

Entwicklung eines induktiv gekoppelten Transpondersystems für On-Chip-Antennensysteme im UHF-Bereich

Diplomarbeit

Amir Cordic

Institut für Hochfrequenztechnik (IHF)
Technische Universität Graz
Leiter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Wolfgang Bösch



unterstützt durch Infineon Technologies Austria AG

Begutachter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Wolfgang Bösch
Betreuer: Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Erich Leitgeb
Dipl.-Ing. Günter Hofer (Infineon)

Graz, im Oktober 2011



Never stop thinking

Diese Diplomarbeit wurde unterstützt von
Infineon Technologies Austria AG
Development Center Graz
Abteilung Contactless and RF Exploration
Leitung Dipl.-Ing. Holweg Gerald

Kurzfassung

Ziel dieser Diplomarbeit war es, ein RFID (UHF) Gesamtsystem mit einer neuartigen Entwicklung im Bereich der Chipantennentechnologie zu entwerfen. Bisherige On-Chip-Antennen (OCA) basieren auf Bump-Metallisierung Technologie (maskenlose Abscheidung von Nickel und Gold). Dieses Produktionsverfahren machte den Chip zusätzlich deutlich teurer.

Durch die Neuentwicklung von Infineon Technologies eröffnet sich die Möglichkeit, den OCA-Transponder ausschließlich mit der Silizium-Technologie herzustellen. Durch diese Entwicklung war es möglich, die Herstellungskosten der OCA-Transponder erheblich zu reduzieren. Mit einer Transponder-Größe von nur 1mm^2 und der Dicke von einigen μm wurden auch die Antennenmaße stark begrenzt. Die ersten Testchips bestehen aus verschiedenen Varianten (OCA1, OCA2 und OCA3), die unterschiedliche Bauformen der Antenne aufweisen. Alle Varianten wurden in dieser Diplomarbeit auf ihre Eigenschaften und Parameter hin untersucht. Die Hauptaufgabe dieser Arbeit bestand darin eine induktive Kopplung mit den jeweiligen OCA-Typen herzustellen um in weiterer Folge eine Kommunikation mit dem Reader zu ermöglichen. Dazu wurde eine spezielle Art von Antenne entwickelt, die für diese Anwendung geeignet ist. Verschiedenste Simulationen und Berechnungen zeigen die gute Kopplung der Spule im Bereich des Nahfelds.

Stichwörter: UHF RFID, Reader Antenne, On-Chip-Antenne, Induktive Kopplung

Abstract

The aim of this thesis was to create a RFID (UHF) overall system with a new type of development in the area of chip antenna technology. Previous on-chip-antennas (OCA) are based on Bump - metallization technology (maskless deposition of nickel and Gold). This production process made the Chip considerably more expensive.

The new development at Infineon Technologies opened up the possibility of manufacturing OCA transponders solely with the silicon technology. Due to this development it was possible to significantly reduce the production costs. With a transponder size measuring only 1 mm^2 and the thickness of several microns μm , the antenna dimensions were also several restricted. The first test-chips consist of several variants that exhibit different types of antenna (OCA1, OCA2 and OCA3). In this thesis all variants were studied for their properties and parameters. The main objective of this work consisted of establishing inductive coupling with the respective types of OCA to further enable communication with the reader. For this purpose a special type of antenna has been developed which is suitable for this application. Various simulations and calculations showed good coupling of the coil in the near field range.

Keywords: UHF RFID, Reader-Antenna, On-Chip-Antenna, Near Field, inductive Coupling

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....

(Unterschrift)

STATUTORY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

.....

date

.....

(signature)

Danksagung

Die vorliegende Diplomarbeit entstand im Rahmen meiner Diplomandentätigkeit bei der Infineon Technologies im Design Center Graz, in Zusammenarbeit mit dem Institut für Hochfrequenztechnik (IHF) an der TU Graz. An dieser Stelle möchte ich mich bei all jenen bedanken, die mich beim Erstellen dieser Arbeit unterstützt haben.

Zunächst möchte ich mich bei der Firma Infineon Technologies vor allem bei Herr Dipl.-Ing. Gerald Hollweg bedanken, der mir eine praxisbezogene Diplomarbeit möglich gemacht hat. Weiteres möchte ich mich bei allen Kollegen aus der CRE-Abteilung für die hervorragende Zusammenarbeit und eine schöne Zeit bedanken, aber vor allem bin ich meinem Betreuer Herrn Dipl.-Ing. Günter Hofer, der mir mit seinem Fachwissen, großem Engagement und seiner freundlichen Art alles sehr erleichtert hat, zu großen Dank verpflichtet.

Für die Betreuung seitens der TU Graz bedanke ich mich ganz herzlich bei den Betreuern Univ.-Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn.Wolfgang Bösch und Ao.Univ.-Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn. Erich Leitgeb vom Institut für Hochfrequenztechnik (IHF), die mich bei meiner Diplomarbeit unterstützt, mir mit wertvollen Hinweisen und Tipps zur Seite gestanden und als Gutachter meiner Arbeit fungiert haben.

Ganz besonders bedanken möchte ich mich bei meinen Eltern, die mein Studium erst ermöglicht haben, mich all die Jahre hinweg tatkräftig unterstützt haben und meinen Plänen und Wünschen gegenüber immer offen waren. Meiner lieben Aida danke ich für Ihre Liebe, Ausdauer und Geduld, und vor allem, dafür dass sie mir mit Rat und Tat immer zu Seite gestanden ist.

Amir Cordic

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Gliederung der Diplomarbeit	1
1.2	Motivation	1
2	RFID-Technologie	5
2.1	RFID Transponder	6
2.1.1	RFID-Betriebsfrequenzen	7
2.1.2	UHF-RFID-Betriebsfrequenz	7
2.1.3	Energieversorgung des RFID-Systems	8
2.2	RFID Schreib/Leseinheit (Reader)	9
2.2.1	Kommunikationsablauf und UHF-RFID Protokolle	9
2.2.2	Die Reader Antennen	12
2.3	Das magnetisches Feld und die Magnetische Feldstärke H	13
2.4	Induktiv gekoppelte Systeme	15
2.5	Das mathematische Modell des Systems	16
3	Entwicklung des Systems	19
3.1	Funktionsprinzip und Allgemeine Design	19
3.2	Reader Antenne Design	20
3.3	Modellierung einer Antenne	21
3.4	Leistungsanpassung	29
3.4.1	Prinzip der Leistungsanpassung	29
3.4.2	Anpassung mit zwei Kondensatoren	31
3.4.3	Bestimmung der Anpassungskapazität	32
3.4.4	Verifizierung des Anpassnetzwerks	34
3.5	Das Magnetfeld des Readers	37
3.5.1	Messung von Magnetfeldern	38
3.5.2	Abschätzung der Verluste	41
3.6	Transponder mit On-Chip-Antenne (OCA)	44
3.6.1	Design der Transponder Spule	45
3.6.2	Abschätzung der Verluste der On-Chip-Antenne	45
3.6.3	Einfluss von Silizium auf die Transponder Antenne	46
3.6.4	Entwicklung der Transponderantenne	53

3.7	Kopplung zwischen Lesegerät und Transponder (Reader-Tag)	57
3.7.1	Die indirekte Method zur Bestimmung der Transponder-Leistung (mittels Schaltungsanalyse)	59
3.7.2	Die direkte Methode zur Bestimmung der Transponder-Leistung (mittels magnetischem Feld)	61
4	Auswertung und Messergebnisse	65
4.1	Messung an einem CTS-RFID-Transponder	66
4.2	Messung an einem CPR-RFID-Transponder	67
5	Zusammenfassung und Ausblick	74
	Literaturverzeichnis	76

Abbildungsverzeichnis

1.1	RFID-Übersicht der Einsatzbereiche (Modifiziert aus [5],[2],[8])	2
1.2	On-Chip-Antenne	3
1.3	On-Chip-Antenne Einsatzmöglichkeiten	4
2.1	Aufbau eines RFID-Systems	5
2.2	RFID-Transponder	6
2.3	UHF-Region Weltweit [2].	8
2.4	Blockschaltbild eines Lesegeräts [5]	9
2.5	PIE Symbols [4]	10
2.6	Reader-to Tag RF [4]	11
2.7	Kommunikationsprotokoll Reader-Transponder(Tag)	11
2.8	Parallel- und Reihenschaltung [11]	12
2.9	<i>Der Verlauf der magnetischen Feldlinie um eine kleine Flachspule</i>	14
2.10	Stromdurchflossene Leiterschleife	15
2.11	Prinzip des induktiv gekoppelten RFID Systems [5]	16
2.12	Ersatzschaltbild des induktiv gekoppelten RFID-Systems [22]	17
3.1	Blockschaltbild des Gesamtsystems (UHF) mit induktiver Kopplung [28] .	20
3.2	Ersatzschaltbild einer Antennenschleife	21
3.3	Reader-Antennen-Design	22
3.4	Simulation der Eingangsinduktivität/Impedanz der Antenne	23
3.5	Resonanzfrequenz	23
3.6	Eingangsimpedanz	24
3.7	Stromverhalten, bezogen auf eine Wellenlänge in eine Antennenspule [2] .	25
3.8	Die Eingangsimpedanz der Schleifenantenne	26
3.9	Ersatzschaltbild und Feldlinienverlauf einer sym. Leiterbreitenstufe	27
3.10	Geometrie der verwendeten Nahfeld-Reader-Antenne	28
3.11	Eingangsimpedanz der Antenne Z_{in} a) Simulation, b) Messung	29
3.12	Leistungsanpassung der Antenne auf eine Quelle	30
3.13	Anpassung mit 2 Blindelementen (Kondensatoren)	31
3.14	rein kapazitives Anpassnetzwerk	32
3.15	Simulation und Messergebnisse der Anpassung	34
3.16	$\text{Re}\{Z_a\}$ und $\text{Im}\{Z_a\}$ a) Simulationsergebnis, b) Messergebnis	35

3.17	a) Der Spannung an der Antennenklemen, b) Betrag des Antennenstromes	36
3.18	Stromdichtenverteilung der Reader Antenne	36
3.19	Simulation von magnetischem Feld	37
3.20	Verlauf der magnetische Ffeldstärke entlang der Antennenachse.	38
3.21	Verlauf der Spannung und Impedanz der Induktionspule	40
3.22	Veränderung der Impedanzanpassung durch ungenauen Kondensatoren	42
3.23	Stromverlauf durch ungenaueres Anpassung	43
3.24	Transponder mit integrierter Antenne	44
3.25	Die Eindringtiefe für Aluminium und Kupfer Leiter	46
3.26	Siliziumeinfluss auf das magnetische Feld	47
3.27	mathematische Modell der Transponderantenne (modifiziert aus [20])	48
3.28	mathematisches Modell Antennenleitung	49
3.29	Silizium Einfluss auf die Antennenimpedanz und die Güte	51
3.30	Leiterbahnbreite der Antenne und Verlauf der Antennengüte	52
3.31	Impedanzverlauf der On-Chip-Antenne 3	53
3.32	Die Antennengüte der On-Chip-Antenne 3	54
3.33	Impedanzverlauf und Antennengüte der On-Chip-Antenne 2	55
3.34	Impedanzverlauf der On-Chip-Antenne 1	56
3.35	Die Antennengüte der On-Chip-Antenne 1	57
3.36	Ersatzschaltbild der induktiven Kopplung	58
3.37	Transponder im Reader-Feld	61
3.38	Die Empfangenen Transponderleistung und die Kopplung über der Reichweite	63
4.1	Die Komponenten des Messsystems	65
4.2	Backscatter Signal	66
4.3	Lesereichweite des Systemms	67
4.4	Simulation und Messung der Antwort des Transponders	68
4.5	Versorgungsspannung des Transponders	69
4.6	Messen mit zwei Antennen	69
4.7	Backscatter Signal im HF-Bereich	70
4.8	Backscatter Signal am Spektrum Analyser	71
4.9	Transceiver-Schaltung	72
4.10	Beckscatter Signal Im Basisband	73
5.1	Demo-System Geldverifikation [15]	75

Tabellenverzeichnis

4.1	Messergebnisse bei unterschiedlichen Reader-Leistungen	68
-----	--	----

Kapitel 1: Einleitung

RFID steht für "Radio Frequency Identification" oder auf deutsch Identifizierung mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen. Wie der Name schon sagt handelt es sich bei der RFID Technologie um eine Technik die es erlaubt identifizierende Daten über eine Funkstelle (Radiowelle) zu verteilen. Die Daten werden zwischen einem sogenannten Transponder auch Tag genannt zu einem RFID Lesegerät und umgekehrt übertragen. Anfangs wurde die RFID-Technologie vor allem in der Rüstungsindustrie genutzt, z.B. für Flugzeuge während des Zweiten Weltkriegs. Dafür wurde ein Transpondergerät (IFF-Transponder) erstmal im Vereinigten Königreich zur Freund-Feind-Erkennung genutzt [2]. Heute ist die RFID Technologie weit verbreitet, so dass man im Alltag mehrmals mit ihr in Kontakt kommt. Sie wird für Verpackungen, für Ausweise, für verschiedenste Handelsprodukte und zur Personalidentifizierung genutzt.

1.1 Gliederung der Diplomarbeit

Das einleitende Kapitel schildert in kurzen Zügen unter Motivation, was mich zu dieser Arbeit bewogen hat. Das zweite Kapitel dient als einführendes Kapitel der RFID-Technologie, wobei kurz RFID, Unterscheidungsmerkmale von RFID-Systemen sowie die physikalische Grundlagen der RFID-Systeme. Ebenso wird die Energieversorgung von passiv induktiv gekoppelten Systemen besprochen. Im nachfolgenden dritten Kapitel wird die geometrische Struktur der Reader-Antenne, sowie die Simulations- und mathematischen Ergebnissen dargestellt. Das dritte Kapitel behandelt dabei auch die Leistungsanpassung der Reader-Antenne und in weiterer Folge wird prinzipiell die Entwicklung der Transponder-Antenne behandelt. Die Kopplung von Reader- und Transponderantenne wird auch durch das dritte Kapitel (Kapitel 3) mittels mathematischen Ergebnissen dargestellt. Die Präsentation der Ergebnisse werden in Kapitel 4 dargestellt. Das letzte Kapitel (Kapitel 5) beinhaltet eine Zusammenfassung der durchgeführten Untersuchungen und einen Ausblick.

1.2 Motivation

Die Radiofrequenz-Identifikation ist keine neue Technologie, aber eine Technologie mit durchaus hoher Entwicklungsgeschwindigkeit. Das RFID System kommt erstmals während des zweiten Weltkriegs zum Einsatz.

Das damals eingesetzte System wurde entwickelt um eine Flugzeugerkennung (Freund-Feind-Erkennung) zu ermöglichen.

RFID findet in den letzten Jahren zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten im Alltag (Abbildung 1.1). Durch den ständigen Wachstum im Dienstleistungs- und Produktleistungsbereich, in welchem sich die Radiofrequenz-Identifikation einsetzen lässt, gewinnen die RFID-Systeme immer mehr an Bedeutung und verkörpern zweifellos eine zukunftsweisende Technologie. Die RFID-Transponder bestehen aus einer separaten Transponder-Antenne und einem Transponder-Chip, wobei die Antenne als externe Antenne auf den Chip angebracht wird, wodurch die Transponder-Antenne relativ "groß" in Bezug auf den Mikro-Chip wirkt. Dadurch sind dementsprechend auch die Einsatzmöglichkeiten begrenzt, beziehungsweise in manchen Fällen nicht gegeben.



Abbildung 1.1: RFID-Übersicht der Einsatzbereiche (Modifiziert aus [5],[2],[8])

Die RFID-Technologie ist im Vormarsch! Die wichtigsten Herausforderungen von RFID-Systemen sind die Herstellungskosten und die Größe des Transponders erheblich zu reduzieren, wodurch sich die Möglichkeit bietet RFID-Transponder in Zukunft für nur wenige Euro-Cent pro Stück herstellen zu können. Ein Lösungsweg wäre nun, die Antenne direkt auf einem Transponder-Chip zu integrieren, wodurch einerseits die Herstellungskosten für den Chip beachtlich gesenkt werden könnten, und sich andererseits die Größe des Transponders erheblich reduzieren ließe, wodurch mehr Einsatzmöglichkeiten bestehen würde. Ein Beispiel dafür ist die On-Chip-Antenne (OCA).

Die Grundidee ist einen kleinen RFID-Chip mit integrierter Antenne als bloßes Silizium Körnchen (1mm^2) ohne jegliche externe Komponente herzustellen, welcher mit einem einfachem Reader (für den UHF-RFID-EPC-Standard) ausgelesen werden kann. Durch dieser Diplomarbeit wird ein RFID- (UHF) Gesamtsystem entwickelt die mit Kommunikation mit so einem Transponder-Chip ermöglicht.

Der OCA-Chip wurde von der Firma Infineon Technologies entwickelt und ist in verschiedenen Frequenzbereichen einsetzbar. D.h. der Kern ist überall der gleiche nur die On-Chip-Antennen unterscheiden sich. Trotz seiner kleinen Abmessungen befindet sich eine integrierte Antenne direkt auf dem OCA-Transponder die eine kontaktlose Kommunikation (bei unmittelbarer Nähe) mit anderen Geräten ohne Verwendung einer externen Antenne erlaubt.

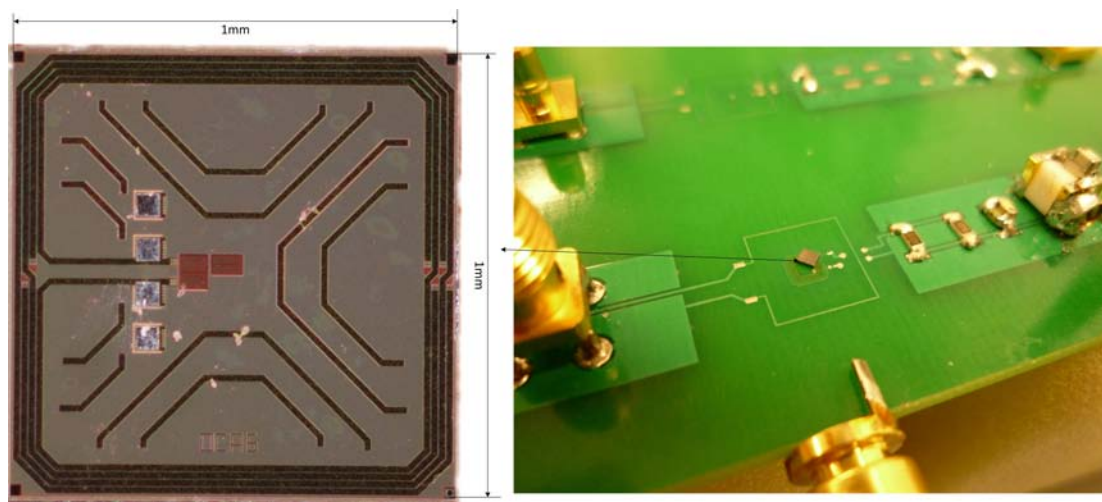


Abbildung 1.2: On-Chip-Antenne

In dieser Diplomarbeit werden die Energieversorgung und Kommunikation mit einem Chip mit On-Chip-Antenne, sowie die Messergebnisse im UHF-Bereich (868-870 MHz) erläutert.

Die Abmessungen des Transponder-Chips betragen einen Quadratmillimeter, somit muss auch die Antenne die Selben Dimensionen besitzen. Durch Minimierung der Antennenfläche vermindert sich auch dementsprechend die Reichweite, was gleichzeitig der größte Nachteil von diesem System ist. Dadurch dass der RFID-Chip sehr klein (1mm^2) und leicht zu verstecken ist, vergrößern sich auch die Einsatzmöglichkeiten und es eröffnen sich Neue.

Der Chip mit integrierter Antenne kann beispielsweise als zusätzliches Sicherheitsmerkmal bzw. Fälschungsschutz (z.B. RFID Implementierung im Geldschein) genutzt werden. Weiters kann er auch in wertvollen Papieren, als Papier-Identifikation oder sogar bei

Insekten wie zum Beispiel Bienen (Abbildung 1.2) seinen Einsatz finden. Damit auch einem RFID-Einsatz nichts mehr im Weg steht um alles unter Kontrolle zu halten, bieten sich noch einige weitere Einsatzmöglichkeiten.

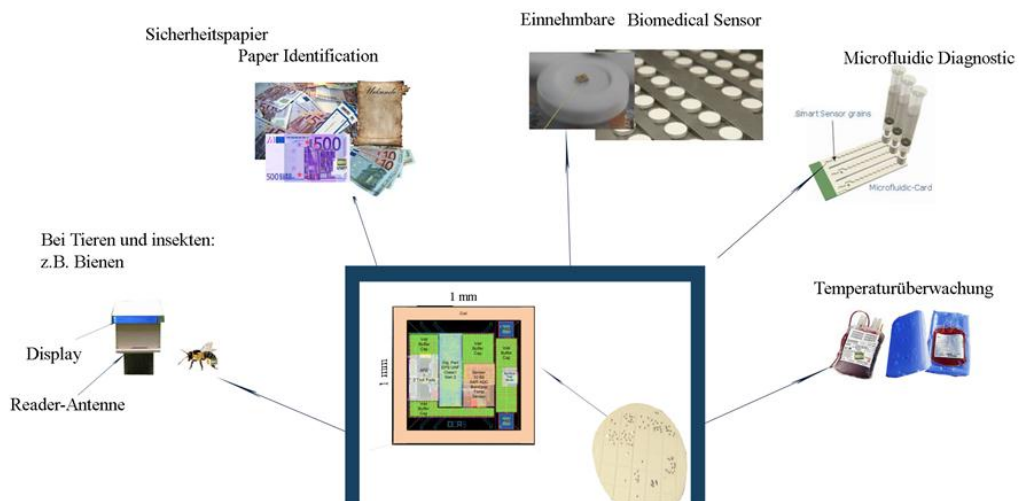


Abbildung 1.3: On-Chip-Antenne Einsatzmöglichkeiten

*“Der beste Weg, die Zukunft vorauszusagen, ist, sie selbst zu gestalten”
Willy Brandt [14]*

Kapitel 2: RFID-Technologie

Wie der Name schon sagt, erlaubt es die RFID Technologie Daten über eine Funkstelle mittels Radiowellen zu verteilen. Die Daten werden von einem sogenannten Transponder (Tag) zu einem RFID-Lesegerät (Reader) und umgekehrt übertragen. Die beiden wichtigsten Komponenten von RFID Systemen (Abbildung 2.1) sind:

Einerseits **der Transponder (Tag)**, der auf einem Objekt angebracht wird, eingehende Signale aufnimmt und gleichzeitig antwortet oder weiterleitet, abhängig davon was von ihm erwartet wird.

Andererseits **das Lesegerät (Reader)-Gerät**, das die Präsenz von RFID-Tags erkennt, die Befehle zu einem RFID-Transponder sendet und die Informationen, die darauf gespeichert sind, liest. Die prinzipielle Kommunikationsablauf zwischen Lesegerät (Rea-

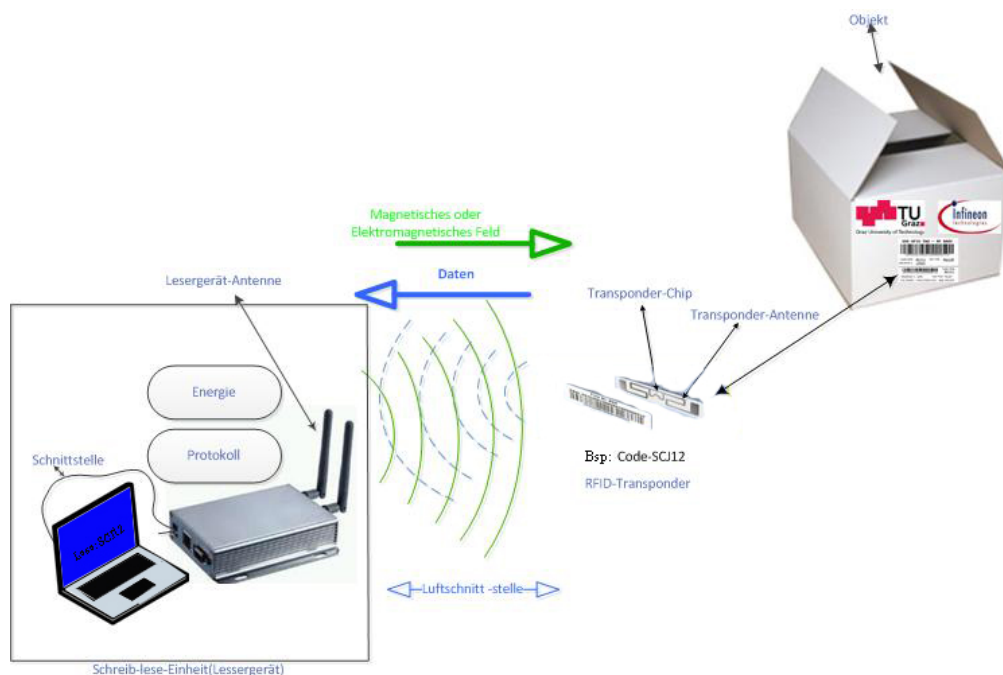


Abbildung 2.1: Aufbau eines RFID-Systems

der) und dem Transponder (Tag) sieht im Grunde folgendermaßen aus: Das Lesegerät (Reader), abhängig von der Arbeitsfrequenz, sendet einen Befehl und erzeugt ein elektro-

- Art der Energieversorgung

Aktive Transponder: Die Energieversorgung erfolgt dabei über eine externe Batterie, nicht über das elektromagnetische Feld.

Semi-passive Transponder: Die Energieversorgung erfolgt sowohl über die Batterie als auch über das elektromagnetische Feld.

Passive Transponder: Die Energieversorgung läuft ausschließlich über das elektromagnetische Feld.

- Programmiermöglichkeiten

Nur lesbare Transponder (Read-only) mit programmierbaren Identifikationsnummern. Wird während des Produktionsvorgangs beim Hersteller vorgegeben und kann nicht verändert werden.

Schreib- und Lese-Transponder, mehrmals programmierbar.

2.1.1 RFID-Betriebsfrequenzen

Generell kann die RFID-Datenübertragung und Erkennung auf jeder Frequenz erfolgen, wobei dafür von jedem Staat ein bestimmter Frequenzbereich vorgeschrieben ist. Unterschiedliche Frequenzbereiche bringen auch unterschiedliche Eigenschaften mit: Die erste wichtige Eigenschaft ist, dass die Reichweite des Systems frequenzabhängig ist. Im allgemeinen kann man sagen, dass Reichweite und Lesegeschwindigkeit mit ansteigender Frequenz zunehmen. Allgemein benutzte Frequenzbereiche sind niederfrequente Frequenzbereiche (100 bis 135 kHz), die eine geringere Reichweite, langsamere Datenübertragung, aber keine Metallreflexionen oder Wasserabsorptionen haben. Bei Hochfrequenz (13,56 MHz) hingegen ist die Reichweite etwas größer und die Datenübertragung schneller. Ultra-Hochfrequenz (UHF 868 MHz (Europa)) bietet eine schnelle Datenübertragung und größere Reichweite. Noch sind Chips, die mit dieser Frequenz betrieben werden kostenintensiv, werden aber durch weitere Forschungsuntersuchungen immer billiger. Da sich diese Diplomarbeit mit Identifizierung und Datenübertragung im UHF-Frequenzbereich beschäftigt wird in weiterer Folge auf UHF eingegangen. Der Mikrowellenbereich (MW) (2,45 GHz) hat eine noch höhere Lesegeschwindigkeit als die UHF sowie eine größere Reichweite [5].

2.1.2 UHF-RFID-Betriebsfrequenz

Die UHF erstreckt sich etwa in Frequenzbereich von 300 MHz bis 3 GHz. Da das RFID-System in diesem Frequenzbereich mit Fernsehen, Mobilfunktelefonen und noch einigen weiteren Anwendungen konkurriert, wird von jedem Staat fest vorgegeben, wo welche Arbeitsfrequenz benutzt werden darf. RFID-Systeme arbeiten in Frequenzbereich von 860 MHz bis 960 MHz abhängig davon wo man sich befindet (siehe Abbildung 2.3). Diese

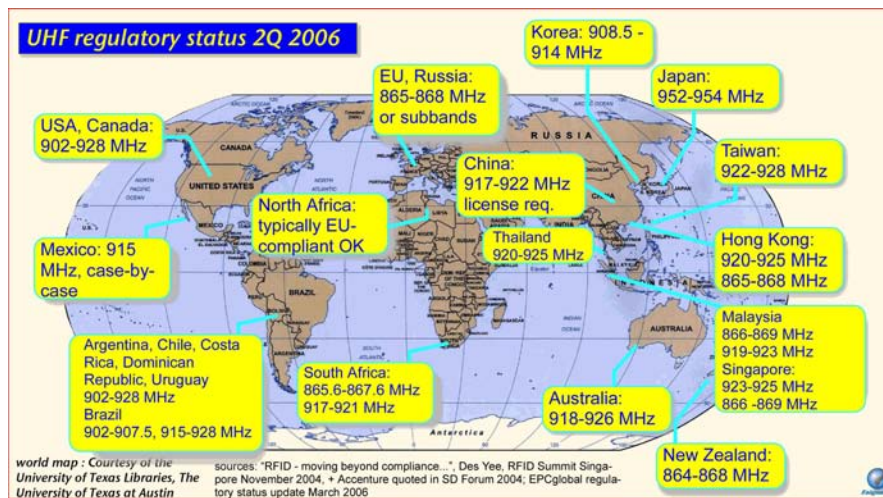


Abbildung 2.3: UHF-Region Weltweit [2].

UHF-RFID Systeme haben eine hohe Datenübertragungsrate (1Mbit) und Reichweite und sind unempfindlich gegenüber elektromagnetischen Störungen. Sie sind nicht mehr ganz so teuer, aber durch weitere Entwicklung und Forschung wird die Herstellung der RFID Transponder immer billiger, was die Systeme immer beliebter macht.

2.1.3 Energieversorgung des RFID-Systems

Der RFID-Chip braucht zur Aktivierung und folgender Kommunikation mit dem Reader Energie. Es bietet sich daraus die Möglichkeit einer aktiven Versorgung mittels externer Batterie an, wodurch man eine größere Reichweite erzielen kann. Diese würde einen größeren und teureren Chip nach sich ziehen. Ebenso könnte der Chip semi-passiv versorgt werden, wobei die Energieversorgung sowohl mit einer Batterie als auch aus dem Reader-Feld erfolgen kann.

Aktive Transponder: Energieversorgung findet über eine eigene Stromquelle statt und braucht kein externes elektromagnetisches Feld oder um mit einem Lesegerät zu kommunizieren. Bei externer Batterie wäre die Reichweite größer, die Herstellungskosten jedoch höher und die Lebensdauer des Transponders wird durch die Lebensdauer der externen Batterie begrenzt.

Passive Transponder: Sind viel kleiner und obendrein billiger. Diese Systeme verfügen über keine eigene Energieversorgung, sondern werden über eine eigene Antenne mit dem elektromagnetischen Feld, das vom Reader ausgesendet wird, gekoppelt. Wenn die Funkwelle vom Reader auf einen passiven RFID-Transponder trifft, dann kommt es in der Transponder-Antenne zu einer Strominduktion. Der Transponder bezieht den Strom von der Antenne und versorgt den Chip. Da sich diese Arbeit mit Energieversorgung

aus dem elektromagnetischem Feld beschäftigt, werden in weiterer Folge die passiven Transponder näher betrachtet.

2.2 RFID Schreib/Leseinheit (Reader)

Das RFID-Lesegerät (Reader) ist ein Funkgerät, welches gleichzeitig das Senden und Empfangen von Signalen ermöglicht und den RFID-Transponder mit Energie versorgt. Die Aufgabe dieses Geräts ist im Allgemeinen die Aktivierung des Transponders und die Abwicklung der Kommunikation zwischen den beiden Geräten.

Lesegeräte werden, wie der Transponder, in verschiedenen Baugrößen (mobile Lesegeräte, stationäre Lesegeräte) für verschiedene Frequenzen (NF, HF, UHF, MW), für unterschiedliche Arten der Kopplung (magnetische oder elektromagnetische), der für unterschiedliche Datenübertragungsverfahren (Lastmodulation, Backscatter) konstruiert. Dennoch können alle Lesegeräte auf zwei grundsätzliche Funktionsblöcke reduziert werden: Steuerung und HF-Interface (Abbildung 2.4) Allgemein aus [5].

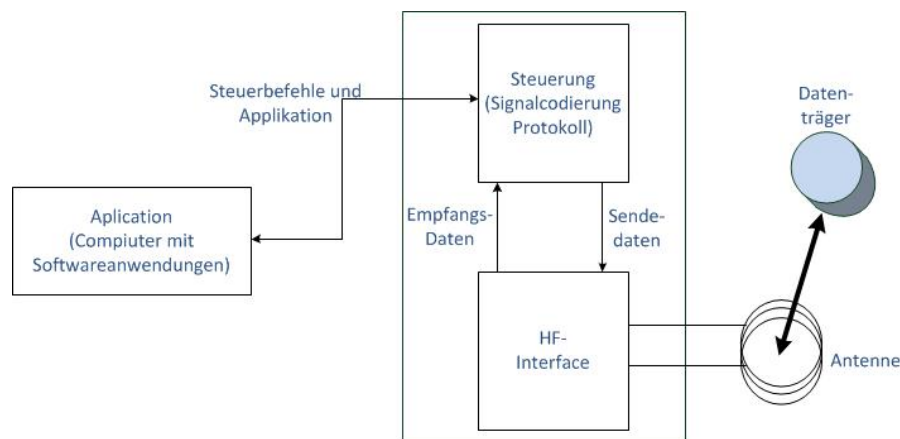


Abbildung 2.4: Blockschaltbild eines Lesegeräts [5]

2.2.1 Kommunikationsablauf und UHF-RFID Protokolle

Im Allgemeinen kann man die Datenübertragung zwischen Transponder und Reader auf drei Arten unterteilen [6]:

Reflexion oder Backscatter: Ein Teil der von der Reader-Antenne erzeugten Welle wird von der Antenne des Transponders reflektiert. Diese hat eine entgegengesetzte Richtung zur vom Reader erzeugten Welle und wird wieder von ihm empfangen. Die

beiden Wellen können mittels eines Zirkulators voneinander getrennt werden, so dass nur das reflektierte Signal des Transponders übrig bleibt. Die Daten des Transponders werden dabei durch die Amplitudenmodulation übertragen. Dieses Verfahren wird bei kapazitiver Kopplung (RFID-Transponder befindet sich im Fernfeld), meist auf den UHF-Frequenzen angewendet.

Lastmodulation: Der Transponder ändert seine Impedanz durch das Ein- und Ausschalten eines Lastwiderstandes und bewirkt somit eine Änderung des Stromes bzw. der Spannung an der Reader-Antenne (es kommt zur Feldschwächung). Der Reader spürt eine Veränderung des Feldes, die einer Amplitudenmodulation entspricht. Die Daten werden durch eine Amplitudenumtastung (ASK - Amplitude Shift Keying) übertragen. Dieses Verfahren wird bei induktiv gekoppelten Systemen (RFID-Transponder befindet sich im Nahfeld), meist auf den HF-Frequenzen benutzt.

Subharmonische: Der Transponder erzeugt durch Frequenzteilung eine neue Frequenz. Die Antwort des Transponders wird auf diese Frequenz aufmoduliert und über die Transponder-Antenne zum Reader übertragen. Dies wird bei induktiv gekoppelten Systemen, meist auf den NF-Frequenzen angewendet.

Damit eine Kommunikation zwischen zwei Kommunikationspartnern stattfinden kann, müssen diese Kommunikationspartner bestimmte Vereinbarungen und Regeln, sprich Protokolle, einhalten. Die Protokolle für RFID-Systeme werden vom EPCglobal für die Spezifizierung der physikalischen und logischen Eigenschaften entwickelt, die auf einer kontaktlosen Datenübertragung beruhen.

Für den UHF-RFID-Frequenzbereich zwischen 860 MHz und 960 MHz hat EPCglobal das Standardprotokoll definiert, wobei es wie folgt unterteilt wird:

Class 0 nur lesbare Transponder (Identifikationsnummer in Herstellung vorgegeben)

Class 1 passive nur einmal beschreibbare Transponder.

Class 1 Generation 2 Schreiben und Lesen mehrmals möglich.

Da diese Arbeit auf Datenkommunikation im UHF-Frequenzbereich basiert, wird kurz die Class 1 Generation 2 erwähnt (Siehe auch[4]).

Reader-Transponder Kommunikation (Down-Link)(Abbildung 2.5)

DSB-ASK, PR-ASK oder SSB-ASK

PIE Encodierung

Tari-Referenzzeit (Zeitdauer von data-0)

ASK oder PR-ASK

Die Toleranz für alle Parameter +/- 1 %

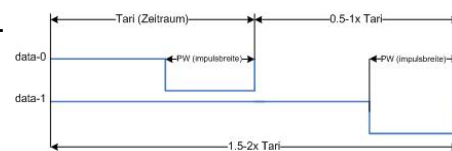


Abbildung 2.5: PIE Symbols [4]

Transponder-Reader Kommunikation (Up-Link)(Abbildung 2.6)

Die Kommunikation erfolgt nach dem Master-Slave-Prinzip

ASK oder PSK Modulation

Kodierung FMO Oder Miller 2/4/8

Verwendung von modulierter Rückstreuung

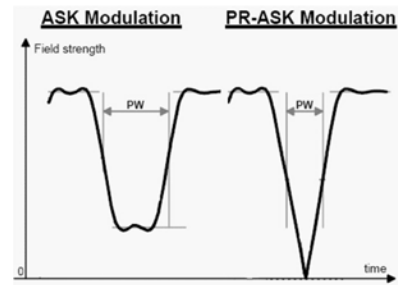


Abbildung 2.6: Reader-to Tag RF [4]

Der prinzipielle Kommunikationsablauf zwischen Reader und Transponder ist in der folgenden Abbildung 2.7 zu sehen.

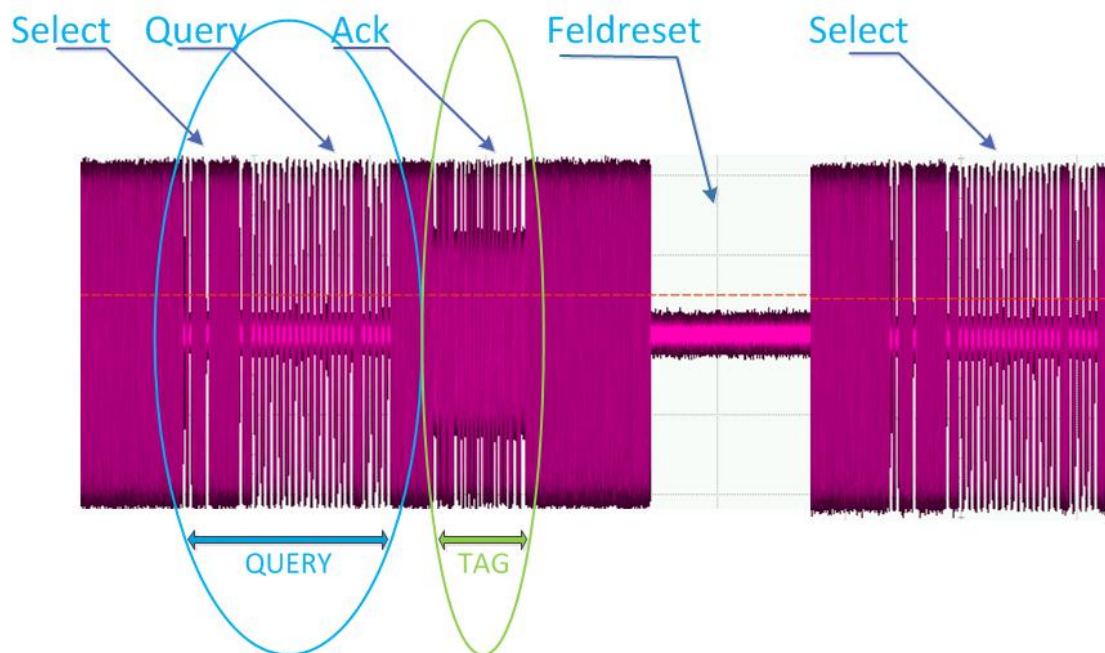


Abbildung 2.7: Kommunikationsprotokoll Reader-Transponder(Tag)

Select: Benutzerdefinierte Maske (Maskierung)

Query: Reader-Befehl, besitzt verschiedene Parameter zur Kommunikationsregelung.

ACK: Transponder antwortet auf Befehl

Query Rep: Wiederholter Reader-Kommandobefehl

2.2.2 Die Reader Antennen

Die Antenne ist ein wichtiger Bestandteil jeder Funkanlage. Die Reader-Antenne wandelt die Hochfrequenzenergie (HF) in elektromagnetische Wellen um und sendet diese in den Raum, weiters nimmt sie die elektromagnetischen Wellen aus dem Raum auf und wandelt diese in Hochfrequenzenergie um. Um elektromagnetische Wellen erzeugen zu können, werden Systeme verwendet deren Elemente bei einer bestimmten Frequenz einen Schwingkreis bilden. Ein Schwingkreis ist die Reihen- oder Parallelschaltung von Kondensatoren und Spulen (Abbildung 2.8), wobei durch die Aufladung des Kondensators ein elektrisches Feld und durch Entladung über die Spule ein magnetisches Feld aufgebaut wird.

Dieser Vorgang wiederholt sich bei einer bestimmten Frequenz, der sogenannten Resonanzfrequenz. Im Resonanzfall wird der induktive Blindanteil X_L gleich dem kapazitiven Blindanteil X_C und damit kompensieren sich die Blindanteile auf Null. Die Resonanzfrequenz kann mit Hilfe der *Thomson'schen Schwingungsgleichung* bestimmt werden:

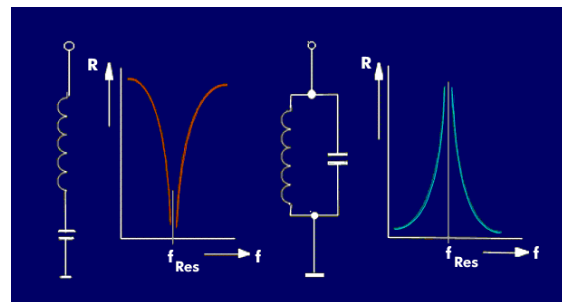


Abbildung 2.8: Parallel- und Reihenschaltung [11]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.2.1)$$

Bei der Abstrahlung elektromagnetischer Wellen von der Antenne unterscheidet man dementsprechend zwischen dem Nahfeld und dem Fernfeld.

Wenn Strom bei einer bestimmter Frequenz durch eine Antenne fließt wird eine elektromagnetische Welle erzeugt. Diese elektromagnetische Welle besteht aus gekoppelten elektrischen und magnetischen Feldern. Durch den Stromfluss wird um die Antenne ein magnetisches Feld erzeugt, das mit Hilfe von Feldlinien dargestellt werden kann. Die magnetischen Feldlinien verlaufen kreisförmig um die Antenne bis zur Grenze von

$$\frac{\lambda}{2\pi} (\lambda - \text{Wellenlnge}(\lambda = \frac{\text{Lichtgeschwindigkeit}[c_0]}{\text{Frequenz}})),$$

Lichtgeschwindigkeitskonstante $c_0 \equiv 299792458 \frac{\text{Meter}}{\text{Sekunde}} \cong 3 \cdot 10^8 \frac{\text{Meter}}{\text{Sekunde}}$ [27].

Dieser Bereich wird als Nahfeld bezeichnet. Ab diesem Bereich lösen sich die Felder von der Antenne und breiten sich weiter als elektromagnetisches Feld aus, das als Fernfeld bezeichnet wird [5].

2.2.2.1 Nahfeld Antenne

Nahfeld-Antennen sind relativ klein in Bezug auf die Wellenlänge (siehe Abbildung 2.9). Die Energieübertragung im Nahfeld erfolgt ausschließlich über das magnetische Feld, weshalb sie auch "magnetische Antennen" genannt werden. Im einfachsten Fall handelt es sich bei diesen Antennen um eine einfache Schleife mit einer oder mehrerer Windungen. Nahfeld-Antennen sind sehr kurz und dementsprechend ist ihr Strahlungswiderstand R_s , der im Resonanzfall als reiner Wirkwiderstand vorhanden ist, immer kleiner als 1Ω . Er kann laut folgender Formel berechnet werden [21] :

$$R_s = 197 \cdot \left(\frac{U}{\lambda}\right)^2 \quad (2.2.2)$$

wobei: U der Umfang der Schleife, λ die Wellenlänge darstellt.

Da dieser Widerstand sehr klein ist entsteht damit eine kleine Strahlung und wenig Verlust in der Schleife und dementsprechend sehr hoch ist auch die Antennengüte.

Weiters kann gesagt werden dass die relativ geringe Lesereichweite von Nahfeld-Antennen, was sich besonders bei höheren Frequenzen ungünstig auswirkt, ein Problem darstellt. Die Lesereichweite ist auch vom Design der Reader-Antenne abhängig.

Für jede Lesereichweite ergibt sich ein optimaler Antennen-Radius. Sollte der Radius dabei zu groß gewählt werden, wird die Feldstärke schon in einem Abstand von Null zur Sendeantenne zu gering. Wird der Radius jedoch zu klein gewählt befindet man sich im Bereich der proportional zu x^3 abfallenden Feldstärke [5].

Um den optimalen Antennenradius mathematisch zu bestimmen, kann man die Näherungsformel ableiten [29]:

$$\frac{d(N I)}{da} = \frac{N I (r^2 - 2x^2)}{r (r^2 + x^2)} \quad (2.2.3)$$

wobei: r den Radius der Reader-Antenne, x die Lesereichweite, I den Strom, und N die Windungszahl darstellt. Die Nullstellen der obigen Gleichung liegen bei $\pm x\sqrt{2}$ und damit ergibt sich der optimale Antennen Radius durch $\sqrt{2}$ mal die Reichweite zum Antennen-Mittelpunkt.

2.3 Das magnetisches Feld und die Magnetische Feldstärke H

Das magnetische Feld ist das Kraftfeld mit der Feldstärke H, welches durch Bewegung der elektrischen Ladungen (Stromfluss) in einem Leiter oder Vakuum hervorgerufen wird [21]. Das magnetische Feld kann mit Hilfe von magnetischen Feldlinien (magnetische Flussdichte \vec{B}) dargestellt werden (Abbildung 2.9) die kreisförmig und stets in sich geschlossen sind. Der Abstand zwischen benachbarten Feldlinien ist sozusagen ein

Maß für die Feldstärke. Es gilt je dichter die Feldlinien, desto stärker das magnetische Feld. Weiters gilt in allgemeiner Form: "Das Umlaufintegral der magnetischen Feldstärke längst einer geschlossenen Kurve ist gleich der Summe der Stromstärken der eingeschlossenen Ströme" [5]. Die magnetische Feldstärke H ist auf den Feldlinien jeweils gleich groß, weiter außen ist die Feldstärke kleiner, denn nach dem *Gesetz von Ampère* gilt für unendlich lange gerade Leiter:

$$\sum I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (2.3.1)$$

Um die magnetische Feldstärke H für unendlich lange gerade Leiter berechnen zu können, ist es vorteilhaft den Weg l auszuwählen auf dem die magnetische Feldstärke auf jedem Punkt des ganzen Wegs (ds) parallel zu den Leiter und konstant ist [13].

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = \oint H \cdot \cos(H, ds) \cdot ds = \oint H \cdot ds = H \cdot \oint ds = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot H \quad (2.3.2)$$

Die magnetische Feldkomponente H nimmt mit wachsendem Abstand r vom Leiter ab. Bei der Schleife fällt das magnetische Feld zunächst im Nahfeld mit $1/x^3$ (bzw. $-60 \frac{dB}{decade}$) ab, und danach mit $1/x$ (bzw. $-20 \frac{dB}{decade}$) [9].

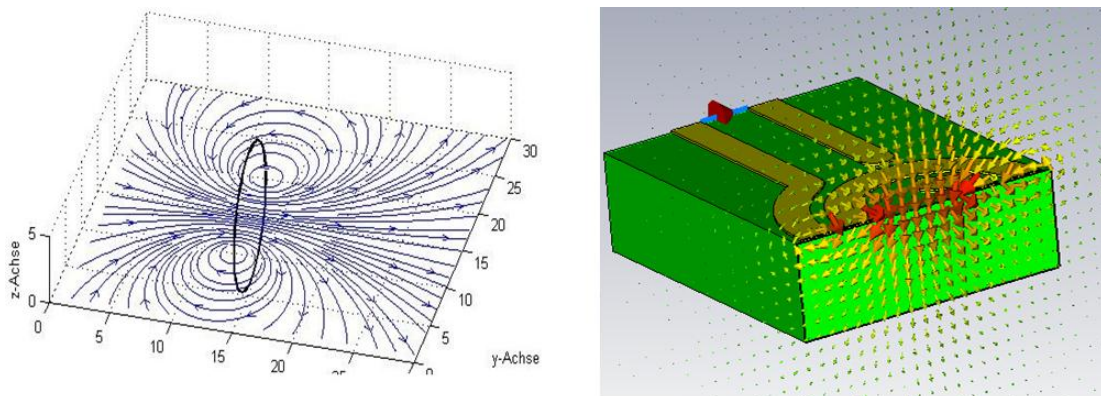


Abbildung 2.9: Der Verlauf der magnetischen Feldlinie um eine kleine Flachspule

Solche kleine Flachspulen (Abbildung 2.9) werden oft auch als Antenne für die induktive Kopplung von RFID-Systemen eingesetzt.

Die magnetische Flussdichte B und die magnetische Feldstärke H sind über die magnetische Permeabilität μ (magnetische Leitfähigkeit) miteinander verknüpft [13].

$$B = \mu H \quad \text{mit} \quad \mu = \mu_r \mu_0 \quad \text{und} \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{V \cdot s}{(A \cdot m)} \quad (2.3.3)$$

Dadurch, dass die magnetische Feldstärke \vec{H} auch davon abhängt, ob man sich zu oder von der Antenne bewegt, spricht ob man im Nahfeld der Antenne liegt oder bereits im Fernfeld ist. Diese räumliche Feldstärkenverteilung kann man analytisch nach dem *Biot-Savart-Gesetz* berechnen:

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_c \frac{\vec{e}_t \times (\vec{r} - \vec{r}_0)}{(\vec{r} - \vec{r}_0)^3} dl \quad (2.3.4)$$

Nährungsformel für die kreisrunde planaren Leiterschleife [9]:

$$H = \frac{I \cdot N \cdot R^2}{2\sqrt{(R^2 + x^2)^3}} \quad (2.3.5)$$

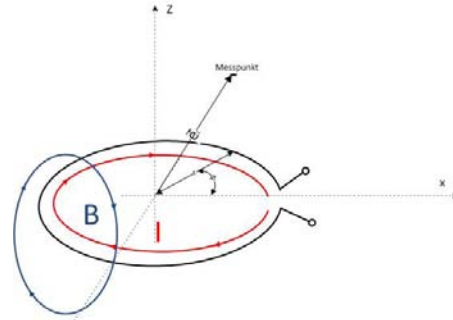


Abbildung 2.10: Stromdurchflossene Leiterschleife

Nährungsformel für die rechteckige planaren Leiterschleife [9]:

$$H = \frac{I \cdot N \cdot ab}{a\pi \cdot \sqrt{(\frac{a}{2})^2 + (\frac{b}{2})^2 + x^2}} \cdot \left[\frac{1}{(\frac{a}{2})^2 + x^2} + \frac{1}{(\frac{b}{2})^2 + x^2} \right] \quad (2.3.6)$$

wobei H die Feldstärke am Messpunkt, I den Antennenstrom, N die Windungszahl, R den Radius der Spule, a und b die Kantenlängen der rechteckigen Leiterschleife und x die Distanz auf der Mittelachse darstellt.

2.4 Induktiv gekoppelte Systeme

Da die Energieübertragung bei RFID-Systemen im Nahfeld auf gegenseitige magnetische Beeinflussung von Stromkreisen basiert, wird das Prinzip der induktiven Kopplung (bzw. magnetischer Kopplung) genutzt. Die Gesamte, für den Betrieb des Chips, notwendige Energie wird über die Antennen des Transponders vom magnetischen Feld des Lesegeräts entnommen. In Abbildung 2.12 wird die Kopplung zwischen Lesegerät-Antenne und Transponder-Antenne prinzipiell dargestellt. Bei induktiv gekoppelten Systemen ist die Wellenlänge viel größer als die Antenne und die verfügbare Energie ist innerhalb einer Region in unmittelbarer Nähe der Lesegerät-Antenne (Nahfeld), wobei die ausgesendeten elektromagnetischen Wellen (E-Feld ist im Vergleich zum H-Feld sehr schwach) nur noch als homogenes magnetisches Feld (H-Feld) betrachtet werden.

Von der Antenne des Lesegeräts wird ein starkes homogenes magnetisches Feld ausgestrahlt, welches den Querschnitt der Spulenfläche durchdringt und sich um die Spule

ausbreitet. Ein Teil des Feldes durchdringt die Antennenspule des Transponders und durch Induktion wird Spannung an der Transponderspule erzeugt.

Befindet sich ein Transponder, dessen Resonanzfrequenz mit der Resonanzfrequenz des Lesegeräts übereinstimmt, im magnetischen Feld des Lesegeräts, entzieht er dem magnetischen Feld Energie. Die dadurch hervorgerufene Rückwirkung des Transponders kann als Impedanzänderung in der Antennenspule des Lesegeräts dargestellt werden. Durch Ein- und Ausschalten des Lastwiderstandes ändert sich auch die Impedanz der Transponder-Antenne und damit auch die des Lesegeräts, was gezielt gesteuert und somit zur Datenübertragung genutzt werden kann [5].

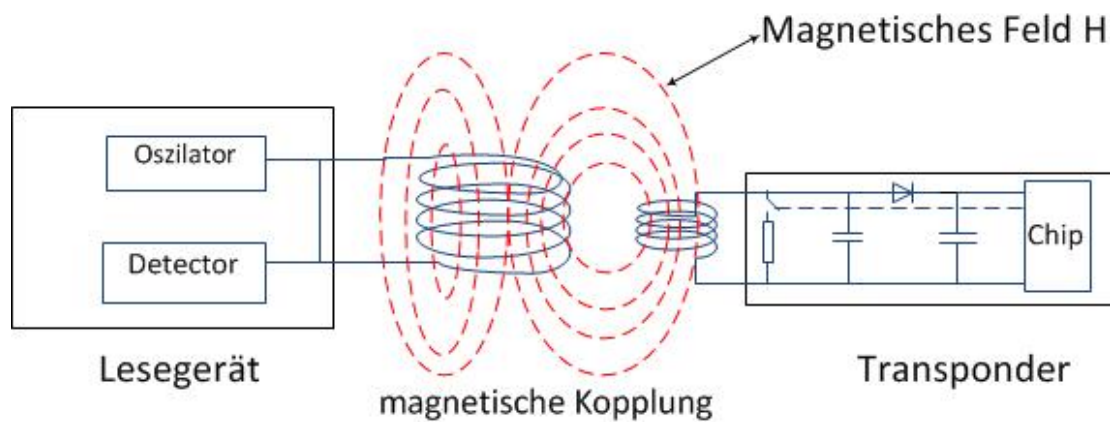


Abbildung 2.11: Prinzip des induktiv gekoppelten RFID Systems [5]

Metallische Gegenstände in der Nähe der Leseantenne verfälschen die Felder und damit wird die Energiekopplung zwischen Lesegerät und Transponder geschwächt [2].

2.5 Das mathematische Modell des Systems

Ein mathematisches Modell des induktiv gekoppelten Systems besteht aus einem Lesegerät und einem Transponder und ist in Abbildung 2.12 skizziert. Die Lesegerät-Antenne ist an der Quelle durch das entsprechende Anpassnetzwerk abgestimmt.

Es wird über die gegenseitig gekoppelte Induktivität M mit der Transponder-Antenne L_2 gekoppelt, wo die Versorgungsspannung des Transponders V_2 induziert.

Selbstinduktivität ist zur Charakterisierung des gekoppelten Spulensystems ist die Eigeninduktivität ein wichtiger Parameter, wobei es mehrere Näherungsformeln für die Induktivität einer Leiterschleife gibt. Demnach [5] ist die Induktivität einer Leiterschleife

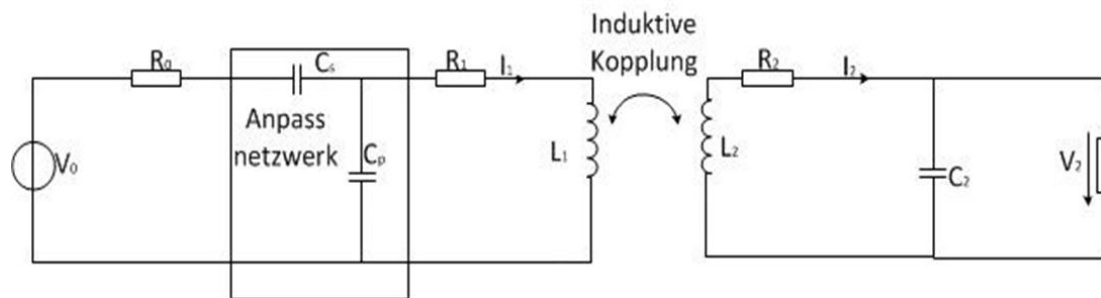


Abbildung 2.12: Ersatzschaltbild des induktiv gekoppelten RFID-Systems [22]

wie folgt gegeben [5]:

$$L = N^2 \cdot \mu_0 \cdot R \cdot \ln\left(\frac{2R}{d}\right) \quad (2.5.1)$$

Wie oben R- Radius der Leiterschleife, N- die Anzahl der Windungen und d- Durchmesser des verwendeten Leiters ist.

Diese Gleichung ist nur gültig, wenn der Drahtdurchmesser d viel kleiner ist als der Drahtdurchmesser D der Leiterschleife (anwendbar nur wenn $d/D < 0,001$).

Gegeninduktivität ist für die magnetische Beeinflussung mehrerer galvanisch getrennter Stromkreise verantwortlich und hängt nur von der Geometrie der Schleife ab. Die Gegeninduktivität zwischen Leiter 1 und 2 ist gegeben durch [22]:

$$M_{21} = \frac{\Phi_{21}}{I_1} = \frac{1}{I_1} \int_{A_2} \vec{B}_1 d\vec{A}_2 \quad (2.5.2)$$

Im Allgemeinen ist die Gegeninduktivität nicht von der Reihenfolge abhängig, das heißt es gilt der Reziprozitätssatz: $M_{12} = M_{21} = M$

Im Falle einer kreisförmigen Schleife die auf einer gemeinsamen Achse mit Spule 2 liegt, kann die Gegeninduktivität zwischen Spule 1 mit N_1 Windungen und dem Radius R_1 und Spule 2 mit N_2 Windungen und dem Radius R_2 nach folgender Nährungsformel berechnet werden [5]:

$$M_{21} = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot N_1 \cdot R_1^2 \cdot N_2 \cdot R_2^2}{2\sqrt{(R_2^2 + x^2)^3}}, \quad (2.5.3)$$

wobei die Gleichung nur gilt, wenn $R_2 < R_1 \ll x$

Die induzierte Spannung ist direkt proportional zur Induktivität der Spule, das heißt je größer die Induktivität der Spule ist desto größer ist die Induzierte Spannung (proportional zur Anzahl der Windungen, Geometrie und Betriebsfrequenz) [16].

Demnach baut eine Spule mit weniger Windungen und einer niedrigerer Frequenz gleichzeitig eine kleinere Spannung auf und hat eine geringere Reichweite.

Mit Hilfe der Gegeninduktivität ist die induzierte Spannung U_2 in der Spule 2 (Transponderspule) wie folgt ermittelbar [16]:

$$U_2 = \frac{d\phi}{dt} = -M \frac{dI_1}{dt} \quad (2.5.4)$$

Kopplungsfaktor k ist ein Maß für die magnetische Kopplung zwischen zwei Spulen und ist definiert als [5]:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.5.5)$$

Fest steht dass die Verkopplung zwischen der Transponder-Antenne und der Reader-Antenne dann am besten ist wenn sie sich in unmittelbare Nähe zueinander befinden. Wenn die Entfernung zunimmt, dann fällt der Kopplungsfaktor in allen Richtungen rasch auf Null, was die Kopplung unmöglich macht.

Kapitel 3: Entwicklung des Systems

Da sich diese Arbeit mit passiven UHF-RFID Systemen (Frequenzbereich von 865 bis 965 MHz) beschäftigt und die Reichweite des Systems keine große Rolle spielt, wird davon ausgegangen, dass sich der Transponder direkt auf der Reader-Antenne befindet. Der Chip mit integrierter Antenne sollte später in einem Papier (beziehungsweise einem anderem Produkt) versteckt sein. Wenn der Transponder in die Nähe der Antenne gebracht wird sollte eine eindeutige Identifizierung möglich sein. In diesem Kapitel wird auf die Geometrie der Reader- sowie Transponder-Antenne sowie die Kopplung zwischen den beiden eingegangen. In diesem Kapitel werden die Simulationsergebnisse der einzelnen Reader-Antennen vorgestellt, sowie die benutzte Transponder-Antenne erklärt. Die Analyse und Optimierung wurde mit Hilfe eines Microwave Office Simulationsprogramms der Firma AWR, dem 3D-Feldsimulation Software CST microwave Studio, welches von der TUGraz zur Verfügung gestellt wurde und mit MATLAB, der mathematischen Software der Firma "The MathWorks" die durch Infineon zugänglich war, durchgeführt.

3.1 Funktionsprinzip und Allgemeine Design

Grundsätzlich gibt es drei Arten von RFID Systemen, die vor allem von der Betriebsfrequenz und Übertragungsdistanz (Reichweite) abhängen: Close coupling (< 1 cm), Remote coupling ($0 \dots 1$ m) und long-range Systeme (> 1 m) [5].

UHF RFID-Transponder arbeiten in der Regel nach dem Prinzip der Rückstreuung (engl. Backscatter oder Backscattering) durch Nutzung von elektromagnetischen Wellen im Fernfeld. Angesichts der begrenzten Leistung des Lesegeräts ist das bei einer kleinen integrierten On-Chip-Antenne praktisch nicht möglich. Eine Möglichkeit der Kommunikation mit einem solchen System (Abbildung 3.1) wird in dieser Arbeit (im Unterkapitel Kopplung zwischen Lesegerät und Transponder) beschrieben. Das gesamte System besteht aus einer Reader-Antenne die gleichzeitig Senden und Empfangen kann. Die Trennung von Sende- und Empfangssignal wird mit Hilfe eines sogenannten Zirkulators (bzw. Richtkoppler) getrennt. Im Prinzip unterscheidet es sich nicht viel bei LF und HF-RFID Systemen, dennoch ist die Impedanz-Anpassung etwas schwieriger bei UHF. Die Antenne des Readers wird auf die 50 Ohm angepasst um die maximale Leistung aus dem Reader zu entnehmen. Dieser sendet mit einer minimalen Leistung von ca. 2 mW (Sendeleistung 3 dBm) was im entwickelten System ausreichend ist um die Kommunikation mit dem OCA-Transponder zu gewährleisten.

Das detaillierte Design der Reader Antenne ist in folgendem Abschnitt beschrieben.

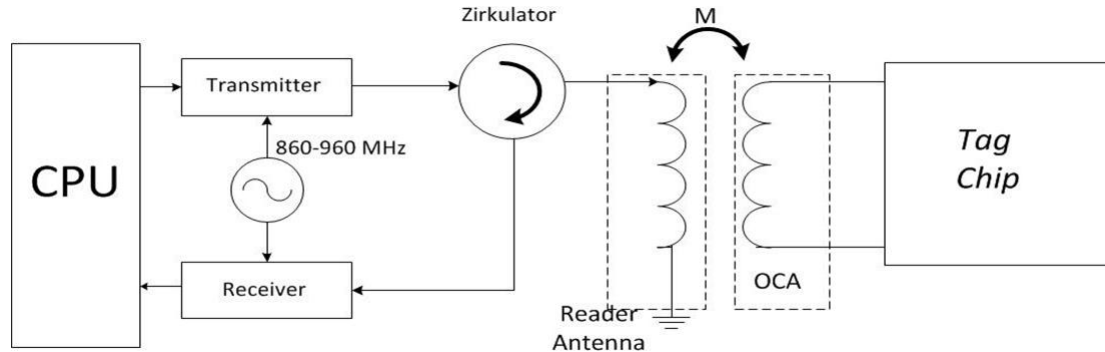


Abbildung 3.1: Blockschaltbild des Gesamtsystems (UHF) mit induktiver Kopplung [28]

3.2 Reader Antenne Design

Die Lesegerät-Antenne ist von besonderer Bedeutung in der Kommunikation, da sie auf der einen Seite den Chip mit Energie versorgt und auf der anderen Seite die Antwort des Chips detektiert (bzw. "Perioden Verhör" die von den Chip durch Modulation zurückgesendet wird).

Einige wichtige Eigenschaften die bei der Entwicklung der Antenne ausschlaggebend sind: Impedanz - wie viel Spannung wird benötigt um einen bestimmten Strom in die Antenne fließen zu lassen.

Über welchem Frequenzbereich die Impedanz konstant bleibt.

Jede Spule kann als Zusammenschaltung von einer Induktivität L_a , einem Widerstand R_a und einer Kapazität C_a dargestellt werden (Abbildung 3.2). Die in dieser Arbeit entwickelte Antennenspule, eine Luftspule (kein Kernmaterial) ist, sind dadurch keine Sättigungsverluste vorhanden. Kann eine hohe Güte (bis zu 400) erreicht werden. Der Strom der durch die Spule fließen wird ist dabei nur durch Drahtverluste begrenzt. Der Widerstand R_a bezeichnet den Leitungswiderstand und ist eine Zusammenschaltung vom Widerstand R_{cu} , modelliert die Kupferverluste die durch die Materialeigenschaften (in diesem Fall Kupfer) verursacht werden und dem Widerstand R_{st} , der den Strahlungswiderstand der Spule bezeichnet. Die Kapazität C_a stellt die verteilten parasitären Kapazitäten zwischen den Spulenwindungen dar und kann parallel zur Induktivität und dem Widerstand angesehen werden. Die parasitären Kapazitäten führen zu einer Absenkung der maximalen Resonanzfrequenz (Spule zeigt kapazitives Verhalten), was besonders bei hohen Frequenzen (Spannungsdämpfung) bemerkbar wird und die Induktivität der Spule L_a .

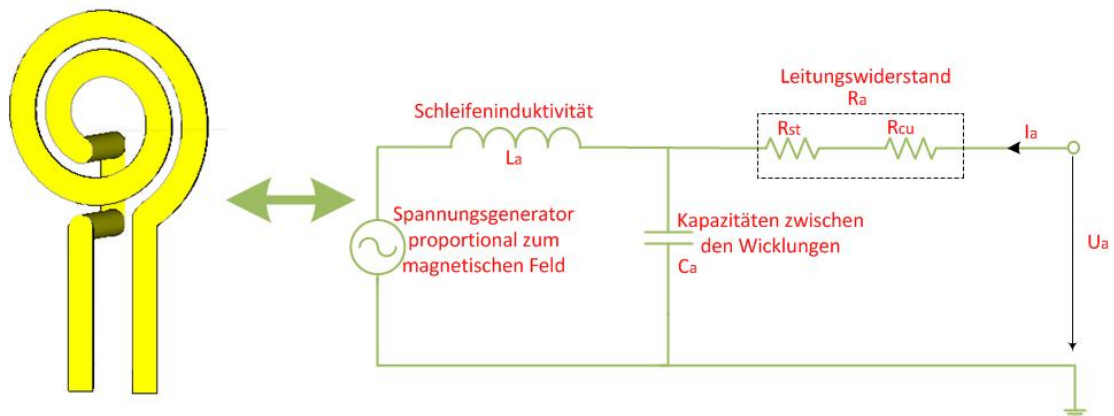


Abbildung 3.2: Ersatzschaltbild einer Antennenschleife

Die Kupferverluste werden durch die Materialeigenschaften hervorgerufen und können als in Wärme umgesetzte Leistung ($P_{Verlust}$) angesehen werden:

$$P_{Verlust} = |I_a|^2 \cdot R_{cu} \quad (3.2.1)$$

Die abgestrahlte Leistung wird durch den Widerstand R_{st} bestimmt und es gilt:

$$P_{st} = |I_a|^2 \cdot R_{st} \quad (3.2.2)$$

Am Anfang fließt der Strom durch die Spulenantenne, wodurch das magnetische Feld aufgebaut wird und dabei an den Klemmen der Schleifenantenne eine Spannung induziert wird. Nach der *Lenzschen Regel* ist diese Spannung dabei so gerichtet, dass sie den Strom entgegen wirkt. Die Aufgabe der Schleifeninduktivität L_a ist die Speicherung der Energie des magnetischen Feldes. Die maximal gespeicherte magnetische Energie in einer Spule (Energieinhalt der Schleife) berechnet sich zu [16]:

$$W_{mag} = |I_a|^2 \cdot \frac{L_a}{2} \quad (3.2.3)$$

Wie in Abbildung 3.2 dargestellt ist die Antennenimpedanz komplex ($Z = R + jX$), wobei R-als Wirk- und X als Blindanteil (XL-induktive und XC-kapazitive) angesehen werden kann. Im Resonanzfall kompensieren sich die Blindanteile und die Antennenimpedanz ist rein ohmsch ($Z=R$), die entsprechend an die Quellenimpedanz (in diesem Fall 50 Ohm) angepasst wird.

3.3 Modellierung einer Antenne

In dieser Arbeit wurden einige Reader-Antennen für Induktive Kopplung mit On-Chip-Antenne entwickelt. Das Layout der Antennen ist in der folgenden Abbildung 3.3 darge-

stellt. Als Substratmaterial wird 1,5 mm dickes FR4 benutzt und dabei auch die Verluste des Substrats berücksichtigt. Die Antennengeometrie besteht aus einer schleifenförmigen Leiterbahn, die an einer Seite direkt mit einer Referenzmasse verbunden ist. Auf der anderen Seite ist die Leiterbahn über ein Anpassnetzwerk (Anpassung der Antennenimpedanzen) mit 50-Ohm-Anschluss am Eingang verbunden (SMA-Stecker). Der Stromfluss durch die Antennenleiterbahn bildet eine Stromschleife und stellt daher eine magnetische Antenne dar. Die Speisung der Antenne erfolgt über eine kurze Zuleitung.

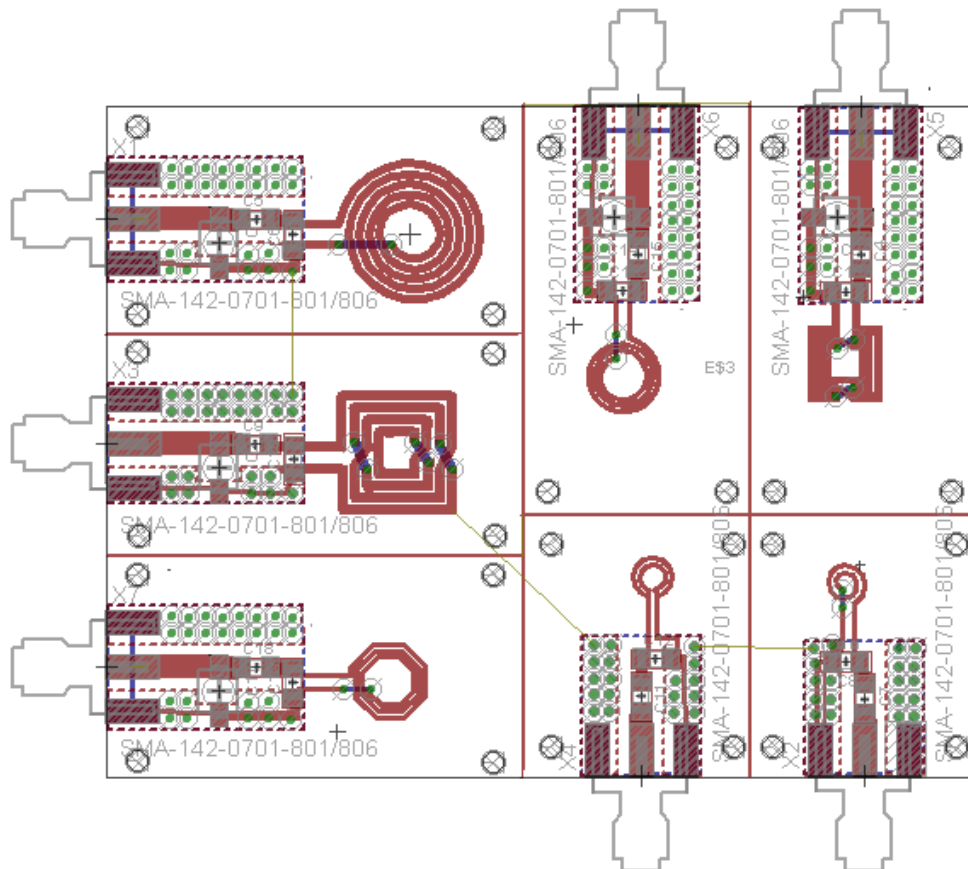


Abbildung 3.3: Reader-Antennen-Design

Durch Frequenzwechsel treten im Eingangswiderstand der Antenne mehr oder weniger starke induktive oder kapazitive Blindwiderstandanteile auf. Um diese Einflüsse besser verstehen zu können stellt man die Eingangsimpedanz (Z_{in}) einer Antenne in Abhängigkeit der Frequenz dar [10]. Beim Design wird die Abhängigkeit zwischen den geometrischen Ausführungsformen der Schleifenantenne und der frequenzabhängigen Eingangsimpedanzen untersucht und in dazu passenden Antennendiagrammen dargestellt.

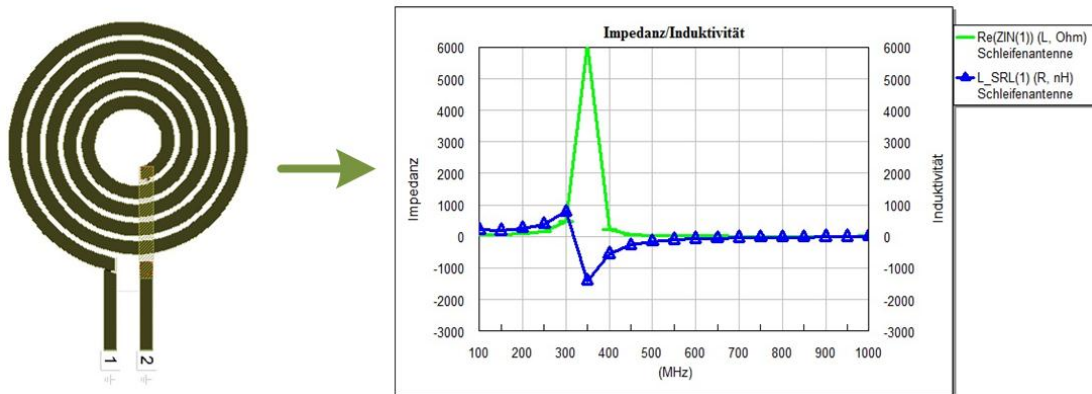


Abbildung 3.4: Simulation der Eingangsinduktivität/Impedanz der Antenne

Wie in Abbildung 3.4 ersichtlich hat die Antenne im 800-900 MHz Bereich ein reines kapazitives Verhalten, was durch die parasitären kapazitiven Anteile zustande kommt (die Spule verhält sich wie ein Kondensator). Das hat zur Folge, dass diese Antenne hohe Frequenzen beim Durchgang dämpft und im UHF-Nahfeld nicht benutzt werden kann. Um möglichst wenig Verluste und hohen Wirkungsgrad zu haben wird die Spule bei Betriebsfrequenz in Resonanz gebracht. Dementsprechend muss die Verschiebung der Induktivität zu höheren Frequenzen erfolgen (50% positive Induktivitätssteigerung bei der Betriebsfrequenz), was durch die verschiedenen entwickelten Antennenformen realisiert wurde und in folgender Abbildung 3.5 zu sehen ist.

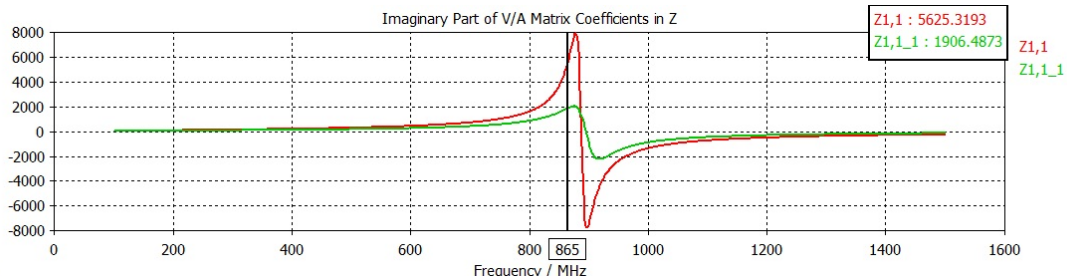


Abbildung 3.5: Resonanzfrequenz

Wie in Abbildung 3.5 zu sehen ist, wird die Antennen so entwickelt das sich die Eigenresonanz genau in benötigten Frequenzbereich befindet. Wie schon erwähnt, wird durch die Impedanz die Beziehung zwischen der Spannung U und dem Strom I gegeben, denn es gilt :

$$U = Z_a(\omega) \cdot I \quad (3.3.1)$$

Die Impedanz Z_a der Antenne ist der komplexe Widerstand (frequenzabhängig). Dieser setzt sich aus dem (frequenzunabhängigen) ohmschen Widerstand R und dem (frequenzabhängigen) Blindwiderstand X zusammen.

$$Z_a = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (3.3.2)$$

Die Güte des Resonanzkreises kann bei Resonanz durch die Bandbreite definiert werden, somit ist die Güte definiert als:

$$Q = \frac{f_0}{B} \quad \text{definiert, mit } B = f_2 - f_1 \quad (3.3.3)$$

und mit einem parallel geschalteten Widerstand gilt damit:

$$Q = R_p \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.3.4)$$

Da bei der Resonanz der ohmsche Widerstand R_a stark ansteigt und der Blindanteil der Antennenspule zu Null wird. Die Antennenimpedanz wird extrem hochohmig, wodurch der Strom zusätzlich begrenzt wird. Demzufolge ist es sinnvoller die Antenne außerhalb der Resonanz zu betreiben (bzw. unterhalb der Resonanzfrequenz - sprich Antenne Induktiv).

Dafür bieten sich zwei Möglichkeiten an: Die erste Möglichkeit ist die Antenne erstmal die Eigenresonanzstelle im HF-Bereich zu lassen damit die zweite Resonanzstelle im UHF-Bereich liegt, was auf Grund von parasitären Kapazitäten in einer Spule (zwischen den Windungen und Anschlüssen) zurück zu führen ist und somit erreicht werden kann. Die Antenne bildet aus diesem Grund mehrere unterschiedliche Resonanzkreise die auf Grund der unterschiedlichen Frequenzen auch unterschiedliche Kapazitäten und Induktivitäten und somit auch mehrere unterschiedliche Resonanzstellen erzeugen. Dies hat zur Folge, dass man die Antenne prinzipiell so entwickeln könnte, dass sich auch für mehr als eine Frequenz verwendet werden kann.

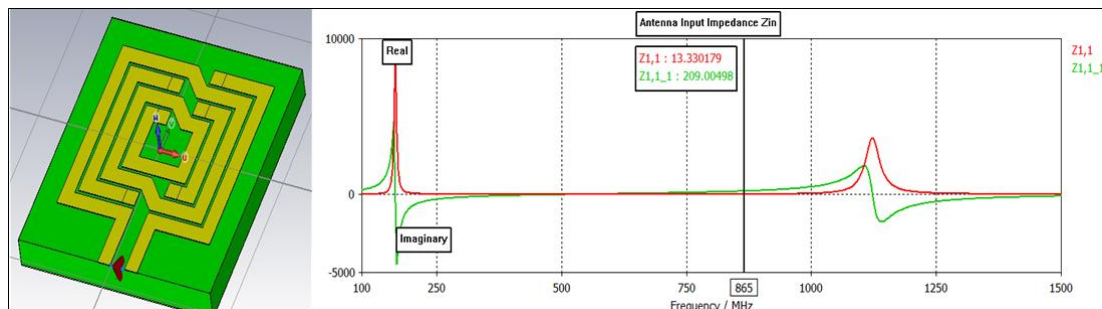


Abbildung 3.6: Eingangsimpedanz

Fazit ist, dass die erste gleichzeitig auch die stärkste Resonanz ist und jede weitere Resonanzstelle immer breitbandiger wird (Induktiveanteil immer kleiner wird), was auch gleichzeitig eine Verringerung der Antennengüte zur Folge hat. Dies wird durch Simulation, wie in Abbildung 3.6, durch spätere Messversuche bewiesen.

Zwei Probleme tauchen bei Entwicklung der Antenne auf:

Als erstes ist die Antennengröße im Vergleich zur Wellenlänge sehr wichtig, den der Strom der durch die Antenne fließt bleibt nicht mehr konstant (in Abbildung 3.7 zu sehen) [2]. Dies ruft gleichzeitig ein Inhomogenes magnetisches Feld hervor.

Da durch die Antennen-Geometrie auch die Reichweite des Systems und damit auch die maximal benötigte Energie, für eine bestimmte Lesereichweite, bestimmt wird, wird bei höheren Frequenzen auch gleichzeitig durch kleinere Antennengröße die Reichweite des System minimiert. Es gilt nach dem Buch vom Finkenzeller [5].

$$R = x\sqrt{2}, \quad (3.3.5)$$

wobei R -Antennenradius, und x -Lesereichweite des System.

Der optimale Radius der Sendeantenne entspricht $\sqrt{2}$ der gewünschten Lesereichweite. Wenn der Umfang der Schleife $0,4 \lambda$ beträgt, erfährt die Spule parallele Resonanz und zeigt einen großen Eingangswiderstand. Bis zum Zeitpunkt wo die Antennenlänge gleich der Wellenlänge ist, wo der Eingangswiderstand so groß sein wird, dass der Strom auf Null fällt und da der Strom nicht mehr fließen kann. Die induktive Kopplung entlang der Schleife ist nun sehr klein. Äquivalent dazu geht das magnetische Feld entlang der Achse zu Null, was bei einem Durchmesser von ca. 10 cm bei 900MHz passiert [2].

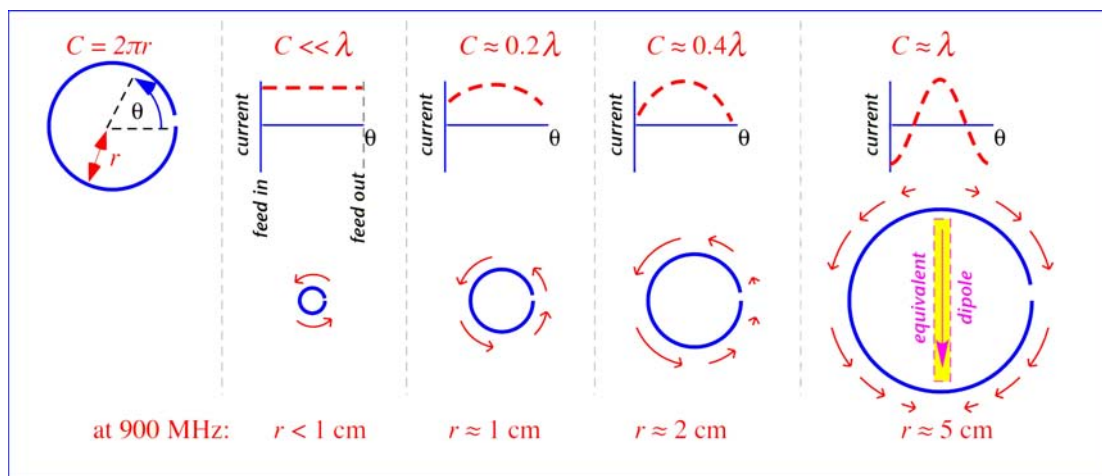


Abbildung 3.7: Stromverhalten, bezogen auf eine Wellenlänge in eine Antennenschleife [2]

Zweites Problem ist der große innere Durchmesser bezogen auf die Chipgröße. Dies führt

zusätzlich zu etwas schlechterer Kopplung zwischen den beiden. Um eine energieeffiziente Übertragung herzustellen sind kleine Antennenverluste und damit eine hohe Güte erwünscht um auch eine gute Kopplung zu erreichen.

Um diese Effekte zu vermeiden wurde die Antenne (Abbildung 3.8) so entwickelt, dass sie vor allem einen konstanten Strom fließen lässt eine hohe Güte hat und einen guten Kopplungsfaktor aufweist. Bei dieser Arbeit geht es um die Untersuchung der Möglichkeiten der Kommunikation des Readers mit der eine auf dem Chip integrierten Antenne (On-Chip-Antenne) und die Entwicklung eines Systems für induktive Kopplung mit einem solchen Chip. Die Grundidee war, die Antenne so zu entwickeln, dass das größtmögliche magnetische Feld mit möglichst kleiner benötigter Leistung erzeugen werden kann. Die Ansprechreichweite des System stellt kein Hauptkriterium dar. Demzufolge wird in der Antenne ein konstanter Strom fließen, was zur Folge hätte, dass die Leiterlänge der Spule begrenzt wird. Da es sich um eine Kopplung mit einer On-Chip-Antenne mit 1 mm^2 Fläche handelt, wird die Luftschnittstelle der Reader-Antenne so entworfen, dass die On-Chip-Antenne hinein passt.

Die Antenne in Abbildung 3.8 ist mit einem Umfang gebaut, der viel kleiner als die Wellenlänge ($l \ll \lambda$) ist, was zur Folge hat, dass der durchfließende Strom konstant bleibt (bzw. es wird ein homogenes magnetisches Feld erzeugt) (siehe Abbildung 3.7). Um die Leiterverluste zu minimieren wird die Leiterbreite (w) bei $0,5 \text{ mm}$ genommen. Je größer die effektive Querschnittsfläche des Leiters ist, desto kleiner sind die Verluste. Der Abstand zwischen den einzelnen Windungen ist der Induktivitätsvergrößerung zu Folge sehr klein gewählt ($0,2 \text{ mm}$). Je enger die Windungen sind je größer ist die Parasitäre Kapazität. Die Spule hat zwei Windungen mit einem Innendurchmesser(d) von $1,6 \text{ mm}$. Die Zuleitung zur Antenne (h) wurde mit 3 mm angenommen.

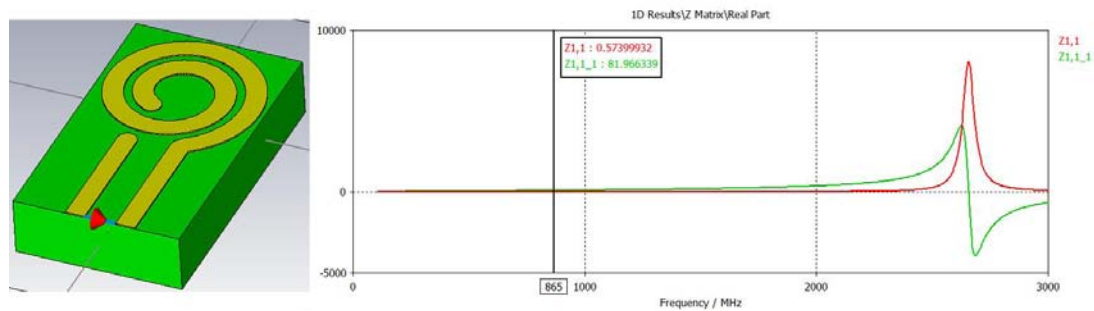


Abbildung 3.8: Die Eingangsimpedanz der Schleifenantenne

Die Antenne besitzt eine Induktivität von $L_a = 15,081 \text{ nH}$ und einen Gesamtwiderstand (Strahlungs- plus Verlustwiderstand) von $R_a = 0,574 \Omega$, so dass sich bei einer Betriebsfrequenz von 865 MHz eine komplexe Antennenimpedanz von $Z_a = 0,574 \Omega + j81,966 \Omega$ ergibt und daraus resultierende Antennengüte von $Q = 143$.

Um die Antenne in Betrieb zu nehmen ist eine Leistungsanpassung der Antenne erforderlich, welche durch ein entsprechendes Anpassnetzwerk durchgeführt wird. Demzufolge wird zur Antenne noch ein entsprechendes Anpassnetzwerk hinzugefügt, wobei ein Antennenport zum Anpassnetzwerk und der Zweite direkt mit Masse verbunden wird und zusammen mit der Antenne ein Antennensystem (Antenne und Antennennetzwerk) darstellt.

Das zur Antenne hinzugefügte Antennennetzwerk hat einen großen Einfluss auf die Schleifenimpedanz und sollte auch beim Anpassnetzwerk berücksichtigt werden. Änderung der Leiterbreite, wo beide Leitungen nicht gegeneinander versetzt sind, führen zu einer sprunghaften Änderung des Wellenwiderstandes wie in Abbildung 3.9 ersichtlich [25]. In Abbildung 3.9 ist der Feld- sowie Stromlinienverlauf und das Ersatzschaltbild aus konzentrierten Bauelementen zu sehen. Für kurze Längen ($< \frac{\lambda}{4}$) kann die Induktivität und Kapazität aus den folgenden Gleichungen berechnet werden [3]:

$$L_s = \frac{Z_{L1}}{\omega} \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) \quad (3.3.6)$$

und

$$C_p = \frac{1}{\omega Z_{L1}} \tan\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right) \quad (3.3.7)$$

Wobei ω die Kreisfrequenz und l die Leiterlänge darstellt.

Demnach beträgt die zugehörige serielle Induktivität $L_s \approx 7,2nH$ und die Kapazität $C_p \approx 1,4pF$, was sich besonders auf die Antennenimpedanz auswirkt und die Resonanzstelle nach unten verschiebt, wie in Abbildung 3.9 zu sehen ist.

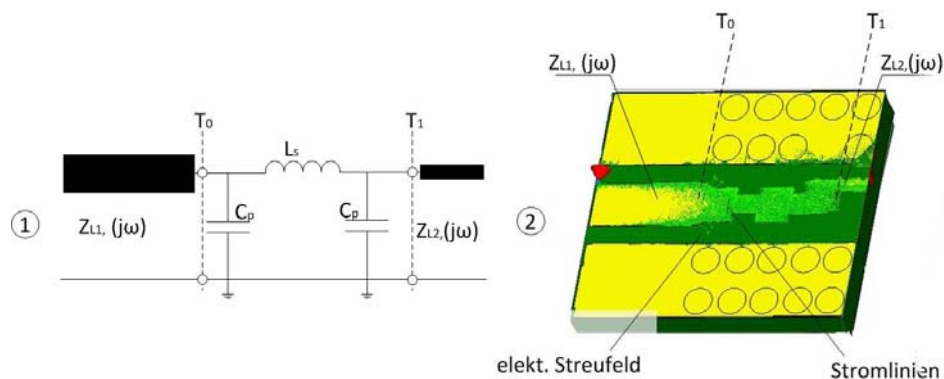


Abbildung 3.9: Ersatzschaltbild und Feldlinienverlauf einer sym. Leiterbreitenstufe

Aus diesem Grund sollte bei der Geometrie der Antenne auch auf den Einfluss vom parasitären Kapazitäten, die durch die Zuleitung hervorgerufen werden, geachtet werden.

Die Geometrie der UHF Nahfeld-Reader Antenne für monostatische Kommunikation (Senden und Empfangen mit nur einer Antenne) zwischen Reader und On-Chip-Antenne, ist in Abbildung 3.10 zu sehen. Die Antennenimpedanz wird über ein Anpassnetzwerk (Matching) auf eine Impedanz von 50 Ohm angepasst. Die Zuleitung vom Speisepunkt bis zum Anpassnetzwerk erfolgt über eine Streifenleitung (Stripline).

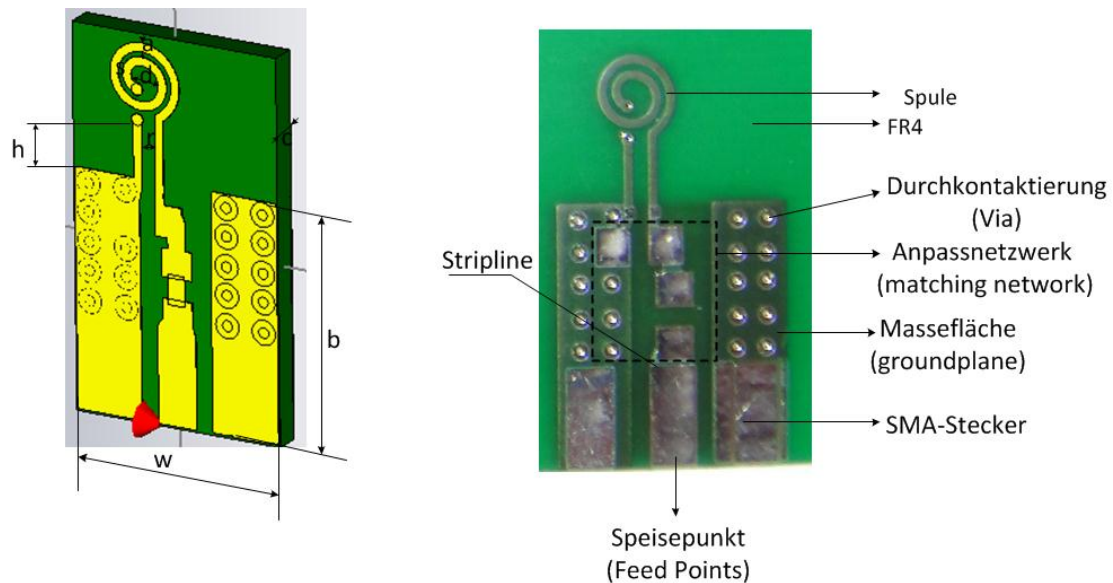


Abbildung 3.10: Geometrie der verwendeten Nahfeld-Reader-Antenne

Die Darstellung der Eingangsimpedanz Z_{in} (Antenne mit Antennennetzwerk) ist in Abbildung 3.11 zu sehen. Da es sich um eine komplexe Impedanz handelt kann sie grafisch am besten im Smith-Diagramm dargestellt werden, wobei auf Bild a) die Darstellung der simulierten Ergebnisse und auf Bild b) der gemessenen Ergebnisse zu sehen ist. Man erkennt hier, dass sich die Bedingung $Im\{Z_{in}\} = 0$ für optimale Anpassung an 50 Ohm bei $f = 865$ MHz leicht mit einem geeigneten Anpassnetzwerk erfüllen lässt. Durch Bildung eines Schwingkreis heben sich die induktiven und kapazitiven Anteile gegenseitig auf ($Z=R$) und der Widerstand des Schwingkreises im Resonanzfall wird minimal, daher wird der Strom maximal.

$$I = \frac{U_{ein}}{Z}, \quad (3.3.8)$$

wobei U_{ein} stellt die Eingangsspannung und Z die Spulenimpedanz dar.

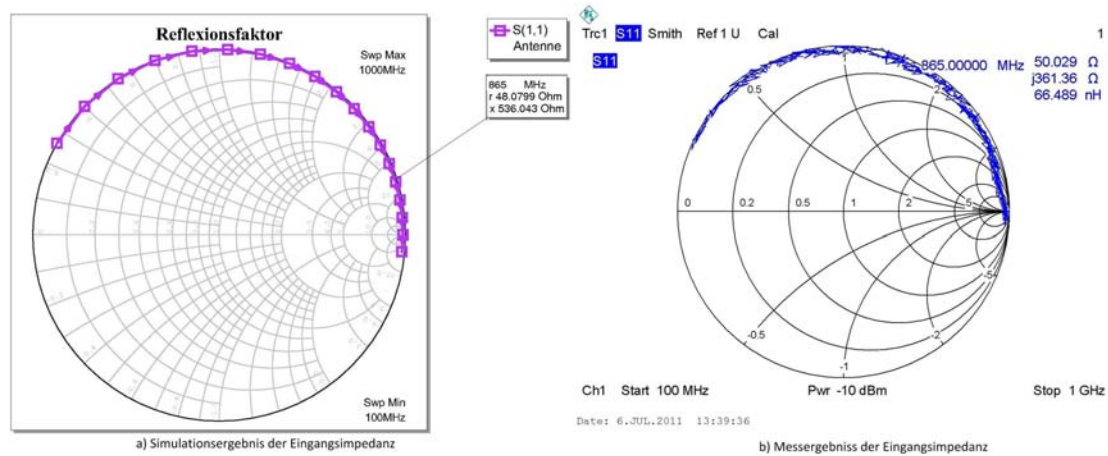


Abbildung 3.11: Eingangsimpedanz der Antenne Z_{in} a) Simulation, b) Messung

Man erkennt hier, dass sich der Realteil der Antennenimpedanz bei 865 MHz bei annähernd 50 Ohm befindet und die Bedingung $Im\{Z_{in}\} = 0$ für optimale Anpassung leicht zu erfüllen ist. Die Antenne würde zwar auch ohne Anpassung funktionieren jedoch kann die Ausgangsspannung deutlich erhöht werden, wenn die Schleife richtig angepasst ist. Dies geschieht durch ein Anpassnetzwerk.

3.4 Leistungsanpassung

Die Antennenimpedanz ist normalerweise immer komplex ($Z_a = R + jX$: ein Real und ein Imaginäranteil). Die Antennenimpedanz des Readers sollte so abgestimmt sein (mit $jX_L = 0$), dass die Sendeleistung und das Feld maximal und die Verluste im Anpassnetzwerk minimal sind. Demzufolge handelt es sich also um Leistungsanpassung. Um maximal verfügbare Leistung der Quelle auf die Antenne zu übertragen, sollte die Antenne entsprechend an die Quelle angepasst werden ($Z_q = R_q = 50 \text{ Ohm}$). Die Impedanz ist frequenzabhängig und für die Anpassung auf eine bestimmte Kreisfrequenz muss folgende Bedingung erfüllt werden:

$$Z_q(j\omega) = Z_{match}(j\omega) \quad (3.4.1)$$

3.4.1 Prinzip der Leistungsanpassung

Die prinzipielle Aufgabe des Anpassnetzwerks ist die Transformation der Komplexen Impedanz $Z_{match}(j\omega)$ in eine Impedanz $Z_q(j\omega)$ und zwar so das die maximale Leistung übertragen wird und die Verluste im Anpassnetzwerk gering bleiben. Das Prinzip der Leistungsanpassung ist in der folgenden Abbildung 3.12 dargestellt.

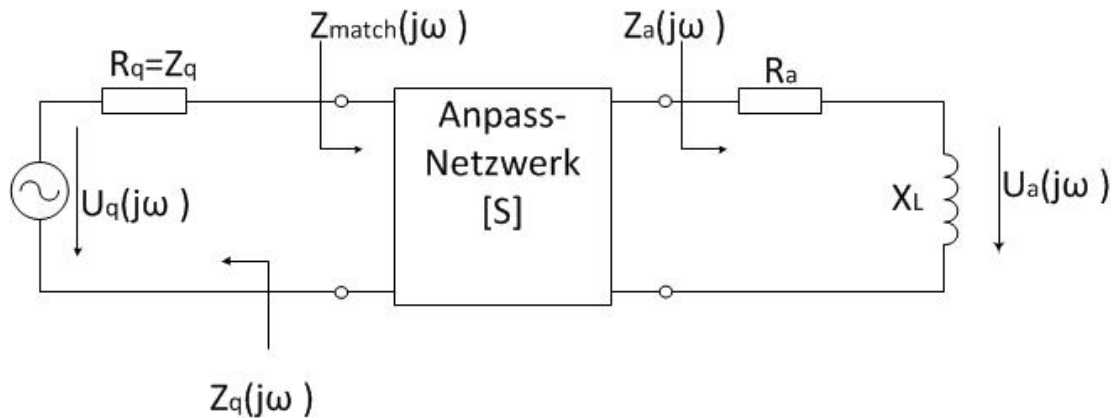


Abbildung 3.12: Leistungsanpassung der Antenne auf eine Quelle

wobei $Z_a(j\omega)$ die Antennenimpedanz, $Z_q(j\omega)$ die Quellenimpedanz und $Z_{match}(j\omega)$ -die angepasste Impedanz gekennzeichnet.

Drückt man die Spannung U_a , welche sich auf der Antenne befindet bei maximalem Wert der Spannung durch die Ursprungspannung der Quelle aus, wenn $R_q = R_a$ bei der Resonanzfrequenz (Blindanteil verschwindet) wird, ist die Antenne in dem Fall richtig angepasst und die maximal verfügbare Leistung P_v der Quelle wird dann erreicht:

$$P_v = \frac{\left(\frac{U_q}{2}\right)^2}{R_q} = \frac{U_q^2}{4 \cdot R_q} \quad (3.4.2)$$

Der Entwurf des Anpassnetzwerks kann einfach und elegant mit Hilfe des Smithdiagramms erfolgen, wobei die Antennenimpedanz eine komplexe Impedanz Z ist. Der zugehörige Reflexionsfaktor Γ ist definiert durch:

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0}, \quad |\Gamma| \leq 1 \quad (3.4.3)$$

Der Reflexionsfaktor Γ zeigt dabei das Verhältnis von hin- und rücklaufender Spannungswelle am Ende der Leitung. Demzufolge ist die an der Antenne angekommene Wirkleistung P_a die Differenz zwischen der verfügbaren Leistung und der von der Antenne reflektierten Leistung $P_v |\Gamma|^2$, und ist gegeben durch:

$$P_a = P_v - P_v \cdot |\Gamma|^2 = P_v \cdot (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.4.4)$$

Dementsprechend ist der Transmission-Loss in dB gegeben durch:

$$T_{Loss} = -10 \cdot \log \frac{P_a}{P_v} = -10 \cdot \log(1 - |\Gamma|^2) \quad (3.4.5)$$

Mit einem verlustlosen Anpassnetzwerk wird der Reflexionsfaktor Γ zu Null und die ganze verfügbare Leistung der Quelle in die Antenne abgegeben:

$$P_a = P_v \quad (3.4.6)$$

3.4.2 Anpassung mit zwei Kondensatoren

Da es sich in dieser Arbeit um eine Nahfeld-Antenne mit induktiver Kopplung handelt und solche Antennen immer eine ohmsch-induktive Last sind, bietet sich die Möglichkeit der Anpassung mit einem L-Netzwerk. Bei der Nahfeld-Antenne ist die Phasenverschiebung durch das Anpassnetzwerk irrelevant, bietet sich eine Anpassung mit nur 2 Kondensatoren (Abbildung 3.13) an, wobei die Verluste, die durch Spule in einem Anpassnetzwerk verursacht werden, dadurch vermieden werden. Aus der Bedingung, dass die Eingangsimpedanz des Anpassnetzwerks gleich der reellen Impedanz der Quelle Z_q sein muss, lassen sich die Kapazitätswerte C_s und C_p bestimmen. Durch einen Serienkondensator C_s eine Variation des Imaginären Teils (jX_L) (Realteil bleibt gleich) erlaubt ist und durch einen zusätzlichen parallel geschalteten Kondensator C_p die Variation des Imaginär- und Realteils bis die Bedingung $Im\{Z_{mach}\} = 0$ und $Re\{Z_{mach}\} = Z_q$ erfüllt werden kann.

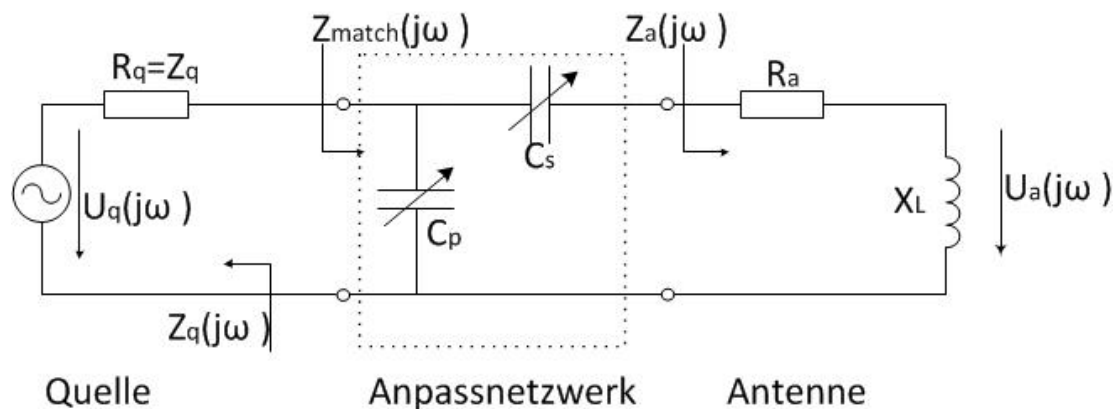


Abbildung 3.13: Anpassung mit 2 Blindelementen (Kondensatoren)

Berücksichtigt werden soll die Antennenimpedanz $Z_a = (0.574 + j81.966) \Omega$ bei 865 MHz und dazu noch eine Impedanz die durch das Antennennetzwerk verursacht wird. Die gesamte Impedanz der Antenne zusammen mit dem Antennennetzwerk beträgt $Z_L = (50.039 + j361.36) \Omega$. Wie in Abbildung 3.11 ersichtlich ist wäre die Antenne auch mit nur einer seriellen Kapazität anpassbar, aber da sich die Impedanz auch durch Umwelteinflüsse (z.B. dadurch das man den Chip direkt auf die Antenne setzt) ändert und diese das Antennenanpassung verschlechtert wird im Anpassnetzwerk ein serieller

Trimm-Kondensator C_p und auch ein paralleler Trimm-Kondensator C_p eingefügt, womit man die Antennenimpedanz nach Bedarf einfach korrigieren kann. Damit könnte die Antenne auch auf verschiedenen Frequenzen angepasst werden.

3.4.3 Bestimmung der Anpassungskapazität

Die zugehörigen Bauteilwerte können aus dem Smith Diagramm herausgelesen oder mittels mathematischer Formeln ausgerechnet werden. Wie vorher schon erwähnt, bewirkt der serielle Kondensator die Variation des Imaginärteils und der parallel geschaltete Kondensator eine Variation des Imaginär- und Realteils. Um die Anpassung mittels mathematischer Formeln ausrechnen zu können sollte die Impedanzdarstellung in Admittanzform verwendet werden, wie in Abbildung 3.14, wobei für die Anpassbedingung $Im\{Z\} = 0$ der Serienkondensator C_s zuständig ist und für die Bedingung $Re\{Z\} = Z_q$ der parallel geschaltete Kondensator C_p . Demnach berechnet sich der parallel geschaltete Kondensator C_p folgendermaßen:

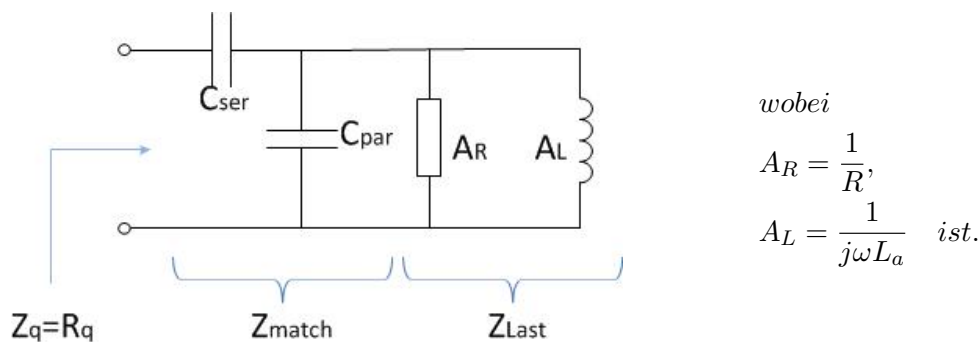


Abbildung 3.14: rein kapazitives Anpassnetzwerk

$$Z_q =! \left(\frac{1}{j\omega C_{ser}} \right) - \frac{1}{A_R^2 + j(\omega C_{par} - A_L)} =$$

$$= \frac{A_R}{A_R^2 + (\omega C_{par} - A_L)^2} - j \left(\frac{1}{\omega C_{ser}} - \frac{\omega C_{par} - A_L}{A_R^2 + (\omega C_{par} - A_L)^2} \right)$$

Durch Anpassbedingung ergeben sich die zugehörigen Kapazitätswerte folgend:

$$Re\{Z_a\} = \frac{A_R}{A_R^2 + (\omega C_{par} - A_L)^2} =! Z_q \Rightarrow$$

Wodurch der Wert der parallel geschalteten Kapazität ausgerechnet werden kann:

$$\omega C_{par} = -A_L - \sqrt{\frac{A_R}{Z_q} - A_R^2}. \quad (3.4.7)$$

Für die seriell geschaltete Kapazität gilt:

$$Im\{Z_a\} = -\frac{1}{\omega C_{ser}} - \frac{-A_L - \sqrt{\frac{A_R}{Z_q} - A_R^2} + A_L}{A_R^2 + \left(-A_L - \sqrt{\frac{A_R}{Z_q} - A_R^2} + A_L\right)^2} = Z_q \sqrt{\frac{1}{Z_q A_R} - 1} - \frac{1}{\omega C_{ser}} \stackrel{!}{=} 0$$

Damit lässt sich der Wert für die seriell geschaltete Kapazität C_s direkt angeben:

$$\omega C_{ser} = \frac{1}{Z_q \sqrt{\frac{1}{Z_q A_R} - 1}} \quad (3.4.8)$$

Für die Berechnung des Anpassnetzwerks für die Antennenimpedanz (Z_a) die durch diese Diplomarbeit entwickelt wurde, ergeben sich folgende Admittanzwerte Y_L :

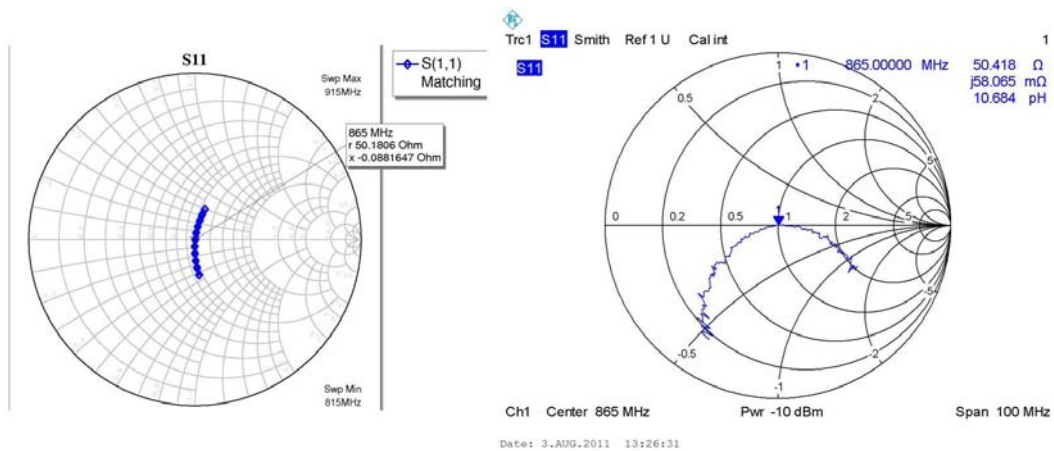
$$Y_L = \frac{1}{Z_a} = \frac{1}{R_a + jX_a} = \frac{R_a}{R_a^2 + (\omega L_a)^2} - j \cdot \frac{\omega L_a}{R_a^2 + (\omega L_a)^2} = 0.085 \text{ mS} - j12.2448 \text{ mS}$$

Somit ergibt sich nach Gleichung 3.4.8 ein serielle Kapazitätswert von $C_{ser} = 0.880 \text{ pF}$ und nach Gleichung 3.4.7 einen parallel Kapazitätswert $C_{par} = 2.0047 \text{ pF}$.

Die Anpassung mit Hilfe der Kapazitäten ist sehr schwierig, da es sich um sehr kleine Kapazitätswerte handelt und auch kleine Veränderungen in der Kapazität großen Einfluss auf die Anpassung haben. Die Berechnung mittels mathematischer Formeln sind ungenau, weswegen es von Vorteil ist die Anpassung mittels Smithdiagramm durchzuführen und entsprechend mittels Antenne Analysator nachzuprüfen (Abbildung 3.14).

Für die Impedanz-Anpassung im Smithdiagramm wird die komplexe Antennensystem-Impedanz (Antenne mit Antennennetzwerk) $Z_L = 50,026 \Omega + j361,36 \Omega$ auf die Quellen-Impedanz $Z_q = 50 \Omega$ angepasst. Ein möglicher Pfad der Anpassung wird mit dem bereits entwickelten Anpassnetzwerk erklärt. Zuerst wird im Smithdiagramm die Antennensystem-Impedanz (Z_L) aufgetragen. Anschließend wird der Kapazitätswert von C_{ser} von ∞ beginnend langsam verringert und somit die Gesamtimpedanz verändert. Diese bewegt sich entlang der Kurve $\left[\frac{R}{Z_q} \text{ const}\right] \frac{50,026}{50}$ konstant bis der Anpassungspunkt erreicht

wird. In unserem Fall wird die Antenne sogar für 865 MHz mit nur einem seriellen Kondensator $C_s \approx 880 \text{ fF}$ angepasst. Da die Antenne auf Umwelteinflüsse mit einer Kapazitätsänderung und damit einer Veränderung der Anpassung reagiert, wird für die Nachstimmung der Antennen-Impedanz die zweite Kapazität C_{par} eingefügt. Gleichzeitig ermöglicht sie aber auch eine Anpassung an verschiedenen Frequenzen. Mit Hilfe der Parallelkapazität C_{par} welche bei 0 beginnend langsam erhöht wird, dadurch verändert sich die Gesamtimpedanz (bestehend aus der Antennenimpedanz und C_s) entlang der Kurve $\left[\frac{X}{Z_q} \text{const} \right]$ bis der Anpasspunkt erreicht wird und der Real- sowie Blindanteil der Impedanz sich verändert.



a) Simulationsergebnisse der Anpassung

b) Messergebnisse der Anpassung

Abbildung 3.15: Simulation und Messergebnisse der Anpassung

3.4.4 Verifizierung des Anpassnetzwerks

Es wird davon ausgegangen, dass das Anpassnetzwerk selbst verlustlos ist. Im idealen Fall wird die ganze verfügbare Wirkleistung der Quelle in die Antenne abgegeben, wobei diese Wirkleistung gleich der maximal erreichbaren Sendeleistung der Quelle ist. Die Antenne befindet sich im Resonanzfall d.h. dass der Blindanteil der Antenne zu Null wird.

Demnach kann der in der Antenne fließende Strom durch die komplexe Impedanz $Z_a = R_a + j0$ berechnet werden:

$$P_v = P_a = I_a^2 \cdot \text{Re} \{ Z_a \} \quad (3.4.9)$$

P_v stellt die maximal verfügbare Leistung der Quelle dar, P_a die Leistung die in der Antenne ankommt und I_a ist der Strom der durch die Antenne fließt.

Die Induktivität der Schleifen-Antenne beträgt $L_a = 15,1 \text{ nH}$ und der Realteil $R_a =$

0,574 Ω , der sich aus dem Strahlungswiderstand der Antenne und aus dem Verlustwiderstand zusammensetzt. Die Betriebsfrequenz beträgt $f_0 = 865 \text{ MHz}$.

Das entwickelte Anpassnetzwerk mit der Leistungsquelle und mit den Antennenmodell ist in Abbildung 3.13 zu sehen. In Abbildung 3.16 sind der Eingangswiderstand (Real- und Imaginäranteil) der Antenne zusammen mit dem Anpassnetzwerk und der Verlauf des zugehörige Eingangsreflexionsfaktors S11 [dB] über die Frequenz aufgetragen. Zur Bestimmung des Eingangsreflexionsfaktors wird von der Bezugsimpedanz von $Z_q = 50 \Omega$ ausgegangen und dabei ist zu sehen, dass bei der Betriebsfrequenz die Antennenimpedanz der Reader-Antenne durch Anpassnetzwerk ebenfalls 50Ω (die rote Kurve im Diagramm) beträgt, was der Bezugsimpedanz Z_q entspricht und der Blindanteil der Impedanz (die grün Kurve im Diagramm) bei 865 MHz zu Null wird. In Abbildung 3.16 a) sind die Simulationsergebnisse der Anpassung und in Abbildung 3.16 b) die Messergebnisse der Anpassung gegen übergestellt.

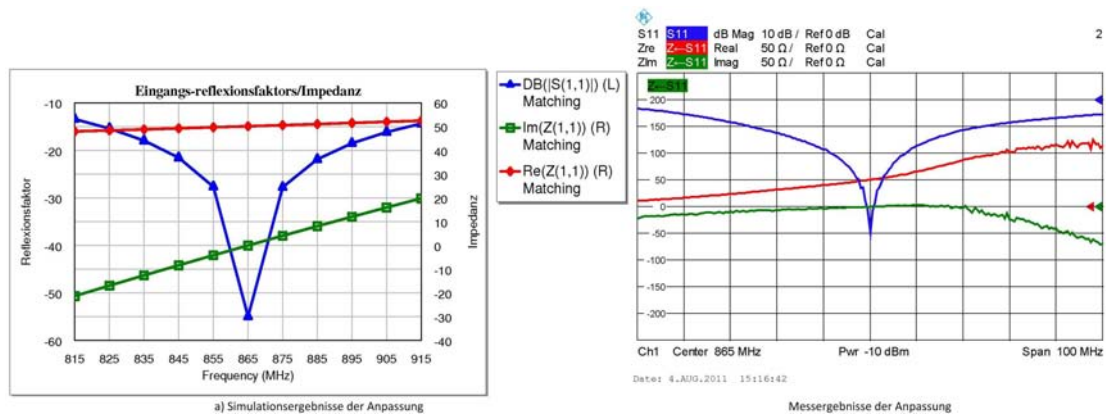


Abbildung 3.16: $\text{Re}\{Z_a\}$ und $\text{Im}\{Z_a\}$ a) Simulationsergebnis, b) Messergebnis

Dieses Anpassnetzwerk wurde nun mit der Antenne belastet, wobei eine der Antennenklemmen der Reader-Antenne mit der Massefläche und die zweite Klemme schließlich mit dem Anpassnetzwerk verbunden wurde und simuliert. Die Sendeleistung P_v war 2 mW (bzw. 3 dBm), was einer Spannung von 0,4467 V bei einer Quellenlast von 50Ω entspricht. Die Spannungen an den Antennen Klemmen wurden dabei gegen Masse gemessen. Diese beiden Spannungen an den Klemmen der Antennen schwingen gegenphasig zueinander. Der Mittelwert der beiden Spannungen ist zu jedem Zeitpunkt gleich Null. Demzufolge heben sich die Spannungen wie in Abbildung 3.17 zu sehen ist auf, was einem Kurzschluss entspricht (Antenne befindet sich in Resonanzfall). Nach Gleichung 3.3.8 lässt sich der Betrag der Amplitude des Stromes berechnen und ist in Abbildung 3.17 b) dargestellt. Der maximal erreichbare Wert des Antennenstromes $I_a = 42.7 \text{ mA}$ ist genau bei unserer Betriebsfrequenz (mit entwickeltem Anpassnetzwerk) zu erwarten.

3 Entwicklung des Systems

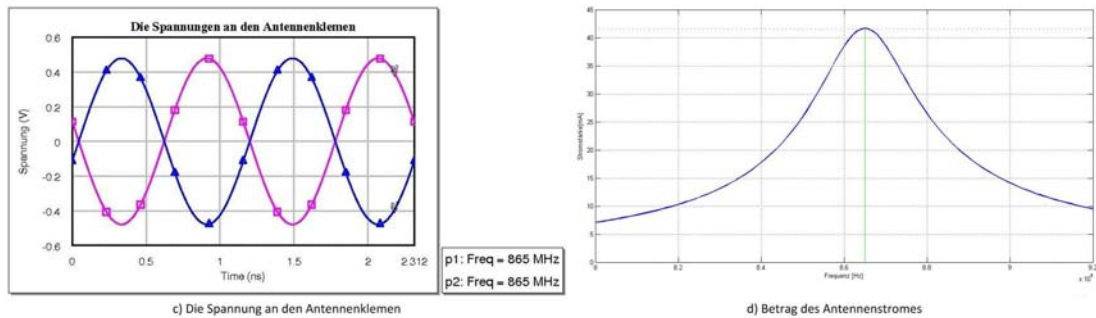


Abbildung 3.17: a) Der Spannung an der Antennenklemmen, b) Betrag des Antennenstromes

Die Stromdichteverteilung der Reader-Antenne wurde durch Simulation mit AWR bei der Resonanzfrequenz $f=865$ MHz mit einer Eingangsleistung von 3 dBm durchgeführt und ist in Abbildung 3.18 dargestellt. Man kann deutlich erkennen, dass im inneren des Antennenleiters der stärkste Strom fließt .

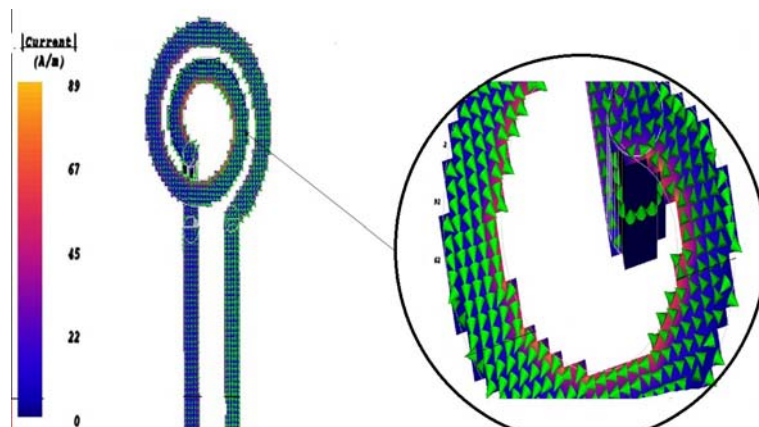


Abbildung 3.18: Stromdichtenverteilung der Reader Antenne

Die Ströme fließen in einer Schleife und rufen dabei ein magnetisches Feld hervor. Wenn sich der durchfließende Strom ändert wird dabei auch die Stärke des magnetischen Feldes verändert und dadurch eine induzierte Spannung erzeugt. Die Höhe der erzeugten Spannung wird durch das *Faraday'sches Gesetz* bestimmt:

$$V_{ind} = \frac{-d\phi}{dt} = -L \frac{dI}{dt} \quad \text{wobei} \quad \phi = \int B dA = L I \quad \text{ist,} \quad (3.4.10)$$

3.5 Das Magnetfeld des Readers

Um den Feldverlauf der bereits entwickelten Antenne zusammen mit dem Anpassnetzwerk im Nahfeld mit dem im Idealfall berechneter Strom ($I_a = 42.7mA$), beobachten zu können, wird nun das magnetische Feld der Reader-Antenne simuliert und ist in Abbildung 3.19 zu sehen. Die Simulation wurde mit der Simulationsumgebung CST Microwave Studio, kurz CST MWS, durchgeführt. Dabei wird der Feldstärkeverlauf in der Z-Richtung betrachtet und die magnetische Feldstärke dabei in $dB\mu A$ angegeben. Es ist dabei zu erkennen, dass die Feldstärke prinzipiell in drei Phasen geteilt ist, wobei die größte magnetische Feldstärke unmittelbar in Antennen-Ursprung bzw. für $z=0$ zu finden ist. Mit zunehmender Entfernung wird das magnetische Feld schwächer bis es auf nahezu Null abfällt.

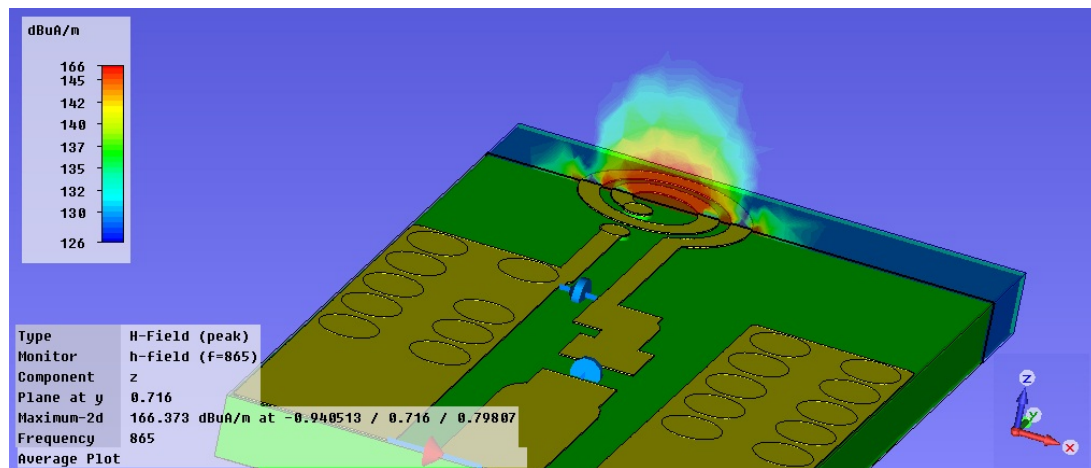


Abbildung 3.19: Simulation von magnetischem Feld

Um den magnetischen Feldverlauf in Abhängigkeit vom Abstand zur Reader-Antenne besser sehen zu können wird zusätzlich die mathematische Software-Umgebung MATLAB zur Erklärung herangezogen. Dabei wird durch Benutzung der mathematischen Formel der Lösungsweg gesucht. Das *Biot-Savart-Gesetz* (nach Gleichung 2.3.4), wird zur Bestimmung der magnetischen Feldstärke benutzt. Es wird dabei der Effektivwert der Feldstärke in Abhängigkeit der Entfernung von der Antenne berechnet. Es ist dabei deutlich zu sehen, dass die Feldstärke im Ursprung ($x=0$) der Antenne bzw. in unmittelbare Nähe zur Antenne eine deutlich höhere Feldstärke aufzeigt und zunächst konstant bleibt. Durch Vergrößerung der Entfernung entlang der Z-Achse ($x > r$) tritt zunächst eine Feldschwächung von -60 dB/Dekade auf, was der dritten Potenz des Abstandes entspricht. Durch weitere Vergrößerung des Abstands fällt die Feldstärke -40 dB/Dekade, entsprechend quadratisch mit dem Abstand zur Antenne. Entfernt man sich etwas mehr von der Antenne fällt

die Feldstärke mit einer Dämpfung -20 dB/Dekade was ($\frac{1}{r}$) entspricht. Die Grenze der abfallenden Feldstärke ist grundsätzlich in [24],[5] beschrieben. In diesem Zusammenhang entspricht die Übergangsgrenze der Feldschwächung von $\frac{1}{x^2}$ zu $\frac{1}{x}$ auch gleichzeitig der Grenze des Übergangs vom Nah- zum Fernfeld in Abhängigkeit von der Antennengröße und der Feldausbreitung. Die Berechnung wird mittels Matlab durchgeführt und im Diagramm in Abbildung 3.20 dargestellt.

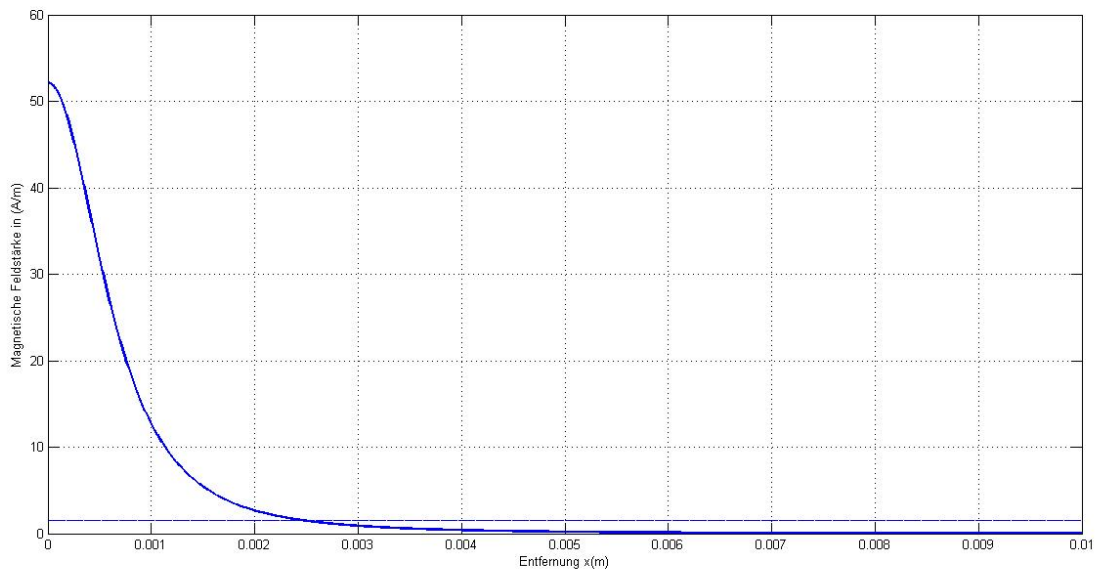


Abbildung 3.20: Verlauf der magnetische Feldstärke entlang der Antennenachse.

Die Reichweite wird durch die minimale Ansprechfeldstärke bestimmt und nach dem RFID-Standard sollte der Transponder der sich in einem Feld von $1,5 \frac{A}{m}$ befindet, ansprechbar sein. Dieser Wert wird hier mit einer Parallele zur x-Achse aufgetragen und dadurch die minimale Reichweite des System, bei einem Leistung von 3 dBm spezifiziert.

3.5.1 Messung von Magnetfeldern

Die magnetische Feldstärke \vec{H} ($\frac{A}{m}$) lässt sich im Gegensatz zur magnetischen Flussdichte \vec{B} direkt messen, aber es ist wichtig die Beziehung zwischen den beiden zu kennen. Die Beziehung zwischen magnetischer Feldstärke \vec{H} und magnetischer Flussdichte \vec{B} kann folgend formuliert werden [16]:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H}, [Tesla] = \left[\frac{Vs}{m^2} \right], \quad (3.5.1)$$

Wobei μ - die magnetische Permeabilität von Materie, μ_0 -die magnetische Feldkonstante μ_r -die Permeabilitätszahl oder relative Permeabilität darstellt.

Die Magnetfeld-Messung kann mit verschiedenen Feldsonden durchgeführt werden, wobei bei der Verwendung von solchen H-Feld Sonden die Ausrichtung der Sonde senkrecht zum magnetischen Feld erfolgen sollte. Das heißt, dass die Sonde entlang der Spulen Achse liegen sollte. In die H-Feld Sonde (Drahtschleife) wird durch zeitliche Änderung des magnetischen Feldes, eine Spannung induziert. Die dadurch auftretende Induzierte Spannung kann entsprechend mit Sonden gemessen werden unter Berücksichtigung des Antennenfaktors und ist proportional zur magnetischen Feldstärke \vec{H} . Die nachfolgenden Gleichungen wurden aus der Formelsammlung der Nachrichtentechnik entnommen.

Das vorhandene magnetische Feld wird aus der Ausgangsspannung (U_s) der Sonde berechnet und es gilt:

$$H [dBA/m] = V [dBV] + AFH [dBm/\Omega m] \quad (3.5.2)$$

Wobei AFH den Antennenfaktor [$dBm/\Omega m$] und V die gemessene Spannung in [dBV] darstellt. Der Antennenfaktor charakterisiert dabei die Empfangseigenschaften einer Antenne und gibt das direkte Wandlungsmaß von der Feldstärke an, wobei mit dem Antennenfaktor alle nicht idealen Verluste der Sonde berücksichtigt sind. Statt den Antennenfaktor zu berechnen, lässt sich das magnetische Feld auch durch Bestimmung der Sonden-Impedanz ermitteln. Die Klemmenspannung V [dBV] wird an der Sonde gemessen. Der reale Anteil der Sonden Impedanz Z_s , repräsentiert dabei die meisten auftretende Verluste, welche durch den Ohmschen Widerstand hervorgerufen werden daher gilt:

$$H [dBA/m] = V [dBV] + 20 \log(\operatorname{Re} \{Z_s\}) \quad (3.5.3)$$

Für die Umwandlung der Feldstärke von A/m im dBA/m gilt:

$$H = 20 \cdot \log \left(\frac{H [A/m]}{1 [A/m]} \right) [dBA/m] \quad (3.5.4)$$

Für die Berechnung des Reader-Antenne Feldes in einem $x = 0$ Abstand zur Antenne ergibt sich dann:

$$H = 20 \cdot \log \left(\frac{55 [A/m]}{1 [A/m]} \right) = 34,8073 [dBA/m] \quad (3.5.5)$$

Die Umrechnung von dB(A/m) in dB($\mu A/m$) erfolgt mit:

$$H \left[\frac{dB\mu A}{m} \right] = H \left[\frac{dBA}{m} \right] + 120dB \quad (3.5.6)$$

wobei 120 dB eine Multiplikation mit $20 \cdot \log(10^6) = 120dB (1V = 10^6 \mu V)$ entspricht. Für das berechnetes Feld ergibt sich damit:

$$H \left[\frac{dB\mu A}{m} \right] = 154,8073 \frac{dB\mu A}{m}$$

Um die Messung der Magnetischen Feldstärke \vec{H} von der entwickelten Reader-Antenne zu messen, wurde dabei eine kleine Induktionsspule mit Windungsanzahl 1 und einem Radius vom 0,8 mm entwickelt. Um eine richtige Feldmessung durzuführen, muss sichergestellt sein, dass die Induktionsspule über das magnetische Feld maximal gekoppelt ist. Um das zu erreichen wird die Induktionsspule in einem Null-Abstand und in gleicher Ebene mit der Reader-Antenne gesetzt. Um in der Induktionsspule Spannung zu indizieren, wird die Reader Antenne zu einem Signalgenerator mit der Frequenz von 865 MHz angeschlossen und die gleiche Leistung (3 dBm) wie bei der analytischen Berechnung genutzt. Die Spannung die an den Klemmen der Induktionsspule anliegt wird gemessen und ist in Abbildung 3.21 rechts zu sehen. Die Spannung $U_{in} = 105,20 dB\mu V$ liegt bei einer Frequenz 865 MHz. Der Realteil der Impedanz der Induktionsspule (3.21 links) ist $Re\{Z_{ind}\} = 191,19 \Omega$.

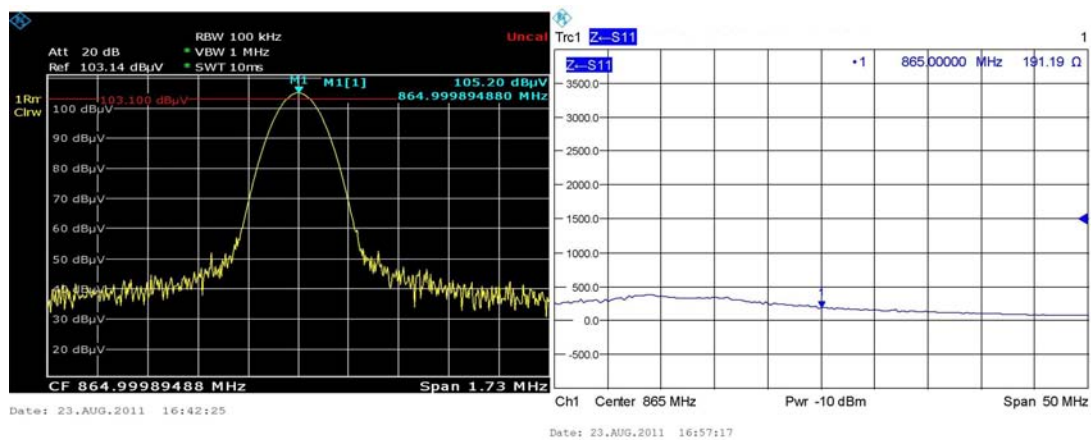


Abbildung 3.21: Verlauf der Spannung und Impedanz der Induktionsspule

Demnach ergibt sich die magnetische Feldstärke \vec{H} im Abstand vom 0 zur Antenne aus gemessene Werte durch berechnung:

$$H \left[\frac{dB\mu A}{m} \right] = 105.20 [dB\mu V] + 20\log(191.19) = 150.8293 \frac{dB\mu A}{m}$$

Der Unterschied von berechnetem zu gemessenem magnetischen Feld beträgt ca. 4 dB, diese sind auf Zuleitungsverluste und nicht optimale Bedingungen bei den Messungen zurückzuführen.

3.5.2 Abschätzung der Verluste

Verluste die durch Spule hervorgerufen werden

Der wesentliche Anteil der Verluste im Anpassnetzwerk stammt von der Spule. Diese Verluste hängen von der Güte Q ab. Die Verluste durch den Kondensator sind vernachlässigbar. Wie in [7],[24] vorgeschlagen ist betrachtet man die mit Strom durchflossene Spule im eingeschwungenen Zustand mit der Kreisfrequenz ω und der Amplitude \hat{I} folgt:

$$Q = \omega \cdot \frac{\text{in der Spule maximal gespeicherte Energie}}{\text{in Wärme umgesetzte Leistung}} = \quad (3.5.7)$$

$$= \omega \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot \hat{I}^2 \cdot L}{\frac{1}{2} \cdot \hat{I}^2 \cdot R_s} = \frac{\omega L}{R_s} \quad (3.5.8)$$

L ist dabei die Induktivität und R_s der Serienwiderstand der Spule. Die zugehörige Impedanz Z_L und Admittanz Y_L der Spule sind wie folgt gegeben:

$$Z_L = R_s + j\omega L = \omega L \left(\frac{1}{Q} + j \right) \quad (3.5.9)$$

$$Y_L = \frac{1}{R_s + j\omega L} = \frac{1}{\omega L} \left(\frac{1 - jQ}{Q + \frac{1}{Q}} \right) \approx \frac{1}{\omega L} \left(\frac{1}{Q} - j \right) \quad (3.5.10)$$

Und damit berechnet sich die Güte Q der Spule mit:

$$Q_L = \frac{|Im\{Z_L\}|}{|Re\{Z_L\}|} = \frac{|Im\{Y_L\}|}{|Re\{Y_L\}|} \quad (3.5.11)$$

Die in das Netzwerk eingespeiste Leistung ist immer gegeben durch:

$$P_v = \frac{|U|^2}{R_q} \quad (3.5.12)$$

U stellt dabei der komplexe Effektivwert der Eingangsspannung dar. Damit ist die Verlustleistung durch das Anpassnetzwerk für $R_a > R_q$ ($\varphi = 0$) und ebenfalls für $R_a < R_q$ im Netzwerk mit eine Spule gegeben durch:

$$P_{loss} = \left| \frac{U}{R_q} \right|^2 \cdot Re\{Z_a\} = \left| \frac{U}{R_q} \right|^2 \cdot \frac{\sqrt{R_q R_a (1 - R_q/R_a)}}{Q} \quad (3.5.13)$$

Schließlich ergibt sich damit das Verhältnis von eingespeister Leistung zu in Wärme umgesetzte Leistung mit:

$$\frac{P_{loss}}{P_v} = \frac{1}{Q} \cdot \sqrt{\frac{R_a}{R_q} - 1} \quad (3.5.14)$$

Verluste durch ungenaue Anpassung

Da es sich bei den vorher berechneten Werten um den Idealfall handelt ist dies ein verlustloses Anpassnetzwerk. Aber da in der Praxis nie die absolute Anpassung erreicht werden kann sollten dabei auch die möglichen auftretenden Verluste die durch ungenaue Anpassung auftreten, berücksichtigt werden. Da es sich um ein Anpassnetzwerk mit Kapazitäten handelt, ist dabei die Bandbreite der Anpassung sehr schmal. Dabei wird durch kleine Veränderung der Kapazitäten auch eine Veränderung des Anpassungspunktes und gleichzeitig des Stromes in der Antenne stattfinden. Die Kapazitätsveränderung im Anpassnetzwerk führt zur Veränderung der Antennen-Impedanz, was in Abbildung 3.22 zu sehen ist. Die Simulation des Anpassnetzwerkes wurde durch Berechnungen mit Hilfe von Matlab durchgeführt. Die Kapazitätsänderung wird in kleinen Schritten von 1 fF durchgeführt. Wie in Abbildung 3.22 zu sehen ist hat ein ungenaues Tuning von Kapazitäten großen Einfluss auf die Impedanz der Antenne.

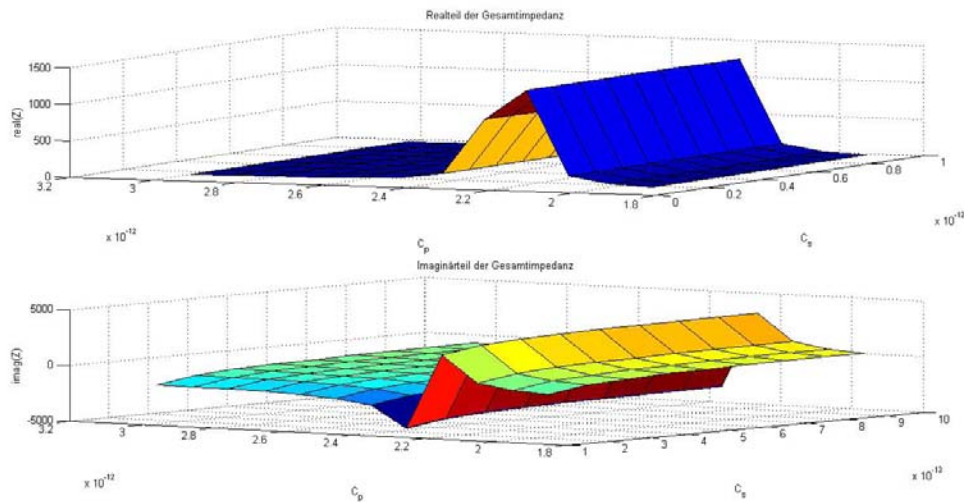


Abbildung 3.22: Veränderung der Impedanzanpassung durch ungenauen Kondensatoren

Da es bei Kapazitätsänderung zur Verschiebung des Anpassungspunktes kommt, erfolgt auch eine Vergrößerung des Reflexionsfaktors. Demnach verkleinert sich die an der Antenne ankommende Wirkleistung P_a , was zu einer Stromänderung führt, diese verkleinert in weiterer Folge das magnetische Feld. Wie in Abbildung 3.23 zu sehen ist kann der

größtmögliche Strom und damit die größtmögliche Feldstärke \vec{H} nur durch genaues Tuning der Kapazitäten erreicht werden.

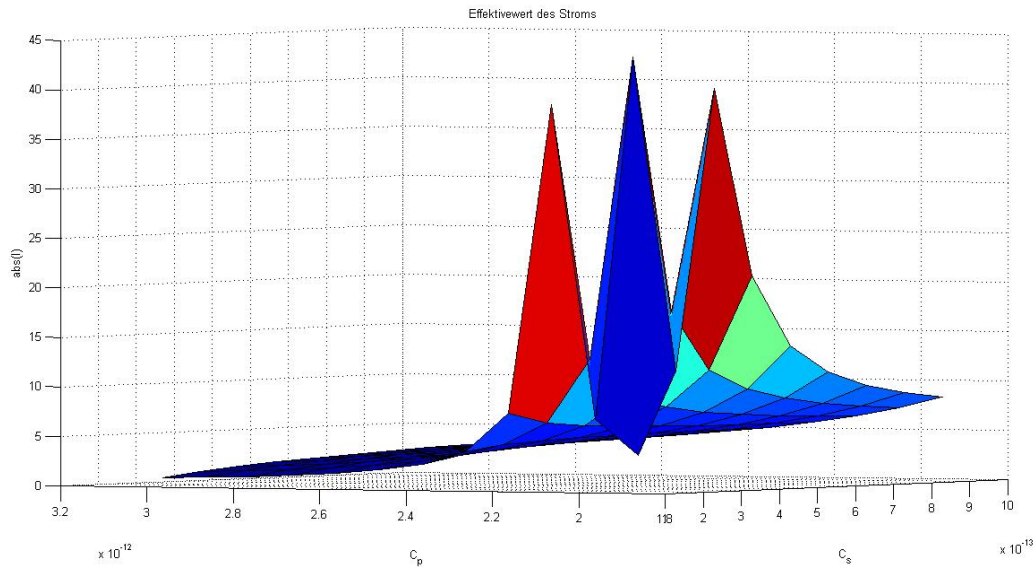


Abbildung 3.23: Stromverlauf durch ungenaueres Anpassung

Speisekabelverluste: Alle Versorgungsleitungen sind verlustbehaftet. Die Verluste entstehen durch ohmsche Verluste, die durch den Widerstand des Materials hervorgerufen werden oder durch den Skineneffekt. Diese Verluste kann man zusammenfassen und als Kabeldämpfung angeben, es gilt dabei:

$$D [dBm] = 10 * \log \left(\frac{P_{in} [W]}{P_{out} [W]} \right) \quad (3.5.15)$$

Wobei D die Kabeldämpfung P_{in} die Eingangsleistung und P_{out} die Ausgangsleistung darstellt.

Es ist anzumerken, dass größere Reflexionen am Kabel führt zu größerem Stehwellenverhältnis (VSWR), was zu einem Messfehler führt. Die gemessene Kabeldämpfung des verwendeten Kabels beträgt 1.3 [dB/m] bei 865 MHz, da es sich in unserem Versuch um eine kurze Zuleitung von der Antenne zum Reader handelt. Deshalb sind diese Verluste vernachlässigbar.

3.6 Transponder mit On-Chip-Antenne (OCA)

Die am häufigsten verwendeten RFID-Systeme arbeiten in den Frequenzbereich 13.56 MHz (HF), 865 MHz-965 MHz (UHF) und 2.45 GHz (UHF). HF-RFID-Systeme arbeiten im Nahfeld und die typische Arbeitsreichweite reicht von einigen Zentimetern bis zu über einem Meter und UHF-RFID-Systemen hingegen arbeiten im elektromagnetischen Fernfeld und erreichen eine höhere Reichweite [17] [5].

Der verwendete OCA-Chip wurde von Infineon Technologies Austria AG, Development Center Graz, entwickelt und besitzt einen Multi-Frequenz Sensor. D.h. der arbeitet auf verschiedenen Frequenzen (z. B. 120 kHz, 13,56 MHz, 860-960 MHz, 2,45 GHz und 5,8 GHz) dabei ist der Kern (CTS) überall der gleiche nur die On-Chip-Antenne unterscheidet sich. Der Chip ist so aufgebaut dass sich auf dem Chip mit der Größe von einem Quadratmillimeter (Abbildung 3.24), ein Temperatursensor befindet, welcher eine genaue Umgebungstemperaturmessung ermöglicht. Der Chip ist auf allen Frequenzen funktionsfähig und kann dementsprechend selbst auswählen in welchem Frequenzbereich er sich befindet. Die prinzipielle Arbeitsweise des Systems ist in [17] erklärt:

Wenn ein HF-Feld in einem Frequenzbereich vorhanden ist, schaltet die Frequenz-Erkennung das Gerät auf (HF- oder UHF-Modus). Ist der lokale Oszillator aktiviert, funktioniert der digitale Kern nach dem vorgeschriebenen Standard [18].

Das was diesen Chip zusätzlich auszeichnet ist der Temperatursensor und damit mögliche genaue Temperaturmessung. Außerdem ist auf dem Chip noch eine Antennenperipherie. Damit wäre der Chip sofort nach der Herstellung verwendbar (keine externe Bauteile nötig).

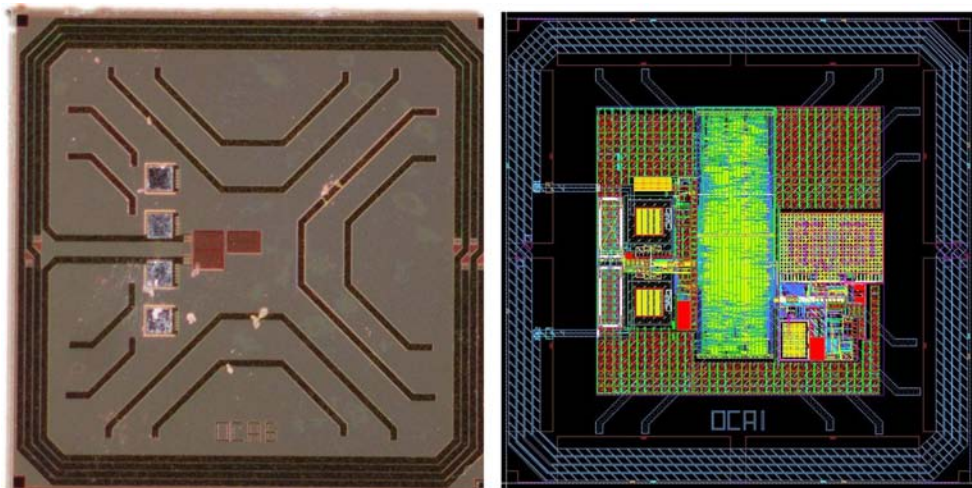


Abbildung 3.24: Transponder mit integrierter Antenne

Im Rahmen dieser Arbeit wurden alle Varianten der Transponder untersucht und ausgetestet. Auf Grund der Minimierung der Antennenfläche des Transponders ist nun der UHF Bereich oder Mikrowellenbereich sinnvoll. Durch Untersuchungen der Antennen wurde gezeigt, dass der OCA auch im HF-Bereich funktioniert und dass im Hochfrequenzbereich deutlich höhere Leistung benötigt wurde, was durch bessere Dimensionierung der Reader- und On-Chip-Antenne verbessert werden kann.

3.6.1 Design der Transponder Spule

Die Antenne ist der wichtigste Bestandteil eines RFID-Systems, deren Leistung die Fähigkeit eines RFID-Transponders bestimmt, beispielweise was die Reichweite der Kommunikation betrifft. Deshalb ist es sehr wichtig die richtige Antenne zu entwickeln, was besonders bei einem so kleinen Chip, wo die Impedanz des Chips sehr schwer zu messen ist, eine Herausforderung darstellt. Da der Chip eine quadratische Form besitzt, besitzt demnach auch die Spule die sich auf dem Chip befindet eine quadratische Form. Die genaueren Daten der On-Chip-Antenne können aufgrund der Firmensicherheit nicht weitergegeben werden. Es werden nur einzelne Transponder-Antennen-Ergebnisse präsentiert.

3.6.2 Abschätzung der Verluste der On-Chip-Antenne

Da es sich um keine Luftspule, sondern um eine On-Chip-Antenne handelt sind dabei Sättigungsverluste die z.B. durch das Silizium, Substrat usw. zu berücksichtigen. Diese wirken sich stark auf die Antennengüte aus.

Der "Skin-Effekt" (Hauteffekt) oder auch Stromverdrängung genannt ist die frequenzabhängige Feldverteilung in einem stromdurchflossenen Leiter und bewirkt das die Stromdichte im innerem des Leiters deutlich niedriger als auf der Oberfläche des Leiters ist. Durch diesen Effekt kommt es also zur Stromverdrängung nach außen. Demzufolge fließt der Strom nur auf der Oberfläche des Leiters und das Innere des Leiters ist stromlos. Der Effekt der Stromverdrängung ist leicht zu beweisen in dem man einen Widerstand eines Leiters in Abhängigkeit der Frequenz gemessen wird (Widerstandsänderung). Die Eindringtiefe δ bzw. Skindicke ist gegeben durch [29]:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f_0 \mu \sigma}}, \quad (3.6.1)$$

$$R_{AC} = \frac{l}{\sigma \pi a^2}, \quad (3.6.2)$$

$$\cdot \quad (3.6.3)$$

Wobei f die Frequenz, μ die magnetische Permeabilität, σ die elektrische Leitfähigkeit, und l die Gesamtlänge des Leiters darstellt.

Die Eindringtiefe für Aluminium und Kupfer-Leiter ist in Abbildung 3.25 als blaue Kennlinie für Aluminium und als Grüne für Kupfer dargestellt und beträgt für Aluminium $2.6 \mu\text{m}$ und für Kupfer $2.1 \mu\text{m}$ bei einer Frequenz von 1 GHz.

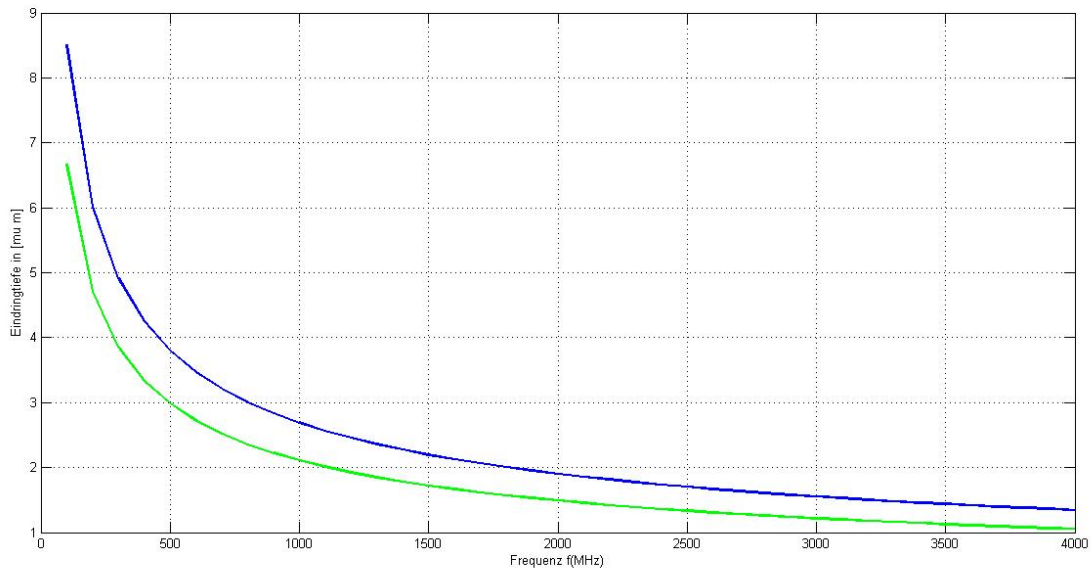


Abbildung 3.25: Die Eindringtiefe für Aluminium und Kupfer Leiter

Der zweite Effekt, der sich besonders bei höheren Frequenzen auswirkt, tritt zusätzlich mit dem Skin-Effekt auf und sollte nicht mit diesem verwechselt werden, ist der Proximity-Effekt. Der Proximity-Effekt besagt, dass mehrere nebeneinander liegende Leiter sich gegenseitig durch das magnetische Feld beeinflussen, was sich auf die Stromdichteverteilung des Leiters auswirkt.

3.6.3 Einfluss von Silizium auf die Transponder Antenne

Die On-Chip Antenne wird mit Hilfe von Aluminium-Leitern in die gleiche Ebene wie der Chip-Transponder selbst integriert, unabhängig von ihrer geometrischen Struktur wird diese On-Chip-Antenne immer durch den gleichen physikalischen Effekt beeinflusst. Es gibt viele Publikationen, die bereits vom Einfluss von Verlusten und der Optimierung der Induktivität der On-Chip-Antenne und des Transponders wie z.B [1], [20], [26] handeln. Die Abbildung 3.26 zeigt, das vereinfachte Modell der On-Chip-Antenne, wobei der Transponder aus mehreren Schichten (Layer) besteht. Dabei wurden die Leiterbahnen

der Schleife aus Aluminium auf der Siliziumnitrid (SiN)-Schicht zusammen mit dem Chip eingebettet. Die darunter liegenden Schichten bestehen aus Siliciumdioxid (SiO_2) und die unterste Schicht ist Silizium. Durch diesen vereinfachten Transponder ist es ersichtlich, dass die Felder durch das Silizium deutlich verfälscht werden, wenn der Transponder durch das Feld des Readers Antenne angeregt wird, leider ist dieser Effekt unvermeidlich.

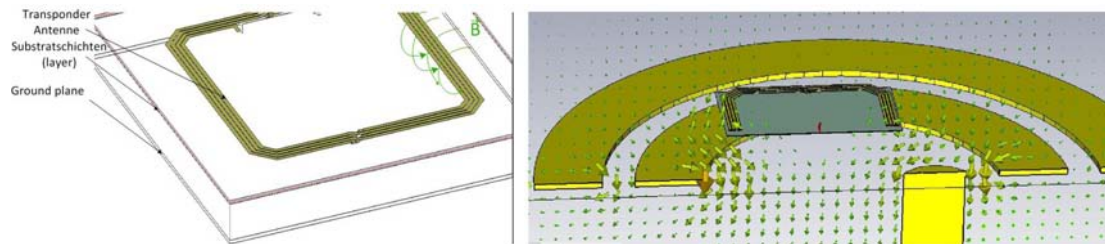


Abbildung 3.26: Siliziumeinfluss auf das magnetische Feld

Nicht nur die Feldschwächung durch das Silizium ist die Ursache des Leistungsverlustes, welcher durch die Integration der Antenne auf dem Chip hervorgerufen wird, sondern es wirken sich auch noch die parasitären Verluste, die durch mehrere Schichten hervorgerufen werden aus. Dazu gehören auch die kapazitiven Verluste, die durch die Kopplung von Windung zu Windung hervorgerufen werden. Aus diesem Grund kann die Spule als einfacher Schaltkreis von π -Netzwerken angesehen werden, wie in Abbildung 3.27 dargestellt wird.

Wobei

C_{Sub} -als parasitären Substratkapazität die sich zwischen der Antenne und dem Substrat bildet.

C_{Oxid} -als Parasitäre Oxidkapazität

R_{Sub} - Substratverlustwiderstand

R_a -Antennenwiderstand (besteht aus Verlustwiderstand der Antenne und der Strahlungswiderstand der Antenne zusammen)

L_a -Induktivität der Antenne,

C_a -die kapazitive Kopplung der Windungen, angesehen werden kann.

Es gilt allgemein nach [26],[20]:

$$C_{0x1} = C_{0x2} = \frac{C_{Ox}}{2}, \quad (3.6.4)$$

$$C_{Sub1} = C_{Sub2} = \frac{C_{Sub}}{2}, \quad (3.6.5)$$

$$R_{Sub1} = R_{Sub2} = 2 * R_{Sub}. \quad (3.6.6)$$

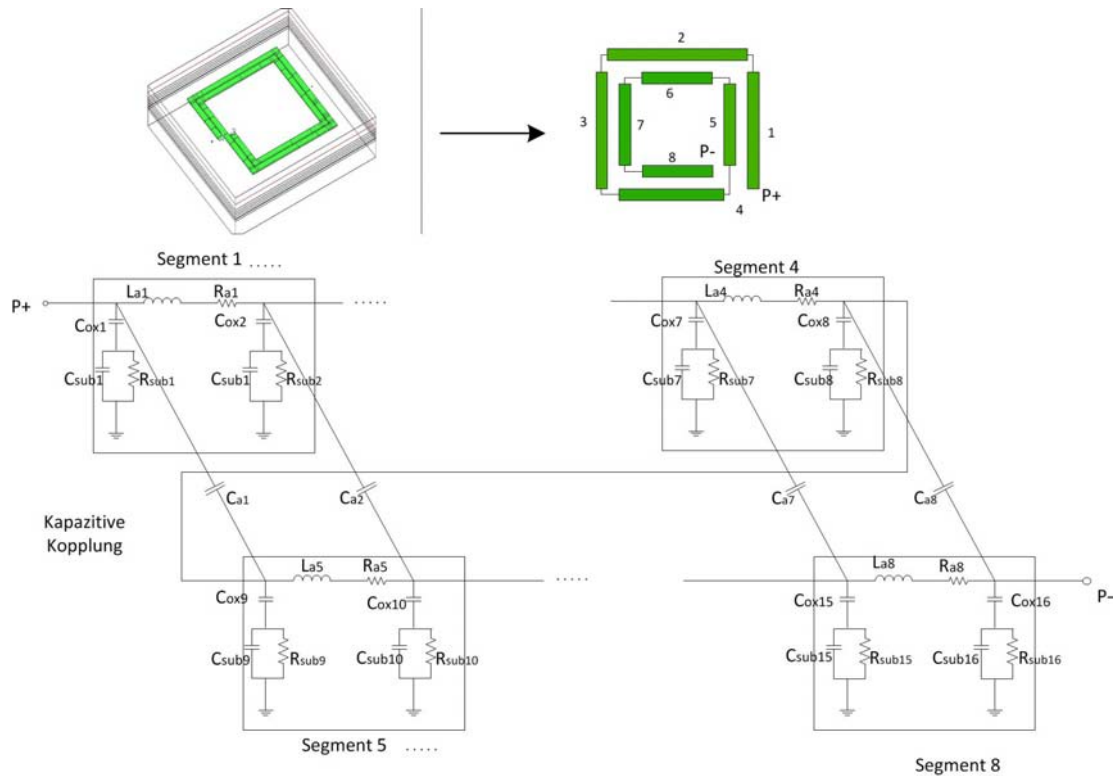


Abbildung 3.27: mathematische Modell der Transponderantenne (modifiziert aus [20])

Wie in Abbildung 3.27 zu sehen ist, wird im sogenannten π - Netzwerk des Transponders, der wesentliche Anteil der Verluste, durch den Ohmschen Widerstand hervorgerufen. Um dies zu vermeiden, bieten sich folgende Möglichkeiten an:

- Silizium Schicht als hochohmige Schicht ($R_{Sub} \gg$) nehmen,
- Verkleinerung des Antennen-Widerstands,
- Vergrößerung der Antennen-Induktivität.

Durch Integration der Antennenspule auf den Chip (Coil-on-Chip) sind dabei zusätzliche parasitäre Elemente zu berücksichtigen. Diese parasitären Elemente wirken sich auf die Antennengüte aus, durch Substrat-Kapazitäten oder durch Wirbelströme im Substrat aus. Die Kapazitive Kopplung zwischen der Transponder-Antenne und dem Substrat mit gewisser Leitfähigkeit bewirkt einen Stromfluss im Leiter durch das Substrat bis auf die Ground plane. Dieser Stromfluss durch den Substratwiderstand R_{sub} verursacht zusätzliche Verluste. Es gilt dabei: je größer der Substratwiderstandswert R_{sub} wird (d.h. geringer Wirbelstrom), desto kleiner wird der Verlustwinkel.

Zunächst vereinfachen wir die Berechnung, betrachten wir eine Antennenleiterbahn (ein einzelner Leiter) unter Berücksichtigung der vorher erwähnten durch Substrat hervorgerufenen Verluste wie in Abbildung 3.28 zu sehen ist, wobei Z_a die induktive Last der Antenne, Z_1 und Z_2 die im Substrat hervorgerufenen parasitären Verluste darstellen.

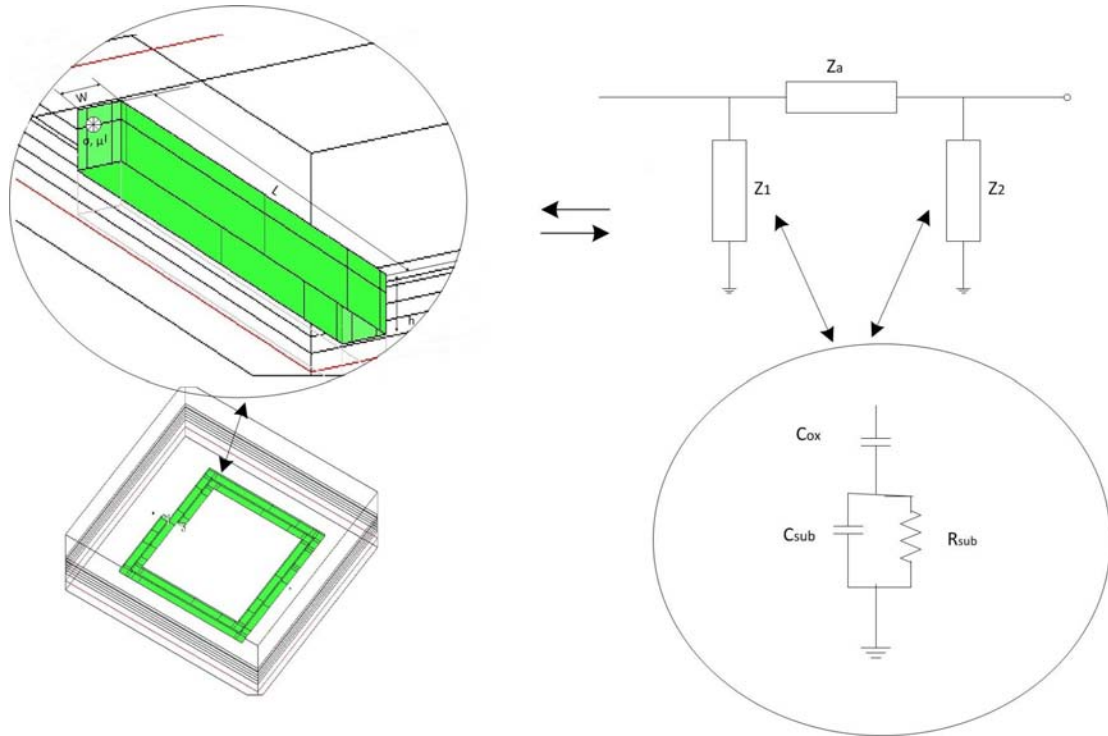


Abbildung 3.28: mathematisches Modell Antennenleitung

Für das folgende gemischte π -Netzwerk wird unter Anwendung der komplexen Rechnung die Impedanz errechnet. Alle Teilschaltungen, RC-Parallelschaltung und die RL-Reihenschaltungen können unabhängig von einander berechnet werden. Das Ergebnis sind drei parallel geschaltete Impedanzen. Für die Berechnung wird die Schreibweise der komplexen Normalform verwendet. In nachfolgendem sind die Formel zur Berechnung der Impedanzen Z_1 , Z_2 , Z_a und Z_{ges} angegeben:

$$\frac{1}{Z_{sub1}} = \frac{1}{R_{sub1}} + \frac{1}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{sub1}}},$$

$$Z_{sub1} = \frac{R_{sub1}}{1 + (j \cdot \omega \cdot C_{sub1} \cdot R_{sub1})},$$

$$Z_1 = \frac{R_{sub1}}{1 + (j \cdot \omega \cdot C_{sub1} \cdot R_{sub1})} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{Ox1}}$$

Die Beträge von Real- $Re\{Z_1\}$ und Imaginärteil $Im\{Z_1\}$ zur komplexen Impedanz Z_1 betragen:

$$Re\{Z_1\} = \frac{R_{sub1}}{1 + \omega^2 \cdot C_{sub1}^2 \cdot R_{sub1}^2},$$

$$Im\{Z_1\} = j \cdot \left(\frac{R_{sub1}^2 \cdot \omega \cdot C_{sub1}}{1 + (\omega^2 C_{sub1}^2 R_{sub1}^2)} + \frac{1}{\omega \cdot C_{Ox1}} \right)$$

wobei gilt:

$$C_{Sub} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{A}{d_{sub}}, C_{Ox} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{A}{d_{Ox}} \quad \text{und} \quad R_{sub} = \rho \frac{A}{d}$$

und dabei: $\epsilon_0 = 8.854187817... \cdot 10^{-12}$ die Permittivität des Vakuums, ϵ_r die Permittivität des Mediums, d die Dicke des Mediums und A die Schichtfläche darstellt.

Die Impedanz Z_1 und die Impedanz Z_2 sind somit gleich. Und für die Impedanz für Z_a gilt:

$$Z_a = R_a + j\omega L_a$$

für die Gesamtimpedanz gilt dann:

$$Z_{ges} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_a}}$$

Bei Betrachtung des π -Netzwerks ist zu sehen, dass der wesentliche Anteil der Verlusten durch den induktiven Anteil hervorgerufen wird (Leiterbahn der Spule, die Verluste in einer Spule sind im Kapitel 3.5.2 genau beschrieben). Die Verluste durch $Re\{Z_1\}$ bzw. $Re\{Z_2\}$ sind nahezu vernachlässigbar, aber nicht zu vernachlässigen sind die Verluste, die durch parasitäre Kapazitäten hervorgerufen werden, denn sie beeinflussen den Scheinwiderstand der Antenne deutlich.

Mithilfe einer Schaltungssimulation kann das Ergebnis auch experimentell überprüft werden. Durch Vergrößerung der Schichtdicke des Siliziums verkleinert sich sowohl der Induktive als auch der Realteil der Antennen-Impedanz, was sich besonders auf die Antennengüte auswirkt und zu größeren Verlusten führt. Durch die größere Siliziumschicht wird die Antennengüte kleiner, wie in Abbildung 3.29 deutlich zu sehen ist.

Bei der Simulation wird die Siliziumdicke verändert, wobei die Schichtdicke $d_1 = 0 \mu m$ (kein Silizium), $d_2 = 80 \mu m$, $d_3 = 160 \mu m$, $d_5 = 250 \mu m$ und $d_5 = 300 \mu m$ ist und die Antennegeometrie konstant gehalten wird. Die Simulation wird mit AWR AXIEM-elektromagnetische (EM)-Software durchgeführt.

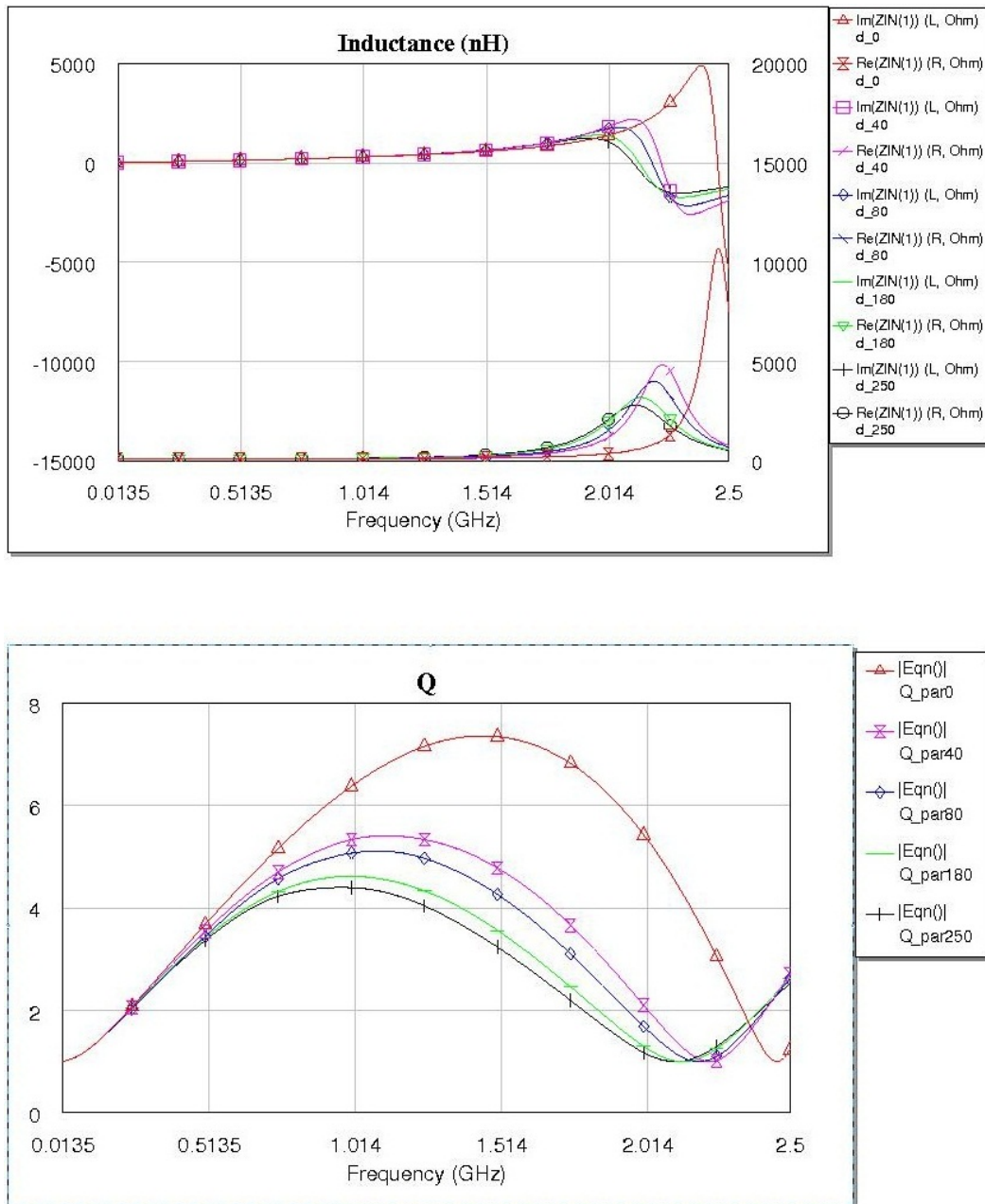


Abbildung 3.29: Silizium Einfluss auf die Antennenimpedanz und die Güte

Das Substrat erhöht die Streukapazitäten und somit die Ströme innerhalb der Antenne und reduziert die Güte.

Die folgende Abbildung 3.30 bietet eine Übersicht über Antennengüte in Abhängigkeit der Antennenleiterbahn, wodurch der Wirkwiderstand der Antenne verändert wird. Denn durch einen kleinen Wirkwiderstand der Antenne, werden auch die Verluste kleiner und somit erreicht die Antenne einen höheren Gütefaktor. Die Siliziumschichtdicke wird konstant bei $180 \mu m$ gehalten. Dabei wird die Leiterbahnbreite der Antenne verändert, wie dabei auch noch zu erkennen ist, dass durch Vergrößerung der Leiterbahnbreite die Antennengüte erhöht wird.

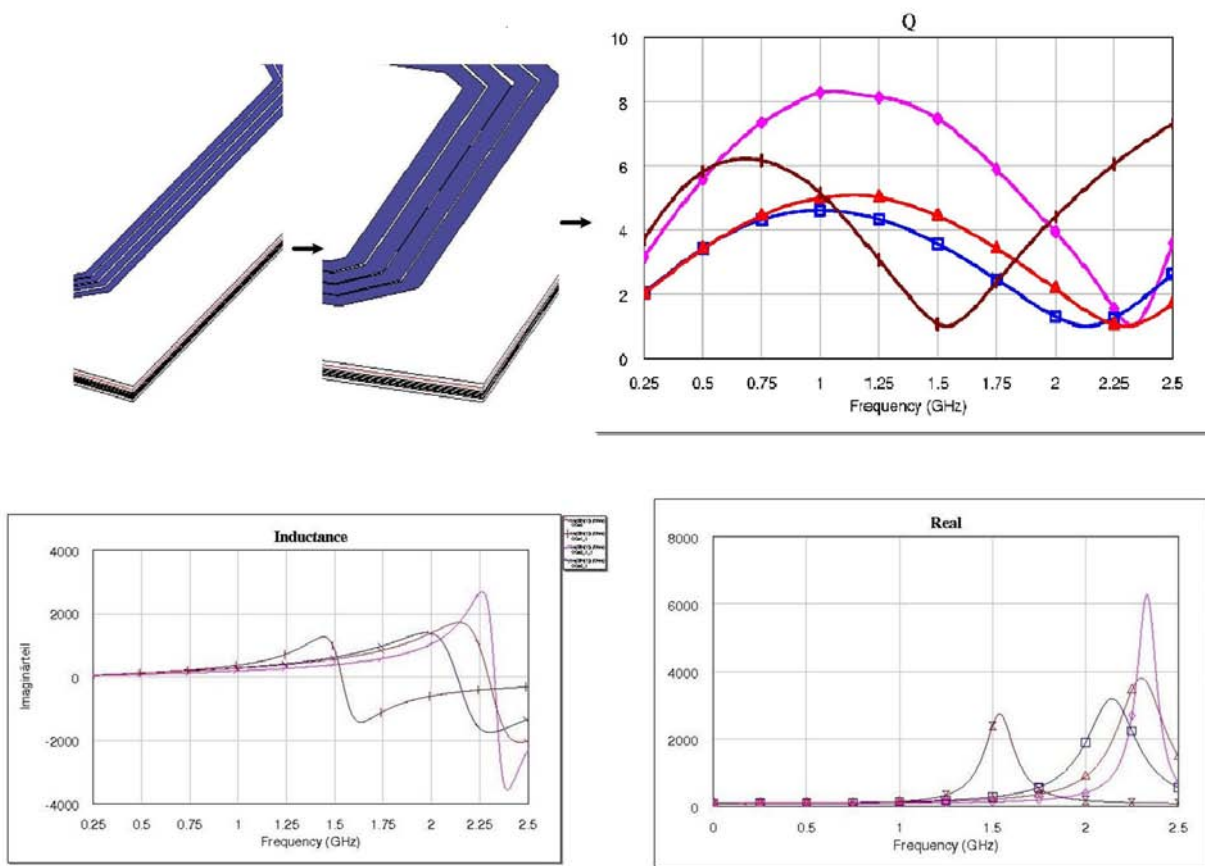


Abbildung 3.30: Leiterbahnbreite der Antenne und Verlauf der Antennengüte

Fast man das zusammen kann man sagen, dass durch Verwendung von dünnerer Siliziumschicht und durch entsprechende Geometrie der Transponder-Antenne deutlich bessere Antennengüte zu erreichen wären.

3.6.4 Entwicklung der Transponderantenne

Es wurden durch diese Arbeit verschiedene Typen der On-Chip-Antenne untersucht. Der OCA 3-Typ besitzt 22 Windungen und ist vorgesehen für die Übertragung im Hochfrequenz-Bereich von 13,56 MHz, OCA 2 besitzt 4 Antennen-Windungen und ist für die Übertragung im UHF 865 MHz geeignet und OCA 1 besitzt ebenfalls 4 Windungen wobei die Leiterbreite verändert wird.

Die On-Chip-Antenne 3(OCA 3)

Die Simulation zeigt, dass die erste Resonanzstelle im HF und die zweite Resonanzstelle im UHF-Bereich auftritt, wodurch die Antenne in beiden Frequenzbereichen einsetzbar ist. Dies ist in Abbildung 3.31 zu sehen.

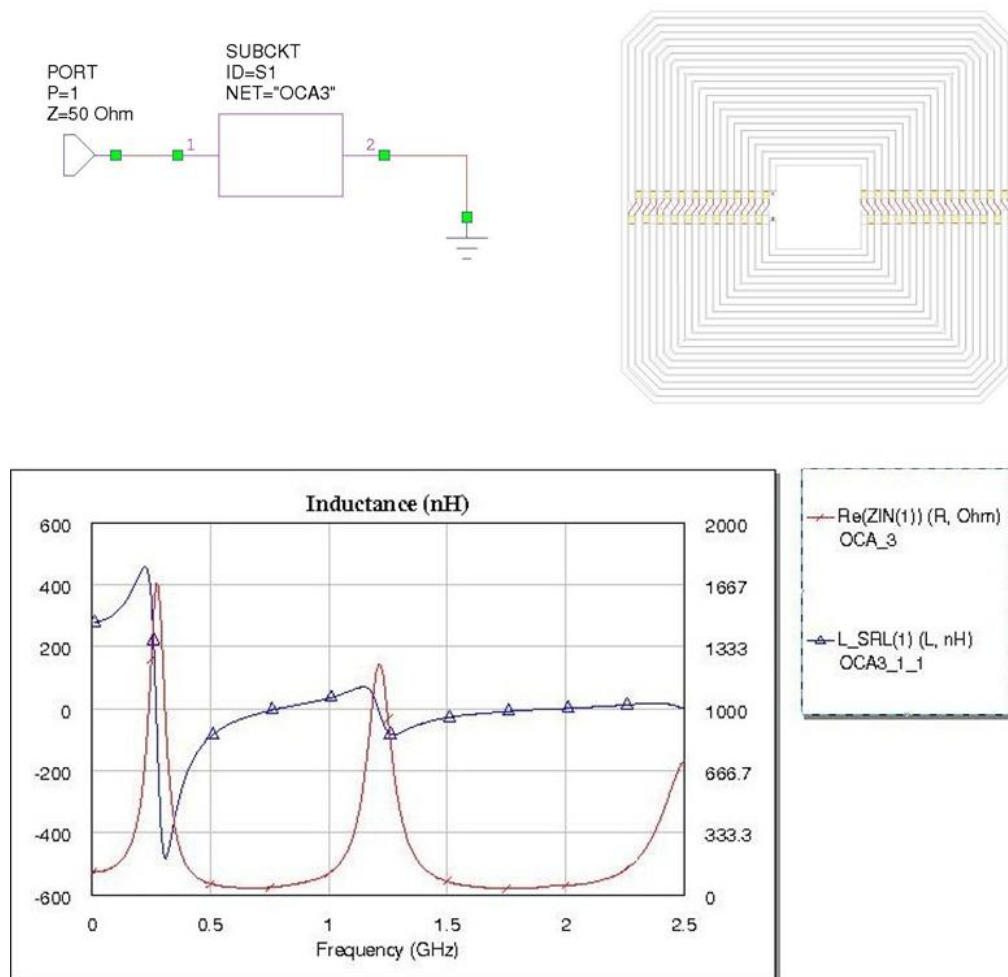


Abbildung 3.31: Impedanzverlauf der On-Chip-Antenne 3

Die Antenne besitzt eine Induktivität von $L_a = 278 \text{ nH}$ und einen Gesamtwiderstand (Strahlungs- plus Verlustwiderstand) von $R_a = 120 \Omega$, sodass sich bei einer Betriebsfrequenz von 13,56 MHz eine komplexe Antennenimpedanz von $Z_a = (120 + j23,68) \Omega$ ergibt. Die Induktivität bei Betriebsfrequenz von 865 MHz $L_a = 11,3 \text{ nH}$ und ein Gesamtwiderstand von $R_a = 59,70 \Omega$ ergibt eine komplexe Antennenimpedanz von $Z_a = (59,70 + j61,41) \Omega$, woraus zu schliessen ist, dass im HF-Frequenzbereich auch ein deutlich größerer Gesamtwiderstand und somit kleinere Antennengüte zu erreichen wären wie in Abbildung 3.32 zu sehen ist.

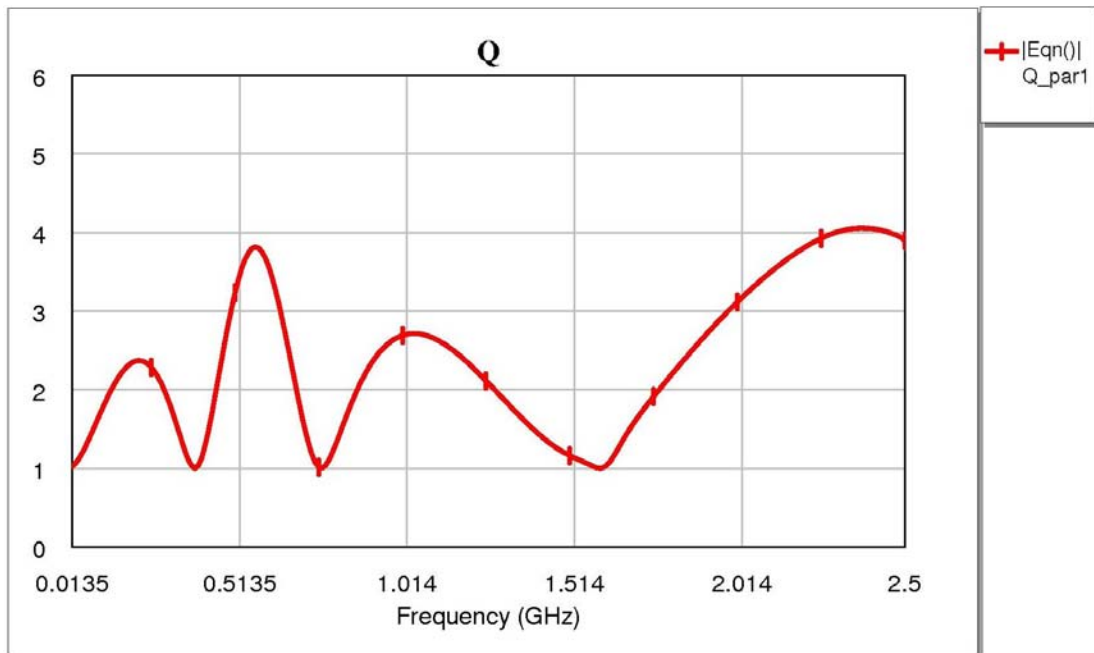


Abbildung 3.32: Die Antennengüte der On-Chip-Antenne 3

Die On-Chip-Antenne 2(OCA 2)

Um die Resonanzfrequenz der Antenne in höheren Frequenzen zu bringen, muss die Anzahl der Windungen verringert werden. Demnach besitzt der OCA 2 4 Windungen und die erste Resonanzstelle im UHF-Bereich wie in Abbildung 3.33 zu sehen ist. Die Antennenspule wird im unserem benutztem Frequenzbereich (865 MHz) auf die Chip-Impedanz angepasst und somit in Einsatz gebracht. Die Antennen besitzt eine Induktivität von $L_a = 46,28 \text{ nH}$ und einen Gesamtwiderstand (Strahlungs- plus Verlustwiderstand) von $R_a = 61,55 \Omega$, sodass sich bei einer Betriebsfrequenz von 865 MHz eine komplexe Antennenimpedanz von $Z_a = (61,55 + j251,52) \Omega$ ergibt.

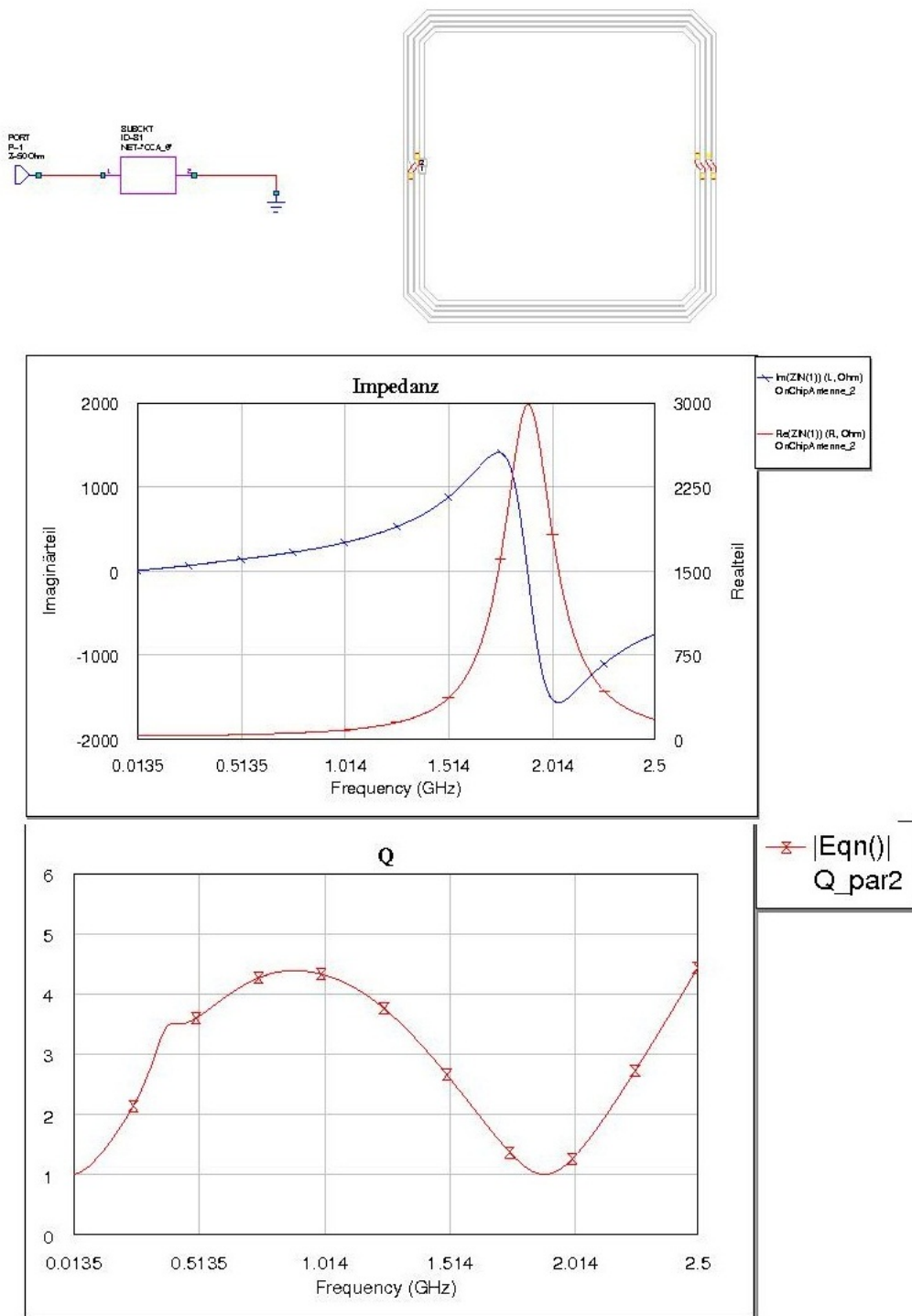


Abbildung 3.33: Impedanzverlauf und Antennengüte der On-Chip-Antenne 2

Die On-Chip-Antenne 1(OCA 1)

Da nach Abbildung 3.30 eine Veränderung der Leiterbreite eine Verbesserung der Antennengüte zur Folge hätte, wurde beim OCA 1 die Windungsleiterbahn verändert und damit bessere Antennengüte erreicht, wobei die Eigenresonanz der Antenne auch verändert wird. Dies ist in Abbildung 3.34 ersichtlich.

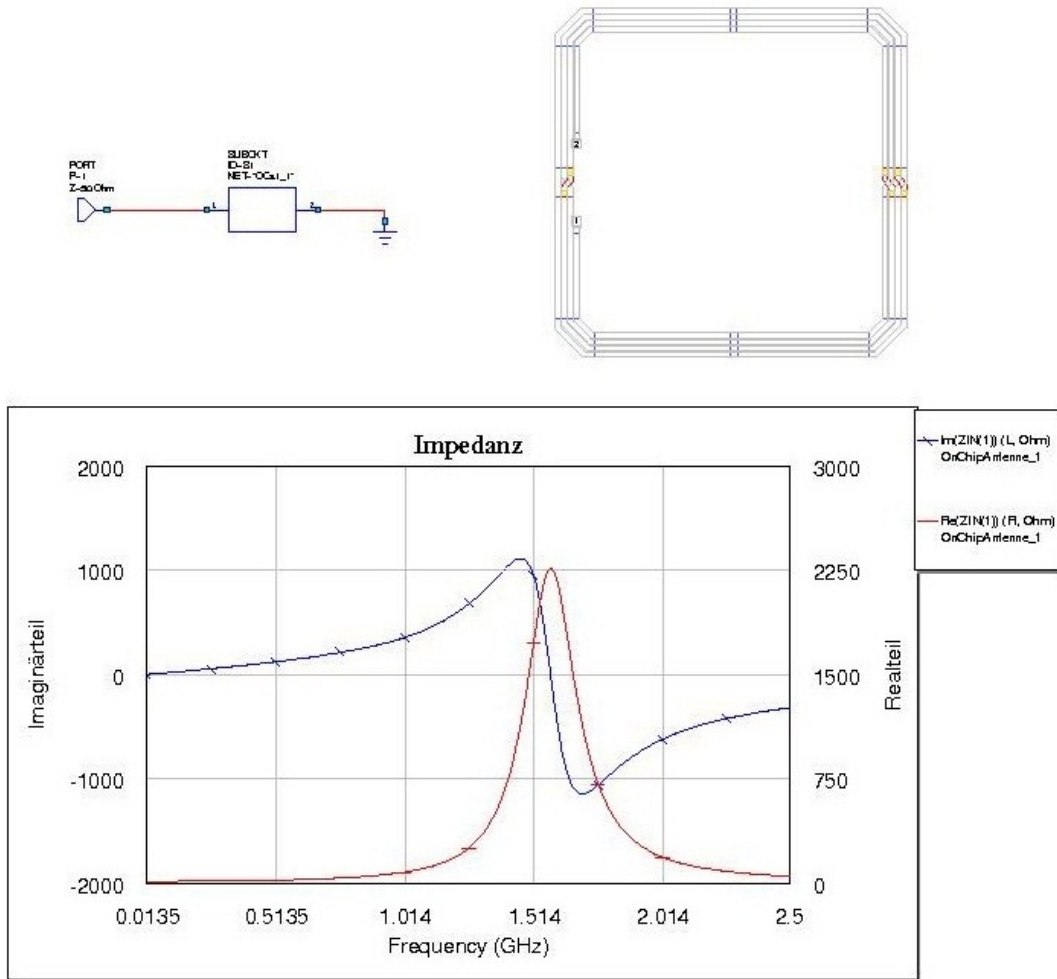


Abbildung 3.34: Impedanzverlauf der On-Chip-Antenne 1

Die Antenne besitzt eine Induktivität von $L_a = 50,19 \text{ nH}$ und einen Gesamtwiderstand (Strahlungs- plus Verlustwiderstand) von $R_a = 57,33 \Omega$, so dass sich bei einer Betriebsfrequenz von 865 MHz eine komplexe Antennenimpedanz von $Z_a = (57,33 + j272.78) \Omega$ ergibt.

Die Eigenresonanz der Antenne tritt bei 1,5 GHz auf und daraus folgt eine größere Antennengüte bei 865 MHz. Dies ist in Abbildung 3.35 ersichtlich.

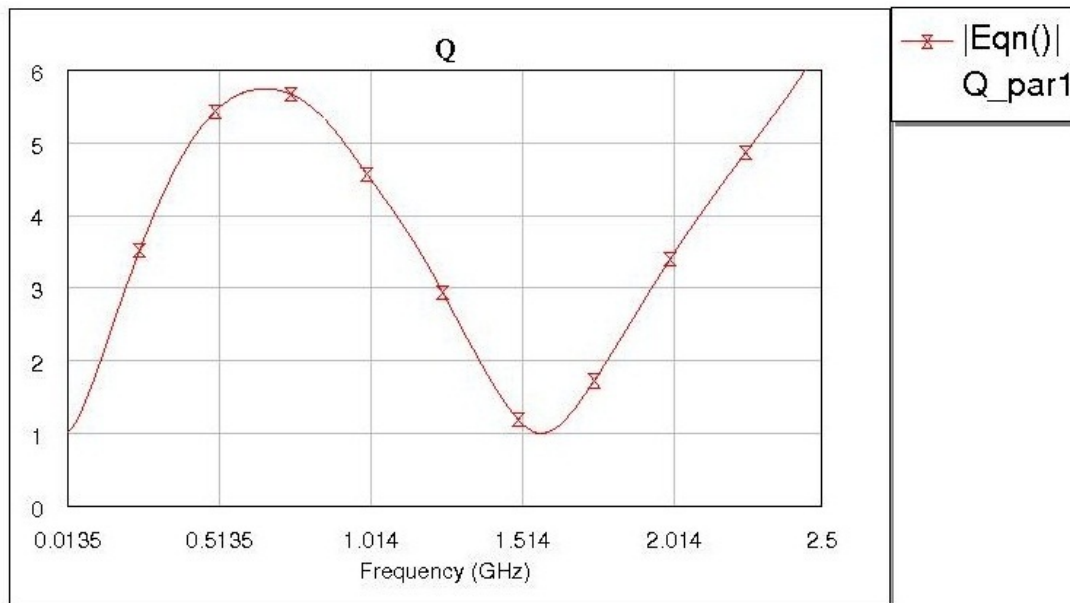


Abbildung 3.35: Die Antennengüte der On-Chip-Antenne 1

3.7 Kopplung zwischen Lesegerät und Transponder (Reader-Tag)

Die Energieübertragung zwischen der Reader- und Transponderantenne erfolgt durch induktive Kopplung zwischen den beiden, das heißt die gesamte Energie die zur Versorgung des Chips benötigt wird, muss der Reader über induktive Energieübertragung (Energieübertragung durch induktive Kopplung) zur Verfügung stellen. In Abbildung 3.36 ist das Prinzip der induktiven Kopplung dargestellt. Um die Kommunikation zwischen Reader und Transponder zu ermöglichen ist es wichtig, eine gute Kopplung zwischen den beiden zu erzielen. Die Reader-Antenne erzeugt ein magnetisches Feld, welches den Raum um sie durchdringt, dieses Feld wird von der Antenne des Transponders empfangen und zum Versorgung des Chips ausgenutzt. Der Kopplungsfaktor k ist dabei das Verhältnis der eingekoppelten Spannung des Transponders zur angelegten Spannung des Readers.

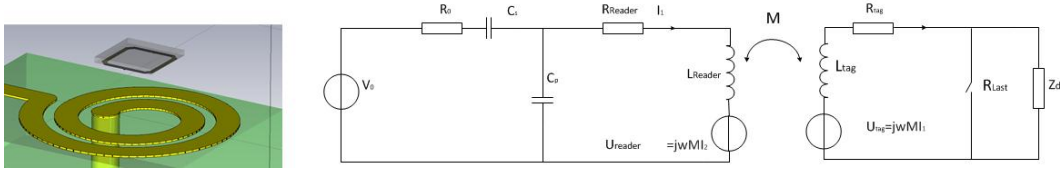


Abbildung 3.36: Ersatzschaltbild der induktiven Kopplung

Die induzierte Spannung an der Transponder-Antenne kann durch Einsetzen von Gleichung 2.5.5 in Gleichung 2.5.4 berechnet werden, und es folgt:

$$U_{tag} = j \cdot \omega \cdot k \cdot \sqrt{L_{reader} \cdot L_{tag}} \cdot I_1 \quad (3.7.1)$$

Wobei ω die Kreisfrequenz, k den Kopplungskoeffizient, L_{reader} die Induktivität der Reader Antenne, L_{tag} die Induktivität der Transponder-Antenne und I den Strom in der Reader-Antenne darstellt.

Da der Radius des OCA-Transponders kleiner als der Radius der Reader-Antenne ist ($r_{transponder} < r_{reader}$) kann der Kopplungsfaktor wie, nach [5] näherungsweise bestimmt werden, und es gilt:

$$k(x) \approx \frac{r_{tag}^2 \cdot r_{reader}^2}{\sqrt{r_{reader} \cdot r_{tag}} \cdot \sqrt{(r_{reader}^2 + x^2)^3}} \quad (3.7.2)$$

wobei r_{tag} der Radius der Transponder-Antenne, r_{reader} der Radius der Reader-Antenne und x der Abstand zwischen den beiden Antennen darstellt.

Die Induktivität der Reader-Antenne kann in Abhängigkeit der magnetischen Feldstärke nach der Näherungsformel angegeben werden [28]:

$$L_r \approx \frac{\pi \cdot N_r^2 \cdot H \cdot r_r^4}{2 \cdot \sqrt{(r_r^2 + x^2)^3}} \quad (3.7.3)$$

wobei N die Anzahl der Windungen, H das magnetische Feld, r_r der Reader-Antennen Radius, x der Abstand zu den Antennen darstellt.

Betrachtet man den Kopplungsfaktor in einem Abstand von $x=0$ (On-Chip Antenne befinden sich genau in der Antennenmitte) ergibt sich für die Gegeninduktivität der Antennen folgende Beziehung:

$$M = k \cdot \sqrt{L_{reader} \cdot L_{tag}} = N_{reader} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot H}{2}} \cdot \frac{r_{tag}^{\frac{3}{2}}}{r_{reader}} \sqrt{L_{tag}} \quad (3.7.4)$$

Aus der Gleichung 3.7.4 ist zu erkennen, dass die induzierte Spannung auf dem OCA-Transponder durch einen größeren Radius des Transponders-Antenne deutlich höher wird. Da der Transponder der aber auf 1 mm^2 begrenzt wird bzw. den Radius der Reader-Antenne kleiner gewählt wird, wird der innere Radius der Reader-Antenne auf $r_{reader} = 0,8\text{ mm}$ gewählt und somit eine bessere Kopplung erreicht. Die Transponder-Impedanz kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$Z_{tag} = R_{tag} - j \cdot \omega \cdot L_{tag} \quad (3.7.5)$$

Für den Fall der angepassten Transponder-Antenne gilt damit:

$$Z_{tag} = R_{tag} + j \cdot \omega \cdot L_{tag} \quad (3.7.6)$$

Die Kommunikation zwischen Transponder und Reader wird durch das Ein- und Ausschalten eines Lastwiderstandes (sogenannte Lastmodulation) generiert, wodurch es zu einer Impedanzveränderung kommt. Ändert man nun die Impedanz des Transponders wird damit eine Spannungsänderung auf der Reader-Antenne hervorgerufen. Die dadurch hervorgerufene Rückwirkung kann als Transimpedanz Z_T dargestellt werden [5]. Die Transimpedanz könnte nach [23] berechnet werden, und es gilt:

$$Z_T \{\omega\} = \frac{U_{tag}}{I_1} = \omega \cdot M \cdot Q_{tag} \quad (3.7.7)$$

3.7.1 Die indirekte Method zur Bestimmung der Transponder-Leistung (mittels Schaltungsanalyse)

Mit Hilfe der Knotenregel und Maschenregel (Kirchhoff) lässt sich die Spannung und der Strom der Reader-Antenne berechnen. Es handelt sich dabei um Anpassung mit einem L-Netzwerk der Reader-Antenne (siehe Abbildung 3.36), wie in [12] vorgeschlagen wird lässt sich die aufgenommene Transponder-Leistung berechnen, somit folgt:

$$U_0 = R_q \cdot I_0 + Z_1 \cdot I_0 + U_R$$

$$I_0 = I_R + \frac{U_R}{Z_2}$$

$$U_R = (R_R + j\omega L_R) I_R + j\omega M I_T \quad (3.7.8)$$

Betrachtet man den Strom, der auf Transponder-Antenne fließt, so gilt damit:

$$I_T = \frac{U_{12}}{R_t} = -j \frac{\omega \cdot M \cdot I_R}{2 \cdot R_T} \quad (3.7.9)$$

Setzt man die Gleichung 3.7.9 in die obige Gleichung 3.7.8 ergibt sich damit folgendes:

$$\left(1 + \left(\frac{2R_q(R_r + Z_2 + j\omega L_r) + Z_2^2}{2R_q(R_r + Z_2 + j\omega L_r)}\right) \frac{(\omega M)^2}{2R_T}\right) I_0 = \frac{U_0}{2R_q} \cdot \frac{Z_2}{Z_2 + R_R + j\omega L_r} \quad (3.7.10)$$

Befindet sich die Transponder-Antenne in großer Entfernung von der Reader-Antenne ist keine Kopplung zwischen den beiden vorhanden (d.h. $k=0$, und somit auch $M=0$), damit ergibt sich für den Reader-Strom:

$$I_R = \frac{U_0}{2R_q} \cdot \frac{Z_2}{Z_2 + R_R + j\omega L_r} \quad (3.7.11)$$

wobei Z_2 im Anpassnetzwerk des Readers eine parallel geschaltete Kapazität mit $Z_2 = \frac{1}{j\omega C_{par}}$ darstellt. Betrachtet man den maximal erreichbaren Effektivwert der Antennenleistung P_{Ant} ergibt sich damit:

$$P_{Ant} = \left(\frac{\frac{U_0^2}{2}}{4 \cdot R_q}\right) = \frac{U_0^2}{8 \cdot R_q} = \frac{I_q^2 \cdot R_q}{8} \quad (3.7.12)$$

Für den Absolut-Betrag des Stromes der Reader Antenne gilt folgende Beziehung:

$$|I_R| = \frac{U_0}{2 \cdot R_q} \sqrt{\frac{R_q}{R_r}} \quad (3.7.13)$$

Berechnet man den resultierenden Strom nach Betrag und Phasenlage, ergibt sich damit folgendes:

$$I_R = |I_R| \cdot e^{j\theta} \quad (3.7.14)$$

Damit ergibt sich für den effektiv Strom folgendes:

$$I_R = \frac{U_0}{2 \cdot R_q} \cdot \sqrt{\frac{R_q}{R_r}} \cdot e^{j\theta} \quad (3.7.15)$$

wobei θ die Phase darstellt.

Zurückverweisend auf die Gleichung 3.7.11 folgt damit:

$$\frac{U_0}{2 \cdot R_q} \cdot \frac{Z_2}{Z_2 + R_R + j\omega L_r} = \frac{U_0}{2 \cdot R_q} \cdot \sqrt{\frac{R_q}{R_r}} \cdot e^{j\theta} \quad (3.7.16)$$

Das $Z_2 = \frac{1}{j\omega C_p}$ ist und die dadurch verursachte Phasenverschiebung sehr klein wird, kann sie schließlich vernachlässigt werden. Für der Strom des Readers ergibt sich damit:

$$I_R = \frac{U_0}{2 \cdot R_q} \cdot \sqrt{\frac{R_q}{R_r}} \quad (3.7.17)$$

Betrachtet man schließlich den Kopplungsfall zwischen Reader und Transponder, wobei sich beide in unmittelbarer Nähe zueinander befinden, so wird die Gegeninduktivität $M \neq 0$. Dabei wird die Gleichung 3.7.10 betrachtet, und es ergibt sich:

$$I_0 \approx I_R \cdot \left(1 + \frac{1}{4} \frac{(\omega M)^2}{R_R R_q} \right) \quad (3.7.18)$$

Schließlich, wie in Gleichung 3.7.23, kann man die Transponder-Leistung berechnen und damit folgt:

$$P_T \approx \frac{1}{8R_T} \sqrt{\frac{R_q}{R_r} \frac{U_q}{2R_q}} \left| \omega M \left(1 + \frac{1}{4R_R R_T} (\omega M)^2 \right)^{-1} \right|^2 \quad (3.7.19)$$

3.7.2 Die direkte Methode zur Bestimmung der Transponder-Leistung (mittels magnetischem Feld)

Da es sich um induktiv gekoppeltes Systemen handelt gilt dabei folgende Beziehung: Wenn der Transponder dem magnetischen Feld ausgesetzt ist (Abbildung 3.37) entnimmt er mittels seiner Antenne Energie aus dem Feld und leitet diese Energie zum Chip. Wenn die magnetische Feldstärke bekannt ist, dann lässt sich diese aus dem Feld entnommene Energie bzw. Leistung der Antenne umsetzen.

Bei Stromfluss durch die Reader-Antenne, baut die Reader-Antenne ein magnetisches Feld auf. Dieses Feld der Antenne lässt sich mittels *Biot-Savart-Gesetz* durch integrieren über die gesamte Leiterschleife analytisch berechnen (Gleichung 2.3.4).

Mit Hilfe der Gegeninduktivität lässt sich die Induzierte-Spannung in der Transponder-Antenne, und somit auch die Leistung der Transponder-Antenne berechnen.

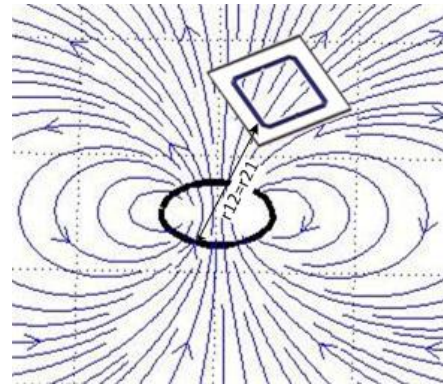


Abbildung 3.37: Transponder im Reader-Feld

Der Transponder wird in das magnetische Feld der Reader-Antenne gebracht, somit entsteht die Kopplung zwischen Reader- und Transponder-Antenne. Es ergibt sich damit für den Transponder-Strom, wie durch die Gleichung 3.7.9 gegeben.

Betrachtet man die dabei auftretende Gegeninduktivität $M = M_{12} = M_{21}$ (hängt nur von der Geometrie der Antenne ab) ergibt sich dabei nach [16] folgendes:

$$M = \frac{\phi}{I_R} \quad (3.7.20)$$

wobei ϕ den Magnetischen Fluss darstellt, dass das Flächenintegral der magnetischen Flussdichte \vec{B} über einer Fläche ist.

Somit ergibt sich für die Gegeninduktivität der Schleife durch einsetzen des magnetischen Flusses folgendes:

$$M = \frac{\frac{\mu I_R}{4\pi} \oint \frac{d\vec{S}_R}{r_{21}} \oint d\vec{S}_T}{I_R} \quad (3.7.21)$$

Integriert man über die geschlossene Oberfläche des Readers und der Transponder-Antenne ergibt sich damit für die Gegeninduktivität:

$$M = \frac{\mu H N_{tag} \pi r_{tag}^2}{I_R} \quad (3.7.22)$$

Setzt man Gleichung 3.7.22 in Gleichung 3.7.9 ein, so erhält man die Gleichung für die maximal erreichbare effektive Leistung auf einer kreisrunden Transponder-Leiterschleife:

$$P_{Tag} = \frac{I_T^2 \cdot R_T}{8} = \left(-j \frac{\omega \cdot \frac{\mu H N_{tag} \pi r_{tag}^2}{I_R} \cdot I_R}{2 \cdot R_T} \right)^2 \frac{R_T}{8} \quad (3.7.23)$$

$$P_{Tag} \approx \frac{\omega^2 \mu^2 H^2 N_{tag}^2 \pi^2 r_{tag}^4}{32 \cdot R_T}, \quad [W] \quad (3.7.24)$$

wobei ω die Kreisfrequenz, μ die magnetische Permeabilität, H die magnetische Feldstärke, N_{tag} die Anzahl der Windungen, r_{tag} der Radius und R_T der Widerstand der Transponder-Antenne darstellen.

Für den Betrag der maximalen erreichbaren effektiv Leistung einer rechteckigen Transponder-Leiterschleife mit den Kantenlängen a und b ergibt sich die Näherungsformel:

$$P_{Tag} \approx \frac{\omega^2 \mu^2 H^2 N_{tag}^2 a^2 b^2}{32 \cdot R_T}, \quad [W] \quad (3.7.25)$$

Aus Gleichung 3.7.27 kann die effektive Spannung der Transponder-Antenne berechnet werden. Demnach folgt:

$$U_{Tag} \approx \frac{\omega \mu N_{tag} A_{tag} H}{\sqrt{32}} \quad (3.7.26)$$

Die Spannung der Transponder-Antenne lässt sich somit berechnen. Bei guter Anpassung entspricht die Versorgungsspannung des Chips der Spannung der Transponder-Antenne. Mit minimal benötigter Versorgungsspannung kann auch die minimal benötigte Feldstärke, bei welcher der Transponder eingesetzt werden kann demnach folgt berechnet werden:

$$H_{min} \approx \frac{V_{dd_{min}} \sqrt{32}}{\omega \mu N_{tag} A_{tag}} \quad (3.7.27)$$

wobei H_{min} die minimal benötigte Feldstärke, $V_{dd_{min}}$ die minimal benötigter Versorgungsspannung des Transponders und A_{tag} die Antennenfläche des Transponders darstellt.

Es wird mit einer Quellen-Leistung von $P_q = 2 \text{ mW}$ (3 dBm) gesendet. In Abbildung 3.38 ist die am Transponder empfangene Leistung von unterschiedlichen OCA-Typen in Abhängigkeit der Entfernung zum Reader aufgetragen. Ersichtlich ist, dass sich die Leistung, proportional zum Kopplungsfaktor, am Transponder um ca. -10 dBm auf -7,5 dBm verringert.

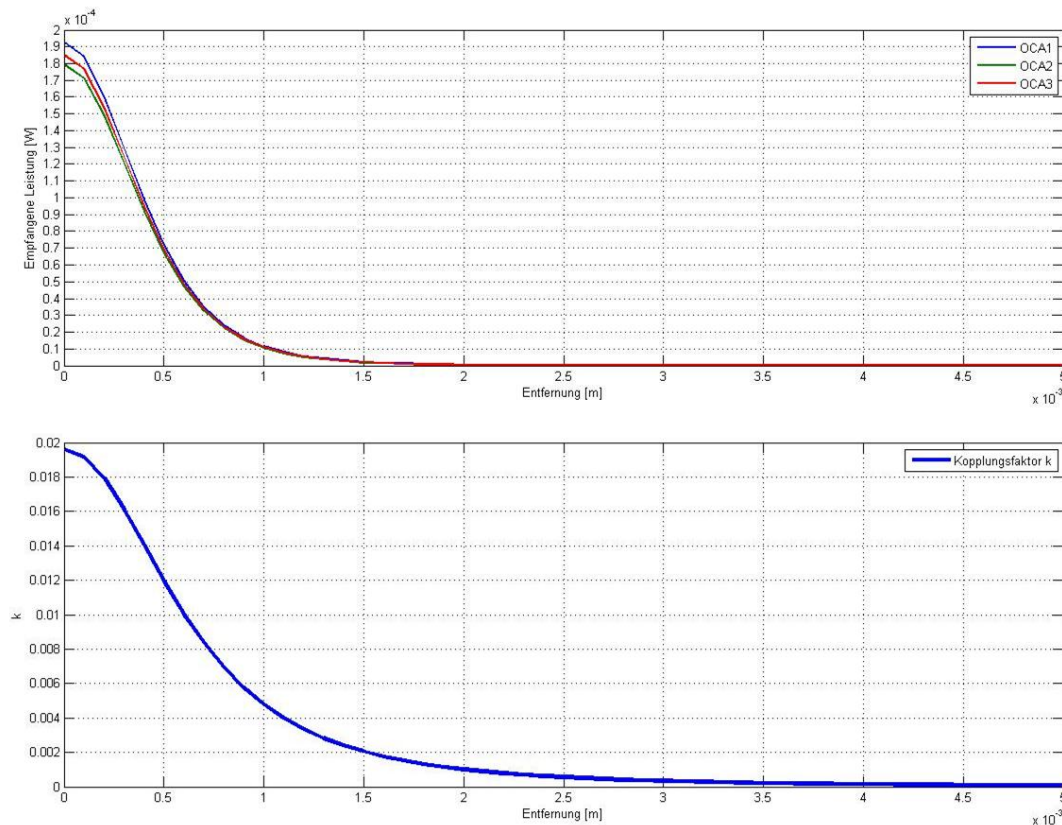


Abbildung 3.38: Die Empfangenen Transponderleistung und die Kopplung über der Reichweite

Daraus ist ebenfalls ersichtlich, dass sich die Transponder-Leistung von allen OCA-Typen nicht stark unterscheidet. Dennoch scheint OCA 1 der geeignetste Typ für die Kommunikation zwischen Reader und Transponder zu sein. Die Kommunikation zwischen Transponder und Reader basiert auf variieren der Impedanz. Denn nach [23] gilt folgendes:

$$Z_{11} = \frac{U_R}{I_R} = R_R + \sqrt{\frac{C_{Anp}}{L_T}} \cdot \frac{\omega^2 M^2 Q_T}{1 + k \cdot \frac{R_T}{R_M}} \quad (3.7.28)$$

wobei R_R der Reader-Antennen Widerstand, C_{Anp} das Anpasselement der Transponder-Antenne, Q_T die Transponder-Antennengüte, k der Kopplungsfaktor, R_T der Widerstand der Transponder Antenne und R_M der Shunt-Widerstand ist.

Kapitel 4: Auswertung und Messergebnisse

Im folgendem Kapitel widmen wir uns schließlich der Auswertung und dem Messergebnissen des im Kapitel 3 erklärten Antennensystemen. Das Ziel dieses Kapitel ist es die Messergebnisse der verschiedenen OCA-Typen darzustellen. Es wurden verschiedene Messungen durchgeführt und dabei einige in diesem Kapitel dargestellt. Das Messsystem besteht dabei aus im Kapitel 3 entwickeltem Reader und OCA Antennensystemen. Der Reader-Antenne wird dabei über einen Zirkulator mit einem Signalgenerator verbunden. Da für Messversuche die Reader-Antenne gleichzeitig zum Senden und Empfangen von Signalen dient, ist der zugehörige Zirkulator dabei nötig um vorhandene Signale (Senden/Empfangen) trennen zu können.

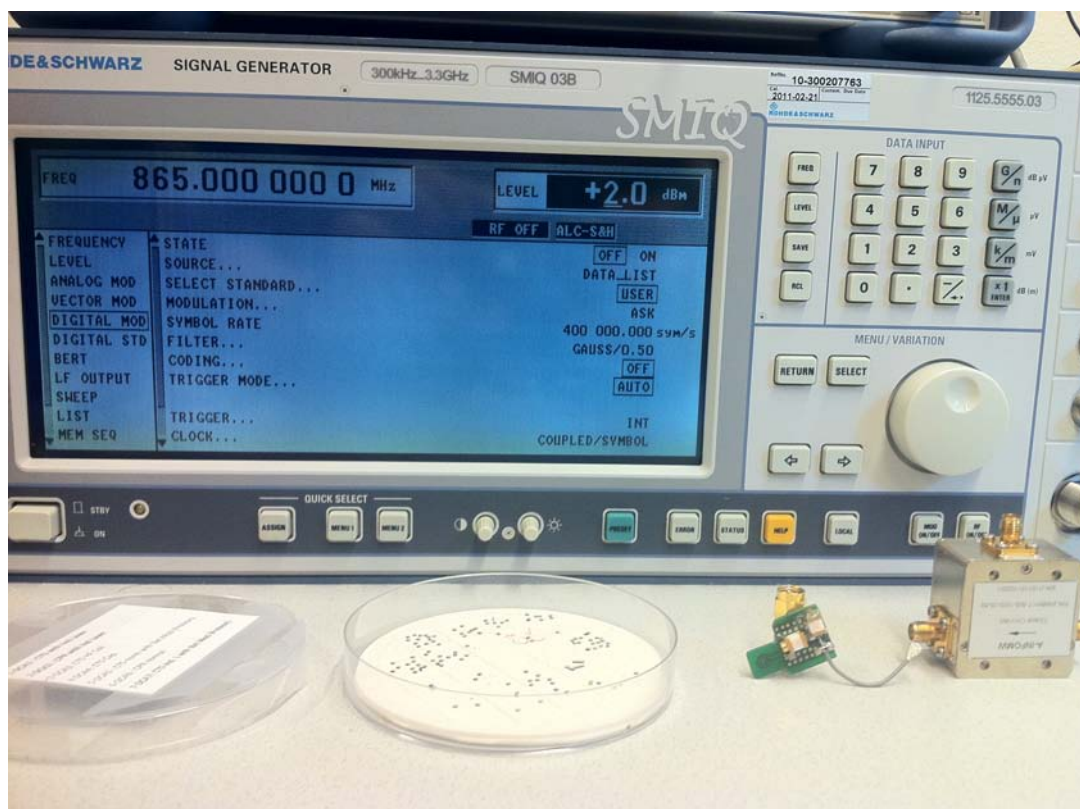


Abbildung 4.1: Die Komponenten des Messsystems

Es werden die Messungen für zwei verschiedene OCA-Transponder (CTS-Transponder, und CPR-Transponder) durchgeführt, der OCA-Transponder wird dabei über die Luftschnittstelle der Reader Antenne mit benötigter Leistung versorgt. Das Backscattersignal wurde dabei mit dem Oszilloskop und zusätzlich mit Spektrumanalyse verfolgt.

4.1 Messung an einem CTS-RFID-Transponder

Der CTS-RFID-Transponder liest je nach Befehl Sensorwerte ein und schickt sie zum Reader zurück. Dafür benötigt dieser Energie und zusätzlich Befehlsdaten, welche dem Transponder vom Reader über die Antenne gesendet werden.

Es wird der Transponder in der Antennenluftschnittstelle gesetzt und dabei die Antwort des Transponders beobachtet. Die Antwort eines Transponders besteht aus eine folge von 2 bis 15 Impulse, deren Position durch ein Protokoll zur Kommunikation mit RFID-Readern festgelegt wird. Wie in Abbildung 4.2 deutlich zu erkennen ist verhält sich der Transponder dem EPCglobal Standard entsprechend und antwortet wie erwartet.

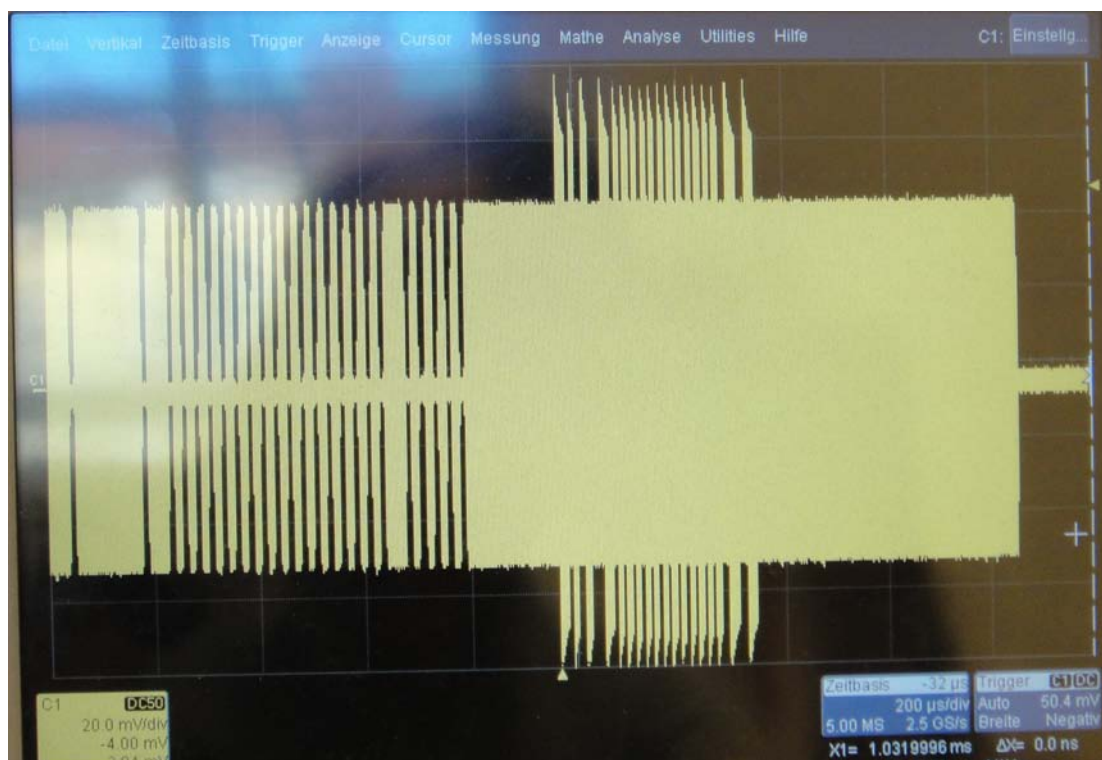


Abbildung 4.2: Backscatter Signal

Durch Vergrößerung des Abstandes zwischen dem Reader und OCA-Transponder in Abhängigkeit der z-Achse wurde die Reichweite des Systems überprüft wie im Abbildung 4.3 zu sehen ist. Da sind der Kopplungsfaktor k durch größeren Abstand stark verringert wurde die Eingangsleistung der Reader-Antenne vergrößert werden. Somit wurde die Ansprechreichweite des Systems bis zu 1 cm gemessen.

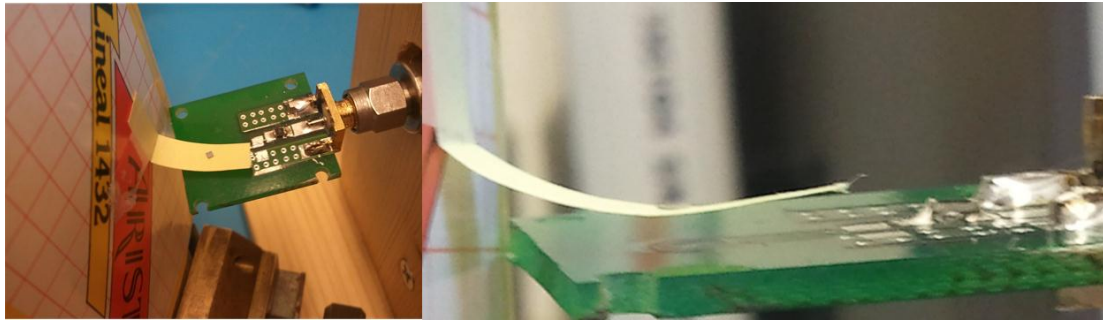


Abbildung 4.3: Lesereichweite des Systemms

4.2 Messung an einem CPR-RFID-Transponder

Der CPR-RFID-Transponder (Reflektor) schickt einen bestimmten Datensatz zum Reader, sobald der Transponder ins Feld des Readers eintritt und empfängt somit keine direkten Befehlskommandos.

Die simulierte Oszillatorfrequenz ist spannungsabhängig ($F_{osc} = f(U)$), wodurch auch eine simulierte modulierte Frequenz erzeugt werden kann. Die Taktfrequenz ist bei den jeweiligen Spannungspunkten proportional zur 4fachen modulierten Frequenz ($F_{mod} = 4 \cdot F_{clk}$), wodurch man auf die Versorgungsspannung des Transponders schließen kann.

Die OCA2 und OCA6 sind dabei mit fixer Identifikationsnummer vorgegeben, sobald sie sich im Reader Feld befinden senden sie sofort ihre ID wie in Abbildung 4.4 zu sehen ist, dabei wurde die Messung durchgeführt. Auf Grund von Messungen und Simulationen der beiden OCA Typen konnte festgestellt werden, dass sich mit erhöhter Reader-Leistung der Abstand zwischen den Antwortpulsen des Transponders vergrößert. Dies ist darauf zurückzuführen, dass sich bei Änderung der Reader-Leistung die Taktfrequenz und die Versorgungsspannung (vdd) des Transponders ändern.

Die Abbildung 4.1 zeigt die Messergebnisse bei unterschiedlichen Reader-Leistungen. Weiters sind dort die Taktfrequenz und auch der errechnete vdd-Wert eingetragen. In der Messung wurden jeweils drei OCA-Chips einerseits mit der Siliziumseite und andererseits mit der Antenne zum Reader vermessen.

4 Auswertung und Messergebnisse

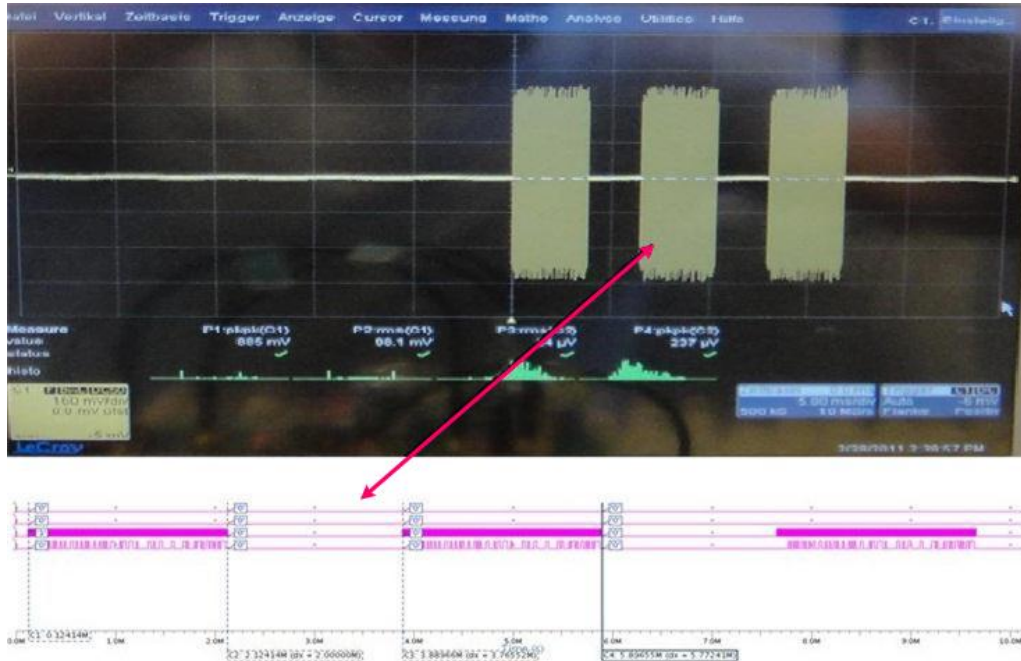


Abbildung 4.4: Simulation und Messung der Antwort des Transponders

Pin	OCA2						OCA6								
	ChipL_down T _{rpulse} [dBm]	Calculated F _{clk} [MHz]	vdd [V]	ChipL_up T _{rpulse} [ms]	Calculated F _{clk} [MHz]	vdd [V]	Chip2_down T _{rpulse} [msz]	Calculated F _{clk} [MHz]	vdd [V]	ChipL_dc T _{rpulse} [ms]	Calculated F _{clk} [MHz]	vdd [V]	ChipL_up T _{rpulse} [ms]	Calculated F _{clk} [MHz]	vdd [V]
5T _{Rev4_ant}															
-7															
-6	32,901	0,133	0,260												
-5	19,018	0,230	0,345						13,831	0,316	0,399				
-4	12,15	0,360	0,419	33,5678	0,130	0,258	25,561	0,171	0,297	8,8177	0,496	0,462			
-3	7,9837	0,547	0,471	19,693	0,222	0,339	16,009	0,273	0,374	5,5694	0,785	0,491	24,884	0,176	0,301
-2	5,35601	0,816	0,493	12,814	0,341	0,411	10,5109	0,416	0,440	3,8257	1,142	0,538	16,021	0,273	0,374
-1	3,7188	1,175	0,548	8,5239	0,513	0,465	6,71814	0,850	0,483	3,1049	1,407	0,851	10,684	0,409	0,438
0	3,0618	1,427	0,663	5,5239	0,791	0,492	4,3924	0,995	0,509	2,8322	1,543	0,743	6,8347	0,639	0,482
1	2,81296	1,554	0,751	3,85396	1,134	0,536	3,36632	1,298	0,594	2,582	1,692	0,872	4,4345	0,985	0,508
2	2,6067	1,676	0,857	3,13841	1,392	0,642	2,9902	1,461	0,685	2,3576	1,854	1,040	3,2585	1,341	0,615
3	2,3981	1,822	1,005	2,8826	1,516	0,723	2,72225	1,605	0,794	2,1795	2,005	1,220	2,8997	1,507	0,716
4	2,2215	1,967	1,173	2,66674	1,639	0,823	2,47844	1,763	0,943	2,0244	2,159	1,417	2,6345	1,659	0,841
5	2,0639	2,117	1,363	2,4476	1,785	0,966	2,27248	1,923	1,120	1,8917	2,310	1,617	2,3712	1,843	1,028
6	1,924	2,271	1,566	2,24688	1,945	1,147	2,09546	2,085	1,322	1,7786	2,457	1,809	2,177	2,007	1,223
7	1,8082	2,417	1,757	2,08779	2,093	1,332	1,99536	2,235	1,518	1,7009	2,569	1,949	2,0126	2,171	1,434
8	1,7151	2,548	1,923	1,95545	2,235	1,517	1,837	2,379	1,708	1,6051	2,723	2,126	1,892	2,310	1,617
9	1,6259	2,688	2,088	1,83902	2,376	1,704	1,7325	2,522	1,891	1,5224	2,870	2,276	1,7768	2,457	1,809
10	1,5624	2,797	2,204	1,7369	2,516	1,883	1,6413	2,663	2,059	1,4739	2,965	2,361	1,6866	2,591	1,975
11	1,52928	2,858	2,264	1,6427	2,660	2,056	1,5782	2,769	2,176	1,4182	3,061	2,453	1,6047	2,723	2,127
12	1,5063	2,901	2,305	1,5715	2,781	2,188	1,5021	2,909	2,312	1,3866	3,152	2,503	1,5316	2,853	2,260
13	1,45211	3,009	2,398	1,5089	2,896	2,300	1,5127	2,889	2,293	1,3657	3,200	2,536	1,4856	2,942	2,341
14	1,4213	3,075	2,448	1,4707	2,971	2,366	1,4538	3,006	2,395	1,348	3,242	2,563	1,4528	3,008	2,396
15	1,39564	3,131	2,489	1,423	3,071	2,445	1,4223	3,072	2,446	1,3274	3,292	2,596	1,4037	3,113	2,476

Tabelle 4.1: Messergebnisse bei unterschiedlichen Reader-Leistungen

Die verschiedenen Werte der Spannungen sind in Abbildung 4.5 dargestellt.

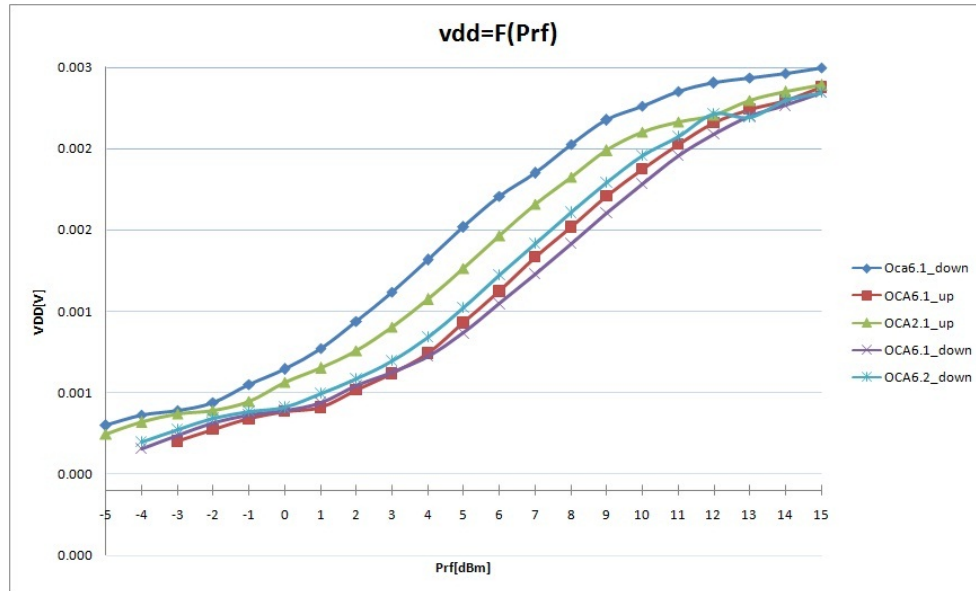


Abbildung 4.5: Versorgungsspannung des Transponders

Da der OCA 3 auch im Hochfrequenzbereich 13,56 MHz arbeitet wurden auch die Messungen im 13,56 MHz durchgeführt. Da im HF-Bereich kein Zirkulator zu Verfügung stand, wurden Messungen mit zwei Antennen durchgeführt wobei einer als Anreger-Antenne (Sender-Antenne) und der andere als Empfangsantenne benutzt wurde, wie in Abbildung 4.6 ersichtlich ist.

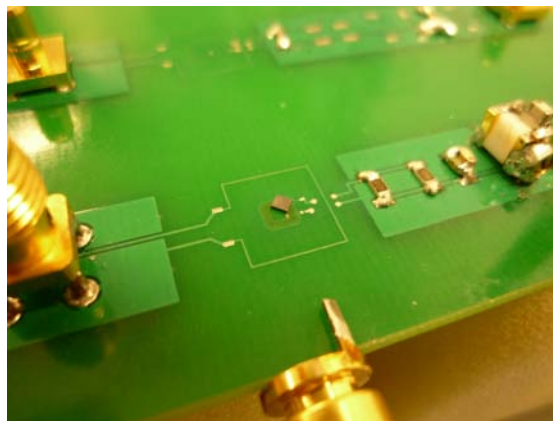


Abbildung 4.6: Messen mit zwei Antennen

Auf Grund der OCA 3 Messungen konnte festgelegt werden, dass um die Kommunikation mit OCA 3 zu ermöglichen, musste die Reader Leistung deutlich erhöht werden. Die minimal geforderte Leistung betrug dabei 13 dBm, die Antwort des Transponders war nicht so deutlich wie im UHF-Bereich zu erkennen ist, wie in Abbildung 4.7 ersichtlich.

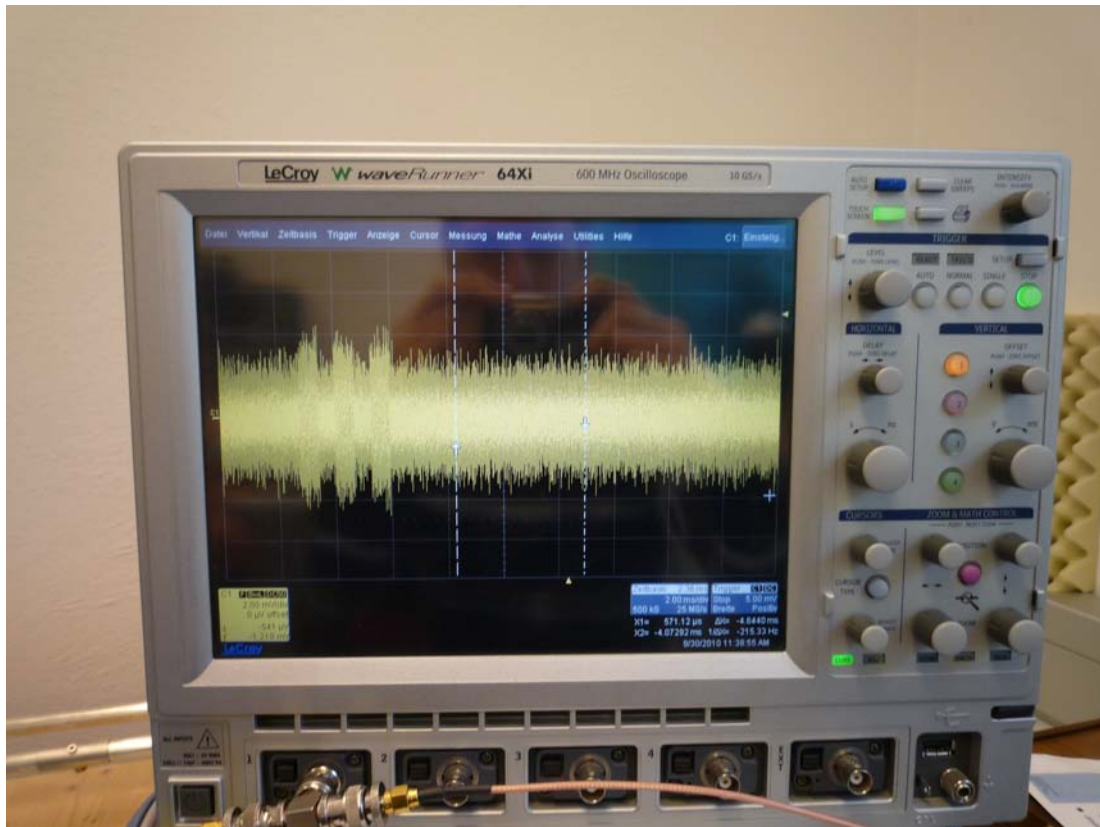
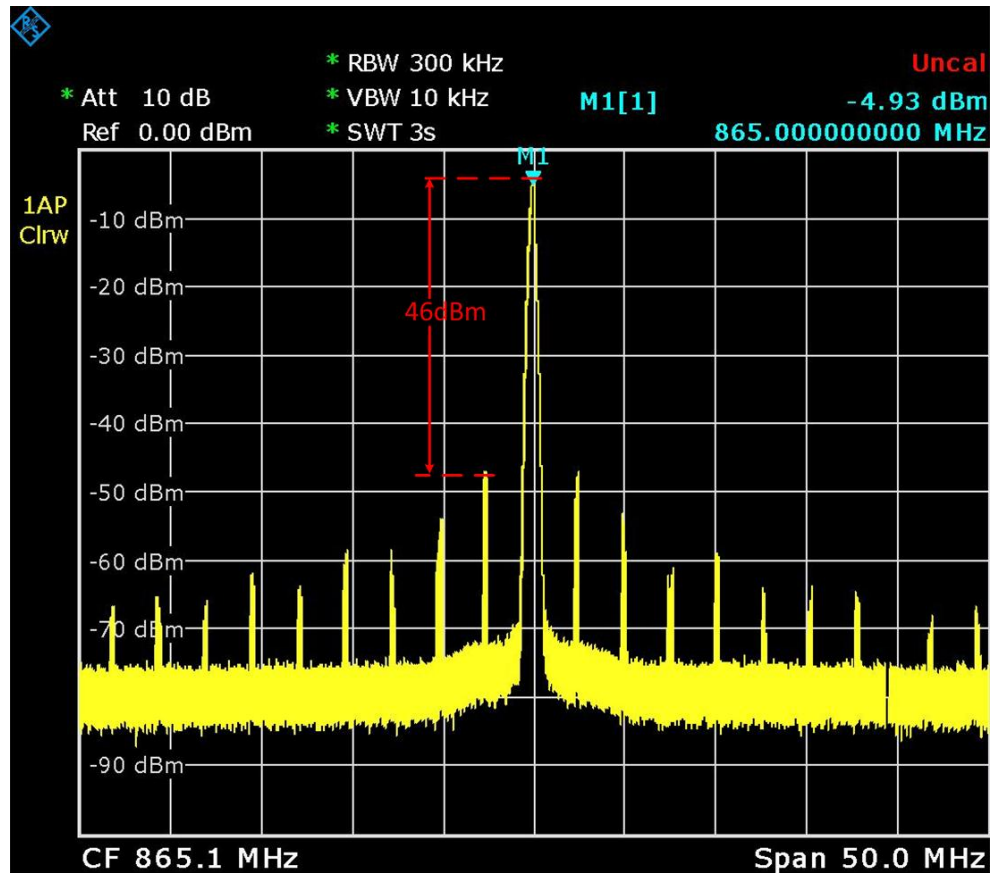


Abbildung 4.7: Backscatter Signal im HF-Bereich

Das Backscattersignal wurde zusätzlich mit Spektrumanalyse analysiert und gemessen, und die Ergebnisse der Analyse dargestellt.

Die Abbildung 4.8 zeigt das gemessene Spektrum der Differenzleistung der Reader-Antenne. Die Amplitudenmodulations-Komponenten bewirken durch die Impedanzveränderungen (Lastmodulation) die Trennung zwischen Trägerfrequenz (Senderfrequenz) und Backscatter (Antwortfrequenz). Der Abstand zwischen Träger und Backscatter weist auf die Taktfrequenz des Impulsgenerators hin. Der Ausgangsträger ist um 46 dBm höher als die Antwort des Transponders.



Date: 1.SEP.2011 10:19:46

Abbildung 4.8: Backscatter Signal am Spektrum Analyser

Das Hochfrequente Eingangssignal muss dabei gefiltert, verstärkt und zu einer niedrigeren Frequenz transformiert werden. Die Transponder Antwortfrequenz unterscheidet sich von der Sendefrequenz, dadurch das eine Verstärkung des Antwortsignals mittels Mischer möglich ist. Das HF-Empfangssignal wird somit durch Multiplikation somit zu den Frequenzen $\omega_{HF} - \omega_{LO}$ und $\omega_{HF} + \omega_{LO}$ verschoben. Und dabei alle benachbarten Frequenzen werden um die gleiche Distanz einmal nach unten zu $\omega_{HF} - \omega_{LO}$ und einmal nach oben zu $\omega_{HF} + \omega_{LO}$ transformiert. Das Spektrum um $\omega_{HF} + \omega_{LO}$ wird bei Empfänger nicht benötigt und somit durch Tiefpassfilter beseitigt. Somit wird nur das gesamte Spektrum des hochfrequenten Eingangssignals über eine Zwischenfrequenz in das niederfrequente Basisband verschoben. Um die relativ geringe Leistung des Antwortsignals zu verstärken, wurde die von Infineon entwickelte Transceiver-Schaltung verwendet. Das

Prinzip beruht auf einem schaltenden Mischer, welcher die 865 MHz-Eingangsfrequenz mit der Transponder Antwortfrequenz mischt und es ins Basisband verschiebt. Dieser befindet sich auf der in Abbildung 4.9 dargestellten Schaltung. Daraus ergibt sich eine Zwischenfrequenz, die der Transponder- Antwortfrequenz entspricht und dazu noch weitere Mischprodukte(Störsignale), die sich ober- und unterhalb der gewünschten Frequenz befinden. Diese starken Störsignale könnten eventuell eine sehr viel höhere Energie als das Nutzsignal haben, so dass sie den Antwort des Transponders übersteuern könnten. Daraus ist zu erkennen, dass das Ausgangssignal herauszufiltern und darüberhinaus zu verstärken ist damit es als niederfrequentes Signal gut erkennbar ist. Dies wird durch Zwischenfrequenzfilter erreicht, mit denen ein fester Frequenzbereich ausgewählt wird und dabei nur die Frequenzen innerhalb dieses Frequenzbereiches unverändert durchgelassen und alle anderen Frequenzen dagegen abgeschwächt werden. Dadurch werden nur die gewünschten Frequenzen an den Zwischenfrequenz Verstärker weitergeleitet und zusätzlich verstärkt. Dieser Vorgang wird für jede der 4 in der Schaltung vorhandenen Verstärkerstufen wiederholt.

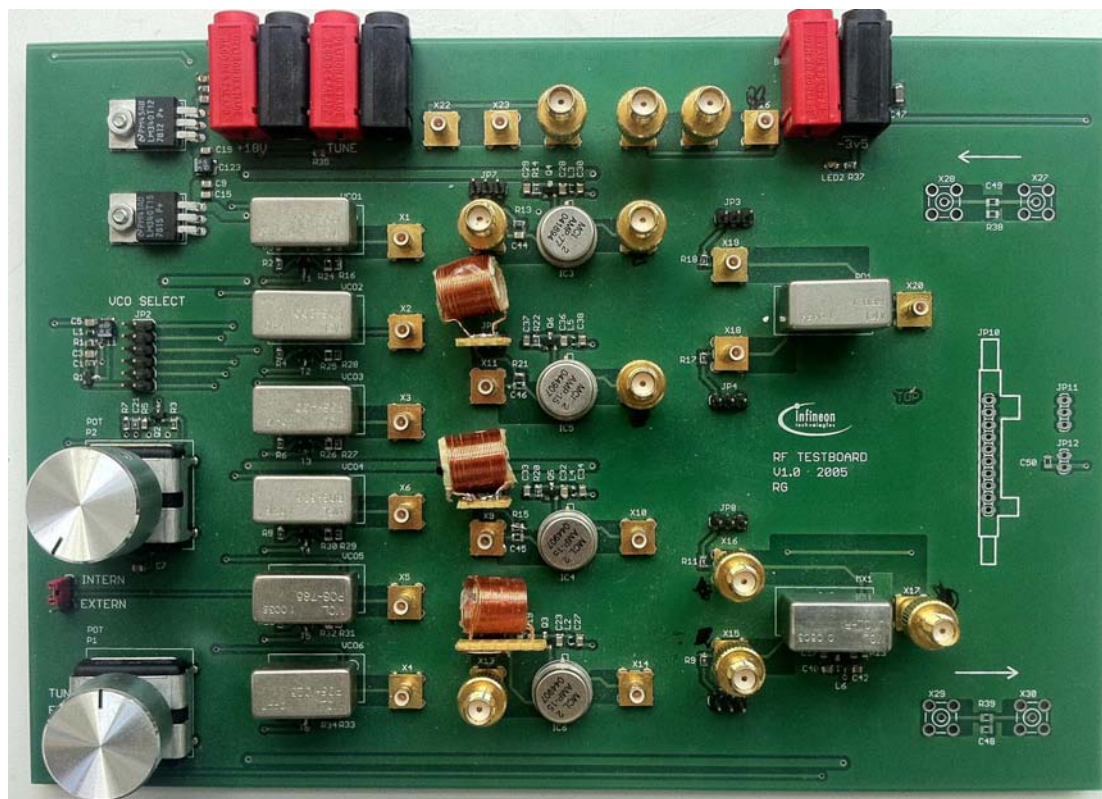
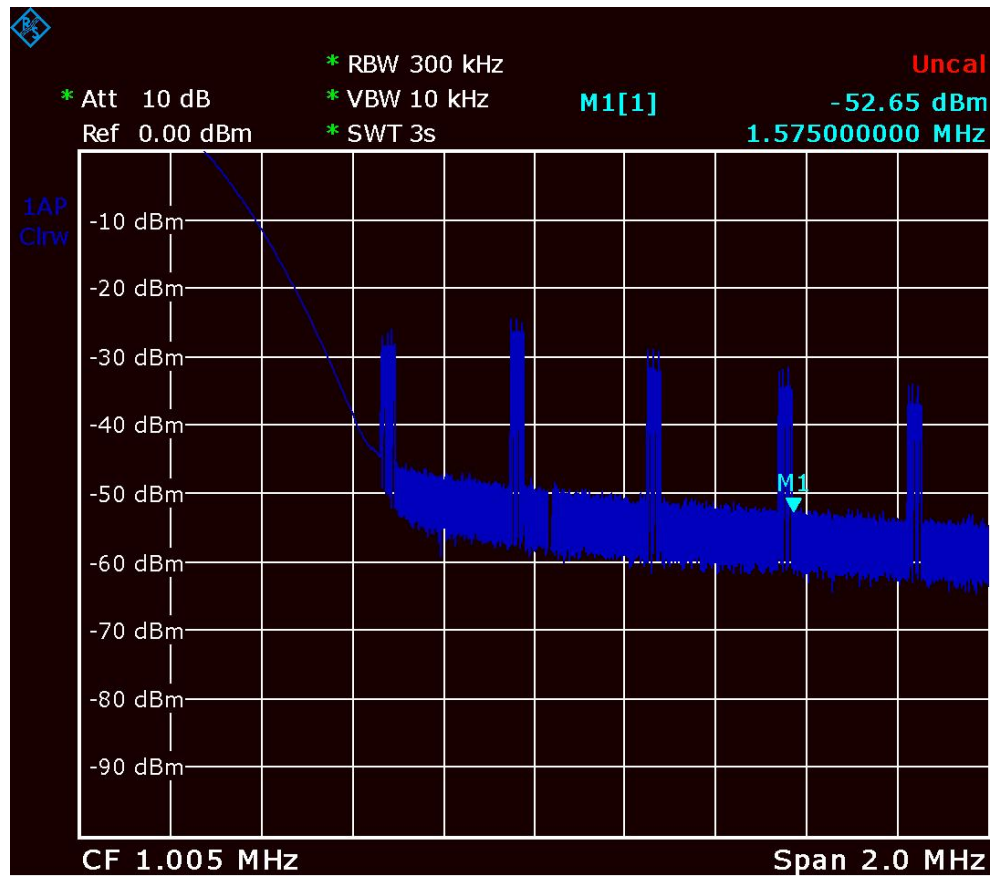


Abbildung 4.9: Transceiver-Schaltung

Die im Spektrumanalyzer betrachtete verstärkte Transponderantwort (im Basisband) ist in Abbildung 4.10 zu sehen.



Date: 1.SEP.2011 15:42:45

Abbildung 4.10: Beckscatter Signal Im Basisband

Kapitel 5: Zusammenfassung und Ausblick

Ziel dieser Arbeit war die Entwicklung eines UHF-RFID-Systems, das eine Kommunikation mit On-Chip-Antennensystemen erlaubt. Es wurde dabei die Reader-Antenne sowie die On-Chip-Antenne untersucht, sowie die Kopplung zwischen den beiden behandelt. Bei den Untersuchungen wurde ein von Infineon entwickelter Test-Chip mit integrierter Antenne verwendet. Durch Verwendung von mehreren Simulationstools sowie durch Untersuchungen basierend auf mathematischen Gleichungen, wurden Ergebnisse analysiert und entsprechend dargestellt.

Nach den Untersuchungen war klar, dass die Reader-Antenne eine große Rolle im Kommunikationsablauf mit dem OCA-Chip spielt, da sie einen sehr guten Kopplungsfaktor mit der On-Chip-Antenne aufweisen muss. Um diese gute Kopplung auf der Reader-Seite zu erreichen, wurde entsprechend eine Verkleinerung des Luftspalts vorgenommen, was eine Vergrößerung des Kopplungsfaktors zur Folge hatte, jedoch die Reichweite des Systems proportional zum Luftspalt reduzierte, aufgrund dessen sollte die Reader- und Transponder-Antenne immer zusammen entwickelt werden.

Bei der Untersuchung der On-Chip-Antenne wurde gezeigt, dass durch Verlängerung der Leiterbahn eine größere Fläche von Magnetfeldlinien durchsetzt werden und somit die induzierte Spannung erhöhen kann. Da man durch Verlängerung der Leiterbahn gezwungen ist, mehr Windungen in die Transponder-Antenne zu bringen, führt dies jedoch zur Vergrößerung der parasitären Elemente in der Spule und somit zur Verkleinerung der Antennengüte. Eine andere Möglichkeit stellt die Vergrößerung der Leiterbahnbreite dar, wodurch ebenfalls eine größere Fläche erreicht wird, was zu einer Reduzierung des Widerstands und Erhöhung der Antennengüte führt. Nach den Untersuchungen wurde gezeigt, dass der Transponder mit integrierter Antenne für Frequenzen im HF-Bereich eine deutlich höhere magnetische Feldstärke als im UHF-Bereich benötigt.

In nachfolgenden Arbeiten konnte durch die Nahfeldantenne ein entsprechendes Demo-System entwickelt werden wie in Abbildung 5.1 dargestellt. So beschäftigte sich [15] mit einer Geldverifikation durch handelsübliche UHF-USB-Reader (für den UHF-RFID EPC Standard). Weiters konnte durch den Kommunikationsaufbau die Funktionen (integrierte Sensoren) des OCA-Chip analysiert und auf verschiedenste Weise ausgetestet werden.



Abbildung 5.1: Demo-System Geldverifikation [15]

Literaturverzeichnis

- [1] Ashby, K. B.: High Q Inductors for Wireless Applications in a Complementary Silicon Bipolar Process. IEEE Journal of Solid-State Circuits, pp. 4-8, Jänner 1996. <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [2] Dobkin, D. M.: The RF in RFID : passive UHF RFID in practice. Elsevier Ltd, Oxford, Pap/Cdr Aufl., Oktober 2007.
- [3] Edwards, T.: Foundations for Microstrip Circuit Design. John Wiley & Sons, New York, F First Edition Aufl., 1981.
- [4] EPCglobal: Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz-960 MHz Version 1.2.0. online, Oktober 2008. <http://www.gs1.org/gsmp/kc/epcglobal/uhfc1g2>.
- [5] Finkenzeller, K.: RFID Handbuch: Grundlagen und praktische Anwendungen induktiver Funkanlagen, Transponder und kontaktloser Chipkarten. Carl Hanser Verlag, München, 4. Aufl., 2006.
- [6] Fischer, H.: RFID & Co. Franzis Verlag GmbH, 85586 Poing, 2007. www.ideehoch2.de.
- [7] Gebhart, M., B. F.: RFID-Systems: HF-Reader-Technologie. online, 2009. <http://www.iks.tugraz.at/lehre/unterlagen/rfid-systems>.
- [8] Gebhart, M., B. F.: RFID-Systems:RFIDEinleitung und Überblick. online, 2009. <http://www.iks.tugraz.at/lehre/unterlagen/rfid-systems>.
- [9] Gebhart, M.: RFID-Systems: Einige Grundlagen der magnetischen Nahfeld-Kopplung. online, 2009. <http://www.iks.tugraz.at/lehre/unterlagen/rfid-systems>.
- [10] Hock, A., T. A.: Antennenpraxis: Eine Einführung in die Welt der Antennen Sehen, Erkennen und Verstehen. expert-verlag, Kontakt & Studium: Nachrichtentechnik, 452 Aufl., 1995.
- [11] ITWissen: Schwingkreis. online, besucht im mai 2011. <http://www.itwissen.info/definition/lexikon/Schwingkreis-resonant-circuit.html>.

- [12] Jiang, B., S. J. R. P. M. R. S. F. K. S.-R. und A. V. Mamishev: Energy Scavenging for Inductively Coupled Passive RFID Systems. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, pp. 984-989, May 2005. <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [13] Möschwitzer, E.: Einführung in die Elektrotechnik-Elektronik. Verlag Technik, Berlin, 3. Aufl., 1992.
- [14] Nogueira, J. G. A.: Szenarionanalyse der interaktiven Werbung im TV der Zukunft. Books on Demand GmbH, Norderstedt Germany, 1 Aufl., 2009. <http://www.grin.com/>.
- [15] Pachler, W.: Entwicklung eines Demosystems für spezielle RFID-Anwendungen. Diplomarbeit, Technischen Universität Graz, Institut für Elektronik, Graz, Austria, August 2011.
- [16] Preis, K.: Theorie der Elektrotechnik 1 Vorlesungsskriptum. 2001.
- [17] Reinisch, H., G. S. G. H. M. K. W. P. u. G. H.: A Multifrequency Passive Sensing Tag with On-chip Temperature Sensor and Off-chip Sensor Interface Using EPC HF and UHF RFID Technology. Graz University of Technology, Institute of Electronics, Infineon Technologies Austria AG, Development Center Graz, 2011.
- [18] Reinisch, H., G. S. G. H. W. H. U. M. K. W. P. u. G. H.: A 7.9uW remotely powered addressed sensor node using EPC HF and UHF RFID technology with -10.3dBm sensitivity. *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. - Digest of Technical Papers ISSCC 2011*, 2011, pp. 454-455., 2011.
- [19] RfidReady: RFID - Die Funktionsweise im Überblick. online, besucht im Januar 2011. http://www.rfid-chips.net/index.php?option=com_content&task=view&id=13&Itemid=27.
- [20] Ronals, T.: Characterization of Integrated Lumped Inductors and Transformers. Diplomarbeit, Technischen Universität Wien, Fakultät für Elektrotechnik, Wien, Austria, April 2002.
- [21] Rothammel, K., A. K.: Rothammels Antennenbuch. DARC Verlag, Baunatal, 12. Aufl., 2001.
- [22] Scholz, P., R. C. W. J. und U. Hilleringmann: Analysis of Energy Transmission for Inductive Coupled RFID Tags. *IEEEEXPlore*, 2007. <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [23] Shameli, A., S. A. A. R. R. M. C. J. und F. D. Flaviis: A UHF Near-Field RFID System With Fully Integrated Transponder. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, pp. 1267 - 1277, May 2008. <http://ieeexplore.ieee.org>.

- [24] Soffke, K. O.: Modellierung, Simulation und Entwurf induktiv gekoppelter Transpondersysteme. Doktorarbeit, Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Darmstadt, Darmstadt, Deutschland, Oktober 2007.
- [25] Thumm, M.: Hoch- und Höchsthfrequenz- Halbleiterschaltungen. TU Karlsruhe, Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik Skriptum zur Vorlesung, 15. Auflage WS 2008/2009.
- [26] Tojaga, A.: Untersuchungen zur Integration einer On-Chip-Antenne. Diplomarbeit, Technischen Universität Graz, Institut für Breitbandkommunikation (IBK), Graz, Austria, Jänner 2009.
- [27] Wikipedia: Lichtgeschwindigkeit. online. <http://de.wikipedia.org/wiki/Lichtgeschwindigkeit>.
- [28] Xuesong, C., W. G. Y. Y. B. C. H. L. und R. Singh: A 2.45-GHz Near-Field RFID System With Passive On-Chip Antenna Tags. IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, June 2008. <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [29] Youbok, L., P.: Antenna Circuit Design. AN710-application note. Microchip Technology Incorporated, 2003. <http://http://www.microchip.com>.