



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Max Ian Schöpe

Ermittlung der minimalen Ausmaße einer
RFID-Lesegerätantenne zur Einhaltung eines
Zahlungskarten-Standards

Max Ian Schöpe

Ermittlung der minimalen Ausmaße einer
RFID-Lesegerätantenne zur Einhaltung eines
Zahlungskarten-Standards

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel
Zweitgutachter : Prof. Dr.-Ing. Jürgen Missun

Abgegeben am 19. Februar 2015

Max Ian Schöpe

Thema der Bachelorthesis

Ermittlung der minimalen Ausmaße einer RFID-Lesegerätantenne zur Einhaltung eines Zahlungskarten-Standards.

Stichworte

RFID, Rahmenantenne, induktive Kopplung, magnetisches Feld, EMVCo

Kurzzusammenfassung

Die EMVCo ist eine Vereinigung von Europay, MasterCard und Visa, die einen internationalen Standard für Zahlungskarten entwickelt haben. Die hier vorliegende Bachelorarbeit beschäftigt sich mit dem kontaktlosen Teil des Standards, also mit Zahlungskarten, die RFID („Radio Frequency Identification“) zur Kommunikation nutzen. Da eine Karte in der Regel über keine eigene Energieversorgung verfügt, muss von der Antenne des Lesegerätes die notwendige Energie auf die Karte übertragen werden. In dieser Arbeit werden ein einfaches mathematisches Modell zur Berechnung der Feldstärke einer Lesegerätantenne entwickelt, sowie Simulationen und Messungen durchgeführt, um die kleinstmöglichen Ausmaße einer Antenne zu finden, die diesem Standard genügt.

Max Ian Schöpe

Title of the paper

Determination of the minimal size of a RFID reader device antenna that complies with an international paying card standard.

Keywords

RFID, loop antenna, inductive coupling, magnetic field, EMVCo

Abstract

The EMVCo is a corporation founded by Europay, MasterCard and Visa, that developed an international standard for integrated circuit cards used for payment. This bachelor thesis is about the contactless part of this standard, which contains the rules for payment cards that use RFID („Radio Frequency Identification“) for communication. Usually, those cards do not have an own power supply, so they have to be powered by the energy transferred from the antenna of the reader device. In this thesis, a mathematical model for calculating the field strength of a reader antenna is developed. Additionally, simulations and measurements are discussed to find the smallest possible size of an antenna possible complying with EMV-standard.

Danksagung

Ich möchte mich an dieser Stelle zunächst bei denjenigen bedanken, die mich während meiner Bachelorarbeit unterstützt und motiviert haben.

Mein besonderer Dank gilt Renke Bienert, der meine Bachelorarbeit betreut hat und mir in zahlreichen Gesprächen immer geholfen hat. Zudem danke ich ihm für das Korrekturlesen dieser Arbeit.

Des Weiteren bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing Ralf Wendel, der sich bereit erklärt hat, diese Bachelorarbeit zu prüfen.

Zu guter Letzt gilt mein Dank auch meinen Eltern und Brüdern, die mich während meines gesamten Studiums immer unterstützt und wieder aufgebaut haben, wenn mal etwas schief gelaufen ist.

Inhaltsverzeichnis

Tabellenverzeichnis	6
Abbildungsverzeichnis	7
1 Einführung	9
2 Grundlagen	10
2.1 Grundlegendes zu RFID	10
2.2 13,56MHz RFID-System	11
2.3 Der Zahlungskartenstandard von EMVCo	13
2.4 Betrachtung der Feldstärkenullpunkte	15
2.5 Induktive Kopplung und Felder von stromdurchflossenen Leitern	17
2.6 Induzierte Spannung am Transponder	22
3 Analyse und Lösungsansatz	25
3.1 Angenommene Vereinfachungen	25
3.2 Formel zur Berechnung der Feldstärke einer rechteckigen Leiterschleife	25
3.3 Implementierung in Matlab	28
3.4 Überprüfung der Feldstärke-Formel	29
3.4.1 Strom durch Antennen	29
3.4.2 Messungen	36
3.5 Vergleich der Ergebnisse mit der EMV-Reference-PICC	42
4 Ergebnisse	44
4.1 Berechnung der minimalen Antennengröße	44
4.2 Ergebnisdiskussion	46
5 Fazit	50
5.1 Zusammenfassung	50
5.2 Ausblick	51
Literaturverzeichnis	52
Anhang	54

Tabellenverzeichnis

2.1	Übersicht über typische RFID-Frequenzen (Bundesnetzagentur , S. 5; Finkenzeller, 2008 , S.22/23).	11
2.2	Daten der EMV-Reference-PICC	13
2.3	Vorgegebene Spannungsgrenzen innerhalb des EMV-Arbeitsvolumens. Die z-Koordinate bezeichnet die Höhe über der Antenne. Auszug aus der Tabelle „RF Power and Signal Interface“ (EMVCo, 2013 , S. 206).	14
3.1	Übersicht über die verwendeten RFID-Antennen zur Überprüfung der Feldstärke-Formel. Die Außenmaße beziehen sich auf den Abstand der äußeren Kanten der Außenleiter zueinander, die Innenmaße beziehen sich auf die inneren Kanten der Innenleiter.	30
3.2	Bauteilwerte der Anpassschaltungen der Antennen aus Tabelle 3.1 (siehe auch Abbildung 2.1). R_a und L_a sind die mit dem Netzwerkanalysator gemessenen Werte.	32
3.3	Mit den in Tabelle 3.2 angegebenen Bauteilwerten und Formel 3.21 berechnete Ströme durch die Antennen (siehe Abbildung 3.5). Der Wert $I_{a,ges}$ ist der Antennenstrom multipliziert mit der Anzahl der Windungen.	36
3.4	Daten der Calibration Coil (AIT).	37
3.5	Abweichungen zwischen den Messungen 1 und 2 sowie der berechneten Feldstärke. Die Angaben in Prozent beziehen sich auf den maximal gemessenen Feldstärkewert der jeweiligen Messung.	40
4.1	Ergebnisse der Berechnungen der kleinsten EMV-Antenne (quadratische Antennen mit 5mm Offset). Der Strom bezieht sich hier auf den Gesamtstrom durch alle Windungen.	45
4.2	Ergebnisse der Berechnungen der kleinsten EMV-Antenne (rechteckige Antennen mit Längen-Breiten-Verhältnis 1,5:1 und Offset 5mm). Der Strom bezieht sich hier auf den Gesamtstrom durch alle Windungen.	45

Abbildungsverzeichnis

2.1	Übliche Anpassschaltung zwischen Reader-IC CLRC663 und Antenne, bestehend aus Tiefpass, Anpasskapazitäten und Antenne (NXP, 2012 , S. 6).	12
2.2	Die EMV-Reference-PICC.	13
2.3	Das EMV-Volumen. Der Punkt (0,0,0) bezieht sich auf den Mittelpunkt der zu vermessenden Lesegerätantenne. Koordinate 1: Radius [cm], Koordinate 2: Winkel [rad], Koordinate 3: Höhe [cm] (EMVCo, 2013 , S. 213).	14
2.4	Verwendeter Messaufbau mit Antenne, Messantenne und magnetischen Feldlinien.	15
2.5	Vier verschiedenen Fälle, die sich auf die Feldstärkenullpunkte auswirken. die Messspule bewegt sich von rechts nach links.	16
2.6	Induktive Kopplung von Lesegerät und Transponder. Der Transponder bezieht seine Energie per Induktion aus dem Feld (Finkenzeller, 2008 , S. 45).	17
2.7	Das Gesetz von Biot und Savart (Marinescu, 1996 , S. 145).	18
2.8	Endlicher Leiter und der Punkt P, an dem das Magnetfeld berechnet werden soll (FHK, 2006 , S. 3).	19
2.9	Prinzip der Kopplung zweier Leiterschleifen (Finkenzeller, 2008 , S. 77).	21
2.10	Induktion an einer offenen Leiterschleife (Finkenzeller, 2008 , S. 81).	23
2.11	Links: Magnetisch gekoppelte Leiterschleifen. Rechts: Ersatzschaltbild magnetisch gekoppelter Leiterschleifen (Finkenzeller, 2008 , S. 82).	24
3.1	Aufsicht (links) und Seitenansicht (rechts) von Leiterschleife und Punkt P. Rot: Leiter der Antenne, schwarz: Hilfslinien und Winkel	26
3.2	Berechnung der gemittelten Feldstärke über eine Messspule.	29
3.3	Zur Überprüfung der Feldstärke-Formel verwendete Antennen. Von links nach rechts : Antenne 1, Antenne 2 und Antenne 3.	30
3.4	Für asymmetrische Betrachtung vereinfachter Schaltplan. Die Bauteilwerte sind Tabelle 3.2 zu entnehmen. Die gestrichelten Verbindungen finden nur bei Antenne 3 Anwendung. Bei den beiden anderen Antennen werden die mit ihnen verbundenen Bauteile nicht berücksichtigt.	31

3.5	Für asymmetrische Betrachtung vereinfachter Schaltplan (nach Anwenden der Dreieck-Stern-Umwandlung). Die gestrichelten Verbindungen finden nur bei Antenne 3 Anwendung. Bei den beiden anderen Antennen werden die mit ihnen verbundenen Bauteile nicht berücksichtigt.	32
3.6	Die Calibration Coil.	37
3.7	Messaufbau mit den Messachsen für Messungen 1 und 2.	38
3.8	Messung 1: Betrag der Feldstärke bei Messungen der Antennen 1, 2 und 3 (von oben nach unten) über die Antennenbreite (Messachse 1 in Abbildung 3.7). Die Werte für Antennen 1 und 2 wurden im Abstand von 8mm, die von Antenne 3 im Abstand von 6mm gemessen. Die Feldstärkenullpunkte sind in dieser Grafik gut zu erkennen.	39
3.9	Messung 2: Betrag der Feldstärke bei Messungen der Antennen 1, 2 und 3 (von oben nach unten) über den Leseabstand (Messachse 2 in Abbildung 3.7).	40
3.10	Vergleich der Messungen mit der EMV-Reference-PICC und der Berechnung der magnetischen Feldstärke in x-Richtung	43
4.1	Benötigter Strom I_a durch die Antenne zum Einhalten des EMV-Standards bei verschiedenen Antennengrößen (Vernachlässigung der EMV-Nullebene).	46
4.2	Benötigte Eingangsleistung P_{in} für verschiedene quadratische Antennengrößen zum Einhalten des EMV-Standards (Vernachlässigung der EMV-Nullebene).	49

1 Einführung

Die Ursprünge der RFID-Technologie („Radio Frequency Identification“) liegen im militärischen Bereich zum Ende des zweiten Weltkrieges. Damals wurden von den britischen Streitkräften einfache Identifikationssysteme zur Freund-Feind-Erkennung verwendet. Waren entsprechende Transponder (Datenträger, der die auszulesenden Daten enthält; zusammengesetzt aus „Transmitter“ und „Responder“ ([Daniel Matheus, 2008, S.19](#))) in den Flugzeugen oder Panzern verbaut, konnte schon aus relativ großer Entfernung eine Unterscheidung von alliierten und feindlichen Fahrzeugen erfolgen. In den 60er-Jahren kamen dann erste RFID-Systeme im zivilen und kommerziellen Bereich zum Einsatz. Dabei handelte es sich hauptsächlich um Systeme zur Sicherung von Waren. Da diese zunächst nur über eine Information von einem Bit verfügten, konnte allerdings nur ermittelt werden, ob ein Transponder vorhanden war oder nicht ([Cetin, 2005](#)).

Durch verbesserte Technik und günstigere Herstellungsmethoden haben sich die Anwendungsmöglichkeiten für RFID-Technik in den letzten Jahrzehnten vervielfacht. Heute wird RFID vor allem in Bereichen verwendet, in denen automatische Identifizierungsverfahren benötigt werden. Dabei geht es darum, möglichst schnell und unkompliziert Daten von Personen, Tieren oder Gütern übertragen und elektronisch verarbeiten zu können. Wichtige Bereiche hierbei sind beispielsweise Bankkarten, moderne Ausweisdokumente und alle Arten von Waren, die kontaktlos identifiziert werden sollen, um die Lagerhaltung zu erleichtern ([Finkenzeller, 2008, S. 1-9](#)).

Für RFID-Systeme gibt es unterschiedliche Standards. Einer davon ist der von Europay, MasterCard und Visa entwickelte EMV-Standard, der Regeln für den Umgang mit, unter anderem, kontaktlosen Zahlungskarten definiert. Bei NXP Semiconductors Germany GmbH werden RFID-Chips entwickelt, die diese Standards einhalten sollen. Viele der Kunden von NXP möchten den EMV-Standard nutzen und versuchen oftmals, möglichst kleine Lesegerätantennen zu verwenden.

Im Rahmen dieser Arbeit wird zunächst mit einfachen Formeln versucht, das Magnetfeld einer RFID-Lesegerätantenne an den interessanten Punkten zu berechnen. Anschließend werden diese Formeln durch Messungen überprüft. Darauf aufbauend wird eine Aussage getroffen, wie die minimalen Ausmaße einer solchen Antenne sein können, damit die im EMV-Standard definierten minimalen und maximalen Grenzen eingehalten werden.

2 Grundlagen

2.1 Grundlegendes zu RFID

Der Oberbegriff RFID beinhaltet viele verschiedene Techniken, die per Funk Identifikationsdaten übertragen. Auch die immer beliebtere „Near Field Communication“ (NFC), die verstärkt z.B. in Mobiltelefonen eingesetzt wird, ist eine Spezialanwendung der RFID-Technik.

Ein RFID-System besteht im Normalfall aus einem Lesegerät mit einer Antenne und einem oder mehreren Transponder oder Tags, in denen die auszulesenden Informationen gespeichert sind. Transponder können sowohl passiv (beziehen ihre Energie aus dem Feld der Lesegerätantenne), als auch aktiv (verfügen über eine eigene Energiequelle) sein.

Die Unterschiede der Systeme werden vor allem durch die genutzten Frequenzen und den physikalischen Kopplungsverfahren bestimmt. Die verwendeten Verfahren werden mit elektrischen, magnetischen oder elektromagnetischen Feldern realisiert. Besonders häufig werden induktive Kopplungssysteme eingesetzt (Finkenzeller, 2008, S. 22), die auch die Grundlage dieser Arbeit bilden.

Sogenannte „Close-Coupling-Systeme“ arbeiten mit passiven Transpondern und werden in einem Bereich bis ca. 1cm eingesetzt. Dabei kann relativ viel Energie von der Lesegerätantenne zum Transponder übertragen werden, da verhältnismäßig wenig Energie zum Abstrahlen des Feldes aufgebracht werden muss. Allerdings muss der Transponder in eine ganz bestimmte Position und sehr nah an die Leseantenne gebracht werden. Für diese Anwendungen werden hauptsächlich induktive (magnetische) Kopplung und niedrige Frequenzen verwendet. „Close-Coupling-Systeme“ werden heute in der Regel nicht mehr verwendet.

Eine größere Reichweite erreichen die „Remote-Coupling-Systeme“, die üblicherweise auch mit induktiver Kopplung und passiven Transpondern betrieben werden. Mit ihnen kann bis zu 1m Reichweite erzielt werden. Diese Systeme arbeiten je nach Anwendungsbereich mit Frequenzen zwischen 6,78MHz und 27,125MHz.

Für noch größere Reichweiten müssen Systeme verwendet werden, die im Ultrahochfrequenz- und Mikrowellenbereich (bis zu 5,8GHz) arbeiten. Normale passive Transponder, die mit diesen Frequenzen arbeiten, haben eine Reichweite von bis zu 3m, mit aktiven Transpondern, die über eine eigene Energieversorgung ihres Chips verfügen,

können sogar Reichweiten von 15m oder mehr erzielt werden ([Finkenzeller, 2008](#), S. 23). Eine Zusammenfassung der oben genannten Frequenzen gibt auch die Tabelle 2.1. NXP entwickelt hauptsächlich RFID-Chips, die mit einer Frequenz von 13,56MHz arbeiten und vor allem für Karten- und NFC-Anwendungen verwendet werden. Auch der EMV-Standard basiert auf Systemen dieser Frequenz.

RFID-Typ	Niederfrequenz	Hochfrequenz	Ultra-Hochfrequenz	Mikrowelle
Arbeitsfrequenzbereiche	100 bis 135 kHz	6,78 MHz, 13,56 MHz, 27,125 MHz	868 MHz (EU), 915 MHz (USA)	2,45 GHz, 5,8 GHz
Typische Leserreichweiten	einige mm bis wenige cm (passiv)	bis ca. 1m (passiv)	bis 3m (passiv) ca. 15m (aktiv)	bis 3m (passiv) ca. 15m (aktiv)
Art der Kopplung	induktiv	induktiv	elektromagnetisch	elektromagnetisch
Anwendungsbeispiele	Tieridentifizierung	Zugangskontrolle	Lager, Logistik	Fahrzeugidentifikation

Tabelle 2.1: Übersicht über typische RFID-Frequenzen ([Bundesnetzagentur](#), S. 5; [Finkenzeller, 2008](#), S.22/23).

2.2 13,56MHz RFID-System

Ein RFID-System besteht, wie bereits oben erwähnt, aus einem Lesegerät und mindestens einem Transponder. Das Lesegerät hat eine eigene Energieversorgung und wird von einem externen System (z.B. ein Mikrocontroller oder ein angeschlossener PC) gesteuert. Der Transponder hingegen ist in den meisten Fällen passiv, das heißt, er bezieht die gesamte Energie für Kommunikation und Datenverarbeitung über das Feld des Lesegerätes.

Der hier behandelte EMV-Standard beschränkt sich auf passive Transponder. Für 13,56MHz-Systeme werden Lesegerätantenne und Transponder auch „Proximity Coupling Device“ (PCD) bzw. „Proximity Integrated Circuit Card“ (PICC) genannt.

Das Lesegerät besteht aus zwei Hauptkomponenten. Dies ist zum einem der integrierte Schaltkreis („Integrated Circuit“ oder IC), also das Bauteil zur Steuerung des Gerätes, zum anderen die Antenne mit einer Anpassschaltung (siehe Abbildung 2.1). Der RFID-IC erzeugt eine Rechteckspannung mit der Trägerfrequenz von 13,56MHz, auf der die zu sendenden Bits per digitaler Amplitudenmodulation („Amplitude Shift Keying“) aufmoduliert sind. Für die Kommunikation gibt es verschiedene Modulationsgrade und Codierungen, die im IC umgesetzt werden. Auf diese soll hier allerdings nicht näher eingegangen werden (siehe auch

Kapitel 6 „Codierung und Modulation“ in [Finkenzeller \(2008\)](#)).

Erst hinter dem IC wird aus dem Rechtecksignal durch ein Tiefpassfilter ein Sinussignal. Mit Hilfe der Anpassschaltung wird die Impedanz der induktiven Antenne in eine (möglichst reelle) Impedanz transformiert, um in der Antenne die gewünschte Leistung umzusetzen. Die Antenne ist eine Leiterschleife mit variabler Größe und Windungsanzahl. Im Schaltkreis verhält sie sich wie eine Induktivität mit in Reihe geschaltetem Verlustwiderstand. Die Anpassschaltung bildet mit der Antenne einen Parallelschwingkreis, der so abgestimmt werden muss, dass seine Resonanzfrequenz bei etwa 13,56MHz liegt, damit sich bei dieser Frequenz der Imaginärteil aufhebt. Dies führt zu einer Stromüberhöhung in der Antenne und sorgt dafür, dass das erzeugte Magnetfeld um die Leiter maximal wird ([Mietke, a](#)).

Ein Transponder hat ebenfalls einen kleinen IC, auf dem Daten oder auch ganze Applikationen gespeichert sind und eine Antenne, ähnlich der des Lesegerätes. Das System funktioniert somit wie ein Transformator mit zwei koppelnden Spulen.

Für seine Kunden erstellt NXP zu den einzelnen Reader-ICs Demoboards, um die Funktionen vorführen zu können und Hilfe bei der Umsetzung eigener Designs zu geben. Ein solches Demoboard, das „Blueboard“ mit einem CLRC663-Reader-IC, ist die Grundlage für die Messungen in dieser Arbeit. Die Schaltung zwischen IC und Antenne entspricht der in [Abbildung 2.1](#)

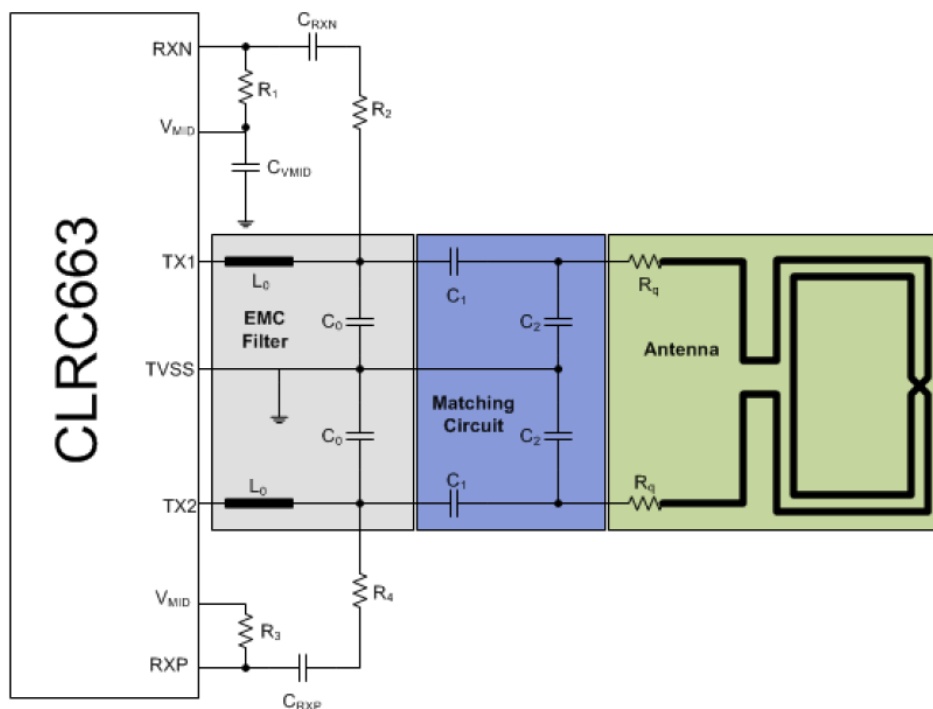


Abbildung 2.1: Übliche Anpassschaltung zwischen Reader-IC CLRC663 und Antenne, bestehend aus Tiefpass, Anpasskapazitäten und Antenne ([NXP, 2012](#), S. 6).

2.3 Der Zahlungskartenstandard von EMVCo

Da diese Arbeit sich mit kontaktloser Datenübertragung beschäftigt, ist hier nur der entsprechende Teil des Zahlungskartenstandards der EMVCo relevant. Dieser findet sich in „EMV - Contactless Specifications for Payment Systems, Book D: EMV Contactless Communication Protocol Specification“ (EMVCo, 2013).

In diesem Teil des Standards werden die Anforderungen an die Messspulen (Reference-PICCs) und an die Referenz-Antennen (Reference-PCDs) beschrieben. Da hier mithilfe einer Messspule das Feld von verschiedenen Sendeantennen ausgemessen werden soll, spielt die Reference-PCD in dieser Arbeit keine Rolle. Die verwendete Reference-PICC (siehe Abbildung 2.2) hat die in Tabelle 2.2 dargestellten Daten und erfüllt alle im Standard aufgeführten Anforderungen.

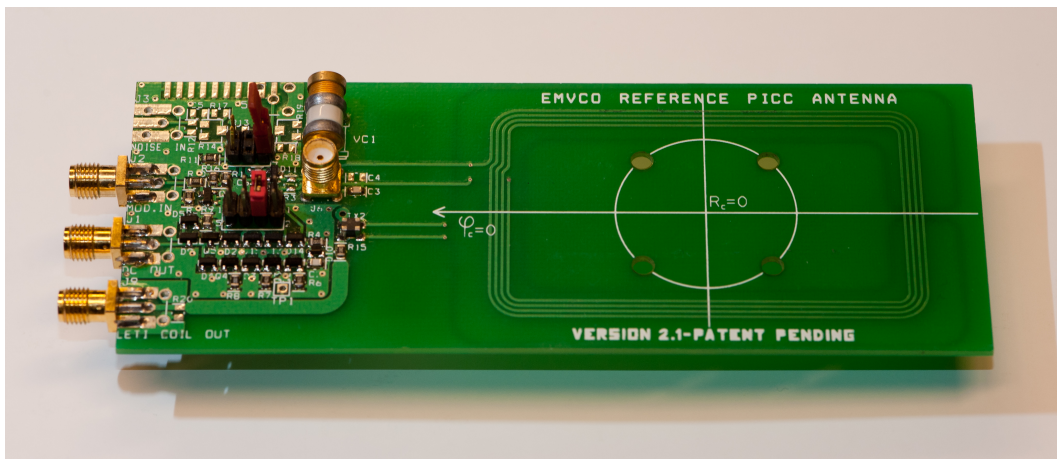


Abbildung 2.2: Die EMV-Reference-PICC.

EMV-Reference-PICC	
Größe der Spule	7,15cm × 4,15cm
Messgröße	Spannung abhängig von der Feldstärke

Tabelle 2.2: Daten der EMV-Reference-PICC

Der EMV-Standard definiert des Weiteren ein Volumen über dem Mittelpunkt der Lesegerät-antenne, in dem bestimmte Grenzwerte an der EMV-Reference-PICC eingehalten werden müssen. Die Punkte, die das Arbeitsvolumen abstecken, werden in Abbildung 2.3 beschrieben. Die einzuhaltenden Grenzwerte finden sich in Tabelle 2.3 und beziehen sich auf Spannungswerte, die an der Reference-PICC gemessen werden.

Die Orientierung von EMV-Reference-PICC zu Lesegerätantenne wird vor der Messung festgelegt, ist aber bis auf die Parallelität der beiden Antennen zueinander nicht vorgegeben.

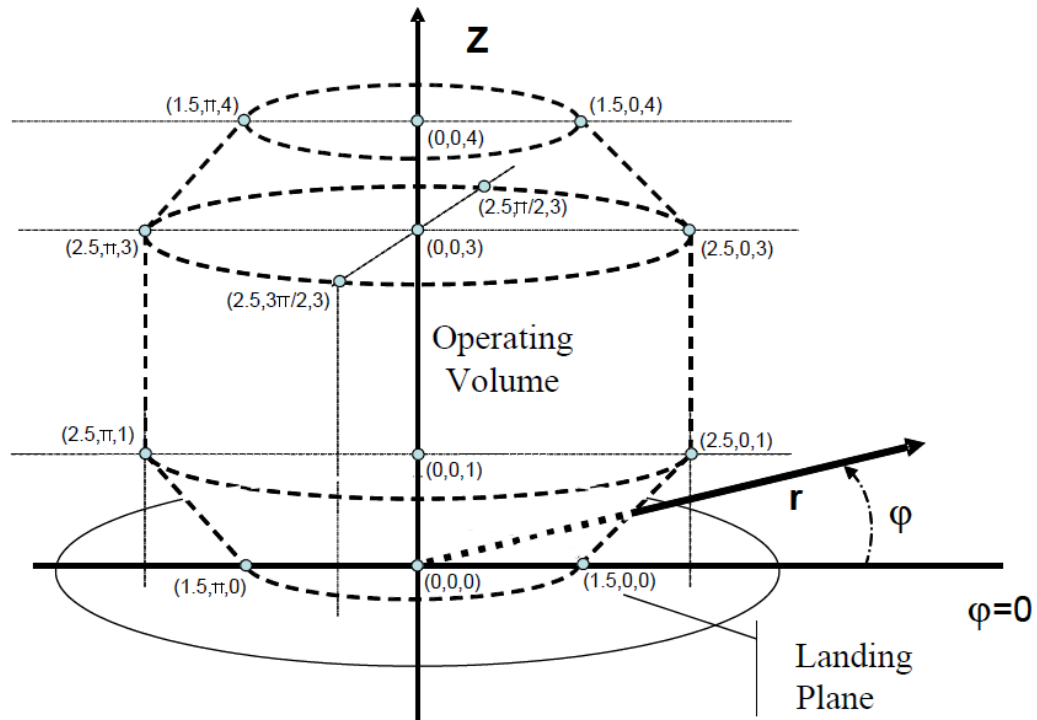


Abbildung 2.3: Das EMV-Volumen. Der Punkt (0,0,0) bezieht sich auf den Mittelpunkt der zu vermessenden Lesegerätantenne. Koordinate 1: Radius [cm], Koordinate 2: Winkel [rad], Koordinate 3: Höhe [cm] (EMVCo, 2013, S. 213).

Parameter	Min-Value [V]	Max-Value [V]
$V_{OV}(0 \leq z \leq 2)$	$3,10 - 0,05 \cdot z$	8,1
$V_{OV}(2 < z \leq 4)$	$3,45 - 0,225 \cdot z$	8,1

Tabelle 2.3: Vorgegebene Spannungsgrenzen innerhalb des EMV-Arbeitsvolumens. Die z-Koordinate bezeichnet die Höhe über der Antenne. Auszug aus der Tabelle „RF Power and Signal Interface“ (EMVCo, 2013, S. 206).

2.4 Betrachtung der Feldstärkenullpunkte

Zur Messung der magnetischen Feldstärke wird eine Messantenne verwendet, die eine bestimmte Größe hat. Vor den ersten Berechnungen muss daher betrachtet werden, ob die Feldstärkenullpunkte, die bei einer horizontalen Bewegung der Messspule über die Antenne auftreten, einen Einfluss auf die EMV-Messpunkte haben. Die Ausgangssituation ist in Abbildung 2.4 beschrieben.

Auf die Spule der Messantenne wirkt nur das Feld, dessen Feldlinien senkrecht zu ihr verlaufen. Aus diesem Grund wird im Folgenden nur das Feld in x-Richtung betrachtet. Die Nullpunkte im Feldstärkeverlauf entstehen, wenn sich die Feldlinien in positiver x-Richtung und die Feldlinien in negativer x-Richtung innerhalb der Messspule ausgleichen. Da die Feldlinien innerhalb der Antennenspule nach der „Rechte-Faust-Regel“ (Auch: „Rechte-Daumen-Regel“ oder „Korkenzieherregel“) in die eine und außerhalb der Spule in die andere Richtung verlaufen, gibt es einen Punkt, an dem diese sich genau ausgleichen und im Mittel über die Messspule keine Feldstärke in x-Richtung wirkt (siehe auch Abbildung 2.6).

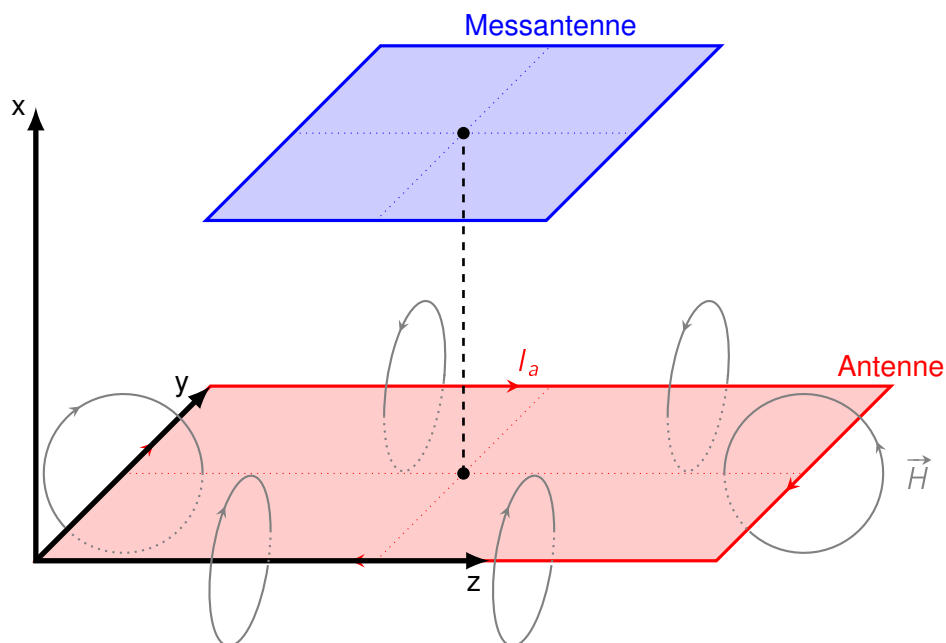


Abbildung 2.4: Verwendeter Messaufbau mit Antenne, Messantenne und magnetischen Feldlinien.

Im Folgenden gilt:

L_{MS} bzw. B_{MS} = Länge bzw. Breite der Messspule,

L_{AS} bzw. B_{AS} = Länge bzw. Breite der Antennenspule,

M_{AS} bzw. M_{MS} = Mittelpunkt der Antennenspule bzw. Messspule,

d_x = Abstand zwischen den Mittelpunkten der Spulen bei Auslöschung der Feldlinien.

Für die Feldstärkennullpunkte sind vier verschiedene Fälle zu betrachten (siehe Abbildung 2.5). Es wird für diese Betrachtung gemäß Abbildung 2.4 definiert, dass die Feldlinien innerhalb der Antennenspule in negativer und außerhalb in positiver x-Richtung verlaufen.

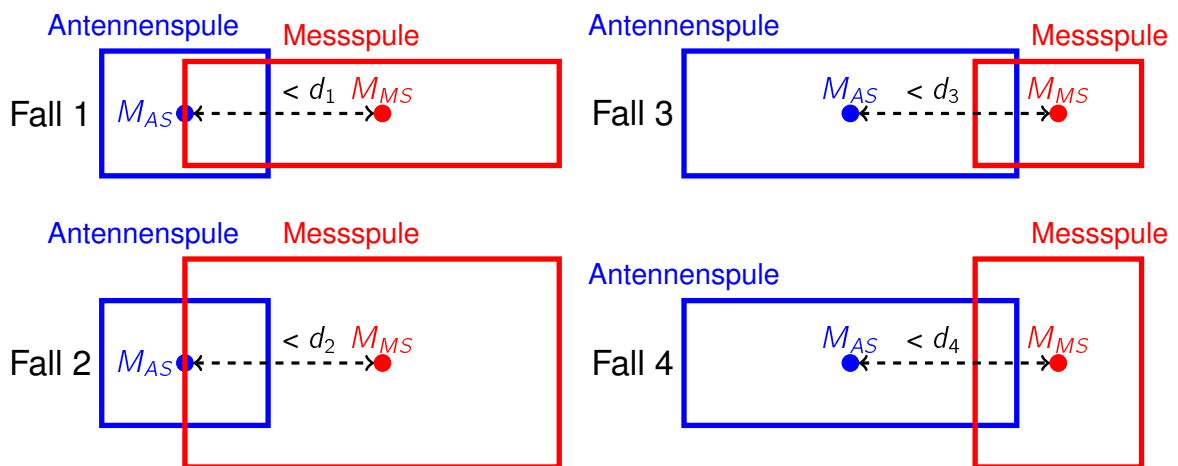


Abbildung 2.5: Vier verschiedenen Fälle, die sich auf die Feldstärkennullpunkte auswirken. die Messspule bewegt sich von rechts nach links.

Fall 1 ($L_{MS} \geq L_{AS}$ und $B_{MS} \leq B_{AS}$): Wird nur das Feld der beiden Antennenleiter betrachtet, die sich senkrecht zur Messrichtung befinden, dann liegen die Hälfte der negativen Feldlinien innerhalb der Messspule, wenn diese mit ihrem äußeren Leiter gerade den Mittelpunkt der Antennenspule erreicht. Schließt der Rest der Messspule ausreichend positive Feldstärke ein, ist an dieser Stelle der Feldstärkennullpunkt erreicht. Da aber zum negativen Feld auch noch die Feldlinien der Antennenleiter parallel zur Messrichtung beitragen, verschiebt sich der Feldstärkennullpunkt weiter nach außen. Daraus folgt: $d_1 > \frac{L_{MS}}{2}$.

Fall 2 ($L_{MS} \geq L_{AS}$ und $B_{MS} > B_{AS}$): Da die Messspule einen größeren Bereich außerhalb der Antennenspule überdeckt, an dem die Feldlinien in die positive x-Richtung verlaufen, verschiebt sich der Feldstärkennullpunkt etwas weiter nach außen als in Fall 1. Daraus folgt: $d_2 > d_1$.

Fall 3 ($L_{MS} < L_{AS}$ und $B_{MS} \leq B_{AS}$): Wird nur das Feld des rechten Antennenleiters betrachtet, gleicht sich das Feld genau aus, wenn sich der Mittelpunkt der Messspule über dem Leiter befindet. Da die beiden Antennenleiter, die parallel zur Messrichtung liegen, ebenfalls zum Feld in der Messspule beitragen, verschiebt sich dieser Punkt weiter nach außen. Der linke Antennenleiter trägt durch seinen (schwachen) Beitrag dazu bei, den Feldstärkennullpunkt noch weiter nach außen zu verschieben. Daraus folgt: $d_3 > \frac{L_{AS}}{2}$.

Fall 4 ($L_{MS} < L_{AS}$ und $B_{MS} > B_{AS}$): Analog zu Fall 2 tritt der Feldstärkennullpunkt hier noch weiter außerhalb des in Fall 3 genannten Punktes ein. Daraus folgt: $d_4 > d_3$.

Die Länge der Messspule ist im Standard von EMV fest definiert. Es gilt $\frac{L_{MS}}{2} = 35,75\text{mm}$. Somit ist $\frac{L_{MS}}{2}$ um 10,75mm größer, als der größte Radius des EMV-Volumens (25mm).

Da bei großen Antennenspulen im Verhältnis zur Messspule die Hälfte der Länge der Antennenspule und bei kleinen Antennenspulen im Verhältnis zur Messspule die Hälfte der Länge der Messspule ausschlaggebend für den Feldstärkennullpunkt sind, kann die Nullpunktbeurteilung für die hier behandelte Fragestellung vernachlässigt werden. Die minimale Größe einer Antenne für den EMV-Standard wird somit nicht durch die Feldstärkennullpunkte beschränkt.

2.5 Induktive Kopplung und Felder von stromdurchflossenen Leitern

Für die Energie- und die Datenübertragung wird in den betrachteten Systemen das magnetische Nahfeld verwendet (siehe Abbildung 2.6). Die Feldstärke an verschiedenen Punkten hängt direkt mit dem Strom zusammen, der durch die Leiterschleife fließt. Dieser Zusammenhang wird im Folgenden untersucht.

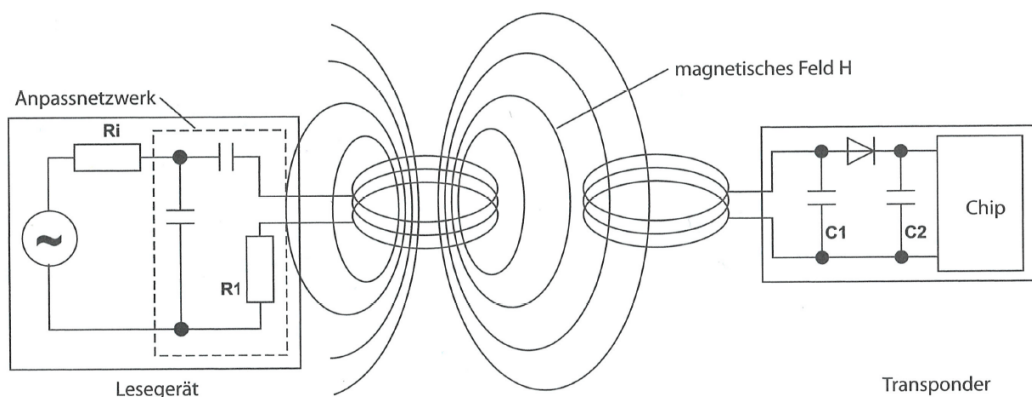


Abbildung 2.6: Induktive Kopplung von Lesegerät und Transponder. Der Transponder bezieht seine Energie per Induktion aus dem Feld (Finkenzeller, 2008, S. 45).

Es ist zunächst wichtig, das Magnetfeld von einem einfachen stromdurchflossenen Leiter zu betrachten. Grundlage hierfür sind die Erkenntnisse von Biot und Savart aus dem frühen 19. Jahrhundert.

Schon zuvor hatte Ampère das Magnetfeld um einen unendlich langen und unendlich dünnen stromdurchflossenen Leiter beschrieben und seine Stärke definiert (Marinescu, 1996, S. 143):

$$H = \frac{I}{2\pi \cdot r} \quad (2.1)$$

I: Strom durch den Leiter

r: Abstand des zu betrachtenden Punktes vom Leiter

Die französischen Mathematiker Jean-Baptiste Biot und Félix Savart stellten weiterführende Beobachtungen an und kamen zu der Erkenntnis, dass sich das Magnetfeld eines Leiters aus der Überlagerung kleinerer Leiterabschnitte berechnen lässt. Dies ist der Satz von Biot und Savart, der sich mithilfe von Formel 2.2 und Abbildung 2.7 darstellen lässt.

$$\vec{H} = \frac{I}{4\pi} \cdot \oint \frac{d\vec{s} \times \vec{r}}{r^3} \quad (2.2)$$

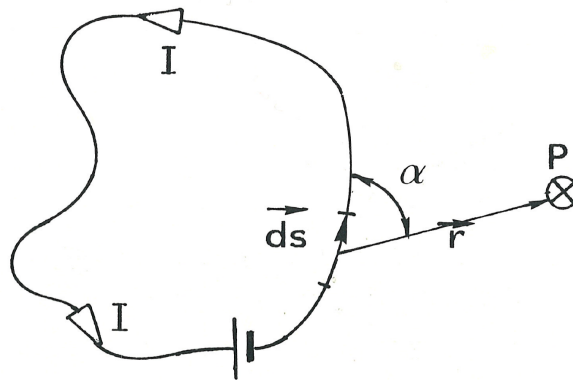


Abbildung 2.7: Das Gesetz von Biot und Savart (Marinescu, 1996, S. 145).

I: Strom durch den betrachteten Stromkreis

\vec{H} : magnetische Feldstärke im Punkt P

$d\vec{s}$: betrachteter Leiterabschnitt

\vec{r} : vom Leiterabschnitt zum Punkt P gerichteter Vektor

r: Abstand zwischen $d\vec{s}$ und P

Mithilfe dieser Formel wird die Feldstärke über einen Stromkreis aufintegriert, es werden also die Feldanteile von unendlich kurzen Leiterabschnitten über die gesamte Länge addiert. Die Formel gilt nur für den stationären Zustand (also eingeschwungen und mit konstantem Strom) und kann deshalb nur für geschlossene Stromkreise verwendet werden. Für komplizierte Anordnungen aus einzelnen geraden Leiterstücken ist es allerdings praktisch, auch „offene“ Leiterabschnitte berechnen zu können. Dafür muss man für jeden Abschnitt des Stromkreises eine Einzelbetrachtung von seinem Anfangspunkt A zu seinem Endpunkt B vornehmen und die Ergebnisse überlagern. Für einen Abschnitt wird folgende Formel verwendet (Marinescu, 1996, S. 148-149):

$$\vec{H} = \frac{I}{4\pi} \cdot \int_A^B \frac{d\vec{s} \times \vec{r}}{r^3} \quad (2.3)$$

A: Leiteranfang

B: Leiterende

Für einen endlich langen, aber unendlich dünnen Leiter und den Punkt P, an dem die Feldstärke berechnet werden soll, sind der Abstand x und die Winkel α_1 und α_2 gegeben, die in Abbildung 2.8 dargestellt werden.

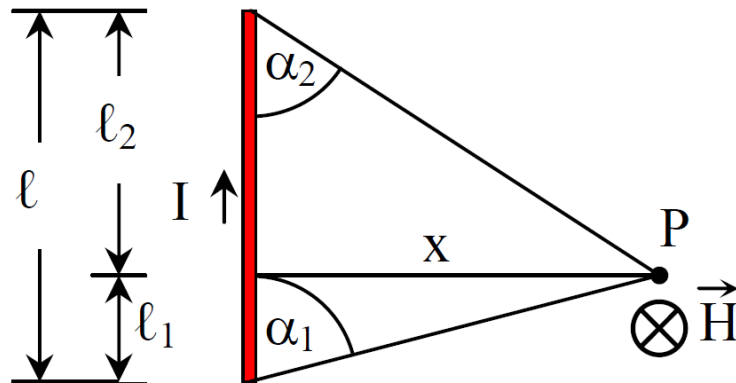


Abbildung 2.8: Endlicher Leiter und der Punkt P, an dem das Magnetfeld berechnet werden soll (FHK, 2006, S. 3).

Die geometrische Anordnung von Leiter und dem betrachteten Punkt ist definiert durch die Länge x , welche den kürzesten Abstand zwischen dem Leiter und dem Punkt P darstellt und den Winkeln α_1 und α_2 zwischen Leiter und der Verbindungsline zwischen den Leiterenden und Punkt P. Die magnetischen Feldlinien verlaufen senkrecht in die Zeichenebene („Rechte-Faust-Regel“).

Kombiniert man diese Geometrie mit Formel 2.3, ergibt sich Formel 2.4. Dort bezeichnet \vec{e}_H den Einheitsvektor in Richtung des H-Feldes (FHK, 2006, S. 3).

$$\vec{H} = \vec{e} \cdot \frac{I}{4\pi x} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \quad (2.4)$$

Diese Formel basiert auf der Annahme unendlich dünner Leiter. Der Strom I fließt nur auf dem durch die Winkel α_1 und α_2 definierten Pfad, der eine Linie zwischen zwei Punkten darstellt.

Mit diesen Ergebnissen können nun unterschiedliche Leiterschleifen modelliert werden. Bei kreisförmigen Leiteranordnungen ergibt sich ein kompliziertes Integral, dessen Lösung nicht ohne Weiteres realisierbar ist (Marinescu, 1996, S.152). Da für die praktische Anwendung von RFID-Systemen allerdings fast immer rechteckige Spulen zum Einsatz kommen, vereinfacht sich das hier betrachtete Modell auf vier gerade und endliche Leiterabschnitte.

Ausgehend vom Feld der Lesegerätantenne wird nun die Energieübertragung zwischen Lesegerät und Transponder betrachtet. Dafür müssen zunächst die Begriffe „Magnetische Flussdichte“, „Magnetischer Fluss“, „Induktivität“ und „Kopplung“ näher erläutert werden.

Die Magnetische Flussdichte B ist materialabhängig und wird in Tesla ($1\text{T} = 1 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}$) gemessen. Sie ist mit der magnetischen Feldstärke H folgendermaßen verknüpft:

$$B = \mu_0 \mu_r \cdot H = \mu \cdot H \quad (2.5)$$

Dabei ist $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$ die magnetische Feldkonstante und beschreibt die magnetische Leitfähigkeit des Vakuums. Die Variable μ_r gibt die relative Abweichung der magnetischen Leitfähigkeit eines Stoffes zu μ_0 an (Finkenzeller, 2008, S. 75).

Die magnetische Flussdichte B multipliziert mit einer vom Feld durchsetzten Fläche A ergibt nun den durch diese Fläche fließenden magnetischen Fluss.

$$\Phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (2.6)$$

Für ein homogenes Feld kann auch geschrieben werden:

$$\Phi = B \cdot A \quad (2.7)$$

Der gesamte magnetische Fluss, der von allen Windungen erzeugt wird, kann mithilfe der Windungszahl N wie folgt dargestellt werden:

$$\Psi = \sum_N \Phi_N = N \cdot \Phi = N \cdot \mu \cdot H \cdot A \quad (2.8)$$

Das Verhältnis von Gesamtfluss durch die Fläche einer Spule und dem durch diese fließenden Strom wird Induktivität genannt (Finkenzeller, 2008, S. 76):

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N \cdot \Phi}{I} = \frac{N \cdot \mu \cdot H \cdot A}{I} \quad (2.9)$$

Befindet sich nun in der Nähe einer stromdurchflossenen Spule 1 eine weitere Spule 2, so verkoppeln diese miteinander. Dazu ist der Begriff der Gegeninduktivität M_{21} zu erläutern, die das Verhältnis vom magnetischen Fluss der Spule 1 durch die Fläche der Spule 2 zum fließenden Strom durch Spule 1 beschreibt.

Es wird davon ausgegangen, dass ein Teil des Gesamtflusses Ψ die Fläche A_2 der Spule 2 durchsetzt (siehe Abbildung 2.9).

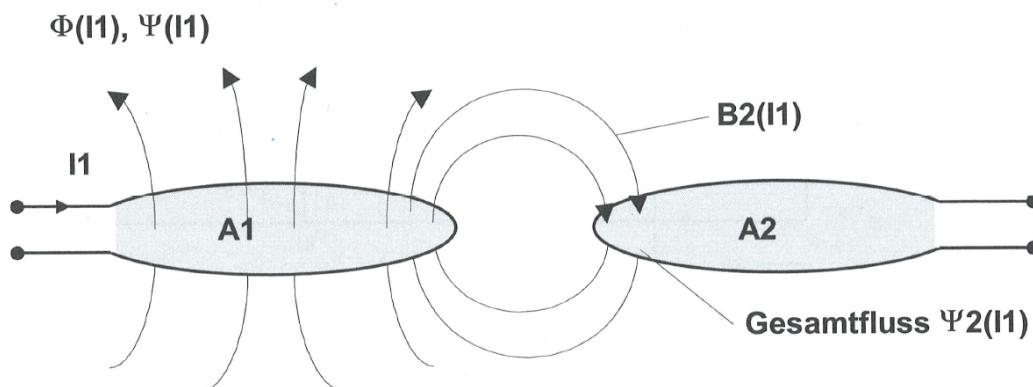


Abbildung 2.9: Prinzip der Kopplung zweier Leiterschleifen (Finkenzeller, 2008, S. 77).

Die Gegeninduktivität von Spule 1 an Spule 2 ist somit folgendermaßen definiert (Finkenzeller, 2008, S. 77):

$$M_{21} = \frac{\Psi_{A_2}(I_1)}{I_1} = \int_{A_2} \frac{B_2(I_1)}{I_1} \cdot dA_2 \quad (2.10)$$

Ψ_{A_2} : gesamter magnetischer Fluss von Spule 1 durch Spule 2

I_1 : Strom durch Spule 1

B_2 : Magnetische Flussdichte in Spule 2 (abhängig vom Strom in Spule 1)
 A_2 : Fläche von Spule 2

Hierbei gilt, dass die Gegeninduktivität von Spule 2 an Spule 1 gleich der Gegeninduktivität von Spule 1 an Spule 2 ist.

$$M = M_{12} = M_{21} \quad (2.11)$$

Durch Einsetzen der Spulenparameter und unter der Annahme eines homogenen Magnetfeldes kann die Formel auch folgendermaßen geschrieben werden (Finkenzeller, 2008, S. 77):

$$M_{12} = M_{21} = \frac{B_2(I_1) \cdot N_2 \cdot A_2}{I_1} = \frac{\mu_0 \cdot H_2(I_1) \cdot N_2 \cdot A_2}{I_1} \quad (2.12)$$

Um ein vergleichbares Maß der Kopplung zu erhalten, wird der Kopplungsfaktor k eingeführt, der die Induktivitäten der einzelnen Antennen mit der Gegeninduktivitäten verknüpft:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.13)$$

M : Gegeninduktivität
 L_1 : Induktivität von Spule 1
 L_2 : Induktivität von Spule 2

Der Kopplungsfaktor bewegt sich zwischen 0 (keine Kopplung) und 1 (totale Kopplung). Liegt keine Kopplung vor, wird Spule 2 nicht durch den magnetischen Fluss von Spule 1 durchsetzt. Bei totaler Kopplung durchsetzt Spule 2 der gleiche magnetische Fluss wie Spule 1 (Finkenzeller, 2008, S. 78).

2.6 Induzierte Spannung am Transponder

Der Transponder bezieht seine Energie, wie bereits weiter oben erwähnt, aus dem Feld der Lesegerätantenne. Dies geschieht durch die Induzierung einer Spannung in die Transponderspule.

Das Induktionsgesetz in allgemeiner Form lautet (Finkenzeller, 2008, S. 80):

$$u_i = \oint E_i \cdot ds = -\frac{d\Psi(t)}{dt} \quad (2.14)$$

Dies bedeutet, dass eine zeitliche Änderung des magnetischen Flusses durch eine Leiterschleife ein elektrisches Feld E_i hervorruft (siehe Abbildung 2.10). Wenn sich dieses parallel zum Leiter befindet, wird so in diesen eine Spannung induziert.

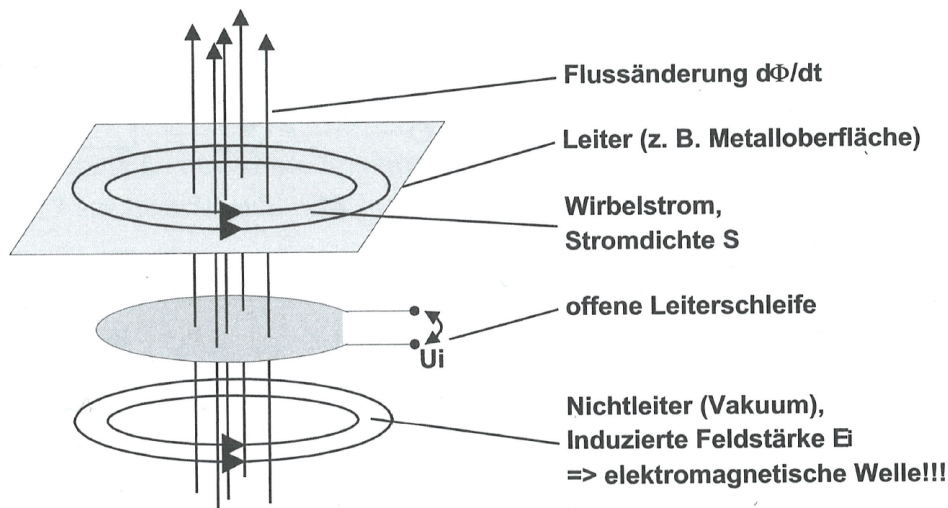


Abbildung 2.10: Induktion an einer offenen Leiterschleife (Finkenzeller, 2008, S. 81).

Auf das Beispiel mit zwei Spulen bezogen gilt: Ändert sich der Fluss Ψ_{A2} von Spule 1, der Spule 2 durchsetzt, dann wird in Spule 2 eine Spannung induziert. Da der magnetische Fluss proportional zur Feldstärke H und diese wiederum proportional zum Strom I ist (siehe Formel 2.2), bedeutet auch eine zeitliche Änderung des Stromes eine Spannungsinduktion in Spule 2. Aus diesem Zusammenhang folgt (Finkenzeller, 2008, S. 81):

$$u_2 = \left| -\frac{d\Psi_2}{dt} \right| = M \cdot \frac{di_1}{dt} - L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} - i_2 \cdot R_2 \quad (2.15)$$

R_2 : Wicklungswiderstand der Transponderantenne

Diese Formel beschreibt die an den Klemmen von Spule 2 entstehende Gesamtspannung u_2 (siehe Abbildung 2.11). Sie besteht aus der durch Spule 1 in Spule 2 induzierten Spannung und den dieser Spannung entgegengesetzten Effekten. Letztere sind die durch den in Spule 2 fließenden Strom in sich selbst induzierte Spannung, sowie die Spannung, die am Wicklungswiderstand R_2 der Spule 2 abfällt (siehe Abbildung 2.11).

In der Praxis handelt es sich bei den zeitveränderlichen Strömen immer um harmonische,

sinusförmige Wechselströme, wodurch die induzierte Spannung selbst zu einer Sinusspannung wird. Sinnvollerweise wählt man daher folgende Schreibweise für die Formel, welche die Kreisfrequenz berücksichtigt:

$$u_2(t) = j\omega M \cdot i_1(t) - j\omega L_2 \cdot i_2 - i_2 R_2 \quad (2.16)$$

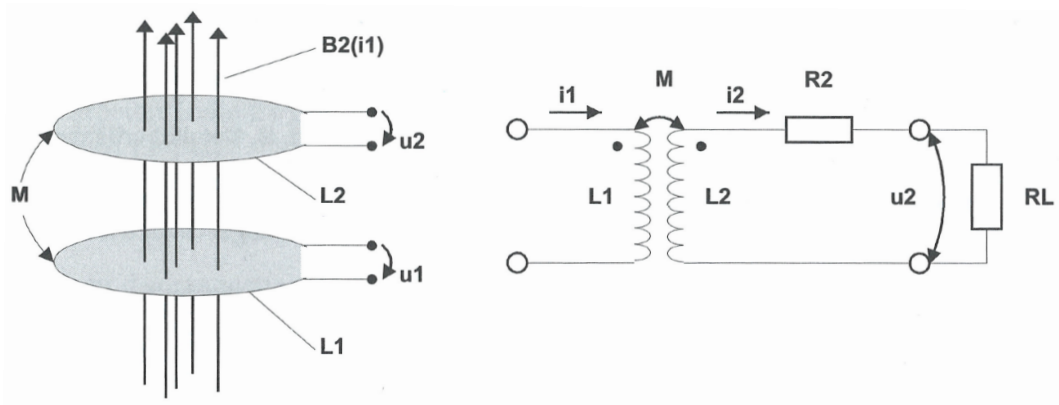


Abbildung 2.11: Links: Magnetisch gekoppelte Leiterschleifen. Rechts: Ersatzschaltbild magnetisch gekoppelter Leiterschleifen (Finkenzeller, 2008, S. 82).

3 Analyse und Lösungsansatz

3.1 Angenommene Vereinfachungen

Zur Vereinfachung der Rechnungen sind einige Annahmen und Einschränkungen zu beachten:

- Bei der Berechnung der Feldstärke wird von unendlich dünnen Leitern ausgegangen (siehe auch Kapitel 2.5: „[Induktive Kopplung und Felder von stromdurchflossenen Leitern](#)“), da der Leiterdurchmesser (0,5mm bzw. 1,0mm breite Leiterbahnen) im Verhältnis zum Antennendurchmesser (mehrere cm) vernachlässigbar ist. In einem Abstand sehr nahe zum Leiter entsteht durch diese Betrachtung allerdings ein Fehler.
- Zudem wird eine Verstimmung bzw. Veränderung des Feldes durch die Umwelt (z.B. Metalle in der näheren Umgebung) oder verwendete Messspulen vernachlässigt, da diese nicht mit einfachen Mitteln mathematisch modelliert werden können. Die Felder aller Leiter verhalten sich im Berechnungsmodell somit ideal. Wenn die Untersuchungsumgebung weitgehend frei von Störquellen im näheren Umkreis (ca. $\leq 20\text{cm}$) ist, können diese Effekte als vernachlässigbar angesehen werden.
- Des Weiteren wird für Schaltungsberechnungen davon ausgegangen, dass alle Bauteile ideal sind und sich linear verhalten. Aus Erfahrungswerten ist bekannt, dass die dabei gemachten Fehler vernachlässigbar klein sind.

3.2 Formel zur Berechnung der Feldstärke einer rechteckigen Leiterschleife

Bereits in den Grundlagen wurde Formel 2.4 eingeführt, die das Magnetfeld um einen endlich langen, geraden Leiter beschreibt. Da in der Praxis für RFID-Systeme größtenteils rechteckige Antennen verwendet werden, muss die Formel entsprechend angepasst werden.

Es werden die Magnetfelder vier einzelner Leiter berechnet, und anschließend überlagert.

Die oben genannte Formel wird also auf vier Teilprobleme angewendet, die anschließend kombiniert werden. Um eine Gesamtformel aufstellen zu können, ist es zunächst wichtig, sich mit der Geometrie der Anordnung vertraut zu machen (siehe Abbildung 3.1).

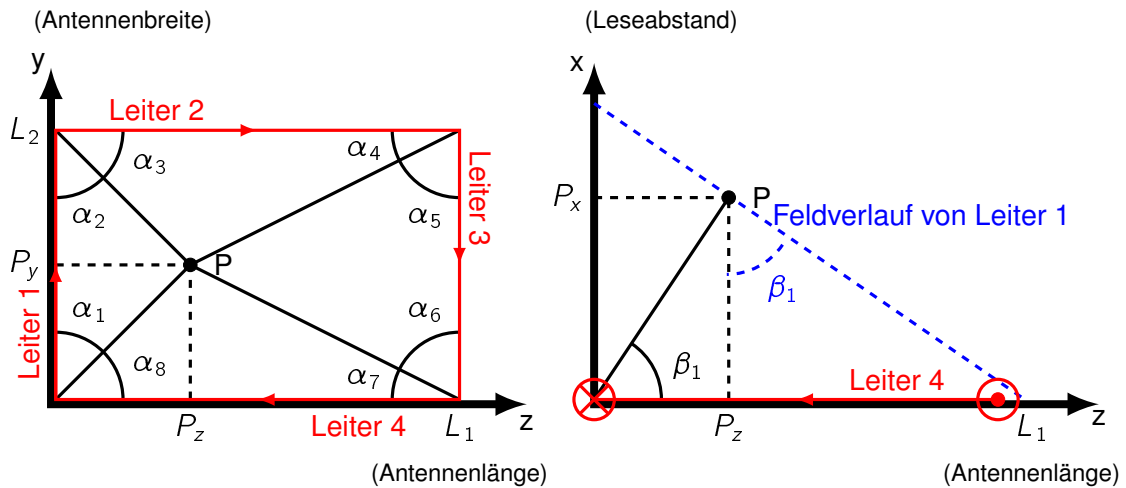


Abbildung 3.1: Aufsicht (links) und Seitenansicht (rechts) von Leiterschleife und Punkt P. Rot: Leiter der Antenne, schwarz: Hilfslinien und Winkel

Um das Feld in der Spulenebene zu berechnen, sind zunächst die Kosinus-Werte der in Abbildung 3.1 angegebenen Winkel gemäß Formel 2.4 zu berechnen. Dabei sind alle drei Dimensionen zu betrachten. Es ergeben sich die folgenden geometrischen Zusammenhänge.

Für Leiter 1:

$$\cos \alpha_1 = \frac{P_y}{\sqrt{P_x^2 + P_y^2 + P_z^2}} \quad (3.1)$$

$$\cos \alpha_2 = \frac{L_2 - P_y}{\sqrt{P_x^2 + (L_2 - P_y)^2 + P_z^2}} \quad (3.2)$$

Für Leiter 2:

$$\cos \alpha_3 = \frac{P_z}{\sqrt{P_x^2 + (L_2 - P_y)^2 + P_z^2}} \quad (3.3)$$

$$\cos \alpha_4 = \frac{L_1 - P_z}{\sqrt{P_x^2 + (L_2 - P_y)^2 + (L_1 - P_z)^2}} \quad (3.4)$$

Für Leiter 3:

$$\cos \alpha_5 = \frac{L_2 - P_y}{\sqrt{P_x^2 + (L_2 - P_y)^2 + (L_1 - P_z)^2}} \quad (3.5)$$

$$\cos \alpha_6 = \frac{P_y}{\sqrt{P_x^2 + P_y^2 + (L_1 - P_z)^2}} \quad (3.6)$$

Für Leiter 4:

$$\cos \alpha_7 = \frac{L_1 - P_z}{\sqrt{P_x^2 + P_y^2 + (L_1 - P_z)^2}} \quad (3.7)$$

$$\cos \alpha_8 = \frac{P_z}{\sqrt{P_x^2 + P_y^2 + P_z^2}} \quad (3.8)$$

Um eine Spannung in einen Leiter zu induzieren, müssen die Feldlinien senkrecht zum Leiter verlaufen (siehe auch „Teil IV: Zeitlich veränderliche magnetische Felder“ in [Marinescu \(1996\)](#)). Bei zwei RFID-Antennen, die parallel zueinander stehen, hat somit nur der Anteil des Magnetfeldes in x-Richtung eine Wirkung auf die zweite Antenne. Es wird hier daher nur der Anteil der Feldstärke betrachtet, der in x-Richtung wirkt. Aus Gleichung 2.4 und Abbildung 3.1 folgt:

$$H_x = \frac{I}{4\pi x} \cdot \cos \beta \cdot (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \quad (3.9)$$

Hieraus ergeben sich die gesuchten Feldstärken in x-Richtung, die durch die einzelnen Leiter im Punkt P erzeugt werden:

$$H_{x1} = \frac{I}{4\pi\sqrt{P_x^2 + P_z^2}} \cdot \frac{P_z}{\sqrt{P_x^2 + P_z^2}} \cdot \left(\frac{P_y}{\sqrt{P_x^2 + P_y^2 + P_z^2}} + \frac{L_2 - P_y}{\sqrt{P_x^2 + (L_2 - P_y)^2 + P_z^2}} \right) \quad (3.10)$$

$$H_{x2} = \frac{I}{4\pi\sqrt{(L_2 - P_y)^2 + P_x^2}} \cdot \frac{L_2 - P_y}{\sqrt{P_x^2 + (L_2 - P_y)^2}} \cdot \left(\frac{P_z}{\sqrt{P_x^2 + (L_2 - P_y)^2 + P_z^2}} + \frac{L_1 - P_z}{\sqrt{P_x^2 + (L_2 - P_y)^2 + (L_1 - P_z)^2}} \right) \quad (3.11)$$

$$H_{x3} = \frac{I}{4\pi\sqrt{(L_1 - P_z)^2 + P_x^2}} \cdot \frac{L_1 - P_z}{\sqrt{P_x^2 + (L_1 - P_z)^2}} \cdot \left(\frac{L_2 - P_y}{\sqrt{P_x^2 + (L_2 - P_y)^2 + (L_1 - P_z)^2}} + \frac{P_y}{\sqrt{P_x^2 + P_y^2 + (L_1 - P_z)^2}} \right) \quad (3.12)$$

$$H_{x4} = \frac{I}{4\pi\sqrt{P_y^2 + P_z^2}} \cdot \frac{P_y}{\sqrt{P_x^2 + P_y^2}} \cdot \left(\frac{L_1 - P_z}{\sqrt{P_x^2 + P_y^2 + (L_1 - P_z)^2}} + \frac{P_z}{\sqrt{P_x^2 + P_y^2 + P_z^2}} \right) \quad (3.13)$$

Da die Gesamtfeldstärke eine einfache Überlagerung der vier Leiter ist gilt:

$$H_{ges} = H_{x1} + H_{x2} + H_{x3} + H_{x4} \quad (3.14)$$

Diese Formel gilt für eine Leiterschleife mit den Maßen L_1 und L_2 und einer Windung. Für Antennen mit mehreren Windungen muss das Ergebnis mit der Windungszahl N multipliziert werden, da mehrere „Einzelleiterschleifen“ zum Gesamtfeld beitragen.

3.3 Implementierung in Matlab

Zur Berechnung der Feldstärke wird eine Matlab-Funktion erstellt, die Formel 3.14 beinhaltet und die Gesamtfeldstärke in einem Punkt berechnet. Da in der Realität nicht die Feldstärke in einem unendlich kleinen Punkt gemessen werden kann, muss die Verwendung einer Messspule in der Berechnung berücksichtigt werden.

Eine Messspule ist definiert durch ihre Länge L_M und Breite B_M . Um die Feldstärke zu berechnen, die mithilfe einer solchen Messspule ermittelt wird, muss über ihre Fläche integriert

werden. Für eine numerische Lösung wird eine vorher gewählte Anzahl äquidistanter Punkte über das Intervall $[0 : L_M]$ berechnet. Dies wird für eine weitere Anzahl äquidistanter Punkte über das Intervall $[0 : B_M]$ wiederholt, so dass äquidistante Arrays in z-Richtung, bestehend aus äquidistanten Punkten in y-Richtung, entstehen (siehe Abbildung 3.2). Anschließend wird über alle Punkte gemittelt. Der berechnete Wert ist die Feldstärke, die auf eine Messspule mit den oben genannten Abmaßen wirkt. Je mehr Messpunkte berechnet werden, desto mehr nähert sich das Ergebnis an das Integral und die Realität an.

Für die folgenden Berechnungen werden pro betrachtetem Ortspunkt (Mittelpunkt) der Messspule 15.000 Einzelpunkte berechnet (pro Array 300 in y-Richtung, und insgesamt 50 Arrays in z-Richtung).

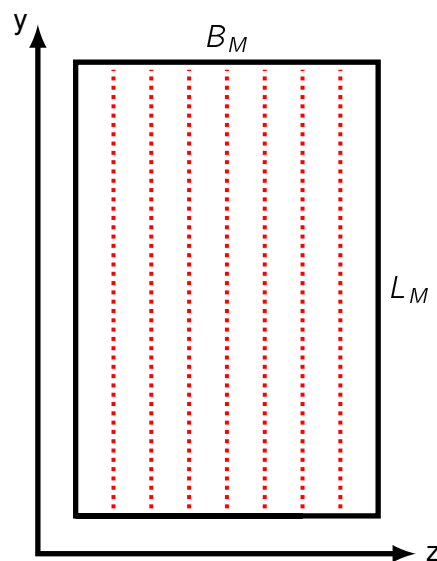


Abbildung 3.2: Berechnung der gemittelten Feldstärke über eine Messspule.

3.4 Überprüfung der Feldstärke-Formel

3.4.1 Strom durch Antennen

Zur Überprüfung der Formel für die Feldstärke einer rechteckigen Leiterschleife (siehe Gleichung 3.14) wurden Messungen mit drei unterschiedlich großen RFID-Antennen vorgenommen. Eine Übersicht über diese Antennen ist in Tabelle 3.1 gegeben. Obwohl die Antennen abgerundete Ecken haben, wird vereinfachend davon ausgegangen, dass es sich dabei um perfekte Rechtecke handelt, da runde Verläufe mithilfe dieser Formel nicht dargestellt werden können. In Abbildung 3.3 sind alle Antennen im Größenvergleich zu sehen.

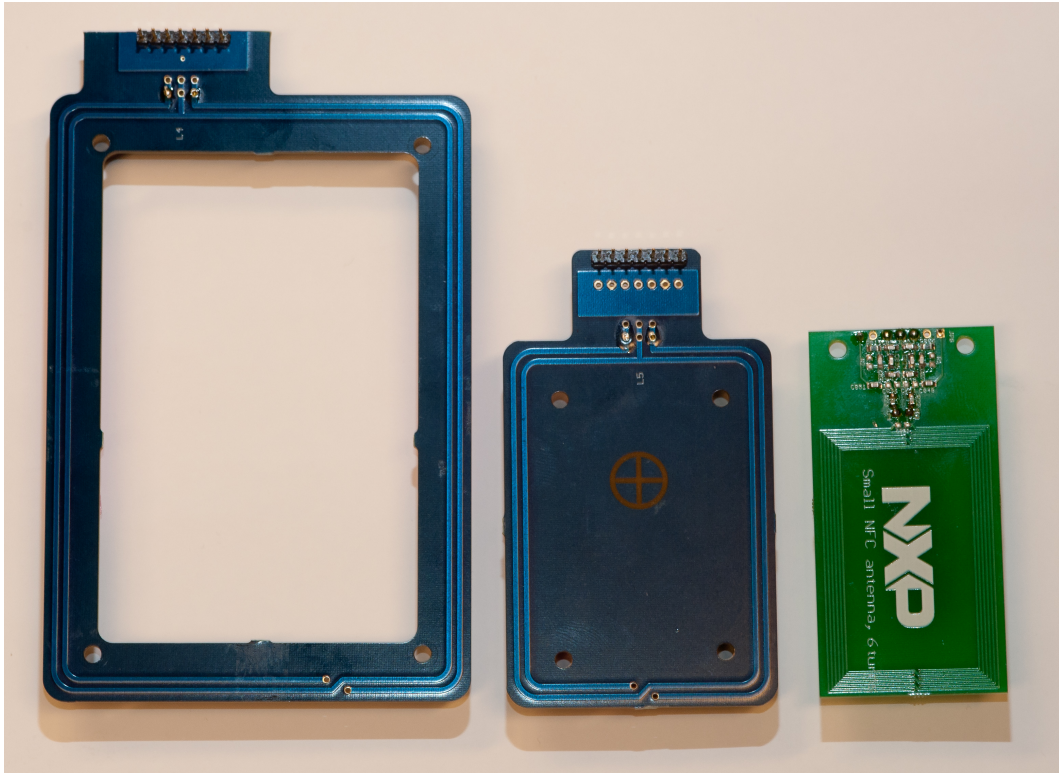


Abbildung 3.3: Zur Überprüfung der Feldstärke-Formel verwendete Antennen. Von links nach rechts : Antenne 1, Antenne 2 und Antenne 3.

Antenne	Außenmaße	Innenmaße	Länge L1 (Mittelwert)	Länge L2 (Mittelwert)	Anzahl Windungen
1	113mm × 77mm	107mm × 71mm	110mm	74mm	2
2	67mm × 48mm	61mm × 42mm	64mm	45mm	2
3	50mm × 32mm	42mm × 24mm	46mm	28mm	6

Tabelle 3.1: Übersicht über die verwendeten RFID-Antennen zur Überprüfung der Feldstärke-Formel. Die Außenmaße beziehen sich auf den Abstand der äußeren Kanten der Außenleiter zueinander, die Innenmaße beziehen sich auf die inneren Kanten der Innenleiter.

Wichtig für einen Vergleich ist es zunächst, den Strom zu ermitteln, der durch die Antenne fließt. Dafür muss die Anpassschaltung der Antennen betrachtet werden. Die entsprechenden Bauteilwerte der jeweiligen Antennenschaltungen sind in Tabelle 3.2 aufgeführt. Sie sind aus den Schaltplänen des Demoboards und der einzelnen Antennen entnommen worden. Der Verlustwiderstand der Spule R_a und die Antenneninduktivität L_a der jeweiligen Antenne

wurden mit einem Netzwerkanalysator gemessen.

Zunächst wird die Impedanz der Gesamtschaltung (EMC-Filter, Anpassnetzwerk und Antenne) mit einem Netzwerkanalysator zwischen TX1 und TX2 gemessen (siehe Abbildung 2.1). Da der Netzwerkanalysator die eigene Masse (GND) für die Messung auf TX2 legt, wird die Masse TVSS der Antenne und des Demoboards (siehe Abbildung 2.1), mit denen die Kondensatoren C_0 und C_2 verbunden sind, zu einem Kurzschluss, denn sie ist nicht mit der Masse GND des Netzwerkanalysators verbunden.

Es werden schon existierende Antennen genutzt, die für bestimmte Aufgaben ausgelegt wurden. Für die Anpassschaltung von Antenne 3 sind deshalb drei weitere Bauteile (zwei Kondensatoren C_{A3} und ein Widerstand R_{A3}) zu berücksichtigen, die im Messaufbau mit einer gestrichelten Linie verbunden sind. Diese zusätzlichen Bauteile sind für weitere Betriebsfunktionen notwendig, die hier nicht angewendet werden.

Die symmetrische Anpassschaltung wird aufgrund der Möglichkeiten des Netzwerkanalysators (Messung des Eingangswiderstandes der Schaltung mithilfe eines Ports) asymmetrisch gemessen. Die Ergebnisse aus früheren Messungen zeigen, dass die Fehler, die sich aus der asymmetrischen Betrachtung ergeben, vernachlässigbar klein sind.

Es ergibt sich der in Abbildung 3.4 gezeigte Schaltplan für Messung und die Stromberechnung.

Die Messergebnisse finden sich in Tabelle 3.3.

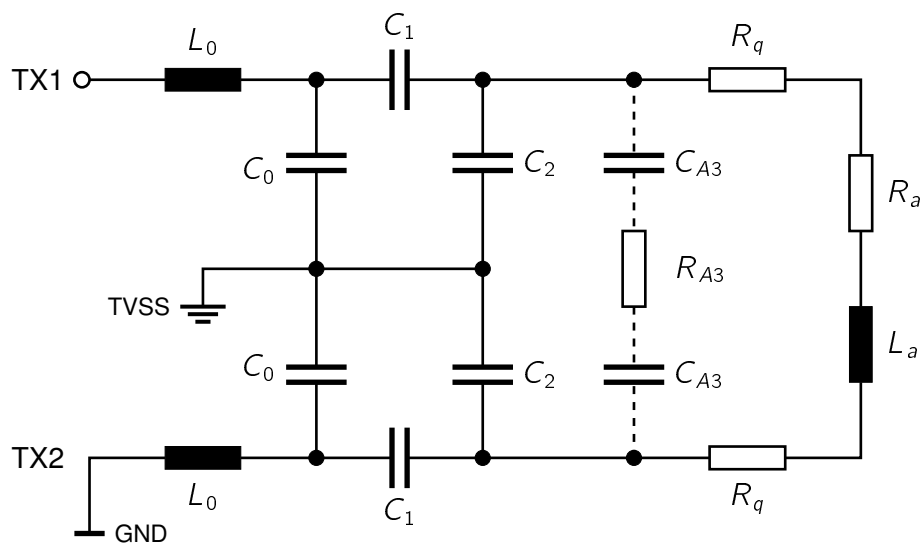


Abbildung 3.4: Für asymmetrische Betrachtung vereinfachter Schaltplan. Die Bauteilwerte sind Tabelle 3.2 zu entnehmen. Die gestrichelten Verbindungen finden nur bei Antenne 3 Anwendung. Bei den beiden anderen Antennen werden die mit ihnen verbundenen Bauteile nicht berücksichtigt.

Antenne 1	Antenne 2	Antenne 3
$L_0 = 470\text{nH}$	$L_0 = 470\text{nH}$	$L_0 = 470\text{nH}$
$C_0 = 124\text{pF}$	$C_0 = 124\text{pF}$	$C_0 = 180\text{pF}$
$C_1 = 67,2\text{pF}$	$C_1 = 76,6\text{pF}$	$C_1 = 25,9\text{pF}$
$C_2 = 127\text{pF}$	$C_2 = 330\text{pF}$	$C_2 = 4,7\text{pF}$
$R_q = 4,7\Omega$	$R_q = 2\Omega$	$R_q = 4,7\Omega$
$R_a = 1\Omega$	$R_a = 0,6\Omega$	$R_a = 8,3\Omega$
$L_a = 1,23\mu\text{H}$	$L_a = 0,6\mu\text{H}$	$L_a = 4,03\mu\text{H}$
		$R_{A3} = 10\Omega$
		$C_{A3} = 39\text{nF}$

Tabelle 3.2: Bauteilwerte der Anpassschaltungen der Antennen aus Tabelle 3.1 (siehe auch Abbildung 2.1). R_a und L_a sind die mit dem Netzwerkanalysator gemessenen Werte.

Die Schaltung aus Abbildung 3.4 kann mithilfe der Dreieck-Stern-Umformung vereinfacht werden und es ergibt sich die neue Schaltung aus Abbildung 3.5.

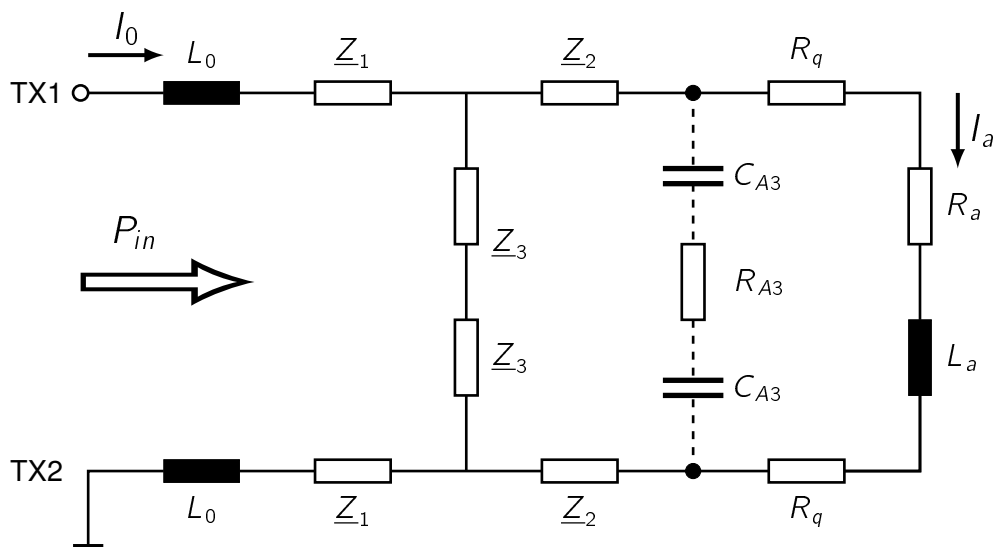


Abbildung 3.5: Für asymmetrische Betrachtung vereinfachter Schaltplan (nach Anwenden der Dreieck-Stern-Umwandlung). Die gestrichelten Verbindungen finden nur bei Antenne 3 Anwendung. Bei den beiden anderen Antennen werden die mit ihnen verbundenen Bauteile nicht berücksichtigt.

Die neuen Impedanzen \underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 und \underline{Z}_3 berechnen sich wie folgt (Ralf Kories, 2008, S. 144):

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{Z}_{C0} \cdot \underline{Z}_{C1}}{\underline{Z}_{C0} + \underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2}} = \frac{\frac{1}{j\omega C_0} \cdot \frac{1}{j\omega C_1}}{\frac{1}{j\omega C_0} + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (3.15)$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{\underline{Z}_{C1} \cdot \underline{Z}_{C2}}{\underline{Z}_{C0} + \underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2}} = \frac{\frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{2}{j\omega C_0} + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (3.16)$$

$$\underline{Z}_3 = \frac{\underline{Z}_{C0} \cdot \underline{Z}_{C2}}{\underline{Z}_{C0} + \underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2}} = \frac{\frac{1}{j\omega C_0} \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{1}{j\omega C_0} + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (3.17)$$

Für die Gesamtimpedanz der Schaltung ergibt sich für Antennen 1 und 2:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{ges12} &= 2j\omega L_0 + 2\underline{Z}_1 + ((2\underline{Z}_3) \parallel (2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a)) \\ &= 2j\omega L_0 + 2\underline{Z}_1 + \frac{1}{\frac{1}{2\underline{Z}_3} + \frac{1}{2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a}} \\ &= 2j\omega L_0 + 2\underline{Z}_1 + \frac{2\underline{Z}_3 \cdot (2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a)}{2\underline{Z}_3 + 2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Für Antenne 3 folgt analog:

$$\underline{Z}_{ges3} = 2j\omega L_0 + 2\underline{Z}_1 + \frac{2\underline{Z}_3 \cdot \left(2\underline{Z}_2 + \frac{(2R_q + R_a + j\omega L_a) \cdot \left(\frac{2}{j\omega C_{A3}} + R_{A3} \right)}{2R_q + R_a + j\omega L_a + \frac{2}{j\omega C_{A3}} + R_{A3}} \right)}{2\underline{Z}_3 + 2\underline{Z}_2 + \frac{(2R_q + R_a + j\omega L_a) \cdot \left(\frac{2}{j\omega C_{A3}} + R_{A3} \right)}{2R_q + R_a + j\omega L_a + \frac{2}{j\omega C_{A3}} + R_{A3}}} \quad (3.19)$$

Der Effektivwert des Eingangsstroms in die Schaltung wird berechnet aus ihrer Impedanz und der gemessenen Eingangsleistung P_{in} :

$$P_{in} = I_0^2 \cdot |\underline{Z}_{ges}|$$

$$\Rightarrow I_0 = \sqrt{\frac{P_{in}}{|\underline{Z}_{ges}|}} \quad (3.20)$$

Mithilfe der Stromteilerregel lässt sich nun der Effektivwert des Stroms I_a durch die Antenne berechnen.

Für die Antennen 1 und 2 gilt:

$$\begin{aligned}
 I_{a12} &= \left| \frac{\underline{Z}_{ges12} - 2j\omega L_0 - 2\underline{Z}_1}{2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a} \right| \cdot I_0 \\
 &= \left| \frac{1}{\frac{1}{2\underline{Z}_3} + \frac{1}{2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a}} \right| \cdot I_0 \\
 &= \left| \frac{2\underline{Z}_3 \cdot (2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a)}{2\underline{Z}_3 + 2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a} \right| \cdot I_0 \\
 &= \left| \frac{2\underline{Z}_3 \cdot (2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a)}{(2\underline{Z}_3 + 2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a) \cdot (2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a)} \right| \cdot I_0
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Für Antenne 3 ergibt sich:

$$I_{a3} = \left| \frac{(2R_q + R_a + j\omega L_a) \cdot \left(\frac{2}{j\omega C_{A3}} + R_{A3} \right)}{2R_q + R_a + j\omega L_a + \frac{2}{j\omega C_{A3}} + R_{A3}} \cdot (\underline{Z}_{ges3} - 2j\omega L_0 - 2\underline{Z}_1)}{(2R_q + R_a + j\omega L_a) \cdot \left(2\underline{Z}_2 + \frac{(2R_q + R_a + j\omega L_a) \cdot \left(\frac{2}{j\omega C_{A3}} + R_{A3} \right)}{2R_q + R_a + j\omega L_a + \frac{2}{j\omega C_{A3}} + R_{A3}} \right)} \right| \cdot I_0 \tag{3.22}$$

Da es sich um ein 13,56MHz-RFID-System handelt, beträgt die Kreisfrequenz:

$$\begin{aligned}\omega &= 2 \cdot \pi \cdot f \\ &= 2 \cdot \pi \cdot 13,56 \cdot 10^6 \text{ Hz} \\ &\approx 85,2 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}\end{aligned}\quad (3.23)$$

Die Ergebnisse aus Formeln 3.21 und 3.22 sind die Ströme, die durch die Antenne fließen. Da diese Berechnungen von einer einzigen Windung ausgehen, muss der Strom I_a noch mit der Anzahl der Windungen N multipliziert werden, um den äquivalenten Strom für eine Antenne mit einer Windung zu erhalten und die Rechnung mit den Messergebnissen vergleichen zu können. Tabelle 3.3 zeigt die Ergebnisse der Impedanzmessungen und -berechnungen der Antennenschaltungen, sowie die aus der Impedanz und der Eingangsleistung berechneten Ströme.

	Antenne 1	Antenne 2	Antenne 3
$\underline{Z}_{\text{gemessen}}$	22,7 + j5,9	27,9 + j6,1	75,9 + j33,3
$\underline{Z}_{\text{berechnet}}$	20,5 + j5,1	22,8 + j1,7	74,5 - j0,8
P_{in}	690,0mW	610,0mW	270,0mW
I_0	169,0mA	153,7mA	59,0mA
I_a	237,5mA	341,9mA	111,3mA
$I_{a,\text{ges}}$	475,0mA	683,8mA	667,6mA

Tabelle 3.3: Mit den in Tabelle 3.2 angegebenen Bauteilwerten und Formel 3.21 berechnete Ströme durch die Antennen (siehe Abbildung 3.5). Der Wert $I_{a,\text{ges}}$ ist der Antennenstrom multipliziert mit der Anzahl der Windungen.

3.4.2 Messungen

Um die Formeln zu verifizieren, mussten die Feldstärken der Antennen gemessen werden. Dafür wurden zwei verschiedene Messungen durchgeführt. Zum einen wurde das Feld bei gleichem Abstand zwischen Messspule und Antenne entlang der y-Richtung gemessen (Messung 1) und zum anderen wurde das Feld im Mittelpunkt der Antenne entlang der x-Richtung, also bei sich änderndem Abstand zwischen Messspule und Antenne gemessen (Messung 2).

Da, wie bereits oben erwähnt, in der Realität die Feldstärke nicht in einem unendlich kleinen Punkt gemessen werden kann, wird eine Messspule („Calibration Coil“) verwendet. Es handelt sich dabei um eine Leiterschleife mit einer Windung, die das Feld nicht belastet. Somit

wird das Feld nicht zusätzlich verändert und kann sehr genau bestimmt werden. Die Größe der Calibration Coil stimmt mit der zur Überprüfung der Einhaltung des EMV-Standards verwendeten EMV-Reference-PICC überein, weshalb die mit ihr erzielten Ergebnisse ohne Weiteres für die Messung des EMV-Volumens verwendet werden können.

Die Calibration Coil hat ebenfalls abgerundete Ecken, jedoch wird auch hier vereinfachend angenommen, dass es sich bei dieser Spule um ein perfektes Rechteck handelt. Ein Foto der Calibration Coil ist in Abbildung 3.6 zu finden.

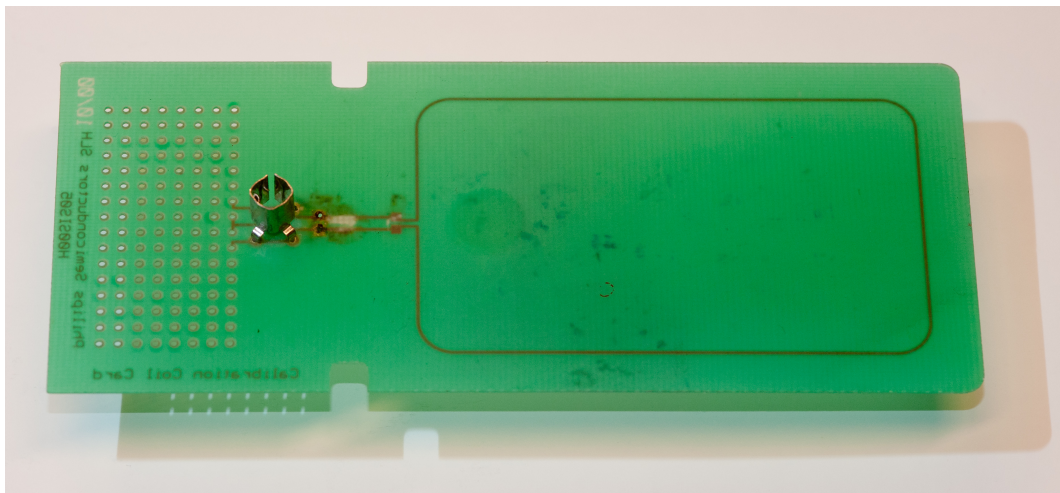


Abbildung 3.6: Die Calibration Coil.

Calibration Coil	
Größe	7,15cm × 4,15cm
Feldstärkeberechnung	$H_{RMS} = 1,1 \cdot U_{aPP}$

Tabelle 3.4: Daten der Calibration Coil (AIT).

In beiden Messungen liegt die kurze Seite der Calibration Coil parallel zur langen Seite der Antenne. Bei der Positionierung der Leiterschleifen werden die Abstände ihrer Mittelpunkte betrachtet, dabei liegt die zu vermessende Antenne fest an der selben Stelle, während sich die Messspule bewegt.

Antenne und Messspule stehen bei jeder Messung in y- bzw. z-Richtung parallel zueinander. In den Messergebnissen ist die magnetische Feldstärke abhängig von der Position des Mittelpunktes der Messspule auf der jeweiligen Messachse angegeben. Die Messaufbauten sind in Abbildung 3.7 erläutert.

Aus baulichen Gründen (Aufbau der Antennen und der Messspule) wird das Feld von Antenne 3 bei Messung 1 mit einem kleinerem Abstand als bei den Antennen 1 und 2 gemessen

und berechnet. Dies spielt jedoch keine Rolle, da die Antennen untereinander nicht verglichen werden, sondern nur ein Vergleich mit der Berechnung stattfindet, welche im Abstand anpassbar ist.

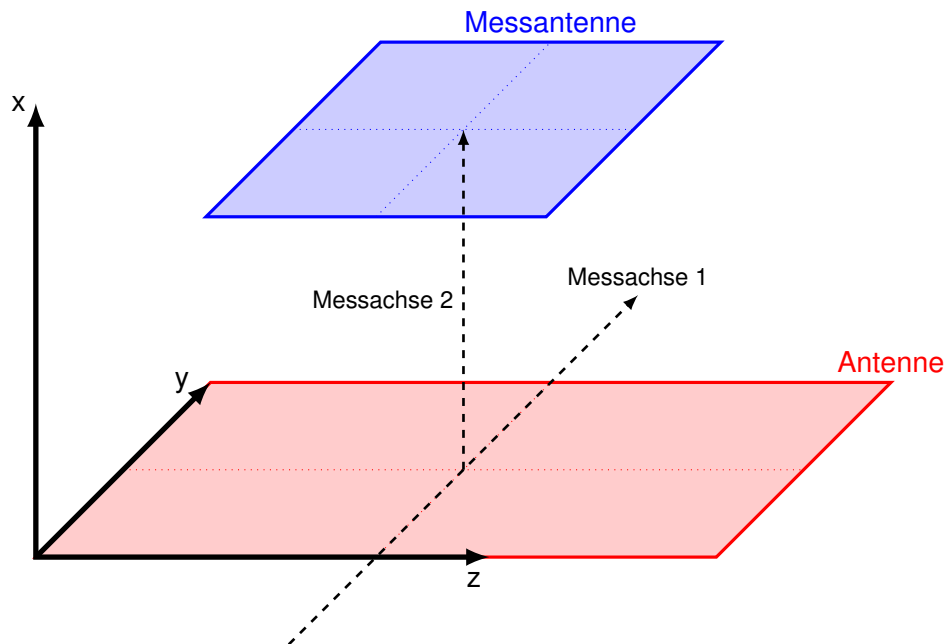


Abbildung 3.7: Messaufbau mit den Messachsen für Messungen 1 und 2.

Die Messergebnisse sind zusammen mit den Berechnungsergebnissen in den Abbildungen 3.8 und 3.9 dargestellt. Die Abweichungen zwischen Berechnung und Messung sind in Tabelle 3.5 aufgeführt. Um die Abweichungen zu berechnen, wurden die Messwerte linear interpoliert. Die angegebenen Abweichungen können daher nur als Richtwert verwendet werden. Für eine genauere Abweichungsbetrachtung müssten deutlich mehr Messwerte aufgenommen werden.

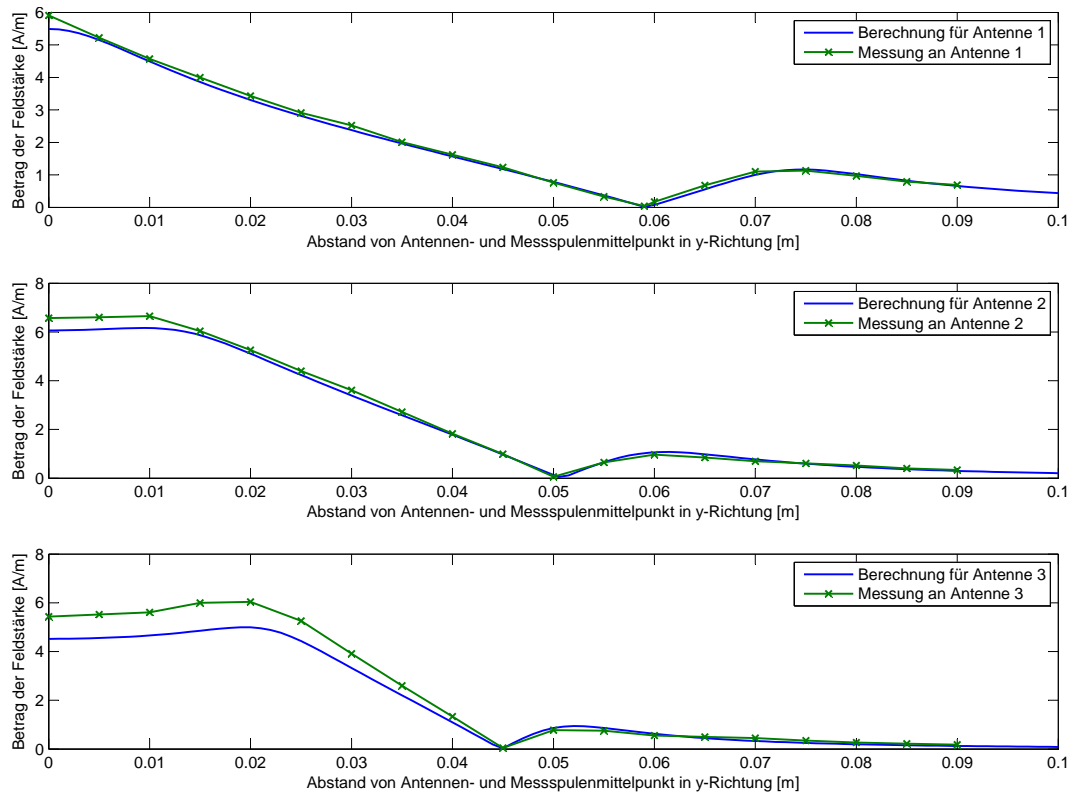


Abbildung 3.8: **Messung 1:** Betrag der Feldstärke bei Messungen der Antennen 1, 2 und 3 (von oben nach unten) über die Antennenbreite (Messachse 1 in Abbildung 3.7). Die Werte für Antennen 1 und 2 wurden im Abstand von 8mm, die von Antenne 3 im Abstand von 6mm gemessen. Die Feldstärkenullpunkte sind in dieser Grafik gut zu erkennen.

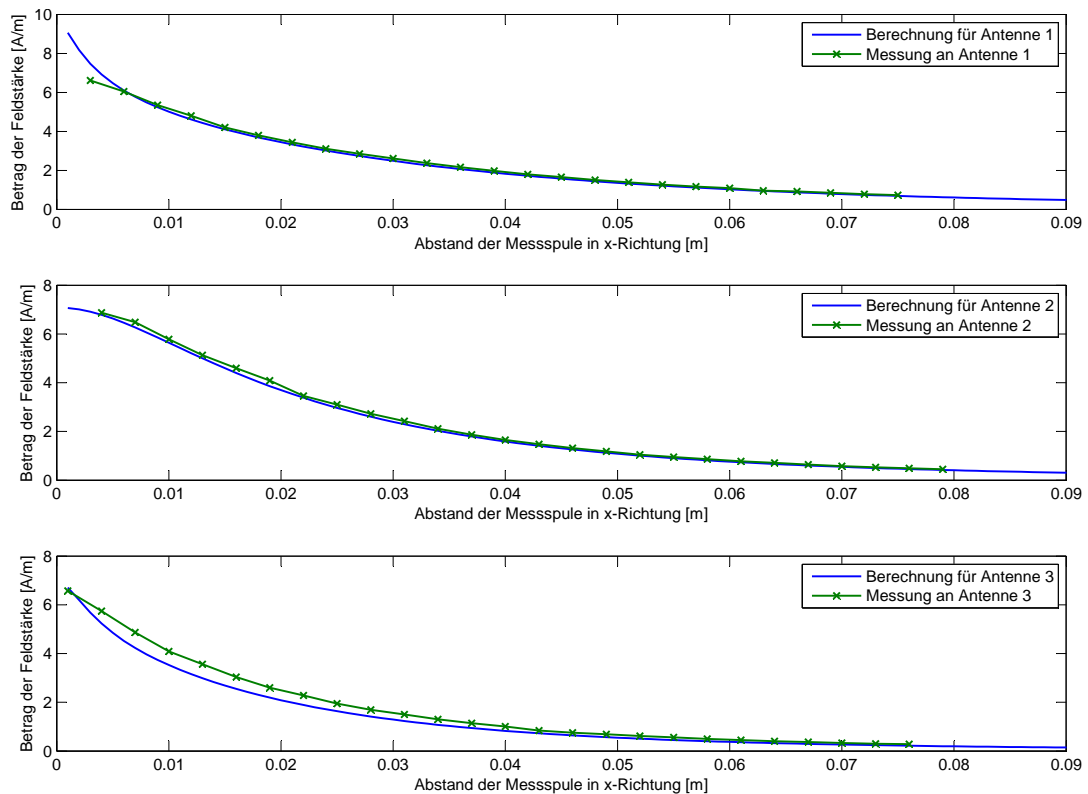


Abbildung 3.9: **Messung 2:** Betrag der Feldstärke bei Messungen der Antennen 1, 2 und 3 (von oben nach unten) über den Leseabstand (Messachse 2 in Abbildung 3.7).

	Antenne 1	Antenne 2	Antenne 3
Größte Abweichung [A/m] (Messung 1)	0,419 (7,1%)	0,509 (7,7%)	1,147 (21,1%)
Mittlere Abweichung [A/m] (Messung 1)	0,084 (1,4%)	0,160 (2,4%)	0,451 (8,3%)
Größte Abweichung [A/m] (Messung 2)	0,859 (13,0%)	0,230 (3,3%)	0,930 (14,2%)
Mittlere Abweichung [A/m] (Messung 2)	0,097 (1,5%)	0,088 (1,3%)	0,329 (5,0%)

Tabelle 3.5: Abweichungen zwischen den Messungen 1 und 2 sowie der berechneten Feldstärke. Die Angaben in Prozent beziehen sich auf den maximal gemessenen Feldstärkewert der jeweiligen Messung.

Messung 1: Für Antenne 1 ergibt sich eine maximale Abweichung von $0,419 \frac{\text{A}}{\text{m}}$. Die mittlere Abweichung hingegen beträgt nur $0,084 \frac{\text{A}}{\text{m}}$. Der Maximalwert der Abweichung tritt nur um den Mittelpunkt der Antenne (0m bis 0,003m) auf (siehe Abbildung 3.8). In den anderen Bereichen stimmen Berechnung und Messung sehr gut überein.

Für Antenne 2 zeigt sich ein ähnliches Ergebnis. Es ergibt sich als maximale Abweichung zwischen Messung und Berechnung von $0,509 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ und als mittlerer Wert $0,160 \frac{\text{A}}{\text{m}}$. Auch hier sind die größten Abweichungen nahe dem Mittelpunkt der Antenne (0m bis 0,0125m) zu finden.

Die Abweichungen an Antenne 3 sind deutlich größer als bei den beiden anderen Antennen. Die maximale Abweichung beträgt $1,147 \frac{\text{A}}{\text{m}}$, die mittlere Abweichung ist $0,451 \frac{\text{A}}{\text{m}}$. Große Abweichungen treten hier etwa vom Feldstärkennullpunkt bis zum Antennenmittelpunkt auf.

Messung 1 bestätigt die Überlegungen zur Lage der Feldstärkennullpunkte bei unterschiedlich großen Antennen. Sie befinden sich weit außerhalb des für den EMV-Standard interessanten Bereichs.

Es zeigt sich, dass Messung und Berechnung in der Mitte der Antenne sehr unterschiedlich sind. Dies führt zu den hohen Abweichungen in diesem Bereich. Eine Grund dafür ist, dass das für die Berechnung angenommene Antennenmodell nur aus einer Windung besteht und somit andere Ausmaße hat, als die realen Antennen. Für die Berechnung wird von gemittelten Ausmaßen basierend auf dem Abstand zwischen den Innenkanten der inneren Leitern und dem Abstand zwischen den Außenkanten der äußeren Leitern ausgegangen. Dies führt zu einer leichten Veränderung des Feldes. Für alle Punkte, die weit genug vom Antennenmittelpunkt entfernt liegen, ist die Berechnung aber ausreichend genau. Da die zu berechnenden EMV-Punkte in einem Abstand von 1,5cm bzw. 2,5cm vom Antennenmittelpunkt liegen, sind diese Abweichungen für die Antennen 1 und 2 daher vernachlässigbar. Prozentual liegen die Fehler im Mittel bei 1,4% für Antenne 1 und 2,4% für Antenne 2.

Messung 2: Für Antenne 1 ergeben sich Abweichungen von maximal $0,859 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ und gemittelt $0,097 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ (siehe Abbildung 3.9). Die größten Abweichungen ergeben sich nahe dem Nullabstand zwischen Messspule und Antenne (für Abstände kleiner 5mm). Für Antenne 2 ist die maximale Abweichung $0,230 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ und die mittlere Abweichung ergibt sich zu $0,088 \frac{\text{A}}{\text{m}}$. Hier sind die Abweichungen um den Mittelpunkt etwa genau so groß, wie in den anderen Bereichen. Für Antenne 3 ergeben sich wie auch bei Messung 1 die größten Abweichungen von maximal $0,930 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ und im Mittel $0,329 \frac{\text{A}}{\text{m}}$.

Auch in dieser Messung stimmen Berechnung und Messung an Antenne 1 bzw. 2 sehr gut miteinander überein. Nur nahe der Antenne ($x \rightarrow 0$) von Antenne 1 gibt es große Abweichungen, die allerdings nur bis zu einem Abstand von etwa 5mm reichen. Ansonsten liegen die Fehler im Mittel bei nur 1,5% für Antenne 1 und 1,3% für Antenne 2.

Insgesamt sind die Abweichungen von Antenne 3 am größten. Eine mögliche Erklärung für den falsch angenommenen Strom durch die Antenne ist die Vereinfachung der Antenne von

sechs auf eine Windung. Dies stellt eine sehr große geometrische Änderung dar (bei Antennen 1 und 2 wird nur von zwei auf eine Windung vereinfacht). In Verbindung damit machen sich besonders die abgerundeten Ecken bemerkbar. Dieser Effekt wird stärker, je mehr Windungen eine Antenne besitzt. Das Berechnungsmodell wird also offensichtlich für steigende Windungszahlen immer ungenauer.

Möglicherweise spielen auch noch weitere Effekte eine Rolle, die das Modell nicht berücksichtigt.

Abschließend lässt sich feststellen, dass die Feldstärkeberechnung zumindest bei Antennen 1 und 2 ausreichend genaue Ergebnisse liefert, solange sich die zu berechnenden Punkte nicht im Bereich über dem Antennenmittelpunkt (Messung 1) oder sehr nahe der Antenne (Messung 2) befinden. Somit kann dieses Modell für Antennen mit wenigen Windungen verwendet werden. Für eine Betrachtung der Effekte bei größeren Windungszahlen müssen weitere Messungen durchgeführt werden, die den Rahmen dieser Arbeit überschreiten.

3.5 Vergleich der Ergebnisse mit der EMV-Reference-PICC

Da die Feldstärkenullpunkte keinen Einfluss auf die EMV-Messpunkte haben und der Zusammenhang zwischen Formeln und Realität für Antennen mit kleinen Windungszahlen hinreichend bewiesen wurde, werden nun die an der EMV-Reference-PICC anliegenden Spannungen mit der Feldstärke verglichen. Dazu werden die Messungen in Richtung der x-Achse (Messung 2, siehe Abbildung 3.7) mit der EMV-Reference-PICC anstatt der Calibration Coil wiederholt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.10 zu finden.

Wie aus der Grafik zu erkennen ist, hat die Messkurve der EMV-Spannung einen linearen Verlauf, wohingegen die Feldstärke einen Verlauf vergleichbar mit e^{-x} aufweist. Die Spannung der EMV-Reference-PICC lässt sich somit nicht ohne weiteres mit der Feldstärke verknüpfen, ohne die genaue Schaltung auf der EMV-Reference-PICC zu analysieren. Dies geht aber über den Rahmen dieser Arbeit weit hinaus.

Zur Berechnung der minimalen Feldstärke müssen dementsprechend zwei Feldstärkegrenzwerte angegeben werden, die mit den entsprechenden Spannungen der EMV-Reference-PICC verknüpft werden können.

Als entsprechende Grenzen werden hier der Wert $1,5 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ als unterer und $7,5 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ als oberer Grenzwert gewählt. Dies sind die Grenzwerte, die in der ISO-Norm 14443 der „International Organization for Standardization“ für kontaktlose Chipkarten spezifiziert werden (Finkenzeller, 2008, S. 277). Da dieser Standard dem EMV-Standard sehr ähnlich ist, können seine Feldstärkegrenzwerte als Alternative zu den Spannungsgrenzwerten des EMV-Standards verwendet werden.

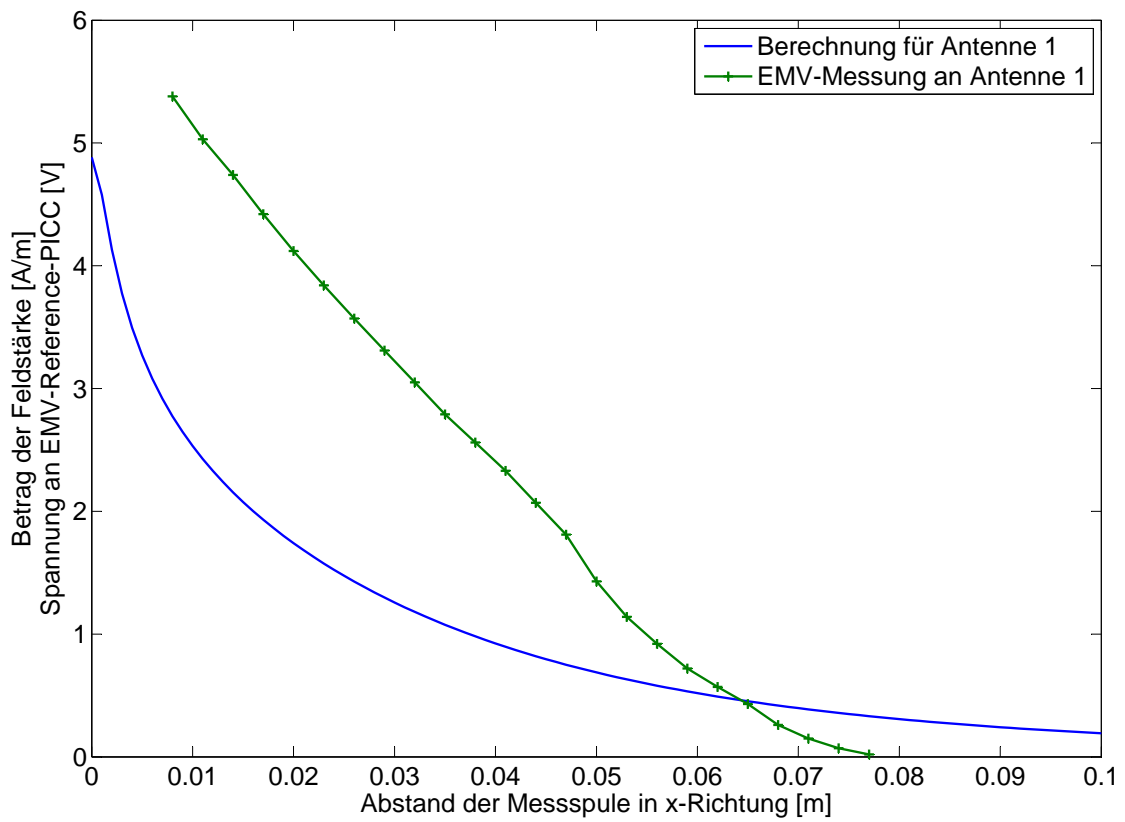


Abbildung 3.10: Vergleich der Messungen mit der EMV-Reference-PICC und der Berechnung der magnetischen Feldstärke in x-Richtung

4 Ergebnisse

4.1 Berechnung der minimalen Antennengröße

Mithilfe der bisherigen Erkenntnisse ist es möglich, die Feldstärke in jedem vom EMV-Standard definierten Punkt zu berechnen. Wie am Ende des vorigen Kapitels beschrieben, wurden zur Überprüfung des EMV-Volumens die Grenzwerte des ISO-Standards ($1,5 \frac{\text{A}}{\text{m}} \leq H \leq 7,5 \frac{\text{A}}{\text{m}}$) verwendet.

Es wurde nun die Feldstärke in den EMV-Punkten bei verschiedenen Antennengrößen und verschiedenen Stromstärken berechnet. Anschließend wurde geprüft, welche Kombinationen von Antennengröße und Strom den EMV-Standard erfüllen. Die Ergebnisse sind den Tabellen 4.1 und 4.2 sowie der Abbildung 4.1 zu entnehmen. Es wird ein Offset von 5mm angenommen, da in der Realität nie exakt in einem Abstand von 0mm gemessen werden kann und RFID-Antennen zudem oft ein Plastikgehäuse bekommen. Der Offset verschiebt das gesamte EMV-Volumen um 5mm in Richtung der z-Achse (siehe Abbildung 2.3).

Da die Rechnungen bei Abständen unter 10mm oft weniger genau sind (siehe Abbildung 3.9), wurden die Rechnungen einmal mit und einmal ohne Einbeziehung der im EMV-Standard definierten unteren Messebene ($z=0$ in Abbildung 2.3, im Folgenden „EMV-Nullebene“ genannt) betrachtet. Bei Nichtbetrachtung der EMV-Nullebene, befinden sich die nächsten betrachteten Punkte somit in einem Abstand von 1,5cm zur Antenne.

In der Praxis werden oft Antennen mit einem Seitenverhältnis von etwa 1,5:1 verwendet, daher wurden die Felder von Antennen dieses Formats neben dem von quadratischen Antennen betrachtet.

Bei der Berechnung der quadratischen Antennen wurden die Seitenlängen in 5mm-Schritten erhöht. Bei der Berechnung der rechteckigen Antennen wurde in jedem Schritt die Länge um 7,5mm und die Breite um 5mm vergrößert. Jede Größe wird mit dem Strom $I_{a,ges}$ von 0,1A bis 2A in 10mA-Schritten berechnet. Da in erster Linie interessant ist, ob die Antennen die Grenzwerte einhalten, werden hier keine Feldstärken aufgelistet, sondern direkt die relevanten Antennengrößen. In den Tabellen sind somit nur die Antennengrößen aufgeführt, die die Grenzwerte einhalten.

Größe [cm]	Strom $I_{a,ges}$ mit EMV-Nullebene [A]	Strom $I_{a,ges}$ ohne EMV-Nullebene [A]
4,50 × 4,50	-	1,14
5,00 × 5,00	-	0,96
5,50 × 5,50	-	0,83
6,00 × 6,00	-	0,73
6,50 × 6,50	-	0,65
7,00 × 7,00	-	0,59
7,50 × 7,50	-	0,54
8,00 × 8,00	-	0,51
8,50 × 8,50	0,48	0,48
9,00 × 9,00	0,46	0,46
9,50 × 9,50	0,44	0,44
10,00 × 10,00	0,42	0,42

Tabelle 4.1: Ergebnisse der Berechnungen der kleinsten EMV-Antenne (quadratische Antennen mit 5mm Offset). Der Strom bezieht sich hier auf den Gesamtstrom durch alle Windungen.

Größe [cm]	Strom $I_{a,ges}$ mit EMV-Nullebene [A]	Strom $I_{a,ges}$ ohne EMV-Nullebene [A]
4,50 × 3,00	-	1,65
5,25 × 3,50	-	1,27
6,00 × 4,00	-	1,02
6,75 × 4,50	-	0,85
7,50 × 5,00	-	0,73
8,25 × 5,50	-	0,66
9,00 × 6,00	-	0,60
9,75 × 6,50	0,55	0,55
10,50 × 7,00	0,52	0,52
11,25 × 7,50	0,49	0,49
12,00 × 8,00	0,47	0,47
12,75 × 8,50	0,45	0,45
13,50 × 9,00	0,44	0,44
14,25 × 9,50	0,43	0,43
15,00 × 10,00	0,42	0,42

Tabelle 4.2: Ergebnisse der Berechnungen der kleinsten EMV-Antenne (rechteckige Antennen mit Längen-Breiten-Verhältnis 1,5:1 und Offset 5mm). Der Strom bezieht sich hier auf den Gesamtstrom durch alle Windungen.

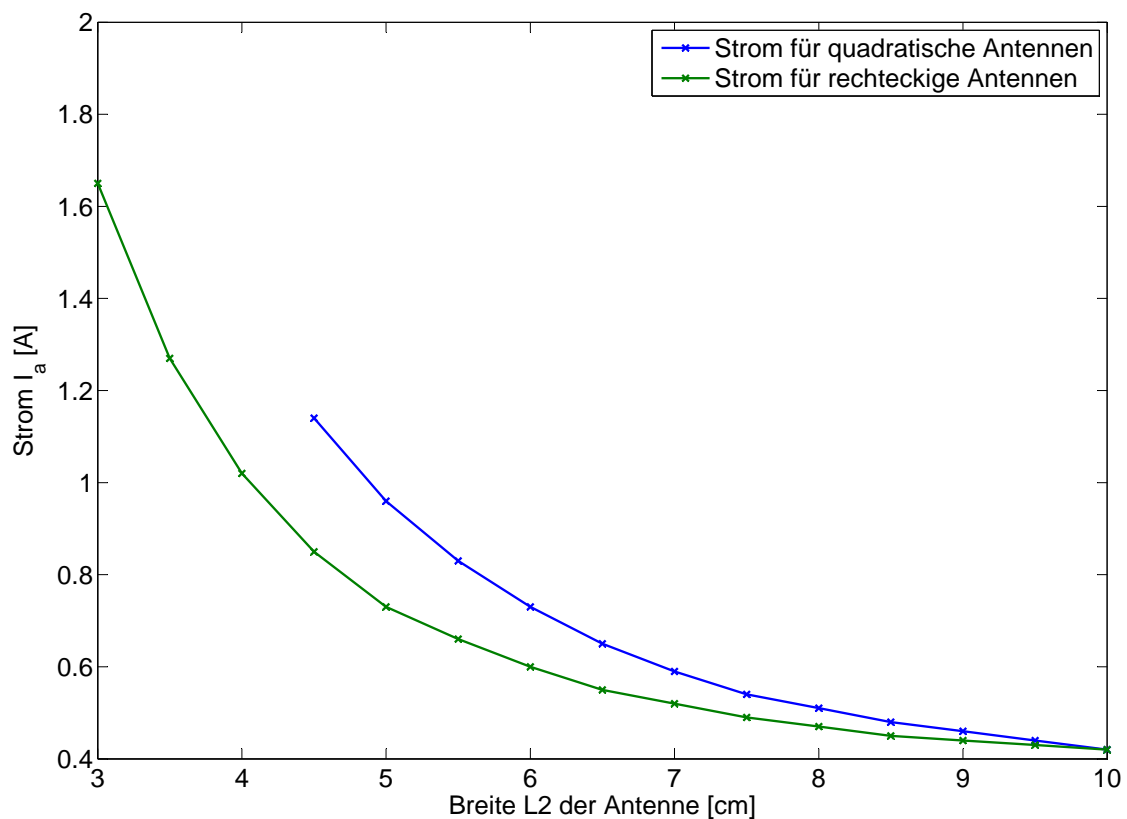


Abbildung 4.1: Benötigter Strom I_a durch die Antenne zum Einhalten des EMV-Standards bei verschiedenen Antennengrößen (Vernachlässigung der EMV-Nullebene).

4.2 Ergebnisdiskussion

Bei der Betrachtung der berechneten Werte muss beachtet werden, dass die Ergebnisse nur eine Größenordnung für eine EMV-kompatible Antenne angeben können, da einige Effekte vernachlässigt wurden:

- Die Rückwirkung der EMV-Reference-PICC auf die Antennenschaltung und das Feld
- Die Schaltung auf der EMV-Reference-PICC und damit verbundene nichtlineare Effekte (siehe Kapitel 3.5: „Vergleich der Ergebnisse mit der EMV-Reference-PICC“)
- Weitere Effekte, wie zum Beispiel kapazitive Kopplung

Aufgrund dieser komplizierten Wechselwirkungen zwischen Antenne, magnetischem Feld und EMV-Reference-PICC wurde in den durchgeführten Berechnungen mit den ISO-Grenzwerten gearbeitet.

Man kann nun aus den berechneten kleinsten Antennengrößen und den dazu gehörigen Strömen die dafür nötige Eingangsleistung P_{in} in die Antennenschaltung berechnen. Dafür muss zunächst die Induktivität der Antenne berechnet werden. Es wird folgende Formel benutzt, die die Induktivität einer Rahmenantenne mit rundem Leiterquerschnitt approximiert (nach [Otto Zinke \(1999\)](#)):

$$L_a = \mu_0 \cdot N^2 \cdot r_R \cdot \ln\left(\frac{r_R}{r_D}\right) \quad (4.1)$$

- μ_0 : Magnetische Feldkonstante (siehe auch Formel [2.5](#))
- N : Anzahl Windungen der Antenne
- r_R : Radius (bzw. halbe Kantenlänge) der Rahmenantenne
- r_D : Radius des runden Leiters

Zunächst werden die quadratischen Antennen betrachtet. Die kleinste dieser Antennen, die den EMV-Standard laut Rechnung ohne Einbeziehung der EMV-Nullebene erfüllt, hat eine Größe von $4,5\text{cm} \times 4,5\text{cm}$ und benötigt den Strom $I_{a,ges}=1,14\text{A}$. Die Antenne habe $N=2$ Windungen und der Radius der Rahmenantenne sei die Hälfte des arithmetischen Mittelwertes der beiden Antennenlängen, für die kleinste berechnete quadratische Antenne bedeutet dies $r_R=2,25\text{cm}$. Es wird angenommen, dass die Leiter der Antenne 1mm breit und $100\mu\text{m}$ dick sind. Daraus kann durch Gleichsetzen der Querschnittsflächen der Radius eines äquivalenten runden Leiters berechnet werden. Es folgt:

$$r_D = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3} \text{m} \cdot 100 \cdot 10^{-6} \text{m}}{\pi}} \quad (4.2)$$

$$\approx 178 \mu\text{m}$$

Werden alle diese Werte in Formel [4.1](#) eingesetzt, ergibt sich:

$$L_a \approx 547 \text{nH} \quad (4.3)$$

Nun kann diese Induktivität in die Schaltung in [Abbildung 3.4](#) eingesetzt werden. Die restlichen Bauteile entsprechen denen von Antenne 1 in [Tabelle 3.2](#). Es werden anschließend die

Kondensatoren C_1 und C_2 so angepasst, dass die Impedanz der Schaltung bei 13,56MHz etwa 20Ω beträgt.

Dies ist bei $C_1 = 106pF$ und $C_2 = 300pF$ der Fall: $\underline{Z}_{ges} = (20,14 + j1,10)\Omega$.

Durch Umstellen der Formel 3.21 kann aus dem Antennstrom $I_a = \frac{I_{a,ges}}{N}$, den Sternimpedanzen $\underline{Z}_1, \underline{Z}_2, \underline{Z}_3$ (siehe Formeln 3.15 bis 3.17) und den neuen Bauteilwerten der Anpassschaltung der Eingangsstrom berechnet werden:

$$I_0 = \frac{\frac{I_{a,ges}}{N}}{\left| \frac{2\underline{Z}_3 \cdot (2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a)}{(2\underline{Z}_3 + 2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a) \cdot (2\underline{Z}_2 + 2R_q + R_a + j\omega L_a)} \right|} \quad (4.4)$$

$$\approx 409,6mA$$

Aus der Gesamtimpedanz und dem berechneten Eingangsstrom kann nun die benötigte Eingangsleistung berechnet werden. Sie beträgt:

$$P_{in,quad} = I_0^2 \cdot \underline{Z}_{ges}$$

$$\approx (409,6 \cdot 10^{-3}A)^2 \cdot (20,14 + j1,10)\Omega \quad (4.5)$$

$$\approx 3,38W$$

Für die kleinste rechteckige Antenne mit $4,5cm \times 3,0cm$ und einem Strom $I_{a,ges}=1,65A$ kann nach dem gleichen Verfahren etwa folgende Eingangsleistung ermittelt werden:

$$P_{in,recht} \approx 7,09W \quad (4.6)$$

In Abbildung 4.2 ist die benötigte Eingangsleistung für quadratische Antennen über die Antennengröße aufgetragen.

Die Grafik zeigt, dass es für die Größe von Antennen ab $8cm \times 8cm$ aufwärts einen großen Spielraum gibt. Eine Größenänderung in diesem Bereich hat einen verhältnismäßig kleinen Einfluss auf die benötigte Eingangsleistung.

Bei Antennen, die kleiner als $6cm \times 6cm$ sind, wird der Anstieg der Leistung bereits unverhältnismäßig groß. Ab diesem Bereich wird es zudem kompliziert, die notwendige Eingangsleistung mit herkömmlichen RFID-Systemen zu erreichen. Die maximale Ausgangsleistung des Reader-ICs CLRC663 beträgt beispielsweise 1W. Selbst mit zusätzlicher

externer Verstärkerschaltung sind Leistungen über 3W nur sehr aufwändig zu realisieren.

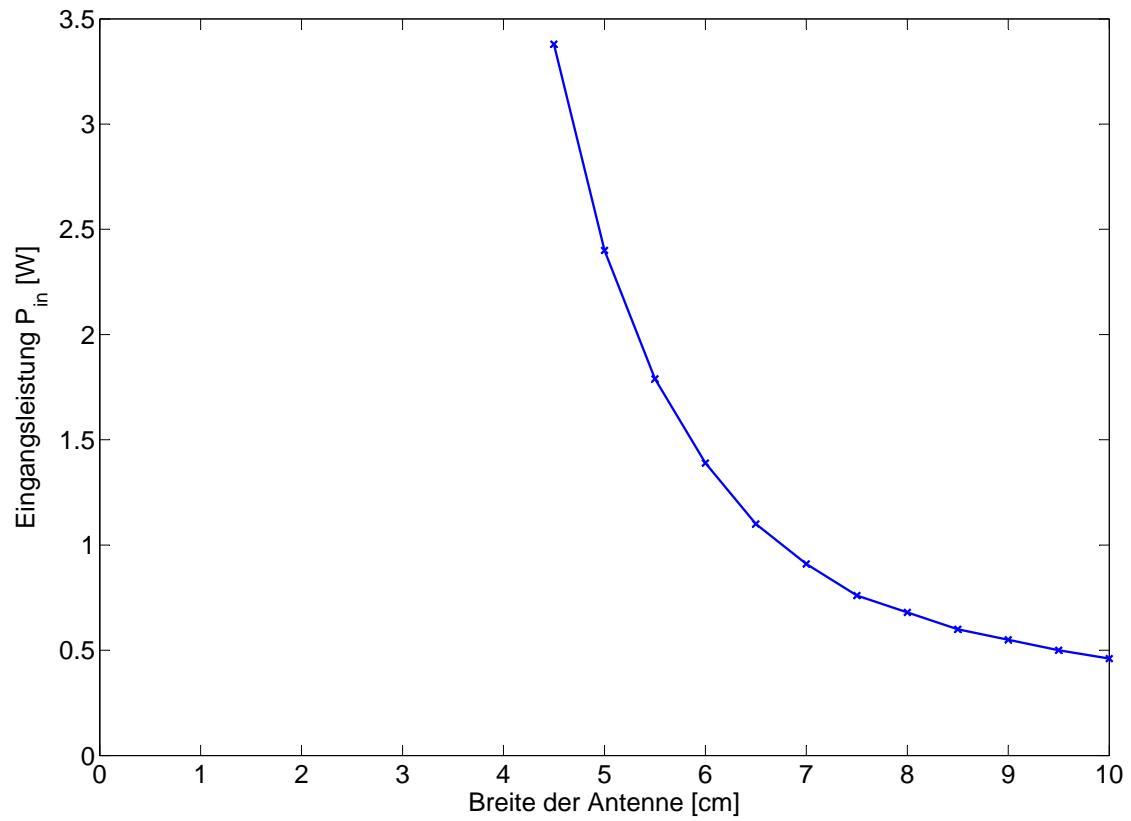


Abbildung 4.2: Benötigte Eingangsleistung P_{in} für verschiedene quadratische Antennengrößen zum Einhalten des EMV-Standards (Vernachlässigung der EMV-Nullebene).

5 Fazit

5.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde gezeigt, dass es möglich ist, ausgehend von den einfachen Formeln für das magnetische Feld von geraden Leitern, ein ausreichend genaues Berechnungsmodell für das Magnetfeld von RFID-Antennen zu erstellen. Dies wurde mit mehreren Messungen bewiesen.

Aus diesen Ergebnissen konnten anschließend sehr genaue Feldstärkeberechnungen für die im EMV-Standard definierten Punkte durchgeführt werden. Mithilfe dieser Ergebnisse war es möglich, gute Aussagen über den Zusammenhang von Eingangsstrom bzw. Eingangsleistung und der Antennengröße zu treffen.

Die abschließenden Berechnungen ergaben, dass die minimale Größe einer Antenne für den EMV-Standard bei bis zu $4,5\text{cm} \times 3\text{cm}$ liegen kann. Für diese Größe wird allerdings schon ein sehr großer Antennenstrom ($I_a \approx 1,7\text{A}$) benötigt, der wiederum eine sehr große Eingangsleistung ($P_{in} \approx 7\text{W}$) voraussetzt. Dies kann mit herkömmlichen RFID-ICs ohne zusätzliche externe Verstärkungsschaltung nicht mehr erreicht werden. Ein entsprechender Verstärker, der eine Leistung von 7W abgibt, wird sehr wahrscheinlich aufwändig und kostenintensiv in der Entwicklung sein. Zudem ist mit hohen Stückpreisen durch teure Bauteile zu rechnen.

Zusätzlich dazu ist es durchaus möglich, dass eine solche Verstärkerschaltung die Richtlinien für elektromagnetische Verträglichkeit nicht einhalten kann.

Es zeigt sich, dass der benötigte Antennenstrom I_a mit kleiner werdenden Antennen exponentiell ansteigt. Es lässt sich zeigen, dass auch die Eingangsleistung exponentiell ansteigt. Die Ergebnisse bringen deutlich zum Ausdruck, dass jede Verkleinerung der Lesegerätantenne unter eine Größe von ca. $6\text{cm} \times 6\text{cm}$ gut durchdacht und überprüft werden muss. Oftmals werden die Vorteile einer kleinen Antenne die Nachteile der benötigten Leistung und des benötigten Entwicklungsaufwandes nicht aufwiegen können.

Die Resultate dieser Arbeit können bei der Findung der optimalen Antennengröße für den jeweiligen Verwendungszweck eine Hilfe sein und Richtlinien für entsprechende Laborversuche geben.

5.2 Ausblick

Einige Aspekte konnten in dieser Arbeit nicht bis zum Ende verfolgt werden. Dazu zählt sicherlich der Einfluss der Windungszahl auf das Feld einer RFID-Antenne. Es wurde deutlich, dass das entwickelte Modell bei größer werdenden Windungszahlen immer schlechter wird und irgendwann an seine Grenzen stößt. Was genau die Fehler verursacht und bis zu welcher Windungszahl eine ausreichend genaue Feldstärke anhand dieses Modells vorhergesagt werden kann, konnte im engen Zeitrahmen der Bachelorarbeit nicht näher betrachtet werden. Möglicherweise besteht ein Zusammenhang mit der Vereinfachung der Antennenform in perfekte Rechtecke. Für die Überprüfung sind deutlich mehr und gegebenenfalls genauere Messungen mit mehr Messpunkten erforderlich. Zudem müssen dazu mehr und unterschiedlichere Antennen verwendet werden.

Ein weiterer Punkt, der in dieser Arbeit nicht abschließend geklärt werden konnte, ist der des Zusammenhanges zwischen Feldstärke und der an der EMV-Reference-PICC gemessenen Spannung. Um diesen zu verstehen, müssen sowohl die nichtlineare Schaltung auf der EMV-Reference-PICC, als auch ihre Rückwirkungen auf die Lesegerätantenne genau analysiert und simuliert werden. Der Aufwand hierfür dürfte enorm sein, da unter anderem ein viel komplexeres Rechenmodell verwendet werden muss, um alle Effekte zu berücksichtigen.

Interessant für die weitere Betrachtung ist zudem, ob die Richtlinien für die elektromagnetische Verträglichkeit bei den oben genannten Leistungen tatsächlich nicht eingehalten werden können. Sollte dies der Fall sein, ergibt sich dadurch eine zusätzliche Grenze für die Größe der hier betrachteten Antennen.

Literaturverzeichnis

- [AIT] AIT, Austrian Institute of Technology: *Calibration Coil*. – URL http://www.ait.ac.at/fileadmin/mc/mobility/downloads/MIFARE_RFID/Calibration_coil.pdf. – Zugriffsdatum: 08.12.2014
- [Bundesnetzagentur] BUNDESNETZAGENTUR: *RFID, das kontaktlose Informationssystem*. – URL <http://emf3.bundesnetzagentur.de/pdf/RFID-BNetzA.pdf>. – Zugriffsdatum: 07.12.2014
- [Cetin 2005] CETIN, Suemer: *Geschichte der RFID-Technologie*. 2005. – URL http://www.sigs.de/publications/os/2005/rfid/cetin_OS_rfid_05.pdf. – Zugriffsdatum: 07.12.2014
- [Daniel Matheus 2008] DANIEL MATHEUS, Matthias K.: *Radio Frequency Identification (RFID) in der Logistik*. 2008. – URL http://www.fom.de/download/186-ild_Schriftenreihe_Logistikforschung_Band_4_01.pdf. – Zugriffsdatum: 26.01.2015
- [DUE 2011] DUE, Universität Duisburg-Essen: *Parallelschwingkreis*. 2011. – URL <http://www.ate.uni-due.de/data/dokumente/praktikum/Parallelschwingkreis.pdf>. – Zugriffsdatum: 08.12.2014
- [EMVCo 2013] EMVCo: *EMV Contactless Book D: Contactless Communication Protocol*. 2013. – URL <http://www.emvco.com/specifications.aspx?id=21>. – Zugriffsdatum: 08.12.2014
- [FHK 2006] FHK, Fachhochschule Kiel: *Magnetisches Feld*. 2006. – URL <http://149.222.50.145/~egiue/ftp/EG3/Umdruck-300.pdf>. – Zugriffsdatum: 08.12.2014
- [Finkenzeller 2008] FINKENZELLER, Klaus: *RFID-Handbuch*. Hanser, 2008. – ISBN 978-3-446-41200-2
- [Marinescu 1996] MARINESCU, Marlene: *Elektrische und magnetische Felder*. Springer, 1996. – ISBN 978-3-540-60646-7

- [Mietke a] MIETKE, Detlef: *Der Parallelschwingkreis*. – URL http://elektroniktutor.oszkim.de/analogtechnik/par_swkr.html. – Zugriffsdatum: 08.12.2014
- [Mietke b] MIETKE, Detlef: *Der Reihenschwingkreis*. – URL http://elektroniktutor.oszkim.de/analogtechnik/rei_swkr.html. – Zugriffsdatum: 08.12.2014
- [NXP 2012] NXP: *AN11019: CLRC, MFRC630, MFRC631, SLRC610 Antenna Design Guide*. 2012. – URL http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11019.pdf. – Zugriffsdatum: 09.12.2014
- [NXP 2014] NXP: *AN11211: Quicks Start Up Guide RC663 Blueboard*. 2014. – URL http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11211.pdf. – Zugriffsdatum: 09.12.2014
- [Otto Zinke 1999] OTTO ZINKE, Heinrich B.: *Hochfrequenztechnik 2*. Springer Verlag, 1999. – ISBN 978-3540647287
- [Ralf Kories 2008] RALF KORIES, Heinz Schmidt-Walter: *Taschenbuch der Elektrotechnik*. Verlag Harri Deutsch, 2008. – ISBN 978-3-8171-1830-4

Anhang

Der Anhang dieser Arbeit befindet sich auf CD und kann bei den Prüfern Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel und Prof. Dr.-Ing Jürgen Missun eingesehen werden.

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 19. Februar 2015

Ort, Datum

Unterschrift