

**Modellierung, Optimierung und Vermessen  
von HF-RFID-Transpondern  
unter Berücksichtigung nichtlinearer Effekte**

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik  
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover  
zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor-Ingenieur**

(abgekürzt: Dr.-Ing.)

genehmigte

**Dissertation**

von

**Dipl.-Ing. Wei Lin**

geboren am 5. Februar 1976 in Zhejiang

2012

1. Referent: Prof. Dr.-Ing. Hermann Eul  
2. Referent: Prof. Dr.-Ing. Ludger Overmeyer  
Tag der Promotion: 23.02.2012

## **Abstract**

Wei, Lin:

### **Modellierung, Optimierung und Vermessen von HF-RFID-Transpondern unter Berücksichtigung nichtlinearer Effekte**

Immer kürzere Entwicklungszyklen und die vielfältigen Anwendungen von HF-RFID-Systemen erfordern besonders effiziente Verfahren für den Transponderentwurf. Diese Forderung steht im Gegensatz zum Stand der Technik im Bereich der Transponderentwicklung, der durch viele experimentelle Arbeit im Bereich der Spulenentwicklung gekennzeichnet ist.

In dieser Arbeit wird ein analytischer Ansatz entwickelt, mit dem eine Transponderspule in deutlich kürzerer Zeit entworfen kann. Weiterhin wird das nichtlineare Verhalten des integrierten Transponderschaltkreises untersucht, der im industriellen Entwurfsprozess in der Regel durch ein lineares Modell nachgebildet ist. Da derartige RFID-Schaltkreise von Natur aus nichtlinear sind, besitzt dieses Modell nur eine begrenzte Genauigkeit. In dieser Arbeit wird der Einfluss der Nichtlinearität des Transponderschaltkreises auf dessen Eingangsimpedanz genau untersucht. Ein weiterer Hauptabschnitt dieser Arbeit beschäftigt sich mit der Vermessung von Transpondern. Aufbauend auf den Kenntnissen über die Nichtlinearität des integrierten Schaltkreises wird ein neuartiges Verfahren zur Resonanzfrequenzmessung vorgestellt, das den Einfluss der Nichtlinearität in den Messablauf mit einbezieht.

Schlagwörter: RFID-Transponder, Schleifenantenne, Nichtlinearität

## **Abstract**

Wei, Lin:

### **Modeling, Optimization and Measurement of HF RFID Transponders with respect to the nonlinearity**

The state-of-the-art process for designing an RFID transponder requires many design iterations. This time-consuming process cannot meet the demands of the fast growing RFID market. In this thesis, an efficient design process is developed to cut development costs and time to market.

A HF-RFID-Transponder normally consists of two main components: a loop antenna and an IC. After an introduction to the theory of RFID systems, the modeling of a loop antenna is presented. Novel formulas are developed for analyzing a loop antenna based on its geometry. The high accuracy of these formulas greatly reduces the number of development iterations. Furthermore, the nonlinearity of the IC is investigated. In the state-of-the-art design process, the IC is treated as a linear element. Due to the nonlinear nature of the actual IC, the linear model does not work very accurately. The influence of the nonlinearity on the impedance of the IC is analyzed, which is important for transponder design. Another significant step in the design process is the characterization of the transponder by measurement. Based on the nonlinear analysis, a novel measurement method for obtaining the resonance frequency of a transponder is developed, which takes the nonlinearity of the IC into account.

Keywords: RFID Transponder, Loop antenna, Nonlinearity

# Inhaltsverzeichnis

<b>Symbols and Abbreviations</b>	<b>iii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Hintergrund und Motivation . . . . .	1
1.2 Struktur der Arbeit . . . . .	6
<b>2 Grundlagen der induktiv gekoppelten RFID-Systeme</b>	<b>8</b>
2.1 Funktionsprinzip . . . . .	9
2.2 Magnetisches Feld . . . . .	11
2.2.1 Magnetische Feldstärke . . . . .	11
2.2.2 Magnetischer Fluss und magnetische Flussdichte . . . . .	12
2.2.3 Magnetische Induktion, Selbst- und Gegeninduktivität . . . . .	14
2.3 Parameter für die Charakterisierung eines Transponders . . . . .	15
2.3.1 Resonanzfrequenz $f_{res}$ . . . . .	16
2.3.2 Gütefaktor $Q$ . . . . .	19
2.3.3 Ansprechfeldstärke $H_{min}$ . . . . .	20
2.4 Zusammenfassung . . . . .	21
<b>3 Modellierung einer Schleifenantenne</b>	<b>22</b>
3.1 Ersatzschaltbild einer Schleifenantenne . . . . .	22
3.2 Entwicklung einer Formel für die Berechnung von $L_s$ . . . . .	25
3.2.1 Vergleich verschiedener Methoden . . . . .	25
3.2.2 Rechteckige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt . . . . .	28
3.2.3 Rechteckige Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt . . . . .	32
3.2.4 Kreisförmige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt . . . . .	34
3.2.5 Kreisförmige Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt . . . . .	37
3.2.6 Verifikation durch Messung . . . . .	37
3.3 Entwicklung einer Formel für die Berechnung von $R_s$ . . . . .	39
3.3.1 Skin-Effekt . . . . .	40
3.3.2 Proximity-Effekt . . . . .	43
3.3.3 Verifikation durch Messung . . . . .	44

3.4	Entwicklung einer Formel für die Berechnung von $C_p$ . . . . .	45
3.4.1	Antennen mit kreisförmigem Querschnitt . . . . .	45
3.4.2	Antennen mit rechteckigem Querschnitt . . . . .	47
3.4.3	Verifikation durch Messung . . . . .	48
3.5	Optimierung eines Transponders mit den entwickelten Formeln . . . . .	48
3.6	Zusammenfassung . . . . .	54
<b>4</b>	<b>Der Einfluss der Nichtlinearität des IC's</b>	<b>55</b>
4.1	Einführung in nichtlineare Schaltungen . . . . .	55
4.2	Analyse im Zeitbereich . . . . .	59
4.3	„Generalized averaging“ Methode . . . . .	65
4.4	Matlab-unterstützte Schaltungssimulation . . . . .	72
4.5	Verifikation durch Messung . . . . .	76
4.6	Zusammenfassung . . . . .	78
<b>5</b>	<b>Resonanzfrequenz-Messverfahren</b>	<b>80</b>
5.1	Bekannte Methoden . . . . .	80
5.2	Übertragungsfunktion-Methode . . . . .	84
5.2.1	Theoretische Analyse . . . . .	84
5.2.2	Verifikation durch Messung . . . . .	86
5.3	Einfluss des nichtlinearen IC's . . . . .	90
5.3.1	Großsignalsweep . . . . .	90
5.3.2	Kleinsignalsweep . . . . .	95
5.4	„Unloaded-loaded“ Kombinationsmethode . . . . .	98
5.4.1	Theoretische Analyse . . . . .	98
5.4.2	Messschritte . . . . .	102
5.4.3	Verifikation durch Messung . . . . .	103
5.5	Zusammenfassung . . . . .	106
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>108</b>
	<b>References</b>	<b>111</b>
	<b>Appendix</b>	<b>116</b>
<b>A</b>	<b>Coil calculator</b>	<b>116</b>

# Formelzeichen und Abkürzungen

## Naturkonstanten

$$c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8 \frac{m}{s} \quad \text{Lichtgeschwindigkeit}$$

$$e = 2,71828182 \quad \text{Eulersche Zahl}$$

$$\epsilon_0 = 8,85418781 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm} \quad \text{Permittivität des Vakuums}$$

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \quad \text{Permeabilität des Vakuums}$$

$$\pi = 3,141592765 \quad \text{Kreiszahl}$$

## Zusammenstellung wichtiger Formelzeichen

$a$  Länge einer Schleifenantenne

$\vec{a}_\phi, \vec{a}_r$  Einheitsvektor

$b$  Breite einer Schleifenantenne

$d$  Durchmesser

$f$  Frequenz

$f_{res}$  Resonanzfrequenz

$g$  Spurbahnabstand

$k$  Kopplungskoeffizient

$l$  Länge

$p$  Drahtabstand

$r$  Distanz

$t$  Zeit

## Symbols and Abbreviations

---

$w$	Spurbahnbreite
$x, y, z$	Raumkoordinaten
$A$	Integrationsfläche
$B$	magnetische Flussdichte
$C$	Kapazität
$D$	Dämpfungsgrad
$E$	elektrische Feldstärke
$H$	magnetische Feldstärke
$H_{min}$	Ansprechfeldstärke
$I$	Stromstärke
$J$	Stromdichte
$L$	Induktivität
$M$	Gegeninduktivität
$N$	Windungszahl
$P$	Leistung
$Q$	Gütefaktor
$R$	Widerstand
$U$	Spannung
$W$	Energie
$Z$	Impedanz
$\epsilon$	Permittivität
$\mu$	Permeabilität
$\delta$	Skintiefe
$\sigma$	elektrische Leitfähigkeit
$\lambda_0$	Wellenlänge
$\omega$	Kreisfrequenz



$\Phi$             Magnetischer Fluss

## **Abkürzungen**

AC            Alternating Current  
ASK          Amplitude Shift Keying  
BAP          Battery-Assisted, Passive  
BPM          Business Process Management  
DC           Direct Current  
DUT          Device Under Test  
EAI          Enterprise Application Integration  
EAS          Electronic Article Surveillance  
EMK          Elektromotorische Kraft  
ERP          Enterprise Resource Planning  
FFT          Schnelle Fourier-Transformation  
HF           High Frequency  
IC            Integrated Circuit  
IEC          International Electrotechnical Commission  
ISM          Industrial, Scientific and Medical  
ISO          International Organization for Standardization  
LF           Low Frequency  
LOS          Line-of-sight  
MES          Manufacturing Execution System  
PCD          Proximity Coupling Device  
PICC          Proximity Integrated Circuit Card  
RFID          Radio Frequency Identification  
SCM          Supply Chain Management  
SMA          SubMiniature version A

SMD	Surface-Mounted Device
TDMA	Time Division Multiple Access
UHF	Ultra High Frequency

## Mathematische Zeichen

$\underline{X}$	Komplexe Größe
$ \underline{X} $	Betrag
$x$	Zeitabhängige Größe
$X$	Amplitude
$\vec{X}$	Vektor
bei	Imaginärteil der Bessel-Funktion erster Gattung
ber	Realteil der Bessel-Funktion erster Gattung
cos	Cosinus
grad	Gradient
ln	Natürlicher Logarithmus
rot	Rotation
sign	Sign
sin	Sinus
asinh	Areasinus Hyperbolicus
Im	Imaginärteil
Re	Realteil
$j = \sqrt{-1}$	Imaginäre Einheit

# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Hintergrund und Motivation

Die Abkürzung RFID steht für Radio Frequency Identification. Darunter versteht man eine Technologie, womit Objekte kontaktlos automatisch identifiziert werden können [17]. Ein RFID-System besteht im Allgemeinen aus drei Komponenten: dem Transponder, der an dem zu identifizierenden Objekt befestigt wird; dem Lesegerät, das die Informationen auf dem Transponder lesen und eventuell manipulieren kann; einem Computersystem, das mit dem Lesegerät verbunden und für die weitere Bearbeitung der gesammelten Daten zuständig ist, z.B. Daten mit einer zentralen Datenbank zu synchronisieren [29].

Obwohl der rasche Zuwachs der RFID-Systeme erst in den 80er Jahren begann, ist die eigentliche Idee, ein Objekt per Funk zu identifizieren, viel älter und kann auf den zweiten Weltkrieg zurückgeführt werden. Während der Kriegszeit wurde nach einem Verfahren gesucht, womit die eigenen Flugzeuge von den feindlichen unterschieden werden können. Im Jahr 1948 publizierte Harry Stockman einen Artikel über RFID: "Communication by Means of Reflected Power". Stockman wies darauf hin: "Evidently, considerable research and development work has to be done before the remaining basic problems in reflected-power communication are solved, and before the field of useful applications is explored" [50]. Wie er vorhergesagt hat, hat es sehr lange gedauert, nämlich etwa 30 Jahre, bis die Bedingungen für einen Boom der RFID-Technik erfüllt waren: theoretische Untersuchungen, Felduntersuchungen und nicht zuletzt die Entwicklung in der Halbleiterindustrie. Im Jahr 1973 erhielt Mario W. Cardullo das erste amerikanische Patent für einen aktiven RFID-Transponder mit einem wiederbeschreibbaren Speicher [20]. In den 80er Jahren wurden verschiedene RFID-Anwendungen in der ganzen Welt implementiert. Ein sehr wichtiger Faktor für den schnellen Zuwachs der RFID-Anwendungen war die Verbreitung von PCs [50]. Seitdem wächst die RFID-Technik kontinuierlich und ist inzwischen aus dem alltäglichen Leben nicht mehr weg zu denken. Die Chronik der RFID-Technik kann der Tabelle 1.1 entnommen werden.

## 1.1 Hintergrund und Motivation

---

**Tabelle 1.1:** Die Chronik der RFID-Technik [49]

Zeit	Ereignis
1940 - 1950	Radar entwickelt und in dem zweiten Weltkrieg verwendet. RFID erfunden im Jahr 1948.
1950 - 1960	Frühere Untersuchung von RFID-Technik mit praktischen Experimenten.
1960 - 1970	Weitere Entwicklung der RFID-Theorie. Beginn von Felduntersuchungen.
1970 - 1980	Erweiterung der RFID-Entwicklung. Beschleunigte RFID-Tests. Frühere Realisierungen von RFID-Systemen.
1980 - 1990	Kommerzielle RFID-Anwendungen begannen zu etablieren.
1990 - 2000	Entstehung von Standards. RFID weltweit verbreitet. RFID gehört zum alltäglichen Leben.

RFID-Technik bietet mehrere Vorteile wegen ihrer kontaktlosen Funktionsweise und ermöglicht somit viele verschiedene Anwendungen in unterschiedlichen Bereichen. Da RFID-Systeme Barcode-Etiketten in Zukunft ersetzen sollen, kann man diese Vorteile sehr gut anhand eines Vergleichs zwischen den beiden Techniken darstellen:

- Die optische Funktionsweise eines Barcode-Systems verlangt eine direkte Sichtverbindung<sup>1</sup> zwischen einem Lesegerät und einem Etikett. Das bedeutet einerseits einen zeitlichen Aufwand, weil das Etikett richtig gegenüber dem Lesegerät positioniert werden muss, und andererseits eine Schwäche gegenüber Umgebungseinflüssen, die das Sichtverhältnis verschlechtern können, wie z.B. Staub und Rauch. Bei der RFID-Technik ist der Informationsaustausch durch den Funkkanal realisiert, was die direkte Sichtverbindung unnötig macht. Somit haben Umgebungsfaktoren wie Staub und Rauch kaum einen Einfluß auf die Systemperformance. Die Kommunikation kann schneller und einfacher aufgebaut werden, da der Transponder nur in einer definierten Lesereichweite liegen muss und keine präzise Positionierung durchgeführt werden muss.
- Zwischen den Lesevorgängen zweier Barcode-Etiketten dauert es in der Regel mehrere Sekunden, da das zweite Etikett erst positioniert werden muss. Im RFID-System ist es hingegen anders. Dank der Entwicklung der Halbleitertechnologie sind die in die Transponder eingebauten ICs heutzutage so schnell, dass ein Informationsaustausch innerhalb eines Bruchteils einer Sekunde schon durchgeführt werden kann. Kombiniert mit der TDMA<sup>2</sup>-Technologie kann eine große Anzahl von Transpondern, bei manchen Systemen sogar mehrere hundert, innerhalb einer Sekunde gelesen werden. Die Steigerung der Lesegeschwindigkeit ist enorm.
- Ein Barcode-Etikett ist normalerweise nur lesbar. Eine nachträgliche Änderung der gespeicherten Information ist wegen des hohen Aufwandes nicht wirtschaftlich.

---

<sup>1</sup>Englisch: Line-of-sight (LOS)

<sup>2</sup>TDMA: Time Division Multiple Access

## 1.1 Hintergrund und Motivation

---

RFID-Transponder können ausgelesen und beschrieben werden, wenn der eingebaute IC es erlaubt.

- Ein RFID-System kann gegen illegale Zugriffe geschützt werden, z.B. durch moderne Authentifizierungsmechanismen. Barcode-Etikette unterstützen diese Funktion nicht.

Zu den Vorteilen der RFID-Technik zählen, wie aus dem obigen Vergleich ersichtlich ist, Flexibilität, einfache Nutzbarkeit, hohe Effizienz und Wiederverwendbarkeit. Diese Vorteile ermöglichen einen vielseitigen Einsatz der RFID-Technik in unterschiedlichen Anwendungen, wie z.B. Warenkennzeichnung im Warenhaus, Logistik, Zugangskontrolle, Bezahlsystem, Tieridentifikation, EAS<sup>3</sup>, Automobile Wegfahrsperrung, intelligente Bibliotheken und nicht zuletzt im Gesundheitswesen [28][69]. Neue Systeme können erschaffen werden, wenn die RFID-Technik mit anderen Technologien kombiniert wird. Dazu gehören z.B. Sensorik mit RFID-Schnittstelle [58] und die Ortung mit aktiven RFID-Transpondern [78]. Diese Systeme können helfen, Probleme zu lösen, die bis jetzt nur mit großem Aufwand oder gar nicht lösbar sind, z.B. Temperaturüberwachung von Kühltruhen während der Transportwege oder die Überwachung des Drucks innerhalb einer unterirdischen Ölleitung zum Wartungs- und Reparaturzweck.

Je nach Anwendung lassen sich unterschiedliche Formen der RFID-Technik einsetzen [67]. Eine Unterteilung dieser Technologie kann anhand unterschiedlicher Parameter erfolgen, z.B.: Betriebsfrequenz, Lesereichweite, Energieversorgung, u.s.w. Eine Unterteilung der RFID-Systeme anhand der Betriebsfrequenz kann Tabelle 1.2 entnommen werden. In dieser Arbeit liegt der Fokus auf dem HF-RFID-System nach dem ISO/IEC Standard 14443 [10]. Die Betriebsfrequenz ist 13,56 MHz und die Datenübertragung basiert auf magnetischer Kopplung. Da HF-RFID-Systeme nach dem ISO/IEC Standard 15693 [11] ähnlich funktionieren, kann das Ergebnis dieser Arbeit auch darauf angewendet werden.

---

<sup>3</sup>Electronic Article Surveillance

## 1.1 Hintergrund und Motivation

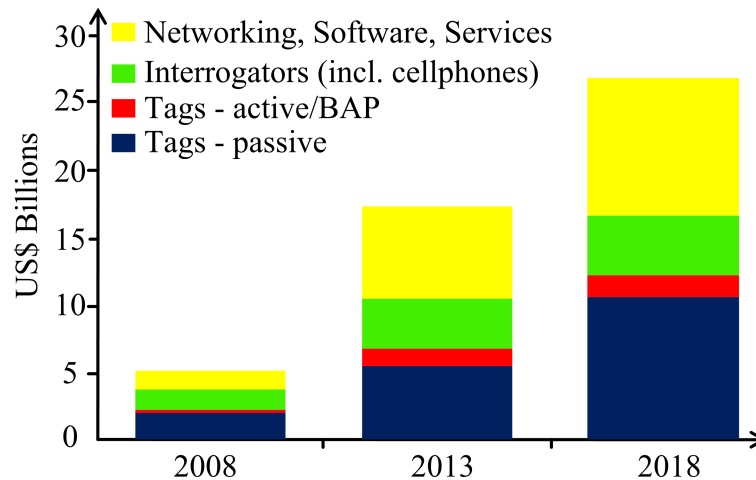
**Tabelle 1.2:** RFID-Systeme mit unterschiedlicher Betriebsfrequenz [1]

	LF	HF	UHF	Microwave
Frequenz Bereich	< 135 KHz	13,56 MHz	860 - 930 MHz	2,45GHz
Standard	ISO/IEC 18000-2	ISO/IEC 18000-3, ISO/IEC 15693, ISO/IEC 14443 (A/B)	ISO/IEC 18000-6	ISO/IEC 18000-4
Typische Lesereichweite	<0,5m	~ 1m	~4 –5 m	~ 1m
Energieversorgung	Hauptsächlich passive Transponder, magnetische Kopplung, Nahfeld	Hauptsächlich passive Transponder, magnetische Kopplung, Nahfeld	Aktive und passive Transponder, Rückstreuung, Fernfeld	Aktive und passive Transponder, Rückstreuung, Fernfeld
Typische Anwendungen	Zugriffskontrol, Tieridentifikation, Automobil	Chipkarten, Zugriffskontrol, Bezahlung, Güteridentifikation, Transport, Bücherei, Gepäckverwaltung	Logistik, Gepäckverwaltung, automatische Mautsysteme	automatische Mautsysteme, Ortung von Gütern in Echtzeit
Leserate mehrerer Transponder	Langsamer <-----> Schneller			
Performance wenn neben Wasser und Metal	Besser <-----> Schlechter			
Größe der passiven Transponder	Größer <-----> Kleiner			

Die oben genannten Vorteile machen RFID-Technik für viele Bereiche interessant. Da wegen verbesserter Produktionstechnik und größerer Verkaufsvolumina die RFID-Transponder immer kostengünstiger hergestellt werden können, steht einem rasanten Wachstum des RFID-Marktes nichts mehr im Wege. Abbildung 1.1 zeigt die rasche Entwicklung von RFID-Systemen.

## 1.1 Hintergrund und Motivation

---



**Abbildung 1.1:** Gesamter RFID-Markt in US Dollar in Billionen für 2008, 2013, 2018 [8]

Diese Marktanalyse sagt ein erhebliches Wachstum im RFID-Markt in dem kommenden Jahrzehnt voraus. Eine andere Analyse (siehe [7]) weist darauf hin, dass der wichtigste Sektor der HF-Bereich ist: letztes Jahr wurde circa 2.5 Billionen Dollar für Transponder und Systeme im HF-Bereich ausgegeben. Dies ist zehnmal so viel wie für RFID-Systeme in anderen Frequenzen, somit machten HF-RFID-Systeme 50 Prozent des globalen RFID-Marktes aus. Der schnell wachsende Markt und die neu erschaffenen Anwendungen stellen eine große Herausforderung für HF-RFID-Entwickler dar. Für die Kunden müssen individuelle Lösungen angeboten werden, während sich die Anforderungen und die Umgebungseinflüsse von Anwendung zu Anwendung unterscheiden. Um die Entwicklungszeit minimal zu halten und hohe Kosten bei der Entwicklung von Prototypen zu vermeiden, braucht man einen guten und effizienten Entwicklungsprozess.

Ein HF-Transponder besteht hauptsächlich aus einem IC und einer Schleifenantenne. Da die meisten Transponder Entwickler nur geringen oder gar keinen Einfluß auf die IC-Struktur ausüben können, liegt der Kernpunkt ihrer Aufgabe in der Entwicklung einer optimalen Schleifenantenne für einen gegebenen IC. Der Entwicklungsprozess nach dem Stand der Technik läuft in folgenden Schritten ab: anhand der Impedanzparameter des IC's wird zuerst ein Induktivitätswert berechnet, der zusammen mit diesem IC eine Zielresonanzfrequenz erzielen kann. Dann wird mit Hilfe der Erfahrung der Entwickler und ein paar grundlegenden Formeln eine Schleifenantenne dimensioniert. Die Antenne wird anschließend hergestellt und vermessen. Darauf folgend werden die Geometrieparameter der Antenne angepasst, um die Differenz zwischen dem Sollwert und dem Messwert zu verkleinern. Diese Prozedur wiederholt sich so lange, bis die Differenz klein genug ist. Es ist offensichtlich, dass der Erfolg des Entwicklungsprozesses stark von den verwendeten Formeln abhängt und auch die Erfahrung der Entwickler eine wichtige Rolle spielt. Da oft mehrere Iterationen nötig sind, um eine optimale Anpassung zu erreichen, ist dieser Prozess mit großem Kosten- und Zeitaufwand verbunden.

Um den Entwicklungsprozess zu erleichtern, wird in dieser Arbeit auf die grundlegenden Gleichungen zur Dimensionierung der Antenne eingegangen. Dazu wird zuerst durch die Zusammenfassung mehrerer Entwicklungsanleitungen der führenden Transponderchiphersteller ein Überblick über den Stand der Technik gegeben. Eine komplizierte Be-

rechnungsmethode wird in [60] vorgeschlagen. Um die Induktivität einer rechteckigen Schleifenantenne zu berechnen, soll zuerst die Antenne segmentiert werden und dann die Selbst- und Gegeninduktivität der Segmente berechnet werden, was wiederum zu einer komplizierten Matrix führt. Am Ende soll durch Lösung dieser Matrix die Induktivität der Antenne festgestellt werden. Ohne den vorgeschlagenen Prozess in einem Programm zu implementieren, ist diese Methode kaum anwendbar. In zwei anderen Entwicklungsanleitungen [41, 64] ist die gegebene Formel wesentlich einfacher:

$$L_{cat} = f(a, b, N, g, w)N^c \quad (1.1)$$

mit  $a, b$ : Größe der Antenne;  $N$ : Windungszahl;  $g$ : Spurbahnabstand;  $w$ : Spurbahnbreite;  $f()$ : eine Funktion aller geometrischen Parameter. Die Genauigkeit der Funktion  $f()$  ist nicht direkt schätzbar, aber der Fehler durch den Term  $N^c$  kann leicht geschätzt werden. Der Term beinhaltet einen konstanten Exponenten  $c$ , dessen Wert anhand der Erfahrung des Entwicklers aus dem Wertebereich [1,7 - 1,8] gewählt werden soll. Allein durch diesen Term kann eine schlechte Schätzung bei einer Antenne mit fünf Windungen einen maximalen Fehler von 17% verursachen. Da die Funktion  $f(a, b, N, g, w)$  noch zusätzliche Fehler mit sich bringt, ist der gesamte Fehler noch größer.

Um diese Herausforderung zu meistern, wurde ein Kooperationsprojekt mit Infineon ins Leben gerufen, auf dem diese Arbeit basiert. Ziel dieses Projekts ist, Formeln zur Berechnung der in einem HF-RFID-System häufig verwendeten Schleifenantennen zu entwickeln. Die Formeln sollen einerseits präzise sein, damit weniger oder gar keine Iterationen gebraucht werden, andererseits soll sie auch möglichst einfach zu verwenden sein, damit Entwicklungszeit und Aufwand minimal bleiben. Die gleichzeitige Erfüllung dieser beiden Bedingungen soll eine möglichst effiziente Entwicklung ermöglichen.

Nicht nur die Genauigkeit der Formel stellt eine Herausforderung bei der Entwicklung dar, die Nichtlinearität des IC's ist eben so anspruchsvoll. In der oben erwähnten „Stand der Technik“-Recherche wurde auch festgestellt, dass üblicherweise der IC als eine Parallelschaltung von einem Widerstand und einer Kapazität modelliert wird. Der Wert dieser beiden Elemente wird dabei als konstant angenommen. Da ICs wegen ihrer Struktur von Natur aus nichtlinear sind, gibt es eine Diskrepanz zwischen der Realität und der Modellierung. Ob diese Diskrepanz einen Einfluß auf einen HF-RFID-Transponder hat und wie groß dieser Einfluss gegebenenfalls ist, wird in dieser Arbeit auch untersucht.

Am Ende einer Entwicklung soll die Leistungsfähigkeit des Transponders mit Messungen verifiziert werden. Ein wichtiger Parameter hierbei ist die Resonanzfrequenz. Alle Messmethoden, die bisher in der Industrie verbreitet sind, basieren auf einem linearen IC-Modell. Deswegen wird in dieser Arbeit untersucht, wie groß der Einfluss der Nichtlinearität des IC's auf die Resonanzfrequenzmessung ist und eine neuartige Messmethode vorgestellt, um diesen Einfluß zu berücksichtigen.

## 1.2 Struktur der Arbeit

Um die im vorherigen Text erwähnten Herausforderungen zu meistern, ist das Verständnis eines HF-RFID-Systems unabdinglich. Im Kapitel 2 wird deswegen das HF-RFID-



System detailliert erläutert. Schwerpunkt wird auf die physikalische Funktionsweise eines induktiv gekoppelten Systems gelegt. Dabei werden auch wichtige Parameter, welche für die weitere Formelentwicklung von Bedeutung sind, vorgestellt und hergeleitet.

Damit der Entwicklungsprozess optimiert werden kann, sind präzise Formeln für die Berechnung der Induktivität von Schleifenantennen notwendig. In Kapitel 3 werden zuerst verschiedene Modellierungsmöglichkeiten verglichen, sodass dann der beste Weg verifiziert werden kann. Anschließend werden neue Formeln entwickelt, die die eben erwähnten Zielerfordernisse erfüllen. Mit diesen Formeln ist man in der Lage, sehr schnell eine passende Schleifenantenne zu entwickeln. Dank der hohen Präzision und einfachen Struktur der neuen Formeln ist es sogar möglich, eine Schleifenantenne innerhalb weniger Sekunden zu dimensionieren. Dafür wurde ein Computerprogramm entwickelt, welches bereits in der Industrie Anwendung gefunden hat. Mit diesem Tool eröffnen sich weitere Optimierungsmöglichkeiten, die anhand eines Beispiels demonstriert werden.

Die Nichtlinearität des IC's wird in Kapitel 4 analysiert. Auf Basis eines vereinfachten Ersatzschaltbildes wird die nichtlineare Eigenschaft eines IC's theoretisch analysiert. Verschiedene Methoden werden dabei verwendet. Anschließend werden die Vor- und Nachteile der einzelnen Methode diskutiert. Am Ende wird eine Entwicklungsmethode vorgestellt, die auf den neuen entwickelten Formeln und Schaltungssimulationen basiert. Mit dieser Methode kann ein gesamter Transponder effizient analysiert werden, weil zeitintensive Feldsimulationen vermieden werden können.

Nach der Entwicklung werden normalerweise Prototypen hergestellt, um die Leistungsfähigkeit des Transponders zu verifizieren. Die Genauigkeit dieser Bewertung hängt von der verwendeten Messmethode ab. Um die Resonanzfrequenz eines Transponders festzustellen, gibt es mehrere Messverfahren. Sie werden in Kapitel 5 vorgestellt. Basierend auf einem linearen IC-Modell kann die Genauigkeit dieser Methoden theoretisch abgeleitet werden. Da die nichtlinearen Eigenschaften des IC's nicht berücksichtigt werden, sind sie alle fehlerbehaftet. Um das Problem zu lösen wird eine neue Messmethode entwickelt, deren Genauigkeit anhand von Messungen verifiziert wird.

In Kapitel 6 werden die wichtigsten Aspekte dieser Arbeit kurz zusammengefasst sowie Erweiterungsmöglichkeiten vorgestellt.

## Kapitel 2

# Grundlagen der induktiv gekoppelten RFID-Systeme

Wie in Kapitel 1 schon erwähnt, gibt es viele RFID-Systeme. Sie unterscheiden sich in der Betriebsfrequenz, Lesereichweite, Datenrate, u.s.w. Das HF-RFID-System, das in dieser Arbeit untersucht wird, hat eine Betriebsfrequenz von 13,56 MHz. Diese Frequenz befindet sich in einem ISM<sup>1</sup> Band und hat den großen Vorteil, dass sie weltweit verfügbar ist. Ein HF-RFID-System besteht hauptsächlich aus einem Lesegerät (im Standard als PCD<sup>2</sup> bekannt) und einem Transponder (im Standard als PICC<sup>3</sup> bezeichnet).

Um das System zu verstehen, muss zuerst geklärt werden, ob es im Nahfeld oder im Fernfeld arbeitet. Die Wellenlänge  $\lambda_0$  eines Sinussignals auf 13,56 MHz kann mit der folgenden Formel berechnet werden:

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \times 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{13,56 \times 10^6 \text{ Hz}} \approx 22 \text{ m} \quad (2.1)$$

Da die Größe der Schleifenantenne eines Lesegerätes oder eines Transponders viel kleiner als die Wellenlänge ist, kann man mit Gleichung (2.2) berechnen, wo das Fernfeld beginnt [59, 27]:

$$\frac{\lambda_0}{2\pi} \approx 3,52 \text{ m} \quad (2.2)$$

Aus Tabelle 1.2 ist ersichtlich, dass die maximale Lesereichweite eines HF-RFID-Systems einen Meter beträgt, was dazu führt, dass das System im Nahfeld funktioniert und auf magnetischer Kopplung basiert.

In den folgenden Unterabschnitten werden das Funktionsprinzip und ein paar wichtige Parameter erläutert.

---

<sup>1</sup>Industrial, Scientific and Medical

<sup>2</sup>Proximity Coupling Device

<sup>3</sup>Proximity Integrated Circuit Card

## 2.1 Funktionsprinzip

Ein RFID-System kann in verschiedene Schichten unterteilt. Zwischen den Schichten werden Daten ausgetauscht. Ein Überblick über die Schichten enthält die Abbildung 2.1.

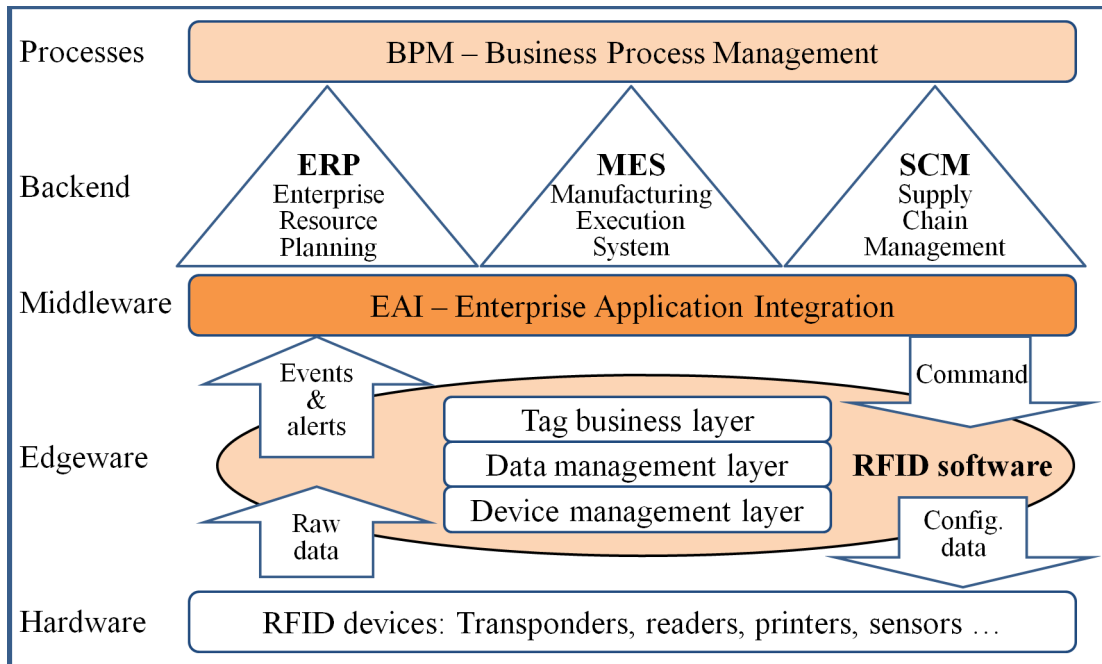


Abbildung 2.1: Systemarchitektur für RFID-Anwendungen [18]

Hardware und Software spielen eine wichtige Rolle in dieser Architektur. Die unterste Schicht ist die Hardware-Schicht, welche Lesegerät, Transponder und eventuelle Peripheriegeräte enthält. Die durch die Hardware-Schicht gesammelten Rohdaten werden durch die höheren Schichten bis zu einem Server zur weiteren Bearbeitung weitergeleitet. Die Hardware kann durch Software konfiguriert werden. Diese interaktive Architektur dient als Basis für ein effizientes Verwaltungssystem.

Zu den wichtigsten Komponenten in der Hardware Schicht zählen Lesegerät und Transponder. Wie in Abbildung 2.2 dargestellt, sind diese beiden Komponente durch ein magnetisches Feld gekoppelt.

## 2.1 Funktionsprinzip

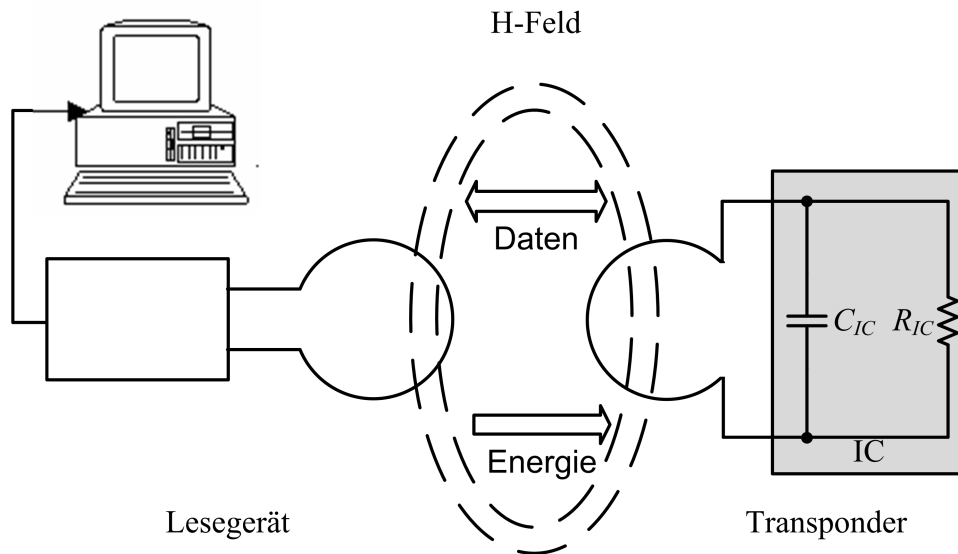


Abbildung 2.2: HF-RFID-System

Das Lesegerät besteht aus einer Schleifenantenne, einem Anpassungsnetzwerk und ein paar Steuerkomponenten. Es erzeugt ein magnetisches Wechselfeld auf 13,56 MHz. Wenn sich ein Transponder dem Feld nähert, entsteht durch die magnetische Induktion eine Spannung über dem Anschlußpunkt der Schleifenantenne. Mit der Näherung des Transponders steigt diese Spannung. Bei Überschreitung eines Schwellwertes beginnt der auf dem Transponder aufgebrachte IC zu arbeiten. Die Distanz zwischen dem Lesegerät und dem Transponder wird als Energiereichweite definiert. Die entsprechende magnetische Feldstärke wird als Ansprechfeldstärke bezeichnet.

Informationsaustausch zwischen dem Lesegerät und dem Transponder erfolgt durch Modulation des magnetischen Feldes. Das Lesegerät sendet Information zu dem Transponder durch Modulation des erzeugten magnetischen Feldes mit dem ASK<sup>4</sup> Modulationsverfahren. Der Transponder hingegen moduliert das magnetische Feld des Lesegerätes indirekt, indem er seine Impedanz entsprechend des zu übertragenden Datenstroms variiert. Der Transponder entnimmt Energie von dem magnetischen Feld und verursacht dadurch einen Spannungsabfall an der Schleifenantenne des Lesegerätes. Wird die Impedanz verändert, ändert sich auch der Spannungsabfall entsprechend. Die Information wird so von dem Transponder zum Lesegerät übertragen. Dieses Verfahren wird als Lastmodulation bezeichnet und ist in Abbildung 2.3 dargestellt.

<sup>4</sup>Amplitude Shift Keying

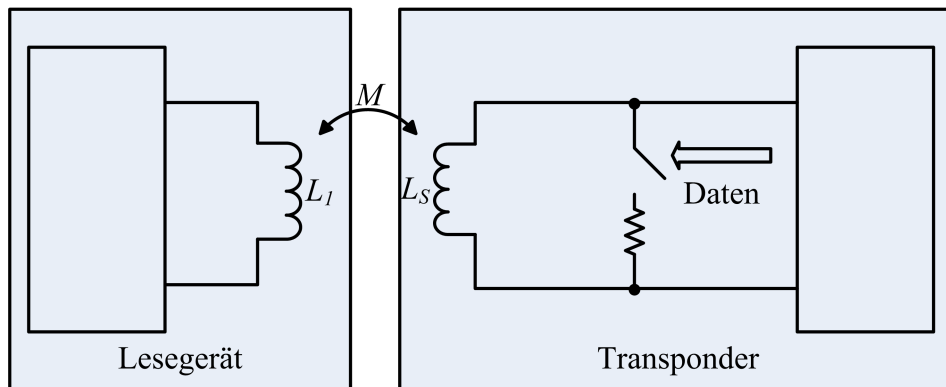


Abbildung 2.3: Lastmodulation

Das Funktionsprinzip des HF-RFID-Systems zeigt, dass sowohl die Energieübertragung als auch die Datenübertragung von der magnetischen Kopplung abhängen. Es ist deshalb auch als induktiv gekoppeltes RFID-System bekannt. Für ein gutes Verständnis des Systemverhaltens ist ein vertieftes Verständnis in Magnetismus erforderlich. Unterabschnitt 2.2 befasst sich deswegen intensiv mit magnetischen Parametern, die besonders wichtig für HF-RFID-Systeme sind. Danach werden ein paar wichtige Parameter für die Beschreibung eines Transponders im Abschnitt 2.3 eingeführt.

## 2.2 Magnetisches Feld

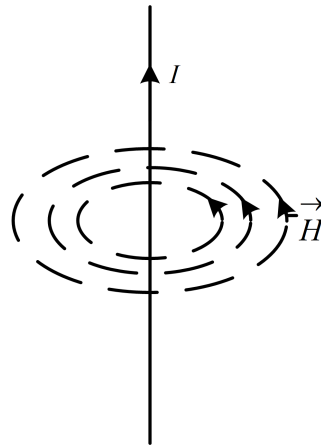
### 2.2.1 Magnetische Feldstärke

Das magnetische Feld wurde ursprünglich durch Beobachtung natürlicher Phänomene entdeckt. Wenn ein Permanentmagnet in der Luft frei beweglich aufgehängt wird, versucht er immer eine bestimmte Orientierung zu halten. Dies deutete darauf hin, dass der Magnet durch eine bestimmte Kraft beeinflusst wird. Das selbe Phänomen wurde auch bei der Anordnung eines Magneten neben einem stromdurchflossenen Leiter 1820 von Hans Christian Oersted [36] beobachtet. Die Ursache dieser Kraft kann mit einem Vektorfeld der magnetischen Feldstärke beschrieben werden, das mit  $\vec{H}$  bezeichnet wird. Das von einem stromdurchflossenen Leiter erzeugte magnetische Feld kann mit dem Ampereschen Gesetz aus Gleichung (2.3) berechnet werden.

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \quad (2.3)$$

Obwohl die Formel relativ einfach aussieht, ist die Berechnung dieses Kurvenintegrals meistens schwierig, da das magnetische Feld ein Vektorfeld ist und somit die Feldstärke  $\vec{H}$  an jedem Punkt entlang der Kurve eine unterschiedliche Amplitude und Richtung haben kann.

Für Geometrien mit besonderer Symmetrie ist es möglich, das Integral ohne großen Aufwand zu berechnen. Dies gilt z.B. für einen sehr langen geraden Leiter (näherungsweise als unendlich lang zu betrachten), wie er in Abbildung 2.4 dargestellt ist. Fließt ein Strom  $I$  durch den Leiter, wird ein kreisförmiges konzentrisches magnetisches Feld erzeugt.



**Abbildung 2.4:** Magnetisches Feld um einen langen stromdurchflossenen Draht

Auf solch einem Kreis mit einem bestimmten Radius  $R$  ist die Amplitude der magnetischen Feldstärke  $H_R$  konstant und die Richtung parallel zu dem infinitesimalen Integrationsweg. So lässt sich das Kurvenintegral wie folgt berechnen:

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = 2\pi R H_R \quad (2.4)$$

Zusammen mit der Stromstärke  $I$  ergibt sich die magnetische Feldstärke:

$$\vec{H} = \frac{I}{2\pi R} \vec{a}_\phi \quad (2.5)$$

$\vec{a}_\phi$ : Einheitsvektor in  $\phi$  Richtung

## 2.2.2 Magnetischer Fluss und magnetische Flussdichte

Ein weiterer Vektorparameter für die Beschreibung des magnetischen Feldes ist die magnetische Flussdichte  $\vec{B}$ . Im isotropischen Medium ist es durch Gleichung (2.6) mit der magnetischen Feldstärke  $\vec{H}$  verknüpft.

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

$\mu$  : die Permeabilität des Mediums

Wird  $\vec{B}$  über die Fläche integriert, so erhält man den magnetischen Fluss  $\Phi$ . Anschaulich lässt sich dieser Parameter als Summe der magnetischen Flusslinien durch diese Fläche beschreiben.

Wie schon im Unterabschnitt 2.2.1 gezeigt, ist es für Leiter mit komplizierter Geometrie schwierig, das Amperesche Gesetz für die Berechnung der magnetischen Feldstärke zu verwenden. Durch Einführung der magnetischen Flussdichte ergibt sich ein alternativer Weg durch das Biot-Savart Gesetz:

## 2.2.2 Magnetischer Fluss und magnetische Flussdichte

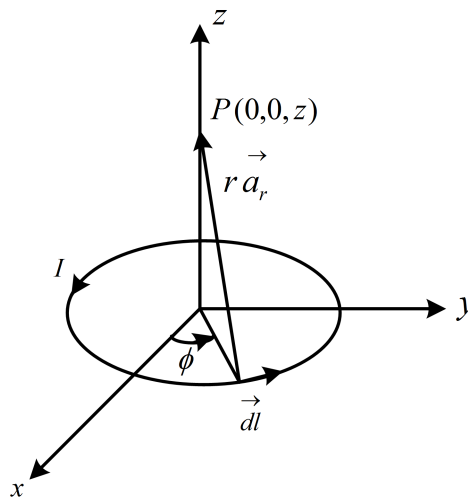
$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{d\vec{l} \times \vec{a}_r}{R^2} \quad (2.7)$$

Mit dem Biot-Savart Gesetz lässt sich die magnetische Flussdichte  $\vec{B}$ , die von einem durch Strom  $I$  durchflossenen Leiter mit einer infinitesimalen Länge  $d\vec{l}$  erzeugt wird, an einem bestimmten Ort  $P$  berechnen. In der Formel steht  $r$  für die Distanz zwischen dem Aufpunkt  $P$  und dem kleinen Leiterstück,  $\vec{a}_r$  ist der Einheitsvektor in Richtung von dem Leiterstück zum Ort  $P$ .

Gleichung (2.8) ist die entsprechende Integralform vom Biot-Savart Gesetz.

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_c I \frac{d\vec{l} \times \vec{a}_r}{r^2} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_c I \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{r^3} \quad (2.8)$$

Mit Hilfe von Formel (2.8) lässt sich das von einer Schleifenantenne erzeugte magnetische Feld berechnen. Als Beispiel wird hier die Schleifenantenne eines Lesegerätes genommen, das im ISO/IEC Standard 10373-6 für Testzwecke definiert ist. Es ist eine kreisförmige Schleifenantenne mit einer Windung und mit einem Radius  $R$ . Wird die Ebene, in der die Schleifenantenne liegt, als  $xy$  Ebene definiert (siehe Abbildung 2.5), kann die magnetische Flussdichte an dem Punkt  $P(0, 0, z)$  mit dem Biot-Savart Gesetz berechnet werden.



**Abbildung 2.5:** Das magnetische Feld einer Schleifenantenne

Wegen der Symmetrie dieser Anordnung wird das Zylinderkoordinatensystem für die weitere Ableitung ausgewählt. Das Leitungsstück  $d\vec{l}$  kann in diesem Koordinatensystem mit  $d\vec{l} = R d\phi \vec{a}_\phi$  beschrieben werden, wobei  $\vec{a}_\phi$  der Einheitsvektor in  $\phi$ -Richtung ist. Der Weg von dem Leitungsstück zu dem Aufpunkt  $P$  wird mit  $\vec{r} = r \vec{a}_r$  beschrieben, was in Zylinderkoordinaten  $-R \vec{a}_R + z \vec{a}_z$  entspricht. Das führt zu:  $d\vec{l} \times \vec{r} = R^2 d\phi \vec{a}_z + R z d\phi \vec{a}_R$ . Setzen wir dieses in Gleichung (2.8) ein, ergibt sich für die magnetische Flussdichte am Punkt  $P$ :

$$\begin{aligned}
 \vec{B} &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_c I \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{r^3} \\
 &= \frac{\mu_0 I R^2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\vec{a}_z d\phi}{(R^2 + z^2)^{3/2}} + \frac{\mu_0 I R z}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\vec{a}_R d\phi}{(R^2 + z^2)^{3/2}} \\
 &= \frac{\mu_0 I R^2}{2(R^2 + z^2)^{3/2}} \vec{a}_z \tag{2.9}
 \end{aligned}$$

Das Ergebnis zeigt, dass das magnetische Feld entlang der z-Achse nur eine Feldkomponente in z-Richtung hat, wie es wegen der Symmetrie der Anordnung auch zu erwarten ist. Eine kommerzielle Schleifenantenne ist komplizierter. Trotzdem ist es möglich, das magnetische Feld mit dem Biot-Savart Gesetz zu berechnen, wenn die Antenne zuerst in einfache Segmente zerlegt wird.

### 2.2.3 Magnetische Induktion, Selbst- und Gegeninduktivität

Magnetische Induktion, die durch das Faradaysche Induktionsgesetz beschrieben wird [36, 62], stellt die Funktionsbasis des HF-RFID-Systems dar. Das Gesetz besagt: die induzierte EMK<sup>5</sup> entlang eines geschlossenen Weges ist gleich die Änderungsrate des magnetischen Flusses durch die von dem Weg umschlossene Fläche. Ein weiteres Gesetz, die sogenannte Lenz'sche Regel, gibt die Richtung der induzierten EMK an. Mit diesen beiden Gesetzen können Selbst- und Gegeninduktivität erklärt werden.

Wie in Abschnitt 2.2.2 schon beschrieben, kann eine stromdurchflossene Spule ein magnetisches Feld generieren. Wenn der Strom sich verändert, ändert sich das Feld und somit auch der verkettete magnetische Fluss, was zu einer induzierten EMK in der Spule führt. Für die Berechnung dieser EMK wird ein neuer Parameter eingeführt: die Selbstinduktivität  $L$ , die nach Gleichung (2.10) [33] durch

$$L = \frac{\Psi}{I} \tag{2.10}$$

$\Psi$ : der verkettete magnetische Fluss

definiert ist.

Der Spannungsabfall  $v$  über der Induktivität  $L$  ist:

$$v = L \frac{di}{dt} \tag{2.11}$$

In einem linearen magnetischen Medium, z.B. wie dem Freiraum, ist die Selbstinduktivität einer Spule konstant.

Wenn der verkettete magnetische Fluss von einer anderen Spule erzeugt wird, handelt es sich um die Gegeninduktivität  $M$ . Nehmen wir an, dass ein Strom  $I_1$  durch die Erzeugerspule fließt, wird die Gegeninduktivität folgendermaßen berechnet:

---

<sup>5</sup>Elektromotorische Kraft



### 2.3 Parameter für die Charakterisierung eines Transponders

$$M_{21} = \frac{\Psi_{21}(I_1)}{I_1} \quad (2.12)$$

$\Psi_{21}$ : der von Spule 1 erzeugte verkettete magnetische Fluss durch Spule 2

In einem linearen magnetischen Medium hängt die Gegeninduktivität von den beiden Spulen und deren geometrischen Anordnung ab:

$$M = M_{21} = M_{12} \quad (2.13)$$

Die Gegeninduktivität zwischen zwei stromdurchflossenen Spulen kann mit der Neumann's Formel berechnet werden:

$$M = \frac{\mu N_1 N_2}{4\pi} \oint_{c_1} \oint_{c_2} \frac{d\vec{l}_1 d\vec{l}_2}{r} \quad (2.14)$$

Die Gegeninduktivität beschreibt die Kopplung zwischen zwei Spulen quantitativ, während der Kopplungskoeffizient  $k$ , die Kopplung qualitativ beschreibt, indem die Gegeninduktivität auf die beiden Selbstinduktivitäten normiert wird:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.15)$$

Kopplungskoeffizient  $k$  ist immer zwischen 0 und 1.

### 2.3 Parameter für die Charakterisierung eines Transponders

Es gibt viele Parameter zur Beschreibung eines HF-RFID-Systems. Einige davon, z.B. die Lesereichweite, betreffen sowohl das Lesegerät als auch den Transponder. Die Lesereichweite ist abhängig von dem vom Lesegerät erzeugten magnetischen Feld, dem Energiebedarf des Transponders und der Empfindlichkeit des Lesegerätes. Einige andere Parameter betreffen entweder nur das Lesegerät oder nur den Transponder. Da sich diese Arbeit nur mit der Analyse der Transponder befasst, werden hier auch nur die Parameter vorgestellt, die für die Beschreibung eines Transponders von Bedeutung sind.

Das Ersatzschaltbild eines Transponders wird in Abbildung 2.6 gezeigt.

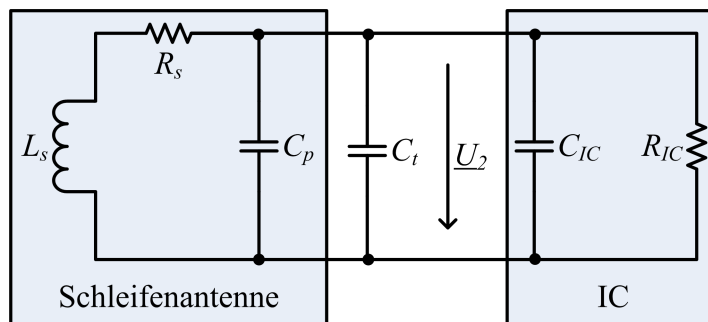


Abbildung 2.6: Ersatzschaltbild eines Transponders

### 2.3.1 Resonanzfrequenz $f_{res}$

Es besteht aus einer Schleifenantenne, einem Abstimmkondensator  $C_t$  und einem IC, wobei der Abstimmkondensator, der für die Abstimmung der Resonanzfrequenz des Transponders sorgt, in den meisten Fällen durch eine gut dimensionierte Antenne vermieden wird, um Kosten zu reduzieren. Die Schleifenantenne kann mit drei Komponenten modelliert werden (die Modellierung der Schleifenantenne wird intensiv im Kapitel 3 behandelt): dem Serienwiderstand  $R_s$ , der Selbstinduktivität  $L_s$  und der Streukapazität  $C_p$ . Der IC ist stark vereinfacht mit zwei Elementen modelliert: der Eingangskapazität  $C_{IC}$  und dem Lastwiderstand  $R_{IC}$ . Durch Gruppierung der parallelen Kapazitäten zu  $C$  kann das Ersatzschaltbild weiter vereinfacht werden (Abbildung 2.7) und dient dann als Basis für weitere Entwicklungen.

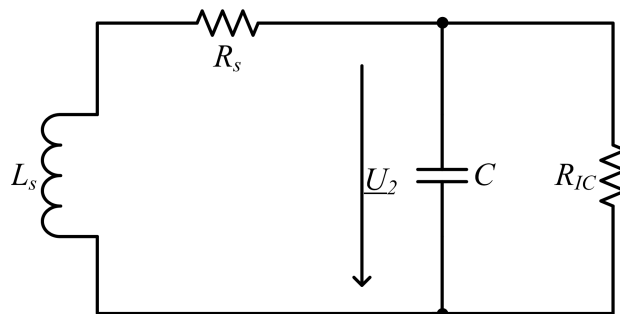


Abbildung 2.7: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Transponders

Induktivität und Kapazität bilden einen Resonanzkreis, der sich hauptsächlich durch zwei Parameter charakterisieren lässt: die Resonanzfrequenz und den Gütefaktor. In den folgenden Abschnitten werden diese beiden Parameter näher beschrieben und anhand des Ersatzschaltbildes abgeleitet. Anschließend wird der Parameter Ansprechfeldstärke eingeführt.

### 2.3.1 Resonanzfrequenz $f_{res}$

Resonanzverhalten ist ein generelles Phänomen, welches nicht nur in den elektrischen Schaltungen zu sehen sind. Häufig lässt es sich auch in der Mechanik und Akustik wiederfinden. In der Mechanik beschreibt es das Phänomen, dass eine periodische Antriebskraft eine Vibration mit extremer Amplitude hervorrufen kann. In der Elektrotechnik gibt es mehrere Definitionen für die Resonanzfrequenz. Die am weitesten verbreitete definiert den Frequenzpunkt als Resonanzfrequenz, an welcher die Impedanz der Schaltung rein reell ist [33, 25, 38]. Aus Sicht des Energieaustausches bedeutet das, dass die Quelle nur Wirkleistung liefert und die Blindleistung zwischen den Blindelementen pendelt. Wenn nicht die Impedanz, sondern die Spannung über einem bestimmten Bauteil in der Schaltung von Interesse ist, ist die eben erwähnte Definition nicht immer geeignet [37].

Ein reiner Reihenschwingkreis aus einer Induktivität, einer Kapazität und einem Widerstand ist ein sehr einfacher Resonanzkreis und dient hier als ein Beispiel für die Erklärung der Unterschiede der verschiedenen Definitionen. Dieser Reihenschwingkreis ist in Abbildung 2.8 zu sehen.

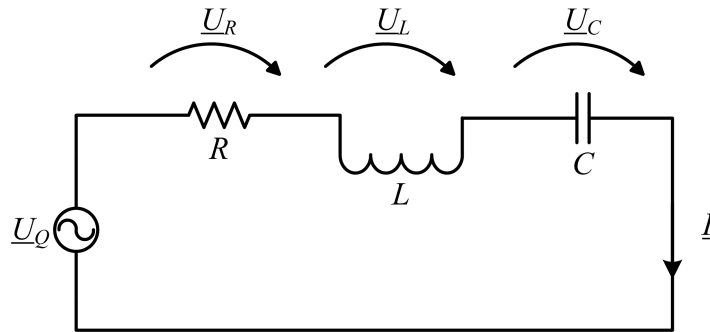


Abbildung 2.8: Einfacher Reihenschwingkreis

Die Spannungsquelle sieht die Impedanz:

$$\underline{Z} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right). \quad (2.16)$$

Aus der ersten Definition soll die Impedanz rein reell, das führt zu:

$$\begin{aligned} \text{Im} \{ \underline{Z} \} &\stackrel{!}{=} 0 \\ \Rightarrow \omega_{res} L &= \frac{1}{\omega_{res} C} \\ \Rightarrow \omega_{res} &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Bei dieser Frequenz erreichen die Eingangsimpedanz  $|\underline{Z}| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$  ein Minimum und der Strom  $|\underline{I}| = \frac{|\underline{U}_Q|}{|\underline{Z}|}$  ein Maximum. Wenn der zu betrachtende Parameter nicht Impedanz oder Strom, sondern die Spannung ist, dann wird die Resonanzfrequenz anders berechnet. Die Resonanzfrequenz ist dann als der Frequenzpunkt definiert, an dem die Zielspannung maximal wird. In der Beispielschaltung gibt es drei Spannungen,  $\underline{U}_R$ ,  $\underline{U}_L$  und  $\underline{U}_C$ , die als Zielspannung betrachtet werden können.

Die Spannung über dem Widerstand  $R$  ist:

$$|\underline{U}_R| = |\underline{U}_Q| R \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (2.18)$$

Aus Gleichung (2.18) ist ersichtlich, dass die Amplitude der Spannung  $\underline{U}_R$  ein Maximum erreicht, wenn

$$\omega_{R,res} L - \frac{1}{\omega_{R,res} C} \stackrel{!}{=} 0 \Rightarrow \omega_{R,res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.19)$$

Für die Spannung über der Induktivität  $L$  kann die Resonanzfrequenz auf die gleiche Weise berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 |\underline{U}_L| &= |\underline{U}_Q| \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \\
 &= |\underline{U}_Q| \frac{\omega L}{\omega_{R,res} \sqrt{\frac{R^2 C}{L} + \left(\frac{\omega}{\omega_{R,res}} - \frac{\omega_{R,res}}{\omega}\right)^2}} \\
 &= |\underline{U}_Q| \frac{\omega L}{\omega_{R,res} \sqrt{(2D)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_{R,res}} - \frac{\omega_{R,res}}{\omega}\right)^2}} \quad (2.20)
 \end{aligned}$$

Der Parameter  $D$  ist der Dämpfungsgrad und in Gleichung (2.21) definiert:

$$D = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.21)$$

Um die Resonanzfrequenz  $\omega_{L,res}$  zu ermitteln, kann Gleichung 2.20 nach  $\omega$  abgeleitet werden:

$$\frac{d|\underline{U}_L|}{d\omega} \stackrel{!}{=} 0 \Rightarrow \omega_{L,res} = \frac{\omega_{R,res}}{\sqrt{1 - 2D^2}} \quad (2.22)$$

Die Resonanzfrequenz  $\omega_{C,res}$  ergibt sich auf gleiche Weise zu:

$$\omega_{C,res} = \omega_{R,res} \sqrt{1 - 2D^2} \quad (2.23)$$

Solange der Dämpfungsgrad größer als null ist, sind die drei Resonanzfrequenzen unterschiedlich.

Um die Mehrdeutigkeit der Definition zu vermeiden, wird folgende Definition in [65] vorgeschlagen:

Die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises wird als Eigenkreisfrequenz  $\omega_0$  definiert, wenn der Dämpfungsgrad null beträgt. In einem einfachen Schwingkreis gibt es nur eine Eigenkreisfrequenz. In dem obigen Beispiel beträgt die Eigenkreisfrequenz  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . Im Gegensatz zur Eigenkreisfrequenz kann es auch in einem einfachen Schwingkreis mehrere Resonanzfrequenzen geben. Sie wird als diejenige Frequenz definiert, an der der zu beobachtende Parameter, z.B. die Spannung, der Strom, die Impedanz, u.s.w., einen Extremwert erreicht. In dem obigen Beispiel gibt es drei Resonanzfrequenzen über den drei Komponenten. Im Folgenden wird diese Definition wegen ihrer Eindeutigkeit verwendet.

Zuerst wird das HF-RFID-System in Abbildung 2.2 vereinfacht. Das Lesegerät versorgt den Transponder durch magnetische Induktion. Deshalb kann das Lesegerät durch eine Spannungsquelle  $\underline{U}_{ind}$  ersetzt werden.  $\underline{U}_{ind}$  ist proportional zu dem Strom  $\underline{I}_1$  in der Schleifenantenne des Lesegerätes.

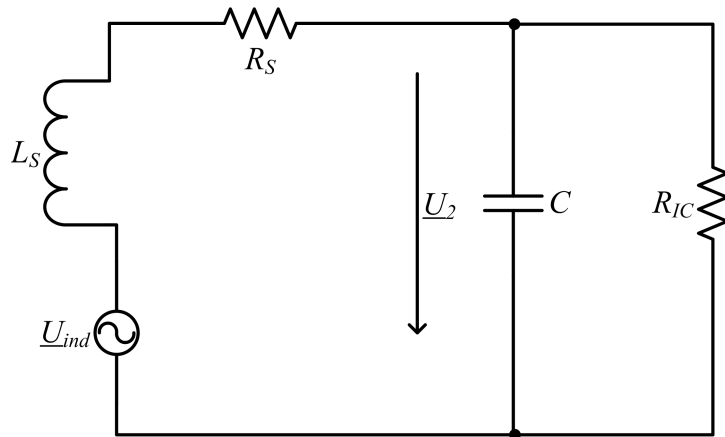


Abbildung 2.9: Vereinfachtes Transponder Modell

Die für die Anwendung relevante Spannung ist die Spannung  $\underline{U}_2$  über dem IC. Anhand des Ersatzschaltbildes in Abbildung 2.9 kann die Spannung  $\underline{U}_2$  berechnet werden:

$$\begin{aligned} \underline{U}_2 &= \frac{\underline{U}_{ind}}{R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R_{IC}}}} \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R_{IC}}} \\ &= \frac{j\omega M \underline{I}_1}{\left(1 - \omega^2 L_s C + \frac{R_s}{R_{IC}}\right) + j\omega \left(C R_s + \frac{L_s}{R_{IC}}\right)} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Wird die Gleichung nach  $\omega$  abgeleitet und anschließend gleich null gesetzt, ergibt sich die Resonanzfrequenz  $\omega_{res}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d|\underline{U}_2|}{d\omega} &\stackrel{!}{=} 0 \\ &\Downarrow \\ \omega_{res} &= \omega_0 \sqrt{1 + \frac{R_s}{R_{IC}}} \end{aligned} \quad (2.25)$$

wobei  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C}}$  die Eigenkreisfrequenz ist. Die Resonanzfrequenz  $\omega_{res}$  unterscheidet sich also erwartungsmäßig von der Eigenkreisfrequenz  $\omega_0$ . Die Differenz liegt in dem Faktor  $\sqrt{1 + \frac{R_s}{R_{IC}}}$ . In einer typischen RFID-Anwendung beträgt der ohmscher Widerstand  $R_s$  nur ein paar Ohm, während sich der Lastwiderstand des IC's  $R_{IC}$  von einigen hundert Ohm bis zu tausenden Ohm erstrecken kann. Deshalb ist der zusätzliche Faktor im allgemeinen Fall ungefähr 1 und  $\omega_{res}$  ist näherungsweise gleich  $\omega_0$ .

### 2.3.2 Gütefaktor $Q$

Die Resonanzfrequenz gibt an, an welcher Frequenz der Extremwert erreicht wird, während der Gütefaktor beschreibt, wie steil der Anstieg ist. Der Gütefaktor ist nach Gleichung (2.26) [46] definiert.

### 2.3.3 Ansprechfeldstärke $H_{min}$

$$Q = \omega \frac{W_s}{W_d} \Big|_{\omega=\omega_{res}} \quad (2.26)$$

$W_s$  ist die gespeicherte Energie im Schwingkreis.  $W_d$  ist die Verlustenergie innerhalb einer Periode. Das Verhältnis zwischen  $W_s$  und  $W_d$  wird bei der Resonanzfrequenz ausgewertet. In einem einfachen Reihenschwingkreis gilt  $Q = \frac{\omega_{res}L}{R}$ ; in einem einfachen Parallelschwingkreis gilt  $Q = \omega_{res}CR$ . Für den Transponder in Abbildung 2.7 kann der Gütefaktor wie folgt abgeleitet werden:

In dem Ersatzschaltbild gibt es zwei Blindelemente, welche Energie speichern können. Wenn die Schaltung in Resonanz ist, pendelt die Blindenergie zwischen den beiden Elementen. In der Induktivität  $L_s$  wird eine maximale magnetische Energie  $W_L$  gespeichert und in der Kapazität  $C$  eine elektrische Energie  $W_C$ . Am Resonanzpunkt sind die magnetische und elektrische Energie gleich groß.

$$W_L = W_C = W_s \quad (2.27)$$

Die Schaltung hat zwei Verlustkomponenten,  $R_s$  und  $R_{IC}$ .

$$\begin{aligned} Q &= \omega_{res} \frac{W_s}{W_d} \\ &= \omega_{res} \frac{W_s}{W_{R_s} + W_{R_{IC}}} \\ &= \frac{1}{\frac{W_{R_s}}{\omega_{res}W_s} + \frac{W_{R_{IC}}}{\omega_{res}W_s}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{\frac{\omega_{res}W_L}{W_{R_s}}} + \frac{1}{\frac{\omega_{res}W_C}{W_{R_{IC}}}}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{\frac{\omega_{res}L_s}{R_s}} + \frac{1}{\omega_{res}CR_{IC}}} \end{aligned} \quad (2.28)$$

### 2.3.3 Ansprechfeldstärke $H_{min}$

Ein passiver Transponder erhält Energie durch das magnetische Feld des Lesegerätes. Das Feld dringt durch die Schleifenantenne des Transponders und induziert eine Spannung  $U_{ind}$ . Diese Spannung muss einen IC-spezifischen Schwellenwert überschreiten, damit der IC stabil arbeiten kann. Die entsprechende Feldstärke wird als Ansprechfeldstärke definiert und ist ein wichtiger Parameter für Beschreibung eines Transponders.

Mit Gleichung (2.24) kann die Ansprechfeldstärke berechnet werden. In diesem Fall beträgt die Amplitude der induzierten Spannung:

$$U_{ind} = \frac{d\Phi}{dt} = \omega\mu_0 A_{eff} H \quad (2.29)$$

wobei  $A_{eff}$  die effektive Fläche der Schleifenantenne ist.

Setzen wir das Ergebnis in Gleichung (2.24) ein, ergibt sich nach ein paar Berechnungsschritten die Ansprechfeldstärke:

$$H_{min} = \frac{U_2 \sqrt{\left(\frac{\omega L_s}{R_{IC}} + \omega R_s C\right)^2 + \left(1 - \omega^2 L_s C + \frac{R_s}{R_{IC}}\right)^2}}{\omega \mu_0 A_{eff}} \quad (2.30)$$

## 2.4 Zusammenfassung

Es gibt verschiedene RFID-Systeme, die auf unterschiedlichen Frequenzen arbeiten. Diese Arbeit befasst sich mit der Modellierung und Optimierung von HF-RFID-Systemen. HF-RFID-Systeme benutzen magnetische Kopplung sowohl für die Energieübertragung als auch für den Datenaustausch. In diesem Kapitel wurden deshalb die relevanten Begriffe für Magnetismus erklärt. Anschließend wurden wichtige Parameter, wie magnetische Feldstärke, magnetische Flussdichte und Selbst- und Gegeninduktivität, vorgestellt und abgeleitet. Mit diesen Grundkenntnissen konnten der Transponder analysiert und systemrelevante Parameter wie Ansprechfeldstärke und Resonanzfrequenz berechnet werden.

# Kapitel 3

## Modellierung einer Schleifenantenne

Ein Transponder besteht hauptsächlich aus einer Schleifenantenne und einem IC, wie in Abbildung 3.1 gezeigt wird. Die Modellierung eines HF-RFID-Transponders wird deshalb in die Modellierung einer Schleifenantenne und die Modellierung eines IC's unterteilt.

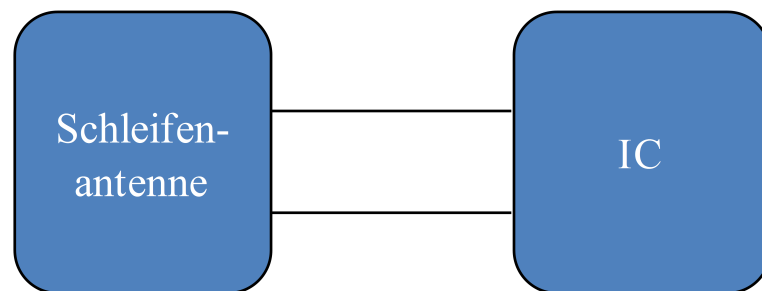


Abbildung 3.1: Transponder

### 3.1 Ersatzschaltbild einer Schleifenantenne

Die Schleifenantenne dient hauptsächlich dazu, die magnetische Kopplung mit der Lesegerätantenne zu ermöglichen. Von Natur aus ist sie als eine Induktivität zu sehen. Wenn die endliche Leitfähigkeit des Materials berücksichtigt wird, muss noch ein ohmscher Widerstand im Ersatzschaltbild vorgesehen werden. Deshalb kann die Schleifenantenne in einer ersten Approximation als die Reihenschaltung einer Induktivität  $L_s$  und eines Widerstandes  $R_s$  modelliert werden. Abbildung 3.2 zeigt dieses Ersatzschaltbild.

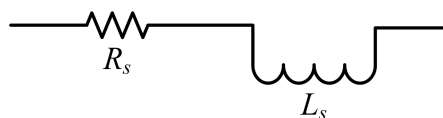


Abbildung 3.2: 2-Komponenten Ersatzschaltbild

Dieses Modell soll messtechnisch verifiziert werden. Als Messinstrument dient ein Agilent E4991A Impedanzmessgerät. Ziel ist es, die Impedanz der Schleifenantenne um die



### 3.1 Ersatzschaltbild einer Schleifenantenne

Betriebsfrequenz des HF-RFID-Systems mit diesem Ersatzschaltbild genau zu beschreiben. Das Messobjekt ist eine Schleifenantenne in der Größenordnung einer ID-1 Karte, welche in [12] definiert und in HF-RFID-Anwendungen sehr verbreitet ist.

Die Geometriedaten der Testantenne:

- Länge: 72 mm
- Breite: 42 mm
- Windungszahl: 3
- Spurbahnbreite: 0,54 mm
- Spurbahnabstand: 0,26 mm
- Materialdicke: 0,035 mm

Diese Werte sind typisch für eine kommerzielle Transponderantenne.

Die gemessenen Kurven sind in Abbildung 3.3 dargestellt.

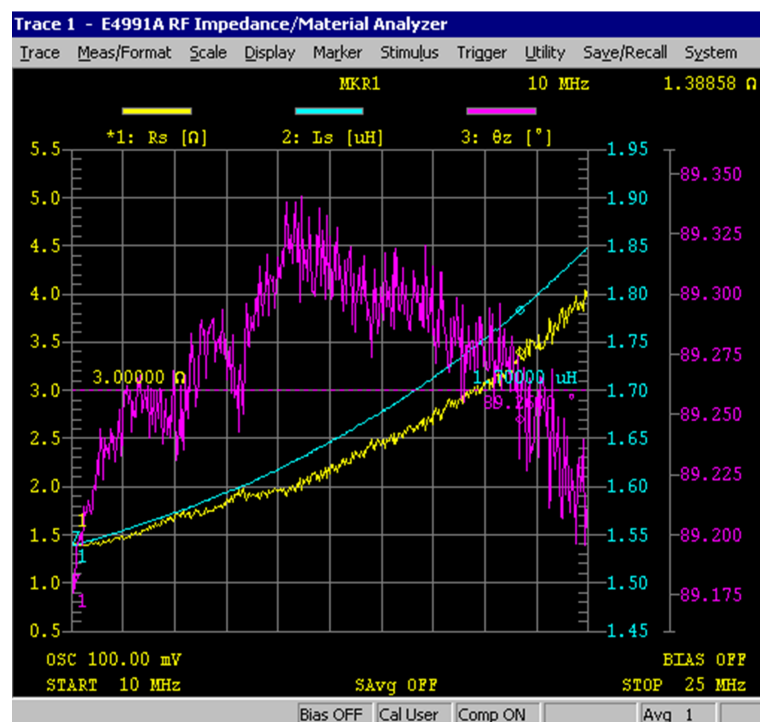


Abbildung 3.3: Gemessene Impedanzkurven einer Schleifenantenne

Das Impedanzmessgerät besitzt die Funktionalität, eine gemessene Impedanz auf Basis eines zuvor gewählten Ersatzschaltbildes darzustellen. Für die Verifikation wird eine Reihenschaltung aus einem Widerstand  $R_{s-mes}$  und einer Induktivität  $L_{s-mes}$  als Basis gewählt. Das Messgerät gibt dann direkt die entsprechenden Werte  $R_{s-mes}$  und  $L_{s-mes}$  aus. Die gelbe Kurve steht für den Widerstand  $R_{s-mes}$ . Dieser steigt aufgrund des Skin- und

### 3.1 Ersatzschaltbild einer Schleifenantenne

Proximity-Effekts mit der Frequenz. Eine detaillierte Analyse wird in Abschnitt 3.3 gegeben. Die blaue Kurve stellt die Induktivität  $L_{s-mes}$  dar. Es ist ersichtlich, dass auch dieser Wert mit der Frequenz steigt. In [63] wird die Induktivität einer Schleifenantenne nur in Abhängigkeit ihrer geometrischen Form und der Permeabilität des umgebenen Materials modelliert. Dies müsste in Abbildung 3.3 zu einer waagerechten Kurve, also der Unabhängigkeit der Induktivität von der Frequenz führen. Da dies nicht der Fall ist, deutet es darauf hin, dass die Modellierung mit nur einem Blindelement  $L_s$  nicht ausreichend ist, um die Schleifenantenne für den gegebenen Frequenzbereich genau zu beschreiben. Da Schleifenantennen mehrere Windungen haben und zwischen den Windungen parasitäre Kapazitäten existieren, wird das Ersatzschaltbild um eine Kapazität erweitert, siehe Abbildung 3.4.

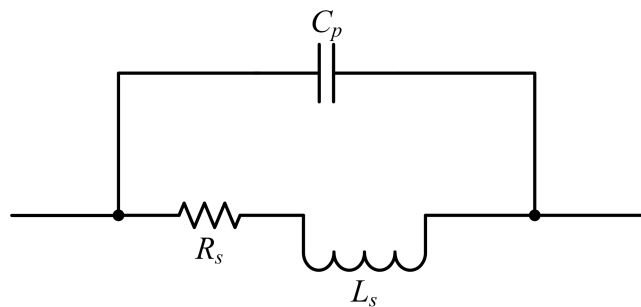


Abbildung 3.4: 3-Komponenten Ersatzschaltbild

Da der Widerstand sehr klein ist und kaum Einfluss auf die Reaktanz hat, ist er für die Analyse der Reaktanz vernachlässigbar. Die von dem Messgerät erfasste Induktivität ist dann die Summe aus einer Parallelschaltung aus einer Induktivität  $L_s$  und einer Kapazität  $C_p$ , siehe Abbildung 3.5.

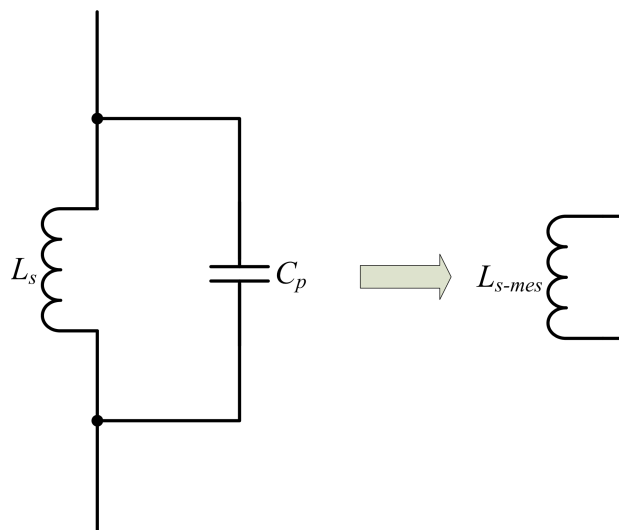
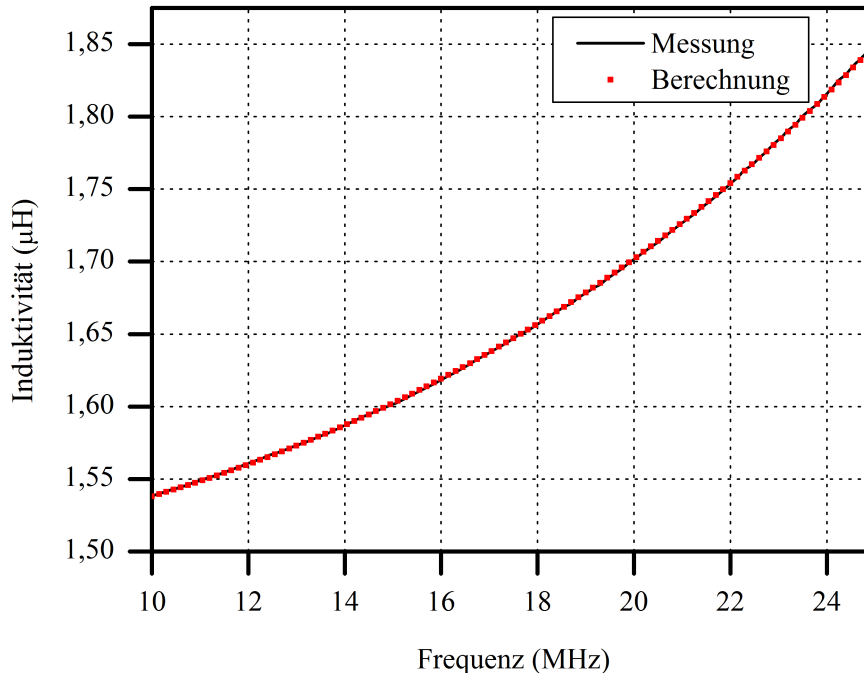


Abbildung 3.5: LC Parallelschaltung

Um dieses Modell zu verifizieren, müssen aus der Messkurve die beiden Parameter  $L_s$  und  $C_p$  extrahiert werden. Die „curve fitting“ Methode wird angewandt. Mit den berechneten

## 3.2 Entwicklung einer Formel für die Berechnung von $L_s$

Werten für  $L_s$  und  $C_p$  kann dann für jeden Frequenzpunkt eine äquivalente Induktivität berechnet werden. Die berechnete Kurve wird mit der Messkurve verglichen, wie Abbildung 3.6 zeigt.



**Abbildung 3.6:** Vergleich zwischen der berechneten und gemessenen Kurve

Die sehr gute Übereinstimmung der beiden Kurven bestätigt die Gültigkeit des 3-Komponenten Ersatzschaltbildes. Dieses Modell wird auch in [54, 30, 42] vorgeschlagen. Deshalb wird es für die weiterführende Untersuchung als Basis verwendet. Da das Modell jetzt fest steht, sollen im nächsten Schritt Formeln entwickelt werden, mit denen sich die Werte dieser drei Komponenten berechnen lassen. Von der Industrie werden unterschiedliche Genauigkeitsanforderungen für die Komponenten gestellt. Die Induktivität ist der wichtigste Parameter und die Formel soll einen maximalen Fehler von 5 Prozent nicht übersteigen. Die beiden anderen Parameter, die Kapazität und der Widerstand, haben weniger Einfluss auf das Gesamtsystem und die entsprechenden Formeln sollen einen maximalen Fehler von 10 Prozent zulassen.

## 3.2 Entwicklung einer Formel für die Berechnung von $L_s$

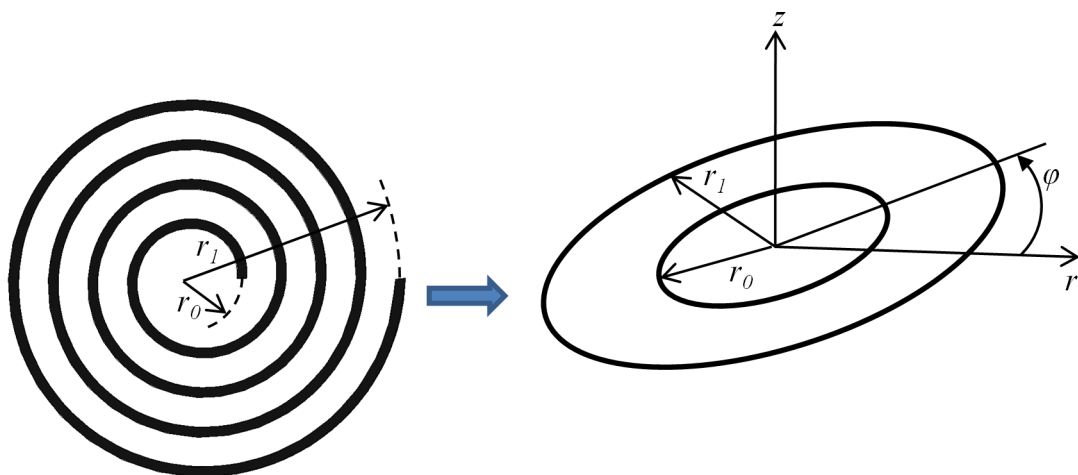
### 3.2.1 Vergleich verschiedener Methoden

Eine Schleifenantenne hat viele Geometrieparameter: Länge, Breite, Windungszahl, Spurbahnabstand, Spurbahnbreite, Materialdicke. Die große Anzahl der Parameter macht die Entwicklung der Formeln besonders schwierig.

### 3.2.1 Vergleich verschiedener Methoden

In den vergangenen Jahrzehnten wurden mehrere Ansätze verfolgt, die Parameter genau zu bestimmen. Anfangs mussten auf Messdaten zurückgegriffen werden, da keine Computer zur Verfügung standen. Schleifenantennen wurden in Serie produziert und vermessen. Die Messdaten wurden dann wie in [35] beschrieben anhand der Geometriedaten sortiert und in Tabellenform zusammengefasst. Der Benutzer musste dann die richtige Tabelle finden und die gewünschten Daten aus der Tabelle auslesen. Da wegen der großen Anzahl nicht alle Kombinationen der Geometriedaten gemessen werden konnten, wurden normalerweise Spulen mit ähnlichen Geometriedaten ausgewählt und dann die Parameter interpoliert, um die Zielspule zu berechnen. Dies resultierte in einer nur eingeschränkten Genauigkeit.

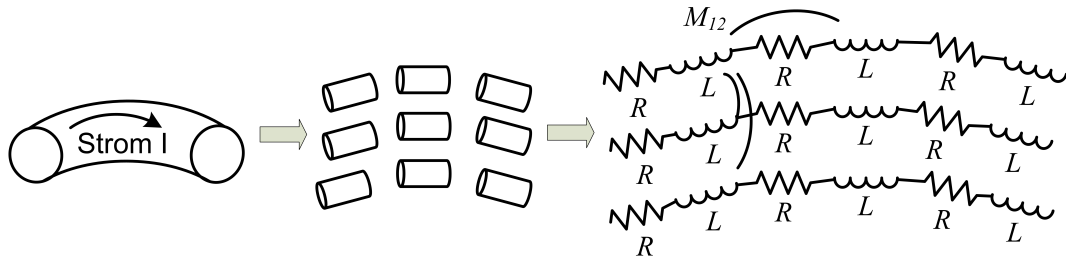
Ein zweites Verfahren geht einen anderen Weg. Da die Schwierigkeit größtenteils in der Vielzahl der Parameter liegt, wird versucht, durch Vereinfachung des Modells die Parameteranzahl zu reduzieren und so eine analytische Ableitung zu ermöglichen. Dieses Verfahren wird unter anderem in [73, 72] verwendet. In diesem Artikel wird die Schleifenantenne vereinfacht, indem der Spurbahnabstand vernachlässigt wird und die Stromdichteverteilung als homogen angenommen wird, wie Abbildung 3.7 zeigt. Mit diesen Vereinfachungen kann die Induktivität analytisch berechnet werden. Das Ergebnis ist ein komplexes elliptisches Integral. Als Vorteil dieses Verfahrens ist die Einfachheit, Formel zu entwickeln, zu nennen. Zu den Nachteilen gehören die nicht hohe Genauigkeit durch Vereinfachung und die eingeschränkte Verwendbarkeit für bestimmte geometrische Formen.



**Abbildung 3.7:** Verfahren durch Vereinfachung [73]

Ein anderer Weg wird durch die Verbreitung von Computern ermöglicht: das Verfahren basierend auf Segmentierung der Schleifenantenne [76, 26, 60, 48]. Es folgt dem Prinzip, die Schleifenantenne in so kleine Segmente zu zerlegen, dass sich die Selbst- und Gegeninduktivität der einzelnen Segmente mit existierenden Formeln direkt berechnen lassen. So erhält man am Ende eine Matrix, welche alle Selbst- und Gegeninduktivitäten beinhaltet. Durch Lösung dieser Matrix bekommt man letztendlich die gesuchte Induktivität. Das Verfahren ist in Abbildung 3.8 dargestellt. Diese Technik hat den großen Vorteil, dass sie sehr präzise ist und für beliebige Struktur anwendbar ist. Nachteil ist die hohe Rechenleistung, die ohne Computer kaum handhabbar ist.

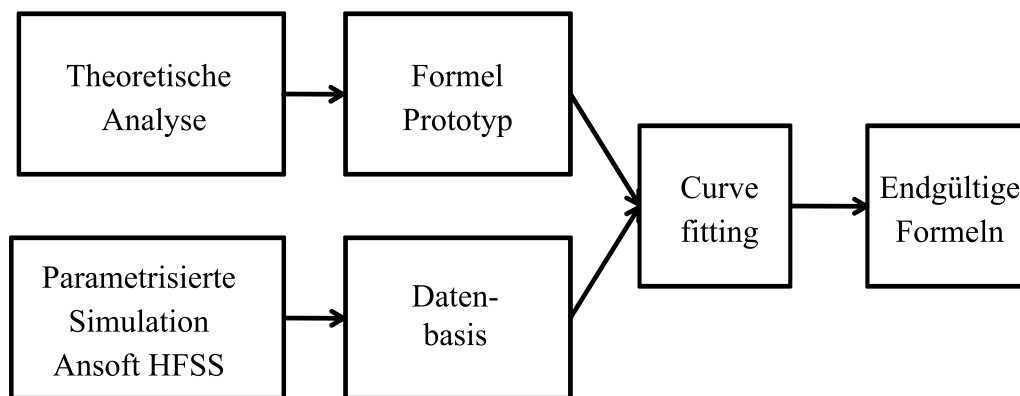
### 3.2.1 Vergleich verschiedener Methoden



**Abbildung 3.8:** Verfahren durch Segmentierung [76]

Nicht zuletzt gibt es noch ein Verfahren, das auf Basis der Methode der Vereinfachung aufgebaut ist. In einem ersten Schritt wird die komplizierte Antenne so vereinfacht, dass sie analytisch berechnet werden kann, um einen Formelprototypen zu entwerfen. In diesem Schritt gehen einige Parameter durch die Vereinfachung verloren. In einem zweiten Schritt werden Korrekturfaktoren eingeführt, die die Einflüsse dieser Parameter berücksichtigen. Simulationen oder Messungen werden durchgeführt, um eine Datenbasis für die Ermittlung der unbekanntenen Koeffizienten zu schaffen. Mit Hilfe dieser Datenbasis können die unbekanntenen Koeffizienten in den Korrekturfaktoren durch mathematische Algorithmen, z.B. die „curve fitting“ Methode, ermittelt werden. Dieses Verfahren kann zu einfachen und dennoch präzisen Formeln führen. Wegen dieser Vorteile ist es in der Literatur weit verbreitet [79, 52].

Durch Vergleich dieser vier Methoden ist ersichtlich, dass die vierte Methode für unsere Untersuchung am besten geeignet ist, da die erste und zweite Methoden nicht präzise genug sind und die dritte einen hohen Implementierungsaufwand hervorruft. Nur die vierte Methode kann Formeln liefern, die unsere Zielerfordernisse erfüllen kann, nämlich einfach verwendbare und präzise Formeln. Für die weitere Analyse wird diese Methode verwendet. Diese Methode kann noch verfeinert werden, indem die in Abbildung 3.9 dargestellten Schritte eingeführt werden.



**Abbildung 3.9:** Entwicklungsprozedur

Mit den neu entwickelten Formeln sollen die in der Industrie häufig verwendeten Schleifenantennen analysiert werden. Diese Schleifenantennen werden meistens planar auf einem Substrat aufgebracht (keine Zylinderspule). Die äußere Form der Schleifenantennen

### 3.2.2 Rechteckige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt

ist rechteckig oder kreisförmig. Sie sind meist drahtgewickelt, geätzt, gedruckt oder gelasert. Die erste für die Formelentwicklung relevante Eigenschaft ist der Querschnitt der Leiterbahn. Bei den drahtgewickelten Antennen ist der Querschnitt kreisförmig, während bei den anderen Verfahren der Querschnitt näherungsweise als rechteckig betrachtet werden kann. Durch Kombination der äußeren Form und des Querschnitts ergeben sich also vier Sorten von Schleifenantennen, die untersucht werden sollen. Die zweite Eigenschaft ist die Materialdicke der Schleifenantenne. Da sie meist im  $\mu\text{m}$ -Bereich liegt und viel kleiner als die Größe der Antenne ist, kann die Antenne bei der Untersuchung der Induktivität als planar angenommen werden.

In den folgenden Unterabschnitten wird der Entwicklungsprozess erläutert. Da der Prozess für alle vier Antennentypen ähnlich verläuft, wird in dieser schriftlichen Arbeit nur der erste Typ, die rechteckige Schleifenantenne mit kreisförmigem Querschnitt, detailliert behandelt. Für die anderen drei Typen wird er nur kurz dargestellt.

### 3.2.2 Rechteckige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt

Die Schleifenantenne muss zuerst vereinfacht werden, damit der Formelprototyp entwickelt werden kann. Die vereinfachte Schleifenantenne hat nur eine Windung. Die Länge und Breite der Antenne sind  $a$  und  $b$ . Das Durchmesser des Drahtes ist  $d$ , wobei  $d = 2R$  ist. Die Antenne ist in Abbildung 3.10 dargestellt.

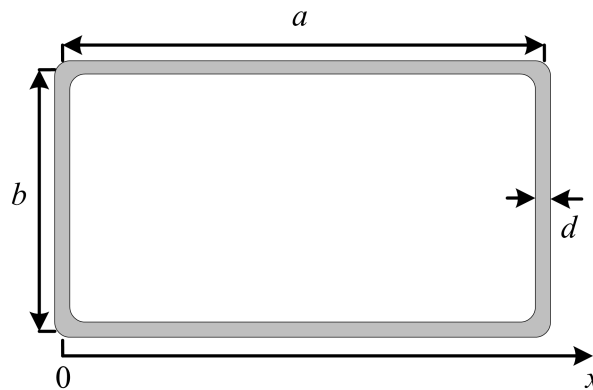


Abbildung 3.10: Rechteckige Schleifenantenne mit kreisförmigem Querschnitt

Wenn der Drahradius  $R$  viel kleiner als die Größe  $a$  und  $b$  ist, kann das magnetische Feld näherungsweise mit der folgenden Formel berechnet werden:

$$H = \frac{I}{2\pi R} \quad (3.1)$$

Jetzt kann der von der Antenne umschlossene magnetische Fluss, der allein durch die Spurbahn mit der Länge  $b$  (die senkrechte Spurbahn auf dem Null-Punkt der  $x$ -Achse) erzeugt wird, berechnet werden:

$$\Phi_b = (b - d) \int_R^{a-R} \mu_0 \frac{I}{2\pi x} dx = \frac{\mu_0 I (b - d)}{2\pi} \ln \left( \frac{a - R}{R} \right) \quad (3.2)$$

### 3.2.2 Rechteckige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt

In ähnlicher Weise lässt sich der durch eine Spurbahn mit der Länge  $a$  generierte Fluss berechnen:

$$\Phi_a = \frac{\mu_0 I (a - d)}{2\pi} \ln \left( \frac{b - R}{R} \right) \quad (3.3)$$

Die Induktivität der Antenne<sup>1</sup>:

$$L = \frac{\Phi_{total}}{I} = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ (b - d) \ln \left( \frac{a - R}{R} \right) + (a - d) \ln \left( \frac{b - R}{R} \right) \right] \quad (3.4)$$

Bei einer Antenne mit  $N$  Windungen und einer idealen Kopplung zwischen den Windungen ist die Induktivität dann:

$$L = \frac{\Phi_{total}}{I} = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ (b - d) \ln \left( \frac{a - R}{R} \right) + (a - d) \ln \left( \frac{b - R}{R} \right) \right] N^2 \quad (3.5)$$

Bei einer reellen planaren Schleifenantenne haben die  $N$  Windungen unterschiedliche Abmaße. Dieser Einfluss kann durch eine Anpassung der Länge  $a$  und Breite  $b$  näherungsweise in dem Formelprototyp berücksichtigt werden:

$$a_{eff} = a - (N - 1)p \quad (3.6)$$

$$b_{eff} = b - (N - 1)p \quad (3.7)$$

mit dem Drahtabstand  $p$ .

Da die Kopplung zwischen den Windungen nicht ideal ist, muss der Exponent kleiner als 2 sein. Dieser Einfluss kann dadurch berücksichtigt werden, dass in Gleichung 3.5 der Exponent über  $N$  zu  $2 - c$  geändert wird, wobei  $c$  eine Funktion der Geometriedaten ist.

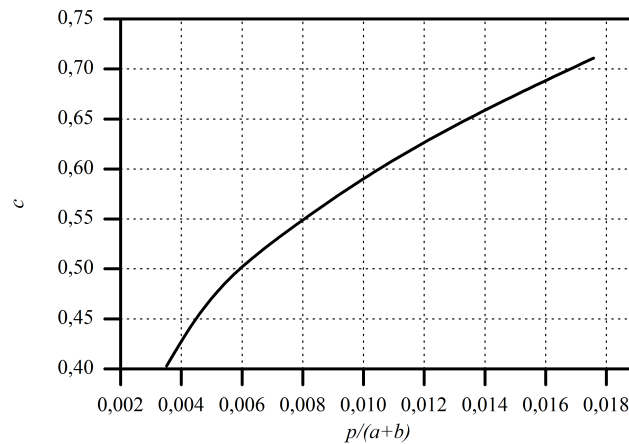
Damit ergibt sich für den Formelprototypen:

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ (b_{eff} - d) \ln \left( \frac{a_{eff} - R}{R} \right) + (a_{eff} - d) \ln \left( \frac{b_{eff} - R}{R} \right) \right] N^{2-c} \quad (3.8)$$

Nun muss die noch unbekannte Funktion  $c$  ermittelt werden. Dieser Exponent kennzeichnet, wie gut die einzelnen Windungen miteinander verkoppelt sind. Das ist wiederum davon abhängig, wie dicht die Spurbahnen nebeneinander liegen. Um das zu beschreiben, kann ein Formfaktor  $p/(a + b)$ , ähnlich wie in [52], als Parameter eingeführt werden. Wenn sich der Parameter ändert, ändert sich auch  $c$ . Die Beziehung zwischen  $c$  und dem Formfaktor  $p/(a + b)$  soll mit einer geschickten Funktion beschrieben werden. Um eine geeignete Funktion finden zu können, ist es hilfreich, die Beziehung anschaulicherweise durch eine Kurve darzustellen. Die hierfür notwendigen Stützpunkte werden durch Simulationen einer Serie Schleifenantenne gewonnen, in denen der Parameter  $p$  variiert ist. Die Kurve ist in Abbildung 3.11 dargestellt.

<sup>1</sup>Die innere Induktivität ist sehr gering und wird hier vernachlässigt [23]. Eine Berechnung der inneren Induktivität kann [80] entnommen werden.

### 3.2.2 Rechteckige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt

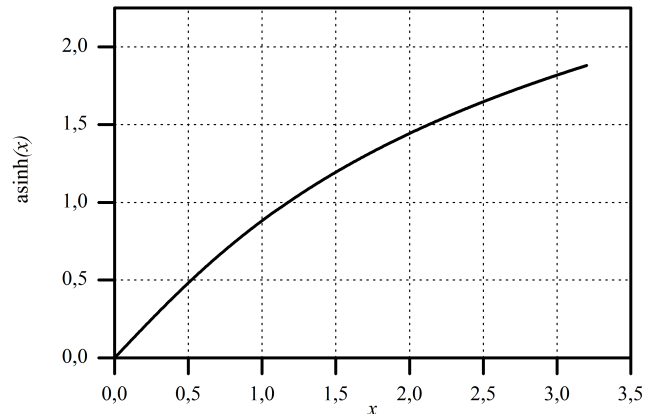


**Abbildung 3.11:** Parameter  $c$  in Abhängigkeit vom Formfaktor  $p/(a + b)$

Mit Hilfe dieser Kurve kann die unbekannte Funktion durch die „curve fitting“ Methode ermittelt werden. Es gibt viele Funktionstypen zur Auswahl, ein sehr häufig verwendeter Typ ist Polynom. Solange die Anzahl der Stützpunkte ausreicht, kann durch Erhöhung der Ordnung des Polynoms die Anpassung verbessert werden [5]. Damit kann z.B. die obige simulierte Kurve angepasst werden. Das Ergebnis hat jedoch nur einen eingeschränkten Gültigbereich, nämlich den Bereich, in dem sich die Stützpunkte befinden. Ausserhalb des Gültigbereichs kann es schnell zu Abweichungen kommen. Der Simulationsbereich kann erweitert werden, um den Gültigbereich zu vergrößern. Dies verlängert die Simulationszeit jedoch erheblich. Wenn die Stützpunkte für einzelnen Parameter erweitert werden, erhöhen sich die zu simulierenden Kombinationen drastisch. Da bei einer Feldsimulation jede einzelne Simulation schon viel Zeit kostet, kann die gesamte Simulation schnell nicht mehr in einem angemessenen Zeitrahmen durchgeführt werden.

In dieser Arbeit wird deshalb eine andere Methode verwendet. Es wird nach einem Funktionstypen gesucht, der zwei Bedingungen erfüllt: erstens soll seine Kurvenform ähnlich wie die anzupassende Kurve sein, damit eine Anpassung mit möglichst wenigen Parametern gut funktioniert. Zweitens wird der theoretische Grenzfall betrachtet, in dem die Funktion auch richtige Ergebnisse liefert. In diesem Fall wird der Grenzfall erreicht, wenn der Drahtabstand  $p$  gegen null geht. Dann sind alle Windungen gleich groß und überlappen sich somit. Dies führt zu einer idealen Kopplung zwischen den Windungen und der Exponent über  $N$  ist gleich 2. Somit ist  $c$  im Grenzfall 0. Diese beiden Bedingungen erfüllt die Funktion  $\operatorname{asinh}(x)$ , deren Kurvenform in Abbildung 3.12 dargestellt ist. Diese Kurve weist deutliche Ähnlichkeit mit der in Abbildung 3.11 dargestellten auf. Die Funktion  $\operatorname{asinh}(x)$  hat außerdem den Wert 0 wenn  $x = 0$  ist. Somit ist die zweite Bedingung auch erfüllt. Damit wird diese Funktion als Anpassungsbasis für die Schätzung der Funktion  $c$  gewählt.





**Abbildung 3.12:** Funktion  $\operatorname{asinh}(x)$

Die Simulation deckt außerdem auf, dass auch die Windungszahl  $N$  einen Einfluss auf die Funktion  $c$  hat. Da der Einfluss im Vergleich zu dem Formfaktor deutlich geringer ist, wird dieser zuerst mit einem Polynom erster Ordnung geschätzt. Für den Fall, dass dies nicht ausreicht, kann die Ordnung in dem nächsten Schritt ohne großen Aufwand erhöht werden. Spätere Ergebnisse zeigen jedoch, dass dieser Ansatz präzise genug ist. Damit ergibt sich für den endgültigen Formelprototyp:

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ (b_{eff} - d) \ln \left( \frac{a_{eff} - R}{R} \right) + (a_{eff} - d) \ln \left( \frac{b_{eff} - R}{R} \right) \right] N^{2-c} \quad (3.9)$$

mit  $c = (a_1 N + a_2) \operatorname{asinh} \left( a_3 \frac{p}{a+b} \right)$ .

Im nächsten Schritt sollen die unbekannt Parameter geschätzt werden. Um eine Parameterschätzung erfolgreich durchführen zu können, wird eine Datenbasis benötigt. Sie kann entweder durch Messungen oder durch Simulationen gewonnen werden. Durch die vier Typen von Schleifenantennen kombiniert mit den vielen Geometrieparametern gibt es eine große Menge von Spulenkonstruktionen, die analysiert werden sollen. Deshalb ist eine automatisierte Simulation deutlich effizienter als Messungen. Ansoft HFSS [3] wird für diesen Zweck eingesetzt, da dieses Programm in einer früheren Induktivitätsuntersuchung sehr gute Ergebnisse erzielt hat.

Die simulierten Schleifenantennen haben gemäß der Anforderung von Infineon folgende geometrische Daten:

- Windungszahl  $N$ : [2..5]
- Drahtabstand  $p$ : [0,4..2] mm
- Länge  $a$ : [60..80] mm
- Breite  $b$ : [30..50] mm
- Drahtdurchmesser  $d$ : 0,112 mm.

### 3.2.3 Rechteckige Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt

Auf Basis der simulierten Daten kann die „Least Squares Fitting“ Methode [21] angewandt werden, um die unbekannt Parameter festzustellen.

Die Formel für die Berechnung der Induktivität einer rechteckigen Schleifenantenne mit kreisförmigem Querschnitt ist somit fertig entwickelt:

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ (b_{eff} - d) \ln \left( \frac{a_{eff} - R}{R} \right) + (a_{eff} - d) \ln \left( \frac{b_{eff} - R}{R} \right) \right] N^{2-c} \quad (3.10)$$

mit

$$a_{eff} = a - (N_c - 1) p$$

$$b_{eff} = b - (N_c - 1) p$$

$$c = (a_1 N + a_2) \operatorname{asinh} \left( a_3 \frac{p}{a+b} \right)$$

$a_1, a_2, a_3$  sind konstante Koeffizienten, gewonnen durch die "curve fitting" Methode. Wegen Geheimhaltungsvereinbarung mit Infineon dürfen sie nicht veröffentlicht werden. In allen weiteren Formelentwicklungen wird aus demselben Grund auch auf die Bekanntgabe der genauen Werte der Parameter verzichtet.

Die Qualität der Parameterschätzung wird durch einen Vergleich mit den simulierten Daten bewiesen. Der relative Fehler ist im gesamten Parameterraum kleiner als 3%. Diese Genauigkeit wird mit nur drei Schätzparametern erreicht, welches auch indirekt beweist, dass der Formelprototyp gut gewählt ist. Die Formel ist auch durch Messungen an Testspulen verifiziert. Die Ergebnisse werden zusammen mit anderen Messergebnissen im Unterabschnitt 3.2.6 gezeigt.

### 3.2.3 Rechteckige Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt

Da der gesamte Entwicklungsvorgang schon detailliert im vorherigen Unterkapitel behandelt wurde, wird hier für diesen Schleifenantennentyp nur auf die Entwicklung des Formelprototyps eingegangen.

Die zu untersuchende Schleifenantenne hat einen rechteckigen Querschnitt mit einer Spurbahnbreite  $w$ , wie in Abbildung 3.13 dargestellt ist.

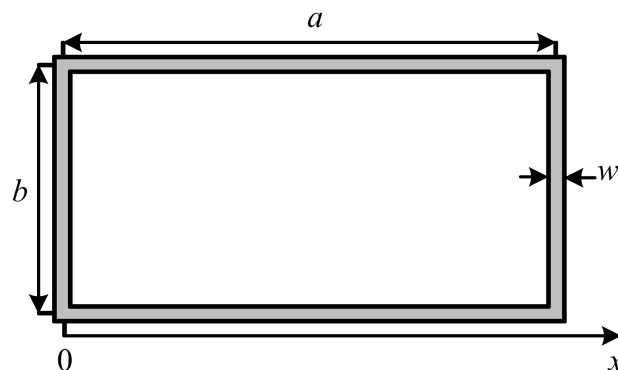


Abbildung 3.13: Rechteckige Schleifenantenne mit rechteckigem Querschnitt

### 3.2.3 Rechteckige Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt

Zuerst wird das magnetische Feld einer Spurbahn berechnet. Diese Spurbahn hat eine Länge  $b$  und befindet sich auf dem Null-Punkt der  $x$ -Achse. Sie wird dann entlang der  $x$ -Achse in infinitesimale Segmente mit einer Breite  $dx$  unterteilt. Nehmen wir an, dass der Strom  $I$  gleichmäßig auf der ganzen Spurbahn verteilt ist, so beträgt der Strom durch ein Segment  $dI = \frac{I}{w} dx$ . Die magnetische Feldstärke in einer Entfernung  $r$  ergibt sich zu:

$$dH = \frac{dI}{2\pi(r-x)} = \frac{I}{2\pi w(r-x)} dx \quad (3.11)$$

Durch Integration bekommt man:

$$H(r) = \int_{-w/2}^{w/2} dH = \frac{I}{2\pi w} \ln\left(\frac{r + \frac{w}{2}}{r - \frac{w}{2}}\right) \quad (3.12)$$

Dann kann der verkettete magnetische Fluss durch Integration über die umschlossene Fläche berechnet werden:

$$\begin{aligned} \Phi_b &= \int B dA \\ &= \frac{\mu_0 I (b-w)}{2\pi w} \left( \int_{-w/2}^{w/2} \ln\left(\frac{r + \frac{w}{2}}{r - \frac{w}{2}}\right) dr \right) \\ &= \frac{\mu_0 I (b-w)}{2\pi w} \left( a \ln\left(\frac{a}{a-w}\right) - w \ln\left(\frac{w}{a-w}\right) \right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Gleichung (3.13) kann mit der folgenden Bedingung weiter vereinfacht werden:

$$\ln\left(\frac{a}{a-w}\right) = \ln\left(1 + \frac{w}{a-w}\right) \approx \frac{w}{a-w} \quad (a \gg w) \quad (3.14)$$

Nach einigen Vereinfachungsschritten ergibt sich für Gleichung (3.13):

$$\Phi_b = \frac{\mu_0 I (b-w)}{2\pi} \ln\left(\frac{a-w/e}{w/e}\right), \quad (3.15)$$

wobei  $e$  die Eulersche Zahl ist.

Vergleichen wir die Formel mit Gleichung 3.2, so können wir sehen, dass beide Gleichungen eine ähnliche Struktur aufweisen.

Für eine einheitliche Form der Gleichungen können wir dementsprechend einen neuen Parameter  $R_{equ}$  einführen:

$$R_{equ} = w/e \quad (3.16)$$

Der magnetische Fluss lautet dann:

$$\Phi_b = \frac{\mu_0 I (b-w)}{2\pi} \ln\left(\frac{a - R_{equ}}{R_{equ}}\right) \quad (3.17)$$

### 3.2.4 Kreisförmige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt

Die Induktivität der Schleifenantenne:

$$L = \frac{\Phi_{total}}{I} = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ (b - w) \ln \left( \frac{a - R_{equ}}{R_{equ}} \right) + (a - w) \ln \left( \frac{b - R_{equ}}{R_{equ}} \right) \right] \quad (3.18)$$

Der Formelprototyp:

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ (b_{eff} - w) \ln \left( \frac{a_{eff} - R_{equ}}{R_{equ}} \right) + (a_{eff} - w) \ln \left( \frac{b_{eff} - R_{equ}}{R_{equ}} \right) \right] N^{2-c} \quad (3.19)$$

mit

$$a_{eff} = a - (N_c - 1)(w + g)$$

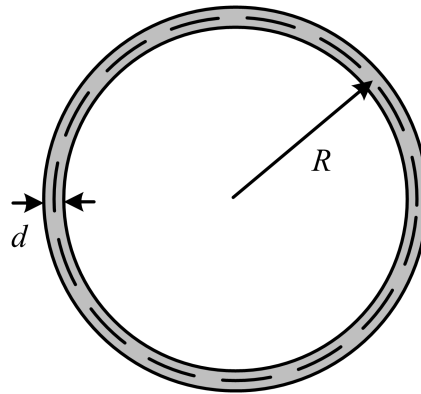
$$b_{eff} = b - (N_c - 1)(w + g)$$

$$R_{equ} = \frac{w}{e}$$

$$c = a_1 w + \frac{a_2}{N} + a_4 \operatorname{asinh} \left( a_3 \frac{g}{a+b} \right) + a_5$$

### 3.2.4 Kreisförmige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt

In Abbildung 3.14 ist eine kreisförmige Schleifenantenne dargestellt.



**Abbildung 3.14:** Kreisförmige Schleifenantenne mit kreisförmigem Querschnitt

Das magnetische Vektorpotential eines stromdurchflossenen Kreisrings an einem Aufpunkt  $P$  ist gemäß [43, 62]:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_C \frac{d\vec{s}}{a} \quad (3.20)$$

mit

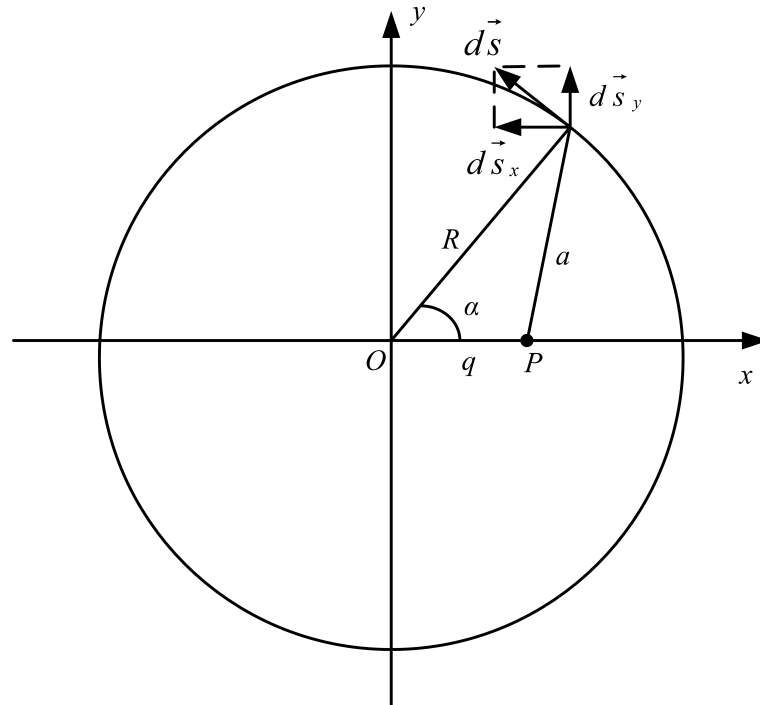
$d\vec{s}$ : vektorielle Darstellung eines infinitesimalen Leiterstück  $ds$

$a$ : Distanz zwischen dem Leiterstück  $ds$  und dem Aufpunkt  $P$

$C$ : Kreiskontur

### 3.2.4 Kreisförmige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt

Aus Symmetriegründen ist das magnetische Vektorpotential nur von der Distanz  $q$  zwischen dem Aufpunkt  $P$  und der Kreismitte  $O$  abhängig. Setzen wir die Linie durch  $O$  und  $P$  auf die  $x$ -Achse, wie in Abbildung 3.15 zu sehen ist, kann das magnetische Vektorpotential berechnet werden.



**Abbildung 3.15:** Ein stromdurchflossener Kreisring

Der Aufpunkt  $P$  liegt auf der  $x$ -Achse. Da das ganze System symmetrisch zur  $x$ -Achse ist, wird der Einfluss des Leiterstücks  $d\vec{s}_x$  immer von einem Gegenstück kompensiert, welches symmetrisch zur  $x$ -Achse liegt. Deshalb muss bei der Berechnung nur die Komponente  $d\vec{s}_y$  berücksichtigt werden.

Basierend auf dem gewählten kartesischen Koordinatensystem ergibt sich

$$d\vec{s} = R \cdot d\alpha \cdot \vec{e}_\alpha \Rightarrow d\vec{s}_y = ds \cdot \cos(\alpha) \cdot \vec{e}_y = R \cdot \cos(\alpha) \cdot d\alpha \cdot \vec{e}_y \quad (3.21)$$

$\vec{e}_\alpha$ : der Einheitsvektor in Tangentenrichtung.

$\vec{e}_y$ : der Einheitsvektor in Richtung der positiven  $y$ -Achse.

Nach dem Einsetzen dieser Relationen ergibt sich das magnetische Vektorpotential zu:

$$\begin{aligned} \vec{A}(q) &= \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_C \frac{d\vec{s}}{a} \\ &= \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R \cos(\alpha) d\alpha \cdot \vec{e}_y}{\sqrt{R^2 + q^2 - 2Rq \cos(\alpha)}} \\ &= \frac{\mu_0 I R \cdot \vec{e}_y}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\alpha) d\alpha}{\sqrt{R^2 + q^2 - 2Rq \cos(\alpha)}} \end{aligned} \quad (3.22)$$

### 3.2.4 Kreisförmige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt

Durch die Definition des magnetischen Vektorpotentials  $\vec{B} = \text{rot } \vec{A}$  kann jetzt der magnetische Fluss durch die von dem Kreisring umschlossene Fläche berechnet werden:

$$\Phi = \oiint_F \vec{B} \cdot d\vec{S} = \oiint_F \text{rot } \vec{A} \cdot d\vec{S} \quad (3.23)$$

$F$ : umschlossene Fläche

Durch den Einsatz des Stokes'schen Integralsatzes ergibt sich  $\Phi = \oint \vec{A} d\vec{s}$ . Die Integrationslinie ist die innere Seite des Kreisrings und hat damit einen Radius von  $R - d/2$ .

$$\vec{A}(R - d/2) = \frac{\mu_0 I R \cdot \vec{e}_y}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\alpha) \cdot d\alpha}{\sqrt{R^2 + (R - d/2)^2 - 2R(R - d/2)\cos(\alpha)}} \quad (3.24)$$

Für einen im HF-RFID üblichen Draht mit  $d/2 \ll R$  kann das Integral mit der folgenden Approximation [6] vereinfacht werden:

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\alpha) \cdot d\alpha}{\sqrt{R^2 + (R - d/2)^2 - 2R(R - d/2)\cos(\alpha)}} &\approx \frac{2}{R} \left[ \ln \left( \frac{8}{1 - \frac{R-d/2}{R}} \right) - 2 \right] \\ &\approx \frac{2}{R} \left[ \ln \left( \frac{16R}{d} \right) - 2 \right] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Damit ergibt sich die Induktivität der Schleifenantenne:

$$\begin{aligned} L &= \frac{\Phi}{I} \\ &= A(R - d/2) \cdot 2\pi(R - d/2) \\ &\approx \mu_0 R \left[ \ln \left( \frac{16R}{d} \right) - 2 \right] \\ &\approx \mu_0 R \ln \left( \frac{2R}{d} \right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Für eine Antenne mit  $N$  Windungen kann der effektive Radius  $R_{eff} = R - \frac{N-1}{2}p$  eingeführt werden.

Der endgültige Formelprototyp lautet:

$$L = \mu_0 R_{eff} \ln \left( \frac{2R_{eff}}{d} \right) N^{2-c} \quad (3.27)$$

mit

$$\begin{aligned} R_{eff} &= R - \frac{N-1}{2}p \\ c &= a_1 \text{asinh} \left( \frac{a_2 \cdot p}{d/2 + a_3} \right) \end{aligned}$$

### 3.2.5 Kreisförmige Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt

Die Basisformel wurde bereits in Unterabschnitt 3.2.4 entwickelt. Ein äquivalenter Drahtdurchmesser ist ähnlich wie im Unterabschnitt 3.2.3 definiert:  $d_{eff} = 2w/e$ .

Der Formelprototyp:

$$L = \mu_0 R_{eff} \ln \left( \frac{2R_{eff}}{d_{eff}} \right) N^{2-c} \quad (3.28)$$

mit

$$R_{eff} = R - \frac{N-1}{2} (w + g)$$

$$d_{eff} = \frac{2w}{e}$$

$$c = a_1 N \frac{w}{R} + a_2 \operatorname{asinh} \left( \frac{a_3 \cdot g}{R} \right) + a_4$$

### 3.2.6 Verifikation durch Messung

In den vorherigen Unterabschnitten wurden Formelprototypen für die Berechnung der Induktivität vier Antennenarten entwickelt, in welchen nur noch wenige unbekannte konstante Parameter zu schätzen sind. Durch Simulationen sind Daten vorhanden, die als Stützpunkte für die Parameterschätzung dienen. Mit einem geeigneten mathematischen Werkzeug, der Matlab Curve Fitting Toolbox [16], können die Parameter gut approximiert werden. Somit ist die Formelentwicklung fertiggestellt. Die Formelstruktur ist einfach genug, dass eine Schleifenantenne mit einem einfachen Taschenrechner analysiert werden kann. Somit ist das erste Ziel, Formeln möglichst einfach zu gestalten, erreicht. Das zweite Ziel ist eine hohe Genauigkeit. Dies soll hier mit Messungen verifiziert werden.

Als Testobjekte sind hochpräzise Schleifenantennen angefertigt worden. Kreisförmige und rechteckige Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt wurden von LPKF [13] durch Lasertechnologie hergestellt. Durch das hochpräzise Herstellungsverfahren lässt sich die Schleifenantennegeometrie gut kontrollieren. Das Querschnittsprofil ist nahezu ideal rechteckig, was zu dem Modell entspricht und deshalb als Testobjekt gut geeignet ist. Rechteckige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt wurden von Infineon mit Hilfe einer automatischen Wickelmaschine hergestellt. Der vierte Typ, kreisförmige Schleifenantenne mit kreisförmigem Querschnitt, konnte wegen Herstellungsschwierigkeiten nicht produziert werden. Da die Formeln auf ähnlicher Weise entwickelt wurden und die Stützpunkte mit demselben Simulationstool gewonnen wurden, sollten sich die Genauigkeit der Formeln nicht nennenswert von einander unterscheiden und somit sollte die Verifikation von drei Antennentypen ausreichend sein. Die durchnummerierten Schleifenantennen haben folgende Geometriedaten:

- Rechteckige Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt:  $N: 3$ ,  $a: 72$  mm,  $b: 42$  mm.

### 3.2.6 Verifikation durch Messung

---

Nr.	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$g$ ( $\mu\text{m}$ )
1	200	200
2	200	800
3	200	1400
4	800	200
5	1400	200

- Kreisförmige Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt:

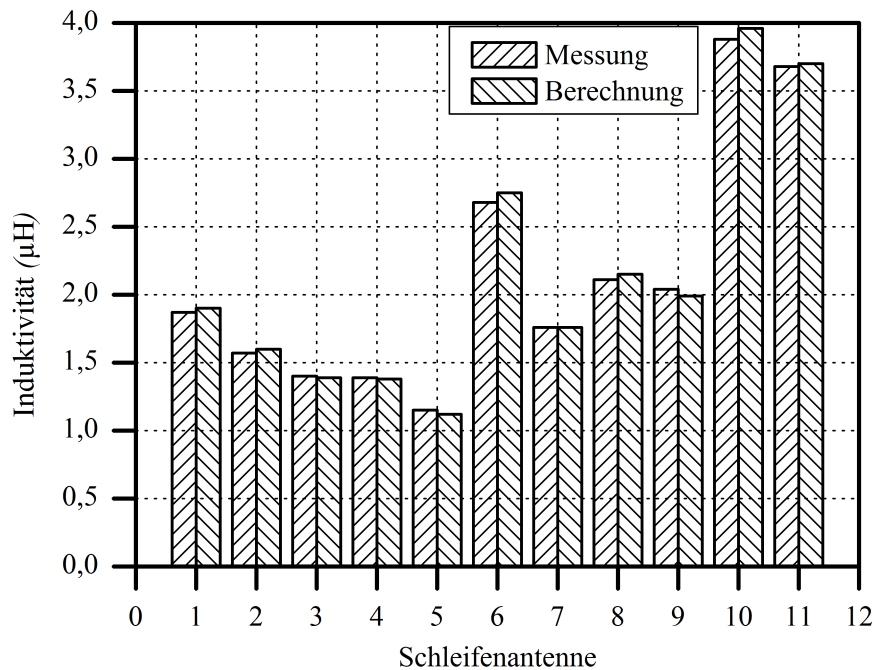
Nr.	$N$	$D$ (mm)	$g$ (mm)	$w$ (mm)
6	5	44,8	0,2	0,2
7	5	44	0,2	0,8
8	4	50	0,2	0,2

- Rechteckige Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt:

Nr.	$N$	$a$ (mm)	$b$ (mm)	$d$ (mm)	$p$ (mm)
9	3	80	50	112	700
10	4	81	49,6	112	300
11	4	81	49,6	112	400

Die hergestellten Schleifenantennen wurden mit dem Impedanzanalysator Agilent E4991A vermessen und die Werte aus dem vom Impedanzanalysator berechneten Ersatzschaltbild wurden mit den durch Formeln berechneten Werten verglichen. Das Ergebnis ist in Abbildung 3.16 dargestellt.





**Abbildung 3.16:** Induktivität: Messung vs. Berechnung

Die berechneten Werte stimmen mit den Messdaten sehr gut überein, welches die hohe Genauigkeit der entwickelten Formeln bestätigt. Bei Infineon wurden die Formeln für die Analyse weiterer Schleifenantenne in anderen Projekten verwendet und auch hier wurden weiterhin gute Ergebnisse erzielt.

### 3.3 Entwicklung einer Formel für die Berechnung von $R_s$

Derselbe Entwicklungsprozess ist auf die Berechnung von  $R_s$  angewendet. Zuerst wird der Formelprototyp entwickelt, dann werden durch die „curve fitting“ Methode die unbekannten Parameter berechnet.

Der DC-Widerstand einer Schleifenantenne wird durch

$$R = \frac{\rho l}{A} \tag{3.29}$$

berechnet. Hierbei sind  $\rho$  der spezifische Widerstand,  $l$  die Länge des Leiters und  $A$  die Querschnittsfläche.

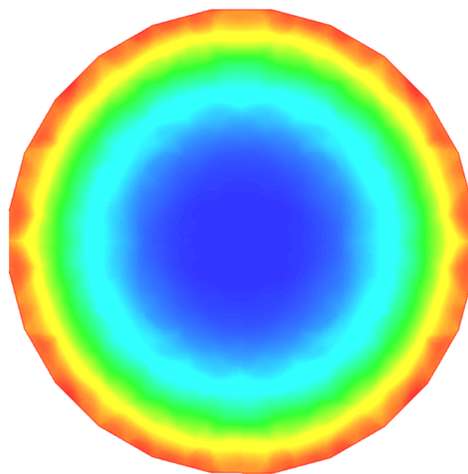
Da HF-RFID-Systeme auf 13,56 MHz arbeiten, muss der AC Widerstand berücksichtigt werden. Es gibt hauptsächlich zwei Einflussfaktoren auf den Widerstand: der Skin- und der Proximityeffekt. Diese beiden Effekte erhöhen den Widerstand gegenüber dem DC-Fall, indem die Stromverteilung in dem Leiter verändert wird und somit die effektive Querschnittsfläche verringert wird. In den folgenden Abschnitten werden diese beiden Effekte analysiert.

#### 3.3.1 Skin-Effekt

Wenn ein DC-Strom durch einen Leiter fließt, ist die Stromverteilung an der Querschnittsfläche homogen. Bei höheren Frequenzen ist dies jedoch nicht der Fall. In der Mitte fließt weniger Strom, während sich der Strom in der Nähe der Oberfläche konzentriert. Diese inhomogene Stromverteilung hängt von der Frequenz, der Geometrie und der Leitfähigkeit des Leiters ab. Durch diese inhomogene Verteilung ist die Querschnittsfläche des Leiters nicht gleichmäßig ausgenutzt, was zu einer Reduktion der effektiven Querschnittsfläche und somit einem höheren Widerstand führt. Um diesen Effekt zu analysieren, muss diese Änderung an der Querschnittsfläche genau betrachtet werden.

Eine drahtgewickelte Antenne hat einen kreisförmigen Querschnitt. Im Gedankenexperiment können wir diese runde Fläche in konzentrische Ringe zerlegen, welche den Jahresringen eines Baums ähneln. Die Symmetrie dieser Struktur verhindert, dass der Strom von einem Ring zu einem anderen Ring fließt. So verläuft der Strom parallel zu der Mitteleachse des Drahts. Da der innere Ring eine größere Induktivität als der äußere Ring hat, versucht mehr Strom durch die äußeren Ringe zu fließen, wenn die Frequenz steigt. Dieses Phänomen reduziert die effektive Querschnittsfläche des Drahts und erhöht somit den AC Widerstand [44].

Für die Herstellung von Schleifenantennen verwendet die Industrie häufig Drähte mit einem Durchmesser in der Größenordnung von 0,1 mm. Eine EM<sup>2</sup> Simulation wird durchgeführt, um den Einfluss des Skin-Effekts auf HF-RFID-Anwendungen zu untersuchen. Der simulierte Draht hat einen Durchmesser von 0,112 mm. Ein Wechselstrom von 13,56 MHz fließt durch den Draht. Die Stromdichte an dem Drahtquerschnitt ist in Abbildung 3.17 dargestellt. Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass die Stromverteilung nicht homogen ist. Am äußeren Rand ist die Stromdichte deutlich höher als in der Mitte. Das lässt darauf schließen, dass der Skin-Effekt einen bedeutenden Einfluss auf die Stromdichteverteilung in HF-RFID-Antennen hat und somit bei der Entwicklung der Formel für die Berechnung des AC Widerstands zu berücksichtigen ist.



**Abbildung 3.17:** Stromdichteverteilung an einer kreisförmigen Querschnittsfläche

---

<sup>2</sup>elektromagnetisch

### 3.3.1 Skin-Effekt

Ein Parameter aus der theoretischen Untersuchung, die Skintiefe  $\delta$ , kann auch die obige Beobachtung bestätigen. Die Skintiefe gibt die Tiefe an, bei der die Stromdichte um den Faktor  $\frac{1}{e}$  abgesunken ist. Die Formel für die Berechnung der Skintiefe ist wie folgt:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (3.30)$$

mit

$\sigma$  : elektrische Leitfähigkeit des Materials

$\mu_0$  : Permeabilitätskonstante des Vakuums

Nach dieser Formel beträgt bei 13,56 MHz die Skintiefe in einem Kupferdraht etwa 0,018 mm, welche deutlich kleiner ist als der Drahtdurchmesser 0,112 mm. Das bestätigt den großen Einfluss des Skin-Effektes auf HF-RFID-Antennen.

Wegen der besonderen Symmetrieeigenschaften der kreisförmigen Querschnittsoberfläche ist zu erwarten, dass die Stromdichteverteilung nur von einem Parameter, nämlich der Distanz zur Kreismitte, abhängig ist. Mit den Maxwell-Gleichungen lässt sich das Problem lösen [74]. Das Ergebnis ist wie folgt:

$$R_{skin} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi R\sigma\delta} \left\{ \frac{\text{ber}(kR)\text{bei}'(kR) - \text{bei}(kR)\text{ber}'(kR)}{[\text{ber}'(kR)]^2 + [\text{bei}'(kR)]^2} \right\} \quad (3.31)$$

wobei  $k = \frac{\sqrt{2}}{\delta}$  ist.  $R$  ist der Drahtradius.  $\text{ber}()$  und  $\text{bei}()$  sind der Real- und Imaginärteil der Bessel-Funktion erster Gattung [21].

Basiert auf Gleichung (3.31) kann ein neuer Parameter *Skin\_Faktor* definiert werden, um die Steigerung des Widerstands durch den Skin-Effekt zu beschreiben.

$$\text{Skin\_Faktor} = \frac{R_{skin}}{R_{DC}} \quad (3.32)$$

Gleichung (3.31) kann vereinfacht werden, wenn die folgenden beiden Bedingungen gelten:  $R > 7\delta$  oder  $R < \delta$ .

$$R > 7\delta \Rightarrow R_{skin} \approx R_{DC} \left( \frac{R}{2\delta} + \frac{1}{R} + \frac{3\delta}{32R} \right)$$

$$R < \delta \Rightarrow R_{skin} \approx R_{DC} \left( 1 + \frac{R^4}{48\delta^4} \right)$$

Da in der Industrie verwendete Schleifenantennen häufig einen Drahtradius von etwa 0,05 mm haben und die Skintiefe für Kupferdraht bei 13,56 MHz etwa 0,018 mm ist, ist keine der beiden Bedingungen erfüllt. Somit muss man die ursprüngliche Gleichung (3.31) verwenden.

Für Leiter mit einem kreisförmigen Querschnitt ist es dank der einfachen geometrischen Form möglich, den Skin-Effekt analytisch zu berechnen. Bei Leitern mit einem rechteckigen Querschnitt ist das anders. Ohne eine Zylindersymmetrie muss ein sehr kompliziertes Gleichungssystem aufgestellt werden und die analytische Lösung dieses Gleichungssystems ist ohne Approximationen nicht möglich [74]. Um eine einfache Formel für die Berechnung des Skin-Effektes zu entwickeln, wird deshalb auf das Verfahren zurückgegriffen, das bei der Entwicklung der Formeln für die Berechnung der Induktivität verwendet wurde.

### 3.3.1 Skin-Effekt

Zuerst soll geprüft werden, ob die Datenbasis ebenso durch Simulationen erschaffen werden kann. Die Genauigkeit der Simulation kann bei Drähten durch einen Vergleich des Simulationsergebnisses mit dem theoretisch berechneten Wert beurteilt werden.

Als Testobjekt dient ein Draht mit verschiedenen Durchmessern.

Das theoretisch berechnete Ergebnis wird mit Hilfe von Gleichung (3.31) erzielt. Die Werte von  $\text{ber}()$  und  $\text{bei}()$  können in [57] nachgeschlagen werden.

Die Simulation wird mit dem EM-Simulator Ansoft Maxwell [4] durchgeführt, da die Einspeisungsmöglichkeiten bei diesem Tool für diese Art von Simulation gut geeignet ist. Die Stromdichteverteilung auf der Querschnittsfläche lässt sich durch die Simulation feststellen. Der AC-Widerstand wird durch die folgende Gleichung berechnet:

$$R_{skin} = \frac{P}{\left(\frac{I_{peak}}{\sqrt{2}}\right)^2} \quad (3.33)$$

wobei  $P$  die ohmsche Verlustleistung ist und  $I_{peak}$  die Amplitude des Stromes ist.

Der *Skin\_Faktor* wird dann durch Gleichung (3.32) berechnet.

Das Vergleichsergebnis ist in Tabelle 3.1 dargestellt.

$d$ (mm)	<i>Skin_Faktor</i> (simuliert)	<i>Skin_Faktor</i> (theoretisch)
0,028	1,02	1,01
0,056	1,12	1,11
0,084	1,42	1,42
0,112	1,83	1,83

**Tabelle 3.1:** Vergleich von simuliertem und theoretischem *Skin\_Faktor*

Die gute Übereinstimmung der simulierten und theoretisch berechneten Daten bestätigt die hohe Genauigkeit des Simulators, somit kann der Simulator für die Erschaffung der Datenbasis verwendet werden. Aus der theoretisch abgeleiteten Formel ist ersichtlich, dass der *Skin\_Faktor* von dem Term  $kr = \frac{\sqrt{2}}{\delta}r$  abhängig ist. Somit kann der Term  $\frac{r}{\delta}$  als Argument für die zu entwickelnde Formel verwendet werden (die Konstante  $\sqrt{2}$  wird dann in den Koeffizienten berücksichtigt). Das hat den Vorteil, dass die Formel auch bei Frequenzen ungleich 13,56 MHz gut funktioniert. Dies wird in [77] als „the principle of similitude“ bezeichnet.

Die Funktionen  $\text{ber}()$  und  $\text{bei}()$  werden durch eine Reihenentwicklung beschrieben [21], deshalb werden hier Polynome als der Formelprototyp ausgewählt. Da jetzt der Formelprototyp und die Datenbasis vorhanden sind, kann mit Hilfe der "curve fitting" Methode die Formel für die Berechnung von *Skin\_Faktor* entwickelt werden:

$$Skin\_Faktor = a_2 \left(\frac{r}{\delta}\right)^2 + a_1 \left(\frac{r}{\delta}\right) + a_0 \quad (3.34)$$

Auf ähnliche Weise wurde die Stromdichteverteilung an einer rechteckigen Querschnittsfläche simuliert, wie in Abbildung 3.18 zu sehen ist. Auf Basis dieser Daten wurde die Formel für die Berechnung von *Skin\_Faktor* bei Leitern mit einem rechteckigen Querschnitt entwickelt:

$$Skin\_Faktor = \left[ a_1 \left( \frac{h}{\delta} \right) + a_2 \right] \left[ a_3 \left( \frac{w}{\delta} \right)^2 + a_4 \left( \frac{w}{\delta} \right) + 1 \right] \quad (3.35)$$



Abbildung 3.18: Stromdichteverteilung an einer rechteckigen Querschnittsfläche

### 3.3.2 Proximity-Effekt

Der Skin-Effekt beschreibt, dass der Widerstand eines einzelnen Leiters wegen des eigenen magnetischen Flusses mit der Betriebsfrequenz steigt. Eine RFID-Schleifenantenne hat aber im Allgemeinen mehrere Windungen. Wenn zwei oder mehr stromdurchflossene Leiter nebeneinander liegen, wird die Stromdichteverteilung eines Leiters auch durch den magnetischen Fluss der benachbarten Leitern beeinflusst. Dieser Effekt wird als Proximity-Effekt bezeichnet und verursacht eine Erhöhung des Widerstands mit steigender Betriebsfrequenz [68]. Dieser Effekt beeinflusst die Stromdichteverteilung in ähnlicher Weise wie der Skin-Effekt. Die Stromdichte ist so verteilt, dass sie insgesamt von möglichst wenigen magnetischen Flusslinien umrandet ist. Als Beispiel kann eine Anordnung zweier Leiter betrachtet werden. Ein stromdurchflossener Draht liegt neben einem weiteren Draht, in dem ein Strom von derselben Größe und in dieselbe Richtung fließt. Zwischen den beiden Drähten hebt sich das magnetische Feld teilweise auf und außerhalb überlagert sich das Feld (siehe Abbildung 3.19). Wenn sich die Distanz zwischen den beiden Drähten verringert, wird die Gegenkopplung größer. Somit konzentriert sich die Stromdichte in der Nähe der äußeren Fläche, wo die magnetische Feldstärke groß ist. An der inneren Fläche ist die Stromdichte klein, da die magnetische Feldstärke klein ist.

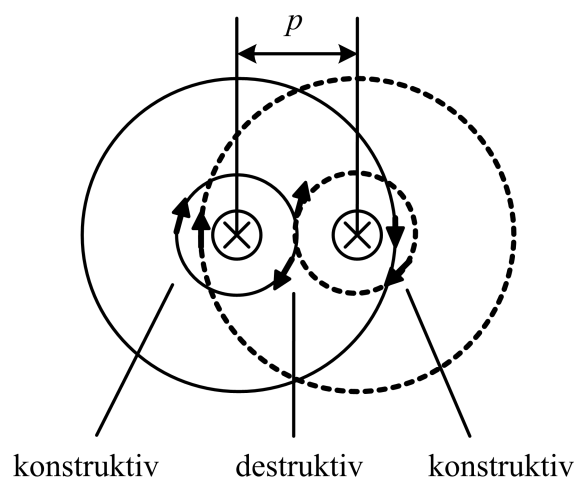


Abbildung 3.19: Zwei nebeneinander liegende Drähte

Der Proximity-Effekt wird mit demselben Verfahren wie bei dem Skin-Effekt analysiert. Da es sich um ein Mehrleitersystem handelt, muss ein zusätzlicher Parameter berücksich-

### 3.3.3 Verifikation durch Messung

---

tigt werden: die Windungszahl. Die in der Industrie häufig verwendeten Schleifenantennen haben zwei bis fünf Windungen, so wird bei der Untersuchung vom Zweileitersystem bis zum Fünfleitersystem simuliert. Die Stromdichteverteilung an der Querschnittsfläche wird durch die Simulation erfasst und daraus wird der AC-Widerstand berechnet. Da der Skin- und der Proximity-Effekt gleichzeitig wirken, muss das Ergebnis zuerst durch Entfernung des Skin-Effekts bereinigt werden. Nennen wir den AC-Widerstand  $R_{AC}$ , so ergibt sich:

$$Proximit\_Faktor = \frac{R_{AC}}{R_{skin}}. \quad (3.36)$$

Somit wird die Datenbasis für die "curve fitting" Methode erzeugt. Der Formelprototyp für ein Zweileitersystem ist in [59] gegeben:

$$Proximity\_Faktor = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{d}{p}\right)^2}} \quad (3.37)$$

wobei  $d$  der Drahtdurchmesser und  $p$  der Drahtabstand ist.

Basiert auf dem in Gleichung (3.37) gegebenen Formelprototyp und der durch Simulationen erschaffenen Datenbasis werden die Formeln für die Berechnung des *Proximity\_Faktors* entwickelt.

Für Schleifenantennen mit kreisförmigem Querschnitt ergibt sich:

$$Proximity\_Faktor = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{d}{p}\right)^{2+a_4(N-2)}}} \quad (3.38)$$

Für Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt:

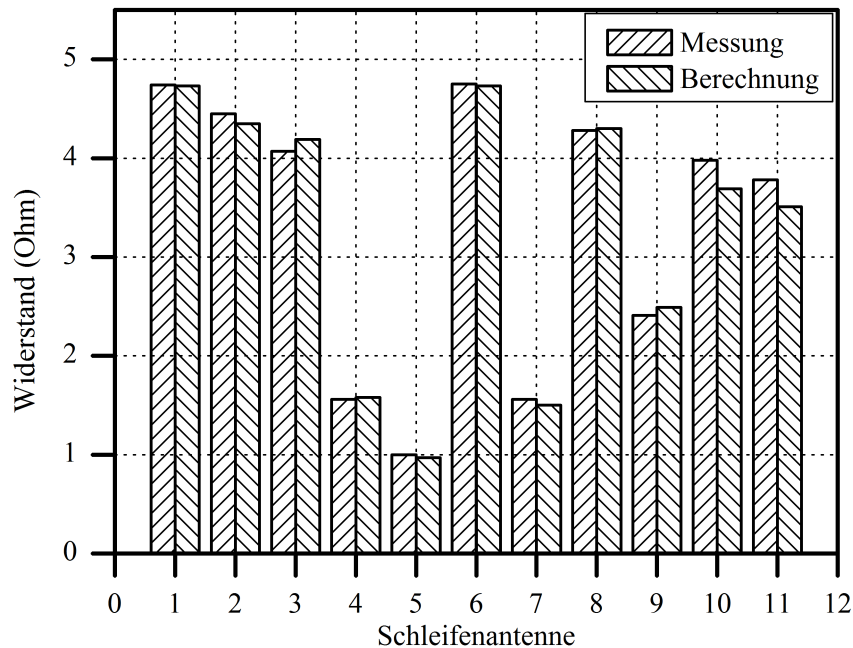
$$Proximity\_Faktor = \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{w}{w+g}\right)^{a_5}\right]^{a_6}} \quad (3.39)$$

Werden diese Formeln mit den im obigen Unterabschnitt entwickelten Formeln für *Skin\_Faktor* kombiniert, ergibt sich der AC-Widerstand:

$$R_{AC} = Skin\_Faktor \times Proximity\_Faktor \times R_{DC} \quad (3.40)$$

### 3.3.3 Verifikation durch Messung

Die entwickelten Formeln werden mit Messungen verifiziert und das Ergebnis ist in Abbildung 3.20 dargestellt.



**Abbildung 3.20:** Widerstand: Messung vs. Berechnung

Der Vergleich zeigt, dass die entwickelten Formeln für die Berechnung des Widerstands auch gut geeignet sind.

## 3.4 Entwicklung einer Formel für die Berechnung von $C_p$

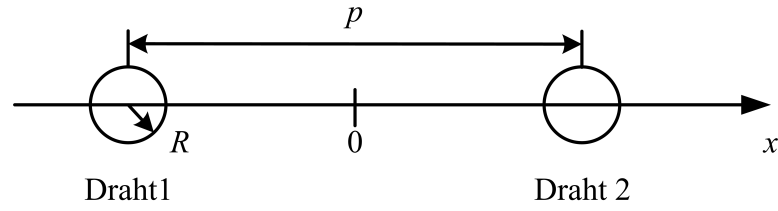
Die Kapazität  $C_p$  repräsentiert die Wirkung der Streukapazität zwischen den Spurbahnen. Der Formelprototyp wird dementsprechend jeweils für Antennen mit kreisförmigem und rechteckigem Querschnitt entwickelt.

### 3.4.1 Antennen mit kreisförmigem Querschnitt

Das Entwicklungsverfahren ist ähnlich wie bei der Entwicklung der Induktivitätsformel. Zuerst wird der Formelprototyp entwickelt und dann werden die unbekannt Parameter durch die "curve fitting" Methode festgestellt.

Zuerst wird die Kapazität zweier nebeneinander liegender langer dünner Drähte berechnet. Die Drähte haben eine Länge  $l$ , welche viel größer als der Drahtabstand  $p$  ist.

### 3.4.1 Antennen mit kreisförmigem Querschnitt



**Abbildung 3.21:** Querschnitt durch zwei lange dünne Drähte

Die Kapazität einer Anordnung beschreibt deren Fähigkeit, Elektrizitätsmengen zu speichern. Sie ist bei konstanter Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$  unabhängig von der angelegten Spannung, nur bestimmt durch die geometrische Form der Anordnung und die Materialeigenschaften des Nichtleiters [45]. So wird in den folgenden Herleitungen nach der Definition der Kapazität gerechnet. Es wird eine bestimmte Ladung  $Q$  auf die Anordnung gebracht, die dadurch entstandene Spannung berechnet und dann die Kapazität durch die Gleichung  $C = \frac{Q}{U}$  ermittelt.

Nehmen wir an, dass sich auf Draht 2 die Ladung  $Q$  befindet und auf Draht 1  $-Q$ . Die Ladung sei homogen auf der Oberfläche der Leiter verteilt. Das von den Ladungen erzeugte elektrische Feld auf der Mittenlinie zwischen den beiden Leitern ist:

$$\begin{aligned}\vec{E}_1 &= \frac{-Q}{\epsilon 2\pi \left(x + \frac{p}{2}\right) l} \vec{e}_x \\ \vec{E}_2 &= \frac{Q}{\epsilon 2\pi \left(x - \frac{p}{2}\right) l} \vec{e}_x\end{aligned}\quad (3.41)$$

wobei  $\vec{e}_x$  der Einheitsvektor in die positive  $x$ -Richtung ist.

Durch das Superpositionsprinzip kann das gesamte elektrische Feld berechnet werden:

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \frac{Q}{\epsilon 2\pi l} \left[ \frac{1}{x - \frac{p}{2}} - \frac{1}{x + \frac{p}{2}} \right] \vec{e}_x \quad (3.42)$$

Der Spannungsabfall ergibt sich durch Integration des elektrischen Feldes entlang der Mittenlinie:

$$U_{2,1} = \int_{\frac{p}{2}-R}^{-\frac{p}{2}+R} \vec{E} \cdot d\vec{x} = \frac{Q}{\epsilon \pi l} \ln \left( \frac{p-R}{R} \right) \quad (3.43)$$

Die Kapazität:

$$C = \frac{Q}{U_{2,1}} = \frac{\epsilon \pi l}{\ln \left( \frac{p-R}{R} \right)} \quad (3.44)$$

Der Kapazitätsbelag:

$$C' = \frac{C}{l} = \frac{\epsilon \pi}{\ln \left( \frac{p-R}{R} \right)} \quad (3.45)$$

Gleichung (3.45) wird als Formelprototyp für die Berechnung der Kapazität von Antennen mit kreisförmigem Querschnitt verwendet.



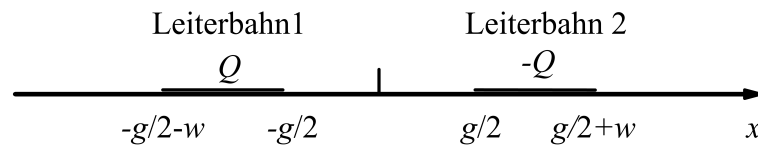
### 3.4.2 Antennen mit rechteckigem Querschnitt

Die für industrielle HF-RFID-Anwendungen typische Kupferstärke beträgt etwa 35  $\mu\text{m}$ . Im Vergleich zu der Spurbahnbreite, welche im Millimeter-Bereich liegt, ist die Kupferstärke viel kleiner. Es wird deshalb angenommen, dass die Kupferstärke nur wenig Einfluss auf die Kapazität hat. Durch Simulationen soll diese Annahme überprüft werden. In der Simulation wird die Kapazität der Schleifenantenne mit variierender Kupferstärke festgestellt. Die Antenne hat ein äußeres Abmaß von 42 mm  $\times$  72 mm. Die Spurbahnbreite ist 1 mm. Der Spurbahnabstand beträgt 1 mm. Die Antenne hat drei Windungen. Das Ergebnis ist in Tabelle 3.2 dargestellt.

Kupferstärke (mm)	0,03	0,035	0,04	0,05
Kapazität (pF)	1,2	1,2	1,2	1,2

**Tabelle 3.2:** Simulationsergebnis mit verschiedenen Kupferstärken

Aus Tabelle 3.2 ist ersichtlich, dass die in der Industrie übliche Kupferstärke kaum Einfluss auf die Kapazität hat. Somit wird die Kupferstärke für die weiteren Untersuchungen vernachlässigt und die Leiterbahn als eine planare Struktur ohne Kupferstärke modelliert. Um den Formelprototypen zu entwickeln, werden zwei lange Leiterbahnen analysiert (siehe Abbildung 3.22). Eine Leiterbahn hat die Ladung  $Q$  und die andere  $-Q$ .



**Abbildung 3.22:** Querschnitt durch zwei lange parallele Leiterbahnen

Unter der Annahme, dass die Ladungen homogen verteilt sind, kann der Spannungsabfall ähnlich wie in Abschnitt 3.4.1 berechnet werden:

$$\vec{E} = \frac{Q}{\epsilon 2\pi l w} \left( \ln \frac{x + \frac{g}{2} + w}{x + \frac{g}{2}} - \ln \frac{\frac{g}{2} + w - x}{\frac{g}{2} - x} \right) \vec{e}_x \quad (3.46)$$

$$U_{2,1} = \int_{-\frac{g}{2}}^{\frac{g}{2}} \vec{E} \cdot d\vec{x} = \frac{Q}{\epsilon \pi l w} \left[ g \ln \left( \frac{g+w}{g} \right) + w \ln \left( \frac{g+w}{w} \right) \right] \quad (3.47)$$

Der Kapazitätsbelag ergibt sich zu:

$$C' = \frac{\epsilon \pi w}{g \ln \left( \frac{g+w}{g} \right) + w \ln \left( \frac{g+w}{w} \right)}. \quad (3.48)$$

Gleichung (3.48) wird als der Formelprototyp für die Berechnung der Kapazität von Schleifenantennen mit rechteckigem Querschnitt verwendet.

### 3.4.3 Verifikation durch Messung

Die entwickelten Formeln sind durch Messdaten verifiziert und das Ergebnis ist in Abbildung 3.23 dargestellt.

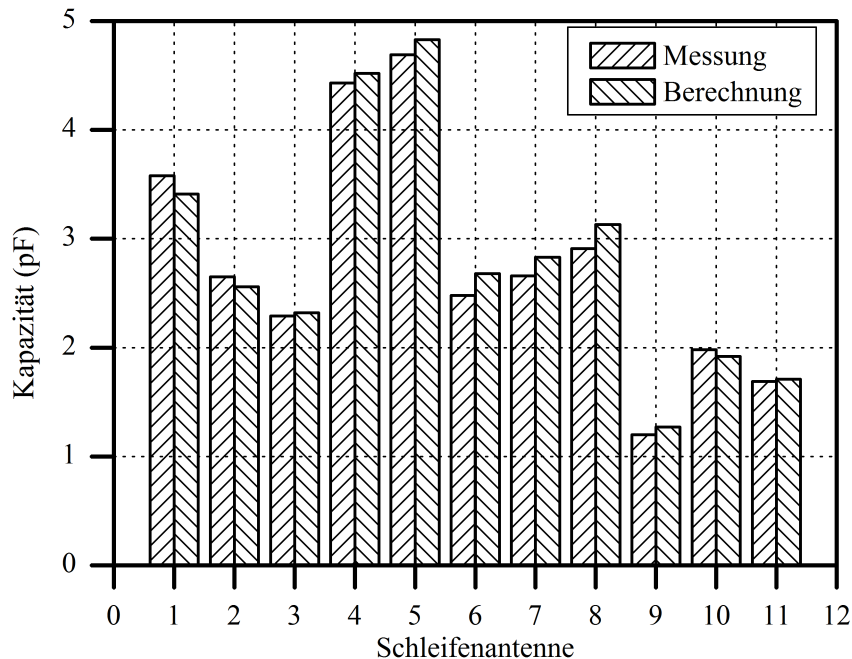


Abbildung 3.23: Kapazität: Messung vs. Berechnung

Der Vergleich bestätigt die hohe Genauigkeit der entwickelten Formeln.

## 3.5 Optimierung eines Transponders mit den entwickelten Formeln

Mit den entwickelten Formeln ist es möglich, anhand gegebener geometrischer Daten einer Schleifenantenne die drei Parameter des Ersatzschaltbildes genau zu berechnen. Das Verfahren ist für die Analyse einer bekannten Schleifenantenne einfach durchzuführen. Um jedoch eine passende Schleifenantenne mit einer vorgegebenen Induktivität zu dimensionieren, muss immer noch eine Geometrie zu Grunde gelegt werden, die mit Hilfe von Erfahrungen geschätzt werden kann, um dann durch Anpassung der Parameter ans Ziel zu kommen. Es wäre also für die Entwickler wesentlich einfacher, wenn es eine „synthetisieren“ Funktion gäbe, durch die mit einem einfachen Anklick eine geeignete Geometrie vorgeschlagen würde. Dank der Genauigkeit und Einfachheit der neuen Formeln ist es möglich, diese „synthetisieren“ Funktion mit geringem Aufwand zu realisieren. Da die Formeln einfach und somit sehr schnell auszuführen sind, können innerhalb einer Sekunde eine große Anzahl von verschiedenen Schleifenantennen analysiert werden.

### 3.5 Optimierung eines Transponders mit den entwickelten Formeln

---

Das heißt, unter Berücksichtigung der durch die Zielanwendung eingeschränkten geometrischen Randbedingungen, z.B. das maximale Abmaß, die minimale Spurbahnbreite, der minimale Spurbahnabstand, u.s.w., können sehr schnell alle möglichen Varianten der Schleifenantennen analysiert werden und dadurch eine oder mehrere Schleifenantennen gefunden werden, die die Zielinduktivität liefern (wenn die Randbedingung zu streng ist, kann es auch passieren, dass keine Schleifenantenne die Zielinduktivität liefern kann). Dieser Idee nach wird im Rahmen dieser Arbeit ein Programm namens „Coil calculator“ entwickelt, das sowohl die Analyse als auch die Synthese einer Schleifenantenne ermöglicht. Das Programm wird in Appendix A genau beschrieben.

Eine weitere Anwendung der neuen Formeln liegt in der Optimierung der Performance eines Transponders. Das soll anhand eines Beispiels erklärt werden. Wie in Abschnitt 2.3 beschrieben wurde, kann die Performance eines Transponders anhand verschiedener Parameter charakterisiert werden. Ein sehr wichtiger Parameter ist die Ansprechfeldstärke. Im Folgenden wird dieser Parameter als das Optimierungsziel verwendet. Bei der Optimierung wird nach einer minimalen Ansprechfeldstärke gesucht. Da für einen Transponder häufig Empfehlung für dessen Resonanzfrequenz gibt, entweder von den Transponderchip-Herstellern oder von den Standardisierungsorganisationen, wird eine Nebenbedingung bei der Optimierung eingeführt: die Resonanzfrequenz von dem zu optimierenden Transponder soll konstant bleiben.

Die Ansprechfeldstärke kann mit Gleichung (2.30) berechnet werden. Für bessere Lesbarkeit wird sie hier erneut gegeben:

$$H_{min} = \frac{U_2 \sqrt{\left(\frac{\omega L_s}{R_{IC}} + \omega R_s C\right)^2 + \left(1 - \omega^2 L_s C + \frac{R_s}{R_{IC}}\right)^2}}{\omega \mu_0 A_{eff}}$$

wobei  $C = C_{IC} + C_p + C_t$ .

Die Formel enthält viele Parameter. Die, die von dem IC abhängig sind, werden als gegeben betrachtet:  $U_2$ ,  $R_{IC}$ ,  $C_{IC}$ .

$U_2$ : die minimale Betriebsspannung des IC's.

$R_{IC}$ ,  $C_{IC}$  kennzeichnen die Eingangsimpedanz des IC's.

Die IC-spezifischen Parameter hängen von dem Hersteller und dem Typen des IC's ab. Generell können ICs in zwei Kategorien unterteilt werden: der „Memory IC“ verbraucht wenig Strom und hat somit einen höheren Lastwiderstand; der „Controller IC“ mit niedrigerem Lastwiderstand. Die Kapazität des IC's kann entsprechend der Zielanwendung ohne großen Aufwand variiert werden.

Andere Parameter, nämlich  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $C_p$  und  $A_{eff}$ , sind von der Schleifenantenne abhängig und können mit den entwickelten Formeln berechnet werden.

Durch Einsetzen der entwickelten Formeln ergibt sich die Formel für die Ansprechfeldstärke:

$$H_{min} = f(U_2, R_{IC}, C_{IC}, \text{Geometrische Parameter der Antenne})$$

Jetzt kann der Transponder optimiert werden, indem die Ansprechfeldstärke berechnet und nach einem minimalen Wert gesucht wird, während die geometrischen Parameter der Antenne und die IC-Parameter variiert werden. Die gesamte Kapazität  $C$  wird hier als Tuningparameter verwendet. Das schränkt die Anwendbarkeit dieser Methode nicht ein, da

### 3.5 Optimierung eines Transponders mit den entwickelten Formeln

ein bestimmter Kapazitätswert durch zwei Wege erreicht werden kann: entweder kann der IC-Eingangskapazität  $C_{IC}$  angepasst werden, oder der Tuningkondensator  $C_t$  kann angepasst werden, falls  $C_{IC}$  konstant bleiben soll.

Die Resonanzfrequenz eines Transponders ist in Gleichung (2.25) definiert. Aus der Formel ist evident, dass viele Konfigurationen dieselbe Resonanzfrequenz liefern können. Wenn sich die Kapazität  $C$  ändert, kann die Induktivität  $L_s$  entsprechend angepasst werden, um die Resonanzfrequenz konstant zu halten. Auch wenn die Kapazität  $C$  konstant bleibt, gibt es immer noch viele Schleifenantennen, die trotz unterschiedlicher geometrischer Daten die gleiche Induktivität liefern und somit die Resonanzfrequenz konstant halten. So ist es z.B. möglich, bei einer gegebenen Schleifenantenne deren äußeres Abmaß zu vergrößern und gleichzeitig den Spurbahnabstand zu erhöhen, um die Induktivität konstant zu halten. Dabei ist die Ansprechfeldstärke jedoch im Allgemeinen anders, weil Parameter, wie  $R_s$ ,  $C_p$ ,  $A_{eff}$ , geometrieabhängig sind und sich somit verändert haben. Somit ist die Optimierung eines Transponders möglich. Es gibt viele Parameterkombinationen welche zu einer konstanten Resonanzfrequenz führen können, hier wird allerdings nur auf die Kombination von Windungszahl und Spurbahnabstand eingegangen, weil diese Kombination in den meisten Anwendungen variierbar sind (das äußere Abmaß kann durch die Zielanwendung limitiert werden, der Drahtdurchmesser kann durch die Herstellungstechnologie auf bestimmte Werte eingeschränkt werden). Eine Analyse aller möglichen Kombinationen kann in [51] weitergelesen werden.

In dem folgenden Beispiel besteht ein Transponder aus einem „Controller IC“ und einer rechteckigen Schleifenantenne mit rechteckigem Querschnitt. Eine minimale Ansprechfeldstärke wird gesucht. Die anderen Bedingungen lauten:

Die Schleifenantenne hat ein äußeres Abmaß von  $80 \text{ mm} \times 48 \text{ mm}$ . Die Spurbahnbreite ist  $0,2 \text{ mm}$ .  $R_{IC} = 470 \Omega$ . Der Transponder soll eine Resonanzfrequenz von  $16 \text{ MHz}$  aufweisen.

Die Kapazität  $C_{IC}$ , der Spurbahnabstand  $g$  und die Windungszahl  $N$  werden als Tuningparameter mit folgenden Wertebereichen verwendet:

$C_{IC} : [19..160] \text{ pF}$

$N : [2..8]$

$g : [0,2..3] \text{ mm}$

Der Optimierungsprozess ist in Abbildung 3.24 dargestellt.

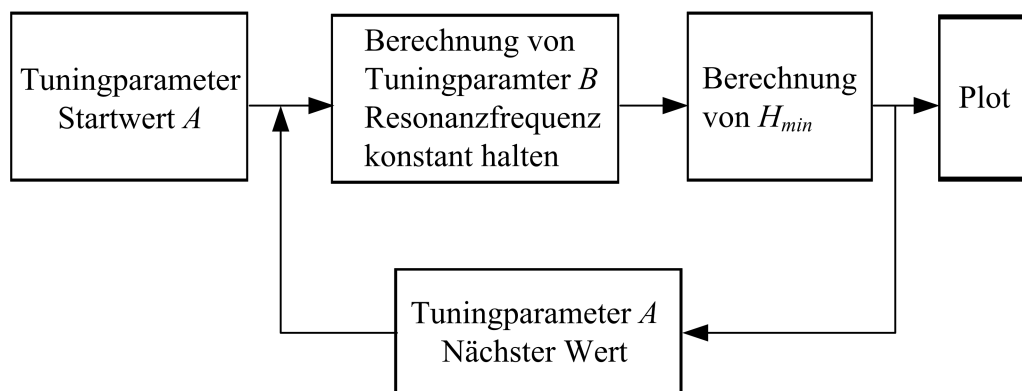
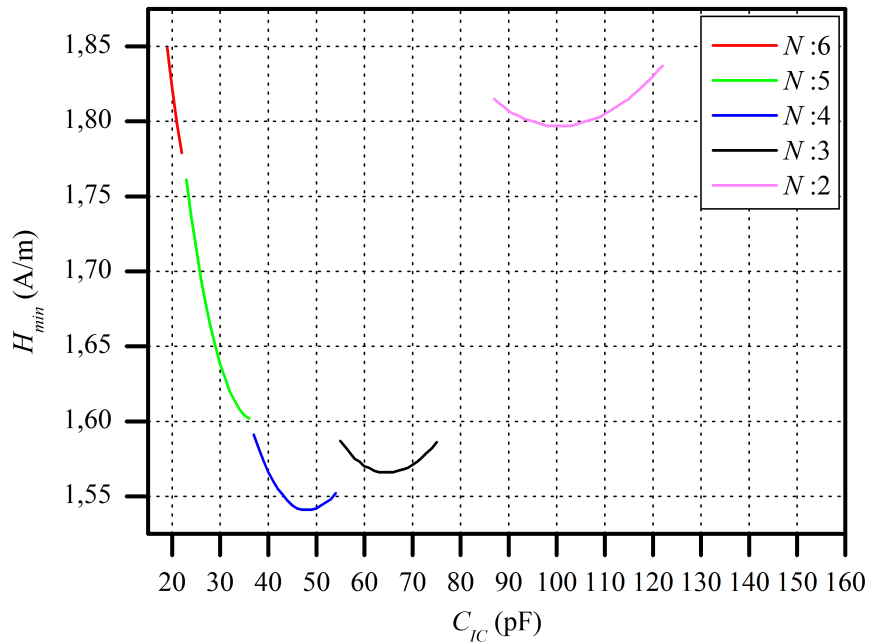


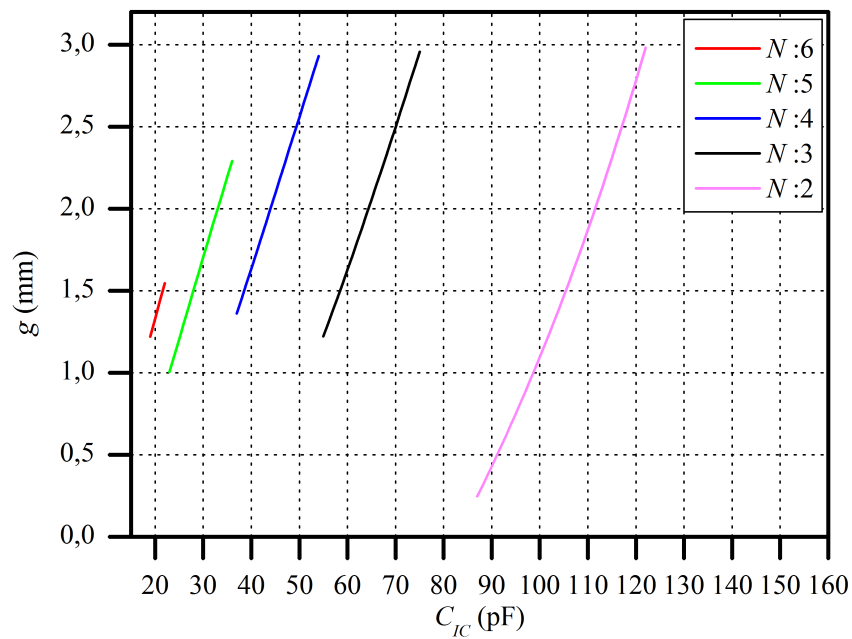
Abbildung 3.24: Optimierungsprozess

### 3.5 Optimierung eines Transponders mit den entwickelten Formeln

Der Optimierungsprozess ist in Mathcad [15] implementiert. Das Ergebnis ist in Abbildung 3.25 dargestellt.



(a)



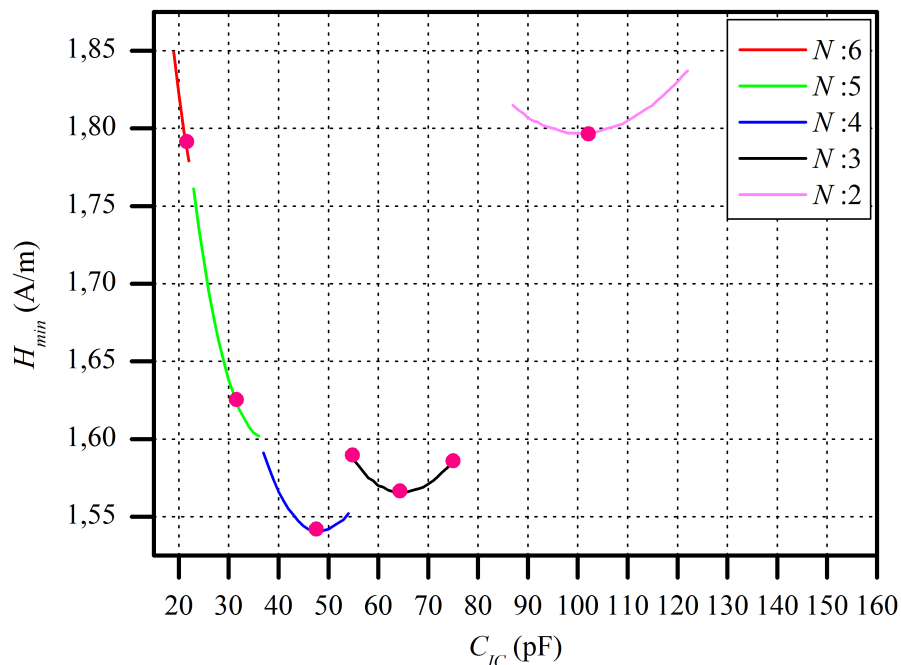
(b)

Abbildung 3.25: Optimierungsergebnis

### 3.5 Optimierung eines Transponders mit den entwickelten Formeln

Abbildung 3.25 zeigt die Ansprechfeldstärke in Abhängigkeit von der Parameterkombination ( $C_{IC}$ ,  $g$  und  $N$ ), wobei die Werte von Parametern  $C_{IC}$  und  $N$  aus (a) hervorgehen und  $g$  und  $N$  aus (b). Aus diesen beiden Kurven ist eindeutig zu erkennen, dass es für dieses Beispiel eine optimale Konfiguration mit einer minimalen Ansprechfeldstärke gibt:  $C_{IC} = 49$  pF,  $g = 2,47$  mm und  $N = 4$ . Zwischen den Teilkurven gibt es an manchen Stellen große Lücken, da dort keine Konfiguration gefunden werden kann, die alle Nebenbedingungen erfüllt.

Das Optimierungsergebnis ist mit Messungen zu verifizieren. Dafür sind sieben Konfigurationen aus unterschiedlichen Teilkurven ausgewählt, die den Kurvenverlauf kennzeichnen können. Diese Konfigurationen sind mit roten Punkten in Abbildung 3.26 markiert.



**Abbildung 3.26:** Test Konfigurationen

Diese sieben Schleifenantennen wurden von LPKF produziert, um anschließend die Ansprechfeldstärke für jeden Transponder zu messen. Dafür sind die Messvorrichtung (siehe Abbildung 3.27) und das Messverfahren, die im ISO/IEC Standard 10373-6 [9] definiert sind, zum Einsatz gekommen. Das Messergebnis wird mit dem berechneten Ergebnis verglichen und ist in Tabelle 3.3 und Abbildung 3.28 dargestellt.

### 3.5 Optimierung eines Transponders mit den entwickelten Formeln

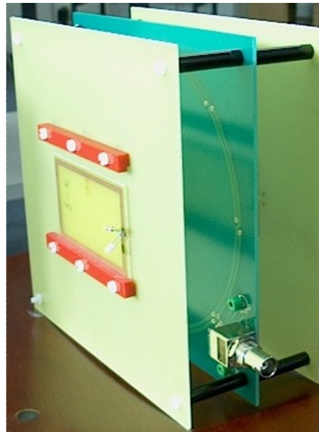


Abbildung 3.27: Messvorrichtung

Nr.	$N$	$g$ (mm)	Gemessene $H_{min}$ (A/m)	Berechnete $H_{min}$ (A/m)	Fehler (%)
1	6	1,44	1,81	1,80	-0,50
2	5	1,8	1,66	1,63	-1,85
3	4	2,47	1,53	1,54	0,59
4	3	1,22	1,58	1,59	0,61
5	3	2,05	1,59	1,57	-1,67
6	3	2,96	1,64	1,59	-3,17
7	2	1,24	1,78	1,80	1,16

Tabelle 3.3:  $H_{min}$  verifiziert mit Messergebnissen

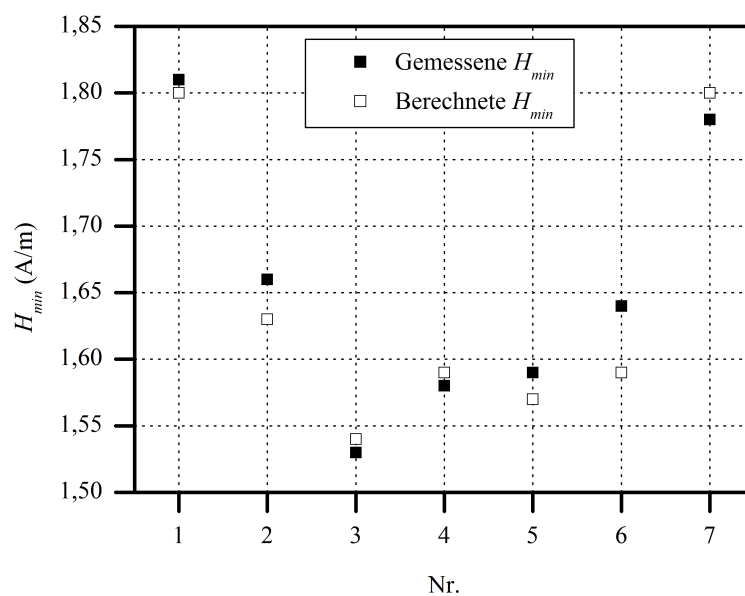


Abbildung 3.28:  $H_{min}$ : Messung vs. Berechnung

Das Ergebnis zeigt deutlich, dass der Kurvenverlauf gut von dem Optimierungsprozess vorausgesagt wird und demnach eine optimale Schleifenantenne unter den genannten Bedingungen gewählt werden kann.

## 3.6 Zusammenfassung

Ein HF-RFID-Transponder besteht hauptsächlich aus einem IC und einer Schleifenantenne. Im Allgemeinen wird der IC mit einer Parallelschaltung einer Eingangskapazität und eines Lastwiderstands modelliert. In den meisten Fällen kann ein Transponder optimiert werden, indem eine optimale Schleifenantenne für einen gegebenen IC dimensioniert wird. Daraus resultiert eine hohe Anforderung an präzisen Formeln, um die Parameter in dem Ersatzschaltbild einer Schleifenantenne berechnen zu können.

In diesem Kapitel wurden deshalb verschiedene Modellierungsmethoden bezüglich ihrer Genauigkeit und Effizienz verglichen. Der Vergleich führt zu einem Verfahren, welches auf einem geeigneten Formelprototyp und der "curve fitting" Methode basiert. Um Formelprototypen zu entwickeln, wurde die Schleifenantenne zuerst vereinfacht und dann theoretisch analysiert. Anschließend wurde eine Datenbasis durch Simulationen verschiedener Schleifenantennen erschaffen. Auf dieser Datenbasis wurde die "curve fitting" Methode verwendet, um unbekannte Parameter in dem Formelprototyp festzustellen. Die somit entwickelten Formeln sind einerseits präzise und andererseits einfach zu handhaben. Diese beiden Eigenschaften zusammen ermöglichen den effizienten Entwurfsvorgang eines Transponders. Zusätzlich können die Formeln auch verwendet werden, um einen Transponder auf bestimmte Eigenschaften zu optimieren. Ein Designbeispiel ist gegeben, um zu zeigen, wie ein Transponder mit einer minimalen Ansprechfeldstärke zu dimensionieren ist. Sowohl die Formeln als auch das Designbeispiel wurden mit Messungen verifiziert. Das Ergebnis bestätigt die hohe Genauigkeit der entwickelten Formeln.



# Kapitel 4

## Der Einfluss der Nichtlinearität des IC's

In den vorherigen Untersuchungen ist der IC entsprechend dem Stand der Technik mit einer Parallelschaltung eines Lastwiderstands  $R_{IC}$  und einer Kapazität  $C_{IC}$  modelliert. Kapazität und Widerstand haben konstante Werte. Unter dieser Annahme kann eine geeignete Schleifenantenne dimensioniert werden. Die anschließende Optimierung basiert ebenfalls auf dem linearen Modell. Wenn ein IC, wie er in [32] beschrieben ist, genau betrachtet wird, dann lassen sich eine Vielzahl an Halbleiterbauelementen, zum Beispiel Transistoren, sofort ausmachen. Wegen der Existenz dieser Elemente ist der IC von Natur aus nichtlinear. Das lineare Modell ist nur eine Approximation eines IC's für einen bestimmten Betriebszustand. Um die Eigenschaften eines Transponders besser zu kennen, soll diese Nichtlinearität des IC's untersucht werden. Dieses Kapitel beschäftigt sich deshalb mit der Analyse der Nichtlinearität des IC's und deren Einfluss auf die Systemperformance. Für die Untersuchung der Eingangsimpedanz eines IC's wird das vereinfachte Ersatzschaltbild in Abbildung 4.1 verwendet, wobei die Wechselspannung  $\underline{U}_2$  am Eingang zuerst durch den Brückengleichrichter gleichgerichtet und dann durch den Tiefpasskondensator  $C_{tp}$  geglättet wird. Die DC-Spannung wird dann den Lastwiderstand  $R_{eff}$ , welcher den Stromverbrauch des IC's repräsentiert, versorgen.

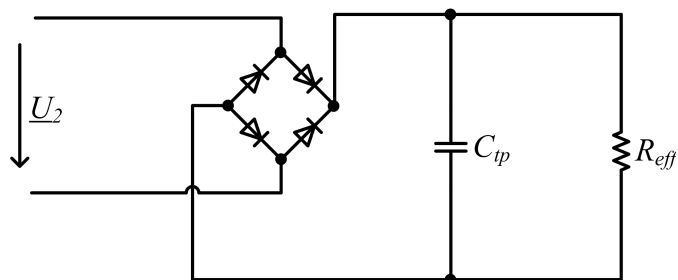


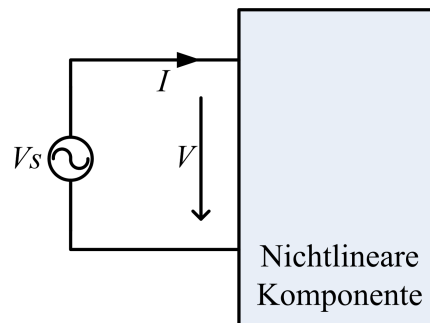
Abbildung 4.1: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines IC's

### 4.1 Einführung in nichtlineare Schaltungen

Ein wichtiges Merkmal einer nichtlinearen Schaltung ist, dass das Überlagerungsprinzip die Gültigkeit verliert. Wenn mehrere Anregungen verschiedener Frequenzen existieren,

## 4.1 Einführung in nichtlineare Schaltungen

ist es in einer linearen Schaltung möglich, die Anregungen einzeln zu analysieren und dann zu überlagern, um auf die gesamte Anregung zu schließen. In einer nichtlinearen Schaltung sind die Anregungen miteinander verknüpft und die Analyse kann nicht einzeln durchgeführt werden. Dieser Unterschied führt dazu, dass in einer linearen Schaltung das Antwortsignal die gleiche Frequenz wie das Anregesignal hat, während in einer nichtlinearen Schaltung Signale bei Summen- und Differenzfrequenzen und höheren harmonischen Frequenzen generiert werden können. Die Erzeugung dieser Frequenzanteile kann anhand des folgenden Beispiels demonstriert werden.



**Abbildung 4.2:** Eine einfache nichtlineare Schaltung

Abbildung 4.2 zeigt eine Schaltung bestehend aus einer nichtlinearen Komponente und einer Spannungsquelle. Die nichtlineare Komponente besitzt eine durch mathematische Funktionen darstellbare Kennlinie, die mit Dimensionen behaftete Koeffizienten besitzt. Daher ist es zweckmäßig, nichtlineare Kennlinien normiert darzustellen, z.B.  $\frac{I}{I_1} = f\left(\frac{V}{V_1}\right)$ . Dadurch können alle Koeffizienten dimensionslos [31, 53] dargestellt werden. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit ist diese Normierung in der folgenden Herleitung stets vorausgesetzt, so dass die Größen  $I$ ,  $V$ ,  $R$  dimensionslos sind.

Die nichtlineare Komponente wird mit der folgenden  $I/V$  Charakteristik beschrieben:

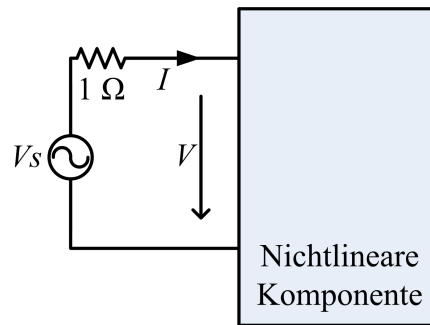
$$I = f(V) = V + V^3 \quad (4.1)$$

Nehmen wir an, dass die Anregung nur eine Frequenz hat:  $V_s = V_1 \cos(\omega t)$ , durch Einsetzen dieser Formel in Gleichung (4.1) kann der Strom  $I$  berechnet werden:

$$I = V_1 \cos(\omega t) + (V_1 \cos(\omega t))^3 = \left(V_1 + \frac{3}{4}V_1^3\right) \cos(\omega t) + \frac{1}{4}V_1^3 \cos(3\omega t) \quad (4.2)$$

Aus dem Ergebnis ist ersichtlich, dass der Strom Anteile an der Grundfrequenz und der dritten harmonischen Frequenz hat.

Wenn die Spannungsquelle nicht direkt mit der nichtlinearen Komponente verbunden ist, sondern durch einen Widerstand mit einem normierten Wert von 1, dann ist das Ergebnis komplizierter.



**Abbildung 4.3:** Nichtlineare Schaltung mit einem Widerstand

Die  $I/V$  Charakteristik hat sich nicht geändert. Durch Verwendung der „series conversion“ Technik (siehe [22]) kann die Spannung als eine Funktion des Stroms dargestellt werden:

$$V = f^{-1}(I) = I - I^3 + 3I^5 - 12I^7 + \dots \quad (4.3)$$

Auf dem hinzugefügten Widerstand ist ein normierter Spannungsabfall  $1 \times I = I$ , so haben wir für die ganze Schaltung die folgende Gleichung:

$$V_s = 2I - I^3 + 3I^5 - 12I^7 + \dots \quad (4.4)$$

Durch einen erneuten Einsatz der „series conversion“ Technik bekommt man:

$$I = 0.5V_s + 0.0625V_s^3 - 0.0234V_s^5 + 0.0117V_s^7 + \dots \quad (4.5)$$

Es ist offensichtlich, dass der Strom harmonische Anteile aller ungerader Ordnungen hat. Diese harmonischen Anteile werden wiederum Spannungsabfälle über dem Widerstand erzeugen. Somit hat die Spannung  $V$  über der nichtlinearen Komponente auch Anteile aller ungerader Ordnungen.

Schon diese sehr einfache Schaltung zeigt die Komplexität einer nichtlinearen Schaltung. Die unendliche Anzahl von Oberschwingungen macht eine analytische Untersuchung schwierig. In den letzten Jahrzehnten sind verschiedene Methoden entwickelt worden, um dieses Problem zu lösen, die im folgenden Text kurz zusammengefasst sind.

Ein direkter Ansatz verlangt die Messung der Großsignal S-Parameter von der nichtlinearen Schaltung. Dann werden die S-Parameter in einer normalen linearen Schaltungsanalyse verwendet. Damit wird die nichtlineare Schaltung nur durch die S-Parameter repräsentiert. Diese Methode versucht die lineare Technik direkt auf ein nichtlineares Problem anzuwenden und hat deshalb auch nur geringen Erfolg.

Ein anderer Ansatz, der auch aus der linearen Schaltungstheorie stammt, ist die Zeitbereichsanalyse. Die Schaltung wird mit Differenzialgleichungen im Zeitbereich beschrieben und mit Hilfe des Computers wird das Gleichungssystem numerisch gelöst. Die Stärke dieser Methode liegt darin, dass es in der Lage ist, eine große Anzahl von nichtlinearen Schaltungen zu analysieren, in dem der Zeitschritt für die Zielanwendung genügend klein gewählt wird. Der Nachteil ist, dass es immens hohe Rechenzeit und -leistung brauchen kann, wenn die Schaltung eine lange Zeit braucht, um in den stationären Zustand

## 4.1 Einführung in nichtlineare Schaltungen

zu gelangen. Ein weiterer Nachteil der Methode ist, dass sie nicht im Frequenzbereich arbeitet.

Für die Analyse von nichtlinearen Schaltungen gibt es zusätzlich noch viele Methoden im Frequenzbereich. Die zwei wichtigsten sind die „harmonic-balance“-Methode und die Volterra-Reihen-Analyse [53, 34, 81]. Die „harmonic-balance“-Methode wird hauptsächlich für stark nichtlineare Schaltungen verwendet, die von einem einzigen Großsignal angeregt werden. Diese Methode arbeitet iterativ. Die Grundidee liegt darin, die ganze Schaltung in zwei Teilschaltungen zu unterteilen: eine lineare und eine nichtlineare Schaltung, wie in Abbildung 4.4 zu sehen ist. Die Spannungen an den Verknüpfungsstellen zwischen den beiden Teilschaltungen sind zu untersuchen. Zuerst wird eine Erstschätzung von den Spannungen gemacht. Mit den geschätzten Spannungen werden die Ströme, die in beide Teilschaltungen fließen, berechnet. Nach dem Kirchhoffschen Knotenpunktsatz ist die Summe der Ströme an jedem Knotenpunkt gleich null. Da allerdings die Spannungen nur Schätzwerte sind, wird hier die Summe der Ströme ungleich null sein. Diese Größe wird im Folgenden als Fehlervektor dienen. Im nächsten Schritt wird mit Hilfe verschiedener mathematischer Algorithmen versucht, die geschätzten Spannungen so anzupassen, dass der Fehler kleiner wird. Dieser Schritt wird solange wiederholt, bis der Fehler unter einem vorgegebenen Grenzwert liegt.

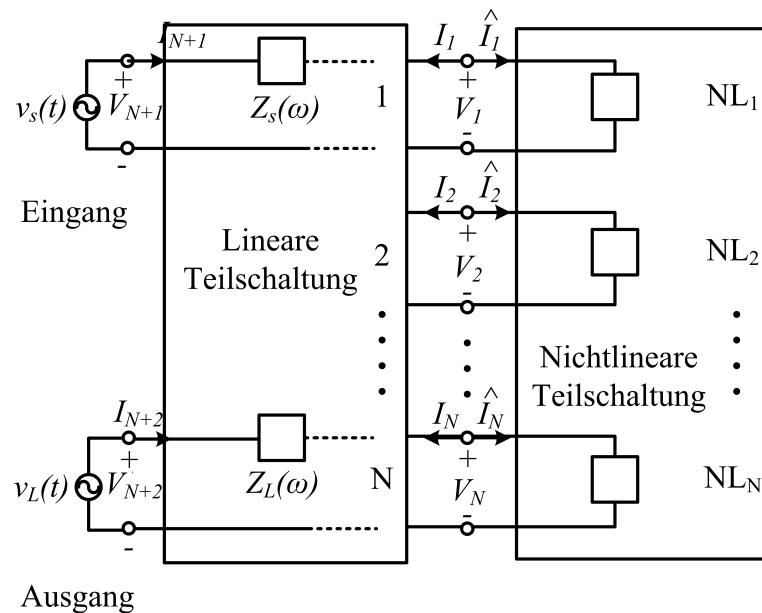


Abbildung 4.4: „Harmonic balance“ Analyse [53]

Die Volterra-Reihen-Analyse bedient einen grundlegend anderen Anwendungsbereich: schwach ausgesteuerte nichtlineare Schaltungen. Sie beschreibt ein nichtlineares System ähnlich wie die Taylor-Reihe. Der Unterschied liegt darin, dass die Volterra-Reihen-Analyse auch mit Systemen umgehen kann, die über ein Gedächtnis verfügen [47]. Das heißt, dass der Ausgang des nichtlinearen Systems nicht nur vom Eingang zu einem bestimmten Zeitpunkt abhängt, sondern auch von der vorherigen Zeit. Die Volterra-Reihe hat die folgende Form [24]:

$$y(t) = \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(t - \tau_1, \dots, t - \tau_n) x(\tau_1) \cdots x(\tau_n) d\tau_1 \cdots d\tau_n \quad (4.6)$$

mit

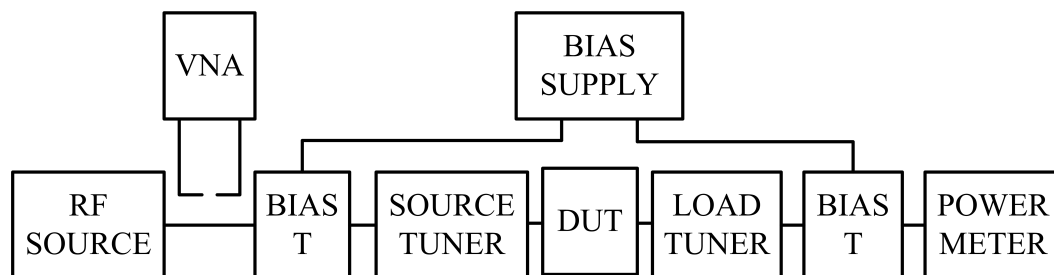
$x(t)$ : Eingangsgröße

$y(t)$ : Ausgangsgröße

$h(t)$ : Impulsantwort

Da ein HF-RFID-Transponder vom Lesegerät stark angesteuert wird, ist die Volterra-Reihen-Analyse dafür nicht geeignet und es wird hier nicht weiter auf diese Methode eingegangen.

Nicht zuletzt gibt es auch Ansätze, welche Messdaten verwenden, um die nichtlineare Schaltung zu charakterisieren. Eine typische Methode ist das „load/source pull“-Verfahren. Bei der „load pull“-Messung soll die von dem Messobjekt (auf Englisch: DUT<sup>1</sup>) gesehene Lastimpedanz variiert werden, während das Messobjekt vermessen wird. Bei der „source pull“-Methode wird auf ähnliche Weise verfahren. Dabei wird allerdings statt der Lastimpedanz die Quellenimpedanz variiert [56]. Ein typisches System mit zwei automatischen Tunern ist in Abbildung 4.5 dargestellt.



**Abbildung 4.5:** Blockdiagramm eines automatischen Tunersystems [55]

Durch Zusammenfassung der wichtigsten Verfahren für nichtlineare Schaltungen kann festgestellt werden, dass ein direkter Einsatz dieser Methoden für die analytische Untersuchung des HF-RFID-Transponders nur bedingt geeignet ist. Der Ansatz über das Großsignal-Ersatzschaltbild ist für nichtlineare Bauteile apriori nicht geeignet. Die Analyse im Zeitbereich, die „harmonic-balance“-Analyse und die Volterra-Reihen-Analyse beanspruchen eine große Rechenleistung, sind allerdings besser geeignet als die Implementierung eines Computerprogramms. Die „load/source pull“-Methode ist ein reines Messverfahren. Um das nichtlineare Verhalten des IC's analytisch zu untersuchen, müssen Anpassungen und Vereinfachungen für diese Methoden eingeführt werden.

## 4.2 Analyse im Zeitbereich

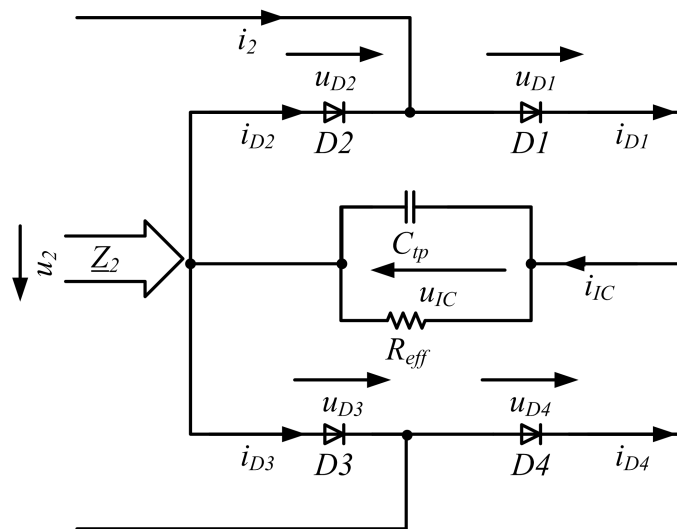
Um ein nichtlineares System im Zeitbereich zu analysieren, soll das System im Allgemeinen zuerst durch ein differentiales Gleichungssystem beschrieben werden. Dann wird ein

<sup>1</sup>Device-Under-Test

## 4.2 Analyse im Zeitbereich

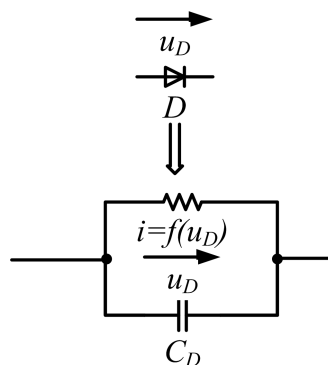
Zeitschritt ausgewählt und das Gleichungssystem wird numerisch gelöst. Anschließend wird der Zeitschritt verkleinert. Dies wird wiederholt, bis die Zielgenauigkeit erreicht ist. Wegen des extrem großen Rechenaufwands ist diese Methode nicht unmittelbar für eine analytische Untersuchung des IC's einsetzbar. Deshalb werden in der folgenden Analyse einige Vereinfachungen eingeführt.

Die Analyse basiert auf dem Ersatzschaltbild aus Abbildung 4.1. Um die Herleitung zu veranschaulichen, werden die benötigten Spannungen und Ströme hinzugefügt, wie in Abbildung 4.6 zu sehen ist. Das Ziel ist die Berechnung der Eingangsimpedanz des IC's bei der Grundfrequenz unter einer bestimmten Einspeisung  $u_2$ .



**Abbildung 4.6:** Ersatzschaltbild eines IC's für die Zeitbereichsanalyse

Die Modellierung der Nichtlinearitäten der vier als identisch angenommenen Dioden für die Schaltung erfolgt über das in Abbildung 4.7 dargestellte Ersatzschaltbild.



**Abbildung 4.7:** Modell der Diode

In diesem vereinfachten Ersatzschaltbild besteht die Diode aus einem Widerstand, welcher mit einer nichtlinearen  $I/V$  Charakteristik beschrieben ist, und einer parallelen konstanten Kapazität  $C_D$ . Die Formel für die Beschreibung des nichtlinearen Widerstands ist wie folgt:

## 4.2 Analyse im Zeitbereich

---

$$i(u_D) = I_s \left( e^{\frac{u_D}{n \cdot V_t}} - 1 \right) \quad (4.7)$$

wobei  $I_s$  der Sättigungssperrestrom ist und  $n$  der Emissionskoeffizient ist. Diese beiden Parameter haben Diode-spezifische Werte.  $V_t$  ist die Temperaturspannung, eine von der Diode unabhängige Konstante, die etwa 25 mV bei der Zimmertemperatur beträgt.

Wegen der Symmetrie der Schaltung gilt:

$$\begin{aligned} i_{D1} &= i_{D3} \\ u_{D1} &= u_{D3} \\ i_{D2} &= i_{D4} \\ u_{D2} &= u_{D4} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Aus dem Kirchhoffschen Maschensatz ergibt sich:

$$\begin{cases} u_2 = u_{D1} + u_{IC} + u_{D3} & \Rightarrow u_{D1} = \frac{u_2 - u_{IC}}{2} \\ u_2 - u_{D3} + u_{D2} = 0 & \Rightarrow u_{D2} = \frac{-u_2 - u_{IC}}{2} \end{cases} \quad (4.9)$$

Die Ströme in den Dioden können mit Gleichung (4.7) berechnet werden:

$$\begin{cases} i_{D1} = C_D \frac{du_{D1}}{dt} + I_s \left( e^{\frac{u_{D1}}{n \cdot V_t}} - 1 \right) = \frac{C_D}{2} \left( \frac{du_2}{dt} - \frac{du_{IC}}{dt} \right) + I_s \left( e^{\frac{u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} - 1 \right) \\ i_{D2} = C_D \frac{du_{D2}}{dt} + I_s \left( e^{\frac{u_{D2}}{n \cdot V_t}} - 1 \right) = \frac{C_D}{2} \cdot \left( -\frac{du_2}{dt} - \frac{du_{IC}}{dt} \right) + I_s \left( e^{\frac{-u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} - 1 \right) \end{cases} \quad (4.10)$$

$$i_2 = i_{D1} + i_{D2} = C_D \cdot \frac{du_2}{dt} + I_s \left( e^{\frac{u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} - e^{\frac{-u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} \right) \quad (4.11)$$

$$i_{IC} = i_{D1} + i_{D2} = -C_D \frac{du_{IC}}{dt} + I_s \left( e^{\frac{u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} + e^{\frac{-u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} - 2 \right) \quad (4.12)$$

Aus der Teilschaltung hinter dem Gleichrichter ergibt sich:

$$i_{IC} = C_{TP} \frac{du_{IC}}{dt} + \frac{u_{IC}}{R_{eff}} \quad (4.13)$$

Der Vergleich von Gleichung (4.12) mit (4.13) führt zu:

$$(C_{TP} + C_D) \frac{du_{IC}}{dt} + \frac{u_{IC}}{R_{eff}} = I_s \left( e^{\frac{u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} + e^{\frac{-u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} - 2 \right) \quad (4.14)$$

Da die Kapazität  $C_{TP}$  (typischerweise einige nF) viel größer als die Kapazität  $C_D$  (typischerweise einige pF) ist, kann die Gleichung weiterhin vereinfacht werden:

$$C_{TP} \frac{du_{IC}}{dt} + \frac{u_{IC}}{R_{eff}} = I_s \left[ \left( e^{\frac{u_2}{2n \cdot V_t}} + e^{\frac{-u_2}{2n \cdot V_t}} \right) e^{\frac{-u_{IC}}{2n \cdot V_t}} - 2 \right] \quad (4.15)$$

## 4.2 Analyse im Zeitbereich

Die Erregerspannung  $u_2$  ist als bekannt vorausgesetzt. Somit gibt es in Gleichung (4.15) nur einen unbekannt Parameter:  $u_{IC}$ . Allerdings kann die Nichtlinearität der Schaltung, wie in dem Beispiel im vorigen Unterabschnitt gezeigt wurde, zu einer unbegrenzten Anzahl von harmonischen Anteilen führen, welche die Lösung dieser Gleichung erschweren. Deshalb soll diese Gleichung weiter vereinfacht werden, indem die Zielanwendung mit berücksichtigt wird.

In einem typischen Transponder ist die Zeitkonstante des IC's deutlich größer als die Periode des Betriebssignals. Das bedeutet, dass die Entladung der Kapazität  $C_{TP}$  in Abbildung 4.6 viel langsamer als die Aufladung stattfindet. Somit ist die Spannung über der Kapazität in einem stationären Zustand nahezu konstant. Wegen der Gleichrichterfunktion der Schaltung besteht die Spannung  $u_{IC}$  aus einer DC-Komponente und harmonischen Anteilen gerader Ordnung  $2\omega, 4\omega, \dots$  Die Anteile der Spannung  $u_{IC}$  können somit wie folgt ausgedrückt werden:  $u_{IC,0} = U_{IC,0}$ ,  $u_{IC,2} = U_{IC,2} \cos(2\omega t + \phi_2)$ ,  $u_{IC,4} = U_{IC,4} \cos(4\omega t + \phi_4)$ , ... Die DC-Komponente stellt den größten Anteil des Signals dar. Die Amplituden der harmonischen Anteile sind im Vergleich zu der DC-Komponente deutlich geringer. Deshalb werden die harmonischen Anteile von  $u_{IC}$  bei einer Berechnung der Spannungen in der Schaltung vernachlässigt. Bei der Berechnung der Ströme über der Kapazität  $C_{TP}$  hingegen müssen diese Anteile berücksichtigt werden, da die Kapazität  $C_{TP}$  relativ groß ist und auch kleine harmonische Spannungen relativ große Ströme verursachen können. So kann der Strom  $i_{IC}$  in zwei Teile unterteilt werden:

Der AC-Anteil fließt durch die Kapazität:  $C_{TP} \left( \frac{du_{ic,2}}{dt} + \frac{du_{ic,4}}{dt} + \dots \right)$

Der DC-Anteil fließt durch den Widerstand:  $\frac{U_{IC,0}}{R_{eff}}$

Für die linke Seite der Gleichung (4.15) ergibt sich:

$$\frac{U_{IC,0}}{R_{eff}} + C_{TP} \left( \frac{du_{ic,2}}{dt} + \frac{du_{ic,4}}{dt} + \dots \right) = \frac{U_{IC,0}}{R_{eff}} + C_{TP} \sum_{k=1}^{\infty} U_{IC,2k} 2k\omega \cos \left( 2k\omega t + \phi_{2k} + \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.16)$$

Beschreiben wir die Anregerspannung mit  $u_2 = U_2 \cos(\omega t + \phi)$ , dann ergibt sich für die rechte Seite von Gleichung (4.15):

$$I_s \left[ \left( e^{\frac{U_2 \cos(\omega t + \phi)}{2n \cdot V_t}} + e^{-\frac{U_2 \cos(\omega t + \phi)}{2n \cdot V_t}} \right) e^{-\frac{U_{IC,0}}{2n \cdot V_t}} - 2 \right].$$

Die exponentielle Funktion  $e^{z \cdot \cos(\theta)}$  kann wie folgt approximiert werden:

$$e^{z \cdot \cos(\theta)} = I_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} I_k(z) \cdot \cos(k\theta) \quad (4.17)$$

hierbei sind  $I_n(z)$  die modifizierte Bessel-Funktion erster Gattung,  $z$  das Argument und  $n$  die Ordnung.

Unter Verwendung der Eigenschaft der modifizierten Bessel-Funktion  $I_k(-z) = (-1)^k I_k(z)$  erhalten wir:



## 4.2 Analyse im Zeitbereich

$$\begin{aligned}
 e^{\frac{U_2 \cos(\omega t + \phi)}{2n \cdot V_t}} + e^{\frac{-U_2 \cos(\omega t + \phi)}{2n \cdot V_t}} &= I_0 \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} I_k \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) \cos(k(\omega t + \phi)) \\
 &+ I_0 \left( \frac{-U_2}{2n \cdot V_t} \right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} I_k \left( \frac{-U_2}{2n \cdot V_t} \right) \cos(k(\omega t + \phi)) \\
 &= 2I_0 \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) + 4 \sum_{k=1}^{\infty} I_{2k} \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) \cos(2k(\omega t + \phi))
 \end{aligned}$$

Setzen wir dieses Ergebnis in die rechte Seite von Gleichung (4.15) ein:

$$I_s \left\{ \left[ 2I_0 \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) + 4 \sum_{k=1}^{\infty} I_{2k} \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) \cos(2k(\omega t + \phi)) \right] e^{\frac{-U_{IC,0}}{2n \cdot V_t}} - 2 \right\} \quad (4.18)$$

Vergleichen wir Gleichung (4.16) mit (4.18) für DC und harmonische Anteile getrennt:

Vergleich des DC Anteils:

$$\frac{U_{IC,0}}{R_{eff} I_s} = 2I_0 \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) e^{\frac{-U_{IC,0}}{2n \cdot V_t}} - 2 \quad (4.19)$$

Vergleich der harmonischen Anteile:

$$\begin{cases} U_{IC,2k} &= \frac{2I_s I_{2k} \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) e^{\frac{-U_{IC,0}}{2n \cdot V_t}}}{C_{TP} k \omega} \\ \phi_{2k} &= 2k\phi - \frac{\pi}{2} \\ k &: 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (4.20)$$

Mit Hilfe von Gleichung (4.19) kann die DC-Komponente  $U_{IC,0}$  berechnet werden. Wegen der Nichtlinearität der Gleichung gibt es keine Lösung in geschlossener Form. Die Gleichung kann numerisch oder graphisch gelöst werden, wie im Folgenden gezeigt wird.

Definieren wir zwei Funktionen:

$$f1(U_{IC,0}) = \frac{U_{IC,0}}{R_{eff} I_s}$$

$$f2(U_{IC,0}) = 2I_0 \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) e^{\frac{-U_{IC,0}}{2n \cdot V_t}} - 2$$

Der gesuchte Parameter  $U_{IC,0}$  hat einen reellen Wert größer als 0.

Der Kreuzungspunkt der Kurven  $f1$  und  $f2$  liefert die Lösung. Die Kurve  $f1$  ist eine gerade Linie durch den Koordinatenursprung (0, 0) und steigt streng monoton mit  $U_{IC,0}$ ; die Kurve  $f2$  fällt streng monoton mit  $U_{IC,0}$  bis zu dem Grenzwert -2 wenn  $U_{IC,0}$  gegen unendlich strebt. Der Startpunkt der Kurve  $f2$  ( $U_{IC,0} = 0$ ) hängt von dem Parameter  $U_2$  ab und erreicht den minimalen Wert 0 wenn  $U_2 = 0$  ist. Die beiden Kurven sind in Abbildung 4.8 dargestellt.

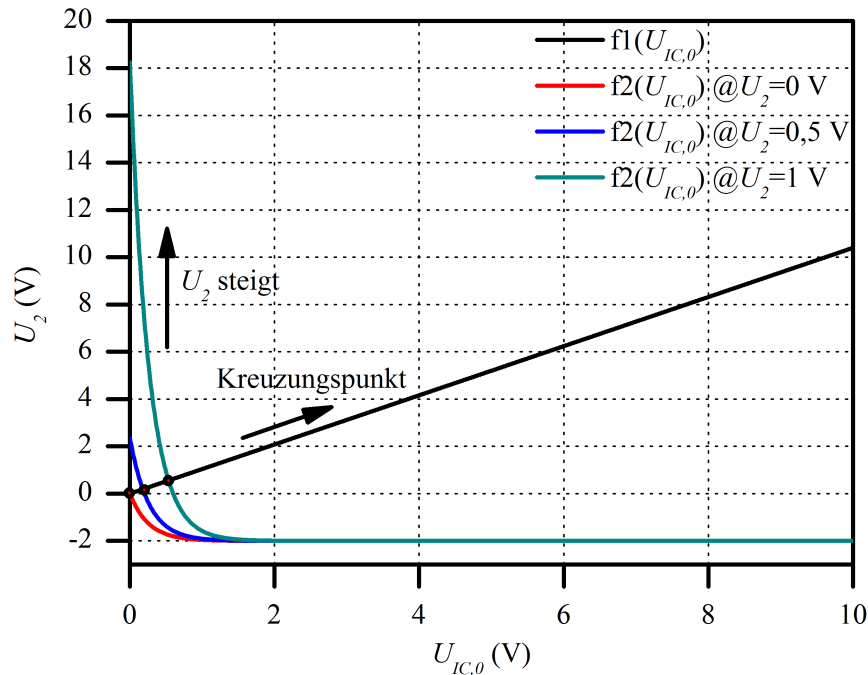


Abbildung 4.8: Graphischer Lösungsweg

Aus der Abbildung wird deutlich, dass  $f_1$  und  $f_2$  nur einen Kreuzungspunkt haben und dieser die Lösung der Gleichung bildet. Wenn  $U_2$  steigt, wird der Kreuzungspunkt entlang der Linie  $f_1$  nach rechts verschoben, welches eine Vergrößerung des Lösungswertes  $U_{IC,0}$  zur Folge hat.

Wenn jetzt  $U_{IC,0}$  bekannt ist, können die restlichen harmonischen Anteile mit Gleichung (4.20) berechnet werden.

Die anderen Parameter, z.B. die vier Diodenspannungen und -ströme und  $i_2$ , können entsprechend mit Gleichung (4.9), (4.10) und (4.11) berechnet werden.

Für die Berechnung der Eingangsimpedanz  $\underline{Z}_2$  wird der Strom  $i_2$  gebraucht.

$$\begin{aligned}
 i_2 &= C_D \frac{du_2}{dt} + I_s \left( e^{\frac{u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} - e^{\frac{-u_2 - u_{IC}}{2n \cdot V_t}} \right) \\
 &= C_D \frac{du_2}{dt} + 4I_s e^{\frac{-U_{IC,0}}{2n \cdot V_t}} \sum_{k=1}^{\infty} I_{2k-1} \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) \cos((2k-1)(\omega t + \phi)) \\
 &= C_D \frac{du_2}{dt} + 4I_s e^{\frac{-U_{IC,0}}{2n \cdot V_t}} I_1 \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) \cos(\omega t + \phi) + \dots
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

Aus Gleichung (4.21) ist ersichtlich, dass die Eingangsimpedanz bei der Grundfrequenz als eine Parallelschaltung der Kapazität  $C_D$  und eines nichtlinearen Widerstands, welcher durch das folgende Verhältnis von Strom und Spannung beschrieben ist, gesehen werden kann:

$$i_{2,R}(U_2) = 4I_s \cdot e^{\frac{-U_{IC,0}}{2n \cdot V_t}} I_1 \left( \frac{U_2}{2n \cdot V_t} \right) \tag{4.22}$$

### 4.3 „Generalized averaging” Methode

---

Das analytische Ergebnis soll mit Simulationen verifiziert werden. Die Schaltung in Abbildung 4.6 wird mit Agilent ADS [2] simuliert. Der „harmonic balance” Solver wird verwendet.

Als Diode wird der Typ BAR42 verwendet, welcher in [32] in einem Referenzmodell eines HF-RFID-Transponders verwendet wird. Die Diode hat folgende Parameter:

Sättigungssperrstrom  $I_s = 480,77 \cdot 10^{-6}$  A

Emissionskoeffizient  $n = 4,995$

Diodenkapazität  $C_D = 13$  pF

Die anderen in der Schaltung verwendeten Parameter:

Spannung  $U_2 = 4$  V

Widerstand  $R_{eff} = 2000 \Omega$

Kapazität  $C_{TP} = 3$  nF

Das Simulationsergebnis ist zusammen mit dem zuvor berechneten Ergebnis in Tabelle 4.1 dargestellt.

	Simuliert	Berechnet
$U_{IC,0}$ (V)	3,164	3,160
$U_{IC,2}$ (V)	0,0087	0,0087
$U_{IC,4}$ (V)	0,0029	0,0029
$Z_2$ ( $\Omega$ ) bei 13,56 MHz	813,0 $\Omega$    13,08 pF	813,6 $\Omega$    13 pF

**Tabelle 4.1:** Ergebnis für die nichtlineare Analyse durch Simulation und Berechnung

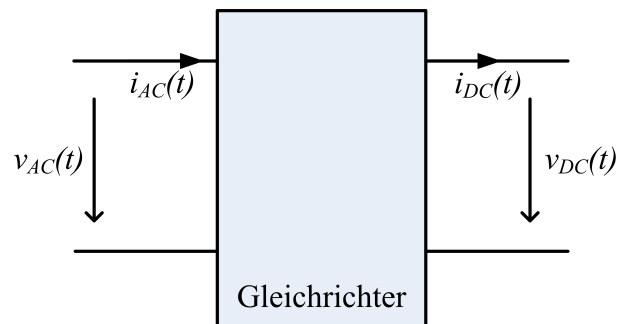
Die gute Übereinstimmung der simulierten und der berechneten Daten bestätigt die hohe Genauigkeit dieser Analyse. Es gibt jedoch einige Einschränkungen, welche eine verbreitete Anwendung dieser Methode verhindern. Die erste Einschränkung liegt darin, dass der Gleichrichter hier eine symmetrische Struktur hat und damit die Analyse vereinfacht wird. Bei anderen Strukturen ist eine Vereinfachung nicht immer möglich. Die zweite Einschränkung ist, dass die harmonischen Anteile der gleichgerichteten Spannung als sehr klein angenommen sind. Diese Bedingung ist nicht immer gegeben. Die dritte Einschränkung liegt in der Einspeisung. In diesem Beispiel liegt ein Eintonsignal an dem Eingang als Anregung. Bei der Einführung in nichtlineare Schaltungen im Unterabschnitt 4.1 wurde bereits gezeigt, dass die Spannung am Eingang der nichtlinearen Schaltung eine unendliche Anzahl von harmonischen Anteilen hat, sobald eine Komponente zwischen die Anregung und die nichtlineare Teilschaltung geschaltet wird. In einer typischen HF-RFID-Anwendung wird der IC mit einer Schleifenantenne verbunden und dann durch das magnetische Feld gespeist. Somit hat die Spannung typischerweise viele harmonische Anteile am Eingang des IC's. Gleichung (4.15) wird demnach deutlich komplizierter und eine manuelle Lösung der Gleichung ist kaum möglich.

### 4.3 „Generalized averaging” Methode

Mit Hilfe der Zeitbereichsmethode kann eine einfache IC-Schaltung mit hoher Genauigkeit untersucht werden, allerdings ist es damit nicht möglich, die Parallelschaltung eines

IC's und einer Schleifenantenne zu analysieren. Das führt zuerst zu der Frage, ob es notwendig ist, bei der Untersuchung des nichtlinearen IC's die Schleifenantenne mitzubetrachten. Aus der vorherigen Analyse ist bekannt, dass an dem IC-Eingang nicht nur Signale bei der Grundfrequenz, sondern auch bei der harmonischen Schwingungen, existieren. Der IC hat unterschiedliche Impedanzen bei unterschiedlichen Frequenzen. Die Impedanz bei der Grundfrequenz ist entscheidend, da nur diese Impedanz vom Lesegerät wahrgenommen wird. Es stellt sich also die Frage, ob die Impedanz des IC's bei der Grundfrequenz unabhängig von dessen Beschaltung festzustellen ist.

Aus der „harmonic balance“ Analyse ist bekannt, dass eine Komponente des Stromvektors durch alle Anteile des Spannungsvektors beeinflusst wird und umgekehrt auch eine Komponente des Spannungsvektors durch alle Anteile des Stromvektors beeinflusst wird. Das bedeutet, wenn sich die lineare Teilschaltung ändert, in unserem Fall die Schleifenantenne, wird sich der Strom bei der Grundfrequenz auch dann ändern, wenn die Spannung bei der Grundfrequenz durch Anpassung der Einspeisung konstant bleibt. Dies hat die Änderung der Impedanz des IC's bei der Grundfrequenz zur Folge. Deshalb ist es sinnvoll, bei der Untersuchung der Nichtlinearität des IC's die Schleifenantenne mitzubetrachten. Ein Ansatz, der den IC zusammen mit der Schleifenantenne behandeln kann, basiert auf dem Konzept, den Gleichrichter als Black Box mit idealen Eigenschaften zu definieren, wie es in Abbildung 4.9 zu sehen ist.



**Abbildung 4.9:** Gleichrichter als Black Box

Die Black Box wird durch die folgende Funktion beschrieben:

$$v_{DC}(t) = |v_{AC}(t)| = v_{AC}(t) \cdot \text{sgn}(v_{AC}(t)), \quad (4.23)$$

wobei  $\text{sgn}()$  die sign Funktion ist.

Diese Abstraktion eines realen Gleichrichters hat sowohl Vor- als auch Nachteile. Der Vorteil ist, dass das modellunabhängig von der realen Struktur des Gleichrichters ist. Somit wird die Einschränkung auf die Zeitbereichsanalyse vermieden. Der Nachteil ist, dass durch das ideale Verhalten ein realer Gleichrichter nicht sehr genau nachgebildet werden kann. Dieser Ansatz wird in [70, 61, 75] für die Analyse von Gleichrichtern verwendet und kann auch für die Analyse eines Transponders verwendet werden.

Auf Basis dieses Modells wird in [70] eine Methode namens „generalized averaging“ präsentiert. Diese Methode basiert auf der mathematischen Gegebenheit, dass ein Signal  $x(t)$  in dem Intervall  $(t-T, t]$  durch eine Fourierreihe (Siehe Gleichung 4.24) beschrieben werden kann.

### 4.3 „Generalized averaging“ Methode

---

$$x(t - T + s) = \sum_k \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega_s(t-T+s)} \quad (4.24)$$

wobei die Summe über alle Ganzzahlen  $k$ ,  $\omega_s = 2\pi/T$ ,  $s \in (0, T]$  ist. Die Parameter  $\langle x \rangle_k(t)$  sind komplexe Fourierkoeffizienten, welche durch die folgende Gleichung gegeben sind:

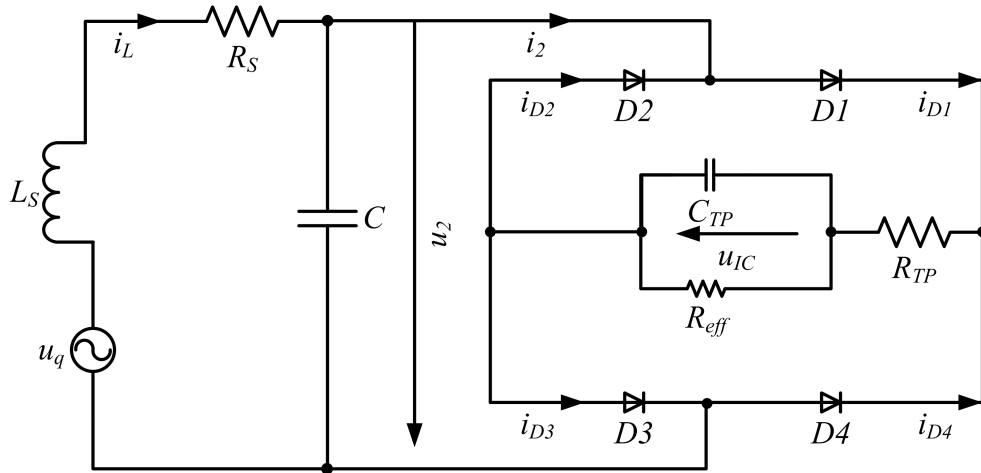
$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t - T + s) e^{-jk\omega_s(t-T+s)} ds \quad (4.25)$$

In [70] wird zudem beschrieben, wie die Ableitung dieser Koeffizienten nach der Zeit zu berechnen ist:

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega_s \langle x \rangle_k(t) \quad (4.26)$$

Mit dieser Technik kann die Schaltung zuerst im Zeitbereich untersucht werden. Dann werden die unbekanntenen Spannungen und Ströme mit der Fourierreihe approximiert. Die Gleichungen für jede Ordnung können gleichgesetzt werden. Somit wird ein Gleichungssystem generiert, welches analytisch gelöst werden kann. Da ein Signal mit einer unendlichen Reihe dargestellt wird, müssen in der Implementierung Glieder ab einer bestimmten Ordnung vernachlässigt werden.

Ein Transponder, bestehend aus einer Schleifenantenne und einem IC, ist in Abbildung 4.10 dargestellt. Der Gleichrichter ist mit Gleichung (4.23) beschrieben. Der ohmsche Verlust eines realen Gleichrichters wird durch den seriellen Widerstand  $R_{TP}$  repräsentiert. Die drei Parameter,  $i_L$ ,  $u_2$  und  $u_{IC}$ , sind die Zustandsvariablen, welche durch die Approximation beschrieben werden sollen. Zusätzlich muss noch die Funktion  $\text{sgn}()$  approximiert werden. Eine erste Approximation mit  $i_L$ ,  $u_2$  und  $\text{sgn}()$  in erster Ordnung (Grundwelle) und  $u_{IC}$  in zweiter Ordnung (DC und die zweite Harmonische) wurde durchgeführt. Das Ergebnis wurde mit Simulationsergebnissen verglichen. Die schlechte Übereinstimmung deutet darauf hin, dass die Ordnung erhöht werden sollte. Im nächsten Schritt wird deshalb die dritte Harmonische von  $i_L$ ,  $u_2$  und  $\text{sgn}()$  mitberücksichtigt. Auf die Herleitung wird im Folgenden detailliert eingegangen.



**Abbildung 4.10:** Transponder Modell für die „generalized averaging“ Methode

Die Schaltung kann mit den folgenden drei Gleichungen beschrieben werden, welche die Zustandsvariablen  $i_L$ ,  $u_2$  und  $u_{IC}$  enthalten. Für eine bessere Lesbarkeit wird hier auf die Notation der Zeitabhängigkeit ( $t$ ) verzichtet.

$$u_q = R_s i_L + L_s \frac{di_L}{dt} + u_2 \quad (4.27)$$

$$\left( \frac{u_{IC}}{R_{eff}} + C_{TP} \frac{du_{IC}}{dt} \right) R_{TP} + u_{IC} = u_2 \text{sgn}(u_2) \quad (4.28)$$

$$i_L = C \frac{du_2}{dt} + \frac{[\text{abs}(u_2) - u_{IC}]}{R_{TP}} \text{sgn}(u_2) = C \frac{du_2}{dt} + \frac{[u_2 - u_{IC} \text{sgn}(u_2)]}{R_{TP}} \quad (4.29)$$

Die Variablen in Gleichung (4.27) sind bis zu der dritten Harmonischen berücksichtigt:

$$\langle u_q \rangle_1 = R_s \langle i_L \rangle_1 + L_s \left( j\omega_s \langle i_L \rangle_1 + \frac{d}{dt} \langle i_L \rangle_1 \right) + \langle u_2 \rangle_1 \quad (4.30)$$

$$0 = R_s \langle i_L \rangle_3 + L_s \left( j3\omega_s \langle i_L \rangle_3 + \frac{d}{dt} \langle i_L \rangle_3 \right) + \langle u_2 \rangle_3 \quad (4.31)$$

Gleichung (4.28) ist mit dem DC-Anteil und der zweiten Harmonischen approximiert:

$$\left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right) \langle u_{IC} \rangle_0 + R_{TP} C_{TP} \frac{d}{dt} \langle u_{IC} \rangle_0 = \langle u_2 \text{sgn}(u_2) \rangle_0 \quad (4.32)$$

$$\left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right) \langle u_{IC} \rangle_2 + R_{TP} C_{TP} \left( j2\omega_s \langle u_{IC} \rangle_2 + \frac{d}{dt} \langle u_{IC} \rangle_2 \right) = \langle u_2 \text{sgn}(u_2) \rangle_2 \quad (4.33)$$

Gleichung (4.29) mit der ersten und dritten Harmonischen:

$$\langle i_L \rangle_1 = C \left( j\omega_s \langle u_2 \rangle_1 + \frac{d}{dt} \langle u_2 \rangle_1 \right) + \frac{1}{R_{TP}} (\langle u_2 \rangle_1 - \langle u_{IC} \text{sgn}(u_2) \rangle_1) \quad (4.34)$$

### 4.3 „Generalized averaging” Methode

$$\langle i_L \rangle_3 = C \left( j3\omega_s \langle u_2 \rangle_3 + \frac{d}{dt} \langle u_2 \rangle_3 \right) + \frac{1}{R_{TP}} (\langle u_2 \rangle_3 - \langle u_{IC} \text{sgn}(u_2) \rangle_3) \quad (4.35)$$

Im stationären Zustand sind alle Fourierkoeffizienten zeitunabhängig und damit ist die Ableitung nach der Zeit gleich null. Das Gleichungssystem ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} \langle u_q \rangle_1 &= R_s \langle i_L \rangle_1 + L_s j\omega_s \langle i_L \rangle_1 + \langle u_2 \rangle_1 \\ 0 &= R_s \langle i_L \rangle_3 + L_s j3\omega_s \langle i_L \rangle_3 + \langle u_2 \rangle_3 \\ \langle u_2 \text{sgn}(u_2) \rangle_0 &= \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right) \langle u_{IC} \rangle_0 \\ \langle u_2 \text{sgn}(u_2) \rangle_2 &= \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right) \langle u_{IC} \rangle_2 + R_{TP} C_{TP} j2\omega_s \langle u_{IC} \rangle_2 \\ \langle i_L \rangle_1 &= C j\omega_s \langle u_2 \rangle_1 + \frac{1}{R_{TP}} (\langle u_2 \rangle_1 - \langle u_{IC} \text{sgn}(u_2) \rangle_1) \\ \langle i_L \rangle_3 &= C j3\omega_s \langle u_2 \rangle_3 + \frac{1}{R_{TP}} (\langle u_2 \rangle_3 - \langle u_{IC} \text{sgn}(u_2) \rangle_3) \end{aligned} \quad (4.36)$$

Der Term  $\langle xy \rangle_k$  kann durch die Faltung berechnet werden:

$$\langle xy \rangle_k = \sum_i \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i \quad (4.37)$$

Nachdem diese Koeffizienten in das Gleichungssystem (4.36) eingesetzt sind, gibt es nur noch sechs unbekannte Parameter:  $\langle i_L \rangle_1$ ,  $\langle i_L \rangle_3$ ,  $\langle u_2 \rangle_1$ ,  $\langle u_2 \rangle_3$ ,  $\langle u_{IC} \rangle_0$ ,  $\langle u_{IC} \rangle_2$ . Das Gleichungssystem kann jetzt gelöst werden. Da der Lösungsvorgang viele mathematische Zwischenschritte beinhaltet und nicht relevant für das Verständnis dieser Methode ist, wird hier nur das Endergebnis gezeigt. Da die geschlossene Lösung für  $\langle u_2 \rangle_1$  sehr unübersichtlich ist, werden folgende Zwischenterme eingeführt:

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{\langle u_q \rangle_1}{R_s + j\omega L_s} \\ F_2 &= -j\omega_s C - \frac{1}{R_{TP}} - \frac{1}{R_s + j\omega_s L_s} - \frac{8}{9\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} - 2j\omega_s R_{TP} C_{TP} \right)} + \frac{8}{\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right)} + \\ &\quad \frac{8}{3\pi^2 R_{TP} R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} + 2j\omega_s R_{TP} C_{TP} \right)} \\ F_3 &= \frac{4}{3\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right)} - \frac{4}{\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} + 2j\omega_s R_{TP} C_{TP} \right)} \\ F_4 &= \frac{4}{3\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right)} + \frac{4}{3\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} - 2j\omega_s R_{TP} C_{TP} \right)} \\ F_5 &= -j3\omega_s C - \frac{1}{R_{TP}} - \frac{1}{R_s + 3j\omega_s L_s} + \frac{4}{9\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right)} + \frac{4}{\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} + 2j\omega_s R_{TP} C_{TP} \right)} \\ F_6 &= \frac{8}{3\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right)} - \frac{8}{3\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} + 2j\omega_s R_{TP} C_{TP} \right)} \\ F_7 &= -\frac{4}{9\pi^2 R_{TP} \left( 1 + \frac{R_{TP}}{R_{eff}} \right)} \end{aligned}$$

### 4.3 „Generalized averaging“ Methode

---

$$A_1 = \frac{F_1 F_7}{F_3 F_7 + F_4 F_5}$$

$$A_2 = \frac{F_2 F_7 + F_4 F_6}{F_3 F_7 + F_4 F_5}$$

$$A_3 = \frac{F_1 F_5}{F_3 F_7 + F_4 F_5}$$

$$A_4 = \frac{F_2 F_5 - F_3 F_6}{F_3 F_7 + F_4 F_5}$$

$$B_1 = \frac{A_2 - A_4^*}{A_1}$$

$$B_2 = \frac{A_3^*}{A_1}$$

$$B_{1r} = \operatorname{Re} \{B_1\}$$

$$B_{1i} = \operatorname{Im} \{B_1\}$$

$$B_{2r} = \operatorname{Re} \{B_2\}$$

$$B_{2i} = \operatorname{Im} \{B_2\}$$

$$\langle u_2 \rangle_1 = \frac{B_{2r}^3 \cdot B_{1r} + B_{1r} \cdot B_{2r}^2 + B_{2i}^2 \cdot B_{1r} \cdot B_{2r} - B_{1r} \cdot B_{2r} + B_{1r} \cdot B_{2i}^2 - B_{1r} + B_{2r}^2 \cdot B_{2i} \cdot B_{1i} - B_{2i} \cdot B_{1i} + B_{2i}^3 \cdot B_{1i}}{B_{2r}^2 \cdot B_{1r}^2 + B_{1i}^2 \cdot B_{2r}^2 + 2 \cdot B_{2r} \cdot B_{1r}^2 - 2 \cdot B_{1i}^2 \cdot B_{2r} + B_{1i}^2 + B_{2i}^2 \cdot B_{1i}^2 + 4 \cdot B_{2i} \cdot B_{1i} \cdot B_{1r} + B_{1r}^2 + B_{2i}^2 \cdot B_{1r}^2} - j \frac{-B_{2r}^3 \cdot B_{1i} + B_{2r}^2 \cdot B_{1r} \cdot B_{2i} + B_{1i} \cdot B_{2r}^2 - B_{2i}^2 \cdot B_{1i} \cdot B_{2r} + B_{1i} \cdot B_{2r} - B_{1r} \cdot B_{2i} + B_{2i}^2 \cdot B_{1i} - B_{1i} + B_{2i}^3 \cdot B_{1r}}{B_{2r}^2 \cdot B_{1r}^2 + B_{1i}^2 \cdot B_{2r}^2 + 2 \cdot B_{2r} \cdot B_{1r}^2 - 2 \cdot B_{1i}^2 \cdot B_{2r} + B_{1i}^2 + B_{2i}^2 \cdot B_{1i}^2 + 4 \cdot B_{2i} \cdot B_{1i} \cdot B_{1r} + B_{1r}^2 + B_{2i}^2 \cdot B_{1r}^2}$$

Durch Einsetzen von  $\langle u_2 \rangle_1$  in Gleichungssystem (4.36) können die anderen unbekannt Parameter ermittelt werden.

Die Genauigkeit dieses Ansatzes sind durch Simulationen verifiziert worden. Ein Transponder, der wie in Abbildung 4.10 dargestellt ist, ist mit den folgenden Daten simuliert worden:

$$R_s = 4,7 \Omega$$

$$L_s = 3 \mu\text{H}$$

$$C = 20 \text{ pF}$$

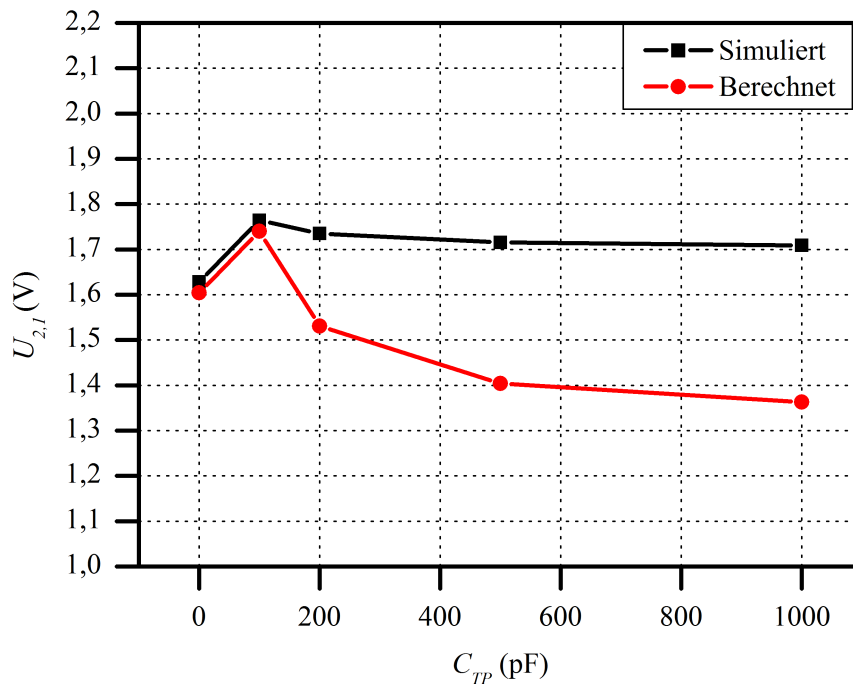
$$R_{TP} = 117,37 \Omega$$

$$R_{eff} = 1000 \Omega$$

Die Kapazität  $C_{TP}$  ist von 0 pF zu 1000 pF variiert.

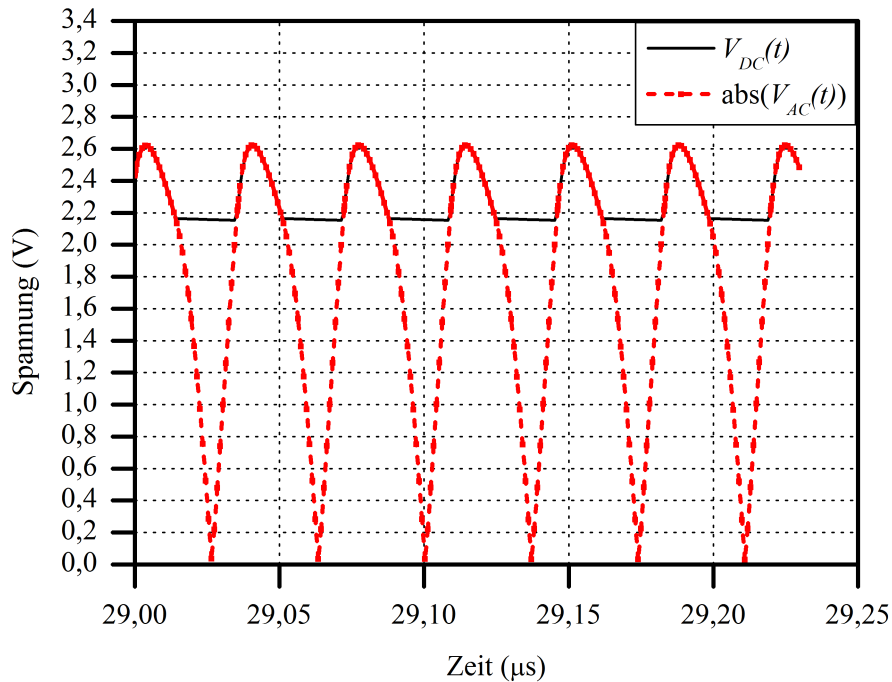
Die Amplitude der berechneten und simulierten Spannung  $u_2$  bei der Grundfrequenz ist in Abbildung 4.11 dargestellt.





**Abbildung 4.11:** Amplitude von  $u_2$  in Abhängigkeit von  $C_{TP}$

Aus dem Ergebnis wird ersichtlich, dass die berechneten Werte mit den simulierten Werten nur für  $C_{TP}$  mit kleineren Werten gut übereinstimmen. Bei größerer  $C_{TP}$  divergieren die Werte. Nach der Überprüfung des Konzepts lässt sich dieses Phänomen folgendermaßen erklären: das Modell des Gleichrichter als Black Box, welche unabhängig von der angeschlossenen Impedanz ideal funktioniert, arbeitet unter bestimmten Umständen ungenau. Die Spannungen vor und nach der Black Box,  $v_{AC}(t)$  und  $v_{DC}(t)$ , werden durch Simulation für eine große Kapazität  $C_{TP}$  ermittelt und in Abbildung 4.12 gezeigt. Die Diskrepanz der beiden Kurven,  $v_{DC}(t)$  und  $|v_{AC}(t)|$ , zeigt deutlich, dass das Modell einen realen Gleichrichter mit großer Kapazität nicht gut nachbilden kann. Durch die angeschlossene Kapazität hat die nichtlineare Schaltung ein „Gedächtnis“, welches mit der einfachen Formel  $v_{DC}(t) = |v_{AC}(t)|$  nicht richtig beschrieben werden kann.



**Abbildung 4.12:**  $v_{DC}(t)$  vs.  $v_{AC}(t)$  bei einer großen Kapazität  $C_{TP}$

Somit werden Vor- und Nachteil dieses Ansatzes deutlich. Vorteil: der Ansatz arbeitet unabhängig von der Konstruktion des Gleichrichters. Nachteil: der Ansatz ist nur bedingt einsetzbar, und zwar für Schaltungen mit kleiner Kapazität  $C_{TP}$ .

## 4.4 Matlab-unterstützte Schaltungssimulation

Die Einschränkungen der Methoden zeigen, dass analytische Ansätze für die Analyse nichtlinearer Schaltungen nur begrenzt einsetzbar sind. Deshalb wird für die genaue Untersuchung eines Transponders auf die Hilfe eines Simulators zurückgegriffen. Zusammen mit den in Kapitel 3 entwickelten Formeln bietet sich ein sehr effizientes Verfahren für die Untersuchung eines Transponders an. Die Analyse der Schleifenantenne, welche im Allgemeinen durch eine zeitaufwendige EM-Simulation durchgeführt wird, wird durch die Anwendung der entwickelten Formeln ersetzt. Das dadurch gewonnene Ersatzschaltbild wird dann in einem Schaltungssimulator mit dem IC-Modell verbunden. Anschließend wird die gesamte Schaltung, welche auch den nichtlinearen Teil enthält, simuliert. Da eine Schaltungssimulation mit einem heutzutage verfügbaren Computer sehr schnell durchgeführt werden kann, ist dieses Verfahren sehr effektiv.

Neben traditionellen Schaltungssimulatoren steigt auch das Interesse an einem Neuronalsimulator für nichtlineare Untersuchungen. Eine Einleitung in diese Thematik ist in [83, 82] gegeben. Eine Implementierung dieser Simulationstechnik für die Analyse von RFID-Transpondern ist in [71] beschrieben. Damit das neuronale Modell richtig funktioniert, muss es mit vielen Daten trainiert werden. Die Genauigkeit hängt außerdem noch

stark von der Struktur des Modells ab. Wegen dieser Einschränkungen wird hier der traditionelle „harmonic balance“ Solver für die weiteren Untersuchungen gewählt. Das setzt jedoch voraus, dass ein IC-Modell zur Verfügung steht.

Die induzierte Spannung wird durch eine Spannungsquelle  $u_q$  repräsentiert. Die Schleifenantenne wird mit drei Komponenten modelliert:  $L_s$ ,  $R_s$  und  $C_s$ . Die Kapazität  $C_t$  hat einen konstanten Wert von 15 pF. Das Modell des IC's ist dasselbe wie in der analytischen Untersuchung. Die Amplitude der Spannungsquelle wird so gesteuert, dass die Grundwelle der Spannung  $u_2$  eine Amplitude von 4 V hat. Bei dieser Ansteuerung wird die Impedanz des IC's simuliert. Das Modell ist in Abbildung 4.13 gegeben.

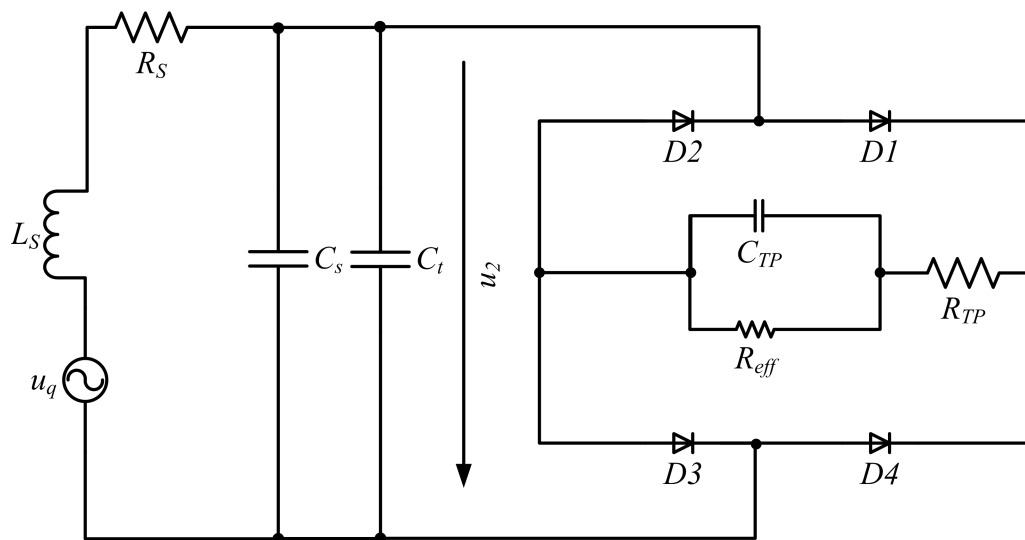
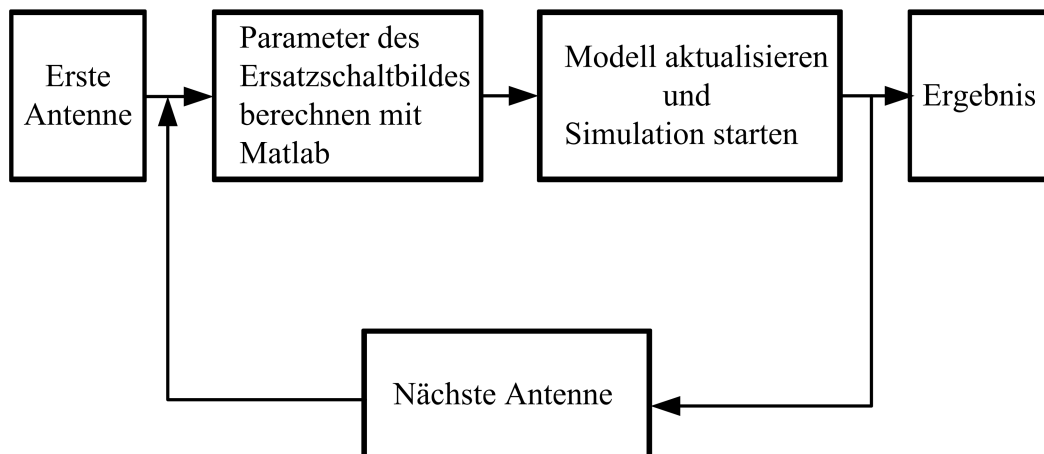


Abbildung 4.13: Modell für die Schaltungssimulation

Wenn sich die Geometrie der Schleifenantenne ändert, müssen auch die Parameter in dem Ersatzschaltbild geändert werden. Für diesen Zweck wurde ein Matlab Programm geschrieben, das die Parameter für die aktuelle Antenne berechnet, das Simulationsmodell aktualisiert und dann die Simulation startet. Somit kann die Simulation vollautomatisch für eine vordefinierte Menge von Antennen laufen. Dieser Prozess ist in Abbildung 4.14 illustriert.

#### 4.4 Matlab-unterstützte Schaltungssimulation

---



**Abbildung 4.14:** Matlab unterstützte Schaltungssimulation

Basierend auf diesem Prozess wurde die Impedanz des IC's simuliert. Die angeschlossene Schleifenantenne hat folgende geometrische Parameter:

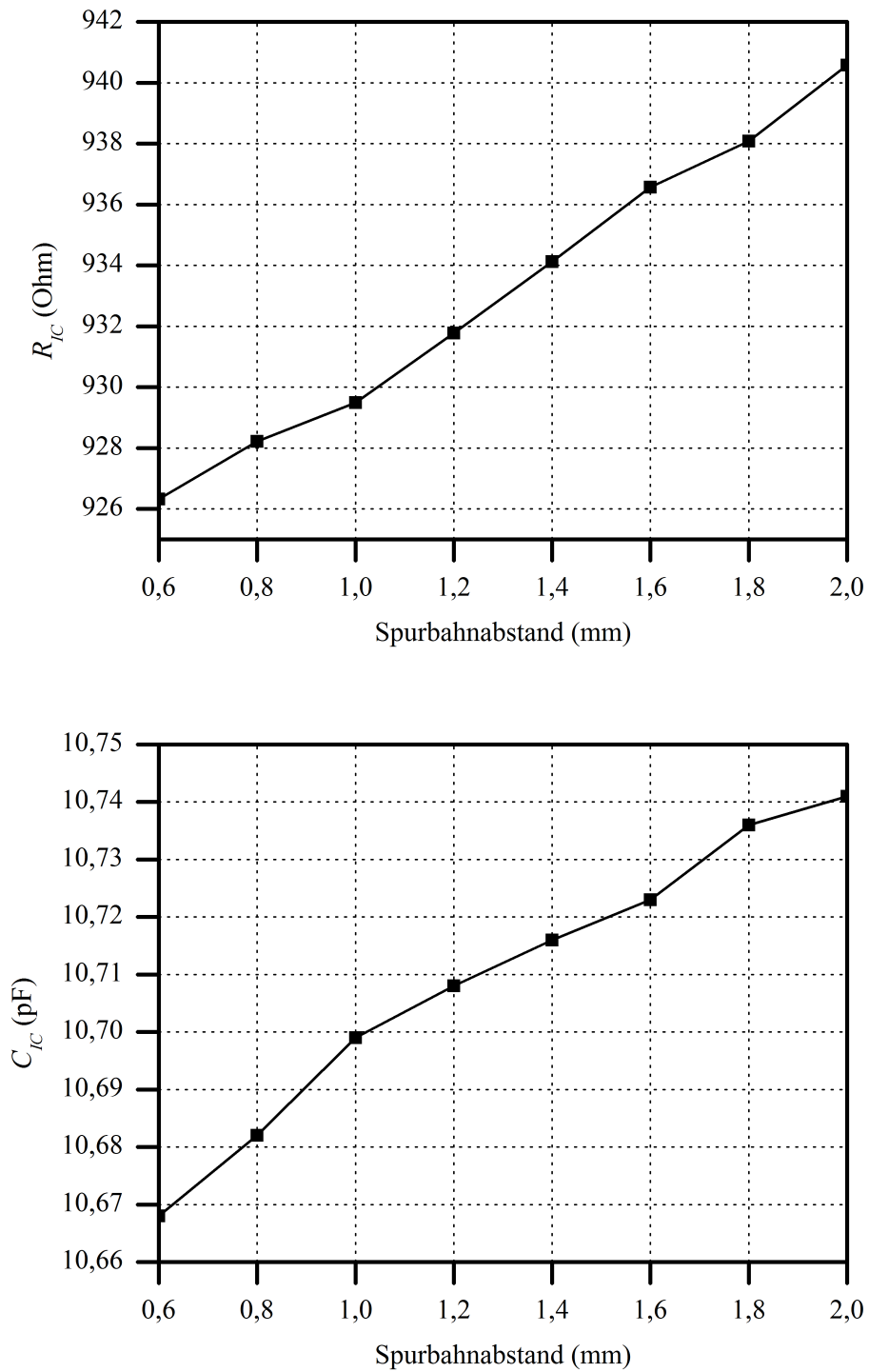
Äußeres Abmaß:  $72 \times 42$  mm

Spurbahnbreite: 0,2 mm

Windungszahl: 5

Spurbahnabstand:  $[0, 6..2]$  mm mit 0,2 mm Schritt

Das Simulationsergebnis ist in Abbildung 4.15 dargestellt.

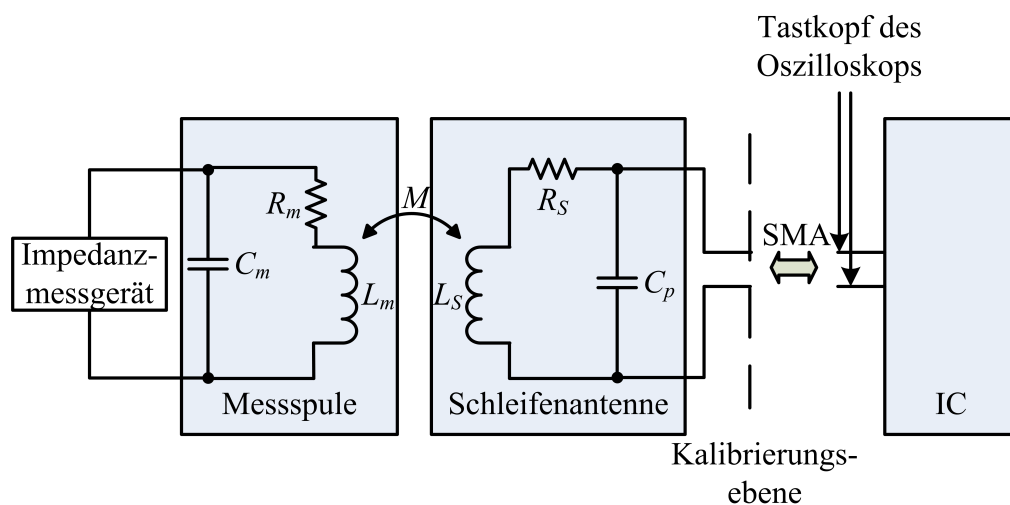


**Abbildung 4.15:** Simulierte Impedanz

Wie erwartet, hängt die Impedanz von der angeschlossenen Schleifenantenne ab.

## 4.5 Verifikation durch Messung

Die Abhängigkeit der Impedanz des IC's von der angeschlossenen Schleifenantenne soll durch Messungen verifiziert werden. Acht Schleifenantennen, welche den Antennen in der Simulation entsprechen, wurden gefertigt. Ein kommerzieller IC ist an die Antennen angeschlossen. Der Transponder wird mit dem HP 4195A Impedanzmessgerät vermessen. Zusätzlich wird ein Agilent Infiniium Oszilloskop verwendet, welches am IC-Eingang angeschlossen ist und im FFT Modus arbeitet, um sicher zustellen, dass bei allen Messungen die Grundwelle stets dieselbe Amplitude hat. Das Blockdiagramm ist in Abbildung 4.16 dargestellt.



**Abbildung 4.16:** Blockdiagramm des Messsystems

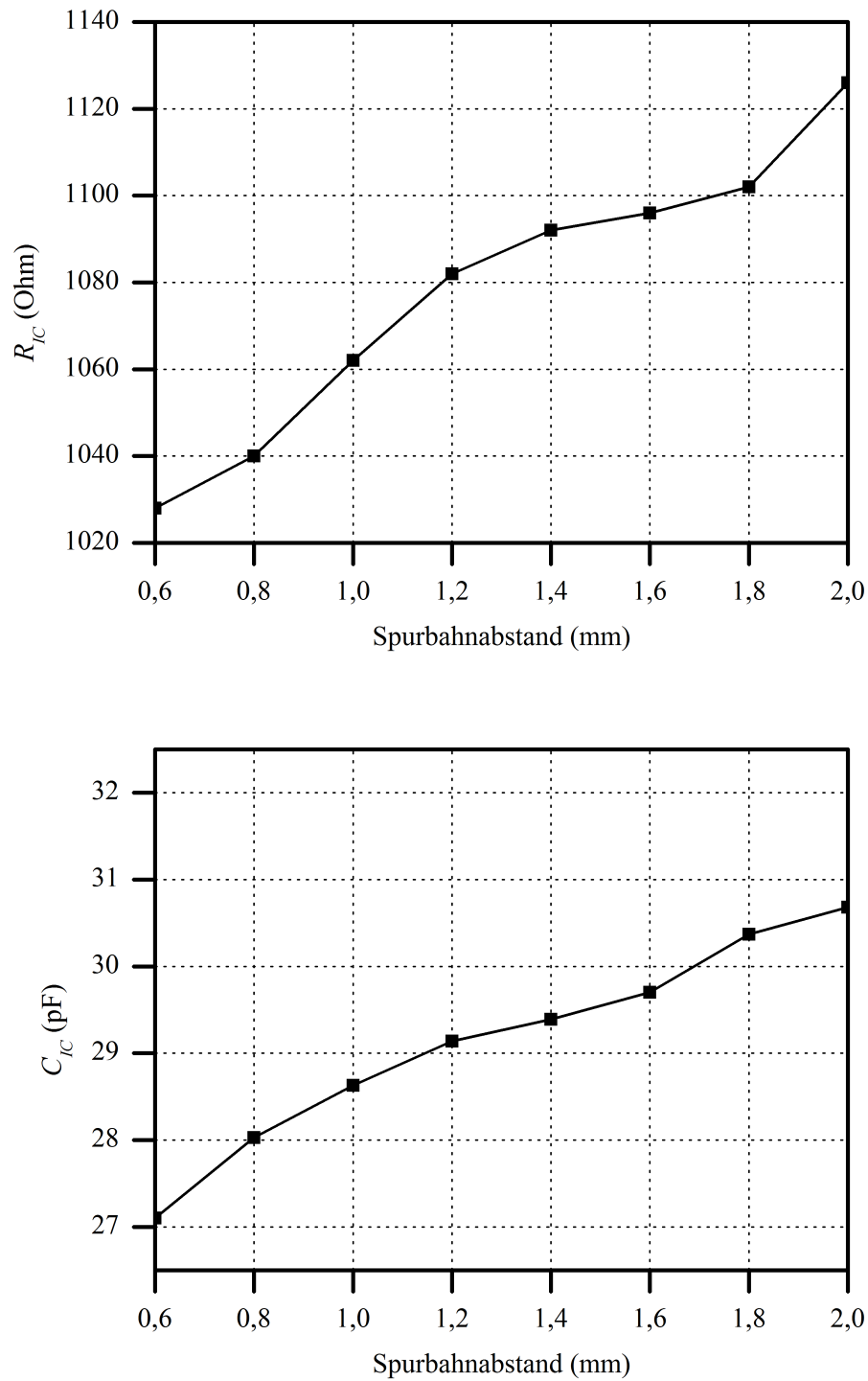
Die Messmethode ist ähnlich wie bei einer „source-pull“ Messung. Der Wechsel der Schleifenantenne ändert die Quellenimpedanz. Die Messung ist in folgende Schritte unterteilt:

1. Schleifenantenne in die Aufspannvorrichtung stecken, damit sie mit der Messspule verkoppelt ist.
2. IC mit der Schleifenantenne verbinden.
3. Ausgangspegel des Impedanzmessgeräts justieren, um die vordefinierte Spannungspegel an dem IC-Eingang zu erreichen.
4. IC entfernen und die O/S/L<sup>2</sup> Kalibrierung an der Kalibrierungsebene durchführen, wobei die Ausgangspegel des Impedanzmessgerätes unverändert bleiben soll.
5. IC mit der Schleifenantenne verbinden und die Impedanz messen.
6. Schritte 1-4 mit der nächsten Schleifenantenne wiederholen.

<sup>2</sup>Open/Short/Load [39]

#### 4.5 Verifikation durch Messung

Bei der Messung war es möglich, eine Amplitude von 1,36 V an dem IC-Eingang für alle acht Konfigurationen zu erzielen. Das Messergebnis ist in Abbildung 4.17 dargestellt.

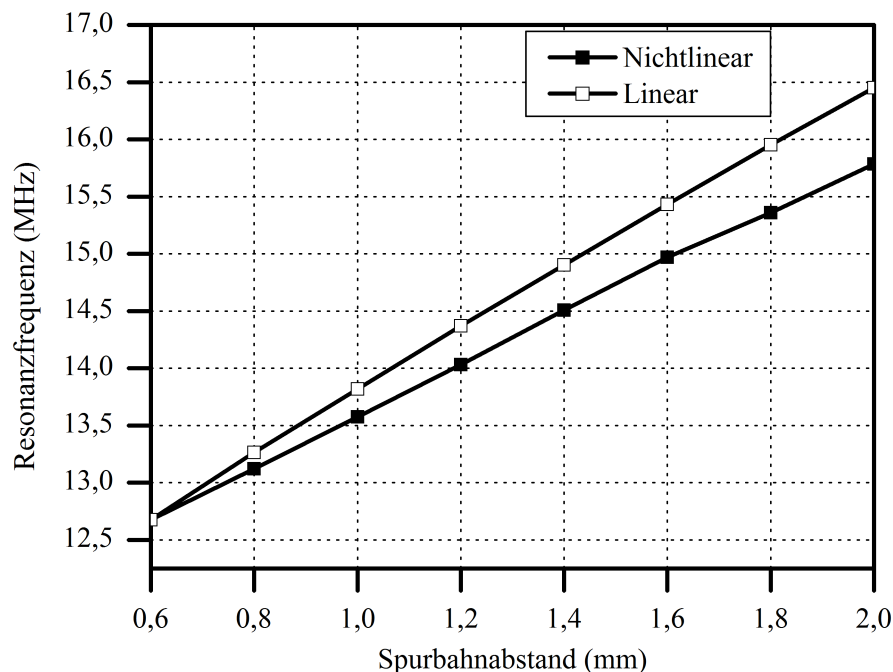


**Abbildung 4.17:** Gemessene IC-Impedanz

Die gemessene Impedanz zeigt einen ähnlichen Kurvenverlauf wie das Simulationsergeb-

nis. Die Impedanz des IC's wird tatsächlich durch die angeschlossene Schleifenantenne beeinflusst, was wiederum die Dimensionierung der Schleifenantenne beeinflussen kann. Wie groß der Einfluss ist, wird im Folgenden demonstriert.

Nehmen wir an, dass die Resonanzfrequenz der in der Messung untersuchten acht Konfigurationen ermittelt werden soll. Wenn man aus einem linearen Modell ausgeht, ist die Impedanz des IC's für alle Konfigurationen gleich, da die Ansteuerung gleich ist. Als Beispiel wird hier die erste Impedanz genommen. Aus der Messung ist jedoch ersichtlich, dass sich die Impedanz ändert. Wenn dieser nichtlineare Effekt berücksichtigt wird, muss für die Berechnung der Resonanzfrequenz für jede Konfiguration die jeweilige gemessene Impedanz verwendet werden. Die berechneten Resonanzfrequenzen für das lineare und nichtlineare Modell wird in Abbildung 4.18 verglichen.



**Abbildung 4.18:** Vergleich der Resonanzfrequenzen mit und ohne Berücksichtigung des nichtlinearen Effekts

Die Diskrepanz der beiden Kurven zeigt den deutlichen Einfluss des nichtlinearen IC's. Um einen Transponder optimal zu dimensionieren, muss die Nichtlinearität berücksichtigt werden.

## 4.6 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wird die Modellierung eines IC's untersucht. Für eine bestimmte Ansteuerungspegel wird ein IC im Allgemeinen als eine Parallelschaltung einer Kapazität und eines Widerstands mit konstanten Werten betrachtet. Durch die Einbeziehung der



nichtlinearen Eigenschaft des IC's in die Analyse wird gezeigt, dass die Impedanz allerdings auch von der Beschaltung abhängig ist. Ein typisches Front-End eines IC's wird analysiert. Verschiedene Ansätze im Zeit- und Frequenzbereich werden dargestellt und untersucht und die jeweiligen Vor- und Nachteile werden aufgezeigt. Da diese Methoden für die Analyse des HF-RFID-Transponders nur bedingt einsetzbar sind, wird ein Verfahren basierend auf einer Matlab unterstützten Schaltungssimulation entwickelt. Mit diesem Verfahren wurden acht Transponder untersucht und die Ergebnisse mit Messungen verifiziert. Die Abhängigkeit der IC-Impedanz von der angeschlossenen Schleifenantenne bestätigt das Ergebnis der analytischen Untersuchungen und zeigt, dass ein Transponder besser dimensioniert werden kann, wenn der nichtlineare Effekt bei dem Designprozess mitberücksichtigt wird.

# Kapitel 5

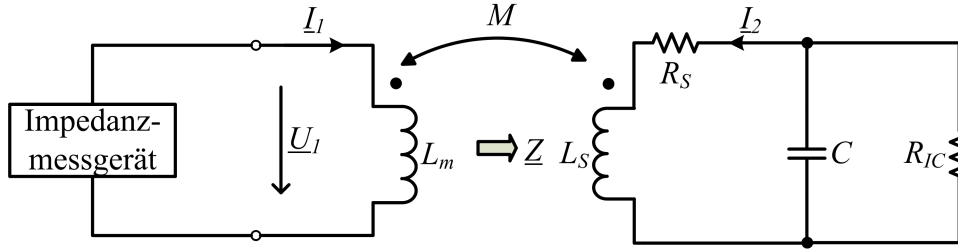
## Resonanzfrequenz-Messverfahren

Im Allgemeinen wird ein Transponder so konstruiert, dass der IC und die Schleifenantenne einen Resonanzkreis bilden, dessen Resonanzfrequenz sich in der Nähe der Betriebsfrequenz des Lesegeräts befindet. Durch das Resonanzverhalten ist eine erhöhte Induktionsspannung zu erwarten, die als Versorgungsspannung für den Transponder dient. Somit hat die Resonanzfrequenz des Transponders einen starken Einfluß auf die Performance des Gesamtsystems und wird deshalb in industriellen Anwendungen häufig zur Transpondercharakterisierung verwendet. In diesem Kapitel werden Messmethoden für die Ermittlung der Resonanzfrequenz eines Transponders analysiert.

Eine geeignete Definition für die Resonanzfrequenz eines Transponders ist in Abschnitt 2.3.1 gegeben und entsprechend dazu wird eine Formel zur Berechnung der Resonanzfrequenz hergeleitet. In diesem Kapitel werden zunächst zwei in der Industrie etablierte Messmethoden analysiert, um zu prüfen, wie gut sie die in der Definition vorgegebene Resonanzfrequenz wiedergeben können. Um nicht auf vektorieLL messenden Impedanzanalysatoren angewiesen zu sein, wird anschließend die neuartige Übertragungsfunktion-Methode entwickelt, die mit skalaren Messgeräten auskommt. All diese Methoden basieren auf einem linearen Modell des IC's. Auf Basis von Simulationen wird gezeigt, dass das nichtlineare Verhalten des Transponder-IC's die Genauigkeit des Verfahrens beeinträchtigt. Um diesen Effekt zu beheben, wird die neu entwickelte „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode eingeführt. Eine Messung bestätigt die Qualität des neuen Ansatzes.

### 5.1 Bekannte Methoden

Eine in der Industrie häufig verwendete Methode, welche in [32] beschrieben wird, basiert auf der Messung des Realteils einer verkoppelten Impedanz, wie in Abbildung 5.1 dargestellt wird.


 Abbildung 5.1:  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Messmethode

Eine Messspule, die mit einem Impedanzmessgerät verbunden ist, wird mit einem Transponder magnetisch verkoppelt. Die verkoppelte Impedanz  $\underline{Z}$ , welche eine transformierte Impedanz des Transponders darstellt, wird gemessen. Die Impedanz der Messspule selbst wird durch short-Kompensation [40] eliminiert. Als Resonanzfrequenz wird die Frequenz betrachtet, bei der der Realteil von  $\underline{Z}$  das Maximum erreicht. Deshalb wird diese Methode im Folgenden als  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Messmethode bezeichnet. Die mit dieser Methode gemessene Resonanzfrequenz kann auf Basis des Ersatzschaltbildes (siehe Abbildung 5.1) analytisch hergeleitet werden.

$$\underline{I}_2 = \frac{-j\omega M \underline{I}_1}{R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R_{IC}}}} \quad (5.1)$$

$$\underline{U}_1 = j\omega L_m \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2 = \underline{I}_1 \left( j\omega L_m + \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R_{IC}}}} \right) \quad (5.2)$$

Die verkoppelte Impedanz  $\underline{Z}$ :

$$\underline{Z} = \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R_{IC}}}} \quad (5.3)$$

Daraus ergibt sich der Realteil von  $\underline{Z}$ :

$$\text{Re}\{\underline{Z}\} = \frac{\omega^2 M^2 \left( \frac{1 + \frac{R_s}{R_{IC}}}{R_{IC}} + \omega^2 C^2 R_s \right)}{\left( 1 + \frac{R_s}{R_{IC}} - \omega^2 L_s C \right)^2 + \omega^2 \left( \frac{L_s}{R_{IC}} + C R_s \right)^2} \quad (5.4)$$

Die zu dem Maximum von  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$  führende Frequenz kann durch die Lösung der Gleichung  $\frac{d}{d\omega} \text{Re}\{\underline{Z}\} = 0$  ermittelt werden. Sie wird mit Hilfe von Maple [14] gelöst.

$$\frac{R_{IC} \sqrt{C \cdot F_1 [2 \cdot C \cdot R_s^2 \cdot R_{IC}^2 + C \cdot R_s^3 \cdot R_{IC} + C \cdot R_s \cdot R_{IC}^3 + (R_{IC} + R_s) \sqrt{F_2}]}}{2 \cdot C^2 \cdot R_{IC}^3 \cdot L_s \cdot R_s - C^3 \cdot R_{IC}^3 \cdot R_s^3 + C \cdot R_{IC}^2 \cdot L_s^2} \quad (5.5)$$

mit

## 5.1 Bekannte Methoden

$$F_1 = 2 \cdot L_s \cdot C \cdot R_s \cdot R_{IC} - C^2 \cdot R_s^3 \cdot R_{IC} + L_s^2$$

$$F_2 = C^2 \cdot R_s^2 \cdot R_{IC}^4 + C^2 \cdot R_s^3 \cdot R_{IC}^3 + 2 \cdot R_s \cdot L_s \cdot C \cdot R_{IC}^3 + 2 \cdot R_s^2 \cdot L_s \cdot C \cdot R_{IC}^2 + R_{IC}^2 \cdot L_s^2 + R_{IC} \cdot L_s^2 \cdot R_s$$

Da diese Lösung zu komplex für eine direkte Interpretation ist, wird sie mit den folgenden zwei Bedingungen vereinfacht:

$$R_s \ll \omega L_s$$

$$R_s \ll R_{IC}$$

Diese zwei Bedingungen geben an, dass der ohmsche Widerstand einer Schleifenantenne viel kleiner als ihre Reaktanz und der Lastwiderstand eines IC's ist. Für industrielle RFID-Anwendungen ist das im Allgemeinen gültig.

Gleichung 5.4 wird vereinfacht:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{\underline{Z}\} &\approx \frac{\omega^2 M^2 \left( \frac{1}{R_{IC}} + \omega^2 C^2 R_s \right)}{\left( 1 - \omega^2 L_s C \right)^2 + \omega^2 \left( \frac{L_s}{R_{IC}} + C R_s \right)^2} \\ &\approx \frac{\omega^2 M^2 \left( \frac{1}{R_{IC}} + \omega^2 C^2 R_s \right)}{1 - 2\omega^2 L_s C + \omega^2 \frac{L_s^2}{R_{IC}^2} + \omega^4 C^2 L_s^2} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Die Lösung für  $\frac{d}{d\omega} \operatorname{Re}\{\underline{Z}\} = 0$  ist:

$$\omega_{res} = \frac{\sqrt{C L_s X_2 (R_s R_{IC}^2 C + X_1)}}{X_3} \quad (5.7)$$

mit

$$X_1 = \sqrt{L_s^2 R_{IC}^2 + R_s^2 R_{IC}^4 C^2 + 2 R_s R_{IC}^3 L_s C - R_s L_s^2 R_{IC}}$$

$$X_2 = L_s R_{IC} + 2 R_s R_{IC}^2 C - L_s R_s$$

$$X_3 = L_s^2 C R_{IC} + 2 R_s R_{IC}^2 L_s C^2 - C L_s^2 R_s$$

Unter Verwendung der Bedingung  $R_s \ll R_{IC}$  kann die Lösung weiterhin vereinfacht werden.

$$X_1 \approx L_s R_{IC} + R_s R_{IC}^2 C$$

$$X_2 \approx L_s R_{IC} + 2 R_s R_{IC}^2 C$$

$$X_3 \approx L_s C (L_s R_{IC} + 2 R_s R_{IC}^2 C)$$

Durch Einsetzen dieser Terme in Gleichung 5.7 ergibt sich:

$$\omega_{res} = \frac{\sqrt{C L_s (L_s R_{IC} + 2 R_s R_{IC}^2 C) (R_s R_{IC}^2 C + L_s R_{IC} + R_s R_{IC}^2 C)}}{L_s C (L_s R_{IC} + 2 R_s R_{IC}^2 C)} = \frac{1}{\sqrt{L_s C}} \quad (5.8)$$

Der Vergleich mit der definierten Resonanzfrequenz in Gleichung 2.25 zeigt, dass mit der  $\operatorname{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode eine hohe Genauigkeit erreicht wird.

Ein Beispiel mit typischen Daten soll das veranschaulichen. Die Resonanzfrequenz, jeweils nach der Definition und nach der  $\operatorname{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode, wird für einen Transponder mit den folgenden Daten berechnet:

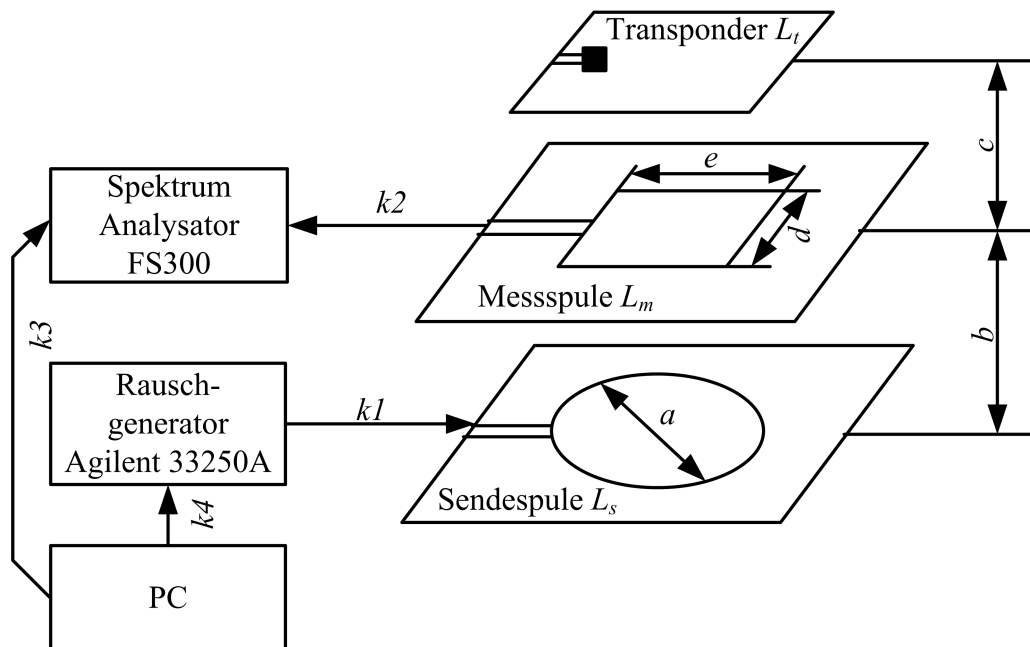
## 5.1 Bekannte Methoden

$$R_s = 3 \Omega; L_s = 3 \mu\text{H}; C = 33 \text{ pF}$$

	$f_{res}$ (nach der Definition) (MHz)	$f_{res}$ (Re $\{Z\}$ -Methode) (MHz)	rel. Diff. (%)
$R_{IC} = 500 \Omega$	16,044	16,068	0,15
$R_{IC} = 5000 \Omega$	16,000	16,003	0,02

**Tabelle 5.1:** Vergleich der Resonanzfrequenzen

Die gute Übereinstimmung der Werte bestätigt die hohe Genauigkeit der Re  $\{Z\}$ -Methode. Eine andere Messmethode, die auch in der Industrie Anwendung findet, ist das Rauschmessverfahren. Der Messaufbau ist in Abbildung 5.2 dargestellt.



**Abbildung 5.2:** Aufbau des Rauschmessverfahrens [19]

Der Rauschgenerator erzeugt ein Rauschsignal, welches den zu messenden Frequenzbereich abdeckt. Das Rauschsignal wird durch die verkoppelte Anordnung der Sendespule und der Messspule von dem Spektrumanalysator erfasst. Der über der Messspule positionierte Transponder beeinflusst das übertragende Signal, so dass durch das empfangene Signal auf die Resonanzfrequenz des Transponders geschlossen werden kann. Gemäß diesem Verfahren ist die Resonanzfrequenz die Frequenz, an der das empfangene Signal maximal wird.

Das Ersatzschaltbild des Aufbaus ist in Abbildung 5.3 gegeben.

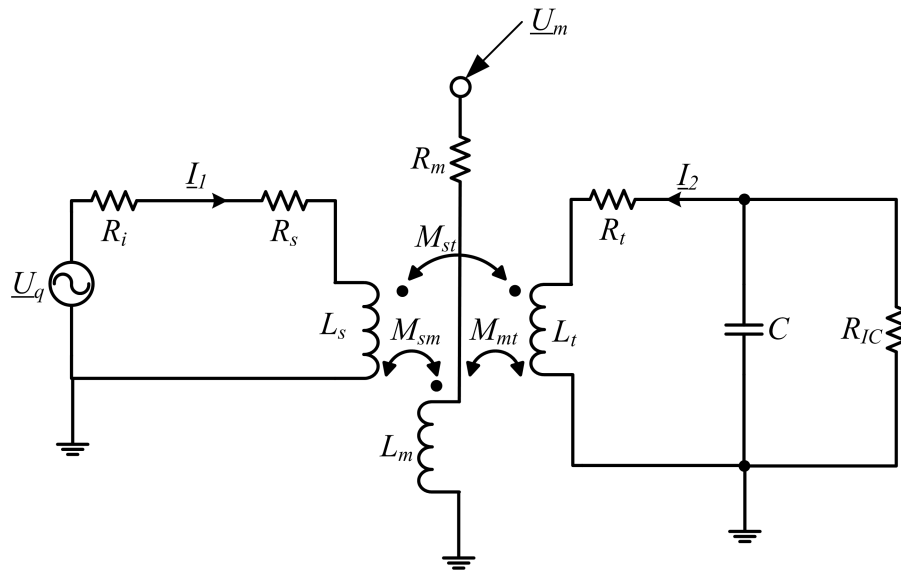


Abbildung 5.3: Ersatzschaltbild des Rauschmessverfahrens

In diesem Aufbau sind drei Spulen miteinander verkoppelt. Die Frequenz, an der das empfangene Signal maximal wird, kann zwar analytisch hergeleitet werden, allerdings ist das Ergebnis so kompliziert, dass kein Vergleich mit der definierten Resonanzfrequenz möglich ist. Deshalb wird hier auf die genaue Angabe der langen Lösung verzichtet. Aus der Lösung ist jedoch erkennbar, dass die so gemessene Resonanzfrequenz von allen Kopplungskoeffizienten abhängig ist. Auch in [66] wird diese Abhängigkeit bestätigt. Im Gegensatz dazu ist die mit der  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode gemessene Resonanzfrequenz unabhängig von dem Kopplungskoeffizienten in der Messanordnung, welches einen großen Vorteil bezüglich der Genauigkeit und Wiederholbarkeit darstellt. Deswegen wird in den folgenden Untersuchungen die  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode als Referenzmethode bevorzugt verwendet.

## 5.2 Übertragungsfunktion-Methode

### 5.2.1 Theoretische Analyse

Die  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode setzt ein vektoriell messendes Gerät voraus, welches in der Industrie, insbesondere bei kleineren Unternehmen, nicht immer verfügbar ist. Aus diesem Grund wird im Folgenden ein neuartiges Verfahren vorgestellt, das mit skalaren Messgeräten auskommt. Da Transponder ein Resonanzverhalten besitzen, kann davon ausgegangen werden, dass die Übertragungsfunktion zweier Spulen, die durch einen dazwischen gelegten Transponder indirekt verkoppelt sind, Information über die Resonanzfrequenz des Transponders besitzt. Das Prinzip eines Wobbelmessplatzes kann verwendet werden, um die Übertragungsfunktion mit skalaren Messgeräten zu messen. Diese Methode ist in dem folgenden Text als die Übertragungsfunktion-Methode bezeichnet.

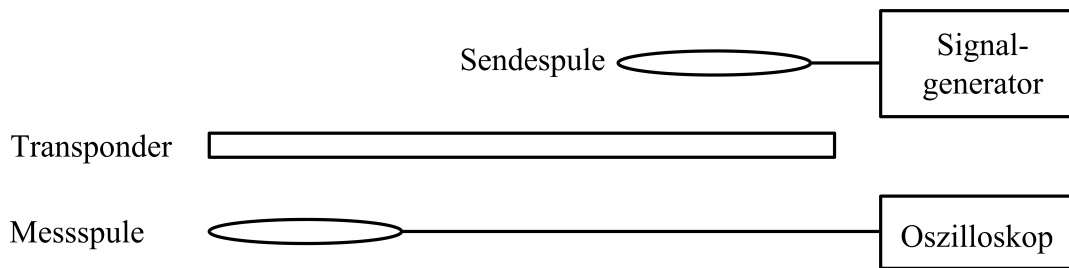


Abbildung 5.4: Übertragungsfunktion-Methode

Der Aufbau der Übertragungsfunktion-Methode ist in Abbildung 5.4 illustriert. Das Messsystem besteht aus einer Sendespule, einer Messspule, einem Transponder, einem Signalgenerator und einem Oszilloskop, welches die FFT des Signals berechnen kann. Die Sendespule und die Messspule sind so weit auseinander positioniert, dass die Kopplung zwischen den beiden Spulen vernachlässigbar ist. Der Signalgenerator erzeugt ein Signal, welches den zu messenden Frequenzbereich abtastet. Unter der Verwendung der FFT Funktion wird die Amplitude der Spannung über die Messspule gezeigt.

Das Ersatzschaltbild ist in Abbildung 5.5 gegeben.

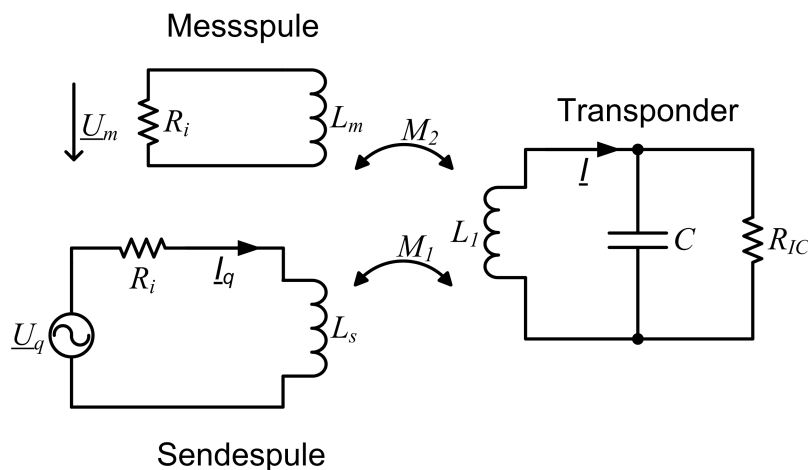


Abbildung 5.5: Ersatzschaltbild der Übertragungsfunktion-Methode

Wegen der Konstruktion des Messaufbaus kann das System für eine analytische Herleitung wie folgt vereinfacht werden:

Der ohmsche Widerstand der Schleifenantenne des Transponders ist vernachlässigt.

Die Kopplung zwischen der Sendespule und der Messspule ist vernachlässigt.

Die Rückwirkung der Sekundärspule auf die Primärspule ist vernachlässigt, da die Kopplungen  $M_1$  und  $M_2$  klein sind.

Unter Verwendung dieser Vereinfachungen kann die Resonanzfrequenz hergeleitet werden.

Der Strom in der Sendespule:

$$I_q = \frac{U_q}{R_i + j\omega L_s} \quad (5.9)$$

## 5.2.2 Verifikation durch Messung

---

Der Strom im Transponder:

$$\underline{I} = \frac{j\omega M_1 \underline{I}_q}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R_{IC}}}} \quad (5.10)$$

Die gemessene Spannung an der Messspule:

$$\underline{U}_m = j\omega M_2 \underline{I} \frac{R_i}{R_i + j\omega L_m} \quad (5.11)$$

Aus der Gleichung ist ersichtlich, dass die gemessene Spannung von dem inneren Widerstand des Messgeräts und der Induktivität der Sende- und Messspule abhängig ist. Um dieses Problem zu lösen, wird das System so dimensioniert, dass die Reaktanz der Spulen viel größer als der innere Widerstand des Messgeräts ist. Dann ergibt sich die gemessene Spannung:

$$\underline{U}_m = k \frac{1}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R_{IC}}}} \quad (5.12)$$

wobei  $k = \frac{M_1 M_2 R_i U_q}{L_m L_s}$  ein von  $\omega$  unabhängiger konstanter Parameter ist.

$$|\underline{U}_m| = k \frac{1 + (\omega C R_{IC})^2}{\sqrt{R_{IC}^2 + \omega^2 [L_1 + C R_{IC}^2 (\omega^2 C L_1 - 1)]^2}} \quad (5.13)$$

Durch Lösen der Gleichung  $\frac{d}{d\omega} |\underline{U}_m| = 0$  ergibt sich:

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \sqrt{\sqrt{1 + 2 \frac{L_1}{C R_{IC}^2}} - \frac{L_1}{C R_{IC}^2}} \quad (5.14)$$

Für typische Transponder ist der Term  $2 \frac{L_1}{C R_{IC}^2}$  viel kleiner als 1, somit kann die mathematische Regel  $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$  bei  $x \ll 1$  verwendet werden.

$$\omega_{res} \approx \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \sqrt{1 + \frac{L_1}{C R_{IC}^2} - \frac{L_1}{C R_{IC}^2}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (5.15)$$

Die analytische Herleitung zeigt, dass die mit der Übertragungsfunktion-Methode gemessene Resonanzfrequenz mit der definierten Resonanzfrequenz gut übereinstimmt.

## 5.2.2 Verifikation durch Messung

Für die Übertragungsfunktion-Methode werden zwei Spulen benötigt: die Sende- und die Messspule. Diese beiden Spulen sollen weit auseinander positioniert werden. Um einen stabilen Aufbau zu gewährleisten, wird eine Messplatine gefertigt (siehe Abbildung 5.6).



## 5.2.2 Verifikation durch Messung

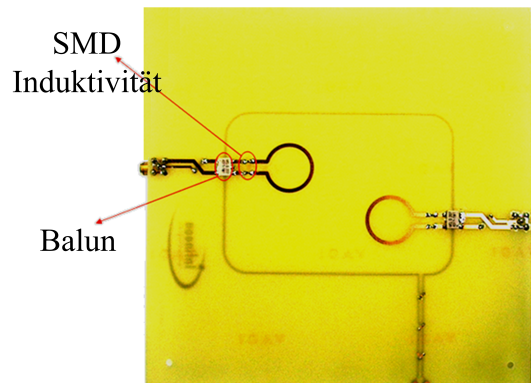


Abbildung 5.6: Messplatine

Zusätzlich werden zwei SMD Induktivitäten hinzugefügt, damit die Bedingung, dass die Reaktanz der Spule viel größer als der innere Widerstand des Messgeräts ist, erfüllt wird. Mit Hilfe dieser Messplatine werden die folgenden Messungen durchgeführt. Das komplette Messsystem ist in Abbildung 5.7 dargestellt.

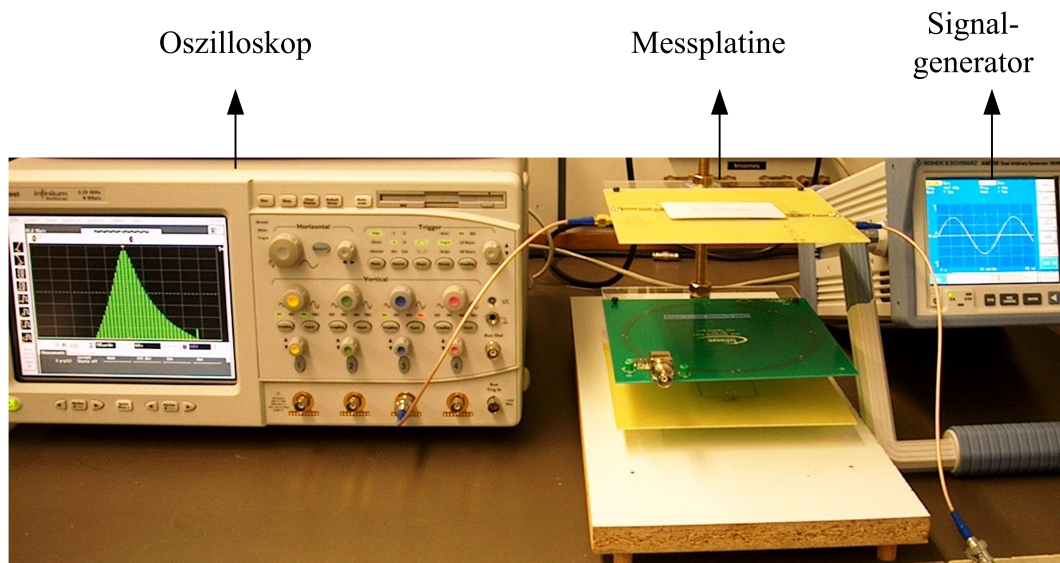


Abbildung 5.7: Das Messsystem

Zwei Schleifenantennen wurden vermessen.

Testantenne 1:

$$L_1 = 1.468 \mu\text{H}; C = 67.4 \text{ pF}; R_p = 5560 \Omega.$$

Testantenne 2:

$$L_1 = 4.145 \mu\text{H}; C = 23.87 \text{ pF}; R_p = 2200 \Omega.$$

Beiden Antennen sind vorher mit der Referenzmethode, der  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode gemessen worden. Die Resonanzfrequenz beider Spulen liegt bei 16 MHz. Das Ergebnis der anschließenden Messung mit der Übertragungsfunktions-Methode ist in Abbildung 5.8 und 5.9 dargestellt.

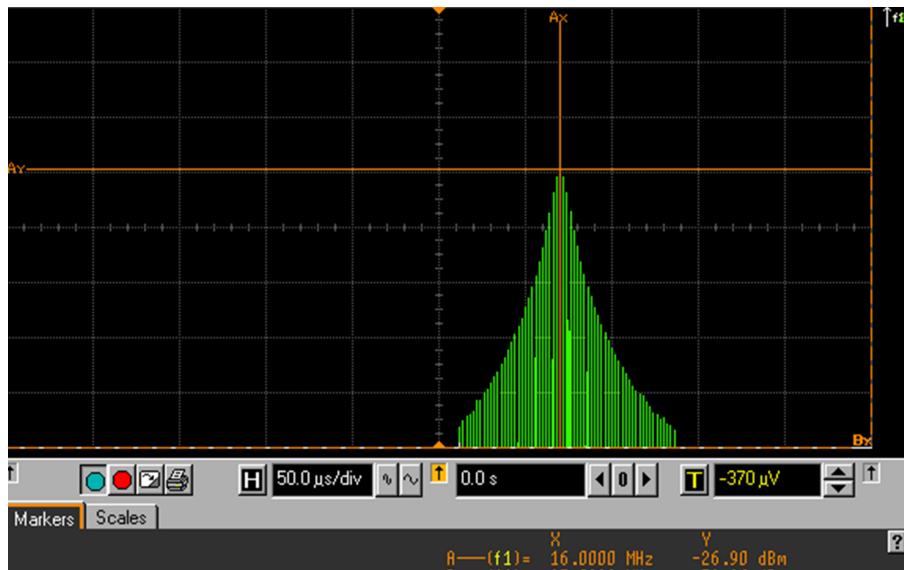


Abbildung 5.8: Testantenne 1

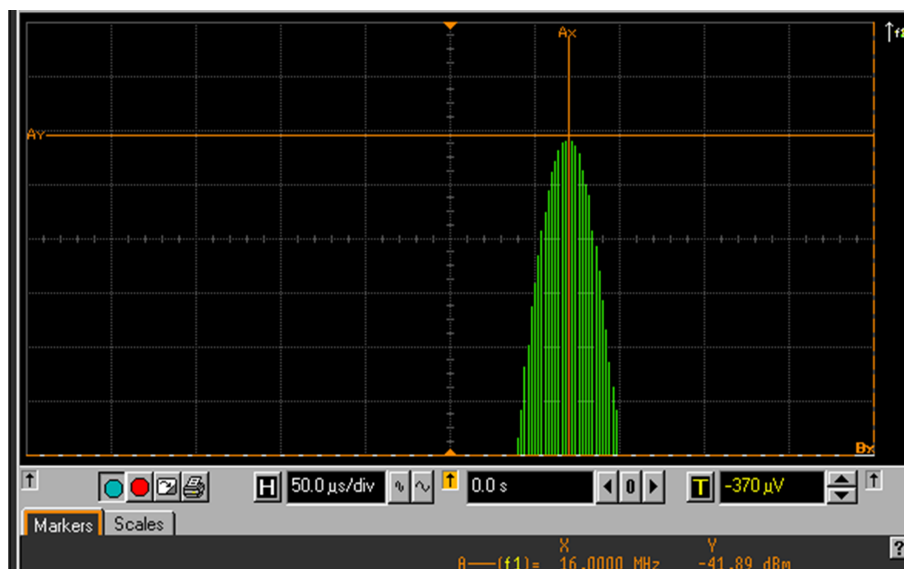


Abbildung 5.9: Testantenne 2

Mit der Marker Funktion kann ausgelesen werden, dass die Resonanz nach der Übertragungsfunktions-Methode für beiden Testantennen auch bei 16 MHz liegen. Das bestätigt die Genauigkeit der Methode.

Ein weiterer Vorteil der Übertragungsfunktions-Methode liegt darin, dass die Methode auch mit anderen Messgeräten, z.B. einem skalaren Netzwerkanalysator, durchgeführt werden kann.

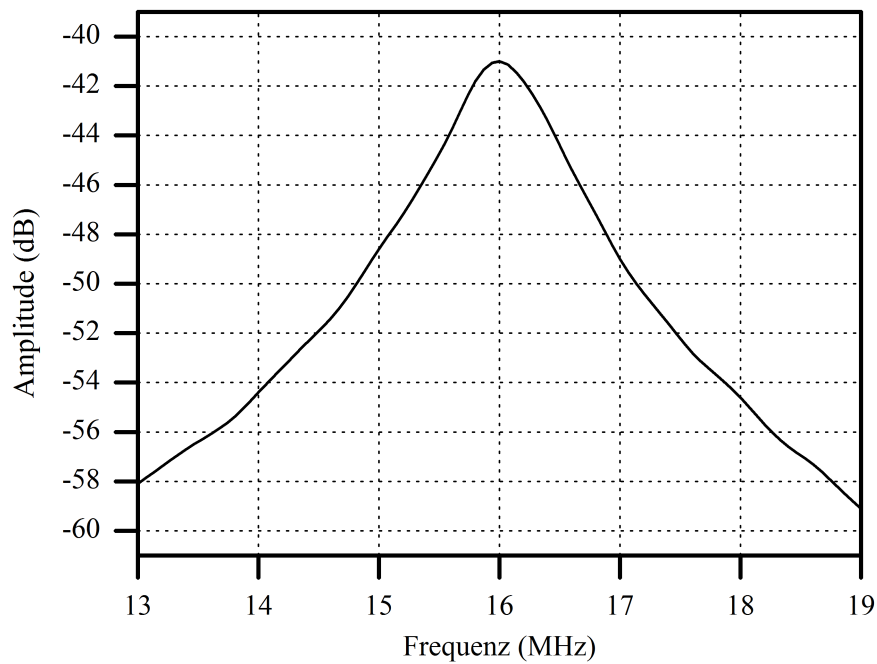
Um dies zu zeigen, wurde die Testantenne 2 mit dem skalaren Netzwerkanalysator HP3589A gemessen. Der Aufbau ist in Abbildung 5.10 dargestellt.

## 5.2.2 Verifikation durch Messung



**Abbildung 5.10:** Übertragungsfunktion-Methode mit HP3589A

Das Messergebnis:



**Abbildung 5.11:** Messergebnis mit HP3589A

Wie erwartet liegt auch hier die Resonanzfrequenz bei 16 MHz.

## 5.3 Einfluss des nichtlinearen IC's

### 5.3.1 Großsignalsweep

Die in den obigen Abschnitten behandelten Messmethoden wurden analytisch untersucht und mit Messungen verifiziert. Sowohl die  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode als auch die Übertragungsfunktionsmethode sind gut geeignet für die Ermittlung der Resonanzfrequenz eines Transponders. Allerdings basieren die bisherigen Untersuchungen auf einem linearen IC-Modell. Die Nichtlinearität des IC's wurde demnach nicht berücksichtigt. In den folgenden Untersuchungen wird der Einfluss der Nichtlinearität erforscht.

Bei den bisherigen Messmethoden erfolgt die Erzeugung der Messkurve durch einen Signalsweep, welcher gleichzeitig den Transponder versorgt. Dies wird hier als Großsignalsweep bezeichnet. Es besteht allerdings auch die Möglichkeit, die Messkurve durch einen Kleinsignalsweep zu generieren, während ein zusätzliches Großsignal von 13,56 MHz die Versorgung gewährleistet. Diese Variante wird in dieser Arbeit Kleinsignalsweep genannt. In diesem Unterabschnitt soll der erste Fall betrachtet werden.

Ein wesentlicher Nachteil des Großsignalsweeps liegt darin, dass es ICs gibt, bei denen die Messmethode nicht angewendet werden kann, da diese ICs Signale bei Frequenzen ungleich 13,56 MHz als Manipulationsversuche betrachten und sich als Folge automatisch zurücksetzen.

Ein anderes Problem ist, dass der IC während des Sweeps von Signalen mit unterschiedlichen Frequenzen und Amplituden angesteuert werden. Das führt dazu, dass jeder Punkt auf der Messkurve einem anderen Betriebszustand und somit einer anderen Impedanz entspricht. So enthält die Kurve keine eindeutige Information über den IC in einem bestimmten Betriebszustand, was allerdings das Messziel darstellt.

Das IC-Modell in Abbildung 5.12 wird mit einer Zener-Diode Z3V0 erweitert, welche bei der Feststellung des Betriebszustandes hilft. Die Diode hat eine Durchbruchspannung von 3,0 V.

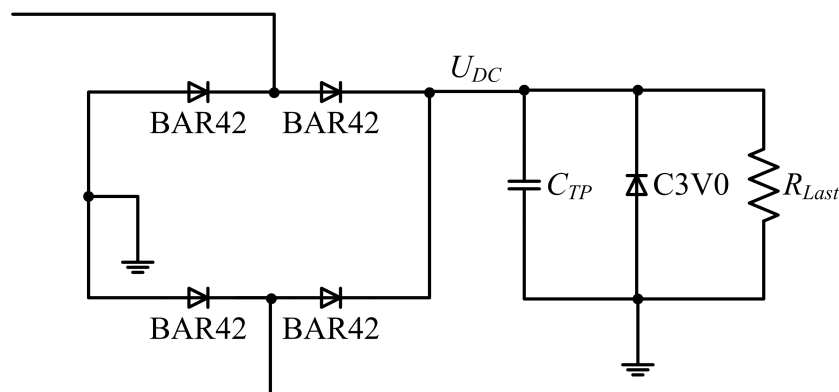


Abbildung 5.12: IC-Modell mit Zener Diode

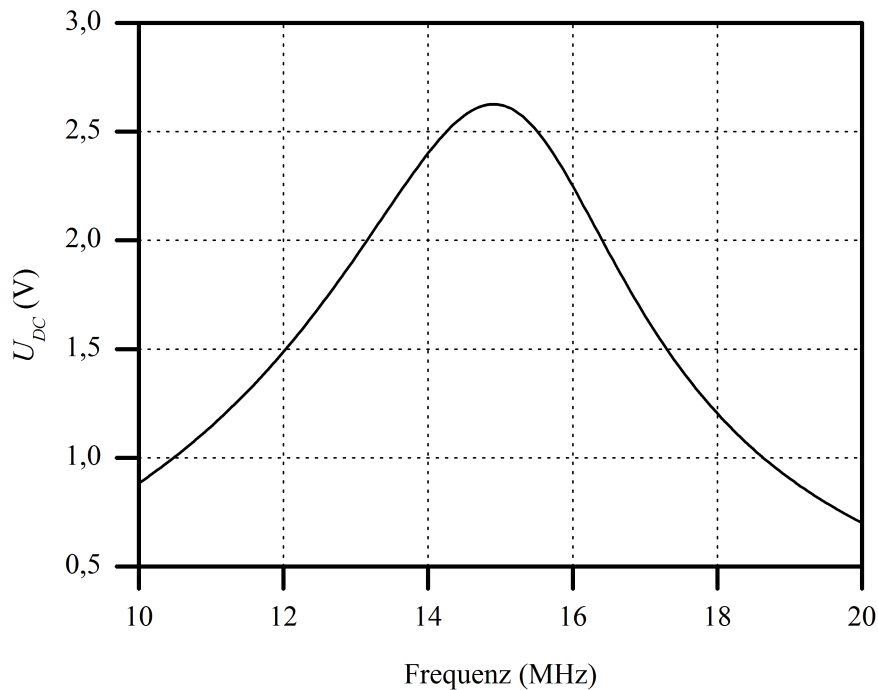
Das Gesamtmodell des Transponders besteht aus einer Induktivität von 3  $\mu\text{H}$ , dem IC-Modell und einer Kapazität von 27 pF.

Um die  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode zu simulieren, werden eine Messspule und eine Spannungsquelle hinzugefügt.

### 5.3.1 Großsignalsweep

---

Anfänglich hat das Sweepsignal eine kleine Amplitude, was aus Abbildung 5.13 deutlich zu erkennen ist.



**Abbildung 5.13:** DC Spannung über die Zener Diode bei kleiner Aussteuerung

Der Kurvenverlauf zeigt deutlich, dass die Spannung beim Eingang des IC's während des Sweeps stark variiert, von etwa 1 V zu 3 V. Somit ist eine Änderung der IC-Impedanz zu erwarten. Um dies zu verifizieren, wird die Eingangsimpedanz des IC's durch den Simulator berechnet. Auf Basis des bisher verwendeten Ersatzschaltbildes können die beiden Parameter  $R_{IC}$  und  $C_{IC}$  berechnet werden, die in Abbildung 5.14 und 5.15 zu sehen sind.

### 5.3.1 Großsignalsweep

---

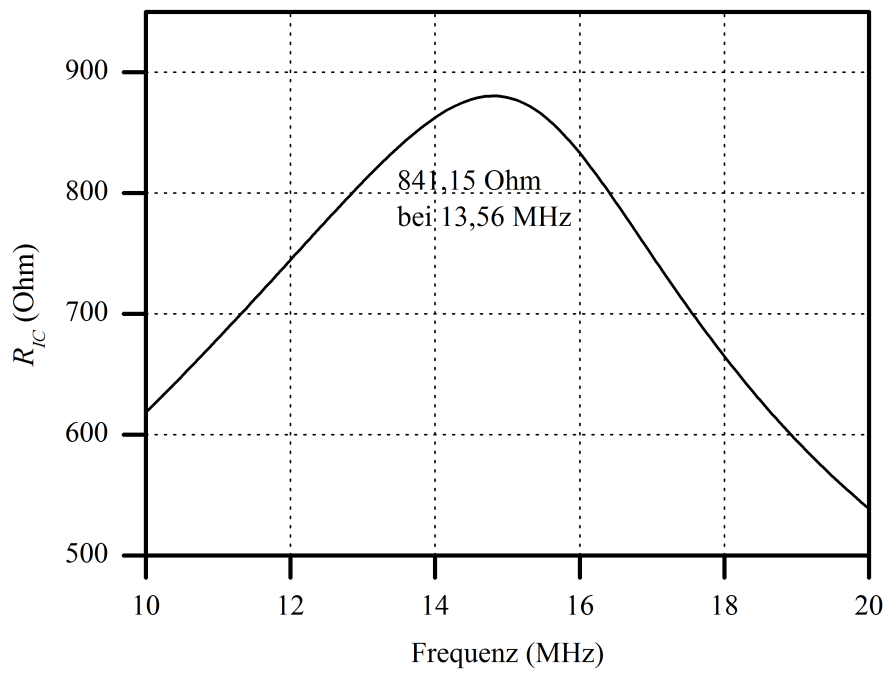


Abbildung 5.14:  $R_{IC}$

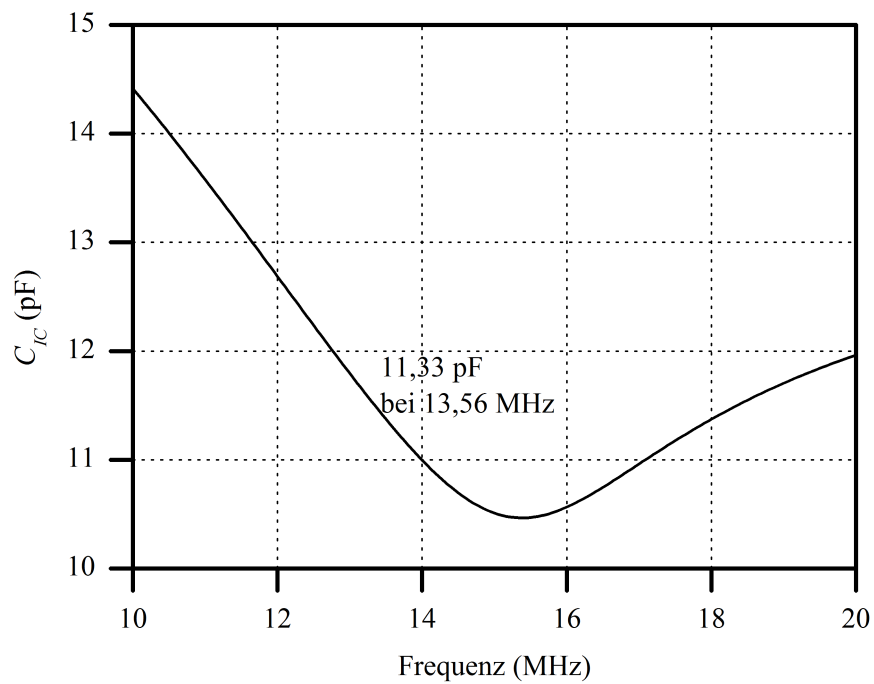


Abbildung 5.15:  $C_{IC}$

Wie erwartet ändert sich die Impedanz des IC's während des Sweeps. Da der Transponder

### 5.3.1 Großsignalsweep

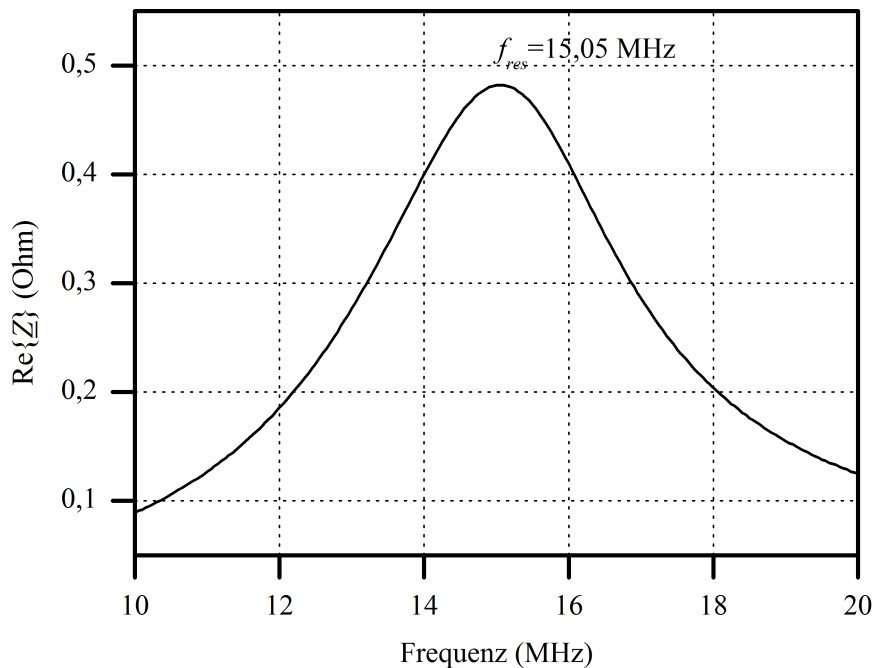
bei einer festen Betriebsfrequenz von 13,56 MHz arbeitet, spielt nur die Impedanz bei dieser Frequenz eine Rolle. Aus der Abbildung lassen sich die Werte

$R_{IC} = 841 \Omega$  und  $C_{IC} = 11,33 \text{ pF}$  ermitteln.

Somit ergibt sich die Resonanzfrequenz nach der Definition:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_s C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{3 \mu\text{H} \cdot (27 \text{ pF} + 11,33 \text{ pF})}} = 14,84 \text{ MHz} \quad (5.16)$$

Aus der Impedanzkurve in Abbildung 5.16 wird ersichtlich, dass die  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode eine Resonanzfrequenz von 15,05 MHz ausgibt. Der Unterschied zur definierten Resonanzfrequenz beträgt 0,21 MHz.

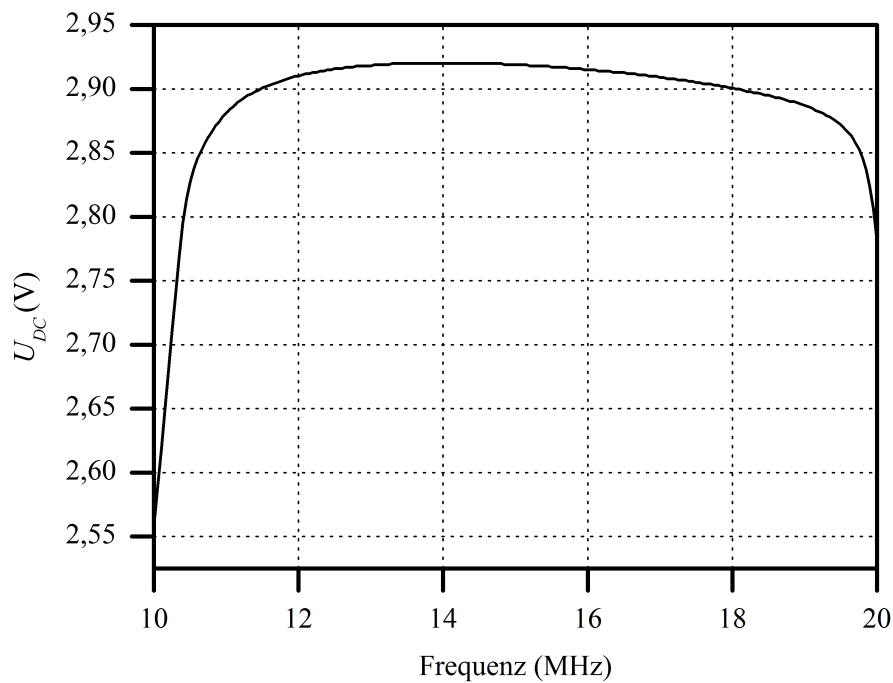


**Abbildung 5.16:** Simulierte  $\text{Re}\{Z\}$ -Kurve bei kleiner Aussteuerung

Wenn der Signalpegel erhöht wird, wird das nichtlineare Verhalten des IC's deutlicher. Die DC-Spannung in Abbildung 5.17 zeigt deutlich, dass die Zener-Diode bereits im Durchbruchbereich arbeitet.

### 5.3.1 Großsignalsweep

---



**Abbildung 5.17:** DC-Spannung über der Zener-Diode bei großer Aussteuerung

In diesem Fall hat der IC eine Impedanz (bei 13,56 MHz):

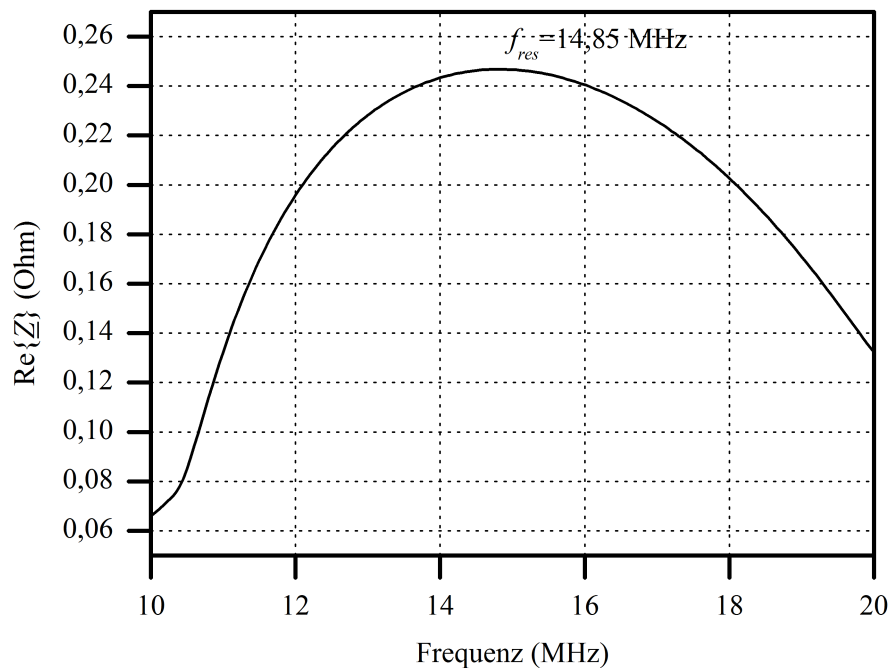
$$R_{IC} = 442,67 \Omega \text{ und } C_{IC} = 15,43 \text{ pF.}$$

Die Resonanzfrequenz nach der Definition ist:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_s C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{3 \mu\text{H} \cdot (27 \text{ pF} + 15,43 \text{ pF})}} = 14,11 \text{ MHz} \quad (5.17)$$

Die  $\text{Re}\{Z\}$ -Kurve in Abbildung 5.18 hat das Maximum bei 14,85 MHz.





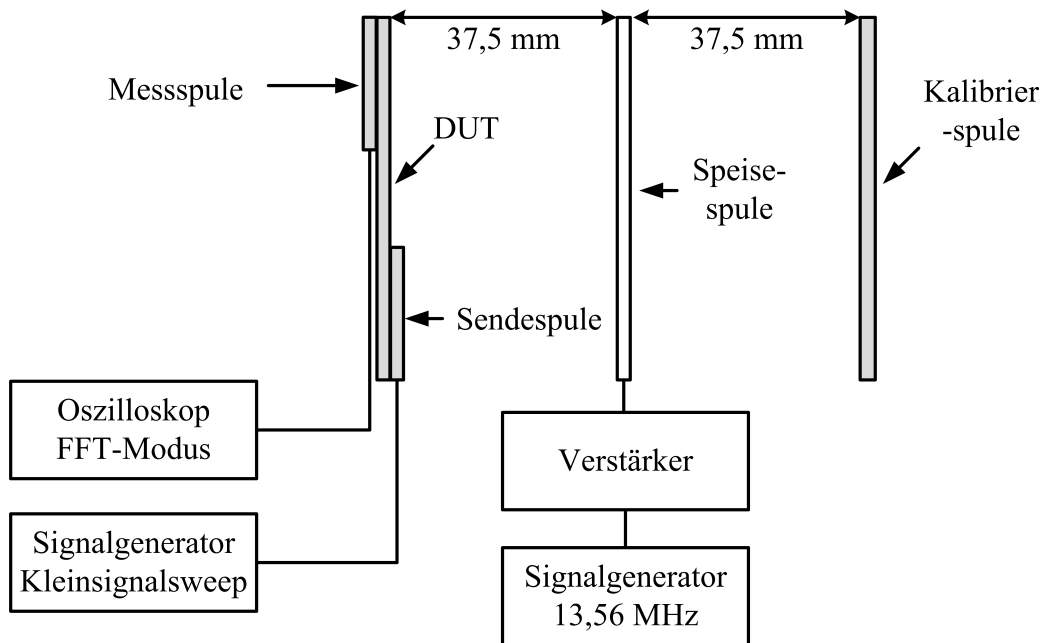
**Abbildung 5.18:** Simulierte  $\text{Re}\{Z\}$ -Kurve bei großer Aussteuerung

Der Unterschied zwischen den beiden Resonanzfrequenzen beträgt 0,74 MHz, da der nichtlineare Effekt bei großer Aussteuerung deutlicher wird.

### 5.3.2 Kleinsignalsweep

In dem vorherigen Unterabschnitt wurde der Einfluss der Nichtlinearität auf die Messung der Resonanzfrequenz bei einem Großsignalsweep analysiert. Um das Problem umzugehen, wird in diesem Abschnitt ein anderer Ansatz, nämlich durch ein Kleinsignalsweep die Messkurve zu erzeugen und durch ein zusätzliches Ansteuerungssignal von 13,56 MHz den Transponder zu versorgen, analysiert. Das Konzept basiert auf den folgenden Ideen: das Sweepsignal hat gegenüber dem Ansteuerungssignal eine deutlich geringere Amplitude, somit ist dessen Einfluss auf den Betriebszustand des Transponders gering. Das Ansteuerungssignal dient zur Versorgung des Transponders, somit kann es eine feste Frequenz (13,56 MHz) haben, welches einerseits zu einem festen Betriebszustand führt und andererseits vom IC nicht als Manipulationssignale betrachtet wird.

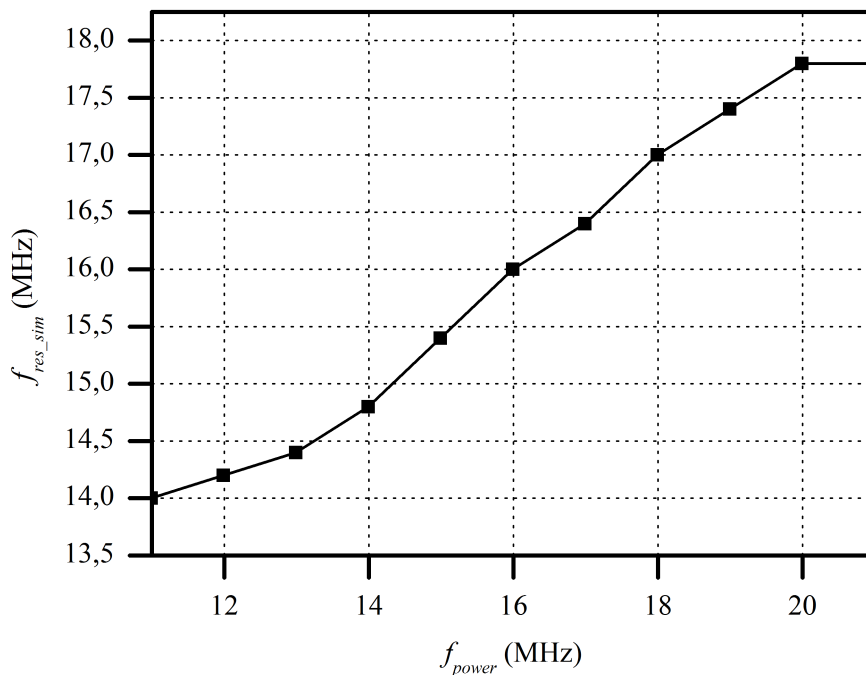
Da es zwei Signale gibt, muss es möglich sein, diese auch in der Auswertung zu trennen. Als Messmethode bietet sich die Übertragungsfunktion-Methode an, da die Auswertung im FFT-Modus erfolgt und das feste Ansteuerungssignal bei 13,56 MHz leicht auszufiltern ist. In Abbildung 5.19 wird die Übertragungsfunktion-Methode mit einem zusätzlichen Versorgungssignal erweitert.



**Abbildung 5.19:** Übertragungsfunktion-Methode mit einem zusätzlichen Ansteuerungssignal

Der Messaufbau basiert auf dem Testaufbau für Lesegeräte, der in ISO/IEC 10373-6 [9] definiert ist. Mit diesem Aufbau kann die magnetische Feldstärke durch Messung der Spannung an der Kalibrierspule ermittelt werden, damit der Transponder in einem vordefinierten Zustand, in diesem Fall unter einer vordefinierten magnetischen Feldstärke, gemessen werden kann.

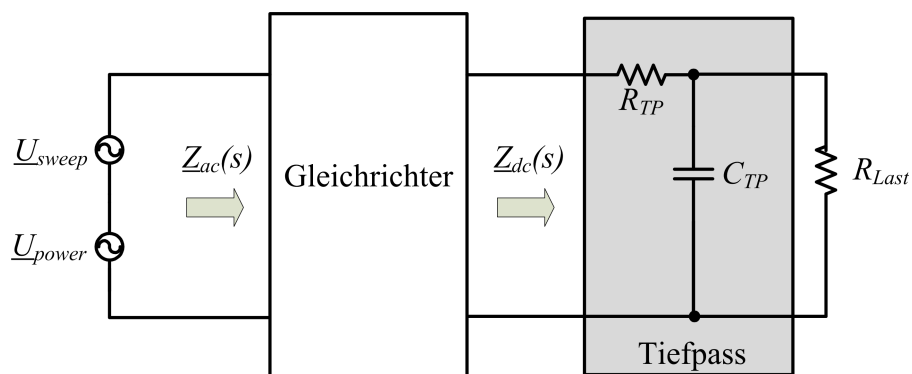
Während der Messungen ließ sich ein unerwartetes Phänomen beobachten: die gemessene Resonanzfrequenz versucht der Frequenz des Ansteuerungssignals zu folgen. Dies ließ sich auch durch Simulationen bestätigen. Während die Amplitude der Grundwelle an dem IC-Eingang konstant gehalten wird, wird die Resonanzfrequenz simuliert, wobei die Frequenz des Ansteuerungssignals variiert wird. Aus Abbildung 5.20 ist eine Abhängigkeit der Resonanzfrequenz von der Frequenz des Ansteuerungssignals deutlich zu erkennen.



**Abbildung 5.20:** Simulierte Resonanzfrequenz in Abhängigkeit des Ansteuerungssignals

Eine genaue analytische Ableitung dieser Abhängigkeit ist wegen der Komplexität dieser nichtlinearen Schaltung sehr schwierig, allerdings kann es mit Hilfe der „impedance mapping“-Methode (siehe [75]) erklärt werden.

In dem gesamten Aufbau gibt es zwei Signale: ein Großsignal  $\underline{U}_{power}$  bei einer festen Frequenz und ein Sweepsignal  $\underline{U}_{sweep}$  mit einer sehr kleinen Amplitude. Das System ist in Abbildung 5.21 modelliert.



**Abbildung 5.21:** Ersatzschaltbild des Messaufbaus

In diesem Ersatzschaltbild sind zwei Impedanzen definiert. Mit  $\underline{Z}_{dc}(s)$  ist die Impedanz der Teilschaltung hinter dem Gleichrichter gekennzeichnet und mit  $\underline{Z}_{ac}(s)$  die vor dem Gleichrichter. Für die kombinierte Ansteuerung mit einem Großsignal und einem Kleinsignal gilt gemäß [75] das folgende Verhältnis zwischen  $\underline{Z}_{dc}(s)$  und  $\underline{Z}_{ac}(s)$ :

$$\underline{Z}_{ac}(s) \approx \frac{\pi^2}{4} \left[ \frac{1}{\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Z}_2} + \frac{1}{\underline{Z}_3} \right]^{-1} \quad (5.18)$$

mit

$f_r$ : Frequenz des Großsignals

$f_s$ : Frequenz des Sweepsignals

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_{dc}(s + j2\pi f_r) = R_{TP} + \frac{1}{j2\pi(f_s + f_r)C_{TP} + \frac{1}{R_{Last}}}$$

$$\underline{Z}_2 = \underline{Z}_{dc}(s - j2\pi f_r) = R_{TP} + \frac{1}{j2\pi(f_s - f_r)C_{TP} + \frac{1}{R_{Last}}}$$

$$\underline{Z}_3 = \underline{Z}_{dc}(0) = R_{TP} + R_{Last}$$

Gleichung (5.18) besteht aus einem Faktor  $\frac{\pi^2}{4}$  und einer Parallelschaltung von drei Impedanzen  $\underline{Z}_1$ ,  $\underline{Z}_2$  und  $\underline{Z}_3$ . Diese Impedanzen sind die Impedanz der Teilschaltung nach dem Gleichrichter evaluiert bei je einer von drei verschiedenen Frequenzen. Durch Parallelschaltung dieser Impedanzen und die Multiplikation mit dem Faktor wird die Eingangsimpedanz für das Sweepsignal  $\underline{Z}_{ac}(s)$  berechnet.

- $\underline{Z}_1$  wird bei der Frequenz  $f_s + f_r$  berechnet. Diese Frequenz ist circa doppelt so groß wie die Betriebsfrequenz. Die Kapazität im Tiefpassfilter soll dieses Signal kurzschließen und somit ergibt sich  $\underline{Z}_{dc}(s + j2\pi f_r) \approx R_{TP}$ .
- $\underline{Z}_2$  wird bei der Frequenz  $f_s - f_r$  berechnet. Diese Impedanz hängt davon ab, wie nah die Frequenzen  $f_s$  und  $f_r$  beieinander liegen. Die Impedanz steigt, wenn sich diese Frequenzen nähern. Ein Maximum von  $R_{TP} + R_{Last}$  wird erreicht, wenn  $f_s = f_r$ .
- $\underline{Z}_3$  ist konstant mit  $\underline{Z}_{dc}(0) = R_{TP} + R_{Last}$ .

Da  $\underline{Z}_1$  und  $\underline{Z}_3$  während des Sweeps fast konstant bleiben, hat nur die zweite Impedanz einen entscheidenden Einfluss auf  $\underline{Z}_{ac}(s)$ . Der Effekt, dass die von dem Sweepsignal gesehene Impedanz größer wird, wenn sich die Frequenz des Sweepsignals der Frequenz des Ansteuerungssignals nähert, hat Einfluss auf die Resonanzkurve und erzeugt somit eine Abhängigkeit der gemessenen Resonanzfrequenz von der Frequenz des Ansteuerungssignals. Als Fazit der Analyse kann festgehalten werden, dass das Konzept mit dem Kleinsignalsweep einige Probleme der Methode mit dem Großsignalsweep lösen kann, dabei jedoch ein anderes Problem wegen des nichtlinearen Effektes einführen wird. Deshalb ist auch diese Methode nur begrenzt einsetzbar.

## 5.4 „Unloaded-loaded“ Kombinationsmethode

### 5.4.1 Theoretische Analyse

In den vorherigen Abschnitten wurde bereits gezeigt, dass sich die Resonanzfrequenz eines Transponders mit dem Aussteuerungspegel ändert. Bei einer geringeren Aussteuerung arbeitet der IC nicht und die Resonanzfrequenz wird auf Englisch als „unloaded

### 5.4.1 Theoretische Analyse

---

resonance frequency” bezeichnet. Im Gegensatz dazu befindet sich der Transponder bei einer höheren Aussteuerung im Betriebszustand und die Resonanzfrequenz wird als „loaded resonance frequency” bezeichnet. Da die Änderung der IC-Impedanz unbekannt ist, ist es unmöglich, aus einer „unloaded” Resonanzfrequenz die „loaded” Resonanzfrequenz direkt zu berechnen.

Die bisherigen Messkonzepte, sowohl das Konzept mit dem Großsignalsweep als auch die Methode mit dem Kleinsignalsweep und einem zusätzlichen Ansteuerungssignal, können die „loaded” Resonanzfrequenz eines Transponders nicht genau messen, da das Messergebnis durch die Nichtlinearität des Transponders beeinflusst wird. Das hat zur Folge, dass die Impedanz für den „loaded” Zustand nur bei der Betriebsfrequenz 13,56 MHz gemessen werden darf. Aus einem einzigen Punkt kann offensichtlich keine Impedanzkurve erzeugt werden und somit muss die Resonanzfrequenz mit Hilfe anderer Informationen berechnet werden.

Bei einer genaueren Betrachtung der gemessenen gekoppelten Impedanz  $\underline{Z}$  lässt sich feststellen, dass es sich um die Impedanz des Transponders, skaliert mit der Gegeninduktivität der Kopplung, handelt. Zum besseren Verständnis wird hier die Formel für  $\underline{Z}$  noch einmal angegeben:

$$\underline{Z} = \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R_{IC}}}}$$

Eine Analyse der Gleichung macht deutlich, dass der Nenner die Impedanz des Transponders beinhaltet und der Zähler einen Skalierungsfaktor bildet. Ändert sich die Impedanz um einen bestimmten Faktor  $a$ , z.B. durch Skalierung der Werte der einzelnen Schaltungselemente, kann diese durch Anpassung des Skalierungsfaktors auf die ursprüngliche Impedanz zurückgeführt werden. Wenn diese Anpassung unabhängig von der Frequenz durchgeführt werden kann, dann hat man eine neue Parametergruppe gewonnen, die - wie die ursprüngliche Parametergruppe - denselben Impedanzverlauf beschreibt. Das bedeutet zugleich, dass die skalierte Parametergruppe dieselbe Resonanzfrequenz wie der ursprüngliche Transponder besitzt. Es ist also möglich, die „loaded” Resonanzfrequenz zu berechnen, wenn sich eine skalierte Parametergruppe für den „loaded” Zustand berechnen lässt. Da im „loaded” Zustand die Impedanz nur bei der festen Betriebsfrequenz gemessen werden kann, liefert diese Messung nicht genügend Informationen, um die gewünschte skalierte Parametergruppe zu ermitteln. Berücksichtigt man jedoch, dass die Parameter der Schleifenantenne und die Gegeninduktivität nicht von dem Transponder-Zustand abhängig sind und ein Sweep im „unloaded” Zustand wegen des geringen nicht-linearen Effektes durchführbar ist, können zusätzliche Informationen durch Messung der Impedanz im „unloaded” Zustand gewonnen werden. Dieses Konzept wird im Folgenden durch mathematische Herleitung geprüft.

Zuerst soll geprüft werden, ob es skalierte Parametergruppen gibt, die denselben Impedanzverlauf wie die ursprüngliche Parametergruppe wiedergibt.

Nehmen wir an, dass der Aufbau die folgenden Parameter hat:  $L_s, R_s, M, C_L$  und  $R_{IC,L}$ . Der Index  $L$  kennzeichnet den „unloaded” Zustand. Falls es eine skalierte Gruppe:  $L_{s2}, R_{s2}, M_2, C_{L2}$  und  $R_{IC,L2}$  gibt, die genau dieselbe Kurve beschreibt, dann ergibt sich durch Gleichsetzen des Realteils der Impedanz:

### 5.4.1 Theoretische Analyse

$$\frac{\omega^2 M^2 \left( \frac{1 + \frac{R_s}{R_{IC,L}}}{R_{IC,L}} + \omega^2 C_L^2 R_s \right)}{\left( 1 + \frac{R_s}{R_{IC,L}} - \omega^2 L_s C_L \right)^2 + \omega^2 \left( \frac{L_s}{R_{IC,L}} + C_L R_s \right)^2} = \frac{\omega^2 M_2^2 \left( \frac{1 + \frac{R_{s2}}{R_{IC,L2}}}{R_{IC,L2}} + \omega^2 C_{L2}^2 R_{s2} \right)}{\left( 1 + \frac{R_{s2}}{R_{IC,L2}} - \omega^2 L_{s2} C_{L2} \right)^2 + \omega^2 \left( \frac{L_{s2}}{R_{IC,L2}} + C_{L2} R_{s2} \right)^2} \quad \forall \omega$$

Da diese Gleichung für alle  $\omega$  Werte gelten soll, muss der einzelne Term in der Gleichung, welcher  $\omega$  enthält, gleich sein:

$$M^2 \left( \frac{1 + \frac{R_s}{R_{IC,L}}}{R_{IC,L}} \right) = M_2^2 \left( \frac{1 + \frac{R_{s2}}{R_{IC,L2}}}{R_{IC,L2}} \right) \quad (5.19)$$

$$M^2 C_L^2 R_s = M_2^2 C_{L2}^2 R_{s2} \quad (5.20)$$

$$\frac{R_s}{R_{IC,L}} = \frac{R_{s2}}{R_{IC,L2}} \quad (5.21)$$

$$L_s C_L = L_{s2} C_{L2} \quad (5.22)$$

$$\frac{L_s}{R_{IC,L}} + C_L R_s = \frac{L_{s2}}{R_{IC,L2}} + C_{L2} R_{s2} \quad (5.23)$$

Nehmen wir an, dass der Parameter  $R_{s2}$  eine skalierte Version des richtigen Parameters  $R_s$  ist, wobei  $R_{s2} = a \cdot R_s$  und  $a$  eine Konstante ungleich null ist. Aus Gleichung (5.21) ergibt sich:

$$R_{IC,L2} = a \cdot R_{IC,L} \quad (5.24)$$

Einsetzen der beiden Verhältnisse in Gleichung (5.19) führt zu:

$$M_2 = \sqrt{a} \cdot M \quad (5.25)$$

Aus Gleichung (5.20) folgt:

$$C_{L2} = \frac{C_L}{a} \quad (5.26)$$

Aus Gleichung (5.22) ergibt sich:

$$L_{s2} = a \cdot L_s \quad (5.27)$$

Unter Verwendung vier der fünf Gleichungen, (5.19), (5.20), (5.21) und (5.22), ist das Verhältnis zwischen den beiden Gruppen definiert. Durch Einsetzen der Verhältnisse in Gleichung (5.23) wird schnell ersichtlich, dass auch diese Gleichung erfüllt ist. Das bedeutet, dass beide Parametergruppen tatsächlich dieselbe Kurve beschreiben. Da die Skalierungskonstante  $a$  frei wählbar ist, gibt es eine unendliche Anzahl von skalierten Parametergruppen. Um zusätzliche Information über den Transponder zu erhalten, kann demzufolge der Transponder beim „unloaded“ Zustand mit der normalen  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode gemessen

### 5.4.1 Theoretische Analyse

werden, da durch die geringe Aussteuerung der nichtlineare Effekt gering gehalten und vernachlässigt werden kann. Aus der auf diese Weise generierten Impedanzkurve lässt sich eine skalierte Parametergruppe ermitteln, z.B. durch die „curve fitting“-Methode.

Als nächstes soll geprüft werden, ob mit der skalierten Parametergruppe im „unloaded“ Zustand und der gemessenen Impedanz bei 13,56 MHz im „loaded“ Zustand eine skalierte Parametergruppe im „loaded“ Zustand gewonnen werden kann.

Auf Basis des Ersatzschaltbildes der  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode, das in Abbildung 5.1 dargestellt ist, erfolgt die folgende Analyse.

Der Unterschied zwischen dem „unloaded“ und dem „loaded“ Zustand liegt in der Impedanz des IC's. Das bedeutet, dass sich die Parameter  $C$  und  $R_{IC}$  dabei verändern und die anderen drei Parameter  $L_s$ ,  $R_s$  und  $M$  unverändert bleiben.

Bei der  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode wird die komplexe gekoppelte Impedanz  $\underline{Z}$  gemessen. Für jeweils den Real- und Imaginärteil kann eine Gleichung aufgestellt werden:

$$R_z = \text{Re}\{\underline{Z}\} = \frac{\omega^2 M^2 \left( \frac{1 + \frac{R_s}{R_{IC}}}{R_{IC}} + \omega^2 C^2 R_s \right)}{\left( 1 + \frac{R_s}{R_{IC}} - \omega^2 L_s C \right)^2 + \omega^2 \left( \frac{L_s}{R_{IC}} + C R_s \right)^2} \quad (5.28)$$

$$I_z = \text{Im}\{\underline{Z}\} = \frac{\omega^3 M^2 \left[ C (1 - \omega^2 L_s C) - \frac{L_s}{R_{IC}^2} \right]}{\left( 1 + \frac{R_s}{R_{IC}} - \omega^2 L_s C \right)^2 + \omega^2 \left( \frac{L_s}{R_{IC}} + C R_s \right)^2} \quad (5.29)$$

Mit diesen zwei Gleichungen können die zwei Parameter  $C$  und  $R_{IC}$  berechnet werden:

$$R_{IC} = \frac{M^4 \omega^4 + 2I_z M^2 L_s \omega^3 + L_s^2 \omega^2 I_z^2 + L_s^2 \omega^2 R_z^2 - 2M^2 \omega^2 R_z R_s + I_z^2 R_s^2 + R_z^2 R_s^2}{M^2 \omega^2 R_z - R_z^2 R_s - I_z^2 R_s} \quad (5.30)$$

$$C = \frac{M^2 \omega I_z + R_z^2 L_s + I_z^2 L_s}{M^4 \omega^4 + 2I_z M^2 L_s \omega^3 + L_s^2 \omega^2 I_z^2 + L_s^2 \omega^2 R_z^2 - 2M^2 \omega^2 R_z R_s + I_z^2 R_s^2 + R_z^2 R_s^2} \quad (5.31)$$

Die aus dem „unloaded“ Zustand gewonnenen skalierten Parameter sind:  $L_{s2} = a \cdot L_s$ ,  $R_{s2} = a \cdot R_s$  und  $M_2 = \sqrt{a} \cdot M$ . Durch Einsetzen der Parameter  $L_{s2}$ ,  $R_{s2}$  und  $M_2$  in die Gleichungen (5.30) und (5.31) erhalten wir  $R_{IC,H2}$  und  $C_{H2}$ .

$$R_{IC,H2} = \frac{M_2^4 \omega^4 + 2I_z M_2^2 L_{s2} \omega^3 + L_{s2}^2 \omega^2 I_z^2 + L_{s2}^2 \omega^2 R_z^2 - 2M_2^2 \omega^2 R_z R_{s2} + I_z^2 R_{s2}^2 + R_z^2 R_{s2}^2}{M_2^2 \omega^2 R_z - R_z^2 R_{s2} - I_z^2 R_{s2}} = a \cdot R_{IC,H}$$

$$C_{H2} = \frac{M_2^2 \omega I_z + R_z^2 L_{s2} + I_z^2 L_{s2}}{M_2^4 \omega^4 + 2I_z M_2^2 L_{s2} \omega^3 + L_{s2}^2 \omega^2 I_z^2 + L_{s2}^2 \omega^2 R_z^2 - 2M_2^2 \omega^2 R_z R_{s2} + I_z^2 R_{s2}^2 + R_z^2 R_{s2}^2} = \frac{C_H}{a}$$

Aus dem Ergebnis ist ersichtlich, dass die Kombination einer skalierten Parametergruppe  $L_{s2}$ ,  $R_{s2}$  und  $M_2$  mit der gemessenen Impedanzparameter  $R_z$  und  $I_z$  zu einer skalierten Version der richtigen IC-Parameter  $R_{IC,H}$  und  $C_H$  führt. Dabei ist der Skalierungsfaktor  $a$  identisch, was bedeutet, dass eine vollständige skalierte Parametergruppe für den „loaded“ Zustand, bestehend aus  $L_{s2}$ ,  $R_{s2}$ ,  $M_2$ ,  $R_{IC,H}$  und  $C_H$ , vorliegt. Anhand der vorherigen

## 5.4.2 Messschritte

---

Analyse soll diese Parametergruppe Information über die richtige Resonanzfrequenz im „loaded“ Zustand besitzen. Das ist durch die folgenden Formel auch bestätigt:

$$\omega_{res2} = \sqrt{\frac{1}{L_{s2}C_{H2}}} \sqrt{1 + \frac{R_{s2}}{R_{IC,H2}}} = \sqrt{\frac{1}{a \cdot L_s \cdot \frac{C_H}{a}}} \sqrt{1 + \frac{a \cdot R_s}{a \cdot R_{IC,H}}} = \sqrt{\frac{1}{L_s C_H}} \sqrt{1 + \frac{R_s}{R_{IC,H}}} = \omega_{res}$$

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass durch diese Kombinationsmethode die richtige Resonanzfrequenz festgestellt werden kann. Da die Vorgehensweise aus zwei Schritten besteht, die jeweils den „unloaded“ und „loaded“ Zustand haben, wird diese neuartige Methode „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode genannt. Die unterschiedlichen Probleme, die in den vorherigen Abschnitten aufgezeigt wurden und auf die Nichtlinearität des Transponders zurückzuführen sind, werden durch diese neuartige Methode gelöst, wie im folgenden Abschnitt erläutert ist.

## 5.4.2 Messschritte

Die „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode besteht aus drei Schritten.

Schritt 1:

Im ersten Schritt wird der Transponder mit der normalen  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode gemessen. Dabei ist es wichtig, die Aussteuerungspegel möglichst niedrig zu halten. Unter dieser Bedingung arbeitet der IC nicht. Da die Spannung über dem IC sehr klein ist, arbeitet der Eingangsgleichrichter auch nicht und somit ist der nichtlineare Effekt des IC's minimiert. Die Impedanz des IC's ist fast konstant, da die Spannungsänderung über dem IC sehr gering ist. Ein anderer Vorteil ist, dass der IC das Sweepsignal nicht als Manipulationssignal behandeln kann, da er noch nicht arbeitet.

Schritt 2:

Im zweiten Schritt wird derselbe Messaufbau verwendet. Die Aussteuerungspegel wird jedoch erhöht, so dass sich der Transponder in einem definierten Betriebszustand befindet. Dabei ist es wichtig, dass kein Sweepsignal verwendet wird. Die Impedanz wird nur an einem einzigen Frequenzpunkt gemessen, nämlich bei der Betriebsfrequenz 13,56 MHz. Unter dieser Bedingung arbeitet der IC normal und zeigt ein nichtlineares Verhalten. Da es bei dieser Messung nur ein einziges Anregungssignal bei einer festen Frequenz gibt, treten die Probleme der vorher analysierten Methoden nicht auf. Der Betriebszustand variiert nicht, da kein Sweep durchgeführt wird. Es gibt auch kein Problem wegen der Mischung zweier Signale. Der IC akzeptiert das Signal, da es bei der Betriebsfrequenz auftritt. Im Vergleich zum Schritt 1 ändert sich die Impedanz des IC's, allerdings bleiben die Parameter der Schleifenantenne  $L_s$  und  $R_s$ , und die Gegeninduktivität  $M$  unverändert.

Schritt 3:

Durch die „curve fitting“-Methode kann eine skalierte Parametergruppe aus Schritt 1 für den „unloaded“ Zustand generiert werden. Zusammen mit den Gleichungen (5.30) und (5.31) wird eine skalierte Parametergruppe für den „loaded“ Zustand gewonnen. Daraus lässt sich die „loaded“ Resonanzfrequenz direkt berechnen.

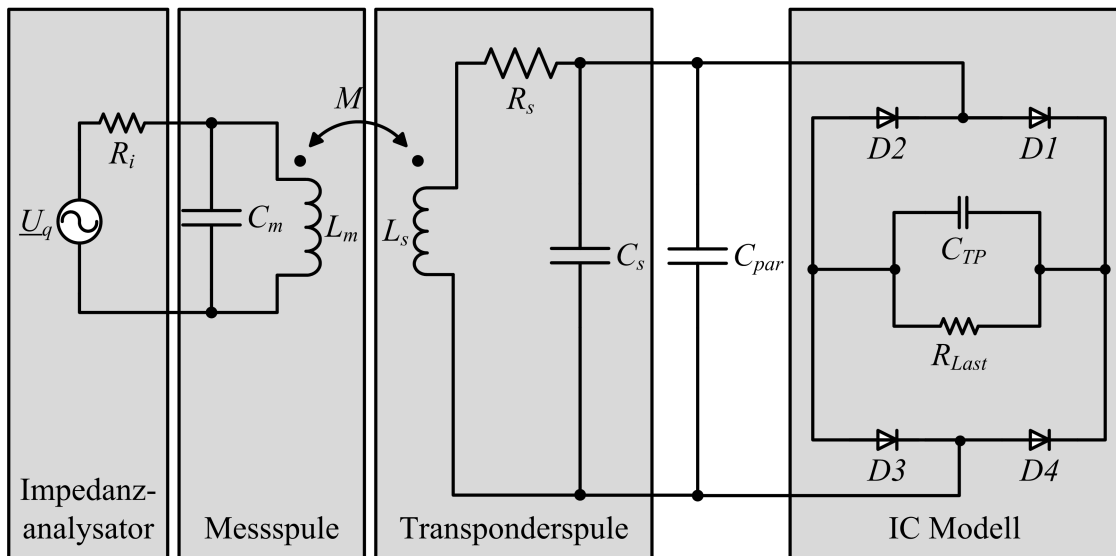
Die Genauigkeit dieser neuartigen Methode wird im nächsten Kapitel durch Messungen verifiziert.



### 5.4.3 Verifikation durch Messung

Da in den bisherigen Untersuchungen festgestellt wurde, dass die „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode die einzige Messmethode ist, die unter Berücksichtigung der Nichtlinearität des Transponders richtig arbeitet, kann keine Messmethode als Referenzmethode verwendet werden. Stattdessen wird bei dieser Verifikation auf Simulationsdaten zurückgegriffen. Deshalb wird zuerst die Genauigkeit des Simulators geprüft. Als Messobjekt wird wie in den vorherigen Untersuchungen ein Referenztransponder gewählt, da ein Modell eines kommerziellen IC's nicht zur Verfügung steht. Der Referenztransponder, der in Abbildung 4.13 schon gegeben ist, besteht aus einer Schleifenantenne, einem Brückengleichrichter, einer Glätterungskapazität und einem Lastwiderstand.

Der Messaufbau der „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode ist identisch mit dem bei der  $\text{Re}\{Z\}$ -Messmethode (siehe Abbildung 5.1). Um den kompletten Aufbau in dem Simulator nachbilden zu können, werden die Messspule, die Transponderspule, die Genkopplung zwischen den beiden Spulen, die parasitären Kapazitäten (z.B. die der SMA Buchse), die Glätterungskapazität und der Lastwiderstand entsprechend gemessen. Die gemessenen Daten werden ins Simulationsmodell (siehe Abbildung 5.22) eingetragen. Sie lauten:  $C_m = 10,6 \text{ pF}$ ,  $L_m = 1,126 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $L_s = 2,24 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $R_s = 5,3 \text{ }\Omega$ ,  $C_s = 7,33 \text{ pF}$ ,  $M = 0,699 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_{par} = 2,9 \text{ pF}$ ,  $C_{TP} = 3440 \text{ pF}$ ,  $R_{Last} = 2194 \text{ }\Omega$ .



**Abbildung 5.22:** Simulationsmodell der „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode

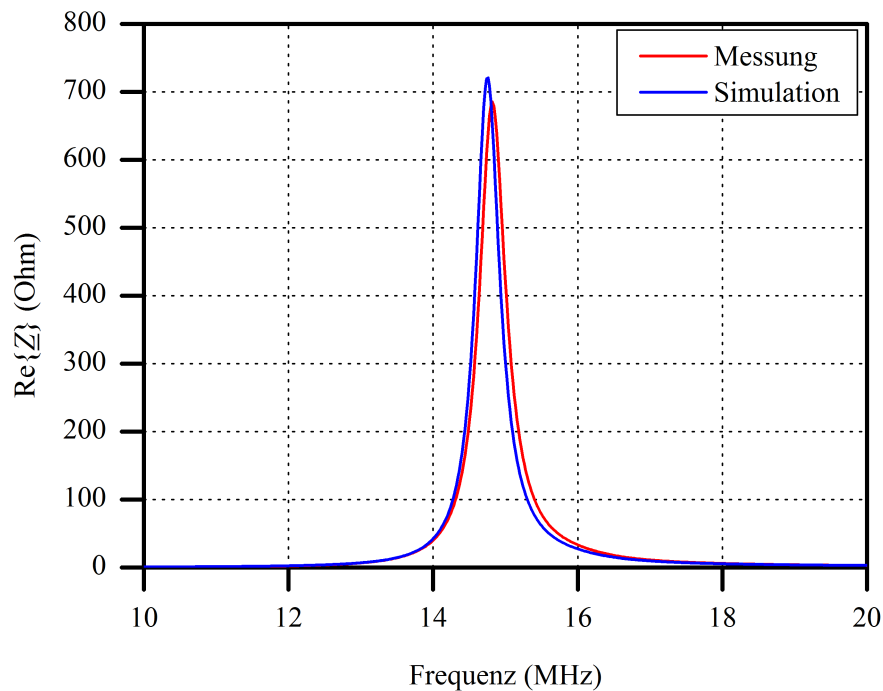
Da bei der „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode Messungen bei zwei unterschiedlichen Aussteuerungspegeln durchgeführt werden, werden in dem Simulator ebenfalls zwei Pegeln definiert, die entsprechend der im verwendeten Agilent E4991A Impedanzanalysator eingestellten gewählt sind. In Schritt 1 soll die Aussteuerung klein sein, damit der nichtlineare Effekt vernachlässigbar bleibt. Sie darf jedoch nicht zu klein gewählt werden, da sonst die gemessene Kurve rauscht, was einen negativen Einfluss auf die Genauigkeit der durch „curve fitting“ gewonnenen Parameter hat. Basierend auf Erfahrungswerten wird ein Pegel von  $-20 \text{ dBm}$  gewählt. In Schritt 2 soll die Aussteuerung deutlich höher

### 5.4.3 Verifikation durch Messung

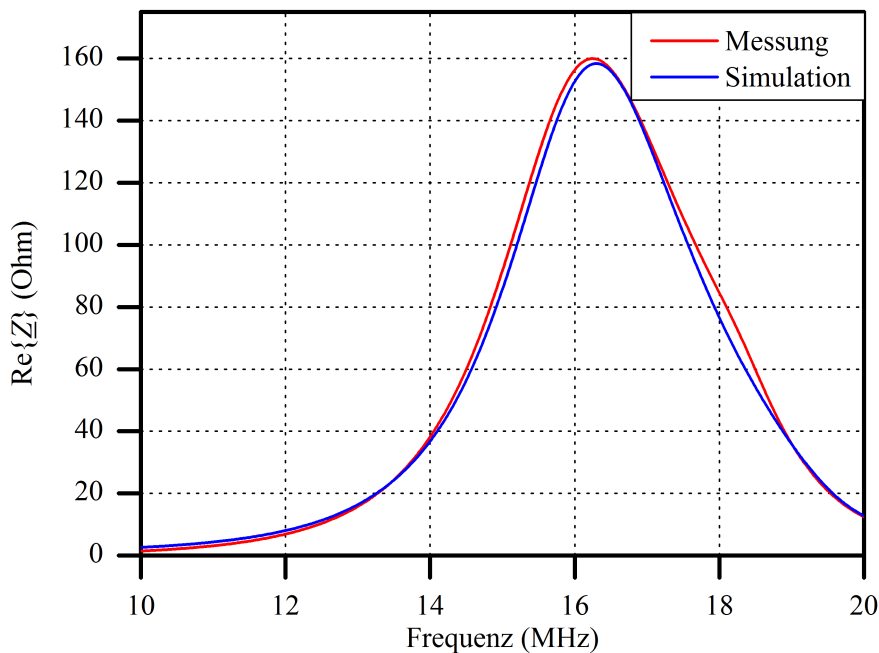
---

sein, damit der nichtlineare Effekt deutlich hervortritt. Entsprechend dem Maximalpegel des internen Generators des Impedanzanalysators wird hier 1 dBm gewählt.

Bei diesen beiden Aussteuerungen wird die  $\text{Re}\{Z\}$ -Messung durchgeführt und entsprechend simuliert. Die gewonnenen Kurven sind in Abbildung 5.23 und Abbildung 5.24 dargestellt.



**Abbildung 5.23:** Gemessene und simulierte  $\text{Re}\{Z\}$ -Kurven bei -20 dBm Generatorpegel



**Abbildung 5.24:** Gemessene und simulierte  $\text{Re}\{Z\}$ -Kurven bei 1 dBm Generatorpegel

Die gute Übereinstimmung der gemessenen und simulierten Kurven zeigt, dass der Messaufbau durch den Simulator gut nachgebildet werden kann und somit die Simulationsdaten für die weitere Verifikation als Referenz angewendet werden können.

Auf Basis der gemessenen und simulierten Werten kann jetzt mit drei verschiedenen Methoden die Resonanzfrequenz festgestellt werden:

1. Die  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode: Die Resonanzfrequenz kann direkt aus der  $\text{Re}\{Z\}$ -Kurve entnommen werden. Aus Abbildung 5.23 wird deutlich, dass die Resonanzfrequenz bei einem Generatorpegel von -20 dBm 14,82 MHz beträgt. Abbildung 5.24 zeigt, dass die Resonanzfrequenz bei einem Generatorpegel von 1 dBm bei 16,24 MHz liegt.
2. Simulation: Über Simulation kann die Impedanz des IC-Modells bei der Grundwelle ermittelt werden. Unter Verwendung dieser Impedanz und der bekannten Daten der Transponderspule kann die Resonanzfrequenz berechnet werden. Für den -20 dBm-Fall entspricht die Impedanz einer Parallelschaltung einer Kapazität von 41,662 pF und eines Widerstands von 142,59 k $\Omega$ . Daraus ergibt sich eine Resonanzfrequenz von 14,76 MHz. Interessant ist hier, dass auch die simulierte  $\text{Re}\{Z\}$ -Kurve den Peak bei 14,76 MHz hat. Das bestätigt den Ansatz, dass bei einer sehr geringen Aussteuerung die Nichtlinearität noch keinen großen Einfluss hat und somit auch die auf dem linearen Ansatz basierende  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode gut geeignet ist. Für den 1 dBm-Fall kann auf ähnliche Weise die Impedanz des IC-Modells ermittelt werden:  $C_{IC} = 36,254$  pF,  $R_{IC} = 2493,4$   $\Omega$ . Somit ergibt sich eine Resonanzfrequenz von 15,61 MHz. Im Gegensatz dazu liegt der Peak der  $\text{Re}\{Z\}$ -Kurve bei

16,30 MHz. Dieser deutliche Unterschied ist auf die Nichtlinearität des Transponders zurückzuführen.

- Die „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode: Die Auswertung der Messdaten ist in zwei Teile unterteilt: zuerst wird die aus Schritt 1 gewonnene Impedanzkurve verwendet. Mit der „curve fitting“-Methode wird eine skalierte Version der Parameter  $R_s$ ,  $L_s$  und  $M$  ermittelt. Dann wird die Impedanz bei 13,56 MHz verwendet, die in Schritt 2 mit der höheren Aussteuerung gemessen wurde. Zusammen mit Hilfe der Gleichungen (5.30) und (5.31) kann eine skalierte Version der IC-Impedanz berechnet werden. Anschließend wird mit Gleichung (2.25) die Resonanzfrequenz berechnet. Diese Schritte sind in Matlab implementiert. Mit dem Matlabprogramm wurde eine Resonanzfrequenz von 15,63 MHz ermittelt.

Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.2 zusammengefasst.

	Re $\{Z\}$ -Methode (MHz)	Simulation (MHz)	„unloaded-loaded“ Kombinationsmethode (MHz)
Resonanzfrequenz (Generatorpegel 1dBm)	16,24	15,61	15,63

**Tabelle 5.2:** Vergleich der Resonanzfrequenzen ermittelt durch verschiedene Methoden

Aus Tabelle 5.2 wird deutlich, dass das Ergebnis der „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode dicht beim Sollwert liegt, welcher durch Simulation ermittelt wurde. Die Differenz zwischen den beiden Werten beträgt 0,02 MHz. Im Vergleich zum Ergebnis der Re  $\{Z\}$ -Methode, welches 0,63 MHz vom Sollwert entfernt ist, wird durch die „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode eine deutlich bessere Genauigkeit erreicht. Das bestätigt das Fazit der theoretischen Analyse, dass die „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode für die Messung der Resonanzfrequenz eines RFID-Transponders gut geeignet ist, da sie nicht, wie andere Methoden, an nichtlinearen Effekten scheitert.

## 5.5 Zusammenfassung

Performancekontrolle ist ein wichtiger Schritt in einem Designprozess. Um die Performance eines Transponders zu prüfen, werden relevante Parameter durch Messungen erfasst. Einer der wichtigsten Parameter ist die Resonanzfrequenz des Transponders. Dieses Kapitel beschäftigt sich deshalb ausführlich mit der Messung dieser Resonanzfrequenz.

Zuerst werden zwei in der Industrie verbreitete Messmethoden, die Re  $\{Z\}$ -Methode und das Rauschmessverfahren, analytisch untersucht. Die mit diesen Methoden gemessene Resonanzfrequenz wird mit der Resonanzfrequenz nach der Definition verglichen. Dabei stellt sich heraus, dass die Re  $\{Z\}$ -Methode ein genaueres, von dem Messaufbau unabhängiges Ergebnis liefert.

Um die Abhängigkeit von vektorielement messenden Geräten zu eliminieren, wird anschließend eine neuartige Übertragungsfunktionsmethode entwickelt, die mit skalaren Messgeräten auskommt. Diese neue Methode wird zuerst analytisch untersucht und dann durch

Messung verifiziert. Dafür wurde eine Testplatine entworfen und ein Testsetup ähnlich wie im ISO/IEC 10373-6 aufgebaut. Sowohl die analytische Ableitung als auch das Messergebnis bestätigen die Genauigkeit dieser neuen Methode.

Ein kommerzieller Transponderchip hat nichtlineare Eigenschaften. Diese Nichtlinearität führt dazu, dass seine Resonanzfrequenz von der Aussteuerung abhängig ist. So wird in der Industrie zwischen zwei Resonanzfrequenzen unterschieden: die „unloaded“ Resonanzfrequenz wird bei einer niedrigeren Aussteuerung gemessen, bei der der IC noch nicht arbeitet. Die „loaded“ Resonanzfrequenz, welche unter einer höheren Aussteuerung gemessen wird, kennzeichnet die Eigenschaft des Transponders, wenn er im Arbeitszustand ist. Die theoretische Analyse zeigt, dass es nicht möglich ist, aus der Messung der „unloaded“ Resonanzfrequenz die „loaded“ Resonanzfrequenz festzustellen. So ist eine geeignete Messmethode erforderlich, um die „loaded“ Resonanzfrequenz ermitteln zu können. Da die Aussteuerung groß ist, hat der nichtlineare Effekt einen großen Einfluss und sollte zur Erhöhung der Messgenauigkeit berücksichtigt werden.

Zuerst werden zwei Ansätze untersucht. Im ersten Ansatz speist ein großes Sweepsignal den Transponder und generiert dabei die Messkurve. Im zweiten Ansatz speist ein großes Signal mit einer festen Frequenz den Transponder, während ein zusätzliches kleines Sweepsignal für die Generierung der Messkurve sorgt. Beide Ansätze sind analysiert und zeigen Schwächen im Umgang mit den nichtlinearen Effekten des Transponders. Auf Basis der Analyse wird eine dritte Methode entwickelt, die ein besonderes Merkmal hat: bei der höheren Aussteuerung wird mit einem einzigen Signal an der festen Betriebsfrequenz, nämlich 13,56 MHz, gemessen. Somit lassen sich die Schwächen der ersten Ansätze vermeiden. Um aus diesem einzigen Messpunkt die „loaded“ Resonanzfrequenz dennoch zu ermitteln, werden die Messdaten bei einer separaten Messung mit einer kleineren Aussteuerung verwendet. Eine geschickte Kombination dieser zwei Schritte liefert die richtige „loaded“ Resonanzfrequenz. Diese neuartige Messmethode, die wegen ihres Ablaufs als „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode bezeichnet ist, ist durch eine Messung verifiziert. Dabei werden Simulationsdaten als Referenz und  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode als Vergleichsmethode verwendet. Das Ergebnis zeigt, dass die „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode eine hohe Genauigkeit aufweist und für die Messung der „loaded“ Resonanzfrequenz besser geeignet als die auf einem linearen Modell basierte Methode (z.B. die  $\text{Re}\{\underline{Z}\}$ -Methode), ist.

# Kapitel 6

## Zusammenfassung

Der RFID-Markt erlebt in den letzten Jahren eine rasche Entwicklung und das Einsatzgebiet der RFID-Technik wächst rasant. Die vielfältigen Anwendungen von HF-RFID-Systemen und die Anforderung an sehr kurze Entwicklungszyklen stellen eine große Herausforderung für Transponderentwickler dar. Nur mit einem sehr effizienten Verfahren ist ein erfolgreicher Transponderentwurf möglich.

Die vorliegende Abhandlung liefert einen Beitrag zur Verbesserung des Designverfahrens von Transpondern. Zu dem Verfahren gehören Entwurf, Optimierung und Messung von Transpondern. In der Entwurfsphase ist es zunächst notwendig, eine Schleifenantenne für einen spezifischen IC zu dimensionieren. Die gewählte Antennengeometrie kann in der Optimierungsphase anhand der Vorgabe eines bestimmten Ziels optimiert werden. Nach der Optimierung erfolgt typisch die Herstellung eines Transponderprototyps und dessen Vermessung.

Ein RFID-Transponder besteht hauptsächlich aus einer Schleifenantenne und einem IC. Da Transponderentwickler wenig Einfluss auf den Aufbau des IC's haben, ist die Entwicklungsarbeit auf die Schleifenantenne fokussiert und das Designziel ist, eine optimale Schleifenantenne für einen gegebenen IC zu entwickeln. In dem für HF-RFID relevanten Frequenzbereich kann eine Schleifenantenne mit drei Komponenten präzise modelliert werden: dem ohmschen Widerstand  $R_s$ , der Selbstinduktivität  $L_s$ , und der Streukapazität  $C_p$ . Die genaue Berechnung dieser drei Komponenten aus einer gegebenen Antennengeometrie ist entscheidend für den weiteren Designvorgang. Die in der Industrie verbreiteten Rechenalgorithmen sind entweder zu komplex oder leiden an mangelnder Genauigkeit. Somit sind nach dem Stand der Technik mehrere Iterationen bei der Dimensionierung notwendig. Wegen der vielen Iterationen ist dieser Prozess sowohl zeit- als auch kostenintensiv. Um dies zu verbessern sind neue Formeln notwendig, die sowohl einfach als auch präzise sind. In dieser Arbeit wurden verschiedene aus der Literatur bekannte Ansätze auf ihre Verwendbarkeit für diesen Zweck geprüft und bewertet. Der in dieser Arbeit gewählte Ansatz verwendet für jedes Element des Ersatzschaltbildes einen auf einem stark vereinfachten Geometriemodell basierenden analytisch berechenbaren Formelprototypen. Dieser wird anschließend durch Korrekturterme erweitert, um die komplexe Geometrie zu berücksichtigen. Die Korrekturterme werden dann durch „curve fitting“ ermittelt, was wiederum eine geeignete Datenbasis voraussetzt. In dem zu untersuchenden Parameterraum werden als Stützpunkte geeignete Antennengeometrien ausgewählt und de-

ren Eigenschaften durch Simulation berechnet. Dieser Weg hat sich als vielversprechend erwiesen, da anhand von Voruntersuchungen die Qualität der Simulationsergebnisse als ausreichend genau eingestuft werden konnte und sich durch parametrisierte Geometriemodelle eine Vielzahl von Stützpunkten einfach erzeugen ließ. Diese Antennen werden dann durch Messungen oder Simulationen untersucht, um die Datenbasis zu konstruieren. Die auf diesem Ansatz neu entwickelten Formeln wurden anschließend durch Messungen verifiziert. Der Hauptparameter, die Induktivität der Schleifenantenne, lässt sich mit einem relativen Fehler von weniger als 3 Prozent berechnen. Für die anderen zwei Parameter, nämlich die Kapazität und den Widerstand, ist der relative Fehler auch entsprechend der Zielanforderung weniger als 10 Prozent. Zusammenfassend erfüllen die neu entwickelten Formeln die Zielvorgabe vollständig, denn sie sind einerseits so einfach aufgebaut, dass sie in Rechenprogrammen einfach implementiert werden können und haben andererseits eine so gute Genauigkeit, dass sich Iterationen bei der Entwicklung deutlich vermindern und teilweise ganz vermeiden lassen. Dank dieser zwei Eigenschaften kann die Transponderentwicklung deutlich effizienter verlaufen. Mit einem selbst implementierten Programm namens „Coil calculator“ lässt sich eine Schleifenantenne sogar innerhalb wenigen Sekunden dimensionieren.

Auf Basis der neu entwickelten Formeln wurde anschließend ein Optimierungsverfahren entwickelt. Bei der Transponderentwicklung wird für eine bestimmte Applikation häufig eine Resonanzfrequenz von dem Chiphersteller oder der Standardisierungsgruppe vorgeschlagen. Aus der bekannten IC-Eingangskapazität lässt sich dann eine Zielinduktivität berechnen. In dem Dimensionierungsvorgang wird eine Schleifenantenne ausgewählt, die diese Induktivität aufweist. Da es im Allgemeinen viele verschiedene Schleifenantennen gibt, die dieselbe Induktivität besitzen aber sich in den anderen Parametern unterscheiden, besteht die Möglichkeit, eine optimale Konstruktion zu wählen. Dafür wird zuerst ein Zielparameter definiert, der optimiert werden soll. Mit den neu entwickelten Formeln lässt sich dieser Parameter als eine Funktion der Antennengeometrie beschreiben und damit optimieren. Für die messtechnische Kontrolle der Optimierung wurde die Ansprechfeldstärke als Zielparameter ausgewählt. Die in dieser Arbeit erzielten Messergebnisse stimmen mit den berechneten gut überein.

Im industriellen Entwurfsprozess eines Transponders wird die Eingangsimpedanz des IC's in der Regel durch eine Parallelschaltung einer Kapazität und eines Widerstands nachgebildet, deren Werte in der Regel als Funktion des Messpegels angegeben sind. Aus der Theorie nichtlinearer Schaltungen ist bekannt, dass die Eingangsimpedanz des nichtlinearen Schaltkreises auch von der angeschlossenen Schleifenantenne abhängig ist. Zur Lösung dieses Problems wurden einige für die Analyse nichtlinearer Schaltungen verbreitete Ansätze untersucht. Da diese Ansätze für eine analytische Untersuchung des HF-RFID-Transponders nur begrenzt einsetzbar sind, wird ein Verfahren vorgeschlagen, das auf Matlab-unterstützten Schaltungssimulationen basiert. Die in der Modellierungsphase entwickelten Formeln werden in Matlab implementiert. Somit wird die Schleifenantenne durch das Matlabprogramm analysiert, das wiederum die berechneten Parameter dem Schaltungssimulator übergibt, so dass der Transponder als eine Einheit im Simulator simuliert werden kann. Vorteil dieses Verfahrens ist einerseits die gute Effizienz, da es durch Verwendung der Formeln auf EM-Simulationen verzichten kann, andererseits wird durch die Simulation des IC's zusammen mit der Schleifenantenne auch der nichtli-

neare Effekt mitberücksichtigt. In der zur Verifikation durchgeführten Messreihe konnte eine von der angeschlossenen Schleifenantenne abhängige IC-Impedanzkurve festgestellt werden, die der durch Simulation ermittelten Kurve ähnelt. Das bestätigt das Ergebnis der theoretischen Analyse.

Nachdem ein Transponder entwickelt wird, folgt in der Regel eine messtechnische Verifikation, um zu prüfen, ob die Performance des Transponders das Designziel erfüllen kann. Dafür werden Prototypen hergestellt und gemessen. Ein häufig verwendeter Parameter für die Charakterisierung der Performance eines Transponders ist dessen Resonanzfrequenz, welche in dem Designprozess wegen ihrer Relevanz häufig als Nebenbedingung vorausgesetzt wird. Die zwei in der Industrie etablierten Methoden, nämlich die  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode und das Rauschmessverfahren werden analytisch untersucht. Das Ergebnis zeigt, dass die  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode im Gegensatz zu dem Rauschmessverfahren unabhängig von dem Messaufbau arbeitet und die ermittelte Resonanzfrequenz mit der definierten Resonanzfrequenz sehr gut übereinstimmt. Da die  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode jedoch ein vektorielles Impedanzmessgerät voraussetzt, wird ein weiteres Messverfahren entwickelt. Die Zielsetzung ist dabei, nur skalare Messgeräte verwenden zu müssen. Die neu entwickelte Übertragungsfunktion-Methode erfüllt diese Zielsetzung. Sie benötigt nur einen Signalgenerator und ein Oszilloskop und liefert dennoch gute Ergebnisse. All diese Methoden basieren auf einem linearen Modell des IC's. Der Einfluss der nichtlinearen Eigenschaft des IC's auf die Messmethoden wird durch Simulationen und analytische Ansätze untersucht. Es stellt sich heraus, dass die Ergebnisse, die diese Methoden liefern, durch die Nichtlinearität des IC's beeinflusst werden und somit die Resonanzfrequenz nicht gut wiedergeben können. Auf Basis der Analyse wird eine neuartige Messmethode, die „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode, vorgestellt, auf die die Nichtlinearität keinen Einfluss hat. Diese Methode vermeidet Großsignalsweeps und die Mischung von mehreren Signalen und minimiert somit den Einfluss der nichtlinearen Effekte. Die Messung eines Referenztransponders zeigt, dass die „unloaded-loaded“ Kombinationsmethode die Resonanzfrequenz eines Transponders bei einer höheren Aussteuerung sehr gut wiedergibt. Ein Vergleich mit dem Ergebnis der  $\text{Re}\{Z\}$ -Methode zeigt eine deutliche Erhöhung der Messgenauigkeit.

Abschließen verbleibt damit anzumerken, dass die in dieser Arbeit neu entwickelten Formeln sich im Gegensatz zu den herkömmlichen Formeln als gute Hilfsmittel für Transponderentwickler eignen. Diese Formeln beschleunigen einerseits den Designprozess, andererseits öffnen sie die Tür zur Optimierung eines Transponders. Auch unter Berücksichtigung der Nichtlinearität eines IC's lassen sich die Formeln gut verwenden, indem sie in eine Matlab-unterstützte Schaltungssimulation integriert werden. Für die Charakterisierung eines Transponders wird in dieser Arbeit eine neuartige Messmethode entwickelt, die die „loaded“ Resonanzfrequenz eines Transponders mit hoher Genauigkeit messen kann.



# Literaturverzeichnis

- [1] *A Basic Introduction to RFID Technology and its Use in the Supply Chain.*  
[http://www.ship2save.com/page\\_images/wp\\_printronic\\_rfid\\_supplychain.pdf](http://www.ship2save.com/page_images/wp_printronic_rfid_supplychain.pdf).
- [2] *Agilent | Overview: Advanced Design System (ADS).* <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?nid=-34346.0.00\&cc=US\&lc=eng>.
- [3] *Ansoft - HFSS.* <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>.
- [4] *Ansoft - Maxwell.* <http://www.ansoft.com/maxwell/>.
- [5] *Curve Fitting by Polynomials.* [http://www.statistics4u.info/fundstat\\_eng/ee\\_curvefit\\_poly.html](http://www.statistics4u.info/fundstat_eng/ee_curvefit_poly.html).
- [6] *Elektrodynamik.* [http://www.fet.at/mappen/userupload/elektrodynamik\\_24.\\_09.\\_2003.pdf](http://www.fet.at/mappen/userupload/elektrodynamik_24._09._2003.pdf).
- [7] *HF RFID - the Great Leap Forward.* [http://www.idtechex.com/research/articles/hf\\_rfid\\_the\\_great\\_leap\\_forward\\_00000826.asp](http://www.idtechex.com/research/articles/hf_rfid_the_great_leap_forward_00000826.asp).
- [8] *IDTechEx RFID Market projections 2008 to 2018.* [http://rfid.idtechex.com/research/articles/idtechex\\_rfid\\_market\\_projections\\_2008\\_to\\_2018\\_00000813.asp](http://rfid.idtechex.com/research/articles/idtechex_rfid_market_projections_2008_to_2018_00000813.asp).
- [9] *ISO/IEC 10373-6, Identification cards - Test methods - Part 6: Proximity cards.*
- [10] *ISO/IEC 14443, Identification cards - Contactless integrated circuit(s) cards - Proximity cards.*
- [11] *ISO/IEC 15693, Identification cards - Contactless integrated circuit(s) cards - Vicinity cards.*
- [12] *ISO/IEC 7810, Identification cards – Physical characteristics.*
- [13] *Leiterplatten Prototyping, MID, SMT Stencils, PCB - LPKF Laser & Electronics AG.* <http://www.lpkf.de/>.
- [14] *Maple.* <http://www.scientific.de/maple.html>.

- [15] *Mathcad, Konstruktionsberechnungssoftware.* <http://www.ptc.com/products/mathcad/>.
- [16] *MathWorks Deutschland Curve Fitting Toolbox MATLAB.* <http://www.mathworks.de/products/curvefitting/>.
- [17] *RFID Journal frequently asked questions.* <http://www.rfidjournal.com/faq>.
- [18] *RFID White Paper Technology, Systems, and Applications.* . [www.rfidconsultation.eu/docs/ficheiros/White\\_Paper\\_RFID\\_english\\_12\\_12\\_2005\\_final.pdf](http://www.rfidconsultation.eu/docs/ficheiros/White_Paper_RFID_english_12_12_2005_final.pdf).
- [19] *RP-FI Rauschmessverfahren .* Technischer Bericht, Bundesdruckerei.
- [20] *The History of RFID Technology.* . <http://www.rfidjournal.com/article/view/1338/1/129>.
- [21] *Wolfram MathWorld: The Web's Most Extensive Mathematics Resource.* <http://mathworld.wolfram.com/>.
- [22] ABRAMOWITZ, MILTON und IRENE A. STEGUN: *Pocketbook of mathematical functions.* Verlag Harri Deutsch, 1984.
- [23] ANTONINI, G., A. ORLANDI und C.R. PAUL: *Internal impedance of conductors of rectangular cross section.* Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 47(7):979–985, Juli 1999.
- [24] BAUER, ANDREAS: *Analyseverfahren für nichtlineare Schaltungen und Systeme basierend auf Volterra-Reihen.* Doktorarbeit, Technische Universität Dresden, 2004.
- [25] BLEANEY, B.: *Electricity and Magnetism.* Oxford, 1989.
- [26] BUENO, M. A. und A.K.T. ASSIS: *A new method for inductance calculations.* J. Phys. D: Appl. Phys., 28:1802–1806, 1995.
- [27] CAPPS, CHARLES: *Near Field or Far Field.* EDN, Seiten 95–102, August 16, 2001.
- [28] CHAWLA, V. und DONG SAM HA: *An overview of passive RFID.* IEEE Communications Magazine, 45(9):pp. 11–17, 2007.
- [29] CHOI, NAK-GWON, HYUEK-JAE LEE und SANG-HOON LEE: *A 13.56 MHz RFID system.* Seite 4 pp., dec. 2005.
- [30] CICHOS, SVEN: *Verfahren zur Modellierung von planaren Spulen für den Entwurf und die Optimierung von Antennenspulen induktiv gekoppelter RFID-Transponder.* Doktorarbeit, 2006.
- [31] ELSNER, R.: *Nichtlineare Schaltungen.* Springer Verlag, 1981.
- [32] FINKENZELLER, KLAUS: *RFID Handbuch.* Hanser Verlag, 2006.

- [33] FROHNE, HEINRICH, KARL-HEINZ LÖCHERER und HANS MÜLLER: *Moeller Grundlagen der Elektrotechnik*. B. G. Teubner Verlag, 2002.
- [34] GIANNINI, F. und G. LEUZZI: *Nonlinear Microwave Circuit Design*. John Wiley & Sons, Ltd, 2004.
- [35] GROVER, F. W.: *Inductance Calculations-Working Formulas and Tables*. Dover Publications, 1945.
- [36] GURU, BHAG und HUSEYIN R. HIZIROGLU: *Electromagnetic Field Theory Fundamentals*. Cambridge University Press, 2004.
- [37] HAASE, H. und H. GARBE: *Elektrotechnik*. Springer Verlag, 1998.
- [38] HAGMANN, GERT: *Grundlagen der Elektrotechnik*. AULA-Verlag, 2006.
- [39] HEWLETT-PACKARD: *Effective Impedance Measurement Using OPEN/SHORT/LOAD Correction*.
- [40] HEWLETT-PACKARD: *LCR / Impedance Measurement Basics*, 1997.
- [41] INFINEON: *Appl. Note: Contactless Card Coil Design Guide*.
- [42] J. VAN NIEKERK, F. L. DACUS und S. BIBLE: *Loop Antenna Basics and Regulatory Compliance for Short-Range Radio*. Technischer Bericht, Microchip.
- [43] J.D.JACKSON: *Klassische Elektrodynamik*. Walter de Gruyter & Co., 1982.
- [44] JOHNSON, H. W. und M. GRAHAM: *High-Speed Digital Design*. London: Prentice-Hall International (UK), 1993.
- [45] K. KÜPFMÜLLER, W. MATHIS und A. REIBIGER: *Theoretische Elektrotechnik*. Springer Verlag, 2008.
- [46] KAJFEZ, DARKO: *Q Factor*. Vector Forum, Oxford, MS, 1994.
- [47] KASMAEI, M. R. M.: *Untersuchung einer Leistungskombinations-Schaltung mit Feed Forward-Linearisierung*. Doktorarbeit, Universität Duisburg-Essen, 2010.
- [48] KLEMMER, N.: *Inductance calculations for MCM system design and simulation*. In: *Proc. IEEE Multi-Chip Module Conference MCMC-95*, Seiten 81–86, 31 Jan.–2 Feb. 1995.
- [49] LANDT, J.: *Shrouds of Time - The history of RFID* . <https://www.aimglobal.org>.
- [50] LANDT, J.: *The history of RFID*. IEEE Potentials, 24(4):8–11, 2005.
- [51] LIN, W., B. GECK, C. LANSCHÜTZER und H. EUL: *Modellierung von HF Schleifenantennen und ihre Anwendung bei der RFID Systemoptimierung*. RFID Workshop 2006, 2006.

- [52] LUNDIN, R.: *A handbook formula for the inductance of a single-layer circular coil.* 73(9):1428–1429, Sept. 1985.
- [53] MAAS, STEPHEN A.: *Nonlinear microwave and RF circuits.* Artech House, 2003.
- [54] MASSARINI, A., M.K. KAZIMIERCZUK und G. GRANDI: *Lumped parameter models for single- and multiple-layer inductors.* In: *Proc. th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '96 Record*, Band 1, Seiten 295–301, 23–27 June 1996.
- [55] MAURY MICROWAVE CORPORATION: *Measurement of large signal devie input impedance during load pull*, 1998.
- [56] MAURY MICROWAVE CORPORATION: *Theory of load and source pull measurement*, 1999.
- [57] MCLACHLAN, N. W.: *Bessel functions for engineers.* Oxford: At the Clarendon press, 1954.
- [58] M.CLASEN und S.STRICKER: *Integrierte Sensoren erweitern Einsatzspektrum der RFID-Technologie.*
- [59] MEINKE, H. H. und F. W. GUNDLACH: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik.* Berlin: Springer, 1992.
- [60] MICROCHIP: *Appl. Note 710: Antenna Circuit Design for RFID Applications.*
- [61] OJO, O. und I. BHAT: *Steady-state and dynamic analyses of high-order parallel resonant convertors.* IEE Proceedings B Electric Power Applications, 140(3):209–216, May 1993.
- [62] OLLENDORFF, F.: *Berechnung magnetischer Felder.* Springer-Verlag, 1952.
- [63] PHILIPPOW, E. (Herausgeber): *Taschenbuch Elektrotechnik.* VEB Verlag Technik Berlin, 1968.
- [64] PHILIPS SEMICONDUCTORS: *Appl. Note: I Code Coil Design Guide*, 2002.
- [65] PRECHTL, ADALBERT: *Vorlesungen über die Grundlagen der Elektrotechnik.* Springer Verlag, 2008.
- [66] PRESTROS, R.: *Analyse verschiedener Methoden der Resonanzfrequenzmessung.* Technischer Bericht.
- [67] RANKL W. und W. EFFING: *Handbuch der Chipkarten.* Carl Hanser Verlag München Wien, 2002.
- [68] RAVAZZANI, P., J. RUOHONEN, G. TOGNOLA, F. ANFOSSO, M. OLLIKAINEN, R.J. ILMONIEMI und F. GRANDORI: *Frequency-related effects in the optimization of coils for the magnetic stimulation of the nervous system.* 49(5):463–471, 2002.

- [69] ROBERTS, C. M.: *Radio frequency identification (RFID)*. Computers & Security, 25(1):18–26, February 2006.
- [70] SANDERS, S.R., J.M. NOWOROLSKI, X.Z. LIU und G.C. VERGHESE: *Generalized averaging method for power conversion circuits*. 6(2):251–259, April 1991.
- [71] SEEMANN, K., M. HARTMANN, F. CILEK, A. MISSONI, G. HOLWEG und R. WEIGEL: *Nonlinear Behavioral Modeling of Passive RFID-Transponder-Frontends*. In: *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, Seiten 479–482, 3–5 June 2007.
- [72] SOFFKE, KAI OLIVER: *Modellierung, Simulation und Entwurf induktiv gekoppelter Transpondersysteme*. Doktorarbeit, 2007.
- [73] SPAHLINGER, G.: *Eine Näherungsformel zur Bestimmung der Induktivität von flachen Spulen*. AEÜ, Band 39, Heft 1, 1985.
- [74] STOLL, R. L.: *The analysis of eddy currents*. Oxford: Clarendon press, 1974.
- [75] SUN, JIAN und J. COLON: *Input Impedance Modeling of Line-Frequency Rectifiers by the Method of Impedance Mapping*. In: *Proc. IEEE Workshops on Computers in Power Electronics COMPEL '06*, Seiten 69–75, 2006.
- [76] TAKANO, T., S. HAYANO und Y. SAITO: *Coil impedance computation having arbitrary geometrical shape*. In: *Proc. PESC 98 Record Power Electronics Specialists Conference 29th Annual IEEE*, Band 2, Seiten 1991–1996, 17–22 May 1998.
- [77] TERMAN, F. E.: *Radio Engineers' Handbook*. London and New York: McGraw-Hill Book Company, 1943.
- [78] WANG, CHING-SHENG, CHUN-HONG HUANG, YONG-SI CHEN und LI-JIE ZHENG: *An implementation of positioning system in indoor environment based on active RFID*. Seiten 71–76, dec. 2009.
- [79] WHEELER, H.A.: *Inductance formulas for circular and square coils*. 70(12):1449–1450, Dec. 1982.
- [80] WOLFF, INGO: *Grundlagen und Anwendungen der Maxwellschen Theorie II*. Hain-Druck GmbH, 1970.
- [81] WOOD, JOHN und DAVID E. ROOT: *Fundamentals of Nonlinear Behavioral Modeling for RF and Microwave Design*. Artech House, 2005.
- [82] ZHANG, QI-JUN, K.C. GUPTA und V.K. DEVABHAKTUNI: *Artificial neural networks for RF and microwave design - from theory to practice*. 51(4):1339–1350, April 2003.
- [83] ZHANG, QI JUN und KULDIP C. GUPTA: *Neural networks for RF and microwave design*. Artech House Publishers, Boston, MA, 2000.

# Anhang A

## Coil calculator

Das Programm „Coil calculator“ hat zwei Funktionen:

- „Analyze“: mit dieser Funktion kann eine gegebene Schleifenantenne analysiert werden. Nach der Eingabe der Geometriedaten der Schleifenantenne kann das Programm die Werte der Elemente im Ersatzschaltbild ausgeben.
- „Synthesize“: mit dieser Funktion kann für eine vorgegebene Induktivität eine passende Schleifenantenne dimensioniert werden. Nach der Eingabe der Induktivität und geometrischer Randbedingungen kann die Geometrie einer passenden Schleifenantenne berechnet werden (falls die Randbedingungen zu restriktiv sind, kann es vorkommen, dass keine passende Schleifenantenne gefunden werden kann).

Verwendungsschritte:

Schritt 1: die gewünschte Funktion auswählen.

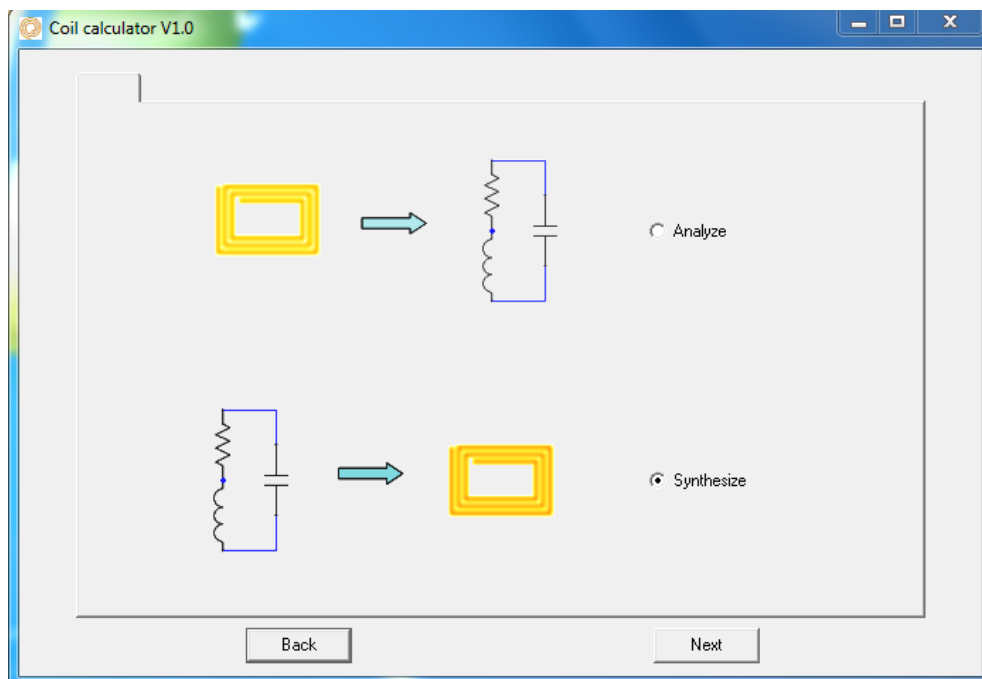


Abbildung A.1: „Coil calculator“ - Schritt 1

## A Coil calculator

Schritt 2: die Antennenart wählen.

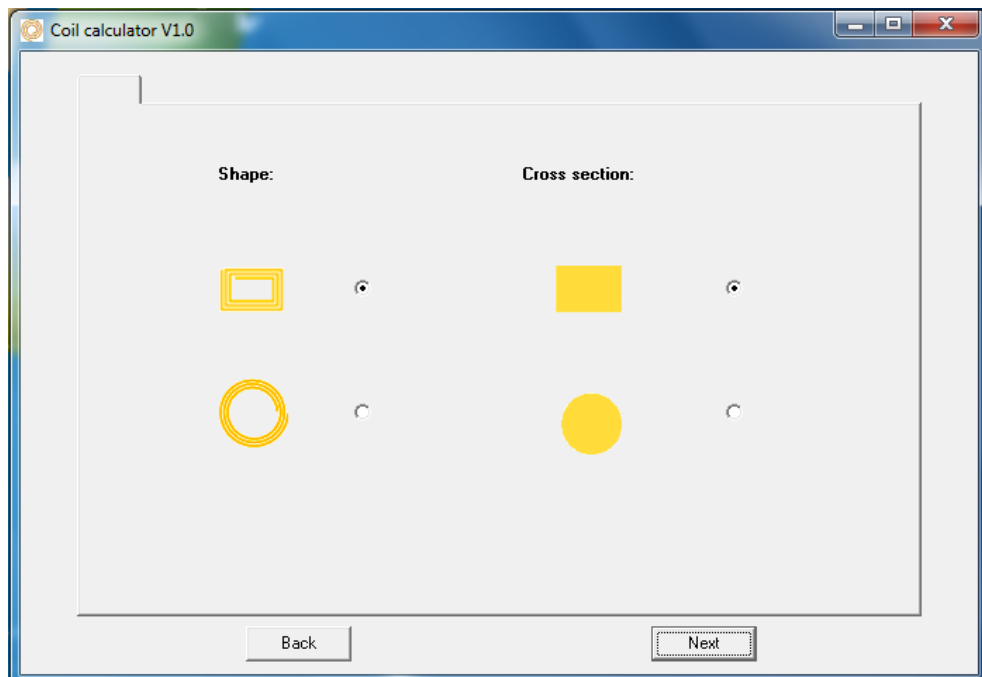


Abbildung A.2: „Coil calculator“ - Schritt 2

Schritt 3: Parameter eingeben und berechnen lassen.

Bei der „Analyse“-Funktion werden zuerst die Geometriedaten der Schleifenantenne in die entsprechenden Felder eingegeben, dann wird die Schaltfläche „Compute“ betätigt. Das Ergebnis ist in Abbildung A.3 blau markiert.

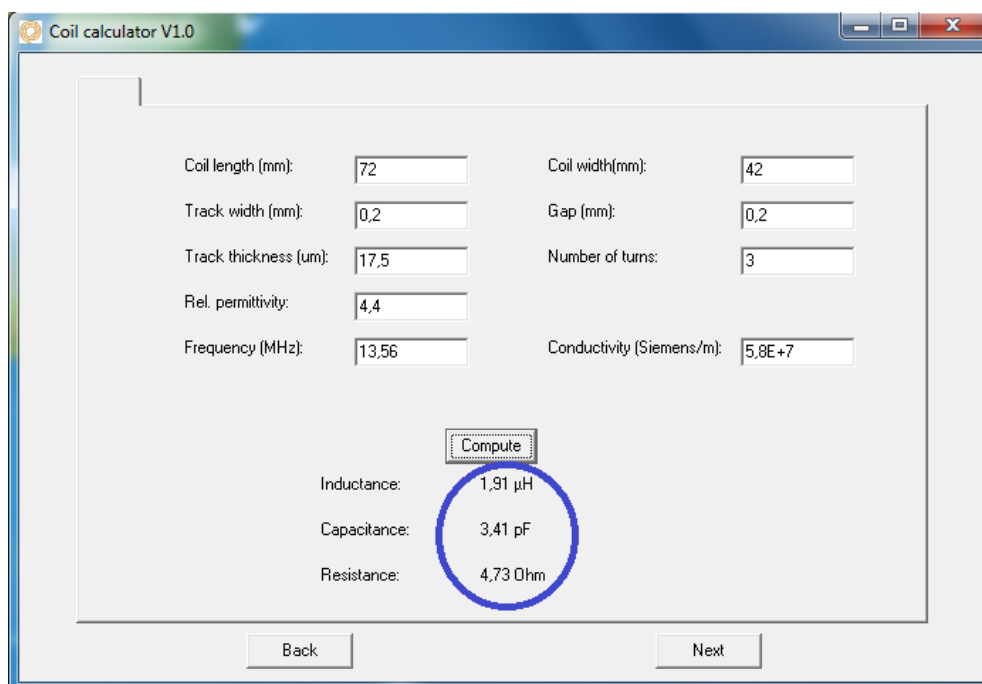


Abbildung A.3: „Analyse“-Funktion

## A Coil calculator

Bei der „Synthesize“-Funktion werden der Zielwert der Induktivität und geometrische Randbedingungen eingegeben. Eine geometrische Randbedingung kann entweder ein fester Wert oder ein Wertebereich sein. Anschließend wird der Knopf „Synthesize“ betätigt. Das Ergebnis ist in Abbildung A.4 blau markiert.

The screenshot shows the 'Coil calculator V1.0' window. The interface includes input fields for various parameters and a 'Result' column. The 'Synthesize' button is highlighted in blue. The results are also highlighted in blue.

Parameter	Value
Coil length (mm)	60 to 80
Coil width (mm)	40
Track width (mm)	0,2
Gap (mm)	0,2
Number of turns	3 to 5
Desired inductance (uH)	3
Tolerance (%)	1
Computed inductance (uH)	2,99
<b>Result</b>	<b>71,250</b>
	<b>40,000</b>
	<b>0,200</b>
	<b>0,200</b>
	<b>4</b>

**Abbildung A.4:** „Synthesize“-Funktion



# Lebenslauf

## Persönliche Informationen

---

Name	Wei Lin
Geburtsdatum und Ort	05. Februar 1976 in Zhejiang
Familienstand	verheiratet, ein Kind
Eltern	Fangcan Lin, Qinzhaoh Zhu

## Studium und Ausbildung

---

1997 – 2004	Leibniz Universität Hannover, Abschluss: Dipl.-Ing. Elektrotechnik <ul style="list-style-type: none"><li>▪ Titel der Diplomarbeit: Spezifikation von Radio Ressource Management Verfahren für UTRA TDD in Ad-hoc Netzen zur Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation</li><li>▪ Titel der Studienarbeit: Implementierung von LDAP-basierten Authentifizierungsmechanismen für IP-basierte Dienste</li></ul>
1994 – 1997	Zhejiang Universität, China Studium: Medizinische Instrumente
1988 – 1994	Fremdsprachenschule Wuhan
1982 – 1988	Grundschule der Universität Huazhong, Wuhan, China

## Weitere Tätigkeiten

---

10/2002 – 01/2003 und 05/2003 – 07/2003	Praktikant bei Continental AG Schwerpunkt: Anwendung für Lotus-Netzwerk entwickeln
01/1998 – 12/2003	wissenschaftliche Hilfskraft, Institut für Integrierte Produktion Hannover <ul style="list-style-type: none"><li>▪ Java Programmieren</li><li>▪ Neuro-Netzwerk Programmieren</li></ul>

## Beruflicher Werdegang

---

05/2004 – 06/2011	Leibniz Universität Hannover, Institut für Hochfrequenztechnik und Funksysteme Wissenschaftlicher Mitarbeiter
-------------------	--