

Einfluss der Resonanzfrequenz auf die Bandbreite und Verlustleistung bei 13,56 MHz NFC Systemen

Diplomarbeit
verfasst von
Jürgen Konrad

durchgeführt
am Institut für Breitbandkommunikation
der Technischen Universität Graz
Vorstand: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. Gernot Kubin



In Zusammenarbeit mit der Firma
NXP Semiconductors
Mikron-Weg 1
A-8101 Gratkorn

Begutachter: Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. Erich Leitgeb
Betreuer: Dipl.-Ing. Erich Merlin (NXP)

Graz, im Jänner 2011

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

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

Graz, am 31.1.2011

Jürgen Konrad

Inhaltsverzeichnis

1. Grundlagen von RFID- und NFC-Systemen	6
1.1 Einleitung	6
1.2 Motivation und Aufgabenstellung.....	9
1.3 Physikalische Grundlagen	10
1.4 Gesamtsystem Transponder und Reader	18
1.5 Das Smith-Diagramm.....	20
2. Aufbau des kontaktlos-NFC Frontends	23
2.1 Antenne	23
2.2 EMV Filter	25
2.3 Impedanzmatching	26
2.4 Empfangspfad.....	27
2.5 Topologie des bestehenden Gesamtsystems	27
3. Ein- und Ausgangssignale am IC	31
3.1 Treiber-Interface.....	31
3.2 Powered-by-the-field-Interface	31
3.3 Empfangseingang	32
3.4 Anforderungen an die beiden Betriebsmodi.....	33
4. Charakterisierung	37
4.1 Schaltungsentwurf	39
4.2 Berechnungen.....	41
4.3 Simulation	46
5. Hardwarerealisierung	50
5.1 Aufbau der Schaltung.....	50
5.2 Messaufbauten.....	51
5.3 Reader Messungen	53
5.4 Transponder Messungen	60
5.5 Auswertung der Messergebnisse	63
6. Integration des EMV Interface in den IC	64
6.1 Auswirkungen der EMV-Impedanz ZEMV	64
6.2 Charakterisierung	66
7. Entwurf einer neuen Topologie.....	69
7.1 Bedingungen an die Anpassschaltung	71
7.2 Neudimensionierung der Antenne.....	74
8. Schlussfolgerungen.....	77
Literaturverzeichnis	78
Abbildungsverzeichnis.....	79
Tabellenverzeichnis.....	81
Anhang I: Herleitung des Gütefaktors.....	82
Anhang II: Ausbildung der unterschiedlichen Resonanzfrequenzen	84
Anhang III: Berechnungen mit Mathcad 14	86
Anhang IV: Berechnung der Spannungen und Ströme der PSF-Topologie	90
Anhang V: Vergleich der beiden Antennen	96

Kurzfassung

Diese Diplomarbeit beinhaltet Möglichkeiten einer Weiterentwicklung der Impedanzanpassung zwischen Antenne und IC bestehender NFC-Systeme. Aufgrund von kleiner werdenden IC Strukturen und damit verbunden neuen Anforderungen, wie thermischer Festigkeit und Leistungsaufnahme des ICs, ist es notwendig neue Schaltungskonzepte zu untersuchen.

In dieser Arbeit wurden neue Konzepte betreffend einer optimalen Leistungsaufnahme des ICs im elektromagnetischen Feld erarbeitet und mögliche Lösungen aufgezeigt. Das Ziel ist es einerseits, im Betrieb als passive Karte genügend Leistung aus dem Feld zur Verfügung zu stellen, andererseits jedoch auch nicht zu hohe Leistungen auftreten zu lassen, um Kommunikationsausfälle oder gar Zerstörungen zu verursachen.

Die Arbeit stellt die Bestandteile einer Impedanzanpassschaltung eines NFC-Systems und deren Funktion vor, wobei durch Berechnung und Simulation Schaltungen entwickelt wurden, die unter Einhaltung der aktuell gültigen Standards volle Funktionsfähigkeit sowie sehr gute Leistungsaufnahme ermöglichen.

Abstract

This diploma thesis discusses the possibilities of further developments in impedance matching between the antenna and IC for existent NFC-systems. As a result of smaller IC-structures, the requirements regarding thermal strength and power consumption have changed and therefore necessitate the analysis of new circuit designs.

This thesis shows new concepts and solutions concerning optimal power consumption of ICs in electromagnetic fields. The object is to provide enough power from the given field as passive transponder but also to limit this power to avoid communication failures or even damages.

Core components and functions of an impedance matching circuit for a NFC-System are presented in this paper. Furthermore, circuit designs have been developed through calculations and simulations to ensure full operational reliability and power consumption while staying in accordance to current norms and standards.

1. Grundlagen von RFID- und NFC-Systemen

Dieses Kapitel wird einen Einblick in das umfassende Gebiet der *radio frequency identification* (kurz RFID genannt) geben und im Weiteren in ein Teilgebiet von RFID, der *near field communication* (kurz NFC) einführen. Speziell werden auch die physikalischen Grundlagen dieser Technik erklärt und die Motivation dieser Diplomarbeit beschrieben.

1.1 Einleitung

RFID ist aus dem Alltag kaum mehr wegzudenken, in zu viele Bereiche unseres Lebens hat die Technik der kontaktlosen Übertragung von Daten Einzug gehalten. Von einfachen Diebstahlschutzmaßnahmen in Geschäften bis hin zu bargeldlosen Zahlungen mit komplexer Kryptologie mittels Kreditkarten oder Mobiltelefonen reicht die Palette an Anwendungen. Seien es Identifikationszwecke, wie bei Tieren oder Waren oder die Wegfahrsperre bei Autos – die Einsatzmöglichkeiten sind vielseitig und werden immer vielfältiger. Auch verschiedenste Bauformen wie kleine Röhrchen in der Größe eines Reiskorns die injiziert werden können, Disks und Münzformen, aufklebbare Plaketten und Kreditkartenformen sind realisierbar. Zusätzlich ist RFID heute schon in Produkten wie Autoschlüssel, Reisepass, Kreditkarte und Handy integriert und die Liste der Produkte und Anwendungen wird stets erweitert. Zum Beispiel lassen sich nun sogar schon Besucher einer spanischen Disco RFID Transponder injizieren um kontaktlos Zutritt am Eingang zu bekommen, täglich fliegen unzählige Brieftauben mit RFID Chips an den Beinen über unser Köpfe und auch Werkzeuge, Fußballtickets und Schipässe sind ebenfalls mit dieser Technology ausgestattet.



Abbildung 1: Anwendung der kontaktlosen Kommunikation, aus [1]

Aufgrund dieser Vielzahl an Applikationen haben sich auch viele verschiedene Systeme entwickelt die einer Standardisierung bedurften. In den folgenden Kapiteln wird immer wieder auf bestehende ISO (*International Organisation of Standardisation*) Standards verwiesen, die es zu erfüllen gilt.

Natürlich ist die RFID-Technik in Teilgebiete unterteilt, da unterschiedliche Anforderungen unterschiedliche Aufgaben an Produkte stellen. Es kann eine einfache Diebstahlsicherung in Geschäften sein, die nur einer JA/NEIN Unterscheidung bedarf und

durch die Übertragung eines Bits realisiert werden kann. Eine Anforderung kann aber auch an die Reichweite gestellt werden, eine weitere an möglichst schnelle Datenübertragung und/oder Speichermöglichkeiten. Fast gleichzeitige Erfassung von vielen Artikeln ist im Bereich der Lagerlogistik gefragt, während bei Wegfahrsperrern in Autos oder Geldtransaktionen die Sicherheit vor Fremdzugriff im Vordergrund steht. Geringe Leistungsaufnahme, geringe Produktionskosten und die Erfüllung vieler Standards können für die Integration in Geräten von immenser Wichtigkeit sein. Deshalb ist es unumgänglich auf die Anforderungen einzugehen, was zu einer Unterteilung der RFID-Technologie in Teilbereiche führt. Wie in der folgenden Abbildung ersichtlich kann eine Unterscheidung zwischen Funktionalität und Speicheranforderung getroffen werden.

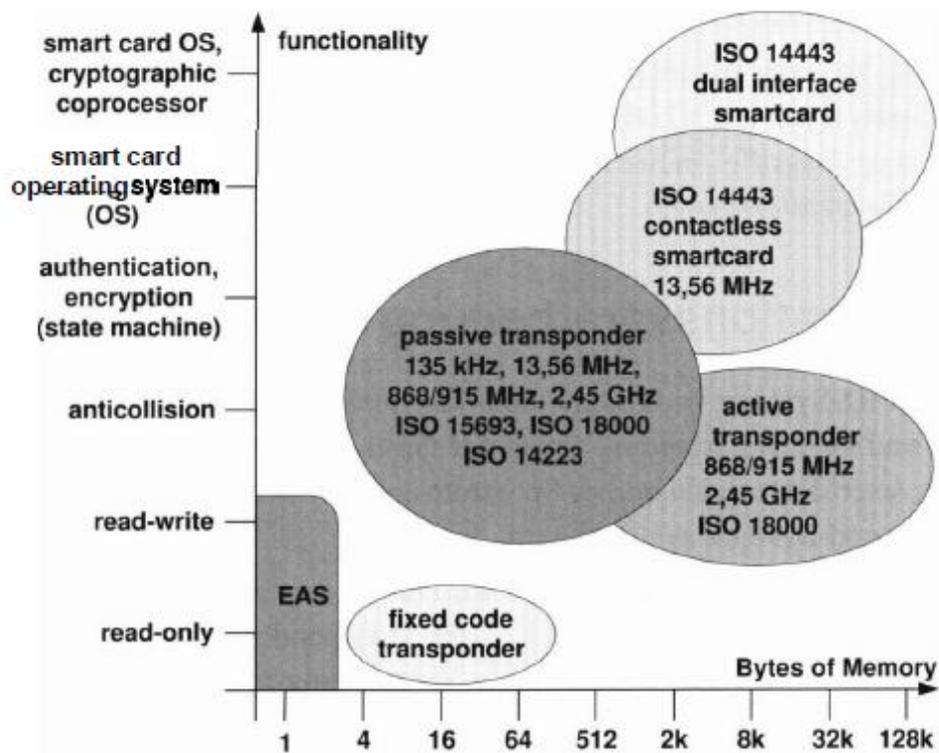


Abbildung 2: Einteilung von RFID Systemen, aus [2]

Betrachtet man die Abbildung fällt nicht nur eine Unterteilung in *high-end* und *low-end*-Systeme auf, sondern auch eine Unterteilung in verschiedene Frequenzbereiche. Dessen Sinn wird in den physikalischen Grundlagen in diesem Kapitel erläutert. Des Weiteren sind auch die betreffenden Standards angeführt. Diese Diplomarbeit befasst sich mit 13,56 MHz Systemen die unter anderem ISO 14443 und den NFC Standard ISO 18092 erfüllen.

Der Begriff Transponder beschreibt einen Teil eines RFID Systems, besteht aus einer Antenne und einem Mikrochip und wird auch Label, Karte oder *Proximity Card* (PICC) genannt. Das gesamte System komplettiert ein Lesegerät, das Reader oder *Proximity Coupling Device* (PCD) genannt wird, das ebenfalls aus einer Antenne und einer Kontrolleinheit besteht. Oft ist auch die Verbindung zu einem System gegeben (z.B. PC) auf dem weitere Applikationen laufen können. Der Transponder ist der eigentliche Datenträger der gelesen oder beschrieben wird.

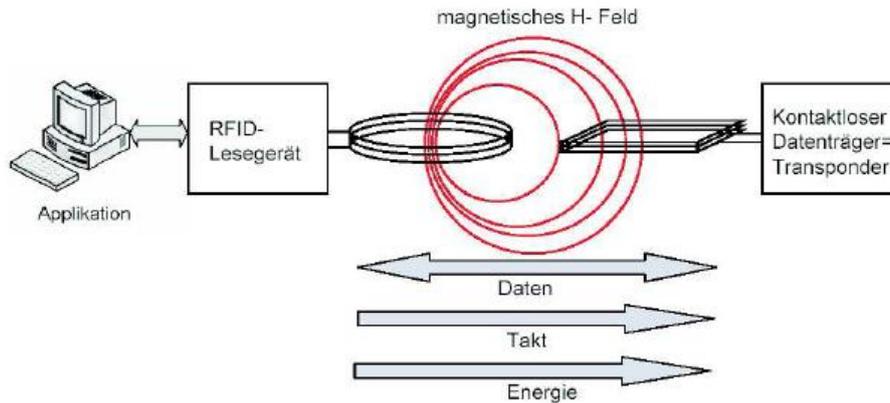


Abbildung 3: Bestandteile eine RFID-Systems, aus [2]

Im Lesegerät¹ ist ein Hochfrequenzmodul integriert das ein magnetisches Feld generiert und dieses dem Transponder zur Verfügung stellt. Handelt es sich um einen passiven Transponder bezieht dieser seine Energie aus diesem H-Feld, ein aktiver Transponder ist entweder über Batterie oder einen Stromanschluss versorgt. Die Kommunikation erfolgt von Seiten des Readers über eine Modulation seines eigenen Feldes (Amplitudenmodulation, kurz ASK), während der Transponder das ihm zur Verfügung gestellte H-Feld durch unterschiedliche Belastung moduliert. Dies wird als Lastmodulation bezeichnet.

Abbildung 4 zeigt eine grobe Darstellung eines Systems aus Lesegerät und Transponder wie es in dieser Diplomarbeit beschrieben wird. Dabei wird das H-Feld von dem Lesegerät generiert, dieses wird in die Antenne des Transponders induziert und gleichzeitig belastet der Transponder das Feld. Durch Umschalten des Drain-Source-Widerstandes des FETs auf dem Transponder-Chip wird die Belastung geändert. Diese Belastungsänderung stellt ein binär kodiertes Signal dar.

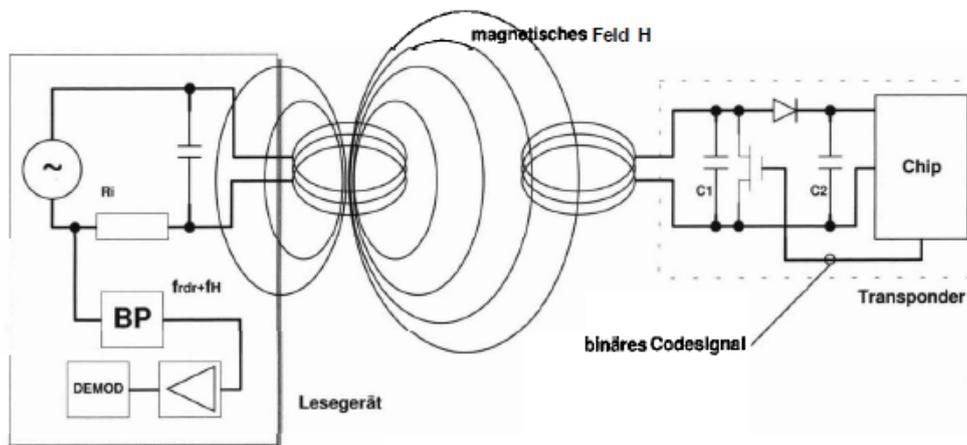


Abbildung 4: Darstellung eines RFID Systems mit Lastmodulation, aus [2]

Auf Seiten des Lesegerätes (Reader) ist eine Empfangsschaltung für die Detektion eines Hilfsträgers implementiert. Durch die Lastmodulation des Transponders (Karte)

¹ Es gibt Schreib-/Lesegeräte, in dieser Arbeit wird ein Gerät mit Schreibfunktion auch als Lesegerät oder Reader bezeichnet.

entstehen zwei Seitenbänder im Abstand f_H um die Trägerfrequenz f_T . Diese Seitenbänder dienen dem Reader zur Demodulation des Transpondersignals.

Abbildung 5 zeigt ein Beispiel mit einer Hilfsträgerfrequenz (f_H). Die Information des Transponders steckt in den Seitenbändern, durch geeignete Bandpassfilterung (Unterdrückung der Trägerfrequenz von 13,56MHz) und Verstärkung kann das Hilfsträgersignal anschließend demoduliert werden [2].

Bei den in dieser Arbeit beschriebenen Systemen muss die Funktionalität mit einem Hilfsträger von 848 kHz gewährleistet werden. Dies führt zu der Forderung einer Mindestbandbreite welche auch in den Titel der Diplomarbeit eingeht.

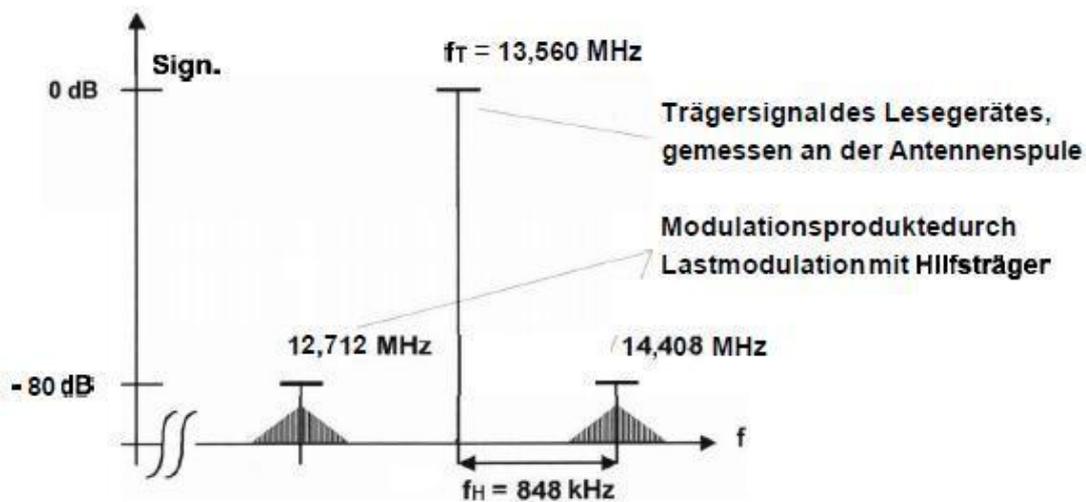


Abbildung 5: Lastmodulation mit entstehenden Seitenbändern, modifiziert aus [2]

Bei NFC-Systemen (*near field communication*) sind die Reichweiten der Kommunikation und der Energieversorgung des passiven Elements auf maximal 10 cm ausgelegt. Auch bei NFC Anwendungen wird zwischen aktiver und passiver Kommunikation unterschieden, jedoch wird bei NFC-aktiv-Systemen von beiden Elementen (bei NFC wird die Leseinheit als *initiator* und der Transponder als *target* bezeichnet) das Feld generiert. Das bedeutet dass hier keine Lastmodulation stattfindet sondern das eigene Feld amplitudenmoduliert wird (ASK). Deshalb ist es von Nöten dass beide Elemente des NFC-Systems (welches den *active-mode* unterstützt) sowohl als Karte als auch als Reader funktionieren müssen. Ferner wird erläutert werden dass dies an die NFC-Schaltung weit mehr Anforderungen stellt als an ein einzelnes Reader- oder Transponderelement.

1.2 Motivation und Aufgabenstellung

Aufgrund neuer und effizienterer Fertigungstechniken werden IC-Strukturen immer kleiner. Diese arbeiten einerseits bei sehr geringen Leistungen, andererseits führt dies zu einem Problem da diese Strukturen auch nur wenig Verlustleistung bedingt durch thermische Grenzwerte aushalten. Die Standards im Bereich RFID und speziell im Bereich NFC betreffend der Feldstärke (Leistung) können sich aufgrund der bestehenden Infrastruktur nicht ändern. Deshalb benötigt es andere Wege die IC's vor thermischer Zerstörung zu bewahren. Bei einfachen Kartenlösungen kann dies mit

direktem Einwirken auf die Antennen- und somit Schwingkreisgüte gemacht werden, jedoch speziell im Bereich NFC ist dies nicht möglich, da hier sowohl, wie bereits erwähnt, Reader wie auch Karte in einem IC vereint sind und sich die Antenne teilen.

Im Reader Mode² sollte die Feldstärkeausbeute sehr gut bleiben, jedoch sollte im Karten Mode³ die Verlustleistung minimiert werden. Hieraus entsteht die Notwendigkeit im Karten Mode schaltungstechnisch die zur Verfügung stehende Leistung zu minimieren ohne die Anzahl der externen Bauteile drastisch zu erhöhen.

Ziel ist es eine Schaltung zu entwickeln, mit welcher die Verlustleistung minimiert wird, damit die Leistung nicht im IC und am thermischen Widerstand des *packages* in Wärme umgesetzt werden muss. Des Weiteren ist im Zuge dieser Diplomarbeit auch darauf zu achten, dass es jedoch weiterhin möglich sein muss ab spätestens 1.5A/m (die minimale Feldstärke laut ISO-Standard), 13mA (bei 2V_{DC} Spannung am Interface) Strom aus dem Feld des Readers zu beziehen.

Die Aufgabenstellung dieser Diplomarbeit umfasst aufbauend auf bestehende 13,56MHz-RFID-Systeme Möglichkeiten einer Weiterentwicklung von bestehenden Schaltungen. Diese Schaltungen beziehen sich auf die Impedanzanpassung zwischen Antenne und Frontend des ICs und werden als *impedance matching* oder kurz *matching* bezeichnet.

Es werden bestehende Schaltungen beschrieben und Möglichkeiten einer Weiterentwicklung dieser aufgezeigt. Dabei wird nicht nur auf die Funktionalität und Umsetzbarkeit, sondern auch auf die Einhaltung der entsprechenden Standards eingegangen. NFC ist durch ISO 18092, 21481, ECMA 340, 352, 356, 362 beziehungsweise ETSI TS 102 190 standardisiert.

1.3 Physikalische Grundlagen

Das in dieser Diplomarbeit beschriebene RFID-System sowie der Großteil aller verkauften RFID-Anwendungen beruht auf dem Prinzip der induktiven Kopplung. Für die Erklärung von Energieversorgung und Datenaustausch ist eine Einführung in die physikalischen Zusammenhänge magnetischer Erscheinungen unumgänglich. Der folgende Abschnitt soll zum besseren Verständnis des Ausgangspunktes dieser Arbeit beitragen. Die angeführten Erklärungen und Formeln wurden größtenteils mit Bezug auf [1] und [2] erstellt.

1.3.1 Magnetische Feldstärke H

Resultierend eines Stromflusses durch einen Leiter bildet sich um diesen ein magnetisches Feld H aus. In allgemeiner Form gilt: „Das Umlaufintegral der magnetischen Feldstärke längs einer geschlossenen Kurve gleicht der Summe der Stromstärken der eingeschlossenen Ströme.“ [2]

² Als Reader Mode wird die Konfiguration als Lese-/Schreibgerät bezeichnet.

³ Der Karten Mode beschreibt demnach die Konfiguration als Transponder.

$$(1-1) \quad \oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = I$$

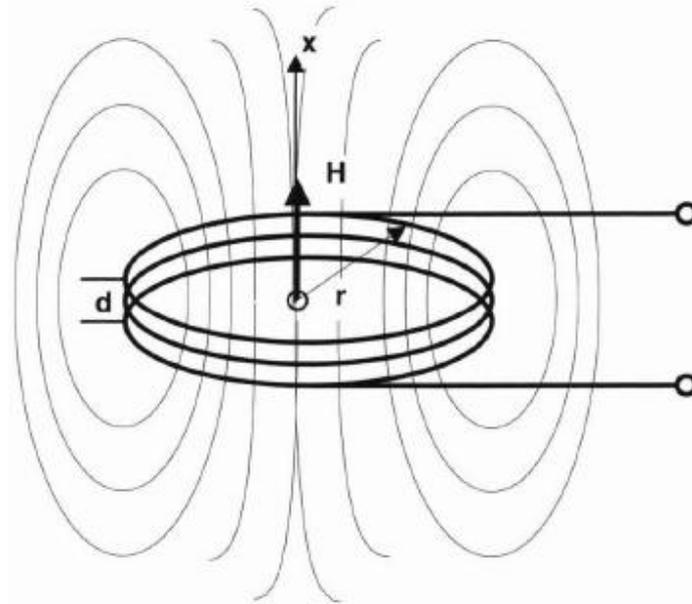


Abbildung 6: Verlauf magnetischer Feldlinien um eine Leiterschleife, aus [2]

Bei einem geraden Leiter ist die Feldstärke H entlang einer kreisförmigen Feldlinie im Abstand r konstant. [2]

$$(1-2) \quad H = \frac{I}{2\pi r} \quad \left[\frac{A}{m} \right]$$

Die verwendeten Readerantennen entsprechen solchen Zylinderspulen, bzw. Leiterschleifen. Jedoch sind sie nicht in gerader Form oder Kreisform sondern in Rechteckform gebaut. Die geometrischen Beziehungen berücksichtigend, kann man auch für diese Form die entsprechende Feldstärke berechnen.

$$(1-3) \quad H = \frac{N \cdot I \cdot a \cdot b}{4\pi \cdot \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2}} \cdot \left(\frac{1}{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + x^2} + \frac{1}{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2} \right)$$

Mit der Anzahl der Windungen der Antenne N , den Kantenlängen a und b , dem Abstand x zur Spulenmitte und dem Strom durch die Antenne lässt sich die Feldstärke berechnen. Die Stärke des Feldes nimmt mit dem Abstand x kontinuierlich ab, im freien Raum beträgt der Abfall ca. 60dB pro Dekade im Nahfeld der Spule, im Fernfeld beträgt dieser 20 dB. Deshalb ist der zu verwendende Antennendurchmesser R für die Feldausbreitung ebenfalls zu beachten wie die folgende Abbildung verdeutlicht.

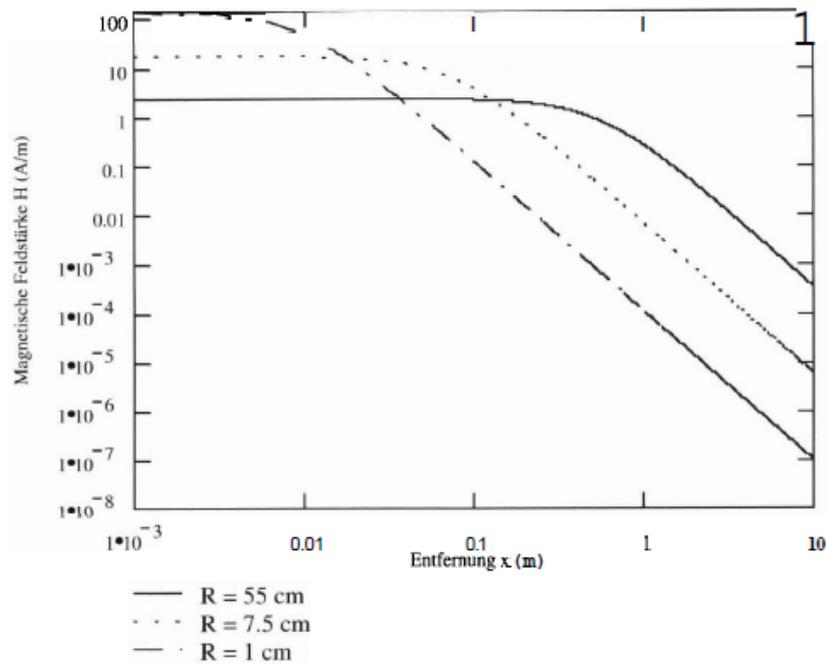


Abbildung 7: Feldstärkeverlauf magnetischer Sendeantennen im Nahfeld, aus [2]

Windungszahl und Antennenstrom wurden konstant gehalten, lediglich der Radius der Antenne wurde verändert. Wie in Abbildung 7 zu sehen liefern kleine Antennen im Nullabstand (Antennenmittelpunkt) zwar eine höhere Feldstärke, jedoch liefert sie mit zunehmendem Abstand weniger Feldstärke als eine größere. Dieser Effekt ist bei der Auswahl einer geeigneten Antenne zu berücksichtigen, ein idealer Antennendurchmesser ist deshalb auf die Anwendung unter Berücksichtigung der Ansprechfeldstärke der Applikation (H_{\min}) zu berechnen.

1.3.2 Magnetischer Fluss Φ und magnetische Flussdichte B

Die Gesamtzahl der magnetischen Flusslinien werden magnetischer Fluss Φ genannt. Wird in das Feld einer Spule ein Weicheisenkern eingebracht verdichten sich die Feldlinien und es kann eine größere Kraftwirkung gemessen werden. Die magnetische Flussdichte B ist eine auf die Fläche A bezogene Größe.

$$(1-4) \quad \Phi = B \cdot A$$

Der Zusammenhang zwischen Feldstärke H und Flussdichte B kann über die Materialgleichung beschrieben werden. Dabei stellt die Konstante μ_0 die magnetische Feldkonstante dar und beschreibt die elektrische Leitfähigkeit (Permeabilität) des Vakuums. Die relative Permeabilität μ_r beschreibt um wieviel die Leitfähigkeit eines Stoffes größer oder kleiner als μ_0 ist.

$$(1-5) \quad B = \mu_0 \mu_r \cdot H = \mu \cdot H$$

1.3.3 Induktivität L und Gegeninduktivität M

Bildet ein Leiter eine Schleife, wird der magnetische Fluss Φ besonders groß und besteht meist sogar aus mehreren Windungen N, die von einem gemeinsamen Strom I durchflossen werden. Dabei trägt jede Leiterschleife mit gleichem Anteil zum gesamten (oder verketteten) Fluss Ψ bei.

$$(1-6) \quad \Psi = \sum_N \Phi_N = N \cdot \Phi = N \cdot \mu \cdot H \cdot A$$

Das Verhältnis des verketteten Fluss Ψ zum Strom I der durch die Leiterschleife (Berandung) fließt, wird als Induktivität L bezeichnet.

$$(1-7) \quad L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N \cdot \phi}{I} = \frac{N \cdot \mu \cdot H \cdot A}{I}$$

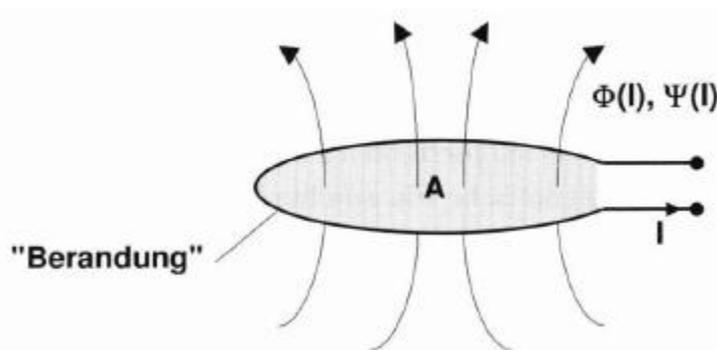


Abbildung 8: Definition der Induktivität L

Die Induktion ist eine grundlegende Eigenschaft von Antennen (Leiterspulen) und hängt ausschließlich von der Permeabilität des durchfluteten Raumes sowie von geometrischen Größen ab. Ist der Durchmesser d der Leitung sehr klein gegenüber dem Durchmesser D (D=2R) der Leiterschleife kann die folgende Formel angeschrieben werden⁴:

$$(1-8) \quad L = N^2 \cdot \mu_0 \cdot R \cdot \ln\left(\frac{2R}{d}\right)$$

Wird in die Nähe einer stromdurchflossenen Leiterschleife 1 (Fläche A1, Strom I1) eine weitere Leiterschleife 2 gebracht, werden beide durch einen Koppelfluss Ψ_{21} (der Teilfluss von Leiterschleife 1 der Leiterschleife 2 durchsetzt) als miteinander gekoppelt bezeichnet. Wie bei der (Eigen-)Induktivität L wird auch die auftretende Gegeninduktivität M_{21} als das Verhältnis von dem Leiterschleife 2 durchsetzenden Teilfluss Ψ_{21} zu dem Strom I1 in der Leiterschleife 1 definiert.

$$(1-9) \quad M_{21} = \frac{\Psi_{A2}(I_1)}{I_1} = \oint_{A_2} \frac{B_2(I_1)}{I_1} dA_2$$

⁴ Gilt für kreisrunde Leiterschleifen

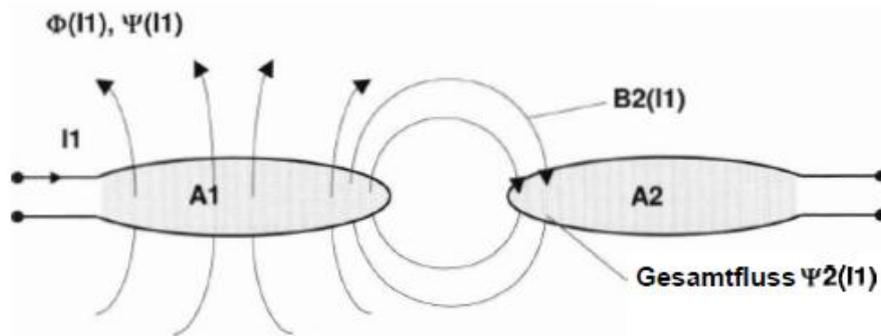


Abbildung 9: Entstehung der Gegeninduktivität, aus [2]

Umgekehrt gibt es auch eine Gegeninduktivität M_{12} , dabei wird die Leiterschleife 2 vom Strom I_2 erregt und dadurch der Koppelfluss Ψ_{12} durch die Schleife 1 bestimmt. Des Weiteren gilt die folgende Formel:

$$(1-10) \quad \mathbf{M} = \mathbf{M}_{12} = \mathbf{M}_{21}$$

1.3.4 Kopplungsfaktor k

Da die Kopplung zweier Leiterschleifen die fundamentale Basis für RFID-Systeme ist, wurde eine weitere Beschreibungsgröße unabhängig von den geometrischen Eigenschaften der Leiterschleifen der Kopplungsfaktor k definiert.

$$(1-11) \quad \mathbf{k} = \frac{\mathbf{M}}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Dabei kann k Werte von 0 (völlige Entkopplung) bis 1 (totale Kopplung: beide Schleifen werden vom gleichen Fluss Φ durchsetzt) annehmen. In der Praxis arbeiten induktiv gekoppelte Systeme mit sehr geringen Kopplungsfaktoren bis 0,01.

1.3.5 Induktionsgesetz

Als Induktion bezeichnet man das Entstehen einer elektrischen Spannung U entlang einer geschlossenen Linie wenn der die Fläche durchsetzende magnetische Fluss sich ändert. Diese Leerlauf- oder Induktionsspannung bildet sich aufgrund der sich ausbildeten elektrischen Feldstärke E infolge der Flussänderung aus. In allgemeiner Form lautet das Induktionsgesetz:

$$(1-12) \quad \mathbf{u}_i = \oint \mathbf{E}_i \mathbf{d}\mathbf{s} = - \frac{d\Psi(t)}{dt}$$

Dabei lässt sich der Wert des Umlaufintegrals auf das N -fache erhöhen, wenn man den geschlossenen Integrationsweg N -mal durchläuft [2], wie es bei einer Antenne mit N Windungen der Fall ist.

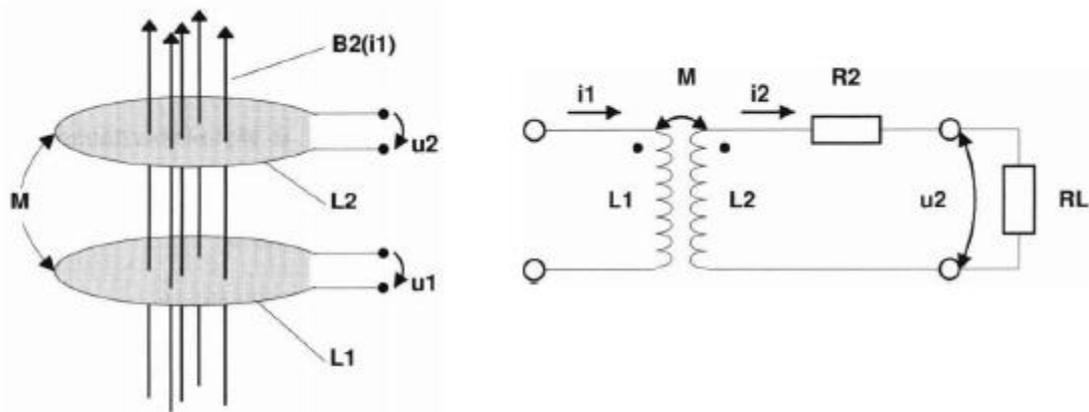


Abbildung 10: magnetisch gekoppelte Leiterschleife und Ersatzschaltbild, aus [2]

Der zeitlich veränderliche Strom i_1 durch die Leiterschleife L_1 erzeugt einen zeitlich veränderlichen magnetischen Fluss $d\Phi(i_1)/dt$. Durch das Induktionsgesetz wird in der Leiterschleife L_2 eine Spannung u_{2i} induziert. Durch das Verwenden eines Lastwiderstandes R_L tritt ein zusätzlicher Spannungsabfall auf und die Spannung u_2 kann gemessen werden. Diese Spannung kann auch über folgende Beziehung beschrieben werden:

$$(1-13) \quad u_2 = + \frac{d\psi_2}{dt} = M \cdot \frac{di_1}{dt} - L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} - i_2 \cdot R_2$$

In der Praxis treten jedoch sinusförmige Wechselströme auf, weshalb sich die folgende Schreibweise besser eignet:

$$(1-14) \quad u_2 = j\omega M \cdot i_1 - j\omega L_2 \cdot i_2 - R_2 \cdot i_2$$

1.3.6 Resonanz und Güte Q

Da die induzierte Leerlaufspannung für die Versorgung des Transponders meist nicht ausreicht, wird das Prinzip der Resonanz eines Schwingkreises angewandt. Dazu wird parallel zur bestehenden parasitären Kapazität der Antenne eine weitere Parallelkapazität verwendet⁵. Prinzipiell kann die Energiereichweite⁶ der Schaltung wie in Abbildung 11 beschrieben durch die Verwendung des Resonanzeffektes stark erhöht werden. Dabei wird der Spannungsverlauf einer Transponderspule über die Frequenz von 1 bis 100 MHz für die Leerlaufspannung sowie für die Spannung im Resonanzfall dargestellt. Es ist eine deutliche Erhöhung der Spannung zu erkennen wenn der Resonanzkreis auf seiner Resonanzfrequenz (hier 13,56MHz) angeregt wird.

Um den Resonanzkreis einer Frequenz anzupassen wird der Wert der zusätzlichen Parallelkapazität C_2 verändert. Folglich der Thomson-Gleichung stellt sich die Resonanzfrequenz f_r des Schwingkreises ein.

⁵ Es entsteht ein Parallelschwingkreis.

⁶ In der Praxis steht die Energiereichweite für den maximalen Abstand der beiden Antennenspulen voneinander, an dem noch genügend Spannung für den Betrieb des Transponders induziert wird.

$$(1-15) \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C'_2}}$$

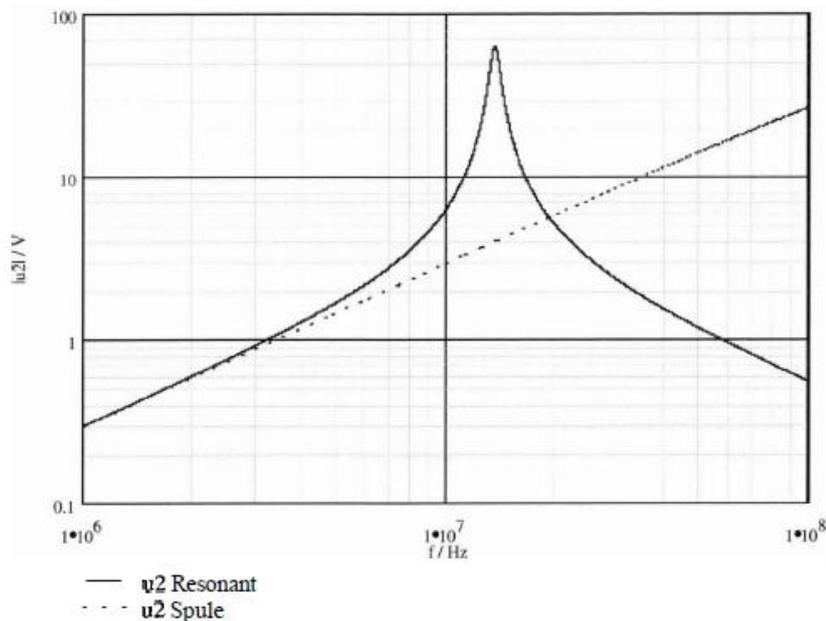


Abbildung 11: Vergleich zwischen Leerlaufspannung und Spannungsverlauf im Resonanzfall, aus [2]

Diese Kapazität C'_2 wird auch als Tuning-Kapazität bezeichnet, das folgende Ersatzschaltbild zeigt einen realen Transponder bei dem der Lastwiderstand R_L die Stromaufnahme definiert. Der grau hinterlegte Bereich stellt dabei den eigentlich Datenträger dar der an die Antenne angeschlossen ist.

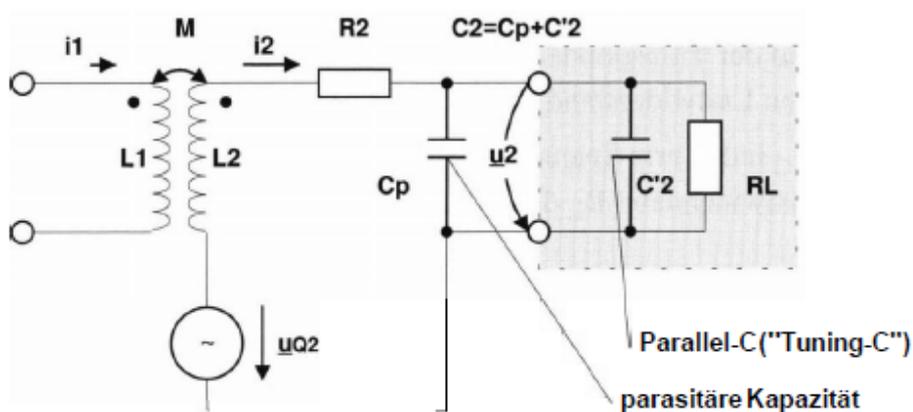


Abbildung 12: Ersatzschaltbild für magnetisch gekoppelte Leiterschleifen im Resonanzfall, aus [2]

Die sich nun ergebende Spannung am Transponder u_2 kann nun wie folgt beschrieben werden:

$$(1-16) \quad u_2 = \frac{u_{Q2}}{1 + (j\omega L_2 + R_2) \cdot \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_2\right)}$$

Der Begriff der Güte eines Schwingkreises ist definiert als das Verhältnis von Frequenz zu Bandbreite und ist ein wichtiges Thema dieser Diplomarbeit. Die Güte kann auch gemäß nächster Gleichung⁷ definiert werden:

$$(1-17) \quad Q = \frac{1}{\frac{R_2}{\omega L_2} + \frac{\omega L_2}{R_L}} = \frac{1}{R_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_2} + \frac{1}{R_L} \cdot \frac{L_2}{C_2}}}$$

Wie ersichtlich bedeutet eine Erhöhung von R_2 sowie eine Verkleinerung von R_L eine Verringerung des Gütefaktors Q . Für einen sehr kleinen Wicklungswiderstand R_2 der Spule (Antenne) sowie eines hochohmigen Lastwiderstandes R_L (geringe Leistungsaufnahme des Transponders) ist eine hohe Güte zu erzielen. Resultierend daraus kann durch gezielte Steigerung des Gütefaktors eine Erhöhung der Transponderspannung u_2 erzielt werden.

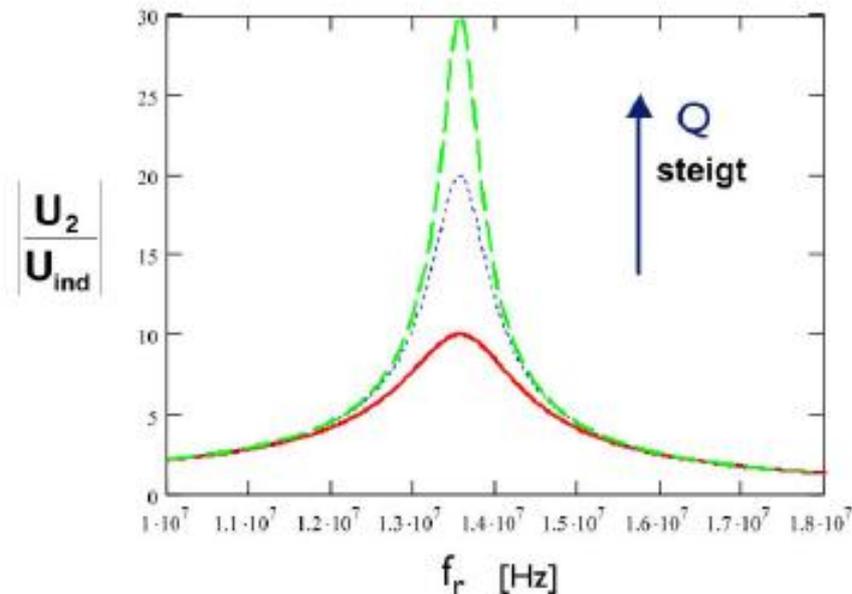


Abbildung 13: Einfluss der Güte auf die Spannungsüberhöhung, aus [1]

1.3.7 Betrachtungen zur Resonanzfrequenz

Neben der Güte eines Schwingkreises ist die Resonanzfrequenz die wichtigste Eigenschaft. Bei den Betrachtungen zur Resonanzfrequenz muss man drei Fälle unterscheiden. Erstens ist die Resonanzfrequenz des Phasennulldurchgangs zu nennen. Das bedeutet dass der Phasengang der Impedanz des Schwingkreises bei der Resonanzfrequenz⁸ ω_{Phase} seinen Nulldurchgang hat. Zweitens gibt es die Resonanzfrequenz für den Fall dass der Imaginärteil der Gesamtimpedanz des Kreises zu Null wird. In diesem Fall heben sich die Antennenspule und die Kapazitäten gegenseitig auf. Diese Resonanzfrequenz ω_{Real} kann zum Beispiel im Smith-Diagramm gezeigt werden. Drittens gibt es die Resonanzfrequenz ω_{Betrag} bei der der Betrag der Impedanz maximal

⁷ Die Herleitung dieser Formel befindet sich in Anhang Anhang I:

⁸ Die Kreisfrequenz ist definiert als $\omega = 2\pi f$.

wird. Folgende Beziehung beschreibt den Zusammenhang der drei Resonanzfrequenzen, aus [3]:

$$(1-18) \quad \omega_{\text{Phase}} \leq \omega_{\text{Real}} \leq \omega_{\text{Betrag}}$$

Die unterschiedlichen Resonanzen können durch die Drehung der Darstellung im Smith-Diagramm auftreten. Zusätzlich entfernen sich die unterschiedlichen Resonanzfrequenzen bei steigendem Koppelfaktor von einander. Dies wird im Anhang Anhang II: verdeutlicht.

Grundlegend kann ein Einfluss der Güte auf das Verhalten der einzelnen Resonanzfrequenzen angegeben werden. Für niedrige Werte des Gütefaktors, beziehungsweise eines großen Serienwiderstandes der Antenne, kann der Unterschied der einzelnen Resonanzfrequenzen bis zu einem Megahertz betragen. Für sehr hohe Gütefaktoren oder kleine Serienwiderstände wird der Unterschied jedoch verschwindend gering und es kann von einer Resonanzfrequenz gesprochen werden. Wichtig ist die Unterscheidung jedoch bei der Interpretation von Messergebnissen und bei unterschiedlichen Messungen der Resonanzfrequenz.

1.4 Gesamtsystem Transponder und Reader

Um das Zusammenwirken von Transponder und Reader zu verstehen, ist es wichtig das Gesamtsystem bestehend aus beiden, zu betrachten. Die Rückwirkung des Transponders auf das Lesegerät kann über den Begriff der transformierten Transponderimpedanz Z_T' beschrieben werden [2]. Wird ein Transponder in das Feld eines Readers gebracht, wirkt der induzierte Strom i_2 infolge der Lenzschen Regel und über die Gegeninduktivität M auf seine Ursache, den Strom i_1 durch die Readerantenne zurück. Die folgende Abbildung zeigt das Gesamtsystem, bestehend aus Reader und Transponder. Dabei beschreibt Z_2 den Lastwiderstand R_L sowie die Tuning-Kapazität C_2 .

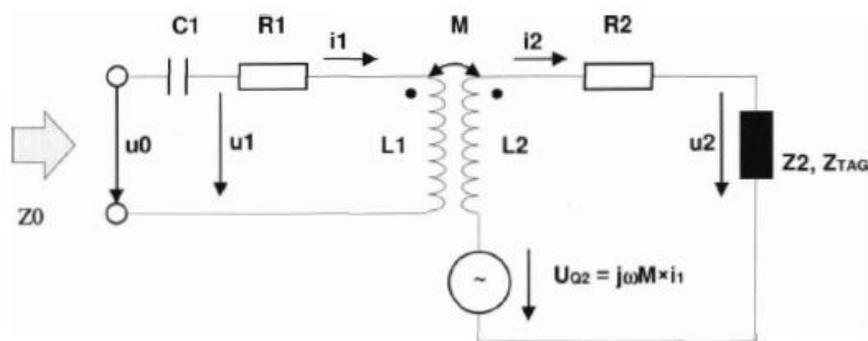


Abbildung 14: Gesamtsystem aus Transponder und Reader, aus [2]

Die Änderung des Stromes i_1 kann nun über den Wert von Z_T' ausgedrückt werden. Da der Serienresonanzkreis des Readers im Resonanzfall betrieben wird, heben sich die Impedanzen von C_1 und L_1 gegenseitig auf und die Spannung u_0 wird nur mehr durch R_1 und die Gegeninduktivität bestimmt. Dies ist bei Betrachtung des Zeigerdiagramms der Readerschaltung ersichtlich.

(1-19)
$$\mathbf{u}_0 = \mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 - \mathbf{j}\omega \mathbf{M} \cdot \mathbf{i}_2$$

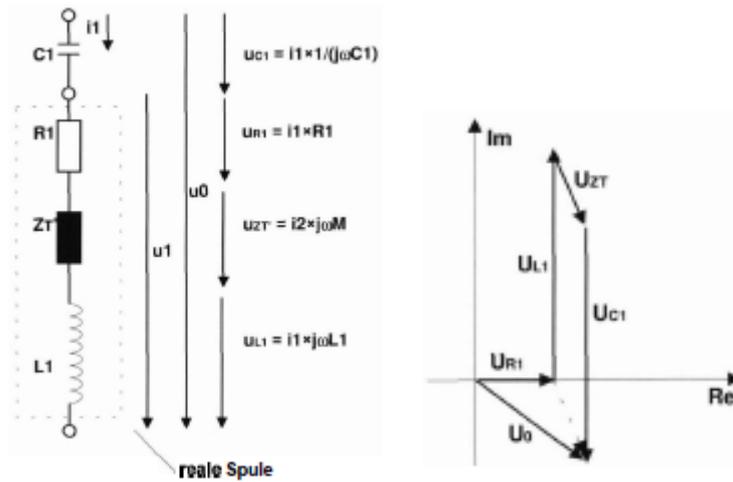


Abbildung 15: Ersatzschaltbild der Readerschaltung und Zeigerdiagramm, aus [2]

Mit Ersetzen der Gegeninduktivität kann die transformierte Transponderimpedanz schließlich durch den folgenden Ausdruck beschrieben werden:

(1-20)
$$\mathbf{Z}_T' = \frac{\omega^2 k^2 \cdot L_1 L_2}{R_2 + \mathbf{j}\omega L_2 + \frac{R_L}{1 + \mathbf{j}\omega R_L C_2}}$$

Somit sind nun die Einflussgrößen von \mathbf{Z}_T' beschrieben und es können folgende Annahmen gemacht werden: Wird der Kopplungsfaktor k kleiner, also entfernt man den Transponder von dem Reader, wird die transformierte Transponderimpedanz kleiner. Der Lastwiderstand R_L ist ein Indikator für die Stromaufnahme des Transponders. Aufgrund von Spannungsregelung am Transpondereingang⁹ ändert sich der Widerstandswert aber über Feldstärke, beziehungsweise den Strom i_2 im Transponderkreis. Zusätzlich wird der Lastwiderstand zur Übertragung von Daten absichtlich verändert (Lastmodulation). Durch einen hohen Wert für R_L stellen sich des Weiteren ein hoher Gütefaktor und eine daraus resultierende hohe Stromüberhöhung im Readerschaltkreis ein. Wird die Transponderkapazität C_2 verändert, was eine Verstimmung der Resonanzfrequenz des Transponderschwingkreises zur Folge hat, wirkt sich das nicht nur auf den Impedanzwert aus, sondern auch auf die zum Transponder übertragbare Energie. Auch die Induktivitäten der beiden Antennen gehen in die transformierte Transponderimpedanz ein, was in der Praxis zur Optimierung bezüglich der Antennengröße führt. Der optimale Antennenradius entspricht dem $\sqrt{2}$ -fachen des maximal gewünschten Leseabstandes¹⁰. Die Rückmodulation seitens des Transponders erfolgt durch Lastmodulation, also einer Änderung von \mathbf{Z}_T' . Bei der in dieser Diplomarbeit beschriebenen Schaltung kann zwischen ohmscher und kapazitiver Lastmodulation unterschieden werden. Dies ist gleichzusetzen mit einer Änderung von R_L beziehungs-

⁹ Am Transpondereingang ist ein Limiter im Einsatz. Dadurch wird die Spannung zur Versorgung des passiven Transponders konstant gehalten, dadurch wird R_L mit steigendem Strom i_2 immer kleiner.

¹⁰ Dies folgt aus der Annahme, dass für ein bestimmtes Verhältnis aus Abstand und Antennenradius ein Maximum der Feldstärke existiert.

sweise C_2 im Modulationsfall. Die folgenden Abbildungen bezüglich der Ortskurven von Z_T' verdeutlichen die Änderung bei Modulation.

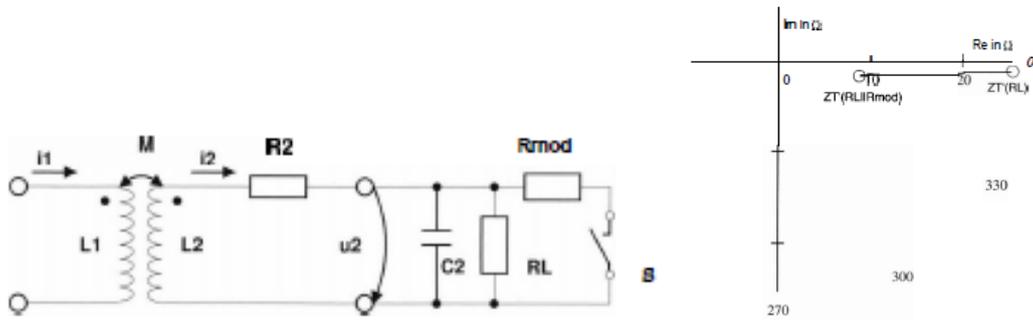


Abbildung 16: ohmsche Lastmodulation und Ortskurve, aus [2]

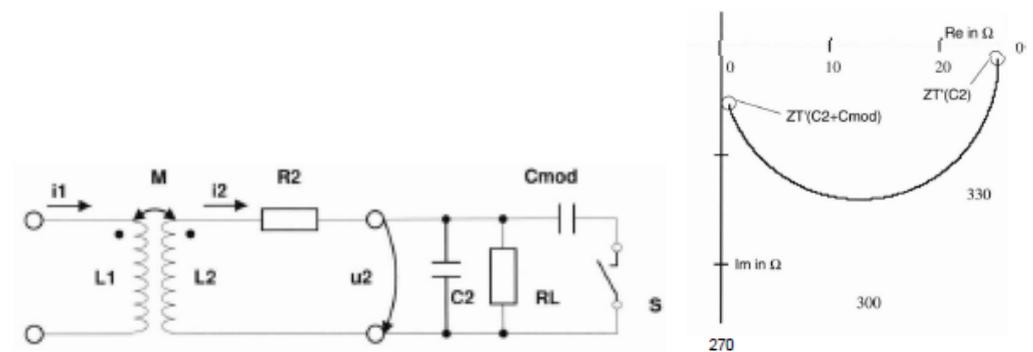


Abbildung 17: kapazitive Lastmodulation und Ortskurve, aus [2]

1.5 Das Smith-Diagramm

Mit Hilfe des Smith-Diagramms ist es möglich eine Impedanzanpassung der zu entwerfenden Schaltung vorzunehmen. Genauer gesagt ist es möglich den Impedanzverlauf eines Mehrtors darzustellen.

Das Smith-Diagramm bildet das Innere des Einheitskreises der Reflexionsebene ab. Als wichtiger Bezug sind die transformierten Koordinatenlinien der Impedanz- und Admittanzebene im Diagramm eingezeichnet. Die Transformation zwischen der r - und der z -Ebene ist durch die folgenden Formeln definiert.

$$(1-21) \quad \mathbf{r}(z) = \frac{z-1}{z+1}$$

$$(1-22) \quad \mathbf{z}(r) = \frac{1+r}{1-r}$$

Dabei stellt $z(r)$ die normierte Impedanz dar und wird auf den Wellenwiderstand Z_w bezogen:

$$(1-23) \quad \mathbf{z}(r) = \frac{z}{Z_w}$$

Demnach werden im Smith-Diagramm normierte Werte der Impedanzen zur Darstellung gebracht. Durch die Transformationsvorschrift ist jedem Wert der komplexen z -Ebene ein eindeutiger Wert der komplexen r -Ebene ein zugewiesen. Die geraden Koordinatenlinien der Impedanzebene $\text{Re}\{z\}=\text{konst.}$ und $\text{Im}\{z\}=\text{konst.}$ werden in der Reflexionsfaktorebene als Kreise, die alle durch den Punkt $r=1$ laufen, dargestellt.

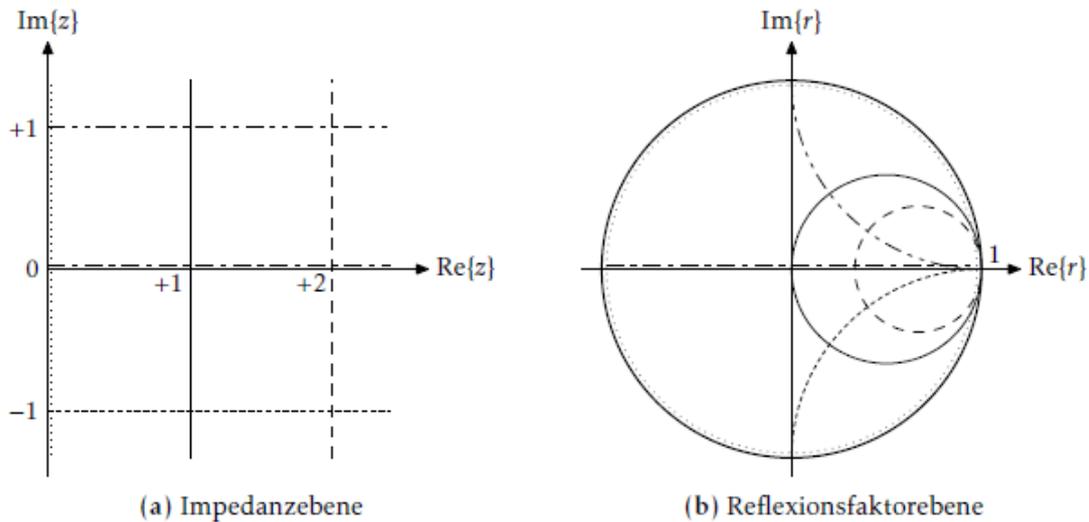


Abbildung 18: Darstellung der Impedanz- und der Reflexionsfaktorebene, aus [4]

Es wird der Bereich für $|r|\leq 1$ dargestellt, im Diagramm befinden sich deshalb die Kreise für die Bereiche $\text{Re}\{z\} \geq 0$ und $-\infty < \text{Im}\{z\} < +\infty$. Das Bild der rechten Ebene der z -Ebene entspricht somit dem Inneren des Einheitskreises der r -Ebene.

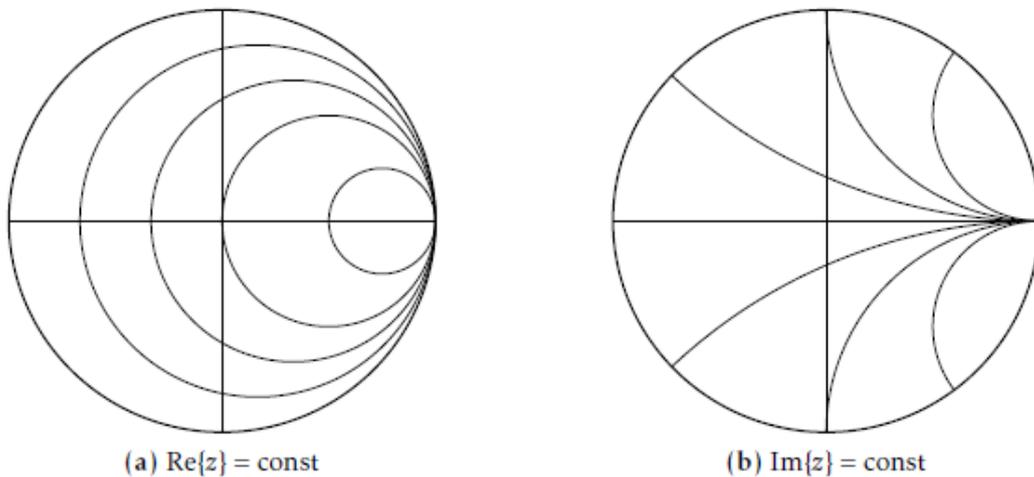


Abbildung 19: Koordinatengitter der Impedanz, aus [4]

Das Smith-Diagramm wird in dieser Diplomarbeit für die Anpassung des Impedanzverlaufs sowie für die Vermessung von Antennen zum Einsatz gebracht. Der praktische Vorteil liegt darin, mit Hilfe der Eckpunkte des Diagramms schnell den Impedanzverlauf der Schaltung bewerten zu können. Folgende Abbildung zeigt die wichtigsten Punkte des Diagramms. Auf der reellen Achse liegen der Kurzschlusspunkt K ($Z=0$), der Anpasspunkt A (hier: 50Ω) und der Leerlaufpunkt L ($Z=\infty$). Der obere

Halbkreis beschreibt den induktiven Bereich, während der untere Halbkreis den kapazitiven Bereich darstellt.

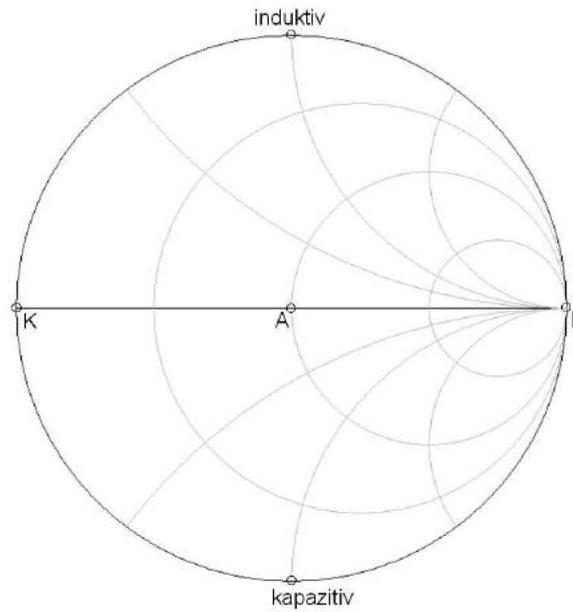


Abbildung 20: Eckpunkte des Smith-Diagramms

Eine Darstellung einer angepassten Schaltung durch das Smith-Diagramm folgt im nächsten Kapitel. Die Simulation erfolgte mit Hilfe der Software RFSIM99.

2. Aufbau des Kontaktlos-NFC Frontends

In diesem Kapitel werden die einzelnen Elemente der Anpassschaltung beschrieben. Die Schaltung umfasst die Antenne, das Impedanzmatching, den EMV¹²-Filter und den Empfangspfad. Abschließend wird das bestehende Gesamtsystem beschrieben und nötige Adaptionen aufgezeigt.

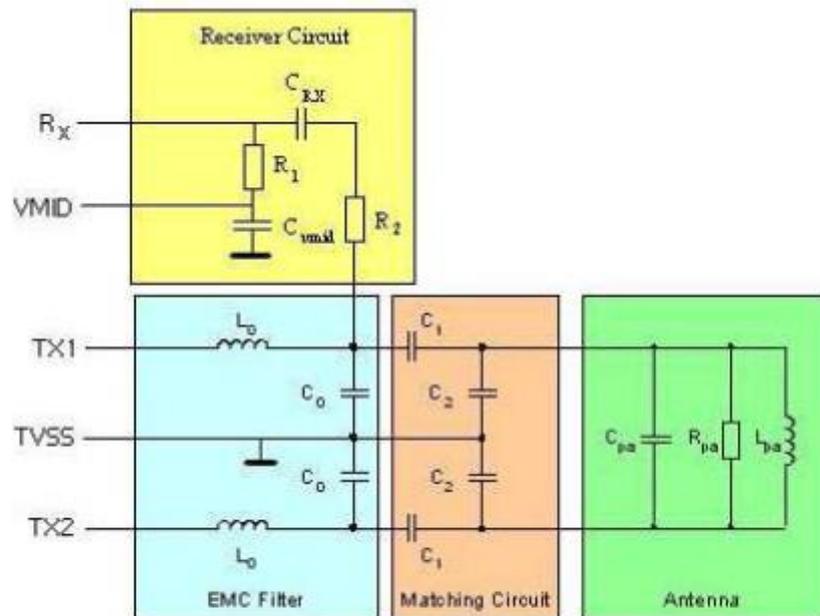


Abbildung 21: Prinzipieller Aufbau bestehender Schaltungen und einzelne Schaltungsblöcke

2.1 Antenne

Elementarer Bestandteil eines RFID-Systems ist die Antenne. Grundsätzlich gibt es viele verschiedene Bauformen, jedoch kann jede Antenne als Ersatzschaltung wie in obiger Abbildung ersichtlich dargestellt werden. Da die Bauform und der Radius ausschlaggebend für die resultierende Feldstärke sind, stellt sich entsprechend des Antennendesigns eine Induktivität ein. Jedoch sind der Widerstand des Antennendrahtes und die parasitäre Kapazität bei der Entwicklung eines Impedanzmatchings unbedingt zu berücksichtigen. Bei der Vermessung der Antenne erhält man einerseits bei einer Messfrequenz von 1 MHz die Antenneninduktivität L_a sowie den Serienwiderstand R_{Smess} , andererseits den Parallelwiderstand R_{Pmess} , der bei der Resonanzfrequenz der Antenne f_{ra} gemessen wird. Anschließend ist es nötig die beiden Widerstandswerte auf einen Wert zusammenzuführen und die Werte auf die entsprechende Frequenz von 13,56 MHz zu berechnen. Die parasitäre Kapazität kann aus den Messwerten errechnet werden:

$$(2.1-1) \quad C_a = \frac{1}{(2\pi f_{ra})^2 L_a}$$

¹² Elektromagnetische Verträglichkeit

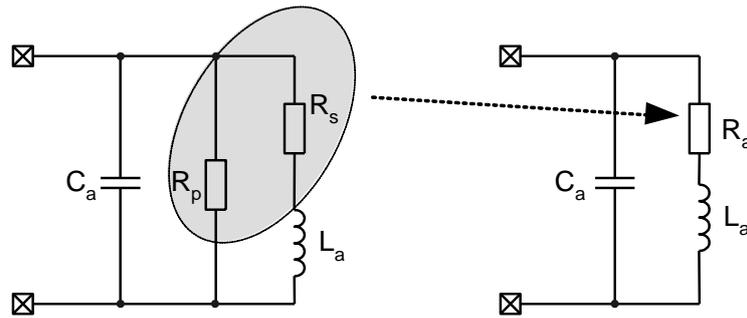


Abbildung 22: Überführung von gemessenen Werten auf das Serienerersatzschaltbild

Um den korrekten Widerstandswert bei der gewünschten Frequenz von 13,56 MHz (f_T) zu berechnen wird der Korrekturfaktor K eingeführt und mit dessen Hilfe der äquivalente Parallelwiderstand bei 13,56 MHz $R_{P\ 13,56}$ berechnet:

$$(2.1-2) \quad K = \sqrt{\frac{f_{ra}}{f_T}}$$

$$(2.1-3) \quad R_{P\ 13,56} = K \cdot R_P$$

Unter Verwendung der Formeln für den Gütefaktor kann der entsprechende Serienwiderstand $R_{S\ 13,56}$ berechnet werden:

$$(2.1-4) \quad Q = \frac{R_{P\ 13,56}}{\omega \cdot L_a} = \frac{\omega \cdot L_a}{R_{S\ 13,56}}$$

$$(2.1-5) \quad R_{S\ 13,56} = \frac{(\omega \cdot L_a)^2}{R_{P\ 13,56}}$$

Um den endgültigen Wert des Serienwiderstandes R_a zu erhalten, müssen abschließend der gemessene sowie der berechnete und auf f_T bezogene Serienwiderstand addiert werden:

$$(2.1-6) \quad R_a = R_{S\ mess} + R_{S\ 13,56}$$

Mit Formel 2-4 kann nun auch der Gütefaktor der Antenne berechnet werden, um die gewünschte Güte des Gesamtsystems (Systemgüte)¹³ zu erhalten kann es nötig sein gütedämpfende Widerstände einzusetzen. Für eine gewünschte Güte Q_g kann der dämpfende Serienwiderstand R_q berechnet werden:

$$(2.1-7) \quad R_q = \frac{1}{2} \left(\omega \frac{L_a}{Q_g} - R_a \right)$$

¹³ Als Gesamtsystem wird hier die gesamte Schaltung im Reader Mode bezeichnet. Die Systemgüte bezeichnet demnach den Gütefaktor der gesamten Schaltung.

Da der Gütefaktor umgekehrt proportional zur Bandbreite B und des Weiteren für Energieausbeute und Schwingungsverhalten ausschlaggebend ist muss dem Gütefaktor große Bedeutung bei dem Entwurf eines Anpassnetzwerkes beigemessen werden.

$$(2.1-8) \quad Q = \frac{f_{res}}{B}$$

2.2 EMV Filter

Der EMV Filter stellt mit der Induktivität L_0 und er Kapazität C_0 einen Tiefpass zweiter Ordnung dar. Aufgrund der Regulativen bezüglich der elektromagnetischen Abstrahlung, die in den entsprechenden Standards definiert sind, ist es notwendig die Oberwellen der 13,56 MHz-Schwingung zu dämpfen. Da das Signal des Treiberausganges des ICs (TX_1 und TX_2) in Rechteckform anliegt, dient der Filter gleichzeitig zur Umwandlung in ein Sinussignal¹⁴.

Die folgende Abbildung zeigt die maximalen Werte, die ein Reader in 10m Entfernung abstrahlen darf. Die Darstellung verweist auf Maximalpegel, die für die Trägerfrequenz (13,56 MHz) sowie für Frequenzbänder um diese gelten.

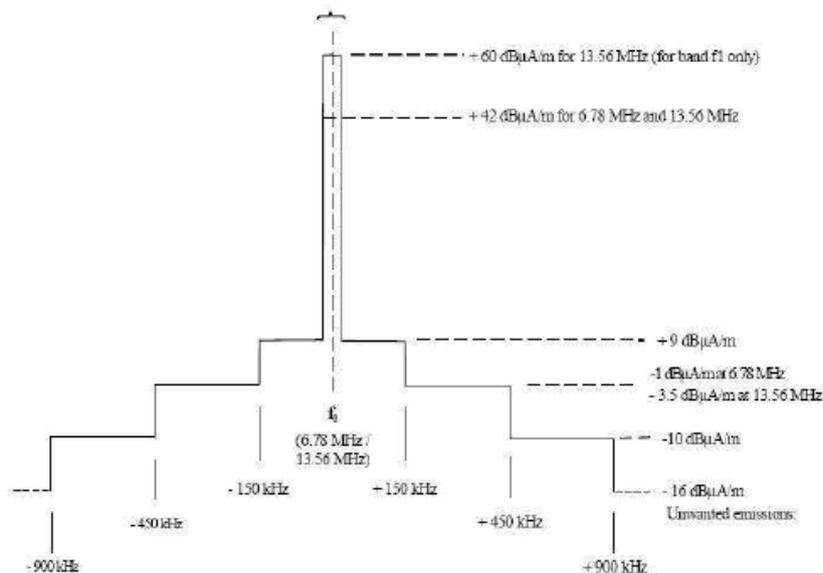


Abbildung 23: Grenzwerte für die elektromagnetische Abstrahlung

Die Messung der Nebenaussendungen (*spurious emissions*) betrifft nicht nur die Trägerfrequenz und die durch die Transponderantwort auftretenden Modulationsseitenbänder, sondern etwaige andere Frequenzkomponenten wie Stör- und Mischsignale oder nicht gefilterte Oberwellen. Diese nicht gewünschten Komponenten des Frequenzspektrums gilt es so klein wie möglich zu halten. Demnach muss die Grenzfrequenz des EMV-Filters bereits die erste Oberwelle der 13,56 MHz-Schwingung stark

¹⁴ Durch die Tiefpasswirkung bleibt nur die Grundschwingung des rechteckigen Treibersignals erhalten.

genug dämpfen. Zusätzlich darf die Resonanzfrequenz des EMV Filters einen Mindestwert nicht unterschreiten, da eine breitbandige Empfangsstruktur gefordert ist.

Neben der Einhaltung der Abstrahlungsbedingung erfolgt mittels des EMV Filters auch eine Impedanzumwandlung und die Wandlung von einer Spannungs- in eine Stromquelle. Dies wird in Kapitel 4.2 durch die Einführung der Transformationsimpedanz definiert.

2.3 Impedanzmatching

Der *matching circuit* besteht aus der Serienkapazität C_1 und der *tuning*-Kapazität C_2 . Über die Werte dieser Kapazitäten wird die eigentliche Impedanzanpassung an R_{match} ¹⁵ vorgenommen. R_{match} definiert den Widerstandswert bei der Trägerfrequenz aus Sicht des Treiberinterface. Ein zu kleiner Wert würde in einem großen Treiberstrom und somit einem hohen Stromverbrauch des Readers resultieren. Dabei wird die Treiberleistung im Anpassnetzwerk verbraucht und eine zu niedrige Feldstärke ist die Folge. Andererseits ist für einen gewissen Widerstandswert die erzeugbare Feldstärke des Readers maximal. Ein guter Kompromiss zwischen nicht zu hohem Stromverbrauch und guter Feldstärkenausbeute liegt bei ca. 50Ω ¹⁶.

Über den Wert von C_1 kann die Anpassimpedanz Z_{match} eingestellt werden, für größere Werte der Serienkapazität wird auch Z_{match} größer. Die *tuning*-Kapazität C_2 dient zur Abstimmung auf die gewünschte Resonanzfrequenz und verändert den Imaginärteil von Z_{match} . Eine Verkleinerung von C_2 bewirkt eine höhere Resonanzfrequenz. Bei Betrachtung des Smithdiagramms kann das Matching gemessen werden. Dabei liegt die eingestellte Resonanzfrequenz von 13,56 MHz genau auf 50Ω und der Imaginärteil der Matchingimpedanz beträgt Null.

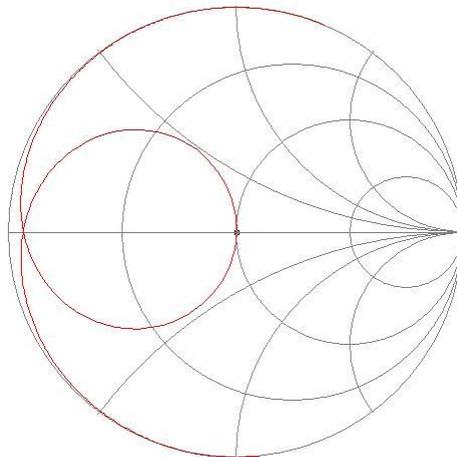


Abbildung 24: Smithdiagramm des Impedanzmatchings

Im gezeigten Smithdiagramm wird der Verlauf von Z_{match} über die Frequenz dargestellt. Dabei wird an der Stelle des Treiberanschlusses (TX_1 oder TX_2) das Matching gemessen und die Anpassung für den Treiber kann eingestellt und kontrolliert werden.

¹⁵ R_{match} kann auch wie in folgenden Kapiteln beschrieben, variiert werden. Hierzu kann eine Erhöhung des Wertes zur Einhaltung der Mindestfeldstärke bei maximaler Verstimmung nötig sein.

¹⁶ Die erzeugbare Feldstärke verändert sich nicht linear mit dem Treiberstrom, siehe dazu Literaturquelle [6].

Je weiter links der Punkt der Resonanzfrequenz auf der reellen Achse liegt, desto eher wandert die Impedanz Richtung Kurzschluss und je weiter rechts wandert sie Richtung Leerlauf. Bezüglich des Stromverbrauchs aber auch der erreichbaren Feldstärke des Readers ist der Wert der Matchingimpedanz einzustellen.

2.4 Empfangspfad

Der Empfangspfad der Schaltung dient zum Empfang des Modulationssignals und muss an die Empfangsstruktur¹⁷ RX des ICs angepasst werden. V_{MID} liefert ein Gleichspannungssignal und generiert einen Offset am RX-Eingang, der über R_1 eingestellt werden kann. C_{vmid} dient der Entkopplung während C_{RX} eine Gleichspannungsblockungskapazität darstellt. Mit dem Widerstand R_2 entsteht ein Spannungsteiler über den der maximale Spannungswert am RX-Pin eingestellt werden kann, wenn die Schaltung als Transponder (Karte) konfiguriert ist. Zur Berechnung kann die Spannung an C_0 verwendet werden:

$$(2.4-1) \quad R_2 = R_1 \left(\frac{U_{C0}}{U_{RX}} - 1 \right)$$

Die Dynamik am RX-Eingang muss innerhalb von zwei Grenzen gehalten werden. Einerseits ist ein Mindestpegel des Signals zur Demodulation notwendig, andererseits kann ein zu großer Spannungspegel durch Sättigung zu Fehlern in der Demodulation, oder gar zur Zerstörung des Interface führen. Deshalb gibt es einen Spannungsbereich ΔV_{RX} der im Kartenmodus im Feldstärkebereich von 1,5 A/m bis 7,5 A/m eingehalten werden muss. Eine detailliertere Betrachtung erfolgt in Kapitel 3.3.

$$(2.4-2) \quad \Delta V_{RX} = V_{RXmax} - V_{RXmin}$$

2.5 Topologie des bestehenden Gesamtsystems

Ausgangslage dieser Diplomarbeit ist eine bestehende Weiterentwicklung der eben beschriebenen Schaltung. Diese Schaltung beschreibt die Topologie des bestehenden Produkts, dem IC PN544. Hierbei wurde die Schaltung um ein zusätzliches Interface erweitert. Dieses *powered-by-the-field* Interface, kurz PBF-Interface, dient zur Energieversorgung wenn der IC als passiver Transponder konfiguriert ist. Dies bedeutet, dass über das neue PBF-Interface die benötigte Energie aus dem Feld gewonnen wird.

Das zusätzliche Interface führte zu einer Aufteilung der *tuning*-Kapazität C_2 . Im Reader Mode ist das PBF-Interface kurzgeschlossen und ein Restparallelwiderstand R_{PBF} von 10 Ohm bleibt über. Im Karten Mode ist R_{PBF} hochohmig, somit ist das PBF-Interface geöffnet und der IC kann aus dem Feld versorgt werden. Als Schalter dienen wie in der folgenden Abbildung ersichtlich MOSFETs. Im Chip integriert ist am PBF-Eingang ein Gleichrichter und es ist ein Limiter nachgeschaltet.

¹⁷ Dem im IC eingebauten Demodulator muss ein entsprechendes Signal zur Verfügung gestellt werden, eine gewisse Dynamik des Signals über den Feldstärkebereich darf nicht überschritten werden.

Durch die Veränderung von R_{PBF} zwischen Reader und Karten Mode verändert sich auch die resultierende Parallelkapazität $C_2 \approx C_{2a} + C_{2b}$ was zu einer Änderung der Resonanzfrequenz im Kartenmode führt. Das hochohmige PBF-Interface im Karten Mode schaltet die Kapazitäten C_{2b} „weg“ und die resultierende *tuning*-Kapazität lautet $C_2 \approx C_{2a}$.

Wird somit der Wert von C_2 kleiner steigt die Resonanzfrequenz beim Umschalten in den Karten Mode von 13,56 MHz auf 16,5 MHz¹⁸. Die Lastmodulation des Transponders erfolgt durch das Öffnen und Schließen des PBF-Interface. Somit wird nicht nur die Last des Transponders verändert, sondern auch die Resonanzfrequenz des Transponders während einer Modulation.

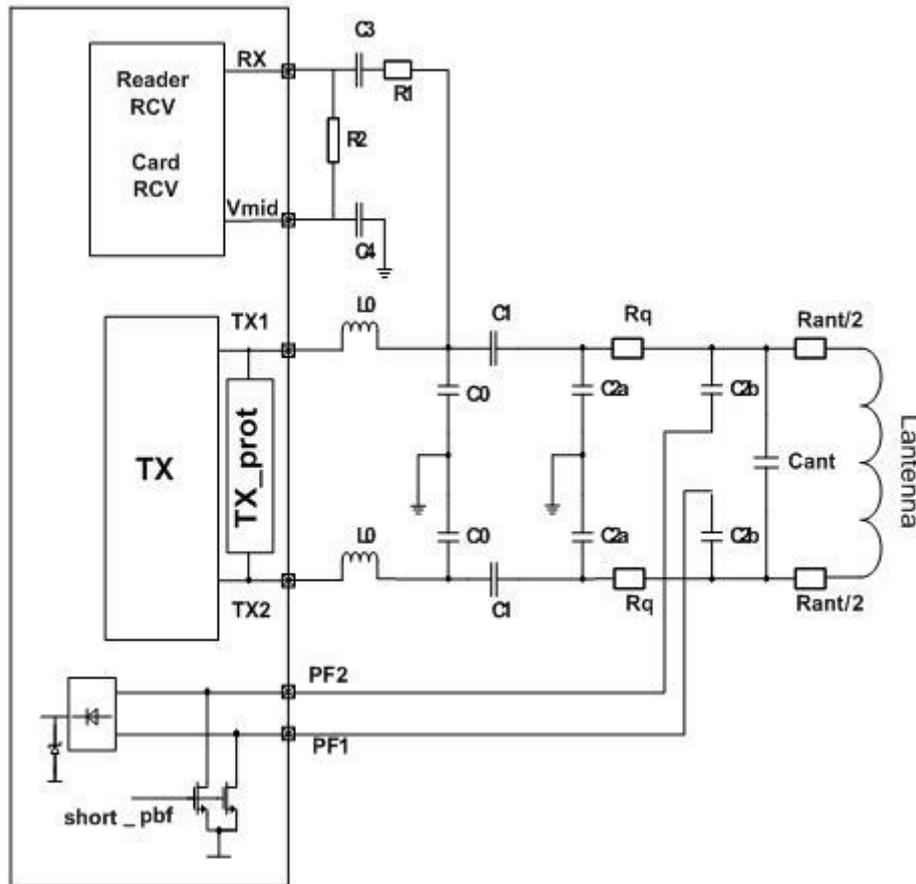


Abbildung 25: Gesamtopologie der bestehenden Schaltung (PN544)

Wird die Schaltung im Karten Mode nun in ein Feld gebracht verändert sich R_{PBF} infolge der Limitation am PBF-Interface. Der Widerstandswert am Interface verringert sich mit steigender Feldstärke, dadurch tragen die Kapazitäten C_{2b} wieder mehr zur Resonanzfrequenz bei und die gesamte Tuning-Kapazität C_2 wird somit größer. Resultierend daraus wandert die Resonanzfrequenz wieder in Richtung 13,56 MHz hinab. Diese Eigenschaft der Schaltung führt zu einem exponentiellen Verlauf der Energieaufnahme, da die induzierte Spannung in der Kartenantenne infolge der näheren Resonanzfrequenz immer höher wird.

¹⁸ Diese Resonanzfrequenz ist abhängig von der Größe von C_{2b} , je größer die Kapazität desto höher liegt die Frequenz.

Die Forderung nach der Funktionalität im PBF-Mode¹⁹ betrifft eine Versorgung aus dem zur Verfügung gestellten Feld im Feldstärkebereich von 1,5 A/m bis 7,5 A/m. Die Mindestleistung um den IC zu starten muss somit schon bei kleineren Feldstärken als 1,5 A/m erreicht werden. Des Weiteren ist es zu vermeiden die Resonanzfrequenz im Karten Mode genau auf 13,56 MHz driften zu lassen, da dies zu Problemen bei der Demodulation auf Seiten des Readers infolge der resultierenden zu kleinen Seitenbandpegel führen würde. Dieses Problem tritt dann auf, wenn die Widerstandsänderung zwischen den Zuständen „Interface geöffnet“ und „Interface geschlossen“ sehr klein ist. In diesem Fall ist durch die starke Limitation am Interface schon ein sehr kleiner Wert erreicht worden. Somit verändert sich im Falle einer Modulation beim Öffnen und Schließen des PBF-Interface die Resonanzfrequenz und somit die Last fast nicht mehr. Resultierend daraus sind die Pegel der Seitenbänder sehr klein bis gar nicht vorhanden und der Reader kann die Antwort des Transponders nicht empfangen. Des Weiteren ergeben sich durch die Verschiebung der Resonanzfrequenz im Karten Mode unterschiedlich starke Seitenbandpegel. Der Drift der Resonanzfrequenz verändert demnach auch das Verhältnis der Seitenbandpegel zueinander. Die folgende Abbildung zeigt die Seitenbänder um die Trägerfrequenz von 13,56 MHz für eine Resonanzfrequenz von ca. 15,7 MHz.

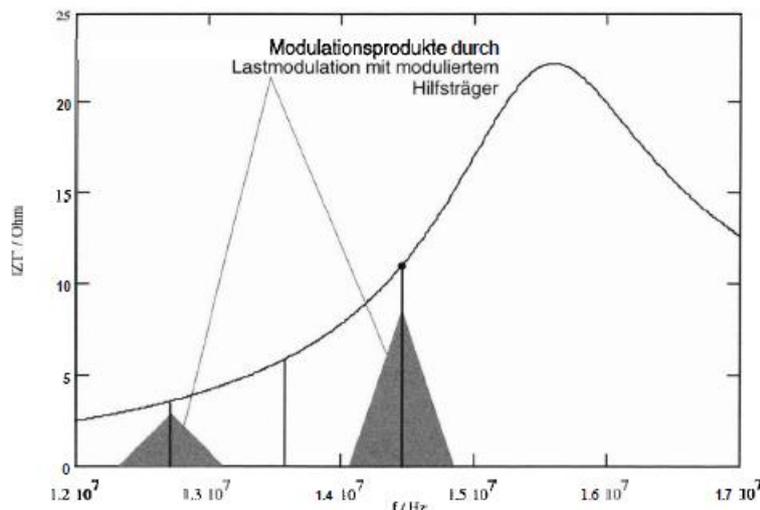


Abbildung 26: Veränderte Seitenbandpegel infolge einer driftenden Resonanzfrequenz, aus [2]

Im Karten Mode wird das Treiberinterface (TX-Interface) kurzgeschlossen. Aufgrund der größeren Struktur im Silizium des ICs ist hier ein niedrigerer Widerstandswert R_{TX} (im Vergleich zu R_{PBF}) von 4Ω erreichbar. Das Kurzschließen verhindert einen zu hohen Spannungsabfall am TX-Interface was ein Eingreifen des TX-Limiters zur Folge und so negativen Einfluss auf die Demodulation im Empfangspfad hätte. Durch den niederen Wert von R_{TX} tritt jedoch ein zweiter Resonanzkreis, die EMV-Resonanz, auf. Somit haben sich zusammen mit dem ersten Resonanzkreis (mit der Induktivität der Antenne) und dem EMV-Resonanzkreis mit der EMV-Spule zwei über die Serienkapazität C_1 miteinander gekoppelte Schwingkreise gebildet. Diese beiden Resonanzfrequenzen f_r und f_{EMV} bilden sich im Karten Mode um 13,56 MHz aus. Durch Veränderung der Bauteile, aber unter Berücksichtigung eines funktionierenden Matchings im Reader Mode, kann das Resonanzverhalten beeinflusst werden.

¹⁹ Als PBF-Mode wird die Konfiguration als passive Karte (ohne externe Versorgung) bezeichnet.

Im Fall der PN544 Topologie wurde der Wert von C_{2b} so hoch gewählt, dass einerseits die Resonanzfrequenz bei der maximalen Feldstärke von 7,5 A/m nicht unter 13,56 MHz fällt, und die obere Resonanz überwiegt. Demnach wird die Resonanz unter 13,56 MHz für hohe Werte von C_{2b} stark gedämpft. Liegen die beiden Resonanzen gleich nahe an der Erregungsfrequenz von 13,56 MHz und sind ähnlich stark gedämpft teilt sich die Energie auf beide Resonanzkreise fast gleich auf. Eine Änderung der Serienresonanz C_1 verändert die Kopplung der beiden Resonanzkreise, eine Erhöhung von C_1 bewirkt infolge einer kleineren Impedanz eine stärkere Kopplung. Wird C_1 erhöht, wandert die tiefere Resonanz nach unten, dabei wird die Güte dieser Resonanz höher, die der höheren kleiner. Dem gegenüber steht jedoch der Stromverbrauch sowie die zu erreichende Feldstärke im Reader Mode, wie in Unterkapitel 2.3 erwähnt.

Eine Weiterentwicklung dieser Schaltung soll einen vorteilhafteren Verlauf der Resonanzfrequenz im Karten Mode über den Feldstärkebereich ermöglichen. Einerseits muss die Mindestleistung unter 1,5 A/m im PBF-Mode gewährleistet sein, andererseits ist eine zu hohe Leistung bei 7,5 A/m mit einer sehr hohen Temperatur am Limiter verbunden, was zur Zerstörung der internen Struktur führen kann, insbesondere bei dem exponentiellen Anstieg der Leistung am PBF-Interface. Aufgrund dieses Verhaltens kann mit der bestehenden Topologie die Mindestleistung bei 1,5 A/m nicht erreicht werden.

3. Ein- und Ausgangssignale am IC

Das folgende Kapitel definiert die Ein- und Ausgangssignale an den Interfaces des bestehenden ICs. Aufgrund schaltungstechnischer und fertigungstechnischer Gründe ergeben sich für die Interfaces bestimmte Eigenschaften, die bei dem Design einer Anpassschaltung berücksichtigt werden müssen. Im Vergleich zu externen Bauteilen muss bei integrierten Schaltungspfaden große Aufmerksamkeit bezüglich der geringeren Spannungsfestigkeit sowie etwaigen parasitären Effekten gelegt werden.

3.1 Treiber-Interface

Das TX-Interface besteht aus zwei komplementär geschalteten MOSFET-Strukturen, die ein 13,56 MHz Rechtecksignal generieren. Das Impedanzmatching wurde angepasst um im Reader Mode einerseits die Umwandlung auf ein Sinussignal vorzunehmen und die Vorschriften bezüglich den EMV-Standards einzuhalten, andererseits eine höchstmögliche Feldstärke und das geforderte Schwingungsverhalten zu erreichen. Somit ist für eine gegebene Treiberspannung die Matchingimpedanz Z_{match} anzupassen um den Stromverbrauch nicht zu groß werden zu lassen. Im Kartenmode soll die abfallende Spannung am TX-Interface nicht zu groß werden, da es durch den Einsatz des eingebauten Limiters zu einer Einschränkung der Funktionalität des Empfangseingangs kommt. Der kleinste Widerstandswert des verwendeten TX-Interface liegt bei 4Ω , die interne MOSFET-Schaltung kann verschiedene Werte zwischen eben diesem kleinsten Wert und dem hochohmigsten Wert im Kilo- bis Megaohmbe- reich annehmen. Prinzipiell ist beim Design eines ICs ein Kompromiss zwischen dem kleinsten erreichbaren Widerstand eines Interface und der dafür verwendeten Siliziumfläche zu treffen. Eine größere Fläche resultiert in einem kleineren Widerstands- wert.

3.2 Powered-by-the-field-Interface

Das PBF-Interface wurde im PN544 als Weiterentwicklung zur Grundsaltung implementiert. Da der IC viele Standards und Betriebsmodi abdecken soll, war es notwendig ein zusätzliches Interface zu designen. Da die Struktur im Silizium im Ver- gleich zum TX-Interface kleiner ist, kann ein minimaler Parallelwiderstandswert bei kurzgeschlossenem Interface von 10Ω erreicht werden.

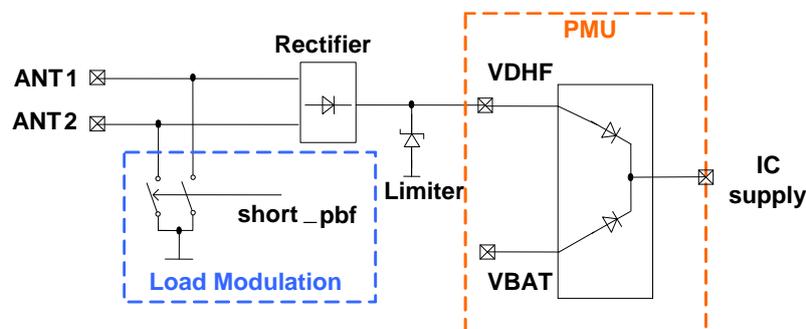


Abbildung 27: interner Aufbau des PBF-Interface

Wie in Abbildung 27 ersichtlich dient das Interface auch zur Lastmodulation. Durch das Schalten von C_{2b} wird der parallele Kapazitätswert (*tuning*-Kapazität C_2) verändert, deshalb kommt es zu einer kapazitiven Lastmodulation. Die Anschlüsse ANT_1 und ANT_2 stellen die Verbindung zu den Kapazitäten C_{2b} dar (vergleiche Abbildung 25). Hier sei nochmals auf Abbildung 17 verwiesen, die die Ortskurve einer kapazitiven Lastmodulation darstellt.

Durch das Öffnen und Schließen des Interfaces während der Modulation ist auch die Energieversorgung im PBF-Mode in dieser Zeit unterbrochen. Deshalb muss im zeitlichen Mittel die Mindestleistung für die Versorgung des ICs aus dem Feld gegeben sein. Wie schon in Unterkapitel 2.5 erwähnt, ist dem Eingang (ANT_1 und ANT_2) ein Brückengleichrichter zur Umwandlung in eine Gleichspannung zur Versorgung nachgeschaltet. Zusätzlich wird diese Spannung limitiert und schließlich als Spannung VDHF bereitgestellt. In der *power management unit* (PMU) sind die zwei möglichen Versorgungsspannungen dargestellt. Wird die Schaltung im PBF-Mode betrieben, steht dem IC VDHF aus dem Feld zur Verfügung. Im extern versorgten Fall, auch *battery*-Mode genannt, steht VBAT zur Verfügung. Dennoch wird auch im *battery*-Mode VDHF aus dem Feld generiert, weshalb der IC letztendlich von beiden Spannungen versorgt wird, beziehungsweise überwiegt die höhere Spannung.

3.3 Empfangseingang

Am Empfangseingang muss eine Dynamik des anliegenden Spannungspegels eingehalten werden. Die maximale Spannung liegt bei $1,8V_{pp}$ um Verzerrungen und schließlich die Zerstörung des RX-Eingangs zu verhindern, die Mindestspannung ab welcher die Demodulation funktioniert liegt bei $150mV_{pp}$. Somit muss die Mindestspannung schon unter $1,5 A/m$ am RX-Eingang anliegen, um die Funktionalität zu gewährleisten.

Eine wichtige Eigenschaft der Empfangsstruktur ist die *receiver sensitivity*, die sich auf die zu detektierenden Seitenbandpegel der Modulation bezieht. Der Standard gibt eine Kurve der kleinsten Seitenbandpegel vor, die ein Reader noch demodulieren können muss.

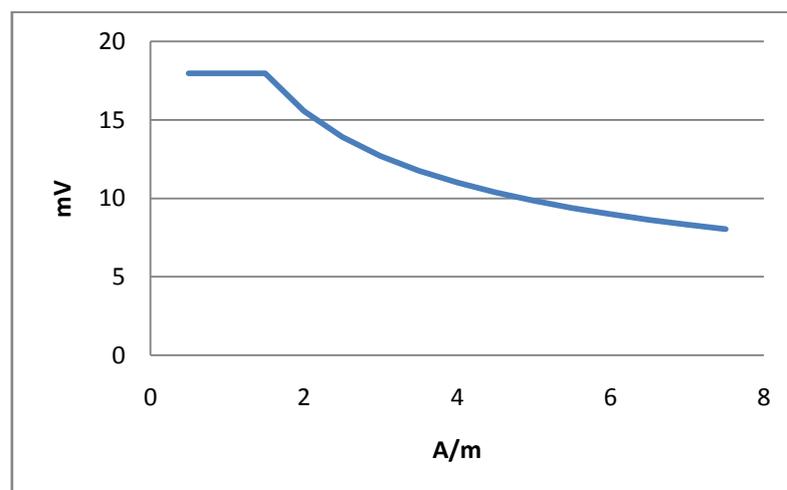


Abbildung 28: Seitenbandpegel laut ISO Standard

Die Abbildung zeigt den Verlauf der zu demodulierenden Mindestseitenbandpegel über Feldstärke. Um einwandfreie Übertragung zu garantieren, muss der Empfänger

kleinere Pegel demodulieren können als in der Grafik dargestellt, andererseits muss im Falle einer Rückmodulation ein höherer Seitenbandpegel erzielt werden. Anders kann eine fehlerfreie Übertragung der Daten nicht ermöglicht werden.

3.4 Anforderungen an die beiden Betriebsmodi

Im Folgenden werden nun die einzelnen Betriebsmodi des ICs und der Schaltung beschrieben. Dabei ist zwischen der Konfiguration als Reader oder als Transponder zu unterscheiden. Zusätzlich ist auch noch eine Unterscheidung zwischen aktivem und passivem Transponder gegeben.

3.4.1 Reader Mode

Wird die Schaltung als Lese- oder Schreibegerät konfiguriert, werden gewisse Anforderungen an diesen Zustand gestellt. Gemäß des aktuell gültigen Standards muss zum Beispiel in der Konfiguration als Reader eine Mindestfeldstärke erreicht werden, jedoch darf die maximale Feldstärke von 7,5 A/m nicht überschritten werden. Bei der Mindestfeldstärke von 1,5 A/m muss auch der Effekt der größten Verstimmung des Readerresonanzkreises (*detuning*) berücksichtigt werden. Dazu wird eine Referenzkarte, das sogenannte RefPICC verwendet. Das RefPICC kann bezüglich Resonanzfrequenz und Belastung eingestellt werden. Die Belastung kann an einem einstellbaren Widerstand parallel zur Antenne des RefPICCs definiert werden. Entsprechend der an diesem Widerstand messbaren Spannung kann somit bei einer bestimmten Feldstärke eine definierte Last eingestellt werden.

Um den Fall der stärksten bzw. größten Verstimmung zu simulieren („*worst case*“ Transponder) wird die Resonanzfrequenz des RefPICCs auf die des Systems, also 13,56 MHz, eingestellt. Der Lastwiderstand wird so eingestellt, dass bei einer Feldstärke von 1,5 A/m eine Spannung von 3 V_{DC} an ihm auftritt. Wird das RefPICC nun in das Feld des Readers gebracht, darf nun die Spannung von 3 V_{DC} vom Maximalabstand, bei welchem die Spannung erstmals erreicht wird, bis zum Nullabstand nicht unterschritten werden. Der *detuning*-Effekt ist in der folgenden Abbildung ersichtlich. Dabei wurde in der gerade beschriebenen Einstellung des RefPICCs der Reader im Nullabstand belastet und das Smith-Diagramm aufgezeichnet. Durch die starke Kopplung der beiden Antennen und den Einfluss der Gegeninduktivität wandert der Anpasspunkt bei 13,56 MHz Richtung Kurzschluss und nimmt sehr niederohmige Werte an. Es ist nun ein Koppelsystem entstanden, die nun auftretende Gegeninduktivität hat sowohl die Reader- als auch die RefPICC-Anpassung verändert. Die Gegeninduktivität kann auch als die komplexe transformierte Transponderimpedanz Z_T' , wie in den Grundlagen beschrieben, betrachtet werden. Z_T' verändert als imaginäres Bauteil die Resonanzeigenschaften der beiden Anpassschaltungen und die Resonanzfrequenzen werden verschoben.

Wie in Abbildung 29 zu sehen bilden sich zwei Resonanzen aus, die bei steigender Kopplung weiter auseinander driften. Da sich in diesem Zustand ein viel kleiner Wert für Z_{match} ergibt, ist die maximale Feldstärke des Readers nicht mehr erreichbar, da die Anpassung nicht mehr ideal ist. Bei dem Entwurf bezüglich des Reader Mode ist dieser Punkt unbedingt einzuhalten.

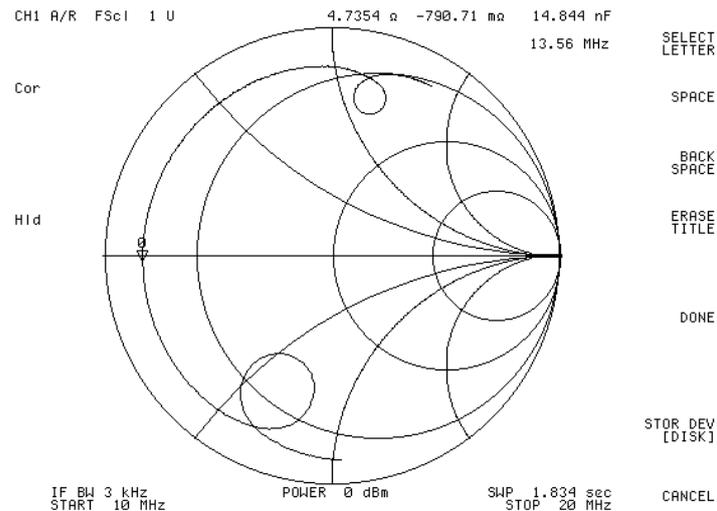


Abbildung 29: Totale Verstimmung infolge einer Belastung mit dem RefPICC

Ein weiteres Kriterium das es zu erfüllen gilt, ist das Schwingungsverhalten der Schaltung. Wenn man davon ausgeht dass eine Modulation des Readers quasi abrupt innerhalb einer 13,56 MHz-Schwingung erfolgt, tritt aufgrund der Systemgüte eine langsamer fallende oder steigende Flanke der Einhüllenden des Treibersignals auf. Auch hier gilt es abhängig vom Kommunikationsstandard die Vorgaben zu erfüllen.

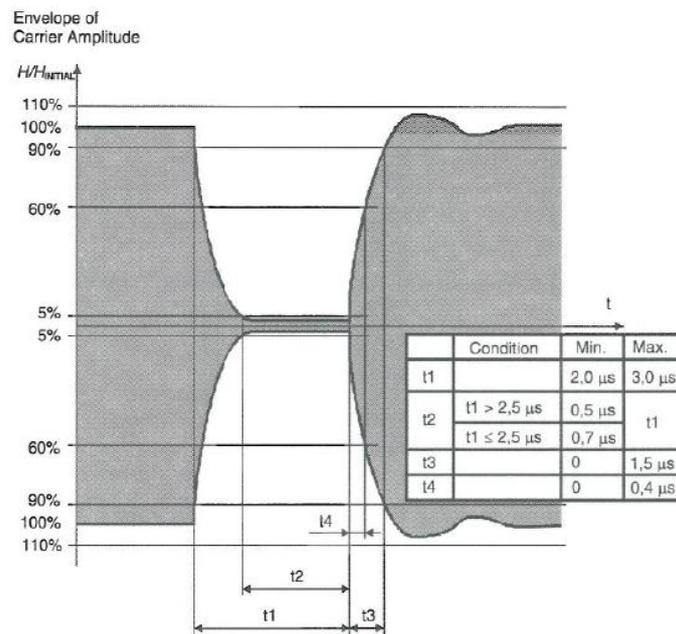


Abbildung 30: Vorgaben der Einhüllenden, Typ A Modulation, aus [5]

Prinzipiell wird die Kommunikation in Typ A und Typ B unterteilt. Bei Typ A wird beim *uplink* (Kommunikation von PCD zu PICC) 100% ASK mit Millerkodierung zum Einsatz gebracht. Die Rückmodulation seitens des PICC (Karte), dies wird als *downlink* (Kommunikation von PICC zu PCD) bezeichnet, erfolgt durch Lastmodulation mit einem 847,5 kHz Hilfsträger, in Manchesterkodierung. Bei Typ B wird beim *uplink* 10% ASK Modulation mit NRZ Kodierung (*non return to zero*) verwendet, der

downlink erfolgt auch wie bei Typ A durch Lastmodulation. Auch hier wird ein 847,5 kHz Hilfsträger verwendet, jedoch handelt es sich hier um BPSK Modulation (*binary phase shift keying*).

Die Abbildungen 30 und 31 zeigen die Vorgaben des Standards ISO 14443 (Part 2) aus dem Jahr 2001. Hierbei sind die Modulationsbreite, der Restträger, Überschwingungen (*overshoots*) als auch die Flankensteilheit definiert.

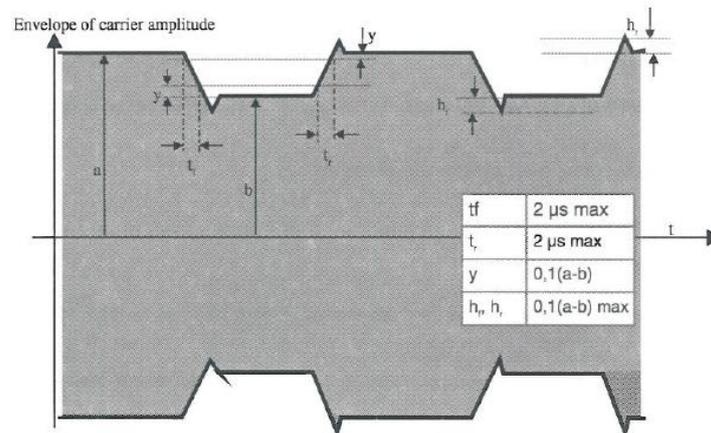


Abbildung 31: Vorgaben der Einhüllenden, Typ B Modulation, aus [5]

Die hier gezeigten Vorgaben bezüglich des Schwingverhaltens (*Reader-Shapes*) stellen gewisse Anforderungen an die Eigenschaften des Matchings. So ist der Gütefaktor des Gesamtsystems eine entscheidende Eigenschaft und wie in [6] beschrieben auf den Wert 35 zu legen. Die Systemgüte ist unter Einhaltung der folgenden Formel bestimmt worden.

$$(3.4.1-1) \quad Q \leq f_T \cdot T$$

Auch der EMV Filter trägt zur Beeinflussung der *Reader-Shapes* bei, eine Verkleinerung der EMV-Kapazität gegenüber der Grundsaltung führt zu einem geringeren Schwingverhalten der Schaltung.

Aus dem Smithdiagramm lassen sich die Änderungen gegenüber der ursprünglichen Topologie aufzeigen²⁰. Eine Verkleinerung der EMV-Kapazität dreht den Impedanzverlauf in den kapazitiven Bereich. Die Matchingimpedanz R_{match} wurde von 50 Ω auf zirka 80 Ω erhöht²¹, um der Forderung bezüglich des Stromverbrauches und der Mindestfeldstärke im Reader Mode nachzukommen. Dabei wird gezielt auf den Kurzschlusspunkt bei maximaler Verstimmung des Impedanzverlaufs der Readerschaltung Einfluss genommen.

Wie bereits erwähnt sind bezüglich der elektromagnetischen Abstrahlung ebenfalls Grenzen einzuhalten, was bei dem Entwurf des gesamten Schaltungsdesigns berücksichtigt werden muss.

²⁰ Vergleiche Abbildung 24: Smithdiagramm des Impedanzmatchings

²¹ Aufgrund von Bauteiltoleranzen ergibt sich hier ein leicht erhöhter Wert für R_{match} von 83,74 Ω .

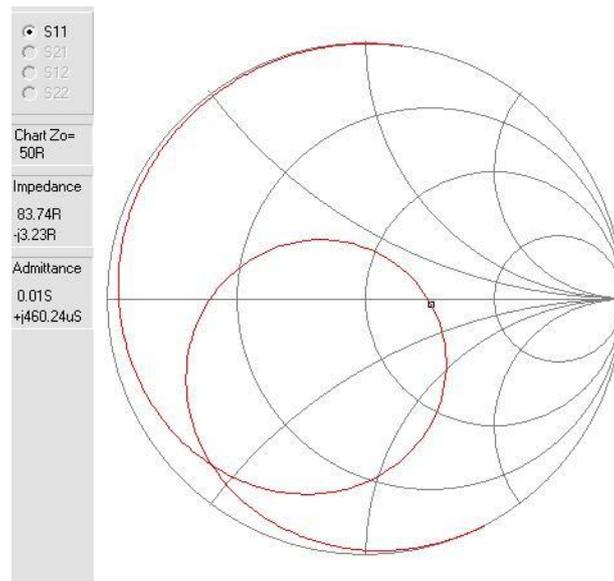


Abbildung 32: Smithdiagramm der bestehenden PN544 Topologie

3.4.2 Karten Mode

Grundsätzlich muss im Karten Mode zwischen PBF-Mode und *battery*-Mode unterschieden werden. Diesen beiden Konfigurationen ist jedoch das Umschalten der Interfaces gemein. Ist im Reader Mode das TX-Interface hochohmig und das PBF-Interface niederohmig, so ist es im Karten Mode genau umgekehrt.

Neben den zu erreichenden Seitenbandpegeln (vergleiche Abbildung 28) ist es von Seiten des Matchings her wichtig die Funktionalität im PBF-Mode zu gewährleisten. Dies bedeutet einerseits dass für die erforderliche Leistung eine entsprechend hohe Güte im Karten Mode gegeben sein muss, jedoch aber auch eine genügend große Bandbreite zur Erreichung der Seitenbandpegel noch vorhanden sein muss. Da Güte und Bandbreite wie schon beschrieben umgekehrt proportional zueinander sind, ist es hier wichtig einen Kompromiss zu finden. Gleichzeitig ist darauf zu achten die Spannungen an den Interfaces des ICs unter den Grenzwerten bei höchster Feldstärke zu halten. Dabei ist die Temperaturbeständigkeit der Schaltungsteile und Interfaces zu beachten. Wie bereits beschrieben kommt es im Karten Mode zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenz durch den Einsatz des Limiters am PBF-Interface. Im folgenden Kapitel wird ein Lösungsvorschlag für einen vorteilhafteren Verlauf des Resonanzfrequenzdrifts vorgestellt.

Zusammenfassend ergeben sich nun einige Grenzen die es einzuhalten gilt, um alle Anforderungen an Reader und Karten Mode zu erfüllen.

4. Charakterisierung

In diesem Kapitel wird nun eine neue Schaltungsvariante vorgestellt, die im Laufe dieser Diplomarbeit entwickelt wurde. Um die beschriebenen Anforderungen zu erfüllen, wurde ein weiterer Freiheitsgrad eingeführt. Dieser Freiheitsgrad bei dem Design der Anpassschaltung stellt die Einführung eines neuen zusätzlichen Interface dar.

Um die Effekte des bestehenden PBF-Interface auszugleichen, beziehungsweise einen vorteilhafteren Verlauf des Resonanzfrequenzdrifts zu erreichen, war es nötig ein weiteres Interface einzuführen. Der bisherige Drift der Resonanzfrequenz führt zu einer sehr hohen Stromaufnahme bei 7,5 A/m, da die Resonanzfrequenz schon sehr nahe an 13,56 MHz liegt. Gleichzeitig wird die Mindestleistung für den PBF-Mode bei 1,5 A/m noch nicht erreicht. Durch ein neues Design muss dieser Effekt vermieden werden. Dazu soll die Resonanzfrequenz bei 1,5 A/m bereits unter 13,56 MHz liegen und mit zunehmender Feldstärke zu tieferen Frequenzen driften. Somit sollte die Leistungskurve über Feldstärke im PBF Mode abflachend sein.

Erste Untersuchungen führten dazu dass dieses Interface zunächst als einfacher Schalter betrachtet werden kann. Deshalb wurde für erste Schaltungsentwürfe ein externes Interface mit Bipolartransistoren verwendet. In einem späteren Kapitel wird die Möglichkeit der Integration des neuen Interface in den IC untersucht, jedoch ist dies mit vielen weiteren Effekten verbunden. Ein neues integriertes Interface weist die gleichen Eigenschaften des bestehenden PBF-Interface auf, was bezüglich des Limiters und der MOSFET-Struktur zu weiteren Überlegungen führen muss. Um die Grundzüge der weiterentwickelten Schaltung zu veranschaulichen, ist es jedoch einfacher zuerst ein externes Interface zu verwenden, welches in die bestehende Topologie eingebracht wird.

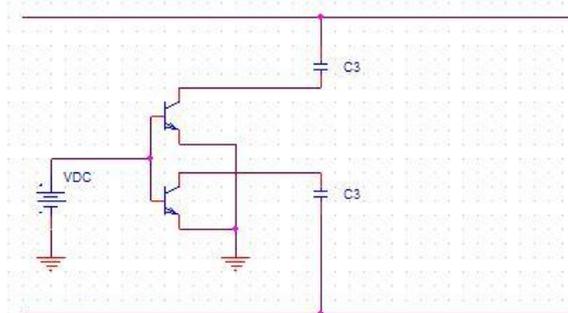


Abbildung 33: Realisierung eines neuen Interfaces mit ext. Transistoren und schaltbaren Kapazitäten

Die oben gezeigte Abbildung zeigt eine einfache Realisierung eines Schalters. Hierbei werden zwei externe Transistoren in Emitterschaltung verwendet. Unter der Annahme das zwei Bauteile, in diesem Fall die Kapazitäten C_3 , hinzu- und weggeschaltet werden sollen, kann der gezeigte Schalter wie folgt verwendet werden: Zum Schließen des Schalters wird an der Basis-Emitter-Strecke der beiden npn-Bipolartransistoren eine Gleichspannung angelegt. Somit werden die Emitter-Kollektor-Strecken leitend, die Kapazitäten sind somit „hinzugeschaltet“. Ohne Versorgungsspannung, dem sogenannten Steuersignal, bleibt der Schalter geöffnet und die Kapazitäten tragen nicht zum Schaltungsverhalten bei. Wie auch bei den anderen Interfaces kann man sich diesen Schalter als Widerstand vorstellen, bei geschlossenem Schalter ist der Widerstandswert sehr klein, bei Sperrbetrieb (geöffneter Schalter) ist der Widerstand sehr

hochohmig. Der Vorteil dieser Transistorschaltung liegt in dem erreichbaren sehr kleinen Widerstandswert von wenigen Ohm, während in einer integrierten Version des Schalters mit einem höheren Widerstandswert aufgrund der viel kleineren Siliziumstruktur zu rechnen ist.

Viele Untersuchungen bezüglich des PBF-Mode führten zur genaueren Betrachtung der EMV-Resonanzfrequenz und deren Zusammenwirken mit der eigentlichen Resonanzfrequenz, gebildet durch die Antenneninduktivität. In der folgenden Abbildung wird die Beschaltung im Karten Mode dargestellt.

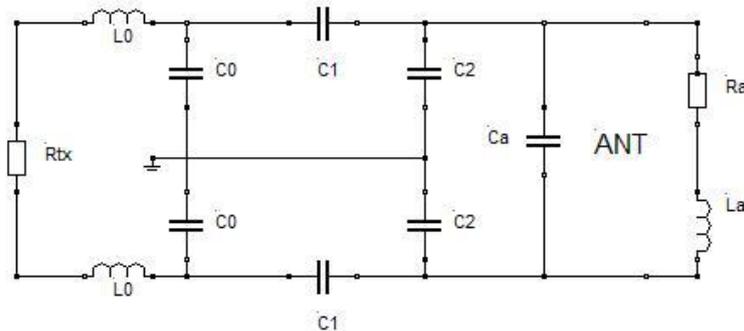


Abbildung 34: Darstellung der Grundsaltung im Karten Mode

Der EMV-Parallelresonanzkreis bildet sich im Karten Mode durch Kurzschließen von R_{TX} (4Ω) und der EMV-Induktivität L_0 ²² sowie den Kapazitäten C_0 aus. Natürlich sind auch die EMV-Induktivitäten als Schwingkreise darstellbar, jedoch liegt die Resonanzfrequenz der verwendeten Spulen (170 MHz) weit über dem betrachteten Frequenzbereich und wird deshalb vernachlässigt.

Der zweite Resonanzkreis wird durch die Antenne gebildet, dem die *tuning*-Kapazität C_2 parallel geschaltet ist. Da die beiden Kreise durch die Kapazität C_1 verbunden sind, beeinflussen sie ihr Verhalten gegenseitig. So wirken die Kapazitäten C_0 , C_1 , C_2 , C_a für beide Resonanzen, die beiden Induktivitäten bestimmen folglich der Thomson-Gleichung die unterschiedlichen Resonanzfrequenzen. Eine Veränderung der Widerstände führt zu einer Dämpfung, höhere Widerstandswerte führen zu einem niedrigeren Gütefaktor bei der jeweiligen Resonanzfrequenz.

Die Abbildung 35 wurde mit Hilfe einer PSPICE-Simulation erstellt und zeigt den Verlauf der Resonanzfrequenzen im Karten Mode für unterschiedliche Treiberwiderstände R_{TX} . Deutlich zu sehen ist die Dämpfung der Resonanzen bei der Erhöhung von R_{TX} von 5Ω (hellgrüne Linie) auf 10Ω (rote Linie). Hier ist der EMV-Parallelschwingkreis bereits deutlich gedämpft, jedoch sind noch zwei einzelne Resonanzen erkennbar. Bei weiterer Erhöhung von R_{TX} wird der Strom durch die EMV-Spulen so gering, dass sich nur mehr eine Resonanz mit der Antenne ausbildet. Eine weitere Dämpfung des EMV-Kreises durch einen höheren Widerstandswert von R_{TX} erhöht den Gütefaktor zusätzlich.

Ähnlich verhält es sich mit einer Änderung von C_1 , da die Kopplung der Resonanzkreise durch die Impedanz der Serienkapazität definiert wird. Ein größerer Kapazitätswert führt folglich einer kleineren Impedanz zu einer stärkeren Kopplung der Re-

sonanzkreise. Wird nun C1 verkleinert, wandert die untere Resonanzfrequenz nach unten, dabei wird die Güte dieser größer, während die Güte der oberen Resonanzfrequenz abnimmt. Aufgrund dieser Beobachtungen kann man darauf schließen dass die untere Resonanz von dem EMV-Schwingkreis gebildet wird.

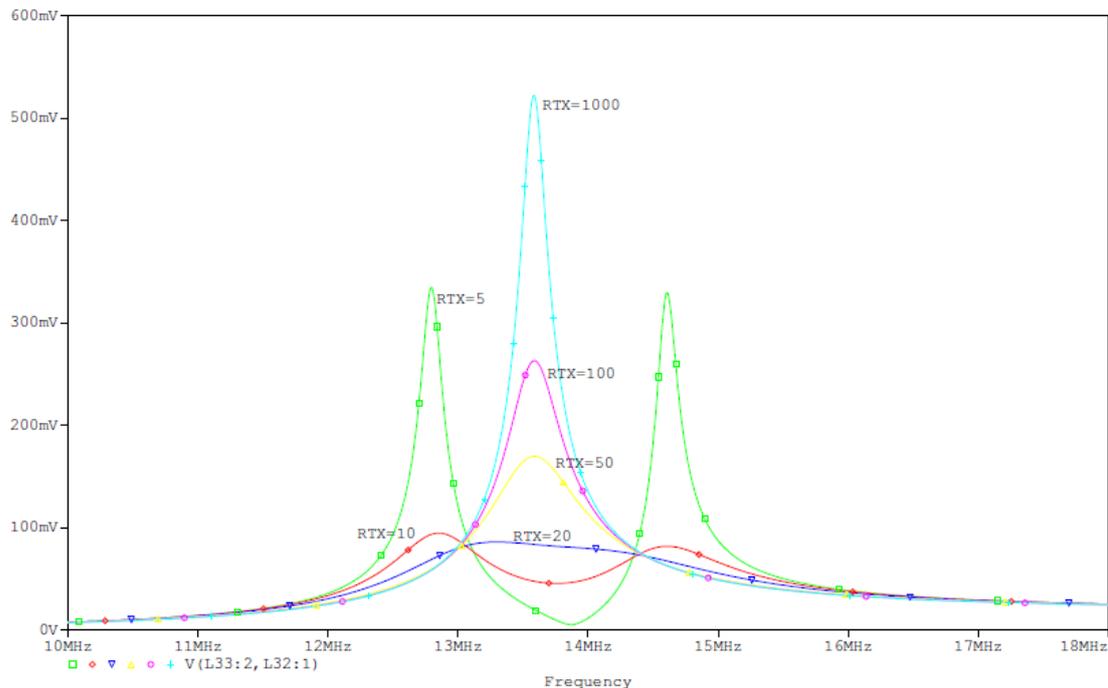


Abbildung 35: Ausbildung der Resonanzen, mit variablem RTX

4.1 Schaltungsentwurf

Dem Schaltungsentwurf liegen einige fundamentale Gedanken zu Grunde. Um die Forderung nach einem weiteren Interface zu verstehen, bedarf es einer genaueren Beschreibung der bisherigen Schaltung des PN544.

Auch hier tritt die EMV-Resonanz im Karten Mode zusätzlich auf, jedoch ist durch die bestehende Topologie deren Einfluss ausgenutzt worden. Wie aus Abbildung 25: Gesamttopologie der bestehenden Schaltung (PN544) ersichtlich, ist die *tuning*-Kapazität C_2 aufgeteilt: C_{2a} ist fix, C_{2b} ist im Reader Mode parallel geschaltet. Im Karten Mode ist C_{2b} jedoch im unbelasteten Fall hochohmig weggeschaltet. Wie beschrieben wird das PBF-Interface bei steigender Feldstärke leitender, weshalb C_{2b} im Endeffekt bei hoher Feldstärke wieder parallel zu C_{2a} liegt. Je höher nun der Wert von C_{2b} gewählt wird, (so hoch dass die Resonanzfrequenz bei höchster Feldstärke noch über 13,56 MHz liegt), desto stärker überwiegt die höhere Resonanz im unbelasteten Fall und die untere verschwindet fast vollständig. Im belasteten Fall tritt die EMV-Resonanz jedoch stärker auf, die Energie teilt sich zwischen den beiden Resonanzen auf. Somit entsteht ein dynamisches System mit zwei Resonanzfrequenzen²³. Die folgenden Messungen wurden jeweils auf die Resonanzfrequenz mit der höchsten Leistung bezogen.

²³ Wie schon beschrieben wirken sich alle Kapazitäten für beide Resonanzen aus.

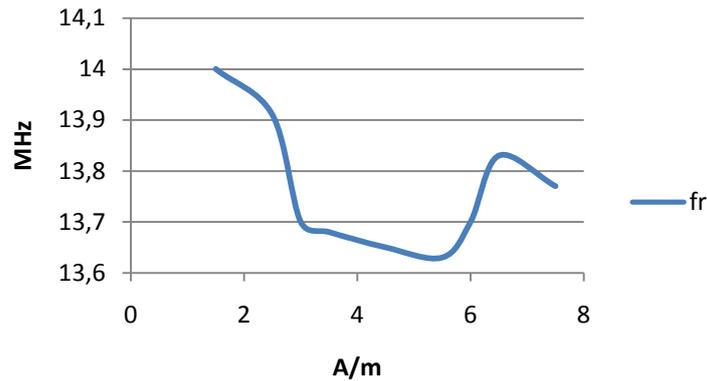


Abbildung 36: Resonanzfrequenzdrift, bezogen auf die stärkste Resonanz, PN544

Wie zu sehen zeigt der Verlauf der Resonanzfrequenz ein nicht lineares Verhalten, es ist davon auszugehen, dass sich die Leistung unterschiedlich auf die einzelnen Resonanzen aufteilt. Nimmt man den Verlauf der beiden Resonanzfrequenzen als gleichmäßig fallend an, so liegt die größere Leistung im mittleren Feldstärkebereich bei der unteren Resonanzfrequenz, bei niedrigen und hohen Feldstärken liegt die größere Leistung bei der oberen Resonanzfrequenz. Die Leistung teilt sich prinzipiell auf beide Resonanzen auf und die Leistungsausbeute ist so nicht sehr effektiv.

Einen weiteren Hinweis liefert eine Betrachtung der Stromaufnahme. Hier ist einerseits der Strom im PBF-Interface bei der Betriebsfrequenz von 13,56 MHz gemessen, andererseits bei der entsprechenden Resonanzfrequenz der jeweiligen Feldstärke. Der Gütefaktor muss sich auch aufgrund der Stromaufnahme und dem Verlauf der Resonanzfrequenz über Feldstärke ändern. So ist bei hohen Feldstärken der Verlauf der Stromaufnahme steigend, somit muss die Güte in diesem Bereich höher sein.

Ein weiterer Blick auf den Kurvenverlauf zeigt das erwähnte nicht wünschenswerte Verhalten. Bei 1,5 A/m wird die benötigte Leistung im PBF-Mode noch nicht erreicht, jedoch ist die Leistung bei 7,5 A/m und damit die Temperatur am IC schon sehr hoch.

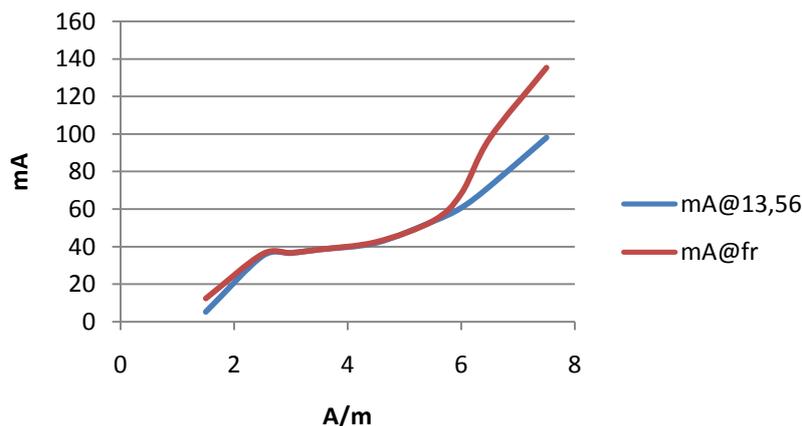


Abbildung 37: Stromaufnahme über Feldstärke, PN544

Weitere Überlegungen führten dazu auf das Resonanzverhalten des EMV-Filters einzugreifen, um den Verlauf der Leistungsaufnahme über die Feldstärke zu optimieren. Unter Verwendung eines EMV-Interfaces wie in folgender Abbildung gezeigt, kann die Resonanzfrequenz des EMV-Filters so weit verschoben werden, dass sie keinen wesentlichen Einfluss mehr auf das Verhalten im PBF-Mode hat. Dies ist möglich, da

die Charakteristik des Filters für den Reader Mode designiert wurde und im Karten Mode nicht gebraucht wird.²⁴

Das EMV-Interface schließt im Reader Mode die Kapazitäten C_f kurz, somit setzt sich der Parallelbetrag der Gesamtkapazität des Filters aus der Summe von C_0 und C_f zusammen. Folglich der Thomson-Gleichung bedeutet die Verkleinerung der Gesamtkapazität eine Erhöhung der EMV-Resonanzfrequenz, was im Karten Mode durch das Sperren des EMV-Interfaces auftritt.

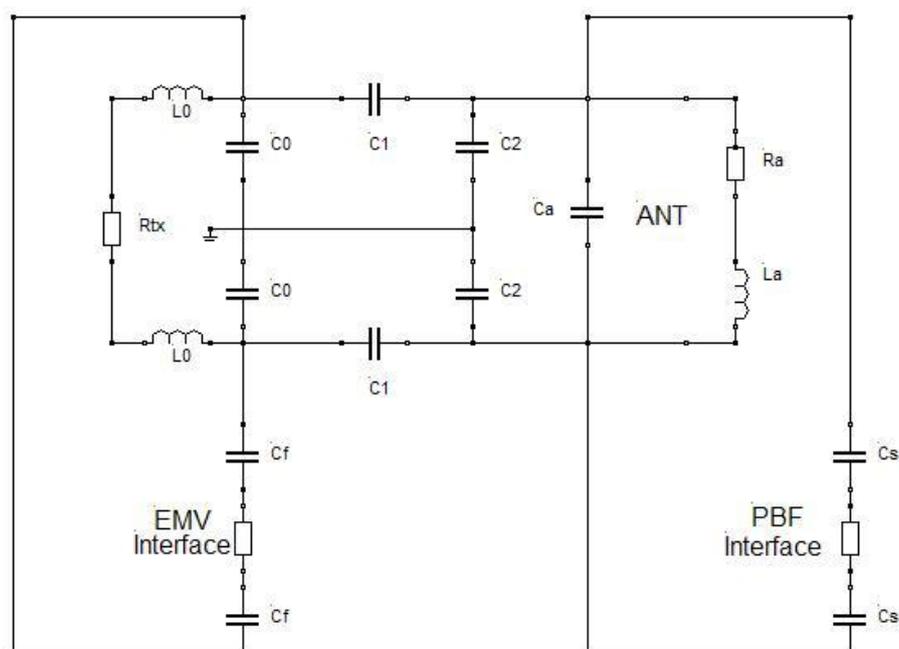


Abbildung 38: Entwurf der neuen Schaltung mit EMV-Interface

Somit sind nun zwei Beziehungen entstanden, die das Resonanzverhalten im Karten Mode bestimmen. Unter der Einhaltung der Matching-Bedingungen im Reader Mode ($C_{0\text{gesamt}}$ und $C_{2\text{gesamt}}$) können die folgenden Beziehungen betreffend des Resonanzverhaltens verändert werden.

$$(4.1-1) \quad C_{2\text{gesamt}} = C_2 + C_s$$

$$(4.1-2) \quad C_{0\text{gesamt}} = C_0 + C_f$$

Während die Gesamtkapazitäten für das Reader-Matching definiert sind, kann über C_s und C_f die Resonanzfrequenz im Karten Mode eingestellt werden.

4.2 Berechnungen

Das Impedanzmatching und das EMV-Filter müssen die Antennenimpedanz zu dem gewünschten Matchingwiderstand R_{match} bei der Betriebsfrequenz von 13,56 MHz transformieren. Unter der Annahme einer für die Anwendung optimierten Antenne

²⁴ Die Standardisierung betrifft das elektromagnetische Abstrahlverhalten eines Readers.

(aus den Erkenntnissen der Entwicklung des PN544) und den Erfüllungen der Anforderungen an das EMV-Filter kann der Ausgangspunkt der Bauteilberechnung definiert werden. Hierzu wird vom Reader Mode ausgegangen und die Schaltung aus mathematischer Sicht wiederum auf die wesentlichen Bauteile reduziert. Anschließend werden die Interfaces und die schaltbaren Bauteile berücksichtigt, um die gesamte Schaltung zu beschreiben.²⁵

Die Auslegung des EMV-Filters erfolgt wie beschrieben nicht nur unter Bedacht auf das Frequenzspektrum (auf die Funktion als Tiefpass), sondern auch auf die Bandbreite der Schaltung. Die Forderungen nach dem Schwingungsverhalten, welches die steigende Flanke nach einer Modulationspause definiert, und der Vergrößerung der zu empfangenden Bandbreite müssen erfüllt werden. Somit kann nach dem Design des EMV-Filters die Transformationsimpedanz Z_{tr} eingeführt werden.

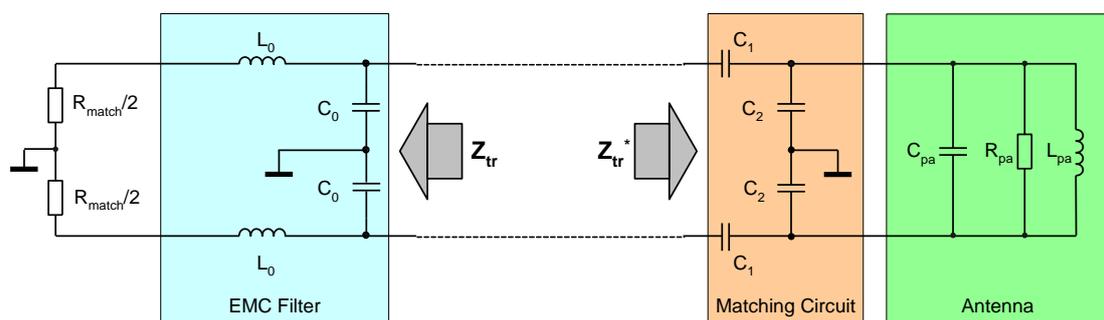


Abbildung 39: Definition der Transformationsimpedanz Z_{tr} , aus [6]

Die Abbildung zeigt eine Aufteilung der Schaltung zwischen dem Anpasswiderstand R_{match} mit dem EMV-Filter und den Matching-Komponenten mit der Antenne. Diese Aufteilung definiert eine Impedanzumwandlung bei der Resonanzfrequenz von 13,56MHz. Die Impedanz Z_{tr} in Richtung des EMV-Filters entspricht dabei dem konjugiert komplexen Wert Z_{tr}^* in Richtung Antenne. Nach Festlegung des Anpasswiderstands sowie den Komponenten des EMV-Filters kann Z_{tr} berechnet werden. Die Matching-Komponenten C_1 und C_2 werden anschließend mittels der Transformationsimpedanz berechnet.

Aufgrund von Erkenntnissen der Entwicklung des PN544 und der Einhaltung folgender Formel werden die Werte der EMV-Spule L_0 und der EMV-Kapazität C_0 bestimmt. R_{match} wird mit 80Ω aufgrund des Stromverbrauchs im Reader Mode angenommen.

$$(4.2-1) \quad \omega_{emv}^2 = \frac{1}{L_0 \cdot C_0}$$

L_0	560nH
C_0	180pF
f_{remv}	15,85MHz

Tabelle 1: Wahl der Bauteilwerte und resultierende Resonanzfrequenz des EMV-Filters

Somit kann die Transformationsimpedanz berechnet und anschließend in Real- und Imaginärteil aufgeteilt werden.

²⁵ Die genaue Berechnung der Schaltung ist in Anhang Anhang III: ersichtlich.

$$(4.2-2) \quad Z_{tr} = \frac{1}{j\omega C_0} \left(j\omega L_0 + \frac{R_{match}}{2} \right) \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_0} + j\omega L_0 + \frac{R_{match}}{2}}$$

$$(4.2-3) \quad Re\{Z_{tr}\} = \frac{R_{match}}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)^2 + \left(\omega C_0 \frac{R_{match}}{2}\right)^2}$$

$$(4.2-4) \quad Im\{Z_{tr}\} = 2\omega \frac{L_0(1 - \omega^2 C_0 L_0) - C_0 \frac{R_{match}^2}{4}}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)^2 + \left(\omega C_0 \frac{R_{match}}{2}\right)^2}$$

Re{Z _{tr} }	178,457Ω
Im{Z _{tr} }	-52,364Ω

Tabelle 2: Real- und Imaginärteil der Transformationsimpedanz Z_{tr}

Um nun das Impedanzmatching, bestehend aus den beiden Kapazitäten C₁ und C₂, zu berechnen, müssen die Werte der verwendeten Antenne bestimmt werden. Wie in Kapitel 2 beschrieben, wurde die Antenne vermessen und durch Berechnung die folgenden Werte ermittelt. Dabei wurde der gütedämpfende Widerstand bereits im Antennenparallelwiderstand R_{pa} berücksichtigt.

L _{pa}	3,1μH
C _{pa}	11,8pF
R _{pa}	9,244kΩ

Tabelle 3: Gemessene und berechnete Antennenwerte

Somit ergeben sich die Werte des Impedanzmatchings zu:

$$(4.2-5) \quad C_1 = \frac{1}{\omega \sqrt{Re\{Z_{tr}\} \frac{R_{pa}}{4} + \frac{Im\{Z_{tr}\}}{2}}}$$

$$(4.2-6) \quad C_2 = \frac{1}{\omega^2 \frac{L_{pa}}{2}} - \frac{1}{\omega \sqrt{Re\{Z_{tr}\} \frac{R_{pa}}{4}}} - 2C_{pa}$$

C ₁	18,28pF
C ₂	47,01pF

Tabelle 4: Berechnete Werte für C₁ und C₂

Mit den ermittelten Bauteilwerten kann nun das Matching überprüft werden. Mit Hilfe der Simulationssoftware RFSIM99 kann die Überprüfung einfach vorgenommen wer-

den. Als Smith-Diagramm kann anschließend der Impedanzverlauf (s-Parameter Messung S11) ausgegeben werden.

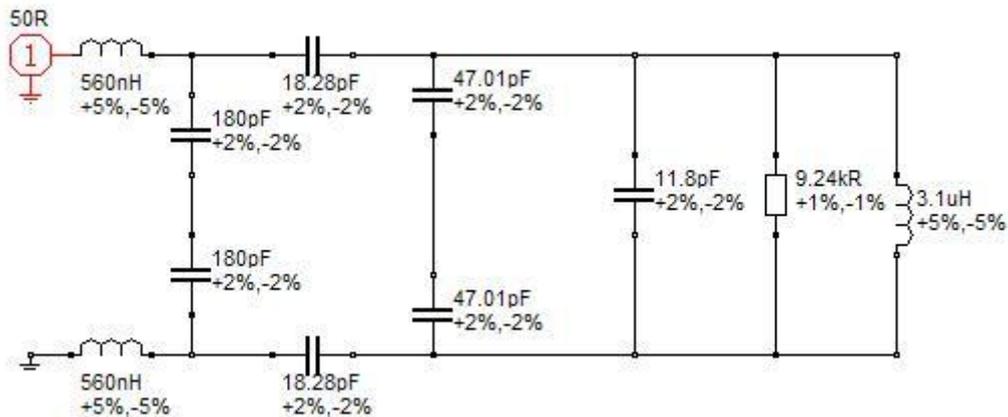


Abbildung 40: Eingabe der errechneten Werte in RFSIM99

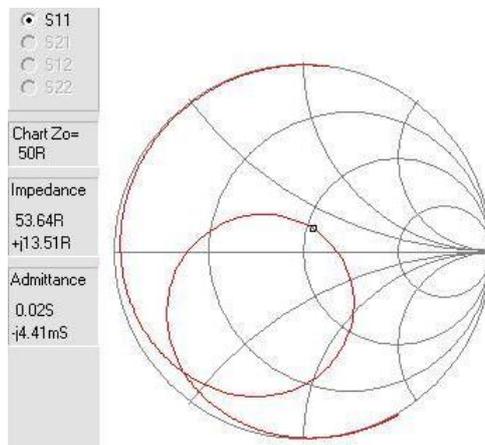


Abbildung 41: Smithdiagramm der errechneten Schaltung

Da für die Berechnung von C_1 und C_2 Näherungsformeln verwendet wurden, müssen die Werte noch leicht korrigiert werden. Mit Hilfe des Simulationsprogramms können die Kapazitätswerte einfach angepasst werden. Das Ziel ist es, den Anpasspunkt bei 13,56 MHz auf die reelle Achse zu legen, um so die optimale Leistung im Reader-Mode zu erreichen.

Somit ergeben sich die folgenden Werte für die Serien- und *Tuning*-Kapazität:

C_1	19pF
C_2	47,5pF

Tabelle 5: korrigierte Werte für C_1 und C_2

Es ergibt sich nach Anpassung der Kapazitätswerte folgendes Ergebnis für die Simulation des Smithdiagramms:

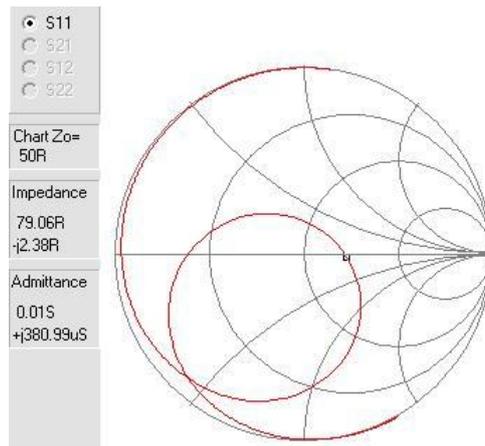


Abbildung 42: Smithdiagramm der Schaltung mit korrigierten Werten

Da nun das grundlegende Matching vorliegt, können die EMV-Kapazität und die Tuning-Kapazität entsprechend der Interfaces aufgeteilt werden.²⁶

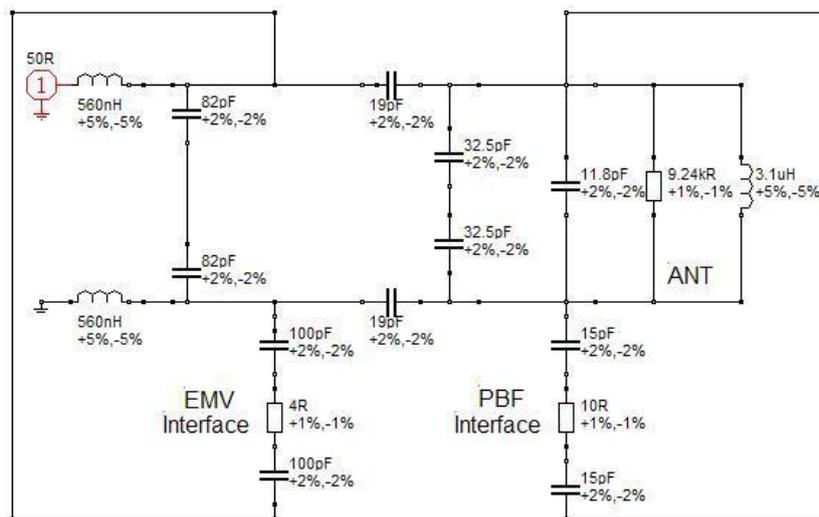


Abbildung 43: Erweiterung der Schaltung mit Interfaces und schaltbaren Kapazitäten

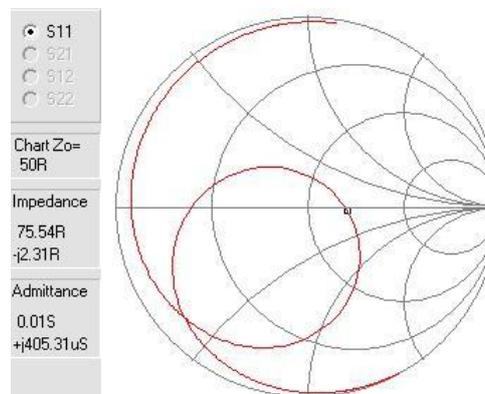
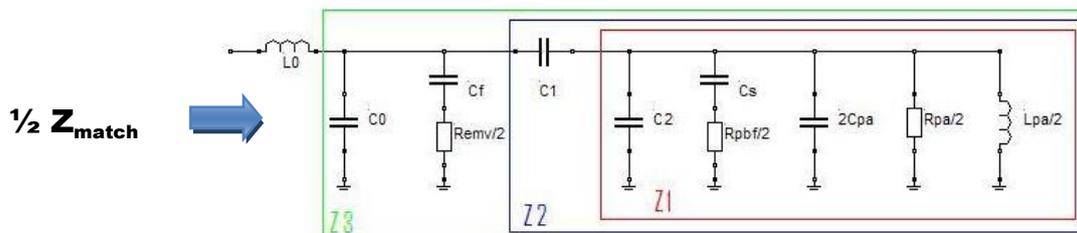


Abbildung 44: Smithdiagramm des erweiterten Matchings

²⁶ Die genaue Aufteilung der Kapazitäten wird später erläutert, durch die Wahl der schaltbaren Bauteilwerte wird die Resonanzfrequenz im Karten Mode eingestellt.

Infolge der zusätzlich eingebrachten Widerstände durch die Interfaces ist eine Dämpfung ersichtlich. Natürlich kann durch eine weitere Korrektur der Werte R_{match} wieder erhöht werden, da die Änderung aber sehr klein ist, wird davon in diesem Fall aber abgesehen.

Zur Überprüfung der Matchingimpedanz kann nachgerechnet werden, zur einfacheren Berechnung wird nur eine Seite der symmetrischen Schaltung genommen.



$$(4.2-7) \quad Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{Z_{C2}} + \frac{1}{Z_{Cs} + \frac{R_{pbf}}{2}} + \frac{2}{Z_{Cpa}} + \frac{2}{R_{pa}} + \frac{2}{L_{pa}}}$$

$$(4.2-8) \quad Z_2 = Z_{C1} + Z_1$$

$$(4.2-9) \quad Z_3 = \frac{1}{\frac{1}{Z_{C0}} + \frac{1}{Z_{Cf} + \frac{R_{emv}}{2}} + \frac{1}{Z_2}}$$

$$(4.2-10) \quad \frac{Z_{\text{match}}}{2} = Z_{L0} + Z_3$$

$\frac{1}{2} Z_{\text{match}}$	38,139Ω
Z_{match}	76,277Ω

Tabelle 6: berechnete Matchingimpedanz

Damit ist die Anpassung der neuen Schaltung für den Reader Mode gegeben, für weitere Untersuchungen im PBF-Mode wird eine Simulation mit PSPICE herangezogen.

4.3 Simulation

Zur Überprüfung der Berechnung und zur weiteren Charakterisierung des PBF Mode wird mittels der Simulationssoftware PSPICE und CAPTURE die gesamte Schaltung modelliert. Hierbei ist es möglich zwischen Reader und PBF-Mode umzuschalten. Diese Simulation der Schaltung ist hinsichtlich der weiteren Entwicklung der Schaltung sehr hilfreich und es können Rückschlüsse auf das Verhalten in der jeweiligen Konfiguration gezogen werden.

Zur Simulation des Treiber-Interface wurde eine Sinusspannungsquelle implementiert. Um dem Verhalten der Treiberschaltung in der Wirklichkeit zu entsprechen, müsste jedoch ein Rechtecksignal angenommen werden. Unter der Voraussetzung dass das EMV-Filter die Oberschwingungen filtert und ein Sinussignal ausgibt, verändert dieser Umstand nicht das zu untersuchende Verhalten der Schaltung, lediglich

der Amplitudenwert von Rechteck- auf Sinussignal muss angepasst werden (um den Faktor $\frac{4}{\pi}$).

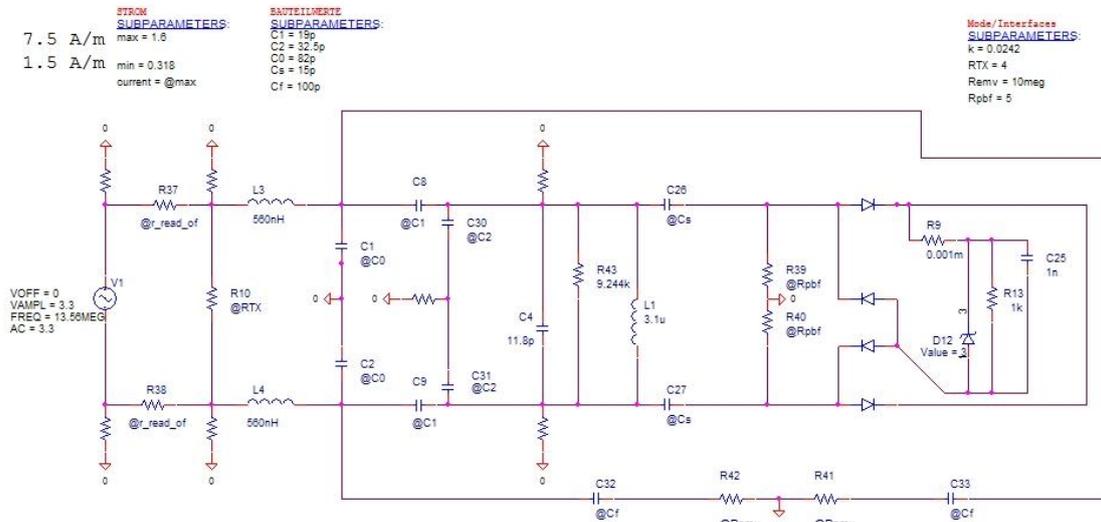


Abbildung 45: Simulation der Schaltung in CAPTURE

Berücksichtigt wurden auch Spannungsverluste am Treiberinterface durch Serienwiderstände, die Interfaces wurden ebenfalls als schaltbare Widerstände ausgeführt. Um das Verhalten des Limiters zu simulieren wurden am PBF-Interface noch ein Gleichrichter und eine Ersatzschaltung der weiteren inneren Struktur angefügt. Der Massebezug ist zwischen den nichtschaltbaren EMV-Kapazitäten C_0 gegeben, sowie zwischen den Interfacewiderständen. Aus simulationstechnischen Gründen wurden an Knotenpunkten noch sehr hochohmige Widerstände gegen Masse geschaltet.

Durch Veränderung der Widerstandswerte kann nun zwischen Reader und Karten Mode umgeschaltet werden. In der Beschaltung als Reader Mode ist das TX-Interface hochohmig, während der Treiber Serienwiderstand r_{read_of} sowie das EMV- und PBF-Interface entsprechend dem kleinsten erreichbaren Widerstandswert leitend ausgeführt sind. Um im PBF-Mode zu simulieren werden die beschriebenen Widerstände umgesetzt, somit sind das EMV- und PBF-Interfaces geöffnet, während das TX-Interface kurzgeschlossen wird. Um nun ein externes Feld zu simulieren wird eine zusätzliche Antenne (L5) eingebracht, die über den Kopplungsfaktor k mit der Schaltungsantenne (L1) verknüpft ist. Die negative Induktivität L6 ist nur schaltungstechnisch zur Spannungskompensation und einfacheren Messung eingefügt. Das Koppelsystem besteht aus L1 und L5. Um die Feldstärke zu erhöhen kann der Strom durch die zusätzliche Antenne über $current$ erhöht werden.

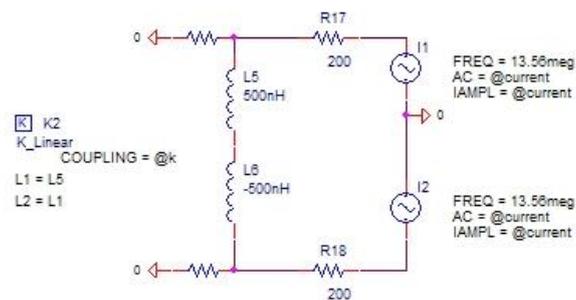


Abbildung 46: Simulierte Zusatzantenne in CAPTURE

Somit ist die Schaltung nun implementiert und die Simulation kann gestartet werden. Um die Berechnung für den Reader Mode zu überprüfen wird zuerst der Impedanzverlauf im Frequenzbereich betrachtet.

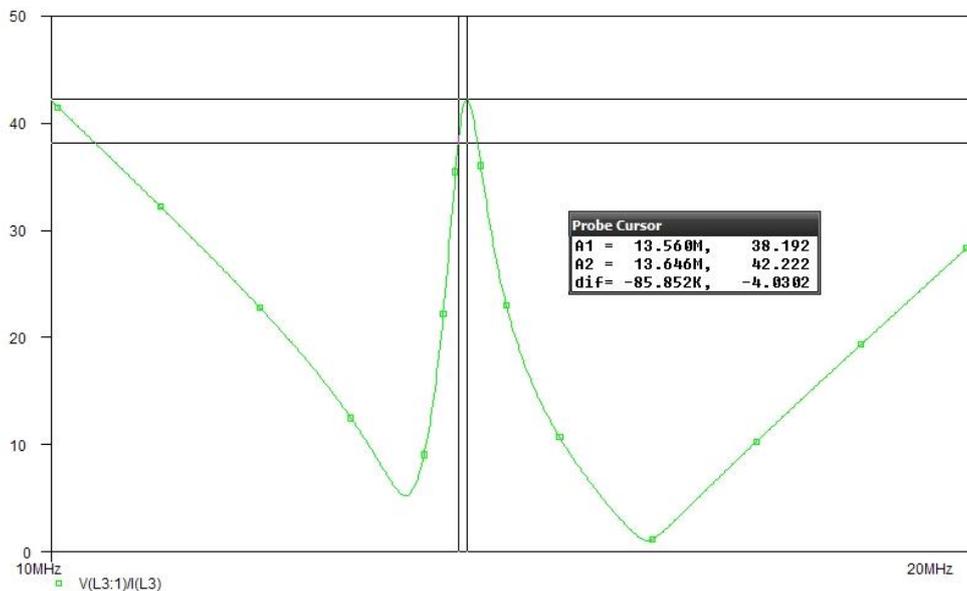


Abbildung 47: Simulation des Impedanzverlaufs in PSPICE

Wie in der Simulation des Impedanzverlaufs zu sehen liegt die Resonanzfrequenz mit 13,646 MHz durch die Drehung des Matchings in den kapazitiven Bereich (Smith-Diagramm) etwas höher als die angenommenen 13,56 MHz²⁷. Dies ist auf die unterschiedlichen Resonanzfrequenzen wie in Kapitel 1.3.7 beschrieben zurückzuführen. Da im Smithdiagramm die Resonanzfrequenz auf die reale Achse gelegt wird und somit hier der Imaginärteil der Impedanz zu Null wird, liegt ω_{Real} bei 13,56 MHz. In der Simulation wird allerdings die Resonanzfrequenz bei ω_{Betrag} angezeigt und diese liegt höher. Wird die Impedanz allerdings bei 13,56 MHz gemessen liegt der gleiche Wert wie aus der Berechnung vor (vergleiche Tabelle 6: berechnete Matchingimpedanz). Gut zu erkennen sind auch die Serienresonanzen durch die beiden Minima des Impedanzverlaufs. Bei der gewünschten Resonanzfrequenz des höchsten Impedanzwertes handelt es sich demnach um eine Parallelresonanz. Vergleicht man den Verlauf der Phase mit dem Impedanzverlauf sieht man die dritte Resonanzfrequenz ω_{Phase} , welche am tiefsten liegt (vgl. Abbildung 48).

Im PBF-Mode ist nun die Resonanzausbildung von größtem Interesse. Dabei wird der Widerstandswert des PBF-Interface R_{PBF} verändert um so den Resonanzfrequenzdrift zu verdeutlichen. Wie in Abbildung 49 zu sehen ist ändert sich nicht nur die Resonanzfrequenz, sondern auch die Güte mit einer Änderung von R_{PBF} . Des Weiteren wandert die Resonanzfrequenz über 13,56 MHz, wünschenswert ist es natürlich dass sich die Resonanzfrequenz bei 1,5 A/m schon unter 13,56 MHz befindet. Demnach ist ein Widerstandswert von R_{PBF} der Limitation bei einer Feldstärke zugeordnet. Mit Hilfe dieses Querverweises kann nun ein Wert für C_s gesucht werden. Der Kapazitätswert von C_s wird nun so gewählt, dass die obige Forderung erfüllt ist und die Resonanzfrequenz bei 1,5 A/m knapp unter 13,56 MHz liegt. Knapp deshalb, da die Mindestleistung für den PBF-Mode gegeben sein muss. Zusätzlich ist nun ein weiterer

²⁷ Siehe dazu Anhang Anhang II.

Drift der Resonanzfrequenz (von 13,56 MHz weiter weg) zu erwarten. Somit ist die Leistung bei 7,5A/m nicht zu groß um die Temperatur am Limiter innerhalb der Grenzwerte zu halten.

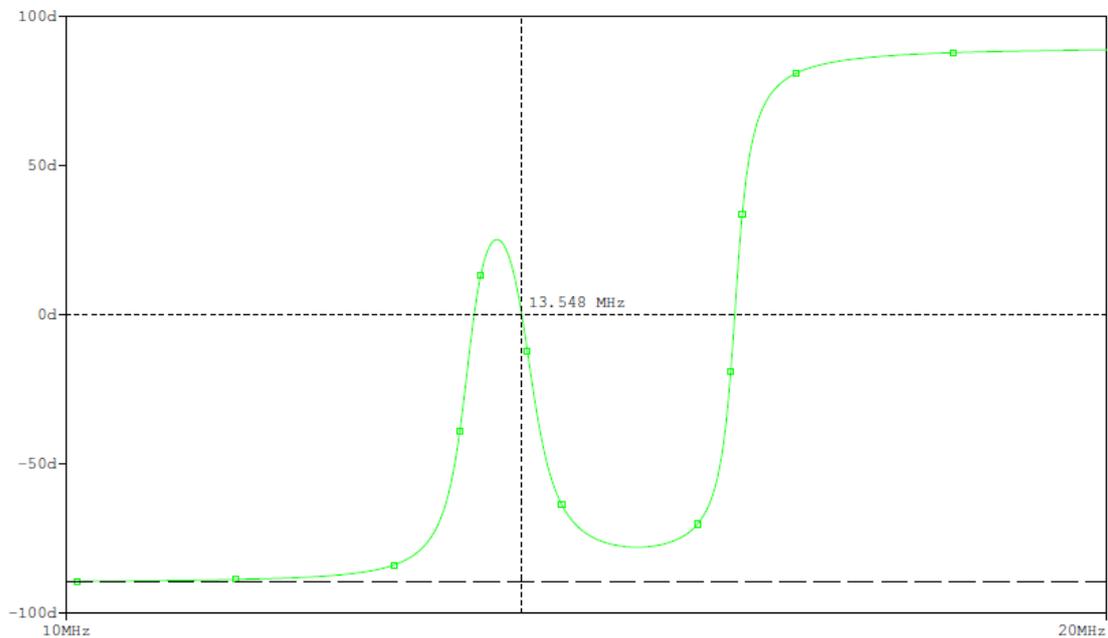


Abbildung 48: simulierter Phasengang in PSPICE

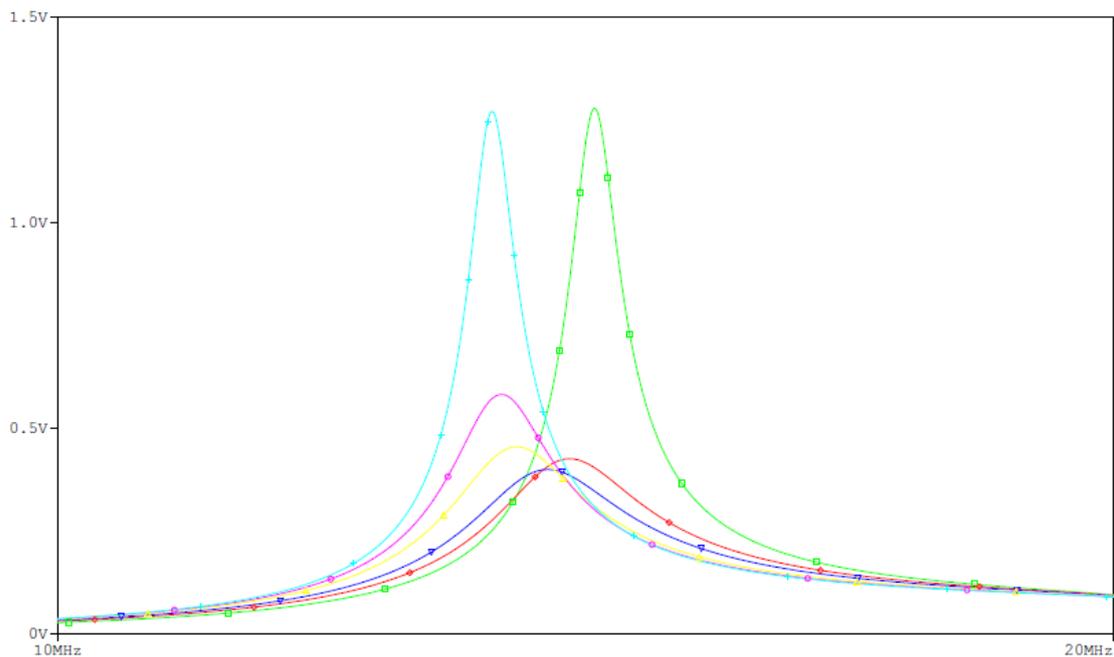


Abbildung 49: Drift der Resonanzfrequenz aufgrund eines veränderten R_{PBF} , Simulation aus PSPICE

Somit wurden die berechneten Ergebnisse durch die Simulation bestätigt und das Verhalten der Schaltung entspricht den Erwartungen. Demnach kann mit der Hardwarerealisierung der Schaltung begonnen werden, um die Ergebnisse der Berechnungen, sowie der Simulation messtechnisch zu überprüfen.

5. Hardwarerealisierung

Durch die Simulation in PSPICE/CAPTURE konnten wichtige Erkenntnisse gewonnen werden, weshalb die Hardwarerealisierung nun vorgenommen werden kann. Einige Messungen lassen sich sehr gut simulieren, jedoch würden wohl manche aufwendigen und komplexeren Messungen den Aufwand zu groß werden lassen. Eine Simulation des Interfaces bis zur zweiten oder dritten internen Schaltungsebene ist für eine erste Untersuchung des Verhaltens der Schaltung, nicht zwingend notwendig. Somit wurde mit vereinfachten Interfaces simuliert um die Charakteristik und die Tendenzen der Schaltung zu beschreiben. Da das Verhalten des Gesamtsystems aus Schaltung und IC zu untersuchen ist, kann nur eine reale Messung die gewünschten Ergebnisse liefern. Dieses Kapitel umfasst den Aufbau der Schaltung, sowie eine Beschreibung der einzelnen durchgeführten Messungen.

5.1 Aufbau der Schaltung

Zum Bau der Schaltung wurde ein bestehendes Evaluierungs-Board des PN544 als Basis verwendet. Der Vorteil liegt darin, die Verbindungen zwischen den einzelnen Bauteilen möglichst kurz zu halten, da im Karten-Mode bei zu langen Leitungen aufgrund des Induktionsprinzips eine starke Verfälschung der Messergebnisse auftreten kann. Auch die Verwendung von SMD-Bauteilen führt zu einer kleineren Bauteilgröße, welches die Störanfälligkeit weiter reduziert.

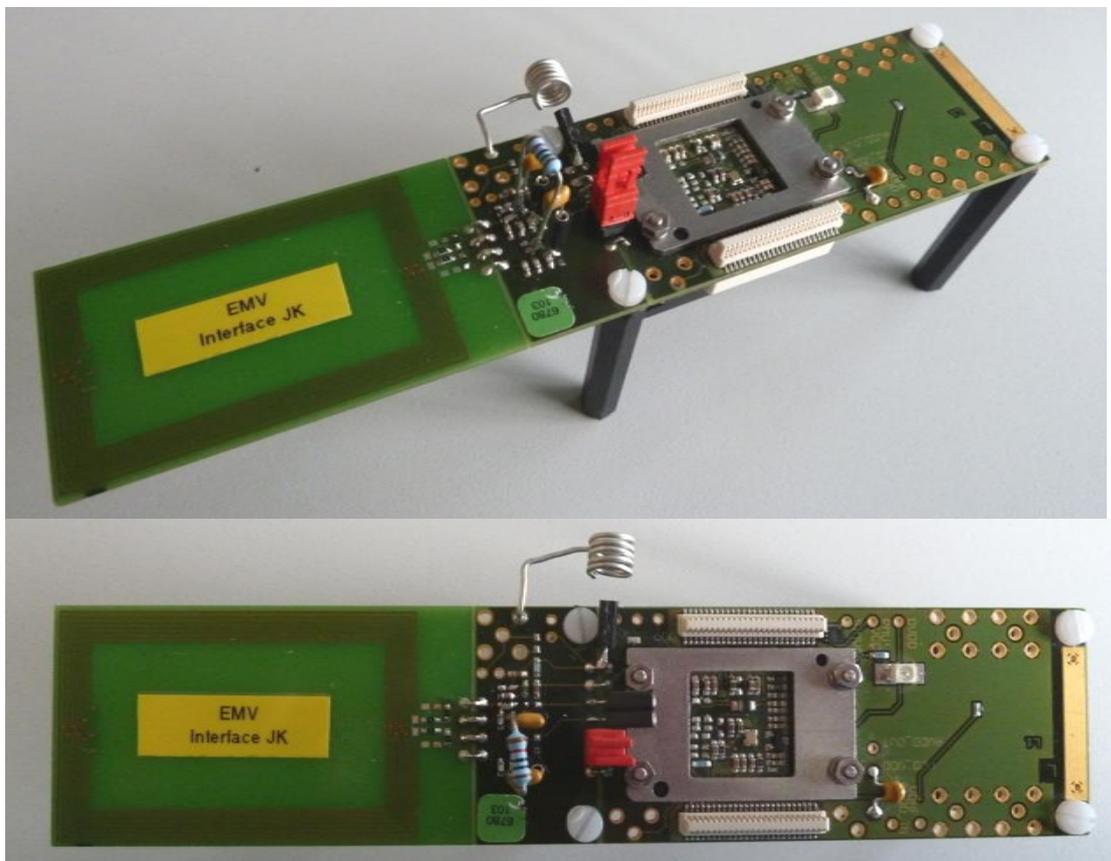


Abbildung 50: Fotos der Schaltung, einfache Ausführung des EMV Interface durch einen Widerstand

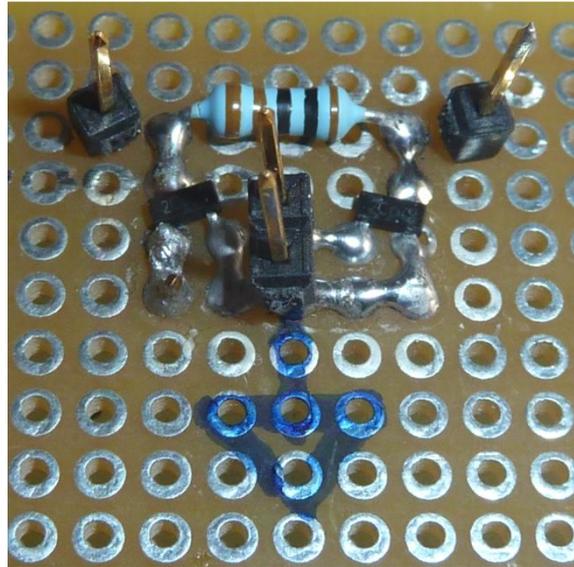


Abbildung 51: EMV-Interface mit Bipolartransistoren

Das oben gezeigte Foto stellt die einfache Versuchsschaltung mit schaltbarem Widerstand dar. Diese Schaltung stellt das neue Interface dar und ist auf die Schaltung aus Abbildung 50 aufsteckbar.

5.2 Messaufbauten

Grundlegend wird zwischen Karten- und Readertests unterschieden, dazu gibt es zwei Referenzen auf die man das zu testende Board bezieht. Bevor einzelne Messungen beschrieben werden, werden die beiden Referenzen vorgestellt.

5.2.1 Das ISO-Setup

Um ein H-Feld zu generieren wird das ISO-Setup verwendet, welches prinzipiell aus Signalgenerator, Verstärker, Antenne, Oszilloskop und Kontrolleinheit besteht. Dieser Aufbau entspricht dem ISO-Standard 10373-6 und ermöglicht die Referenzierung einer Testschaltung bezüglich den internationalen Standards.

Als Signalgenerator wird ein Reader-IC oder auch ein AWG²⁸ verwendet, der nicht nur die 13,56 MHz-Trägerschwingung generiert, sondern auch zur Modulation geeignet ist. Dieses Signal wird über einen Verstärker ausgegeben, an welchem die Feldstärke eingestellt werden kann. Die Sendeantenne (PCD *antenna*) befindet sich genau in der Mitte zweier Helmholtz-Spulen²⁹ (*sense coil A* und *B*). Bei symmetrischer Ausbreitung des H-Feldes wird in die beiden Spulen genau die gleiche Spannung induziert. Wird nun das zu testende Board, das *device under test* (DUT), in das Feld gebracht, wird dieses belastet und die Ausbreitung erfolgt nicht mehr symmetrisch. Diese Änderung kann gemessen werden und wird zum Beispiel zur Bestimmung der Seitenbandpegel infolge der Lastmodulation verwendet.

²⁸ arbitrary wave form generator

²⁹ Es handelt sich um zwei idente Helmholtzspulen in antiparalleler Anordnung.

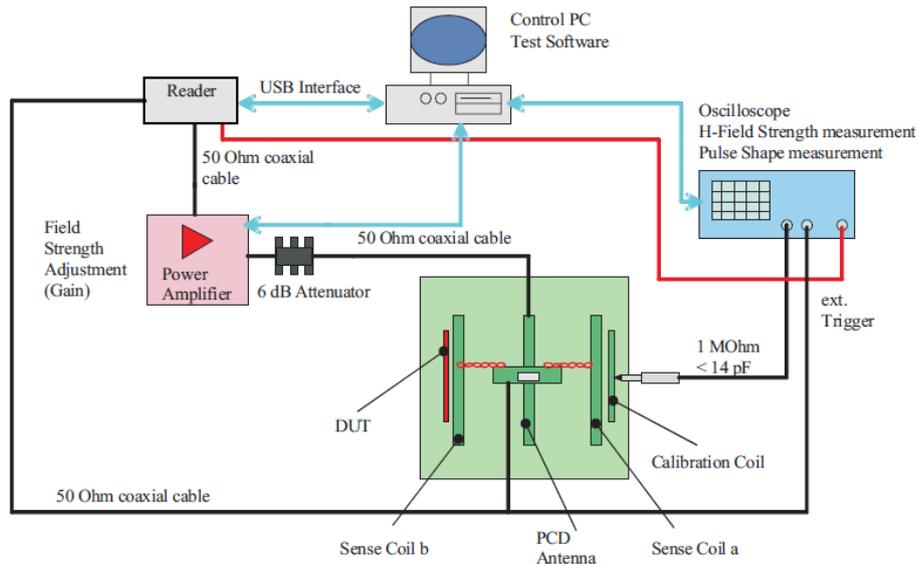


Abbildung 52: Das ISO Setup, modifiziert aus [7]

Zur Messung der Feldstärke wird eine *calibration coil* gegenüber dem DUT angebracht. Diese *coil* besitzt eine Windung im ID-1 Format, welches einer üblichen Transponderkarte entspricht. Diese liefert die zur Berechnung nötige induzierte Leerlaufspannung u_{ipp} .

$$(5.2.1-1) \quad u_{ipp} = -\frac{d\phi}{dt} = \omega\mu AH$$

Die Umrechnung für die Feldstärke kann über Formel bestimmt werden. Für 13,56 MHz gilt:

$$(5.2.1-2) \quad H_{RMS} = 1,1 \cdot u_{ipp}$$

Unter Verwendung des Oszilloskops kann prinzipiell die Feldstärke gemessen werden, sowie die Messdaten der entsprechenden Messung ausgegeben werden. Ein PC stellt die Kontrolleinheit dar, mittels einer entsprechenden Software wird der Reader-IC, beziehungsweise der AWG angesteuert.

5.2.2 Das Reference PICC

Als Pendant dazu steht eine Referenzkarte, das sogenannte RefPICC, zur Messung von Readerschaltungen zur Verfügung. Hierbei wird das Feld des zu vermessenden Readers mit dem RefPICC belastet und daraus Rückschlüsse gezogen. Stellt man das RefPICC bezüglich Resonanzfrequenz und Feldstärke auf definierte Werte laut dem ISO-Standard ein, kann man so verschiedene Reader miteinander vergleichen.

Prinzipiell besteht das RefPICC aus einer Antenne, welcher eine *tuning*-Kapazität und ein Lastwiderstand nach einem Gleichrichter parallel geschaltet sind. Somit kann zum Beispiel eine maximale Verstimmung des Readers erreicht werden, wenn die Resonanzfrequenz des RefPICCs auf 13,56 MHz gelegt wird, der Lastwiderstand hochohmig ist und der Abstand zwischen Reader und RefPICC minimal ist. Gleichbedeutend kann auch eine schwächere Belastung und ein variabler Lastwiderstand verwendet

werden. Zur Simulation eines Limiters wird dieser Lastwiderstand so verändert, dass bei unterschiedlichem Abstand und somit unterschiedlich induzierter Spannung in der Antenne die Spannung über den Lastwiderstand immer gleich bleibt.

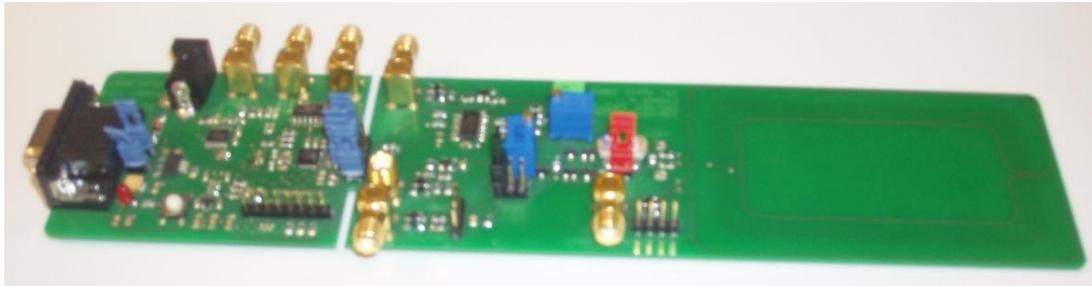


Abbildung 53: RefPICC der Firma NXP Semiconductors

Auch die Lastmodulation eines Transponders kann mittels RefPICC nachgestellt werden, dazu wird dem Lastwiderstand bei Modulation ein weiterer Widerstand parallel geschaltet und so die Last reduziert. Hierzu ist ein Transponder-IC angebracht, der mittels serieller Schnittstelle (RS232) angesteuert werden kann. Das Modulationssignal steuert ein NAND-Gatter, welches den zusätzlichen Widerstand gemäß dem Signal hinzu schaltet. Somit ergibt sich eine ohmsche Lastmodulation, die als Referenz zur Lastmodulation eines typischen Transponders dient.

Somit kann die entwickelte Schaltung hinsichtlich Reader und Karten Mode vermessen werden. Zur Überprüfung der Einhaltung der geltenden Standards werden im folgenden Unterkapitel die einzelnen Messungen beschrieben und Messergebnisse präsentiert.

5.3 Reader Messungen

Im Folgenden wird die entworfene Schaltung gemäß ihrer Funktionalität und den geltenden Standards untersucht. Dabei werden die Messergebnisse den ermittelten und geforderten Werten der Simulation gegenüber gestellt. Auch ein Vergleich mit dem vorgegeben Standard, im Speziellen betreffend den Reader-*Shapes*, wird durchgeführt.

5.3.1 Smith-Diagramm

Zur Überprüfung des Matchings wird mittels Smith-Diagramm die Charakteristik des Impedanzverlaufs gemessen. Aufgrund von Bauteiltoleranzen müssen die Bauteilwerte fein nachjustiert werden. Jedoch wurde zuvor bei der Berechnung die gütedämpfende Wirkung des EMV-Interface nicht berücksichtigt. Die Dämpfung des EMV-Interface führt zu einer Verminderung des Gütefaktors der Anpassschaltung im Reader Mode. Die zusätzliche Impedanz des Interface kompensiert die gütedämpfenden Widerstände, deshalb wurden die Widerstände R_q bei der Antenne entfernt und C_1 sowie C_2 leicht angepasst. Anschließend ergibt sich folgendes Messergebnis:

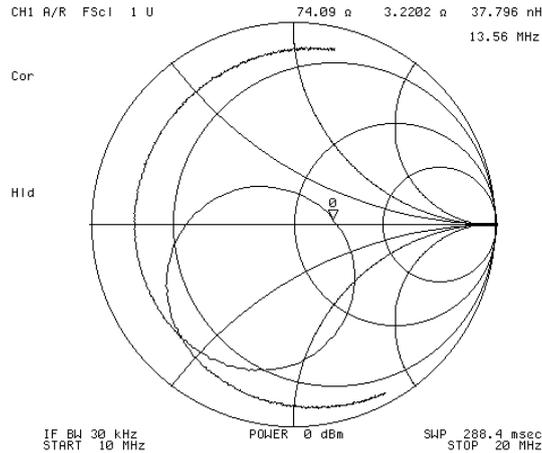


Abbildung 54: mit dem Netzwerkanalysator gemessenes Smithdiagramm

Letztendlich wurden nun folgende Bauteilwerte verwendet:

L_0	560nH	C_1	14,2pF
C_0	82pF	C_2	37pF
C_3	100pF	C_s	15pF

Tabelle 7: Bauteilwerte der realen Schaltung

5.3.2 RX Auskopplung

Nun muss der Empfangspfad dimensioniert werden um eine Zerstörung des RX-Eingangs zu verhindern. Dazu wird mit Hilfe des Oszilloskops und einem *lowcap* Tastkopf die Spannung am RX-Interface gemessen.



Abbildung 55: Spannung am RX-Interface bei 1,5 und 7,5 A/m

Dieser *lowcap*-Tastkopf stellt nur eine kleine Kapazität dar (2pF) und ist in diesem Fall einem passiven (10pF) aufgrund einer Verfälschung des Messergebnisses (Wirkung als Spannungsteiler) vorzuziehen. Der maximale Spannungspegel am Interface darf 1,8Vpp nicht überschreiten, deshalb muss der Spannungsteiler entsprechend dimensioniert werden. Andererseits muss ein minimaler Spannungspegel von 150mV bereits bei kleinster Feldstärke am RX-Eingang anliegen, um eine Modulation zu er-

möglichen. Demnach muss die Dynamik der Spannung am RX-Eingang über den Feldstärkebereich eingehalten werden. Die Auskopplung des Empfangspfades erfolgt am EMV-Filter, um den Spannungspegel nicht zu groß werden zu lassen, wurde der Serienwiderstand R_1 erhöht. Wie auf Abbildung 55 ersichtlich ist der Mindestwert von 150 mV bei 1,5 A/m schon erreicht und 1,8 V werden bei 7,5 A/m nicht überschritten.

5.3.3 Stromverbrauch im Reader Mode

Entsprechend der Anpassimpedanz stellt sich bei aktivem konstantem Treibersignal ein bestimmter Strom ein. Dieser Strom sollte einen Maximalwert nicht überschreiten, wenn infolge einer totalen Verstimmung durch ein RefPICC die Matchingimpedanz ein Minimum erreicht. Betrachtet man Abbildung 29, so wird ersichtlich dass der Anpasspunkt bei 13,56 MHz Richtung Kurzschluss wandert. Somit wird der Stromverbrauch im Reader Mode sehr hoch. Gleichzeitig muss aber auch die Mindestfeldstärke von 1,5 A/m in diesem Zustand erreicht werden.

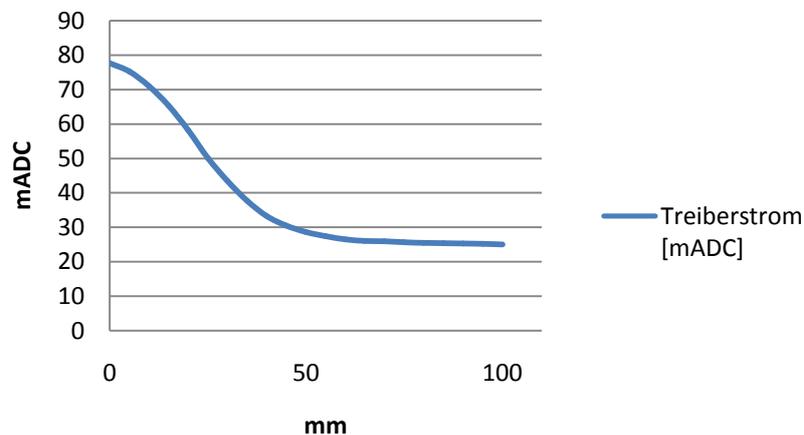


Abbildung 56: Treiberstrom infolge einer Belastung durch das RefPICC

Bei dieser Messung wurde das RefPICC auf 13,56 MHz und einer Belastung von 3V bei 1,5 A/m eingestellt um eine starke Belastung und somit eine starke Verstimmung zu erreichen. Der größte Strom tritt folglich dem kleinsten Anpasswiderstand bei totaler Verstimmung auf, bei Entfernung des RefPICC nähert sich der Treiberstrom einem Wert des unbelasteten Zustandes an. Dieser Wert liegt bei 24,5 mA und ist durch die Anpassimpedanz von 75Ω dimensioniert. Der Maximalwert von 77,6 mA liegt unter dem vorgeschriebenen Maximalwert von 150 mA.

5.3.4 Minimale und maximale Feldstärke

Wie in Unterkapitel 5.2.2 beschrieben wird der Fall der größten Belastung, beziehungsweise der größten Verstimmung, für die Bestimmung der minimalen Feldstärke genutzt. Hierzu wird das RefPICC wiederum genau auf die Resonanzfrequenz des

Systems, also auf 13,56 MHz gelegt. Entsprechend einer definierten Last³⁰ wird über Distanz die erreichbare Feldstärke gemessen.

Distanz	VDC
27mm	3V
18mm	4,22V
2mm	3V
0mm	2,95V

Tabelle 8: Messung der minimalen Feldstärke

Somit kann überprüft werden in welchem Abstand 1,5 A/m erreicht werden. Im Fall der stärksten Verstimmung (Abstand 0 mm) liegt die Feldstärke unter den geforderten 1,5 A/m. In diesem Fall ist die Systemgüte zu niedrig und eine Anpassung des Matchings kann vorgenommen werden. Jedoch könnte auch durch eine Erhöhung der Treiberspannung³¹ auf 3 oder 3,3 V dies ausgeglichen werden. Des Weiteren ist damit zu rechnen, dass ein Transponder einen größeren Abstand als 0mm von der Reader-Antenne hat, da man auch ein Gehäuse berücksichtigen muss.

Anders verläuft die Messung der maximalen Feldstärke, da hier von einer kleinen Belastung seitens des RefPICC ausgegangen wird. Demnach ist die Verstimmung des Reader-Matchings kleiner und die Feldstärke bricht aufgrund der höheren Anpassimpedanz nicht so stark ein. Wieder wird der Feldstärke entsprechend einer definierten Last über Distanz gemessen. Die Resonanzfrequenz des RefPICC wurde auf 19 MHz eingestellt, der Lastwiderstand wurde wieder entsprechend einem Spannungsabfall von 3 V bei 1,5 A/m eingestellt.

Distanz	VDC	H
27mm	3V	1,5A/m
7mm	3V	2,75A/m
0mm	3V	2,266A/m

Tabelle 9: Messung der maximalen Feldstärke

Zuerst wurde der Abstand ermittelt, an dem 1,5 A/m gemessen werden. Dieser Abstand entspricht dem Abstand bei der Messung der minimalen Feldstärke, somit ist die Verstimmung in diesem Abstand bezüglich der Resonanzfrequenz des RefPICC noch nicht ausschlaggebend. Sehr wohl zeigt die Verstimmung aber bei weiterer Annäherung die Auswirkungen der schwächeren Verstimmung des Reader-Matchings. Hier ist die maximale Feldstärke bei 7 mm zu messen, im Vergleich dazu lag dieser Punkt bei der vorangegangenen Messung schon bei 18mm. Um auf die resultierende Feldstärke umrechnen zu können, wurde der Lastwiderstand am RefPICC immer wieder angepasst, bis sich wieder die 3 V Spannungsabfall am Widerstand einstellen. Somit wird der Widerstandswert immer kleiner, bis es nur mehr einen Abstand gibt an dem

³⁰ Die Spannung über den Lastwiderstand wird auf 3V bei 1,5 A/m eingestellt.

³¹ Die Betriebsspannung der Treiberschaltung war bei diesem Test auf 2,7 V eingestellt.

sich infolge des höchsten Stromes 3 V Spannungsabfall ausbilden. Um nun die Feldstärke bestimmen zu können, wird die RefPICC unverändert in das Feld des ISO-Setups gebracht und die Feldstärke solange verändert, bis sich die 3V Spannungsabfall einstellen. Somit kann die entsprechende Feldstärke bestimmt werden.

5.3.5 Schwingungsverhalten – Reader-Shapes

Um dem in ISO Standard 14443 beschriebenen Schwingungsverhalten (vergleiche Abbildung 30 und Abbildung 31) zu entsprechen bedarf es einer Einhaltung des Gütefaktors im Reader Mode. Dazu können schon erste Rückschlüsse aus dem Smith-Diagramm gezogen werden. Die folgenden Abbildungen zeigen Beispiele für unterschiedliche Gütefaktoren. Dabei wurde nur der Widerstand des EMV-Interface verändert, links ist eine Erhöhung auf 25 Ω vorgenommen worden, rechts ist der originale Wert von 4 Ω unverändert geblieben. Da dieser Widerstand parallel zum Treiber-Interface liegt, wirkt sich eine Veränderung des Widerstandwertes empfindlich auf die Güte des Resonanzkreises aus.

Ein Blick auf die Abbildung 57 zeigt sofort den Unterschied betreffend der Güte des Schwingkreises. Hierbei wurde links eine Erhöhung des EMV-Widerstands vorgenommen, rechts der originale Wert eingesetzt. Der Frequenzbereich zwischen 10 MHz und 20 MHz wird hier im Diagramm gezeigt. Da im Smith-Diagramm der Frequenzverlauf der Impedanz dargestellt wird, ist in der linken Abbildung über einen weiten Frequenzbereich eine größere Impedanz zu beobachten als im links gezeigten Diagramm. Da über ein größeres Frequenzband ein höherer Impedanzwert auftritt, ist die Bandbreite in diesem Fall höher und folglich der Gütefaktor kleiner. Anders formuliert, kann auch der Realteil des Impedanzverlaufs $\text{Re}\{Z\}$ bei der zweiten Serienresonanz (Pfeile in Abbildung 57) Aufschluss geben. Ein höherer Widerstandswert steht hier für einen kleineren Gütefaktor.

Des Weiteren fließt aufgrund des höheren Widerstandes ein kleinerer Strom durch die Kapazitäten C_3 , weshalb diese weniger zur Gesamt-EMV-Kapazität beitragen. Deshalb ist das rechte Matching etwas mehr in den kapazitiven Bereich gedreht, da eine Änderung der Gesamt-EMV-Kapazität zu einer Drehung des Matchings im Smith-Diagramm führt.

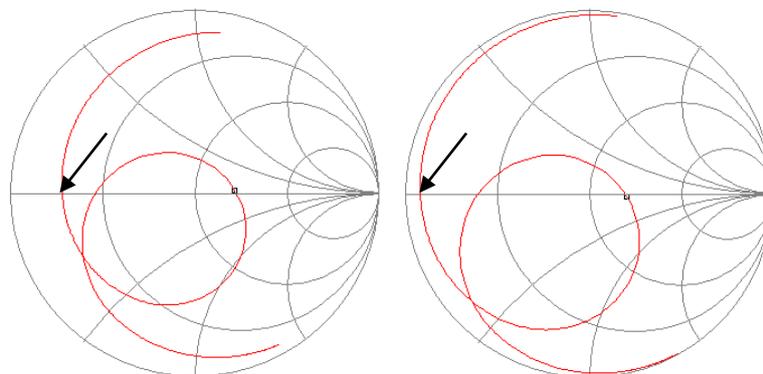


Abbildung 57: Vergleich von Gütefaktoren im Smithdiagramm

Das Schwingungsverhalten der Schaltung ist mit dem Gütefaktor verknüpft, die Anzahl der Perioden des Ausschwingens folglich einer 100%-Modulation entspricht dem Gütefaktor. Die folgenden Messergebnisse bezüglich der *reader shapes* wurden mit

Hilfe des RefPICC aufgenommen. Auf der Gegenseite der Antenne des RefPICC befindet sich eine *Leti coil*, die zur Messung der Einhüllenden des Modulationssignals dient.

Wieder wird eine definierte Last bezüglich Resonanzfrequenz und Lastwiderstand am RefPICC eingestellt. Die Resonanzfrequenz wurde auf 17 MHz eingestellt sowie ein Spannungsabfall von 3 V am Lastwiderstand bei 1,5 A/m. Mit Hilfe des Oszilloskops wird der Spannungsverlauf einer Modulation an der *Leti coil* aufgenommen. Die zweidimensionalen Daten (Zeit und Amplitude) werden anschließend mit Hilfe einer Software ausgewertet. Die Software bringt eine Hilbert-Transformation zum Einsatz. Ergebnis der Analyse ist die Einhüllende des Modulationssignals, an welcher definierte Zeiten, Modulationsgrade, oder Überschwingungen (*overshoots*) gemessen werden. Die folgenden Tabellen listen die ausgewerteten Zeiten gemäß ihrer Definition durch den ISO-Standard auf.

	t_1		t_2		t_3		t_4		Overhoot
Standard	2 μ s	3 μ s	0,5 μ s	t_1	0	1,5 μ s	0	400ns	10% max
Messung	2,76 μ s		0,98 μ s		500ns		290ns		3,1%

Tabelle 10: *timings* der Readermodulation Typ A

	t_f	t_r	Modulationsindex	
Standard	2 μ s max	2 μ s max	8%	14%
Messung	580ns	426ns	5,86%	

Tabelle 11: *timings* der Readermodulation Typ B

Wie aus den Tabellen Tabelle 10 Tabelle 11 und den Abbildungen Abbildung 58 und Abbildung 59 ersichtlich, sind die gemessenen Zeiten der Readermodulation innerhalb der vorgeschriebenen Grenzen, bis auf den Modulationsindex bei der Typ B Modulation, jedoch kann dieser Wert durch Konfiguration der Treibereinstellungen³² angepasst werden. Nachfolgende Messungen ergaben einen Modulationsgrad von 10%. Die folgenden Abbildungen zeigen die Auswertung der Reader-Modulationen für Typ A und B mit Hilfe der Hilbert-Transformation.

Die Aufgabe des Impedanzmatching ist eine bestmögliche Anpassung an alle Betriebszustände des ICs. Jedoch ist es nötig kleine Korrekturen an den Konfigurationen des ICs vorzunehmen, um innerhalb der standardisierten Grenzen zu bleiben. Aufgrund dieser Tatsache sind am Chip Einstellmöglichkeiten vorgesehen, die solche Korrekturen ermöglichen. Des Weiteren ist es auch möglich Registerwerte während des Betriebs zu verändern. Nicht nur unterschiedliche Modulationsarten wie Typ A und B, mit deren unterschiedlichen Modulationstiefen müssen einstellbar sein. Denkt man an die Möglichkeit einer Übertragung mit höheren Datenraten³³, so müssen zum Beispiel die Modulationsbreiten angepasst werden. Demnach ist es bei der Entwicklung eines ICs wichtig die richtigen Werte für den jeweiligen Betriebsmodus einstellen zu können. Dieser Teil umfasst zwar nicht die Aufgabenstellung dieser Diplomar-

³² Am Treiber-Interface wird bei der Modulation zwischen zwei Widerstandswerten hin- und hergeschaltet. Durch Veränderung der Widerstandswerte kann der Modulationsindex im IC intern eingestellt werden.

³³ Die gemessenen Werte beziehen sich auf eine Datenrate von 106 kBaud. Der IC ermöglicht auch Datenübertragungen mit 212, 424, und 848 kBaud.

beit, jedoch ist es unerlässlich das Gesamtsystem auf IC-Konfiguration und Anpassnetzwerk gemeinsam zu betrachten.

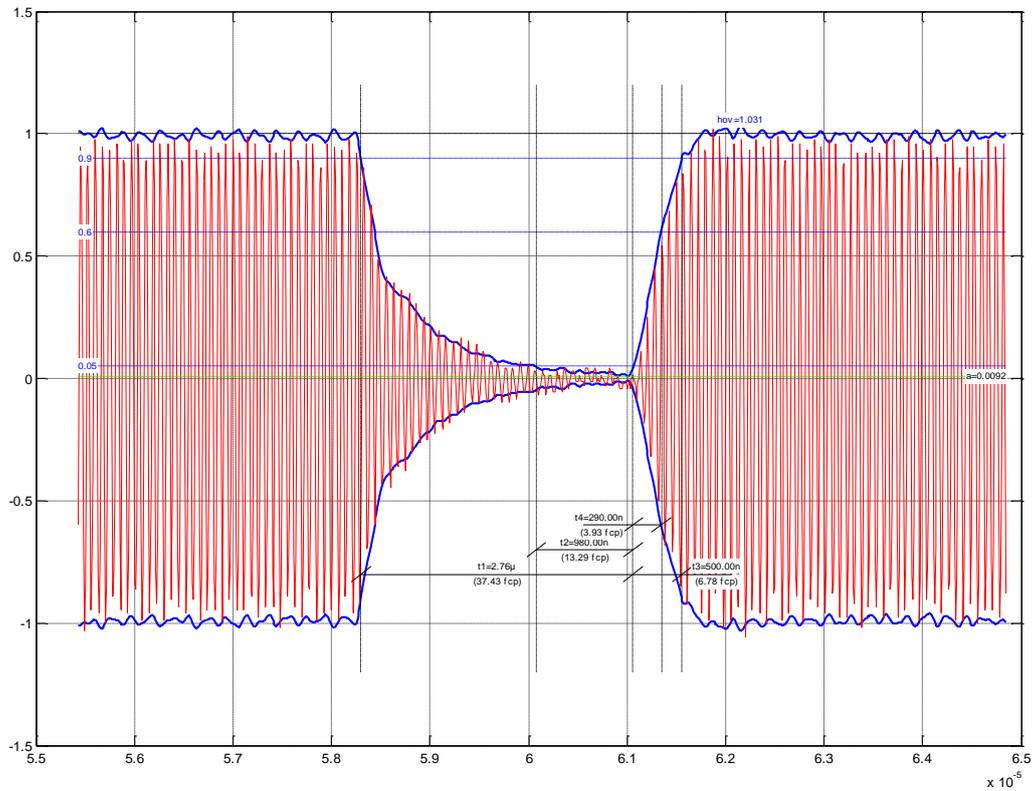


Abbildung 58: gemessene Reader-Modulation Typ A

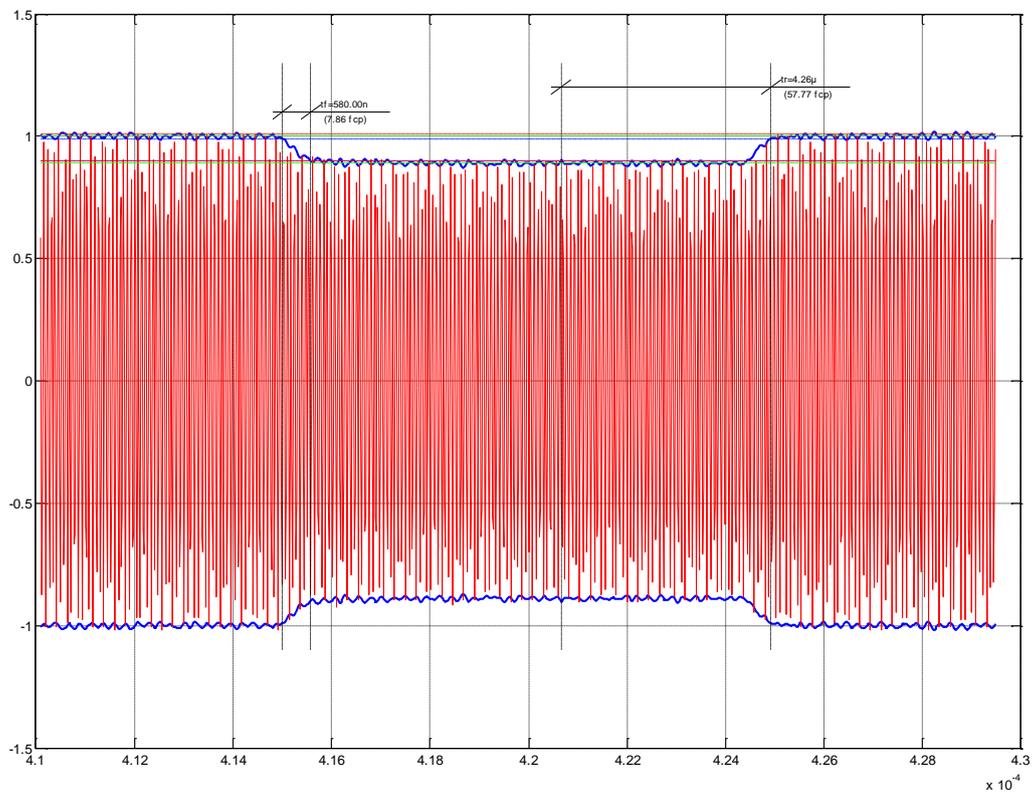


Abbildung 59: gemessene Reader Modulation Typ B

5.4 Transponder Messungen

Im Folgenden werden die Messungen im Transponder- bzw. Karten-Mode präsentiert. Hierbei wird in erster Linie auf die Erfüllung des Ziels der Diplomarbeit, den Leistungsverlauf über Feldstärke zu optimieren, Wert gelegt. Des Weiteren wird die Funktionalität der Schaltung untersucht, die Messung der erreichbaren Seitenbandpegel gibt darüber Auskunft.

5.4.1 Messung der Resonanzfrequenz

Die Verschiebung der Resonanzfrequenz über den Feldstärkebereich soll gemessen werden. Dazu wird das PBF-Interface nachgebildet und die Leistung gemessen.

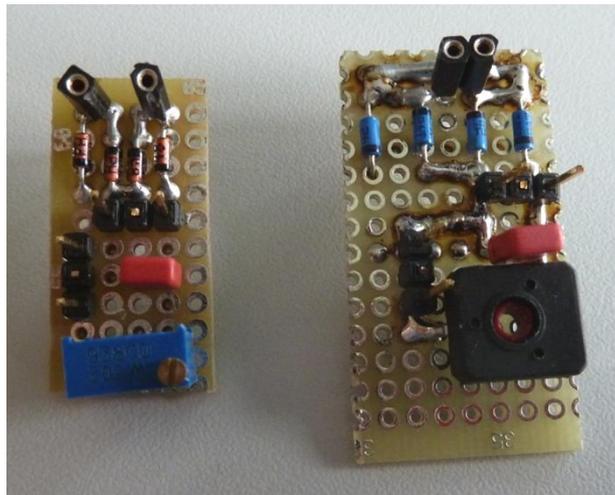


Abbildung 60: Nachbildung des PBF-Interface (aufsteckbar), zwei Ausführungen

Um die Veränderung des Interface-Widerstands infolge der Limitation bei steigender Feldstärke zu simulieren wird einem Brückengleichrichter ein veränderbarer Lastwiderstand parallel geschaltet. Die Spannung über diesen Widerstand wird durch anpassen desselbigen auf 2 VDC konstant gehalten. Somit ist der messbare Strom direkt proportional mit der auftretenden Leistung am PBF-Interface. Die Bedingung der Mindestleistung lautet demnach 13 mA bei einer Spannung von 2 V_{DC}.

Bei der Messung wird davon Gebrauch gemacht, dass die maximale Leistung genau bei der Resonanzfrequenz auftritt. Auch die Belastung des Feldes ist aufgrund des größten Absolutbetrags der Impedanz am größten, wenn die Schaltung genau auf der Resonanzfrequenz angeregt wird. Dafür wurde am ISO-Setup ein Frequenzgenerator eingefügt, an welchem die Frequenz des H-Feldes verändert werden kann. Gleichzeitig muss auch die Feldstärke korrigiert werden, da sowohl die ändernde Belastung durch die Kartenschaltung, als auch das Verlassen des Resonanzbereichs der ISO-Antenne³⁴ die resultierende Feldstärke beeinflussen.

Die Abbildung 61 zeigt den gewünschten Verlauf des Resonanzfrequenzdrifts. Aufgrund des kleiner werdenden Widerstands stellt sich das erwartete Ergebnis ein. Bei der höchsten Feldstärke setzt eine Umkehr des Drifts ein – hier überwiegt die zweite Resonanz wieder.

³⁴ Die verwendete Antenne des ISO-Setups ist ebenfalls auf eine Resonanzfrequenz von 13,56 MHz eingestellt.

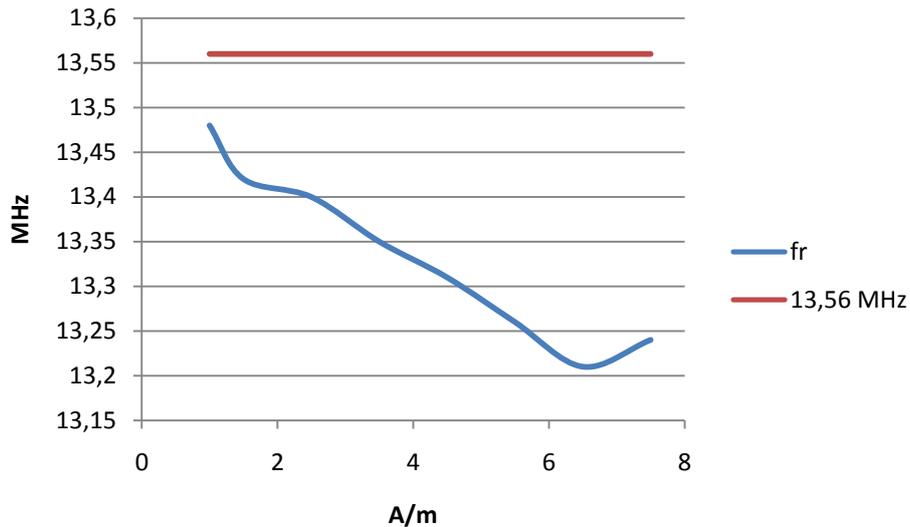


Abbildung 61: Verlauf der Resonanzfrequenz der Schaltung über Feldstärke

Aufschlussreicher ist die folgende Darstellung des resultierenden Stroms am PBF-Interface. Hierbei wird der Strom bei einer Anregung von 13,56 MHz der Anregung bei der jeweiligen Resonanzfrequenz gegenübergestellt. Ersteres bildet genau das gesuchte Verhalten ab, da in der Realität ein Reader seine Trägerfrequenz natürlich nicht ändert. Die Abflachung der Kurve und eine somit resultierende niedrigere Leistung bei hohen Feldstärken entspricht dem gewünschten Ergebnis und der Forderung nach einer nicht zu großen Leistung am Interface bei 7,5 A/m. Des Weiteren kann aus dem Vergleich der beiden Linien der Verlauf der Resonanzfrequenz bestätigt werden. Unter der Annahme dass sich die beiden Frequenzen bei steigender Feldstärke immer weiter von einander entfernen, ist der Verlauf bis ungefähr 5 A/m logisch. Die Kurven nähern sich bei weiter steigender Feldstärke an, da hier die Umkehr des Resonanzfrequenzdrifts einsetzt.

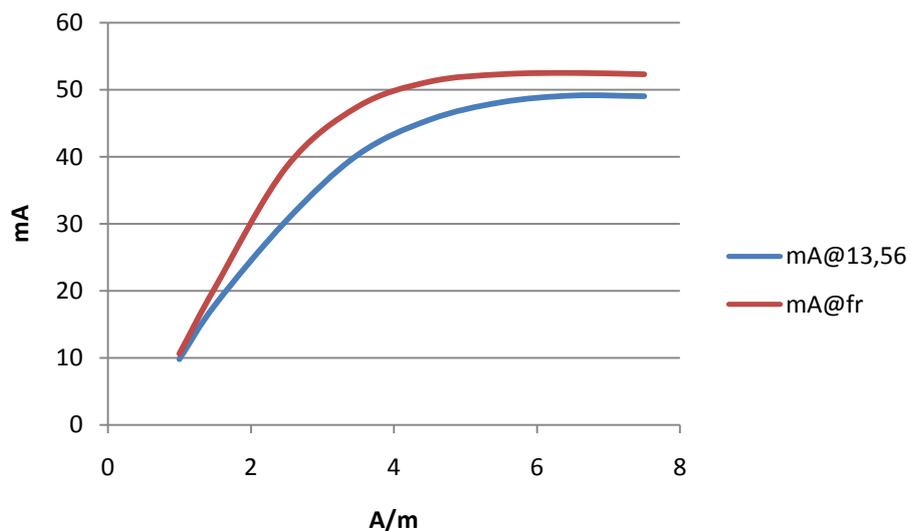


Abbildung 62: Verlauf des Stromes am PBF-Interface über Feldstärke

5.4.2 Seitenbandpegel infolge der Lastmodulation

Gleichbedeutend mit der Erfüllung der PBF-Bedingung ist das Erreichen der Mindestseitenbandpegel im Karten Mode. Bei Lastmodulation treten im Abstand der Modulationsfrequenz oberhalb und unterhalb der Trägerfrequenz Seitenbänder im Frequenzspektrum auf. Somit treten rund um 13,56 MHz zwei Seitenbänder im Abstand von 847,5 kHz auf (siehe Abbildung 5).

Die folgenden Graphen zeigen die gemessenen Seitenbänder einer Typ A Modulation für den Batterie Mode, also mit externer Versorgung, und den PBF Mode ohne Versorgungsspannung.

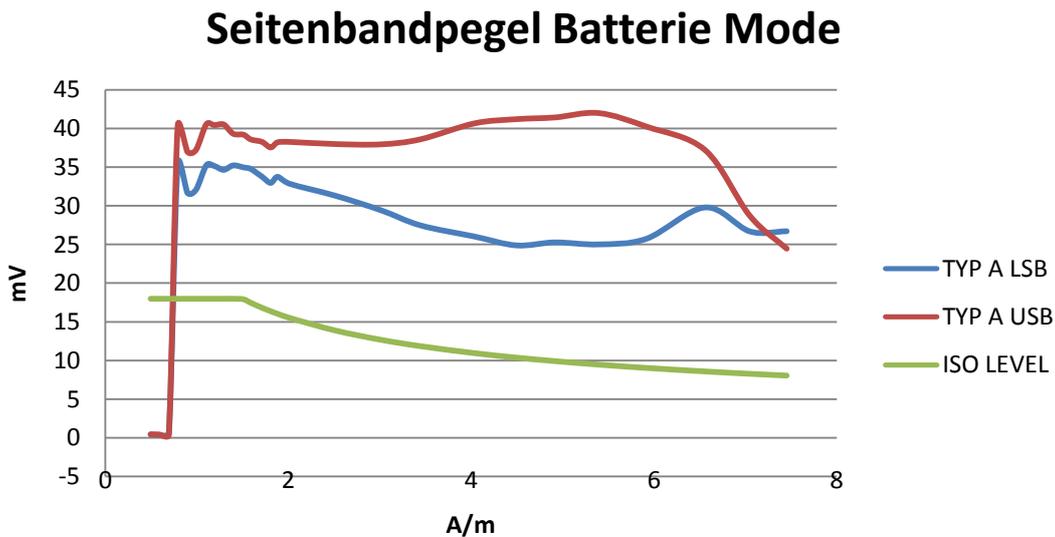


Abbildung 63: Seitenbandpegel im Batterie Mode

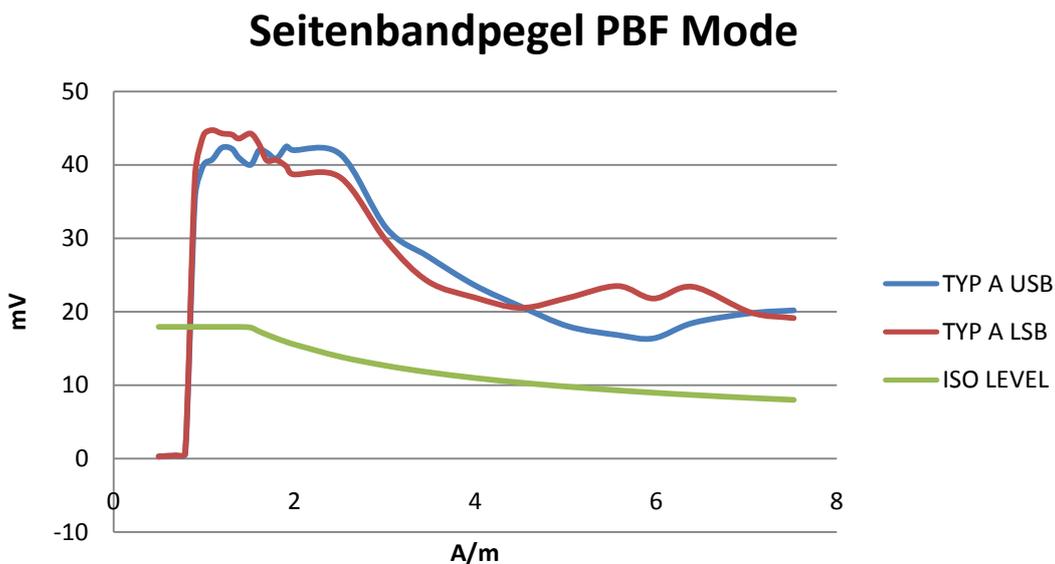


Abbildung 64: Seitenbandpegel im PBF Mode

Die Messergebnisse betreffend der Seitenbandpegel sind der Vorgabe aus dem Standard gegenübergestellt. Da die gemessenen Seitenbandpegel höher sind als gefordert, kann eine einwandfreie Rückmodulation ermöglicht werden. Der Unterschiedliche Verlauf der Seitenbandpegel ergibt sich aus einem minimal anderen Driftverhalten von gleich bestückten Testschaltungen aufgrund von Bauteiltoleranzen. Hierbei wurde eine Schaltung für den Batterie Mode, eine andere für den PBF Mode konfiguriert.

Um die gesuchten Spannungspegel der Seitenbänder zu erhalten werden 4 Perioden des Modulationssignals mit Hilfe des Oszilloskops aufgezeichnet. Mittels einer Fourier-Transformation und geeigneter Fensterung des Signals können die Seitenbandpegel in Millivolt berechnet werden.

5.5 Auswertung der Messergebnisse

Der Vergleich zwischen den Ergebnissen aus der Simulation und den realen Messungen an den Testschaltungen verläuft positiv. Das Driftverhalten der Resonanzfrequenz im Karten Mode entspricht den Simulationsergebnissen. Auch die entworfene Impedanzanpassung konnte mittels des Smith-Diagramms bestätigt werden.

Ein Vergleich mit der bestehenden Schaltung des PN544 zeigt den geforderten Verlauf des Resonanzfrequenzdrifts. Die Forderungen der PBF-Bedingung sowie die nicht zu große Belastung bei hohen Feldstärken konnten erfüllt werden. Auch die Einhaltung der ISO-Standards ist gegeben, einzig die Messung der minimalen Feldstärke zeigt die Schwäche der entworfenen Schaltung auf. Durch die zusätzliche gütedämpfende Wirkung des neuen Interface kann trotz Verzicht auf die gütedämpfenden Widerstände R_q nur eine gewisse Güte und somit maximale Leistung im Reader Mode erreicht werden. Sollte das Interface integrierbar sein, also als MOSFET-Struktur ausgeführt sein, muss mit einem noch höheren Wert entsprechend einer höheren Dämpfung gerechnet werden. Somit ist eine weitere Lösung zur Integration des Interface in den IC zu suchen, und eine neue Interface-Topologie muss entworfen werden.

In den folgenden Kapiteln wird zunächst die Auswirkung eines höheren Widerstands des EMV-Interface im Reader Mode untersucht, bevor eine neue Topologie abweichend von der EMV-Interface-Topologie untersucht wird. Grundlegende Überlegungen der Möglichkeiten eines neuen Interface zeigten die beste Leistungsausbeute im PBF Mode wenn die EMV-Resonanz nur mehr einen geringen Einfluss auf das Verhalten des Schwingkreises hat. Aufgrund dessen muss nach einer komplexeren Lösung des Problems und einer neuen Variante des Interface gesucht werden.

6. Integration des EMV Interface in den IC

Nach der grundlegenden Untersuchung des Schaltungskonzeptes soll nun eine mögliche Integration in den IC geprüft werden. Dabei ist auf den Fertigungsprozess des ICs Rücksicht zu nehmen.

6.1 Auswirkungen der EMV-Impedanz Z_{EMV}

Die Integration des Interface stellt neue Anforderungen an die Schaltung. Zunächst wird dies an der bestehenden Topologie erläutert. Für die externe Realisierung des neuen Interface wurden kurzerhand Bipolar-Transistoren in die bestehende Schaltung eingebracht. Aus firmenhistorischen Gründen werden im IC jedoch Feldeffekttransistoren verwendet, im PN544 zum Beispiel werden MOSFETs³⁵ zum Einsatz gebracht. Die Verwendung von FETs ermöglicht eine sehr hohe Bauteildichte bei sehr geringer Leistungsaufnahme und ist somit für die Fertigung von ICs hervorragend geeignet. Bei integrierten FET-Strukturen ist zusätzlich ein vierter Anschluss ausgeführt der den einzelnen Transistor mit einem gemeinsamen Substrat (*bulk*) verbindet. Mit diesem gemeinsamen Halbleiterträger sind auch andere Halbleiterbauelemente verbunden. Bei externen FETs ist dieser vierte Anschluss direkt mit dem Source-Anschluss verbunden und wird nicht nach außen geführt.

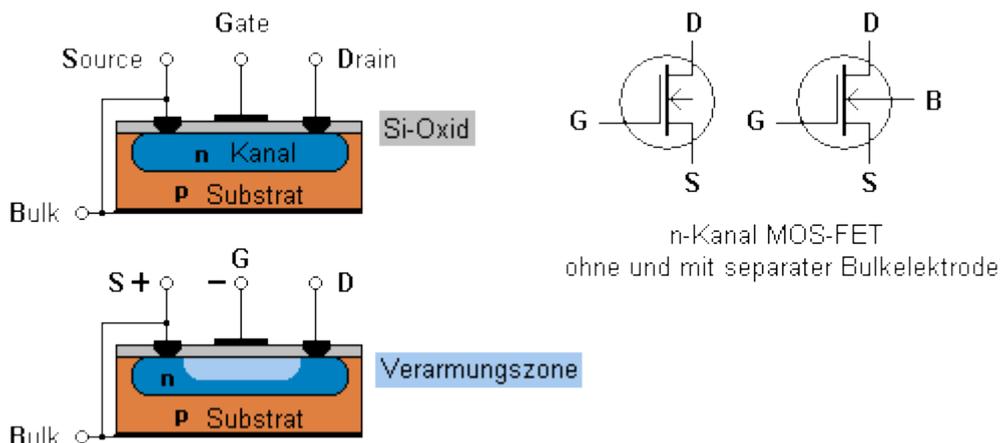


Abbildung 65: Aufbau und Schaltzeichen von MOSFETs, aus [8]

Grundsätzlich wird abhängig vom Halbleitermaterial zwischen N- und P-Kanal MOSFETs unterschieden, zusätzlich gibt es noch den Anreicherungs- sowie den Verarmungstyp. Während der Anreicherungstyp ohne Versorgung nichtleitend ist, bleibt ein Verarmungstyp ohne Ansteuerung leitend. Dieses Verhalten würde Voreinstellungen im IC ermöglichen.

Entsprechend der Forderungen an die Betriebsmodi und die Einhaltung der angeführten Standards, kommen nun auch noch Bedingungen betreffend den zulässigen maximalen Leistungen an den Interfaces hinzu. Die maximale Spannung an den offenen Interfaces darf $4 V_{pp}$ nicht überschreiten, um einer Zerstörung der internen Struktur vorzubeugen.

³⁵ Metall-Oxide-Semiconductor-Feldeffekt-Transistor.

Des Weiteren ist die minimale Impedanz des Interfaces nun höher anzunehmen. Die am IC zur Verfügung stehende Siliziumfläche führt zu unterschiedlichen Widerstandswerten. Während die interne Treiberstruktur sehr großflächig ausgeführt ist und deshalb einen minimalen Wert von 4Ω erreichen kann³⁶, ist das PBF-Interface kleiner und der erreichbare Widerstandswert liegt hier bei 10Ω . Wenn man bedenkt, dass die Funktionalität und Komplexität der Interfaces sehr unterschiedlich ist, muss man im Entwurf des gesamten ICs auf die Tatsache, dass das neue EMV-Interface im Grunde einen einfachen Schalter darstellt, Rücksicht nehmen. Die höhere Impedanz am EMV-Interface im kurzgeschlossenen Fall wirkt sich im Reader Mode auf die Güte aus.

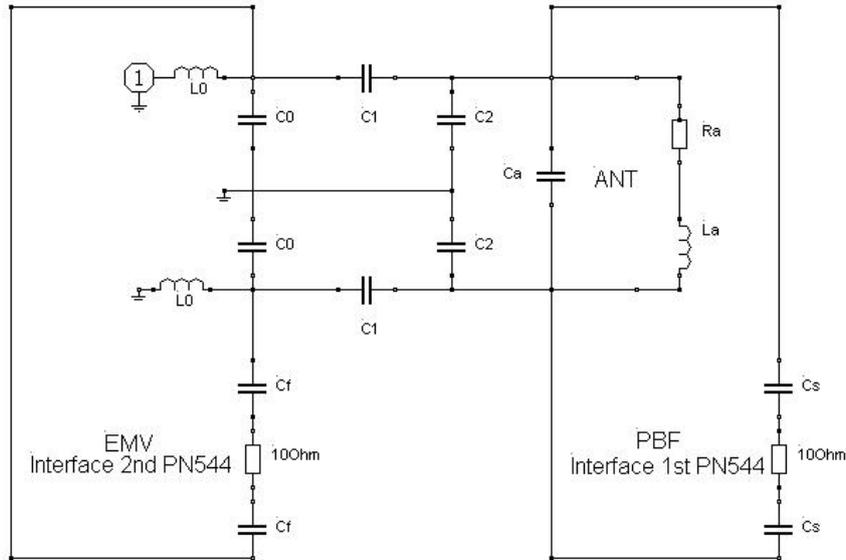


Abbildung 66: Integration des EMV-Interface in den IC

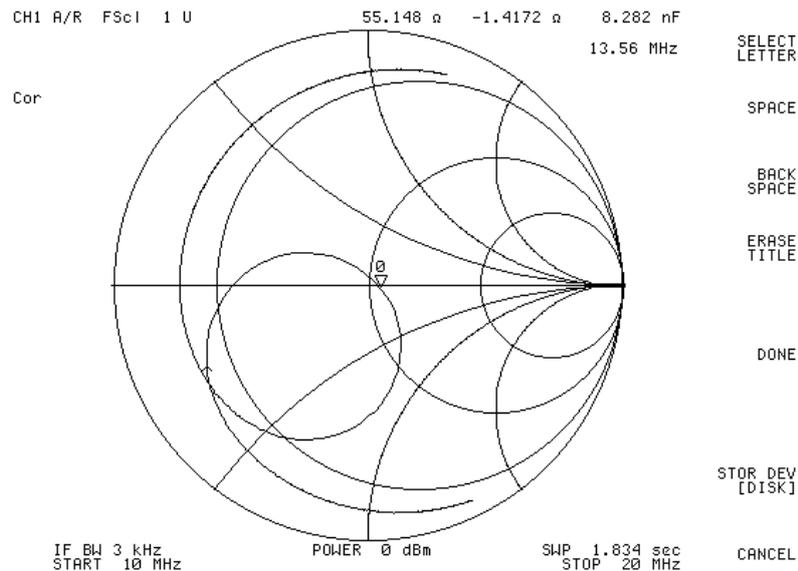


Abbildung 67: Smith Diagramm der Schaltung im Reader Mode

³⁶ Im kurzgeschlossenen Zustand des Interfaces.

Das gemessene Smith Diagramm zeigt sofort die Auswirkung eines höheren Widerstands, das Diagramm zeigt eine Abnahme der erreichten Güte im Vergleich zur Bipolartransistor-Topologie. Die folgende Formel beschreibt die Impedanz Z_{EMV} , die dem Treiberinterface parallel geschaltet ist.

$$(6.1-1) \quad Z_{EMV} = \frac{1}{j\omega C_0 + \frac{j\omega C_f}{1+j\omega C_f R_{EMV}}}$$

Eine Erhöhung des Widerstands R_{EMV} , der den Widerstand des geschlossenen Interface darstellt, resultiert ebenfalls mit einer Erhöhung von Z_{EMV} . In diesem Fall ist eine stärkere Dämpfung der Güte die Folge.

6.2 Charakterisierung

Um das Verhalten eines integrierten Interface zu charakterisieren, kann das PBF-Interface eines zweiten PN544 verwendet werden, wie in obiger Abbildung ersichtlich. In seiner Funktion als einfacher Schalter nimmt er den gleichen Platz ein wie der Schalter in der Bipolar-Transistor-Topologie. Jedoch muss für die Integration des Interface die niedrigere Spannungsfestigkeit berücksichtigt werden. Können die Bipolar-Transistoren als einfacher Schalter in zwei Zuständen (geschlossen und offen) angesehen werden, so ist bei der Verwendung eines zweiten integrierten PBF-Interface als EMV-Interface mit einer Veränderung des Widerstandswerts über Feldstärke zu rechnen. Hier wird der Widerstandswert des Interface aufgrund der stärkeren Limitation bei steigender Feldstärke kleiner werden.

Um dies zu zeigen, wurden die beiden Topologien gegenübergestellt. Der folgende Graph zeigt die Messung der Spannung am RX-Interface über Feldstärke für die Schaltung mit Bipolar-Transistoren (rote Linie) und mit einem zweiten PN544 als EMV-Interface (blaue Linie).

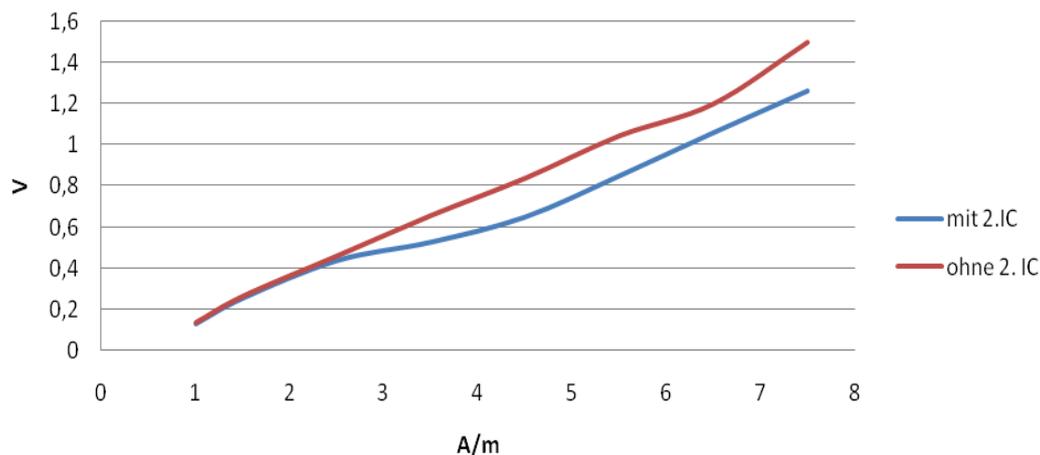


Abbildung 68: Spannungsverlauf an RX, Einfluss des Limiters des EMV-Interface

Der Limiter des EMV-Interface mit zweitem IC zeigt einen deutlichen Einfluss auf den Verlauf der RX-Spannung. Die hier erreichte kleinere Dynamik über den Feldstärkebereich kann für die Demodulation am RX-Interface von Vorteil sein. Probleme

seitens des Demodulators aufgrund von Sättigung oder Übersteuerung können so vermieden werden.

Der Einsatz der beiden Limiter können bei der Messung von VDHF beobachtet werden. VDHF entspricht der Spannung die das PBF-Interface aus dem Feld zur Verfügung stellt. Intern wird die Spannungsversorgung des ICs wie in Abbildung 27 gezeigt, aus VDHF und / oder der externen Versorgungsspannung VBAT gebildet. Ein Blick auf den Verlauf von VDHF im PBF Mode der Schaltung (ohne externe Versorgung) zeigt die Limitation am PBF- und am EMV-Interface.

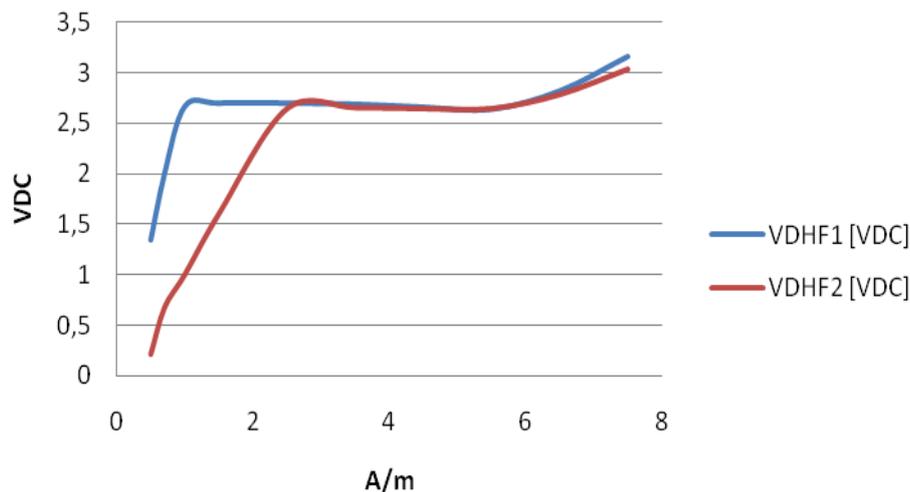


Abbildung 69: Messung von VDHF über Feldstärke an beiden PN544

Gemessen wurde VDHF an beiden PN544, aufgrund der unterschiedlichen Spannungen an den Interfaces bilden sich auch unterschiedliche Verläufe von VDHF 1 und 2 aus. Dabei stellt VDHF 1 die Spannung aus dem PBF-Interface dar, aufgrund der direkten Auskopplung an der Antenne werden schon bei kleineren Feldstärken (unter 1 A/m) genügend hohe Spannungen erreicht und es wird limitiert. Entsprechend der erfüllten PBF-Bedingung und der resultierenden Leistung ist dieses Verhalten zu erwarten. VDHF 2 entspricht demnach der Spannung aus dem EMV-Interface und wird am zweiten PN544 gemessen. Da die Antennenspannung durch das Impedanzmatching und die Kapazitäten C_f verringert wird, erreicht die Spannung am EMV-Interface erst bei höheren Feldstärken die Spannung von 2,7 V bei der limitiert wird. Bei den höchsten Feldstärken steigt die Spannung an den Interfaces wieder an, dies ist durch das Erreichen der kleinsten Widerstandswerte der Interfaces zu erklären³⁷. Somit sind die beiden Interfaces bereits vor Erreichen von 7,5 A/m völlig kurzgeschlossen, die Resonanzfrequenz wandert zusätzlich wieder in Richtung 13,56 MHz.

Eine Messung von VDHF 1 und 2 im Batterie Mode, also mit externer Versorgung VBAT, zeigt das gleiche Verhalten wie im PBF Mode. Aufgrund von parasitären Effekten wird VDHF bis zu einer Spannung von 1,8 V von VBAT generiert. Steigt nun die Spannung von VDHF über 1,8 V, überwiegt die höhere Spannung und VDHF steigt ebenfalls an. Somit kann VDHF im Batterie Mode keine kleineren Werte als 1,8 V annehmen.

³⁷ Somit ist die stärkste Limitation erreicht.

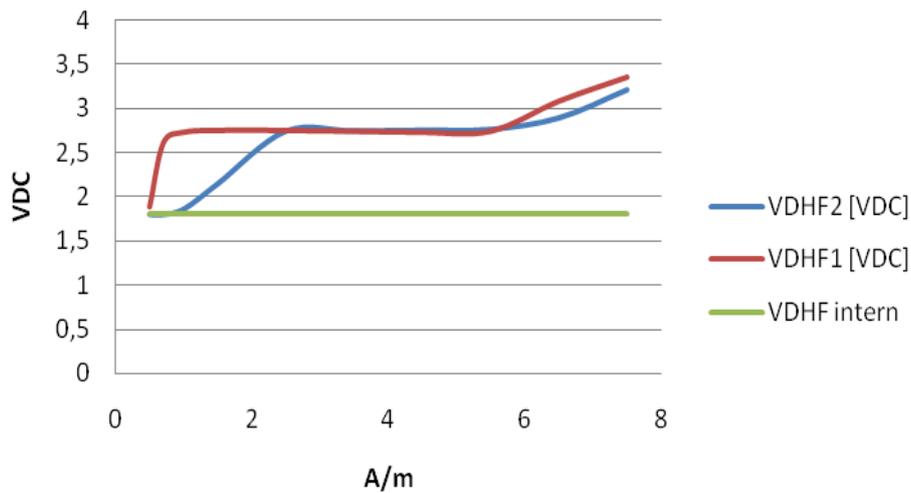


Abbildung 70: Messung von VDHF mit externen Versorgung

Der Verlauf der Resonanzfrequenz über Feldstärke zeigt einen wenig erfreulichen Verlauf. Entsprechend der Feldstärken, an denen die Limiter einsetzen, sind die Auswirkungen auf die Resonanzfrequenz deutlich zu erkennen. So setzt durch eine stärkere Limitation am EMV Interface eine Umkehr des Resonanzfrequenzdrifts ein und diese beginnt wieder zu steigen, um schließlich die 13,56 MHz wieder zu überschreiten. Auch die Feldstärken an denen die Interfaces ihren kleinsten Widerstandswert eingenommen haben, also wieder kurzgeschlossen sind, können vom Verlauf der Resonanzfrequenz abgelesen werden. Aufgrund dieser Tatsache muss die bestehende Topologie für eine Integration in den IC abgeändert werden.

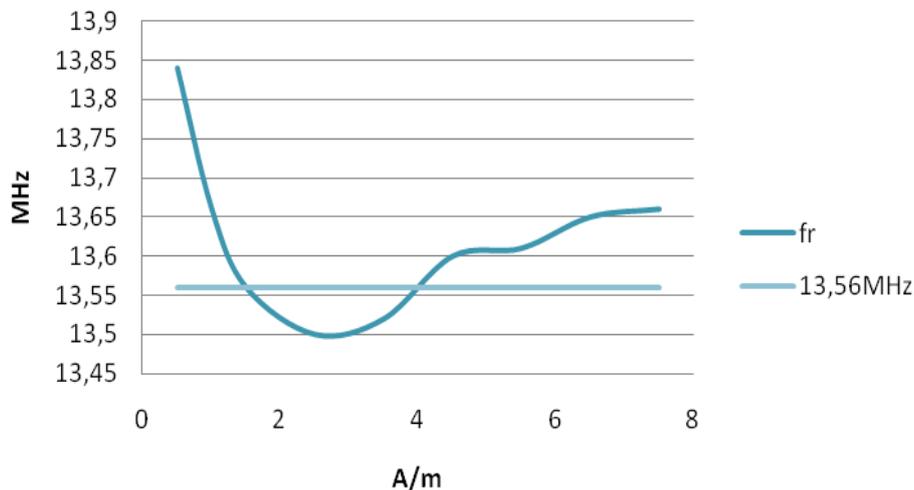


Abbildung 71: Verlauf des Resonanzfrequenzdrifts über Feldstärke bei dem integrierten EMV-Interface

7. Entwurf einer neuen Topologie

Die erhaltenen Ergebnisse führen zu dem Schluss dass ein neuer Ansatz für den Schaltungsentwurf gefunden werden muss. Die Probleme des integrierten Interface liegen einerseits im zu hohen Widerstandswert des geschlossenen Interface im Reader Mode, andererseits im Einfluss des Limiters auf die Resonanzfrequenz im PBF Mode. Ausgehend von der Idee das neue Interface hochohmig im Reader Mode zu verwenden, entstand ein neuer Ansatz.

Das *power safe feature*-Interface³⁸, kurz PSF Interface, wurde vom EMV Filter zu den Parallelkapazitäten verschoben. Eine Beibehaltung der Position des Interface beim EMV-Filter ist aufgrund der zu hohen Spannung ($> 4V_{pp}$) im Reader Mode am geöffneten Interface nicht möglich. Berechnungen bezüglich der Spannung an der schaltbaren Kapazität ergeben, dass der Kapazitätswert dieses Bauteils weit unter 1pF liegen muss, um die Spannung am geöffneten Interface gering genug zu halten. Ein so kleiner schaltbarer Widerstandswert würde ein weiteres Interface ad absurdum führen³⁹.

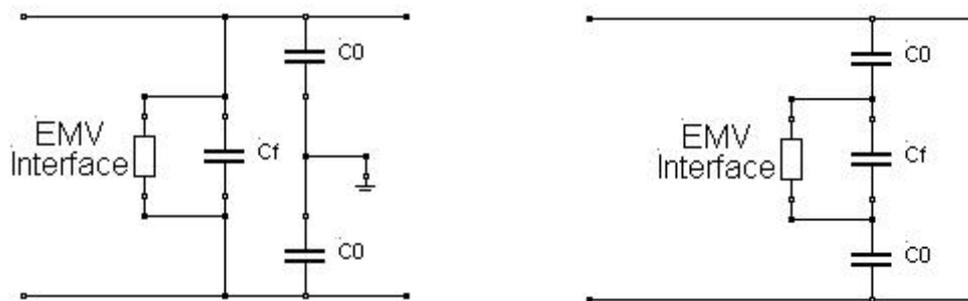


Abbildung 72: Verworfenne Ansätze der EMV-Interface-Topologie

Auch bei weiterer Betrachtung muss die Idee des EMV-Interface verworfen werden, da die Spannungsbedingung zu zu kleinen schaltbaren Kapazitäten führt (siehe obige Abbildung rechts) oder überhaupt nicht eingehalten werden kann (obige Abbildung links). Bei der linken Abbildung ist ein Extremfall dargestellt, bei welchem einerseits im Reader Mode der Treiberstrom fast direkt ins Interface abgezweigt würde, andererseits ein totaler Kurzschluss im Karten Mode die Folge wäre, dieses würde die Leistung am Interface sehr hoch werden lassen. Die rechte Abbildung zeigt den bereits erwähnten Fall, hier müsste C_f verschwindend klein sein, damit die Spannungsbedingung eingehalten werden könnte.

Somit muss das neue Interface auf eine andere Position verschoben werden und die vormalige *tuning*-Kapazität C_2 wird durch die neuen Bauteile C_f und C_p ersetzt. Im Reader Mode liegen die fixe Kapazität C_f und die schaltbare Kapazität C_p in Serie, dies bedeutet dass die Gesamtkapazität des Zweiges kleiner als im Karten Mode ist, da C_p durch das Interface in der Konfiguration als Karte kurzgeschlossen wird. Entsprechend dem gewünschten Gütefaktor wurde der gütedämpfende Widerstand berechnet (vergleiche Kapitel 2.1) und wurde in die Schaltung eingefügt. Der PBF-

³⁸ Die klingende Bezeichnung *power safe feature* Interface bezieht sich auf die Verringerung der maximalen Leistung bei hohen Feldstärken am Interface.

³⁹ Bei der erarbeiteten Bipolar-Transistor-Topologie wurde die EMV-Kapazität zwischen 182pF und 82pF geschaltet, um eine genügend große Verschiebung der EMV Resonanz zu erzielen.

Zweig wird direkt an der Antenne angebracht, um durch den gütedämpfenden Widerstand R_q nicht eine zusätzliche Leistungsreduktion zu erhalten. Des Weiteren wäre es auch möglich R_q durch einen geeigneten Widerstandswert am PSF-Interface zu ersetzen. Hierzu wird das Interface nicht auf dem höchstmöglichen Widerstandswert gesetzt (offenes Interface) sondern auf einen kleineren Wert konfiguriert⁴⁰.

Die nachfolgende Abbildung zeigt den Entwurf der PSF-Interface-Topologie und die Konfiguration der Interfaces im Reader Mode. Dabei wurde die Parallelkapazität C_2 wurde durch den neuen PSF-Zweig ersetzt

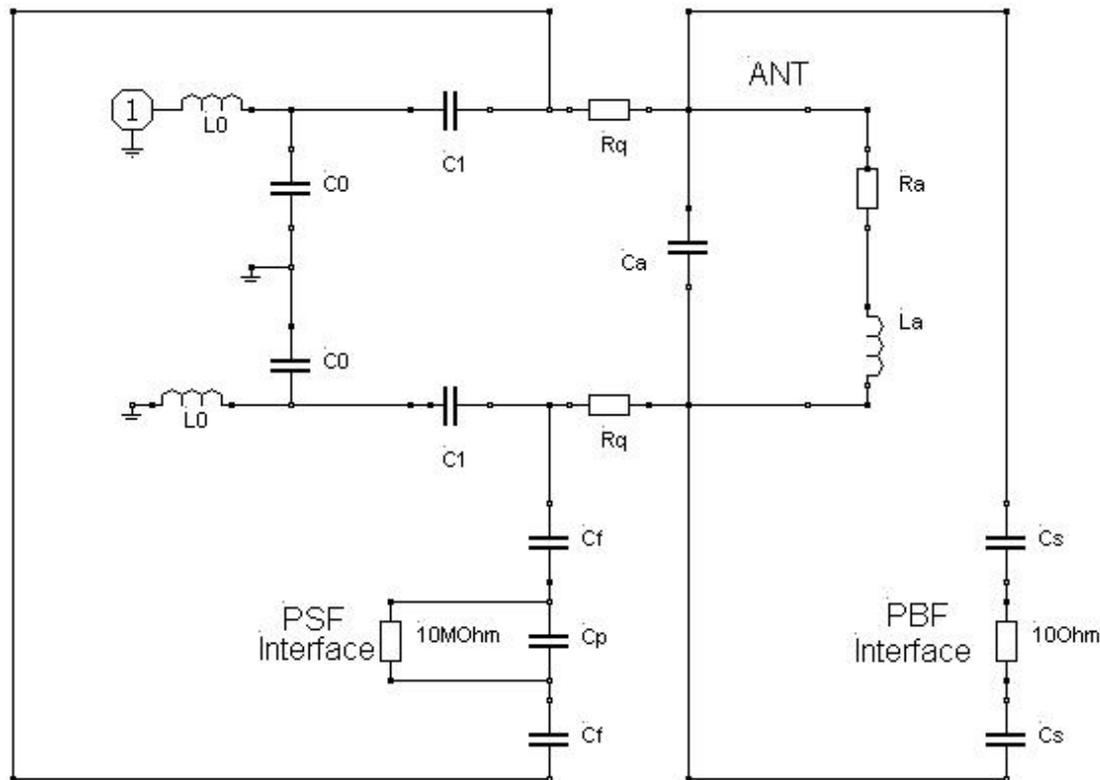


Abbildung 73: Die power safe feature Interface-Topologie im Reader Mode

Betrachtet man nun ein beliebiges Matching im Reader Mode trägt das neue Interface nicht zur Gütedämpfung bei und das resultierende Smith Diagramm zeigt in der Simulation das gewünschte Ergebnis. Dazu sei gesagt, dass zur schnellen Überprüfung des Gütefaktors die Kapazitätswerte von C_f und C_p empirisch ermittelt wurden. Die Summe des gesamten Kapazitätswerts des neuen PSF-Zweiges muss dabei dem berechneten C_2 aus früheren Topologien entsprechen um ein entsprechendes Matching zu erhalten.

Um die genauen Bauteilwerte zu ermitteln, können die einzuhaltenden Bedingungen in Gleichungen gefasst werden. Zu einfacheren Berechnung wurden die Interfaces als ideal angenommen (Leerlauf beziehungsweise Kurzschluss).

⁴⁰ Es ist möglich unterschiedliche Widerstandswerte am Interface einzustellen.

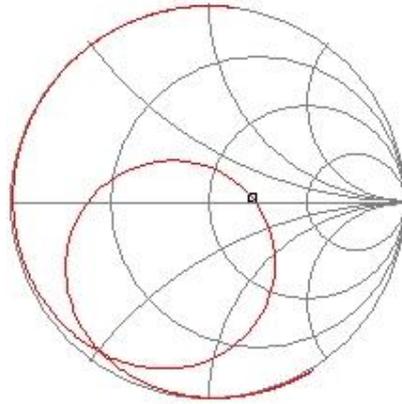


Abbildung 74: Simulation des Smith Diagramms der PSF Topologie

7.1 Bedingungen an die Anpassschaltung

Im Folgenden werden die Bedingungen an das Impedanzmatching in Gleichungen formuliert. Ausgehend von den berechneten Kapazitätswerten der Grundsaltung (C_0 , C_1 und C_2) können die neuen Werte definiert werden.

7.1.1 Bedingung 1: Spannung am Interface

Wie bereits beschrieben darf die Spannung am geöffneten Interface $4V_{pp}$ nicht überschreiten. Diese Forderung lässt sich in einer Gleichung ausdrücken.

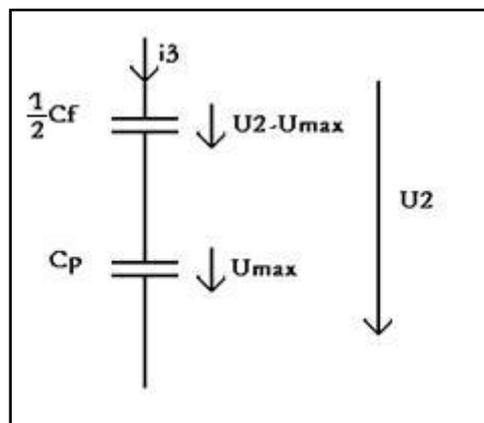


Abbildung 75: Spannungen am PSF-Interface

Die Darstellung der idealen Schaltung im Reader Mode und die auftretenden Spannungen sind in obiger Abbildung dargestellt. Unter der Annahme dass U_{max} maximal $4V_{pp}$ sein darf, kann mit der bekannten Spannung U_2 die folgende Formel aufgestellt werden.

$$(7.1.1-1) \quad \frac{2C_p}{C_f} = \frac{U_{max}}{U_2 - U_{max}}$$

Somit ist ein Verhältnis der beiden neuen Kapazitäten gefunden um die Forderung nach U_{\max} zu erfüllen. Wie im Anhang Anhang IV: ausführlich beschrieben, kann die Spannung U_2 unter Kenntnis von Matchingimpedanz, Treiberspannung und dem resultierenden Treiberstrom einfach berechnet werden.

7.1.2 Bedingung 2: Einhaltung der Tuning-Kapazität im Reader Mode

Die Anpassung des Matchings muss durch das Einfügen des neuen Interface erhalten bleiben. Somit kann die berechnete *tuning*-Kapazität C_2 den neuen Kapazitäten gleichgesetzt werden.

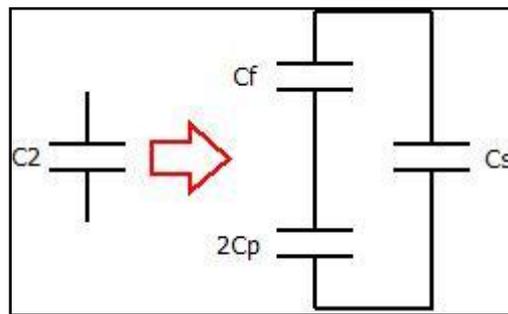


Abbildung 76: Umwandlung der *tuning*-Kapazität

$$(7.1.2-1) \quad C_2 = \frac{C_f \cdot C_p}{C_f + 2C_p} + C_s$$

Mit dieser zweiten Bedingung ist nun die Einhaltung der Resonanzfrequenz (ω_{real}) auf 13,56 MHz für den Reader Mode definiert. C_2 entspricht dem berechneten Kapazitätswert aus Tabelle 5.

7.1.3 Bedingung 3: Kompensation des Frequenzdrifts

Die dritte Bedingung bezieht sich auf den Resonanzfrequenzdrift. Wie aus der PN544-Topologie bekannt, steigt die Resonanzfrequenz im Karten Mode an, da die gesamte Parallelkapazität des Reader Mode bestehend aus C_2 und C_s durch den „Wegfall“ von C_s kleiner wird. Vergleicht man nun die Konfigurationen des PBF- und des PSF-Interface bezüglich des Reader oder Karten Mode, kann man dies wiederum in einer Gleichung formulieren.

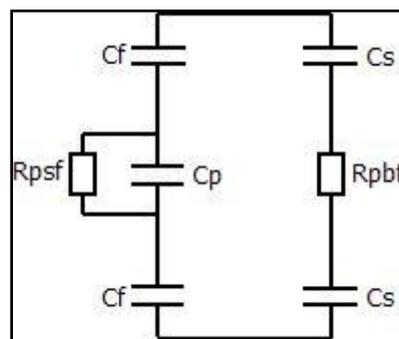


Abbildung 77: Schematische Darstellung des PSF- und des PBF-Interface

In Abbildung 77 ist die Aufteilung der ursprünglichen *Tuning*-Kapazität C_2 dargestellt. Die Widerstände R_{psf} und R_{pbf} beschreiben den Widerstandswert der beiden Interfaces und werden als ideal angenommen (0Ω oder $\infty\Omega$). Die resultierende Resonanzfrequenzdrift durch das Umschalten eines Interfaces kann prinzipiell als Funktion der Kapazitätsänderung beschrieben werden.

$$(7.1.3-1) \quad \Delta f_r = F\{C_{\text{Reader}} - C_{\text{Karte}}\}$$

Dabei steht C_{Reader} für die Gesamtkapazität des Zweiges im Reader Mode und C_{Karte} für die verbleibende im Karten Mode. Für das PSF-Interface gilt:

$$(7.1.3-2) \quad \Delta f_r = \frac{\frac{c_f \cdot c_p}{2}}{\frac{c_f}{2} + c_p} - \frac{c_f}{2}$$

Und für das PBF-Interface:

$$(7.1.3-3) \quad \Delta f_r = \frac{c_s}{2} - 0$$

Bei näherer Betrachtung der drei Bedingungen fällt auf, dass im idealen Fall $C_f = C_2$ gegeben sein muss. Ist diese Bedingung erfüllt, bleibt die Resonanzfrequenz im unbelasteten Fall auf 13,56 MHz wenn vom Reader Mode in den Karten Mode umgeschaltet wird. Ziel ist es wiederum die Resonanzfrequenz im Karten Mode knapp unter 13,56 MHz bei einer Feldstärke von 1,5 A/m zu legen. Geht man davon aus, dass bei 1,5 A/m der Limiter im PBF Interface bereits aktiv ist und resultierend daraus der Widerstandswert des PBF-Interface kleiner ist, dann ist in diesem Fall die Resonanzfrequenz bereits unter 13,56 MHz gedriftet.

Ein entscheidender Nachteil dieser Topologie ist die zu geringe Güte im Karten Mode. Zur Erfüllung der PBF-Bedingung (Mindestleistung am Interface bei 1,5 A/m) ist es aber nötig dass die Anpassschaltung im PBF Mode einen genügend hohen Gütefaktor bei 13,56 MHz besitzt. Wie bereits bei den Untersuchungen zur Bipolartransistor-Topologie erläutert, läßt sich die beste Leistungsausbeute (und höchste erreichbare Güte) durch den Wegfall der EMV-Resonanz, beziehungsweise durch eine genügend große Verschiebung der EMV-Resonanzfrequenz erzielen.

Da dies in der PSF-Topologie nicht möglich ist, kann die EMV-Resonanz durch einen höheren Widerstandswert des TX-Interface im PBF Mode gedämpft werden. Wiederrum ist die $4V_{pp}$ -Bedingung einzuhalten, um die interne Struktur des ICs nicht zu beschädigen. Da der benötigte Widerstandswert schon zwischen 500Ω bis $1k\Omega$ liegen muss (vergleiche Abbildung 35: Ausbildung der Resonanzen, mit variablem RTX), ist die auftretende Spannung am Interface weit höher als $4 V_{pp}$ im Karten Mode. Bedenkt man die Forderung nach kleiner Leistung bei hoher Feldstärke stellt diese Möglichkeit keine Lösung dar. Diese Einschränkung könnte zwar durch einen externen Widerstand parallel zu dem TX-Interface umgangen werden, jedoch wirkt sich eine solche Variante negativ auf die erreichbare Feldstärke im Reader Mode aus. Hierbei würde das vom Treiberinterface generierte Rechtecksignal zu stark gedämpft werden. Die Forderung nach mindestens 1,5 A/m bei totaler Verstimmung (H_{\min} Test) ist somit nicht mehr zu halten.

Des Weiteren ist ein Gleichungssystem bestehend aus den drei angeführten Bedingungen analytisch nicht zu lösen, da ein Freiheitsgrad fehlt. Dieser Freiheitsgrad kann die Einführung einer weiteren Parallelimpedanz sein. Diese Impedanz ermöglicht es die Bedingungen an das Resonanzverhalten zu erweitern.

7.2 Neudimensionierung der Antenne

Als zusätzlicher Freiheitsgrad wurde eine Neudimensionierung der Antenne gewählt. Eine Vergrößerung der gesamten parallelen *tuning*-Kapazität durch eine weitere Kapazität würde zu einer Verkleinerung von C_s führen und die Bedingungen aus dem vorangegangenen Unterkapitel zusätzlich einschränken.

Zur Untersuchung der Auswirkung einer Antennenneudimensionierung wurde der bisherigen Antenne mit 6 Windungen eine andere mit nur 4 Windungen gegenübergestellt. Die beiden Antennen haben die geometrischen Abmessungen gemein und unterscheiden sich nur in der Anzahl der Windungen. Ein Blick auf Formel (1-8) zeigt sofort dass eine Verringerung der Windungszahl, die quadratisch in die Formel eingeht, eine Verkleinerung der Induktivität zur Folge hat.

Die 4-Windungs-Antenne wurde wie die bisher verwendete 6-Windungs-Antenne vermessen und eine Ersatzschaltung berechnet. Folgende Tabelle zeigt eine Gegenüberstellung der beiden Antennen, welche bereits die berechneten Werte des auf 13,56 MHz bezogenen Serienwiderstandes R_a , sowie des gütedämpfenden Widerstandes R_q beinhaltet.

	Antenne 1 6 Windungen	Antenne 2 4 Windungen
L_a	3,1 μ H	1,78 μ H
R_a	3,58 Ω	1,76 Ω
C_a	11,8pF	8,79pF
R_q	1,98 Ω	1,28 Ω
Q_{ant}	73,67	85,89

Tabelle 12: Vergleich der beiden Antennen

Sofort ist offensichtlich dass weniger Windungen in kleineren Antennenbauteilen resultieren. Der Gütefaktor muss laut der Theorie für die 6-Windungsantenne höher liegen. Die Messung der Antennenwerte ist für höhere Frequenzen zunehmend ungenau, des Weiteren wurde der Skineffekt noch nicht berücksichtigt. Ein starker Einfluss des Skineffekts kann zu einer höheren Güte führen.

Wird die Induktivität der Antenne L_a verkleinert, führt dies zu einer kleineren Spannung U_2 über die Parallelkapazität im Reader Mode, da der Wert von C_2 größer und somit die Impedanz der Parallelkapazität kleiner wird. Dies ist aufgrund der $4V_{pp}$ -Bedingung durchaus wünschenswert. Jedoch liefert wiederum eine höhere Antenneninduktivität im PBF Mode mehr Leistung, beziehungsweise eine höhere Antennenspannung. Dies muss unweigerlich zu einem Kompromiss führen. Die folgende Tabelle zeigt die ermittelten Bauteilwerte der Anpassschaltung für die zwei Antennen.

	Antenne 1 6 Windungen	Antenne 2 4 Windungen
L_0	560nH	560nH
C_0	180pF	180pF
C_1	19pF	26pF
C_2	47,5pF	113,5pF

Tabelle 13: Vergleich der Bauteilwerte

Betrachtet man nun im Falle eines einfachen Transponders die induzierte Antennenspannung u_2 als Funktion der Antenneninduktivität, fällt auf dass es ein Maximum von u_2 bei einem bestimmten Wert von L_a gibt. Wie schon erwähnt ist die Spannung u_2 für größere Werte von L_a höher. Die Abbildung zeigt bei Beibehaltung der Resonanzbedingung (Einhaltung der Thomson-Gleichung) den idealen Induktivitätswert.

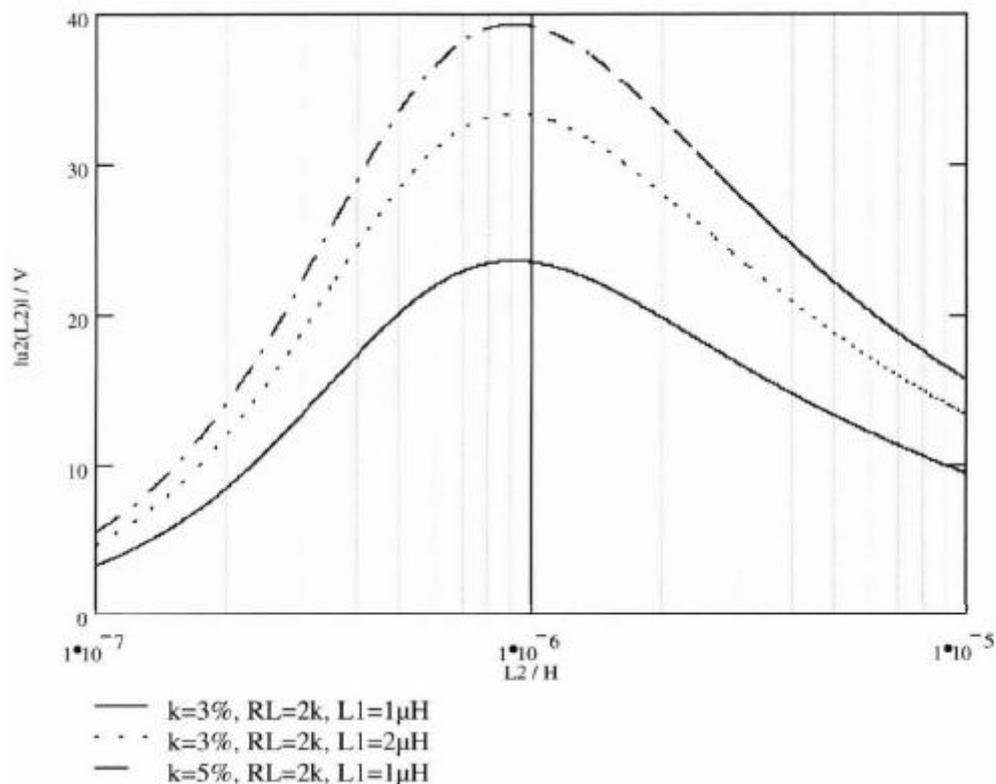


Abbildung 78: Verlauf der induzierten Antennenspannung u_2 über die Antenneninduktivität, aus [2]

Betrachtet man nun die gesamte PSF-Topologie, so stellt sich ein Widerspruch ein. Um die Spannung über das PSF-Interface im Reader Mode zu verringern, kann eine kleinere Induktivität der Antenne gewählt werden. Dies geht jedoch mit einer Verringerung der Leistungsausbeute im PBF Mode einher.

Zusätzlich zu der schlechteren Performance als in der Bipolar-Transistor-Topologie stellt die Wahl einer kleineren Antenneninduktivität eine zusätzliche Verschlechterung dar und die PBF-Mindestleistung bei 1,5 A/m kann nicht erreicht werden. Eine Erhöhung der Antenneninduktivität hätte andererseits eine Erhöhung der Spannung an

dem PSF-Interface im Reader Mode zur Folge. Somit führt eine Änderung der Antenne zu keiner Lösung. Prinzipiell können mit der PSF-Topologie somit nicht alle Bedingungen erfüllt werden.

8. Schlussfolgerungen

Die Ergebnisse dieser Diplomarbeit zeigen die Bedingungen für eine Einhaltung der vorgegebenen Standards bei voller Funktionalität des PBF Mode auf. Dabei kann aus derzeitiger Sicht eine einfache Implementierung eines neuen Interface, oder eine Adaption bestehender IC-Strukturen nicht erfolgen. Die Bipolar-Transistor-Topologie zeigt jedoch einen Weg durch externe Beschaltung die Aufgabenstellung zu erfüllen.

Um das EMV-Interface integrieren zu können, müsste ein großer Teil der Siliziumfläche des ICs bereitgestellt und ein großer Teil des Analogteils dupliziert werden. Dabei würde die minimale Induktivität des Interface im geschlossenen Fall kleiner werden um den Gütefaktor im Reader Mode entsprechend hoch halten zu können. Auch die Spannungsfestigkeit des Interface muss hoch genug sein. Produktionsprozesse kleinerer Größenordnung sind zusätzlich kontraproduktiv und würden zu kleinerer Spannungsfestigkeit führen.

Vergleiche zwischen der Bipolar-Transistor-Topologie und der im Chip verwendeten CMOS-Transistoren können nur bedingt durchgeführt werden. Während an den externen Bipolar-Transistoren die Spannungsfestigkeit groß genug ist, stellt diese bei den CMOS-Transistoren eine enge Grenze dar. Des Weiteren sollten keine negativen Spannungen am CMOS-Interface anliegen, was zu einem DC-*shift* führen würde.

Der Quervergleich zwischen Simulation, Berechnungen und realen Messungen brachte schnelle Erkenntnisse und konnte Fehlerquellen ebenso schnell aufzeigen. Für einen detaillierten Blick muss man jedoch in der jeweiligen Arbeitsumgebung natürlich die Vor- und Nachteile von Simulation und realer Messung unterscheiden. Dann ist es auch möglich die Vorzüge der jeweiligen Anwendung zu nutzen.

Durch die Komplexität der Schaltung, der verschiedenen Konfigurationen als Reader und Karte und durch die vielen einzuhaltenden Bedingungen war es im Laufe dieser Arbeit immer wieder wichtig das Problem zu vereinfachen. Die unterschiedlichen Topologien wurden stets von der Grundschtaltung aus erweitert um die eigentlichen Funktionen der Schaltung nicht zu beeinträchtigen. Letztendlich stellt diese Arbeit Möglichkeiten einer Weiterentwicklung der Grundschtaltung dar. Mit neuen IC-Strukturen eröffnen sich natürlich wieder neue Freiheitsgrade, die eine weitere Betrachtung des Themas ermöglichen.

Diese Diplomarbeit weist neue Möglichkeiten für zukünftige Impedanzanpassungen von NFC-Systemen auf. Jedoch ist die Umsetzung solcher auch von der Rentabilität beziehungsweise der jeweiligen Marktsituation abhängig. Die Ergebnisse bezüglich der optimalen Leistungsaufnahme des passiven Transponders stellen jedoch eine Lösung für ein grundlegendes Problem mobiler Geräte dar, denn die Akkulaufzeit kann durch die Funktionalität bei geringeren Leistungen verbessert werden.

Literaturverzeichnis

- [1] E. Merlin und H. Witschnig, "Über Geschichte, physikalische Grundlagen und Applikationen der RFID Technologie".
- [2] K. Finkenzeller, "RFID-Handbuch", Carl Hanser Verlag München Wien, 2002.
- [3] E. Merlin und H. Witschnig, "Resonance Frequency Measurement of PICCs", 2004.
- [4] U. Siart, "Kurzanleitung zum Smithdiagramm", Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, Technische Universität München, 2010.
- [5] ISO Standard, IEC 14443, 2001.
- [6] Philips Semiconductors, "PN511 Transmission Module Antenna and RF Design", 2004.
- [7] M. Gebhart, "RFID - Nachrichtentechnik 2 Labor", 2006.
- [8] D. Mietke. "Elektroniktutor", [Online], <http://www.elektroniktutor.de/>
- [9] D. Rinner, "NFC-Systemrealisierungen für hohe Datenraten", Diplomarbeit, TU Graz, Institut für Breitbandkommunikation, 2007.
- [10] U. Tietze and C. Schenk, "Halbleiter-Schaltungstechnik", 12th ed. Berlin, Heidelberg: Springer.
- [11] O. Koudelka, Skriptum "Nachrichtentechnik", Institut f. Kommunikationsnetze und Satellitenkommunikation, Ed. 2004.

Abbildungsverzeichnis

ABBILDUNG 1: ANWENDUNG DER KONTAKTLOSEN KOMMUNIKATION, AUS [1].....	6
ABBILDUNG 2: EINTEILUNG VON RFID SYSTEMEN, AUS [2]	7
ABBILDUNG 3: BESTANDTEILE EINE RFID-SYSTEMS, AUS [2].....	8
ABBILDUNG 4: DARSTELLUNG EINES RFID SYSTEMS MIT LASTMODULATION, AUS [2]	8
ABBILDUNG 5: LASTMODULATION MIT ENTSTEHENDEN SEITENBÄNDERN, MODIFIZIERT AUS [2]	9
ABBILDUNG 6: VERLAUF MAGNETISCHER FELDLINIEN UM EINE LEITERSCHLEIFE, AUS [2]	11
ABBILDUNG 7: FELDSTÄRKEVERLAUF MAGNETISCHER SENDEANTENNEN IM NAHFELD, AUS [2]	12
ABBILDUNG 8: DEFINITION DER INDUKTIVITÄT L	13
ABBILDUNG 9: ENTSTEHUNG DER GEGENINDUKTIVITÄT, AUS [2]	14
ABBILDUNG 10: MAGNETISCH GEKOPPELTE LEITERSCHLEIFE UND ERSATZSCHALTBILD, AUS [2].....	15
ABBILDUNG 11: VERGLEICH ZWISCHEN LEERLAUFSPANNUNG UND SPANNUNGSVERLAUF IM RESONANZFALL, AUS [2]	16
ABBILDUNG 12: ERSATZSCHALTBILD FÜR MAGNETISCH GEKOPPELTE LEITERSCHLEIFEN IM RESONANZFALL, AUS [2].....	16
ABBILDUNG 13: EINFLUSS DER GÜTE AUF DIE SPANNUNGSÜBERHÖHUNG, AUS [1]	17
ABBILDUNG 14: GESAMTSYSTEM AUS TRANSPONDER UND READER, AUS [2]	18
ABBILDUNG 15: ERSATZSCHALTBILD DER READERSCHALTUNG UND ZEIGERDIAGRAMM, AUS [2].....	19
ABBILDUNG 16: OHMSCHE LASTMODULATION UND ORTSKURVE, AUS [2]	20
ABBILDUNG 17: KAPAZITIVE LASTMODULATION UND ORTSKURVE, AUS [2].....	20
ABBILDUNG 18: DARSTELLUNG DER IMPEDANZ- UND DER REFLEXIONSFAKTOREBENE, AUS [4]	21
ABBILDUNG 19: KOORDINATENGITTER DER IMPEDANZ, AUS [4]	21
ABBILDUNG 20: ECKPUNKTE DES SMITH-DIAGRAMMS.....	22
ABBILDUNG 21: PRINZIPIELLER AUFBAU BESTEHENDER SCHALTUNGEN UND EINZELNE SCHALTUNGSBLÖCKE	23
ABBILDUNG 22: ÜBERFÜHRUNG VON GEMESSENEN WERTEN AUF DAS SERIENERSATZSCHALTBILD	24
ABBILDUNG 23: GRENZWERTE FÜR DIE ELEKTROMAGNETISCHE ABSTRAHLUNG	25
ABBILDUNG 24: SMITHDIAGRAMM DES IMPEDANZMATCHINGS	26
ABBILDUNG 25: GESAMTTOPOLOGIE DER BESTEHENDEN SCHALTUNG (PN544)	28
ABBILDUNG 26: VERÄNDERTE SEITENBANDPEGEL INFOLGE EINER DRIFTENDEN RESONANZFREQUENZ, AUS [2].....	29
ABBILDUNG 27: INTERNER AUFBAU DES PBF-INTERFACE	31
ABBILDUNG 28: SEITENBANDPEGEL LAUT ISO STANDARD	32
ABBILDUNG 29: TOTALE VERSTIMMUNG INFOLGE EINER BELASTUNG MIT DEM REFPICC.....	34
ABBILDUNG 30: VORGABEN DER EINHÜLLENDEN, TYP A MODULATION, AUS [5]	34
ABBILDUNG 31: VORGABEN DER EINHÜLLENDEN, TYP B MODULATION, AUS [5]	35
ABBILDUNG 32: SMITHDIAGRAMM DER BESTEHENDEN PN544 TOPOLOGIE.....	36
ABBILDUNG 33: REALISIERUNG EINES NEUEN INTERFACES MIT EXT. TRANSISTOREN UND SCHALTbaren KAPAZITÄTEN	37
ABBILDUNG 34: DARSTELLUNG DER GRUNDSCHALTUNG IM KARTEN MODE.....	38
ABBILDUNG 35: AUSBILDUNG DER RESONANZEN, MIT VARIABLEM RTX	39
ABBILDUNG 36: RESONANZFREQUENZDRIFT, BEZOGEN AUF DIE STÄRKSTE RESONANZ, PN544.....	40
ABBILDUNG 37: STROMAUFNAME ÜBER FELDSTÄRKE, PN544.....	40
ABBILDUNG 38: ENTWURF DER NEUEN SCHALTUNG MIT EMV-INTERFACE	41
ABBILDUNG 39: DEFINITION DER TRANSFORMATIONSIMPEDANZ Z_{TR} , AUS [6]	42
ABBILDUNG 40: EINGABE DER ERRECHNETEN WERTE IN RFSIM99.....	44
ABBILDUNG 41: SMITHDIAGRAMM DER ERRECHNETEN SCHALTUNG	44
ABBILDUNG 42: SMITHDIAGRAMM DER SCHALTUNG MIT KORRIGIERTEN WERTEN.....	45
ABBILDUNG 43: ERWEITERUNG DER SCHALTUNG MIT INTERFACES UND SCHALTbaren KAPAZITÄTEN	45
ABBILDUNG 44: SMITHDIAGRAMM DES ERWEITERTEN MATCHINGS.....	45
ABBILDUNG 45: SIMULATION DER SCHALTUNG IN CAPTURE	47
ABBILDUNG 46: SIMULIERTE ZUSATZANTENNE IN CAPTURE.....	47
ABBILDUNG 47: SIMULATION DES IMPEDANZVERLAUFS IN PSPICE	48
ABBILDUNG 48: SIMULIERTER PHASENGANG IN PSPICE	49
ABBILDUNG 49: DRIFT DER RESONANZFREQUENZ AUFGRUND EINES VERÄNDERTEN R_{PBF} , SIMULATION AUS PSPICE.....	49
ABBILDUNG 50: FOTOS DER SCHALTUNG, EINFACHE AUSFÜHRUNG DES EMV INTERFACE DURCH EINEN WIDERSTAND	50
ABBILDUNG 51: EMV-INTERFACE MIT BIPOLARTRANSISTOREN	51
ABBILDUNG 52: DAS ISO SETUP, MODIFIZIERT AUS [7]	52
ABBILDUNG 53: REFPICC DER FIRMA NXP SEMICONDUCTORS	53

ABBILDUNG 54: MIT DEM NETZWERKANALYSATOR GEMESSENES SMITHDIAGRAMM	54
ABBILDUNG 55: SPANNUNG AM RX-INTERFACE BEI 1,5 UND 7,5 A/M	54
ABBILDUNG 56: TREIBERSTROM INFOLGE EINER BELASTUNG DURCH DAS REFPICC.....	55
ABBILDUNG 57: VERGLEICH VON GÜTEFAKTOREN IM SMITHDIAGRAMM	57
ABBILDUNG 58: GEMESSENE READER-MODULATION TYP A.....	59
ABBILDUNG 59: GEMESSENE READER MODULATION TYP B	59
ABBILDUNG 60: NACHBILDUNG DES PBF-INTERFACE (AUFSTECKBAR), ZWEI AUSFÜHRUNGEN	60
ABBILDUNG 61: VERLAUF DER RESONANZFREQUENZ DER SCHALTUNG ÜBER FELDMÄCHTIGKEIT	61
ABBILDUNG 62: VERLAUF DES STROMES AM PBF-INTERFACE ÜBER FELDMÄCHTIGKEIT	61
ABBILDUNG 63: SEITENBANDPEGEL IM BATTERIE MODE	62
ABBILDUNG 64: SEITENBANDPEGEL IM PBF MODE.....	62
ABBILDUNG 65: AUFBAU UND SCHALTZEICHEN VON MOSFETS, AUS [8].....	64
ABBILDUNG 66: INTEGRATION DES EMV-INTERFACE IN DEN IC.....	65
ABBILDUNG 67: SMITH DIAGRAMM DER SCHALTUNG IM READER MODE	65
ABBILDUNG 68: SPANNUNGSVERLAUF AN RX, EINFLUSS DES LIMITERS DES EMV-INTERFACE.....	66
ABBILDUNG 69: MESSUNG VON VDHF ÜBER FELDMÄCHTIGKEIT AN BEIDEN PN544.....	67
ABBILDUNG 70: MESSUNG VON VDHF MIT EXTERNEN VERSORGUNG	68
ABBILDUNG 71: VERLAUF DES RESONANZFREQUENZDRIFTS ÜBER FELDMÄCHTIGKEIT BEI DEM INTEGRIERTEN EMV-INTERFACE	68
ABBILDUNG 72: VERWORFENE ANSÄTZE DER EMV-INTERFACE-TOPOLOGIE	69
ABBILDUNG 73: DIE <i>POWER SAFE FEATURE</i> INTERFACE-TOPOLOGIE IM READER MODE	70
ABBILDUNG 74: SIMULATION DES SMITH DIAGRAMMS DER PSF TOPOLOGIE	71
ABBILDUNG 75: SPANNUNGEN AM PSF-INTERFACE	71
ABBILDUNG 76: UMWANDLUNG DER <i>TUNING</i> -KAPAZITÄT	72
ABBILDUNG 77: SCHEMATISCHE DARSTELLUNG DES PSF- UND DES PBF-INTERFACE.....	72
ABBILDUNG 78: VERLAUF DER INDUZIERTEN ANTENNENSPIGUNG U_2 ÜBER DIE ANTENNENINDUKTIVITÄT, AUS [2].....	75
ABBILDUNG 79: PRINZIPIELLE DARSTELLUNG DES TRANSPONDERSCHWINGKREISES	82
ABBILDUNG 80: REALES MATCHING (LINKS) UND IN DEN KAPAZITIVEN BEREICH GEDREHTES MATCHING (RECHTS).....	84
ABBILDUNG 81: RESONANZEN BEI NICHT VORHANDENER KOPPLUNG.....	84
ABBILDUNG 82: RESONANZEN BEI VORHANDENER KOPPLUNG.....	85
ABBILDUNG 83: TRANSFORMATIONSSIMPEDANZ.....	88
ABBILDUNG 84: EINFACHE SCHALTUNG ZUR BERECHNUNG DER STRÖME UND SPANNUNGEN	90
ABBILDUNG 85: SIMULIERTES SMITHDIAGRAMM DER EINFACHEN SCHALTUNG	90
ABBILDUNG 86: EINSEITIGE SCHALTUNG MIT AUFTRETENDEN SPANNUNGEN UND STRÖMEN	91
ABBILDUNG 87: DARSTELLUNG DER EINFACHEN SCHALTUNG IN PSPICE	91
ABBILDUNG 88: DARSTELLUNG DER EINSEITIGEN SCHALTUNG IN PSPICE	91
ABBILDUNG 89: MATCHINGIMPEDANZ DER EINSEITIGEN SCHALTUNG, AUS PSPICE.....	92
ABBILDUNG 90: SMITHDIAGRAMM DER EINSEITIGEN SCHALTUNG, AUS RFSIM99	92
ABBILDUNG 91: EINSEITIGE SCHALTUNG IN RFSIM99.....	93
ABBILDUNG 92: SIMULIERTE STRÖME I_Q (GRÜN), I_{C0} (ROT), I_{C1} (BLAU)	94
ABBILDUNG 93: SIMULIERTE SPANNUNGEN U_{RQ} (GRÜN), U_{L0} (ROT)	95
ABBILDUNG 94: GESUCHTE SPANNUNG U_{C2}	95

Tabellenverzeichnis

TABELLE 1: WAHL DER BAUTEILWERTE UND RESULTIERENDE RESONANZFREQUENZ DES EMV-FILTERS	42
TABELLE 2: REAL- UND IMAGINÄRTEIL DER TRANSFORMATIONSIMPEDANZ Z_{TR}	43
TABELLE 3: GEMESSENE UND BERECHNETE ANTENNENWERTE	43
TABELLE 4: BERECHNETE WERTE FÜR C_1 UND C_2	43
TABELLE 5: KORRIGIERTE WERTE FÜR C_1 UND C_2	44
TABELLE 6: BERECHNETE MATCHINGIMPEDANZ	46
TABELLE 7: BAUTEILWERTE DER REALEN SCHALTUNG	54
TABELLE 8: MESSUNG DER MINIMALEN FELDSTÄRKE	56
TABELLE 9: MESSUNG DER MAXIMALEN FELDSTÄRKE	56
TABELLE 10: <i>TIMINGS</i> DER READERMODULATION TYP A	58
TABELLE 11: <i>TIMINGS</i> DER READERMODULATION TYP B	58
TABELLE 12: VERGLEICH DER BEIDEN ANTENNEN	74
TABELLE 13: VERGLEICH DER BAUTEILWERTE	75

Anhang I: Herleitung des Gütefaktors

Der Gütefaktor Q stellt eine grundlegende Eigenschaft eines Schwingkreises dar und ist ein Hauptthema dieser Diplomarbeit.

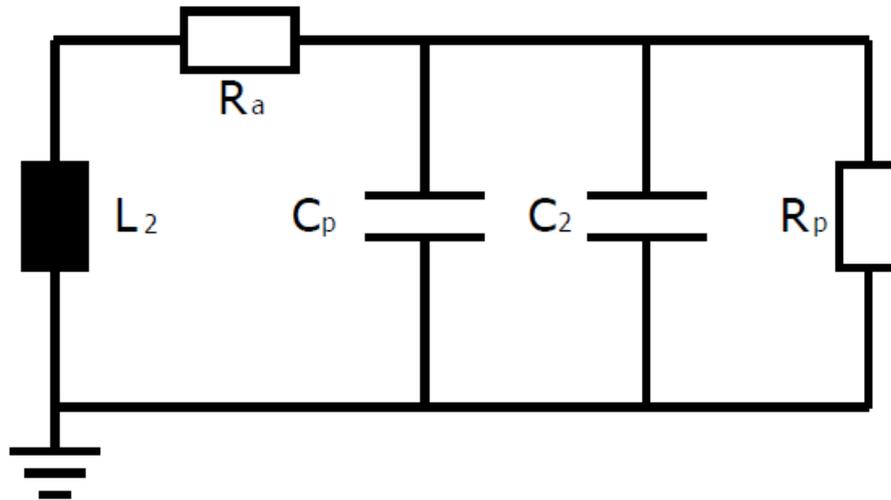


Abbildung 79: prinzipielle Darstellung des Transponderschwingkreises

Zur Berechnung des Gütefaktors der Transponderschaltung wird von einem einfachen Ersatzschaltbild des Transponderschwingkreises ausgegangen. Die Bauteile L_a , R_a und C_p stellen die Antenne dar, C_2 definiert die *tuning*-Kapazität und R_p steht als Lastwiderstand für den angehängten IC.

Der Gütefaktor kann durch das Verhältnis des Betrags der Blindleistung Q_{Blind} zur Wirkleistung P_{Wirk} angegeben werden:

$$(I-1) \quad Q = \frac{|Q_{\text{Blind}}|}{P_{\text{Wirk}}}$$

Des Weiteren kann die obige Schaltung in einen Serien- sowie einen Parallelschwingkreis aufgeteilt werden. Die Antenne, bestehend aus L_a , R_a und C_p , bildet einen Serienschwingkreis. Hierzu werden nun die gesuchten Leistungen berechnet. Im Serienschwingkreis fließt der gleiche Strom I durch alle Bauteile.

$$(I-2) \quad P_{\text{Wirk,ser}} = I^2 R_a$$

$$(I-3) \quad Q_{\text{Blind,ser}} = I^2 \omega L_a = \frac{I^2}{\omega C_p}$$

Einsetzen in (I-1) liefert die Güte des Serienschwingkreises Q_{ser} :

$$(I-4) \quad Q_{\text{ser}} = \frac{\omega L_a}{R_a}$$

Berücksichtigt man die Thomsongleichung kann für ω eingesetzt werden.

$$(I-5) \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C_p}}$$

$$(I-6) \quad Q_{\text{ser}} = \frac{1}{R_a} \sqrt{\frac{L_a}{C_p}}$$

Analog dazu wird der Parallelresonanzkreis berechnet. Dieser bildet sich mit der Antennenspule L_a , dem Lastwiderstand R_L und der *tuning*-Kapazität C_2 aus. Im Parallelkreis liegt an allen Bauelementen die gleiche Spannung U an.

$$(I-7) \quad P_{\text{Wirk,par}} = \frac{U^2}{R_L}$$

$$(I-8) \quad Q_{\text{Blind,par}} = \frac{U^2}{\omega L_a} = U^2 \omega C_2$$

Demnach ergibt sich der Gütefaktor des Parallelschwingkreises zu:

$$(I-9) \quad Q_{\text{par}} = \frac{R_L}{\omega L_a}$$

$$(I-10) \quad Q_{\text{par}} = R_L \sqrt{\frac{C_2}{L_a}}$$

Die Gesamtgüte ergibt sich nun aus der Parallelschaltung der beiden ermittelten Gütefaktoren.

$$(I-11) \quad Q = Q_{\text{ges}} = \frac{1}{\frac{1}{Q_{\text{par}}} + \frac{1}{Q_{\text{ser}}}}$$

Abschließend ergibt sich folgende Formel, einerseits mit der Kreisfrequenz ω , andererseits unter Berücksichtigung der Kapazitäten:

$$(I-12) \quad Q = \frac{1}{\frac{R_2}{\omega L_2} + \frac{\omega L_2}{R_L}} = \frac{1}{R_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} + \frac{1}{R_L} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}}$$

Anhang II: Ausbildung der unterschiedlichen Resonanzfrequenzen

Ein nicht reales Matching, wie es für die in dieser Diplomarbeit entworfenen Schaltungen verwendet wird, bildet unterschiedliche Resonanzfrequenzen aus. Wird das Matching gedreht, so fällt wie Resonanzfrequenz ω_{Betrag} nicht mehr mit der Resonanzfrequenz ω_{Real} zusammen. Die folgende Abbildung verdeutlicht dies, die Pfeile weisen jeweils auf die Resonanzfrequenz des größten Betrags (ω_{Betrag}), der Marker (schwarzer Punkt auf der realen Achse) weist auf 13,56 Mhz.

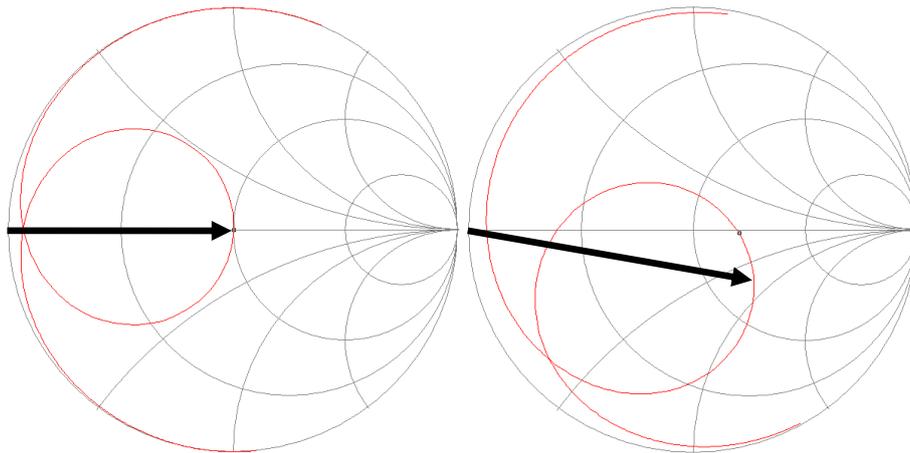


Abbildung 80: reales Matching (links) und in den kapazitiven Bereich gedrehtes Matching (rechts)

Zusätzlich hängt die Ausbildung der unterschiedlichen Resonanzfrequenzen betreffend folgender Beziehung von der Größe des Koppelfaktors ab.

$$(II-1) \quad \omega_{\text{Phase}} \leq \omega_{\text{Real}} \leq \omega_{\text{Betrag}}$$

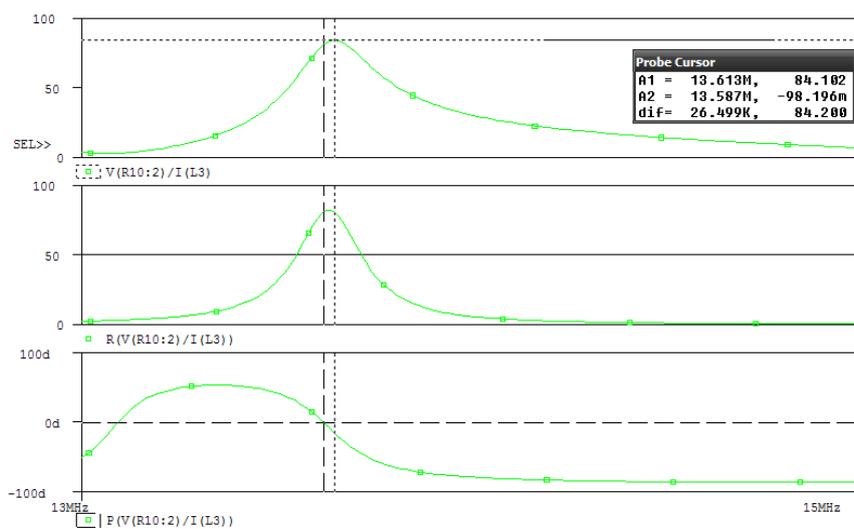


Abbildung 81: Resonanzen bei nicht vorhandener Kopplung

Bei sehr geringer Kopplung fallen die Resonanzfrequenzen beinahe zusammen. Eine Simulation in PSPICE verdeutlicht dies. Hier sind die drei Resonanzen dargestellt,

die Grafik zeigt von oben nach unten den Absolutbetrag, den Realteil und den Phasengang des Impedanzverlaufs. Hierzu wurde ein Reader mit nicht realem Matching (in den kapazitiven Bereich gedreht) simuliert, der mit einem Transponder über die Luftschnittstelle mit einem veränderbaren Koppelfaktor gekoppelt ist.

Wird ein Transponder in das Feld des Readers eingebracht (Kopplung), dann wandern die unterschiedlichen Resonanzfrequenzen auseinander. Die Simulation mit Transponder wurde mit einem kleinen Koppelfaktor von 0,02 durchgeführt.

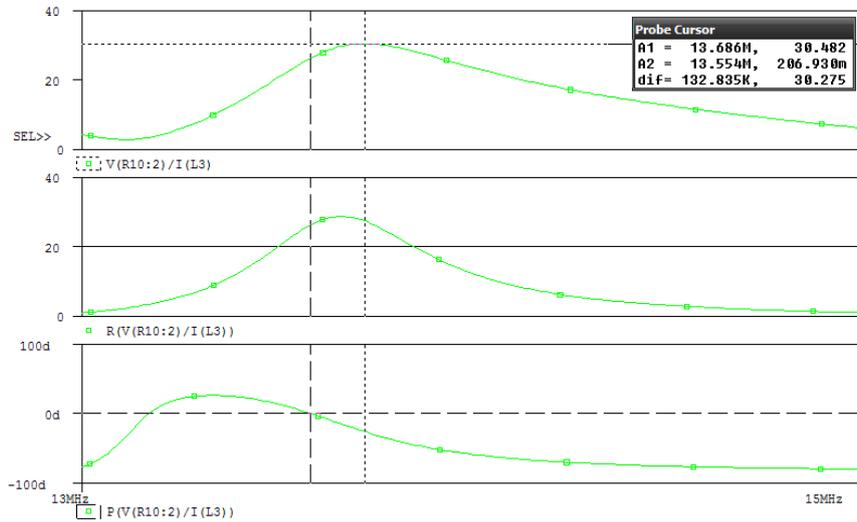


Abbildung 82: Resonanzen bei vorhandener Kopplung

Anhang III: Berechnungen mit Mathcad 14

Dieser Abschnitt beschreibt die durchgeführten Berechnungen bei der Erstellung der Schaltungsentwürfe. Hierzu wird zunächst das Ersatzschaltbild der Antenne berechnet. Die Antenne wurde wie in Kapitel 2.1 beschrieben vermessen. Die hier angeführten Werte gelten für die 6-Windungs-Antenne.

Berechnung der Antennenwerte

Definition der Resonanzfrequenz	$f_{op} := 13.5610^6$ $\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_{op}$
gemessene Antennenwerte	$R_{s1} := 1.1 \Omega$ $L_{a1} := 3.1 \cdot 10^{-6}$ $R_{p1} := 20.64610^3$ $f_{ra1} := 26.3210^6$
Impedanz der Antennenspule	$X_{l1} := 2 \cdot \pi \cdot f_{op} \cdot L_{a1}$ $X_{l1} = 264.12$
Berechnung der Antennenkapazität	$C_{a1} := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{ra1})^2 \cdot L_{a1}}$ $C_{a1} = 1.18 \times 10^{-11}$
Definition des Korrekturfaktors	$k_1 := \sqrt{\frac{f_{ra1}}{f_{op}}}$
Berechnung des Parallelwiderstands bei 13,56 MHz	$R_{p1356_1} := k_1 \cdot R_{p1}$ $R_{p1356_1} = 2.876 \times 10^4$
Berechnung des entsprechenden Serienwiderstands	$R_{sRp1} := \frac{X_{l1}^2}{R_{p1356_1}}$ $R_{sRp1} = 2.425$

Gesamter Serienwiderstand

$$R_{s_{ges1}} := R_{sRp1} + R_{s1}$$

$$R_{s_{ges1}} = 3.585$$

Um den Gütefaktor auf den gewünschten Wert von 35 zu bringen, muss ein güte-dämpfender Widerstand dimensioniert werden.

Dimensionierung des Gütefaktors

gewünschte Güte

$$Q_g := 35$$

gütedämpfender Widerstand

$$R_{q1} := \frac{1}{2} \cdot \left(\omega \cdot \frac{L_{a1}}{Q_g} - R_{s_{ges1}} \right)$$

$$R_{q1} = 1.981$$

Güteberechnung mit
Gesamtwiderstand

$$R_{s_{ges_1}} := R_{s_{ges1}} + 2 \cdot R_{q1}$$

$$R_{s_{ges_1}} = 7.546$$

Überprüfung der Berechnung

$$Q_1 := \omega \cdot \frac{L_{a1}}{R_{s_{ges_1}}} \quad Q_1 = 35$$

resultierende Bandbreite

$$B_1 := \frac{f_{op}}{Q_1}$$

$$B_1 = 3.874 \times 10^5$$

äquivalenter Parallelwiderstand der An-
tenne

$$R_{p_1} := \frac{(\omega \cdot L_{a1})^2}{R_{s_{ges1}} + 2 \cdot R_{q1}}$$

$$R_{p_1} = 9.244 \times 10^3$$

Nachdem das Antennenersatzschaltbild berechnet ist, kann mit der Berechnung der Matching-Komponenten begonnen werden. Wie in Kapitel 4.2 erläutert, ist die Berechnung der Transformationsimpedanz von Nöten. Hierzu wird die Impedanz des EMV Filters aus Sicht der Antenne mit Matching-Komponenten berechnet.

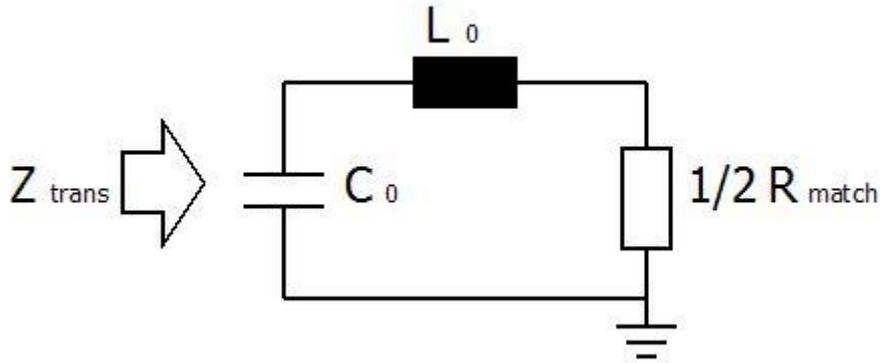


Abbildung 83: Transformationsimpedanz

Berechnung der Matching Komponenten

gewünschte Anpassimpedanz

$$R_{\text{match}} := 80$$

Wahl der EMV-Spule

$$L_0 := 560 \cdot 10^{-9}$$

Wahl der EMV Kapazität
(basierend auf den Erkenntnissen der PN544 Topologie)

$$C_0 := 180 \cdot 10^{-12}$$

Resonanzfrequenz des EMV - Filters

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0}} = 1.585 \times 10^7$$

Berechnung des Realteils der Transformationsimpedanz

$$R_t := \frac{R_{\text{match}}}{\left| 1 - \omega^2 \cdot L_0 \cdot C_0 \right|^2 + \left(\omega \cdot \frac{R_{\text{match}}}{2} \cdot C_0 \right)^2}$$

$$R_t = 178.457$$

Berechnung des Imaginärteils der Transponderimpedanz

$$X_t := 2 \cdot \omega \cdot \frac{L_0 \left| 1 - \omega^2 \cdot L_0 \cdot C_0 \right| - \frac{R_{\text{match}}^2}{4} \cdot C_0}{\left| 1 - \omega^2 \cdot L_0 \cdot C_0 \right|^2 + \left(\omega \cdot \frac{R_{\text{match}}}{2} \cdot C_0 \right)^2}$$

$$X_t = -52.364$$

Somit können nun die Werte der Serien- sowie der Parallelkapazität berechnet werden. Der Wert der Parallelkapazität C_2 dient für die jeweilige Topologie als Grundlage. C_2 teilt sich bei der EMV-Interface-Topologie in $C_{2\text{rest}}$ sowie C_s auf. Bei der PSF-Interface-Topologie Wird er gesamte Parallelkapazität aus C_f , C_p und C_s gebildet.

Berechnung der Serienkapazität C1

$$C1_{ber_1} := \frac{1}{\omega \cdot \sqrt{Rt \cdot \frac{Rp_1}{4} + \frac{Xt}{2}}}$$

$$C1_{ber_1} = 1.828 \times 10^{-11}$$

Berechnung der Parallelkapazität C2

$$C2_{ber_1} := \frac{1}{\omega \cdot \frac{2 \cdot La1}{2}} - \frac{1}{\omega \cdot \sqrt{Rt \cdot \frac{Rp_1}{4}}} - 2 \cdot Ca1$$

$$C2_{ber_1} = 4.701 \times 10^{-11}$$

korrigierte Kapazitätswerte
(nach Simulation des
Smithdiagramms)

$$C1_1 := 19 \cdot 10^{-12}$$

$$C2_1 := 47.5 \cdot 10^{-12}$$

Abschließend müssen die Bauteilwerte noch leicht korrigiert werden, da die Berechnung der Kapazitäten nur näherungsweise erfolgt. In der Praxis ist eine kleine Korrektur gegenüber der Berechnung meist unausweichlich, da die Antennenwerte und Bauteilwerte Streuungen unterworfen sind. Bei der Massenfertigung werden kleine Toleranzen akzeptiert, diese wirken sich nur minimal auf die Funktionalität der Schaltung aus und können somit vernachlässigt werden.

Anhang IV: Berechnung der Spannungen und Ströme der PSF-Topologie

Zur einfachen Berechnung wird die Grundschaltung bestehend aus den berechneten Bauteilen verwendet. Für die Einhaltung der $4 V_{pp}$ -Bedingung ist die Spannung über die parallele *tuning*-Kapazität C_2 (47,5pF) nötig. Wie aus Abbildung 75: Spannungen *am PSF-Interface* ersichtlich, wird die Spannung U_{C2} , also die Spannung über die beiden Parallelkapazitäten verwendet.

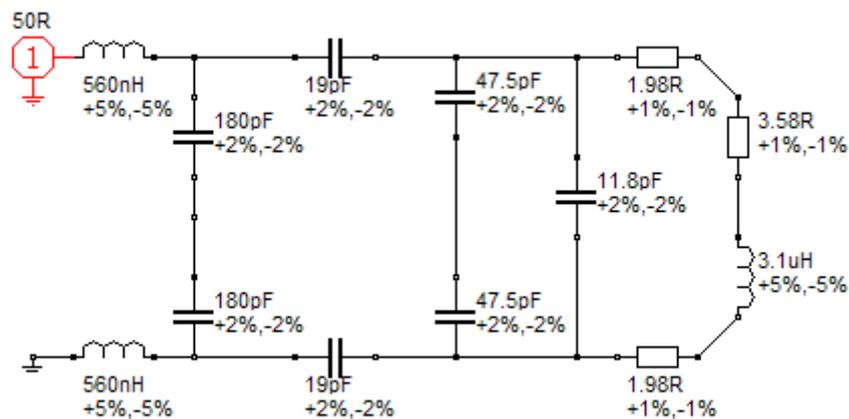


Abbildung 84: einfache Schaltung zur Berechnung der Ströme und Spannungen

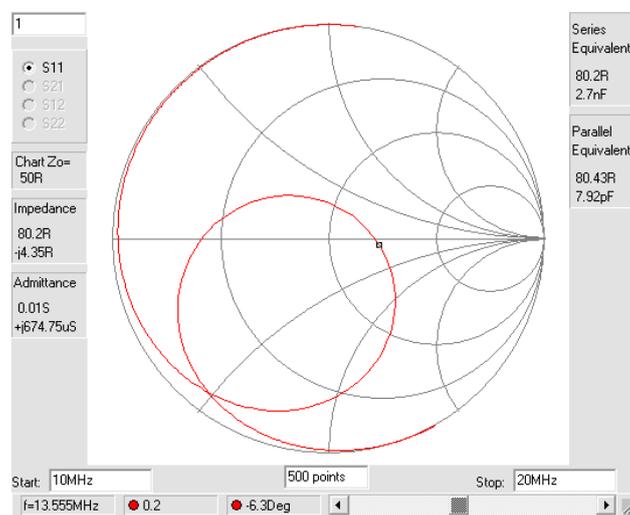


Abbildung 85: Simuliertes Smithdiagramm der einfachen Schaltung

Zur Überprüfung der Bauteilwerte wurde mittels der Software RFSIM99 das Smithdiagramm erstellt. Die Resonanzfrequenz liegt somit bei 13,56 MHz und die Matchingimpedanz liegt bei 80,2 Ω .

Da es sich um eine symmetrische Schaltung handelt, kann die obige Abbildung noch weiter vereinfacht werden:

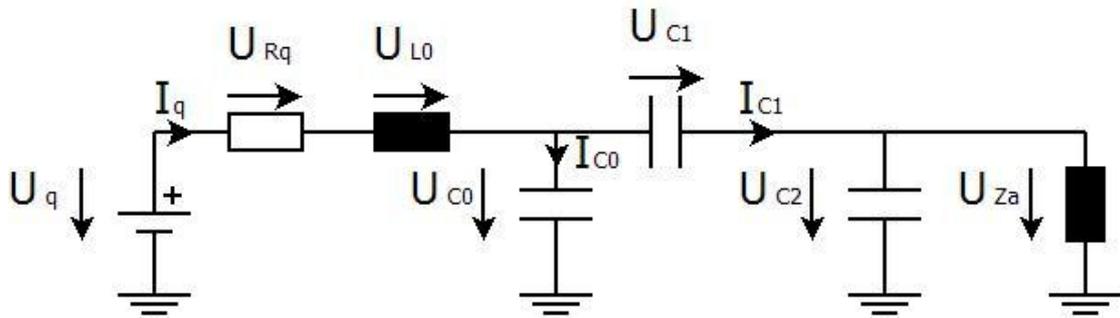


Abbildung 86: einseitige Schaltung mit auftretenden Spannungen und Strömen

Die Impedanz Z_a fasst die Antenne sowie den berechneten gütedämpfenden Widerstand zusammen. Zur Berechnung wurden die Antennenbauteilwerte natürlich halbiert. Als Innenwiderstand der Quelle wurde der Widerstand R_q (5Ω) eingeführt.

Eine Simulation mittels PSPICE ermittelt die gesuchten Spannungen und Ströme dieser Schaltung. Als Quelle wird ein sinusförmiges Spannungssignal mit $3,3V_{pp}$ verwendet, das reale Treiber-Interface generiert jedoch ein Rechtecksignal mit $3V_{pp}$. Für die Berechnung ist dieser Umstand allerdings vernachlässigbar und aus softwaretechnischer Sicht erforderlich.

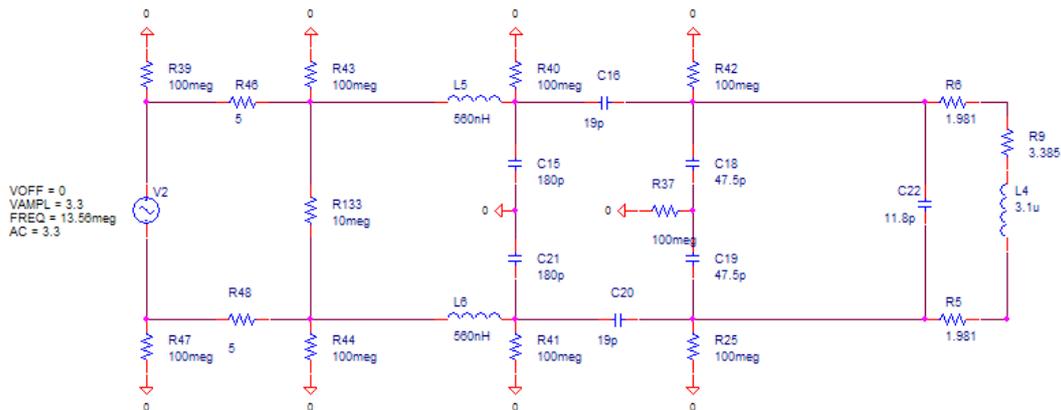


Abbildung 87: Darstellung der einfachen Schaltung in PSPICE

Auch hier kann die einseitige Schaltung verwendet werden:

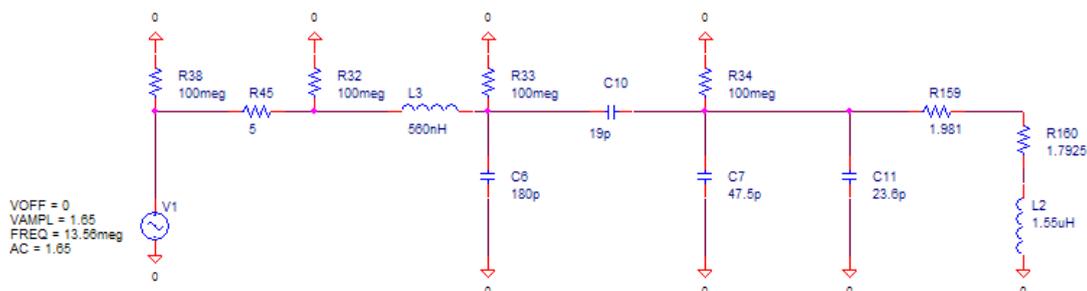


Abbildung 88: Darstellung der einseitigen Schaltung in PSPICE

Eine Simulation der Matchingimpedanz in PSPICE liefert das folgende Ergebnis:

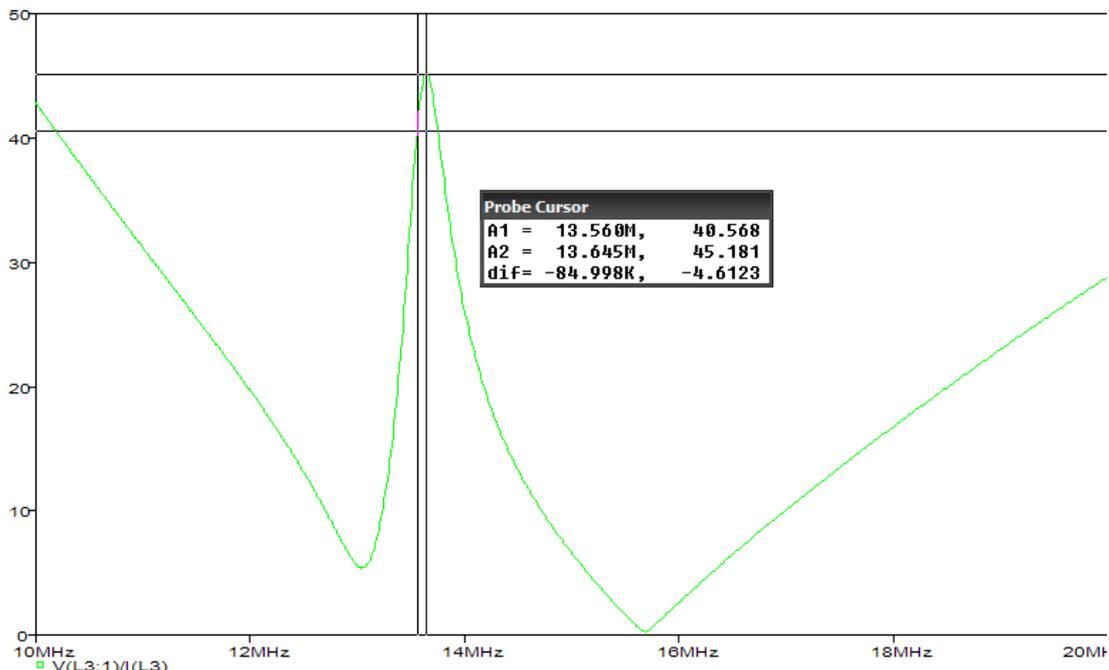


Abbildung 89: Matchingimpedanz der einseitigen Schaltung, aus PSPICE

Die Resonanzfrequenz des Absolutbetrags ω_{Betrag} liegt bei 13,645 MHz, die gesuchte und mit dem Smith-Diagramm übereinstimmende Resonanzfrequenz ω_{Real} bei 13,56 MHz liefert die gesuchte Matchingimpedanz. Diese liegt hiernach bei 40,568 Ω und ist somit die Hälfte der gewünschten Impedanz (aufgrund der einseitigen Schaltung).

Ein Vergleich mit der Simulation des Smithdiagramms liefert die Bestätigung des Ergebnisses:

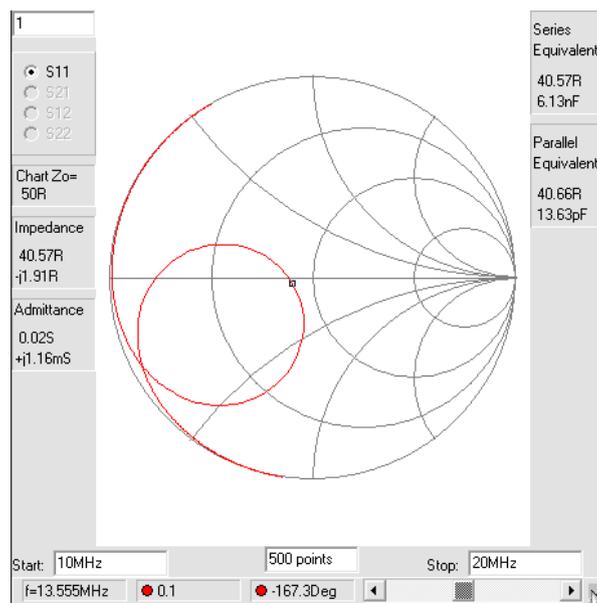


Abbildung 90: Smithdiagramm der einseitigen Schaltung, aus RFSIM99

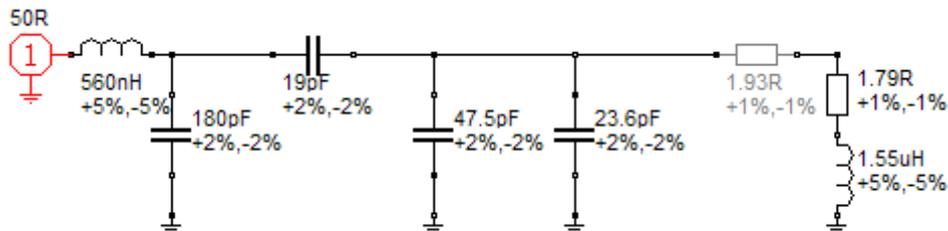


Abbildung 91: einseitige Schaltung in RFSIM99

Zur weiteren Berechnung mit MATHCAD wird die Impedanz wie folgt berechnet:

Berechnung der Gesamtimpedanz des Netzwerkes einseitig

$$Z_{ant1} := \frac{\left(\frac{R_{sge s1}}{2} + R_{q1} + Z_{La1} \right) \cdot Z_{Ca1}}{\frac{R_{sge s1}}{2} + R_{q1} + Z_{La1} + Z_{Ca1}}$$

$$Z_2 := \frac{Z_{ant1} \cdot Z_{C2_1}}{Z_{ant1} + Z_{C2_1}}$$

$$Z_3 := \frac{(Z_{C1_1} + Z_2) \cdot Z_{C0}}{Z_{C1_1} + Z_2 + Z_{C0}}$$

$$Z_{ges1} := Z_{L0} + Z_3$$

$$Z_{ges1} = 40.418 - 2.856i \quad |Z_{ges1}| = 40.519$$

$$2 \cdot Z_{ges1} = 80.837 - 5.713i \quad |2 \cdot Z_{ges1}| = 81.039$$

Die kleine Varianz der drei Ergebnisse ergibt sich aus unterschiedlichen Vereinfachungen in den Simulationen. Die einfachen Berechnungen in MATHCAD wiederum dienen der schnellen Überprüfung der simulierten Ergebnisse.

Nun kann begonnen werden, die auftretenden Ströme und Spannungen der Schaltung zu ermitteln. Entsprechend der Kirchhoff'schen Regeln kann die gesuchte Spannung U_{C2} (Spannung über die Parallelkapazität C_2) ermittelt werden. Da die Quellspannung U_q sowie die Anpassimpedanz Z_{ges} bekannt sind, läßt sich zunächst der Quellstrom I_q berechnen. Entsprechend der Maschen-, sowie der Knotenregel lassen sich die gesuchten Werte einfach berechnen. Schließlich muss die ermittelte Spannung U_{C2} noch mit dem Faktor 2 multipliziert werden, um die gesuchte Spannung über den Parallelkapazitätszweig zu erhalten.

Quelle	$I_q := \frac{U_q}{Z_{ges1} + R_{quelle}}$	$ I_q = 0.036$
	$U_{Rquelle} = I_q \cdot R_{quelle}$	$ U_{Rquelle} = 0.181$
EMV Filter	$U_{L0} := I_q \cdot Z_{L0}$	$ U_{L0} = 1.73$
	$U_{C0} := U_q - U_{Rquelle} - U_{L0}$	$ U_{C0} = 2.347$
	$I_{C0} := \frac{U_{C0}}{Z_{C0}}$	$ I_{C0} = 0.036$
Serienkap	$I_{C1} := I_q - I_{C0}$	$ I_{C1} = 0.024$
	$U_{C1} := I_{C1} \cdot Z_{C1}$	$ U_{C1} = 14.766$
Parallelkap	$U_{C2} := U_{C0} - U_{C1}$	$ U_{C2} = 15.678$
		$ 2 \cdot U_{C2} = 31.355$

Die Simulation in PSPICE bestätigt die Berechnungen und die gesuchte Spannung U_{C2} ist somit ermittelt.

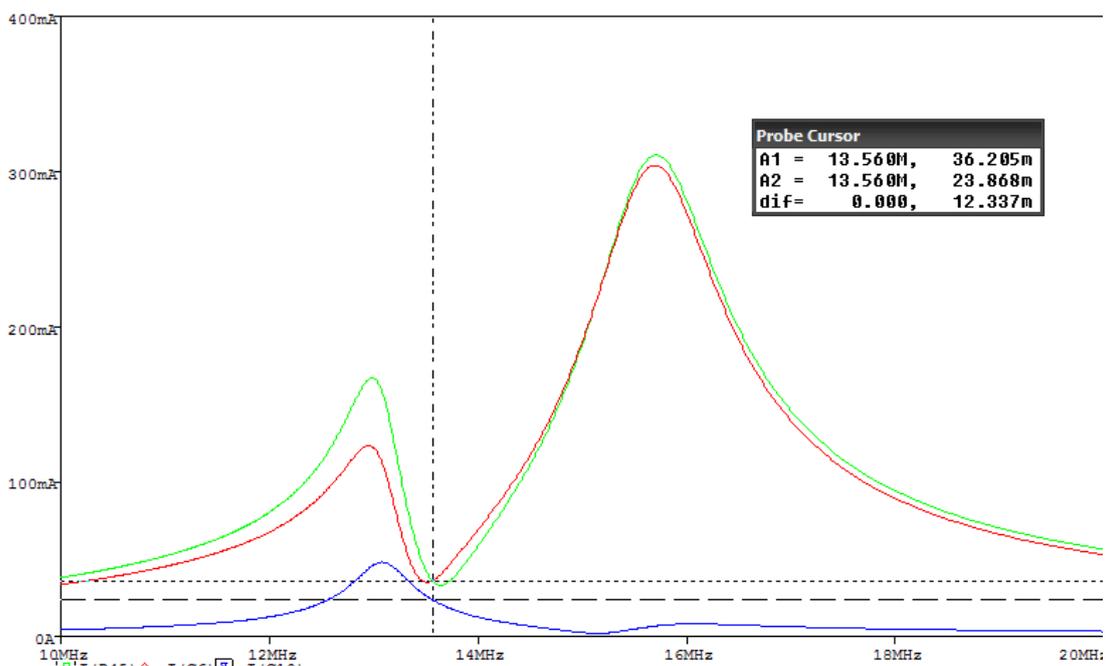


Abbildung 92: simulierte Ströme I_q (grün), I_{C0} (rot), I_{C1} (blau)

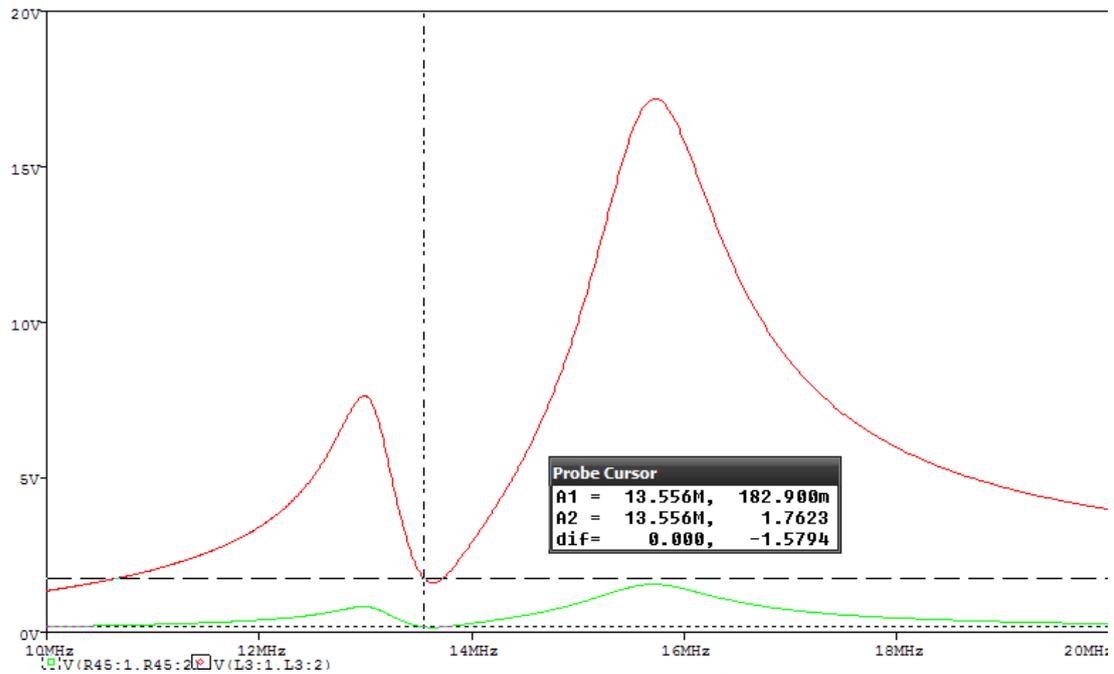


Abbildung 93: simulierte Spannungen U_{Rq} (grün), U_{L0} (rot)

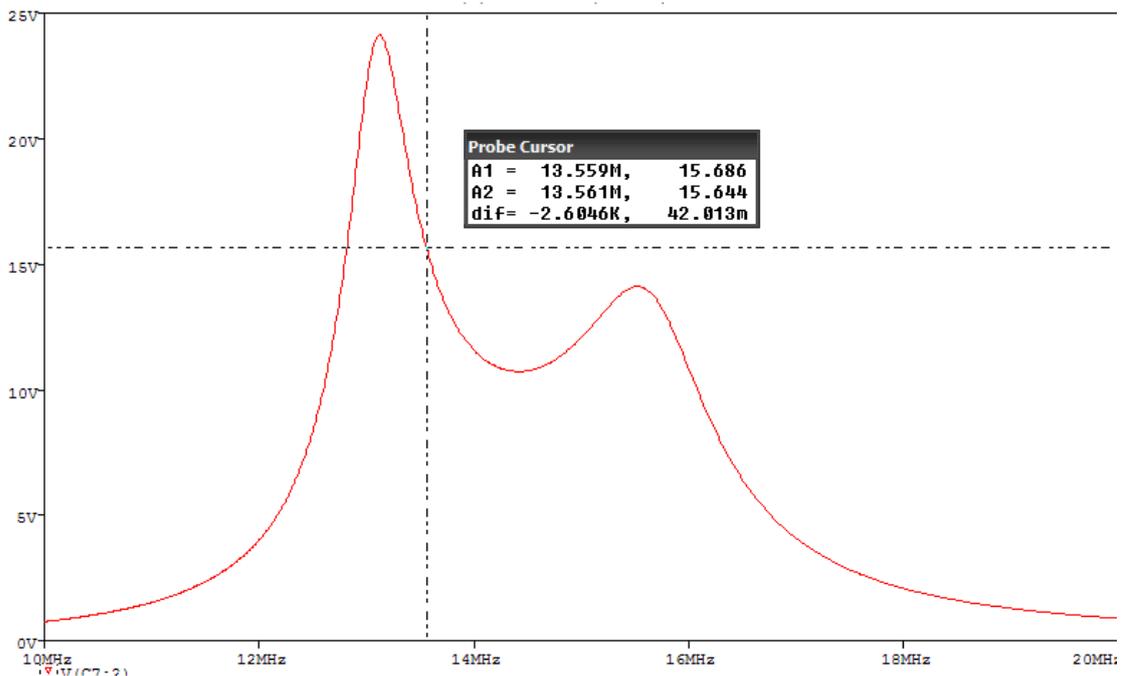


Abbildung 94: Gesuchte Spannung U_{C2}

Anhang V: Vergleich der beiden Antennen

Die Berechnung der Antennenwerte, sowie den benötigten Bauteilen wurde wiederum in MATHCAD 14 durchgeführt. Entsprechend der Resultate aus Anhang A wurde die 6-Windungs-Antenne bereits berechnet. Dem wird nun die Berechnung der 4-Windungs-Antenne gegenübergestellt.

Zunächst die Berechnung der Antennenwerte, sowie dem gütedämpfenden Widerstand.

$$\mathbf{Rs2} := 0.9098$$

$$\mathbf{La2} := 1.77710^{-6}$$

$$\mathbf{Rp2} := 15.59510^3$$

$$\mathbf{fra2} := 40.27810^6$$

$$\mathbf{Xl2} := 2 \cdot \pi \cdot \mathbf{fop} \cdot \mathbf{La2} \quad \mathbf{Xl2} = 151.4$$

$$\mathbf{Ca2} := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot \mathbf{fra2})^2 \cdot \mathbf{La2}}$$

$$\mathbf{Ca2} = 8.787 \times 10^{-12}$$

$$\mathbf{k2} := \sqrt{\frac{\mathbf{fra2}}{\mathbf{fop}}}$$

$$\mathbf{Rp1356_2} := \mathbf{k2} \cdot \mathbf{Rp2}$$

$$\mathbf{RsRp2} := \frac{\mathbf{Xl2}^2}{\mathbf{Rp1356_2}}$$

$$\mathbf{RsRp2} = 0.853$$

$$\mathbf{Rsges2} := \mathbf{RsRp2} + \mathbf{Rs2}$$

$$\mathbf{Rsges2} = 1.763$$

$$\frac{\mathbf{Xl2}}{\mathbf{Rsges2}} = 85.893$$

gütedämpfender Widerstand $\mathbf{Rq2} := \frac{1}{2} \cdot \left(\omega \cdot \frac{\mathbf{La2}}{\mathbf{Qg}} - \mathbf{Rsges2} \right)$

$$\mathbf{Rq2} = 1.282$$

Gütenberechnung mit Gesamtwiderstand

$$\mathbf{Rsges_2} := \mathbf{Rsges2} + 2 \cdot \mathbf{Rq2}$$

$$\mathbf{Rsges_2} = 4.326$$

$$\mathbf{Q2} := \omega \cdot \frac{\mathbf{La2}}{\mathbf{Rsges_2}} \quad \mathbf{Q2} = 35 \quad \mathbf{B2} := \frac{\mathbf{fop}}{\mathbf{Q2}} \quad \mathbf{B2} = 3.874 \times 10^5$$

Parallelwiderstand Antenne

$$\mathbf{Rp_2} := \frac{(\omega \cdot \mathbf{La2})^2}{\mathbf{Rsges2} + 2 \cdot \mathbf{Rq2}}$$

$$\mathbf{Rp_2} = 5.299 \times 10^3$$

Nachfolgend die Berechnung der Matching-Komponenten, wobei die Transformationsimpedanz aufgrund des gleichen EMV-Filters aus der Berechnung der 6-Windungs-Antenne übernommen wird.

$$\mathbf{C1ber_2} := \frac{1}{\omega \cdot \sqrt{\mathbf{Rt} \cdot \frac{\mathbf{Rp_2}}{4} + \frac{\mathbf{Xt}}{2}}}$$

$$\mathbf{C1ber_2} = 2.414 \times 10^{-11}$$

$$\mathbf{C1_2} := 26 \cdot 10^{-12}$$

$$\mathbf{C2ber_2} := \frac{1}{\omega^2 \cdot \frac{\mathbf{La2}}{2}} - \frac{1}{\omega \cdot \sqrt{\mathbf{Rt} \cdot \frac{\mathbf{Rp_2}}{4}}} - 2 \cdot \mathbf{Ca}$$

$$\mathbf{C2ber_2} = 1.133 \times 10^{-10}$$

$$\mathbf{C2_2} := 113.510^{-12}$$

Zur Überprüfung ob der gewünschte Anpasswiderstand von 80 Ω erreicht ist, wird die Matchingimpedanz berechnet:

$$\mathbf{Zant2} := \frac{\left(\frac{\mathbf{Rsges2}}{2} + \mathbf{Rq2} + \mathbf{ZLa2} \right) \cdot \mathbf{ZCa2}}{\frac{\mathbf{Rsges2}}{2} + \mathbf{Rq2} + \mathbf{ZLa2} + \mathbf{ZCa2}}$$

$$\mathbf{Z4} := \frac{\mathbf{Zant2} \cdot \mathbf{ZC2_2}}{\mathbf{Zant2} + \mathbf{ZC2_2}}$$

$$\mathbf{Z5} := \frac{(\mathbf{ZC1_2} + \mathbf{Z4}) \cdot \mathbf{ZC0}}{\mathbf{ZC1_2} + \mathbf{Z4} + \mathbf{ZC0}}$$

$$\mathbf{Zges2} := \mathbf{ZL0} + \mathbf{Z5} \quad \mathbf{Zges2} = 39.66 + 0.852i$$

$$|\mathbf{Zges2}| = 39.669$$

$$2 \cdot \mathbf{Zges2} = 79.32 + 1.705i$$

$$|2 \cdot \mathbf{Zges2}| = 79.339$$

Abschließend werden zu besserer Übersicht die Ströme und Spannungen der beiden Antennen gegenübergestellt. Dabei zeigt sich, wie es erwartet wurde, dass die Spannung U_{C2} bei der 4-Windungs-Antenne im Reader Mode kleiner ist.

Berechnung der Ströme und Spannungen der Schaltung mit einfacher Parallelkapazität

Antenne 6 Windungen

Quelle $I_q := \frac{U_q}{Z_{ges1} + R_{quelle}}$ $|I_q| = 0.036$

$UR_{quelle} = I_q \cdot R_{quelle}$ $|UR_{quelle}| = 0.181$

EMV Filter $UL0 := I_q \cdot ZL0$ $|UL0| = 1.73$

$UC0 := U_q - UR_{quelle} - UL0$ $|UC0| = 2.347$

$IC0 := \frac{UC0}{ZC0}$ $|IC0| = 0.036$

Serienkap $IC1 := I_q - IC0$ $|IC1| = 0.024$

$UC1 := IC1 \cdot ZC1_1$ $|UC1| = 14.766$

Parallelkap $UC2 := UC0 - UC1$ $|UC2| = 15.678$

$|2 \cdot UC2| = 31.355$

Antenne 4 Windungen

Quelle $I_{q2} := \frac{U_q}{Z_{ges2} + R_{quelle}}$ $|I_{q2}| = 0.037$

$UR_{quelle2} = I_{q2} \cdot R_{quelle}$ $|UR_{quelle2}| = 0.185$

EMV Filter $UL02 := I_{q2} \cdot ZL0$ $|UL02| = 1.762$

$UC02 := U_q - UR_{quelle2} - UL02$ $|UC02| = 2.268$

$IC02 := \frac{UC02}{ZC0}$ $|IC02| = 0.035$

Serienkap $IC12 := I_{q2} - IC02$ $|IC12| = 0.025$

$UC12 := IC12 \cdot ZC1_2$ $|UC12| = 11.175$

Parallelkap $UC22 := UC02 - UC12$ $|UC22| = 11.979$

$|2 \cdot UC22| = 23.958$