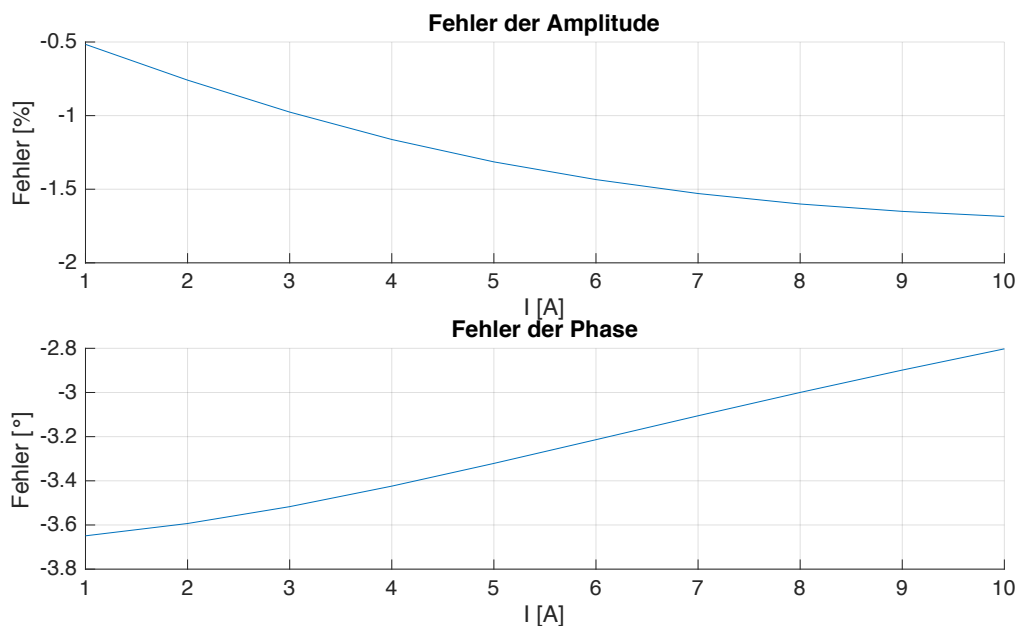


Abbildung 6.38: Effektivwert- und Phasenfehler des Simulationsmodells bei Belastung mit Nennbürde

Bevor hier die Integration der Messschaltungen in die Harvesting-Schaltungen vorgestellt wird, zeigt Abbildung 6.38 noch den Effektivwert- und Phasenfehler des simulierten Stromwandlers im vorgesehenen Betriebsmodus als reines Messgerät. Dazu wurde an das erstellte *LTSpice*[®]-Modell des Stromwandlers sekundärseitig die ideale Nennbürde (200 mΩ) angeschlossen, die gemessene Spannung aufgenommen und in *MATLAB*[®] rückgerechnet. Für den Phasenfehler wurde über die Messdaten des Primärstroms und der Bürdenspannung jeweils ein Sinusverlauf gelegt und die Phasendifferenz dazwischen bestimmt. Die Effektivwerte beider Signale wurden aus mehreren aufgenommenen Perioden berechnet. Die Abweichungen entsprechen dabei der Klasse 3 des verwendeten Stromwandlers und dienen als Ausgang für die weiteren Analysen.

6.4 Integration der Messschaltung

6.4.1 Einweggleichrichter

Bei der Integration der Messschaltung in die Harvesting-Schaltung mittels Einweggleichrichter ergibt sich ein wichtiger Vorteil gegenüber dem Brückengleichrichter. Die Nennbürde ist nach der Zuschaltung über M3 und M4 an einer Seite direkt mit dem Massepotential des Superkondensators und der nachfolgenden Schaltung (DC-DC Wandler, Mikrocontroller, etc.) verbunden. Dies vereinfacht die nötige Erweiterung der Harvesting-Schaltung. Da die Wechselspannung an der Bürde jedoch nur einen Effektivwert von 200 mV aufweist, ist einerseits ein Anheben des Signals in den positiven Bereich und andererseits auch eine Verstärkerschaltung nötig.

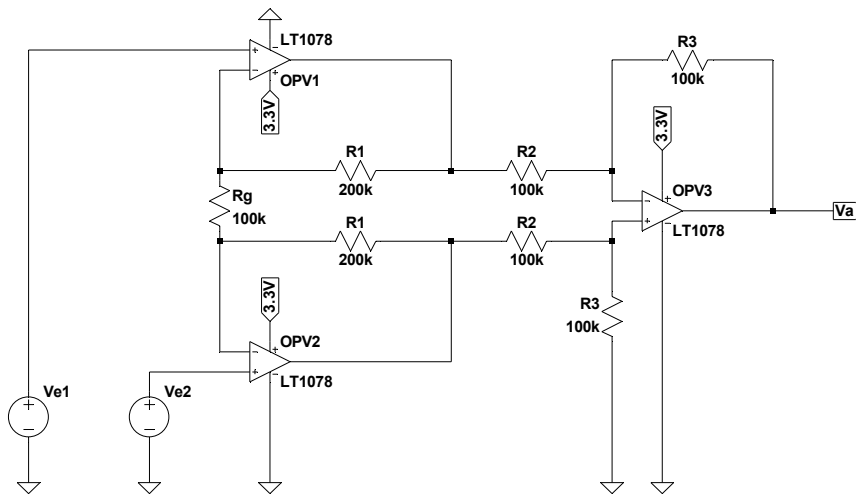


Abbildung 6.39: Instrumentenverstärker

Abbildung 6.39 zeigt das Schaltbild eines Instrumentenverstärkers, welcher mittels drei Operationsverstärkern (OPV) realisiert wird. Gemäß der idealen Gleichungen eines OPVs (siehe hierfür etwa [Zim10]) ergibt sich am Ausgang V_A eine Verstärkung der Differenz beider Eingangssignale,

$$V_A = (V_{E2} - V_{E1}) \left(1 + \frac{R1}{Rg}\right) \frac{R3}{R2} \quad (6.8)$$

Bei den in der Abbildung eingetragenen Werten ergibt sich dadurch eine Verstärkung der Eingangsdifferenz von 5. Als OPV wurde hier das Modell *LT1078* gewählt, welches sich laut Datenblatt ([13]) zur Verwendung als Instrumentenverstärker mit einseitiger Versorgungsspannung eignet. Dabei ist darauf zu achten, dass Eingangs- und Ausgangssignale keine negativen Werte annehmen dürfen (Eingänge) bzw. können (Ausgang). Die Wahl eines Instrumentenverstärkers ist deswegen von Vorteil, da er einen sehr hohen Eingangswiderstand aufweist. Dieser ist nur durch die parasitären Ströme in die OPV Eingänge begrenzt und die zu messenden Signale werden damit (fast) nicht belastet.

Abbildung 6.40 zeigt die Integration der Messschaltung inklusive Spannungshub und Verstärkerschaltung. Die Funktion der Harvesting-Schaltung wurde im vorherigen Kapitel bereits erklärt. Sie lädt den Superkondensator auf die gewünschte Zielspannung auf und schaltet anschließend in die aktive Messphase um. Der Mikrocontroller wird in dieser Simulation durch den Widerstand

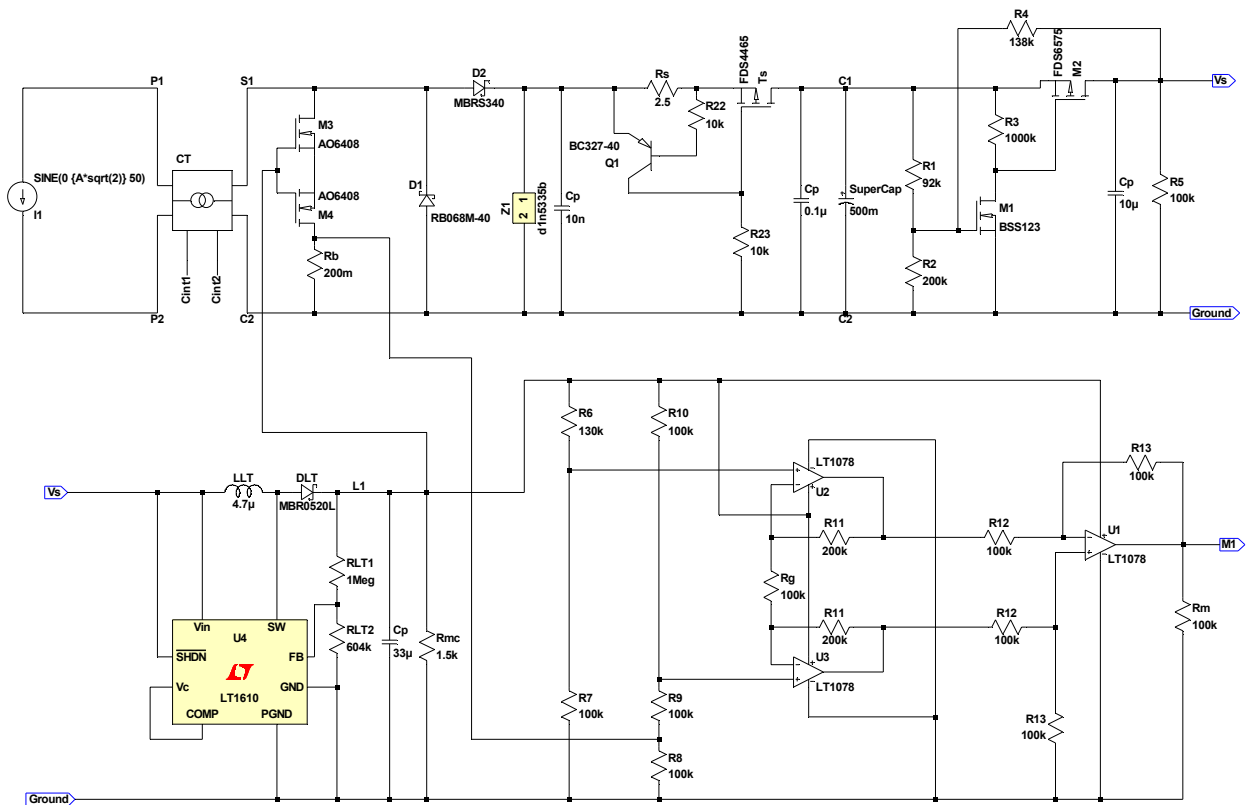


Abbildung 6.40: Komplettes Design mit Harvesting- und Messschaltung (Einweggleichrichter)

Rmc repräsentiert. Über den Widerstand R8 wird die Bürdenspannung zu der Verstärkerschaltung geführt. Gemeinsam mit R10 und R9 ergibt sich ein Spannungsteiler, welcher die Wechselspannung der Bürde um einen entsprechenden Teil der Versorgungsspannung (V_s) hebt. Am Knotenpunkt zwischen R9 und R10 und damit am positiven Eingang von OPV2 ergibt sich bei gleicher Wahl von R9 und R10 ein um $\frac{3.3}{2} = 1.65\text{ V}$ gehobenes, in der Amplitude jedoch halbiertes Signal der ursprünglichen Nennbürde. Der Widerstandsteiler aus R6 und R7 erzeugt zusätzlich eine konstante Teilspannung von V_s am Eingang von OPV1. Diese wird über die Wahl der Widerstände so geteilt, dass die Differenz zwischen beiden OPV Eingängen ein rein positives Signal mit möglichst geringem Gleichanteil ergibt. Diese Differenz kann nun mittels des Instrumentenverstärkers verstärkt werden und sollte im Idealfall ein Signal ergeben, welches den vollen Eingangsbereich des nachgeschalteten ADCs abdeckt.

Für die Simulation der kompletten Schaltung und den Vergleich der gemessenen Werte wurden die in der Abbildung sichtbaren Widerstände und eine Verstärkung von 5 gewählt. Abbildung 6.41 zeigt die Ergebnisse für 30%, 60% und 100% des primären Nennstroms (50 Hz Sinussignal) im Vergleich zu den Messungenauigkeiten aus der reinen Messschaltung (Abbildung 6.38). Dabei wurde für alle drei Fälle zunächst eine Simulation gemäß der in Abbildung 6.40 gezeigten Schaltung durchgeführt und anschließend eine weitere Simulation mit einem zusätzlichen 0.5 mF Glättungskondensator am Ausgang des DC-DC Wandlers. Dieser glättet die erzeugte Versorgungsspannung und reduziert damit den Rippel im Messsignal, welcher sich durch die Abhängigkeit der Spannungsteiler und der OPVs von der Stabilität der Versorgungsspannung ergibt. Zwar führt der geringere Rippel bei der Berechnung des Effektivwertes und der Phasenlage

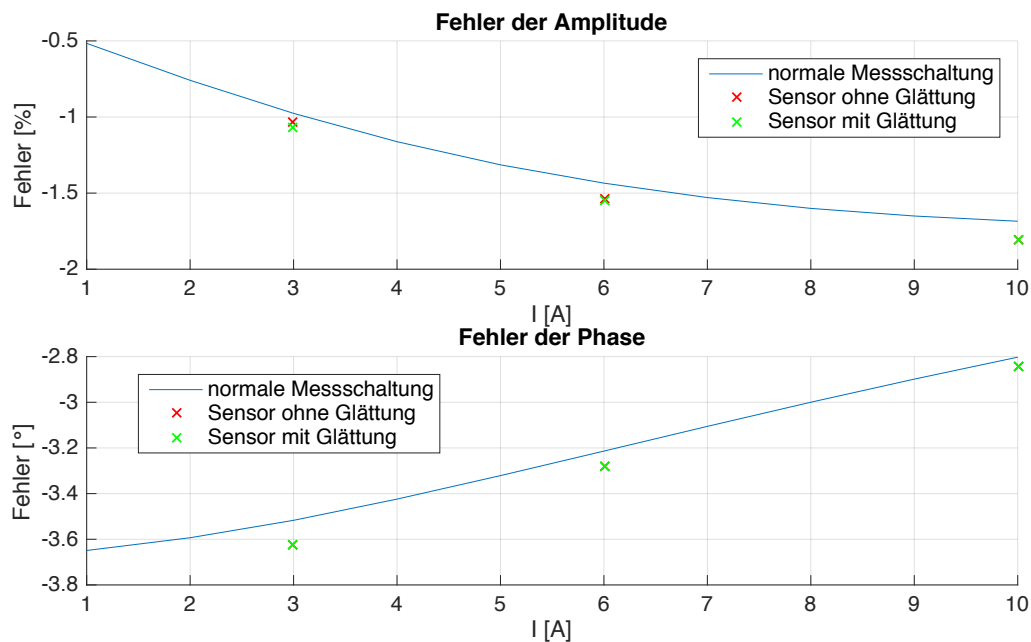


Abbildung 6.41: Vergleich der Messungenauigkeit der kompletten Sensor-Schaltung mit jener einer herkömmlichen Messschaltung mittels einfacher Nennbürde

über mehrere Perioden des 50 Hz Signals hinweg zu keiner merkbaren Abweichung, ist man in weiterer Folge jedoch an Oberwellen oder Momentanwerten interessiert, so ist eine stabile Versorgung nötig. Abbildung 6.42 verdeutlicht die Auswirkung des Glättungskondensators für 100% Nennstrom.

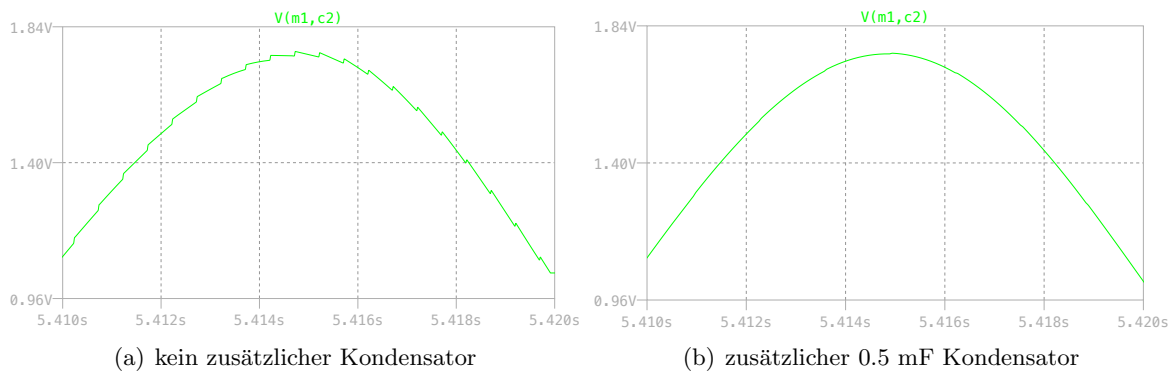


Abbildung 6.42: Verlauf des verstärkten Messsignals für verschiedene Glättungen der Versorgungsspannung

Es zeigt sich beim Betrachten der Messungenauigkeiten, dass der größte Anteil des Fehlers durch die Ungenauigkeit des Stromwandlers entsteht. Dieser ist im vorliegenden Fall ein Klasse 3 Wandler und das Simulationsmodell ergibt einen Fehler im Bereich von 0.5% bis 2%. Der zusätzliche Fehler durch die gezeigte Messschaltung und die Kombination mit der Harvesting-Schaltung ist wesentlich geringer und verändert die Gesamtgenauigkeit kaum. Hier sei jedoch darauf hingewiesen, dass in der Simulation zwar ein Modell der OPVs verwendet wird, welches grundsätzliche parasitären Effekte berücksichtigt, für die Widerstände aber ideale Werte angenommen werden. Da

diese in der Realität ebenfalls Toleranzen und auch einen Temperaturdrift aufweisen, ergibt sich bei der realen Schaltung eine zusätzliche Messungenauigkeit. Sowohl das reale Verhalten der OPVs als auch die Ungenauigkeit der Widerstandswerte und deren teilweise unterschiedliche Temperaturdrift können zu geringen Fehlern führen, die durch die Verstärkerschaltung ebenfalls verstärkt werden. Hier müssen also entweder sehr präzise und aufeinander abgestimmte Bauteile gewählt werden oder es muss auf integrierte Instrumentenverstärker zurückgegriffen werden, bei welchen die internen Bauteile werkseitig abgeglichen sind. Diese zusätzlichen Messungenauigkeiten durch diese Verstärkerschaltung entstehen jedoch nicht durch die Kombination von Harvesting- und Messschaltung. Sie müssen auch bei der herkömmlichen Messung an einem Stromwandler in Kauf genommen werden. Des weiteren empfiehlt es sich, das erzeugte Messsignal vor dem Auslesen mittels eines Tiefpassfilters zu glätten, um unerwünschtes Rauschen zu unterdrücken. Die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters muss dabei an die maximal zu messende Frequenz angepasst werden.

Die komplette Schaltung aus Abbildung 6.40 erfüllt alle Anforderungen an das gewünschte Sensorverhalten. So kann der Sensor ohne Batterie starten und wechselt selbstständig in den Messmodus. Das Messsignal wird dabei nur geringfügig verfälscht. Ein kritischer Punkt dieses Entwurfes sind jedoch die hohen Verlustleistungen der Harvesting-Schaltung und die Notwendigkeit eines rasch sinkenden und steigenden Gate-Signals für M3 und M4. Letzteres muss je nach realer Einbindung der nachfolgenden digitalen Logik entweder durch eine zusätzliche Transistor-Logik oder den Mikrocontroller gestellt werden, um die Verluste an M3 und M4 gering zu halten. Darauf und auf mögliche weitere Lösungsansätze soll im abschließenden Kapitel dieser Arbeit eingegangen werden.

6.4.2 Brückengleichrichter

Auch bei der Integration der Messschaltung in die Harvesting-Schaltung mittels Vollbrücke muss das Messsignal in den positiven Bereich gehoben und anschließend verstärkt werden. Hier sind allerdings zusätzliche Komponenten nötig, da durch die Gleichrichterdioden das Massepotential der Schaltung nicht mehr direkt mit der Nennbürde verbunden ist. Abbildung 6.43 zeigt eine mögliche Schaltungslösung, welche von der in Kapitel 6.2.2 bereits vorgestellten zusätzlichen Transistorlogik profitiert.

Die Transistoren M5 und M6 verbinden in der Messphase die Nennbürde mit der Masse der Messschaltung und durch die Wahl von D3 wird dafür gesorgt, dass der Sekundärstrom fast ausschließlich über die Bürde fließt und es zu keiner relevanten Verfälschung des Messsignals kommt. Damit liegt eine ähnliche Situation wie bei dem Einweggleichrichter vor und die Spannung an der Bürde kann erneut gehoben und verstärkt werden. Dies geschieht mittels eines Instrumentenverstärkers auf analoge Weise wie im vorherigen Kapitel und soll daher hier nicht mehr näher ausgeführt werden. Zu beachten ist im Gegensatz zu dem Einweggleichrichter jedoch Folgendes: Während der Ladephase sperren M5 und M6 und es fällt zwischen der Nennbürde und der Masse der Messschaltung die Spannung an der Diode D4 ab. Somit liegt diese Spannung aber auch am Widerstand R8 an und beeinflusst über die weiteren Widerstände R9 und R10 das Potential der OPV-Eingänge und der Versorgungsspannung. Die Spannung an D4 kann in deren Sperrrichtung je nach Wahl der Zener Diode hohe Werte erreichen und schwankt im vorliegenden Simulationsmodell maximal zwischen -0.4 V und 5 V. Die Weiterleitung dieser Spannung an den Widerstand R8 ist in der Ladephase unerwünscht, da es einerseits zu einem unkontrollierten Verhalten der digitalen Bauteile kommen kann und andererseits die Eingangsspannung an den OPVs deutlich über

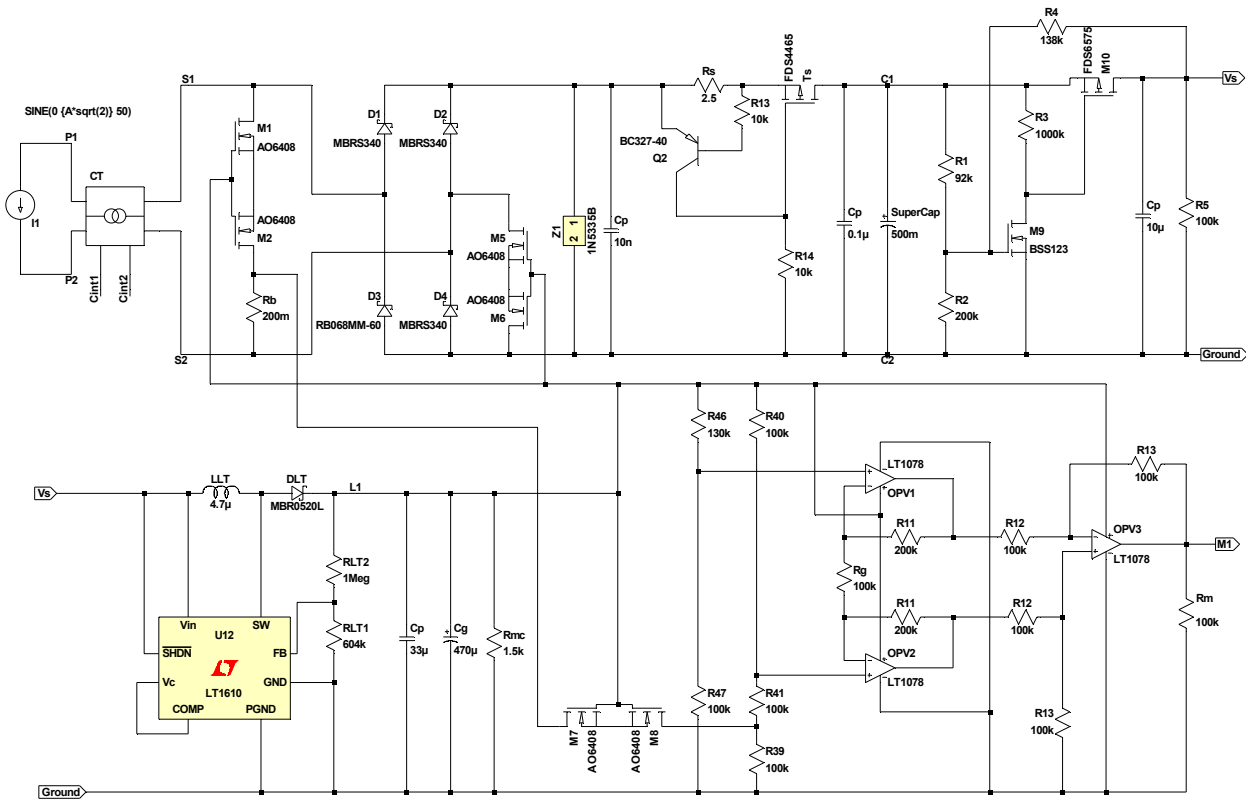


Abbildung 6.43: Komplettes Design mit Harvesting- und Messschaltung (Brückengleichrichter)

bzw. unter deren Versorgungsspannung liegen und diese somit beschädigen kann. Daher sind die zusätzlichen Transistoren M7 und M8 nötig, welche die Messschaltung in der Ladephase schützen. Bei geeigneter Wahl der Transistoren kann so die Spannung an R8 in einem akzeptablem Rahmen gehalten werden. Aufgrund der schwankenden Gate-Source Spannung in der Ladephase (bedingt durch den Gleichrichter und die Ladeschaltung) kann es dennoch zu geringen Leckströmen und einem damit verbundenen Spannungsabfall an R8 kommen. Dieser muss klein genug sein, um keine Fehlfunktionen der logischen Bauteile auszulösen und die Eingänge der OPVs nicht un-erlaubt zu belasten. Gängige OPVs oder integrierte Instrumentenverstärker erlauben hier oft etwa eine Abweichung der Eingangsspannung um $\pm 300 \text{ mV}$ von der Versorgungsspannung oder einen maximal erlaubten Eingangsstrom bei weiterem Überschreiten dieser Spannungstoleranzen². Bei entsprechender Wahl der Transistoren und OPVs bzw. Instrumentenverstärker kann die vorliegende Schaltung also fehler- und zerstörungsfrei betrieben werden.

Abbildung 6.44 zeigt schließlich den entstehenden Messfehler bei 30%, 60% und 100% Nennstrom (50 Hz Sinussignal) im Vergleich zu der reinen Messschaltung mittels einfacher Bürde. Hier wurde ein Glättungskondensator am Ausgang des DC-DC Wandlers entsprechend dem Schaltbild in Abbildung 6.43 verwendet. Erneut zeigt sich, dass der Fehleranteil des Stromwandlers deutlich größer ist als jener der kombinierten Harvesting- und Messschaltung. Die Beeinflussung durch die diversen Transistor-gesteuerten Schalter und Dioden ist daher in einem akzeptablem Rahmen. Es wird dabei jedoch erneut von idealen Widerständen ausgegangen und der Messfehler des nachfolgenden ADCs nicht beachtet. Bei dem realen Sensor sind je nach Wahl der Bauteile daher

²Siehe als Beispiel etwa den Instrumentenverstärker [21], welcher die in der Simulation entstehenden geringen Spannungsschwankungen aushält.

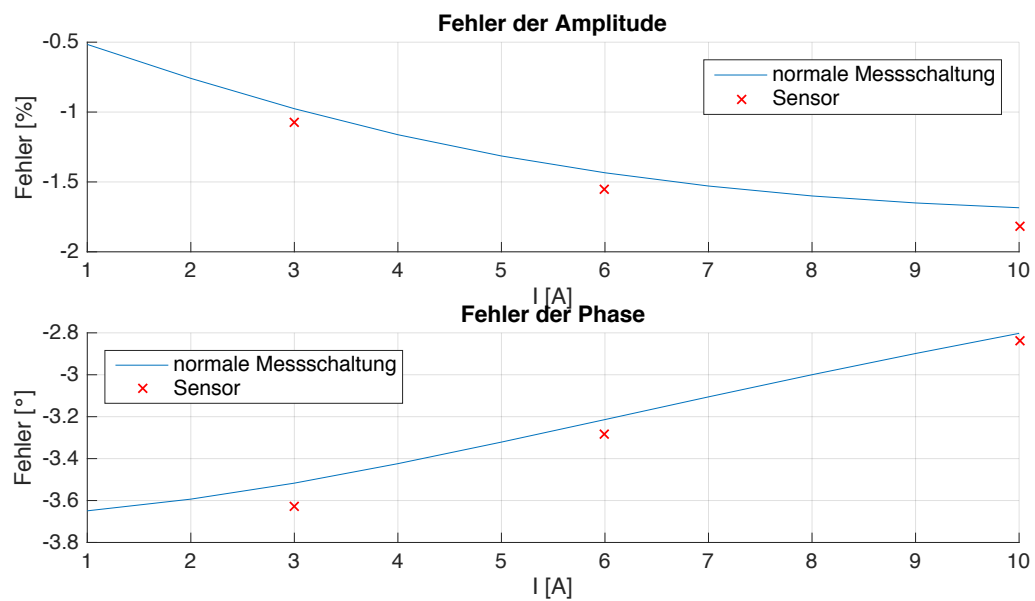


Abbildung 6.44: Vergleich der Messungenauigkeit der kompletten Sensor-Schaltung mit jener einer herkömmlichen Messschaltung mittels einfacher Nennbürde

zusätzliche Abweichungen zu erwarten, welche aber nicht von dem vorliegenden Schaltungskonzept der gemeinsamen Harvesting- und Messschaltung beeinflusst werden.

Die komplette Schaltung aus Abbildung 6.43 erfüllt gleich wie Abbildung 6.40 alle Anforderungen an das gewünschte Sensorverhalten. Die Ladedauer des Brückengleichrichters ist dabei im Vergleich zu dem Einweggleichrichter deutlich verkürzt und auch der minimal nötige Primärstrom zum Erreichen der geforderten 2.5 V ist mit ca. 13% des Nennstroms um etwa 9% geringer als bei dem Einweggleichrichter. Bei der Schaltung mit dem Brückengleichrichter sind die durchschnittlichen und maximalen Verluste jedoch deutlich höher. Der Vergleich beider Schaltungen, sowie weitere mögliche Verbesserungen und die Anwendbarkeit der gezeigten Schaltungen auf andere Stromwandler sollen nun im abschließenden Kapitel noch zusammengefasst werden.

7 Diskussion

In diesem abschließenden Kapitel soll zunächst eine Zusammenfassung über das erstellte Modell und die vorgestellten Schaltungen gegeben werden. In diesem Zusammenhang werden auch reale Messwerte von einer aufgebauten Testschaltung gezeigt und damit die grundsätzliche Funktion des erstellten Schaltungskonzepts bewiesen. Anschließend wird ein Ausblick auf die nötigen Adaptionen für Stromwandler mit abweichenden Spezifikationen gegeben. Da in der vorliegenden Arbeit von einem 60/1 Wandler ausgegangen wurde, für einen Einsatz in unterschiedlichen Verteilnetzstationen aufgrund größerer Messströme aber ein höheres Verhältnis nötig sein kann, soll hier speziell auf die dafür erforderlichen Erweiterungen eingegangen werden. Abschließend soll ein kurzer Ausblick auf weitere mögliche Optimierungen der vorliegenden Schaltungsentwürfe und die nötigen nächsten Schritte des Gesamtprojekts gegeben werden.

7.1 Zusammenfassung

Ausgangspunkt für diese Arbeit war das Projekt „*Plug & Play Monitoring für Verteilnetzstationen*“ der Firma *Siemens AG Österreich*. Dessen Ziel ist die Entwicklung eines nachrüstbaren Monitoring-Systems für Netzstationen ohne eingebaute Sensorik. Drahtlose und autarke Sensoren sollen dabei an jedem sekundärseitigen Abgang nachträglich angebracht werden können. Diese sollen mittels eines einzelnen Stromwandlers Energie für den eigenen Betrieb aus der Leitung entnehmen (Energy Harvesting), den Strom der Leitung messen und die Messwerte an eine gemeinsame Kontrollbox senden. In weiterer Folge soll das Funknetz der Sensoren und der Kontrollbox so synchronisiert werden, dass durch den Phasenvergleich der einzelnen Ströme und der zusätzlich gemessenen Spannung auch eine Leistungsberechnung möglich ist.

In einem ersten Schritt sollte in dieser Arbeit daher ein Modell eines 60/1 Stromwandlers in dem Simulationsprogramm *LTSpice*® konstruiert werden, welches ausführliche Schaltungsanalysen am Computer ermöglicht. Im zweiten Schritt wurden ausgehend von diesem Modell zwei verschiedene Schaltungskonzepte entworfen, welche einen autarken Betrieb garantieren und ein möglichst unverfälschtes Messsignal zur Verfügung stellen. Ziel war der Entwurf und die Simulation einer Kombination aus Harvesting- und Messschaltung, welche zunächst Energie aus dem Stromwandler gewinnt und speichert und anschließend in eine Messphase umschaltet. Während der Messphase soll sie die nachfolgenden logischen Bauteilen (Mikrocontroller, Funkmodul, ADC, etc.) mit einer stabilen Versorgungsspannung (3.3 V) betreiben und ein möglichst unverfälschtes Messsignal für einen ADC-Eingang zur Verfügung stellen.

7.1.1 Simulationsmodell des Stromwandlers

Im ersten Teil dieser Arbeit wurde der Stromwandler *SC30 60/1A* der Firma *Gossen Metrawatt* untersucht und ein Simulationsmodell für das Programm *LTSpice*[®] entworfen. Es handelt sich dabei um einen 60/1 Wandler der Genauigkeitsklasse 3, welcher über einen teilbaren Kern verfügt und daher gut an vorhandenen Leitungen angebracht werden kann.

Artikel-Nr.	U118A	Thermischer Dauerstrom	100%
Primär-/Sekundärstrom	60/1 A	Bemessungs-isolationspegel	0,72/3/- kV
Genauigkeits-Klasse	3	Isolierstoffklasse	E (120°C)
Leistung (Bürde)	0,2 VA	Kabelöffnung	für Leiter max. 18 mm Durchmesser
Sekundärleitung	3 Meter 0,5 mm ²	Schutzklasse	IP20
Standard	IEC61869-2	Umgebungstemperatur	-5...+40
Therm. Bemessungsstrom	60 x In/1s	relative Luftfeuchtigkeit	5%..85% keine Kondensation

Tabelle 7.1: Technische Spezifikation des Stromwandlers SC30

$$\begin{array}{llllll}
 R_1 = 11 \text{ m}\Omega & V_{Fe} = 1,1 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3 & B_s = 1,7 \text{ T} & l_{Fe} = 0,13 \text{ m} & L_{\sigma 1} = L_{\sigma 2} = 6.3955 \text{ }\mu\text{H} \\
 R_2 = 400 \text{ m}\Omega & A_{Fe} = 9 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 & B_r = 1 \text{ T} & H_c = 25 \text{ A/m} & L_g = 4 \text{ }\mu\text{m (Luftspalt)}
 \end{array}$$

Tabelle 7.2: Ermittelte Parameter des Stromwandlers SC30

Dazu wurde in Kapitel 3 zunächst ausführlich auf die elektrischen und magnetischen Eigenschaften des Stromwandlers eingegangen und anschließend in Kapitel 4 mittels Kurzschluss- und Leerlaufversuch sowie der Aufnahme der Hysteresekurve ein Modell des Wandlers erstellt. Tabelle 7.1 und 7.2 fassen nochmals alle Spezifikationen und ermittelten Parameter des Stromwandlers zusammen. Abbildung 7.1 zeigt außerdem das zugehörige Modell in *LTSpice*[®].

Neben der Ermittlung der Wicklungswiderstände und der Streuflüsse war vor allem die genaue Analyse des Sättigungs- und Hysterese-Verhalten des Stromwandlers für diese Arbeit wichtig. Aufgrund der magnetischen Auslegung des Eisenkerns eines Stromwandlers kommt es bereits bei geringen sekundärseitigen Belastungen zur Sättigung des Kernmaterials. Die Einbindung dieser Effekte in das Simulationsmodell waren daher essentiell für spätere möglichst realistische Simulationen der Harvesting-Schaltungen. Eine weitere wichtige Erkenntnis bestand darin, dass der geringe Luftspalt, welcher durch den Kontakt der beiden Kernhälften entsteht, nicht zu vernachlässigen ist und einen erkennbaren Einfluss auf das Verhalten des Stromwandlers hat.

Neben den eingetragenen Werten wurden gemäß den Erklärungen in Kapitel 4.3.3 die Induktivitäten L_p und L_s mit einem $5 \text{ k}\Omega$ und $L_{\text{sättigung}}$ mit einem $100 \text{ k}\Omega$ Parallelwiderstand versehen. Die vergleichsweise niedrigen Werte waren nötig, um ein starkes Überspringen und dadurch eine Verlangsamung der Simulationsdauer bei der Analyse der folgenden Gleichrichterschaltungen zu vermeiden.

Ein Vergleich des Modells mit verschiedenen aufgenommenen Last- und Versorgungsfällen sowie einem einfachen Einweggleichrichter (siehe Abschnitt 4.3.2 und 4.3.3) hat gezeigt, dass das Simulationsmodell den realen Wandler ausreichend genau wiedergibt. Es kann daher als Ausgangspunkt für die folgenden Schaltungsentwürfe verwendet werden. Der Vorteil des erstellten Modells besteht vor allem darin, dass die nichtlinearen, durch die Sättigung des Wandlers hervorgerufenen Eigenschaften gut wiedergegeben werden und damit eine rasche Analyse verschiedener Schaltungskonzepte am Computer erfolgen kann.

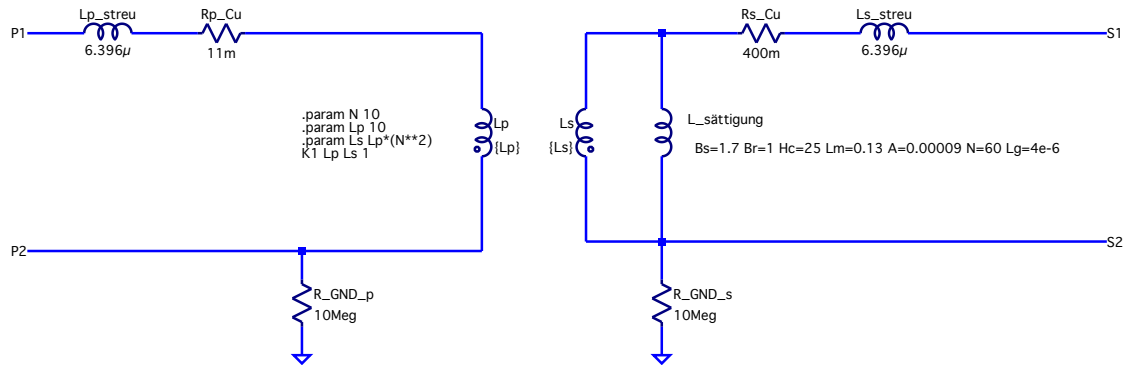


Abbildung 7.1: Simulationsmodell des Stromwandlers in *LTSpice*®

7.1.2 Schaltungsentwürfe

Der zweite Teil der Arbeit bestand darin, mittels des erstellten Simulationsmodells des Stromwandlers einen Schaltungsentwurf für die Kombination aus Harvesting- und Messeinheit zu entwickeln. Eine wichtige Voraussetzung ist dabei zunächst die autarke Funktion des Sensors. Die Schaltung muss ohne gespeicherte Energie bzw. ohne Backup-Batterie starten können. Eine Verwendung von aktiven Schaltelementen, welche die Harvesting-Schaltung ohne Steuersignal blockieren, war daher nicht möglich. Andererseits soll das Messsignal in der aktiven Phase des Sensors möglichst unverfälscht zur Verfügung stehen. Die Harvesting-Schaltung darf daher in dieser Phase keinen bzw. nur einen sehr geringen Anteil des Sekundärstroms von der Bürde abziehen. Auch muss die Gesamtbelastung des Stromwandlers in dieser Phase möglichst der idealen Nennbürde entsprechen, um keine zusätzliche Messungenauigkeit zu erzeugen.

Im Zuge dieser Arbeit wurden zwei verschiedene Entwürfe vorgestellt, welche nochmals in Abbildung 7.2 und 7.3 dargestellt werden. Grundlegender Unterschied zwischen den beiden Schaltungen ist die Wahl des Gleichrichters. Abbildung 7.2 zeigt eine Lösung mittels Einweggleichrichter, bei welchem nur die positive Halbwelle des Sekundärstroms zum Laden des Superkondensators genutzt wird. Im Gegensatz dazu wird in dem Ansatz von Abbildung 7.3 ein Brückengleichrichter verwendet, bei dem sowohl die positive als auch negative Periodenhälfte für die Harvesting-Schaltung verwendet werden.

Die grundsätzliche Funktion beider Schaltung ist jedoch gleich und soll daher kurz zusammengefasst werden: In der Ladephase blockieren die Transistoren M3 und M4 und die Nennbürde ist nicht an den Wandler angeschlossen. Über den jeweiligen Gleichrichter wird der 0.5 F Superkondensator geladen. Da es hier jedoch zu hohen Spitzenladeströmen ($\approx 1.4\text{ A}$) kommen kann und der gewählte Kondensator dafür nicht ausgelegt ist, muss eine Ladestrombegrenzung integriert werden. Diese besteht aus den Transistoren Q1 und Ts, wobei der maximale Ladestrom über die Wahl von Rs reguliert wird. Im vorliegenden Fall beträgt dieser $2.5\ \Omega$ und begrenzt den Ladestrom damit auf etwa 250 mA. Da die Spannung vor der strombegrenzenden Schaltung jedoch hohe Werte erreicht, sobald der Transistor Ts sperrt und sich der Stromwandler damit quasi im Leerlauf befindet, ist die Zener Diode Z1 nötig, welche diese Spannung begrenzt. Diese sorgt auch gleichzeitig dafür, dass die Nennspannung des Superkondensators nicht überschritten werden kann. Der auf den Kondensator folgende MOSFET-Schalter (bestehend aus M1, M2 sowie R1 bis R5) sorgt dafür, dass der Kondensator auf ca. 2.5 V geladen und erst beim Erreichen dieser Zielspannung durchgeschaltet wird. Ist der Schalter aktiv, so hebt der nachfolgende DC-DC Wandler

die Spannung des Kondensators auf 3.3 V und kann damit die logischen Bauteile (hier durch eine 10 mA Last simuliert) versorgen. Der MOSFET-Schalter ist so konstruiert, dass sich der Superkondensator bis auf 1.5 V entladen kann, bevor dieser erneut sperrt. Ist die Versorgungsspannung aktiv, so werden die Transistoren M3 und M4 (beim Brückengleichrichter auch M5 bis M8) ebenfalls geschaltet und der Sensor wechselt in die Messphase. Während dieser wird die Nennbürde mit dem Stromwandler verbunden und durch die geeignete Wahl von D1 beim Einweggleichrichter bzw. D3 beim Brückengleichrichter fließt der Sekundärstrom (fast) ausschließlich über die Nennbürde. Dafür muss die Flussspannung der Dioden klar über dem maximalen Spannungsabfall an der Nennbürde liegen. So fließen nur geringe Leckströme über diese und die Genauigkeit des Messsignals bleibt in einem akzeptablen Rahmen.

Bei dem Einweggleichrichter kann die Bürdenspannung direkt zu der Messschaltung geführt werden. Beim Brückengleichrichter muss dazu zusätzlich die virtuelle Masse der Messeinheit mit der Bürde verbunden werden (durch M5 und M6) und außerdem in der Ladephase das Potential der Bürde von der Messschaltung getrennt werden (durch M7 und M8), da es ansonsten zu Fehlfunktionen oder Beschädigungen der logischen Bauteile kommen kann. Das Messsignal kann somit in der aktiven Phase durch die Spannungsteiler (R6 bis R10) gehoben durch einen Instrumentenverstärker (OPV1 bis OPV3, sowie zugehörige Widerstände) zusätzlich verstärkt werden. In weiterer Folge kann dieses Signal mittels eines ADCs eingelesen und damit auf den Primärstrom rückgerechnet werden. Während der Messphase wird der Superkondensator nicht mehr geladen und entlädt sich somit je nach Leistungsbedarf des Sensors. Unterschreitet seine Spannung den eingestellten Wert von 1.5 V, so sperrt der MOSFET-Schalter, die logischen Bauteile werden deaktiviert, die Transistoren M3 und M4 (bzw. M3 bis M8) sperren und der Sensor wechselt somit zurück in die Ladephase. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch und die getroffene Wahl der Bauteile ermöglicht dabei eine Dauer der aktiven Phase von über einer halben Minute. Die Dauer des Ladevorgangs hängt einerseits von dem Primärstrom und andererseits von der gewählten Strombegrenzung ab (siehe hierfür Abschnitt 6.2).

Bedingt durch die minimal nötige Spannung von 2.5 V am Superkondensator ist der Einsatzbereich des gezeigten Sensors begrenzt und erst ab einem bestimmten Anteil des primären Nennstroms (60 A) möglich. Gemäß Abbildungen 6.8 und 6.29 sowie dem zusätzlichen Einfluss des Strombegrenzers beträgt der kleinste Primärstrom, welcher ein Erreichen der 2.5 V und damit die Funktion des Sensors ermöglicht, beim Einweggleichrichter etwa 22% des Nennstroms (entspricht etwa. 13 A). Bei dem Brückengleichrichter liegt der Wert bei 13% bzw. 8 A.

Der obere Grenzwert des Primärstroms ist dabei einerseits durch den maximalen erlaubten Dauerstrom des Stromwandlers und andererseits durch die Verluste an den Schaltungsbauteilen begrenzt. Der vorliegende Wandler darf dauerhaft nicht mit mehr als 100% Nennstrom (60 A) betrieben werden. Gemäß Abbildungen 6.24 und 6.35 wurde gezeigt, dass bei diesem Maximalwert hohe Verluste an der Zener Diode und den schaltenden MOSFETs entstehen. Insbesondere hat sich gezeigt, dass die durchschnittlichen Verluste zwar in einem akzeptablem Rahmen und vor allem beim Einweggleichrichter sehr gering sind, die Spitzenwerte aber kritische Werte annehmen. Um die Verluste an den Transistoren gering zu halten, muss die nachfolgende logische Schaltung ein steiles Gate-Signal zur Verfügung stellen. Geht man davon aus, so entstehen an den Transistoren M3 bis M8 zwar während des Schaltens kurze Verlustspitzen, die in der Simulation verwendeten Bauteile halten diese entsprechend ihrer Datenblätter bei korrekter thermischer Auslegung der Schaltung aber aus. Alternative Transistoren mit noch höherer Verlust-Verträglichkeit wären etwa die Modelle *CSD16414Q5* oder *PHKD6N02LT*. Durch den Strombegrenzer muss die Zener Diode Z1 außerdem während der gesamten Ladephase jene Stromspitzen, welche durch die Sperrung von Q1 und der damit steigenden Spannung entstehen, thermisch aushalten. Dies

begründet die Wahl der Diode *1N5335B*, welche eine maximale Dauerverlustleistung von 5 W aufweist.

Bei beiden gezeigten Schaltungen bewegen sich die Verluste bei 100% Nennstrom daher im erlaubten Rahmen der jeweiligen Bauteile, sind jedoch teilweise nahe der oberen Grenze angesiedelt. Bei dem Brückengleichrichter ergeben sich im Gegensatz zu dem Einweggleichrichter neben den Leistungsspitzen außerdem auch hohe Gesamtverluste während der Ladephase. Dies erlaubt bei korrekter thermischer Auslegung der Schaltung zwar einen Einsatz beider Entwürfe bis zu 100% Nennstrom, zeigt aber die Wichtigkeit einer Kontrolle am aufgebauten Prototypen auf. Um die gesamte Schaltung entsprechend der Vorgaben möglichst kompakt zu gestalten, kann daher einerseits der Einweggleichrichter trotz seiner genannten Nachteile dem Brückengleichrichter vorgezogen werden. Andererseits können die Verluste und damit die nötige Baugröße auch durch die Wahl eines Stromwandlers mit einem Nennstrom, welcher höher als der maximal zu erwartende Messstrom ist, reduziert werden.

Zuletzt ist auch die entstehende Messungenauigkeit durch die kombinierte Nutzung eines einzelnen Stromwandlers für Energy Harvesting und Strommessung ein wichtiges Resultat dieser Arbeit. Bei den vorliegenden Schaltungsentwürfen haben die Simulationen gemäß Abbildung 6.41 und 6.44 deutlich gezeigt, dass der Großteil des Messfehlers von Effektivwert und Phase bereits durch den Stromwandler entsteht und der zusätzliche Fehler durch die Schaltungskombination im Bereich von 0.1% bzw. 0.1° liegt. Er befindet sich daher in einem akzeptablen Bereich und bestätigt die kosten- und platzsparende Verwendung eines einzelnen Stromwandlers.

7.1.3 Realer Testaufbau

Als abschließende Verifikation der entworfenen Schaltungskonzepte wurde die vollständige Schaltung des Einweggleichrichters gemäß Abbildung 7.2 aufgebaut und das gewünschte Verhalten überprüft. Sämtliche verbaute Widerstände wiesen dabei eine maximale Toleranz von 1% auf. Aufgrund ihrer Verfügbarkeit wurden außerdem folgende Bauteile anders als in der Simulation verbaut:

- Diode D1: *UF5402-E3/54* (max. Flussspannung 1 V)
- Zener Diode Z1: *BZX85C3V0* (3 V)
- Superkondensator: *VEC6R0504QGI* (0.5 F, 6 V, $ESR_{DC} = 445 \text{ m}\Omega$)
- DC-DC Wandler: *TLV61225DCKT* (Beschaltung gemäß Abbildung 6.13)
- Glättungskondensator am Ausgang des DC-DC Wandlers: $47 \mu\text{F}$ (Elektrolytkondensator)
- Strombegrenzer R_s : 2Ω (ca. 300 mA Begrenzung)
- M3 und M4: *IRF6201TRPBF*

Abbildung 7.4 zeigt die real aufgenommenen Spannungsverläufe am Superkondensator (V_c), am Ausgang des DC-DC Wandlers (V_s) und am Ausgang des Instrumentenverstärkers (V_m). Das starke Rauschen ist dabei auf die Auflösung des Oszilloskops bei der Langzeitaufnahme zurückzuführen. Es ist klar zu erkennen, dass die Schaltung die gewünschte Funktion gut erfüllt. Der Primärstrom beträgt hier ca. 32.2 A, was etwa 54% des Nennstroms bzw. 5.4 A bei einer

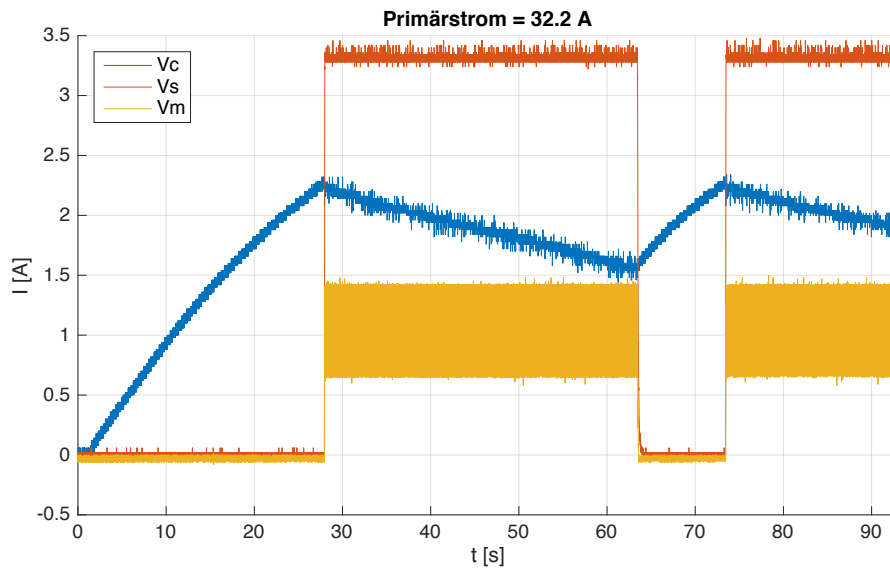


Abbildung 7.4: Spannungsverläufe am Prototypen (Einweggleichrichter)

6-fach Wicklung (wie es bei den Simulationen angenommen wurde) entspricht. Zu Beginn ist die Versorgungsspannung inaktiv und demnach auch das Messsignal. Der Superkondensator wird bis zur Zielspannung aufgeladen, wobei der maximale Ladestrom und damit auch der Spannungsripple begrenzt wird. Bei dem realen Testaufbau wird der MOSFET-Schalter bereits bei ca. 2.3 V und nicht erst bei den ursprünglich gewünschten 2.5 V aktiv. Dies ist einerseits auf die Toleranz der Widerstände und andererseits auf die der Treshold-Spannung von M1 zurückzuführen. Insbesondere letzter hat bereits bei einer geringen Änderung im Vergleich zu dem Simulationsmodell einen deutlichen Einfluss auf die Grenzwerte. Dies lässt sich sehr einfach durch eine Anpassung von R1 bzw. R2 korrigieren. Sobald nun der MOSFET-Schalter aktiviert wird beginnt die aktive Phase (= Messphase). Der DC-DC Wandler wird mit dem Superkondensator verbunden und erzeugt eine Versorgungsspannung von 3.3 V. Gleichzeitig wird über M3 und M4 die Nennbürde zugeschaltet und das Messsignal mittels des Instrumentenverstärkers gehoben und verstärkt. Hat sich der Superkondensator bis zur unteren Grenzspannung entladen, so wird die Versorgung (und damit der Instrumentenverstärker) deaktiviert, die Nennbürde vom Stromwandler getrennt und erneut in die Ladephase gewechselt. Nun lädt sich der Superkondensator erneut bis zur oberen Zielspannung auf und der Zyklus beginnt von vorne. Es zeigt sich somit genau die gewünschte Funktion der entworfenen Schaltung.

Abbildung 7.5 zeigt schließlich noch eine Nahaufnahme des Primärstroms und des Messsignals am Ausgang des Instrumentenverstärkers. Der Primärstrom wurde dabei mittels der Stromzange *Chauvin Arnoux PAC12* aufgenommen. Das Messsignal wurde entsprechend Kapitel 6.3 auf den gemessenen Stromwert umgerechnet. Dazu wurde zuerst der Mittelwert abgezogen und das entstehende reine Wechsellsignal gemäß der idealen Widerstands- und Verstärkungsverhältnisse der Messschaltung auf die Spannung an der Nennbürde rückgerechnet. Diese kann dann gemäß des idealen Übersetzungsverhältnisses des Stromwandlers über die Nennbürde auf den Primärstrom umgerechnet werden. Wie in der Abbildung zu erkennen ist, stimmt dabei der Primärstrom und der vom Sensor gemessene Wert gut überein. Trotz der zusätzlichen Fehlerquellen durch die realen Bauteile (etwa Widerstandstoleranzen) sowie der begrenzten Genauigkeit der verwendeten Stromzange zeigt sich ein korrektes Messergebnis mit einer geringen Abweichung von Effektivwert und Phase im erwarteten Rahmen.

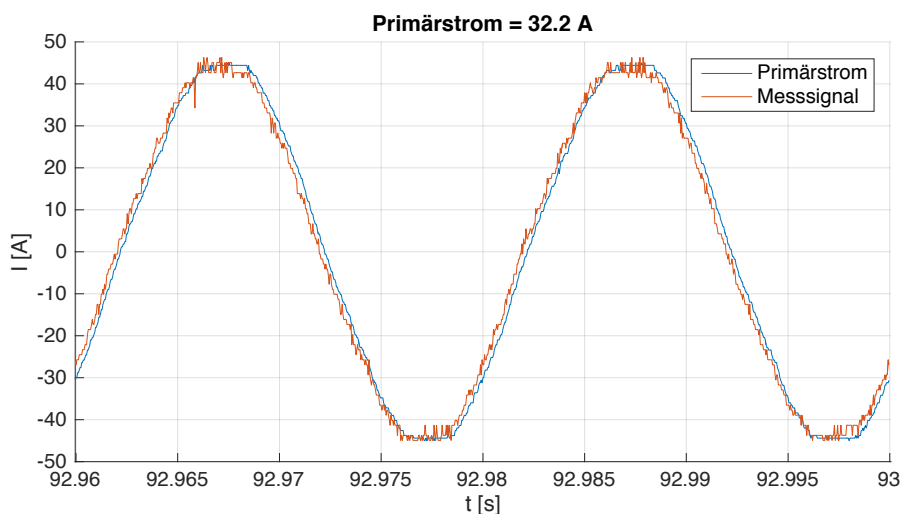


Abbildung 7.5: Vergleich des aufgenommenen Primärstroms mit dem berechneten Wert

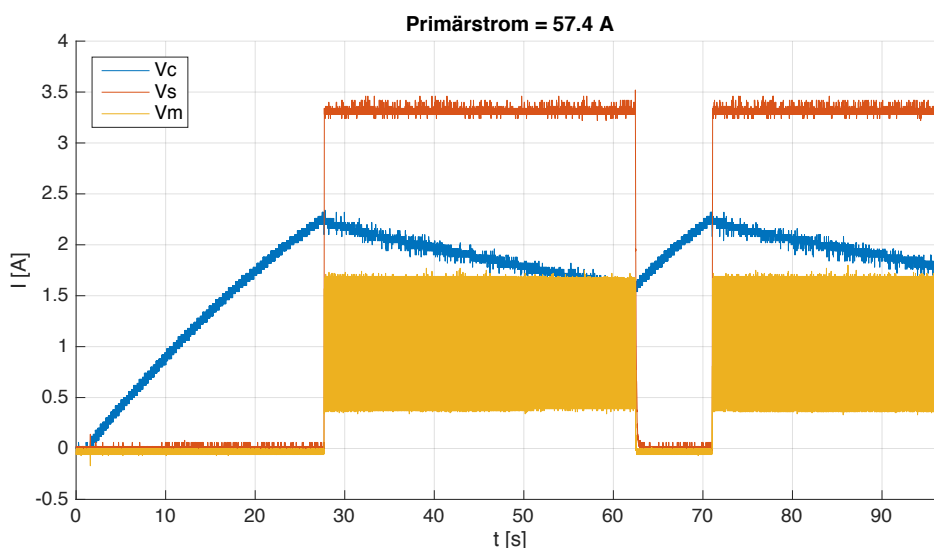


Abbildung 7.6: Spannungsverläufe am Prototypen (Einweggleichrichter)

Abschließend zeigt Abbildung 7.6 noch die Funktion der Schaltung bei etwa 95% des Nennstroms. Hier ist ebenfalls die korrekte Funktion des konstruierten Schaltungsdesigns zu erkennen. Aufgrund der Strombegrenzung ist der Spannungsrippel nicht größer als bei dem niedrigeren Primärstrom (Abbildung 7.4), dafür ist jedoch die Ladedauer zu Beginn auch nicht merklich verkürzt. Dies entspricht dem erwarteten und gewünschten Verhalten. Zu erkennen ist, dass bei dem erneuten Laden der höhere Primärstrom zu einer leichten Verkürzung der Ladedauer führt, da sich der Stromwandler hier schon merkbar in Sättigung befindet und damit bei geringen Primärströmen der maximal erlaubte Ladestrom gar nicht erreicht wird. Die Dauer der aktiven Phase wird dadurch erwartungsgemäß nicht beeinflusst und die gewünschte Funktion der Messschaltung wird ebenfalls erfüllt. Es zeigt sich also, dass die entworfene Schaltung auch bei höherem Primärstrom korrekt funktioniert.

7.2 Adaptionen für andere Stromwandler

In dieser Arbeit wurde das Schaltungskonzept für einen 60/1 Stromwandler mit einem maximalen Primärstrom von 60 A entworfen. Entsprechend des in der Einleitung vorgestellten Projektes „*Plug & Play Monitoring für Verteilnetzstationen*“ ist im weiteren Verlauf auch ein Einsatz von größeren Stromwandlern gewünscht. So werden in einer aktuellen Teststation etwa Wandler mit einem Übersetzungsverhältnis von 250/1 zum Messen verwendet. In diesem Abschnitt soll daher ein kurzer Überblick über die nötigen Adaptionen der gezeigten Schaltungsentwürfe gegeben werden, welche für einen Stromwandler mit größerem Verhältnis nötig sind.

Zunächst kann gemäß der in Kapitel 3 angeführten Theorie gezeigt werden, dass der maximale Strom (Leerlaufstrom) des 250/1 Wandlers entsprechend seines Verhältnisses bei Nennstrom (nun 250 A) ebenfalls 1 A beträgt, die zu erwartende Leerlaufspannung aber deutlich höhere Werte annehmen kann. Da bei einem idealen Transformator die Ströme im Verhältnis $\frac{N_2}{N_1}$ übertragen werden, die Spannungen hingegen mit $\frac{N_1}{N_2}$, können im Vergleich zu dem 60/1 Wandler bei einem 250/1 Stromwandler mit ähnlichem Eisenkern die 4- bis 5-fachen Spannungen erwartet werden. Dies hat auch eine Auswirkung auf die Verluste der gezeigten Schaltungskonzepte. Der 60/1 Wandler befindet sich beim Aufbringen der Spannung an der Zener-Diode Z1 bereits deutlich in Sättigung und der zeitliche Stromverlauf ist nicht mehr sinusförmig sondern stark verzerrt. Dies erklärt die hohen Spitzenwerte bei gleichzeitig niedrigen Durchschnittswerten der Verluste. Der 250/1 Stromwandler kann diese Spannung jedoch einfacher aufbringen und der Stromverlauf wird weniger verzerrt sein. So steigen sowohl die Spitzenwerte als auch die durchschnittlichen Verluste im Vergleich zu dem 60/1 Wandler an. Als Anhaltspunkt für die maximalen Verluste kann hier erneut der höchste Sekundärstrom (1 A Effektivwert) und die maximale Zener Diodenspannung gesehen werden. Dabei ist zu beachten, dass die Flussspannung der Diode bei steigendem Strom anwächst und bei der gewählten Zener Diode bei 1.4 A (Amplitude) etwa 6 V beträgt, wobei diese aber nur in jeder zweiten Periodenhälfte belastet wird. Die tatsächliche Aufteilung des Sekundärstroms auf die Zener Diode, die Transistoren und den Superkondensator während der Ladephase ist dabei abhängig von der gewählten Strombegrenzung sowie dem Momentanwert des Strom und der Gate-Spannung während der Schaltvorgänge. Grundsätzlich sind die zu erwartenden Verluste bei einem Wandler mit höherem Übersetzungsverhältnis und ähnlichem Eisenkern also größer. Daher müssen entweder geeignete Bauteile gewählt werden oder das Verhältnis des Wandlers muss so ausgelegt sein, dass der Nennstrom nicht zu 100% erreicht wird.

Eine weitere wichtige Rolle bei der Anpassung an andere Wandler spielen die magnetischen Eigenschaften des Eisenkerns sowie die angegebene Nennbürde. Die geometrischen Maße des Kerns und die magnetischen Parameter (Sättigungsflussdichte, Koerzitivfeldstärke, etc.) sind ausschlaggebend für das Übertragungsverhalten des Stromwandlers. Betrachtet man die durch Sättigung und Hysteresekurve bestimmte Leerlaufspannung, so führt eine geringere Sättigungs- und Remanenzflussdichte, ein kleinerer Querschnitt des Kerns oder eine Erhöhung der Koerzitivfeldstärke sowie der mittleren Eisenlänge zu einem Absinken der Leerlaufspannung. Diese Veränderungen reduziert damit auch die maximalen Verluste und können bei der Wahl des Stromwandlers berücksichtigt werden. Jedoch bewirken die genannten Anpassungen auch eine Verschlechterung der Messgenauigkeit. Sie stehen damit konträr zu der gewünschten guten Genauigkeitsklasse des Stromwandlers. Um die Messgenauigkeit des Wandlers zu erhöhen, sind genau die gegenteiligen Eigenschaften wünschenswert, was wiederum zu hohen Sekundärspannungen und großen Verlusten führen würde. Es gilt hier daher einen Mittelweg zwischen den maximal akzeptablen Verlusten und der minimal nötigen Genauigkeit zu treffen. Bei der Wahl der Nennbürde muss außerdem

berücksichtigt werden, dass das vorliegende Schaltungskonzept voraussetzt, dass der Spannungsabfall an der Nennbürde unterhalb der Diodenflussspannung des Gleichrichters ist. Nur so kann garantiert werden, dass beim Umschalten in die Messphase der Sekundärstrom fast ausschließlich über die Nennbürde fließt und die Messgenauigkeit im erlaubten Rahmen bleibt. Die Wahl eines Wandlers mit größerer Nennbürde würde daher eine Diode mit größerer Flussspannung verlangen, wodurch einerseits die Effizienz der Harvesting-Schaltung sinkt und andererseits die Verluste entlang der Diode steigen. Im Gegensatz dazu bietet eine höhere Nennbürde eine bessere Messgenauigkeit, da das Messsignal größer ist und so ein geringerer Fehler bei der nötigen Verstärkung bzw. dem Einlesen mittels eines ADCs entsteht. Auch hier gilt es den gewünschten Mittelweg zu wählen. So findet sich am Markt etwa eine Vielzahl an 250/1 Stromwandlern mit einer Nennbürde von 0.2 VA und der Genauigkeitsklasse 1 oder 0.5, welche die Ansprüche an Primärstrom-Bereich und Genauigkeit des vorliegenden Projekts erfüllen würden.

7.3 Ausblick

Das gezeigte Simulationsmodell des Stromwandlers eignet sich für den Entwurf verschiedener Schaltungskonzepte und berücksichtigt dabei insbesondere die nichtlineare Sättigung und Hysterese des Stromwandlers. In einem weiteren Schritt könnte dieses Modell nun einerseits optimiert und andererseits auch auf andere Simulationsprogramme erweitert werden.

So könnte etwa ein verallgemeinertes Konzept zur Charakterisierung eines beliebigen Stromwandlers erstellt werden. Optimierungsmöglichkeiten bestehen hier sowohl bei der Simulation der Streuflüsse als auch bei dem Einbeziehen von parasitären Kapazitäten. Insbesondere bei der Betrachtung der Streuflüsse könnte einerseits auf eine exakte Zuweisung auf die Primär- und Sekundärseite und andererseits auch auf die in [PDR01] gezeigten und in Kapitel 3 bereits erwähnten Veränderung des Streuflusses bei hohen Sättigungswerten eingegangen werden. Die Berücksichtigung der kapazitiven Elemente könnte etwa gemäß der in [Tra08] gezeigten Arbeit erfolgen. Dies würde ein noch exakteres Abbilden des realen Verhaltens ermöglichen und kann für präzise Vergleiche zwischen unterschiedlichen Schaltungen verwendet werden.

Das vorgestellte Modell wurde für die Simulationssoftware *LTSpice*[®] optimiert. Hierbei wurden die nichtlineare Hysterese durch das in *LTSpice*[®] implementierte Modell einer nichtlinearen Induktivität simuliert. Dieses Modell basiert wiederum auf dem in [CVG⁺91] vorgestellten SPICE Modell eines realen Transformators. Eine mögliche Erweiterung dieser Arbeit könnte nun darin bestehen, einen alternativen Ansatz für die Abbildung der Hysterese zu wählen (etwa das in [GM05] vorgestellte Modell) oder das vorhandene Modell zu erweitern. So berücksichtigt die nichtlineare Induktivität in *LTSpice*[®] etwa nicht die Veränderung der Koerzitivfeldstärke mit der Frequenz (siehe Kapitel 3), obwohl in [CVG⁺91] ein allgemeiner SPICE Ansatz dafür gezeigt wird. Das gezeigte Modell des Stromwandlers könnte also auf andere Simulationsprogramme erweitert und die Modellierung der Hysterese durch einen Wechsel bzw. eine Optimierung des zugrundeliegenden mathematischen Modells weiter verbessert werden.

Neben der Optimierung des Simulationsmodells stellt vor allem die Erweiterung und Verbesserung der gezeigten Schaltungskonzepte eine der zukünftigen Aufgaben dar. Betrachtet man die vorgestellten Harvesting-Schaltungen, so ist deren Funktion auf einen bestimmten Bereich des Primärstroms begrenzt. Der maximal erlaubte Primärstrom ergibt sich dabei aus den limitierenden Bauteilverlusten und der minimal nötige Strom wird durch die Zielspannung des Superkondensators begrenzt. Während die obere Grenze vor allem durch eine geeignete Bauteilwahl

und thermische Auslegung der Schaltung optimiert werden kann und im vorliegenden Fall einen Einsatz bis 100% des Nennstroms ermöglicht, so könnte die untere Grenze durch verschiedene Erweiterungen der Harvesting-Schaltung weiter gesenkt werden. Ein möglicher Ansatz besteht etwa darin, die Spannung am Ausgang des Gleichrichters mittels einer zusätzlichen Schaltung zu heben, um so auch bei geringen Primärströmen die Zielspannung zu erreichen. Dies wäre etwa durch den Einsatz eines Boost-Konverters oder einem ähnlichen Spannungsheber möglich. Diese benötigen allerdings aktive Schaltelemente (Transistoren) zur korrekten Funktion. Mögliche Ansätze für den Einsatz in Kombination mit einem Transformator (Stromwandler) finden sich zum Beispiel in den Arbeiten [MLD12], [HDY⁺12] oder [HYL⁺11]. Die Verwendung solcher Konzepte kann zwar den minimal nötigen Primärstrom weiter herabsenken, bedarf aber einer zusätzlichen Schaltlogik, welche auch nach einem Blackout korrekt arbeiten muss. Es wäre also etwa eine Erweiterung der Harvesting-Schaltung nötig, bei welcher zunächst eine logische Einheit mit einem geringeren Spannungsbedarf aktiviert wird und diese anschließend den korrekten Betrieb der aktiven Schaltelemente zum Heben der Spannung garantiert. Dabei muss jedoch auch darauf Rücksicht genommen werden, dass die Schaltung nicht nur bei geringen Strömen die Zielspannung erfolgreich herstellen kann, sondern dass diese bei hohen Strömen und den damit einhergehenden großen Schaltverlusten nicht beschädigt wird. Eine Weiterführung dieses Ansatzes wäre etwa dann sinnvoll, wenn im Zuge des Projektes auch der Einsatz des Sensors an den Neutralleitern der sekundärseitigen Abgänge in den Verteilnetzstationen gewünscht wird.

Abschließend soll ausgehend von den vorgestellten Schaltungen und den genannten möglichen Fortsetzungen dieser Arbeit noch einmal kurz auf das Gesamtprojekt *„Plug & Play Monitoring für Verteilnetzstationen“* eingegangen und die nötigen weiteren Schritte diskutiert werden. Die Harvesting- und Messschaltung gemäß Abbildung 7.2 oder 7.3 wurden so entworfen, dass der Sensor in einem weiteren Schritt mit einem Mikrocontroller und Funkmodul ausgestattet werden kann. Deren durchschnittlicher Stromverbrauch und die gewünschte Dauer der aktiven Phase bestimmen die nötige Größe des Superkondensators und der Stromabstieg in den Sendephase des Funkmoduls muss durch eine entsprechende Bufferkapazität kompensiert werden. Die Verarbeitung des Messsignals kann entweder durch den internen ADC des Mikrocontrollers oder durch einen externen ADC erfolgen. Um die Messgenauigkeit zu erhöhen bzw. das Messrauschen zu unterdrücken, kann einerseits etwa ein Tiefpassfilter (der an die maximal zu messende Frequenz angepasst ist) das Signal glätten und andererseits eine zusätzliche Referenzspannung Abweichungen der Versorgungsspannung bzw. Toleranzen der Bauteile kompensieren. Für den Einsatz in einer Ortsnetzstation muss die Schaltung außerdem gemäß Kapitel 7.2 auf den jeweilig maximalen Primärstrom und das damit nötige Übersetzungsverhältnis des Stromwandlers adaptiert werden.

Betrachtet man schließlich noch die Auswirkungen des vorgestellten Konzepts eines einzelnen Sensors auf die übergeordneten Kommunikations- und Funktionsabläufe, so muss Folgendes beachtet werden: Während der Ladephase ist der Mikrocontroller und das Funkmodul deaktiviert, es besteht also keine Kommunikationsmöglichkeit mit dem Sensor. Die Dauer dieser Ladephase ist dabei von dem zu messenden Strom abhängig und im Allgemeinen nicht vorhersehbar. Wechselt der Sensor in die aktive Phase, so sind Mikrocontroller und Funkmodul aktiv und es ist außerdem (nach einem kurzen Einschwingvorgang) dauerhaft das Messsignal verfügbar. Die verfügbare Energie für die logischen Bauteile ist dabei durch den Superkondensator und die Grenzspannungen des MOSFET-Schalters vorgegeben und unabhängig von der Größe des zu messenden Stroms. Bei Kenntnis des Stromverbrauchs der einzelnen Bauteile ist die Dauer der aktiven Phase daher berechenbar und bleibt bei gleichem Energiebedarf von Zyklus zu Zyklus konstant. Diese Information kann daher genützt werden, um innerhalb eines Zyklus sowohl

ausreichend viele Messungen vorzunehmen, als die Daten auch vor erneuter Deaktivierung des Mikrocontrollers verlässlich weiterzusenden bzw. zwischenzuspeichern. Neben der Übertragung der aufbereiteten Stromwerte (Effektivwert, Minimum, Maximum, Oberwellen, etc.), welche keinen präzisen Zeitstempel benötigen und grundsätzlich nur in minütlichen bzw. viertelstündlichen Intervallen benötigt werden, ist in weiterer Folge auch die Übertragung der Phasenlage für die Berechnung der Leistungswerte wichtig. Dazu ist eine Kommunikation nötig, bei der ein Trigger am Sensor (etwa ein Nulldurchgang des Stroms) so übertragen wird, dass an der Kontrollbox ein Vergleich mit der lokal gemessenen Spannung möglich ist und der dabei entstehende Fehler in einem vorgegebenen Rahmen bleibt. Zwar ist dies nicht Teil der vorliegenden Arbeit, es ergibt sich durch den Schaltungsentwurf aber eine wichtige Bedingung für die nachfolgenden Arbeiten an der Kommunikationsschnittstelle: Jeder der Sensoren weist je nach jeweiligem Messstrom unterschiedlich lange Ladephasen auf und ist damit auch zu verschiedenen, nur schwer vorhersehbaren Zeitpunkten aktiv bzw. inaktiv. Die Kommunikation muss daher so ausgelegt werden, dass der einzelne Sensor innerhalb seiner aktiven Phase erfolgreich eine Verbindung aufbauen und die nötigen Daten entsprechend der Vorgaben übertragen kann.

Wissenschaftliche Literatur

- [AG08] ALIPPI, Cesare ; GALPERTI, Cristian: An adaptive system for optimal solar energy harvesting in wireless sensor network nodes. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 55 (2008), Nr. 6, S. 1742–1750
- [BDA10] BHUIYAN, Rashed H. ; DOUGAL, Roger A. ; ALI, Mohammad: A miniature energy harvesting device for wireless sensors in electric power system. In: *IEEE Sensors journal* 10 (2010), Nr. 7, S. 1249–1258
- [BDS12] BOISSEAU, S ; DESPESSE, G ; SEDDIK, B A.: Electrostatic conversion for vibration energy harvesting. In: *arXiv preprint arXiv:1210.5191* (2012)
- [Ber98] BERTOTTI, Giorgio: *Hysteresis in magnetism*. Academic Press, 1998. – ISBN 0–12–093270–9
- [Ber12] BERTAGNOLLI, E.: *Elektronische Bauelemente*. Wien, 2012
- [BWW11] BIANCUZZI, Giovanni ; WISCHKE, Martin ; WOIAS, Peter. *Elektrische Schaltung*. 2011
- [Can11] CANDERS, W. R.: *Berechnung von Eisenverlusten*. 2011. – Forschungsbericht
- [CCF⁺10] CAI, Fan ; CHUNG, David J. ; FARANTATOS, Evangelos ; MELIOPOULOS, AP S. ; PAPAPOLYMEROU, John: Self-powered advanced meter design for smart grid. In: *Microwave Conference Proceedings (APMC) IEEE*, 2010, S. 1380–1383
- [CCG⁺14] CHEANG, Joseph ; CHENG, William ; GAVRILOV, Dmitri ; SCHILLER, Brent ; SMAGIN, Vladimir ; GOUZMAN, Michael: High efficiency powering system for wireless sensor for ac monitoring in smart grid applications. In: *Emerging Technologies for a Smarter World (CEWIT), 2014 11th International Conference & Expo on IEEE*, 2014, S. 1–5
- [CFH⁺12] CAI, Fan ; FARANTATOS, Evangelos ; HUANG, Renke ; MELIOPOULOS, AP S. ; PAPAPOLYMEROU, John: Self-powered smart meter with synchronized data. In: *Radio and Wireless Symposium (RWS) IEEE*, 2012, S. 395–398
- [CVG⁺91] CHAN, John H. ; VLADIMIRESCU, Andrei ; GAO, X-C ; LIEBMANN, Peter ; VALAINIS, John: Nonlinear transformer model for circuit simulation. In: *IEEE transactions on computer-aided design of integrated circuits and systems* 10 (1991), Nr. 4, S. 476–482
- [Dun12] DUNLOP, James P.: *Photovoltaic Systems*. American Technical Publishers, 2012. – ISBN 1935941054
- [Ert10] ERTL, Hans: *Leistungselektronik und Stromrichtertechnik*. Wien, 2010
- [Fas04] FASCHING, Gerhard M.: *Werkstoffe für die Elektrotechnik: Mikrophysik, Struktur, Eigenschaften*. 4. Springer, 2004. – ISBN 978–3211221334
- [Flo07] FLOHRER, Sybille: *Analyse der dynamischen Magnetisierungsprozesse nanokristal-*

- liner Weichmagnete*, Technische Universität Dresden Analyse, Diss., 2007
- [Gaw16] GAWLIK, Wolfgang: Energieversorgung: Skriptum zur Vorlesung 370.002. Wien, 2016
- [GM05] GUERRA, Francisco das Chagas F. ; MOTA, Wellington S.: A new current transformer model. In: *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica* 16 (2005), Nr. 3, S. 382–389
- [HDY⁺12] HUANG, Tzu-Chi ; DU, Ming-Jhe ; YANG, Yao-Yi ; LEE, Yu-Huei ; KANG, Yu-Chai ; PENG, Ruei-Hong ; CHEN, Ke-Horng: Non-invasion power monitoring with 120% harvesting energy improvement by maximum power extracting control for high sustainability power meter system. In: *Custom Integrated Circuits Conference (CICC)* IEEE, 2012, S. 1–4
- [HE06] HALPER, Marin S. ; ELLENBOGEN, James C.: Supercapacitors: A brief overview. In: *The MITRE Corporation, McLean, Virginia, USA* (2006), S. 1–34
- [HT16] HOSSEINIMEHR, Tahoura ; TABESH, Ahmadreza: Magnetic field energy harvesting from AC lines for powering wireless sensor nodes in smart grids. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63 (2016), Nr. 8, S. 4947–4954
- [HYL⁺11] HUANG, Tzu-Chi ; YANG, Yao-Yi ; LEE, Yu-Huei ; DU, Ming-Jhe ; CHENG, Shih-Hsien ; CHEN, Ke-Horng: A battery-free energy harvesting system with the switch capacitor sampler (scs) technique for high power factor in smart meter applications. In: *19th International Conference on VLSI and System-on-Chip* IEEE, 2011
- [IEC07] IEC 61869-2: Specific requirement for current transformer. International Electrotechnical Commission, 2007
- [Jen10] JENAU, Frank: Betriebsverhalten von Transformatoren / Technische Universität Dortmund, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik. 2010 (April). – Forschungsbericht
- [KHEI10] KONG, NA ; HA, Dong S. ; ERTURK, Alper ; INMAN, Daniel J.: Resistive impedance matching circuit for piezoelectric energy harvesting. In: *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 21 (2010), Nr. 13, S. 1293–1302
- [LBMN⁺15] LI, Helong ; BECZKOWSKI, Szymon ; MUNK-NIELSEN, Stig ; LU, Kaiyuan ; WU, Qian: Current measurement method for characterization of fast switching power semiconductors with Silicon Steel Current Transformer. In: *30th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2015, S. 2527–2531
- [Lin10] LINDLEY, David: Smart grids: The energy storage problem. In: *Nature News* 463 (2010), Nr. 7277, S. 18–20
- [LM01] LOCCI, Nicola ; MUSCAS, Carlo: Hysteresis and eddy currents compensation in current transformers. In: *IEEE transactions on power delivery* 16 (2001), Nr. 2, S. 154–159
- [LSH10] LISERRE, Marco ; SAUTER, Thilo ; HUNG, John Y.: Future energy systems: Integrating renewable energy sources into the smart power grid through industrial electronics. In: *IEEE industrial electronics magazine* 4 (2010), Nr. 1, S. 18–37
- [Mec12] MECKLENBRÄUCKER, Christoph: Wellenausbreitung. Wien, 2012
- [MLD12] MOGHE, Rohit ; LAMBERT, Frank C. ; DIVAN, Deepak: Smart “stick-on” sensors for the smart grid. In: *IEEE Transactions on Smart Grid* 3 (2012), Nr. 1, S. 241–252
- [MYLD09] MOGHE, Rohit ; YANG, Yi ; LAMBERT, Frank ; DIVAN, Deepak: A scoping study of electric and magnetic field energy harvesting for wireless sensor networks in power system applications. (2009), S. 3550–3557
- [PBB13] PORCARELLI, Danilo ; BRUNELLI, Davide ; BENINI, Luca: Clamp-and-measure forever: A mosfet-based circuit for energy harvesting and measurement targeted for

- power meters. In: *5th IEEE International Workshop on Advances in Sensors and Interfaces IWASI*, 2013
- [PDR01] PASCUAL, Héctor O ; DAMPÉ, Jorge L. ; RAPALLINI, José A: Behaviour of Current Transformers (CT's) under severe saturation conditions. In: *IPST Conference*, 2001
- [Pre08] PRECHTL, Adalbert: *Vorlesungen über die Grundlagen der Elektrotechnik: Band 2*. SpringerWienNewYork, 2008 ISSN 9978-3-211-72455-2
- [PSZP08] PAING, Thurein ; SHIN, Jason ; ZANE, Regan ; POPOVIC, Zoya: Resistor emulation approach to low-power RF energy harvesting. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23 (2008), Nr. 3, S. 1494–1501
- [Sch12] SCHMID, Ulrich: *Temperatursensorik und thermische Aktorik*. Wien, 2012
- [Sch14] SCHRÖDL, Manfred: *Unterlagen zur Vorlesung: Elektrische Antriebe*. Wien, 2014
- [SL11] SAUTER, Thilo ; LOBASHOV, Maksim: End-to-end communication architecture for smart grids. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58 (2011), Nr. 4, S. 1218–1228
- [SMFM15] SAMIMI, Mohammad H. ; MAHARI, Arash ; FARAHNAKIAN, Mohammad A. ; MOHSENI, Hossein: The rogowski coil principles and applications: A review. In: *IEEE Sensors Journal* 15 (2015), Nr. 2, S. 651–658
- [Sor12] SORDIASHIE, Evans: *Electromagnetic harvesting to power energy management sensors in the built environment*, University of Nebraska - Lincoln, Diplomarbeit, 2012
- [Tra08] TRASK, Chris: 'Wideband Transformer Models: Measurement and Calculation of Reactive Elements. (2008)
- [WLL] WU, Qian ; LU, Kaiyuan ; LI, Helong: Modeling and analysis of current transformer for fast switching power module current measurement. In: *8th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC-ECCE Asia 2016*, S. 1615–1622
- [Zac10a] ZACH, Franz: *Leistungselektronik, Ein Handbuch: Band 1*. SpringerWienNewYork, 2010. – ISBN 978-3-211-89213-8
- [Zac10b] ZACH, Franz: *Leistungselektronik, Ein Handbuch: Band 2*. SpringerWienNewYork, 2010. – ISBN 978-3-658-04898-3
- [Zie13] ZIEGLER, Gerhard: *Digitaler Differentialschutz*. Publicis Publishing, 2013 ISSN 978-3-89578-416-3
- [Zim10] ZIMMERMANN, Horst: *Schaltungstechnik*. Wien, 2010

Internet Referenzen

- [1] *Fast Import of Compressed Binary .RAW Files Created with LTspice Circuit Simulator.* <https://de.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/23394>.
- [2] *Sine function fit.* <https://de.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/41246-sine-function-fit>.
- [3] Austrian Power Grid. *Tarifmodell in Österreich.* <https://www.apg.at/de/markt/strommarkt/tarife>.
- [4] Bürger Electronic. *STT 800.* <http://www.buerger-electronic.de/stelltrenntrafo-stt800-wechselstrom-stelltrenntransformator.php>.
- [5] CAP-XX. <http://www.cap-xx.com>.
- [6] Deutsches Kupferinstitut. *Oberschwingungen Ursachen und Auswirkungen.* https://www.kupferinstitut.de/fileadmin/user_upload/kupferinstitut.de/de/Documents/Shop/Verlag/Downloads/Anwendung/Elektrotechnik/Leonardo/3.1_Oberschwingungen.pdf.
- [7] DIN. *Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen.* <http://www.beuth.de/de/norm/din-en-50160/136886057?SearchID=407805367>.
- [8] Gossen Metrawatt. *SC30 .. 50.* <https://www.gossenmetrawatt.com/deutsch/produkte/sc3050.htm>.
- [9] IEC. *IEC 62391-1:2015.* <https://webstore.iec.ch/publication/23570>.
- [10] IEEE Standards Association. *IEEE 802.15: WIRELESS PERSONAL AREA NETWORKS.* <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.15.html>.
- [11] Infineon Technologies AG. *Current Sensing Using Linear Hall Sensors, Application Note Rev. 1.1, Sense & Control.* https://www.infineon.com/dgdl/Current_Sensing_Rev.1.1.pdf?fileId=db3a304332d040720132d939503e5f17.
- [12] LEM. *Galvanisch getrennte Strom- und Spannungswandler, 3. Auflage.* http://www.lem.com/images/stories/files/Products/P1_5_1_industry/ch24101d.pdf.
- [13] Linear Technology. *LT1078 Datenblatt.* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/10789fe.pdf>.
- [14] Linear Technology. *LTSpice.* <http://www.linear.com/designtools/software/#LTspice1>.
- [15] Man Yue Technology Holdings Limited. <http://www.manyue.com/brands.html>.
- [16] MathWorks. *MATLAB.* <https://de.mathworks.com/products/matlab.html>.
- [17] ON Semiconductor. *1N5335B Datenblatt.* <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/14c8/0900766b814c8c65.pdf>.
- [18] ON Semiconductor. *1N5335B SPICE Modell.* <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/1N5335B.LIB>.
- [19] Saarland University. *Magnetostriktion.* <http://www.uni-saarland.de/fileadmin/>

- user_upload/Professoren/fr84_ProfMuecklich/downloads/lehre/Kapitel7_Magnetostriktion.pdf.
- [20] Stahl-Informations-Zentrum. *Merkblatt 401: Elektrobund und -blech*. ftp://ftp2.stahl-online.de/SIZ/Pdf_Publikationen/MB401_Elektrobund-und-blech.pdf.
- [21] Texas Instruments. *INA333 Datenblatt*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina333.pdf>.
- [22] Texas Instruments. *TLV61225 Single-Cell High-Efficient Step-Up Converter in 6-Pin SC-70 Package*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv61225.pdf>.
- [23] thyssenkrupp Electronic. *Grain oriented electrical steel PowerCore*. https://www.thyssenkrupp-steel.com/media/content_1/produkte/elektrobund/electrical_steel_integration/thyssenkrupp_electrical_steel_product_range_2016.pdf.
- [24] TLinear Technology. *1.7MHz, Single Cell Micropower DC/DC Converter*. <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1610f.pdf>.
- [25] Umweltbundesamt. *Erneuerbare Energieträger*. <http://www.umweltbundesamt.at/umweltsituation/energie/erneuerbare/>.
- [26] VINATech. <https://www.vina.co.kr/eng/>.

Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt wurde. 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 in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, am 28.08.2017

Daniel Hauer